

电网谐波产生高电压工况下三电平变流器的谐波电流抑制

赵宇¹, 张建¹, 刘刚¹, 高亚春², 李龙³, 刘海旭³

(1. 许继柔性输电系统公司, 河南 许昌 461000; 2. 许继风电科技有限公司, 河南 许昌 461000;
3. 国网新能源张家口风光储示范电站有限公司, 河北 张家口 075000)

摘要:介绍了中点钳位型三电平变流器的数学模型,分析了电网谐波条件下变流器谐波电流产生的原理。提出一种新型电网谐波下三电平变流器的谐波电流抑制方案,该方案采用 $\alpha-\beta$ 正负序解耦计算电网电压基波前馈项,采用 $d-q$ 正负序解耦进行电流闭环控制,并引入电网电压谐波经P调节器作为电压前馈项叠加至基波调制波进行谐波电流抑制。Matlab仿真表明,所提控制策略比传统的 $d-q$ 正负序解耦控制,明显改善了谐波电流含量。

关键词:三电平变流器;谐波电流抑制;正负序解耦;电压前馈

Abstract: The mathematical model of three-level neutral-point-clamped converter is introduced, and the theory of harmonic current generated by harmonic grid voltage is analyzed. A novel harmonic current suppression strategy is proposed. The strategy use $\alpha-\beta$ positive and negative sequence decoupling to calculate the fundamental component of grid voltage, use $d-q$ positive and negative sequence decoupling to control current loop, and use harmonic grid voltage through P controller to suppress harmonic current. The feasibility of this strategy is analyzed by Matlab simulation. Compared with the traditional $d-q$ decoupling control, the simulation of the proposed control strategy significantly improves the harmonic current.

Key words: three-level converter; harmonic current suppression; positive and negative sequence decoupling; feed-forward of voltage

中图分类号: TM761 文献标志码: A 文章编号: 1003-6954(2015)02-0026-06

DOI:10.16527/j.cnki.cn51-1315/tm.2015.02.007

0 引言

近年来,随着新能源发展的兴起,中国风力发电装机容量达到世界第一。由于中国风电多采用大规模、集中式分布,风电机组的频繁投切、控制系统不稳定等现象均会对电网产生扰动,常发故障表现为电网谐波大、过电压波动。下面研究电网谐波产生过压条件下,三电平风电变流器的控制运行。

目前针对电网低次谐波下PWM变流器的控制,取得了不少的研究成果。这些方案主要分为两大类:①改进电流环控制方案,在 $\alpha-\beta$ 、 $d-q$ 坐标系下进行正负序解耦,对谐波电流进行抑制^[1-3],但这些方案都是单独在 $\alpha-\beta$ 或单独在 $d-q$ 坐标系下进行正负序解耦。②对谐波电压扰动直接采集控制,通过采集电网电压的谐波分量经过P调节器作为前馈项,叠加至基波调制波以消除谐波电流^[4]。

$\alpha-\beta$ 正负序解耦采用带通滤波器,在采集电

压、电流时,能够较好地分离谐波分量,缺点是电流作为控制回路(采用PR控制器)损失了较大的带宽,容易引起超调大且响应速度慢^[5]。 $d-q$ 正负序解耦采用低通滤波器,采集电压、电流时能够获取带宽较大的电压、电流,但却只能对正负序基波分量进行分离,无法分离谐波分量。

以三电平变流器为研究对象,综合 $\alpha-\beta$ 、 $d-q$ 正负序解耦的优点,对传统的 $d-q$ 正负序解耦控制进行改进,提出一种新颖的谐波电流抑制方案:①舍弃传统的 $d-q$ 正负序解耦下计算电网基波的算法,改用 $\alpha-\beta$ 正负序解耦下获取较精确的电网电压基波,但仍在 $d-q$ 正负序解耦下对电流环控制,以获取较宽的控制带宽。②同时,使用带通滤波器采集电网电压谐波分量,再通过P调节器叠加至基波调制波以消除谐波电流。

此方案的特点是,比 $\alpha-\beta$ 正负序解耦的电流控制带宽大,同时又降低了 $d-q$ 正负序解耦谐波电压分量。Matlab仿真表明,此控制策略比传统的 d

