

高压直挂式无功和谐波综合补偿器控制策略研究

罗仁俊, 张定华, 王卫安, 黄超, 黄燕艳, 曹洋, 刘华东, 唐建宇

(株洲变流技术国家工程研究中心有限公司, 湖南 株洲 412001)

摘要: 针对目前中高压系统无功和谐波分开补偿的现状, 提出一种基于 H 桥级联的静止无功发生器与 LC 并联的高压直挂式补偿结构, 利用与低成本 LC 的结合提高了有源容量的利用率和补偿范围。并在此基础上提出了基于数字带通和多同步旋转坐标的无功、谐波和负序检测及控制, 实现了无功功率、指定次谐波和负序电流的实时检测和补偿控制; 并针对级联静止无功发生器中多个直流侧电压均衡控制的难题, 提出了基于相角叠加的控制策略。文中分析了其拓扑结构及补偿原理, 并对综合补偿控制和直流均衡控制进行了详细论述。在 Simulink 中搭建了仿真平台对整个控制策略进行了校核, 并进行了模拟实验, 结果表明: 该控制方式能实现对无功、谐波和负序的综合补偿, 直流侧稳定, 具有良好的动态性能。

关键词: 无功功率; 谐波; 综合补偿; 静止无功发生器; LC 滤波器; 直流电压均衡控制

中图分类号: TM761+.1

文献标识码: A

文章编号: 1671-8410(2011)05-0050-08

Research of Control Strategy for High-voltage Suspended Type Reactive Power and Harmonic Integrative Compensator

LUORen-jun, ZHANGDing-hua, WANGWei-an, HUANGChao, HUANGYan-yan, CAOYang, LIUHua-dong, TANGJian-yu

(Zhuzhou National Engineering Research Center of Converters Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: In order to solve the problem that reactive power and harmonic are compensated separately in high and medium voltage grid, a new high voltage suspended compensator constituted by static var generator based on H-bridge cascade and LC in parallel. The utilization and compensative range of active capability are improved by combining a low cost LC. A reactive power, individual harmonic and negative sequence detection method and controlling arithmetic based on digital band pass filter and multiple synchronous rotating coordinates are proposed, thus the real-time detection and compensative control are realized. For the questions of DC voltage balancing control of cascaded SVG, a new control technique of phase angle superposition is described. The topology structure and compensative principle are analyzed and the comprehensive compensative control and DC balancing control are also addressed. The whole control strategy is verified by simulation and experiment, and the results show that this method can achieve compositive compensation effect, DC voltage balancing and stabilization and good dynamic performance.

Key words: reactive power; harmonic; integrated compensation; static var generator(SVG); LC filter; DC voltage balancing control

0 引言

近年来, 随着我国工业的迅速发展, 大功率非线性

负荷的不断增多, 对电网的冲击和谐波污染也呈不断上升趋势, 引发了多种电能质量问题, 主要包括功率因数低、谐波含量高、三相不平衡、功率冲击、电压闪变和波动。这些问题与无功和谐波有着密切关系, 要处理这些问题, 除了通过技术改进提高用电设备的电磁兼容性外, 另一种途径则是通过投入电力电子装置就地吞吐无功功率和谐波^[1]。因此, 电力电子技术在谐波和无功治理等领域中的应用成为了研究的热点。

收稿日期: 2011-06-01

作者简介: 罗仁俊(1970-), 男, 高级工程师, 研究方向为变流技术与电力牵引;

张定华(1979-), 男, 工程师, 博士研究生, 研究方向为电能质量与优化控制。

基金项目: 国家科技支撑计划资助(2007BAA12B03)

无功补偿的方式种类繁多,以晶闸管为控制对象的静止无功发生器(Static Var Compensator, SVC)是目前的主要方式之一。这是一种无源补偿装置,虽可实现大容量、低成本的无功补偿,但固有阻抗和开关特性使其难以满足各种场合^[2-3]。以IGBT、GTO、IGCT为控制对象的静止无功发生器(Static Var Generator, SVG)是新一代无功补偿装置。这是一种有源补偿装置,具有响应速度快、连续控制精度高、可调范围大及输出谐波特性好的特点^[4-6]。级联式多电平逆变技术是SVG的新技术,它可以通过低压器件的组合而实现多电平高压输出,是目前研究的热点^[7-10]。该方式的主要难题是多个直流侧的不均衡造成输出波形畸变、系统不稳定等问题。为实现直流电压均衡控制有两种办法:一种是采用外部交换功率的方法,虽然控制简单,但需要额外增加多个电路和变压器等,成本高,不利于高压系统绝缘等性能^[11-12];另一种是利用自身平衡控制算法来实现,文献[13]提出的整体外环PI和逐个H桥内环控制的方式已经得到应用,但是由于单纯依靠PI调节,直流侧波动较大。有源滤波器(Active Power Filter, APF)是谐波治理最佳途径,但是由于现阶段电子开关器件的耐压水平较低,大功率开关器件的开关频率也较低,故APF仅在工业领域低压系统中得到应用。目前,对于高压侧的谐波治理,众多学者的研究主要集中在由APF和LC组成的混合有源滤波器中(Hybrid Active Power Filter, HAPF),而HAPF又失去了动态无功补偿的功能^[14-15]。因此目前高压系统的谐波治理和无功补偿是分开进行,其治理方式通过多种方式进行组合^[1,14],例如, SVC与HAPF的组合;利用变压器降压,在低压侧使用基于多重化技术的APF或SVG进行治理^[16]。这些方式不仅增加了投资成本和维护任务,而且补偿效果也不理想。因此如何通过一套装置同时解决高压侧无功和谐波问题成为急需解决的问题。

考虑到负载大都为感性,而SVG可发出容性和感性无功功率,为充分利用其容量,将其与LC组成高压直挂式无功和谐波综合补偿装置(High-voltage Reactive and Harmonics Generator, HRHG)并在此基础上提出了一种工程实用新型无功功率、谐波和负序电流的检测和控制策略,在实现高压侧无功和谐波的综合治理同时能对负序无功电流进行治理。结合装置,针对目前级联直流电压均衡控制的不足,提出了参考电压相角叠加的均衡控制策略,实现了各个直流侧的稳定及均衡控制。文中最后在Simulink中搭建了一个10 kV HRHG系统,并对其控制策略进行了仿真验证,开发了实验样机,对上

