

用于电能质量治理的三电平变流器预测无差拍重复控制优化及性能分析

王振浩¹,赵东争¹,庞丹²,李国庆¹,金国彬¹,成 龙¹,王朝斌¹

(1. 东北电力大学 电气工程学院,吉林 吉林 132012;2. 国网长春供电公司,吉林 长春 130000)

摘要:针对用于低压配电网负荷谐波、三相不平衡和无功补偿的三相四线制T型三电平变流器,对其控制算法进行了整体优化。首先,根据dq0坐标变换前后不同频率分量之间的映射关系,设计了快速指令电流提取与预测算法,该算法不仅能够独立提取谐波、不平衡和无功分量,而且指令电流提取时间缩短至10 ms;其次,针对无差拍控制延时问题,设计了即时采样与预测无差拍重复控制结合的控制策略进行优化,并分析了所提控制器的性能;最后,搭建了13 kV·A的物理样机,测试结果证实了相较于传统的预测无差拍重复控制,所设计的控制策略具有更好的控制精度与稳定裕度。

关键词:电能质量治理;变流器;快速指令电流提取;即时采样;预测无差拍控制;重复控制;鲁棒性

中图分类号:TM 46

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202006005

0 引言

低压配电网主要为居民和农网供电,负荷多样且波动大,存在较为严重的谐波污染、三相不平衡和无功负荷大等电能质量问题。谐波电流在配电网中会产生局部谐振,使变压器等设备产生较大的附加损耗,影响甚至威胁设备运行等^[1-2];三相不平衡可能会导致某相电压过高或过低,从而严重影响设备正常工作,而且会使中性线和发电机等设备产生附加损耗^[3-4];无功会导致线路负载能力下降,增加额外的线路损耗等。因此,需要合适的补偿治理方案对其进行处理。

目前,三电平变流器可以同时补偿谐波、不平衡和无功,并且响应速度快,无极调节,是公认的治理低压配电网电能质量问题的有效手段^[5-6]。首先,基于三电平变流器的电能质量补偿设备,其指令电流提取是电能质量补偿的重要一环^[7-8]。文献[9]提出了基于瞬时无功理论的谐波检测方法,在dq坐标系下采用低通滤波器筛选出直流分量,但在快速性和准确性上难以兼得。文献[10]提出了谐波独立补偿方法,考虑到控制延时的影响给出了相应的相位补偿,但由于每个频率分量均需坐标变换与反变换,算法相对复杂。文献[11]提出dq坐标系下滑窗迭代离散傅里叶变换算法,实现了各次谐波的独立补偿。电流环传统控制方式有模型预测控制、滞环控制、比例积分(PI)控制、比例谐振控制、无差拍控制和重复控制等。无差拍控制因具有响应快、无超调和算法简单等特点而被广泛地研究与应用。但传统无差拍

控制存在控制延时问题,导致系统控制精度下降甚至不稳定^[12-13]。文献[12]提出一种对电流、电压进行超前预测的方法,有效提高了无差拍控制对电感变化的鲁棒性,但降低了控制精度。文献[13]提出的误差补偿无差拍控制对误差积累补偿来提高无差拍控制精度,但该方法误差积累次数有限且计算复杂。文献[14]提出一种改进无差拍控制,忽略了误差的积累过程,补偿效果并不理想。文献[15]以第k时刻电流偏差近似等于2个相邻时刻电流偏差的算术平均值,从而折中了控制精度与稳定裕度问题,但控制精度仍不够理想。文献[16-17]将无差拍与重复控制相结合,具有较高的控制精度。

本文针对三相四线制低压配电网谐波、无功和不平衡的电能质量问题,以T型三电平变流器为基础,对其控制器进行整体优化。首先,给出了优化后的完整控制框架;其次,分析dq0坐标变换前后各个频率分量之间的映射关系,由分析结论设计快速指令电流提取与预测算法,实现独立提取不平衡、谐波和无功分量,且将超前预测的响应时间缩短至10 ms;接着,针对无差拍控制延时对控制精度和稳定性的影响,设计即时采样与预测无差拍重复控制结合的控制策略,并详细分析了其控制性能;最后,搭建13 kV·A的物理实验平台对所设计的控制器性能进行实验验证。

1 三相四线制电能质量治理设备整体控制

基于T型三电平变流器的三相四线制电能质量治理设备的整体控制框架如图1所示。图中, u_{sabc} 为三相电网电压; \bar{u}_{sabc} 为无差拍前馈电压; i_{sabc} 、 i_{iabc} 、 i_{labc} 分别为电网三相电流、逆变器三相电流、负载三相电流; i_{sn} 、 i_{in} 、 i_{ln} 分别为电网中性线电流、逆变器中性线

收稿日期:2019-11-03;修回日期:2020-04-01

基金项目:国家重点研发计划项目(2018YFB0904700)

Project supported by the National Key R&D Program of China(2018YFB0904700)

电流、负载中性线电流; u_{dc1} 、 u_{dc2} 分别为上、下桥臂直流电容电压; L_1 为逆变器侧电感; L_2 为网侧电感; C 为交流滤波电容; C_1 、 C_2 分别为上、下桥臂电容; i_{iabc}^* 为负载电流提取的指令电流; i_{dcabc}^* 为电压外环生成的指令电流; i_{abc}^* 为总的指令电流; θ 为锁相环(PLL)角度; i_{dcd} 为总电压PI控制输出有功分量; i_{dc0} 为中性点电压PI控制输出零序分量。

