

PWM 装载模式对变流器弱电网适应能力的影 响

黄现莲¹,冯向东²,张新闻¹

(1. 北方民族大学 电气信息工程学院,宁夏 银川 750021;

2. 宁夏工商职业技术学院 机电工程系,宁夏 银川 750021)

摘要:影响变流器对弱电网适应能力的因素众多。首先建立了弱电网下考虑PWM装载模式时并网变流器的数学模型,基于系统的误差传递框图,采用根轨迹和最小增益定理分析了不同PWM装载模式对变流器弱电网适应能力的影 响。结果表明,立即装载模式下变流器对弱电网的适应能力是滞后一拍装载模式下的2.84倍。最后,搭建了系统仿真模型,分别在两种PWM装载模式下进行了对比仿真,结果证明了所提出的理论分析的正确性。

关键词:并网变流器;弱电网;根轨迹;滞后一拍装载模式;立即装载模式

中图分类号:TM461 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed19250

Analysis of the Effect of PWM Loading Mode on the Converter's Adaptability to the Weak Grid

HUANG Xianlian¹, FENG Xiangdong², ZHANG Xinwen¹

(1. School of Electrical and Information Engineering, North Minzu University, Yinchuan 750021,

Ningxia, China; 2. Department of Mechanical and Electrical Engineering, Ningxia Business

Vocational College, Yinchuan 750021, Ningxia, China)

Abstract: There are many factors which could affect the converter's adaptability to the weak grid. A mathematical model of the grid-connected converter in the weak grid was built considering the PWM loading mode. Based on the error transfer diagram, the effect of different PWM loading mode on the converter's adaptability to the weak grid was analyzed using the root locus and the small gain theory. The results show that the converter's weak grid adaptability of the immediate loading mode is two point eighty-four times than that of one-step-delay loading mode. Finally, the simulation model of the system was built and the compared simulation was done under two PWM modes respectively and the results confirm the validity of the analysis proposed.

Key words: grid-connected converter; weak grid; root locus; one-step-delay loading mode; immediate loading mode

并网变流器在现代电力系统中得到大量应用,比如以电能质量治理为目的的有源滤波器和静止无功发生器和以新能源并网为目标的并网逆变器等。近年来发现,当并网变流器接入弱电网时会出现不稳定震荡现象,而引起变流器在弱电网下失稳震荡的因素有很多,国内外学者对此进行了大量研究。

文献[1]研究了锁相环对变流器弱电网适应能力的影 响,结果表明,较大的锁相环带宽会降低变流器对弱电网的适应能力。文献[2]研究了电网电压前馈对变流器弱电网适应能力的影 响,

结果表明,电网电压前馈在弱电网下会引入额外的正反馈通道,该正反馈通道会降低变流器对弱电网的适应能力。文献[3]指出弱电网下电网阻抗会引起LCL型滤波器的谐振峰偏移,甚至导致系统不稳定,该现象在变流器并联运行时更加突出。

实际上,除了上述因素之外,影响到变流器对弱电网适应能力的因素较多。比如控制策略、主电路参数和PWM装载模式等。文献[4]研究了PWM装载模式对变流器控制系统稳定性的影 响,但是鲜有文献讨论PWM装载模式对变流器弱电网适应能力的影 响。

基金项目:国家自然科学基金项目(51867001);北方民族大学中央高校基本科研业务费专项资金资助(2018XYZDX05)

作者简介:黄现莲(1967-),女,本科,副教授,Email:hxfzq@163.com

本文首先建立了弱电网下考虑PWM装载模式时并网变流器的数学模型。基于系统的误差传递框图,采用根轨迹和小增益定理对两种常见的PWM装载模式对变流器弱电网适应能力的影响进行了研究。最后,在PLECS下搭建了不同PWM装载模式下并网变流器的仿真模型,仿真结果验证了文中理论分析的正确性。

