

双负载三电平整流器功率解耦控制和 电容电压波动抑制

姜卫东, 徐星俣, 王金平, 刘欣然, 杨柳, 钟敏

(合肥工业大学电气与自动化工程学院, 安徽省 合肥市 230009)

Dual-load Three-level Rectifier Power Decoupling Control and Capacitance-voltage Fluctuation Suppression

JIANG Weidong, XU Xingyu, WANG Jinping, LIU Xinran, YANG Liu, ZHONG Min

(School of Electrical Engineering & Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, Anhui Province, China)

ABSTRACT: In recent years, three-level neutral point clamped rectifier has been widely used in various fields, with the rise of the “Photovoltaic-Storage-Charge” triad micro-grid system, the independent and stable control of the voltage of the upper and lower DC sides as well as the power of the loads of it has become more and more critical. In view of the above requirements, a general control method for dual-load T-type three-level rectifier is proposed. Firstly, based on the carrier-based pulse-width-modulation method, the relationship between DC zero-sequence voltage injection and power distribution of the upper and lower DC sides of the dual-load T-type three-level rectifier is analyzed, and the power decoupling control method is given. Secondly, this paper analyzes and plots the limits of the average-power-ratios of the upper and lower DC sides under different modulation regimes, and calculates the instantaneous component of the zero-sequence voltage according to the control target of constant instantaneous power of the upper and lower DC sides to suppress the voltage fluctuation of the capacitance on the DC side. Finally, the feasibility and effectiveness of the above method are verified by experiments.

KEY WORDS: dual-load rectifier; zero-sequence voltage injection; the relationship of power distribution; power decoupling; suppression for capacitor-voltage-fluctuation

摘要: 近年来, 三电平中点钳位型整流器在各个领域得到广泛应用, 随着“光伏-储能-充电桩”三位一体的微电网系统的兴起, 其上、下直流侧电压和上、下负载功率的独立稳定控制变得愈发关键。该文针对上述需求提出一种双负载 T 型三电平整流器的通用控制方法。首先, 基于载波脉宽调制

方法分析双负载 T 型三电平整流器直流零序电压注入与上、下直流侧功率分配的关系, 并给出功率解耦控制方法; 其次, 分析并绘制出不同调制度下, 上、下直流侧平均功率占比的极限情况, 并依据上、下直流侧瞬时功率恒定的控制目标求解出零序电压瞬时分量来抑制直流侧电容电压波动; 最后, 通过实验验证上述方法的可行性和有效性。

关键词: 双负载整流器; 零序电压注入; 功率分配关系; 功率解耦; 电容电压波动抑制

0 引言

相较于传统的两电平整流器, 中点钳位型三电平整流器^[1-3](neutral point clamped three-level rectifier, NPC-TLR)是一种先进的电力电子变换装置, 因具有能量可双向流动、更优越的交流侧谐波抑制性能、更高的网侧功率因数、更宽的直流侧电压输出范围、更好的直流电压输出特性、更低的开关损耗等优势而备受关注^[4]。基于这些优势, NPC-TLR 现已在航空及军工系统、高压大功率变频调速系统、电能质量改善系统、分布式发电系统、储能系统中得到广泛应用^[5-7]。

随着“光伏-储能-充电桩”构成的三位一体的微电网系统的兴起^[8-10], 由于双负载工作模式^[11-12]可以等效地减少整流器数量, 从而提高效率、降低成本, NPC-TLR 多应用于此种模式, 其上、下直流侧端子同时给 2 组串联电池组充电, 上、下直流侧输出的电压和功率分别由 2 组电池组的充电特性决定。双负载主要有以下几种供电需求: 一辆电动汽车内具有高、低压 2 块电池模组, 2 组电池的充电电压有所差异; 不同品牌的电动汽车即使是同类

基金项目: 国家自然科学基金项目(52077050)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (52077050).

别的电池模组，其充电电压也会有区别；同一品牌的电动汽车中同类别的电池模组之间由于电池的运行工况、老化速率不同，充电时电池管理系统 (battery management system, BMS) 会检测并根据当前的充电特性曲线，相应地调节整流器输出的电压和功率^[13]。这就要求 NPC-TLR 可以适应不同的负载需求，灵活高效地调节其输出^[14]。因此实现 NPC-TLR 上、下直流侧电压的独立、稳定控制和网侧电流不畸变的控制目标就变得尤为关键。

NPC-TLR 的调制策略一般以载波脉宽调制 (carrier-based pulse-width-modulation, CBPWM) 和空间矢量脉宽调制^[15] (space vector pulse-width-modulation, SVPWM) 2 类为主。文献[16-17]讨论 CBPWM 和 SVPWM 之间的本质关系，验证可以通过向 CBPWM 的调制波中注入特定的零序电压来实现 SVPWM。相较于 SVPWM，CBPWM 无须进行扇区判断和复杂运算，因此凭借其易于实现和稳定可靠的特性更多地被实际的工业产品所采用。然而，在上、下直流侧不对称的情况下，传统的 CBPWM 无法再实现上、下直流侧电压的独立、稳定控制和交流电流不畸变的控制目标^[18-19]。

