

一种 Buck 变换器输出电容故障在线预测方法

唐圣学^{1,2}, 董沙沙^{1,2}, 姚 芳^{1,2}

(1. 省部共建电工装备可靠性与智能化国家重点实验室(河北工业大学电气工程学院), 天津 300130;

2. 河北省电磁场与电器可靠性重点实验室(河北工业大学电气工程学院), 天津 300130)

摘 要: 提出一种基于特征参数退化的 Buck 变换器输出电容故障在线预测方法。首先, 分析输出电容的失效机理, 选取反映电容退化规律的等效串联电阻(ESR) R_{ESR} 和电容值(C)为退化特征参数。然后, 根据 Buck 连续导通模式, 提出一种新的利用输出电压纹波分量计算特征参数 ESR 值 R_{ESR} 和 C 的在线提取方法, 该方法可高效无电流传感器实现 ESR 值 R_{ESR} 和电容 C 在线监测。最后, 利用特征参数 ESR 值 R_{ESR} 和 C 的时间序列, 采用最小二乘支持向量机、BP 神经网络和灰色模型实现 Buck 变换器输出电容故障值预测。仿真实例及试验验证该方法的有效性和准确性。

关键词: 等效串联电阻; 电容值; 在线系统; 输出电容; Buck 变换器

中图分类号: TM46

文献标志码: A

0 引 言

输出电容是变换器的核心元件, 对变换器输出电容进行故障预测与监测, 变事后维护为预测维护, 有助于降低维护费用、提高可靠性。

目前, 国内外学者对电容故障预测或参数监测主要通过参数辨识来实现。根据参数获取过程, 分为离线式^[1-3]和在线式^[4-11]2 种, 相比于离线监测, 在线监测能够实时监测电容健康状态变化情况, 更有工程应用价值。文献[4-5]利用希尔伯特变换、经验模态分解方法或快速傅里叶变换等信号处理方法来分析电容纹波电压和电流, 进而监测特征参数等效串联电阻(ESR)的实时变化情况; 文献[6]通过采集电容电压、电容电流、温度以及热阻计算电容交流功率损耗, 进而根据损耗与 ESR 的关系计算获取 ESR 参数; 文献[7-8]以 Buck 电路为例, 通过采集开关周期内 2 个特定时刻电容电压值在线计算参数 ESR 值 R_{ESR} 和电容 C 值, 该方法无需电流传感器, 成本低, 但精度较低。文献[9]通过分析交流变流器直流母线电压与 ESR 和短路电流之间的关系, 利用短路测试前后直流母线电压的突变量来计算 ESR 值 R_{ESR} , 破坏性大。上述在线检测方法无法进行故障预测。在故障预测方面, 文献[10]分析了铝电解

电容器退化机理, 探讨了在线故障预诊断的可行性。文献[11]采用快速傅里叶变换(FFT)算法与最小二乘支持向量机(LS-SVM)进行故障预测, 但 FFT 需采集大量数据, 实现时间长。以上预测方法, 多数存在实现过程复杂、精度低、时间长, 无法同时实现故障在线监测与预测的问题。

针对以上问题, 本文以 Buck 变换器中电解电容器为例进行故障预测, 分析电解电容失效机理及能反映电解电容性能退化的 ESR 值 R_{ESR} 和电容 C 变化规律, 提出一种新的无电流传感器的利用输出电压交流分量计算特征参数 ESR 值 R_{ESR} 和电容 C 的在线提取方法, 进而采用 LS-SVM、BP 神经网络和灰色模型实现了 Buck 变换器电解电容故障预测, 并对结果进行分析。该方法成本低、精度高, 可实时在线预测。

1 特征参数在线提取

1.1 电解电容特征参数选取

图 1 给出了电解电容的等效电路模型, 图中 ESR 为等效串联电阻, C 为等效串联电容, ESL 为等效串联电感, EPR 为等效泄漏并联电阻。在温度、环境和工作应力作用下, 电解电容容易发生电解液蒸发、损耗发热等退化, 从而导致这些电参数发生变化。通常, ESL 数值

收稿日期: 2018-07-27

基金项目: 国家自然科学基金(51477040); 河北省自然科学基金(E2017202284); 河北省自然科学基金(E2015202263)

通信作者: 姚 芳(1972—), 女, 博士、教授、硕士生导师, 主要从事电器可靠性及其监测技术方面的研究。yaofang@hebut.edu.cn

很小, EPR 与 ESR 相比也很小, 且受退化影响不易测量。现有研究表明, ESR 和 C 能很好衡量电解电容性能退化特性, 如 ESR 值 R_{ESR} 随着电解液的损失而增大, 电容降低。此外, 文献[12-13]指出, 当铝电解电容的 ESR 值 R_{ESR} 增大到初始值的 2 倍时可判定电容失效。原因是电解电容退化时, 氧化层介质会增厚, 从而导致电容量降低、ESR 值增大。同时, 文献[12]指出, 电容量减小 20% 时可判定电容失效。图 2 给出了一个典型的电解电容等效参数 ESR 值 R_{ESR} 和电容 C 随时间退化过程示意图^[12-13]。

