PFC直流电压控制性能提升的非线性控制策略

尹爱辉,任昂,武晓文,侯建峰,范玉林

(国网山东省电力公司 济南供电公司,山东 济南 250002)

摘要:在功率因数校正器(PFC)中使用快速电压控制时,直流侧纹波会引起并网电流谐波。针对这个问题,提出了一种在功率因数校正器中可减少快速电压闭环谐波含量的新型直流电压非线性PI控制策略。新控制策略基于Takagi-Sugeno型非线性模糊模型结合PI调节器实现,其优势在于既可以在系统稳态工作期间保持低谐波含量,又可在从负载动态中快速恢复。利用3kW单相PFC样机测试平台开展了新方案和传统线性PI控制方案的对比实验,测试结果表明,新型非线性PI控制器在稍微提高算法复杂度的基础上即可大量降低电流谐波,并具有较快的动态响应。

关键词:功率因数校正器;模糊模型;非线性控制;直流电压控制 中图分类号:TM46 文献标识码:A DOI:10.19457/j.1001-2095.dqcd22555

Nonlinear Control Strategy for Improving DC Voltage Control Performance of PFC System

YIN Aihui, REN Ang, WU Xiaowen, HOU Jianfeng, FAN Yulin (Jinan Power Company, State Grid Shandong Electric Power Company, Jinan 250002, Shangdong, China)

Abstract: When fast voltage control is used in a power factor corrector (PFC), ripples on the DC side can cause grid current harmonics. To solve this problem, a novel DC voltage nonlinear PI control strategy was proposed, which could reduce the harmonic content of fast voltage closed-loop in power factor corrector. Based on the Takagi-Sugeno nonlinear Fuzzy model combined with the PI regulator, the new control strategy was built. The advantage of the new control strategy is that it can not only maintain low harmonic content during the steady-state operation of the system, but also recover quickly from the load transient. The comparative experiments were carried out between the new scheme and the traditional linear PI control scheme by the 3 kW single-phase PFC test platform. The test results show that the new nonlinear PI controller can greatly reduce the current harmonics and have the fast dynamic response on the basis of slightly increasing the algorithm complexity.

Key words: power factor corrector(PFC); Fuzzy model; nonlinear control; direct current voltage control

在交流系统中,功率因数低将导致线路电能 利用率低,同时非线性负载带来的谐波电流会降 低供电品质,易影响到其他负载设备的正常供 电。因此,电网标准中定义了并网电流所允许的 最大谐波含量,故用电设备非线性程度高时需使 用功率因数校正器(power factor corrector, PFC)^[1]。

PFC可由 Boost 变换器、Cuk 变换器或 Boost 与 Buck 的级联变换器等实现^[2-4]。基于 Boost 电路 实现的 PFC 具有断续电流模式(discontinuous current mode, DCM)或连续电流模式(continuous current mode, CCM)两种运行工况。DCM 因为无需 测量电流,控制电路简单,但峰值电流高,故适用 功率范围有限,通常为百瓦级。而基于CCM设计 PFC则低功率下仍存在DCM工况,导致电流总谐 波失真(total harmonic distortion, THD)增加,对 此,文献[5]提出了一种调制载波控制,以改善 PFC进入DCM 模式后的电流波形。但只是从载 波控制出发,对PFC的动态性能的提高存在局限。

PFC中常规使用的PI控制器存在固有局限, 对此文献[6]中设计了PFC的分段自适应PI控制,

基金项目:国家电网基金项目(SGSDJN00FZJS1700429)

作者简介:尹爱辉(1974—),女,本科,高级工程师,Email:yininaih74@126.com

保证了系统快速启动,但只是集中于电流跟踪, 实际上由于电压控制回路直接控制峰值电流,直 流侧纹波也将被引入并网电流中,产生谐波。为 了抑制此谐波,文献[7]专门研究了给定谐波电流 下,直流电压PI控制器在直流侧纹波频率范围内 最大可实现增益,从而给出了电压闭环设计中允 许电流谐波和电压动态的折衷规律。为了进一 步提高PFC直流电压控制性能,文献[8]通过设置 滤波以达到为控制器提供了更高增益的目的,但 需要大量的信号处理,且PFC需要2至3个周波 才能稳定运行。文献[9]设计了PFC无模型预测 电流控制以提高负载动态响应,文献[10]设计了 状态观测器来估计负载电流代替测量前馈,以改 善负载瞬变期间直流电压的调节,但这些方案的 复杂度均较高。

