

# 一种带谐波补偿功能的 DVR

石 游, 杨洪耕

(四川大学 电气信息学院, 四川 成都 610065)

**摘要:** 提出了静止坐标下的谐振控制器, 避开复杂的坐标变换方法, 简单地检测出指定次数的谐波。应用这种静止坐标下的谐振控制器对指定次数的谐波电压进行闭环控制, 简单的加到动态电压恢复器 DVR (Dynamic Voltage Restorer) 系统中以达到谐波电压补偿功能, 而对基本 DVR 的电压凹陷补偿性能的影响很小, 提高了 DVR 的效率。分析谐振控制器的幅频和相频特性, 指出在加入 DVR 控制系统中进行谐波补偿时不会引起有功功率的流动, 对直流侧的能量影响较小。通过 Matlab 仿真确定了这种方法可以消除绝大部分指定次数的谐波。

**关键词:** 谐波电压; DVR; 谐振控制器

**中图分类号:** TM 761

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1006-6047(2006)05-0088-04

## 0 引言

随着电力系统中敏感负荷越来越多的应用, 动态电压恢复器 DVR (Dynamic Voltage Restorer) 在工业中已经得到越来越多的应用以减小电压凹陷的影响。如果 DVR 的串联逆变器可以同时用来补偿稳态负载电压谐波, 就能在增加很少成本的情况下提高它的利用率。文献[1]提出了一种在指定频率下谐振的电流控制器, 但是这种控制器引入的相位误差是  $180^\circ$ , 如果应用于 DVR 的谐振控制会引起稳态时的有功功率流动。

D. G. Holmes 在文献[2]中提出的静止坐标系下的谐振控制器和传统的旋转结构控制器相比极大地减小了计算量, 并且不会引起稳态有功功率的流动。本文对静止坐标下的谐振控制器的传递函数作了简化, 避开复杂的坐标变换方法简单地检测出指定次数的谐波, 并且在基频时衰减很大, 简单的加到 DVR 控制系统中, 既不影响原有的凹陷补偿机制, 又给 DVR 增加了谐波补偿的功能。它在 50 Hz 处引起的相位偏移近似  $90^\circ$ , 在基波处就不会引起有功功率的流动。

## 1 DVR 的功率流向

由瞬时无功功率理论可知,  $q_a + q_b + q_c = 0$ , 即各相的瞬时无功功率之和为零, 虽然单独观察某一相时, 其瞬时无功功率不为零, 但三相的总和为零。这表明各相的瞬时无功功率在三相之间交换, 因此对 DVR 而言瞬时无功功率不会导致逆变器交流侧和直流侧的能量交换。当电压发生凹陷时 DVR 发出有功功率补偿系统的电压凹陷[3]。

当 DVR 用于补偿谐波时, 由于负载电压中有谐波, 使负载的瞬时有功功率  $p_L$  和瞬时无功功率  $q_L$  中

含有交流分量  $\dot{p}_L$  和  $\dot{q}_L$ , 当 DVR 用于补偿谐波时应满足  $p_{DVR} = -\dot{p}_L$ ,  $q_{DVR} = -\dot{q}_L$ , 于是 DVR 的瞬时有功功率的平均值为零, 不消耗直流侧能量。

由以上分析可知 DVR 的直流侧能量主要用于补偿系统电压凹陷, 加上谐波补偿功能后 DVR 在稳态时也在工作, 稳态流出功率会使直流侧电容的能量耗尽。而有功功率流入会增加直流侧的电压, 严重的还可能破坏系统。因此, 能否保证稳态时的有功功率流向近似为零就是在 DVR 控制系统中加上谐波补偿功能的关键[4-5]。

## 2 静止坐标下的谐振控制器

文献[1]提出了一种可以消除零稳态误差的控制器, 它在指定频率处增益很大, 可以紧密跟踪规定频率的信号, 其开环传递函数为

$$H(s) = K_p + \frac{K_i}{1 + (s/\omega_0)^2} \quad (1)$$

式中  $K_p$  为比例项系数;  $K_i$  为增益系数;  $\omega_0$  为要跟踪的角频率。

式(1)可以化为

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

其中  $K_r = K_i \omega_0^2$ 。忽略其比例项,  $K_r$  取 100 时其幅频和相频特性如图 1 中实线所示, 可见: 它在  $s = \omega_0$  处增益很大, 可以用于提取要补偿的谐波信号, 但是它引入的相位误差是  $180^\circ$ , 如果将其用于 DVR 的谐波控制就会引起直流侧能量的流动。

