

多逆变器直接并联系统环流建模与分析

董钺¹, 厉成元^{1,2}, 张超¹, 邱晗¹, 李哲¹, 魏轩宇¹, 苏楠¹

(1. 天津电气科学研究院有限公司, 天津 300180;

2. 天津天传新能源电气有限公司, 天津 300180)

摘要: 对于多台逆变器直接并联后通过双绕组变压器接入中压配网的系统, 以三相两电平逆变器为例, 对系统共模、差模环流产生的机理进行了详细分析, 给出了相应的等效电路。同时, 在多逆变器直接互联的工况下, 对单机并网常见的直流中点与交流中性点互联来抑制共模电流方法的效果进行了分析, 指出其在多机互联系统中的局限性。而后, 在各逆变器作为并网电流源的基础上, 分别对各逆变器调制度不同、载波角度不同对共模、差模环流的影响进行了量化分析, 并通过仿真与试验进行了验证。

关键词: 多逆变器直接并联系统; 共模环流; 差模环流; 调制度; 载波角度差

中图分类号: TM464 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd20104

Modeling and Analysis of Circulating Current of Direct Connected Multi-central Inverter System

DONG Yue¹, LI Chengyuan^{1,2}, ZHANG Chao¹, QIU Han¹, LI Zhe¹, WEI Xuanyu¹, SU Nan¹

(1. Tianjin Research Institute of Electric Science Co., Ltd., Tianjin 300180, China;

2. Tianjin TRIED New Energy Electric Co., Ltd., Tianjin 300180, China)

Abstract: For multi-central inverter system connected directly to MV distribution grid with a two winding transformer, take 3-phase 2-level inverter for example, common-mode and differential-mode circulating current produced mechanism and equivalent circuit were analyzed in detail. At the same time, the effect of DC mid-point connected with AC neutral point method, which is usually adapted to suppress common-mode circulating current in the case of single inverter connected to grid, was analyzed, and the limit of this method in the case of multi-central inverter system was pointed out. And then, based on every inverter in grid-connected current source mode, the influence of individual modulation depth and angle of different carrier waves on the common-mode and differential-mode circulating current of multi-central inverter system was analyzed quantitatively, this conclusion is validated by the simulation and experiment.

Key words: direct parallel multi-central inverter system; common-mode circulating current; differential-mode circulating current; modulation depth; angle difference of carrier wave

目前, 新能源与储能装置在电网中的渗透率越来越高^[1-3], 而且在工业领域中, 各类分布式电源的容量也越来越大, 多逆变器并联运行^[4-5]成为日益迫切的现实需求。

通常情况下, 多台逆变器(一般是三相结构)并联后接入中压母线运行有3种形式, 即: 各逆变器单独通过各自的工频变压器互联、各逆变器通过低压侧分裂绕组的升压变压器互联、各逆变器直接互联后通过普通的双绕组升压变压器接入中压母线。3种不同的结构如图1所示。

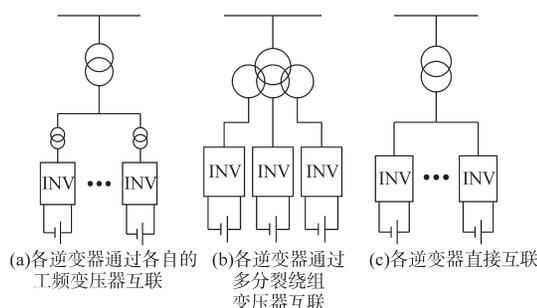


图1 多逆变器并联结构

Fig.1 Configuration of parallel multi-central inverter system

基金项目: 中国机械设备工程股份有限公司科技成果转化项目(CMEC-KJZH-2018-02)

作者简介: 董钺(1981—), 男, 博士, 教授级高级工程师, Email: dongyuechina@126.com

图1a和图1b结构本质上相同,各逆变器之间有电气隔离,基本不用考虑环流的问题,控制较为简单,缺点是各逆变器需要单独配置变压器或采用成本较高、体积较大的分裂绕组升压变压器,且效率较低,难以满足某些场合比较严苛的运行要求。图1c结构体积紧凑、效率高、成本低,是较为理想的结构,但各逆变器直接互联,需要考虑对高频环流进行抑制,否则会引起额外的损耗,甚至影响系统的正常运行^[6]。

本文以三相两电平逆变器为例,对图1c中所示的多逆变器直接互联系统的共模和差模环流的等效电路和产生机理进行了详细分析,并在多逆变器直接互联的工况下,通过详细推导,指出单机并网运行常用的交流中性点与直流中点互联方法的局限性。而后,定量分析了各逆变器调制制的不同和载波交错的角度对系统共模与差模环流的影响,最后通过仿真与试验进行了验证。

1 多逆变器直接互联系统的共模环流分析

由于各逆变器和升压变压器存在对地分布电容,因此,多逆变器直接互联构成的系统中会存在共模环流。

1.1 共模等效电路

单台逆变器共模等效电路如图2所示。

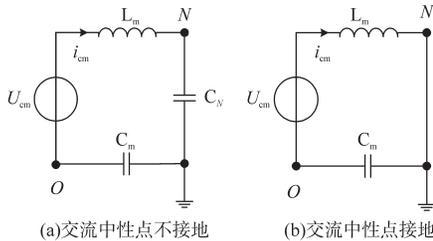


图2 单台逆变器共模等效电路

Fig.2 Common-mode equivalent circuit of single inverter

图2中, U_{cm} 为逆变器共模电压, i_{cm} 为逆变器共模电流, L_m 为逆变器共模滤波电感, C_m 为逆变器归算到直流侧的等效对地电容, C_N 为升压变交流中性点的等效对地电容, O 为直流侧中点, N 为交流中性点。如图2所示,在交流中性点不接地的情况下,若中性点对地电容为零,则单台逆变器只有功率器件开关产生的共模电压,而无共模电流回路。