1 弱电网下考虑PWM装载模式时并网变流器的数学模型

弱电网下考虑PWM装载时并网变流器的主电路及其控制原理如图1所示。

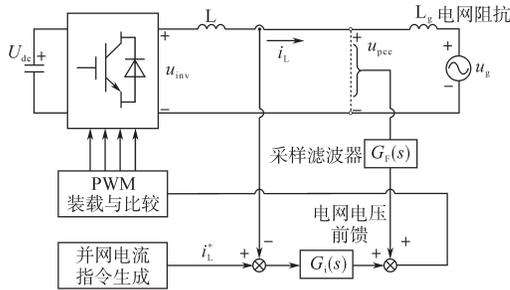


图1 并网变流器及其控制原理

Fig.1 Grid-connected converter and its control principle

图1中, U_{dc} , u_{inv} , u_g , u_{pcc} 分别为并网变流器的直流侧电压、交流侧逆变输出电压、电网电压和并网点电压; L 为并网滤波器的电感; L_g 为弱电网下的电网等效电感; i_L 为变流器的输出电流; $G_i(s)$ 为电流调节器; $G_f(s)$ 为二阶采样低通滤波器。根据图1可得 u_{pcc} 与 u_g 及 i_L 之间的关系如下:

$$u_{pcc}(s) = L_g s i_L(s) + u_g(s) \quad (1)$$

根据式(1)和图1中的并网变流器控制原理可得弱电网下考虑PWM装载时变流器的输出电流控制框图如图2所示。

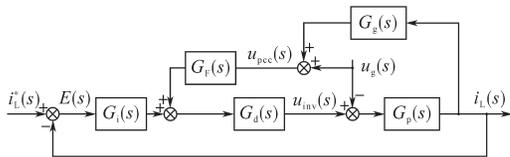


图2 变流器输出电流控制框图

Fig.2 Control block diagram of the converter's output current

图2中, $G_g(s)$ 为电网阻抗在 s 域下的描述; $G_d(s)$ 为PWM环节所引入的延时; $G_p(s)$ 为考虑电网等值阻抗后的等效被控对象。 $G_g(s)$, $G_f(s)$, $G_d(s)$, $G_p(s)$ 分别表示如下:

$$G_g(s) = L_g s \quad (2)$$

$$G_f(s) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_c^2} s^2 + \frac{1}{Q\omega_c} s + 1} \quad (3)$$

$$G_d(s) = e^{-T_d s} \quad (4)$$

$$G_p(s) = \frac{1}{(L_g + L)s} \quad (5)$$

式中: ω_c 为二阶采样低通滤波器的截止频率; Q 为其品质因数; T_d 为PWM环节引入的延时大小。为了简化表达式,首先定义:

$$D(s) = 1 - G_f(s)G_d(s) \quad (6)$$

$$G_L(s) = 1/(Ls) \quad (7)$$

式中: $D(s)$ 为二阶采样低通滤波器与PWM环节引入的延时; $G_L(s)$ 为输出滤波电感的运算导纳。则根据图2可导出变流器输出电流和参考电流之间的误差表达式为

$$E(s) = \frac{i_L^* [1 + G_L(s)G_g(s)D(s)] + G_L(s)D(s)u_g(s)}{1 + G_i(s)G_d(s)G_L(s) + G_L(s)G_g(s)D(s)} \quad (8)$$

公式(8)为分析PWM装载模式对变流器弱电网适应能力影响的基础。

2 不同PWM装载模式下变流器的弱电网适应能力分析

目前应用于并网变流器控制的主要有PI调节器、比例谐振(proportional resonant, PR)调节器和比例+重复控制器(repetitive controller, RC)。PI调节器在自然坐标系下不能实现对交流量的无静差跟踪,因此多用于并网变流器在同步旋转坐标系下的控制。PR调节器虽然可以实现对谐振频率处交流量的无静差跟踪,但其对电网电压背景谐波的抑制能力有限,当弱电网含有电网电压背景谐波时难以保证稳态时的并网电流质量。RC控制器不仅可在自然坐标系下实现对周期信号的无静差跟踪,同时对电网电压背景谐波也具有较强的抑制能力,因此近年来在并网变流器控制中得到广泛应用。

