

# 基于电网电压修正的并网变流器前馈控制策略

李晓红

(内蒙古体育职业学院 基础教育系, 内蒙古 呼和浩特 010051)

**摘要:** 电网电压前馈被广泛用来改善并网变流器的启动性能和抑制电网电压谐波对并网电流的影响。然而, 实际中很多非理想因素会削弱前馈的谐波电压抑制能力。首先建立了并网变流器的数学模型, 并深入分析了数字控制和电压采样低通滤波器引入的延时对前馈谐波电压抑制能力的影响。进一步, 为了提高前馈的谐波电压抑制能力, 引入了基于电网电压修正的变流器前馈控制策略, 并给出了最优修正步长的求解方法。最后, 搭建了系统仿真模型, 仿真结果证明了理论分析的正确性和前馈控制策略的有效性。

**关键词:** 并网变流器; 电网电压前馈; 数字控制; 低通滤波器; 最优修正步长

**中图分类号:** TM461 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed19544

## Feedforward Control for the Grid-connected Converter Based on the Grid Voltage Correction

LI Xiaohong

(Department of Basic Education, Inner Mongolia Vocational College of Physical Education,  
Huhohot 010051, Nei Monggol, China)

**Abstract:** Grid-voltage feedforward is widely used for improving the startup performance of the grid-connected converter and suppressing the effect of the grid-voltage harmonics on the grid-injected current. However, many non-ideal factors in practice will weaken the voltage harmonics suppression ability of the feedforward control. The mathematical model of the grid-connected converter was built, and the influence of the delay caused by digital control and voltage sampling low-pass filter on the voltage harmonics suppression ability of the feedforward control was deeply analyzed. Further, in order to improve the voltage harmonics suppression ability of the feedforward control, the feedforward control strategy for grid-connected converter based on the grid voltage correction was introduced, and the calculation method of the optimal correction step was also given. Finally, the simulation model of the system was built and the simulation results confirm the validity of the theoretical analysis and the feedforward control strategy.

**Key words:** grid-connected converter; grid voltage feedforward; digital control; low-pass filter; optimal correction step

并网型变流器在新能源发电和智能配用电方面得到越来越广泛的应用, 同时, 对并网变流器的动静态性能提出了更高要求, 其中, 并网电流质量是一个重要的稳态性能指标。电网电压前馈不仅可以显著减小并网变流器启动时的电流冲击, 改善装置的启动性能<sup>[1]</sup>, 而且对电网电压中的谐波扰动具有补偿作用, 减小电网电压谐波对并网电流的影响, 提高并网电流质量<sup>[2]</sup>, 因此电网电压前馈在并网变流器控制中得到广泛应用。然而, 实际中的非理想因素, 比如数字控制和电网电压采样低通滤波器引入的延时会削弱电网电压前馈对电网电压谐波的抑制能力, 为

此, 文献[3]通过在电网电压前馈通道引入小于1的衰减因子来提高前馈对电网电压谐波的抑制能力, 然而该方法本质上属于被动的处理, 即通过对前馈量的衰减来减小不利因素对前馈性能的影响, 此外, 文中并未给出衰减因子的求解方法, 因此实际应用时只能采用多次试凑的方法对最优的衰减因子进行搜索, 并且缺乏对前馈电网电压谐波抑制能力影响因素的分析。

考虑到实际中数字控制和电网电压采样低通滤波器, 本文首先建立了并网变流器控制系统的数学模型, 基于此, 对两者引入的延时对系统电网电压谐波抑制能力的影响进行了分析, 为了

提高前馈对谐波电压的抑制能力,在电网电压前馈通道中引入了电网电压修正环节。同时,通过对数字控制和低通滤波器引入延时大小的分析,给出了最优修正步长的求解方法。最后,搭建了系统仿真模型,仿真结果表明通过在前馈通道引入电网电压修正环节可显著提高前馈对电网电压谐波的抑制能力,改善并网电流质量。