对于多逆变器直接互联的系统,中性点不接地时共模等效电路如图3所示。

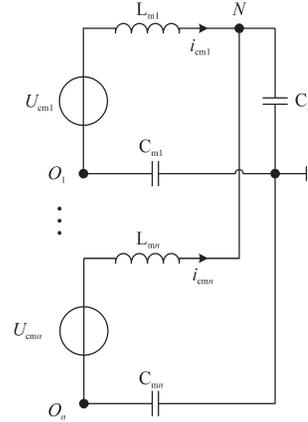


图3 中性点不接地时多逆变器互联共模等效电路

Fig.3 Common-mode equivalent circuit of direct parallel multi-central inverters with ungrounded AC neutral point

如图3所示,在中性点不接地的情况下,除经过 C_N 流入大地的共模电流外,在各逆变器共模电压不相同,各逆变器之间还存在共模环流。

假设逆变器并联台数为 n ,则交流中性点共模电压和各逆变器共模电流如下式所示:

$$\begin{cases} U_N = \frac{\sum_{i=1}^n \frac{U_{cmi} Y_{Li} Y_{Ci}}{Y_{Li} + Y_{Ci}}}{Y_{CN} + \sum_{i=1}^n \frac{Y_{Li} Y_{Ci}}{Y_{Li} + Y_{Ci}}} \approx \frac{Y_L Y_C}{Y_L + Y_C} \sum_{i=1}^n U_{cmi} \\ i_{cmi} = (U_{cmi} - U_N) \frac{Y_L Y_C}{Y_L + Y_C} \approx \left(U_{cmi} - \frac{Y_L Y_C}{Y_{CN} + n \times \frac{Y_L Y_C}{Y_L + Y_C}} \sum_{i=1}^n U_{cmi} \right) \frac{Y_L Y_C}{Y_L + Y_C} \\ \approx \left(U_{cmi} - \frac{\sum_{i=1}^n U_{cmi}}{n} \right) \frac{Y_L Y_C}{Y_L + Y_C} \end{cases} \quad (1)$$

式中: Y_{Li} 为第 i 台逆变器的共模滤波电纳; Y_{Ci} 为第 i 台逆变器的等效对地电纳; Y_L 为假定各台逆变器共模滤波电纳都相等时的电纳值; Y_C 为假定各台逆变器等效对地电纳都相等时的电纳值; Y_{CN} 为中性点的等效对地电纳。

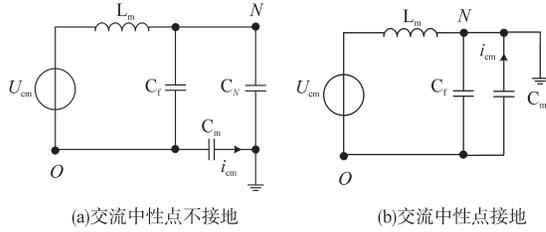
如式(1)所示,在各逆变器共模回路参数相等且中性点对地电容很小的情况下,交流中性点共模电压近似为各逆变器共模电压的平均值,各逆变器的共模电流近似取决于各逆变器的共模电压与中性点共模电压之差。

对于中性点接地的情况,各逆变器对地的等效电路与图2b相同,各逆变器各自对地产生共模电流,互相之间的影响可以忽略不计,与单台逆变器的情况相同,不再赘述。

1.2 直流中点与交流中性点互联

单台逆变器常用的抑制共模电流的方法之

一为将逆变器直流中点 O 与交流中性点 N 互联^[7],为共模电流提供一个内部回路,限制其对外输出的大小。这种情况下,单台逆变器共模等效电路如图4所示。



(a)交流中性点不接地 (b)交流中性点接地

图4 直流中点与交流中性点互联时的单台逆变器共模等效电路

Fig.4 Common-mode equivalent circuit of single inverter when DC mid-point connected with AC neutral point

图4中, C_f 即为交流侧Y接滤波电容。如图4a所示,在交流中性点不接地的情况下,逆变器对地共模电流取决于中性点共模电压 U_N 和中性点对地电容 C_N ,而Y接滤波电容中(亦即直流中点与交流中性点的连线中)也会有共模电流流过,其值如下式所示:

$$i_{cf} = U_{cm} \frac{Y_L Y_{cf} (Y_C + Y_{CN})}{(Y_L + Y_{cf}) Y_C + (Y_L + Y_{cf}) Y_{CN} + Y_C Y_{CN}} \approx U_{cm} \frac{Y_L Y_{cf}}{Y_L + Y_{cf}} \quad (2)$$

式中: Y_{cf} 为交流Y接电容的电纳。

如图4b所示,在逆变器共模电压和其他线路参数不变的情况下,由于引入了 C_f 支路,对共模电流起到了分流的作用,减小了输出的共模电流值,若 C_f 比 C_m 大1个数量级以上,则可有效抑制输出的共模电流。中性点不接地时,多逆变器直接互联系统的共模等效电路如图5所示。