述理论及仿真分析进行了工程验证。

1 拓扑结构及补偿原理

HRHG的主电路结构如图1所示,三相级联逆变器和LC并联后采用星型连接。其中 u_{Sa} 、 u_{Sb} 、 u_{Sc} 和 i_{Sa} 、 i_{Sb} 、 i_{Sc} 分别为电源三相电压和三相电流; i_{La} 、 i_{Lb} 、 i_{Lc} 为负载三相电流; i_{SVGa} 、 i_{SVGb} 、 i_{SVGc} 和 i_{Ca} 、 i_{Cb} 、 i_{Cc} 分别为HRHG中SVG发出的三相电流和由SVG与LC组成的HRHG发出的三相电流。图中 L_{a1} 、 C_{a1} 、 L_{b1} 、 C_{b1} 和 L_{c1} 、 C_{c1} 为可按照需要设置的相应的滤波支路,而其容量根据补偿需要最大可设置为与SVG部分的容量相等,这样扩大了HRHG的容性容量输出范围。 L_a 、 L_b 、 L_c 为SVG输出的连接电抗; C_{dc-a1} 、 C_{dc-a2} 、...、 C_{dc-aN} , C_{dc-b1} 、 C_{dc-b2} 、...、 C_{dc-bN} 和 C_{dc-c1} 、 C_{dc-c2} 、...、 C_{dc-cN} 分别为SVG单相各个H桥逆变器直流侧的电容; N 为每相串联的H桥单元个数。

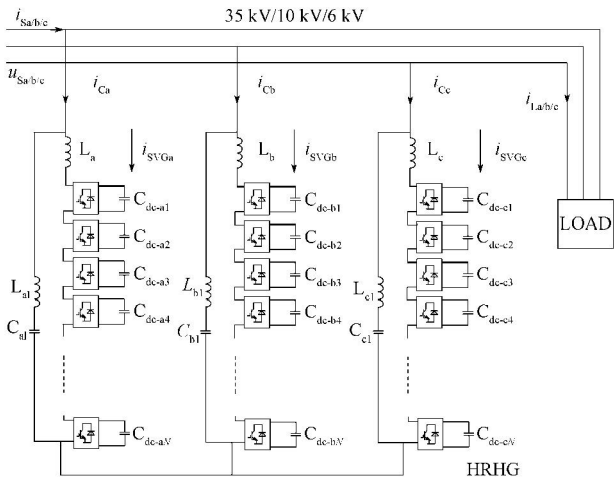


图 1 HRHG 系统结构图

Fig. 1 System configuration of HRHG

HRHG中的SVG部分的单相等效电路如图2所示。

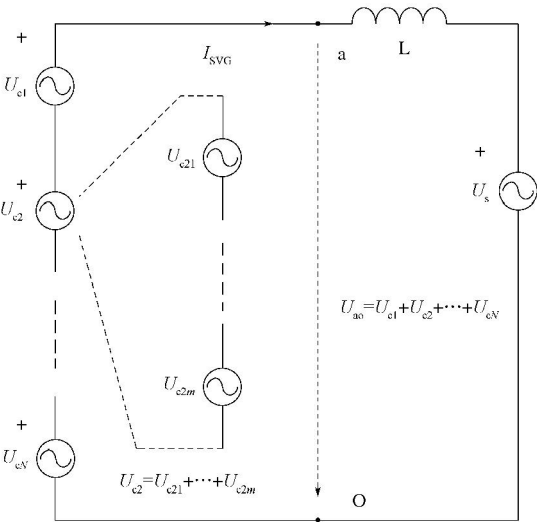


图 2 单相等效原理图

Fig. 2 Equivalent circuit of single phase

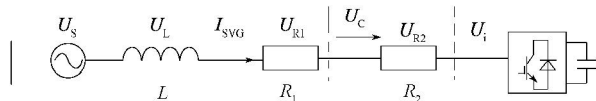
可以把基于电压源逆变器的H桥单元等同于一个

电源,如图中的 U_{c1} 、 U_{c2} …… U_{cN} 。将各个电源串联起来输出相电压 U_{ao} ,与电网相电压 U_s 产生一个电势差叠加在连接电抗 L 上,从而产生电流。根据叠加原理,多个正弦电源同时作用下的响应等于每个单独作用下的响应之和,因此 SVG 在同时补偿无功、谐波和负序电流时,每个 U_{cN} 都可以分解成 m 个正弦源,每个正弦电压源与电网相电压 U_s 产生的电势差在电抗 L 上产生不同的电流。例如 $\sum_{i=1}^N U_{ci}$ 可按照频率分为 1 次电源 U_{c21} 、2 次电

源 U_{c22} 、 N 次电源 U_{c2N} 之和,则产生的电流 I_{SVG} 包括无功和各次谐波的电流。因此只要计算出无功、谐波和负序电流补偿各自所需 SVG 发出的瞬时电压,叠加后组成参考电压波形对逆变器进行调制即可产生所需的电流。

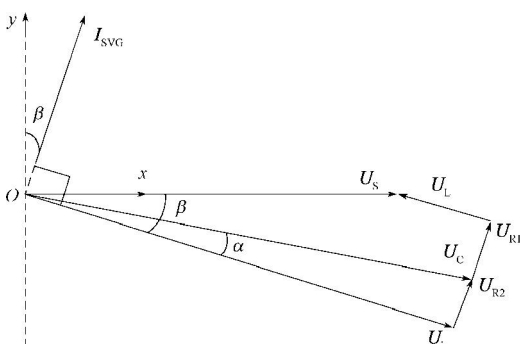
$$I_{SVG} = (U_{c21} - U_s) / \omega L + U_{c22} / 2\omega L + \dots + U_{c2N} / N\omega L \quad (1)$$

