风电场汇流站 SVG 并联系统谐波环流机理及其负面影响分析

陈继开,成毅平,李国庆,王振浩 (东北电力大学 电气工程学院,吉林 吉林 132012)

摘要:针对风电场汇流站并联静止无功发生器(SVG)可能发生机间谐波环流的问题,以级联型 H 桥 SVG 并 联系统为研究对象,依托系统等效电路分析机间谐波环流发生机理,并推导谐波环流解析式。基于单极倍频 载波移相调制原理分析谐波环流与低频扰动产生之间的内在联系,利用离散迭代映射方程研究谐波环流幅 度与 H 桥 SVC 直流电压分岔的因果关系;通过建立控制系统传递函数模型,研究谐波环流对系统直流电压 稳定性造成的不利影响,指出级联型 H 桥拓扑结构可能增加机间谐波环流发生的风险,而谐波环流是导致直 流电压失稳的主要原因。通过仿真验证了所提谐波环流及其负面影响理论分析方法的正确性。 关键词:风电场汇流站;静止无功发生器;谐波环流;非线性;低频扰动;电压分岔

中图分类号:TM 614 文献标识码:A DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2018.12.008

0 引言

近年来,随着光伏、风电等分布式发电系统在电 网中的渗透率不断增加,单个变流器的容量已经很 难满足并网规模的需求,而采用多个变流器并网的 方案能有效地解决单机容量有限的问题,但由此也 加大了变流器之间发生谐波交互的风险^[1-2]。

目前,谐波交互问题已经引起国内外专家们的 关注,文献[3]对风电场变流器与直流高压输电系 统之间发生的谐振现象进行分析,发现风机逆变器 与直流换流站之间存在交互作用和潜在谐振点,提 出一种主动阻尼控制方法并应用于抑制风机变流器 谐振,实验结果证明了所提方法的有效性。文献 [4]以某 500 kV 变电站并联变流器跳闸故障为例, 分析多台变流器并列运行发生非特征次谐波环流的 过程,研究环流与变流器并联拓扑结构之间的关系, 并利用高通滤波器有效地抑制非特征次谐波环流。 文献[5]对多模块有源电力滤波器(APF)并联系统 高频谐波环流进行研究,通过构建系统高频谐波环 流数学模型,详细分析环流的形成机理和模块输出 滤波器对环流的影响,提出一种多模块 APF 协调控 制方法,以抑制系统高频谐波环流。以上文献主要 集中于研究并联系统环流产生机理和谐振现象,从 线性化的角度出发基于单相等效电路和线性控制理 论对并联系统进行分析。其特点是物理概念清晰、 模型比较简洁,但缺点是当变流器进行大规模并网 后,系统中大量引入电力电子器件,会使得整个系统 的非线性更加明显,所以当系统处于某些特殊运行

收稿日期:2018-03-19;修回日期:2018-11-01

基金项目:吉林省教育厅"十三五"科学技术研究项目(JJKH-20170098KJ)

Project supported by the 13th Five-year Science and Technology Research Program of the Education Department in Jilin Province (JJKH20170098KJ) 模态时,上述分析方法不再适用。鉴于此,有关专家 开始引入混沌理论对变流器的非线性特性进行研 究。文献[6]以单相正弦脉宽调制(SPWM)逆变器 为研究对象,采用迭代法建立一阶离散模型,应用频 闪映射图、折叠图和分岔图描述系统出现的分岔和 混沌现象,借助仿真给出系统的稳定运行参数域,从 时域及频域角度分析分岔和混沌行为对系统性能的 影响。文献[7-8]运用分岔图研究输入电压、负载电 阻和电感等外部参数变化时逆变器中存在的非线性 行为。以上文献主要关注控制器比例参数和电气参 数变化对单相 H 桥逆变器输出电流的不利影响,并 未考虑级联型 H 桥变流器直流电容的稳压问题。

针对上述问题,本文以风电场汇流站的级联型 H桥静止无功发生器(SVG)并联系统为分析对象, 对机间谐波环流发生机理和负面效应问题展开讨 论,一方面考虑特征次谐波环流与变流器非线性因 素相互作用所产生的低频扰动对 SVG 并联系统直 流电压稳定性的负面影响;另一方面以直流侧电容 电压为状态变量进行离散建模来证实谐波环流幅度 与 H 桥 SVG 直流电压分岔的因果关系。