## 1 考虑数字控制和电压采样低通滤波器时并网变流器的数学模型

为了建立含有非理想因素时系统的数学模型,图1给出了同时考虑数字控制、电压采样滤波器和电网电压前馈时并网变流器的主电路及其控制原理。

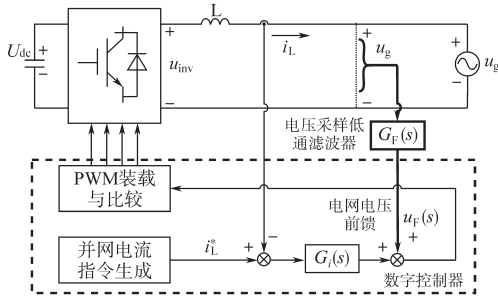


图1 考虑数字控制、电压采样滤波器和电网电压前馈时的并网变流器及其控制原理

Fig.1 Grid-connected converter and its control principle considering the digital control, voltage sampling filter and grid voltage feedforward

图1中: $U_{dc}$ 为并网变流器直流侧电容器上的电压,系统运行时通过直流电压外环控制其平均值恒定; $u_{inv}$ 为变流器交流侧的电压; $u_g$ 为电网电压; $L$ 为变流器输出滤波器的电感; $i_L$ 为变流器的输出电流; $G_i(s)$ 为电流调节器; $G_F(s)$ 为电网电压信号调理电路中为滤除采样噪声而设置的二阶低通滤波器。

根据图1,可得考虑数字控制和电网电压采样低通滤波器时并网变流器的输出电流控制框图如图2所示。

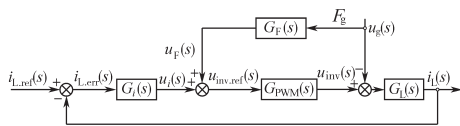


图2 考虑数字控制和电网电压采样低通滤波器时变流器输出电流控制框图

Fig.2 Control block diagram of the converter's output current considering the digital control and the low-pass filter used for grid voltage sampling

图2中: $G_{PWM}(s)$ 为数字控制和PWM环节所引入的延时; $G_L(s)$ 为被控对象,即输出滤波电感,其s域下的描述为

$$G_L(s) = \frac{1}{Ls} \quad (1)$$

为了分析前馈的电网电压谐波的抑制能力,即电网电压中谐波对并网电流的影响,取图2中 $i_{L,ref}(s)=0$ ,可得变流器输出电流与电网电压之间的关系为

$$\frac{i_L(s)}{u_g(s)} = \frac{G_F(s)G_{PWM}(s)-1}{1+G_i(s)G_{PWM}(s)G_L(s)}G_L(s) \quad (2)$$

下文将采用式(2)对不同条件下前馈的电网电压谐波抑制能力进行分析。

## 2 数字控制和电压采样低通滤波器的延时特性分析

### 2.1 数字控制引入的延时特性分析

与模拟控制相比,数字具有算法灵活性高的优点,近年来已成为并网变流器的主流控制方式,但是由于数字控制离散化的特点,其引入的延时通常要大于模拟控制,当采用PWM调制策略时,为了避免PWM比较值的装载时刻晚于其和载波的交点时刻而出现调制异常,通常PWM比较值采用滞后1拍的装载模式<sup>[4]</sup>,图3给出了采用滞后1拍装载模式时PWM比较值的计算和装载过程,图3中 $T_s$ 为控制周期。