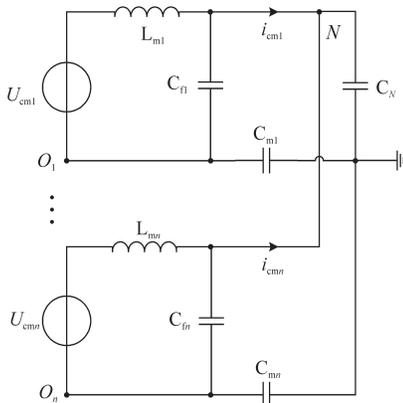


图5 中性点不接地、直流中点与交流中性点互联情况下的多逆变器互联共模等效电路

Fig.5 Common-mode equivalent circuit of direct parallel multi-central inverters with ungrounded AC neutral point when DC mid-point connected with AC neutral point

对图5所示电路进行等效变换,如图6所示。

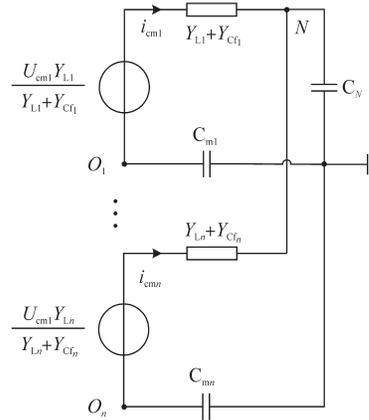


图6 图5所示电路的等效变换

Fig.6 Equivalent circuit of Fig.5

由图6可得交流中性点共模电压和各逆变器共模电流如下式所示:

$$\begin{cases} U_N = \frac{\sum_{i=1}^n \frac{U_{cmi} Y_{cfi} Y_{Li}}{Y_{cfi} + Y_{Li} + Y_{Cfi}}}{Y_{CN} + \sum_{i=1}^n \frac{Y_{cfi} (Y_{Li} + Y_{Cfi})}{Y_{cfi} + Y_{Li} + Y_{Cfi}}} \\ i_{cmi} = \left(\frac{U_{cmi} Y_{Li}}{Y_{Li} + Y_{Cfi}} - U_N \right) \frac{Y_{cfi} (Y_{Li} + Y_{Cfi})}{Y_{cfi} + Y_{Li} + Y_{Cfi}} \end{cases} \quad (3)$$

对比式(1)和式(3)可知,将直流中点与交流中性点互联,可使各逆变器共模电流有所减小,起到一定的共模电流抑制作用。由图5可得,此时直流中点与交流中性点的连线中的电流如下式所示:

$$i_{cfi} = U_{N0i} Y_{cfi} = \left(\frac{U_{cmi} Y_{Li}}{Y_{Li} + Y_{Cfi}} - \frac{i_{cmi}}{Y_{Li} + Y_{Cfi}} \right) Y_{cfi} \approx U_{cmi} \frac{Y_L Y_{cf}}{Y_L + Y_{cf}} - \left(\frac{U_{cmi} Y_L}{Y_L + Y_{cf}} - \frac{Y_C Y_L}{Y_{CN} + n \times \frac{Y_C (Y_L + Y_{cf})}{Y_C + Y_L + Y_{cf}}} \right) \frac{Y_C Y_{cf}}{Y_C + Y_L + Y_{cf}} \approx U_{cmi} \frac{Y_L Y_{cf}}{Y_L + Y_{cf}} - \left(U_{cmi} - \frac{\sum_{i=1}^n U_{cmi}}{n} \right) \frac{Y_C Y_L Y_{cf}}{(Y_L + Y_{cf})(Y_C + Y_L + Y_{cf})} \quad (4)$$

式中: U_{Noi} 为第*i*台逆变器直流中点与交流中性点之间的电压。

由式(4)可知,直流中点与交流中性点的连线中的电流,除各逆变器的共模电压与共模电压平均值之差所产生的分量以外,还有各逆变器共模电压自身在Y接滤波电容 C_f 中产生的电流。由于 C_f 一般比较大,因此在多逆变器互联系统中,采用直流中点与交流中性点互联的方法虽然可以在一定程度上抑制共模电流,但互联线中的电流会比较大。

2 多逆变器直接互联系统的差模环流分析

除共模环流外,多逆变器直接互联时,由于各逆变器功率器件瞬时开关序列不一致、存在LCL滤波谐振点等原因,系统中除共同向外输出的电流以外,各逆变器之间还存在差模环流,该环流与各逆变器的瞬时开关状态(频谱分布)、滤波器与线路参数、电网容量等因素有关。

图7为2台逆变器之间的差模环流通路图(假设逆变器1的1,3,6管导通,逆变器2的2,4,5管导通)。

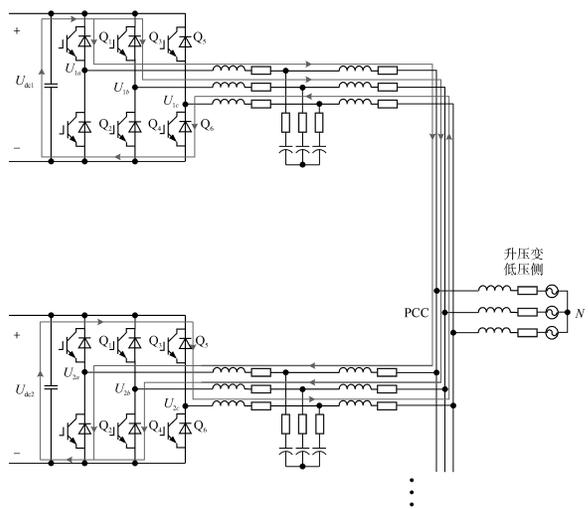


图7 2台逆变器差模环流通路图

Fig.7 Differential-mode circulating current circuit of two inverters

在图7所示的开关状态下的等效电路如图8所示。

图8中, U_{o1}, U_{o2} 分别为2台逆变器瞬时输出电压; Z_a, Z_b, Z_c 为逆变器各相等效阻抗; U_a, U_b, U_c 为三相电网相电压; Z_s 为电网等效阻抗。