无功补偿占据了 SVG 的大部分容量,SVG 在该状态下不仅要补偿无功功率还要控制直流电压。为了更好说明有功功率控制的过程,将 SVG 在无功补偿模式下的等效电路单独列出,如图 3(a) 所示。其中 U_i 为理想逆变器输出电压; R_2 为逆变器内部等效阻抗,其电压降为 U_{R2} ; R_1 为线路和连接电抗的等效阻抗,其电压降为 U_{R1} ; L 为理想连接电抗,其电压降为 U_L ;实际逆变器输出电压为 U_C ,其值为 U_{R2} 与 U_i 的和; U_s 为理想电源。图 3(b) 和 3(c) 分别为图 3(a) 电路在 SVG 发出容性无功和感性无功下的向量图,图中 β 角为 U_i 与 U_s 的夹角,以实现两个电源之间的功率交换来满足有功损耗等; α 角为 U_C 与 U_i 的偏移角,用来维持直流电压所需吸取有功功率。通过控制 U_i 的长度来控制无功量的大小,而通过控制 α 角的大小来控制从电网吸收的有功功率的大小。



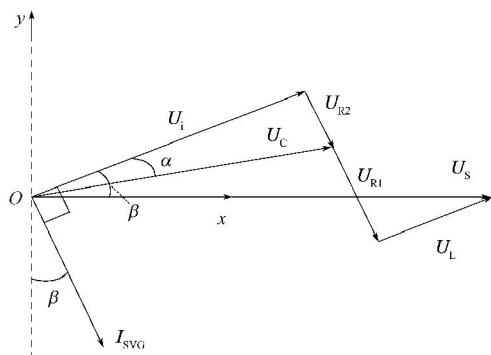
(a) SVG 无功模式下的等效电路图

(a) SVG equivalent circuit on reactive power mode



(b) 容性无功工况向量图

(b) Vector diagram on capacitive working condition



(c) 感性无功工况向量图

(c) Vector diagram on inductive working condition

图3 无功模式下 SVG 原理图

Fig. 3 SVG principle under reactive power mode

2 基于数字带通和同步旋转坐标的控制策略

要实现对无功功率、指定次谐波和负序电流的治理,需要快速、准确地分析出无功电流、谐波电流和负序电流是控制的前提。考虑从数字控制的易实现性出发,提出了一种基于数字带通和多同步旋转坐标的谐波检测及解耦控制方法。考虑负载谐波和负序补偿快速性的要求,对其控制采用提取负载电流 I_L 中的谐波和负序的开环控制方法;而考虑对无功的准确性采用的是以母线电流 I_s 的闭环控制方法。

2.1 谐波检测及控制

谐波检测原理图如图 4 所示,通过设置带通滤波器(Band Power Filter, BPF)的上下截止频率将负载电流 I_L 中的 n 次谐波分量 I_{Ln} 提取出来;对母线电压 U_s 锁相得到的 n 次谐波的正、余弦值 $\sin n\omega t$ 、 $\cos n\omega t$ 的值;根据 n 的大小判断其为正序还是负序,其中谐波次数若满足 $n=3k-1$ 、 $n=3k+1$ 或 $n=3k$,则此次谐波分别为负序、正序或零序。由于三相三线制系统中不存在零序,本文只考虑正序和负序的特征次谐波,间谐波等不在考虑之内。根据属性选择合适的变换矩阵 $T_{abc-dqn}^P$ 或 $T_{abc-dqn}^N$,得到 I_{Ln} 在 dq 坐标中的谐波有功和谐波无功的瞬时值 i_{Ldn} 和 i_{Lqn} 。由于本文对谐波和无功均使用开环控制,即假设补偿电流和负载所需的一致,同时假设连接电抗中的阻值很少,可以忽略。因此在进行电流到电压的转换时可利用连接电抗 ωL 进行简易转化,从而得到 u_{Ldn} 、 u_{Lqn} ;再通过与矩阵 $T_{abc-dqn}^P$ 或 $T_{abc-dqn}^N$ 的反矩阵相乘得到 abc 坐标下的 n 次谐波电压 U_{nth} 。只要将此电压和 U_s 按照图 2 与 L 组成回路,回路电流即为 $-I_{Ln}$ 。

$$T_{abc-dqn}^P = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \sin n\omega t & \sin(n\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(n\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos n\omega t & \cos(n\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(n\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (2)$$

$$T_{abc-dqn}^N = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \sin n\omega t & \sin(n\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \sin(n\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos n\omega t & \cos(n\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \cos(n\omega t - \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (3)$$

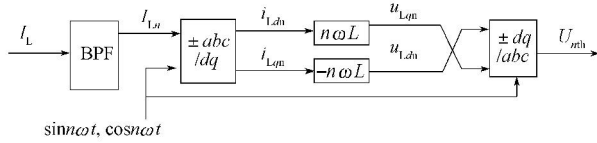


图4 谐波检测与控制

Fig. 4 Harmonic current detecting and controlling

2.2 负序电流检测及控制

负序电流的控制和谐波电流的控制是一样的,其原理见如图5所示。通过设置BPF的截止频率提取 I_L 的基波电流 I_{L1} ;利用母线电压 U_s 锁相得到的基波的正、余弦值 $\sin\omega t$ 、 $\cos\omega t$ 的值;选用 $T_{abc-dqn}^N$ 矩阵将 I_{L1} 转换为 dq 坐标下的负序有功和负序无功分量瞬时值 i_{Ld-1} 、 i_{Lq-1} 。与上一节假设条件一样,可利用连接电抗 ωL 进行简易转化,从而得到 u_{Ld-1} 、 u_{Lq-1} 。以下的流压转换的假设与此相同。考虑到SVG的直流电压的稳定性,需要对 u_{Ld-1} 、 u_{Lq-1} 进行限幅,再经过 $T_{abc-dqn}^N$ 反矩阵的变换得到需要补偿的负序电压 U_{-1} 。