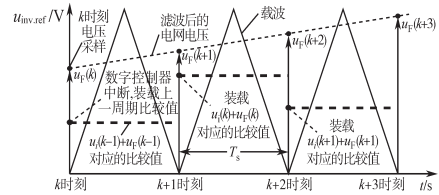


图3 数字控制引入的延时特性分析

Fig.3 Analysis of the delay characteristics caused by digital control

如图3所示,数字控制器在每个载波的波谷处进入中断程序,执行采样和控制算法。比如, $k$ 时刻到来时控制器立即装载上一控制周期计算得到的PWM比较值,其大小对应着 $u_i(k-1)+u_F(k-1)$ ,同时,执行采样和控制程序,得到当前控制周期的 $u_i(k)+u_F(k)$ ,该值在 $k+1$ 时刻到来,即数字控制器再次进入中断时才被装载至PWM比较寄存器,可见,PWM比较值的计算和装载之间存在着1个控制周期的延时,该环节可表示为

$$G_{loading}(s) = e^{-T_s s} \quad (3)$$

式中: $T_s$ 为控制周期。此外,当PWM比较值被装

载至比较寄存器后将在一个控制周期内保持不变,具有零阶保持器的特性<sup>[5]</sup>,该特性可表示为

$$G_h(s) = \frac{1}{T_s} \frac{1 - e^{-T_s s}}{s} \approx e^{-0.5T_s s} \quad (4)$$

综上,数字控制所引入的延时包括PWM比较值装载和零阶保持器所引入延时的总和,即

$$G_{PWM}(s) = G_{loading}(s)G_h(s) = e^{-1.5T_s s} \quad (5)$$

## 2.2 采样滤波器引入的延时特性分析

在信号调理电路中设置低通滤波器是滤除采样通道噪声的有效手段。目前在信号调理电路中以二阶低通滤波器最为常见,其传递函数可表示为

$$G_F(s) = \frac{1}{\omega_c^2 s^2 + \frac{1}{Q\omega_c} s + 1} \quad (6)$$

式中: $\omega_c$ 和 $Q$ 分别为滤波器的截止频率和品质因数。

低通滤波器对不同频率信号所产生的延时大小不同,但是在截止频率以内,其所引入的延时大小可等效为一个纯延时环节,即

$$G_F(s) \approx e^{-T_{LPF} s} \quad (7)$$

式中: $T_{LPF}$ 为二阶低通滤波器等效为纯延时环节的延时大小,其值可由下式得出:

$$T_{LPF} = \arctan\left(\frac{\omega_1 \omega_c}{Q(\omega_c^2 - \omega_1^2)}\right) / \omega_1 \quad (8)$$

式中: $\omega_1$ 为工频角频率。

图4为 $\omega_c=2$  kHz, $Q=0.707$ 时二阶低通滤波器和等效后纯延时环节的幅频特性,图4表明:在截止频率以内,两者的频率特性十分接近,说明在分析二阶低通滤波器在截止频率以内所引入的延时大小时可将其等效为纯延时环节。

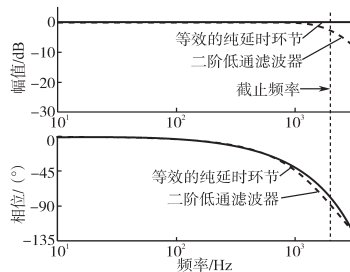


图4 采样滤波器引入的延时特性分析

Fig.4 Analysis of the delay characteristics caused by sampling filter

## 3 控制延时时对电网电压前馈谐波抑制能力的影响

电流控制器对系统的性能有着重要影响,PI控制器可实现对直流量的无静差跟踪,多用在同

步旋转坐标系下的并网变流器控制,而准比例谐振控制器(quasi proportional resonant, QPR)可直接在自然坐标系下实现对交流量的跟踪,无需复杂的坐标变换。为了具体分析控制延时时对电网电压前馈谐波抑制能力的影响,此处采用QPR控制器,其传递函数可表示为<sup>[6]</sup>

$$G_{PR}(s) = K_p + \frac{2K_r \omega_{cr} s}{s^2 + 2\omega_{cr} s + \omega_0^2} \quad (9)$$

