

文章编号:1000-8055(2012)02-0343-07

小型航空活塞发动机点火系统优化设计

张 奇¹, 徐国强², 杜发荣²

(1. 北京航空航天大学 交通科学与工程学院, 北京 100191;

2. 北京航空航天大学 能源与动力工程学院, 北京 100191)

摘 要: 针对微型无人机用小功率航空活塞发动机电容放电点火系统快速高效充电进行了优化设计与试验研究. 分析了传统充电升压变换采用恒频脉宽调制 PWM(pulse width modulation)方式的缺点, 提出了一种开关频率可变、输出电压检测无需电阻分压实现的充电方式, 推导给出了关断时间和充电时间的计算公式, 设计实现了该充电电路并进行了试验. 结果表明: 该充电方式充电时间短, 效率高; 充电时间估算方法准确可靠, 误差小, 计算量少.

关 键 词: 无人机; 航空活塞发动机; 电容放电; 点火系统; 反激变换

中图分类号: V231.71

文献标志码: A

Aero piston engine capacitor discharge ignition system optimization research and design

ZHANG Qi¹, XU Guo-qiang², DU Fa-rong²

(1. School of Transportation Science and Technology,

Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China;

2. National Key Laboratory of Science and Technology on Aero-engine Aero-thermodynamics,
School of Jet Propulsion, Beijing University of Aeronautics and Astronautics,
Beijing 100191, China)

Abstract: Reliable and robust high energy ignition system was optimized and tested for aero piston engine. The traditional fixed-frequency PWM (pulse width modulation) flyback step-up charging method and its drawbacks were analyzed, and then a variable-frequency PFM (pulse frequency modulation) charging method and a way to sense output voltage without resistor arrays feedback were proposed, and the appropriate charge time computation algorithm was presented, lastly the capacitor charge circuit was designed and tested. The experimental result shows that the proposed charging method works correctly with more efficiency, and the charge time computation formula is precise.

Key words: UAV (unmanned aerial vehicle); aero piston engine; capacitor discharge; ignition system; flyback converter

近几年来, 无人机技术发展迅速, 许多国家都把无人机作为优先发展的方向. 由于无人机动力系统决定了无人机系统的最终性能表现, 因此成为各国竞相研究的热点. 目前, 无人机广泛采用的动力装置有往复式和旋转式活塞发动机, 包括涡

喷、涡扇、涡桨和涡轴在内的燃气涡轮发动机, 以及电池驱动的电动机等^[1-2]. 活塞发动机由于结构简单, 维护方面可靠性高, 经济性好, 在无人机动力系统中占有优势地位.

目前发展最为迅速、在役数量最多的微型无

收稿日期: 2011-08-26; 修订日期: 2011-10-18

作者简介: 张奇(1979—), 男, 河南遂平人, 博士生, 研究方向: 发动机机电系统集成. E-mail: zhangqi01@buaa.edu.cn

人机基本上都采用两冲程往复活塞发动机. 该类型发动机排量在 100 mL 以下, 采用化油器供油方式, 点火系统采用电容放电点火系统. 现在, 该类型发动机大多由航模发动机改装而来, 全新设计不多, 因此针对无人机动力系统特定需求, 对发动机相关系统进行适应性改进设计就非常重要^[1]. 电容放电点火系统作为活塞发动机可靠正常工作的关键, 其性能参数设计必须非常严格. 除此之外, 为了降低无人机系统使用成本和简化后勤保障, 美国对无人机动力系统提出了航空重油发动机 HFE (heavy fuel engine) 研发计划, 未来发动机使用燃料范围必须包括航空重油甚至是柴油, 这不但对现有发动机设计带来很大挑战, 也对现有发动机点火系统的设计带来更高要求^[3-5]. 本文针对上述问题, 对现有航空活塞发动机电容点火系统快速高效充电进行研究, 以满足现在及未来无人机动力系统需求.