为了保证电网电压含有丰富背景谐波时的并网电流质量,此处电流调节器选择比例+RC(即P+RC)控制器,其结构如图3所示^[5]。图3中, $E(z)$ 为变流器输出电流与参考电流之间的偏差; $C(z)$ 为RC控制器的输出; k_p 为比例系数,其主要影响到系统的快速性,即系统的开环穿越频率; $q(z)$ 主要影响到系统的稳定性和稳态误差,取值越接近于1则系统的稳态误差越小,但稳定性越差,因

此,综合考虑到系统的稳态误差和稳定性, $q(z)$ 通常取接近于1的常数; k 为超前校正因子,主要补偿控制延时和被控对象引入的相位滞后; k_r 为RC控制器的增益,主要影响到 $E(z)$ 的衰减速度; $s(z)$ 通常选择为二阶采样低通滤波器,主要对控制通道中的高频分量进行衰减以提高系统的稳定性; N 为变流器控制系统在一个工频周期内的采样点数。

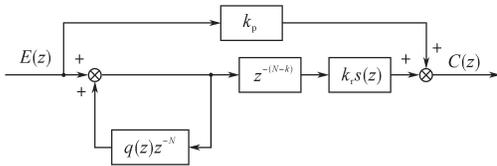


图3 比例+重复控制器结构

Fig.3 The structure of P+RC controller

由图3可得P+RC控制器在离散域下的传递函数为

$$G_i(z) = k_p + \frac{k_r s(z) z^{-(N-k)}}{1 - q(z) z^{-N}} \quad (9)$$

根据式(8)可得采用P+RC控制器时变流器输出电流和参考电流之间的误差表达式为

$$\frac{E(z)}{i_L^*(z)[1 + G_L(z)G_g(z)D(z)] + G_L(z)D(z)u_g(z)} = \frac{1 - q(z)z^{-N}}{1 + k_p G_d(z)G_L(z) + G_L(z)G_g(z)D(z)} \cdot \frac{1}{1 - z^{-N} R(z)} \quad (10)$$

其中

$$R(z) = q(z) - \frac{k_r s(z) z^k G_d(z) G_L(z)}{1 + k_p G_d(z) G_L(z) + G_L(z) G_g(z) D(z)} \quad (11)$$

根据式(10)可得变流器输出电流和参考电流之间的误差传递框图如图4所示。

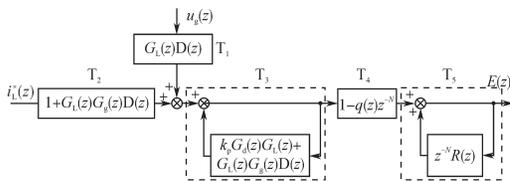


图4 输出电流和参考电流之间的误差传递框图

Fig.4 The transfer block diagram of the error between the output current and the reference current

由图4可知,整个系统的闭环误差传递框图包括5部分,若使得整个系统稳定,即误差 $E(t)$ 收敛,则需要 $T_1 \sim T_5$ 的极点均位于单位圆内,即 $T_1 \sim T_5$ 各个子部分均稳定。由式(7)、式(2)和式(6)可知, T_1 和 T_2 均不可能含有单位圆外的极点,即 T_1 和 T_2 不会导致系统失稳。 $q(z)$ 通常设置为

接近于1的常数,而延时环节 z^{-N} 不会影响到 T_4 的稳定性,因此 T_4 也不会引起系统失稳。可见,只有 T_3 和 T_5 可能含有单位圆外的极点,即有可能引起系统失稳。 T_3 为典型的负反馈环节,且阶数相对较低,因此采用根轨迹对其稳定性进行分析较为方便。然而, T_5 为一正反馈环节,并且阶数较高(以10 kHz采样频率为例, T_5 的阶数将接近200),此时采用根轨迹法分析其稳定性将十分复杂。由小增益定理可知,使得 T_5 稳定的充分非必要条件为:在Nyquist频率范围($f/2$ 以内, f_s 为采样频率)内式(11)的模小于1^[6],即