式中: $K_p$ 为比例系数,主要影响到系统的快速性; $K_r$ 为谐振增益,主要影响到系统的稳态误差; $\omega_{cr}$ 为控制器带宽,主要影响到系统对电网频率波动的适应能力。综合考虑系统的动态特性及电网频率适应能力,文中取: $K_p=2.5$ , $K_r=70$ 和 $\omega_{cr}=2\pi$ 。交流器参数为:电网电压 $U_g=220$  V,额定电流 $I_o=100$  A,采样频率 $f_s=10$  kHz,滤波电感 $L=0.3$  mH,直流电容 $C=3\ 300$   $\mu$ F。根据变流器参数和式(2),可得输出电流相对于电网电压的频率响应如图5所示。图5表明,此时系统对较低频率电压谐波的抑制能力较强,比如在5次谐波处的幅值为-15.3dB,但是对较高频率电压谐波的抑制能力较低,在11次谐波处的幅值仅为-7.3dB。

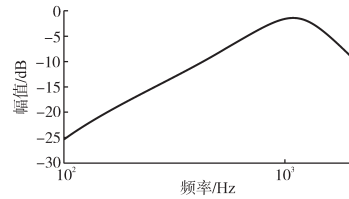


图5 输出电流相对于电网电压的频率响应

Fig.5 Frequency responses of output current versus grid voltage

## 4 基于电网电压修正的前馈控制策略

为了对前馈电网电压谐波抑制能力的影响因素进行分析,首先将图2等效变换为图6a,可见前馈通道中总延时的大小为数字控制和电压采样滤波器所产生的延时之和,结合第2节的分析,总延时的大小可表示为 $1.5T_s + T_{LPF}$ ,即

$$G_d(s) = G_F(s)G_{PWM}(s) \approx e^{-(1.5T_s + T_{LPF})s} \quad (10)$$

如图6b所示,若在前馈支路中引入前馈电压修正算法 $G_c(s)$ ,并使得:

$$G_c(s) = 1/G_d(s) = e^{(1.5T_s + T_{LPF})s} \quad (11)$$

则可对数字控制和电压采样滤波器引入的延时进行补偿,理想情况下,即延时完全被补偿后的输出电流控制框图如图6c所示,可见此时输出电流只与给定电流有关,与电网电压无关,说明电网电压中的谐波不会对输出电流产生影响。

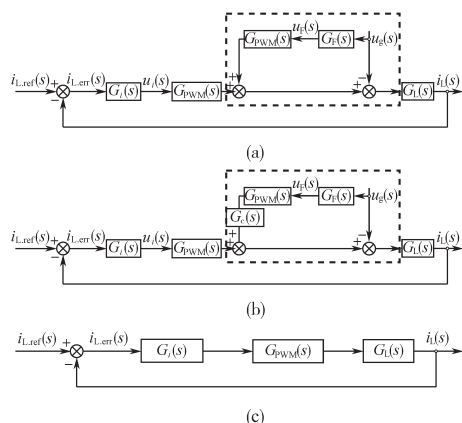


图6 输出电流控制框图及其变换

Fig.6 Output current control block diagram and its transformations

对于数字控制系统,需将式(11)所描述的电压修正算法转换到 $z$ 域,即

$$G_c(z) = z^{(1.5 + \frac{T_{LPF}}{T_s})} \quad (12)$$

式中: $1.5 + T_{LPF}/T_s$ 称为理论修正步长,在该步长下由数字控制和电压采样滤波器产生的延时可被完全补偿。理论修正步长可能为小数,然而,由于数字控制的离散性,在实际中要求修正步长为整数,因此,在实际应用中,考虑到采样以及器件开关所产生的延时,将理论修正步长向上取整的值作为最优修正步长 $c$ ,即

$$c = \lceil 1.5 + \frac{T_{LPF}}{T_s} \rceil \quad (13)$$

在最优修正步长下的电压修正算法可表示为

$$G_c(z) = z^c \quad (14)$$

由式(14)可知,最优修正步长 $c$ 为正整数时,电压修正算法为一个纯超前环节,这在控制中是不可实现的。值得注意的是,实际中电网电压总是呈周期性,此时可采用一个周波延时环节与纯超前环节串联来实现式(14)所描述的电压修正算法,即

