

基于多重比例谐振的动态电压恢复器谐波补偿策略

盖 阔,安群涛,孙 力

(哈尔滨工业大学 电气工程系,黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要: 针对动态电压恢复器在单相电压补偿过程中基波电压提取和谐波补偿的问题,提出一种基于多重比例谐振的控制策略。在动态电压恢复器数学模型的基础上,分析脉冲响应不变法和双线性变换法对比例谐振控制器的离散化效果,以提升系统数字控制的运算性能。在保证系统动态电压补偿特性的同时,讨论电网基波电压提取的改进方法和多重比例谐振调节对指定次电压谐波的补偿策略,并分析控制器参数对系统性能的影响。搭建 10 kW 的实验平台进行实验验证,结果证明该方法易于实现并具有良好的基波提取效果和谐波抑制能力。

关键词: 动态电压恢复器; 比例谐振控制; 基波提取; 谐波补偿; 电压暂降

中图分类号: TM 761

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2018.01.023

0 引言

电压暂降是电能传输过程中影响其质量的一个重要问题,在线路中串联动态电压恢复器 DVR (Dynamic Voltage Restorer) 是一种有效的解决方案^[1-2]。相较于传统的不间断电源(UPS)、统一电能质量控制器(UPQC)等电能质量调节器,DVR 具有动态性能好、可长时间持续供电等优点。在实际应用中单相 DVR 系统通常采用同相位补偿的方法,即检测电网电压然后通过逆变补偿同一相位的电压,二者叠加实现电压补偿^[3-6]。实际电网中通常含有谐波,如果直接将其作为参考量计算相位就会使并网补偿电压中引入同次谐波,导致电网中的电压畸变更加严重,降低电能质量。这就要求在设计 DVR 的控制方法时,应充分考虑单相电压的正弦周期特性,减少谐波对系统的干扰并实现对指定次低频谐波的实时补偿。

目前国内外相关人员对单相 DVR 的控制策略做了大量的研究,以便最大限度上提升系统的稳定性,减小非线性负载对补偿电压波形的影响^[7-8]。传统的基于比例积分(PI)控制器的电压电流双闭环控制方法虽然可以实现对补偿电压的实时调节,但无法实现对单相正弦电压信号的无静差跟随^[9]。另外,在实现谐波电压补偿时,由于双闭环比例积分控制器响应速度慢、计算过程复杂,极大限制了电压谐波补偿的能力。文献[10]提出了一种双闭环多种控制器并联的复合控制策略,虽然可以实现对电压谐波的补偿,但针对单相电压仍需进行坐标变换,并引入空间矢量脉宽调制(SVPWM)技术,增加了计算的难度。文献[11]提出的重复控制方法虽然理论上可以实现给定信号与谐波电压之间的无静差跟随,但由

于内模的引入会使其产生无穷多个共轭极点,当系统处于非线性负载环境时稳定性降低。

本文提出一种基于多重比例谐振 PR (Proportional Resonant) 调节的单相 DVR 谐波补偿控制策略。PR 调节器具有在谐振频率处开环增益无穷大、在其他频率处衰减作用强的特点,可在静止坐标系下直接对交流信号实现无静差调节,减小坐标变换带来的不便,在单相电能调节领域得到广泛应用^[12-13]。针对 PR 这一特性,在改进基波电压相位提取方法的同时,通过电压电流双闭环 PR 控制保证系统稳态精度。另外,建立指定次电压谐波补偿的多重 PR 反馈调节环节,获得与基波电压补偿效果相同的谐波电压补偿。在理论研究的基础上,设计 10 kW 的单相 DVR 样机,并通过样机的测试实验证明控制策略的正确性和有效性。

1 DVR 结构及数学模型

DVR 的系统结构框图如图 1 所示。 u_i^* 为 DVR 前端输入电压, u_o 为后端输出电压, i_s 为电网电流, u_c 为补偿电压。变压器副边串联在线路中,其变比为 $k:1$ 。滤波器的电阻和电感分别为 R 、 L ,滤波电容为 C ,经过滤波电容的电流为 i_c 。电压源型逆变器输出电压为 u_{f0} 。