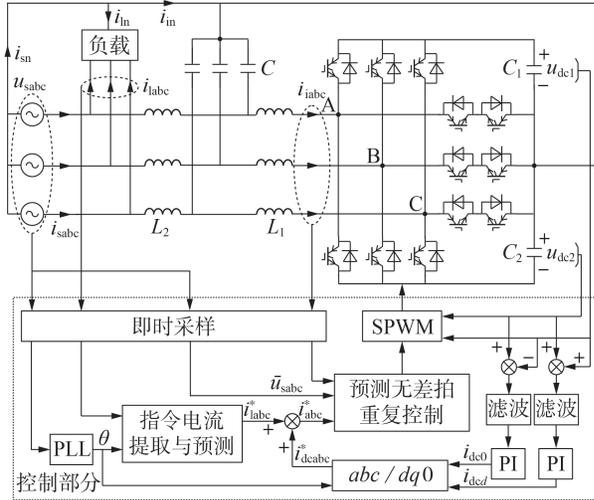


图1 电能质量治理设备整体控制框架

Fig.1 Overall control framework of power quality improvement equipment

控制算法主要由电流内环与直流电压外环构成。直流电压外环由直流共模电压PI控制与直流差模电压PI控制构成。前者通过调整 i_{dcd} 维持直流总电压,后者通过调整 i_{dc0} 以减小中性点电压偏差。由于直流电压与逆变器输出电流存在耦合^[18],为防止电压外环影响电流内环控制效果,在PI控制算法前加入移动平均滤波算法只提取直流分量。采用抗谐波和不平衡锁相环,可有效地跟踪基波正序分量^[19]。

2 指令电流提取与预测

指令电流的提取与预测是控制算法的重要一环,直接影响补偿效果的优劣。针对电流中的无功、不平衡与谐波分量,本文使用坐标变换与滤波方式进行提取。针对实际无差拍控制的延时因素导致采样电流滞后于指令电流2拍,本文采用延迟周期预测算法进行超前补偿^[16]。

2.1 dq0坐标系与abc坐标系下谐波电流频率映射

对于三相四线制系统,电流含有奇次谐波中的正序、负序和零序分量,其中3、9、15等次谐波分量只含有零序分量。设三相负载电流分别为:

$$\begin{cases} i_{ia} = i_{ia1}^+ + i_{ia1}^- + i_{ia1}^0 + i_{ia3}^+ + i_{ia3}^- + i_{ia3}^0 + \dots \\ i_{ib} = i_{ib1}^+ + i_{ib1}^- + i_{ib1}^0 + i_{ib3}^+ + i_{ib3}^- + i_{ib3}^0 + \dots \\ i_{ic} = i_{ic1}^+ + i_{ic1}^- + i_{ic1}^0 + i_{ic3}^+ + i_{ic3}^- + i_{ic3}^0 + \dots \end{cases} \quad (1)$$

其中,上标+、-、0分别表示正序、负序和零序;下标中的1、3、5、...分别表示基波和3、5、...次谐波。采用等功率坐标变换,将三相负载电流变换到dq0基波正序坐标系下,可得:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix}^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ia} \\ i_{ib} \\ i_{ic} \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中, i_d 、 i_q 、 i_0 分别为坐标变换后的有功分量、无功分量和零序分量。同理,将式(2)的 θ 取反则对应的是基波负序坐标变换,由此可得在abc坐标系下各次频率分量通过坐标变换对应的映射关系见表1。

表1 abc坐标系下电流各次频率分量在dq0坐标系下的映射

Table 1 Different frequency components of current under abc coordinate system mapping in dq0 coordinate system

abc坐标系下 频率次数	相序	dq0坐标系下频率次数		
		基波正序	基波负序	零序
1	正序	0	2	—
1	负序	2	0	—
1	零序	—	—	1
3	零序	—	—	3
5	正序	4	6	—
5	负序	6	4	—
5	零序	—	—	—
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮

由表1可知,在基波正序(或负序)dq0坐标系下正序(负序)分量对应频率降低为基频的一半,负序(正序)分量对应频率提高为2倍基频,而且在dq0坐标下谐波频率全为偶次分量。零序坐标系下只含有1、3、9、15等次频率分量。

2.2 指令电流的提取与预测算法结构

指令电流提取与预测算法如图2所示。图中, \bar{i}_{d-} 、 \bar{i}_{q-} 和 \bar{i}_{d+} 、 \bar{i}_{q+} 分别为负序d、q轴直流分量和正序d、q轴直流分量; $\Delta\theta$ 为超前补偿相角,实际需要超前预测2个控制周期; N 为基波周期与控制周期之比; $i(k)$ 为第 k 个控制周期电流采样值, $i(k+2)$ 为通过