1 级联型 H 桥 SVG 并联系统模型

级联型 H 桥 SVG 由 2 个或者多个单相全桥电路级联而成,总输出为 2 个或多个级联单元输出的叠加。下文中以级联型 H 桥 SVG 包含 2 台 SVG (SVG₁、SVG₂)为例进行分析,其结构见图 1。与采用多个开关器件串联叠加的二极管箝位型和飞跨电容型变流器相比,H 桥直流侧电容相互独立,电容均压由硬件电路较易实现,控制过程也相对简单,通过调制方法的改变,可以有效提高变流器总输出电压波形质量。并且该拓扑变流器易于实现冗余、模块化生产和扩展,可靠性强,通过多个功率单元的叠加可以实现高电压等级的补偿要求,省去升压变压器直接与电网连接,消除变压器对控制系统的影响,明

显降低装置成本和体积^[9]。因上述显著的优点,使得级联型 H 桥在无功补偿领域得到广泛关注。



图 1 级联至 n 物 SVG 开联系统组构 Fig.1 Structure of parallel-SVG system based on cascaded H-bridge

2 谐波环流产生机理

并网模式下变流器可等效为一个电压源^[5],因此 SVG 系统可等效为电压源 u_1, u_2 和滤波阻抗 z_{L_0} 参照图 1,构建并联系统谐波环流等效电路,如图 2 所示。



图 2 并联系统谐波环流等效电路

Fig.2 Equivalent circuit of harmonic circular current in parallel system

图 2 中, i_1 , i_2 为 SVG 输出电流, i_s 为电网侧电流,具体表达式分别为:

$$i_{1} = \frac{u_{s}}{z_{L} + 2z_{s}} - \frac{u_{1}}{z_{L} + 2z_{s}} - \frac{z_{s}(u_{1} - u_{2})}{z_{L}(z_{L} + 2z_{s})}$$
(1)

$$i_{2} = \frac{u_{s}}{z_{L} + 2z_{s}} - \frac{u_{2}}{z_{L} + 2z_{s}} - \frac{z_{s}(u_{2} - u_{1})}{z_{L}(z_{L} + 2z_{s})}$$
(2)

$$i_{s} = i_{1} + i_{2} = \frac{2u_{s}}{z_{L} + 2z_{S}} - \frac{u_{1} + u_{2}}{z_{L} + 2z_{S}}$$
(3)

观察式(1)、(2)可知,变流器的输出电流 i_1 和 i_2 与电网电压 u_s 、变流器自身输出电压 u_1 和 u_2 、输 出电压差 $\Delta u = u_1 - u_2$ 有关。定义输出电压差 Δu 所 产生的环流为 $i_{12} = -i_{21} = i_h$ 。

当级联型 H 桥 SVG 采用单极倍频载波移相脉 冲宽度调制(CPS-PWM)方式时, SVG₁的输出电压 *u*₁为^[10]:

$$u_{1} = NMu_{dc}\sin(\omega_{1}t) + \sum_{m=1,2,3,\cdots}^{\infty} (-1)^{mN} \frac{4u_{dc}}{m\pi} \times \sum_{k=1,3,5,\cdots}^{\infty} J_{k}(mNM\pi)\sin(k\omega_{1}t)\cos(2mN\omega_{c}t) \quad (4)$$

其中, M 为调制比; N 为 SVG 中 H 桥子模块的级联数; u_{de} 为 H 桥直流侧电容电压平均值; ω_1 为基波角频率; ω_e 为载波角频率; $J_k(\cdot)$ 为 k 阶贝塞尔公式。

SVG₁与SVG₂载波相位相差为 φ_e , 且 0 $\leq \varphi_e \leq \pi/4$, 两 SVG 输出电压差表达式为:

$$\Delta u = u_1 - u_2 = \sum_{m=1,2,3,\cdots}^{\infty} (-1)^{mN} \frac{4u_{dc}}{m\pi} \sum_{k=1,3,5,\cdots}^{\infty} J_k(mNM\pi) \times \sin(k\omega_1 t) \left[\cos(2mN\omega_c t) - \cos(2mN\omega_c t + \varphi_c)\right]$$
(5)