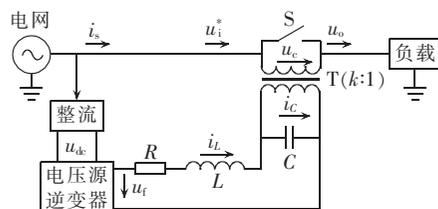


图 1 DVR 系统结构框图

Fig.1 Structure of DVR system

若忽略变压器漏阻抗,可以得到 DVR 系统的状态方程如下:

$$\begin{cases} C \frac{du_c}{dt} = i_s + i_L \\ Ri_L + L \frac{di_L}{dt} + u_c = u_f \end{cases} \quad (1)$$

由上式可以得到逆变器输出电压 u_f 与补偿电压 u_c 间的传递函数:

$$G_{DVR}(s) = \frac{u_c}{u_f} = \frac{1}{LCs^2 + RCs + 1} \quad (2)$$

传递函数对应的连续时间模型为二阶系统,对应框图如图 2 所示。

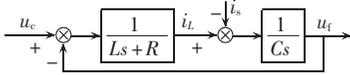


图 2 传递函数框图

Fig.2 Block diagram of transfer function

由于数字控制中存在采样、计算延时等因素,这对 DVR 的动态响应有着非常重要的影响,因此在系统控制器设计的过程中引入一拍延时 z^{-1} ,从而获得更接近于真实 DVR 运行状态的效果,最终可以得到 z 域下的传递函数:

$$G_{DVR}(z) = z^{-1}z \frac{1}{LCs^2 + RCs + 1} \quad (3)$$

2 多重 PR 控制策略

2.1 多重 PR 控制框图

为了实现对电压波形的控制,建立如图 3 所示的系统控制框图。其中 u_i 为 DVR 输入基波电压, u_{ref} 为 DVR 参考电压,逆变单元为单相 H 桥结构。

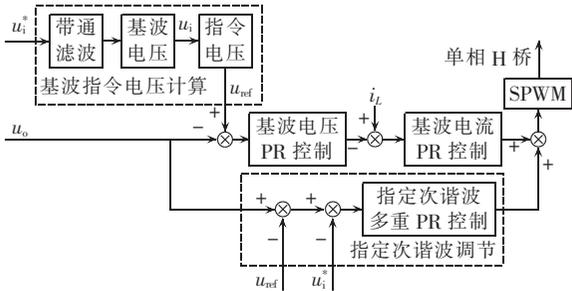


图 3 多重 PR 控制框图

Fig.3 Block diagram of multiple PR control

由于电网中存在非线性负载,导致 DVR 输入电压中含有大量的低频次谐波^[14-16]。针对这种情况,在原来单一 PR 控制器调节的基础上,增加了对指定次谐波补偿的多重 PR 反馈控制结构,实现对电压谐波的无静差补偿。

另外,PR 调节在单相控制过程中虽然具备响应速度快、计算过程简单等优点,但是考虑其增益带宽较大,这就导致当基波中混有较多低频谐波时,单纯的 PR 调节会将谐波放大,导致系统性能下降。因此为了保证 PR 控制器在基波频率 ω 处具有良好的响

应,减少电压相位提取环节谐波的引入,在 DVR 设计时需增加带通滤波环节提高基波检测的准确性。

2.2 PR 调节器的离散化

准 PR 调节器的传递函数为:

$$H(s) = K_p + \frac{2K_r\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (4)$$

其中, K_p 为比例项系数; K_r 为谐振项系数; ω_0 为谐振频率; ω_c 为截止频率。

模拟控制器的离散化通常有 2 种方式,分别为脉冲响应不变法和双线性变换法。首先讨论脉冲响应不变法:

$$H(s) = K_p + K_r \left(\frac{A}{s + \omega_c - \sqrt{\omega_c^2 - \omega_0^2}} + \frac{B}{s + \omega_c + \sqrt{\omega_c^2 - \omega_0^2}} \right) \quad (5)$$

$$A = \omega_c \left(1 - \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 - \omega_0^2}} \right), \quad B = \omega_c \left(1 + \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 - \omega_0^2}} \right)$$