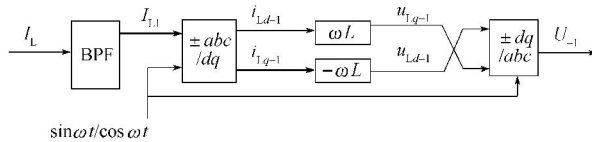


图5 负序检测与控制

Fig. 5 Negative current detecting and controlling

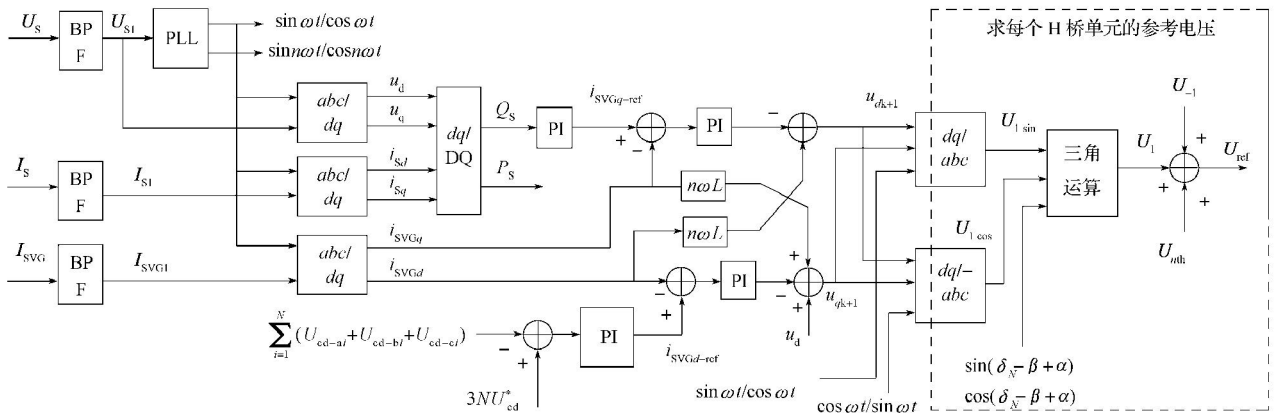


图6 无功检测与控制

Fig. 6 Reactive power detecting and controlling

3 基于相角叠加的多直流电容电压均衡控制

在不计损耗的情况下,级联型SVG不会出现单个H桥的直流侧电压不均衡的情况,这是因为各H桥相串联,在每个链节输出电压波形相同时,由于流过的电流也相同,因此对电容电压的充电效应是一致的。但实际应用时,由于各H桥单元损耗的细微差别,加上由于采

2.3 无功检测及控制

无功控制中包括对电流内环控制、直流电压外环控制和母线无功的控制,其控制过程如图6所示。对采集的母线电压 U_s 、母线电流 I_s 和SVG发出的电流 I_{SVG} 进行中心频率为50 Hz的带通滤波处理,得基波分量 U_{s1} 、 I_{s1} 和 I_{SVG1} ;利用矩阵 $T_{abc-dqn}^P$ 对它们进行 dq 分解得到 u_d 、 u_q 、 i_{sd} 、 i_{sq} 和 i_{SVGd} 、 i_{SVGq} ;通过对 u_d 、 u_q 和 i_{sd} 、 i_{sq} 计算得到母线 dq 坐标的有功、无功功率 P_s 、 Q_s ;以母线无功 Q_s 为零进行PI调节后得到SVG的无功参考电流 $i_{SVGq-ref}$;通过对采集SVG三相所有的 $3N$ 个直流侧电压的值 U_{cd-ar} 、 U_{cd-bl} 、 U_{cd-cl} ($i=1, \dots, N$)求和与目标值 $3NU_{cd}^*$ 的差进行PI调节后,得到SVG的有功参考电流 $i_{SVGd-ref}$;利用电源电压 U_s 进行 dq 分解得到的 u_d 和连接电抗 ωL 对 $i_{SVGd-ref}$ 、 $i_{SVGq-ref}$ 、 i_{SVGd} 、 i_{SVGq} 进行PI解耦后,得到SVG需要发出的 dq 坐标分量 u_{dk+1} 、 u_{qk+1} ;结合锁相值 $\sin\omega t$ 和 $\cos\omega t$,利用 $T_{abc-dqn}^P$ 反矩阵变换得到参考电压值 U_{1sin} ;同时将其结合 $\cos\omega t$ 和 $\sin\omega t$ 进行 $T_{abc-dqn}^N$ 反矩阵变换后,得到 U_{1sin} 的余弦值 U_{1cos} 。结合下一节具体介绍的每个H桥模块的直流电压调整方法所得的 $\sin(\delta_N - \beta + \alpha)$ 和 $\cos(\delta_N - \beta + \alpha)$ 进行三角计算,得到无功补偿所需的参考电压量 U_1 ,将其与前面计算所得的谐波补偿参考电压 U_{nth} 、负序补偿参考电压 U_{-1} 相加得到总的参考电压值 U_{ref} ,以此值依次与多路移相三角波比较,从而得到各个H桥的触发脉冲。

用载波移相导致的与电网进行有功交换量的差异,这些都会导致各个H桥的直流电压的不同。另外当SVG在补偿谐波和负序电流时,不仅使变流器损耗增大,而且还存在和电网的有功交换,如为满足对谐波和负序的补偿而输出小量有功功率,这些都会造成直流侧的失稳。在本文中,把谐波和负序补偿带来的直流侧的波动

都被理解为损耗,直流侧的控制是在无功功率控制环节中通过对整个有功的控制来调节从电网吸取有功功率,即对图6中 $i_{\text{SVGd-ref}}$ 的控制。

以SVG工作在感性工况为例,其向量图如3(c)所示。由于损耗存在,SVG的输出电压向量 U_C 比理想输出 U_i 滞后 α ;经过图6对无功功率和有功功率的控制调节后,将得到SVG的输出电压向量 U_C 超前电源电压 U_S 的 $(\beta-\alpha)$ 角度来实现与电网交换有功功率。为了在基于SPWM移相调制方式下SVG输出电流为 I_{SVG} ,要求每个H桥输出的无功电压分量相等,即 $U_{i1}=U_{i2}=\dots=U_{iN}=U_i/N$ 。而实际上为保持各个直流侧电压一致,要求其于电网交换的有功功率也不一样,这导致各H桥单元输出电压并不与 U_C 同相位,如图7所示。例如第 N 个模块的电压 U_{CN} 滞后 U_i 为 δ_N 度,这样该模块从电网吸收的有功功率 P_{CN} 为:

$$P_{CN}=U_{CN} \times \sin \delta_N \times I_{\text{SVG}}=\Delta U_{in} \times I_{\text{SVG}} \quad (4)$$