由式(1)和(5)可得,输出电压中的谐波电压分 量和并网电抗直接决定了 i_h 的大小,只有当 $\varphi_e = 0$,即 SVG₁和 SVG₂的载波同步时,才有 $\Delta u = 0$,此时谐 波环流为0;当 $\varphi_e \neq 0$ 时,模块间存在谐波环流。在 最恶劣的情况下,两 SVG 载波相位差 $\varphi_e = \pi/4$, 且有:

$$\cos(2mN\omega_{c}t) - \cos(2mN\omega_{c}t+\varphi_{c}) = \begin{cases} 2\cos(2mN\omega_{c}t) & m=1,3,5,\cdots \\ 0 & m=2,4,6,\cdots \end{cases}$$
(6)

此时,式(5)变换为:

$$\Delta u = \sum_{m=1,3,5,\cdots}^{\infty} (-1)^{mN} \frac{4u_{dc}}{m\pi} \sum_{k=1,3,5,\cdots}^{\infty} J_k(mNM\pi) \times \\ \sin\left[(k\omega_1 \pm 2mN\omega_c) t \right]$$
(7)

从式(7)中可以看出,谐波环流 i_h 主要分布在 频率 $k\omega_1 \pm 2mN\omega_e$ 附近,其中 $k = 1,3,5,\dots; m = 1,3,$ 5,…,且当 $N = 2, \omega_e = 40\omega_1$ 时,谐波次数为 157、159、 161、163。

3 谐波环流对系统的负面影响

3.1 低频扰动问题

由第2节分析可知,载波异步形成的双机谐波 电压相位差会产生特征次谐波环流 i_h ,且谐波环流 不仅会造成系统损耗的增加,还会生成扰动信号 u_{1r} (u_{2r}),其具体的生成过程如图3所示, i_h 与SVG输 出电流 $i_1(i_2)$ 相叠加经电流内环反馈通道进入比例 谐振(PR)控制器后生成参考电压 $u'_{1ref}(u'_{2ref})$ 和谐波 环流参考电压 u_{nref} 。以SVG₁为例,其 u_{nref} 经单极倍 频 CPS-SPWM 生成扰动信号 u_{1r} 的具体过程如图 3(b)所示。

由图 3(b)可知,载波 u_c 分别与调制波 u_{href} 和反 相调制波 $-u_{href}$ 相比较,形成 2 组互补脉冲序列作为 H桥 S₁、S₂和 S₃、S₄的控制信号。参见图 1,当 S₁和 S₄同处高电位时,有 S₁和 S₄同时导通, $u_o = u_{de}$ 。同 理,当 S₂和 S₃同处高电位时,有 S₂和 S₃同时导通, $u_o = -u_{de}$,则单个 H桥模块输出电压 u_o 如图 4 所示, 图中 $t_1 = dT_c$, $t_2 = (1-d)T_c$, d 为第 n 个开关周期内的 占空比, T_c 为载波周期。由于 $\omega_{href} > \omega_c$,当 ω_{href} / ω_c



(b) u_{href}的调制过程

图 3 低频扰动生成原理

Fig.3 Generation principle of low-frequency disturbance



图4 H桥模块运行状态



为非整数时, u_e 与 u_{href} 相位差将会出现周期性变化: 设t=0, u_e 与 u_{href} 相位差为0;随时间推移其相位差 将在0~2 π 之间变化;当t=T, u_e 与 u_{href} 的相位差再 一次归0。对应的 u_a 是以T为周期的一组时变脉宽 信号,即在SVG₁控制环节中注入了一个频率为f=1/T的扰动信号 u_{1r} ,其中T为 T_e 与 T_{href} 的最小公倍 数, T_{href} 为谐波周期。SVG₁与SVG₂的载波相差 φ_e , 但其 u_{href} 经单极倍 CPS-SPWM 生成扰动信号 u_{2r} 的 具体过程与SVG₁相同,SVG₂控制环节中注入了一 个频率为f=1/T的扰动信号 u_{2r} 。

3.2 直流电压分岔问题

级联型 H 桥 SVG 是一个强非线性系统,当系统 中某些敏感参数发生变化时,系统可能从一个运行 状态跳跃到另外一个运行状态^[7],研究发现当存在 双机谐波环流时,SVG 直流侧电压会出现不稳定现 象^[11],这是 H 桥固有非线性特性导致混沌现象的一 种外在表现。