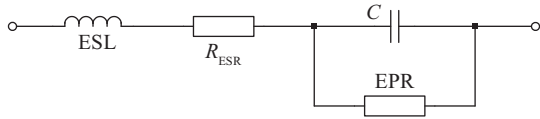
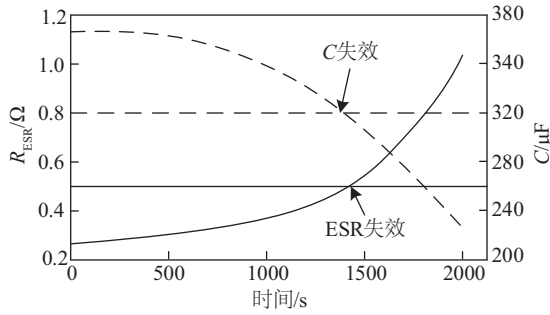


图 1 电解电容等效电路

Fig. 1 Equivalent circuit of electrolytic capacitor

图 2 电容值 C 和 R_{ESR} 失效过程Fig. 2 Failure process of capacitance C and R_{ESR}

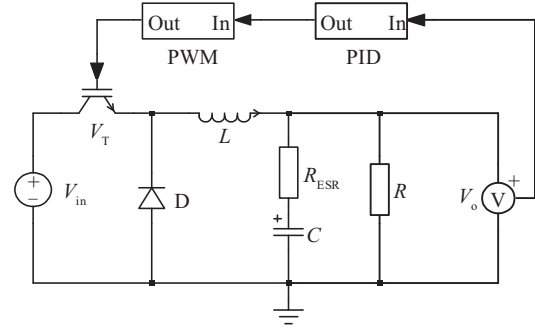
因此, 电容值 C 和 ESR 值 R_{ESR} 是反映电解电容退化规律的重要特征参数, 此外, 为了提高监测与预测效果, 文中同时考虑将电容值 C 和 ESR 值 R_{ESR} 用于电容故障监测与预测。

1.2 特征参数在线提取

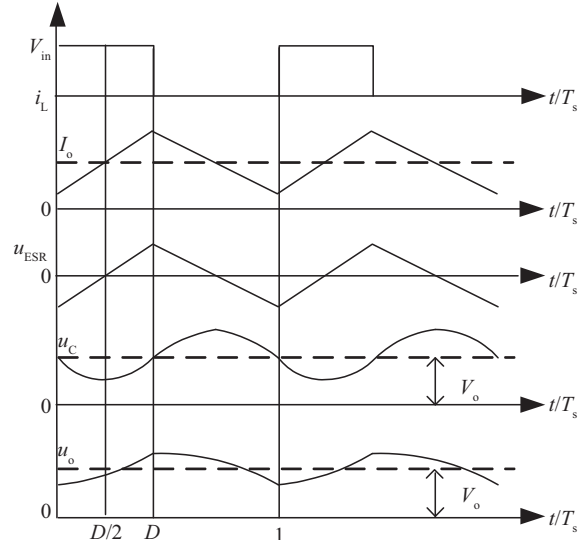
图 3 所示为 Buck 变换器主电路及其相关波形图, 图中电容采用 ESR 电阻和电容 C 串联电路, 忽略等效串联电感 ESL、等效泄漏并联电阻 EPR; 图 3a 为主电路, 图 3b 为连续工作模式 (CCM) 下的电感电流 $i_L(t)$ 、ESR 和电容 C 上的电压、输出电压 u_o 的波形图。

根据 Buck 变换器连续工作模式原理和图 3 可得电感电流 $i_L(t)$ 为^[7]:

$$i_L(t) = \begin{cases} \frac{V_{\text{in}} - V_o}{L}t - \frac{V_o(1-D)}{2Lf_s} + I_o, & 0 \leq t < DT_s \\ -\frac{V_o}{L}t + \frac{V_o(1+D)}{2Lf_s} + I_o, & DT_s \leq t < T_s \end{cases} \quad (1)$$



a. 主电路



b. 波形

图 3 Buck 变换器主电路及其部分波形

Fig. 3 Main circuit of Buck converter and some waveforms

式中, V_{in} ——输入电压, V; D ——占空比; f_s ——开关频率, Hz; T_s ——开关周期, s; V_o ——电压输出平均值, V; I_o ——输出电流平均值, A。

将电感电流 $i_L(t)$ 减去输出电流 $C = \frac{(2V_{\text{in}} - 3V_o)}{4f_s \{2f_s L [\hat{u}_0(D_1 T_s) - \hat{u}_0(0)] - \text{ESR}(V_{\text{in}} - V_o)\}}$ 可得电容电流 $i_C(t)$, 进而可得 ESR 电压 $u_{\text{ESR}}(t)$ 为:

$$u_{\text{ESR}}(t) = \begin{cases} R_{\text{ESR}} \left[\frac{V_{\text{in}} - V_o}{L}t - \frac{V_o(1-D)}{2Lf_s} \right], & 0 \leq t < DT_s \\ R_{\text{ESR}} \left[-\frac{V_o}{L}t + \frac{V_o(1+D)}{2Lf_s} \right], & DT_s \leq t < T_s \end{cases} \quad (2)$$

同理, 可得电容电压 $u_C(t)$ 为:

$$u_C(t) = \begin{cases} V_C(0) + \frac{V_{\text{in}} - V_o}{2LC}t^2 - \frac{V_o(1-D)}{2LCf_s}t, & 0 \leq t < DT_s \\ V_C(DT_s) - \frac{V_o}{2LC}t^2 + \frac{V_o(1+D)}{2LCf_s}t - \frac{V_o D}{2LCf_s^2}, & DT_s \leq t < T_s \end{cases} \quad (3)$$