-q 正负序解耦控制, 大大降低了谐波电流含量。

1 NPC 三电平变流器的原理

1.1 NPC 三电平变流器的数学模型

NPC 三电平 PWM 变流器在 abc 静止坐标系下的数学模型为

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = u_{sa} - i_a R - u_{ca} \\ L \frac{di_b}{dt} = u_{sb} - i_b R - u_{cb} \\ L \frac{di_c}{dt} = u_{sc} - i_c R - u_{cc} \end{cases} \quad (1)$$

式中 L 、 R 为等效阻抗; u_s 为电网侧电压; u_c 为三电平变流器交流侧电压。

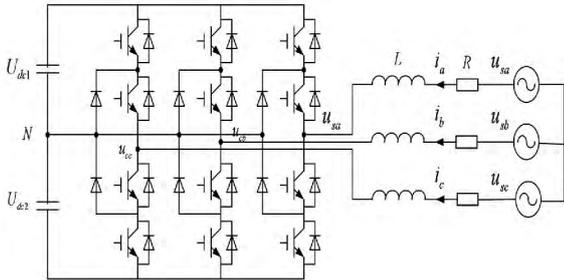


图 1 三电平 PWM 变流器的等效电路图

1.2 三电平变流器的常用控制策略

1.2.1 d-q 正负序解耦控制

$d-q$ 正负序解耦控制采用 park 变换得到正负序电压、电流分量, 并对 $d-q$ 轴电流进行闭环控制, 特点是对谐波分量无法进行抑制^[6]。

如图 2 所示, 根据式(2)可得到的消除 2 倍频谐波的正负序分量。

$$\begin{cases} u_{d+}^* = u_{d+} - \bar{u}_{d-} \cos 2\omega t - \bar{u}_{q-} \sin 2\omega t \\ u_{q+}^* = u_{d+} + \bar{u}_{d-} \sin 2\omega t - \bar{u}_{q-} \cos 2\omega t \\ u_{d-}^* = u_{d-} - \bar{u}_{d+} \cos 2\omega t + \bar{u}_{q+} \sin 2\omega t \\ u_{q-}^* = u_{d-} - \bar{u}_{d+} \sin 2\omega t - \bar{u}_{q+} \cos 2\omega t \end{cases} \quad (2)$$

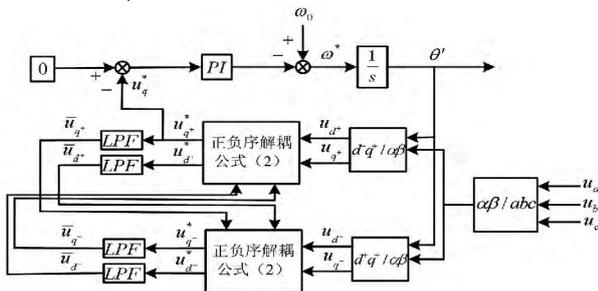


图 2 $d-q$ 正负序解耦原理图

图 2 中的 LPF 滤波为: $F(S) = 1/T_s S + 1$ 。

式中 $T_s = 1/\delta\omega_0$; ω_0 为电压基频; δ 为常数 取 $\delta = 0.707$ 。

以下对正序 $d-q$ 控制做简介。

对式(1)进行 $3s/2r$ (三相静止到两相旋转) 坐标变换, 可得三电平变流器在两相同步旋转 $d-q$ 坐标系下的数学模型。

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + \omega Li_q + u_{sd} - u_d \\ L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q - \omega Li_d + u_{sq} - u_q \end{cases} \quad (3)$$

式中 u_d 、 u_q 为变流器交流侧电压的 d 、 q 轴分量; u_{sd} 、 u_{sq} 为电网电压的 d 、 q 轴分量。

将同步旋转坐标系的 d 轴定向于电网电压矢量 u_s 的方向上, 则 d 轴表示有功分量参考轴, 而 q 轴表示无功分量参考轴。

将式(3)改写为

$$\begin{cases} u_d = -\left(L \frac{di_d}{dt} + Ri_d\right) + \omega Li_q + U_{sd} \\ \quad = -u'_d + \Delta u_d + u_{sd} \\ u_q = -\left(L \frac{di_q}{dt} + Ri_q\right) - \omega Li_d + u_{sq} \\ \quad = -u'_q + \Delta u_q + u_{sq} \end{cases} \quad (4)$$

