

基于电流谐波分析的电机驱动系统直流侧支撑电容状态监测方法研究

Research on DC-link Capacitor Condition Monitoring Method Based on Current Harmonic Analysis in Motor Drive System

北京交通大学 方晓春 Email: fangxc@bjtu.edu.cn

北京交通大学 林 帅 Email: 18117013@bjtu.edu.cn

北京交通大学 都佳美 Email: 18126085@bjtu.edu.cn

摘要：在电机驱动系统中，直流侧支撑电容起到稳压滤波的作用。然而，电容通常安装在母排上，因此无法安装电容电流传感器，这给电容的状态监测增添了难度。该文提出了一种基于电流谐波分析的电容状态监测方法，通过电流谐波分析和谐波估算，获得直流侧电容电流谐波。通过公式推导，在中低频段采集电容电压电流信号进行电容的健康状态参数计算，此方法需要提取两个不同频率的谐波分量。与现有的电容状态监测方法相比，该方法能够同时监测容值和等效串联电阻两个健康状态参数，从而适用于电解电容与金属薄膜电容的状态监测。

Abstract: In the motor drive system, the DC-link capacitor plays an important role in voltage stabilization and filtering. However, the capacitors are usually installed on the busbar. Consequently, the capacitor current sensor cannot be installed, thus adding difficulty to the capacitor condition monitoring. In this paper, a capacitor condition monitoring method based on current harmonic analysis is proposed. Through current harmonic analysis and harmonic estimation, the DC-link capacitor current harmonics can be obtained. The capacitor voltage and current signals are collected in the middle and low frequency bands to calculate the health state parameters of the capacitor by formula derivation. This method needs to extract two harmonic components of different frequencies. Compared with the existing capacitor condition monitoring methods, this method can simultaneously monitor the two health state parameters of capacitance and equivalent series resistance.

关键词：状态监测 电容 电机驱动系统

Keywords: Condition monitoring, capacitor, motor drive system

1 引言

作为电机驱动系统的重要部分，直流侧支撑电容能够为逆变器提供稳定的直流母线电压，同时在一定程度上抑制谐波电压和谐波电流。然而，电容在工业实际应用中是比较容易失效的。根据工业调查显示^[1]，电容是电力电子系统中比较薄弱的环节之一，如图 1 所示。因此，进行电容的可靠性研究具有重要意义。

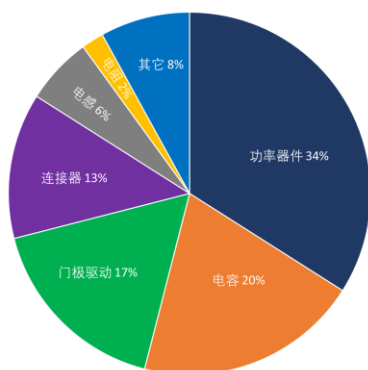


图 1 工业调查中电力电子系统中最易受损器件统计百分比^[1]

状态监测是评估电力电子元件、变换器和系统健康状况的重要手段，将其应用于直流侧支撑电容，从而评估电容当前的健康状态，确

保其可靠运行，可一定程度避免由于电容老化造成的经济损失。

应用于电力电子系统的电容主要有电解电容和薄膜电容两种。电解电容的可靠性相较于薄膜电容较低，但由于其具有容量大、与其他产品相比价格较低的优点，仍然有广泛的应用。现有的电容状态监测研究，绝大多数都是针对失效率较高的电解电容。目前，被广泛接受的电容失效标准为等效串联电阻（Equivalent Series Resistance, ESR）增加或者容值减小^[2]。电解电容的失效标准为 ESR 增加到初始值的两倍，容值衰减约 20%。而金属薄膜电容的失效标准为容值衰减 2%~5%。由于金属薄膜电容的 ESR 值很小，因此在老化过程中 ESR 变化不明显。

针对电解电容器，国内外学者已提出很多状态监测方法，大部分是通过监测电容容值和 ESR 来进行电容健康状态的评估。研究初期的一些方法需要将电容从原有的电路中拆除^[3-5]，离线进行 ESR 和电容值的测量。这类方法不能满足现场应用的要求，因此不具有广泛适用性。与之相比，在线的状态监测技术更具有工程意义与研究价值。

