

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.246017

基于长周期暂态信号分析的电机驱动变换器 直流母线电容在线状态监测

王要强^{1,2}, 李锐^{1,2}, 陈天锦^{3,4}, 聂福全⁵, 赖锦木^{1,2}, 梁军^{1,6}

(1. 郑州大学电气与信息工程学院, 河南 郑州 450001; 2. 河南省电力电子与电力系统工程技术研究中心, 河南 郑州 450001; 3. 许继电源有限公司, 河南 许昌 461000; 4. 河南省智能充电技术重点实验室, 河南 许昌 461000; 5. 河南科技学院机电学院, 河南 新乡 453003; 6. 卡迪夫大学工程学院, 英国 卡迪夫 CF24 3AA)

摘要: 直流母线电容作为电机驱动变换器中最薄弱的元件之一, 其老化会导致系统故障的概率增大, 因此对电容老化进行在线监测至关重要。针对现有监测方法存在经济性差、采样频率高、影响系统正常运行等问题, 提出一种基于长周期暂态信号分析的电容在线监测方法, 用于估计电机驱动变换器直流母线等值串联电容(equivalent series capacitance, ESC)。首先, 根据系统负载切换过程建立共节点感-容等值暂态模型, 分析长周期暂态信号特点。其次, 推导基于长周期暂态信号的在线监测模型, 确定监测程序启动判定条件。然后, 提出一种基于多项式重构的电容电流基线校准方法, 消除传感器零漂影响, 提高监测精度。最后, 仿真和实验表明所提出方法的监测精度满足电容监测的要求。

关键词: 电机驱动变换器; 电容器老化; 等值串联电容; 在线监测; 长周期暂态信号

Online monitoring of a DC-link capacitor for a motor drive converter based on long period transient signal analysis

WANG Yaoqiang^{1,2}, LI Rui^{1,2}, CHEN Tianjin^{3,4}, NIE Fuquan⁵, LAI Jinmu^{1,2}, LIANG Jun^{1,6}

(1. School of Electrical and Information Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China; 2. Henan Engineering Research Center of Power Electronics and Energy Systems, Zhengzhou 450001, China; 3. XJ Power Co., Ltd., Xuchang 461000, China; 4. Henan Key Laboratory of Intelligent Charging Technology, Xuchang 461000, China; 5. School of Mechanical and Electrical Engineering, Henan Institute of Science and Technology, Xinxiang 453003, China; 6. School of Engineering, Cardiff University, Cardiff CF24 3AA, UK)

Abstract: DC-link capacitors, as some of the most vulnerable components in motor drive inverters, are crucial for online monitoring for aging. Their deterioration increases the probability of system failure. However, existing monitoring methods suffer from issues such as poor economic efficiency, high sampling frequencies, and interference with normal system operation. Therefore, a capacitor online monitoring method based on long-period transient signal analysis is proposed. This is used to estimate the equivalent series capacitance (ESC) of DC-link capacitors in motor drive inverters. Initially, a common-node admittance-capacitance equivalent transient model is established based on the system load switching process, and the characteristics of long-period transient signals is analyzed. Subsequently, an online monitoring model based on such signals is derived, and the criteria for initiating the monitoring process are determined. Then a polynomial reconstruction-based capacitor current baseline calibration method is proposed to eliminate the influence of sensor drift and to enhance monitoring accuracy. Finally, simulation and experiments show that the monitoring accuracy of the proposed method meets the requirements of capacitance monitoring.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 52307148).

Key words: converters of motor driven; capacitor aging; equivalent series capacitance; online monitoring; long period transient signal

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(52307148); 中央引导地方科技发展资金项目资助(2022ZY0134)

0 引言

随着现代社会对电能需求的持续增长, 电力电子变换器作为电能变换和控制的关键设备, 已在能源变换、新能源汽车驱动等领域广泛应用^[1-4]。直流母线电容器作为电机驱动变换器的关键组件, 在储能、滤波、稳压等方面扮演重要角色^[5-6]。然而, 由于变换器在恶劣环境下工作, 受到震动、热应力、电应力等因素的影响, 直流母线电容器会逐渐老化, 具体表现在电容电气参数中等值串联电容(equivalent series capacitance, ESC)的减小、等值串联电阻(equivalent series resistance, ESR)和等值串联电感(equivalent series inductance, ESL)的增大^[7-9]。这种老化现象可能导致系统损耗增加、谐波增大、电路故障等问题。因此, 及时监测直流母线电容器的状态并预警其老化情况, 具有重要的研究意义与实用价值。

为防止直流母线电容老化对变换器系统造成危害, 学者们提出了多种监测电容的方法。其中, 基于稳态纹波的监测方案是较为流行的方法。文献[10-11]从 DC-DC 变换器正常运行状态中提取特定时刻的电压电流纹波, 计算电容老化参数, 判断电容的健康状态, 实现在变换器正常运行状态下无创监测电容老化。但 DC-DC 变换器存在 CCM 与 DCM 两种工作模式, 不同工作模式导致监测模型不同。文献[12]改进了监测模型, 统一了 DC-DC 变换器不同模式下的采样时刻, 提高了监测结果的准确性。由于稳态纹波受到频率、负载类型的影响而不易被准确提取, 文献[13-15]提出基于数字信号处理的电容监测方法, 该方法通过筛选纹波信号, 建立特定频率分量与电容老化参数之间的关系, 从而完成电容老化状态的评估, 然而, 这种方法通常需要消耗更多的计算资源。

基于扰动的在线监测方案可以降低采样频率、负载类型对监测结果的影响。文献[16-18]提出基于低频谐波扰动注入的在线监测方法, 通过向变换器控制回路注入低频扰动信号, 构建扰动信号与电容老化参数的关系, 完成直流母线电容在线老化监测。但低频谐波频率和幅值的选择是困难的, 不合适的谐波注入可能会违反相关技术标准, 污染电网的电能质量。文献[19]将开关状态扰动注入到背靠背变换器系统中, 引起逆变侧短路, 利用电容电压的暂态过程完成在线监测。基于开关状态扰动注入的方法不需要担心对电能质量带来的负面影响, 但可能会影响变换器系统的正常运行。

为了减少注入扰动对系统的影响, 文献[20]提

出一种基于瞬态充电曲线的电容在线监测方法, 该方法利用大信号长时间尺度下的瞬态充电曲线来在线估计 Boost 变换器直流母线电容的 ESC, 无需高频采样和复杂的数据处理。文献[21]利用大信号负载瞬态轨迹估计降压变换器输出电容器的 ESR 和 ESC, 同样避免了高频小幅度纹波信号的采样, 但需要额外的暂态触发电路。文献[22]提出了一种基于暂态信号的直流母线电容在线监测方案, 适用于数字控制的升压功率因数校正(power factor correction, PFC)变换器, 无需额外的采样设备, 单次测试的估计误差小于 3.5%, 多次测试的平均误差小于 1.5%。文献[23]将基于暂态扰动的监测方法应用在电机驱动变换器中, 提出一种可变放电网络(variable electrical network, VEN)的监测方法, 在变换器关机过程中接通电容两端并联的放电网络, 监测电容的 ESR 和 ESC, 误差在 3%以内。该方法不需要电流传感器或向控制回路注入信号, 且可以作为外部或内置单元使用, 但需要增加额外的开关和电阻元件, 不利于大规模的推广应用。

