

电力电子变压器中 IPOP 三相四桥臂 逆变级的环流控制方法

涂春鸣, 葛俊, 兰征, 肖凡, 何东

国家电能变换与控制工程技术研究中心(湖南大学), 湖南长沙 410082

中图分类号: TM4 文献标识码: B 文章编号: 1606-7517(2016)12-8-143

摘要: 配网电力电子变压器(Power Electronic Transformer, PET)输出级采用共直流母线逆变器并联方式以实现冗余, 而环流抑制则是其可靠运行的关键问题。本文针对不平衡负载情况, 对输入并联输出并联(Input Parallel Output Parallel, IPOP)三相四桥臂逆变器进行了分序环流分析, 比较了逆变器不同控制策略下其等效输出阻抗对环流抑制的影响; 提出了在单逆变器双闭环控制基础上, 加入针对负载功率均分的环流控制环, 并同输出电压环一起构成外环控制; 同时采用了准 PR 控制器实现了在基波较宽频带内逆变器输出电压和第四桥臂零序电流的零稳态误差控制, 兼顾了输出电压外特性硬度和输出电流环流抑制的目的。理论分析和 PSCAD 仿真验证了该方案的可行性。

关键词: 输入并联输出并联, 三相四桥臂逆变器, 等效输出阻抗, 功率均分, 环流抑制

A Circulating Current Control Method for IPOP Three-phase Four-leg Inverters in Power Electronic Transformer

TU Chunming, GE Jun, LAN Zheng, XIAO Fan

National Electric Power Conversion and Control Engineering Technology Research Center (Hunan University),
Changsha 410082, Hunan Province, China

Abstract: The output stage of power electronic transformer in distribution network will adopt paralleled inverters with common DC bus to achieve redundancy, but circulating current suppression is the key problem for its reliable operation. Aiming at unbalanced loads, the circulating current of input parallel output parallel three-phase four-leg inverters is analyzed by sequence components method, and the inverter equivalent output impedances in different control strategies are also analyzed to restrain circulation. Then, a new method is proposed by introducing a circulating current suppression loop based on the double closed loop, which can share the loads equally. In addition, the quasi PR controller is adopted to achieve the zero steady-state error control for the output voltage and zero sequence current of the fourth bridge arm, which taking into account the output voltage characteristic hardness and the circulating suppression. The feasibility of the method is verified by the theoretical analysis and PSCAD simulation.

Keywords: input parallel out parallel, three-phase four-leg, equivalent impedance, power sharing, circulating current suppression

基金项目: 国家自然科学基金项目(51377051)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (51377051).

1 引言

随着智能电网和主动配电网的快速发展,结合电压变换、电气隔离、无功补偿和可再生能源并网等多种功能为一体的电力电子变压器,将会得到国内外广泛的关注和研究^[1-3]。PET作为配电网中重要的串联接入装置,对其运行可靠性提出了更高要求,而输出级采用多台逆变器并联则兼顾了可靠性和扩容性的优点。不同于常规蓄电池UPS并联电源运行,直流母线彼此分开通过硬件阻断了环流通路;同时相比于直流电源的并联,IPOP三相四桥臂逆变器运行必须保证交流输出电压严格同步,负载输出功率合理均分,而且要对不平衡电流均流,否则会使各逆变器之间产生很大的环流,从而造成过流故障,继而引发系统崩溃。因此,PET输出级IPOP三相四桥臂逆变器^[4-5]之间的环流抑制和功率均分是其并联运行的重要控制目标。

由于逆变器的控制策略、滤波参数、死区效应、控制延时等不同,使得各逆变器的等效输出阻抗存在差异,从而会导致逆变器之间产生较大的基波和谐波环流。对于IPOP逆变器各模块输入和输出电压分别相等,故只需控制其输出均流即可实现功率均分和系统稳定。目前主要控制方法有集中主从控制^[6-7]、3C(circular chain control)法^[8]、分布式控制^[9]以及无互连线下垂控制^[10-11]等。集中主从控制方法简单、均流效果好,但无法真正实现模块化;3C法中每个模块跟踪上一模块电流,首尾相接,但依赖于电源模块;无互连线下垂控制易于实现负载有功和无功功率分配,且相对独立以实现冗余,但是其输出电压外特性较软,不适合离网逆变器工作场合。文献[12]介绍了由死区效应引起的偏差电压,及双环控制对谐波环流的抑制作用。文献[13]主要针对微网中三相逆变器并联运行时产生的零序环流问题,补偿零序电压抑制环流,而三相四桥臂逆变器并联由于存在第四桥臂零序通路,环流问题将体现出不同特征。文献[14-15]采用平均电流法进行瞬时均流,各模块完全对等,真正实现了并联冗余工作,但环流控制性能仍有待提高。

为此,本文针对配电网PET的IPOP逆变器均流控制,对三相四桥臂逆变器并联环流进行了分析。在单逆变器双闭环控制的基础上,加入了环流控制环,实现对输出功率进行合理的分配。文章的具体章节安排如下:文章第二节,介绍了配电网PET输出逆变器结构以及对三相四桥臂并联电路进行正序、负序和零序电路的环流分析;文章第三节

