

一种 AC/DC DCM 反激变换器 输出电容在线监测方法

程诗恩

(国网安徽省电力公司太湖县供电公司调控中心, 安徽 太湖 246400)

摘要 在开关电源系统中, 电解电容相比较其他元件最易失效, 寿命最短。为避免因电容失效造成损失, 需要提前预知电解电容工作状态以便及时更换。由于电解电容的电容量 C 和等效串联电阻 ESR (equivalent series resistance) 的值可以反映出电解电容性能的衰退程度, 因此对电容该参数的在线监测十分重要。本文提出了一种 AC/DC DCM 反激变换器输出电解电容 C 和 ESR 的在线监测方案。通过分析输出电压纹波, 推导出 C 和 ESR 的计算模型, 并据此进行了监测系统设计。最后进行了仿真验证。仿真结果和数据验证了理论的有效性。

关键词: 开关电源; 电解电容; C 和 ESR ; 在线监测

The online monitoring method of output capacitor's C and ESR for AC/DC DCM flyback converter

Cheng Shi'en

(State Grid Anhui electric power company Taihu county power supply company, control center,
Taihu, Anhui 246400)

Abstract In the switching mode power supply system (SMPS), the electrolytic capacitors whose lifetime is the shortest are more likely to fail than other components. In order to avoid the losses caused by capacitor failure, it is necessary to know the working state of electrolytic capacitors in advance so as to replace them in time before they fail. The value of C and ESR (equivalent series resistance) can reflect the performance of electrolytic capacitors, thus the online monitoring of the capacitance parameters is very important. In this paper, an online monitoring scheme of output capacitor's C and ESR for AC/DC DCM flyback converter is proposed. The calculation model of C and ESR is deduced by analyzing the output voltage ripple and the monitoring system is designed. Finally, the simulation results and data verify the validity of the theory.

Keywords: SMPS; electrolytic capacitors; C and ESR ; online monitoring

在开关电源系统中, 电解电容容量大, 重量轻, 性价比高, 并广泛运用于去耦、滤波和储能。但长时间的工作使其电解液逐渐挥发, 最终导致电容失效, 表现为电容量 C 的降低和等效串联电阻 ESR 的升高。电解电容失效, 会导致电解电容内部的短、断路损坏, 烧毁开关管及其他限流元器件, 引起电路其他元件的损坏。由此引起的设备故障检修费时费力, 提高成本的同时, 也极大地影响了生产效率。因此, 对于电解电容进行实时监测十分重要。监测的主要目的是能够及时地了解电解电容的工作状态

和失效程度, 以便及时在其失效之前进行更换, 从而确保整个电气设备的正常运行。对于电容监测, 国内外很多学者也都有研究, 主要分为离线式监测, 和在线式监测, 前者主要是对电容参数直接进行测试, 有时需要直接取出电容^[1-2], 而后者则是在不影响主电路工作状态前提下添加监测电路实现的, 相比更具优势^[3]。一般来说, 当电解电容容值 C 减少到初始值的 80% 或 ESR 增大到初始值的 2~3 倍时, 可认为电解电容已经失效^[4]。据此可以通过监测电解电容 C 和 ESR 的值来判断电解电容的工作状态。

1 AC/DC DCM 反激变换器工作原理

图 1 给出了 AC/DC DCM 模式下反激变换器的主电路图，其中，输出电容为铝电解电容，其可等效为 C 和 ESR 的串联^[5]。

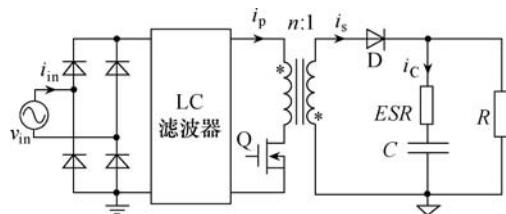


图 1 Flyback 变换器主电路

当变换器工作于 DCM 模式时，开关周期内，变换器有 3 种工作状态。当开关管 Q 开通时，变压器原边导通，电感储能，原边电感电流 i_p 以斜率 V_{in}/L 升高，直至电流达到峰值，工作状态如图 2 (a) 所示。当开关管 Q 关断时，能量由原边转移到副边，变压器副边电感导通，并给输出电容和负载供电，副边二极管随之导通，变换器工作状态如图 2 (b) 所示。由于是 DCM 模式，所以在开关管关断后有电容直接向负载供电的过程如图 2 (c) 所示。图 3 则给出了两个开关周期内原副边电感电流波形。