传统的  $dq$  变换可从调制和解调的角度理解。信号与参考的正弦和余弦信号相乘, 将该频率的谐波信号搬移到直流和二倍频上, 其数学表达式为

$$x_d(t) = x(t) \cos(\omega_0 t) = x(t) (e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t}) / 2 \quad (3)$$

$$x_q(t) = x(t) \sin(\omega_0 t) = x(t) (e^{j\omega_0 t} - e^{-j\omega_0 t}) / (2j)$$

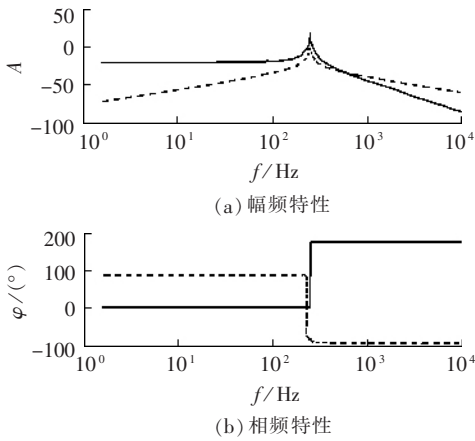


图 1 式(2)和式(9)的幅频、相频特性

Fig.1 Frequency responses of (2) and (9)

其傅里叶变换为

$$X_d(\omega) = [X(\omega + \omega_0) + X(\omega - \omega_0)]/2 \quad (4)$$

$$X_q(\omega) = [X(\omega + \omega_0) - X(\omega - \omega_0)]/(2j)$$

如果  $x_d(t) = \cos(\omega_0 t)$ , 其实部和虚部就为直流分量和 2 倍频分量的和, 经过低通滤波器则输出信号变为

$$Y_d(\omega) = X_d(0)/2, \quad Y_q(\omega) = X_q(0)/(2j) \quad (5)$$

图 2 所示为由式(3)~(5)定义的基本解调过程。

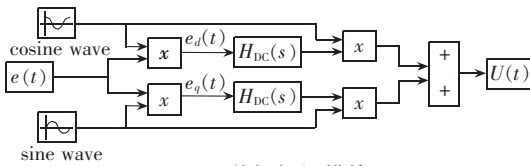


图 2 单相解调模块

Fig.2 Single-phase demodulation

图中  $e(t)$  为误差量, 其中低通滤波器用一个高增益的低通滤波器代替理想的 PI 调节器, 其传递函数设为  $H_{DC}(s)$ , 用来进行单相 PI 调节。

$$U_d(s) = H_{DC}(s) e_d(s) \quad (6)$$

$$U_q(s) = H_{DC}(s) e_q(s)$$

图 2 的单相同步控制器的时域描述为

$$u_{AC}(t) = \{ [e_{AC}(t) \cdot \cos(\omega_0 t)] * h_{DC}(t) \} \cdot \cos(\omega_0 t) + \{ [e_{AC}(t) \cdot \sin(\omega_0 t)] * h_{DC}(t) \} \cdot \sin(\omega_0 t) \quad (7)$$

两边同时取拉氏变换, 化简可得:

$$U_{AC}(s) = \frac{1}{2} [H_{DC}(s + j\omega_0) + H_{DC}(s - j\omega_0)] E_{AC}(s)$$

有

$$H_{AC} = \frac{1}{2} [H_{DC}(s + j\omega_0) + H_{DC}(s - j\omega_0)] \quad (8)$$

同步旋转坐标下  $H_{DC} = K_p + K_i \omega_c / (s + \omega_c)$ , 代入式(8)得:

$$H_{AC}(s) = K_p + \frac{K_i \omega_c s + K_i \omega_c^2}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2 + \omega_c^2} \quad (9)$$

其幅频和相频特性如图 1 虚线所示, 可以看出它在指定频率处也有很大的增益, 可以将要补偿的谐波准确地提取出来, 但静止坐标下的谐振控制器引入的相位误差是  $90^\circ$ , 不会引起直流侧的能量流动, 更适用于 DVR 的谐波控制。

### 3 带谐振控制器的 DVR 控制系统

DVR 通常使用的控制策略都不注重谐波补偿的功能, 通常使用的有 2 种: 前馈控制 (开环) 和闭环控制。前馈控制对于基波电压调节具有较好的动态性能, 但是由于  $LC$  滤波器和串联变压器的电压降以及逆变器的非线性会存在一些输出电压误差。闭环控制是在以基波频率旋转的  $dq$  坐标系下加上一个 PI 调节器, 它在静止坐标系中在基波频率处有很高的增益, 所以在稳态时有很好的效果。但是, 这种同步旋转结构的控制器对谐波的影响不大, 不能在补偿电压凹陷的同时补偿谐波电压。也有很多系统将前馈控制和闭环控制结合使用以提高控制性能<sup>[6]</sup>。

