DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.2.333 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

直流微电网 Buck 变换器输出电容的故障诊断

李嘉诚[1]，任 磊[1]，秦 岭[1]，吴 尚[2]，何建军[2]
(1.南通大学电气工程学院，南通 226019；2.南通市海洋水建工程有限公司，南通 226019)

摘要：直流微电网中 Buck 变换器常被用于变换高压母线直流电压，其中电解电容是最易失效的元件。电容退化参数分析表明，等效串联电阻 ESR(equivalent series resistance)是电解电容的最佳健康指标，因此在线实时监测 ESR 的变化十分关键。针对 Buck 变换器提出 1 种基于输出电压的非侵入式在线监测输出电容 ESR 的方法。该方法利用驱动信号拟合出电感电流交流分量，并结合输出电压交流分量建立 ESR 的实时在线计算模型。该方案无需额外的电流传感器和高精度的触发采样装置，只需采样输出电压，结合开关管驱动信号，就可实现不同工作状态下 Buck 电路输出电容 ESR 的精确计算。最后，搭建了 1 台 ESR 监测系统实验平台并进行了实验验证，实验结果证明了所提方法的有效性。

关键词：电解电容退化；等效串联电阻；Buck 变换器；直流微电网；故障诊断

Fault Diagnosis of Output Capacitor of Buck Converter in DC Microgrid

LI Jiacheng[1], REN Lei[1], QIN Ling[1], WU Shang[2], HE Jianjun[2]
(1. School of Electrical Engineering, Nantong University, Nantong 226019, China; 2. Nantong Ocean Water Conservancy Engineering Co., Ltd., Nantong 226019, China)

Abstract: Buck converters in DC microgrid are frequently used to transform the DC voltage of high-voltage bus, and the electrolytic capacitor therein is the most vulnerable component. The analysis of capacitance degradation parameters shows that the equivalent series resistance (ESR) is the best health indicator for electrolytic capacitors, and it is of significance for online monitoring the variations in ESR values in real-time. A non-intrusive online ESR monitoring method for the output capacitor of a Buck converter is proposed, which is based on the output voltage. In this method, the AC component of inductive current is fitted by the drive signal, and the real-time online calculation model of ESR is derived by combining the AC component of output voltage. Under this scheme, the additional current sensors and high-precision trigger sampling devices are not required, and the accurate calculation of the output capacitance ESR of the Buck circuit under different working conditions can be achieved only by sampling the output voltage and combining the drive signal of the switch tube. An experimental platform for the ESR monitoring system was built, and experimental verification was also carried out. Experimental results verified the effectiveness of the proposed method.

Keywords: Degradation of electrolytic capacitor; equivalent series resistance (ESR); Buck converter; DC microgrid; fault diagnosis

收稿日期：2023-06-26；**修回日期**：2023-08-24，2023-09-12；
录用日期：2023-10-03；**网络首发日期**：2023-12-20
基金项目：国家自然科学基金面上项目(62273188)；江苏省自然科学基金青年项目(BK20230616)；江苏省高等学校基础科学(自然科学)研究项目(22KJB470025)；南通市社会民生科技计划面上项目(MS12021015)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 62273188; Natural Science Foundation of Jiangsu Province under the grant BK20230616; Natural Science Foundation of the Jiangsu Higher Education Institutions under the grant 22KJB470025; Social Livelihood Science and Technology Planning General Project of Nantong City under the grant MS12021015

随着我国新能源产业布局的展开，风力发电、光伏发电等一系列分布式可再生能源发电系统正蓬勃发展，包含有分布式电源、储能装置、变换器等设备的微电网概念也随之产生。在直流微电网

中，电力电子变换器作为重要的能源转换装置，其可靠性也逐渐成为研究热点[1-3]。其中 Buck 变换器主要负责将高压直流母线电压变换为低压直流母线电压，以满足低压交直流负载的需求。相关研究指出，电力电子变换器中电解电容是损坏率最高的元器件[4-5]。随着电解液的蒸发，电容的等效串联电阻 ESR(equivalent series resistance)逐渐增大，电容逐渐减小。工业界普遍认为常温下当电解电容的 ESR 增大为初始值的 2~3 倍，或电容值降低到初始值的 80%时，电解电容被认定为失效且不再满足电路的需求。此时这些退化将造成系统的电压与电流纹波增大，产生更多的功率损耗，进而导致晶体管损坏，甚至使得整个微电网系统发生崩溃。与此同时，分布式能源供应系统通常位于户外，恶劣的环境使得电解电容更易发生故障。这严重限制了直流微电网在严苛环境中的推广应用。因此针对电力电子变换器中电解电容的故障诊断成为目前亟需解决的问题。

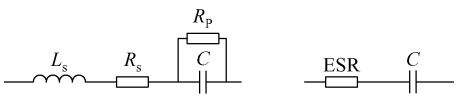
近年来，国内外相关科研人员对电力电子变换器中电解电容故障参数 ESR 与电容的提取做了大量研究。目前的主要研究重点为在线式输出电容的故障诊断[6-8]。从采集的故障特征数据类别来说，主要可以分为基于电流-电压特性与基于电压特性 2 类方案。基于电流-电压特性的方案采集的故障特征数据为电感或电容电流与输出电压。文献[9]在光伏逆变器中，通过注入不同频率的奇次谐波电流，计算不同频率下的阻抗来计算 ESR 和电容；文献[10]根据变压器的磁化电流、输入电压等参数计算变压器的二次电压，根据电容的充电特性计算 ESR 与电容；文献[11-13]建立电路的空间状态模型，利用参数辨识算法计算 ESR；文献[14]使用了卡尔曼滤波器与最小二乘算法计算得到 ESR 与电容。基于电压特性的方案采集的故障特征数据仅为输出电压的瞬时值。文献[15-18]利用电路特性，通过对特定时刻的输出电压进行采样，用来计算 Buck 电路中的 ESR 与电容；文献[19-22]将这类无需电流传感器的方案应用到断续模式下的反激变换器与各个模式中的 Boost 变换器中。基于电流-电压特性的方案是 1 种侵入式方案，需在电路中串联电流传感器，这为电路本身带来了新的可靠性问题。而现有基于电压特性的方案通常需要增设额外的硬件电路来采样瞬时时刻的输出电压，且同一电路不同模式下的计算模型不同。