本文主要研究电机驱动变换器直流母线电容在线状态监测技术, 提出一种基于长周期暂态信号分析的方法, 利用负载切换引起的长周期充放电暂态轨迹估计直流母线电容的 ESC。与上述的研究方法相比, 该方法的主要优点如下: 1) 负载切换引起的系统扰动属于变换器正常工作状态, 不同于人为注入扰动, 基于长周期暂态信号分析的电容监测方法不需要担心对电能质量带来的负面影响, 同时也不会影响变换器系统的正常运行; 2) 所提出的方法不需要添加额外的硬件, 具有良好的经济性与实用价值; 3) 与基于稳态纹波的监测方案相比, 基于长周期暂态信号分析的电容监测方法采样频率更低, 可以有效避免控制芯片的持续占用。

1 电容模型及老化机理

1.1 电容等效模型

铝电解电容通常由金属电极、绝缘介质、带有电解液的电解纸和铝外壳构成, 而金属化薄膜电容则由两层聚丙烯薄膜构成, 这两层薄膜被绕在绝缘芯轴上形成圆柱形。根据电容器的物理结构模型, 一般使用图 1(a)中的等效电路来描述电容的电气特性。在图 1 中, C_1 代表理想电容, R_p 代表介质损耗等效并联电阻, R_{ES} 代表电容等效串联电阻, L_{ES} 代表电容等效串联电感, C_{ES} 代表电容等效串联电容。由于介质损耗等效并联电阻通常较大, 可以简化电容的等效电路如图 1(b)所示^[8]。

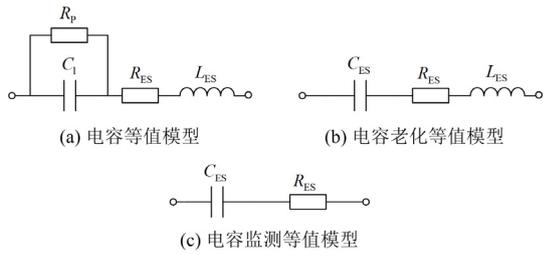


图 1 电容等效电路化简

Fig. 1 Capacitor equivalent circuit simplification

基于图 1(b)，可以得到电容的等值阻抗模值为

$$Z = \sqrt{R_{ES}^2 + (2\pi f \times L_{ES} - \frac{1}{2\pi f \times C_{ES}})^2} \quad (1)$$

式中， f 为电路的频率。

图 2 展示了式(1)的阻抗特性，该曲线被 f_1 和 f_2 划分为低频段、中频段和高频段。

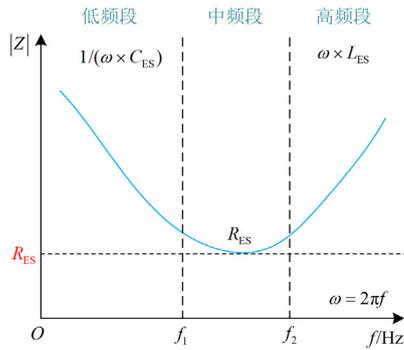


图 2 等效电路的阻抗特性

Fig. 2 Impedance characteristics of equivalent circuit

不同种类电容的 f_1 和 f_2 会有区别。通常情况下， f_2 位于 100~300 kHz，铝电解电容的 f_1 约为 1 kHz；而金属化薄膜电容的 f_1 则在 90 kHz 左右^[24]。从图 2 可以观察到，在电路频率高于 f_2 时，阻抗模值 $|Z|$ 主要受 L_{ES} 和 R_{ES} 的影响。当电路频率介于 f_1 和 f_2 之间时，阻抗模值 $|Z|$ 主要受 R_{ES} 的影响。而当电路频率低于 f_1 时，阻抗模值 $|Z|$ 则主要受 C_{ES} 和 R_{ES} 的影响。

在电机驱动系统中，变换器的直流母线纹波频率通常在 300~400 Hz 的范围内。因此，直流母线电容的阻抗幅值主要分布在低频区域，受 R_{ES} 和 C_{ES} 的影响较大。基于这一特点，电机驱动系统的直流母线等值监测电路可以进一步简化为图 1(c)。

1.2 电容老化机理与寿命标准

根据电容的等效电路模型，可以得知在系统正常运行时，电流流经 R_{ES} 会导致电容内部温度升高。对于电解电容而言，这种升温会促进电容内部电解

液蒸发，进而造成 R_{ES} 增大、 C_{ES} 减小。此外， R_{ES} 的增大会进一步加剧电容内部发热，从而形成恶性循环，最终导致电容失效。

薄膜电容在超过电压耐受界限时，会在电介质薄膜中形成电弱点击穿区域。由于薄膜电容具有薄的金属层和较高的电阻，电弱点会引发局部高温区域，被称为“热点”。热点中的电极蒸发扩散，然而电弧放电的持续时间不足以维持电弧，最终导致电弧熄灭。在此过程中，电容的 C_{ES} 降低。随着时间积累，薄膜电容最终老化失效。

总之，直流母线电容老化会导致电容的 R_{ES} 增大， C_{ES} 减小。在确定电容失效标准方面，已经进行了广泛的研究。据调查，铝电解电容和金属化薄膜电容的老化失效标准如表 1 所示^[25]， C_{ES0} 、 R_{ES0} 与 $\tan \delta_0$ 分别表示等效串联电容初值、等效串联电阻初值和电容介质损耗角正切初值。

表 1 直流母线电容失效标准

Table 1 Failure standard of DC-link capacitors

	铝电解电容	金属化薄膜电容
寿命终止标准	$\frac{C_{ES}}{C_{ES0}} \leq 80\%$	$\frac{C_{ES}}{C_{ES0}} \leq 95\%$
	$\frac{R_{ES}}{R_{ES0}} \geq 2$	$\frac{\tan \delta}{\tan \delta_0} \geq 3$

学术界通常使用 R_{ES} 和 C_{ES} 评估铝电解电容的老化程度。当 C_{ES} 减小 20% 或 R_{ES} 增大一倍时，铝电解电容的寿命终止^[26]。然而，对于金属化薄膜电容，由于其老化过程中 R_{ES} 并不会显著减小，因此通常将 C_{ES} 减小 5% 或介质损耗角正切值 $\tan \delta$ 增大 3 倍作为薄膜电容的寿命终止标准^[27]。

C_{ES} 与 R_{ES} 除了与电容内部材料有关，还受到电容运行温度的影响，如图 3 所示，随着环境温度升

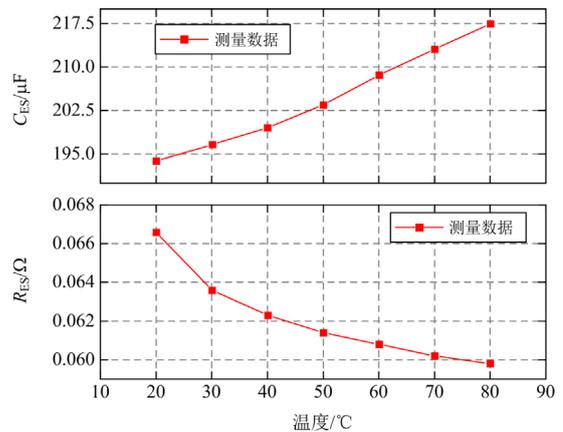


图 3 220 μF 电容参数相对于温度的变化^[21]

Fig. 3 Change of capacitance parameters of 220 μF relative to temperature^[21]