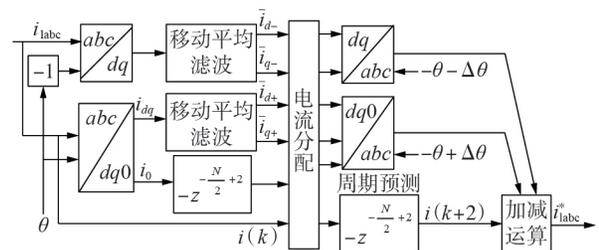


图2 快速指令电流提取与预测算法框图

Fig.2 Block diagram of fast instruction current extraction and prediction algorithm

$i(k)$ 超前2拍预测的电流值。

通过坐标变换和移动平均滤波方法,提取出电流的正、负序基波分量。移动平均滤波由于交流分量周期平均值为0的特点,可快速提取出直流量,文献[6]提出的移动平均滤波算法离散公式如下:

$$\sum_{l=k-M+1}^k i(l) = \sum_{l=k-M}^{k-1} i(l) + i(k) - i(k-M) \quad (3)$$

其中, M 为移动平均滤波算法的窗口宽度; l 表示第 l 次采样。由表1可知,在 $dq0$ 坐标系下各频率均为2次频率的整数倍,故移动平均滤波算法的窗口宽度为10 ms。

周期预测算法利用正弦电流的周期性和对称性对电流进行超前2拍预测,延迟时间为9.8 ms。综上所述,整个电流提取算法响应时间为10 ms。

3 优化的预测无差拍重复控制算法

3.1 传统预测无差拍控制

实际无差拍控制系统采样完成后需要1个控制周期进行计算,故会产生1拍的延迟,为准确描述脉宽调制(PWM)的特点,将PWM等效为零阶保持器,相当于0.5拍延迟。文献[13]提出预测无差拍控制进行补偿,其第 k 个控制周期时预测无差拍控制数学模型为:

$$\frac{L}{2T_s} [i_{\text{ref}}(k+2) - i(k)] = u_s(k) - u_{\text{inv}}(k) \quad (4)$$

其中, $L=L_1+L_2$; T_s 为控制周期; $i_{\text{ref}}(k+2)$ 为第 k 个控制周期指令电流; $u_s(k)$ 为电网电压实际值; $u_{\text{inv}}(k)$ 为逆变器输出电压。

预测无差拍控制结构如图3所示。图中, \hat{L} 为设定电感值; $\bar{u}_s(k)$ 为电网电压采样值; $G_{\text{ZOH}}(z)$ 为PWM输出等效的延迟环节; $G_{\text{LCL}}(z)$ 为LCL滤波等效的 z 域传递函数。

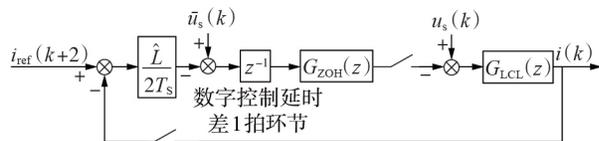


图3 预测无差拍控制框图

Fig.3 Block diagram of predictive deadbeat control

$G_{\text{LCL}}(s)$ 可以近似等效为 $1/(sL)$,则等效的 z 域传递函数为:

$$G_{\text{LCL}}(z) = \frac{T_s}{(z-1)L} \quad (5)$$

零阶保持器可等效为0.5拍延迟,其 z 域传递函数近似等效为:

$$G_{\text{ZOH}}(z) = \frac{0.5z+0.5}{z} \quad (6)$$

可以看出,实际总控制延迟达到1.5拍,采样前

馈电压延迟也为1.5拍。

3.2 优化的预测无差拍控制

即时采样是将采样时刻移向调制信号装载时刻的一种采样方法^[20],本文将文献[21]所提方法与预测无差拍控制相结合,其控制过程如图4所示。

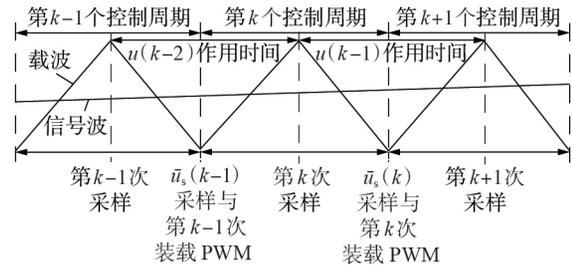


图4 优化的预测无差拍控制执行过程

Fig.4 Execution process of optimized predictive deadbeat control

通过即时采样将采样点设置在波峰采样,将采样点超前0.5拍,该采样点开关纹波电压平均值为0,有效避免了与开关噪声的混叠问题,并将总控制延迟缩短至1拍。对于前馈电压采样,由于开关纹波经过LCL高频滤波,开关纹波电压分量已有很大衰减,故可直接在PWM装载时刻前进行采样,此时采样前馈电压延迟缩短至0.5拍,提高了系统稳定性。结合预测无差拍控制,其优化的控制结构图如图5所示。