电机驱动系统通常采用交直交拓扑变流器, 目前已有大量文献基于此拓扑进行在线的电容状态监测技术的研究^[6-20]。对于 DC-AC 变换器而言一些状态监测方法通过估计功率损耗来进行 ESR 的估算^[7, 8]。为了计算平均功率损耗, 许多状态监测方法用专门的模拟电路来计算电容纹波电压和纹波电流的有效值。文献[7]和文献[8]提出的状态监测方法都需要添加直流侧电容电流传感器, 电流传感器和电容串联将会改变原有的硬件结构, 而且传感器的添加也可能会给电容观测结果带来误差。

为了避免电容电流传感器的使用, 一些文献提出了基于电流注入的状态监测方法^[6, 9-11]。在文献[9]中, 一个特定频率的低频交流电流注入到 AC-DC-AC 变换器的输入侧, 来进行电容状态监测。除了注入电流信号, 还有文献提出采用电压信号注入法^[12, 13]。在文献[12]中, 一个受控的交流电压被注入系统, 采集直流侧电压, 通过支持向量回归法来计算容值。但是, 注入信号采用闭环控制回路会影响系统控制性能和稳定性。

为了克服增加电容电流传感器的困难和信号注入法带来的系统稳定性影响, 文献[14]提出了一种基于神经网络的状态监测方法, 并将其应用于 AC-DC-AC 变换器中。然而, 该技术需要大量的训练数据。文献[15]提出了一种用于单相并网光伏发电系统的电解电容在线状态监测技术。通过对光伏电源的转化效率进行监控, 从而得到电解电容的健康状态。然而, 这种方法仅限于单相并网光伏逆变器。

除了应用先进算法, 通过电容放电进行状态监测的方法也受到广泛关注^[16-19]。在文献[16]-[18]中, 电容通过牵引电机进行放电, 从而估算电容的健康状态。文献[19]中提出了一种添加外部放电回路的方法, 通过电容的三段式放电来计算 ESR 和 C。文献[20]提出了一种通过电机电感和支撑电容构建谐振回路的方法。这种方法既不需要添加电流传感器也不需要添加放电回路, 只要在系统停止运行时改变逆变器的开关序列, 形成一个谐振回路, 通过谐振的峰值电流进行电容器状态监测。上述方法均需要牵引电机的配合, 若在电机正常运行过程中进行电容放电, 则会影响电机的运行性能, 因此该类方法仅能在系统停机时使用。

现有研究提出的电容状态监测方法众多, 虽有较高的准确性, 但由于其需要特定的硬件

或运行条件, 不能在电机驱动系统中真正实现在线的状态监测, 不适用于工程实践。因此, 本文提出一种基于电流谐波分析的电容状态监测方法, 能够在电机驱动系统正常运行时实现电容的健康状态评估, 同时估算电容的容值和 ESR。

2 电容老化机理和健康状态参数

工程中常用的电解电容为铝电解电容, 其主要性能是由电容的电介质决定的, 其中阴极电解液和阳极金属氧化膜是电介质的主要部分, 在使用过程中电容会不断老化, 从而导致电容等效串联电阻的增加和容值的减小。

图 2 显示了目前广泛使用的电容简化等效电路模型。 C , R_C 和 L_C 分别是电容、等效串联电阻、等效串联电感 (Equivalent Series Inductance, ESL)。根据电容等效电路模型, 可以得到电容阻抗表达式:

$$Z = ESR + \frac{1}{j\omega C} + j\omega ESL \quad (1)$$



图 2 电解电容器电路模型

根据电容阻抗表达式, 电容的阻抗特性如图 3 所示^[15], 电容的阻抗随着频率的变化而变化, 在低频段电容起主要作用, 阻抗可近似为 $1/\omega C$; 在中频段, 电容的等效串联电阻起主要作用, 阻抗可近似为 ESR; 在电容的高频段, 主要是电感起作用, 阻抗可近似为 ωL 。