高, 电容内部导电粒子的迁移率增加, 电容的 R_{ES} 减小、 C_{ES} 增大, 但 R_{ES} 和 C_{ES} 在微小温度变化下的波动并不显著。为了更准确地反映直流母线电容器的老化状态, 本文的实验在相同的室温环境下进行。

2 基于长周期暂态信号分析的监测方法

2.1 共节点感-容等值暂态建模与长周期暂态信号分析

在一般情况下, 电机驱动系统的典型拓扑如图 4 所示。在该结构中, 电网电源通过交流输入电感与整流器、直流母线和逆变器相连, 逆变器的输出则连接到电机负载。其中: i_{rec} 为整流侧输出电流; i_{inv} 表示逆变侧输入电流; i_{dc} 为直流母线电容电流; v_{dc} 为直流母线电容电压; U_s 为整流输出电压; L_{eq} 为等效输入电感; ΔI_0 为等效负载电流阶跃。在系统正常运行时, i_{rec} 与 i_{inv} 相等, ΔI_0 为 0。

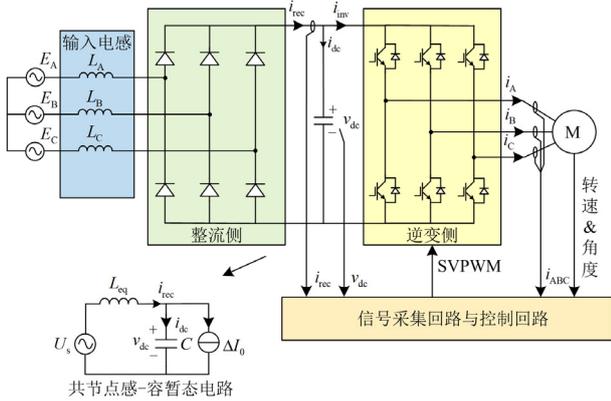


图 4 电机驱动系统的典型结构与等效电路

Fig. 4 Typical structure and equivalent circuit of motor drive system

系统电源侧安装的三相交流输入电感具有平滑波形、抑制谐波以及保护系统的作用。合适的输入电感可以减小输入侧相电流的谐波畸变率, 但过大的输入电感会引起较大的电压降落。在工程实践中, 通常根据式(2)选取电抗器的感值 L , 避免相电压降低超过 2%^[28]。

$$L = \frac{(1.6\%) \times E}{2\pi f \times I_N} \quad (2)$$

式中: E 为电源电动势; I_N 为额定工作电流。

在负载转矩突变的情况下, 负载电流会发生瞬间的变化 ΔI_0 , 电容平均电流不再为 0, 系统进入暂态过程。假设开关元件为理想开关, 系统可以被视为电感和电容连接在同一节点的二阶电路, 共节点感-容暂态电路如图 4 所示。

根据图 5, 以电机卸载为例, 系统在 $t = t_1$ 时发生负载切换, 负载电流变化 ΔI_0 为负, 电容电流增大, 电容充电。当充电电流减小过零时, 电容电压达到最大值, 随后电容放电。当 $t = t_e$ 时, 电容放电过程结束, 系统进入新稳态。与稳态纹波相比, 长周期暂态信号具有大振幅和长时间尺度的特点。图 5 分别以 5 种不同的采样频率对电容电压暂态过程进行采样, 即 $f_s = f_{ripple}$ 、 $f_s = 3f_{ripple}$ 、 $f_s = 5f_{ripple}$ 、 $f_s = 10f_{ripple}$ 、 $f_s = 20f_{ripple}$, f_{ripple} 为纹波频率。使用 $f_s = 10f_{ripple}$ 采集到的电压纹波呈阶梯状, 而 $f_s = 3f_{ripple}$ 时采集到的电容平均电压与更高采样频率采集得到的波形相同。当采样频率较低时(例如 $f_s = 3f_{ripple}$), 电压暂态过程可以被准确表示。然而, 只有当 $f_s > 10f_{ripple}$ 时, 电压稳态纹波才能被准确表示。因此系统可以在较低的采样频率下准确地采集长周期暂态信号。

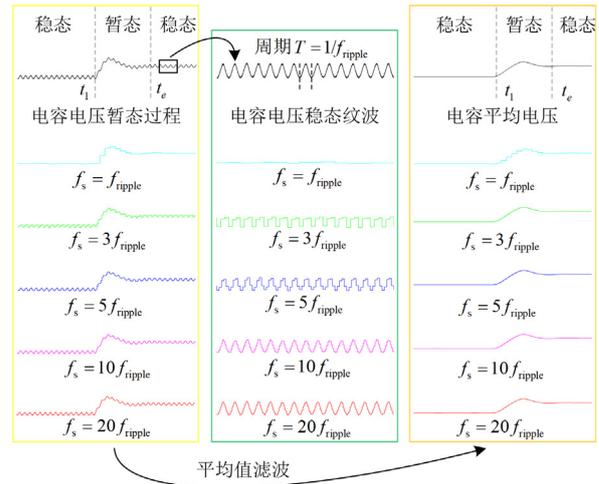


图 5 直流母线电容电压的稳态和暂态响应波形

Fig. 5 Steady-state and transient response waveforms of DC-link capacitors voltage

本节提出了电机驱动变换器共节点感-容等值暂态模型。根据该模型分析了系统在负载转矩突变时电容电压、电流的暂态过程, 确定了准确采样长周期暂态信号的采样频率。结果表明, 长周期暂态信号所需要的采样频率远低于稳态纹波。

2.2 等值老化参数 ESC 的计算

2.2.1 电容电流的重构

根据图 4 可知, 在功率变换器正常运行时, 系统利用传感器获取整流侧输出电流 i_{rec} 、直流母线电压 v_{dc} 、逆变侧三相输出电流 i_{ABC} 、电机角速度 ω 和角度 θ 的信息。同时, 通过系统的控制回路可以获

取逆变器的开关状态。

为了避免在直流母线加装电流传感器, 通过计算每个时刻整流侧输出电流 i_{rec} 和逆变侧输入电流 i_{inv} 之差来获取电容电流 i_{dc} , 如式(3)所示。

$$i_{dc} = i_{rec} - i_{inv} \quad (3)$$

逆变侧输入电流可以通过三相输出电流 i_x ($x = A、B、C$) 和开关状态进行重构。

$$i_{inv} = S_1 \times i_A + S_3 \times i_B + S_5 \times i_C \quad (4)$$

式中, $S_1、S_3$ 和 S_5 为逆变器上桥臂的开关状态, 当开关接通时为“1”, 断开时为“0”。

2.2.2 老化参数 ESC 的计算

图 6 为卸载情况下变换器直流母线电容的暂态剖面, $v_1 \sim v_e$ 和 $i_1 \sim i_e$ 分别表示以采样频率 f_s 进行采样的电压、电流数据点。其中, e 表示采样点总数, a 和 b 表示任意两个采样点, 且 $a < b$ 。