式中, $V_c(0)$ ——电容在零时刻电压值, V ; $V_c(DT_s)$ ——电容在 DT_s 时刻电压值, 且有 $V_c(0) = V_c(DT_s) = V_c(T_s)$; $V_c(T_s)$ —— T_s 时刻电容 C 上的电压值。

因 ESR 两端电压在开关周期内平均值为零, 输出电压平均值 V_o 等于电容电压周期内平均值, 即:

$$V_o = V_c(0) + \frac{V_o(2D-1)(D-1)}{12LCf_s^2} \quad (4)$$

由式(4)可得:

$$V_c(0) = V_o \left[1 - \frac{(2D-1)(D-1)}{12LCf_s^2} \right] \quad (5)$$

将 $u_c(t)$ 与 $u_{\text{ESR}}(t)$ 求和可得输出电压瞬时值 $u_o(t)$, 输出电压纹波分量 $\hat{u}_o(t)$ 等于电压瞬时值减平均值:

$$\hat{u}_o(t) = \begin{cases} R_{\text{ESR}} \left[\frac{V_{\text{in}} - V_o}{L} t - \frac{V_o(1-D)}{2Lf_s} \right] + \frac{V_{\text{in}} - V_o}{2LC} t^2 - \\ V_o \frac{(2D-1)(D-1)}{12LCf_s^2} - \frac{V_o(1-D)}{2LCf_s} t, & 0 \leq t < DT_s \\ R_{\text{ESR}} \left[-\frac{V_o}{L} t + \frac{V_o(1+D)}{2Lf_s} \right] - \frac{V_o(2D-1)(D-1)}{12LCf_s^2} - \\ \frac{V_o}{2LC} t^2 + \frac{V_o(1+D)}{2LCf_s} t - \frac{V_o D}{2LCf_s^2}, & DT_s \leq t < T_s \end{cases} \quad (6)$$

为了获取 ESR 值 R_{ESR} 和电容值 C 与纹波电压 $\hat{u}_o(t)$ 之间的关系, 文献[7-8]通过取 $t=0$ 和 $t=DT_s/2$ 这 2 个时刻点纹波电压值得到 ESR 值 R_{ESR} 和电容 C 的在线计算公式。然而, 从图 3 可见, 输出电压 $u_o(t)$ 基本对称, 其纹波分量 $\hat{u}_o(t)$ 在 $t=DT_s/2$ 点近似为零, $\hat{u}_o(t)$ 值较小, 易受噪声影响, 造成计算精度低。由式(6)可知, 输出电压纹波电压 $\hat{u}_o(t)$ 是一个分段线性近似三角函数, 可利用 2 个峰值点来计算 ESR 值 R_{ESR} 和电容 C 的值, 将

$C = \frac{(2V_{\text{in}} - 3V_o)}{4f_s[2f_s L(\hat{u}_o(DT_s) - \hat{u}_o(0)) - \text{ESR}(V_{\text{in}} - V_o)]}$ 和 $t=DT_s$ 两时刻点输出电压代入式(6)可得纹波电压值分别为:

$$\hat{u}_o(0) = -R_{\text{ESR}} \frac{V_o(1-D)}{2Lf_s} - \frac{V_o(2D-1)(D-1)}{12Lf_s^2} \quad (7)$$

$$\hat{u}_o(DT_s) = R_{\text{ESR}} \frac{V_o(1-D)}{2Lf_s} - \frac{V_o(2D-1)(D-1)}{12LCf_s^2} \quad (8)$$

由式(7)减去式(8), 整理后可得:

$$R_{\text{ESR}} = \frac{Lf_s[\hat{u}_o(DT_s) - \hat{u}_o(0)]}{V_o(1-D)} \quad (9)$$

由式(7)加上式(8), 整理后可得:

$$C = -\frac{V_o(2D-1)(D-1)}{6Lf_s^2[\hat{u}_o(0) + \hat{u}_o(DT_s)]} \quad (10)$$

根据式(9)和式(10)可分别在线提取 ESR 值 R_{ESR} 和电容 C 。然而, 需要注意的是, 当 $D=0.5$ 时, 式(10)将不再适用。为了解决这个问题, 根据式(6)近似有:

$$R_{\text{ESR}} \times \frac{V_{\text{in}} - V_o}{L} + \frac{V_{\text{in}} - V_o}{LC} t - \frac{V_{\text{in}} - V_o}{2LCf_s} = \frac{\hat{u}_o(DT_s) - \hat{u}_o(0)}{T_s} \quad (11)$$

进而可得:

$$C = \frac{(2V_{\text{in}} - 3V_o)}{4f_s\{2f_s L[\hat{u}_o(DT_s) - \hat{u}_o(0)] - R_{\text{ESR}}(V_{\text{in}} - V_o)\}} \quad (12)$$

1.3 在线数据采集系统设计

根据前面分析, 可设计 ESR 和 C 在线监测系统如图 4 所示, 主要包括 Buck 变换器、数据采集电路和计算机数据处理系统, 其中数据采集电路包括触发信号生成电路、输出信号隔离电路和 A/D 采集模块, 功能是完成 $t=0$ 时刻和 $t=DT_s$ 时刻点数据采集。数据采集由触发电路根据二极管 D 两端电压生成触发脉冲, 控制 A/D 模块采集 $t=0$ 时刻和 $t=DT_s$ 时刻经过隔离电路处理后的输出电压 U_o , PWM 脉冲频率和占空比 D , 计算机处理系统完成 ESR 值 R_{ESR} 和电容 C 计算, 以及故障预测。