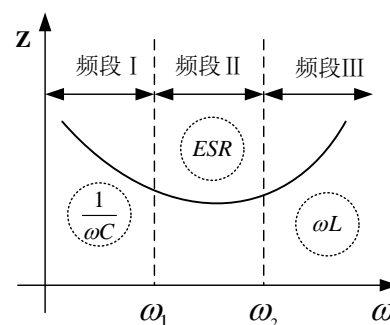


图 3 电容器阻抗特性

在电解电容老化的过程中容值 C 和 ESR 变化最为明显, 因此选择这两个参数作为评估电容退化的指标; 而薄膜电容老化过程中仅容值变化明显, 因此选择容值作为状态监测参数。目前被广泛使用的电解电容失效标准为容值下降 20% 或者 ESR 增加为原来的两倍。ESR

变化比容值 C 的变化更明显, 因此选取 ESR 作为评估电解电容的失效标准较为常见。

3 电容状态监测方法基本原理

根据电容等效电路模型, 直流侧支撑电容的等效电路图及各等效元件分压情况如图 4 所示。正常情况下电容器的等效串联电感值为 nH 数量级, 分压很小, 因此忽略电感分压, 直流侧电压 U_{dc} 可以表示为:

$$U_{dc} = U_C + U_{ESR} \quad (2)$$

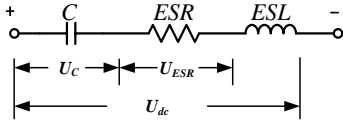


图 4 直流侧支撑电容等效电路

直流侧电容电流可以表示为:

$$i_c = \frac{U_{dc} - U_C}{ESR} \quad (3)$$

对上式进行积分得:

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{ESR} \left(\frac{dU_{dc}}{dt} - \frac{dU_C}{dt} \right) \quad (4)$$

其中,

$$i_c = C \frac{dU_C}{dt} \quad (5)$$

将式(5)代入式(4), 可得:

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{ESR} \left(\frac{dU_{dc}}{dt} - \frac{i_c}{C} \right) \quad (6)$$

对式(6)进行频域变换得:

$$j\omega I_C(j\omega) = \frac{1}{ESR} \left[j\omega U_{dc}(j\omega) - \frac{I_C(j\omega)}{C} \right] \quad (7)$$

若在时域下对公式(6)积分可得:

$$i_c = \frac{U_{dc}}{ESR} - \frac{\int i_c dt}{ESR \times C} \quad (8)$$

式(7)和式(8)分别代表了频域和时域两种电容健康状态特征参数的计算方法。在式(7)中忽略电容值 C , 即可通过特定频率下的电容两端电压和电容电流进行老化特征参数计算。

在时域下, 由于电容电流是由各次谐波组成, 因此各个频率下的电压电流谐波均满足式(8)。在时域下, 如果将 ESR 和 C 看作两个未知变量, 将电容电流和直流侧电压视为已知量, 则式(8)可以看作二元方程。因此, 可以通过构造出一个二元方程组来得到 ESR 和 C , 从而进行电容器状态监测。

时域和频域的计算方法相同之处在于都

要选择特定频率的电压电流值进行健康状态参数的计算。

本文基于电流谐波分析提出了一种在时域下的电容器状态监测方法, 此方法关键在于要用一组电压电流数据进行两个未知量的计算, 因此要选择两个不同的频率进行计算, 具体流程图如图 5 所示, 此方法的优点是可以同时监测两个健康状态参数。电压数据直接通过传感器采集, 电流数据通过第四节的谐波分析与估算得到。

