

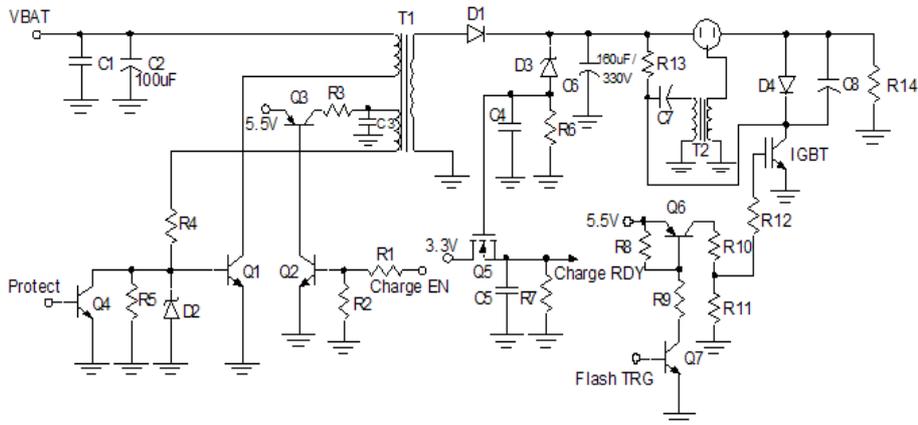
数码相机闪光灯充电电路分析

一、前言

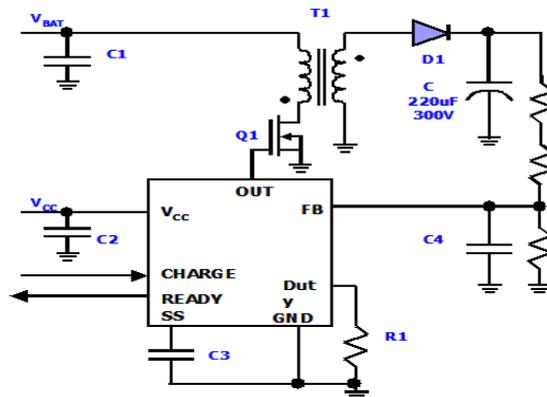
目前市场上的数码相机和手机相机对于质量要求越来越高,环境亮度不足时需要闪光灯辅助以改善照相质量。闪光灯是一种在极短的时间内产生极高光波能量的装置,目前大多使用氙灯。其触发方式是利用一个高压电容器储存足够的能量,然后将其能量释放至灯管,此能量会在灯管内激发氙气而发光。

二、充电电路简介

触发闪光灯所需的能量由一个高压电容(一般约 200V~300V)储能提供。在手持式产品中(如:数码相机、手机),如何将电池能量有效且快速地储存到高压电容,取决于充电电路的设计。早期的充电电路由许多分立电路组合而成,如图一,这种电路效率较差、所需元器件数较多,而且占用很大的电路板尺寸,不适合便携产品的开发。随着半导体技术的蓬勃发展,许多厂商推出了将充电电路组件及控制器整合成一颗芯片的方案,如图二所示。集成控制方案有固定频率、固定导通时间和峰值限流控制方案。在此类应用中,固定频率控制效率较低,固定导通时间控制则受限于变压器一次侧的电感值,而电流峰值限制则具有高效、安全等特点。本文针对峰值电流限制模式进行深入探讨。