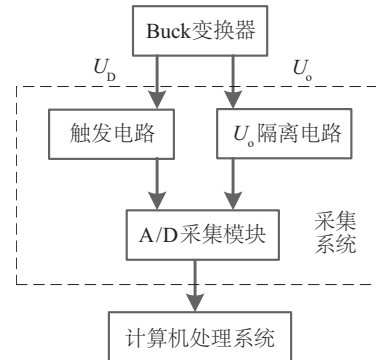
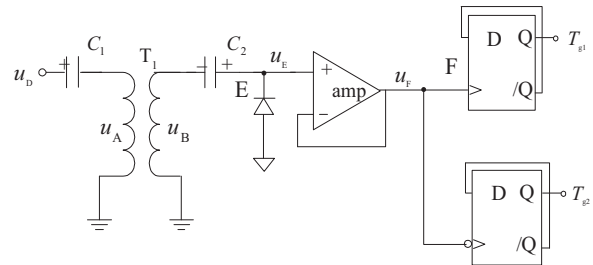


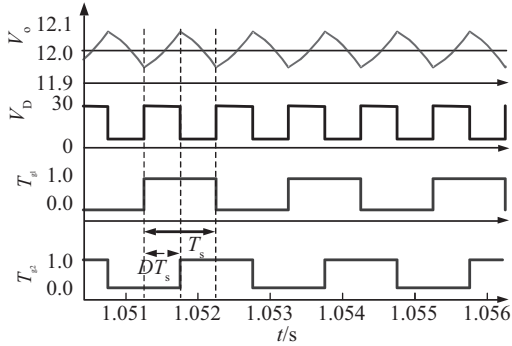
图4 在线监测流程

Fig. 4 On-line monitoring process

为了获取 $t=0$ 时刻和 $t=DT_s$ 时刻点数据, 设计触发电路如图 5 所示, 将幅值为 V_D 的二极管电压信号作为输入, 并将其直流分量通过电容 C_1 滤波和 C_2 隔离, $C_1 = C_2 = 100 \mu\text{F}$, $V_{C_1} = DV_D$ 。变压器匝数设为 $n=5$, 变压器两边电压波形相同, 幅值 $V_A = 5V_B$ 。 u_B 流经补偿电容 $V_{C_2} = (1-D)V_D/5$ 后可得 E 点电压 u_E (图 5a) 与二极管电压波形相同, 幅值 $V_E = V_D/5$ 。 u_E 通过电压跟随器后



a. 触发信号生成电路



b. 触发信号生成电路信号波形

图5 触发电路及其波形

Fig. 5 Trigger circuit and its waveform

得到与其波形一致的 u_F , 将 u_F 的上升沿作为 D 触发器的触发脉冲可得到开关周期零时刻的触发信号 T_{g1} 。将 u_F 的下降沿作为 D 触发器的触发脉冲则会生成开关周期 DT_s 时刻的触发信号 T_{g2} 。

图 6 为文中设计输出电压纹波的隔离放大电路, 原理与文献[7-8]类似。文中 Buck 变换器工作频率为 $f_s = 10 \text{ kHz}$, 其余参数分别为: 变压器 T_2 匝数比为 1:1, $R_2 = R_3 = 1 \text{ k}\Omega$, $C_b = C_4 = C_5 = 10 \text{ }\mu\text{F}$, $R_4 = 200 \text{ }\Omega$ 。

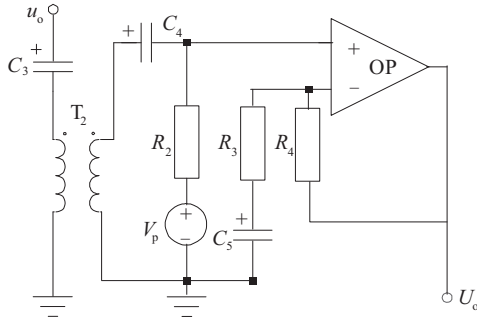


图6 纹波电压隔离电路

Fig. 6 Ripple voltage of isolation circuit

2 故障预测算法

2.1 故障预测方法

基于特征参数退化的 Buck 变换器电解电容故障在线预测方法基本原理是在上述在线提取特征参数 ESR 值 R_{ESR} 和电容 C 的基础上, 通过特征参数外推法来实现故障预测, 其故障预测步骤如下:

1) 在线监测: 在线提取纹波电压 $\hat{u}_o(0)$ 与 $\hat{u}_o(DT_s)$ 、脉冲频率 f_s 和占空比 D , 进而根据式(9)和式(10)计算特征参数 ESR 值 R_{ESR} 和电容值 C , 实时监测电容 C 状态;

2) 特征参数外推: 利用历史数据获取外推数学公式, 根据外推公式和实时监测数据预测特征参数;

3) 预测值与阈值作比较: 当预测值超过阈值判定失效(文中采用 ESR 值 R_{ESR} 大于初始值的 3 倍或电容值 C 下降为初始值的 20%, 二者任一成立, 即判定失效)。重复步骤 1)。