为了解决上述问题，本文提出了 1 种基于输出电压的 Buck 变换器输出电容的故障诊断方案，利用驱动信号等参数拟合出电感电流交流分量，再结合输出电压交流分量实现了同时适用于连续导电模式 CCM(continuous conduction mode)与断续导电模式 DCM(discontinuous conduction mode)下的 ESR 计算。该方法同时具有基于电流-电压特性类方法与基于电压特性类方法的优点：①成本低，无需增加电流传感器，也无需高精度的触发电路；②通用性高，计算模型同时适用于 CCM 与 DCM。最终设计了 ESR 计算程序，并制作 ESR 监测系统实验平台进行相应的实验验证。

1 输出电容 ESR 计算模型

1.1 Buck 电路等效模型

电解电容由于价格低、容量大常被用作直直变换器的输出电容。相关研究中，通常将电解电容等效为图 1(a)所示的等效电路进行研究。图中：C 为等效电容；L_s 为等效串联电感；R_p 为氧化膜损耗产生的等效并联电阻；R_s 为衬垫纸及电解液等产生的等效串联电阻。由于变换器通常工作在中低频，因此可以将 L_s 忽略，将 R_p 与 R_s 合并为 ESR 的值 E_{SR}，进而可以得到电容的简化等效模型如图 1(b)所示。



(a) 等效模型 (b) 简化等效模型

图 1 输出电容的等效电路

Fig. 1 Equivalent circuit of output capacitor

图 2 为 Buck 变换器主电路，其中输出电容使用图 1(b)所示等效电路进行了替换。

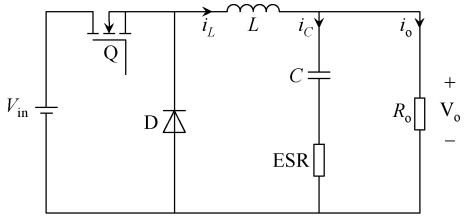


图 2　Buck 变换器主电路

Fig. 2 Main circuit of Buck converter

1.2 基于正交特性的 ESR 计算模型

由图 1 可知，Buck 变换器输出电压纹波可以分解为电容电压与电阻电压 2 部分，即

$$v_{\mathrm{o,ac}}(t)=v_{\mathrm{ESR}}(t)+v_{C,\mathrm{ac}}(t) \tag{1}$$

式中：$v_{\mathrm{o,ac}}(t)$为输出电压的交流分量；$v_{\mathrm{ESR}}(t)$为 ESR 上的电压；$v_{C,\mathrm{ac}}(t)$为电容电流的交流分量。

阻性负载不会给 Buck 电路引入新的电流纹波分量，因此可以认为此时的电容电流与电感纹波电流相等。同时，根据电容的伏安特性，2 部分纹波存在关系

$$C\frac{\mathrm{d}v_{C,\mathrm{ac}}(t)}{\mathrm{d}t}=\frac{v_{\mathrm{ESR}}(t)}{E_{\mathrm{SR}}}=i_C(t)=i_{L,\mathrm{ac}}(t) \tag{2}$$

式中：$i_{L,\mathrm{ac}}(t)$为电感电流的交流分量；i_C 为电容电流。由于信号 $i_{L,\mathrm{ac}}(t)$只含有交流分量且满足狄里赫利(Dirichlet)条件，因而可以将其写成傅里叶级数的形式，表达式为

$$i_{L,\mathrm{ac}}(t)=\sum_{n=1}^{\infty}[a_n\cos(2n\pi f_{\mathrm{s}}t)+b_n\sin(2n\pi f_{\mathrm{s}}t)] \tag{3}$$

式中：f_{s} 为开关管驱动信号的频率；n 为倍频数；a_n 为 n 倍频余弦的系数；b_n 为 n 倍频正弦的系数。将其代入式(2)得

$$v_{C,\mathrm{ac}}(t)=\frac{1}{2n\pi f_{\mathrm{s}}C}\sum_{n=1}^{\infty}[a_n\sin(2n\pi f_{\mathrm{s}}t)-b_n\cos(2n\pi f_{\mathrm{s}}t)] \tag{4}$$

可以发现在 1 个开关周期 T 内电容电压交流分量与电感电流交流分量存在正交关系，即积分为 0，可表示为

$$\int_0^T i_{L,\mathrm{ac}}(t)v_{C,\mathrm{ac}}(t)\mathrm{d}t=\frac{1}{2n\pi f_{\mathrm{s}}C}\cdot\sum_{n=1}^{\infty}\int_0^{\frac{1}{f_{\mathrm{s}}}}\left[\frac{a_n^2-b_n^2}{2}\sin(4n\pi f_{\mathrm{s}}t)-a_nb_n\cos(4n\pi f_{\mathrm{s}}t)\right]=0 \tag{5}$$

将式(1)代入式(5)可得

$$\begin{aligned}\int_0^T i_{L,\mathrm{ac}}(t)v_{\mathrm{o,ac}}(t)\mathrm{d}t&=\int_0^T i_{L,\mathrm{ac}}(t)[v_{C,\mathrm{ac}}(t)+\\&v_{\mathrm{ESR}}(t)]\mathrm{d}t=\int_0^T i_{L,\mathrm{ac}}(t)[v_{C,\mathrm{ac}}(t)+\\&E_{\mathrm{SR}}i_{L,\mathrm{ac}}(t)]\mathrm{d}t=E_{\mathrm{SR}}\int_0^T i_{L,\mathrm{ac}}^2(t)\mathrm{d}t\end{aligned} \tag{6}$$