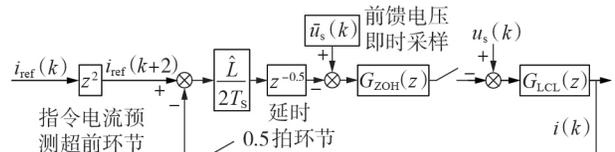


图5 优化的预测无差拍控制框图

Fig.5 Block diagram of optimized predictive deadbeat control

考虑采样电压 $\bar{u}_s(k)$ 等于实际电压 $u_s(k)$,将 $G_{\text{ZOH}}(z)$ 和延迟0.5拍环节近似为延迟1拍环节,可建立优化前和优化后的闭环传递函数 $G(z)$ 分别如式(7)和式(8)所示。

$$G(z) = \frac{\frac{\hat{L}}{2T_s} z^{-1} G_{\text{LCL}}(z) G_{\text{ZOH}}(z)}{1 + \frac{\hat{L}}{2T_s} z^{-1} G_{\text{LCL}}(z) G_{\text{ZOH}}(z)} \quad (7)$$

$$G(z) = \frac{\frac{\hat{L}}{2T_s} z^{-1} G_{\text{LCL}}(z)}{1 + \frac{\hat{L}}{2T_s} z^{-1} G_{\text{LCL}}(z)} \quad (8)$$

定义电感系数为 $k_L = \hat{L}/L$,以 k_L 为可变参数对应的开环传递函数的根轨迹图和 $k_L = 1$ 时 $G(z)$ 的Bode

图分别如图6和图7所示。

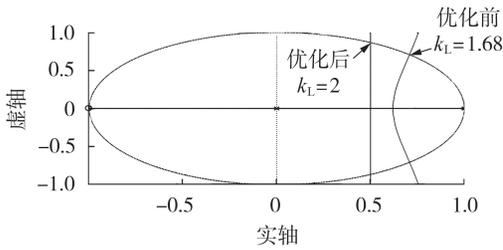


图6 预测无差拍开环传递函数的z域根轨迹图

Fig.6 z-domain root locus map of predictive deadbeat open-loop transfer function

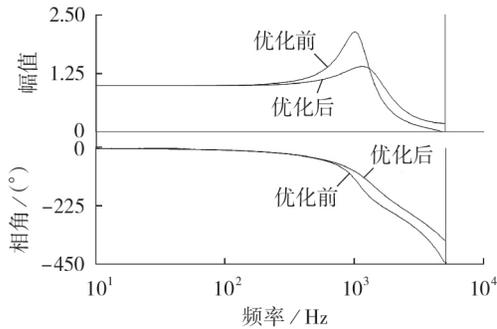


图7 $G(z)$ 的Bode图

Fig.7 Bode diagram of $G(z)$

由图6和图7可知,优化前预测无差拍控制的稳定裕度为 $0 < k_L < 1.68$,优化后变为 $0 < k_L < 2$;优化后 $G(z)$ 幅值更接近1,相位更接近 0° 。采用改进的预测无差拍控制有效提高了系统的控制精度与稳定裕度,但计算时间上限也缩短了一半(如频率为10 kHz,必须在 $50 \mu\text{s}$ 内完成算法计算)。

3.3 预测无差拍结合重复控制算法

一方面,仅采用优化的预测无差拍控制时控制精度仍不够理想,但上述算法产生的误差为周期误差;另一方面,实际电感量变化主要为输出电流变化导致,而输出电流具有周期性,故由电感变化产生的误差也为周期误差。而重复控制能够很好地消除稳态周期误差^[16-17]。因此,采用预测无差拍和重复控制结合的算法来进一步提高精度,其结构图见图8。图中, $Q(z)$ 为内模传递函数; $R(z)$ 为电流参考; $E(z)$ 为电流误差; $i(z)$ 为实际电流输出; k_w 为重复控制比

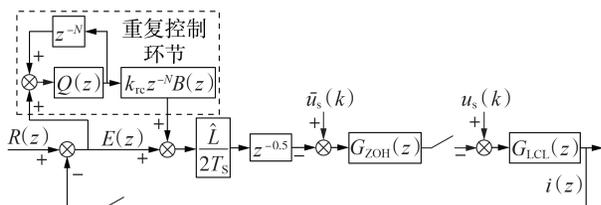


图8 优化的预测无差拍重复控制框图

Fig.8 Block diagram of optimized predictive deadbeat repetitive control

例系数; $B(z)$ 为补偿传递函数。

整个系统的闭环z域误差传递函数为:

$$\frac{E(z)}{R(z)} = \frac{1 - Q(z)z^{-N}}{1 - Q(z)z^{-N}(1 - k_{re}B(z)G(z))} \frac{1}{1 + G_0(z)} \quad (9)$$

$$G_0(z) = \frac{\hat{L}}{2T_s} z^{-1} G_{LCL}(z) \quad (10)$$

为保证预测无差拍重复控制系统的稳定,需要式(9)的极点均在左半平面,即要达到以下2点要求:

- ①未加入重复控制系统前系统是稳定的,3.1节已证;
- ② $|Q(z)(1 - k_{re}B(z)G(z))| < 1$,以满足小增益定理。

由以上条件可以确定 $B(z)$ 为:

$$B(z) = \frac{1}{G(z)} \Big|_{k_L=1} = 2z^2 - 2z + 1 \quad (11)$$

$Q(z)$ 采用零相移低通滤波传递函数,其z域传递函数为:

$$Q(z) = 0.2z + 0.6 + 0.2z^{-1} \quad (12)$$

当 $k_{re} = 0.15$ 时,以 k_L 为变量,求取 $|Q(z)(1 - k_{re}B(z)G(z))|$ 如图9所示,当系统参数 $k_L \in [0.2, 1.8]$ 时 $|Q(z)(1 - k_{re}B(z)G(z))|$ 均小于1,故加入重复控制的系统能够允许电感量的变化范围为 $0.55 \text{ mH} < L < 5 \text{ mH}$ (取 $\hat{L} = 1 \text{ mH}$),具有较好的鲁棒性。