式中,

$$\begin{cases} u'_d = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d \\ u'_q = L \frac{di_q}{dt} + Ri_q \end{cases} \begin{cases} \Delta u_d = \omega Li_q \\ \Delta u_q = -\omega Li_d \end{cases} \quad (5)$$

式中 u'_d 、 u'_q 与各自的电流分量具有一阶微分关系, 可用电流闭环 PI 调节器计算得到; Δu_d 、 Δu_q 为消除定子电压、电流交叉耦合的补偿项; 电网电压 U_{sd} 、 U_{sq} 作为前馈补偿, 实现 d 、 q 轴电流的独立控制。

1.2.2 $\alpha-\beta$ 正负序解耦控制

$\alpha-\beta$ 正负序解耦采用 Clarke 变换得到正负序电压、电流分量, 并对 $\alpha-\beta$ 轴电流进行闭环控制。

以下介绍采用复数滤波器(CCF), 即采用正序谐振(PSDR)控制器、负序谐振(NSDR)控制器对正负序分量进行解耦。

正负序谐振控制器如式(6)所示。

$$\begin{cases} G_{\text{PSDR}}(S) = \frac{ki\omega_c}{s - j\omega_0 + \omega_c} \\ G_{\text{NSDR}}(S) = \frac{ki\omega_c}{s + j\omega_0 + \omega_c} \end{cases} \quad (6)$$

式中 ω_0 为谐振频率, 取为电网电压基频; ω_c 为截止

频率; k_i 为增益系数。取 $\omega_c = 300 \text{ rad/s}$ $k_i = 1.1$ 。

如图 3 所示,根据式 (7) 可得到的谐振控制器的正负序分量。

$$\begin{cases} u_{\alpha+\beta+} = \frac{\omega_c u_{\alpha\beta} - \omega_c u_{\alpha\beta} + j\omega_0 u_{\alpha\beta}}{s} \\ u_{\alpha-\beta-} = \frac{\omega_c u_{\alpha\beta} - \omega_c u_{\alpha\beta} + j\omega_0 u_{\alpha\beta}}{s} \end{cases} \quad (7)$$

式中 $u_{\alpha\beta}$ 为输入电网电压矢量; $u_{\alpha+\beta+}$ 与 $u_{\alpha-\beta-}$ 分别为正序与负序谐振控制器的电压分量。

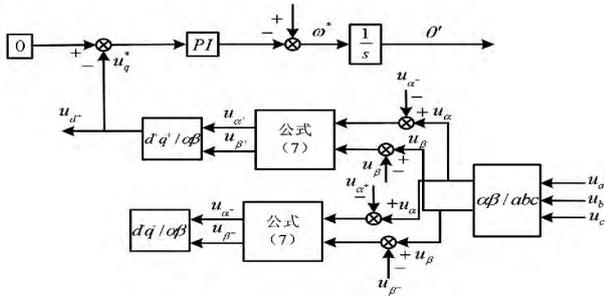


图 3 $\alpha-\beta$ 正负序解耦原理图

通过 $\alpha-\beta$ 正负序解耦,可以减少 $d-q$ 坐标变换 电流环控制则常在 $\alpha-\beta$ 坐标系下进行比例谐振(PR)控制。但 PR 控制器仅能对基频附近的带宽进行较好的控制,对基频以外的扰动控制效果较差,且 PR 的积分运算时间较长,易造成超调大、响应慢。

2 三电平变流器的谐波电流抑制策略

2.1 电网谐波下谐波电流产生的机理

2.1.1 $d-q$ 正负序解耦控制

$d-q$ 正负序解耦控制,会在电网发生谐波下会产生较大的谐波电流。

对于 $d-q$ 正负序基波电压下的式(4),叠加上谐波电压、电流条件可表达为

$$\begin{cases} u_d = u_{d-base} + (-\omega L i_{qn} + u_{sdn}) + p i_{dn} \\ u_q = u_{q-base} + (-\omega L i_{dn} + u_{sqn}) + p i_{qn} \end{cases} \quad (8)$$