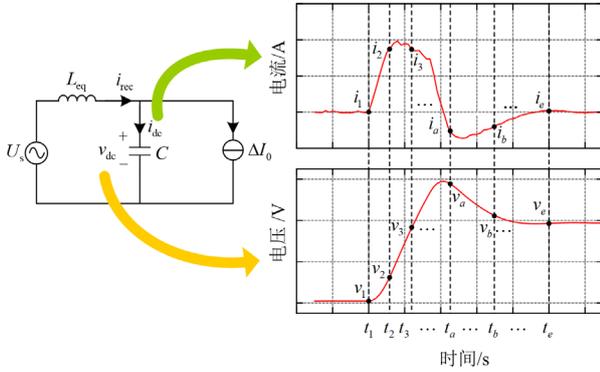


图 6 卸载情况下变换器直流母线电容的暂态剖面
Fig. 6 DC-link capacitors transient profile of converter in unloading condition

以相邻采样时刻的数据计算一次 C_{ES} , 如式(5)所示。

$$C_{ES} = \frac{\int_{t_a}^{t_b} i_{dc} dt}{v_b - v_a}, (1 \leq a < b \leq e) \quad (5)$$

2.2.3 数据处理

在实际系统中, 由于存在各种谐波干扰, 使用相邻采样时刻的数据, 监测结果未必能满足精度要求。为了降低系统干扰对监测结果的影响, 本节对直流母线电容电压和电流进行平均滤波处理。假设一次窗口周期内采集点为 x_1, x_2, \dots, x_r , 则采集点的算术平均值 M 计算如式(6)所示。

$$M = \frac{x_1 + x_2 + \dots + x_r}{r} \quad (6)$$

在实际应用过程中, 采集点个数 r 的取值会影响平均值滤波的效果。过多采样点会导致滤波器响应延迟增加, 降低信号的实时性。当采样点个数过

少时, 噪声与信号混合比例较高, 平均值滤波可能无法有效地去除噪声, 降低了滤波器的有效性。因此, 本文需要根据系统暂态时长, 在仿真与实验过程中合理设置平均值滤波窗频率。

通过式(6)对 v_{dc} 、 i_{dc} 进行处理, 按照 f_s 的采样频率采集 $v_1 \sim v_e$ 和 $i_1 \sim i_e$ 可用于在线状态监测。为了避免采样间隔过小导致电流积分误差过大, 这里选择将所有 e 个数据分成 p 个部分, 每部分进行一次计算。每部分数据组数为

$$g_{group} = e / p \quad (7)$$

在每一个部分中, 式(5)可以改写为

$$C_{ES}(m) = \frac{\int_{t_{1-g_{group}}}^{t_{g_{group}}} i_{dc} dt}{v_{g_{group}} - v_{1-g_{group}}}, (0 \leq m \leq p) \quad (8)$$

式中: $t_{g_{group}}$ 表示 1 份数据中第 g_{group} 组数据的采集时刻; $t_{1-g_{group}}$ 表示 1 份数据中第 1 组数据的采集时刻; $v_{g_{group}}$ 、 $v_{1-g_{group}}$ 分别表示 $t_{g_{group}}$ 、 $t_{1-g_{group}}$ 时刻采集的电压; $C_{ES}(m)$ 表示第 m 份 ESC 监测结果。

尽管式(8)提供了 ESC 的计算方法, 但 i_{dc} 并非连续数据, 而是以频率 f_s 采集得到的离散数组。为了实现在线计算 ESC, 本节选择复合辛普森数值积分方法计算电容积累的电荷。相较于矩形法或梯形法, 辛普森算法具有二阶的精度。复化辛普森求积公式可以表示为

$$S = \frac{h}{6} [f(g) + 4 \sum_{k=0}^{j-1} f(x_{k+1/2}) + 2 \sum_{k=1}^{j-1} f(x_k) + f(q)] \quad (9)$$

式中: $q、g$ 分别为函数的上、下限; j 为子区间个数; x_k 为子区间的端点; $h = \frac{q-g}{j}$; $x_{k+1/2} = x_k + \frac{h}{2}$; S 为函数在 $[g, q]$ 区间积分的近似结果。根据式(9), 式(8)可以被改写为

$$C_{ES}(m) = \frac{t_{g_{group}} - t_{1-g_{group}}}{6g_{group}} [i(t_{1-g_{group}}) + 4 \sum_{k=0}^{g_{group}-1} i(t_{k+1/2}) + 2 \sum_{k=1}^{g_{group}-1} i(t_k) + i(t_{g_{group}})] / (v_{g_{group}} - v_{1-g_{group}}) \quad (10)$$

式中, $t_k、t_{k+1/2} \in [t_{1-g_{group}}, t_{g_{group}}]$ 。

为了降低老化监测误差, 对 p 份 C_{ES} 求平均值得到最终的 ESC 监测结果 \bar{C}_{ES} , 如式(11)所示。

$$\bar{C}_{ES} = \frac{\sum_{m=1}^p C_{ES}(m)}{p} \quad (11)$$

2.3 在线监测启动时刻的选择

在应用式(11)进行电容老化监测之前, 必须选择合适的 t_1 启动在线状态监测程序。本节提出了一种基于斜率比较的监测启动方法, 通过比较电容平均信号在稳态与暂态下的斜率差异, 判断系统是否启动在线监测。

根据图6可知, 在稳态情况下, 电压和电流的波形斜率接近于0。然而, 在系统发生负载切换时, 电压和电流的波形斜率突然增大。为了进一步凸显暂态过程与稳态之间的斜率差异, 本文采用直流母线电压和电流的乘积作为判断信号的纵坐标。图7展示了状态监测启动时刻 t_1 的选择。假设系统在 t_1 时发生负载切换, 斜率阈值被设置为 k_{lim} 。

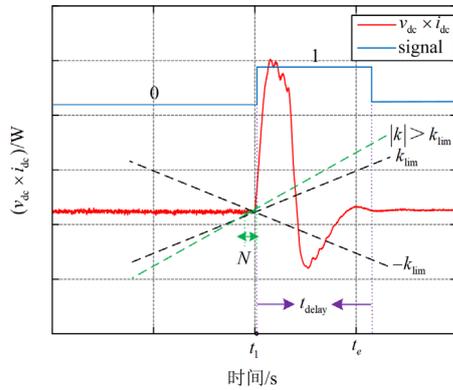


图7 状态监测启动时刻 t_1 的选择

Fig. 7 Selection of the condition monitor start time t_1

如式(12)所示, 系统采用最小二乘法实时拟合判断信号的斜率 k , 采集的数据点个数为 N 。

$$k = \frac{\sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y})}{\sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2} \quad (12)$$

式中, \bar{x} 、 \bar{y} 分别为采集数据 x_i 、 y_i 的平均值。

如式(13)所示, 将斜率 k 的绝对值与预设阈值 k_{lim} 进行比较, k 的绝对值大于 k_{lim} 时, 认为电机驱动系统发生了负载切换, 启动电容监测程序。

$$|k| > k_{lim} \quad (13)$$

当式(13)被满足时, 监测信号由“0”跳变到“1”, 在延时 t_{delay} 后, 监测信号由“1”跳变回“0”, 此时监测程序被闭锁, 老化监测结束, 等待下一次负载切换再次启动。

根据图6所示的等效电路, 可以计算出系统的时间常数 τ 为

$$\tau = \frac{1}{\omega} = 2\pi\sqrt{LC} \quad (14)$$

式中, C 为直流母线电容标称值。

通常来说, 暂态过程的持续时间为 $3\tau \sim 5\tau$ 。因此, 可以估算出 t_{delay} 的范围如式(15)所示。

$$t_{delay} \in [6\pi\sqrt{L_{eq}C}, 10\pi\sqrt{L_{eq}C}] \quad (15)$$

2.4 电容电流基线校准

为了避免在直流母线侧安装电流传感器, 式(3)和式(4)被用来重构电容电流。然而, 逆变器输入侧电流是基于输出电流和开关状态计算得到, 传感器的细微零漂难以彻底消除, 所以重构电流与实际电容电流相比会存在一定误差。图8展示了重构电容电流的矫正, 重构电容电流与实际电容电流之间存在近似直流的偏移。