目前，已经有许多文献研究上、下直流侧不对称情况下直流侧电压独立控制的相关问题。文献[20]在上、下直流侧电压对称的前提下寻求负载不平衡度的极限，推导出负载最大不平衡度与调制度的关系，得到不同调制度下不对称负载输出功率的极限情况，但文章未考虑上、下直流侧电压不对称条件下系统的控制问题。文献[21-22]通过注入零序电压来控制中点电流，从而间接实现上、下直流侧电压的独立控制，但这种方法需要在直流侧额外增设电流传感器，增加了系统的成本。文献[23]提出直流侧电压控制采用传统比例积分 (proportional-integral, PI) 调节器，且系统的控制基于功率的概念而不是瞬时输出的交流电流，因此注入的零序电压并不准确。此外，上述文献所提上、下直流侧电压控制方法都没有揭示注入的零序电压与上、下直流侧负载间的功率交换关系。

NPC-TLR 直流侧电容电压波动会降低系统交、直流侧输出波形的电能质量，不利于适配电池的恒压或涓流充电方案；所产生较大的功率波动也不利于系统直流侧稳压电容和负载的长期稳定运行。因此电容电压波动抑制是上、下直流侧电压独立控制需要考虑的重要问题。文献[24]提出一种基于偶极

变量注入和零序电压注入的混合控制方法，以同时控制 NPC-TLR 直流侧电压并消除其电压波动，但是该方法并未考虑直流侧负载功率的瞬时波动，计算所提零序电压也并非准确值。

本文通过分析 NPC-TLR 交流侧与上、下直流侧双负载的功率交换关系，提出一种基于零序电压注入的双负载 T 型三电平整流器的通用控制方法，给出 NPC-TLR 注入不同极性的零序电压后对上、下直流侧瞬时功率的影响，以及直流零序电压注入与上、下直流侧平均功率分配的关系；并提出功率解耦的控制方法，使得上、下直流侧的电压和负载功率独立、稳定可控；给出不同调制度下，上、下直流侧平均功率占比的极限情况；依据上、下直流侧瞬时功率恒定的等效控制目标，通过注入零序电压瞬时分量来抑制直流侧电容电压波动，提出不发生功率波动时零序电压所需满足的约束条件。

1 三电平整流器运行原理与调制方法

T 型三电平整流器的拓扑如图 1 所示。

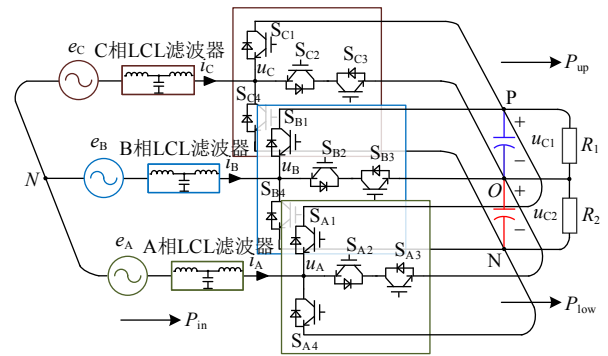


图 1 双负载 T 型三电平整流器拓扑

Fig. 1 Topology of the dual-load TLR

图 1 中： $e_X(X=A, B, C)$ 为电网电压； u_X 为整流器桥臂相电压； i_X 为网侧电流，并规定从交流侧流向直流侧为该电流的正方向。

T 型三电平整流器采用 LCL 滤波器，每相桥臂由 S_{X1} — S_{X4} 4 个 IGBT 开关器件组成； C_1 、 C_2 分别为直流侧上、下电容， u_{C1} 和 u_{C2} 分别为对应的上、下直流侧电压， R_1 、 R_2 分别为上、下直流侧负载。记整个直流侧 P、N 间电压为 $u_{dc} = u_{C1} + u_{C2}$ ，网侧三相输入功率为 P_m ，上、下直流侧输出功率分别为 P_{up} 、 P_{low} 。

X 相不同开关状态对应的电平如表 1 所示。

稳态时，三相的桥臂相电压和网侧电流表示为

$$\begin{cases} u_X = U_m \sin(\omega t - 2\pi k / 3) \\ i_X = I_m \sin(\omega t - 2\pi k / 3 + \varphi) \end{cases} \quad (1)$$

表1 X相不同开关状态对应的电平

Table 1 Topology of T-type three level rectifier

X相导通的 IGBT	输出电平
S_{X1}, S_{X2}	2
S_{X2}, S_{X3}	1
S_{X3}, S_{X4}	0

式中: ωt 为 A 相桥臂电压的相位角; U_m 为桥臂相电压峰值; I_m 为相电流峰值; φ 为桥臂电压滞后电流的相角; $X=A$ 时, $k=0$, $X=B$ 时, $k=1$, $X=C$ 时, $k=2$ 。

本文对 T 型三电平整流器的调制做如下定义: 当调制电压幅值大于等于 0 时, 采用上调制度 m_{up} ; 当调制电压幅值小于 0 时, 采用下调制度 m_{low} 。其中, m_{up} 、 m_{low} 可表示为

$$\begin{cases} m_{up} = \frac{U_m}{u_{C1}} \\ m_{low} = \frac{U_m}{u_{C2}} \end{cases} \quad (2)$$

为方便分析, 将三相调制电压按幅值大小进行排序, 可表示为

$$\begin{cases} u_{MAX} = \max(u_A, u_B, u_C) \\ u_{MID} = \text{mid}(u_A, u_B, u_C) \\ u_{MIN} = \min(u_A, u_B, u_C) \end{cases} \quad (3)$$

式中 u_{MAX} 、 u_{MID} 和 u_{MIN} 分别为最大相调制电压、中间相调制电压和最小相调制电压, 三相对应的网侧电流依次记为 i_{MAX} 、 i_{MID} 、 i_{MIN} 。