式中 u_d, u_q 为变流器交流侧 $d-q$ 电压; u_{d-base}, u_{q-base} 为变流器交流侧基波电压 $d-q$ 分量; u_{dn}, u_{qn} 为 $d-q$ 变换后采集的谐波电压; i_{dn}, i_{qn} 为谐波电流; $p i_{dn}, p i_{qn}$ 为 PI 控制谐波电流时产生的谐波电压。

由式(8)可见,谐波电流由 3 部分组成。

(1) 网谐波电压在三相负载 RL 上直接产生的谐波电流 $i_{qn1} = u_{dn}/\omega_n L$ $i_{dn1} = -u_{qn}/\omega_n L$ 。

(2) $d-q$ 正负序解耦得到的电压前馈项与电

流解耦项,形成新的谐波电压分量,即式(8)中的 $-\omega L i_{qn} + u_{sdn}, -\omega L i_{dn} + u_{sqn}$,会产生谐波电流 i_{dn2}, i_{qn2} 。

(3) PI 控制器输出了谐波电压,即式(8)中的 $p i_{dn}, p i_{qn}$,会产生谐波电流 i_{dn3}, i_{qn3} ,比较小可以忽略不计。具体解释如图 4。

根据 3.1 节的 PI 参数,其 Bode 图如图 4 所示。

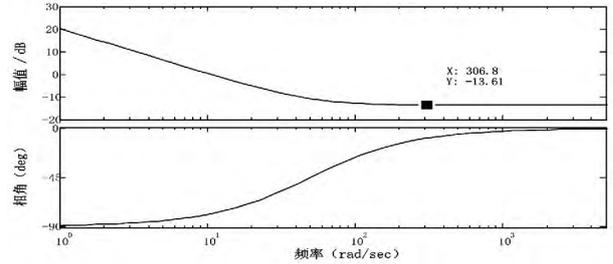


图 4 PI 控制器的伯德图

PI 控制器从低带宽到高带宽呈衰减趋势,在 $307/2/\pi = 48.8 \text{ Hz}$ 基本稳定于 -13.6 db 。说明 PI 能够对 48.8 Hz 的输入产生增益并进行控制,无法对大于 48.8 Hz 的谐波电流进行有效控制。

2.1.2 $\alpha-\beta$ 正负序解耦控制

$\alpha-\beta$ 正负序解耦控制,在电网发生谐波下会产生较大的谐波电流,其谐波电流包括如下两部分。

(1) $\alpha-\beta$ 正负序解耦控制,虽然能够较好地滤除谐波电压、电流分量,解耦变换未引起新的谐波电压,但是也无法对电网谐波电压、电流进行采样、控制。

(2) PR 控制器无法对基频外的谐波电流进行控制。常见的 PR 控制器的 Bode 图如图 5 所示。

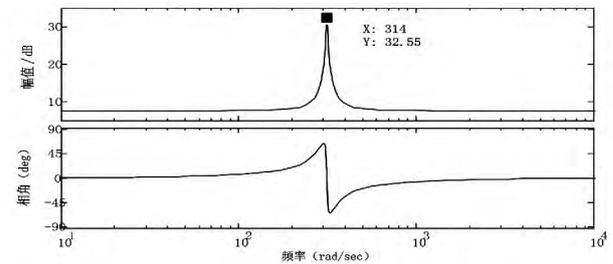


图 5 PR 控制器的伯德图

PR 控制器在基频处的增益最大,在非基频处的增益非常小。说明 PR 控制器能够对 50 Hz 的输入产生增益并进行控制,但无法有效抑制电网非基频处的谐波。

$\alpha-\beta$ 正负序解耦控制下,其谐波电流主要是由电网谐波电压在等效三相负载 RL 上产生的谐波电流。

2.2 改进 $d-q$ 正负序解耦的谐波控制方案

综合了 $\alpha-\beta$ 、 $d-q$ 正负序解耦控制、谐波电压前馈补偿三种技术,提出一种改进 $d-q$ 正负序解耦的谐波电流抑制方案,如图6所示。