$$G_{cr}(z) = z^{-N} z^c = z^{(-N+c)} \quad (15)$$

式中: $N$ 为控制系统在1个工频周期的采样点数。文中所用电压采样滤波器的截止频率为2 kHz,品质因数为0.707,根据式(8)可得在10 kHz控制频率下的理论修正步长为 $1.5 + 1.1 = 2.6$ ,因此最优修正步长为3。图7给出了未加入修正算法和在最优修正步长下输出电流相对于电网电压的频率响应。可见,加入修正算法后的幅频特性向下移动,说明系统对电网电压谐波的抑制能力整体得到显著提高,比如,加入修正算法前在3,5,7,11次谐波下的幅值分别为:-20.4 dB,-15.3 dB,

-12 dB和-7.3 dB,加入修正算法后的幅值分别为:-36.7 dB,-30.7 dB,-26.2 dB和-19.2 dB。

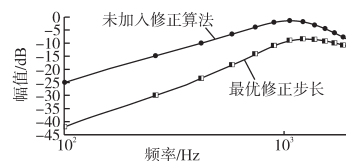


图7 有/无修正算法时输出电流相对于电网电压的频率响应

Fig.7 Frequency responses of output current versus grid voltage with/without voltage correction algorithm

采用基于电压修正的前馈控制策略时,电压修正步长的选择对系统电压谐波的抑制能力有着重要影响。在实际应用中应根据式(8)和式(13)以及采样时间 $T_s$ 来求取相应的最优修正步长,图8给出了不同修正步长下输出电流相对于电网电压的频率响应,可见,在800 Hz以内,修正步长取3时的幅值最低,说明此时系统对谐波电压的抑制能力最强,当修正步长偏离3越远时幅值越高,说明系统对谐波电压的抑制能力越弱,因此在实际应用中应根据具体的系统参数计算相应的最优修正步长。

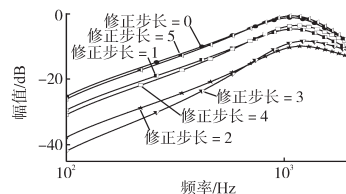


图8 不同电压修正步长下输出电流相对于电网电压的频率响应

Fig.8 Frequency responses of output current versus grid voltage with different voltage correction steps

## 5 仿真验证

为了验证文中理论分析的正确性和基于电网电压修正的前馈控制策略的有效性,在PLECS下搭建了系统仿真模型,采用文中的主电路和控制参数进行了仿真研究。为了验证系统对谐波电压的抑制能力,在电网电压中注入5,7,11,13和17次谐波,幅值均为5 V,加入电网电压修正算法前的仿真结果如图9所示,可见,电网电压出现明显畸变,而且输出电流受谐波电压的影响较大,分析表明此时输出电流的THD为5.4%,在其他参数相同的条件下,加入电网电压修正后的仿真结果如图10所示,可见,此时输出电流受谐波电压的影响较小,输出电流质量较高,分析表明

(下转第112页)

## 参考文献

- [1] 王兆安,刘进军,王跃,等. 谐波抑制和无功功率补偿[M]. 第3版. 北京:机械工业出版社,2016.
- [2] 许胜,费树岷,赵剑锋,等. 基于同步旋转坐标系的有源电力滤波器控制延时动态预测补偿策略[J]. 电工技术学报, 2016,31(12):161-169.
- [3] 牟显东,张建文,朱森,等. 基于FPGA的模块化通用型电力电子控制平台[J]. 电力电子技术,2016,50(8):106-108.
- [4] 梁营玉,刘建政,李治艳. 有源电力滤波器改进无差拍-重复控制策略[J]. 电工技术学报,2018,33(19):4573-4582.