$$|R(z)| < 1 \quad (12)$$

文中二阶采样低通滤波器 $G_f(s)$ 的截止频率为2 kHz,品质因数为0.707,并网变换器主要电路参数为:电网电压 $U_g=220$ V,额定电流 $I_o=50$ A,采样频率 $f_s=10$ kHz,滤波电感 $L=0.4$ mH,直流电容 $C=3\ 800$ μ F。采用文献[7]中的参数设计方法对比例重复控制器的参数进行设计可得: $s(z)$ 的参数和 $G_f(s)$ 相同, $q(z)=0.98$, $k_r=0.8$, $k=4$,根据上述电路参数,选择 $k_p=2.5$ 使得电流环的开环穿越频率位于开关频率的1/10附近^[8]。文中并网变流器的采样和开关频率为10 kHz,因此 $N=200$ 。

PWM技术目前在并网变流器控制中应用广泛,其主要的装载模式可分为2类:滞后一拍装载和立即装载。滞后一拍装载的原理是在CPU进入中断控制程序时将上一控制周期所得的PWM比较值装载至比较寄存器,通过和载波进行比较生成各开关管的PWM信号,该方式对控制程序的执行速度要求较低,但会引入约1.5个开关周期的延时^[9]。立即装载模式则在得到PWM比较值后立即装载至比较寄存器,该模式对控制程序的执行速度要求较高,因此该模式下的控制算法通常采用基于并行计算的FPGA来实现,与滞后一拍装载模式相比,该模式只引入约0.5个开关周期的延时:

$$G_{dz}(s) = e^{-1.5T_s s} \approx \frac{1 - 0.75T_s s}{1 + 0.75T_s s} \quad (13)$$

$$G_{di}(s) = e^{-0.5T_s s} \approx \frac{1 - 0.25T_s s}{1 + 0.25T_s s} \quad (14)$$

式中: $G_{dz}(s)$ 和 $G_{di}(s)$ 分别为滞后一拍装载模式和立即装载模式下的延时; T_s 为控制周期,文中控制周期为10 kHz,对应 $T_s=0.000$ 1 s。

首先采用双线性变换法对上述s域下的传递函数进行离散化得到相应的z域传递函数,然后分

别代入式(13)、式(14)的z域传递函数即可对2种装载模式下变流器的弱电网适应能力进行分析。

首先,基于式(13)的z域传递函数和图4,通过推导可得PWM采用滞后一拍装载模式下以电网等值电感 L_g 为参数时 T_3 的特征方程如下式所示:

$$\begin{cases} a_1z^4 + a_2z^3 + a_3z^2 + a_4z + a_5 = 0 \\ a_1 = 22\,771.71L_g + 8.25 \\ a_2 = -(41\,124.4L_g + 12.74) \\ a_3 = 18\,714.62L_g + 10.78 \\ a_4 = -(5\,142.87L_g + 4.25) \\ a_5 = 4\,780.94L_g + 1 \end{cases} \quad (15)$$

基于式(15)和式(11)可得电网等值电感 L_g 由0 mH增大至1 mH过程中 T_3 的闭环根轨迹和 $R(z)$ 的Nyquist曲线分别如图5a和图5b所示。图5表明,在由0 mH增大至1 mH过程中, T_3 的闭环根轨迹始终位于单位圆内,说明 T_3 并未引起系统失稳。而当 $L_g=0.82$ mH时 $R(z)$ 的Nyquist到达单位圆,进一步增大 L_g 时 $R(z)$ 的Nyquist将在628 Hz处首次超越单位圆,说明当 $L_g \geq 0.82$ mH时 T_3 将导致系统失稳,并且失稳时并网电流的震荡频率集中在628 Hz附近。综上,当PWM比较值采用滞后一拍装载模式时变流器所能适应的最大电网等值电感约为0.81 mH。