注入零序电压 u_{zsv} 后的调制电压记为 $u'_X = u_X + u_{zsv}$ 。新的三相调制电压幅值从大到小依次记为 u'_{MAX} 、 u'_{MID} 和 u'_{MIN} , X 相对应的“2”电平、“1”电平和“0”电平占空比依次记为 d'_{X2} 、 d'_{X1} 和 d'_{X0} , 则 3 种电平基于 CBPWM 调制下的占空比可表示为

$$\begin{cases} u'_X \geq 0: d'_{X2} = \frac{u'_X}{u_{C1}}, d'_{X1} = 1 - \frac{u'_X}{u_{C1}}, d'_{X0} = 0 \\ u'_X < 0: d'_{X2} = 0, d'_{X1} = 1 + \frac{u'_X}{u_{C2}}, d'_{X0} = -\frac{u'_X}{u_{C2}} \end{cases} \quad (4)$$

按照式(4)计算每相占空比时, 新的三相调制电压的线电压关系可表示为

$$\begin{cases} [d'_{A2}u_{C1} + d'_{A1}0 + d'_{A0}(-u_{C2})] - [d'_{B2}u_{C1} + d'_{B1}0 + d'_{B0}(-u_{C2})] = u_A - u_B \\ [d'_{B2}u_{C1} + d'_{B1}0 + d'_{B0}(-u_{C2})] - [d'_{C2}u_{C1} + d'_{C1}0 + d'_{C0}(-u_{C2})] = u_B - u_C \end{cases} \quad (5)$$

由式(5)可知, 注入 u_{zsv} 后本文采用的调制方法

不改变新的三相调制电压间的线电压关系, 对三相三线制整流器而言, 不会导致网侧电流中产生额外的低频谐波。

2 三电平整流器功率分配关系

2.1 三电平整流器功率分配关系分析

根据注入零序电压前后三相调制电压的电压极性, 共划分为以下 4 种情况:

1) 情况 1。 $u_{MAX} > u_{MID} > 0 > u_{MIN}$, 注入 u_{zsv} 后新的三相调制电压极性不改变;

2) 情况 2。 $u_{MAX} > 0 > u_{MID} > u_{MIN}$, 注入 u_{zsv} 后新的三相调制电压极性不改变;

3) 情况 3。 $u_{MAX} > u_{MID} > 0 > u_{MIN}$, 注入 u_{zsv} 后新的三相调制电压极性变为 $u'_{MAX} > 0 > u'_{MID} > u'_{MIN}$;

4) 情况 4。 $u_{MAX} > 0 > u_{MID} > u_{MIN}$, 注入 u_{zsv} 后新的三相调制电压极性变为 $u'_{MAX} > u'_{MID} > 0 > u'_{MIN}$ 。

以情况 1 为例对双负载 T 型三电平整流器的功率分配关系进行分析, 假设此时 A、B、C 三相的调制电压依次对应于 u_{MAX} 、 u_{MID} 、 u_{MIN} , 则整流器不同发波序列及占空比如图 2 所示。

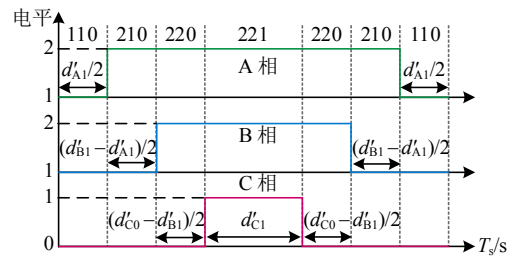


图2 整流器不同发波序列及其占空比

Fig. 2 Different wave sequences and duty cycles of the rectifier

由于注入零序电压后 $u'_A > u'_B > 0 > u'_C$, 因此 A、B 相在“2”电平和“1”电平之间调制, C 相在“1”电平和“0”电平之间调制; 因此在 1 个控制周期 T_s 内基于 CBPWM 调制策略的三相桥臂发波序列依次为: 110、210、220、221、220、210、110; 其中包括 110、210、220、221 共 4 种不同的发波序列。

当三相桥臂发波序列为“110”时, 电流路径如图 3(a)所示。这种情况对应的电流回路决定仅 A、B 两相对直流侧下电容进行充电, 此时上、下直流侧输出功率分别为

$$\begin{cases} P_{up_110} = 0 \\ P_{low_110} = -u_{C2}i_C d'_{A1} \end{cases} \quad (6)$$