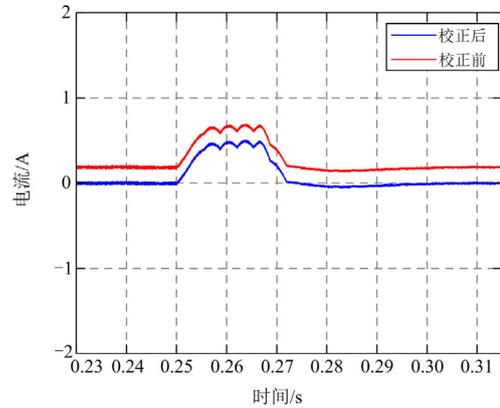


图8 电容电流基线校正

Fig. 8 Capacitor current baseline correction

在系统稳态时, 电容电流的平均值等于0。基于这一事实, 本文提出一种基于多项式重构的电容电流基线校准方法, 使重构电容电流稳态平均值为0。电流基线 B_{asline} 的拟合形式如式(16)所示。

$$B_{asline}(t) = a_0 + a_1t + a_2t^2 + \dots + a_mt^m \quad (16)$$

式中: a_m 为多项式拟合系数; m 为多项式阶数。由于移除部分近似为直流偏移, 此时 m 最高取1。将重构电流与电流基线作差即可得到校正后的电容电流。

2.5 ESR对监测结果影响

根据图1(c)所示等值电路, 式(5)给出了容值占优情况下ESR的监测原理, 但 R_{ES} 的存在难免对监测结果造成影响, 本节将电容在不同 R_{ES} 情况下的监测结果进行比较与讨论。由图1(c)可以得到

$$v_{dc} = v_{ESR} + v_{ESC} = i_{dc}(t) \times R_{ES} + v_{ESC} \quad (17)$$

式中: v_{ESR} 表示 R_{ES} 上的压降; v_{ESC} 表示 C_{ES} 上的压降。根据式(17)可以将式(5)重写为

$$C_{ES} = \frac{\int_{t_a}^{t_b} i_{dc} dt}{v_b - v_a - R_{ES} \times [i_{dc}(t_b) - i_{dc}(t_a)]} \quad (18)$$

根据式(18)可以看出, ESC 的监测结果受到 $R_{ES} \times [i_{dc}(t_b) - i_{dc}(t_a)]$ 的影响。在 $i_{dc}(t_b) - i_{dc}(t_a)$ 足够小的情况下, 即 $t_a \approx t_b$, 可以减小计算误差。

3 仿真分析

3.1 系统配置与程序参数选择

本节在 Matlab/Simulink 中搭建了电机驱动系统模型, 验证所提电容监测方法的有效性。该模型采用图 4 所示拓扑, 表 2 列出了仿真模型所使用的参数, 图 9 为所提监测方法的具体过程。

表 2 仿真实验参数

Table 2 Parameters of simulation experiment

参数	数值
三相输入电压 E_{in}/V	220
电网额定频率 f_N/Hz	50
交流输入电感 L_m/mH	3
电机额定转速 $n/(r/min)$	1000
电机额定转矩 $T_N/(N \cdot m)$	10
电容等效电阻 $R_{ES}/m\Omega$	120
开关管导通电阻 $r_m/m\Omega$	1
直流母线电容 $C_{ES}/\mu F$	1500

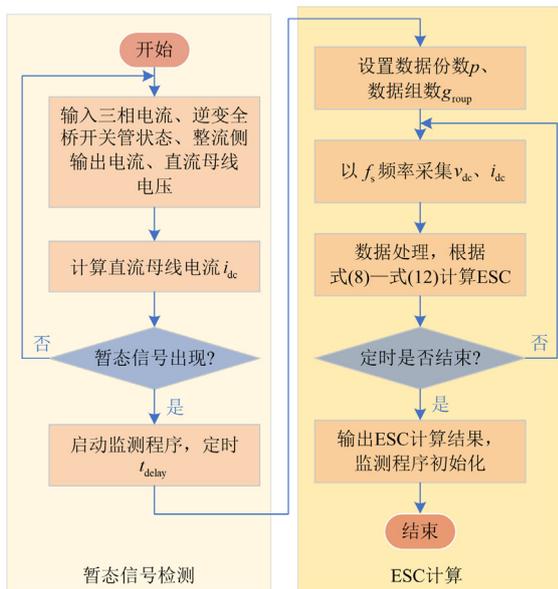


图 9 在线监测系统流程图

Fig. 9 Flowchart of the online monitoring system

根据表 2 中的参数, 使用式(14)可以计算得到系统的时间常数 τ 约为 13.3 ms。因此, 在负载切换

时, 长周期暂态信号时长 t_{delay} 约为 40~60 ms。根据图 5 可知, 当 $f_s = 3f_{ripple}$ 时采样得到的长周期暂态信号与更高采样频率得到的波形相同, 由于系统直流母线纹波频率为 300 Hz, 因此程序选择 $f_s = 1\text{ kHz}$ 作为实验的采样频率。

平均值滤波窗频率的设置同样影响波形的采集, 窗频率设定高于 60 Hz 时, 长周期暂态信号含有谐波较多; 窗频率设定低于 40 Hz 时, 长周期暂态信号出现明显畸变, 暂态周期被明显拉长, 波形呈现阶梯状。经过实验得到, 窗频率选择 50 Hz 时长周期暂态信号平滑且不失真, 因此选择 50 Hz 窗频率对直流母线电压、电流进行平均滤波处理。

根据图 7 可知, N 和 k_{lim} 会影响监测程序启动时刻的选择, 进而对电容监测结果产生影响。当 N 的取值过大时, 第 N 个点的采样时刻超越负载切换的起始时间, t_1 延迟。同样地, 如果 k_{lim} 的取值过大, 暂态初期拟合斜率小于斜率阈值, 程序将无法及时启动监测, 导致 t_1 大于实际负载切换的起始时间。相反, N 和 k_{lim} 取值过小, 监测程序容易产生误动。

在仿真中, 为了确保监测程序的可靠启动, 这里选择了 $N = 100$ 和 $k_{lim} = 85$ 。图 10 展示了系统在 $t = 0.25\text{ s}$ 时发生 $\Delta T_m = 5\text{ N} \cdot m$ 负载切换的仿真波形图, 监测信号 $signal$ 在 1 ms 内跳变为“1”, 监测程序启动。