综上,本文提出了一种PFC直流电压控制性 能提升的非线性控制策略。新方案的设计思路 遵循Takagi-Sugeno型非线性模糊模型,并使用具 有可变增益的PI控制器来实现。增益调整可极 大地改善系统谐波性能,并获取与最优参数整定 的线性控制器或复杂结构的非线性控制器接近 的动态性能。

1 单相PFC的非线性PI电压控制器 设计

图1为具有交错并联Boost电路的单相PFC。 并联的Boost电路开关角差180°,使等效开关频 率加倍以减小电流纹波。图1中,u_{AC}为电源电 压,用于电流参考生成和前馈;u_{DC}为直流电压,用 于电压控制反馈;*i*₁和*i*₂为开关电流;C_{DC}为直流侧 电容;L₁和L₂为Boost电路电感,整个PFC系统的 运行目标是使并网电流跟踪电网电压波形,并保 持直流电压稳定。



Fig.1 Circuit diagram of the single-phase PFC

PFC采用双闭环控制。实际上,电流内环的 带宽明显高于工频,故可对级联的电流和电压环 分别进行设计,本文重点研究电压外环设计,以 期减小谐波含量并改善系统动态性能,而电流内 环则仍保持常规控制策略即可。

非线性PI电压控制器基于Takagi-Sugeno型 非线性模糊模型结合PI调节器实现。Takagi-Sugeno型非线性模糊模型由线性子模型构成,然后 将各线性子模型的输出加权。具有并行结构和 加权的控制器可称为并行分布式补偿器(parallel distributed compensator, PDC), PDC以状态反馈形 式给出:

$$u_{\text{out}} = \sum_{i=1}^{r} M_i K_i x(t) \quad i = 1, 2, 3, \cdots, r$$
(1)

式中:u_{out}为 PDC 控制输出;r 为加权函数的数量, 在模糊逻辑控制相关表述中,加权函数也称为隶 属函数^[11];*M_i*为用于计算输出的加权函数;*K_i*为对 应的控制增益;*x*(*t*)为系统状态变量。

图 2 为基于 PDC 的非线性 PI 电压控制器框 图。其中 u_{ref} 为直流电压参考; M₁和 M₂ 为加权函 数; PI₁和 PI₂ 为两组 PI 调节器, 两者的比例和积分 增益分别为 K_{P1}和 K_{P2}, 以及 K₁₁和 K₁₂, 加权后的总 比例和积分增益为 K_P和 K₁; K₁₁ 为电流环增益; G_U 和 G₁分别为电压开环和电流开环模型。



图2 非线性PI电压控制器框图

Fig.2 Block diagram of nonlinear PI voltage controller

图 3 为加权函数 M₁和 M₂的设计图, 图中 m₁ 和 m₂为控制器不同运行区的边界。当直流电压 测量值和参考间的误差绝对值lel位于区域 I 中 时,系统调整为低带宽控制器来确保低谐波含 量;当lel位于区域Ⅲ中时,系统改为使用高增益控 制器来加快负载扰动时收敛速度;当lel位于区域 Ⅱ时,控制则换成高增益控制器和低增益控制器 的输出加权和, 而权重则取决于误差大小。区域 Ⅱ中的加权设计允许控制器从低增益到高增益 平滑过渡。





用的*K*_p。值得注意的是,控制器积分增益具有和 比例增益相同的变化趋势,故不再累述。



图4 非线性增益变化曲线图

Fig.4 Curves of the nonlinear gain change

控制器不同增益下对应区域的宽度需合理 设计,以便在满载情况下,直流电压纹波幅值符 合要求,同时确保系统处于稳态时,非线性增益 不产生额外的电流谐波。

2 非线性PI电压控制器的实现

以直流侧输入电流 *i*_{DC}为输入, *u*_{DC}为输出, 可 建立 *u*_{DC}控制模型为

 $C_{\rm DC}\dot{u}_{\rm DC}(t) = i_{\rm DC}(t) - u_{\rm DC}(t)/R$ (2)