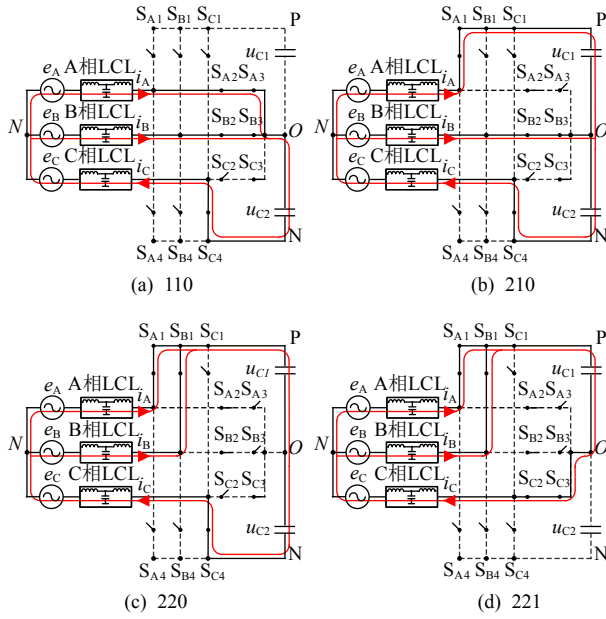


图 3 整流器不同发波序列对应的电流路径

Fig. 3 Current paths for different wave sequences of the rectifier

当三相桥臂发波序列依次为“210”、“220”和“221”时，电流路径分别如图 3(b)—(d)所示。每种发波序列对应的上、下直流侧输出功率分别为：

$$\begin{cases} P_{up_210} = u_{C1} i_A (d'_{B1} - d'_{A1}) \\ P_{low_210} = -u_{C2} i_C (d'_{B1} - d'_{A1}) \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} P_{up_220} = u_{C1} (i_A + i_B) (d'_{C0} - d'_{B1}) \\ P_{low_220} = -u_{C2} i_C (d'_{C0} - d'_{B1}) \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} P_{up_221} = u_{C1} (i_A + i_B) d'_{C1} \\ P_{low_221} = 0 \end{cases} \quad (9)$$

由式(6)—(9)可知，在 1 个 T_s 内，整流器交流侧的三相输入功率转换至直流侧上、下电容的输出功率分别为

$$\begin{cases} P_{up} = P_{up_110} + P_{up_210} + P_{up_220} + P_{up_221} = \\ u_{C1} i_A (d'_{B1} - d'_{A1}) - u_{C1} i_C d'_{B2} \\ P_{low} = P_{low_110} + P_{low_210} + P_{low_220} + P_{low_221} = \\ -u_{C2} i_C d'_{C0} \end{cases} \quad (10)$$

结合 X 相各电平的占空比式(4)，将式(10)化简为

$$\begin{cases} P_{up} = u'_A i_A + u'_B i_B \\ P_{low} = u'_C i_C \end{cases} \quad (11)$$

将式(11)中具体相的电压和电流分别转换为 u'_{MAX} 、 u'_{MID} 、 u'_{MIN} 及 i_{MAX} 、 i_{MID} 、 i_{MIN} 的形式，可得情况 1 中上、下直流侧输出功率为

$$\text{情况 1: } \begin{cases} P_{up_情况 1} = u'_{MAX} i_{MAX} + u'_{MID} i_{MID} \\ P_{low_情况 1} = u'_{MIN} i_{MIN} \end{cases} \quad (12)$$

同理，情况 2—4 中上、下直流侧输出功率分别为

$$\begin{cases} \text{情况 2: } \begin{cases} P_{up_情况 2} = u'_{MAX} i_{MAX} \\ P_{low_情况 2} = u'_{MID} i_{MID} + u'_{MIN} i_{MIN} \end{cases} \\ \text{情况 3: } \begin{cases} P_{up_情况 3} = u'_{MAX} i_{MAX} \\ P_{low_情况 3} = u'_{MID} i_{MID} + u'_{MIN} i_{MIN} \end{cases} \\ \text{情况 4: } \begin{cases} P_{up_情况 4} = u'_{MAX} i_{MAX} + u'_{MID} i_{MID} \\ P_{low_情况 4} = u'_{MIN} i_{MIN} \end{cases} \end{cases} \quad (13)$$

可以看出，整流器的 X 相参与上直流侧还是下直流侧的瞬时功率交换取决于 u'_X 的极性；通过调节注入的 u_{ZSV} 的大小可以改变 u'_X 的极性，从而调节上、下直流侧的瞬时功率。

2.2 直流零序电压对平均功率分配的影响

首先讨论注入直流零序电压 $u_{Z,dc}$ 的情形，定义直流零序电压系数 $k_{Z,dc}$ 为

$$k_{Z,dc} = \frac{u_{Z,dc}}{U_m} \quad (14)$$

稳态时，在每一个基波周期 T 内，注入 $u_{Z,dc}$ 后每相新的调制电压都可看作带直流偏移的一个正弦波。为方便计算 1 个 T 内上、下直流侧的平均功率，将所有 $u'_X \geq 0$ 的区间和 $u'_X < 0$ 的区间放在一起计算，现作出调制电压在一个 T 内的积分区间如图 4 所示。

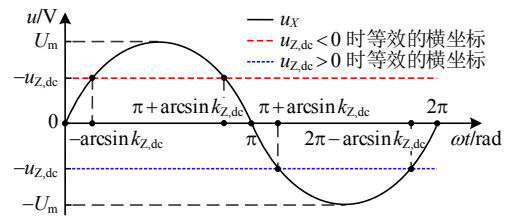


图 4 注入不同极性零序电压后调制电压积分区间

Fig. 4 Integral interval of modulation-voltage which injected zero-sequence voltages of different polarities

由上文分析可得注入 $u_{Z,dc}$ 后上、下直流侧的平均功率和的表达式分别为

$$\begin{cases} \bar{P}_{up} = \frac{3}{2\pi} \int_{-\theta}^{\pi+\theta} (U_m \sin \omega t + u_{Z,dc}) I_m \sin(\omega t + \varphi) d\omega t \\ \bar{P}_{low} = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi+\theta}^{2\pi-\theta} (U_m \sin \omega t + u_{Z,dc}) I_m \sin(\omega t + \varphi) d\omega t \end{cases} \quad (15)$$