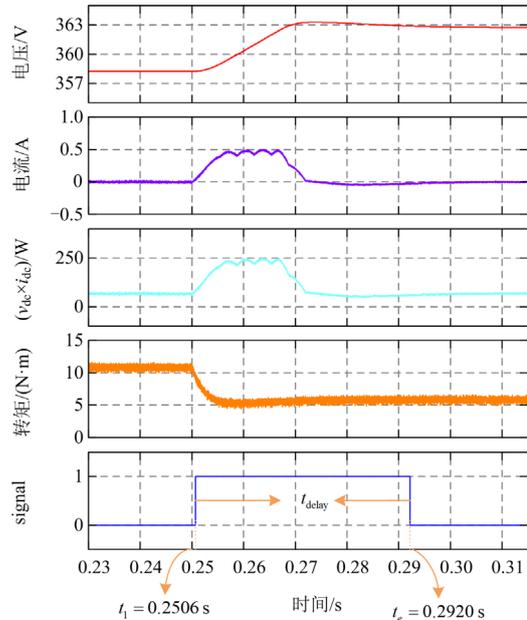


图 10 所提出方法的仿真波形

Fig. 10 Simulation waveform of the proposed method

3.2 仿真验证结果

为了研究不同规格电容和转矩变化对监测结果的影响, 本节选择1500 μF 、2200 μF 、8000 μF 三种规格的电容在 $\Delta T_m \leq 10 \text{ N}\cdot\text{m}$ 的情况下进行实验。表3呈现了所提方法的在线监测结果。

表3 直流母线电容仿真辨识结果

Table 3 Simulation identification results of DC bus capacitance

$\Delta T_m / (\text{N}\cdot\text{m})$	$C_{\text{ES}} / \mu\text{F}$			平均 误差
	1500	2200	8000	
2	1470	2164	7961	0.014
5	1503	2183	7945	0.006
7	1493	2180	8010	0.005
10	1502	2189	8005	0.002

根据表3的实验结果可知, 随着转矩变化逐渐增大, 电容监测误差逐渐减小。此外, 随着电容值逐渐增大, 电容监测误差逐渐减小。当电容值为1500 μF 时, 发生2 $\text{N}\cdot\text{m}$ 负载切换的最大监测误差为2%, 发生10 $\text{N}\cdot\text{m}$ 负载切换的最大监测误差为0.1%。当电容值为8000 μF 时, 发生2 $\text{N}\cdot\text{m}$ 负载切换的最大监测误差为0.5%, 发生10 $\text{N}\cdot\text{m}$ 负载切换的最大监测误差仅为0.05%。当 $\Delta T_m > 2 \text{ N}\cdot\text{m}$ 时, 不同规格电容的监测误差均小于1%。为了获得更好的监测结果, 可以调整 N 和 k_{lim} 在 $\Delta T_m > 2 \text{ N}\cdot\text{m}$ 时启动监测。

表4给出了当 $\Delta T_m = 5 \text{ N}\cdot\text{m}$ 时不同规格电容在不同 R_{ES} 情况下的监测结果。可以看出1500 μF 电容监测结果受 R_{ES} 的影响较小, 在 R_{ES} 增大为初始值的2~3倍时, 仍然满足 C_{ES} 监测误差小于1%的要求。当采用更高容值规格电容时, 电容监测结果受 R_{ES} 的影响增大, 此时 C_{ES} 监测误差高于1%, 但仍满足电解电容老化监测精度的要求。

表4 R_{ES} 对电容监测影响仿真结果

Table 4 Simulation results of the impact of R_{ES} on capacitance monitoring

$R_{\text{ES}} / \text{m}\Omega$	$C_{\text{ES}} / \mu\text{F}$		
	1500	2200	8000
50	1502	2203	8078
误差/%	0.13	0.14	0.98
100	1503	2215	8221
误差/%	0.20	0.68	2.76
150	1514	2270	8287
误差/%	0.93	3.18	3.59

由式(18)可知, 电容监测误差主要来源于 $R_{\text{ES}} \times [i_{\text{dc}}(t_b) - i_{\text{dc}}(t_a)]$, 通常 R_{ES} 的数量级为 $10^{-2} \sim 10^{-1}$, 在

电容规格较小时, i_{dc} 较为平滑, t_b 近似与 t_a 相等, $R_{\text{ES}} \times [i_{\text{dc}}(t_b) - i_{\text{dc}}(t_a)]$ 趋近于0, 监测结果误差较小。当电容规格较大时, 暂态过程电容存储更多电荷量, i_{dc} 较为陡峭且峰值增大, $i_{\text{dc}}(t_b)$ 与 $i_{\text{dc}}(t_a)$ 差异增大, 电容监测误差增大。

4 实验分析

为了进一步验证所提出方法的有效性, 本节搭建1.5 kW 闭环控制的电机驱动系统, 在相同室温条件下进行实验, 实验平台如图11所示。变换器整流侧与交流输入电感、变压器、电网相连。变换器逆变侧与电机平台相连。其中, 陪试电机定子外接三相电阻负载, 可以实现负载转矩切换。



图11 电机驱动系统实验平台

Fig. 11 Experimental platform of motor drive system

实验将程序写入 RTU-BOX204 控制器的 CPU 核心板中, 控制核心采用的是 TI 公司的 TMS320C28346。实验系统主要硬件型号与参数如表5所示。

表5 实验平台主要硬件型号与参数

Table 5 Main hardware types and parameters of experimental platform

硬件设备	型号/参数
电网电源	220 V/50 Hz
交流输入电感 L_m	3.5 mH
永磁同步电机	130ST-M10015
电机额定转矩 T_N	10 $\text{N}\cdot\text{m}$
直流母线电容	CD293A/1500 μF
通用 IGBT 驱动器	RTCONV-103P
电机负载电阻	0~30 Ω , 可调电阻

4.1 实验结果

为了确定系统直流母线电容老化参数的参考值, 采用型号为 VICTOR4080 的数字电桥对电容器组进行测量, 将 120 Hz 模式下的测量结果作为参考值记录。如图12所示, 电容器组的 C_{ES} 与 R_{ES} 测量结果分别为1401.4 μF 和 139.37 $\text{m}\Omega$ 。实验中程序设定的采样频率与3.1节仿真相同。



图 12 电容老化参数数字电桥测量结果

Fig. 12 Capacitance aging parameters measured by LCR meter

4.2 分析与讨论

图 13 为卸载情况下，电容电压、电流的暂态轨迹。图 13(a)为未经处理的电容电压、电流波形，可以看到此时的波形中含有各种频率的谐波，负载切换引起的暂态趋势明显大于稳态纹波。图 13(b)是图 13(a)经过平均滤波后得到的长周期暂态信号，当程序监测到系统发生负载切换时，信号 signal 由 0 置 1，系统启动电容在线监测。

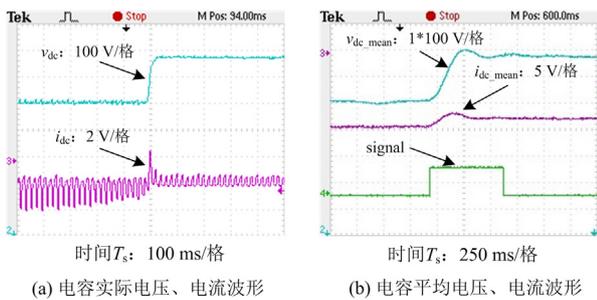


图 13 卸载情况下电容电压、电流暂态波形

Fig. 13 Transient waveform of capacitor voltage and current in unloading condition

为了消除电流重构和传感器零漂引起的电流误差，本节采用 2.4 节提出的电流基线校准方法，实验效果如图 14 所示。图 14(a)展示了系统发生负载切换，signal 由 0 置 1 启动状态监测时，电容电流由 i_{dc_mean} 校准到 $i_{dc_correction}$ 的过程。由于校准在启动