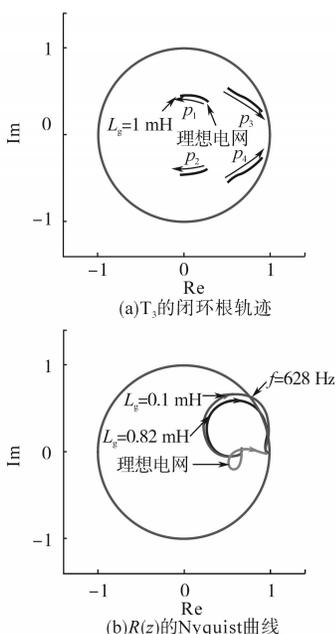


图5 采用滞后一拍装载时不同 L_g 下变流器的稳定性分析
Fig.5 Stability analysis of the converter for one-step-delay loading mode with different L_g

为了分析PWM比较值采用立即装载模式时变流器对弱电网的适应能力,基于式(14)的z域传递函数和图4,通过推导可得PWM采用立即装

载模式下以电网等值电感 L_g 为参数时 T_3 的特征方程如下式所示:

$$\begin{cases} a_1z^4 + a_2z^3 + a_3z^2 + a_4z + a_5 = 0 \\ a_1 = 510\,258.07L_g + 239.15 \\ a_2 = -(772\,806.62L_g + 180.91) \\ a_3 = 68\,450.17L_g + 77.19 \\ a_4 = 140\,487.26L_g - 9.61 \\ a_5 = 53\,611.13L_g - 1 \end{cases} \quad (16)$$

基于式(16)和式(11)可得电网等值电感 L_g 由0 mH增大至3 mH过程中 T_3 的闭环根轨迹和 $R(z)$ 的Nyquist曲线分别如图6a和图6b所示。图6表明,当 $L_g=2.4$ mH时 $R(z)$ 的Nyquist到达单位圆,进一步增大 L_g 时 $R(z)$ 的Nyquist将在513 Hz处首次超越单位圆,说明当 $L_g \geq 2.4$ mH时 T_3 将导致系统失稳,并且失稳时并网电流的震荡频率集中在513 Hz附近。可见,当PWM比较值采用立即装载模式时变流器所能适应的最大电网等值电感约为2.3 mH,与滞后一拍装载模式下相比,变流器对电网阻抗的适应能力提高了近2.84倍。

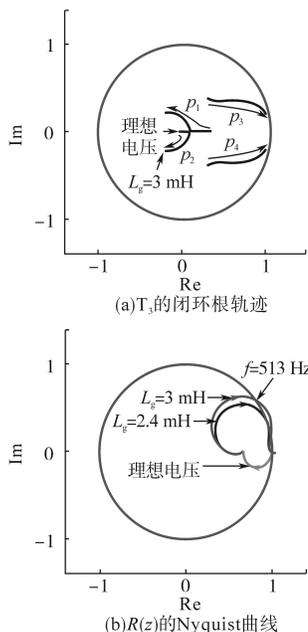


图6 采用立即装载时不同 L_g 下变流器的稳定性分析
Fig.6 Stability analysis of the converter for immediate loading mode with different L_g

为了分析不同参数对该结论的影响,在不同滤波电感参数 L 下采用上述分析方法对立即装载模式下变流器弱电网适应能力提高的倍数进行了分析,结果如表2所示。表1中结果表明,取不同滤波参数时立即装载模式下变流器的弱电网适应能力提高的倍数在2.8左右,为了排除计算过程引入的误差,取各组数据的平均值,为2.84,与上述分析结果一致。

表1 不同 L 下立即装载模式对变流器弱电网适应能力的影响
Tab.1 Influence of the immediate loading mode on the converter's weak grid adaptability under different L

L/mH	立即装载模式下变流器弱电网适应能力提高的倍数
0.20	2.85
0.25	2.84
0.30	2.82
0.35	2.86
0.45	2.85
0.50	2.82
0.55	2.83
0.60	2.85