如前所述, 谐波补偿机制的关键是保证稳态下有功功率的流向为零 (或近似为零)。式(9)提出的不带比例项的谐振控制器可以进行简化:

$$H_{AC}(s) = K_p + \frac{K_i \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (10)$$

对于  $n$  次谐波, 同步旋转频率为  $\omega_n$ , 则

$$H_n(s) = \frac{K_i \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_n^2} \quad (11)$$

令  $K_i = K / \omega_c$ , 当  $s = j\omega_n$  时  $H_n(s)$  的增益趋向无穷大, 可以达到很好的控制性能。在要补偿多次谐波时, 总的谐波控制器可以表示为

$$H(s) = \sum_{n=N} H_n(s) \quad (12)$$

用多重谐振控制器代替多重同步旋转坐标下的 PI 控制, 获得与同步旋转坐标系下相同的频率响应。与传统的旋转坐标系下的 PI 控制器相比极大地减小了计算量, 不通过坐标变换直接单相使用, 更具有灵活性<sup>[10]</sup>。

图 3 所示为 5 次和 7 次叠加的谐振控制器的幅频和相频特性。

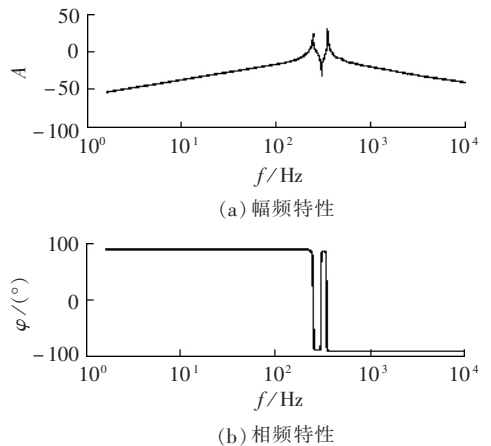


图 3  $H_5(s) + H_7(s)$  开环频率响应图

Fig.3 Open-loop frequency response of  $H_5(s) + H_7(s)$

图中  $k = 100$ ,  $\omega_c = \pi$ , 相应截止频率为 0.5 Hz, 由幅频图中可看出它在 50 Hz 处的衰减很大, 由此对稳态有功功率的流向和原有的电压凹陷补偿机制影响很小。另外, 从相频图中可看出即使有少量 50 Hz 的

分量留下,它引起的相位偏移近似是  $90^\circ$ ,这样在基波处就只会引起无功功率流动。在仿真中也验证了这一点。从而解决了 DVR 直流侧能量保持的问题。

带谐波补偿功能的 DVR 控制系统的框图如图 4 所示<sup>[8-10]</sup>。

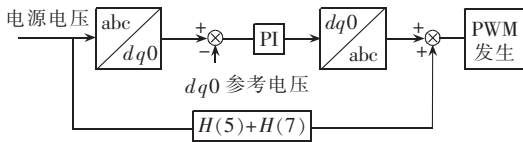


图 4 带谐振控制器的 DVR 控制系统

Fig.4 DVR control system with resonant controller

如前所述,DVR 主要用以解决电力系统中电源方面引起的电压动态干扰问题,其控制策略强调动态响应,其控制算法不同于强调稳态响应的电力有源滤波器,不能产生和有源电力滤波器一样精确的参考波形,准确提取出电压的谐波分量。要消除 5 次和 7 次谐波电压,将电压、电流信号通过一个 5 次和 7 次谐振控制器,变换出谐波的补偿信号,和原有控制策略产生的补偿信号相加即可,几乎不会增加控制系统的复杂性。

#### 4 仿真验证

用 Matlab 建立如图 5 所示仿真模型,其中系统线电压为 380 V,负荷容量为 30 kW。

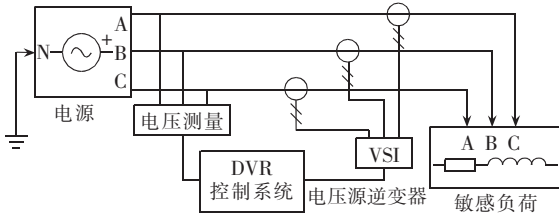


图 5 DVR 控制器仿真主电路

Fig.5 Main circuit for DVR controller simulation

引入谐振控制器后,稳态时 A 相的瞬时功率流动如图 6 所示,当 DVR 进入稳定补偿阶段后 DVR 发出的有功功率为交流量,可以看出其正负半周相抵,发出和吸收的有功功率相等,这说明在补偿谐波电压的过程中 DVR 直流侧是在不断的重复充放电过程,有功功率的消耗为零。对 A 相有功功率的基频周期积分如图 7 所示,在图中可以清楚的看出在 DVR 进入稳定补偿阶段后 DVR 发出和吸收的有功功率近似为零,与电网只交换无功功率。因而不会影响逆变器的直流侧电容器的能量。