1 传统电容放电点火系统

电容放电点火系统由高压电容放电来实现, 电容放电电压一般在 200~400 V 左右, 该放电电压通过 1:100 以上的变压器继续升压最终实现击穿放电. 由于电容放电电压较高, 不能由供电电源直接充电实现, 因此电容放电点火系统一般需要经过升压变换来实现对放电电容的充电^[6-8]. 传统电容放电点火系统基本结构如图 1 所示. 输入是航空直流电源, 一般为 12 V 或者 28 V 电压输入; 升压变换部分完成输入直流电压到电容放电电压的充电变换, 一般采用 DCDC (直流到直流) 升压方式实现; 触发电火部分实现点火提前角调整和触发放电, 提前角调整通过控制器内部算法实现, 触发放电部分采用可控硅 (SCR) 实现. 其中, DCDC 升压变换部分是整个系统的核心.

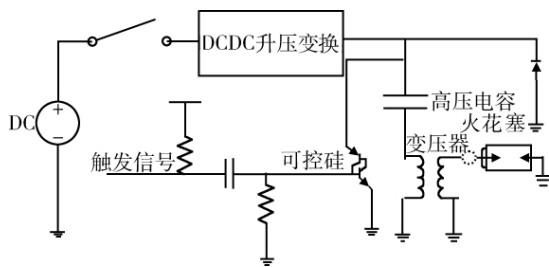


图 1 电容放电点火系统基本结构
Fig. 1 Capacitor discharge ignition system schematic

电容放电点火系统放电能量由 $E = \frac{1}{2}CV^2$ 确定. 其中 C 为放电电容值, V 为放电电容充电

电压. 电容放电点火系统放电速度快, 击穿电压高, 可通过调整放电电容值和充电电压实现点火能量调整, 因此使用方便、适应范围广.

航空活塞发动机工作转速高, 最高可到 10 000 r/min 以上, 此时发动机工作频率为 167 Hz, 周期时间仅为 6 ms, 而发动机工作最低点火能量需要 20 mJ 以上, 因此电容放电点火系统中的升压充电变换部分必须保证放电电容在该时间范围内充电至 200~400 V^[7-8].

传统电容放电点火系统中 DCDC 升压变换一般采用 Flyback 反激回扫升压方式, 其实现原理如图 2 所示. 反激变压器 T 兼具电感特性和变压器特性, 在不同阶段以不同特性工作. D , S 和 G 端分别是开关管的漏极、源级和门极. 功率开关管导通时, 反激变压器相当于电感工作, 初级线圈中的电流随导通时间增长; 功率开关管关断时, 反激变压器按照变压器工作, 初级电流映射到次级, 初次级感应电压和对应匝数成比例. 输出电压通过电阻分压实现电压反馈, 控制 IC (集成电路) 通过反馈电压进行功率开关管的占空比调节^[9-10].

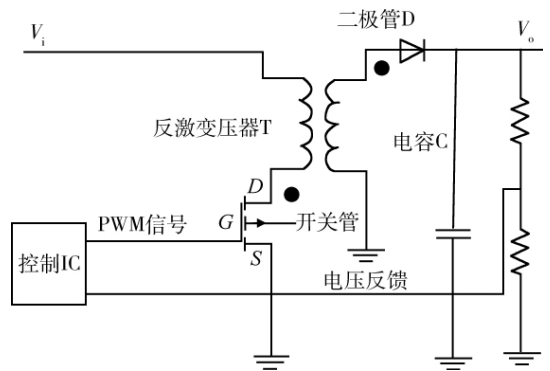


图 2 Flyback 反激升压变换结构
Fig. 2 Flyback step-up converter schematic

现有控制 IC 基本上都是采用恒频脉宽调节 PWM (pulse width modulation) 方式, 工作频率一定, 通过改变占空比实现导通时间和关断时间的比例^[9]. 采用该种方案的原因是脉宽调节 PWM 方案比较成熟, 而且设计目标为稳压电源, 输出电压值固定, 系统上电后经历一次瞬态过程即工作在设计点上, 然后进入稳态工作方式. 电容放电点火系统工作方式刚好相反, 虽然电容放电目标电压 (充电电压) 是不变的, 但点火系统工作状态是不停的充电放电过程, 因此可以说基本上一直处于充电的瞬态过程, 特别是工作转速较高的情况下, 这显然和稳压电源的设计有区别. 稳压电源的