经化简，可得：

$$\begin{cases} \bar{P}_{up} = \frac{3}{2} U_m I_m \cos \varphi \cdot \\ \quad \left(0.5 + \frac{\arcsin k_{Z,dc}}{\pi} + \frac{k_{Z,dc} \sqrt{1 - k_{Z,dc}^2}}{\pi} \right) \\ \bar{P}_{low} = \frac{3}{2} U_m I_m \cos \varphi \cdot \\ \quad \left(0.5 - \frac{\arcsin k_{Z,dc}}{\pi} - \frac{k_{Z,dc} \sqrt{1 - k_{Z,dc}^2}}{\pi} \right) \end{cases} \quad (16)$$

定义和与直流侧总的平均功率(+)的商为直流侧上、下负载的功率分配系数 k_{up} 和 k_{low} , 则 k_{up} 和 k_{low} 为

$$\begin{cases} k_{up} = \frac{\bar{P}_{up}}{\bar{P}_{up} + \bar{P}_{low}} \\ k_{low} = \frac{\bar{P}_{low}}{\bar{P}_{up} + \bar{P}_{low}} \end{cases} \quad (17)$$

由式(14)—(17)可绘制出 k_{up} 、 k_{low} 与 $k_{Z,dc}$ 的关系, 如图5所示。可以看出, 在 $k_{Z,dc} \in [-0.6, 0.6]$ 时, $k_{Z,dc}$ 与 k_{up} 、 k_{low} 具有较高的线性度, 可表示为

$$k_{Z,dc} = \frac{k_{up} - 0.5}{0.6} \quad (18)$$

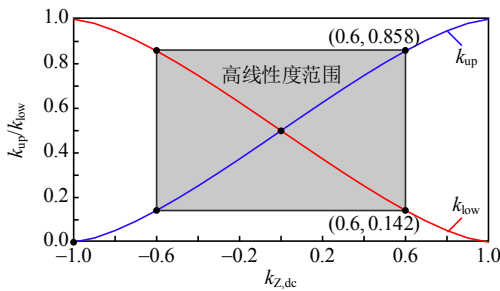


图5 k_{up} 、 k_{low} 与 $k_{Z,dc}$ 的关系

Fig. 5 Relationships between k_{up} , k_{low} and $k_{Z,dc}$

由上文分析可知, 注入 $u_{Z,dc}$ 可以改变一个基波周期内交流侧到上、下直流侧的输入功率。实际应用中, 并不是直接控制上、下直流侧的输入功率, 而是控制上、下直流侧的电压。从能量交换的角度来看, 如果在一个基波周期内, 交流侧输入上、下直流侧的能量等于上、下直流侧负载消耗的能量, 则上、下直流侧电压均维持稳定。如果直流侧某种条件的改变使得上直流侧负载所需功率增加而下直流侧负载所需功率不变, 这种情况需要交流侧输入直流侧的总功率增加, 同时上直流侧的功率分配系数 k_{up} 也需随之增加, 从而维持下直流侧的功率平衡。

直流零序电压控制框图如图6所示。 u_{C1}^* 、 u_{C2}^* 分别为上、下直流侧电压的给定值, 并采用2个PI

调节器对其进行独立控制。调节器输出的 d 轴电流给定值与采样的电网电压 d 轴分量 e_d 相乘得到上、下直流侧对应的输出功率指令值 P_{up}^* 、 P_{low}^* , 再通过式(17)、(18)求出上负载的功率分配系数 k_{up} 及 k_{Z,dc_base} 。为补偿利用式(18)计算 $k_{Z,dc}$ 时引入的非线性误差, 现添加1个额外的PI调节器, 根据工程经验并结合实际的运行效果对其参数进行整定, 使得该调节器在线性拟合区域有合适的输出范围和调节速度, 在不影响系统响应快速性的前提下进一步提升参数的准确性。本文考虑 $k \notin [0.142, 0.858]$ 时非线性程度加深的极端情况, 综合考量后调节并完善该PI调节器的参数, 最后将其输出 $\Delta k_{Z,dc}$ 与 k_{Z,dc_base} 叠加获取 $u_{Z,dc}$ 。

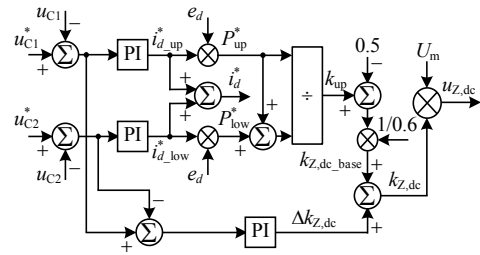


图6 直流零序电压控制框图

Fig. 6 Control block diagram of $u_{Z,dc}$

2.3 平均功率分配极限分析

若每个开关周期内都注入 $u_{Z,dc}$ 的上极限值 u_{Z,dc_max} , 则在1个基波周期内上电容参与能量交换的比例达到最大, 上负载的平均功率也达到最大值; 若每个开关周期内都注入 $u_{Z,dc}$ 的下极限值 u_{Z,dc_min} , 则在一个基波周期内下电容参与能量交换的比例达到最大, 下负载的平均功率也达到最大值。

由式(2)可知, 注入直流零序电压后的上、下调制度 m'_{up} 、 m'_{low} 为

$$\begin{cases} m'_{up} = \frac{u_m + u_{Z,dc}}{u_{C1}} \\ m'_{low} = \frac{u_m - u_{Z,dc}}{u_{C2}} \end{cases} \quad (19)$$