图一、传统闪光灯充电电路

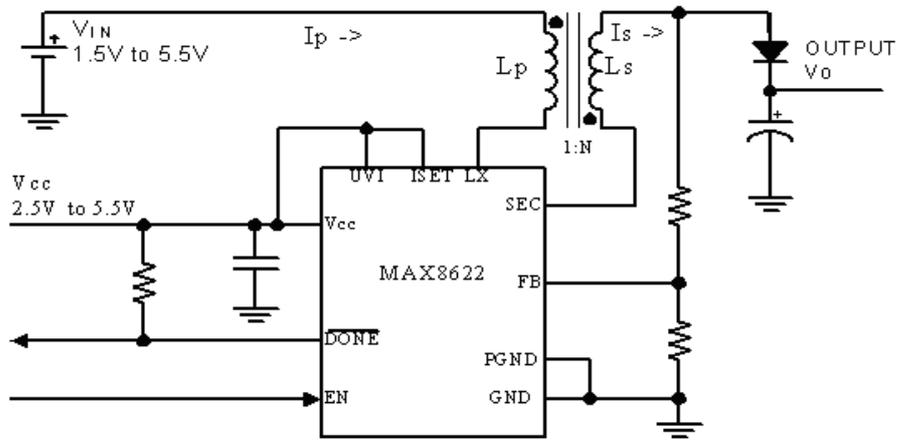


图二、集成闪光灯充电电路

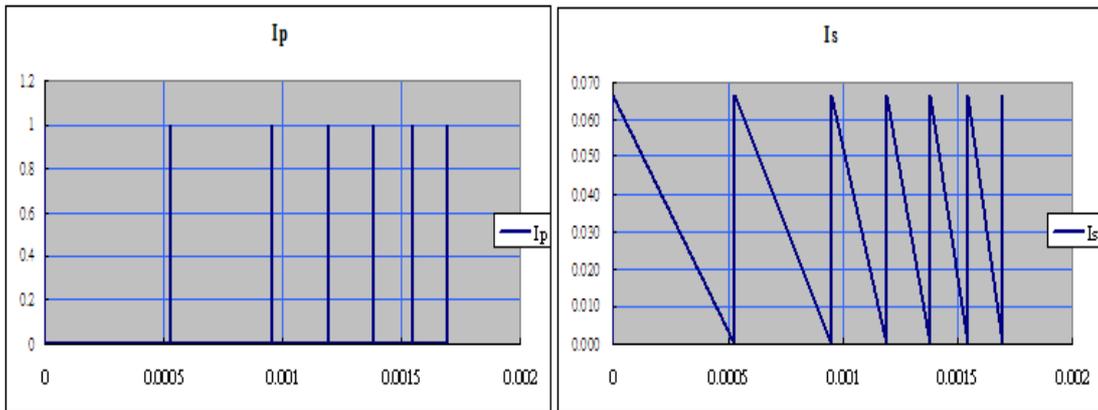
三、充电电路分析—以 MAX8622 为例

MAX8622 支持 2 节碱性电池或 1 节锂电池的应用，并在 IC 内部集成了 MOSFET，利用峰值电流限制控制方式，电路如图三所示。此充电架构相当于反激式转换器，MAX8622 采用逐周期限流方式，可有效抑制输入浪涌电流，并快速、高效地为输出电容充电。

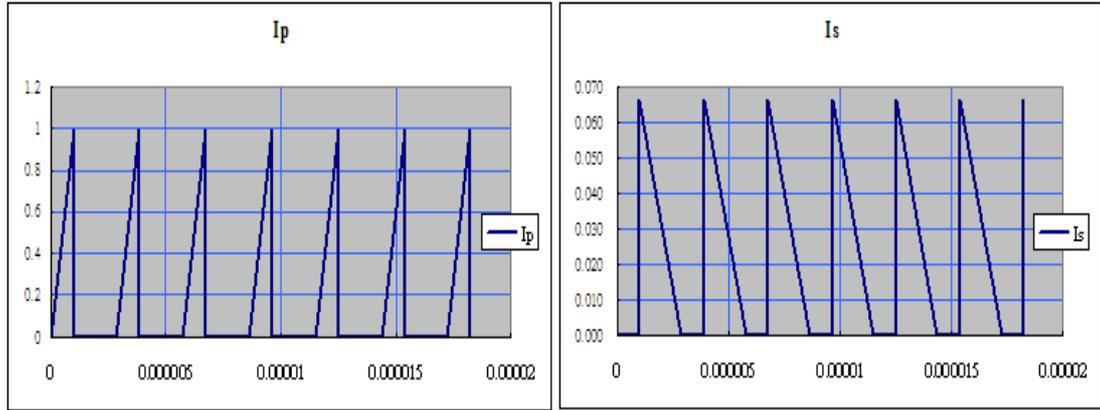
图三电路中，利用变压器一次侧的电感储能，再将能量传送到二次侧的输出电容。MOSFET 导通时，输入电压会对电感充电，电感电流上升；一旦电感电流上升至峰值点（由 ISET 设定），将断开 MOSFET。此时一次侧电感上的能量传递到输出电容，当二次侧电流降至几乎为零时再次导通 MOSFET，如此循环，直至输出电容电压达到设定值。图四与图五为不同周期的一次侧与二次侧电流波形。这类应用中，充电时间是一个非常重要的参数，以下介绍了该参数的理论推导与分析。



图三、MAX8622 充电电路



图四、一次侧与二次侧电流波形（充电的前几个周期）



图五、一次侧与二次侧电流波形（充电中的几个周期）

（一）输出电压与充电时间

定义变压器匝数比为 N ，变压器一次侧电感为 L_p ，二次侧电感为 $L_s = N^2 L_p$

当 MOSFET 导通时，

$$L_p \times \frac{dI_p}{dt} = V_{IN} \Rightarrow \Delta t = \frac{L_p \times \Delta I_p}{V_{IN}} \Rightarrow t_{on} = \frac{L_p \times I_{p,PK}}{V_{IN}} \quad \dots\dots (1)$$

t_{on} 定义为每个周期 MOSFET 的导通时间

由公式 (1) 可得知在 $I_{p,PK}, V_{IN}, L_p$ 为定值，则每个周期的 t_{on} 也为一定值。

当 MOSFET 截止时，此电路就为 LC 串联电路，故可得：

$$I_s(t_{off}) = \frac{1}{N} \times I_{p,PK} \times \cos(\omega_0 t_{off}) - \frac{V_1}{\omega_0 \cdot N^2 \cdot L_p} \times \sin(\omega_0 t_{off}) \quad , \omega_0 = \frac{1}{N \sqrt{L_p C_o}}$$