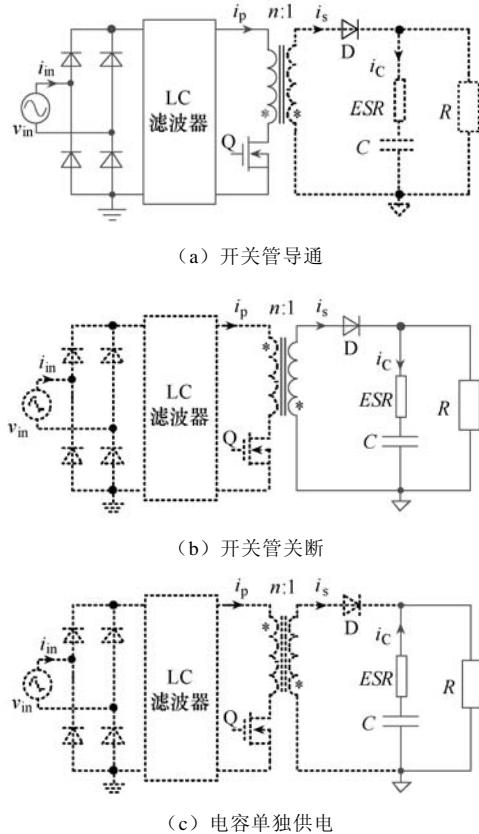


图 2 反激变换器在一个开关周期内工作状态

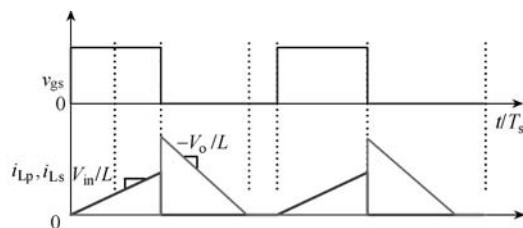


图 3 开关周期内变换器原副边电感电流波形

在反激变换器中，输入功率按正弦平方变化，而输出功率是一定的。为了平衡输入输出功率之间的瞬时差，通常会在输出侧并联一个大电容来实现输入输出的功率解耦，该电容常用容量大的铝电解电容。当需要平衡的能量差一定时，输出电解电容容值越大则输出电压纹波越小。因此，铝电解电容工作状态影响着变换器输出电压的质量，在反激变换器中有着至关重要的作用。有必要对输出电容工作状态进行监测。

2 输出电解电容 C 和 ESR 计算模型的建立

据上节分析，可定义输入电压为

$$v_{in}(t) = V_m \sin(\omega t) \quad (1)$$

由于反激变换器具有 PFC 功能，其功率因数为 1，因此输入电流表达式为

$$i_{in}(t) = I_m \sin(\omega t) \quad (2)$$

式中， V_m 为输入交流电压的幅值； I_m 为输入交流电流的幅值； ω 为输入交流电压的角频率。

根据式 (1)、式 (2) 推出输入功率表达式为

$$p_{in}(t) = v_{in}(t) \cdot i_{in}(t) = V_m I_m \sin^2(\omega t) \quad (3)$$

假设变换器功率平衡，则

$$P_o = P_{in} = \frac{1}{T_{line}/2} \int_0^{T_{line}/2} p_{in}(t) \cdot dt = \frac{V_m I_m}{2} \quad (4)$$