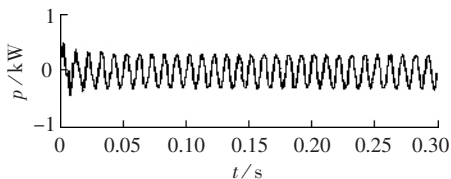
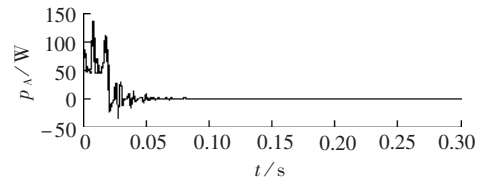
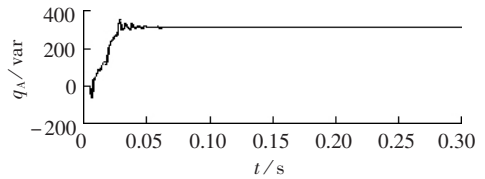


图 6 单相稳态瞬时有功功率流动

Fig.6 Single-phase steady-state instantaneous active power flow of DVR



(a) 有功功率



(b) 无功功率

图 7 稳态功率流动

Fig.7 Steady-state power flow of DVR

图 5 所示系统有 5 次和 7 次谐波,在 0.1~0.2 s 发生 0.2 p.u. 三相对称电压凹陷,电源侧单相电压如图 8 所示。

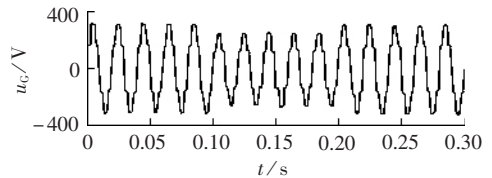


图 8 电源侧电压波形

Fig.8 Waveform of supply voltage

传统不加谐振控制器的 DVR 控制系统补偿后电压波形如图 9 所示,可以看出电压幅值已经恢复但是谐波仍然存在。

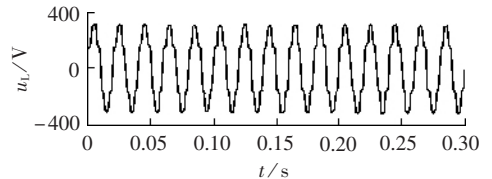


图 9 不加谐波补偿环节的负荷侧电压波形

Fig.9 Load voltage waveform without harmonic compensation

加了谐振控制器后 DVR 输出的补偿电压波形如图 10 所示,由图可见输出补偿电压波形包含了谐波分量。

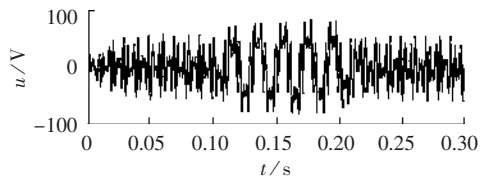


图 10 带谐振控制环节 DVR 控制系统输出补偿波形

Fig.10 Output compensation voltage waveform of DVR with resonant controller

带谐振控制器的 DVR 补偿后的负荷侧波形如图 11 所示。可以看出经过短暂的暂态过程负荷侧电压幅值恢复到正常,谐波也被补偿掉了。

分析使用谐振控制器前后电源侧和负荷侧的电压波形,频谱图如图 12 所示,从图中可见负荷侧经过补偿后的电压中 5 次和 7 次的分量大大减少了。

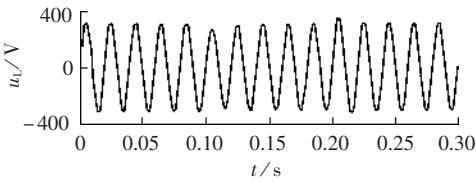
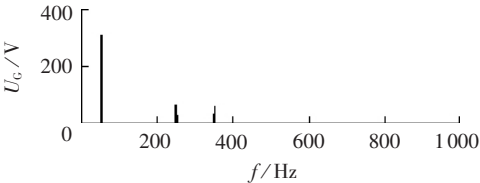
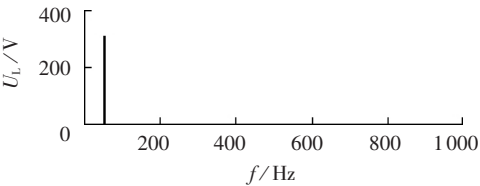