- [5] 张广阔,郝怡鹏,艾冰,等. T型三电平APF电流跟踪控制策略研究[J]. 电力电子技术,2018,52(9):34-36.
- [6] 张新雷. 基于FPGA的T型三电平有源电力滤波器装置研制[D]. 北京:北方工业大学,2019.
- [7] 周京华,张荣,章小卫,等. 基于静止坐标系的改进型APF分频电流控制策略[J]. 电气传动,2018,48(11):9-14.
- [8] 张树全,戴珂,谢斌,等. 多同步旋转坐标系下指定次谐波电流控制[J]. 中国电机工程学报,2010,30(3):55-62.

收稿日期:2019-09-16

修改稿日期:2020-01-03

(上接第91页)

其THD为4.0%。

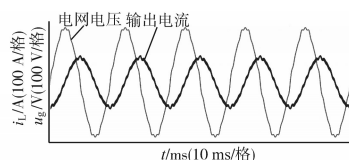


图9 未加入修正算法时仿真结果

Fig.9 Simulation results without voltage correction algorithm

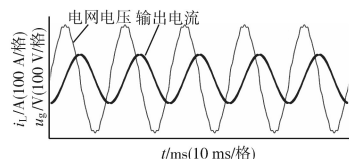


图10 采用修正算法时的仿真结果

Fig.10 Simulation results with voltage correction algorithm

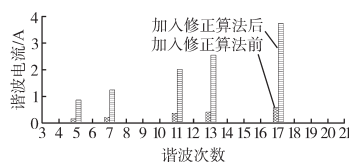


图11 有/无修正算法时输出电流频谱

Fig.11 Frequency spectrum of the output current with/without correction algorithm

图11同时给出了2种情况下输出电流的频谱分析结果,可见,引入电网电压修正算法后输出电流中各次谐波的幅值大幅减小,输出电流质量显著提高。

上述仿真结果与文中的理论分析结果一致,验证了基于电网电压修正的变流器前馈控制策略的有效性。

## 6 结论

本文首先建立了考虑数字控制和电网电压采样滤波器时并网变流器的数学模型,在此基础

上,对数字控制和电压采样滤波器的延时特性以及系统的电网电压谐波抑制能力进行了分析,并采用控制框图等等效变换的方法对前馈通道中总的延时大小进行了求解。为了提高前馈对电网电压谐波的抑制能力,引入了基于电网电压修正的变流器前馈控制策略,并给出了最优修正步长的计算方法,理论分析和仿真结果表明:数字控制和电压采样滤波器引入的延时会严重削弱前馈对谐波电压的抑制能力,通过对前馈电压进行修正可减小这一影响,从而显著提高并网电流质量。

## 参考文献

- [1] 刘波,杨旭,孔繁麟,等. 三相光伏并网逆变器控制策略[J]. 电工技术学报,2012,27(8):64-70.
- [2] 王飞,余世杰,苏建徽,等. 太阳能光伏并网发电系统的研究[J]. 电工技术学报,2005,20(5):72-74.
- [3] 马琳,金新民,唐芬,等. 三相并网逆变器比例谐振控制及其网压前馈问题分析[J]. 电工技术学报,2012,27(8):56-63.
- [4] 单鸿涛,彭力,孔雪娟,等. 数字化过程对脉宽调制逆变器性能的影响机理[J]. 中国电机工程学报,2009,29(6):29-35.
- [5] Yang D, Ruan X, Wu H. A Real-time Computation Method with Dual Sampling Modes to Improve the Current Control Performances of the LCL-type Grid-connected Inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(7): 4563-4572.
- [6] Kim D Y, Im W S, Hwang S H, et al. Compensation of Current Offset Error in Half-bridge PWM Inverter for Linear Compressor[J]. Journal of Power Electronics, 2015, 15(6): 1593-1600.

收稿日期:2018-09-25

修改稿日期:2018-11-27