式中， T_{line} 为输入交流电压周期。

输出电容瞬时功率为输入输出功率之差，即

$$p_C(t) = p_{in}(t) - P_o = -P_o \cos(2\omega t) \quad (5)$$

因此，电容储能可以表示为

$$\begin{aligned} E_C(t) &= \frac{1}{2} C v_C(t)^2 = E_C(0) + \int_0^t p_C(t) \cdot dt \\ &= \frac{1}{2} C v_C^2(t) - \frac{P_o \sin(2\omega t)}{2\omega} \end{aligned} \quad (6)$$

式中， $E_C(0)$ 为零时刻时，电容所存储的能量； $v_C(0)$

为零时刻时，电容两端电压。

根据式(6)可得电容电压瞬时值表达式为

$$v_C(t) = \sqrt{\frac{2E_C(t)}{C}} = v_C(0) \sqrt{1 - \frac{P_o \sin(2\omega t)}{\omega C v_C^2(0)}} \quad (7)$$

电容电流则可以通过式(7)得出

$$i_C(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{-P_o \cos(2\omega t)}{v_C(0) \sqrt{1 - \frac{P_o \sin(2\omega t)}{\omega C v_C^2(0)}}} \quad (8)$$

输出电解电容ESR两端电压则可以表示为

$$v_{ESR}(t) = i_C(t) \cdot ESR = \frac{-P_o \cos(2\omega t) \cdot ESR}{v_C(0) \sqrt{1 - \frac{P_o \sin(2\omega t)}{\omega C v_C^2(0)}}} \quad (9)$$

输出电压等于电容两端电压，表达式为ESR电压与电容电压之和，即

$$\begin{aligned} v_o(t) &= v_C(t) + v_{ESR}(t) \\ &= v_C(0) \sqrt{1 - \frac{P_o \sin(2\omega t)}{\omega C v_C^2(0)}} + \frac{-P_o \cos(2\omega t) \cdot ESR}{v_C(0) \sqrt{1 - \frac{P_o \sin(2\omega t)}{\omega C v_C^2(0)}}} \end{aligned} \quad (10)$$

根据式(10)，分别取 $t=0$, $t=\pi/4$ 可得两个时刻输出电压表达式为

$$v_o(0) = v_C(0) - \frac{P_o \cdot ESR}{v_C(0)} \quad (11)$$

$$v_o\left(\frac{\pi}{4}\right) = v_C(0) \sqrt{1 - \frac{P_o}{\omega C v_C^2(0)}} \quad (12)$$

输出电压平均值也可以表示为

$$\begin{aligned} V_o &= \frac{1}{T_{line}/2} \int_0^{T_{line}/2} v_B(t) \cdot dt \\ &= \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \left[v_C(0) \sqrt{1 - \frac{P_o \sin(2\omega t)}{\omega C v_C^2(0)}} \right] \cdot d(\omega t) \\ &\approx \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \left\{ v_C(0) \left[1 - \frac{P_o \sin(2\omega t)}{2\omega C v_C^2(0)} \right] \right\} \cdot d(\omega t) = v_C(0) \end{aligned} \quad (13)$$

由式(11)、式(12)和式(13)得

$$ESR = \frac{V_o [V_o - v_o(0)]}{P_o} \quad (14)$$

$$C = \frac{P_o}{2\omega V_o \left[V_o - v_o \left(\frac{\pi}{4} \right) \right]} \quad (15)$$

式(14)和式(15)则作为AC/DC DCM反激变换器输出电容在线监测的理论依据。根据式(14)和式(15)可以看出，该计算模型的关键在于输出功率，输出电压平均值和输出电压两个特定时刻瞬时值的采样。