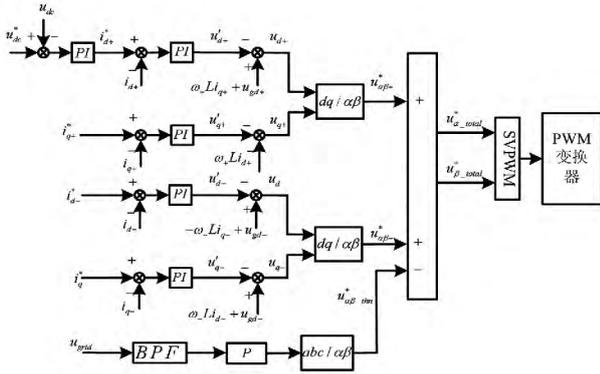


图6 谐波电流抑制方案框图

(1) 按照图3原理使用 $\alpha-\beta$ 正负序解耦控制,获得电压正负序基波分量、相角。

(2) 按照图2的原理使用 $d-q$ 正负序解耦控制,获得电流分量并进行闭环控制。

(3) 经过(1)、(2)控制谐波电流只剩下电网电压谐波产生的分量,采用谐波电压前馈补偿技术,引入电压前馈项经 P 调节器,进行谐波电流抑制^[7-9]。

图6中,负序基波电流分量指令值均设定为0。对电压谐波的采集,采用二阶带通滤波器(带宽30Hz)提取出 n 次谐波电压 u_{grid_thn} ,并采用 P 比例调节器,产生谐波前馈补偿电压 $u_{\alpha\beta_thn}^*$ 。为保证较好的控制效果,电压采样频率为10kHz。最终的 PWM 调制波是在 $\alpha-\beta$ 坐标下的 $u_{\alpha\beta+}^*$ 、 $u_{\alpha\beta-}^*$ 、 $u_{\alpha\beta_thn}^*$ 相叠加的结果,生成总的调制波 $u_{\alpha_total}^*$ 、 $u_{\beta_total}^*$ 。

3 仿真研究

3.1 仿真参数

此三电平变流器的系统参数如下。

电网线电压3kV(RMS),频率50Hz,等效电阻 $R=0.03\Omega$ 。LCL滤波器, $L_g=1\text{mH}$, $L_{con}=0.5\text{mH}$, $C=80\mu\text{F}$ 。直流母线电容 $C1=C2=1200\mu\text{F}$,电压指令 $U_{dc}^*=5400\text{V}$ 。额定电流 $I_e=577\text{A}$ (RMS)。开关频率 $f_s=200\text{Hz}$ 。PI参数, $K_p=0.5$, $K_i=12$ 。

3.2 仿真结果

3.2.1 传统 $d-q$ 正负序解耦控制

以下采用 $d-q$ 正负序解耦控制,采用标幺化方法,利用 Matlab 进行仿真分析。

传统 $d-q$ 正负序解耦,在采集电网电压基波、

变流器电流时,均采用 $d-q$ 正负序解耦,造成无法抑制电网电压中谐波分量的后果。

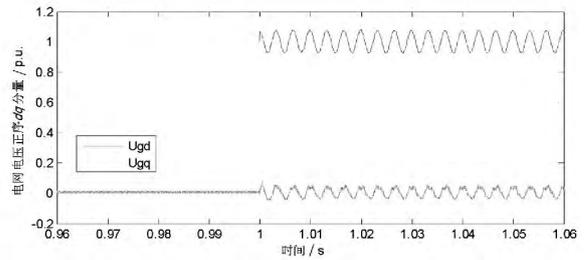


图7 传统方法采集的电网电压正序 $d-q$ 分量

图7中,在 $t=1\text{s}$ 前电网无谐波,在 $t=1\text{s}$ 后注入7%的7次电压谐波分量,采集的电网电压正序 $d-q$ 分量出现0.07左右的8次谐波分量,无法消除电网中的谐波分量。