2.2 故障预测算法

1) LS-SVM 预测算法

设样本集 $S = \{(x_i, y_i), i = 1, 2, \dots, n\}$, x_i 表示第 i 个样本值, 基于 LS-SVM 预测算法函数为:

$$f(x) = \sum_{i=1}^n \alpha_i K(x, x_i) + b \quad (13)$$

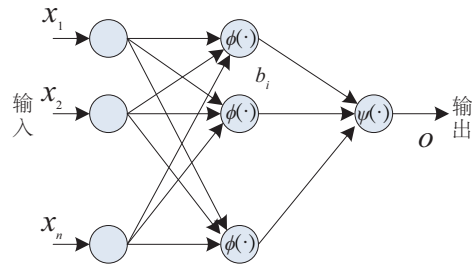
式中, α_i —— 拉格朗日乘子; $K(x, x_i)$ —— 核函数; b —— 偏移量。

文中选用简单的线性核函数^[11]。参数 α_i 、 b 可由最优化问题的拉格朗日函数求偏导获得, 具体可参考文献[11]。

2) 神经网络预测算法

神经网络具有很强的非线性映射关系, 可自适应提取预测规律。现有研究表明, 三层 BP 神经网络可逼近任意函数, 因此文中选用如图 7 所示 BP 网络。假设输入神经元数为 n , 输出神经元为 O , 隐层的神经元数量 m 可依据式(14)选取:

$$\sqrt{n+1} \leq m \leq \sqrt{n+10} \quad (14)$$



输入层 隐含层 输出层

图7 BP神经网络结构

Fig. 7 Structure of BP neural network

设输入层到隐含层的权重为 w_{ij} , 隐含层到输出层的权重为 w_{jk} , 输入层到隐含层的偏置为 a_j , 隐含层到输出层的偏置为 b_k , 则预测函数为:

$$O = \sum_{j=1}^m g\left(\sum_{i=1}^n w_{ij} x_i + a_j\right) w_{jk} + b_k \quad (15)$$

3) 灰色系统预测算法

由图 2 可见, 电容等效参数 ESR 和电容 C 变化规律与指数函数类似, 现有研究表明: 灰色模型 $GM(1, 1)$ 可

有效预测以指数趋势变化的时间序列。

设原始数据序为：

$$x^{(0)} = (x^{(0)}(1), x^{(0)}(2), \dots, x^{(0)}(n)) \quad (16)$$

式中, $x^{(0)}(n)$ ——第 n 时刻 ESR 或 C 的历史数据。

GM(1,1) 模型为：

$$x^{(0)}(k) + ax^{(0)}(k) = b \quad (17)$$

求解后预测值模型为：

$$\hat{x}^{(0)}(k+1) = (x^{(0)}(1) - \frac{b}{a}) \times e^{-ak} + \frac{b}{a}, k=1, 2, \dots, n-1 \quad (18)$$

$$\hat{x}^{(0)}(k+1) = \hat{x}^{(0)}(k+1) - \hat{x}^{(0)}(k), k=1, 2, \dots, n-1 \quad (19)$$

式中, a 、 b ——模型参数。

根据预测模型可获得 $k+1, k+2, \dots, k+n$ 时刻的故障特征参数, 实现 d 步预测。需要指出的是: 如果数据不在可容覆盖区间, 可通过数据平移参数 c 处理, 具体可参照文献[12]。

3 实验及结果分析

3.1 在线特征提取

为了验证特征参数在线提取方法可行性及准确性, 对 Buck 电路及其在线提取电路进行仿真, 算法采用 Matlab 实现, Buck 电路采用 PWM 调制 PID 闭环控制, 仿真参数为: $f_s = 10 \text{ kHz}$, $R = 20 \Omega$, $L = 1 \text{ mH}$,

$C = 220 \mu\text{F}$, $R_{\text{ESR}} = 0.23 \Omega$, $V_o = 12 \text{ V}$ 。

仿真和计算结果如图 8 图和表 1 所示, 其中图 8 为输入电压 $V_{\text{in}} = 25 \text{ V}$ 时, 电感电流、电容电流、输出电流、输出电压、PWM 调制波形和占空比波形。由图 8 可见, 连续状态下, 电容电流均值为零, 电感电流在 $DT_s/2$ 和 $(1+D)T_s/2$ 时刻处交流分量为零; 输出电压在 12 V 上下波动, 平均值约为 12 V ; 采用闭环控制时, 随着输入电压变化, 占空比 D 大小也变化。

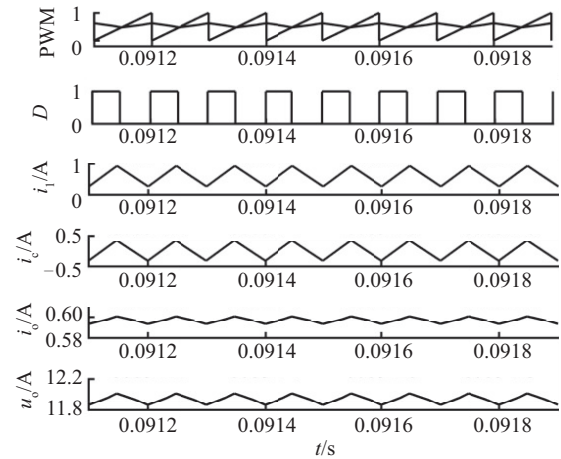


图8 电感、电容及负载电流波形

Fig. 8 Inductance, capacitance and load current waveforms

表1 仿真数据及计算结果

Table 1 Simulation data and calculation results

V_{in}/V	D	$u_o(0)/\text{V}$	$u_o(DT_s)/\text{V}$	$R_{\text{ESR}}/\text{m}\Omega$	相对误差/%	C/mF	相对误差/%
21	0.5901	11.9475	12.0592	227.1	1.26	220.1	0.05
22	0.5640	11.9427	12.0617	227.5	1.09	220.0	0
23	0.5402	11.9388	12.0646	228.0	0.87	219.8	0.09
24	0.5184	11.9349	12.0668	228.2	0.78	219.5	0.23
25	0.4981	11.9311	12.0687	228.5	0.65	219.4	0.27
26	0.4794	11.9276	12.0704	228.6	0.61	219.1	0.41
27	0.4621	11.9242	12.0721	229.1	0.39	218.8	0.55
28	0.4461	11.9210	12.0735	229.4	0.26	218.7	0.59
29	0.4310	11.9179	12.0749	229.9	0.04	218.5	0.65
30	0.4170	11.9150	12.0761	230.3	0.13	218.2	0.82