根据电力电子开关状态,可以将 H 桥模块 1 的 工作状态分为如下 2 种情况。

a. 当 S_1 与 S_4 同时闭合时,有:

$$\frac{\mathrm{d}u_{\mathrm{dc}}}{\mathrm{d}t} = -\frac{u_{\mathrm{dc}}}{RC} + \frac{i_1}{C} \tag{8}$$

b. 当 S_1 与 S_4 任一闭合时,有:

$$\frac{\mathrm{d}u_{\mathrm{dc}}}{\mathrm{d}t} = -\frac{u_{\mathrm{dc}}}{RC} \tag{9}$$

其中,C为模块直流侧电容;R为等效器件损耗的并 联电阻。

H 桥模块运行状态如图 4 所示。设在 *nT*_c 时刻 直流侧电容电压为 *u*_{de(n)},根据频闪采样法^[12-13],由 式(8)、(9)可推出 *u*_{de}的离散映射方程为:

$$u_{dc(n+1)} = \left[u_{dc(n+1)} - Ri_1 \right] e^{-T_c / (RC)} + Ri_1 e^{-(1-d)T_c / (RC)} \quad (10)$$
$$d = D + K(u_{dense} - u_{d_c})$$

其中,D为常数;K为比例系数; u_{deref} 为直流参考 电压。

根据式(1)、(4)、(7)可知,由于双 SVG 并联系 统载波存在相位差,机间产生谐波环流,其会造成输 出电流 *i*₁ 中 157、159、161、163 等频次谐波成分增 大。为分析谐波增加对直流侧电压造成的影响,定 义 *i*₁ 的表达式为:

$$i_{1} = I_{1}\sin(\omega_{1}t) + \dots + I_{159}\sin(159\omega_{1}t) + I_{161}\sin(161\omega_{1}t) + \dots$$
(11)

根据第 2 节分析, 双机谐波环流以 161 次谐波 电流为例, 令其幅值为 I_{161} , 其他参数不变, 基于式 (11), 设 u_{dcref} = 20 kV, R = 20 Ω 、D = 0.5、C = 0.000 2 F、 T_{c} = 0.000 5 s, 可得 u_{dc} 随 I_{161} 变化的分岔图如图 5 所 示, 可见随着 I_{161} 的增加, u_{dc} 分岔现象越发明显。



图 5 直流电压分岔图

Fig.5 Diagram of DC voltage bifurcation

通过对 H 桥进行离散建模,采用分岔图来分析 谐波幅值对 H 桥稳定性能的影响,验证了级联型 H 桥 SVG 是一个典型的非线性系统,鲁棒性较弱,其 运行状态受谐波幅值影响较大。因此,在实际应用 中对于单台 SVG 其输出电流中虽然也存在特征次 谐波,但由于其幅值较小,系统仍能工作在稳定域。 但对于双 SVG 并联系统,由于载波相位差所造成的 谐波幅值增大,系统将从稳定运行状态跃变到不稳 定状态。 由本节可知,一方面,谐波环流的产生可能给 SVG 控制系统引入低频扰动;另一方面,输出电流中 谐波成分增大可能导致直流侧电容电压出现分岔现 象。上述均说明谐波环流是导致双机系统不稳定运 行的因素之一。

4 直流电压失稳与谐波环流的关系

66

本文中单台 SVG 控制系统由电压外环和电流 内环构成,其控制框图如图 6 所示。电压外环将直 流侧电压参考值 u_{deref} 与直流侧电容电压反馈值 u_{de} 做比较后经比例-积分(PI)控制器得到有功电流参 考值 i_{dref} , i_{dref} 和无功电流参考值 i_{qref} 相加得到参考电 流 i_{ref} ;电流内环将 SVG 输出的电流 i 与 i_{ref} 做比较, 经 PR 控制器得到电压参考值 u_{ref} 并通过脉宽调制 (PWM)输出电压。直流侧电容电压反馈值 u_{de} 是根 据 SVG 交直流两侧的功率平衡关系得到的,其与有 功电流 i_d 之间的传递函数为^[14]:





Fig.6 Control block diagram of a SVG

PWM 导致的功率开关管不连续动作以及动作 延迟问题是导致电力电子变流器具有非线性特征的 一个重要原因。为了表征电流内环信号采样延迟和 PWM 控制的小惯性特性^[15],将 PWM 环节等效为调 制传递函数 $G_{PWM}(s) = k_{PWM}/(0.5T_c+1)$,其中 k_{PWM} 为 SPWM 等效增益,且 $k_{PWM} = 1$ 。图 6 中 $G_{PI}(s) \ G_{PR}(s)$ 的表达式分别为:

$$G_{\rm Pl}(s) = k_{\rm pl} + \frac{k_{\rm i}}{s}$$
 (13)

$$G_{\rm PR}(s) = k_{\rm p2} + \frac{2k_{\rm r}\omega_{\rm r}s}{s^2 + 2\omega_{\rm r}s + \omega_0}$$
(14)

根据 3.1 节分析可知,双机谐波环流 i_h 会产生 一个频率为 f=1/T 的扰动分量 $u_{1r}(u_{2r})$,并注入控 制系统。双 SVG 并联控制框图如图 7 所示。

以 SVG₁ 为例,为研究谐波环流对应扰动 *u*_{1r}对 系统直流侧电压所带来的负面影响,*u*_{1d}。可表示为:

$$u_{1dc}(s) = G(s)u_{1r}(s)$$
 (15)

$$G(s) = \frac{G_{c}(s)}{Ls + [1 + G_{PI}(s)G_{c}(s)]G_{PR}(s)G_{PWM}(s)} \quad (16)$$

本文中系统参数如下:连接电感 L=2 mH, 直流 侧电容 C=0.2 mF, 开关频率 $f_c=2$ kHz, 比例系数 $k_{pl}=$





Fig.7 Control block diagram of double-parallel-SVG

0.015,积分系数 $k_i = 0.01$,比例系数 $k_{p2} = 0.001$,PR 系数 $k_r = 0.000 1$,截止频率 $\omega_r = 5 \text{ rad/s}$,工频角频率 $\omega_0 = 314 \text{ rad/s}$ 。根据式(16)和系统参数,绘制双机 并联系统闭环传递函数 G(s)的 Bode 图,如图 8 所示。



Fig.8 Bode diagram of G(s)

从图 8 可以看出,在频率 1 Hz 附近, *G*(*s*)出现 明显的谐振,且在谐振处相角急剧上升,系统将进入 不稳定状态。此时若扰动分量 *u*_r 的频率等于或接 近于 *G*(*s*)的谐振频率,将导致系统直流电压失稳。

5 仿真分析

参照图 1 建立双机并联系统的仿真模型,模型 参数同第4节。令 0~10 s,双机载波同步,即 φ_e =0; 10 s 后载波相位差 $\varphi_e = \pi/4$ 。图 9、10 分别为 SVG₁ 输出电流、电网侧电流在载波同步和异步 2 种情况 下的频谱图。

由图 9 可知, SVG₁ 输出电流在载波异步情况下, 159、161 次等频次附近谐波幅值百分比由 0.8%



Table



Fig.10 Spectrum of grid-side current

增加到 1.8%。由图 10 可知,电网侧电流在载波异步情况下,159、161 次等频次附近谐波幅值百分比由 0.8%降低到 0.1%。对比图 9(b) 与图 10(b) 可知,载波异步会导致双机谐波环流的发生,这与第 2 节双机谐波环流分析结论吻合。

为明确谐波环流给系统带来的低频扰动问题, 对 159、161 次附近谐波具体的频率进行观察,结果 如表 2 所示。可见谐波环流频率并不都是基波的整 数倍,在这种情况下扰动 u_{1r}(u_{2r})频率分布在 1 Hz。

	表 2 谐波与扰动频率
2	Harmonic and disturbance frequencies

谐波频率/Hz	谐波幅值百分比/%	扰动频率 f/Hz
7 949	0.06	1
7 950	1.73	50
7 951	0.04	1
8 048	1.80	1
8 049	0.04	1
8 050	1.80	50
8 051	0.05	1

*i*_h 与 SVG 输出电流 *i*₁(*i*₂) 相叠加经电流内环反 馈通道进入 PR 控制器后生成参考电压 *u*'_{1ref}(*u*'_{2ref}) 和 谐波环流参考电压 *u*_{href}, 如图 11 所示。图中参考电 压为标幺值。由图 11 可知,时间段 10~20 s 相较于 0~10 s, SVG₁ 参考电压的瞬时波形中谐波环流产生 的谐波环流参考电压与低频扰动 *u*_{1r}(*u*_{2r}) 被激发出 来,其参考电压幅值增加,且以 2 Hz 左右的频率微 小波动变化,验证了低频扰动原理分析的正确性。