3 仿真验证

在 PLECS 下搭建系统仿真模型,控制算法采用基于 C 语言的动态链接库来实现,在 C 语言下分别实现 PWM 比较值的滞后一拍和立即装载两种模式。仿真中的主电路参数和控制参数与第 2 节文中所述一致。PWM 采用滞后一拍装载模式时不同电网等值阻抗下的仿真结果如图 7 所示。

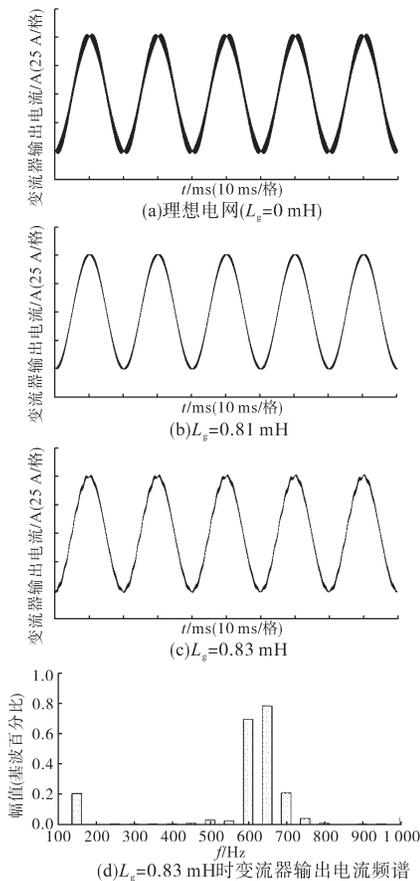


图7 PWM 滞后一拍装载模式下仿真结果

Fig.7 Simulation results with one-step-delay loading mode of PWM

由图 7a 可知,理想电网条件下($L_g=0$ mH)时并网变流器输出电流正常,输出电流的 THD 为 8%,这是因为与弱电网条件下相比,理想电网时并网电流中纹波电流较大。由图 7b 可知,当 L_g 增大至 0.81 mH 时变流器仍可正常运行,输出电流的 THD 为 2.7%,与图 7a 相比 THD 大大减小,这是因为电网等值电感对开关纹波电流具有抑制作用,变流器输出电流中所含的纹波显著减少。图 7c 为进一步增大 L_g 至 0.83 mH 时变流器的输出电流,虽然此时输出电流的 THD 仅为 3.3%,但是此时变流器输出电流已经出现震荡,系统已呈现出不稳定状态,由图 7d 可知此时输出电流中主要存在 600 Hz 和 650 Hz 的震荡,这与前文分析在此时并网电流的震荡频率集中在 628 Hz 附近一致。可见,当采用 PWM 滞后一拍装载模式时,变流器所能适应的最大电网等值电感为 0.81 mH,这和第 2 节图 5 中的理论分析结果一致。