式中: C_{DC}为直流电容; R为负载电阻。由于电压 控制目标是使直流电压 u_{DC}无静差跟踪参考电压 u_{ref},即将两者的误差调节为零,故系统状态可设 为 u_{DC}和 u_{ref}间的误差 e 如下:

$$e(t) = u_{\rm DC}(t) - u_{\rm ref} \tag{3}$$

将e作为状态变量,i_{DC}作为输入,则有:

$$\dot{e}(t) = \frac{1}{C_{\rm DC}} \left[i_{\rm DC}(t) - \frac{e(t)}{R} \right]$$
 (4)

由于系统使用了积分控制器进行控制,因此 模型利用积分器状态扩展,常规 PI 控制器可描述为

$$\begin{cases} i_{\rm DC}(t) = -K_{\rm P}e(t) + \omega(t) \\ \dot{\omega}(t) = -K_{\rm I}e(t) \end{cases}$$
(5)

式中:ω为积分器状态。

由式(4)、式(5)可推导状态空间形式描述为

$$\begin{cases} \dot{e}(t) = e(t)\left(-\frac{K_{\rm P}}{C_{\rm DC}} - \frac{1}{RC_{\rm DC}}\right) + \frac{1}{C_{\rm DC}}\omega(t) \\ \dot{\omega}(t) = -K_{\rm I}e(t) \end{cases}$$
(6)

进一步,使用非线性PI控制后,式(5)替换为 $\begin{cases}
u_{out}(t) = e(t)(M_1K_{P1} + M_2K_{P2}) + \omega(t) \\
\dot{\omega}(t) = e(t)(M_1K_{P1} + M_2K_{P2})
\end{cases}$ (7)

引入*M*₁和*M*₂后,当*e*<*m*₁或*e*>*m*₂时,仅使用单 一常规PI控制器即可,此时,系统行为仍可用式 (6)描述,并使用诸如极点配置等成熟的控制器 电气传动 2022年 第52卷 第7期

设计方法进行参数设计,并采用伯德图进行分析。因此,非线性控制仅在*m*₁<*e*<*m*₂时与传统 PI 控制方案不同。

边界值*m*₁和*m*₂用于调整控制器的增益,故加 权函数*M*₁和*M*₂可设计为

$$\begin{cases} M_1 = \frac{m_2 - |e(t)|}{m_2 - m_1} \\ M_2 = \frac{|e(t)| - m_1}{m_2 - m_1} \end{cases}$$
(8)

将式(8)代入式(7)可得:

$$\begin{cases} u_{\text{out}}(t) = e(t)K_{\text{PP}} + e(t)|e(t)|K_{\text{PPP}} + \omega(t) \\ \dot{\omega}(t) = e(t)K_{\text{II}} + e(t)|e(t)|K_{\text{III}} \end{cases}$$
(9)

其中

$$K_{\rm PP} = (K_{\rm P1}m_2 - K_{\rm P2}m_1)/(m_2 - m_1)$$

$$K_{\rm II} = (K_{\rm I1}m_2 - K_{\rm I2}m_1)/(m_2 - m_1)$$

$$K_{\rm PPP} = (K_{\rm P2} - K_{\rm P1})/(m_2 - m_1)$$

$$K_{\rm III} = (K_{\rm I2} - K_{\rm I1})/(m_2 - m_1)$$

综上,根据误差le(t)l与边界 m₁和 m₂的不同 关系,可列出完整的非线性 PI 电压控制器的表达 式如下:

$$\begin{cases} u_{\text{out}}(t) = e(t)K_{\text{P1}} + \omega(t) \\ \dot{\omega}(t) = e(t)K_{\text{P1}} & |e(t)| \leq m_1 \end{cases}$$