结合式(19), 并根据上、下调制度 $\in (0, 1)$ 可得:

$$u_m - u_{C2} < u_{Z,dc} < u_{C1} - u_m \quad (20)$$

再结合 $k_{Z,dc}$ 定义可推导出在不同的 m_{up} 和 m_{low} 下, $k_{Z,dc}$ 的取值范围为

$$1 - \frac{1}{m_{low}} < k_{Z,dc} < \frac{1}{m_{up}} - 1 \quad (21)$$

结合式(16)、(17)、(21)可求得在不同 m_{up} 和 m_{low}

的情况下 $k_{Z,dc}$ 的边界值, 并通过每种情况下 $k_{Z,dc}$ 的上、下边界值对应地绘制出 m_{up} 、 m_{low} 的边界曲面, 从而表示出直流侧上、下负载的平均功率分配极限如图 7 所示。

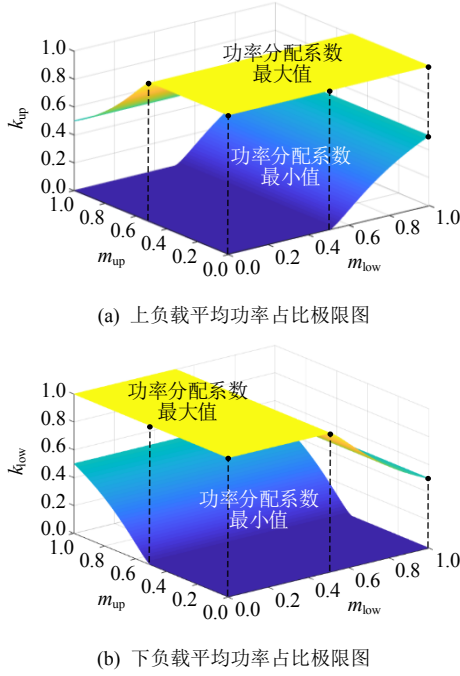


图 7 上、下负载平均功率占比极限

Fig. 7 limits of average-power-ratios of upper and lower loads

由 T 型三电平整流器关于调制度的定义及基于载波的实现方法可知: 当 $u_{C1} < U_m$ 或 $u_{C2} < U_m$ 时系统会发生过调制现象, 过调制区域整流器设备侧 IGBT 输出的 PWM 波恒为高电平或恒为低电平, 从而使得网侧电流发生畸变、直流侧电压出现波动, 无法再满足系统的控制目标。

因此, 当 $u_{C1} + u_{C2} > 2U_m$ 时才能确保正常调制, 即 m_{up} 与 m_{low} 需满足 $1/m_{up} + 1/m_{low} > 2$ 的约束关系。在满足上述约束关系的前提下由图 7 可知: 若单独考虑 m_{up} , 当 $m_{up} < 0.5$, k_{up} 上限值为 1, k_{low} 下极限值为 0; 当 $m_{up} > 0.5$, k_{up} 上限值随着 m_{up} 的增大而减小, k_{low} 下限值随着 m_{up} 的增大而增大; 当 $m_{up} = 0.5$ 时, k_{up} 上限值与 k_{low} 下限值均为 0.5。分析可知, 当 $m_{up} > 0.5$ 时, 如果期望的 k_{up} 超出 k_{up} 上限值, 或期望的 k_{low} 低于 k_{low} 下限值, 将无法注入合适的零序电压, 上、下直流侧电压将出现波动。若单独考虑 m_{low} , k_{low} 上限值与 k_{up} 下限值存在类似的情况, 当 $m_{low} > 0.5$ 时, 如果期望的 k_{low} 超出 k_{low} 上限值, 或期望的 k_{up} 低于 k_{up} 下限值时上、下直流侧电压也将出现波动。

3 上、下直流侧电压波动抑制及分析

3.1 上、下直流侧电压波动抑制

在一个 T 内, T 型三电平整流器的功率解耦控制通过注入不同的 $u_{Z,dc}$ 可以控制并维持直流侧上、下负载的平均功率。然而一些实际应用场景对 T 型 TLR 的输出功率有更高要求, 必须在每个 T_s 内控制上、下直流侧的瞬时输入功率, 从而有效抑制上、下直流侧的电压波动, 本文仍采用零序电压注入的方法。

电网平衡且进入稳态时 T 型 TLR 交流侧输入功率为定值, 只需维持上、下直流侧一端的瞬时输入功率稳定, 则另一端的瞬时输入功率也会相应保持稳定。仍以情况 1 ($u_{MAX} > u_{MID} > 0 > u_{MIN}$) 且注入的零序电压不改变三相电压极性为例, 由前文分析可知此时下直流侧的平均功率只与调制电压最小相有关, 现引入零序电压瞬时分量 $u_{Z,ac}$, 考虑到控制的简单性, 以维持下直流侧的瞬时输入功率稳定为控制目标。

$$\bar{P}_{low} = (u_{MIN} + u_{Z,dc} + u_{Z,ac}) i_{MIN} \quad (22)$$

则此时的 $u_{Z,ac}$ 为

$$u_{Z,ac_情况1} = \frac{\bar{P}_{low}}{i_{MIN}} - u_{MIN} - u_{Z,dc} \quad (23)$$

若注入零序电压后三相电压极性已经发生改变, 则情况变为情况 3。根据情况 3 的三相电压极性所对应的功率分配关系重新计算 $u_{Z,ac}$, 可得:

$$u_{Z,ac_情况3} = \frac{\bar{P}_{up}}{i_{MAX}} - u_{MAX} - u_{Z,dc} \quad (24)$$

类似地, 情况 2、情况 4 对应的 $u_{Z,ac}$ 分别为

$$\begin{cases} u_{Z,ac_情况2} = \frac{\bar{P}_{up}}{i_{MAX}} - u_{MAX} - u_{Z,dc} \\ u_{Z,ac_情况4} = \frac{\bar{P}_{low}}{i_{MIN}} - u_{MIN} - u_{Z,dc} \end{cases} \quad (25)$$