PWM 采用立即装载模式时不同电网等值阻抗下的仿真结果如图 8 所示。

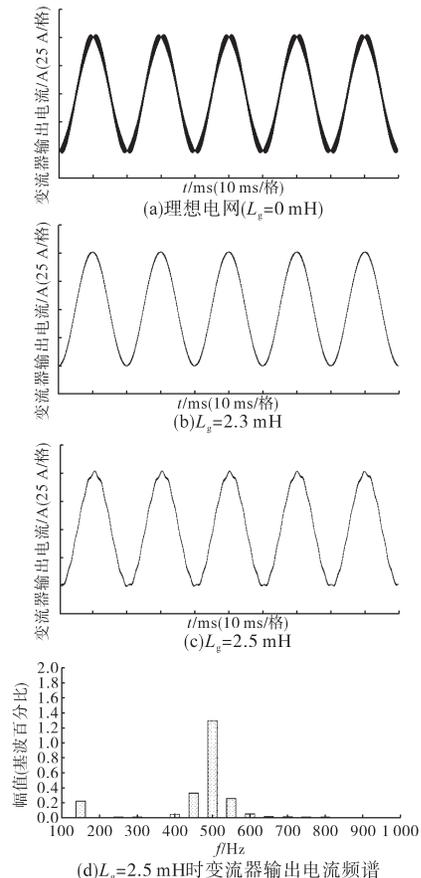


图8 PWM 立即装载模式下仿真结果

Fig.8 Simulation results with immediate loading mode of PWM

由图 8a、图 8b 可知,理想电网和 $L_g=2.3$ mH

条件下并网变流器可稳定工作,与理想电网条件下相比, $L_g=2.3$ mH时变流器输出电流中纹波大幅减小。图8c表明,当电网等值阻抗增大至2.5 mH时变流器输出电流出现震荡,系统呈现出不稳定状态,由图8d可知此时输出电流中主要存在500 Hz的震荡,这与前文分析在此时并网电流的震荡频率集中在513 Hz附近一致。可见,当采用PWM立即装载模式时,变流器所能适应的最大电网等值电感为2.3 mH,这和第3节图6中的理论分析结果一致。

以上仿真结果表明:PWM采用滞后一拍装载模式时变流器能够适应的最大电网等值阻抗约0.81 mH,而立即装载模式下为2.3 mH,提高了近2.84倍,与第2节中的理论分析结果吻合。

4 结论

本文首先建立了弱电网下考虑PWM装载模式时并网变流器的数学模型,进一步,基于系统的误差传递框图,采用根轨迹和最小增益定理分析了不同PWM装载模式对变流器弱电网适应能力的影响,结果表明,立即装载模式下变流器对弱电网的适应能力是滞后一拍装载模式下的2.84倍。

本文在PLECS下搭建了不同PWM装载模式时并网变流器的系统仿真模型,仿真实验结果证明了所提出理论的正确性。因此,若实际中对变流器的弱电网适应能力有较高要求,在控制算法执行速度允许的情况下应优先采用立即装载模式。文中结论可为设计者在设计阶段对采用立即装载后变流器是否能够满足弱电网适应能力指标的相关要求进行评估,但是需指出的是相关结论是在P+RC控制下得出的,是否适用于其他

诸如PI和比例谐振等控制策略有待进一步研究。

参考文献

- [1] 吴恒,阮新波,杨东升. 弱电网条件下锁相环对LCL型并网逆变器稳定性的影响研究及锁相环参数设计[J]. 中国电机工程学报,2014,34(30):5259-5268.
- [2] Xu J, Xie S, Tang T. Evaluations of Current Control in Weak Grid Case for Grid-connected LCL-filtered Inverter[J]. IET Power Electronics, 2013, 6(2):98-106.
- [3] Agorreta J L, Borrega M, López J, *et al.* Modeling and Control of N-paralleled Grid-connected Inverters with LCL Filter Coupled Due to Grid Impedance in PV Plants[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(3):770-785.
- [4] 张兴,陈鹏,余畅舟,等. LCL滤波并网逆变器逆变侧电流多次采样的单闭环控制策略[J]. 电力系统自动化,2016,40(11):87-92.
- [5] 张宸宇,梅军,郑建勇,等. 基于内置重复控制器改进无差拍的有源滤波器双滞环控制方法[J]. 电工技术学报,2015,30(22):124-132.
- [6] Mattavelli P, Tubiana L, Zigliotto M. Torque-ripple Reduction in PM Synchronous Motor Drives Using Repetitive Current Control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(6):1423-1431.
- [7] Ji C, Zanchetta P, Carastro F, *et al.* Repetitive Control for High-performance Resonant Pulsed Power Supply in Radio Frequency Applications [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(4):2660-2670.
- [8] Erickson R W, Maksimovic D. Fundamentals of Power Electronics[M]. New York: Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [9] Freijedo F, Vidal A, Yepes A G, *et al.* Tuning of Synchronous-frame PI Current Controllers in Grid-connected Converters Operating at a Low Sampling Rate by MIMO Root Locus [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(8):5006-5016.

收稿日期:2018-07-02

修改稿日期:2019-04-24