根据式(6)可得 ESR 的计算公式为

$$E_{\mathrm{SR}}=\frac{\int_0^T i_{L,\mathrm{ac}}(t)v_{\mathrm{o,ac}}(t)\mathrm{d}t}{\int_0^T i_{L,\mathrm{ac}}^2(t)\mathrm{d}t} \tag{7}$$

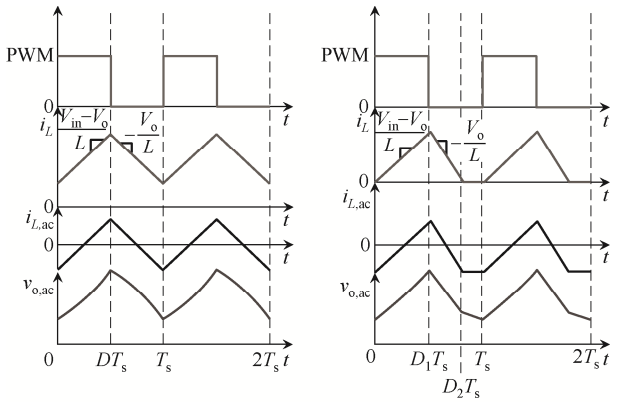
由式(7)可知，通过对 Buck 变换器的输出电压交流分量 $v_{\mathrm{o,ac}}(t)$与电感电流交流分量 $i_{L,\mathrm{ac}}(t)$进行采样，可以计算出输出电容的 ESR 值。不仅如此，由于通常情况下采样信号中的高频噪声分量与式(7)中的电压、电流交流分量频率不同，因而也存在正交关系，所以式(7)所示的 ESR 计算模型本身就具有很好的抗噪性能，无需额外的去噪处理。

2　ESR 计算模型优化

由于电感电流中含有输出电流这一未知分量，无法进行拟合获取。所以基于电压-电流特性的方案通常直接对电容电流或电感电流进行高频采样，这给变换器本身的可靠性带来了负面影响。而现有基于电压特性的方案则采样特定时刻输出电压的瞬时值对电流参数进行替换。虽然规避了侵入式采样的弊端，但需要设计高精度的触发采样装置等额外硬件电路。并且由于变换器不同模式下的电路模型不同，因此无法具备统一的计算模型。本节主要针对这些不足对 ESR 计算模型进行优化改进。

图 3 为电路工作于 CCM 与 DCM 时开关周期中的驱动 PWM 信号、电感电流 i_L 及其交流分量、输出电压波形。

如图 3(a)所示，在 CCM 中，0 时刻开关管导通，电感电流以$(V_{\mathrm{in}}-V_{\mathrm{o}})/L$ 的斜率上升，其中V_{in}为输入电压，V_{o}为输出电压，L 为电感。DT_{s}(D 为占空比，T_{s} 为开关周期)时刻开关管关断，电感



(a) CCM (b) DCM

图 3 开关周期内电压电流波形

Fig. 3 Voltage and current waveforms during switching cycle

电流以$-V_o/L$的斜率下降。如图 3(b)所示，在 DCM 中，0 时刻开关管导通，二极管截止，电感电流以$(V_{in}-V_o)/L$的斜率上升。D_1T_s时刻开关管关断，二极管导通，电感电流以$-V_o/L$的斜率下降至 0 并保持至周期结束。因此，Buck 变换器电感电流在 CCM 与 DCM 下的表达式分别为

$$i_L(t)=\begin{cases}\dfrac{V_{in}-V_o}{L}t-\dfrac{DT_s(V_{in}-V_o)}{2L}+I_o & 0\leqslant t<DT_s\\ -\dfrac{V_o}{L}t+\dfrac{V_o}{L}T_s-\dfrac{DT(V_{in}-V_o)}{2L}+I_o & DT_s\leqslant t<T_s\end{cases} \tag{8}$$

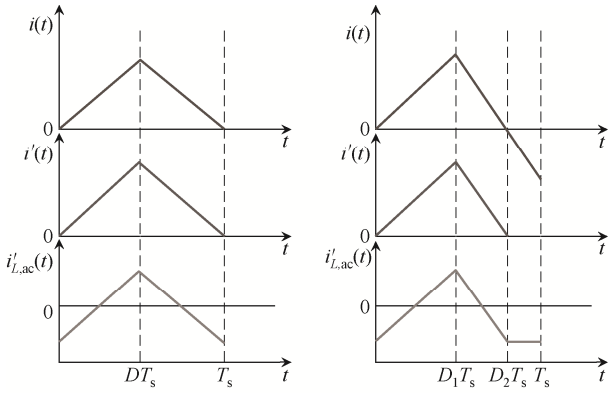
$$i_L(t)=\begin{cases}\dfrac{V_{in}-V_o}{L}t & 0\leqslant t<D_1T_s\\ -\dfrac{V_o}{L}t+\dfrac{V_{in}}{L}D_1T_s & D_1T_s\leqslant t<D_2T_s\\ 0 & D_2T_s\leqslant t<T_s\end{cases} \tag{9}$$

式中，I_o为输出电流。由式(7)可知，对输出电容的等效串联电阻 ESR 进行监测，需采样输出电压交流分量$v_{o,ac}(t)$与电感电流交流分量$i_{L,ac}(t)$。如式(8)和式(9)所示，在 CCM 与 DCM 下，前 2 个变换区间内的升降斜率相同，这一特性为电感电流交流分量的拟合提供了可能，具体拟合步骤如图 4 所示。