仅考虑三相对称的情况,则多台逆变器直接互联差模环流的单相等效电路如图9所示。

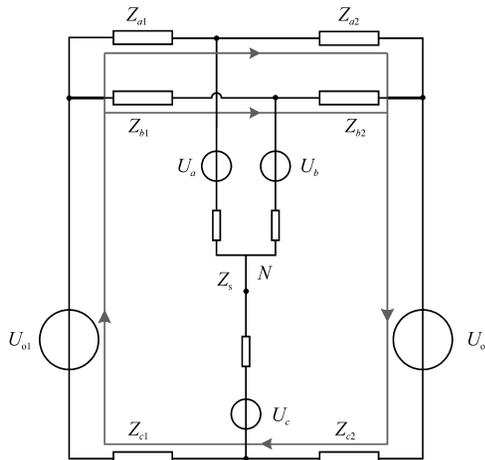


图8 2台逆变器差模环流等效电路图

Fig.8 Differential-mode circulating current equivalent circuit of two inverters

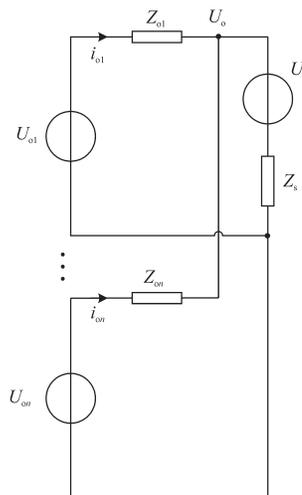


图9 多台逆变器差模环流单相等效电路图

Fig.9 Single phase differential-mode circulating current equivalent circuit of multi-inverters

如图9所示,此时的第*m*台和第*l*台逆变器之间的差模环流如下式所示:

$$\begin{aligned}
 i_{ml} &= i_{om} - i_{ol} \\
 &= \left(U_{om} - \frac{\sum_{i=1}^n U_{oi} Y_{oi} + U_s Y_s}{\sum_{i=1}^n Y_{oi} + Y_s} \right) Y_{om} - \\
 &\quad \left(U_{ol} - \frac{\sum_{i=1}^n U_{oi} Y_{oi} + U_s Y_s}{\sum_{i=1}^n Y_{oi} + Y_s} \right) Y_{ol} \quad (5)
 \end{aligned}$$

式中: U_{oi} 为各逆变器输出电压; U_s 为电网电压; Y_{oi} 为各逆变器输出电纳; Y_{om}, Y_{ol} 分别为第*m*台和第*l*台逆变器输出电纳; Y_s 为电网等效电纳。

在并网模式下,各逆变器通常体现为电流源特性,在基波及低频段电网阻抗小而逆变器等效

输出阻抗大;在中频段,滤波器谐振点处电网阻抗较大而逆变器阻抗近似为零(不计阻尼);高频段则因逆变器控制器的带宽及滤波器、线路阻抗特性,电网阻抗与逆变器阻抗皆较大。因此,各逆变器之间的差模环流主要存在于谐振点附近,低频及高频分量都较小。假设电网电压中不含逆变器谐振频率阶次的分量,则 U_s 可视为短路,此时的第 m 台和第 l 台逆变器之间的差模环流如下式所示:

$$\begin{aligned}
 i_{mlr} &= (U_{omr} - \frac{\sum_{i=1}^n U_{oir} Y_{ir}}{\sum_{i=1}^n Y_{ir} + Y_{sr}}) Y_{mr} - \\
 &\quad (U_{olr} - \frac{\sum_{i=1}^n U_{oir} Y_{ir}}{\sum_{i=1}^n Y_{ir} + Y_{sr}}) Y_{lr} \\
 &\approx (U_{omr} - \frac{Y_r \sum_{i=1}^n U_{oir}}{n Y_r}) Y_r - \\
 &\quad (U_{olr} - \frac{Y_r \sum_{i=1}^n U_{oir}}{n Y_r}) Y_r \\
 &= (U_{omr} - U_{oir}) Y_r \quad (6)
 \end{aligned}$$

式中: U_{oir} 为逆变器输出电压中的谐振频率分量; Y_{ir} 为第 i 台逆变器在谐振频率下的等效输出电导纳; Y_{mr} 和 Y_{lr} 分别为第 m 台和第 l 台逆变器谐振频率下输出电纳; Y_r 为假定各台逆变器谐振频率下输出电纳都相等时的电纳值; Y_{sr} 为电网在谐振频率下的等效电导纳。

由式(6)可知,各逆变器之间的差模谐振环流取决于各逆变器输出电压谐振频率分量之差。此时, Y_r 近似为无穷大,远大于 Y_{sr} ,环流仅存在于各逆变器之间,并不流入电网。

3 共模与差模环流的影响因素

忽略各逆变器之间元件参数与线路参数不一致的影响,如式(1)所示,在交流中性点不接地的情况下,各逆变器直接互联构成的系统的共模电流近似取决于各逆变器共模电压与共模电压平均值之差;如式(6)所示,各逆变器直接互联构成的系统的高频差模环流取决于各逆变器输出电压谐振频率分量之差。而逆变器输出电压 $[U_{OA} \ U_{OB} \ U_{OC}]^T = [SW_A \ SW_B \ SW_C]^T U_d$ (SW_A, SW_B, SW_C 为各相开关函数; U_d 为直流电压),在各逆变器采用载波调制的情况下,开关函数取决于