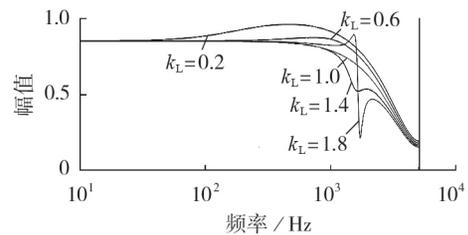


图9 k_L 变化时重复控制的鲁棒性

Fig.9 Robustness of repetitive control with k_L variation

当 $k_L = 1$ 时,将式(11)和式(12)代入式(9)中,可得式(9)的Bode图见图10。由图10可知,以50 Hz基频为倍数的位置均实现了误差的较大衰减,故重复控制有效提高了整个系统的控制精度。

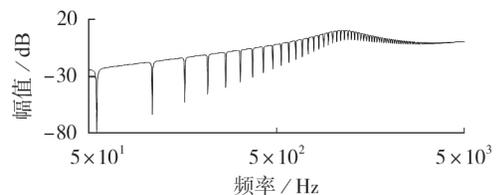


图10 闭环误差传递函数的Bode图

Fig.10 Bode diagram of closed-loop error transfer function

4 实验结果分析

为了验证本文所设计控制策略的有效性,搭建

了如附录中图 A1 所示的 13 kV·A 三相四线制电能质量治理样机进行实验验证。其中,主控板以型号为 TMS320F28377 的数字信号处理器为核心;用三相不控整流桥连接电阻模拟非线性负载,用三相可调电阻负载柜模拟不平衡负载,用三相可调电感负载柜模拟无功负载;使用 Tektronix MSO5000 示波器观察和记录电流波形;使用 Tektronix TPS2024 隔离示波器观察和记录直流电压波形;使用 Fluke 435II 电能质量分析仪获取网侧电流的谐波分析结果。样机参数见附录中表 A1,实际电感值会随着流过的电流大小而发生相应衰减,本实验电感 L_1 和 L_2 的电感值在 28 A 电流时分别衰减为 0.536 mH 和 0.0737 mH 左右,约衰减为标称电感量的 66.7%。

实验中,负载设置为不平衡阻感负载和三相不可控整流负载的混合负载,在不超出设备调节能力范围内,分别采用不同控制策略进行谐波、不平衡和无功全补偿,得到实验结果如图 11 所示。由图 11(a)可见,a、b、c 相负载电流的总谐波畸变率(THD)分别为 19.6%、10.3%、20.1%;由图 11(b)可见,采用优化前的预测无差拍控制后,网侧三相电流变平衡,THD 降为 5.5% 左右;由图 11(c)可见,采用优化的预测无差拍控制补偿后,网侧三相电流的 THD 降为 3% 左右;由图 11(d)可见,采用优化的预测无差拍重复控制补偿后,网侧三相电流的 THD 降为 2.7% 左右,波形更加平滑且三相平衡度得到进一步提高,从而验证了优化的控制算法能有效提高补偿精度;由图 11(e)可见,虽然补偿不平衡分量会导致直流电压波动,但直流分量被较好地控制在 400 V。

当空载时突然投入不平衡电阻负载和三相不可控整流负载使样机进入满载状态,负载电流和网侧电流暂态波形如图 12 所示,可以看出样机的响应时间为 10 ms 左右,与理论分析一致。负载突变 10 ms 之后的 2~3 个基波周期内补偿效果欠佳,一方面是重复控制响应速度较慢,另一方面是电压外环存在的暂态过程的影响。

当负载电流如图 12 所示进行变化时,在控制程序中修改 k_L 来观测系统的鲁棒性以及控制精度,当程序设置 $k_L = 1.2$ 时,得到网侧电流波形见图 13。由图 13(a)可见,采用优化前的预测无差拍重复控制时网侧电流暂态波形已出现轻微振荡,且经过 0.3 s 之后网侧电流稳态波形如图 13(b)所示;由图 13(c)可见,采用优化的预测无差拍重复控制时,补偿稳定,THD 在 2.6% 左右。根据表 A1 中的电感设计参数,考虑在 28 A 峰值电流下,实际的 k_L 为 1.8 左右。由 3.2 节的结论可知,采用优化前的预测无差拍重复控制时 k_L 的上限为 1.68,而采用优化的预测无差拍重复控制时 k_L 的上限为 2。因此,与理论分析一致。