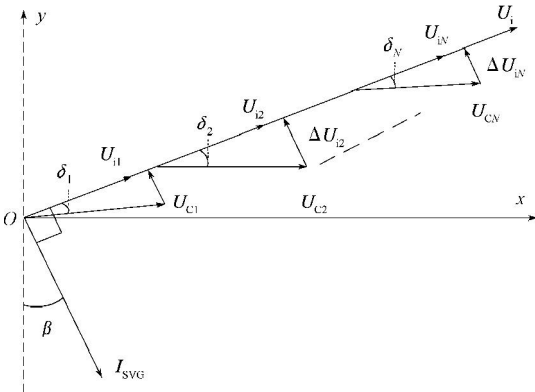


图7 直流电压均衡控制原理图

Fig. 7 DC voltage balance control strategy diagram

由于图6计算所得的 U_{lsin} 和 U_{lcoss} 含有相角 $(\beta-\alpha)$ 的实时信息,要调节H桥单元输出向量与 U_i 的夹角为 δ_N 时,只需将角度 $(\delta_N-\beta+\alpha)$ 的值叠加至参考电压上即可。而 $(\delta_N-\beta+\alpha)$ 值的大小可通过对每个直流侧进行PI调节得到,如图8所示。以A相直流侧为例,通过采集直流侧电压 $U'_{\text{cd-aN}}$,利用低通滤波器(Low Pass Filter, LPF)滤除其固有的二次脉动等,得到其直流分量 $U_{\text{cd-aN}}$;对 $U_{\text{cd-aN}}$ 与目标值 U^*_{cd} 比较后的差进行PI调节后,得到需要变化的偏移角 $(\delta_N-\beta+\alpha)$,并计算得到其正弦、余弦值 $\sin(\delta_N-\beta+\alpha)$ 和 $\cos(\delta_N-\beta+\alpha)$ 。结合无功控制环节中得到的 U_{lsin} 和 U_{lcoss} ,可得第 N 个H桥模块的电压调制波 $U_1 \sin(\omega t + \delta_N)$ 。

$$U_1 \sin(\omega t + \delta_N) = U_1 \sin(\omega t + (\beta - \alpha) + \delta_N - \beta + \alpha) =$$

$$U_1 \times [\sin(\omega t + \beta - \alpha) \times \cos(\delta_N - \beta + \alpha) + \cos(\omega t + \beta - \alpha) \times \sin(\delta_N - \beta + \alpha)] =$$

$$U_{\text{lsin}} \times \cos(\delta_N - \beta + \alpha) + U_{\text{lcoss}} \times \sin(\delta_N - \beta + \alpha) \quad (5)$$

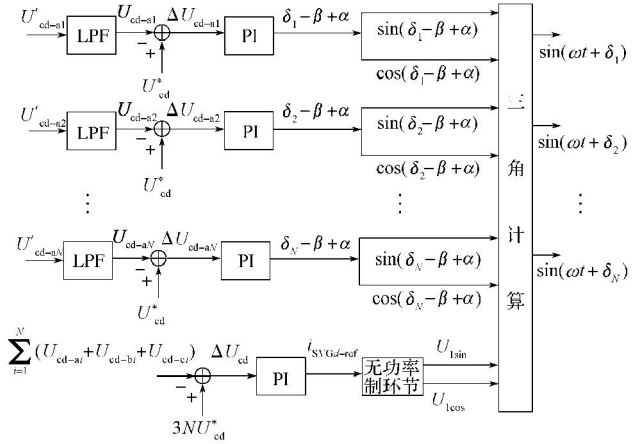


图8 相角叠加框图

Fig. 8 Block diagram of phase angle superposition

4 仿真研究

在Matlab中的Simulink中按照图1搭建10 kV仿真电路,考虑到补偿谐波,SVG部分的补偿容量为3 MVA,而LC部分容量为1.8 Mvar兼做3次滤波器。SVG部分主电路由11个H桥单元组成,直流电容大小为3 500 μF ,直流电压控制在900 V,连接电抗值为8 mH,开关频率为850 Hz。根据上述章节讲述的方法,利用单级倍频SPWM移相控制进行仿真。为了验证在纯无功、无功+谐波、谐波突变、无功突变等的补偿情况,在仿真的第0.05 s时启动SVG,0.1 s时投入阻容性负载,0.15 s时投入1台6脉波整流谐波源负载,0.2 s时启动SVG谐波补偿功能,0.25 s时增投2台6脉波整流谐波源负载,0.3 s时投入有功功率为4 800 kW而无功功率为3 900 kvar的阻感性负载,在0.35 s时在AB相间投入有功功率为100 kW而无功功率为200 kvar的阻感性负载。整个补偿过程及补偿性能见图9~图12。图9为补偿过程的母线三相电流 I_S 、母线三相电压 U_S 和SVG发出的三相电流 I_{SVG} 、SVG输出PWM电压 U_C 的变化过程;图10为补偿过程的母线三相电流 I_S 、谐波源负载三相电流 I_{Lh} 和无功源负载三相电流 I_{L} 的变化过程;图11为补偿过程的母线电流 I_S 、负载电流 $(I_{\text{Lh}}+I_{\text{L}})$ 和SVG发出的电流 I_{SVG} 的A相电流中5次、7次、11次和13次谐波的跟踪补偿过程,分别用 $I_{\text{th5-1}}$ 、 $I_{\text{th7-1}}$ 、 $I_{\text{th11-1}}$ 、 $I_{\text{th13-1}}$ 来表示负载的各次谐波;而用 $I_{\text{th5-svg}}$ 、 $I_{\text{th7-svg}}$ 、 $I_{\text{th11-svg}}$ 、 $I_{\text{th13-svg}}$ 来表示SVG发出的各次谐波;用 $I_{\text{th5-s}}$ 、 $I_{\text{th7-s}}$ 、 $I_{\text{th11-s}}$ 、 $I_{\text{th13-s}}$ 来表示补偿后电网的各次谐波。图12为补偿过程中SVG的A相桥的第1个和第10个H桥的直流电压 $U_{\text{dc-a1}}$ 和 $U_{\text{dc-a10}}$ 的变化过程。