调制度、调制波角度和载波角度,因此,逆变器输出电压的共模电压和谐振频率分量与调制度、调制波角度和载波角度有关。

通常情况下,各逆变器独立控制,直流电压不相等、载波不一致,很难保证共模电压及输出电压的谐振频率分量相等。同时,由于各逆变器直接并联, $U_{o1} \approx U_{o2} \approx U_s$,各逆变器调制波之间的角度相差较小,暂时不考虑各逆变器调制波之间互差角度的影响。因此,下面分别分析各逆变器调制度和载波角度的不同对系统共模环流及差模环流的影响。

3.1 调制度的影响

3.1.1 对共模环流的影响

对于三相三线逆变器,共模电压为 $U_{cm} = \frac{U_{OA} + U_{OB} + U_{OC}}{3}$,而各桥臂对于直流中点 O 的电压中,不考虑零序分量(如交流偏置),基波及低频分量三相代数和为零,因此 U_{cm} 中只包括开关频率倍数次谐波的分量。以七段式载波调制为例, U_{cm} 在1个开关周期内的值依次为 $-U_d/2, -U_d/6, U_d/6, U_d/2$ 。2台逆变器载波一致、调制度不同(分别为 m_1, m_2 ,而对于多逆变器直接并联系统,各逆变器之间的调制度之差 Δm 一般不大于0.5)的情况下,共模电压波形如图10所示。

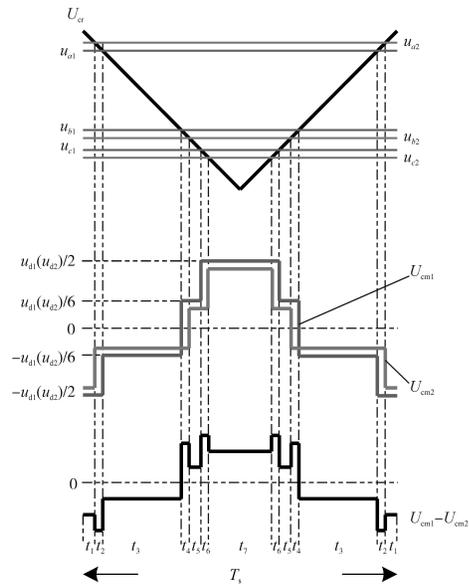


图10 2台逆变器在载波一致、调制度不同时的1个开关周期内的共模电压

Fig.10 Two inverters common-mode voltage with same carrier wave and different modulation depth in a switch period

如图10所示的1个开关周期内,2台逆变器的共模电压之差的瞬时值如表1所示。

表1 2台逆变器不同调制度时共模电压之差

Tab.1 Common-mode voltage difference of two inverters with different modulation depth

t_1	t_2	t_3	t_4	t_5	t_6	t_7
$-U_{d1}/2+$	$-U_{d1}/2+$	$-U_{d1}/6+$	$U_{d1}/6+$	$U_{d1}/6-$	$U_{d1}/2-$	$U_{d1}/2-$
$U_{d2}/2$	$U_{d2}/6$	$U_{d2}/6$	$U_{d2}/6$	$U_{d2}/6$	$U_{d2}/6$	$U_{d2}/2$

表1中, $t_2=t_4=t_6=\Delta m \times T_s/4$ 。由于2台逆变器输出电压 $U_{o1} \approx U_{o2} \approx U_s$, 则 $U_{d1} \approx U_s/m_1$, $U_{d2} \approx U_s/m_2$ 。因此,在调制度相等的情况下, $t_2=t_4=t_6=0$, 2台逆变器之间的共模电压之差亦为零,则共模环流亦为零。

3.1.2 对差模环流的影响

对于差模环流,在不考虑阻尼的情况下,主要关注谐振频率对应的分量。

如假设:

1) 稳态时各逆变器PWM脉冲正负半波对称且半波镜像对称;

2) 1/4调制波周期内脉冲个数为 h ;

3) 各逆变器调制周期为开关周期2倍;

4) 采用双极性调制。

则以2台逆变器载波一致而调制度不同为例,此时的波形与开关角度分布如图11所示。

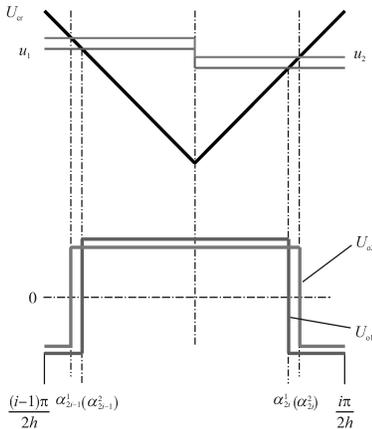


图11 2台逆变器在载波一致、调制度不同时的1个开关周期内的角度分布

Fig.11 Two inverters switch angle distribution with same carrier wave and different modulation depth in a switch period