单一稳态设计点,显然不能保证瞬态充电过程的高效率。

传统恒频脉宽调节 PWM 方式用在电容放电点火系统上的缺点可以通过具体过程进行分析。充电开始时,输出电容电压很低,反馈电压很小,因此占空比很大,这样导致开关管导通时间过长,关闭时间很短^[10-11]。开关管导通时间常,磁芯可能饱和,发热量增加,效率肯定降低。关闭时间短,次级线圈不能充分放电从而不能有效对输出电容充电,因此效率也会降低。充电接近结束时,输出电容电压较高,此时次级线圈放电速度快,次级电流很快下降到零,导致开关管过早关断,系统一段时间内处于空闲状态,效率显然也会下降。因此采用恒频 PWM 方式不适合电容放电点火系统的电容充电过程,必须采用变频率的工作方式。除此之外,传统反激升压变化的输出电压反馈采用电阻分压实现,这在低电压的设计中是可以的,但是电容放电点火系统的输出电压值较高,采用电阻反馈显然会带来功耗增加,也即静态功耗增大,因此为了降低系统功耗,应避免采用电阻分压实现。本文的优化设计正是针对上述问题进行研究。

2 电容放电点火系统优化设计

2.1 优化设计方案

对图 2 的升压变换过程,列方程分析^[11-12]。

第一阶段:初级电感充电。

该段时间内,初级线圈作为电感特性工作,分别对初次级列电压方程可以得到初级

$$V_i = L_p I_p / T_{on} \quad (1)$$

次级

线圈两端感应电压,也即开关管 D 端电压为

$$V_d = n \times (-V_i) \quad (2)$$

其中 n 为初次级匝数比, V_i 为输入电压, L_p 为初级电感, I_p 为初级电感峰值电流, T_{on} 为开关闭合时间。由于感应电压为负,故此时二极管反向截止,输出电容没有充电。

第二阶段:次级电感放电,输出电容充电

该段时间内,初级线圈开关管断开,初级电感能量转移到次级线圈,次级线圈通过二极管正向导通对输出电容进行充电。

对于初级:

开关管关断时刻,初级电流安匝数为 $n_p \times I_p$,由磁路连续性知道,此安匝数不能突变,因此必然

经过变压器变比后,初级电流反应到次级电流,其转换公式为

$$n_p \times I_p = n_s \times I_s \quad (3)$$

因此开关管关断瞬间,次级感应电流为

$$I_s = n_p / n_s I_p = 1/n I_p \quad (4)$$

其中 n_p, I_p 为初级线圈匝数和峰值电流, n_s, I_s 为次级线圈匝数和峰值电流。

感应电压值在开关管 D 端为

$$V_d = V_i + (V_o + V_{diode})/n \quad (5)$$

其中 V_o 为输出电容两端电压, V_{diode} 为二极管正向压降。

对于次级:

初级电流映射到次级后,相当于有一初值的电流对输出电容充电,次级线圈感应电压为

$$V_d = V_o + V_{diode} \quad (6)$$

随着充电过程进行,输出电容两端电压升高,线圈中电流逐渐减小。由式(5)和式(6)可以看到,次级在对输出电容充电过程中,充电电流没有减少到零的情况下,输出电压一直在初级线圈开关管 D 端有反射电压,也即初级线圈 D 端电压含有输出电压分量,因此可以在初级线圈对输出电压进行检测,不再需要输出反馈电阻分压。这样可以大大降低系统静态功耗,减少元件数目,降低成本^[11-12]。

开关管在次级电流下降到 0 的时刻,马上开始下一个周期的充电过程,这种方式肯定是最高效的。但由于输出电压变化,次级放电时间逐渐减小,因此关断时间肯定也要减小。在输入电压不变、初级峰值电流一定的情况下,开关管工作频率肯定是逐渐减小的,这也是采用可变频率充电的原因^[10]。次级电流下降到 0 的时刻,输出电压不再对初级线圈有反射电压,故此时初级开关管 D 端电压为输入电压,因此也可以通过初级开关管 D 端电压和输入电压比较确定充电过程是否结束以及是否开始下一个充电过程^[12]。