$$\begin{cases} u_{\text{out}}(t) = e(t)K_{\text{P2}} + \omega(t) \\ \dot{\omega}(t) = e(t)K_{\text{P2}} & |e(t)|_{\geq}m_2 \end{cases} (10)$$

$$\begin{cases} u_{\text{out}}(t) = e(t)K_{\text{P2}} + e(t)|e(t)|K_{\text{PPP}} + \omega(t) \\ \dot{\omega}(t) = e(t)K_{\text{II}} + e(t)|e(t)|K_{\text{III}} & m_1 < |e(t)| < m_2 \end{cases}$$

值得注意是,相对于其他非线性控制器,基 于由PDC设计的非线性PI电压控制器的优势之 一在于其结构更为简单、复杂度低,仅使用两个 常规PI调节器结合两组比较器、乘法器、求和和 绝对值计算即可实现。

非线性 PI 电压控制器的参数设计可采用以 下步骤进行整定:1)基于所需的直流电压动态, 整定 K_{P2} 和 K_{12} ;2)将 K_{P2} 和 K_{12} 減小1倍后作为稳态 PI 控制器增益 K_{P1} 和 K_{11} ;3)将 m_1 设置为满载直流 电压纹波峰峰值的50%;4)边界 m_2 则设置为2倍 的 m_1 。采用上述步骤设计非线性电压 PI 控制器 参数后,可使得控制器具有常规 PI 调节器的动态 性能,并改善了稳态输出。

3 稳定性分析

下面对基于 PDC 的非线性电压 PI 控制器的 稳定性进行分析。在 PDC 控制器的表述式(1) 中,若r>1,则系统将由多个线性模型描述,此时 Lyapunov不等式可写为以下形式:

$$A_i^{\mathsf{T}} P + PA_i < 0 \quad i = 1, 2, \cdots, r$$
(11)
式中: A_i为子系统状态矩阵: P为公共矩阵。

P构成了二次型Lyapunov函数V如下:

$$V[\mathbf{x}(t)] = \mathbf{x}(t)^{\mathsf{T}} P \mathbf{x}(t)$$
(12)
式中: $\mathbf{x}(t)$ 为系统状态向量。

若存在一个正定矩阵**P**,对任意*i*,均使得式(11)成立,则可证明由几个子系统组成非线性系统的稳定性。

与其他非线性控制器相比,由PDC设计的非 线性PI电压控制器的优势之二在于可使用数值 求解器直接找到公共正定矩阵 $P^{(11)}$ 。式(11)可通 过线性矩阵不等式求解。实验系统参数设置如 下:Boost电路电感 $L_1 = L_2 = 500 \mu$ H,额定直流电 压 $U_{DC} = 405 V$,直流电容 $C_{DC} = 1500 \mu$ F,控制频 率 $f_{etrl} = 5 \text{ kHz}$,PFC额定功率 $P_N = 3 \text{ kW}$,电网电压 $U_N = 220 V$,比例增益 $K_{P1} = 0.391 9$,比例增益 $K_{P2} =$ 0.783 7,积分增益 $K_{11} = 34.074 1$,积分增益 $K_{12} =$ 68.148 1,误差边界 $m_1 = 7.8 V$,误差边界 $m_2 = 15.6 V$ 。

基于实验系统参数,系统稳定性可通过数值 计算闭环系统A。对应的公共正定矩阵P来证明, 因为P可使得式(11)中给出的Lyapunov不等式 成立。假设PFC空载运行,则负载电阻R=∞,式 (6)所描述的系统可写为矩阵形式:

$$A_{1} = \begin{bmatrix} -K_{P1}/C_{DC} & 1/C_{DC} \\ -K_{11} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -261.267 & 666.667 \\ -34.074 & 0 \end{bmatrix}$$
(13)

$$A_{2} = \begin{bmatrix} -K_{P2}/C_{DC} & 1/C_{DC} \\ -K_{I2} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -522.467 & 666.667 \\ -68.148 & 0 \end{bmatrix}$$
(14)