和第四节,在分析不同控制策略对逆变器环流影响的基础上,提出了对负载功率进行有效分配的环流控制策略。文章第五节利用PSCAD对本文所提方法进行了验证。

2 IPOP三相四桥臂逆变器环流分析

2.1 PET输出逆变器结构

图1为PET主电路结构示意图,主要包括输入级串联整流级、中间隔离变换级和输出IPOP逆变器级。其中,输入级采用级联H桥多电平整流拓扑结构,以提高接入电网电压等级;中间级采用双主动桥拓扑结构,控制能量的双向流动;输出级采用IPOP三相四桥臂结构,输出三相对称电压,为不平衡电流提供零序通路的同时实现抑制环流的目的。

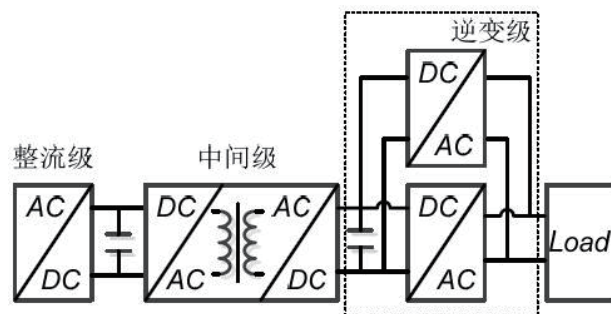


图1 PET主电路结构

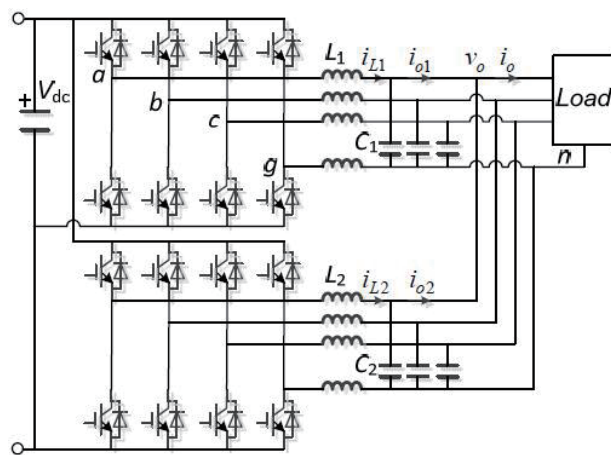


图2 输出级IPOP逆变器拓扑

其中,PET输出级IPOP三相四桥臂逆变器输入采用共直流母线方式,前三相桥臂在LC滤波输出后进行并联,第四桥臂并联共同为平衡零序不平衡电流提供通路,电路结构如图2所示。

2.2 三相四桥臂并联均流分析

两台 IPOP 三相四桥臂逆变器等效电路如图 3 所示。由于前三相桥臂的电压电流双闭环控制和第四桥臂的独立控制, 输出电压为三相对称正序, 而负载的不平衡一定会造成输出电流中出现不对称分量, 即正序、负序和零序分量。其中正序和负序电流分量只在 abc 三相之间流通, 而零序分量会在 abcg 四相之间流通。所以 IPOP 三相四桥臂逆变器之间环流问题相比于三相三桥臂则显得更为复杂, 为了抑制 IPOP 逆变器的输出环流, 需要控制 abc 三相输出电流均流的同时, 还应对第四桥臂的零序电流进行均流, 即分别对负载输出电流中的正序、负序和零序分量进行均流。由于 PET 逆变器控制目标是三相输出电压必须对称, 假设三相电压不平衡度相比于负载三相不平衡电流忽略不计。

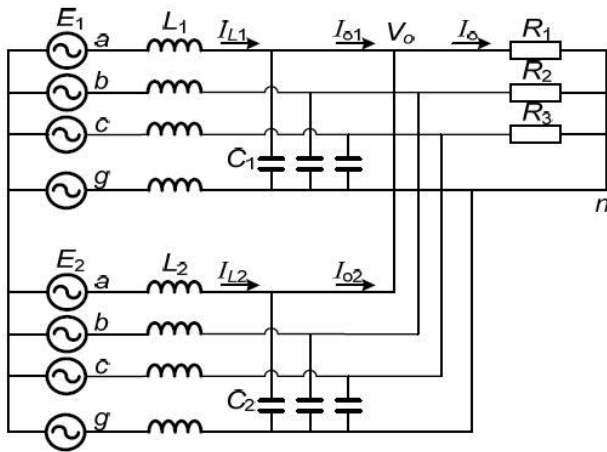


图 3 IPOP 逆变器并联等效电路

1) 正序电路环流分析

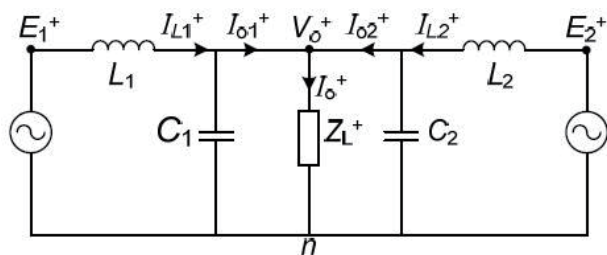


图 4 正序并联电路

以 a 相为例, 构成的并联电路如图 4 所示。根据 KVL 和 KCL 可以得到:

$$\begin{cases} \dot{E}_i^+ = j\omega L_i \dot{I}_{L_i}^+ + \dot{V}_o^+ \\ \dot{I}_{L_i}^+ = j\omega C_i \dot{V}_o^+ + \dot{I}_{oi}^+ \end{cases} \quad (i=1,2) \quad (1)$$

$$\text{定义环流公式为: } \dot{i}_H = (\dot{i}_{o1} - \dot{i}_{o2}) / 2 \quad (2)$$

则正序环流为:

$$\dot{i}_H^+ = \frac{1}{2} \left[\frac{\dot{E}_1^+ - \dot{V}_o^+}{j\omega L_1} - \frac{\dot{E}_2^+ - \dot{V}_o^+}{j\omega L_2} + j\omega(C_1 - C_2)\dot{V}_o^+ \right] \quad (3)$$

可以看出, 逆变器每相之间正序环流由两部分组成: 电感正序环流和电容正序环流, 其中电感正序电流因负载电流存在而占主要部分。所以, 如果要抑制相间正序环流, 必须满足 $\dot{i}_H^+ = 0$ 。

2) 负序电路环流分析

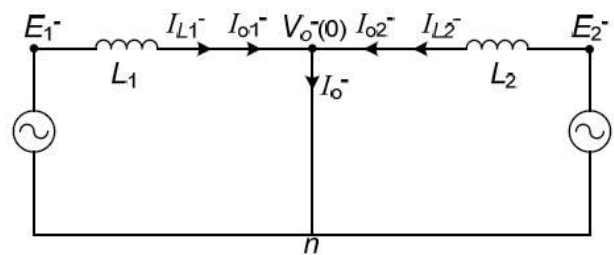


图 5 负序并联电路

同理以 a 相为例, 构成并联电路如图 5 所示。可以得到:

$$\begin{cases} \dot{E}_i^- = j\omega L_i \dot{I}_{L_i}^- \\ \dot{I}_{L_i}^- = \dot{i}_{oi}^- \end{cases} \quad (i=1,2) \quad (4)$$

$$\text{则负序环流为: } \dot{i}_H^- = \frac{1}{2} \left(\frac{\dot{E}_1^-}{j\omega L_1} - \frac{\dot{E}_2^-}{j\omega L_2} \right) \quad (5)$$

可以看出, 逆变器每相之间负序环流只决定于电感负序环流, 抑制负序环流须满足 $\dot{i}_H^- = 0$ 。

3) 零序电路环流分析

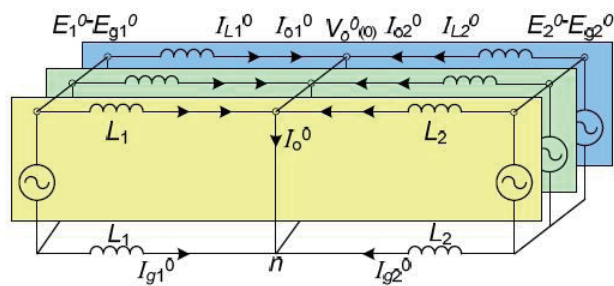


图 6 零序并联电路

三相四线结构的零序并联电路如图 6 所示。

$$\begin{cases} \dot{E}_i^0 - \dot{E}_{gi}^0 = j\omega L_i \dot{I}_{L_i}^0 - j\omega L_i \dot{I}_{gi}^0 \\ \dot{I}_{L_i}^0 = \dot{i}_{oi}^0 \\ \dot{i}_{gi}^0 = -3\dot{I}_{L_i}^0 \end{cases} \quad (i=1,2) \quad (6)$$

则前三桥臂零序环流为:

$$\dot{i}_H^0 = \frac{1}{8} \left(\frac{\dot{E}_1^0 - \dot{E}_{g1}^0}{j\omega L_1} - \frac{\dot{E}_2^0 - \dot{E}_{g2}^0}{j\omega L_2} \right) \quad (7)$$

$$\text{第四桥臂零序环流为: } \dot{i}_{gH}^0 = 3\dot{i}_H^0 \quad (8)$$

若要抑制相内零序环流, 必须满足 $\dot{i}_{gH}^0 = 0$ 。

根据以上 IPOP 三相四桥臂的分序环流分析, 则前三相环流为 $\dot{I}_H = \dot{I}_H^+ + \dot{I}_H^- + \dot{I}_H^0$, 展开如式 (9) 所示。为了抑制环流, 则逆变器 abc 三相输出电压、和第四桥臂输出电压、必须满足 \dot{E}_1 、 \dot{E}_2 和第四桥臂输出电压 \dot{E}_{g1} 、 \dot{E}_{g2} 必须满足下列表达式方程。而逆变器桥臂电压 E 与控制系统电压调制信号 E^* 有直接关系, 通过相应的均流控制策略则可调整各逆变器调制信号之间关系, 从而实现环流抑制的目的。

$$\dot{I}_H = \frac{1}{2} \left[\frac{\dot{E}_1 - \dot{V}_o}{j\omega L_1} - \frac{\dot{E}_2 - \dot{V}_o}{j\omega L_2} + j\omega(C_1 - C_2)\dot{V}_o \right] - \frac{1}{8} \left(\frac{3\dot{E}_1^0 + \dot{E}_{g1}^0}{j\omega L_1} - \frac{3\dot{E}_2^0 + \dot{E}_{g2}^0}{j\omega L_2} \right) \quad (9)$$