图 11 补偿后负荷侧电压波形  
Fig.11 Load voltage waveform after harmonic compensation



(a) 电源侧



(b) 负荷侧

图 12 增加谐振控制器前后电压傅里叶分析  
Fig.12 Fourier analysis of voltage with and without resonant controller

5 结语

本文提出了静止坐标下的谐振控制器,和旋转坐标系下的 PI 控制器有同样的控制效果。通过分析其幅频和相频特性,得出将其加到 DVR 控制系统中进行谐波补偿时不会引起有功功率的流动,从而解决了 DVR 用于谐波补偿时直流侧的能量保持问题。并通过仿真验证了其谐波补偿效果。在不增加系统复杂性的前提下增加了 DVR 的效率。该控制器还可以应用于有源电力滤波器(APF)、统一电能质量调节器(UPQC)中。

参考文献:

[1] SATO Y,ISHIZUKA T,NEZU K,et al. A new control strategy for voltage-type PWM rectifier to realize zero steady-state control error in input current[J]. *IEEE Trans-*

*sactions Ind Applicat*,1998,34(5/6):480-486.  
[2] ZMOOD D N,HOLMES D G,BODE G H. Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators [J]. *IEEE Transactions on Ind Applicat*,2001,37(2): 601-610.  
[3] 王兆安. 谐波抑制与无功功率补偿[M]. 北京:机械工业出版社,1998.  
[4] NEWMAN M J,HOLMES D G,NIELSEN J G. Frede blaabjerg “a Dynamic Voltage Restorer(DVR) with selective harmonic compensation at medium voltage level”[J]. *IEEE Transactions Ind Applicat*,2005,41(6):1744-1753.  
[5] MTTAVELLI P. Closed-loop selective harmonic compensation for active filters[J]. *IEEE Transactions on Ind Applicat*,2001,37(1):81-89.  
[6] 谢旭,胡明亮,梁旭,等. 动态电压恢复器的补偿特性与控制目标[J]. *电力系统自动化*,2002,26(8):41-44.  
XIE Xu,HU Ming-liang,LIANG Xu,et al. Compensation range and control object of dynamic voltage restorer[J]. *Automation of Electric Power Systems*,2002,26(8): 41-44.  
[7] ZMOOD D N,HOLMES D G. Stationary frame current regulation of PWM inverter with zero steady-state error [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*,2003, 18(3):814-822.  
[8] 张家豪. 一种动态电压恢复器之研制[D]. 高雄:国立中山大学,2004.  
ZHANG Jia-hao. Design and study on a dynamic voltage restorer[D]. Kaohsiung:National Sun Yat-sen University Taiwan,2004.  
[9] NIELSEN J G. Design and control of a dynamic voltage restorer[D]. Denmark:Aalborg University,Institute of Energy Technology,2002.  
[10] MATTAVELLI P. Synchronous-frame harmonic control for high-performance AC power supplies [J]. *IEEE Transactions on Ind Applicat*,2001,37(3):864-872.  
(责任编辑:柏英武)

作者简介:

石 游(1981-),女,四川广元人,硕士研究生,研究方向为有源滤波器和动态电压恢复器的监测与控制(E-mail: shiyou1981@126.com);  
杨洪耕(1949-),男,四川成都人,教授,博士,长期从事电能质量监测和控制技术方面的教学与研究工作。

Dynamic voltage restorer with harmonic compensation function  
SHI You,YANG Hong-geng  
(Sichuan University,Chengdu 610065,China)

**Abstract:** A resonant controller under stationary coordinates is proposed to detect the selected harmonics without complicated coordinates transform. It can be easily added into a DVR(Dynamic Voltage Restorer) control system to perform a closed-loop control for selected harmonic voltages for compensation to improve the efficiency of DVR,while its influence on voltage sag compensation performance is little. The amplitude- & phase-frequency characteristics of the resonant controller are analyzed,and it is proved that the steady state active power flow through DVR is kept close to zero and the influence on DC link voltage is little. Simulation with Matlab shows that the proposed method can eliminate most selected harmonic voltages.  
**Key words:** harmonic voltage; DVR; resonant controller