将式(5)通过脉冲响应不变法转换到 z 域:

$$H(z) = K_p + K_r \left[\frac{A}{1 - z^{-1}e^{-(\omega_c - \sqrt{\omega_c^2 - \omega_0^2})T}} + \frac{B}{1 - z^{-1}e^{-(\omega_c + \sqrt{\omega_c^2 - \omega_0^2})T}} \right] \quad (6)$$

其中, T 为采样周期。另设:

$$C = e^{-(\omega_c - \sqrt{\omega_c^2 - \omega_0^2})T}, \quad D = e^{-(\omega_c + \sqrt{\omega_c^2 - \omega_0^2})T}$$

$H(z)$ 最终可以表示为:

$$H(z) = K_p + K_r \frac{(A+B) - (AD-BC)z^{-1}}{1 - (C+D)z^{-1} + CDz^{-2}} \quad (7)$$

然后讨论双线性变化法,对于双线性变化法存在变换关系:

$$s = \frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \quad (8)$$

根据这种变换关系,可以将传递函数变换为:

$$H(z) = K_p + K_r \frac{A(1-z^{-2})}{1 + Bz^{-1} + Cz^{-2}} \quad (9)$$

$$A = \frac{4\omega_c T}{4 + 4\omega_c T + \omega_0^2 T^2}$$

$$B = \frac{2\omega_0^2 T^2 - 8}{4 + 4\omega_c T + \omega_0^2 T^2}$$

$$C = \frac{\omega_0^2 T^2 - 4\omega_c T + 4}{4 + 4\omega_c T + \omega_0^2 T^2}$$

由于脉冲响应不变法在将 s 域转换到 z 域时会出现周期性的对应关系,导致频谱交叠产生混淆,因此本文采用双线性变换的方法进行准 PR 控制器的离散化设计。

3 谐波补偿方法分析

3.1 基波提取

为了最终能实现较快的响应并且满足离散化的需要,采用图 4 所示的基波电压相位提取策略。当输入电压 u_i^* 中含有较多谐波成分时,还需对其进行带

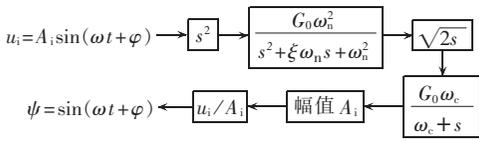


图 4 电压相位提取框图

Fig.4 Block diagram of voltage phase extraction

滤波得到输入电压基波 u_{i1} 。

由于 DVR 输入电压 u_i^* 波形正负对称,所以不含直流分量和偶次谐波,可用傅里叶级数表示,对应基于带通滤波的控制框图如图 5 所示。

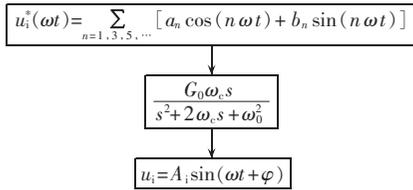


图 5 电压基波提取框图

Fig.5 Block diagram of voltage fundamental waveform extraction

对于带通滤波器,当 $\omega_0 = 2\pi \times 50 \text{ rad/s}$ 、 $\omega_c = 2\pi \times 5 \text{ rad/s}$ 、 $T = 0.0002 \text{ s}$ 时,对应的伯德图如图 6(a)所示;图 6(b)为增大谐振频率至 $\omega_0 = 2\pi \times 150 \text{ rad/s}$ 时对应的伯德图;图 6(c)为减小截止频率至 $\omega_c = 2\pi \times 2.5 \text{ rad/s}$ 时对应的伯德图;图 6(d)为增大采样时间至 $T = 0.0004 \text{ s}$ 时对应的伯德图。可以看出单纯增加谐振频率或是单纯地减小截止频率,都会导致滤波