Fig.11 Reference voltage of SVG₁

根据第4节中关于系统直流电压控制闭环传递 函数的推导,G(s)的谐振频率为1Hz。当双机发生 载波异步时,注入控制系统的等效扰动分量 u_{1r}(u_{2r}) 的频率约为1Hz,扰动频率接近谐振频率,直流电压 的振荡被激发出来,发生失稳,如图12所示。同时2 台 SVG 中同位置的 H 桥模块的直流侧电容电压存 在相位偏差。t=12 s 时,SVG₁ 的 $u_{del1}=38 \text{ kV}$,而此 时 SVG₂ 同位置 H 桥模块的 $u_{del1}=18 \text{ kV}$,说明发生 谐波环流不仅会造成单台 SVG 中 2 个 H 桥模块间发 生电容充放电现象,并且双机相同位置的 H 桥模块也 存在直流脉动不同步的情况(相位差约为 $\pi/4$)。



Fig.12 DC capacitor voltage of SVG

6 结论

本文通过理论推导和仿真验证,对双 SVG 并联 系统的谐波环流形成机理及其负面影响问题进行研 究,得到以下的结论。

a. SVG 载波异步是导致谐波环流的主要原因 之一,而采用级联型 H 桥拓扑结构会增加载波异步 发生的风险,因此保证双机各模块单极倍频调制载 波相位的一致性和准确性是避免谐波环流的关键。

b. 在功率器件开关过程中,谐波环流可能产生 新的系统扰动,当扰动频率接近控制系统谐振频率 时,直流电压可能出现失稳。同时,SVG 输出电流中 谐波分量超过阈值会造成直流侧电容电压出现不确 定分岔情况,可能导致系统进入不稳定状态。

参考文献:

- [1] MOHAMED A R I. Mitigation of converter-grid resonance, gridinduced distortion, and parametric instabilities converter-based distributed generation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011,26(3):983-996.
- [2] LIU H, SUN J. Voltage stability and control of offshore wind farms with AC collection and HVDC transmission [J]. IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2(4):1181-1189.
- [3] CESPEDES M, SUN J. Adaptive control of grid-connected inverters based on online grid impedance measurements [J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2014, 5(2):516-523.
- [4] 胡应宏,邓春,王劲松,等. 变流器并列运行系统中非特征谐波

环流分析及其抑制方法[J]. 电网技术, 2016, 40(7): 2169-2174.

HU Yinghong, DENG Chun, WANG Jinsong, et al. Analysis on noncharacteristic harmonic circulating current in parallel inverter system and its suppression measures [J]. Power System Technology, 2016, 40 (7):2169-2174.

- [5]许胜,费树岷,赵剑锋,等. 多模块 APF 并联系统高频谐波环流 分析与控制[J]. 电工技术学报,2016,31(5):60-68.
 XU Sheng, FEI Shumin, ZHAO Jianfeng, et al. Analysis and control of high-frequency harmonic circular currents in multi-module APF parallel system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016,31(5):60-68.
- [6] 王学梅,张波. 单相 SPWM 逆变器的分岔及混沌现象分析[J].
 电工技术学报,2009,24(1):101-107.
 WANG Xuemei,ZHANG Bo. Study of bifurcation and chaos in single-phase SPWM inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2009,24(1):101-107.
- [7] 刘洪臣,王云,苏振霞. 单相三电平 H 桥逆变器分岔现象的研 究[J]. 物理学报,2013,62(24):46-53. LIU Hongchen,WANG Yun,SU Zhenxia. Bifurcation phenomena in

single-phase three-level inverters [J]. Acta Physica Sinica, 2013, 62 (24) :46-53.