注入直流零序电压和零序电压瞬时分量后, 更新的调制电压为

$$u'_X = u_X + u_{Z,dc} + u_{Z,ac} \quad (26)$$

3.2 上、下直流侧电压波动分析

由式(20)可知, 为确保 T 型 TLR 不发生调制, 注入的零序电压的可靠范围为

$$-u_{C2} - u_{MIN} \leq u_{zsv} \leq u_{C1} - u_{MAX} \quad (27)$$

基于前文分析可得, $u_{Z,ac}$ 的注入可以有效抑制

上、下直流侧功率波动,然而当零序电压幅值超出其可靠范围进而被限幅时,上、下直流侧仍会出现功率波动。下面讨论不同情况下可能出现的上、下直流侧功率波动情况。

为便于分析1个 T 内,所需注入的零序电压是否超出零序电压可靠范围,将A相调制电压为调制电压最大相的阴影部分依次划分为I、II、III、IV 4个区域如图8所示,并依次进行分析。

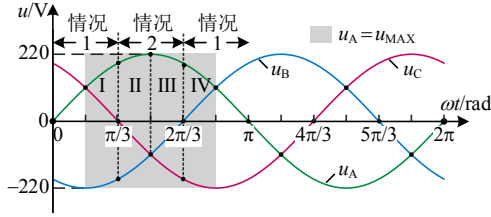


图8 1个基波周期内三相原始调制电压对应的情况图

Fig. 8 CASE-diagram corresponding to three phases original-modulation-voltage during one fundamental period

其中,三相的调制电压及设备侧相电流为

$$\begin{cases} u_A = U_m \sin \omega t \\ u_B = U_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ u_C = U_m \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \\ i_A = I_m \sin(\omega t - \varphi) \\ i_B = I_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi) \\ i_C = I_m \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \varphi) \end{cases} \quad (28)$$

假设注入的零序电压均不改变三相电压极性,则阴影部分注入零序电压后的三相调制电压仅包括情况1和情况2的2种情况,所需注入的零序电压分别为

$$\begin{cases} u_{zsv_情况1} = \frac{\bar{P}_{low}}{i_{MIN}} - u_{MIN} \\ u_{zsv_情况2} = \frac{\bar{P}_{up}}{i_{MAX}} - u_{MAX} \end{cases} \quad (29)$$

在I区域内 $\omega t \in (\pi/6, \pi/3)$,由图8可知,此时所需注入的零序电压 u_{zsv_I} 属于情况1,结合式(27)、(28)可知该区域内 u_{zsv_I} 的表达式及可靠范围分别为

$$\begin{cases} u_{zsv_I} = \frac{3k_{low}U_m}{2\sin(\omega t - 2\pi/3 - \varphi)} - U_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ -u_{C2} - U_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \leq u_{zsv_I} \leq u_{C1} - U_m \sin \omega t \end{cases} \quad (30)$$

若在I区域内,有 u_{zsv_I} 等于零序电压可靠范围

的下极限值,即:

$$u_{zsv_I} = -u_{C2} - U_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \quad (31)$$

化简可得:

$$\frac{k_{low}m_{low}}{\sin(\omega t - 2\pi/3 - \varphi)} = -\frac{2}{3} \quad (32)$$

若在此区域内,有 u_{zsv_I} 等于零序电压可靠范围的上极限值,即:

$$u_{zsv_I} = u_{C1} - U_m \sin \omega t \quad (33)$$

化简可得:

$$\frac{k_{low}m_{up}}{\sin(\omega t - 2\pi/3 - \varphi)} = \frac{2}{3} - \frac{2\sqrt{3}}{3} \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) \quad (34)$$

综上可得,I区域内不发生功率波动对应的 k_{low} 范围为

$$\begin{aligned} -\frac{2}{3} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi) \frac{1}{m_{low}} < k_{low} < [\frac{2}{3} - \frac{2\sqrt{3}}{3} \sin(\omega t + \frac{\pi}{6})] \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi) \frac{1}{m_{up}} \end{aligned} \quad (35)$$

同理可得:在II区域内 $\omega t \in (\pi/3, \pi/2)$,所需注入的零序电压 u_{zsv_II} 属于情况2;在III区域内 $\omega t \in (\pi/2, 2\pi/3)$,所需注入的零序电压 u_{zsv_III} 属于情况2;在IV区域内 $\omega t \in (2\pi/3, 5\pi/6)$,所需注入的零序电压 u_{zsv_IV} 属于情况1。各区域内 u_{zsv} 表达式及可靠范围分别为

$$\begin{cases} \text{II:} \begin{cases} u_{zsv_II} = \frac{3k_{up}U_m}{2\sin(\omega t - \varphi)} - U_m \sin \omega t \\ -u_{C2} - U_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \leq u_{zsv_II} \leq u_{C1} - U_m \sin \omega t \end{cases} \\ \text{III:} \begin{cases} u_{zsv_III} = \frac{3k_{up}U_m}{2\sin(\omega t - \varphi)} - U_m \sin \omega t \\ -u_{C2} - U_m \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \leq u_{zsv_III} \leq u_{C1} - U_m \sin \omega t \end{cases} \\ \text{IV:} \begin{cases} u_{zsv_IV} = \frac{3k_{low}U_m}{2\sin(\omega t - 4\pi/3 - \varphi)} - U_m \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \\ -u_{C2} - U_m \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \leq u_{zsv_IV} \leq u_{C1} - U_m \sin \omega t \end{cases} \end{cases} \quad (36)$$