注: 10 次 ESR 平均误差为 0.61%, C 的平均误差为 0.37%。

根据式(9)和式(10)计算出 ESR 值 R_{ESR} 和 C 值, 结果如表 1 所示。由表 1 可得, ESR 值 R_{ESR} 计算值与设置值相对误差最大为 1.26%, 平均误差为 0.61%, C 计算值与设置值的相对误差最大只有 0.82%, 平均误差为 0.37%。说明本文方法能准确、有效在线计算电解电容故障特征参数 ESR 值 R_{ESR} 和 C 。

搭建如图 9 所示实验平台进行测试实验, 实验平台主要包括电源、Buck 主电路、控制电路、采样隔离电路、DSP 微处理器, 其中 Buck 电路参数为 $V_{\text{in}} = 12 \text{ V}$, $L = 1.15 \text{ mH}$, $f_s = 10 \text{ kHz}$ 。选取 3 个电容样品进行实验测试, 实验用电容的 ESR 值 R_{ESR} 和电容 C 实际值由 Keysight-E4990A 型阻抗分析仪获取。采用本文方法和文

献[7]进行在线测量,并将测量结果进行比较,结果如表 2 所示(表中括号内为实际值)。由表 2 可见,电容的电容 C 值在线测试结果受占空比影响较大。在占空比 $D=0.2$ 和 $D=0.7$ 情况下,本文和文献[7]在线测量结果精度均较高,最大误差只有 2.9%。但在 $D=0.5$ 时,本文方法测量电容 C 值比文献[7]误差小,平均误差为 4.1%,ESR 值 R_{ESR} 与 C 值的计算精确度总体上高于文献[7],原因是本文算法所取值为输出电压纹波最大值与最小值,差异明显。因此,本文算法较文献[7]算法稳定性与精确度更好。

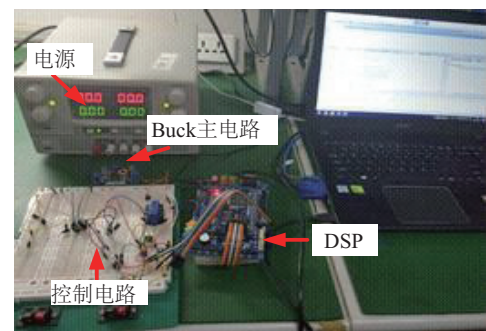


图9 实验平台
Fig. 9 Test bench

表 2 实验测量结果及比较
Table 2 Experimental measured results and comparisons

D	测量方法	1号		2号		3号		平均误差/%	
		R_{ESR}	C	R_{ESR}	C	R_{ESR}	C	R_{ESR}	C
		(31.2 mW)	(103 mF)	(24.5 mW)	(225 mF)	(19.6 mW)	(497 mF)		
0.2	本文测量值/误差	31.8/2.1%	101.1/1.8%	25.0/2.0%	220.7/1.9%	20.0/2.2%	489.0/1.6%	2.1	1.8
	文献[7]测量值/误差	31.9/2.4%	100.8/2.1%	25.1/2.3%	219.8/2.3%	20.1/2.4%	486.6/2.1%	2.4	2.2
0.5	本文测量值/误差	32.0/2.7%	99/4/3.5%	25.0/2.0%	215.8/4.1%	20.1/2.4%	474.1/4.6%	2.4	4.1
	文献[7]测量值/误差	32.2/3.1%	96.9/5.9%	25.1/2.6%	214.0/4.9%	20.2/3.1%	467.2/6.0%	2.9	5.6
0.7	本文测量值/误差	31.8/1.9%	101.5/1.3%	25.0/2.2%	221.6/1.5%	20.0/2.0%	491.1/1.2%	2.0	1.3
	文献[7]测量值/误差	32.0/2.7%	101.2/1.7%	25.2/2.9%	220.5/2.0%	20.1/2.6%	487.6/1.9%	2.7	1.9

3.2 预测与分析

利用文献[12-13]和图 1 所示的电解电容老化调整后的数据,采用文中在线提取技术和寿命预测方法,进行寿命预测验证。ESR 初始值为 $R_{\text{ESR}}(0)=0.23\ \Omega$, C 初始值为 $C(0)=400\ \mu\text{H}$ 。寿命预测间隔为 100 h,即 100 h 后 $R_{\text{ESR}}=0.2396\ \Omega$, $C=399.54\ \mu\text{H}$ 。

选择 100~1200 h 的数据作为训练样本,分别利用 LS-SVM 算法、BP 神经网络法、灰色系统法对第 1300~1700 h 时间点值进行单步、多步预测。预测算法模型参数采用多次尝试设置如下:

LS-SVM 算法:采用 Matlab LS-SVM 工具箱,核函数为线性核函数,模型参数为 $\text{kernel}=\text{linear}$ 、 $\text{gam}=100$ 。