附录中图 A2 为 $k_L = 0.6$ 时网侧电流波形,系统暂、稳态均稳定,采用优化前的预测无差拍重复控制时

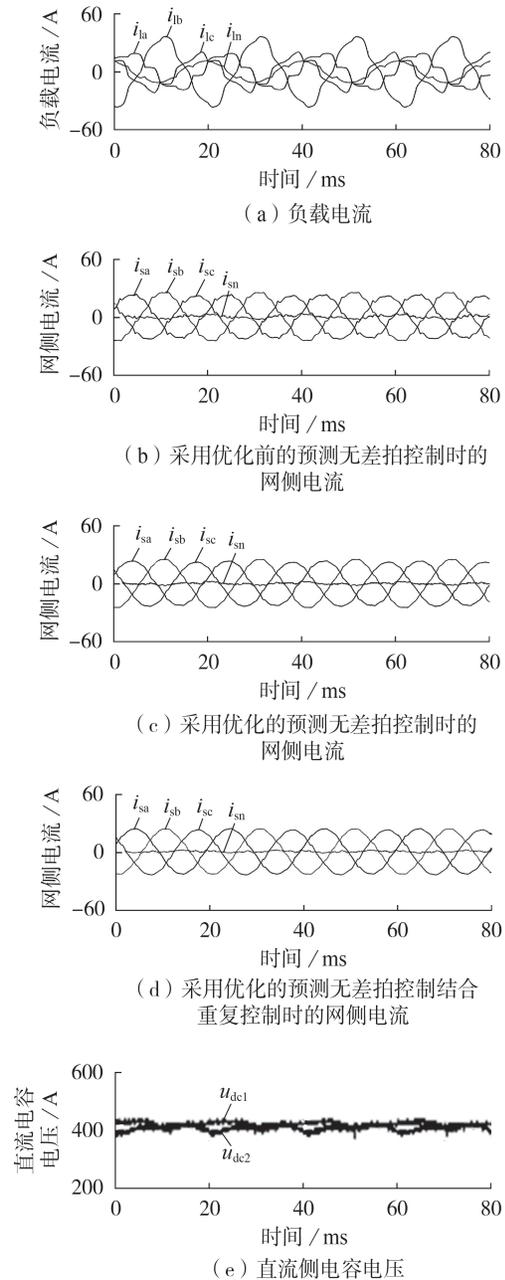


图 11 不同控制策略的补偿实验结果

Fig.11 Compensation experiment results with different control strategies

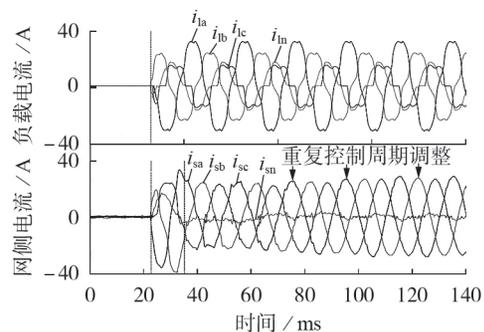


图 12 负载突变时电流暂态波形

Fig.12 Transient waveforms of currents under sudden load change

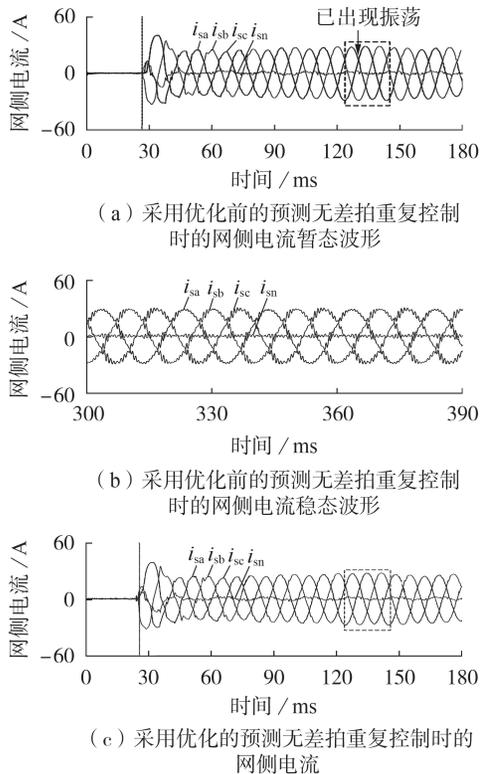


图13 k_L 取1.2时的网侧电流波形

Fig.13 Waveforms of grid-side current when $k_L=1.2$

网侧电流的THD为5%左右,采用优化的预测无差拍重复控制时网侧电流的THD为4%左右,故优化后的算法具有更好的抗电感变化的鲁棒性与控制精度。

5 结论

本文针对应用于配电网电能质量的三相四线制T型三电平变流器,对其控制算法进行了合理优化,分析了控制算法的响应速度、控制精度以及鲁棒性,并通过13 kV·A样机进行实验验证,得出以下结论。

(1)根据 abc 坐标系下电流频率与 $dq0$ 坐标系下电流频率的映射关系,采用窗口宽度为10 ms的移动平均滤波算法提取基波分量,采用周期预测超前2拍,将指令电流的提取时间控制在10 ms。

(2)对于无差拍控制延时与PWM输出延时问题,采用了预测无差拍控制、重复控制与即时采样方法3种手段进行优化,有效提高了系统控制精度与稳定裕度。

(3)给出了加入即时采样的预测无差拍重复控制的传递函数,以及利用Bode图分析系统抗电感参数变动的鲁棒性。该控制算法将 k_L 的上限由1.68增大到2,提高了鲁棒性。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

[1] 许加柱,王涛,崔贵平,等.一种新型的基于变压器谐波磁势平衡的有源电力滤波方法[J].电力自动化设备,2019,39(2):

107-114.