在稳态情况下,由于PWM脉冲正负半波对称且半波镜像对称,因此傅里叶函数中只含奇次谐波、只有正弦分量,各分量幅值计算仅考虑1/4调制波周期即可。逆变器输出电压中的各阶次分量如下式所示:

$$a_k = \frac{4}{\pi} \sum_{i=1}^h \left[\int_{\frac{(i-1)\pi}{2h}}^{\alpha_{2i-1}} -\frac{U_d}{2} \sin(k\omega t) d(\omega t) + \int_{\alpha_{2i-1}}^{\alpha_{2i}} \frac{U_d}{2} \sin(k\omega t) d(\omega t) + \right.$$

$$\left. \int_{\alpha_{2i}}^{\frac{i\pi}{2h}} -\frac{U_d}{2} \sin(k\omega t) d(\omega t) \right] \\ = \frac{2U_d}{k\pi} \sum_{i=1}^h \{ -\cos[k(i-1)\pi/2h] + \cos(k\alpha_{2i-1}) + \cos(k\alpha_{2i-1}) - \cos(k\alpha_{2i}) - \cos(k\alpha_{2i}) + \cos[ki\pi/(2h)] \}$$

$$= \frac{4U_d}{k\pi} \left\{ -\frac{1}{2} + \sum_{i=1}^h [\cos(k\alpha_{2i-1}) - \cos(k\alpha_{2i})] \right\}$$

$$U_o = \sum_{\substack{k=2j+1 \\ j \in N^+}} a_k \sin(k\omega t) \quad (8)$$

联立式(6)~式(8),2台逆变器差模环流中谐振频率分量为

$$i_{dm} = \left\{ \frac{4U_{d1}}{k\pi} \left\{ \sum_{i=1}^h [\cos(k\alpha_{2i-1}^1) - \cos(k\alpha_{2i}^1)] \right\} - \frac{4U_{d2}}{k\pi} \left\{ \sum_{i=1}^h [\cos(k\alpha_{2i-1}^2) - \cos(k\alpha_{2i}^2)] \right\} \right\} Y \sin(k\omega t) \\ = \left\{ \frac{4U_s}{k\pi m_1} \left\{ \sum_{i=1}^h [\cos(k\alpha_{2i-1}^1) - \cos(k\alpha_{2i}^1)] \right\} - \frac{4U_s}{k\pi m_2} \left\{ \sum_{i=1}^h [\cos(k\alpha_{2i-1}^2) - \cos(k\alpha_{2i}^2)] \right\} \right\} Y \sin(k\omega t) \quad (9)$$

$$\text{由图11可知, } \frac{m_2 - m_1}{\alpha_{2i-1}^1 - \alpha_{2i-1}^2} = \frac{m_2 - m_1}{\alpha_{2i}^2 - \alpha_{2i}^1} = \frac{2}{0.5T_s},$$

因此,在调制度相等的情况下,2台逆变器之间差模环流的谐振频率分量为零(实际情况下因各种损耗存在, Y 不会为无穷大)。

3.2 载波角度的影响

3.2.1 对共模环流的影响

假定2台逆变器调制波一致,而载波互错 θ 角度,共模电压波形如图12所示。

如图12所示,随载波角度 θ 的变化,2台逆变器共模电压之差的峰值依次为 $U_d/3, 2U_d/3, U_d$ 。

3.2.2 对差模环流的影响

仍如3.1.2中的假设,且2台逆变器载波互错角度 θ ,则2台逆变器在调制度相同的情况下,差模环流中谐振频率分量为

$$i_{dm} = \left\{ \frac{4U_d}{k\pi} \sum_{i=1}^h [\cos(k\alpha_{2i-1}) - \cos(k\alpha_{2i})] - \frac{4U_d}{k\pi} \left\{ \sum_{i=1}^h [\cos(k\alpha_{2i-1} - k\theta) - \cos(k\alpha_{2i} - k\theta)] \right\} \right\} Y \sin(k\omega t) \\ = \frac{8U_d \sin(k\theta/2)}{k\pi} \left\{ \sum_{i=1}^h [-\sin(k\alpha_{2i-1} - k\theta/2) + \sin(k\alpha_{2i} - k\theta/2)] \right\} Y \sin(k\omega t) \quad (10)$$

由式(10)可知,载波夹角 θ 为零时,2台逆变器之间的差模环流为零。

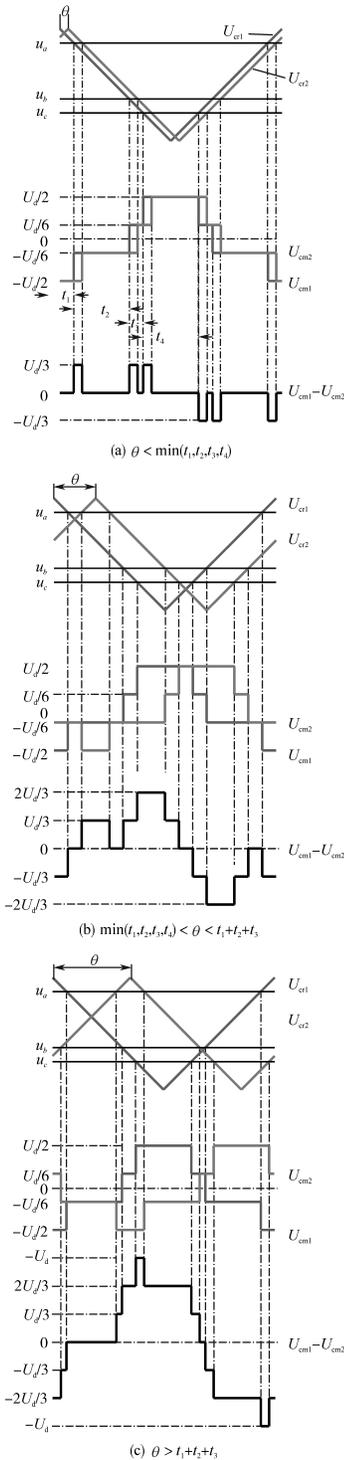


图12 2台逆变器在调制波一致、载波互错角度时的1个开关周期内的共模电压

Fig.12 Two inverters common-mode voltage with the same modulation wave and different carrier wave angle in a switch period