3 逆变器控制策略对 IPOP 并联均流影响

由于 PET 输出级逆变器是直接向负载供电, 控制目标为输出恒压恒频。第四桥臂采用负载零序电流控制, 前三相桥臂则可以采用输出电压单环控制, 其控制框图如图 7 所示。在此基础上, 为提高系统动态性能和改善输出电压波形, 在控制环节分别加入电感电流反馈和电容电流反馈构成双闭环控制, 控制框图如下图 8 和图 9 所示。

图 8 所示为反馈电容电流的双闭环控制框图, 电压环反馈三相输出电压, 电流环反馈三相电容电流。其中 $G_v(s)$ 和 $G_i(s)$ 分别为外环和内环控制器, K_{pwm} 为逆变器等效增益, $H(s)$ 为电压传递函数, $Z_o(s)$ 为等效输出阻抗。可以得到,

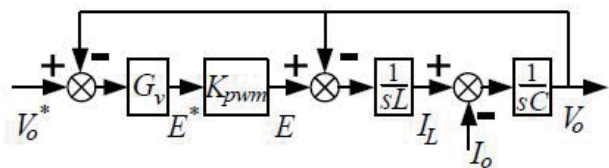


图 7 电压单环控制框图

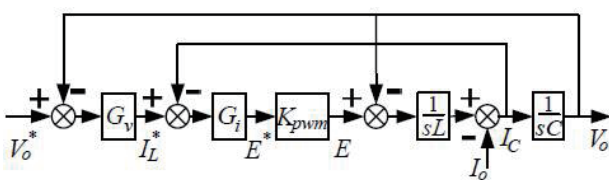


图 8 电容电流反馈控制框图

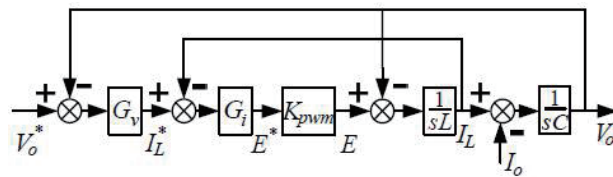


图 9 电感电流反馈控制框图

输出电压 V_o 的闭环传递函数为：

$$V_o(s) = \frac{G_v G_i K_{pwm} V_o^*(s) - sLI_o(s)}{LCs^2 + G_i K_{pwm} Cs + G_v G_i K_{pwm} + 1} = H(s)V_o^*(s) - Z_o(s)I_o(s) \quad (10)$$

同样可从控制策略角度得到各逆变器输出电流如式 (11), 相应输出环流表示如式 (12) 所示。

$$I_{oi}(s) = \frac{H_i(s)V_o^*(s) - V_o(s)}{Z_{oi}(s)} \quad (i=1,2) \quad (11)$$

$$I_H(s) = \frac{H_1(s)V_o^* - V_o}{Z_{o1}(s)} - \frac{H_2(s)V_o^* - V_o}{Z_{o2}(s)} \quad (12)$$

图 9 所示为反馈电感电流的双闭环控制框图, 电压环反馈三相输出电压, 电流环反馈三相电感电流。同理, 输出电压 V_o 的闭环传递函数为：

$$V_o(s) = \frac{G_v G_i K_{pwm} V_o^*(s) - (sL + G_i K_{pwm}) I_o(s)}{LCs^2 + G_i K_{pwm} Cs + G_v G_i K_{pwm} + 1} \quad (13)$$

相比于内环反馈电容电流方式, 反馈电感电流方式具有相同的电压传递函数, 但其等效输出阻抗更大, 会使得逆变器输出电压的外特性变软。然而, 对于两个 IPOP 逆变器并联时, 从式 (12) 可以看出, 同时增大各逆变器的等效输出阻抗可减小系统之间的环流, 避免逆变器出现过流情况。所以, 对于 IPOP 三相四桥臂逆变器运行系统, 前三相控制选择反馈电感电流的双闭环方式可以抑制环流则更加适用; 而第四桥臂由于为不平衡零序电流提供通路, 选择简单电流控制器以实现零序均流。为了兼顾输出外特性硬度和抑制各相输出环流 (包括 abc 三相和 g 中线相) 的性能, 可以选择准 PR 控制器来增大前三相电压外环和第四桥臂电流控制器的闭环基频增益。

传统 P 控制器的基础上加入谐振控制器 R, 可以得到 PR 控制器, 用于提高控制器在某些特定频率处的增益。由于理想谐振控制器相当于一个谐振频率处的积分器, 在基波谐振频率 ω_0 处, 谐振控制器增益为无穷大, 而谐振点两侧增益急剧减小。为了降低对电压频率波动的灵敏度, 在理想谐振控制器中加入衰减项 $2\omega_c s$ (ω_c 为截止频率), 兼顾

谐振点处的增益和带宽，以提高系统的稳定性和控制效果，取 $\omega_c=10\text{rad/s}$ 。PR 控制器的性能特点如波特图 10 所示，其中 $K_p=1$, $K_R=10$ 。其传递函数表示为：

$$G_{PR}(s) = K_p + \frac{2K_R\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (14)$$