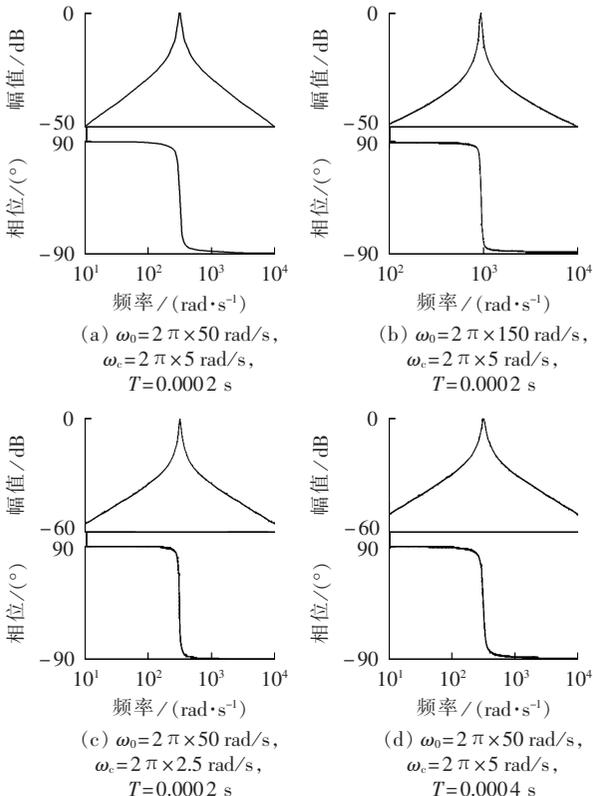


图 6 不同参数下的伯德图

Fig.6 Bode diagram for different parameters

器的带宽变窄,中心频率附近幅值增益迅速减小,衰减明显,实际系统中若含有较多的低次谐波,不当的带通滤波器参数会导致提取得到的基波电压幅值衰减,影响系统的动态性能,引入不必要的偏差。

3.2 多重 PR 控制器参数分析

电压谐波多重 PR 控制结构如图 7 所示。

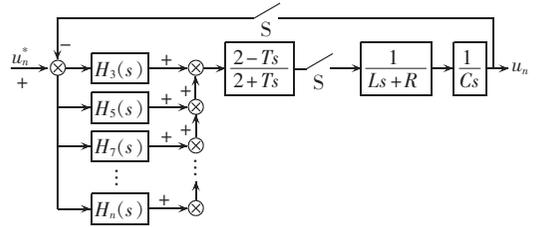


图 7 电压谐波多重 PR 控制框图

Fig.7 Block diagram of multiple PR control for voltage harmonic

可以得到谐波的多重 PR 调节补偿环节的开环传递函数:

$$G(s) = H_n(s) \frac{2-Ts}{2+Ts} G_{\text{DVR}}(s) \quad (10)$$

$$H_n(s) = K_p + \sum_{n=3,5,7,\dots} \frac{2K_r \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + (n\omega_0)^2}$$

$$G_{\text{DVR}}(s) = \frac{1}{LCs^2 + RCs + 1}$$

DVR 样机的主要参数分别为: $L = 2.5 \text{ mH}$, $C = 20 \mu\text{F}$, $R = 0.2 \Omega$, $\omega_c = 2\pi \times 5 \text{ rad/s}$, $\omega_0 = 2\pi \times 50 \text{ rad/s}$ 。采样周期 $T = 0.2 \text{ ms}$ 。利用双线性变换法进行离散化, 3, 5, 7 次谐波对应 z 域的 $H_3(z)$ 、 $H_5(z)$ 、 $H_7(z)$ 、 $G_{\text{DVR}}(z)$ 分别为:

$$H_3(z) = K_p + K_r \frac{6.1893 \times 10^{-3} (1-z^{-2})}{1 - 1.9526z^{-1} + 0.9876z^{-2}} \quad (11)$$

$$H_5(z) = K_p + K_r \frac{6.0945 \times 10^{-3} (1-z^{-2})}{1 - 1.8921z^{-1} + 0.9878z^{-2}} \quad (12)$$

$$H_7(z) = K_p + K_r \frac{5.9576 \times 10^{-3} (1-z^{-2})}{1 - 1.8047z^{-1} + 0.9881z^{-2}} \quad (13)$$

$$G_{\text{DVR}}(z) = \frac{0.1656z^{-1} + 0.3311z^{-2} + 0.1656z^{-3}}{1 - 1.3245z^{-1} + 0.9868z^{-2}} \quad (14)$$