BP 神经网络:输入节点 12 个,输出节点 2 个,根据式(14),隐含层节点个数文中选为 10 个,期望误差为 0.00001,学习速率为 0.01,迭代次数为 50 次。

灰色模型:训练后 ESR 模型 $GM(1,1)$ 参数 $a=-0.2087$, $b=0.0578$, $c=0.3358$ 。训练后 C 模型 $GM(1,1)$ 参数 $a=-0.1720$, $b=-16.3465$, $c=363.2568$ 。

由表 3、表 4 和图 10 可知,3 种预测算法 R_{ESR} 的平均误差最大为 8.51%, C 的平均误差最大为 5.27%,预测时间越长误差越大。总体上,3 种模型预测精度均较高。

表 3 R_{ESR} 实际值与预测值对比表
Table 3 Comparison between actual value and predicted value of R_{ESR}

$t/100\ \text{h}$	实际值/ mW	LS-SVM 预测值/mW	神经网络 预测值/mW	灰色系统 预测值/mW	相对误差%		
					LS-SVM	BP神经网络	灰色系统
13	0.4837	0.5031	0.4951	0.4786	4.00	2.35	1.06
14	0.5286	0.5515	0.5302	0.5073	4.33	0.30	4.03
15	0.5826	0.6089	0.5701	0.5376	4.51	-2.15	7.73
16	0.6489	0.6771	0.6040	0.5698	4.33	-6.93	12.20
17	0.7323	0.7577	0.6319	0.6040	3.46	-13.72	17.53

表4 C实际值与预测值对比表
Table 4 Comparison between actual value and predicted value of C

$t/100\text{ h}$	实际值/ mF	LS-SVM 预测值/mF	神经网络 预测值/mF	灰色系统 预测值/mF	相对误差%		
					LS-SVM	BP神经网络	灰色系统
13	322.361	310.4940	314.0366	322.0754	3.41	2.58	0.09
14	309.957	299.3729	305.2481	316.1196	2.96	1.52	-1.99
15	296.635	287.8502	296.7812	310.2740	2.26	-0.05	-4.60
16	282.393	276.0016	288.7809	304.5365	1.25	-2.26	-7.84
17	267.233	263.9045	281.3784	298.9051	3.41	-5.29	-11.85

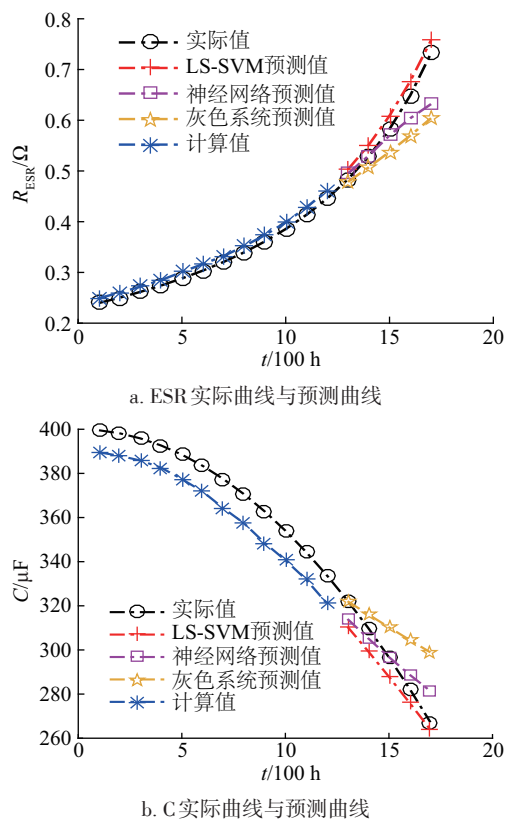


图 10 预测曲线
Fig. 10 Prediction curves

单步预测中,灰色模型预测效果最好, R_{ESR} 和 C 的误差只有 1.06%和 0.09%,而 LS-SVM 模型预测效果最差,误差达到 3.4%。然而,多步预测中,例如第 5 步预测结果,LS-SVM 模型预测误差最小, R_{ESR} 和 C 误差分别为 3.46%和 3.41%,预测效果最好;反而,灰色模型预测效果最差。

在预测结果稳定性上,LS-SVM 算法误差稳定、预测结果较好,神经网络法次之,灰色系统法最差。

4 结 论

针对 Buck 变换器输出电容的故障预测问题,提出

一种新的故障在线预测方法,实现故障在线检测与预测。结论如下:

1)提出电容等效参数 ESR 值 R_{ESR} 与 C 值在线计算方法,仿真案例表明: R_{ESR} 误差最大值为 1.26%,平均误差为 0.61%, C 误差最大只有 0.82%,平均误差为 0.37%。3 个样本测试案例表明: R_{ESR} 最大误差只有 0.8 mW, C 最大误差只有 22.9 mF, R_{ESR} 平均误差为 2.17%, C 平均误差为 2.4%,两者均精度较高。

2)采用 LS-SVM 算法、BP 神经网络和灰色模型对电容等效参数 R_{ESR} 和 C 进行预测。结果表明:LS-SVM 算法对 R_{ESR} 预测误差在 3.46%~4.51%,对 C 的预测误差在 1.25%~3.41%,误差均在 5%内,预测效果最好。其他 2 种误差较大。