(1) SVG充电:在0.05 s时启动SVG后,SVG进入二极管整流充电状态,并从电网吸收有功功率,母线电流和SVG电流都会增大(图9);同时各H桥直流侧电压开始

上升直至目标值900 V(图12)

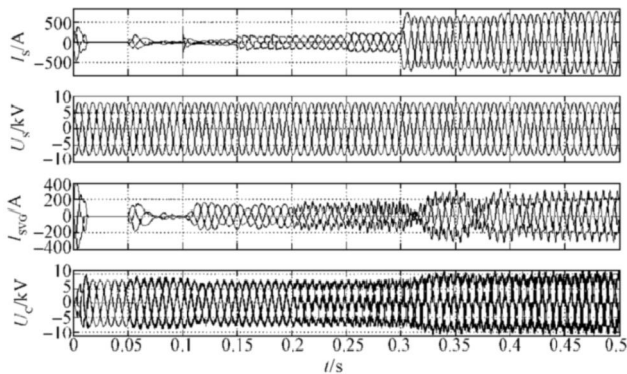


图9 动态补偿过程的电压和电流

Fig. 9 Volt ages and currents in dynamic process

(2)补偿容性负载：从图9和图10看出 ,在0.1 s投入容阻性负载 ,SVG会以母线无功电流为0进行补偿而立即发出容性电流 ,使得母线电流只有有功电流部分 ,整个补偿的响应时间为10 ms ;此时直流电压会出现固有的2次脉动 ,波动为50 V左右(图12)

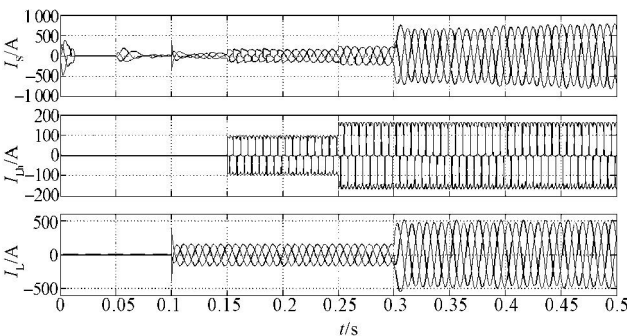


图10 电流变化过程图

Fig. 10 Change process of currents

(3)补偿谐波和容性负载：在0.15 s时投入整流谐波源后 ,SVG正序无功功率补偿 ,补偿后的母线电流含有谐波(图10) ;在0.2 s时SVG加入谐波补偿功能后 ,SVG发出的电流中含有谐波电流 ,同时SVG输出的PWM电压也含有谐波分量(图9) ,谐波补偿响应时间约为1 ms ,能有效地跟踪各次谐波进行补偿 ,补偿率达90%(图11)

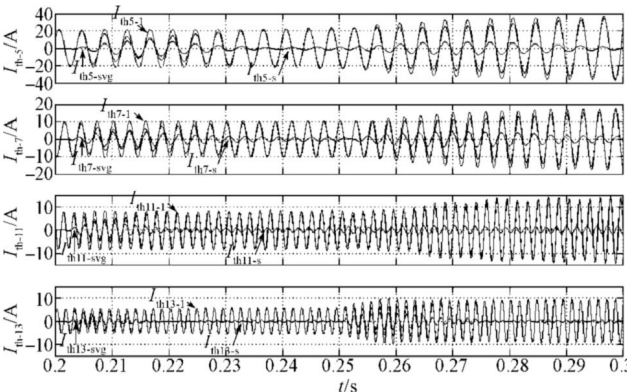


图11 谐波动态补偿效果

Fig. 11 Dynamics compensation effect of harmonics

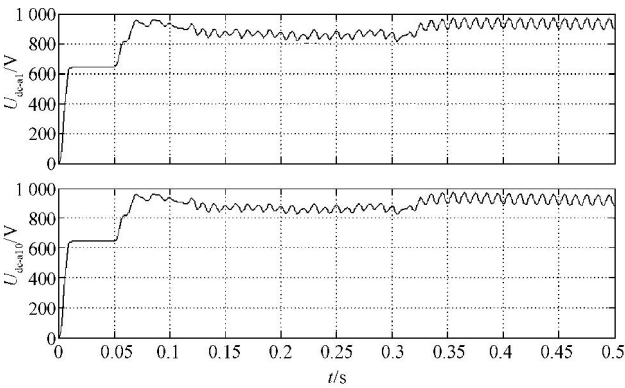


图12 直流侧电压波形

Fig. 12 DC link voltage waveforms

(4)补偿谐波和感性负载：在0.25 s时增投整流谐波源负载 ,SVG能跟踪补偿而发出更大的谐波(图10) ,而此时母线电流只是有功电流增大 ,并无畸变 ,可见谐波补偿效果好(图9) 在0.3 s时增投阻感性负载 ,经过10 ms的调整 ,SVG完成从感性无功到容性无功的转变 ,并完全补偿掉负载无功功率和谐波 ,母线电流无谐波 ,而SVG发出的电流增大(图9) ;直流电压有较小的波动 ,见图10。

(5)补偿负序分量：在0.35 s时AB相间投入阻感性负载 ,引起负载电流不对称(图10) ,SVG在已进行的无功和谐波补偿基础上进行负序治理 ,经过20 ms的调整 ,SVG发出的电流中包括谐波电流、无功电流和负序电流 ,使得母线电流保持基本对称(图9)

5 实验研究

5.1 实验平台

为验证理论和仿真的正确性 ,搭建了一个由3个H桥级联组成的逆变器 ,H桥中的IGBT型号为FF200R117K3 ,开关频率750 Hz ,直流电容选值为2 000 μ F。连接电抗为0.4 mH ,并网电压为400 V ,各H桥直流侧电压控制200 V。单次谐波电流采用采集信号发生器可调输入 ,5次、7次、11次联合输出时由整流负载提供。实验平台如图13所示 ,