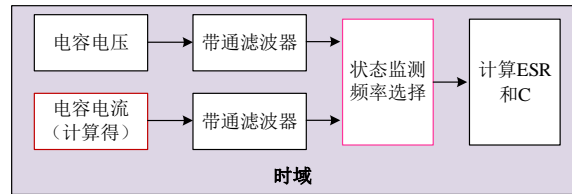


图 5 电容电流谐波分析法流程图

4 电流谐波估算

电机驱动系统通常采用交直交拓扑变流器, 本文以三相 AC-DC-AC 系统为例进行分析和建模, 电路拓扑结构如图 6 所示, 参数如表 1 所示。其中 AC-DC 模块为三相二极管整流, 而 DC-AC 模块为三相逆变器。其中三相电源的基波频率为 $50Hz$, 逆变器的开关频率为 $1000Hz$ 。电机采用矢量控制方式, 转速为 $600r/min$, 转矩为 $5N \cdot m$, 电机电流幅值约为 $3A$ 。

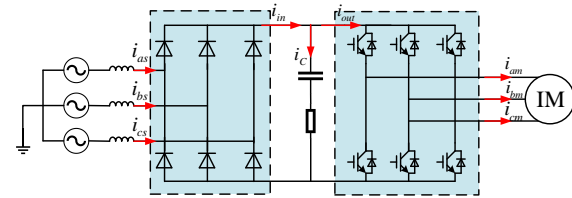


图 6 电机驱动系统拓扑

表 1 电机驱动系统仿真参数

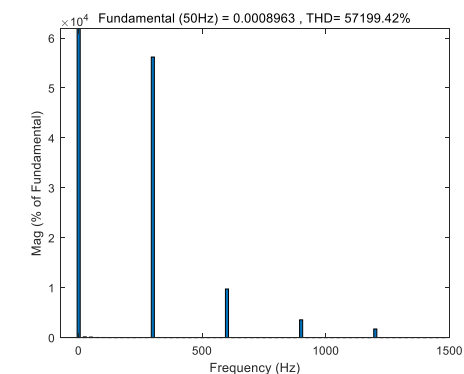
	变量	参数
电容	C	$3.3mF$
	ESR	$200m\Omega$
	ESL	$100mH$
异步电机	额定功率	$5.5kW$
	额定电压	$380V$
	额定频率	$50Hz$
	极对数	2
	定子电阻	2.2Ω
	定子漏感	$17.5mH$
	转子电阻	1.09Ω
转子漏感	$17.5mH$	
	励磁电感	$394.7mH$

由于在电机驱动系统中直流侧支撑电容通常是安装在直流母线上, 难以增加电容电流

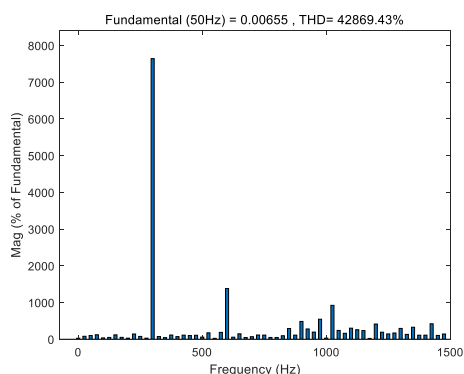
传感器, 因此进行直流侧电容状态监测的一个重要阻碍是很难直接获取电容电流。为了能够采集用于状态监测的信号, 本文提出了一种电流谐波估算的方法。运行条件中电机工作在轻载条件下, 从而能够使逆变器对电容的电流谐波影响较小, 保证能够从整流器输出的电流谐波信息中提取电容的电流谐波信息。

4.1 整流器产生谐波分析

首先分析整流器产生的电流谐波对电容电流谐波的影响。如图 7 所示为整流器输出电流 i_{in} 以及电容 i_c 的傅里叶分析结果。由于系统为三相不控整流模块且电源频率为 50Hz, 因此存在频率为 $6n$ (n 为基波频率 50Hz) 的谐波分量。如图 7 (a) 所示, 整流器输出电流存在 300Hz、600Hz、900Hz 等频率下的谐波分量。当系统运行在电动机工况下时, 直流侧电容电流傅里叶分析结果如图 7 (b) 所示, 可以看出直流侧电流中 1500Hz 以下的频率谐波主要为整流器产生的 300Hz、600Hz、900Hz 频率。