综合上面的分析,电压谐波多重 PR 调节的 z 域开环传递函数为:

$$G(z) = [H_3(z) + H_5(z) + H_7(z)] G_{\text{DVR}}(z) \quad (15)$$

下面讨论 K_p 和 K_r 对控制系统性能的影响: 选取 $K_r = 2.5$ 保持不变, 分别选取 K_p 按 0.01、0.1、1 依次增大时, 多重 PR 调节环的伯德图如图 8 所示; 选取 $K_p = 0.01$ 保持不变, 分别选取 K_r 按 2.5、25、250 依次增大时, 多重 PR 调节环的伯德图如图 9 所示。

分析伯德图可以看出: K_r 主要影响调节环的增益, 对带宽基本没有影响; K_p 不但影响调节环的增益, 同时对带宽有一定的影响。同时截止频率 ω_c 选取较大时, 增益带宽较宽, 会引起不同频率谐波间的干扰。另外从图中还可以看出, 当调节环的调节频

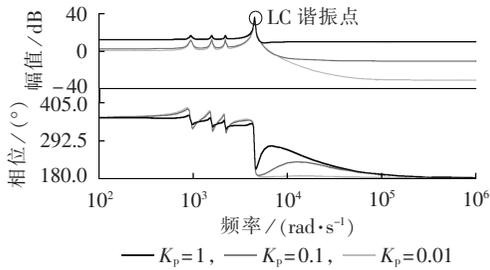


图 8 K_p 增大时多重 PR 调节环伯德图
Fig.8 Bode diagram of multiple PR control with increased K_p

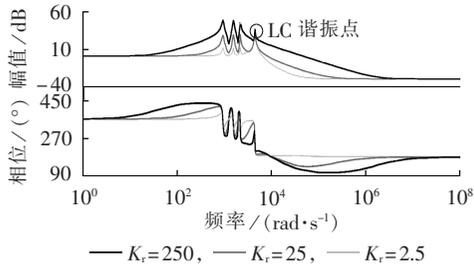


图 9 K_r 增大时多重 PR 调节环伯德图
Fig.9 Bode diagram of multiple PR control with increased K_r

率接近于系统 LC 振荡频率时,会引起较大增益,因此在选取 K_p 和 K_r 参数时还应充分考虑 LC 的参数及其振荡频率。本文 DVR 样机最终选取 $K_p=0.01$ 、 $K_r=2.5$ 。

4 实验结果

根据提出的基于多重 PR 调节的 DVR 谐波补偿控制策略,搭建了 10 kW 单相 DVR 样机,硬件结构如图 10 所示,样机的参数如表 1 所示。

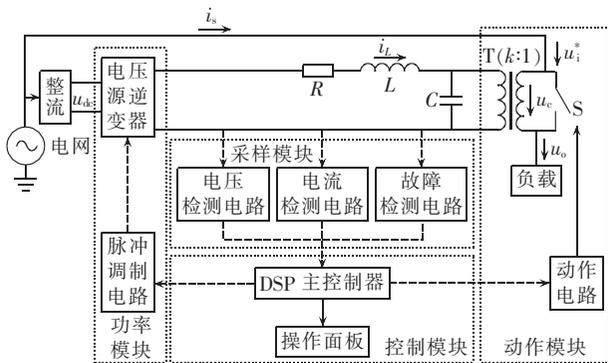


图 10 DVR 硬件结构框图

Fig.10 Block diagram of DVR hardware

表 1 10 kW 单相 DVR 样机参数

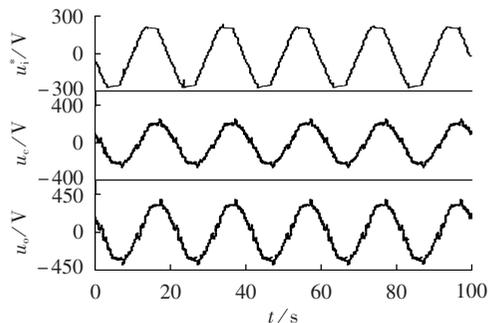
Table 1 Parameters of 10 kW single-phase DVR prototype

参数	数值	参数	数值
输入电压	150~220 V	开关频率	5 kHz
输出电压	220 V	滤波电感	2.5 mH
基波电压频率	50 Hz	滤波电容	20 μ F