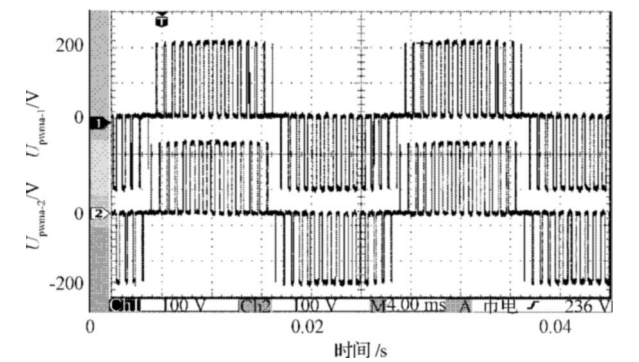
图13 SVG样机试验台

Fig. 13 Prototype of SVG

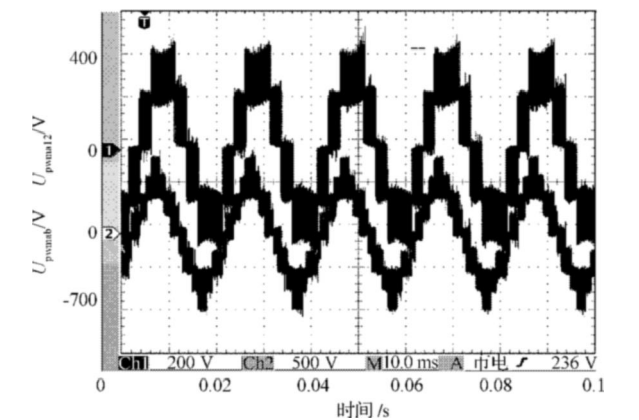
包括逆变器、连接电抗器、信号发生器、控制器、整流负载。

5.2 PWM 调制实验

调制方式采用载波移相SPWM方式,如图14所示,图14(a)为SVG A相的3个级联模块中第1个和第2个PWM输出的三电平电压 u_{pwma-1} 、 u_{pwma-2} ,两者相差 $\pi/3$,与 π/N 的调制方式一致。图14(b)为 u_{pwma-1} 、 u_{pwma-2} 累加组成的五电平 u_{pwma12} 和ab线电压PWM电压 u_{pwma12} ,其中 u_{pwma12} 超前 u_{pwma12} 角度 $\pi/6$ 。



(a) 移相 PWM 电压
(a) Phase shifting PWM voltage



(b) 多电平 PWM 电压
(b) Multilevel PWM voltage

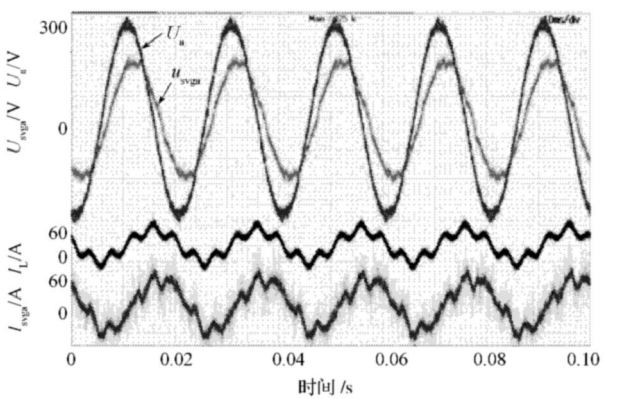
图 14 PWM 电压波形

Fig. 14 PWM voltage waveforms

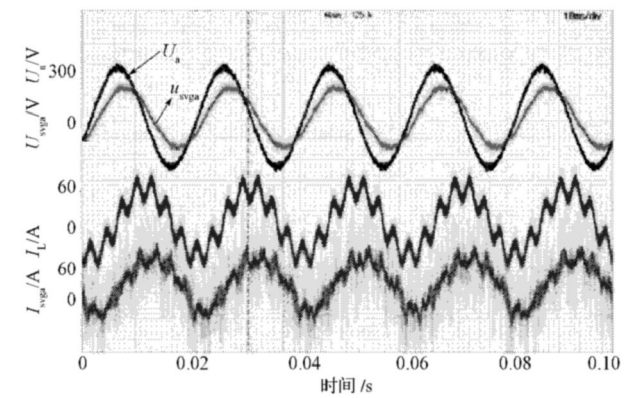
5.3 无功和谐波综合补偿实验

由于此时实验H桥模块的直流侧电容值较少,不适合做负序补偿的实验,因此实验时只针对无功功率和谐波补偿。为了验证补偿固定次谐波的补偿的稳态效果,将以信号发生器发出的电流为负载电流,SVG对其进行跟踪补偿。如图15所示,通道从上到下依次代表电网A相电压 u_a 、程序计算所得经过DA输出的A相参考电压 u_{svga} 、负载电流 i_L 和SVG发出的A相电流 i_{svga} 。图15(a)中 i_L 包括基波感性无功电流37.5 A和5次谐波电流12.5 A,从波形可看出 u_{svga} 含有5次为主的谐波电压分量, i_{svga} 能较快跟踪补偿负载无功和5次谐波;图15(b)中 i_L 包括

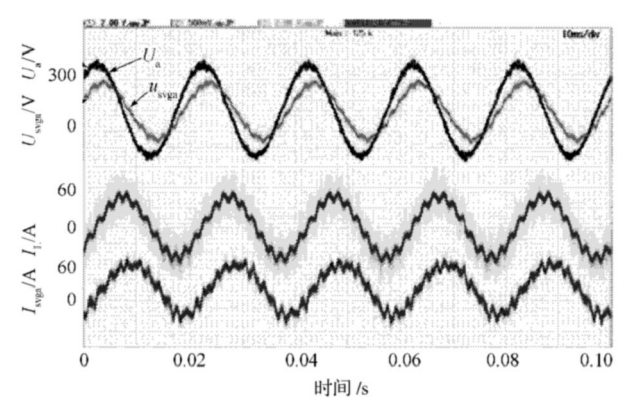
基波感性无功37.5 A和7次谐波12.5 A,从波形可看出 u_{svga} 含有7次为主的谐波电压分量, i_{svga} 能较快跟踪补偿负载无功和7次谐波;图15(c)中 i_L 包括基波感性无功37.5 A和11次谐波5 A,从波形可看出 u_{svga} 含有11次为主的谐波电压分量, i_{svga} 能较快跟踪补偿负载无功和11次谐波;图15(d)中同时包括有基波感性无功37.5 A、5次谐波12.5 A、7次谐波12.5 A和11次谐波5 A,从波形可看出 u_{svga} 含有多次谐波电压分量,能跟踪补偿负载无功和各次谐波。