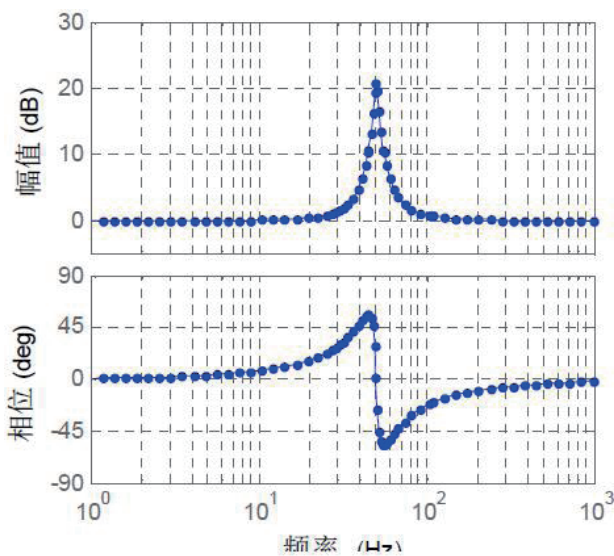


图 10 准 PR 控制器的 Bode 图

4 IPOP 逆变级并联环流抑制策略

IPOP 逆变器系统在双闭环控制基础上加入各自输出电流反馈控制外环，即负载总电流通过功率分配单元来确定各逆变器输出电流的参考值。该值与实际输出电流之差经过电流外环控制器调节后，与电压外环调节后的值相加，共同构成电流内环的参考值。电流内环选择比例控制器以增加系统动态响应。IPOP 逆变系统控制框图如图 11 所示。

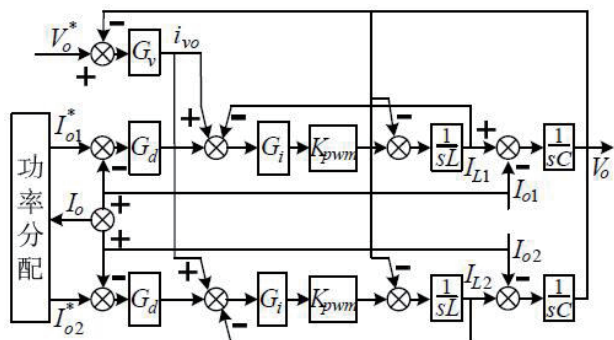


图 11 IPOP 逆变系统控制框图

根据图 11 可得各逆变器的电感电流参考值如公式

(15)，将指令信号叠加起来得到公式 (16)，如下所示：

$$I_{Li}^* = i_{vo} + G_d(I_{oi}^* - I_{oi}) \quad (i=1,2) \quad (15)$$

$$\sum_{i=1,2} I_{Li}^* = 2i_{vo} + G_d(\sum_{i=1,2} I_{oi}^* - \sum_{i=1,2} I_{oi}) = 2i_{vo} \quad (16)$$

其中， $G_d(s)$ 为环流控制环的控制器， I_o 和 I_{oi}^* 分别为负载总电流和各逆变器的输出电流参考，则输出电压传递函数可以表示如下：

$$V_o = \left(\frac{1}{(sC_1 + sC_2)} // Z_L \right) \sum_{i=1,2} I_{Li}^* = \left(\frac{1}{(sC_1 + sC_2)} // Z_L \right) 2i_{vo} \quad (17)$$

可以看出，输出电压 V_o 的值与环流控制环的作用无关，因此本文加入的环流控制环与电压电流双闭环是解耦的，控制可以分开单独设计。

第四桥臂零序均流控制实际上是控制第四桥臂开关管的动作，根据三相负载电流之和的负数 I_g^* 进行零序电流分配，分配系数为 K_d ，使得各中线电流 I_{gi} 跟踪相应电流指令。另外由于本身电流控制器也只对零序电流进行均流控制，各逆变器中线电感的差异对零序电流均分影响较小，且具有较快的响应速度。具体控制方程如下为：

$$U_g^* = \left(K_p + \frac{2K_R\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \right) (K_d I_g^* - I_{gi}) \quad (18)$$

其中， $I_g^* = -(I_{oa} + I_{ob} + I_{oc})$ 为零序指令电流。

由于功率分配单元是根据负载总输出电流对各逆变器进行比例分配，假定逆变器 1 的给定电流为 $I_{o1}^* = K_d I_o = K_d (I_{o1} + I_{o2})$ ，一般情况下选择逆变器均分功率，则 K_d 取 0.5。可以得到反馈电感电流双闭环方式下的输出电压闭环传函为：

$$V_o(s) = \frac{G_v G_i K_{pwm} V_o^* - (sL + G_i K_{pwm}) I_{o1} + (K_d I_o - I_{o1}) G_d G_i K_{pwm}}{LCs^2 + G_i K_{pwm} Cs + G_v G_i K_{pwm} + 1} = \frac{G_v G_i K_{pwm} V_o^* - (sL + G_i K_{pwm} + G_d G_i K_{pwm}) I_{o1} + 0.5 G_d G_i K_{pwm} I_o}{LCs^2 + G_i K_{pwm} Cs + G_v G_i K_{pwm} + 1} \quad (19)$$