XU Jiazhu, WANG Tao, CUI Guiping, et al. A novel active power filtering method based on harmonic magnetic potential balance of transformer[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(2): 107-114.

[2] BOSCH S, STAIGER J, STEINHART H. Predictive current control for an active power filter with LCL-filter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(6): 4943-4952.

[3] 黄海宏,魏阳超,王海欣,等.特定次谐波滤波除锁相在有源电力滤波器中的应用[J].电力自动化设备,2019,39(12):36-40.

HUANG Haihong, WEI Yangchao, WANG Haixin, et al. Application of specific harmonic filtering phase lock in APF[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(12): 36-40.

[4] 张国荣,李奉顺,蒋继勇.基于电感电流和重复预测的APF数字电流控制策略[J].电力自动化设备,2018,38(6):190-194.

ZHANG Guorong, LI Fengshun, JIANG Jiyong. Digital current control of APF based on inductance current and repetitive predictor[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(6): 190-194.

[5] 黄海宏,王钰,许若冰,等.双环重复控制三相四线制有源电力滤波器[J].电力自动化设备,2016,36(4):40-45.

HUANG Haihong, WANG Yu, XU Ruobing, et al. Three phase four wire active power filter with dual loop repetitive control[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(4): 40-45.

[6] 王果,周末,常文寰.适用于高速铁路的三相四开关型滤波器的电流重复控制设计[J].电力自动化设备,2016,36(2):71-77.

WANG Guo, ZHOU Mo, CHANG Wenhuan. Repetitive current control of three phase four switch APF for high speed railway[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(2): 71-77.

[7] 王天旺.并联型有源电力滤波器的研究与设计[D].西安:西安科技大学,2018.

WANG Tianwang. Research and design of shunt active power filter[D]. Xi'an: Xi'an University of Science and Technology, 2018.

[8] 汤文轩.基于快速电流检测的谐振控制研究与有源电力滤波器研制[D].杭州:浙江工业大学,2018.

TANG Wenxuan. Research on resonant control based on fast current detection and development of active power filter[D]. Hangzhou: Zhejiang University of Technology, 2018.

[9] 宋辉. LCL型有源电力滤波器的模型预测控制策略研究[D].西安:西安理工大学,2018.

SONG Hui. Study on model predictive control strategy of LCL active power filter[D]. Xi'an: Xi'an University of Technology, 2018.

[10] 曹武,江楠,刘康礼,等.改进谐波分次检测结合集中电流环的APF谐波独立控制实现[J].中国电机工程学报,2014,34(3):387-396.

CAO Wu, JIANG Nan, LIU Kangli, et al. An improved control structure consisting of selective harmonic detection and centralized current loop for the independent harmonic control and implementation of APF[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(3): 387-396.

[11] 陈晓.高性能APF若干关键技术研究[D].杭州:浙江大学,2016.

CHEN Xiao. Research on some key techniques of high performance APF[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2016.

[12] 陈燕东,罗安,周乐明,等.一种功率前馈的鲁棒预测无差拍并网控制方法[J].中国电机工程学报,2013,33(36):62-70,10.

CHEN Yandong, LUO An, ZHOU Leming, et al. A robust predictive deadbeat grid-connected control method based on power feed-forward control[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(36): 62-70, 10.

[13] 姜卫东,汪磊,马炜程,等.一种电流跟踪误差补偿的三相有源

- 电力滤波器的无差拍控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(20):5605-5615,5737.
- JIANG Weidong, WANG Lei, MA Weicheng, et al. A control method based on current tracking error compensation of dead-beat control for a three-phase active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(20):5605-5615, 5737.
- [14] 梁莹玉, 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.
- LIANG Yingyu, LIU Jianzheng, LI Zhiyan. Improved deadbeat-repetitive control strategy for active power filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(19):4573-4582.
- [15] 杨立永, 杨烁, 张卫平, 等. 单相PWM整流器改进无差拍电流预测控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(22):5842-5850.
- YANG Liyong, YANG Shuo, ZHANG Weiping, et al. The improved deadbeat predictive current control method for single-phase PWM rectifiers[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(22):5842-5850.
- [16] 周娟, 秦静, 王子绩, 等. 内置重复控制器无差拍控制在有源滤波器中的应用[J]. 电工技术学报, 2013, 28(2):233-238.
- ZHOU Juan, QIN Jing, WANG Ziji, et al. Application of dead-beat control with plug-in repetitive controller in active power filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(2):233-238.
- [17] 王振浩, 刘大伟, 任国东, 等. 基于“T”型三电平中点钳位型逆变器的SPC不平衡补偿分析[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(4):92-98.
- WANG Zhenhao, LIU Dawei, REN Guodong, et al. Analysis of SPC imbalance compensation based on “T” type three-level neutral-point clamped inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(4):92-98.
- [18] 张兴, 张崇巍. PWM整流器及其控制[M]. 北京:机械工业出版社, 2012:14-20.
- [19] 陈明亮, 肖飞, 刘勇, 等. 一种正负序分离锁相环及其在并网型风力发电系统中的应用[J]. 电工技术学报, 2013, 28(8):181-186.
- CHEN Mingliang, XIAO Fei, LIU Yong, et al. A positive and negative-sequence detection PLL and its application in wind power generation system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(8):181-186.
- [20] 阮新波, 王学华. LCL型并网逆变器的控制技术[M]. 北京:科学出版社, 2015:167-173.
- [21] 杨苓, 陈燕东, 罗安, 等. 一种鲁棒脉宽调制的无差拍并网控制方法[J]. 湖南大学学报(自然科学版), 2018, 45(10):72-79.
- YANG Ling, CHEN Yandong, LUO An, et al. A deadbeat grid-connected control method based on robust PWM[J]. Journal of Hunan University(Natural Science), 2018, 45(10):72-79.