根据上述分析，一个工频周期内相关电压电流波形如图4所示。

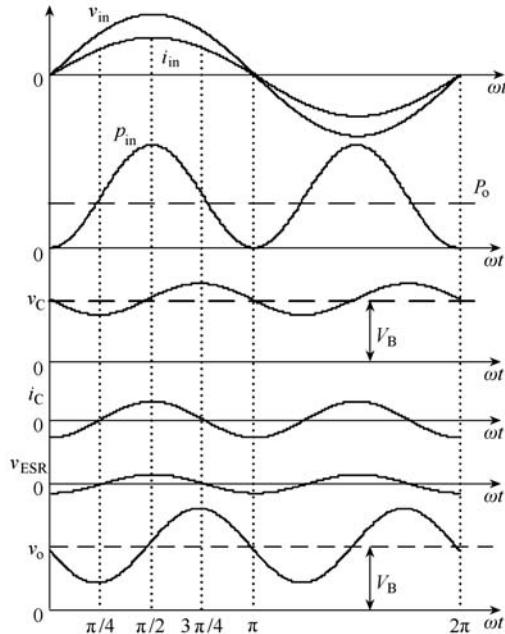


图4 一个工频周期内反激变换器相关电压电流波形

3 在线监测系统设计

3.1 监测方案

根据上节的分析，可以设计监测系统，如图5所示。

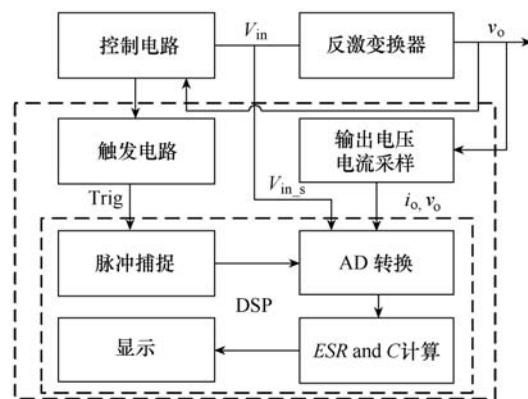


图5 在线监测系统

该监测方案包括反激变换器主功率电路、控制电路、触发电路、输出电压电流采样电路、DSP 和显示单元。从式(14)和式(15)可以看出,为计算获得 C 和 ESR 的值,需要准确获得 0 时刻和 $\pi/4$ 时刻输出电压的值,因此需要设计触发电路,分别在 0 时刻和 $\pi/4$ 时刻生成触发脉冲 trig0 和 trig $\pi/4$,并采样输出电压,从而对特定的两个时刻值进行准确采样。由于 C 和 ESR 表达式中有输出功率 P_o ,因此需要对输出电压电流分别进行采样,同时计算出输出平均功率即 P_o 。将采样得到的输出电压通过 RC 滤波器得到输出电压平均值即 V_o 。电流则通过将信号转化为电压信号的方式进行采样。将所采样的信号送入 DSP 中进行 AD 转换,并将计算程序嵌入到 DSP 中,最终数字信号在 DSP 中进行计算从而得到相对应的电容 C 和 ESR 的值。将该值与对应型号电解电容初始值比较就可以判定电解电容是否失效及退化程度。

3.2 触发电路设计

为获得 0 时刻和 $\pi/4$ 时刻的触发信号,设计了如图 6 所示的触发电路。

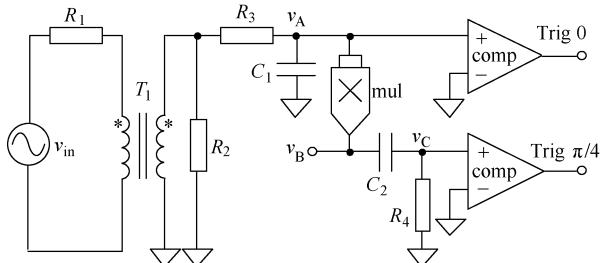


图 6 在线监测系统

考虑到干扰和接地,用变压器 T_1 将触发电路与主电路进行隔离,输出电压通过变压器到副边,经过 R_3 和 C_1 低通滤波器之后得到信号 v_A , v_A 与 v_{in} 相比幅值较小且成倍数关系,倍数取决于变压器匝比,且 v_A 相比 v_{in} 高频成分被滤掉。将 v_A 与 0 比较之后则可获得 0 时刻的触发信号 trig0。另一方面,将 v_A 进行平方处理,得到信号 v_B , v_B 通过隔直处理后得到 v_C ,再将 v_C 与 0 进行比较即可获得 $\pi/4$ 时刻触发信号 trig $\pi/4$ 。触发电路相关点的波形如图 7 所示。