进行电感电流交流分量拟合时，首先默认电流初始值为 0。根据式(8)和式(9)中分段函数的斜率，预期拟合电流$i'(t)$在 CCM 与 DCM 下的表达式分别为

$$i'(t)=\begin{cases}\dfrac{V_{in}-V_o}{L}t-\dfrac{V_o(1-D)}{2Lf_s} & 0\leqslant t<DT_s\\ -\dfrac{V_o}{L}t+\dfrac{V_o(1+D)}{2Lf_s} & DT_s\leqslant t<T_s\end{cases} \tag{10}$$

$$i'(t)=\begin{cases}\dfrac{V_{in}-V_o}{L}t & 0\leqslant t<DT_s\\ -\dfrac{V_o}{L}t+\dfrac{V_{in}D}{Lf_s} & DT_s\leqslant t<D_2T_s\\ 0 & D_2T_s\leqslant t<T_s\end{cases} \tag{11}$$



(a) CCM (b) DCM

图 4 电感电流交流分量拟合流程

Fig. 4 Flow chart of fitting AC component of inductive current

为实现不同模式下电感电流纹波拟合流程的统一，首先利用驱动信号及其非信号进行电感电流纹波的初步拟合，表达式为

$$i(t)=\left(\frac{V_{in}-V_o}{L}t\right)G_1(t)+\left(-\frac{V_o}{L}t+\frac{V_{in}D}{Lf_s}\right)\overline{G}_1(t) \tag{12}$$

式中：$G_1(t)$为开关管的驱动逻辑信号，其最大值为 1，最小值为 0。

此时，初步拟合得到的电流 $i(t)$如图 4 所示。在 CCM 下拟合电流 $i(t)$为电感电流交流分量与部分直流分量之和。在 DCM 下拟合电流 $i(t)$在[0, D_2T_s]区间内与该模式下的电感电流保持一致，在[D_2T_s, T_s]区间继续减小。因此需将其进行非负处理，得到同时适用于 CCM 与 DCM 下的拟合电流 $i'(t)$，即

$$i'(t)=\left|\left(\frac{V_{in}-V_o}{L}t\right)G_1(t)+\left(-\frac{V_o}{L}t+\frac{V_{in}D}{Lf_s}\right)\overline{G}_1(t)\right| \tag{13}$$

如图 4 所示，将式(11)得到的拟合电流 $i'(t)$再通过高通滤波单元 HPF(high-pass filter)滤除直流分量，可得到电感电流交流分量 $i'_{L,\mathrm{ac}}(t)$，即

$$i'_{L,\mathrm{ac}}(t)=\left|\left(\frac{V_{\mathrm{in}}-V_{\mathrm{o}}}{L}t\right)G_1(t)+\left(-\frac{V_{\mathrm{o}}}{L}t+\frac{V_{\mathrm{in}}D}{Lf_{\mathrm{s}}}\right)\overline{G}_1(t)\right|_{\mathrm{HPF}} \tag{14}$$

将拟合得到的电感电流交流分量 $i'_{L,\mathrm{ac}}(t)$ 代入式(7)得

$$E_{\mathrm{SR}}=\frac{\int_0^T i'_{L,\mathrm{ac}}(t)v_{\mathrm{o,ac}}(t)\mathrm{d}t}{\int_0^T i'_{L,\mathrm{ac}}(t)^2\mathrm{d}t} \tag{15}$$

在计算得到电解电容退化参数ESR的值后，可以使用理想退化模型对电解电容进行故障诊断。理想情况下 ESR 的退化模型[14]为

$$E_{\mathrm{SR},t}=\frac{E_{\mathrm{SR},0}}{1-kt\mathrm{e}^{-\frac{4\ 700}{t+273}}} \tag{16}$$

式中：t 为变换器运行时电容的核心温度；$E_{\mathrm{SR},t}$ 为温度 t ℃下的电容的等效串联电阻；$E_{\mathrm{SR},0}$ 为常温下电容初始的等效串联电阻；k 为电解电容材料结构相关的常数，通常从电容的数据手册获取，一般情况下当 $E_{\mathrm{SR},t}$ =2 $E_{\mathrm{SR},0}$ 时可以认定电解电容失效。

本节提出的方案与现有基于输出电压特性的方案所采用的采样瞬时时刻输出电压不同。改进后的计算模型如式(15)所示，通过对电感电流纹波的拟合实现对输出电容的 ESR 的在线监测，无需设计额外的触发采样电路。该方案同时适用于 CCM 与 DCM，且具备统一的计算模型。

3　在线监测方案设计

3.1　在线监测方案

根据第 1、2 节的分析，可以设计 ESR 的在线监测系统如图 5 所示，包括 Buck 主功率及其控制电路。在控制电路、Buck 电路正常运行后，通过 AD 转换单元采样数个周期的驱动信号 $G_1(t)$，将其经过非门处理得到其非信号。结合采样得到的输入输出电压及电感，根据式(12)~式(14)进行电感电流纹波的初步拟合。将初步拟合的电流 $i(t)$经过 Switch 处理得到 $i'(t)$再与输出电压 v_{o} 一起经过高通滤波单元处理，得到输出电压交流分量 $v_{\mathrm{o,ac}}$ 及拟合电感电流交流分量 $i'_{L,\mathrm{ac}}(t)$。最后通过基于式(15)所编写的程序即 ESR 计算单元进行相应的计算得到 ESR 值。由于电容结构、工艺的不同，通过贴片热电偶测量电容表面温度，再根据厂商提供的表面温度-核心温度热阻曲线计算获取核心温度。最后结合计算得到的 ESR 代入式(16)判断此时电容是否失效。

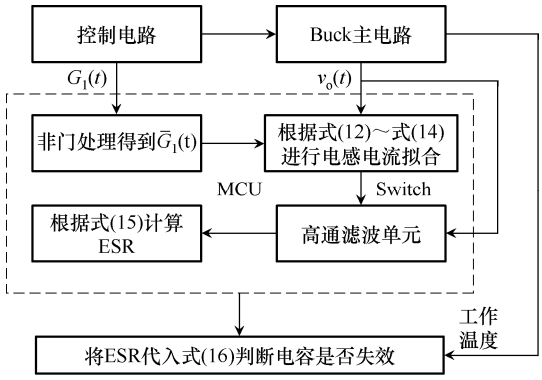


图 5　ESR 在线监测系统

Fig. 5 ESR online monitoring system

针对模拟控制的 Buck 变换器，输出电压提取电路与驱动信号提取电路分别如图 6 与图 7 所示。图 6 所示输出电压提取电路中，电阻 R_2 与电容 C_1 构成低通滤波用来滤除一部分的电压尖峰，为了保