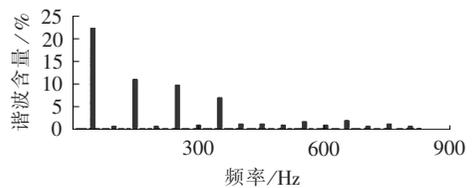
DVR 样机的控制模块采用的是 TI 公司的浮点

型数字信号处理 DSP(Digital Signal Processor)芯片 TMS320F28335。通过传感器采集和 A/D 转换,在 DSP 中计算电压和电流值,经过数字处理后实现对基波电压的实时监控。当基波电压暂降到指令值时,DVR 迅速工作,DSP 通过一系列的闭环运算求解出占空比,输出 PWM 波驱动逆变单元,经过 LC 滤波和并网变压器输出补偿电压和谐波,维持电网电压的稳定。由于 DVR 样机可以同时基波电压和电压谐波进行补偿,为了方便比较分析,分别进行单纯的基波电压补偿测试实验和基波电压及电压谐波同时补偿的测试实验,来测试基波电压的提取效果和多重 PR 调节结构对电压谐波的补偿效果。

图 11 为不改进基波提取和谐波补偿时在较大的非线性负载情况下,输入电压 u_i^* 有效值降至 150 V 后 DVR 样机各处的电压波形图和频谱图。可以看出,DVR 补偿电压 u_c 有效值为 70 V,输出电压 u_o 有效值稳定在 220 V。对 DVR 输出电压 u_o 进行频谱分析,电压总谐波畸变率 THD(Total Harmonic Distortion)高达 37.52%,可以看出低次谐波的含量较多,特别是 3、5、7 次谐波,其中 3 次谐波畸变率为 11.63%,5 次谐波畸变率为 9.31%,7 次谐波畸变率为 7.36%。



(a) 输入电压 u_i^* 、补偿电压 u_c 和输出电压 u_o 波形



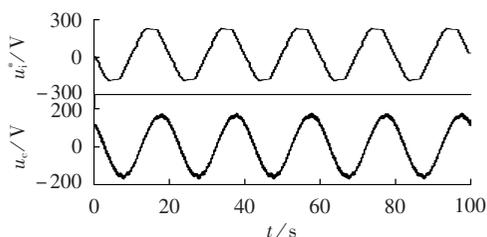
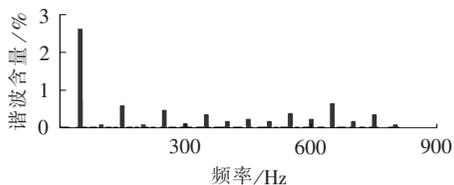
(b) 输出电压 u_o 频谱图

图 11 输入电压 u_i^* 、补偿电压 u_c 、输出电压 u_o 波形和输出电压 u_o 频谱图

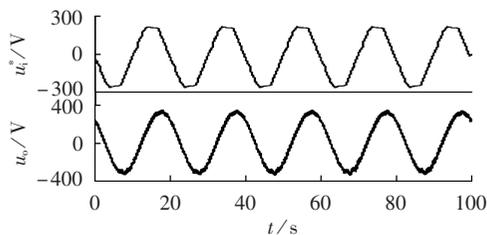
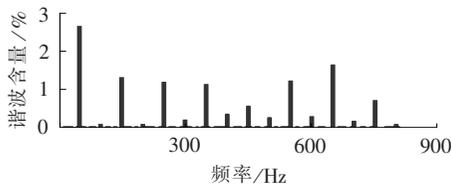
Fig.11 Waveforms of input voltage u_i^* , compensation voltage u_c and output voltage u_o , and spectrogram of output voltage u_o

保证负载状况不变,在只改进基波提取环节的情况下,可得到图 12 所示波形。分析图 12 可知,通过改进的基波提取方法可以使补偿电压 THD 降至 3.54%,说明系统具有良好的基波电压相位提取效果。

保证负载状况不变,在改进基波提取的基础上

(a) 输入电压 u_i^* 、补偿电压 u_c 波形(b) 补偿电压 u_c 频谱图图 12 输入电压 u_i^* 、补偿电压 u_c 波形和补偿电压 u_c 频谱图Fig.12 Waveforms of input voltage u_i^* and compensation voltage u_c , and spectrogram of compensation voltage u_c