通过数值计算可求解得到公共正定矩阵*P*如下:

$$P = \begin{bmatrix} 16.397 & -6.674 \\ -6.674 & 285.539 \end{bmatrix}$$
(15)

将 P 代入式(12)可证明 Lyapunov 不等式成 立,从而非线性电压 PI 控制器的全局稳定性得到 证明。

4 实验验证

为验证非线性电压 PI 控制器的性能,搭建了 3 kW的 PFC 试验样机开展实验研究,如图 5 所 示,主要包括 Boost 电路和开关电流传感器、直流 26 电容,EMI滤波器和数字控制器等。交流侧设有 整流电路和Boost电路。直流侧设置等功率的移 相全桥变换器。由于全桥变换器的动态响应比 直流侧电压快很多,故实验中突加负载测试主要 还是考核PFC的直流电压控制性能。系统参数 设置同第3节。数字控制器由ST具有32位 ARMCortex-M4F内核的STM32F407实时控制芯 片和Xilinx的FPGA(Spartan-6)配合构建。测试 中使用安捷伦DSO6104A示波器、泰克PS5210差 分电压探头和安捷伦N2781A(150 A/10 MHz)电 流探头进行电量采集。



图5 PFC实验样机

Fig.5 Experimental prototype of the PFC

系统动态采用负载突变来进行测试,即负载 从150 W→2.4 kW和2.4 kW→150 W阶跃变化来 考核系统。

图 6 为负载从 150 W→2.4 kW 时的并网电流 i_{g} 和 u_{DC} 波形。由图 6b 可知,当误差 e大于 7.8 V后 转为非线性增益,并在 t=150 ms 突加负载后,耗 时 2 个工频周期达到稳态。对比测试结果表明, 非线性增益的使用,实现了新控制器与常规线性 PI 控制器一致的 i_{e} 和 u_{DC} 动态。



Fig.6 Experimental results of the sudden increasing load 图 7 为 *i*_g有效值为 9.6 A 时的稳态电网电压 和电流波形,图中可观察到电流波形存在过零点 失真,这是由占空比限制引起的,即软件中限制 了占空比最大值为0.8,该限制是为了确保在任 意工况下,电流互感器有足够时间复位。





图 8a、图 8b分别为负载从 2.4 kW→150 W时 的 i_e和 u_{DC} 波形,其中包含了两种控制器的对比结 果,类似于突加负载动态,两种控制器的动态性 能一致。值得注意的是,当直流电压超过 420 V 时,由于 PFC 无法将功率反馈给电网,故停止运 行,而此时非线性 PI 电压控制器的超调要更小, 但这不是由控制器性能差异导致的,而是取决于 动态时电网电压相位。





进一步,对电流的THD进行分析来评估非 线性PI电压控制器对并网电能质量的影响。 图9a、图9b分别为常规线性PI电压控制器和非 线性PI电压控制器配置下的电流谐波频谱和 THD,谐波分析时的系统功率为2.4 kW,THD由 FFT分析出的前40次谐波进行计算得到。从图 9可看出,两种控制器主要生成了3次谐波和少 量的高次谐波,但非线性PI电压控制器作用下 的3次谐波将大为降低,这与图6a和图8a中的 稳态电流波形相互映证,传统控制器作用下的 电流峰值更高,这主要就是3次谐波导致的。 此外,图9表明在线性PI电压控制器作用下, THD为12.36%,而非线性PI电压控制器可将 THD 降至 6.13%, 新方案可将电流 THD 提高 50% 以上。



Fig.9 Experimental results of current harmonics comparison

图 10为 PFC 系统的功率因数 PF 随负载功率 P的变化曲线,图中当负载功率大于 0.75 kW时, PFC 的功率因数接近于 1,这和图 7中 i_s有效值为 9.6 A时的电压电流相位一致相互映证。



图 10 功率因数随负载功率的变化曲线 Fig.10 Curve of power factor change with load power

表1中汇总了两种控制器的性能对比,对比 结果验证了非线性PI电压控制器取得和常规线 性控制器相当的动态性能时所具有的稳态性能 优势。

表1 两种控制器性能对比

Doufournon	o o mano ani o o m	of true	o o m tuo ll o no
remormance	comparison	OFTWO	controtters