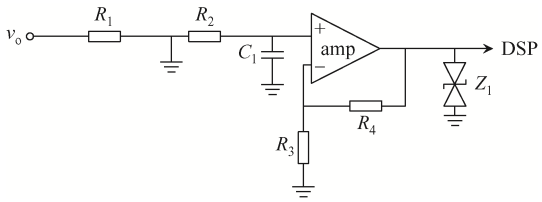


图 6　输出电压提取电路

Fig. 6 Output voltage extraction circuit

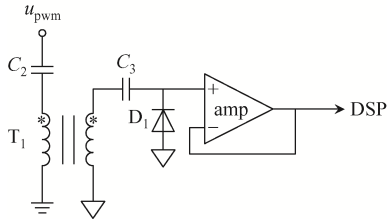


图 7　驱动信号提取电路

Fig. 7 Drive signal extraction circuit

证开关纹波的损失足够小，要满足 $1/(2\pi f_s C_1)>>R_2$；电阻 R_3 与 R_4 用于调节放大的比例以适应数字信号处理器 DSP(digital signal processor)的量程范围。图 7 所示驱动信号提取电路中，电容 C_2 用来去除 PWM 信号中的直流分量，变压器 T_1 使采样电路与主功率电路电气隔离，再经过放大器使其输入到 DSP 的 AD 引脚当中。针对数字控制的 Buck 变换器，可直接在数字芯片中获取驱动信号，无需驱动信号提取电路，因而只需图 6 所示输出电压提取电路。

3.2 仿真实验

为了验证优化后的 ESR 计算模型的可行性，基于MATLAB/Simulink进行了Buck变换器输出电容故障诊断的仿真研究。仿真具体参数为：输入电压 24 V、滤波电感 220 μH、输出电容 100 μF、等效串联电阻 0.3 Ω、占空比 D=0.5、开关频率 50 kHz。为验证 ESR 计算模型的计算精度与频率的关系，选取不同采样频率 f_{sa} 进行仿真实验，具体结果见表 1。

表 1 不同采样频率下 Buck 电路 ESR 仿真计算结果

Tab. 1 ESR simulation and calculation results of Buck circuit at different sampling frequencies

$N(f_{sa}/f_s)$	CCM (R_o=10 Ω)		DCM (R_o=100 Ω)	
	ESR 仿真结果/Ω	误差/%	ESR 仿真结果/Ω	误差/%
10	0.233 4	22.20	0.221 2	26.27
20	0.283 3	5.57	0.273 7	8.77
50	0.298 6	0.47	0.290 9	3.03
100	0.300 6	0.20	0.293 6	2.13
1 000	0.309 9	3.30	0.304 1	1.37

由于输出电压与理想值相比偏小、拟合电流与实际电流不完全一致等综合因素影响，该计算模型的 ESR 计算理想值与实际值相比会略偏大。由表 1 可得，采样频率越高，计算结果越接近该模型的理想值。当采样频率至少为开关频率的 50 倍以上时，该模型的计算误差处于可用范围之内。

为了验证 ESR 计算模型的有效性，在采样频率为 5 MHz 时，分别选取负载阻值为 R_o=10 Ω 和 R_o=100 Ω 进行 CCM 与 DCM 下的仿真实验。在 Buck 电路 CCM 与 DCM 下，分别使用采样得到的电感电流交流分量与拟合得到的电感电流交流分量进行计算，结果见表 2 和表 3，其中 ESR 由式(14)进行计算。

表 2 CCM 下 Buck 电路 ESR 仿真计算结果

Tab. 2 ESR simulation and calculation results of Buck circuit in CCM

ESR 实际值/Ω	采样电流仿真结果		拟合电流仿真结果	
	E_{SR}/Ω	误差/%	E_{SR}/Ω	误差/%
0.1	0.099 1	0.90	0.104 4	4.40
0.2	0.196 2	1.90	0.205 4	2.70
0.3	0.291 4	2.87	0.305 2	1.73
0.4	0.384 7	3.83	0.403 8	0.95
0.5	0.476 3	4.74	0.501 3	0.26

表 3 DCM 下 Buck 电路 ESR 仿真计算结果

Tab. 3 ESR simulation and calculation results of Buck circuit in DCM

ESR 实际值/Ω	采样电流仿真结果		拟合电流仿真结果	
	E_{SR}/Ω	误差/%	E_{SR}/Ω	误差/%
0.1	0.099 9	0.10	0.101 9	1.90
0.2	0.199 6	0.20	0.202 6	1.30
0.3	0.299 1	0.30	0.303 7	1.23
0.4	0.398 4	0.40	0.404 9	1.22
0.5	0.497 5	0.50	0.506 5	1.30

分别对每个测量参数采样 10 个开关周期(f_s=50 kHz)，采样的输出电压交流分量、电感电流纹波分量与拟合出的电感电流交流分量如图 8 所示。可以看出，由于输出电压与理想值相比偏小，因此拟合电感电流纹波 $i'_{L,ac}(t)$ 上升斜率偏高，下降斜率偏低。因此，在 CCM 下周期结束时会存在突变，在 DCM 下，到达第三阶段的时间较长。由表 2 和表 3 可知，在 CCM 下，当 ESR 较高时采用 $i_{L,ac}(t)$ 计算误差变大，这是由于负载端电阻较小，负载分得的纹波电流更多。此时拟合电感电流纹波更接近于电容电流，所以计算结果更加精准。因为输出电容通常在 ESR 增大为初始值的 2~3 倍时失效，因此在 CCM 与 DCM 中，该方案的计算误差均可接受。