图8中,在 $t=1\text{s}$,电网电压注入7次谐波,变流器交流侧输出的 u_d 、 u_q 电压含有8次谐波在0.1左右,参见式(8)。

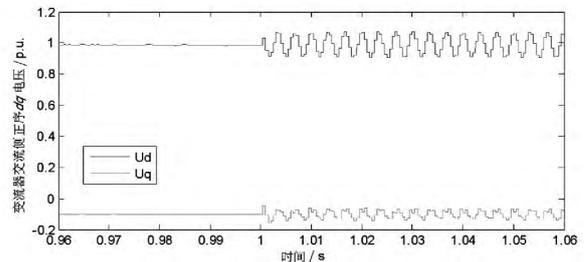


图8 传统方法变流器交流侧输出的正序 $d-q$ 电压

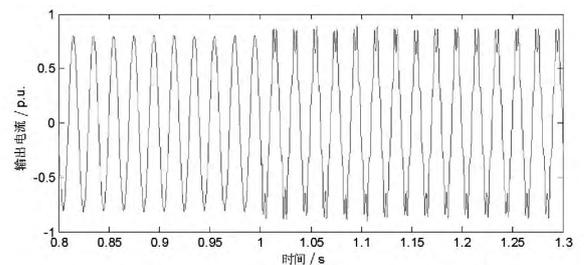


图9 传统方法输出的 A 相电流

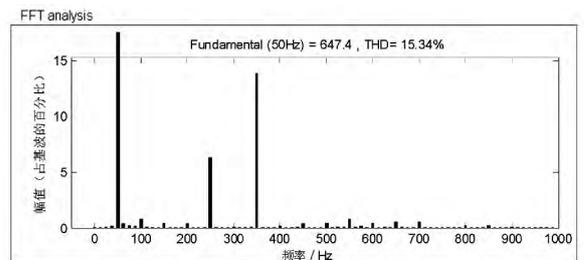


图10 传统方法输出 A 相电流的 THD

图9、图10中,在 $t=1\text{s}$,电网电压注入7次谐波,变流器输出电流产生7次谐波电流,THD=15.34%,无法满足电流 $\text{THD}<5\%$ 的标准。

3.2.2 改进 $d-q$ 正负序解耦的谐波控制方案

采用 2.2 节改进 $d-q$ 正负序解耦的谐波抑制方案,得到的仿真波形如下。

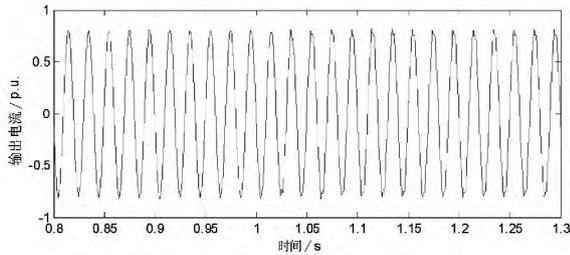


图 11 改进方案采集的电网电压正序 $d-q$ 分量

图 11 中,在电网电压注入 7% 的 7 次谐波下,采用 $\alpha-\beta$ 正负序解耦,采集的电网电压正序 $d-q$ 分量只出现 0.012 的 8 次谐波分量,能够较好地滤除谐波分量。