添加针对 3、5、7 次谐波补偿环节,可以得到图 13 所示波形。由图 13 可知,负载不变时输出电压 u_o 仍可以稳定在 220 V,且通过多重 PR 调节后对指定次电压谐波补偿,可以使 DVR 输出电压 THD 降至 7.47%,其中 3 次谐波畸变率降至 1.16%,5 次谐波畸变率降至 1.01%,7 次谐波畸变率降至 0.95%,显著地减少了 3、5、7 次谐波。由此可以看出,该系统不但可以很好地实现对基波电压补偿,还可以有效地实现对电网电压谐波的补偿,抑制非线性负载的不良扰动,具有良好的工作特性。

(a) 输入电压 u_i^* 、输出电压 u_o 波形(b) 输出电压 u_o 频谱图图 13 输入电压 u_i^* 、输出电压 u_o 波形和输出电压 u_o 频谱图Fig.13 Waveforms of input voltage u_i^* and output voltage u_o , and spectrogram of output voltage u_o

5 结论

本文提出了一种基于多重 PR 调节的单相 DVR

谐波补偿控制策略,给出了控制系统数学模型和 PR 调节器离散化方法,分析了控制器参数对系统性能的影响。控制系统的各个环节均采用 PR 调节,操作简单,实用性强。通过电压电流双闭环 PR 调节和改进的带通滤波方法实现了基波电压的补偿,解决传统控制策略上参考电压成分不纯和计算量较大的问题。并建立了多重 PR 调节对指定次电压谐波补偿,抑制了非线性负载时电网电压中存在的谐波,提升了电网电能质量。在 10 kW 样机上对控制策略进行了实验验证,结果证明了本文所提控制策略是可行的,并具有良好的效果。

参考文献:

- [1] WOODLEY H, MORGAN L, SUNDARAM A. Experience with an inverter-based dynamic voltage restorer[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1999, 14(3): 1181-1186.
- [2] 杨金涛, 乐健, 刘开培, 等. 一种具有双级 LC 滤波电路的动态电压调节器[J]. 电力自动化设备, 2016, 36(8): 70-75.
YANG Jintao, LE Jian, LIU Kaipei, et al. DVR with double-stage LC filter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(8): 70-75.
- [3] 申科, 王建曠, 蔡兴国, 等. 动态电压恢复器比例谐振控制[J]. 电力自动化设备, 2010, 30(7): 65-69.
SHEN Ke, WANG Jianze, CAI Xingguo, et al. Proportional resonant control for dynamic voltage restorer[J]. Electric Power Automation Equipment, 2010, 30(7): 65-69.
- [4] 黄朝霞, 邹旭东, 童力, 等. 基于极点配置和重复控制的电流型单相动态电压调节器[J]. 电工技术学报, 2012, 27(6): 252-260.
HUANG Zhaoxia, ZOU Xudong, TONG Li, et al. Research on current control mode single-phase dynamic voltage regulator based on pole-assignment and repetitive control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(6): 252-260.
- [5] 周卫平, 师维, 王智勇, 等. 三相三线动态电压恢复器最优控制策略[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(1): 91-95.
ZHOU Weiping, SHI Wei, WANG Zhiyong, et al. Optimal control of three-phase three-wire dynamic voltage restorer[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(1): 91-95.
- [6] 胡磊磊, 肖国春, 滕国飞, 等. 基于等效基波及奇次谐波谐振器组的单相动态电压恢复器控制[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(22): 104-112.
HU Leilei, XIAO Guochun, TENG Guofei, et al. An equivalent fundamental and odd harmonic resonators controller for a single-phase dynamic voltage restorer[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(22): 104-112.
- [7] 蔡林海, 荆平, 武守远, 等. 动态电压恢复器控制策略研究[J]. 电力自动化设备, 2007, 27(11): 22-25.
CAI Linhai, JING Ping, WU Shouyuan, et al. Control strategies of dynamic voltage restorer[J]. Electric Power Automation Equipment, 2007, 27(11): 22-25.
- [8] 陈国栋, 张亮, 蔡旭. 基于基波与谐波正负序提取方法的动态电压恢复器补偿策略[J]. 电力自动化设备, 2012, 32(11): 87-91.
CHEN Guodong, ZHANG Liang, CAI Xu. Compensation strategy based on positive and negative sequence extraction for dynamic voltage restorer[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012,