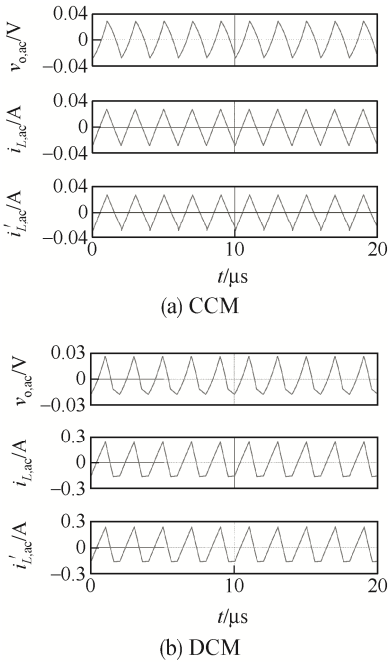


图 8　仿真实验波形

Fig. 8 Waveforms in simulation experiment

4　实验验证

为了验证所提方法的有效性，在实验室制作了 Buck 变换器输出电容 ESR 的监测系统实验平台。Buck 变换器具体参数为：输入电压 30 V，开关频率 30 kHz，开关管型号 IRFP4110，续流二极管型号 C3D10060A，负载电阻分别为 20、200、500 Ω，电感 263 μH(f_s=30 kHz)，输出电容与耐压 100 μF/400 V。经 LCR 电桥测量仪 UC2858A 测量，在工作频率下电容的初始 ESR 为 $E_{SR,1}$ = 0.522 8 Ω，再分别串联 0.1 Ω 与 0.2 Ω 的贴片电阻作为 $E_{SR,2}$ 与 $E_{SR,3}$，测量得它们的阻值分别为 0.622 8 Ω 与 0.722 8 Ω。由于高斯白噪声的互相关系数为 0，自相关系数不为 0，使得式(7)具备较强的抗噪声能力，进而由式(7)改进后的式(15)同样具备较优的抗噪性能，因此无需更多的滤波装置。实验中驱动信号与输出电压直接通过示波器 Infiniivision DSOX 3024T 与示波器探针 Pico TA042 进行提取，采样频率为 3 MHz。电流拟合与电容 ESR 计算等相关数据处理于 MATLAB 软件中完成。搭建的实验平台如图 9 所示。

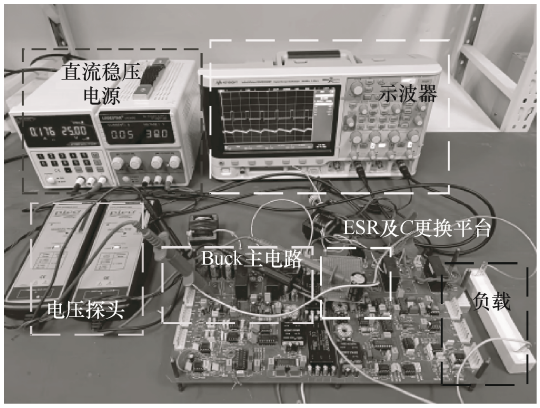
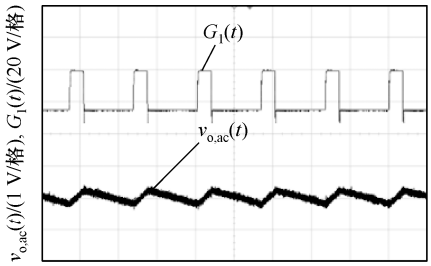


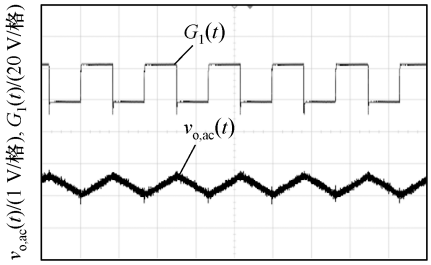
图 9　ESR 监测系统实验平台

Fig. 9 Experimental platform for ESR monitoring system

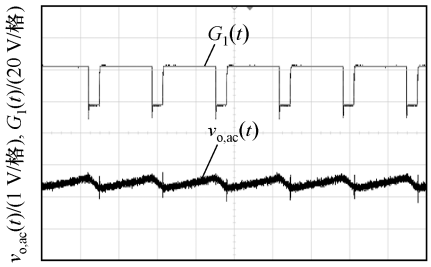
图 10 和图 11 分别为 f_s=30 kHz、V_{in}=30 V 情况下 CCM 与 DCM 中不同工况采样得到的驱动 PWM



(a) D=0.2、f_s=30 kHz



(b) D=0.5、f_s=30 kHz



(c) D=0.8、f_s=30 kHz

图 10　CCM 下的实验波形

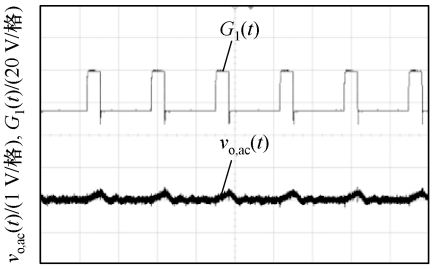
Fig. 10 Experimental waveforms in CCM

信号与输出电压交流分量的波形。通过式(12)~式(14)进行电感电流纹波的拟合，与采样得到的输出电压纹波结合直接通过式(15)计算得到 ESR，取数次周期的计算均值作为计算结果。CCM 下的输出电压 V_{in}=30 V、负载 R_o=20 Ω，其计算结果见表 4；DCM 下的计算结果见表 5。其中，δ 为计算结果与 LCR 电桥测量仪所测结果间的误差。