4 仿真与试验结果

4.1 共模电流仿真结果

以5台逆变器直接互联的系统为例,通过仿真验证共模环流情况,具体参数如表2所示,交流

电压均为400 V/50 Hz。

表2 5台逆变器仿真参数

Tab.2 Simulation parameters of five inverters

序号	额定容量/ kV·A	开关频率/ kHz	直流电压/V	直流输入对地电容/ μ F	交流中性点对地电容/nF	共模滤波电感/mH
1	500	3.2	710	1	1	1
2	500	3.2	730	1	1	1
3	500	3.2	750	1	1	1
4	500	3.2	690	1	1	1
5	500	3.2	670	1	1	1

图13为第1台逆变器在载波一致和载波互错角度(1和2同相位、与3和4相差 $0.25T_s$ 、与5相差 $0.5T_s$)情况下的共模电流仿真波形。

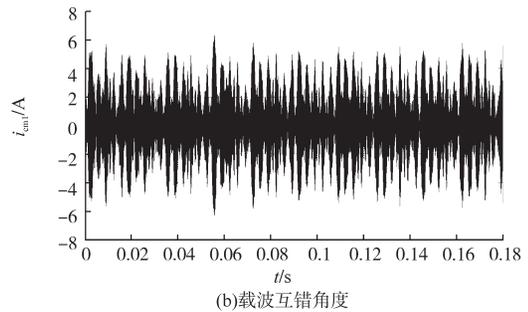
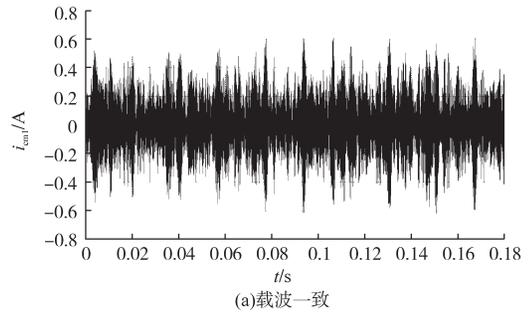


图13 第1台逆变器的共模电流仿真波形

Fig.13 Simulation waveforms of the first inverter common-mode current

图14为各参数不变、载波一致和互错角度的情况下对地的漏电流(即图3中,电容 C_N 中流过的电流)仿真波形。

由图13、图14可知,在其他条件都相同的情况下,载波之间互错的角度越小,逆变器互相之间和对地的共模电流越小。

图15为各参数不变的情况下,各逆变器将直流中点与交流中性点互联,互联线上的电流波形(交流侧Y接滤波电容 198μ F)。

如图15所示,互联线上的电流峰值在150 A左右。

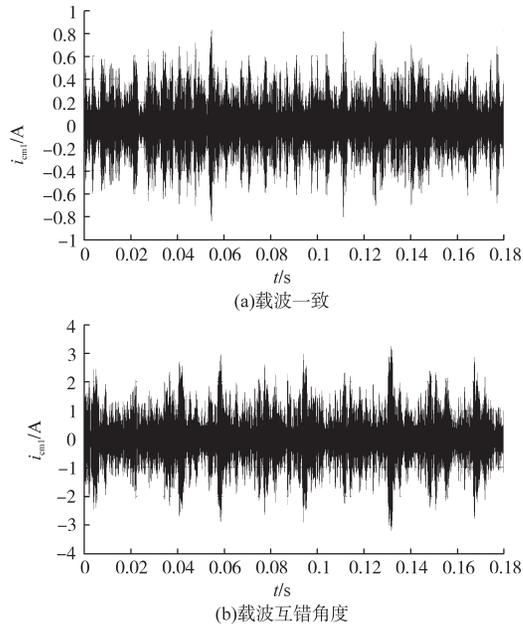


图14 对地共模电流仿真波形

Fig.14 Simulation waveform of common-mode current to the ground

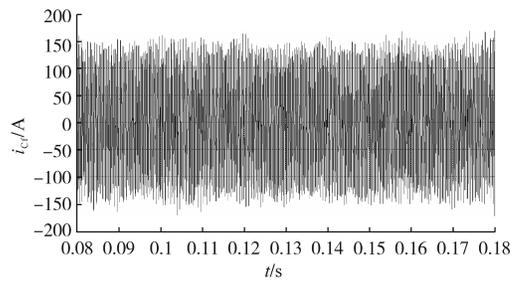


图15 直流中点与交流中性点互联线电流仿真波形

Fig.15 Simulation waveform of the current of DC Mid-point and AC neutral point connected line

4.2 共模电流试验结果

表3为5台逆变器直接互联系统实际运行参数,直流侧电源为5组蓄电池,交流电压均为500 V/50 Hz。

表3 5台逆变器实际运行参数

Tab.3 actual parameters of five inverters

序号	额定容量/ kV·A	开关 频率/kHz	直流 电压/V	实际运行 功率/kW	共模滤 波电感/mH
1	500	3.2	692	500 (放电)	1
2	500	3.2	709	160 (放电)	1
3	500	3.2	724	160 (充电)	1
4	500	3.2	726	160 (充电)	1
5	500	3.2	717	160 (充电)	1

图16为5台逆变器直接互联后,载波一致和载波互错角度(随机)情况下对地漏电流的试验

波形。

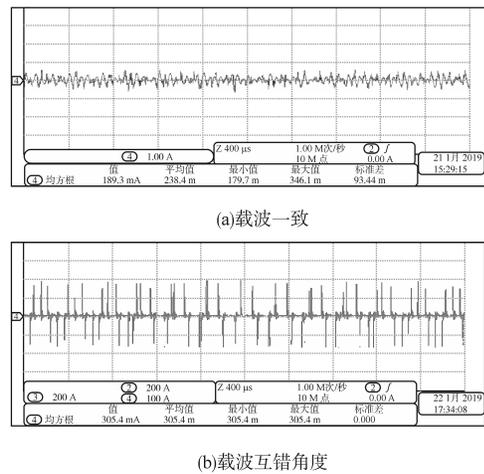


图16 5台逆变器直接互联时对地共模电流试验波形

Fig.16 Experiment waveforms of common-mode current to the ground of five inverters connected directly