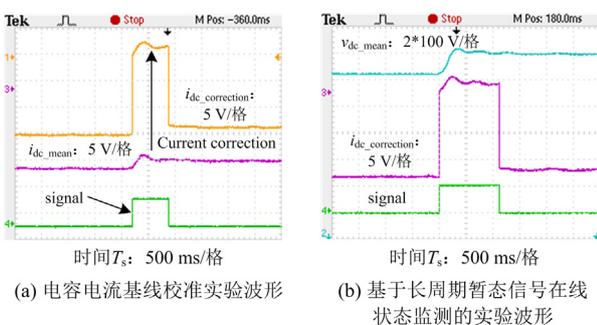


图 14 所提方法的实验波形

Fig. 14 Experimental waveform of the proposed method

监测瞬间被执行，所以 $i_{dc_correction}$ 有一较大的突变。

图 14(b)展示了电容电流校准后，直流母线电压、电流的波形，系统有效执行了所设计的程序。

表 6 和表 7 分别给出了不同转速和转矩下的实验结果，当转速越高、 ΔT_m 越大时，监测结果更趋向于准确。表 6 展示了 $\Delta T_m = 5 \text{ N}\cdot\text{m}$ 时，电机分别以 200 r/min、500 r/min、700 r/min 工作的在线监测结果。结果显示电机转速越小，在线监测误差越大，但最大监测误差小于 1%。表 7 展示了转速等于 500 r/min 时， ΔT_m 分别以 2 N·m、5 N·m、8 N·m 切换的电容监测结果。当 $\Delta T_m = 2 \text{ N}\cdot\text{m}$ 时，电容监测误差最大，达到 1.384%，当 $\Delta T_m = 5 \text{ N}\cdot\text{m}$ 和 $\Delta T_m = 8 \text{ N}\cdot\text{m}$ 时，电容监测误差的差别很小。因此，转矩阶跃对状态监测结果的影响最大。在实际应用过程中，为了提高所提方法的准确性，阈值条件应满足 $\Delta T_m > 2 \text{ N}\cdot\text{m}$ 时启动状态监测。

表 6 $\Delta T_m = 5 \text{ N}\cdot\text{m}$ 不同转速对实验结果的影响

Table 6 Influence of different rotational speed on the experimental results under the condition of $\Delta T_m = 5 \text{ N}\cdot\text{m}$

转速/(r/min)	结果	
	$C_{ES}/\mu\text{F}$	误差/%
200	1393	0.6
500	1397	0.314
700	1404	0.185

表 7 $n = 500 \text{ r/min}$ 不同转矩变化对实验结果的影响

Table 7 Influence of different torque changes on the experimental results when $n = 500 \text{ r/min}$

转矩变化 $\Delta T_m/(\text{N}\cdot\text{m})$	结果	
	$C_{ES}/\mu\text{F}$	误差/%
2	1382	1.384
5	1397	0.314
8	1395	0.457

在实验过程中，传感器误差同样会对监测结果产生影响。表 8 给出了 $n = 500 \text{ r/min}$ 、 $\Delta T_m = 5 \text{ N}\cdot\text{m}$ 时，不同采样频率下的电容监测结果。结果表明，当采样频率增至 $10f_{\text{ripple}}$ 以上，电容监测结果与参考值之间出现较大偏差。结合式(10)可知，选择较少采样点时，数值积分精度较低，传感器误差累积较小，总体监测精度较低。相反，选择较多采样点时，数值积分精度较高，但传感器误差累积较大，总体监测精度同样较低。因此，在实际应用中，监测程序的采样频率需要折中考虑，既要满足数值积分精度，又要满足传感器误差要求。本实验选择 1 kHz

的采样频率, 根据表 6 和表 7 的实验结果, 在负载切换 $\Delta T_m > 2 \text{ N}\cdot\text{m}$ 时, ESC 监测误差小于 1%。

表 8 $n = 500 \text{ r/min}$ 、 $\Delta T_m = 5 \text{ N}\cdot\text{m}$ 不同采样频率对实验结果的影响

Table 8 Influence of different sampling frequency on the experimental results when $n = 500 \text{ r/min}$ and $\Delta T_m = 5 \text{ N}\cdot\text{m}$

采样频率 f_s/Hz	结果	
	$C_{ES}/\mu\text{F}$	误差/%
1000($\approx 3f_{\text{ripple}}$)	1397	0.314
1250($\approx 5f_{\text{ripple}}$)	1393	0.600
2857($\approx 10f_{\text{ripple}}$)	1440	2.75
6250($\approx 20f_{\text{ripple}}$)	1318	5.95

表 9 与现有方法之间的比较

Table 9 Comparison with existing methods

方法	附加元件	采样频率	目标参数	监测误差	备注
纹波提取 ^[14]	无	高	介质损耗角正切值 $\tan \delta$	$\tan \delta < 6\%$	对传感器精度要求较高
低频谐波注入 ^[18]	无	低	ESC	ESC < 5%	谐波注入可能会影响电能质量
人为扰动引起大信号暂态 ^[29]	交流输入侧电流传感器	低	ESC	ESC < 1%	逆变侧开关人为短路可能会干扰系统正常运行
可变放电网络 ^[23]	单相 MOSFET×2+电阻×1 (三相需要三倍元件)	低	ESC, ESR	ESC < 0.1% ESR < 2%	加装 VEN 需要较多额外硬件
基于递归最小二乘法的参数辨识 ^[30]	无	高	ESC, ESR, ESL	参数误差不超过 0.4%	采样频率为 10 kHz
本文所提方法	无	低	ESC	考虑 ESR 的影响, ESC 监测误差达到 3.59%	只能通过 ESC 判断电解电容老化

5 结论

本文针对电机驱动变换器提出了一种基于长周期暂态信号分析的直流母线电容在线状态监测方法, 通过数据对比、仿真和实验验证了本文所提方案的有效性和优越性, 主要结论如下所述。

- 1) 所提方法可以有效监测铝电解电容的 ESC, 监测误差满足精度要求。
- 2) 斜率监测启动程序和基线误差校准程序保证了在线监测的可靠启动, 降低了监测误差, 提高了该方法的实用价值。
- 3) 负载转矩变化大小是影响该方法监测精度的主要因素之一, 在 $\Delta T_m > 2 \text{ N}\cdot\text{m}$ 启动监测程序可以获得更高的准确度。

与现有监测方法相比, 该方法有以下优点:

- 1) 无需额外加装硬件, 利用系统原有数据完成监测, 便于对已有设备进行改造, 具有良好的经济性;

4.3 与现有方法的比较

表 9 给出了现有方法与所提方法之间的详细比较。在满足电容监测精度要求的基础上, 所提方法在附加元件、采样频率等方面具有一定优势, 基于稳态纹波的电容监测方法需要较高的采样频率, 而基于扰动注入的电容监测方法可能会降低电能质量, 影响系统的正常运行。在现有的方法中, 基于可变放电网络的电容监测精度最高, ESC 的监测误差小于 0.1%, 但每个可变放电网络需要额外加装 2 个 MOSFET 开关管和 1 个放电电阻, 这是该方法推广应用的挑战之一。本文提出的电容监测方法可以有效监测电解电容的 ESC, 但该方法只能通过 ESC 判断电容老化。

- 2) 负载切换引起的长周期暂态信号属于正常运行状态, 避免了扰动注入给系统带来的负面影响;
- 3) 长周期暂态信号的采样需求远低于稳态纹波, 利于监测方法的推广与应用。

参考文献

[1] 周立, 尚治博, 周越鹏, 等. 永磁同步电机低复杂度双矢量预测电流控制[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(6): 63-72.
ZHOU Li, SHANG Zhibo, ZHOU Yuepeng, et al. Low complexity dual-vector predictive current control for permanent magnet synchronous motor[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(6): 63-72.