作者简介:



王振浩

王振浩(1964—),男,山东潍坊人,教授,主要研究方向为配电系统节能及运行优化、新能源并网控制等(E-mail: zhenhaowang@126.com);

赵东争(1995—),男,湖南株洲人,硕士研究生,主要研究方向为低压配电网三电平有源电力滤波器(E-mail: 2450487763@qq.com);

庞丹(1973—),男,吉林长春人,教授级高级工程师,研究方向为输变电设备运行维护与状态监测(E-mail: 49706876@qq.com)。

(编辑 李莉)

Optimization and performance analysis of predictive deadbeat repetitive control of three-level converter for power quality improvement

WANG Zhenhao¹, ZHAO Dongzheng¹, PANG Dan², LI Guoqing¹, JIN Guobin¹,
CHENG Long¹, WANG Chaobin¹

(1. School of Electrical Engineering, Northeast Electric Power University, Jilin 132012, China;

2. State Grid Changchun Power Supply Company, Changchun 130000, China)

Abstract: Aiming at the three-phase four-wire T-type three-level converter applied to compensate load harmonics, three-phase unbalance and reactive power of low-voltage distribution network, the control algorithm is optimized overall. Firstly, according to the mapping relationship between different frequency components before and after $dq0$ coordinate transformation, a fast instruction current extraction and predictive algorithm is designed. The algorithm can not only extract harmonics, unbalance and reactive components independently, but also shorten the instruction current extraction time to 10 ms. Secondly, the controller with combination of real-time sampling and predictive deadbeat repetitive control is designed to optimize the problem of deadbeat control delay, and the performance of the proposed controller is analyzed. Finally, a 13 kV·A physical prototype is built, and the test results confirm that the designed control strategy has better control precision and stability margin than the traditional predictive deadbeat control.

Key words: power quality improvement; electric converters; rapid instruction current extraction; real-time sampling; predictive deadbeat control; repetitive control; robustness

附录

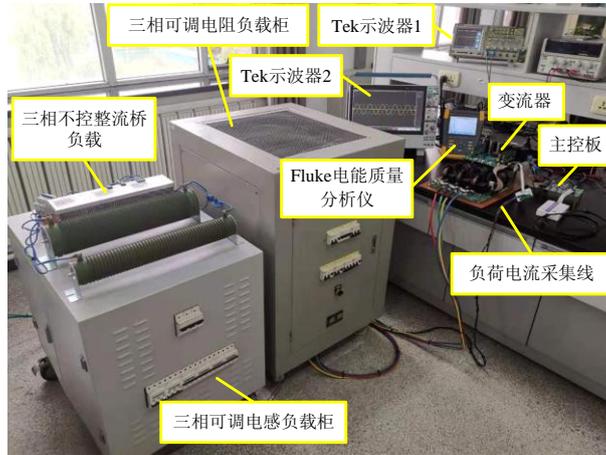


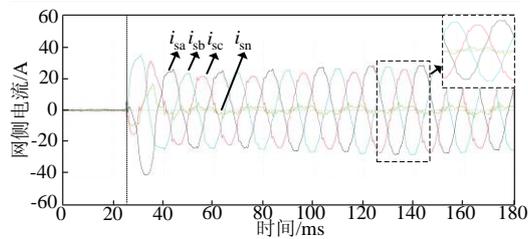
图 A1 电能质量治理样机

Fig.A1 Power quality improvement prototype

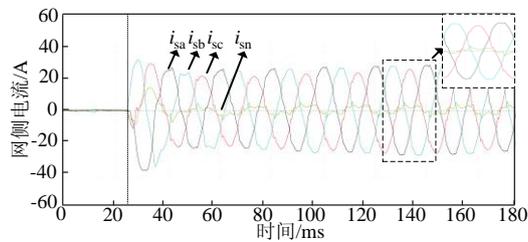
表A1 电能质量治理样机参数

Table A1 Parameters of power quality improvement prototype

样机参数	数值
直流电压	800 V
额定容量	13 kV·A
额定线电压	380 V
额定电流	20 A
直流电容 C_1, C_2	2 460 μ F
逆变器侧电感 L_1	0.8 mH
网侧电感 L_2	0.11 mH
滤波电容 C	10 μ F
PWM 频率 f_s	10 kHz



(a) 采用优化前的预测无差拍重复控制时



(b) 采用优化的预测无差拍重复控制时

图 A2 k_L 取 0.6 时的网侧电流波形

Fig.A2 Waveforms of grid-side current when $k_L=0.6$