对比式 (13) 可以发现，为了对负载总电流进行有效分配，在反馈电感电流的双闭环控制中加入环流控制环后，不影响系统输出电压的跟踪效果，但是增加了逆变器的等效输出阻抗值，也反映了其抑制 IPOP 逆变系统之间的环流效果。

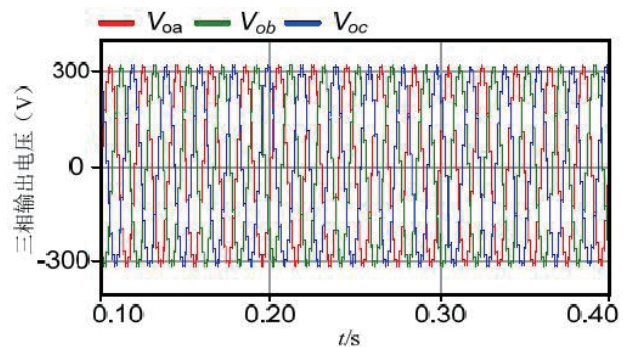
5 仿真分析

为了验证所提出的 PET 输出 IPOP 逆变级环流控制方法的有效性, 根据图 1 搭建了 PSCAD 模型。仿真中 PET 整流级和隔离变换级采用合适控制方法, 保证逆变级输入侧直流电压的稳定性。为了模拟实际逆变器并联均流情况, 设置连接滤波电感和电容参数不一致, 仿真模型参数如下: PET 低压直流电压为 800V; 三相输出相电压为 220V; SPWM 载波频率为 6.4kHz; 滤波电感 $L_1=1\text{mH}$, $L_2=5\text{mH}$; 滤波电容 $C_1=50\mu\text{F}$, $C_2=10\mu\text{F}$ 。

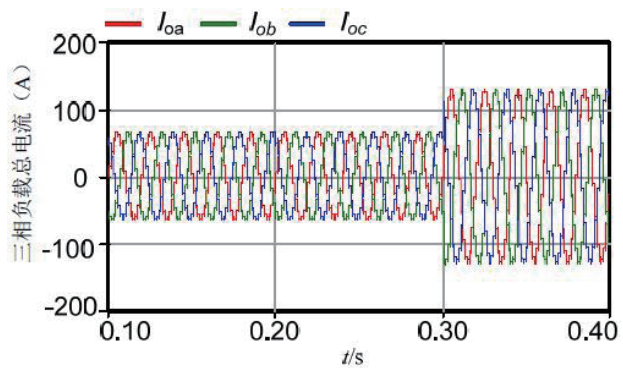
1) 工况 1: PET 对称负载情况

如图 12 和图 13 分别为 IPOP 逆变级采用环流控制前后向三相对称负载供电的输出波形情况。第 1 组和第 2 组三相负载容量分别为 30kW 和 60kW。负载及逆变器切换情况如下: 0.1s-0.2s, 逆变器 1 单独运行向第 1 组负载供电; 0.2s-0.3s, 逆变器 2 接入并联运行, 共同向第 1 组负载供电; 0.3s-0.4s, 逆变器 1 和 2 共同向第 2 组负载供电。

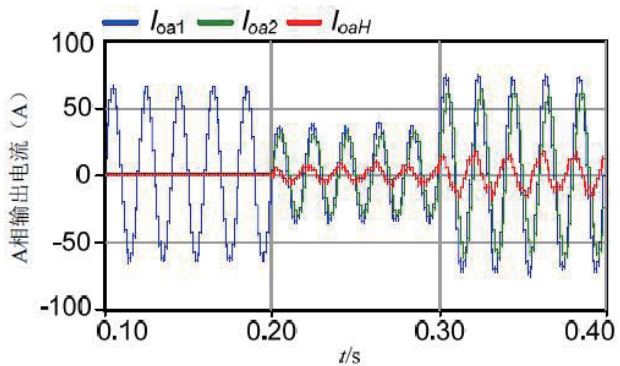
图 12 为无环流控制时 IPOP 逆变级的三相输出电压、电流波形和环流波形。可以看出, 0.3s 时负载功率加倍, 环流平均有效值由 5A 增加至 10A, 三相输出电压 THD 在 0.5% 以内; 说明由于系统参数不一致, 逆变器 1 和 2 共同