(a) 电流 i_{in} 傅里叶分析结果



(b) 直流侧电流 i_c 傅里叶分析结果

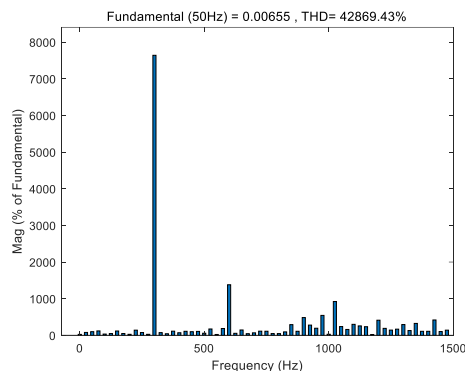
图 7 二极管整流器电流傅里叶分析结果

4.2 逆变器产生谐波分析

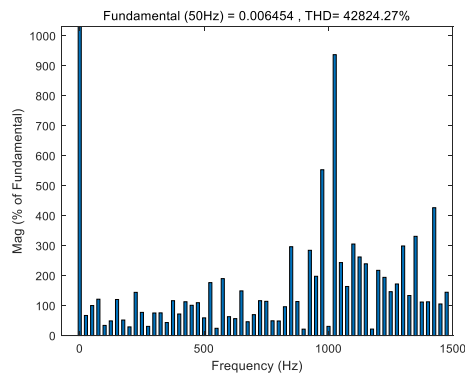
为了分析逆变器产生谐波, 对电容电流 i_c 和逆变器输入电流 i_{out} 进行傅里叶分析, 结果如图 8 所示。从傅里叶分析结果可以看出, 电

流 i_{out} 中逆变器产生的谐波比较明显, 但在电容电流中逆变器谐波表现不明显。这主要是由于整流器采用的二极管不控整流, 且产生的电流谐波幅值较大, 而逆变器工作在轻载状态下。

通过对整流器和逆变器产生谐波的分析可知, 在轻载下, 直流侧电流的谐波主要受整流器影响。因此可以通过整流器流出电流 i_{in} 进行直流侧电流谐波估算。



(a) 电流 i_c 傅里叶分析结果



(b) 电流 i_{out} 傅里叶分析结果

图 8 逆变器电流傅里叶分析结果

4.3 谐波估算

从谐波分析的角度看, 电容电流的谐波成分可以看作整流模块输出电流谐波与逆变模块输入电流谐波叠加。在谐波幅值上, 由于逆变器产生的 300Hz、600Hz、900Hz 频率下的电流谐波很小, 因此可以将电流 i_{in} 在此频率下的电流谐波近似为电容电流 i_c 的谐波。在这个分析基础上, 用电流 i_{in} 可以估算电容电流谐波幅值, 从而避免添加电容电流传感器。

通过对二极管整流系统的谐波分析可知, 直流侧电流在 300Hz、600Hz、900Hz、1200Hz 频率下的谐波幅值较大, 因此选择这几个频率进行 i_{in} 和 i_c 幅值对比。如表 2 所示, 固定电容值为 3.3mF, 改变 ESR, 对比 300Hz、600Hz、900Hz、1200Hz 频率下 i_{in} 和 i_c 的幅值。

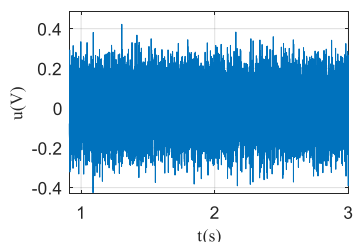
表2 i_{in} 和 i_c 谐波频率幅值对比

频率 (Hz)	ESR (Ω)	i_{in} (A)	i_c (A)	相对误差
300	0.18	0.5034	0.5029	0.10%
	0.19	0.5034	0.5044	0.19%
	0.20	0.5034	0.5023	0.22%
	0.21	0.5035	0.5024	0.21%
600	0.18	0.0872	0.0872	0%
	0.19	0.0872	0.0864	0.9%
	0.20	0.0872	0.0866	0.69%
	0.21	0.0900	0.0877	3.76%
900	0.18	0.0318	0.0328	3.05%
	0.19	0.0318	0.0303	4.95%
	0.20	0.0318	0.0308	3.25%
	0.21	0.0318	0.0291	9.27%
1200	0.18	0.0155	0.0136	13.97%
	0.19	0.0154	0.0157	1.91%
	0.20	0.0154	0.0189	18.52%
	0.21	0.0154	0.0225	31.56%