- [8] 徐榕,于泳,杨荣峰,等. 基于无源性理论的 H 桥级联 STATCOM 非线性控制策略[J]. 电力自动化设备,2015,35(1):50-57.
 XU Rong,YU Yong,YANG Rongfeng, et al. Strategy based on passivity theory for nonlinear control of STATCOM with cascaded H-bridges[J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(1): 50-57.
- [9]何英杰,付亚斌,段文岩.一种星接 H 桥级联 SVG 直流侧电压 均衡控制方法研究[J].电工技术学报,2016,31(11):13-21.
 HE Yingjie, FU Yabin, DUAN Wenyan. Research on DC voltage balancing control method of star connection cascaded H bridge static var generator[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016,31(11):13-21.
- [10] 许胜,赵剑锋. 基于不对称规则采样法的级联 H 桥型变流器 CPS-SPWM 输出电压谐波特性分析[J]. 电工技术学报,2011, 26(6):121-128.

XU Sheng, ZHAO Jianfeng. Analysis of the harmonic characteristics of the CPS-SPWM output voltage of cascaded H bridge converters based on irregular sampling[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(6):121-128.

- [11] 吴丽然,吴命利. 级联 H 桥型变流器直流电压均衡控制[J]. 电力自动化设备,2017,37(10):100-106.
 WU Liran, WU Mingli. DC voltage balancing control for cascaded H-bridge converter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2017,37(10):100-106.
- [12] 张波,李萍,齐群. DC-DC 变换器分叉和混沌现象的建模和分析 方法[J]. 中国电机工程学报,2002,22(11):81-86.
 ZHANG Bo,LI Ping,QI Qun. Methods for analyzing and modeling bifurcations and chaos in DC-DC converter[J]. Proceedings of the CSEE,2002,22(11):81-86.
- [13] 成佳富,何志兴,周钦贤. LC 耦合式级联 STATCOM 及其控制策略[J]. 电力自动化设备,2018,38(10):127-132.
 CHENG Jiafu, HE Zhixing, ZHOU Qinxian. LC coupled cascaded STATCOM and its control strategy[J]. Electric Power Automation Equipment,2018,38(10):127-132.
- [14] 胡应宏,任佳佳,王建赜,等. 级联 STATCOM 直流侧电压平衡 控制方法[J]. 电机与控制学报,2010,14(11):31-36.
 HU Yinghong, REN Jiajia, WANG Jianze, et al. Balancing control method of DC voltage of cascaded H-bridge STATCOM[J]. Electric Machines and Control,2010,14(11):31-36.
- [15] 张兴,余畅舟,刘芳,等.光伏并网多逆变器并联建模及谐振分析[J].中国电机工程学报,2014,34(3):336-345.
 ZHANG Xing, YU Changzhou, LIU Fang, et al. Modeling and resonance analysis of multi-paralleled grid-tied inverter in PV systems
 [J]. Proceedings of the CSEE,2014,34(3):336-345.

作者简介:



陈继开(1977—),男,陕西西安人,副 教授,博士,主要研究方向为电能质量分析 与控制、柔性直流输电技术等(E-mail: chenjikai1977@163.com);

成毅平(1993—),女,陕西西安人,硕士 研究生,主要研究方向为电能质量分析与控 制(**E-mail**:chengyiping0316@163.com)。

Analysis on mechanism of harmonic circular current in wind farm conflux station parallel-SVG system and its negative impact

CHEN Jikai, CHENG Yiping, LI Guoqing, WANG Zhenhao

(School of Electrical Engineering, Northeast Electric Power University, Jilin 132012, China)

Abstract: In the wind farm conflux stations, the issue of inter-machine harmonic circular current sometime is unavoidable with the parallel-SVG(Static Var Generator). The cascaded H-bridge parallel-SVG system is employed as the research object, the mechanism of inter-machine harmonic circular current is analyzed, and the analytical formula of harmonic circulating current is deduced. Firstly, the relationship between the harmonic current and low-frequency disturbance is revealed using the unipolar double frequency CPS-PWM(Carrier Phase Shift-PWM) theory. Then, an iterative mapping equation is established to describe the causality between the harmonic circular current and DC voltage bifurcation for H-bridge SVG. Considering the harmonic interaction, the transfer function model of control system is built to investigate the negative impacts caused by the harmonic circular current on DC voltage stability. It is pointed out that the cascaded H-bridge topology may raise the risk of inter-machine harmonic circulation, which is the main reason of DC voltage instability. Finally, simulative results verify the correctness of the theoretical analysis method of the proposed harmonic circular current and its negative impacts.

Key words: wind farm conflux station; SVG; harmonic circular current; nonlinear; low-frequency disturbance; voltage bifurcation