(a) 负载三相输出电压

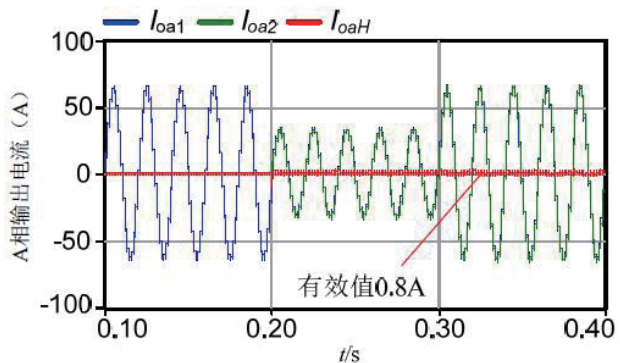


(b) 负载三相输出总电流

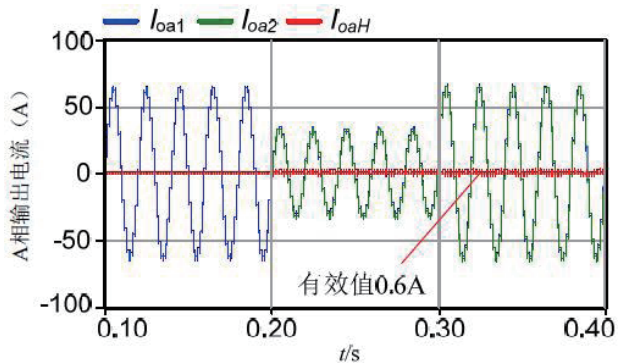


(c) A 相输出电流及环流

图 12 IPOP 逆变级运行无环流控制



(a) 反馈电容电流



(b) 反馈电感电流

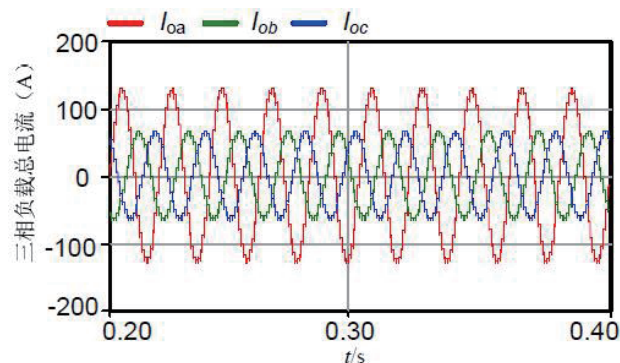
图 13 IPOP 逆变级采用环流控制的 A 相输出电流及环流波形

为负载供电时, 产生了一定的系统环流。图 13 为 IPOP 逆变级采用环流控制的 A 相输出电流及环流波形, 其中图 13 (a)、(b) 分别为内环反馈电容电流和反馈电感电流方式。此时, 环流有效值分别为 0.8A 和 0.6A, 相比于未加环流控制时均有很大减小, 其中反馈电感电流方式均流效果更好。另外, 三相输出电压 THD 同样保持 0.5% 以内。对比

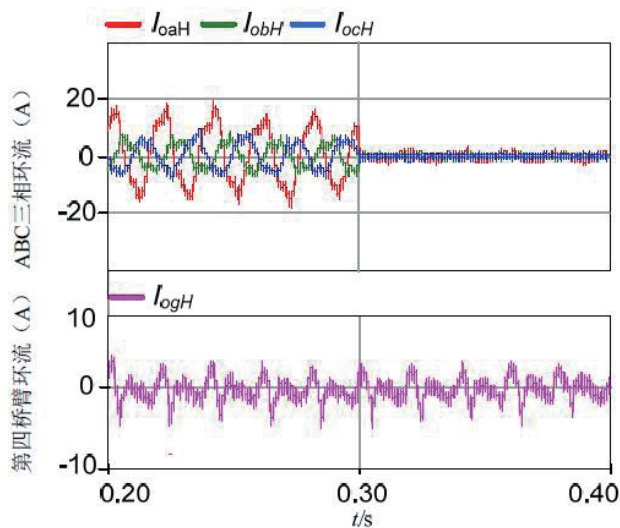
以上仿真结果可以看出, IPOP 逆变级加入环流抑制后, 逆变器之间环流明显减小, 三相输出电压畸变率同样比较可观。

2) 工况 2: PET 不对称负载情况

如图 14 为 IPOP 逆变级采用环流控制前后向三相不对称负载供电的三相输出电压、电流波形和 abcg 相应桥臂的环流波形情况。abc 三相负载功率分别为 20kW、10kW 和 10kW。IPOP 逆变级环流控制切换情况如下: 0.2s-0.3s, 逆变器 1 和逆变器 2 共同向不对称负载供电, 未加入环流控制; 0.3s-0.4s, 在反馈输出电压和电感电流的双闭环基础上加入了环流控制。



(a) 负载三相输出总电流



(a) 三相输出环流及第四桥臂 g 相环流

图 14 不对称负载的环流控制波形

可以知道, 0.3s 前未加入环流控制时, abc 三相环流平均有效值分别为: 10A、4A 和 4A; 0.3s 加入环流控制后,

相应值减小为: 0.8A、0.4A 和 0.4A; 另外第四桥臂 g 相环流保持 2A 以内, 表明了零序电流控制具有较好的均流效果, 且环流控制环的加入对第四桥臂均流控制影响不大; 同时三相输出电压 THD 也能保持在 0.5% 以内。以上表明, 对于不对称负载情况, IPOP 逆变级有环流抑制时, 逆变器之间环流明显减小, 三相输出电压也具有一定的外特性硬度。

6 结论

为了抑制 PET 的 IPOP 输出级三相四桥臂逆变器接入对称或不对称负载时引起的相内环流, 减小因环流而引起的逆变器过流等问题。本文首先对 IPOP 三相四桥臂逆变器进行了分序均流分析, 并对逆变器不同控制策略进行了等效输出阻抗分析, 得到采用反馈电感电流方式可以减小并联系统环流的结论; 接着提出在反馈输出电压和电感电流双闭环控制基础上, 加入针对负载功率均分的环流控制环, 具有明显的均流效果。PSCAD 仿真结果表明, 所提出的环流控制方法能有效抑制 PET 接入对称和不对称负载时的相内环流问题, 验证了该方法的有效性。