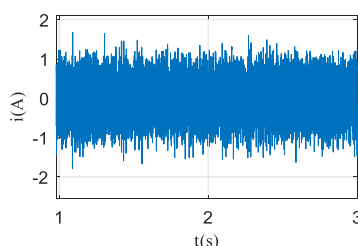
通过对比结果可知,整流器产生的特定频率谐波在没有谐波抑制的情况下,会直接反映在电容电流谐波成分中,谐波幅值越大,误差越小。因此可以得出,当整流器产生的电流谐波幅值较大时,可以近似将电流 i_{in} 中的谐波近似为电容谐波。从表2的计算结果中可以看出,当频率为300Hz和600Hz时, i_{in} 和 i_c 的谐波误差小于1%,因此采用300Hz和600Hz进行谐波估算较为准确。

5 仿真验证

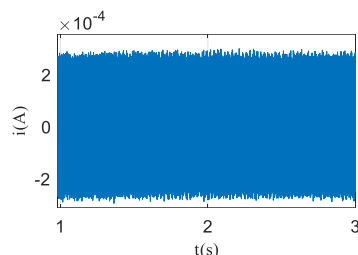
基于前文分析,选择300Hz和600Hz两个频率下的电压电流信号进行仿真计算。以300Hz的频率为例,将电容电压电流通过300Hz的带通滤波器并对电流分量进行积分,波形如图9所示。同理,电压电流通过600Hz的带通滤波器也能得到3组数据。将6组数据代入公式(8)计算得到的ESR和C如表3所示。



(a) 电容电压 300Hz 谐波分量



(b) 电容电流 300Hz 谐波分量



(c) 电容电流 300Hz 谐波分量积分

图9 电容电压与电流的300Hz谐波分量提取与处理

表3 ESR和C估算结果

ESR (Ω)			C (mF)		
实际值	估算值	误差	实际值	估算值	误差
0.18	0.1817	0.94%	3.3	3.322	0.67%
0.19	0.1926	1.37%	3.3	3.317	0.52%
0.20	0.2016	0.80%	3.3	3.320	0.61%
0.21	0.2135	1.67%	3.3	3.346	1.39%
0.22	0.2214	0.64%	3.3	3.337	1.12%
0.18	0.1818	1.00%	2.7	2.723	0.85%
0.19	0.1920	1.05%	2.7	2.733	1.22%
0.20	0.2020	1.00%	2.7	2.721	0.78%
0.21	0.2111	0.52%	2.7	2.716	0.48%
0.22	0.2225	1.14%	2.7	2.733	1.22%

从表3的计算结果可以看出,本文提出的基于电流谐波分析的状态检测方法能够同时计算两个健康状态参数ESR和C,且计算结果相对误差很小,均小于1%。

6 结论

本文在对电容失效机理和健康状态特征参数的分析基础上,提出了一种基于电流谐波分析的状态检测方法。这种方法首先需要进行电流谐波分析,选择合适的谐波进行状态监测,其次可以根据整流器和逆变器对电容电流谐波的影响进行谐波估算。通过仿真结果表明,此种电容状态监测方法具有同时监测两个健康状态特征参数且计算精度高的优点,既适用于电解电容,又适用于金薄膜电容。

参考文献

- 1 S. Yang, A. Bryant, P. Mawby, D. Xiang, L. Ran and P. Tavner, "An Industry-Based Survey of Reliability in Power Electronic Converters," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 47, no. 3, pp. 1441-1451, May-June 2011.
- 2 M. Pong and H. Pang, "Power converter remaining life estimation," USpatent, US8412486B2, 2010.
- 3 A. M. R. Amaral and A. J. M. Cardoso, "A Simple Offline Technique for Evaluating the Condition of Aluminum-Electrolytic-Capacitors," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 8, pp. 3230-3237, Aug. 2009.
- 4 A. M. R. Amaral and A. J. Marques Cardoso, "An automatic technique to obtain the equivalent circuit of aluminum electrolytic capacitors," 2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, Orlando, FL, 2008, pp. 539-544.