[2] 徐彬, 薛帅, 高厚磊, 等. 海上风电场及其关键技术的发展现状与趋势[J]. 发电技术, 2022, 43(2): 227-235.
XU Bin, XUE Shuai, GAO Houlei, et al. Development status and prospects of offshore wind farms and its key technology[J]. Power Generation Technology, 2022, 43(2):

- 227-235.
- [3] 阳同光, 沈兵. 模块化多电平换流器 IGBT 模块失效机理和状态监测研究综述[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(4): 174-187.
YANG Tongguang, SHEN Bing. Review of failure mechanism and state monitoring technology for modular multilevel converter IGBT modules[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(4): 174-187.
- [4] 沈艳霞, 罗昌茜. 基于超螺旋滑模观测器的永磁同步直线电机无模型控制[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(18): 62-69.
SHEN Yanxia, LUO Changxi. Model-free control of a permanent magnet linear synchronous motor based on a super-twisting sliding mode observer[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(18): 62-69.
- [5] 黎燕, 程馨, 黄祖梁, 等. 高可靠性三相多功能并网变换器研究[J]. 中国电力, 2023, 56(5): 172-181.
LI Yan, CHENG Xin, HUANG Zuliang, et al. Research on high reliability three-phase multi-function grid-connected converter[J]. Electric Power, 2023, 56(5): 172-181.
- [6] SINGH S, SAINI S, GUPTA S K, et al. Solar-PV inverter for the overall stability of power systems with intelligent MPPT control of DC-link capacitor voltage[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2023, 8(1): 245-264.
- [7] 王雨欣, 王思怡, 杨黎晖, 等. 超级电容储能和卸荷电路协调控制的永磁同步风电机组低电压穿越策略[J]. 高压电器, 2023, 59(4): 177-185.
WANG Yuxin, WANG Siyi, YANG Lihui, et al. Low-voltage ride-through control strategy of permanent magnetic synchronous wind turbine with coordination of super capacitor energy storage and chopper circuit[J]. High Voltage Apparatus, 2023, 59(4): 177-185.
- [8] HE S, ZHOU D, WANG X, et al. A review of multisampling techniques in power electronics applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(9): 10514-10533.
- [9] 张玉斌, 杨张斌, 温英科, 等. 模块化多电平变换器电热耦合模型研究[J]. 高压电器, 2022, 58(7): 119-127.
ZHANG Yubin, YANG Zhangbin, WEN Yingke, et al. Research on electro-thermal coupling model of modular multilevel converter[J]. High Voltage Apparatus, 2022, 58(7): 119-127.
- [10] TANG S, DONG S, LIU Y, et al. Current-sensorless online ESR monitoring of capacitors in boost converter[J]. The Journal of Engineering, 2019, 2019(16): 2569-2574.
- [11] YAO K, LI H, LI L, 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.
- [12] DUAN X, ZOU J, LI B, 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.
- [13] SUNDARARAJAN P, SATHIK M H M, SASONGKO F, et al. Condition monitoring of DC-link capacitors using Goertzel algorithm for failure precursor parameter and temperature estimation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(6): 6386-6396.
- [14] GHADRAN M, PEYGHAMI S, MOKHTARI H, et al. Condition monitoring of DC-link electrolytic capacitor in back-to-back converters based on dissipation factor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(8): 9733-9744.
- [15] LI C, YU Y, YANG Z, et al. ESR estimation for aluminum electrolytic capacitor of power electronic converter based on compressed sensing and wavelet transform[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(2): 1948-1957.
- [16] ZHANG X, LIU Y, YUE K, et al. Online capacitance estimation method in buck converters with characteristic frequency injection for optimal sensitivity[C] // 2022 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), March 20-24, 2022, Houston, TX, USA: 319-323.
- [17] 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.
- [18] LI T, CHEN J, CONG P, et al. Online condition monitoring of DC-link capacitor for AC/DC/AC PWM converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(1): 865-878.
- [19] GHADRAN M, ABDI B, PEYGHAMI S, et al. On-line condition monitoring system for DC-link capacitor of back-to-back converters using large-signal transients[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(1): 1132-1142.
- [20] ZHAO Z, DAVARI P, WANG Y, et al. Online capacitance monitoring for DC/DC boost converters based on low-sampling-rate approach[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(5): 5192-5204.
- [21] ZHAO Z, LU W, DAVARI P, et al. An online parameters monitoring method for output capacitor of buck converter based on large-signal load transient trajectory analysis[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power

- Electronics, 2021, 9(4): 4004-4015.
- [22] ZHAO Z, DAVARI P, LU W, et al. Online DC-link capacitance monitoring for digital-controlled boost PFC converters without additional sampling devices[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(1): 907-920.
- [23] WU Y, DU X. A VEN Condition monitoring method of DC-link capacitors for power converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(2): 1296-1306.
- [24] ZHAO Z, DAVARI P, LU W, et al. An overview of condition monitoring techniques for capacitors in DC-link applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(4): 3692-3716.
- [25] 姚芳, 王槟, 唐圣学, 等. DC-link 电容器在线状态监测方法综述[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(11): 188-197. YAO Fang, WANG Bin, TANG Shengxue, et al. Review of online condition monitoring methods for DC-link capacitor[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(11): 188-197.
- [26] GHADRAN M, PEYGHAMI S, MOKHTARI H, et al. Dissipation factor as a degradation indicator for electrolytic capacitors[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(1): 1035-1044.
- [27] MCGREW T, SYSOEVA V, CHENG C, et al. Condition monitoring of DC-link capacitors using time-frequency analysis and machine learning classification of conducted EMI[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(10): 12606-12618.
- [28] 杨忠安, 甘海云, 朱春伟. 变频器在电力拖动系统中的应用[J]. 机电工程技术, 2019, 48(2): 97-99. YANG Zhong'an, GAN Haiyun, ZHU Chunwei. The application of variable-frequency drive in the electric drive system[J]. Mechanical and Electrical Engineering Technology, 2019, 48(2): 97-99.
- [29] GHADRAN M, ABDI B, PEYGHAMI S, et al. On-line condition monitoring system for DC-link capacitor of back-to-back converters using large-signal transients[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(1): 1132-1142.
- [30] BLANCO C, SUAREZ A, GOMEZ-ALEIXANDRE C, et al. Passive and online DC bus status monitoring for back-to-back converters applied to doubly fed induction machines[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(4): 4697-4707.

收稿日期: 2023-10-30; 修回日期: 2024-05-21

作者简介:

王要强(1982—), 男, 博士, 教授, 研究方向为新能源电力系统及装备、电力变换及系统控制、电力系统分析及规划、综合能源运行及优化等; E-mail: WangyqEE@63.com

李锐(1999—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子系统状态监测及可靠性维护; E-mail: lyri123456@163.com

赖锦木(1990—), 男, 通信作者, 博士, 副教授, 主要研究方向为电力电子技术在电力系统中的应用。E-mail: laijinmu@126.com

(编辑 张颖)