- 32(11):87-91.
- [9] VILATHGAMUWA D M,PERERA A A D R,CHOI S S. Performance improvement of the dynamic voltage restorer with closed-loop load voltage and current-mode control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2002,17(5):824-833.
- [10] 王建伟,胡晓光,陈松松,等. 具有谐波补偿功能的动态电压恢复器控制策略[J]. 电网技术,2013,37(6):1700-1705.
WANG Jianwei,HU Xiaoguang,CHEN Songsong,et al. A control strategy for dynamic voltage restorer with harmonic compensation function[J]. Power System Technology,2013,37(6):1700-1705.
- [11] 胡雪峰,谭国俊. 应用神经网络和重复控制的逆变器综合控制策略[J]. 中国电机工程学报,2009,29(6):43-47.
HU Xuefeng,TAN Guojun. Integrated control strategy for inverters based on neural network and repetitive control[J]. Proceedings of the CSEE,2009,29(6):43-47.
- [12] 赵清林,郭小强,郭伟扬. 单相逆变器并网控制技术研究[J]. 中国电机工程学报,2007,27(16):60-64.
ZHAO Qinglin,GUO Xiaoqiang,WU Weiyang. Research on control strategy for single-phase grid-connected inverter [J]. Proceedings of the CSEE,2007,27(16):60-64.
- [13] 李子欣,王平,李耀华,等. 采用数字控制的 400 Hz 大功率逆变电源[J]. 中国电机工程学报,2009,29(6):36-41.
LI Zixin,WANG Ping,LI Yaohua,et al. 400 Hz high-power voltage-source inverter with digital control[J]. Proceedings of the CSEE,2009,29(6):36-41.
- [14] 石游,杨洪耕. 一种带谐波补偿功能的 DVR[J]. 电力自动化设备,2006,26(5):22-25.
SHI You,YANG Honggeng. Control strategies of dynamic voltage restorer[J]. Electric Power Automation Equipment,2006,26(5):22-25.
- [15] MORADLOU M,KARSHENAS H R. Design strategy for optimum rating selection of interline DVR[J]. IEEE Transactions on Power Delivery,2011,26(1):242-249.
- [16] MOSTAFA I,AYMAN B,AHMED A E. An energy optimized control scheme for a transformerless DVR[J]. Electric Power Systems Research,2012,83(1):110-118.

作者简介:



盖 阔

盖 阔(1993—),男,辽宁朝阳人,硕士研究生,主要研究方向为电力电子与电能质量(E-mail:gai_kuo@yeah.net);

安群涛(1984—),男,河南商丘人,副教授,博士,研究方向为电机控制及新能源发电技术(E-mail:anquntao@163.com);

孙 力(1960—),男,黑龙江哈尔滨人,教授,博士,研究方向为电机驱动及电磁兼容技术。

Harmonic compensation strategy of dynamic voltage restorer based on multiple proportional resonant

GAI Kuo,AN Quntao,SUN Li

(Department of Electrical Engineering,Harbin Institute of Technology,Harbin 150001,China)

Abstract: A control strategy based on multiple proportional resonant is proposed to solve the problem of fundamental waveform extraction and harmonic compensation of dynamic voltage restorer in the process of single phase voltage compensation. On the basis of the mathematical model of dynamic voltage restorer,the discretization effect of impulse invariance and bilinear transformation on proportional resonant controller is analyzed to improve the computation performance of digital control. The compensation strategy of an improve fundamental waveform extraction method and multiple proportion resonance on specified voltage harmonic is discussed while ensuring the compensation characteristics of system dynamic voltage,and the influence of controller parameters on system performance is analyzed. The experimental verification is carried out on a 10 kW experimental platform and the results show that the proposed method is easily realized with good fundamental waveform extraction effect and harmonic restriction ability.

Key words: dynamic voltage restorer; proportional resonant control; fundamental waveform extraction; harmonic compensation; voltage sag