- 5 A. M. R. Amaral and A. J. M. Cardoso, "Using Newton-Raphson Method to Estimate the Condition of Aluminum Electrolytic Capacitors," 2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Vigo, 2007, pp. 827-832.
- 6 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.
- 7 E. Aeloiza, Jang-Hwan Kim, P. Enjeti and P. Ruminot, "A Real Time Method to Estimate Electrolytic Capacitor Condition in PWM Adjustable Speed Drives and Uninterruptible Power Supplies," 2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, Recife, 2005, pp. 2867-2872.
- 8 M. A. Vogelsberger, T. Wiesinger and H. Ertl, "Life-Cycle Monitoring and Voltage-Managing Unit for DC-Link Electrolytic Capacitors in PWM Converters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, no. 2, pp. 493-503, Feb. 2011.
- 9 D. -. Lee, K. -. Lee, J. -. Seok and J. -. Choi, "Online capacitance estimation of DC-link electrolytic capacitors for three-phase AC/DC/AC PWM converters using recursive least squares method," in IEE Proceedings - Electric Power Applications, vol. 152, no. 6, pp. 1503-1508, 4 Nov. 2005.
- 10 T. H. Nguyen and D. Lee, "Deterioration Monitoring of DC-Link Capacitors in AC Machine Drives by Current Injection," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 3, pp. 1126-1130, March 2015.
- 11 Y. Jo, T. H. Nguyen and D. Lee, "Condition monitoring of submodule capacitors in modular multilevel converters," 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Pittsburgh, PA, 2014, pp. 2121-2126.
- 12 A. G. Abo-Khalil and D. Lee, "DC-Link Capacitance Estimation in AC/DC/AC PWM Converters Using Voltage Injection," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 44, no. 5, pp. 1631-1637, Sept.-Oct. 2008.
- 13 X. Pu, T. Nguyen, D. Lee and S. Lee, "Capacitance estimation of DC-link capacitors for single-phase PWM converters," 2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, Wuhan, 2009, pp. 1656-1661.
- 14 H. Soliman, H. Wang, B. Gadalla and F. Blaabjerg, "Condition monitoring for DC-link capacitors based on artificial neural network algorithm," 2015 IEEE 5th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), Riga, 2015, pp. 587-591.
- 15 N. Agarwal, A. Arya, M. W. Ahmad and S. Anand, "Lifetime Monitoring of Electrolytic Capacitor to Maximize Earnings From Grid-Feeding PV System," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 11, pp. 7049-7058, Nov. 2016.
- 16 K. Lee, M. Kim, J. Yoon, S. B. Lee and J. Yoo, "Condition Monitoring of DC-Link Electrolytic Capacitors in Adjustable-Speed Drives," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 44, no. 5, pp. 1606-1613, Sept.-Oct. 2008.
- 17 M. Kim, K. Lee, J. Yoon, S. B. Lee and J. Yoo, "Condition Monitoring of DC Link Electrolytic Capacitors in Adjustable Speed Drives," 2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting, New Orleans, LA, 2007, pp. 237-243.
- 18 M. Kim, Seung-Ki Sul and Junggi Lee, "Condition monitoring of DC-link capacitors in drive system for electric vehicles," 2012 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, Seoul, 2012, pp. 633-637.
- 19 Y. Wu and X. Du, "A VEN Condition Monitoring Method of DC-Link Capacitors for Power Converters," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 66, no. 2, pp. 1296-1306, Feb. 2019.
- 20 H. Li, D. Xiang, X. Han, X. Zhong and X. Yang, "High-Accuracy Capacitance Monitoring of DC-Link Capacitor in VSI Systems by LC Resonance," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, no. 12, pp. 12200-12211, Dec. 2019.

作者简介

方晓春：男，1987年12月生，副教授，博士。研究方向为电力电子与电力传动。