3)设计触发电路、采样隔离电路设计,实现故障预测系统测试。该方法可扩展应用于光伏发电系统中 DC-DC 变换器输出电容,具有成本低、无侵入、故障检测与预测速度快的优点。

[参考文献]

- [1] AMARAL A M R, CARDOSO A J M. A simple offline technique for evaluating the condition of aluminum-electrolytic-capacitors[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2009, 56(8): 3230-3237.
- [2] AMARAL A M R, CARDOSO A J M. Using Newton-Raphson method to estimate the condition of aluminum electrolytic capacitors [C]//IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Vigo, Spain, 2007: 827-832.
- [3] 卢西伟, 刘志刚, 王磊, 等. 基于累积损伤理论的铝电解电容疲劳损伤估算方法[J]. 电工技术学报, 2011, 26(4): 13-18.
- LU X W, LIU Z G, WANG L, et al. Estimation approach for fatigue damage of aluminum electrolytic capacitor based on accumulated damage theory[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011,

- 26(4): 13-18.
- [4] WANG G H, GUAN Y, ZHANG J, et al. ESR estimation method for DC-DC converters based on improved EMD algorithm [C]// Prognostics and System Health Management, Beijing, 2012: 1-6.
- [5] PU X S, NGUYEN T H, LEE D C, et al. Fault diagnosis of dc-link capacitors in three-phase ac/dc pwm converters by online estimation of equivalent series resistance [J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2013, 60(9): 4118-4127.
- [6] VOGELSBERGER M A, WIESINGER T, ERTL H. Life-cycle monitoring and voltage-managing unit for DC-link electrolytic capacitors in PWM converters [J]. IEEE transactions on power electronics, 2011, 26(2): 493-503.
- [7] YAO K, TANG W, HU W, et al. A current-sensorless online ESR and C identification method for output capacitor of Buck converter [J]. IEEE transactions on power electronics, 2014, 30(12): 6993-7005.
- [8] 唐伟杰, 姚凯, 胡文斌, 等. 一种无电流传感器的 CCM Buck 变换器输出电容 ESR 和 C 的在线监测方法 [J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(21): 5569-5576.
- TANG W J, YAO K, HU W B, et al. An Online monitoring scheme of output capacitor's ESR and C for CCM Buck converters without current sensors [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(21): 5569-5576.
- [9] 孙鹏菊, 龚灿, 杜雄, 等. 一种大功率交流变流器直流母线电容等效串联电阻的在线监测方法 [J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(17): 5134-5142.
- SUN P J, GONG C, DU X, et al. An on-line monitoring scheme of equivalent series resistance for DC link capacitor of high-power AC converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(17): 5134-5142.
- [10] 马皓, 王林国. 铝电解电容器退化分析与故障预诊断 [J]. 电力系统自动化, 2005, 29(15): 68-72.
- MA H, WANG L G. Degradation analysis and fault prediction of automation of electrolytic capacitors [J]. Automation of electric power systems, 2005, 29(15): 68-72.
- [11] 孙凤艳, 王友仁, 崔江, 等. 功率变换电路电解电容器故障预测方法研究 [J]. 电子测量与仪器学报, 2010, 24(1): 29-33.
- SUN F Y, WANG Y R, CUI J, et al. Research on fault prediction method of electrolytic capacitor used in power conversion circuit [J]. Journal of electronic measurement and instrument, 2010, 24(1): 29-33.
- [12] BUIATTI G M, MARTTN-RAMOS J A, GARCIA C H R, et al. An online and noninvasive technique for the condition monitoring of capacitors in boost converters [J]. IEEE transactions on instrumentation & measurement, 2010, 59(8): 2134-3143.
- [13] DUBILIER C. Aluminum electrolytic capacitors application guide [EB/OL]. <http://www.cde.com/new/appguide>, 2002.
- [14] 章艳, 曾昭华, 李洪春, 等. 灰色系统在蓄电池失效预测中的应用 [J]. 电源技术, 2005, 29(5): 319-321.
- ZHANG Y, ZENG Z H, LI H C, et al. Application of grey system in evaluating the failure of VRLA [J]. Power technology, 2005, 29(5): 319-321.

AN ONLINE METHOD FOR FAILURE PREDICTION OF OUTPUT CAPACITOR IN BUCK CONVERTER

Tang Shengxue^{1,2}, Dong Shasha^{1,2}, Yao Fang^{1,2}

(1. State Key Laboratory of Reliability and Intelligence of Electrical Equipment

(School of Electrical Engineering, Hebei University of Technology), Tianjin 300130, China;

2. Key Laboratory of Electromagnetic Field and Electrical Apparatus Reliability of Hebei Province

(School of Electrical Engineering, Hebei University of Technology), Tianjin 300130, China)

Abstract: A online fault prediction method based on degradation characteristic parameters for output capacitor in Buck converter is proposed. Firstly, the failure mechanisms of output capacitor are analyzed, and the Equivalent series resistance (ESR) R_{ESR} and the capacitance (C) are selected as characteristic parameters to reflect the degradation of output capacitor. Then, a new on-line extracting method is presented for calculating R_{ESR} and C by using ripple component of output voltage in Buck converter with continuous conduction mode, which can monitoring R_{ESR} and C online with high efficiency and no current sensor. Finally, LS-SVM, BP neural network and gray model are applied to realize capacitor's failure prediction according to the time series of R_{ESR} and C . The simulation and example prediction results validate the effectiveness and the accuracy of the proposed method.

Keywords: ESR; capacitance; on line systems; output capacitor; Buck converter