3.3 输出电压电流采样

图 8 给出了电压采样的过程。

由于 DSP 中数模转换部分对输入电压范围有限制,因此用 R_1 、 R_2 进行分压达到降压目的,同时得到输出电压采样信号 v_{o_s} 。本文取 $R_1=10k$, $R_2=2k$ 。则 $v_{o_s}=1/6v_o$ 。另一方面将 v_D 信号通过电压跟随并经

过由 R_3 和 C_1 组成的 RC 滤波器即可获得电压平均值采样信号 V_{o_s} 。

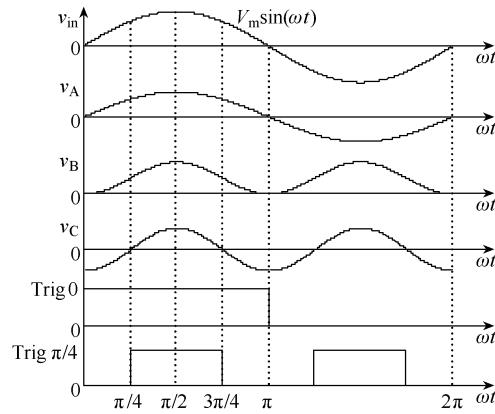


图 7 触发电路相关点波形

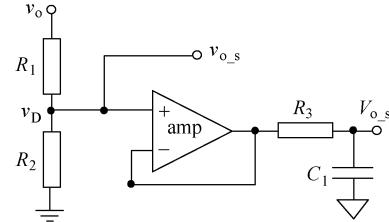


图 8 电压采样电路

电流采样电路如图 9 所示, R_1 为采样电阻,为了不影响输出功率和损耗,采样电阻取值很小,本文取 $R_1=0.2\Omega$,得到的电流信号 v_E 也很小。为了使 DSP 计算更加准确将信号 v_E 进行放大处理,得到放大的信号 v_F 。 v_F 通过 R_C 滤波器后就可以滤除交流部分得到电压平均值 v_G 。改值即可转换为输出电流平均值。通过采样得到的输出电压电流平均值,就可以在 DSP 中计算出输出功率。

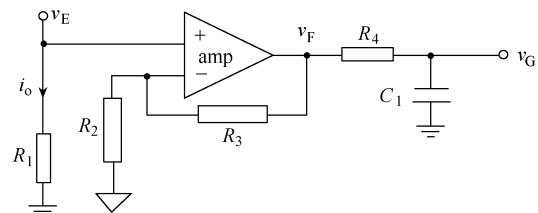


图 9 电流采样电路

4 仿真验证

为验证理论的有效性在 Saber 软件中搭建了仿真图,仿真图如图 10 所示,仿真参数如下。

输入交流电压 V_{in} : 176~264V AC/50Hz。

输出电压 V_o : 90V DC。

输出功率 P_o : 120W。

开关频率 f_s : 100kHz。

原边电感 L_p : 350μH。
副边电感 L_s : 150μH。
输出电容 C : 1000μF。
输出电解电容 ESR : 13mΩ。
控制器: UC3845。