参考文献

- [1] Zhao T, Wang G, Bhattacharya S, et al. Voltage and power balance control for a cascaded H-Bridge converter-based solid-state transformer[J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 2013, 28(4): 1523-1532.
- [2] Xinyu Wang, Jinjun Liu, Shaodi Ouyang, et al. Research on Unbalanced-Load Correction Capability of Two Power Electronic Transformer Topologies[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(6): 3044-3056.
- [3] 李子欣, 王平, 楚遵方, 等. 面向中高压智能配电网的电力电子变压器研究 [J]. 电网技术, 2013, 37(9): 2592-2601.
- [4] 林金燕, 王正仕, 陈辉明, 等. 一种高性能三相四桥臂逆变器控制器的设计 [J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(22): 101-105.
- [5] 王恒利, 付立军, 肖飞, 等. 三相逆变器不平衡负载条件下双环控制策略 [J]. 电网技术, 2013, 37(2): 398-404.
- [6] TAN K T, PENG X Y, SO P L, et al. Centralized control for parallel operation of distributed generation

- inverters in microgrids[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2012, 3(4): 1977-1987.
- [7] 朱明磊, 赵荣祥. 基于快速分布式主从控制的 PCS 系统[J]. 浙江大学学报, 2013, 47(11): 2031-2037.
- [8] Wu Tsai-fu, Kai Yu. 3C Strategy for inverters in parallel operation achieving an equal current distribution [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2000, 47(2): 273-281.
- [9] 方天治, 阮新波, 肖岚, 等. 一种改进的分布式逆变器并联控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(33): 30-36.
- [10] 王逸超, 罗安, 金国彬, 等. 大连线阻抗环境下的微网逆变器并联运行策略[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(4): 858-865.
- [11] 阙志忠, 张纯江, 薛海芬, 等. 微网中三相逆变器无互联线并联新型下垂控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(33): 68-74.
- [12] 张宇, 段善旭, 康勇, 等. 逆变器并联系统中谐波环流抑制的研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(12): 67-72.

- [13] 肖华根, 罗安, 王逸超, 等. 微网中并联逆变器的环流控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(19): 3098-3104.
- [14] 肖岚, 刘爱忠, 方天治, 等. 使用平均电流控制的逆变器并联系统[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(3): 77-82.
- [15] 邢岩, 严仰光. 电流型调节逆变器的冗余并联控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(11): 199-202.
- [16] 徐顺刚, 许建平, 曹太强. 电压电流双闭环反馈逆变器并联控制[J]. 电力自动化设备, 2009, 29(10): 103-106.

作者简介:

涂春鸣(1976), 男, 工学博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为电力电子技术, 电能质量与控制, chunming_tu@263.net;

葛俊(1991), 男, 工学硕士, 研究生, 研究方向为电力电子技术在电力系统中的应用, 619319577@qq.com;

兰征(1985), 男, 工学博士, 研究生, 研究方向为电力电子与新能源发电技术, lanzheng20@foxmail.com。

上接142页

由上得, 按照理论计算参数大小的 E 类放大器仿真后可以得到较完整正弦波。

在无线电源技术中, 图 13 中的负载代表以下电路拓扑。

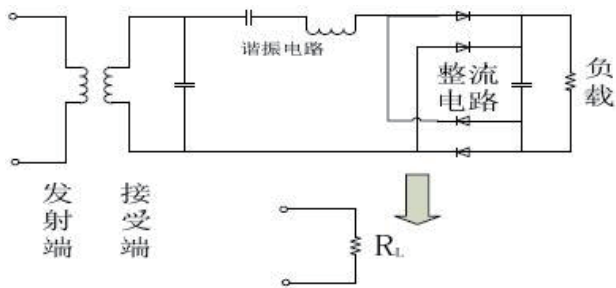


图 18 电路负载等效图

6 总结

本文介绍了两种高频电源产生方式, 理论说明 E 类放大器电路传输效率更高。分析三种不同的谐振电路特性, 以及各自的优缺点并仿真比较 SS 和 SP 拓扑的相关参数性

能, 结论如上。根据 E 类放大器的电路理论计算出各个元件的参数大小并仿真验证其可实施性, 仿真结果表明可以实现。本文为氮化镓材料功率管在无线电源方面应用提供了参考, 对进一步的研究打下了基础。

参考文献

- [1] 董佳兴, 薛新. 高效 E 类功率放大器的设计[J]. 通信对抗, 2006, (2): 50-54.
- [2] 储江龙, 李玉玲, 杨仕友. 无接触电能传输系统的高效 E 类射频功放设计[J]. 电工电能新技术, 2014, (4): 1-5. DOI:10.3969/j.issn.1003-3076.2014.04.001.
- [3] 王智慧, 吕潇, 孙跃, 等. 谐振式无线电能传输系统损耗模型[J]. 电工技术学报, 2013, 29.
- [4] 李阳. 大功率谐振式无线电能传输方法与实验研究[D]. 河北工业大学, 2012.
- [5] Cripps S C. RF power amplifiers for wireless communications[J]. IEEE Microwave Magazine, 2000, 1(1): 145-184.