这样通过对初次级感应电压的分析,可以巧妙地利用初级开关管 D 端电压与不同电压值比较实现目标充电电压和本次充电过程结束的检测。该设计思路完全基于电容充电特性工作,不同于反激升压稳压电源设计,因此更高效、更迅速。

2.2 关键参数设计计算

2.2.1 关断时间

由于充电过程每次关断时间随输出电压的变

化而变化,充电效率和充电时间跟关断时间密切相关,故应准确地计算电流计算关断时间。

设定初级电感为 L_p , 峰值电流为 I_p , 初次级匝数比为 $1:n$, 则次级电感 $L_s = n^2 L_p$, 对于次级电感对输出电容充电的整个回路来讲

$$-L_s \frac{dI}{dt} = V_{\text{diode}} + V_o + IR \quad (7)$$

V_{diode} 为二极管压降, R 为次级总等效电阻。

再对输出电容, 有

$$C_o \frac{dV_o}{dt} = I \quad (8)$$

对上面方程整理, 得到输出电压和输出电流方程

$$-L_s \frac{d^2 I}{dt^2} = \frac{dV_o}{dt} + \frac{dI}{dt} R = \frac{I}{C_o} + \frac{dI}{dt} R \quad (9)$$

$$-L_s C_o \frac{d^2 V_o}{dt^2} = V_{\text{diode}} + V_o + C_o \frac{dV_o}{dt} R \quad (10)$$

初始条件: 初始电流值为 $\frac{1}{n} I_p$, 初始充电电容电压 V_c 。

对电流方程整理得到

$$L_s \frac{d^2 I}{dt^2} + \frac{dI}{dt} R + \frac{I}{C_o} = 0 \quad (11)$$

显然该方程是二次常系数微分方程, 其对应特征方程为

$$\frac{d^2 I}{dt^2} + \frac{dI}{dt} \frac{R}{L_s} + \frac{I}{L_s C_o} = 0 \quad (12)$$

设定 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_o}}$, $k = \frac{R}{2L_s}$ 则方程化为

$$\frac{d^2 I}{dt^2} + 2k \frac{dI}{dt} + \omega_0^2 I = 0 \quad (13)$$

其特征根为

$$x = \frac{2k \pm \sqrt{4k^2 - 4\omega_0^2}}{2} \quad (14)$$

由于 R 一般在 1Ω 左右, L_s 在 1mH 左右, C_o 在 $0.1\mu\text{F}$ 左右, 因此 $4k^2 - 4\omega_0^2 \approx -4\omega_0^2$, 故最终特征根近似为

$$x = \frac{-2k \pm i2\omega_0}{2} = -k \pm i\omega_0 \quad (15)$$

其对应的方程解为

$$I(t) = Ae^{(-k+i\omega_0)t} + Be^{(-k-i\omega_0)t} \quad (16)$$

再由 $e^{ix} = \cos x + i\sin x$, 进一步得到电流的方程为

$$I(t) = e^{-kt} [A \cos(\omega_0 t) + B \sin(\omega_0 t)]$$

代入初始电流值和电压值, 得到最终解为

$$I(t) =$$

$$e^{-kt} \left[\frac{1}{n} I_p \cos(\omega_0 t) - \frac{V_o - k \frac{1}{n} I_p L_s}{\omega_0 L_s} \sin(\omega_0 t) \right] \quad (17)$$

当其中电流为零时, 求得关断时间为

$$t_{\text{off}} = \frac{1}{\omega_0} \arctan \left[\frac{\frac{1}{n} I_p \omega_0 L_s}{V_o - k \frac{1}{n} I_p L_s} \right] \quad (18)$$

输出电压较小时, $V_o - k \frac{1}{n} I_p L_s < 0$, 公式为

$$t_{\text{off}} = \frac{1}{\omega_0} \left[\pi - \arctan \frac{\frac{1}{n} I_p \omega_0 L_s}{k \frac{1}{n} I_p L_s - V_o} \right] \quad (19)$$