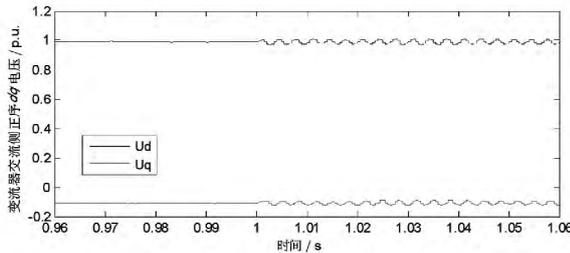


图 12 改建方案变流器交流侧输出的正序 $d-q$ 电压

图 12 中,在 $t=1$ s 电网电压注入 7 次谐波,变流器交流侧输出的电压含有 8 次谐波 0.02 左右,说明新控制方案减小了交流侧调制波的谐波分量。

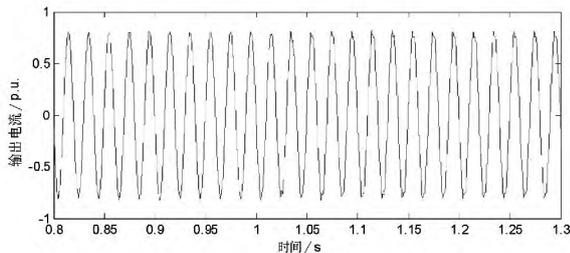


图 13 改进方案输出的 A 相电流

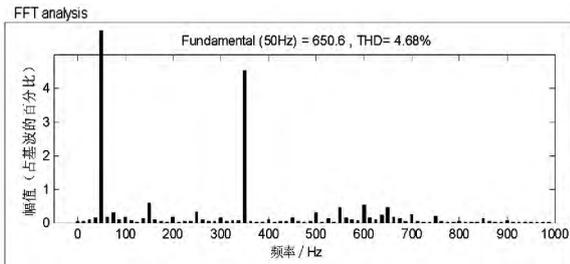


图 14 改进方案输出 A 相电流的 THD

图 13、图 14 显示,采用所提改进方案 $t=1$ s 后电网注入 7% 的 7 次电压谐波,变流器电流有所波动,电流 $\text{THD} = 4.68\%$ 。相比传统 $d-q$ 正负序解耦控制的电流 $\text{THD} = 15.34\%$,新控制方案大大减小了谐波电流含量。

4 结 论

针对目前应用广泛的三电平变流器,进行了电网谐波电压下的数学模型分析。对传统 $d-q$ 正负序解耦控制进行改进,提出一种全新的谐波电流抑制方案。该方案使用 $\alpha-\beta$ 正负序解耦获取带宽较窄的电网电压基波,采用 $d-q$ 解耦进行带宽较大的电流闭环控制,采用谐波电压前馈补偿技术,经 P 调节器进行谐波电流抑制,既可以消除电网电压谐波分量,又保证了电流环的控制带宽。

该方案涉及到多种坐标系复合应用技术、电网电压带宽与电流带宽各不相同条件下的平滑控制,更深入的控制设计(例如可采用重复控制器进行电流环的进一步优化)、解耦过程中滤波器的选择对控制性能的影响等,都十分具有研究空间。

通过仿真表明,所提方案比传统的 $d-q$ 正负序解耦控制大大降低了谐波电流含量,并且算法工作量比单独提取特定次谐波电流控制方案大大减小,具有发展潜力。

参考文献

- [1] 黄建明,吴春华,许富强.基于相序解耦谐振控制器的基波正序电压相位检测方法[J].电网技术,2013,37(3):667-672.
- [2] 欧阳华,吴正国,尹为民.dq 变换和 MUSIC 算法在谐波检测中的应用[J].电力系统及其自动化学报,2012,24(5):83-87.
- [3] 杨洪耕,惠锦,侯鹏.电网电压不平衡下电压同步信号的检测[J].电力系统及其自动化学报,2010,22(2):65-69.
- [4] 闫利峰,尹迎川,苏巧,等.基于 PR 控制的电流控制型逆变器研究[J].空军雷达学院学报,2012,26(1):49-51.
- [5] 刘旺,李志勇,鄢文清,等.基于 PR 控制和虚拟阻抗的光伏并网逆变器的研究[J].低压电器,2012,11(2):29-32.
- [6] 姜卫东,杨柏旺,黄静,等.不同零序电压注入的 NPC 三电平逆变器中点电位平衡算法的比较[J].中国电机工程学报,2013,33(33):17-25.
- [7] Abeyasekera T, Johnson C M, Atkinson D J, et al. Suppression of Line Voltage Related Distortion in Current Controlled Grid Connected Inverters[J]. Power Electronics, IEEE Transactions on Power Delivery, 2005, 20(6): 1393-1401.
- [8] Luo An, ShuaiZhikang, ZhuWenji, 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.

- [9] 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.

作者简介:

赵宇(1985), 硕士, 工程师, 研究方向为大功率变流器技术;

张建(1957), 高级工程师, 从事高压直流输电换流阀与SVG产品开发;

刘刚(1972), 硕士, 高级工程师, 从事大功率变流器系统方案与控制设计。

(收稿日期: 2014 - 11 - 10)

(上接第18页)

装置的阻抗为 $Z_c = \frac{j0.12}{B} + \frac{1}{jB} = -j75.7445 \Omega$ 折算到高压侧 $Z'_c = -j6901.5 \Omega$, 等值电路如图4。

$$\dot{I}_2 = \dot{I}_1 - \frac{\dot{U}_4}{jX_{k3} + Z'_c} = \frac{590.106 \angle -5.106^\circ}{j154.35 - j6901.5} =$$