I_s 的初始值为 $\frac{1}{N} I_{p,PK}$ 且定义 V_1 为每个周期 V_o 的初始值， C_o 为输出电容。

当 $I_s = 0$ 时，MOSFET 就会导通而切换至下一个周期，故可以推导出每个周期的截止时间（off-time）为：

$$\frac{1}{N} \times I_{p,PK} \times \cos(\omega_0 t_{off}) - \frac{V_1}{\omega_0 \cdot N^2 \cdot L_p} \times \sin(\omega_0 t_{off}) = 0$$

$$t_{off} = \frac{1}{\omega_0} \tan^{-1} \left(\frac{I_{p,PK} \cdot \omega_0 \cdot N \cdot L_p}{V_1} \right) \quad \dots\dots (2)$$

由公式 (2) 也可看出每个周期的 t_{off} 是不固定的， t_{off} 会随着输出电容电压增加而越来越小。

假设输出电容初始值为 0（即 $V_1 = 0$ ）则第一个周期的 off-time 为 $\frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{\pi}{2}$ （即 $\frac{1}{4 \cdot f_0}$ ，

$\frac{1}{4} \cdot \frac{L_p}{N^2} \cdot C$ 的周期)

某个周期输出电容电压为：

$$V_{o,n} = N \times L_P \times I_{P,PK} \times \omega_0 \times \sin(\omega_0 t_{off,n}) + V_{1,n} \times \cos(\omega_0 t_{off,n}) \quad \dots\dots (3)$$

整个充电时间为：

$$t = \sum_{k=1}^M (t_{on} + t_{off,k}) \quad \dots\dots (4) \quad (\text{定义 } V_{o,M} = V_{target})$$

将二次侧谐振电流线性化，假设 $\frac{I_{P,PK} \cdot \omega_0 \cdot N \cdot L_P}{V_1}$ 很小，所以

$$\tan^{-1}\left(\frac{I_{P,PK} \cdot \omega_0 \cdot N \cdot L_P}{V_1}\right) \approx \frac{I_{P,PK} \cdot \omega_0 \cdot N \cdot L_P}{V_1}, \text{ 并且假设每个切换周期输出电压的变化很小}$$

($V_1 = V_o$)，故公式 (2) 可简化得

$$t_{off} = \frac{1}{\omega_0} \times \frac{I_{P,PK} \cdot \omega_0 \cdot N \cdot L_P}{V_o} = \frac{I_{P,PK} \cdot N \cdot L_P}{V_o} \quad \dots\dots (5)$$

$$\Delta Q = \frac{I_{P,PK}}{2 \cdot N} \cdot t_{off} = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{I_{P,PK}}{N}\right)^2 \cdot \frac{L_S}{V_o} = \frac{1}{2} \cdot I_{P,PK}^2 \cdot \frac{L_P}{V_o}, \text{ 在 } t_{off} \text{ 时间内是对输出电容充电}$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C_o} = \frac{1}{2 \cdot C_o} \cdot I_{P,PK}^2 \cdot \frac{L_P}{V_o}$$

因为 ΔV_o 、 t_{on} 、 t_{off} 非常的小，所以我们可以将 $\frac{\Delta V_o}{\Delta t}$ 等效为输出电压 V_o 对时间的微分。故可得

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{\Delta V_o}{\Delta t} = \frac{\Delta V_o}{t_{on} + t_{off}} = \frac{\frac{1}{2 \cdot C_o} \cdot I_{P,PK}^2 \cdot \frac{L_P}{V_o}}{\frac{I_{P,PK} \cdot L_P}{V_{IN}} + \frac{I_{P,PK} \cdot N \cdot L_P}{V_o}} = \frac{1}{2C_o} \cdot \frac{I_{PK} \cdot V_{IN}}{V_o + N \cdot V_{IN}}$$

$$\Rightarrow 2C_o \cdot V_o \cdot \frac{dV_o}{dt} + 2C_o \cdot N \cdot V_{IN} \cdot \frac{dV_o}{dt} = I_{P,PK} \cdot V_{IN}$$

$$\Rightarrow \int (2 \cdot C_o \cdot V_o \cdot \frac{dV_o}{dt} + 2 \cdot C_o \cdot N \cdot V_{IN} \cdot \frac{dV_o}{dt}) dt = \int I_{P,PK} \cdot V_{IN} dt$$