输出电压 V_o 较大, $V_o \geq k \frac{1}{n} I_p L_s$ 时, 公式为

$$t_{\text{off}} \approx \frac{1}{\omega_0} \frac{\frac{1}{n} I_p \omega_0 L_s}{V_o - k \frac{1}{n} I_p L_s} \approx \frac{\frac{1}{n} I_p L_s}{V_o - k \frac{1}{n} I_p L_s} \quad (20)$$

进一步近似为

$$t_{\text{off}} \approx \frac{\frac{1}{n} I_p L_s}{V_o - k \frac{1}{n} I_p L_s} \approx \frac{\frac{1}{n} I_p L_s}{V_o} = \frac{NI_p L_p}{V_o} \quad (21)$$

从式(19)、式(21)可以看出, 关断时间随输出电压增大而变小, 这和初期设想是吻合的。

在初级电感为 $10\mu\text{H}$, 峰值电流为 3A , 匝数比为 $1:10$ 的情况下, 关断时间随输出电压变化曲线如图 3 所示。

2.2.2 理论充电时间

充电时间电容放电点火系统中的最核心参数。公式推导如下:

整个充电时间为

$$T = \sum_{k=1}^M t_{\text{on}} + t_{\text{off},k} \quad (22)$$

每次传递电荷量

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \frac{1}{n} I_p \cdot t_{\text{off}} = \frac{1}{2} \frac{1}{n} I_p \cdot \frac{n I_p L_p}{V_o} = \frac{I_p^2 L_p}{2 V_o} \quad (23)$$

每次充电电压变化

$$\Delta V = \frac{\Delta Q}{C_o} = \frac{I_p^2 L_p}{2 C_o V_o} \quad (24)$$

故近似微分

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{\Delta V_o}{\Delta t} = \frac{\Delta V_o}{t_{\text{on}} + t_{\text{off}}} \quad (25)$$

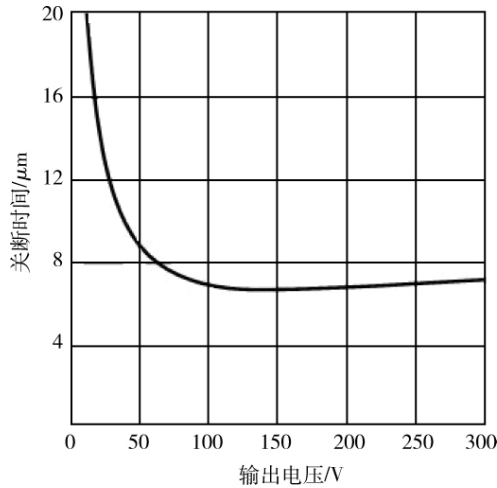


图 3 关断时间随输出电压变化

Fig. 3 Shutoff and voltage output curve

代入

$$t_{on} = \frac{I_p L_p}{V_i}, \quad t_{off} = \frac{n I_p L_p}{V_o},$$

故得到

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{1}{2C_o} \frac{I_p V_i}{V_o + nV_i} \tag{26}$$

进一步化简得到

$$2C_o V_o dV_o + 2C_o nV_i dV_o = I_p V_i dt \tag{27}$$

两边积分,得到

故最终得到充电时间为

$$C_o V_o^2 + 2C_o nV_i V_o = I_p V_i t \tag{28}$$

$$T_c = \frac{C_o V_o^2}{I_p V_i} + \frac{2C_o nV_o}{I_p} \tag{29}$$

仍然按照前面工作参数,加上输入电压为 12 V,输出电容为 0.94 μF(两个 0.47 μF 并联)的条件,得到输出电压和充电时间关系如图 4.