图17为5台逆变器直接互联且载波一致时,升压变低压侧中性点对地的共模电压试验波形。

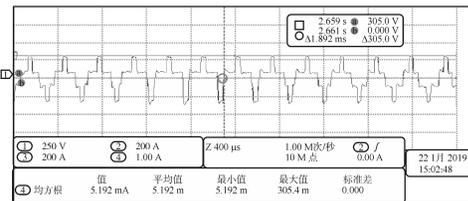


图17 5台逆变器直接互联时对地共模电压试验波形

Fig.17 Experiment waveform of common-mode voltage to the ground of five inverters connected directly

4.3 差模电流试验结果

图18为2台逆变器(直流电压700 V,交流线电压400 V/50 Hz,开关频率3.2 kHz,调制频率6.4 kHz)在载波一致和载波互错角度(随机)时的差模电流试验波形。

由图18可见,当2台载波互错角度的逆变器直接互联时,会在2台逆变器之间存在谐振频率的环流,且幅值基本相等、相位互差180度,不流入电网。

图19为5台逆变器(直流电压700 V,交流线电压400 V/50 Hz,开关频率3.2 kHz,调制频率6.4 kHz;示波器总共为4通道,因此第2通道为2台逆变器的电流,故为200 A/格,其他通道为100 A/格)在载波一致时的差模电流试验波形。

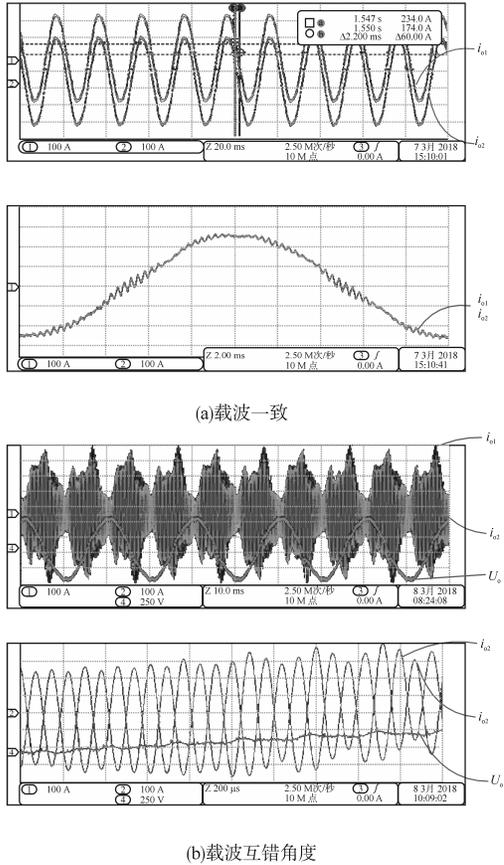


图 18 两台逆变器差模电流试验波形

Fig.18 Experiment waveform of differential-mode current of two inverters

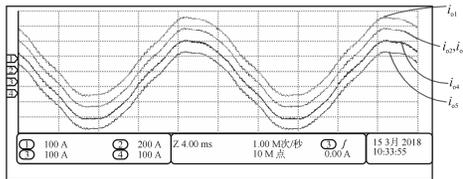


图 19 5台逆变器载波一致时的差模电流试验波形

Fig.19 Experiment waveform of differential-mode current of five inverters with same carrier wave

5 结论

本文对三相两电平逆变器多机直接互联系统的共模电流的等效电路进行了详细分析,表明共模环流近似取决于各逆变器共模电压之差,并推导出交流中性点与直流中点互联情况下互联线上的电流包括各逆变器共模电压之差与自身共模电压形成的2个分量;分析了多机直接互联系统的差模环流等效电路,指出各逆变器之间的差模环流主要存在于谐振频率处;量化分析了各逆变器不同调制度、载波互错角度对系统共模与差模环流的影响,最后通过仿真与试验对分析的结果进行了验证。

参考文献

- [1] 吴峰,李玮. 含高渗透率分布式光伏发电系统的配电网动态等值分析[J]. 电力系统自动化,2017,41(9):65-70,181.
- [2] 王颖,文福拴,赵波,等. 高密度分布式光伏接入下电压越限问题的分析与对策[J]. 中国电机工程学报,2016,36(5):1200-1206.
- [3] 黄伟,刘斯亮,王武,等. 长时间尺度下计及光伏不确定性的配电网无功优化调度[J]. 电力系统自动化,2018,42(5):154-162.
- [4] 张建文,王鹏,王晗,等. 多逆变器并联的均流控制策略[J]. 电工技术学报,2015,30(18):61-68.
- [5] 阳敏,罗安,肖华根,等. 多逆变器并联系统环流分析及抑制方法[J]. 电力系统及其自动化学报,2017,29(10):6-11.
- [6] Bae Youngsang, Kim Rae-Young. Suppression of Common-mode Voltage Using a Multi-central Photovoltaic Inverter Topology with Synchronized PWM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014,61(9): 4722-4733.
- [7] 张兴,邵章平,王付胜,等. 非隔离性三相三电平光伏逆变器的共模电流抑制[J]. 中国电机工程学报,2013,33(3):29-36.

收稿日期:2019-04-01

修改稿日期:2019-04-24