$0.848166 \angle -23.971^\circ \text{ kA}$ 功率因数角 $\varphi' = -5.601^\circ + 23.971^\circ = 18.37^\circ$ 。投入2组电容器时, $\dot{I}_2 = 0.881311 \angle -29.629^\circ \text{ kA}$, 功率因数角 $\varphi' = -5.601^\circ + 29.629^\circ = 24.028^\circ$ 。电容性无功补偿时, 二次侧的相电压未改变, 一、二次电压相角差也未改变, 只改变了功率因数角。

4 线路高抗的影响

特高压线路并联高压电抗器型号为BKD-200000/1000, 额定容量为960 Mvar, 额定电压 $1100/\sqrt{3}$, 额定电抗 $X_c = 2016 \Omega$ 。考虑线路高抗时等值电路如图5所示^[8]。

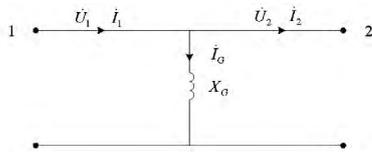


图5 考虑线路高抗时等值电路

$$\dot{I}_2 = \dot{I}_1 - \frac{\dot{U}_1}{jX_c} = 2.7493 \angle -18.195^\circ - \frac{606.22 \angle 0^\circ}{j2016} =$$

$2.671 \angle -12.049^\circ \text{ kA}$ 功率因数角 $\varphi' = 0^\circ + 12.049^\circ = 12.049^\circ$ 。投入线路并联高压电抗时, 一次侧的相电压未改变, 只略微改变了功率因数角。由前面对变压器的分析可知, 特高压线路高抗对一、二次电压相角差影响很小。

5 结语

(1) 对于1000 kV/500 kV同塔混压线路, 2个电压等级同一相间存在相角差。

(2) 影响相角差的因素较多。其中, 潮流大小

是主要因素, 输送容量越大, 相角差越大; 功率因数是次要因素。对变压器而言, 功率因数越大, 一、二次相角差越大。对线路而言, 相角差的大小和方向与具体输送容量大小和方向相关。线路长度越长, 2个电压等级间的相角差越大^[9, 10]。

(3) 低压补偿装置和线路高抗对相角差的影响较小。

(4) 在满负荷条件下, 变压器的影响在5°左右, 300 km线路的相角差在5°左右。同塔混压线路的相关设计^[11]建议可按相角差10°考虑最大影响。

参考文献

- [1] Q/GDW 131-2006 电力系统实时动态监测系统技术规范[S].
- [2] 熊敏, 施慧. 两地功角相量监测系统在电力系统中的应用[J]. 中国电力, 1998, 31(2): 7-9, 24.
- [3] 中国电力工程顾问集团公司. 特高压交直流与500kV交流同塔多回输电线路研究[R]. 2011.
- [4] 中国电力工程顾问集团公司. 1000 kV晋东南-南阳-荆门特高压交流试验示范工程输电线路工程设计[R]. 2010.
- [5] 中国电力工程顾问集团公司. 1000 kV晋东南-南阳-荆门特高压交流试验示范工程变电工程设计总结[R]. 武汉: 中南电力设计院, 2010.
- [6] 何仰赞, 温增银. 电力系统分析[M]. 武汉: 华中科技大学出版社, 2001.
- [7] 熊信银, 张步涵. 电力系统工程基础[M]. 武汉: 华中科技大学出版社, 2005.
- [8] 易强, 周浩, 计荣荣, 等. 交流特高压线路高抗补偿度上限[J]. 电网技术, 2011(7): 6-18.
- [9] 胡经民. 长距离输电线路的分析方法及其对相差高频保护运行分析的应用[J]. 黑龙江电力, 1981, (4): 10-18.
- [10] 盛鹞, 李永丽, 李斌, 等. 特高压输电线路过电压的研究和仿真[J]. 电力系统及其自动化学报, 2003, 15(6): 13-18.
- [11] 吴庆华, 谢帮华. 输电铁塔中相采用T型串减小塔窗尺寸的分析[J]. 电力建设, 2011(4): 38-41.

(收稿日期: 2014 - 11 - 10)