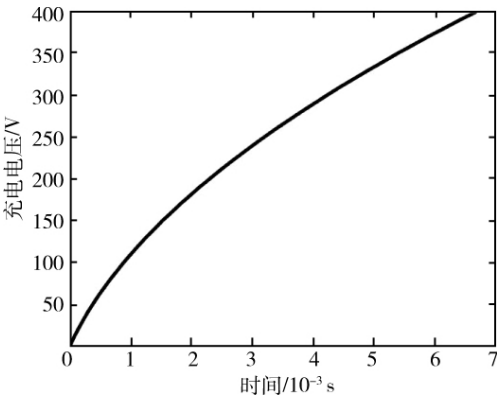


图 4 充电电压和充电时间关系曲线

Fig. 4 Charge voltage and time curve

3 试验验证

按照上述优化方案,设计试验原理电路如图 5 所示. 使能信号(enable)为充电控制信号, 高电

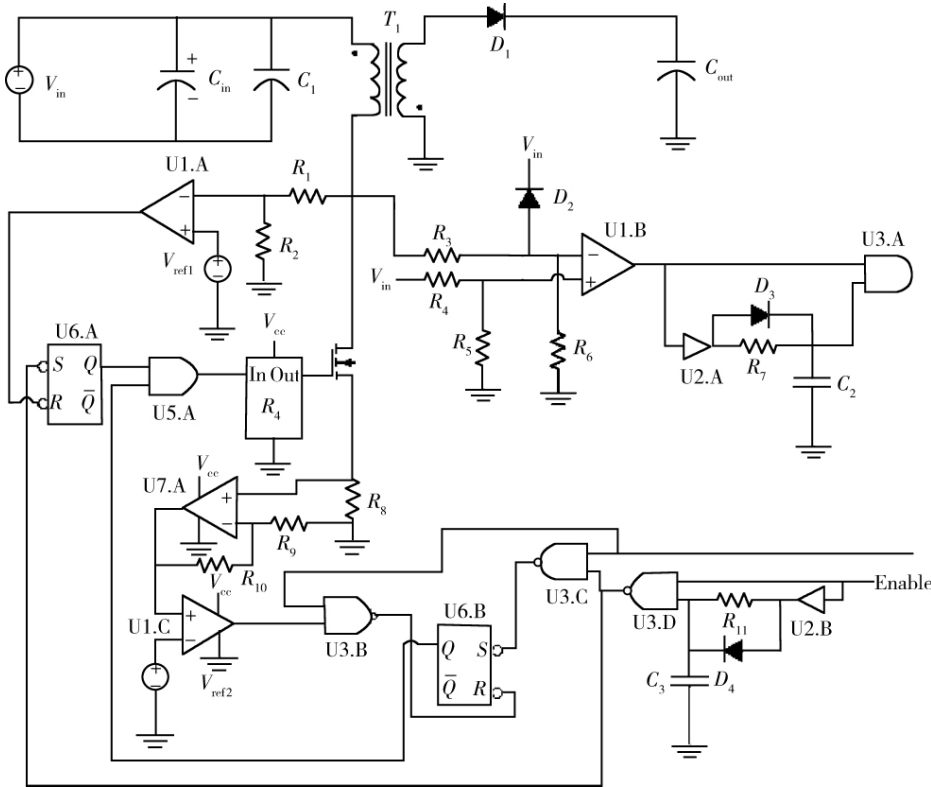


图 5 充电电路优化设计实现原理

Fig. 5 Optimized capacitor charge circuit schematic

平触发充电过程开始,低电平停止充电过程.反激变压器 T_1 初级线圈在开关管 D 端感应电压分别与输入电压 V_i 和 V_{ref1} 进行比较,确定充电过程中下一个充电周期开始和输出电压达到目标值, V_{ref1} 决定的输出电压公式为

$$V_o = \left[V_{ref1} \times \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) - V_i \right] \times n - V_{diode}$$

初级峰值电流控制通过电流检测电阻 R_8 实现,采样电流经过 R_8 转化为电压,并经过放大后与 V_{ref2} 电压进行比较,从而限制反激变压器 T_1 初级线圈峰值电流.该充电电路控制逻辑通过触发器和门电路实现,全部为数字逻辑,抗干扰性能好,这对于航空活塞发动机可靠性是非常有利的.

根据某型微型无人机用小型航空活塞发动机要求对该充电电路进行了试验.该发动机要求点火系统最高点火频率 200 Hz,双点火方式,点火能量 20 mJ 左右,充电电压 300 V 以上,根据以上要求,确定关键器件参数为反激变压器初级电感 $10 \mu\text{H}$,峰值电流 3 A,初次级匝数比为 1 : 10;输出电容为 $0.94 \mu\text{F}$ (两个 $0.47 \mu\text{F}$ 并联).