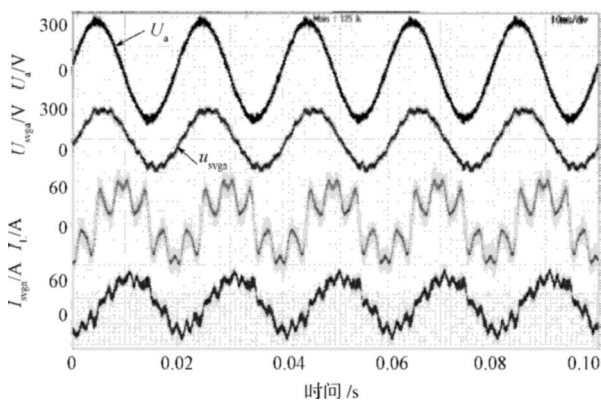
(a) 补偿5次谐波和基波的波形
(a) Waveforms of compensative 5th harmonic and fundamental wave



(b) 补偿7次谐波和基波的波形
(b) Waveforms of compensative 7th harmonic and fundamental wave



(c) 补偿11次谐波和基波的波形
(c) Waveforms of compensative 11th harmonic and fundamental wave



(d)补偿5+7+11次谐波和基波的波形
(d)Waveforms of compensative 5th , 7th , 11th harmonic and fundamental wave

图 15 实验结果
Fig. 15 Experimental results

从以上分析可以看出 ,SVG 在等效开关频率 4 500 Hz 下能对无功电流和5次、7次、11次和13次谐波电流的组合进行补偿,补偿率高,与仿真结果一致。在实际应用中,级联模块将超过11个,因此等效开关频率高达16.5 kHz,将能更好地补偿更高次谐波。

6 结语

本文针对目前高压系统无功和谐波分开治理的现状,在基于H桥级联SVG的拓扑结构上,提出一种LC与SVG相结合的拓扑结构,以提高SVG的利用率。并提出了一种基于数字带通与多同步旋转坐标的无功、谐波和负序检测及控制策略,该方法能迅速检测出各次谐波,有利于有选择地进行谐波补偿,避免和LC在某次谐波治理的耦合。由于综合补偿带来了直流侧的波动和不平衡,本文提出了一种基于相角叠加的直流侧控制方法,它能稳定各个H桥直流侧电压,为SVG的正常工作提供了保证。通过仿真和实验对控制进行了校核,验证了该方法的有效性。该方式为高压侧直接治理无功、谐波和负序电流提供了依据,弥补了现有补偿装置的不足。

参考文献：

[1] 张定华,桂卫华,王卫安,等.大型电弧炉无功补偿与谐波抑

制的综合补偿系统[J]. 电网技术,2008,32(12):23-29.
[2] 刘艳红,宋伟华,王杰.包含SVC和非线性负荷的电力系统耗散实现与控制[J]. 控制理论与应用,2010,21(7):47-52.
[3] WANG Juanjuan ,FU Chuang ,ZHANG Yao. SVC control system based on instantaneous reactive power theory and fuzzy PID[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics ,2008 ,55(4) :1658 -1665.
[4] 钱照明,张军明,吕征宇,等.我国电力电子与电力传动面临的挑战与机遇[J]. 电工技术学报,2004,19(8):10-22.
[5] 查晓明,张茂松,孙建军.链式D-STATCOM建模及其状态反馈精确线性化解耦控制[J]. 中国电机工程学报,2010,30(28):107-113.
[6] 李 旷,刘进军,魏 标,等.静止无功发生器电网电压不平衡的控制及其优化方法[J]. 中国电机工程学报,2006,26(5):58-63.
[7] 郑 宏,陈灵奎,郭 凯.大容量链式静止同步补偿器的非线性双输出解耦控制[J]. 控制理论与应用,2010,27(2):244-248.
[8] AKAGI H ,INOUE S,YOSHII T. Control and Performance of a Transformerless Cascade PWM STATCOM with Star Configuration[J]. IEEE Transactions on Industry Applications ,2007 ,43(4) :1041-1049.
[9] MAHARJAN L ,INOUE S ,AKAGI H. A Transformerless Energy Storage System Based on a Cascade Multilevel PWM Converter with Star Configuration[J]. IEEE Transactions on Industry Applications ,2008 ,44(5) :1621-1630.
[10] ALHAIDI H K ,GOLE A M ,JACOBSON D A. A Novel Configuration for a Cascade Inverter Based Dynamic Voltage Restorer With Reduced Energy Storage Requirement[J]. IEEE Transactions on Power Delivery ,2008 ,23(2) :881-888.
[11] 刘文华,宋 强,滕乐天,等.链式逆变器的50MVA静止同步补偿器的直流电容电压平衡控制[J]. 中国电机工程学报,2004,24(4):145-150.
[12] 刘 钊,刘邦银,段善旭,等.链式静止同步补偿器的直流电容电压平衡控制[J]. 中国电机工程学报,2009,29(30):7-12.
[13] 许湘莲.基于级联多电平逆变器的STATCOM及其控制策略研究[D]. 武汉:华中科技大学,2006.
[14] LUO An ,SHUAI Zhikang ,ZHU Wenji ,et al. Development of Hybrid Active Power Filter Based on the Adaptive Fuzzy Dividing Frequency-Control Method[J]. IEEE Transactions on Power Delivery ,2009 ,24(1) :424-432.
[15] SHUAI Zhikang ,LUO An ,ZHU Wenji ,et al. Study on A Novel Hybrid Active Power Filter Applied to a High Voltage Grid[J]. IEEE Transactions on Power Delivery ,2009 ,24(4) :2344-2352.
[16] 李琼林,刘会金,孙建军,等.大容量有源滤波器的拓扑结构分析[J]. 高电压技术,2006,32(2):70-74.

欢 迎 订 阅 赐 稿 刊 登 广 告 ！