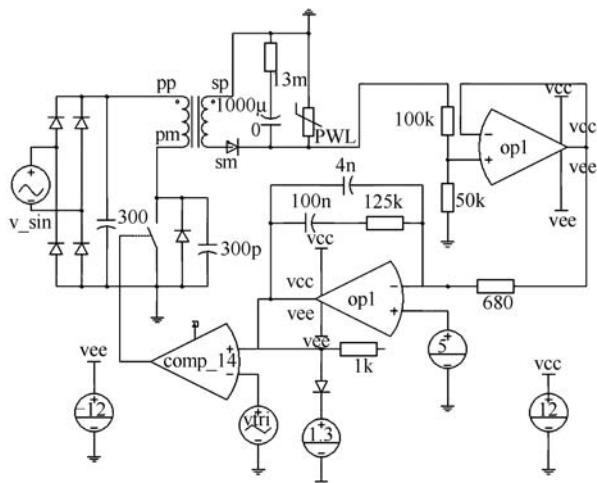


图 10 反激变换器仿真图
仿真波形如图 11 所示。

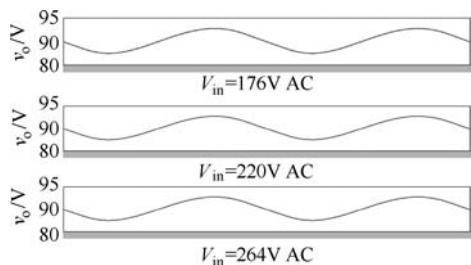


图 11 反激变换器仿真波形图

通过仿真波形,利用 Saber 软件,计算出输入电压为 176V 时,输出电压在 0 时刻和 $\pi/4$ 时刻的电压值分别为 89.98V 和 87.9V。输出电压平均值为 90V, 负载为 67.5。因此输出平均功率为 120W。将这些参数代入式(14)和式(15)计算出 $ESR=15m\Omega$, $C=1011\mu F$ 。当输入电压为 220V 和 264V 时,计算得到的 ESR 的值分别为 16.2mΩ、14.5mΩ。对应的 C 值为 1009μF 和 991μF。结果与给出的电解电容参数误差在 10% 以内。仿真结果证明,该电解电容监测方法可行有效,且误差在准许范围之内。

5 结论

本文对 AC/DC 反激变换器工作原理进行了分析,并针对输出电解电容的工作状态做了研究,以输出电压为线索,推导出了电解电容电容量 C 和等效串联电阻 ESR 的表达式,该表达式相关参数为输

出平均功率,输出电压平均值,输出电压在 0 时刻和 $\pi/4$ 时刻的瞬时值。通过它们之间的相关联系设计了在线监测系统,并针对监测系统的采样电路部分做了具体详细设计和分析。最后进行了仿真验证,仿真波形论推导一致。仿真软件计算出的输出电解电容 ESR 和 C 的值与给定电容相对应的参数值基本一致。该方法可以运用于实际的电源电路中,检测系统整体并不影响主电路本身的工作状态,并且该参数值与开关频率无关。同时该方法还可以适用于其他拓扑,只是推导公式有所差别。将方法应用到实际生产环境中,实时监测以判断电解电容的工作状态,能有效降低设备故障率,提升工作效率。

参考文献

- [1] Amaral A R, Cardoso A M. A simple offlinetechnique for evaluating the condition of aluminumelectrolytic capacitors[J]. IEEE Trans.Industry Electron, 2009, 56(8): 3230-3237.
- [2] Amaral A M R, Cardoso A J M. An automatic technique to obtain the equivalent circuit of aluminum electrolytic capacitors[C]//Proceedings of IEEE Conference on IECON, Orlando, FL, 2008.
- [3] Amaral A M R, Cardoso A J M. Using a sinusoidal PWM to estimate the ESR of aluminum electrolytic capacitors[C]//Proceedings of IEEE Conference on POWERENG, Lisbon, 2009.
- [4] Ma H, Wang L G. Fault diagnosis and failure prediction of aluminum electrolytic capacitor in power electronic converters[C]//Proceedings of IEEE Conference on IECON, Raleigh, 2005.
- [5] Aluminum Electrolytic Capacitors-Precautions and Guidelines. Nippon Chemi-con, Tokyo, Japan: 3-10. CAT. No. E1001H.
- [6] Perisse F, Venet P, Rojat G, Retif J M. Simple model of electrolytic capacitor taking into account the temperature and aging time[J]. Electrical Engineering, 2006, 88: 89-95.
- [7] Kulkarni C, Celaya J, Goebel K, et al. Prognostics health management and physics based failure models for electrolytic capacitors[C]//Proceedings of AIAA, 2012.

收稿日期: 2017-10-17

作者简介

程诗恩 (1984-), 男, 本科, 工程师, 研究方向为电网调度。