按照上述参数进行试验,试验波形如图 6 所示.通道 1 为开关管 G 端控制波形,通道 2 为输出充电电压.可以看出,该充电电路能按照优化设计思路工作,300 V 充电电压时,充电时间在 5 ms 左右,完全满足 200 Hz 的工作要求.与图 4 理论计算结果相比,实际值偏大,但误差在 0.1 ms 左右,原因是理论计算采用了近似公式,有一定的误差,另外实际反激变压器有漏感,磁芯有损耗.



图 6 优化设计充电过程波形

Fig. 6 Optimized charge circuit charging waveform

4 结 论

通过上述理论优化设计过程分析和实际试验可以得到如下结论:

1) 点火系统的电容充电过程不同于反激升压开关稳压电源设计,需要按瞬态工作过程进行设计.

2) 充电过程中,管断时间随输出电压增加而减小;充电时间可以通过公式估算,该算法计算量小,准确可靠.

3) 该优化设计方案正确可实施,对现有航空活塞发动机点火系统设计有很大提高.

参考文献:

- [1] 《世界中小型航空发动机手册》编委会. 世界中小型航空发动机手册[M]. 北京:航空工业出版社,2006.
- [2] 尹泽勇,李上福,李概奇. 无人机动力装置的现状及发展[J]. 航空发动机,2007,33(1):10-15.
YIN Zeyong, LI Shangfu, LI Gaiqi. Current state and development of the unmanned aerial vehicle powerplants[J]. Aeroengine, 2007, 33(1): 10-15. (in Chinese)
- [3] 龙中强. 解决无人机动力难题的新希望—两冲程重油发动机[J]. 现代兵器,2002,(12):30.
LONG Zhongqiang. Future trends to UAV powerplants—two stroke heavy fuel engine[J]. Modern Weaponry, 2002 (12): 30. (in Chinese)
- [4] 何煦虹,蒋琪. 雷锡恩公司为小型无人机提供重油发动机[J]. 飞航导弹,2008(9):33. (in Chinese)
HE Xuhong, JIANG Qi. Raytheon offers heavy fuel engine for small UAV[J]. Aerodynamic Missile Journal, 2008(9): 33. (in Chinese)
- [5] Geoffrey C, Gavin D, Steven A. The application of air-assist direct injection for spark-ignited heavy fuel 2-stroke and 4-stroke engines[R]. SAE, 2005-32-0065, 2005.
- [6] 吴恩会,陈新. 应用于航空发动机直流高能点火装置的高压变换器研究[J]. 电子测量与仪器学报,2008(S2): 305-308.
WU Enhui, CHEN Xin. Study of RCC converter applied in high-energy ignition of aeroengine[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrument, 2008(S2): 305-308. (in Chinese)
- [7] 何健虎,薛惠峰,张学平,等. 无人机发动机点火系统改进研究[J]. 西安工业大学学报,2008,28(6):539-542.
HE Jianhu, XUE Huifeng, Zhang Xueping, et al. Improvement of ignition system on UAV engine[J]. Journal of Xi'an Technological University, 2008, 28(6): 305-308. (in Chinese)
- [8] 李永科,陈自力,田庆民. 无人机发动机点火停车电路故障在线检测研究[J]. 测试技术学报,2003,17(3):229-232.
LI Yongke, CHEN Zili, TIAN Qingmin. Research on fault online detect of UAV engine start and pull up circuit[J]. Journal of Test and Measurement Technology, 2003, 17(3): 229-232. (in Chinese)
- [9] 张占松,蔡宣三. 开关电源的原理与设计[M]. 修订版. 北京:电子工业出版社,2004.

[10]

Maniktala. 开关电源设计与优化[M]. 王志强,郑俊杰,译. 北京:电子工业出版社,2006.

[11]

Michael G N. Design and control of photoflash capacitor charging circuits[D]. Boston: Massachusetts Institute of Technology, 2004.

[12]

Sokal N O,Redl R. Control algorithms and circuit design for optimal flyback-charging of an energy-storage capacitor (eg for flash lamp or defibrillator)[J]. IEEE Transaction on Power Electronics,1997,12(5):885-894.