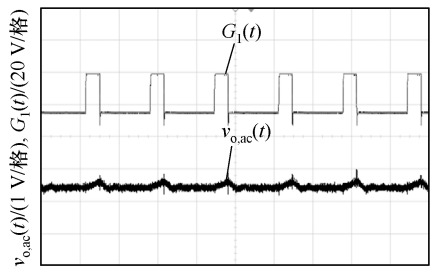
表 4 CCM 下的计算结果

Tab. 4 Calculation results in CCM

D	$E_{SR,1}$		$E_{SR,2}$		$E_{SR,3}$	
	计算值/Ω	δ/%	计算值/Ω	δ/%	计算值/Ω	δ/%
0.2	0.536 4	2.601	0.632 7	1.589	0.721 8	0.138
0.3	0.526 8	0.765	0.628 5	0.915	0.723 2	0.055
0.4	0.534 8	2.295	0.632 0	1.477	0.722 7	0.014
0.5	0.533 0	1.951	0.627 5	0.754	0.719 6	0.443
0.6	0.534 1	2.161	0.627 1	0.690	0.723 8	0.138
0.7	0.524 2	0.268	0.622 6	0.032	0.715 4	1.024
0.8	0.534 7	2.276	0.633 8	1.766	0.724 2	0.194



(a) D=0.2、f_s=30 kHz、R_o=200 Ω



(b) D=0.2、f_s=30 kHz、R_o=500 Ω

图 11 DCM 下的实验波形

Fig. 11 Experimental waveforms in DCM

由表 4 可知，CCM 下不同的占空比 D 与不同的 ESR 大小对该方案的计算精度无显著影响。由表 5 可知，DCM 下不同的输入电压与不同的负载大小对该方案的计算精度无显著影响。参考表 4 和表 5，在 CCM 下 ESR 的平均计算误差为 1.026%，其中最大误差为 2.601%，在 DCM 下 ESR 的平均计算误差为 1.169%，其中最大误差为 1.991%，表明该方法具有较高的计算精度。

表 5 DCM 下的计算结果

Tab. 5 Calculation results in DCM

参数	V_{in}/V	R_o/Ω	E_{SR}/Ω	δ/%
$E_{SR,1}$	30	200	0.531 9	1.741
	30	500	0.531 4	1.644
	25	200	0.526 7	0.746
	25	500	0.522 8	0
$E_{SR,2}$	30	200	0.633 6	1.734
	30	500	0.635 2	1.991
	25	200	0.623 8	0.161
	25	500	0.627 6	0.771
$E_{SR,3}$	30	200	0.723 1	0.042
	30	500	0.726 0	0.443
	25	200	0.715 7	0.982
	25	500	0.720 9	0.263

为了验证温度对计算精度的影响，将电解电容用电工胶带固定到恒温平台 BK964S 上，并分别设置温度为 30、40、50 ℃。30 min 后，通过红外测温仪 DECTMS520C 测得电容表面温度达到预期值，再通过 UC2858A 电桥测量仪实时测量电容自身的 ESR。当测量得到的 ESR 数值左右波动几乎保持不变后接入 Buck 变换器进行实验，测得不同温度下电容自身的 ESR 分别为 0.484 7、0.440 2 和 0.311 3 Ω。在输入电压统一为 20 V 时，进行 CCM 与 DCM 下的相关实验，CCM 下负载 R_o=20 Ω，占空比 D 分别设置为 0.2、0.5、0.8。DCM 下负载 R_o 分别为 200 Ω 与 500 Ω，占空比为 0.2。负载实验结果取数次周期的计算均值。具体的实验数据与结果见表 6。

由表 6 可知，在 30、40、50 ℃下的计算精度分别为 1.382%、1.292%、1.227%，由此可见温度变化对本文提出的计算模型精度的影响并不显著。与文献[15-18]等同类型方案相比，本文所提方案无需设计如高精度触发采样装置等额外硬件电路，通过电感电流纹波的拟合，建立了同时适用于 CCM

表 6　不同温度下的计算结果

Tab. 6 Calculation results at different temperatures

工作条件	工作温度 30 ℃		工作温度 40 ℃		工作温度 50 ℃	
	E_{SR}/Ω	δ/%	E_{SR}/Ω	δ/%	E_{SR}/Ω	δ/%
CCM(D=0.2)	0.481 6	0.639	0.442 1	0.432	0.315 6	1.381
CCM(D=0.5)	0.491 3	1.361	0.447 4	1.646	0.304 8	2.089
CCM(D=0.8)	0.483 3	0.289	0.446 7	1.476	0.312 8	0.482
DCM(R_o=200 Ω)	0.492 3	1.568	0.442 3	0.477	0.305 4	1.895
DCM(R_o=500 Ω)	0.499 5	3.053	0.450 9	2.431	0.312 2	0.289

与 DCM 的统一计算模型。

5　结语

本文提出了 1 种直流微电网 Buck 变换器输出电容的故障诊断方案，建立了直流微电网中 Buck 变换器 ESR 实时在线计算模型。该计算模型同时适用于 DCM 与 CCM，具有良好的抗噪性能，无需额外的去噪处理。所提出的方案为非侵入式，无需电流传感器及触发采样装置等额外硬件电路。若 Buck 变换器的占空比 D 与开关频率 f_s 已知，则无需再采样驱动信号，减少了硬件成本。最后制作了监测系统实验平台并进行了实验验证，监测结果表明所提方案具有较高的计算精度，有助于增加直流微电网系统的可靠性，以便其在严苛环境中的推广及应用。

参考文献：

[1] 徐明忻, 石勇, 邢敬舒, 等. 基于多典型场景采样的微网可靠性计算方法[J]. 电力科学与技术学报, 2022, 37(3): 41-49.
Xu Mingxin, Shi Yong, Xing Jingshu, et al. Reliability calculation method of microgrid based on multi typical scene sampling [J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2022, 37(3): 41-49. (in Chinese)