对比项	电流 THD/%	突加负载建立 时间/ms	突卸负载建立 时间/ms
线性PI电压 控制器	12.36	32	50
非线性PI电 压控制器	6.13	32	50

5 结论

Tab.1

围绕 PFC 直流电压控制性能提升,本文设计 了一种基于 PDC 的非线性 PI 电压控制器。其与 常规的线性 PI 控制器相比,在系统稳态时获取了 电流低谐波含量,且保留了较快的负载动态响应 速度。同时,新控制器较其他非线性控制器结构 更简单,参数整定相对容易,稳定性也可由数值 求解得到证明。 对比实验测试结果表明,所提出的非线性 PI 电压控制器在负载大扰动下只耗费2至3个工频 周期即可使系统达到稳定状态,且较之传统线性 PI控制方案,电流 THD 可降低50%。

参考文献

- 王博.可自充电的UPS功率因数校正电路研究[J].中国电机 工程学报,2020,40(10):3310-3318.
 Wang Bo. Research on an UPS power factor correction circuit with self-charging[J].Proceedings of the CSEE, 2020,40(10): 3310-3318.
- [2] 陶权保,阎铁生,胡啸天,等.基于 Cuk PFC 变换器的 LED 驱动电源设计[J].电气传动,2020,50(7):108-112.
 Tao Quanbao, Yan Tiesheng, Hu Xiaotian, *et al.* Design of a LED driving power based on Cuk PFC converter[J]. Electric Drive,2020,50(7):108-112.
- [3] 张珍珍,徐利梅,王玉,等.基于双闭环的单相电压型整流器 PFC非线性控制[J].电气传动,2017,47(5):28-32.
 Zhang Zhenzhen, Xu Limei, Wang Yu, *et al.* Power factor correction nonlinear control for the single-phase voltage rectifier based on dual-loop[J].Electric Drive,2017,47(5):28-32.
- [4] 侯孝涵, 靳洋,姜建国,等. 新型低感值准无桥有源功率因数 校正器[J]. 电气传动, 2017, 47(5):28-32.
 Hou Xiaohan, Jin Yang, Jiang Jianguo, *et al.* A novel lower inductance quasi-bridgeless active power factor corrector[J]. Electric Drive, 2017, 47(5):28-32.
- [5] Kim J, Choi H, Won C Y. New modulated carrier controlled PFC Boost converter[J]. IEEE Transactions on Power Electro-

nics, 2017, 33(6): 4772-4782.

- [6] 徐申,王青,孙大鹰,等.一种具有快速动态响应的新型数字 PFC控制器[J]. 电工技术学报,2014,29(12):88-94.
 Xu Shen, Wang Qing, Sun Daying, *et al.* A new digital Boost PFC controller with fast dynamic response[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2014,29(12):88-94.
- [7] Sebastián J, Lamar D G, Rodriguez-Alonso A, et al. On the maximum bandwidth attainable by power factor correctors with a standard compensator[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2010, 46(4):1485–1497.
- [8] Leung K H, Loo K H, Lai Y M. A family of ripple estimationcancellation methods based on switched-resistor circuits and their application in fast-response PFC pre-regulator[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32 (4): 2608– 2621.
- [9] 曾桑杰,李红梅,张恒果,等.Boost PFC 变换器的无模型预测 电流控制[J].电力自动化设备,2020,40(1):106-111.
 Zeng Shenjie, Li Hongmei, Zhang Hengguo, *et al.* Model-free predictive current control for Boost PFC converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2020,40(1):106-111.
- [10] Lu J, Golestan S, Savaghebi M, et al. An enhanced state observer for DC-link voltage control of three-phase AC/DC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33 (2):936–942.
- [11] Wang H O, Tanaka K, Griffin M F. An approach to Fuzzy control of nonlinear systems: stability and design issues[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2002, 4(1):14–23.

收稿日期:2020-10-19 修改稿日期:2020-11-03