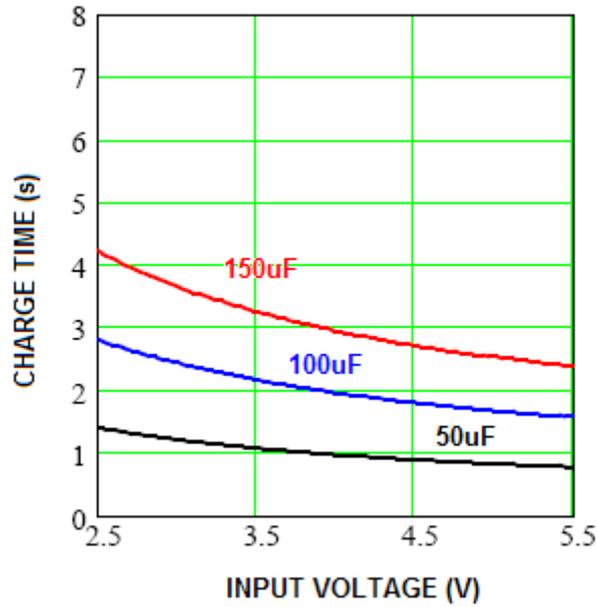
$$\Rightarrow C_o \cdot V_o^2 + 2 \cdot C_o \cdot N \cdot V_{IN} \cdot V_o = I_{P,PK} \cdot V_{IN} \cdot t$$

$$So \quad t = \frac{C_o \cdot V_o^2}{I_{P,PK} \cdot V_{IN}} + \frac{2C_o \cdot N \cdot V_o}{I_{P,PK}} \quad \dots\dots (6)$$

(一) 输入电压与充电时间之间的关系

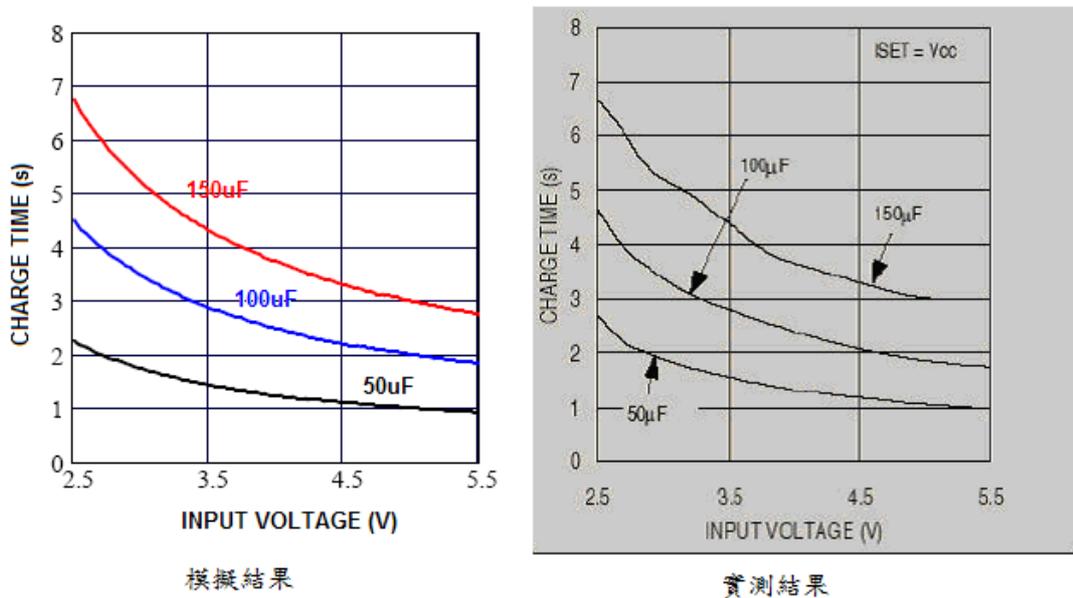
假设变压器一次侧电感为 $5 \mu H$ 、匝数比为 1:15，峰值电流限制为 1.6A，输出电压由 30V 到 300V，不考虑损失情况下。

利用公式 (6) 可仿真出输入电压与充电时间的关系曲线, 如图五。



图五、输入电压与充电时间曲线图之仿真结果 (无考虑损失)

上述推导都是以理想状况, 没有考虑损失, 若将损失考虑进去, 所得之模拟结果与实际量测结果比较如图六。



图六、输入电压与充电时间曲线图仿真结果与实测结果之比较 (考虑损失)

四、结论

本文章针对 MAX8622 峰值电流限制控制方式的闪光灯充电线路做一完整分析与仿真, 推导出的公式有助于我们了解每个参数变化的影响, 并可利用所推导的公式得到一些有用的结果, 仿真结果与实际测量结果非常接近。从上述结果可以看出 MAX8622 所采用的控制架

构能够有效抑制输入浪涌电流，快速且高效地为输出电容充电。