[2] 孟良, 胡雪凯. 基于模型预测控制的 Buck 型双向 DC-DC 变换器动态补偿控制[J]. 电源学报, 2024, 22(2): 90-97.
Meng Liang, Hu Xuekai. Dynamic compensation control of Buck-type bidirectional DC-DC converter based on model predictive control [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 90-97. (in Chinese)

[3] 蒋经纬, 陆益民. 基于逆系统解耦的三电平 Buck 变换器反步滑模控制[J]. 电源学报, 2024, 22(2): 73-80.
Jiang Jingwei, Lu Yimin. Backstepping sliding mode control of three-level Buck converter based on inverse system decoupling [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 73-80. (in Chinese)

[4] 葛兴来, 张艺驰, 杨宁. 车载牵引变流器关键部件寿命评估综述[J]. 电源学报, 2021, 19(4): 140-152.
Ge Xinglai, Zhang Yichi, Yang Ning. Overview of lifetime evaluation on key components in vehicular traction converter [J]. Journal of Power Supply, 2021, 19(4): 140-152. (in Chinese)

[5] 俞珊, 徐志望, 董纪清. 开关电源中电解电容寿命预测分析[J]. 电源学报, 2016, 14(6): 87-92, 121.
Yu Shan, Xu Zhiwang, Dong Jiqing. Analysis of electrolytic capacitor life prediction in switching power supply [J]. Journal of Power Supply, 2016, 14(6): 87-92, 121. (in Chinese)

[6] Wang Huai, Blaabjerg F. Reliability of capacitors for DC-link applications in power electronic converters — An overview [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(5): 3569-3578.

[7] 任磊, 韦徽, 龚春英, 等. 电力电子电路功率器件故障特征参数提取技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(12): 3089-3101.
Ren Lei, Wei Z, Gong Chunying, et al. Fault feature extraction techniques for power devices in power electronic converters: A review [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(12): 3089-3101. (in Chinese)

[8] 孙权, 王友仁, 吴祎, 等. 基于无迹粒子滤波的功率变换器剩余寿命预测方法[J]. 电源学报, 2019, 17(5): 197-202.
Sun Quan, Wang Youren, Wu Yi, et al. Remaining useful life prediction method for power converters based on un-scented particle filter [J]. Journal of Power Supply,

2019, 17(5): 197-202. (in Chinese)

[9] Agarwal N, Ahmad M W, Anand S. Quasi-online technique for health monitoring of capacitor in single-phase solar inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(6): 5283-5291.

[10] Zhu Xueli, Zhang Donglai, Gao Wei. Online noninvasive technique for condition monitoring of capacitor in linear power supplies [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(8): 8761-8773.

[11] Harada K, Katsuki A, Fujiwara M. Use of ESR for deterioration diagnosis of electrolytic capacitor [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1993, 8(4): 355-361.

[12] Ma Hao, Wang Linguo. Fault diagnosis and failure prediction of aluminum electrolytic capacitors in power electronic converters [C]// 31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. Raleigh, NC, USA, 2006: 6.

[13] Ren Lei, Gong Chunying. Modified hybrid model of Boost converters for parameter identification of passive components [J]. IET Power Electronics, 2018, 11(4): 764-771.

[14] Abdennadher K, Venet P, Rojat G, et al. A real-time predictive-maintenance system of aluminum electrolytic capacitors used in uninterrupted power supplies [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2010, 46(4): 1644-1652.

[15] 唐圣学, 董沙沙, 姚芳. 一种 Buck 变换器输出电容故障在线预测方法[J]. 太阳能学报, 2020, 41(1): 333- 341.
Tang Shengxue, Dong Shasha, Yao Fang. An online method for failure prediction of output capacitor in Buck converter [J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2020, 41(1): 333-341. (in Chinese)

[16] 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 Weijie, Yao Kai, Hu Wenbin, 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. (in Chinese)

[17] Yao Kai, Tang Weijie, Hu Wenbin, et al. A current-sensorless online ESR and *C* identification method for output capacitor of Buck converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(12): 6993-7005.

[18] Duan Xiaoxing, Zou Jian, Li Bin, et al. An online monitoring scheme of output capacitor's equivalent series resistance for Buck converters without current sensors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(10): 10107-10117.

[19] Tang Shengxue, Dong Shasha, Liu Yajing, et al. Current-sensorless online ESR monitoring of capacitors in Boost converter [J]. The Journal of Engineering, 2019, 2019(16): 2569-2574.

[20] Li Lingge, Yao Kai, Guan Chanbo, et al. A quasi-online monitoring method of output capacitor and Boost inductor for DCM Boost converter [C]// 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Baltimore, MD, USA, 2019: 2205-2211.

[21] Li Chuanfeng, Yu Yang, Liu Qingxin, et al. An online noninvasive estimation method of electrolytic capacitor for Boost converters [C]// IECON 2021–47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Toronto, ON, Canada, 2021: 1-6.

[22] Yao Kai, Li Hui, Li Lei, et al. A noninvasive online monitoring method of output capacitor's *C* and ESR for DCM flyback converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(6): 5748-5763.



李嘉诚

作者简介：

李嘉诚(1999—)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子变换器状态监测技术。E-mail：Lijc@stmail.ntu.edu.cn。

任磊(1991—)，男，通信作者，博士，讲师。研究方向：高功率密度变换技术，电力电子变换器状态监测技术。E-mail：ee_renlei@ntu.edu.cn。

秦岭(1977—)，男，博士，教授。研究方向：高功率密度变换技术，光伏发电技术，系统建模与控制。E-mail：Qin.l@ntu.edu。

吴尚(1999—)，男，硕士研究生。研究方向：海上风力发电，电池储能系统。E-mail：34667311@qq.com。

何建军(1996—)，男，硕士研究生。研究方向：海上风力发电，配电网控制。E-mail：39503055@qq.com。

(责任编辑：郭凯凯)