在各区域内,当 u_{zsv} 高于零序电压可靠范围的下极限值时,需满足:

$$\begin{cases} \text{II:} \frac{k_{up}m_{low}}{\sin(\omega t - \varphi)} > -\frac{2}{3} + \frac{2\sqrt{3}}{3} \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) \\ \text{III:} \frac{k_{up}m_{low}}{\sin(\omega t - \varphi)} > -\frac{2}{3} + \frac{2\sqrt{3}}{3} \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) \\ \text{IV:} \frac{k_{low}m_{low}}{\sin(\omega t - 4\pi/3 - \varphi)} > -\frac{2}{3} \end{cases} \quad (37)$$

在各区域内，当 u_{zsv} 低于零序电压可靠范围的上极限值时，需满足：

$$\begin{cases} \text{II: } \frac{k_{up} m_{up}}{\sin(\omega t - \varphi)} < \frac{2}{3} \\ \text{III: } \frac{k_{up} m_{up}}{\sin(\omega t - \varphi)} < \frac{2}{3} \\ \text{IV: } \frac{k_{low} m_{up}}{\sin(\omega t - 4\pi/3 - \varphi)} < \frac{2}{3} - \frac{2\sqrt{3}}{3} \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) \end{cases} \quad (38)$$

综上可得：在 I-IV 区域内，若各自对应的负载功率分配系数同时满足式(37)、(38)的约束条件，则不会发生功率波动。

双负载 T 型三电平整流器的控制框图如图 9 所示。首先，经电网电压采样、锁相及电网预测环节得

到 2 个 T_s 后的相角 $\theta_{(n+1)}$ 及电网电压预测值 $e_{\alpha(n+1)}$ 、 $e_{\beta(n+1)}$ ；上、下直流侧电容电压给定值 u_{C1}^* 、 u_{C2}^* 和采样值 u_{C1} 、 u_{C2} 做差经 PI 调节器输出得到各自的 d 轴电流指令值 $i_{d_up}^*$ 、 $i_{d_low}^*$ ，两者之和作为 i_d^* ，并与 i_q^* 和 $\theta_{(n+1)}$ 一同送入电流控制器，得到网侧电流预测值 $i_{\alpha(n+1)}$ 、 $i_{\beta(n+1)}$ 。其次，将上述参数送入 DBC 控制器^[25]后得到未经修正的三相调制电压预测值 $u_{X1(n+1)}$ ，与图 6 的直流零序电压控制器输出值 $u_{Z,dc}$ 相加得到更新的三相调制电压预测值 $u_{X2(n+1)}$ 。最后，将所求得参数送入零序电压瞬时分量控制器得到 $u_{Z,ac}$ ，与 $u_{X2(n+1)}$ 相加得到最终调制电压 $u_{X(n+1)}$ 。 $u_{X(n+1)}$ 基于 CBPWM 调制方法与双载波比较后得到三相 PWM 驱动信号 S_X 并作用于三相 IGBT 形成闭环。

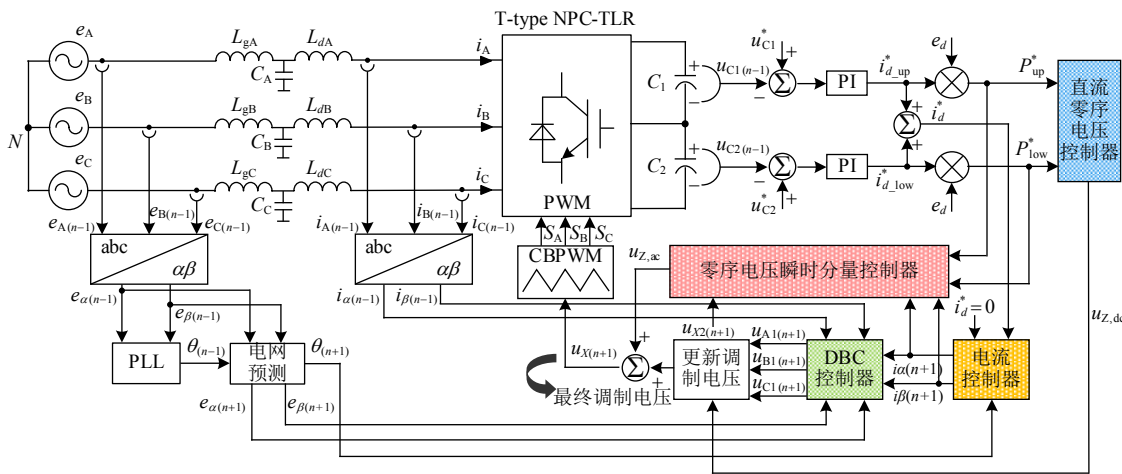


图 9 双负载 T 型三电平整流器控制框图

Fig. 9 Control block diagram of dual-load T-type three-level-rectifier

4 实验验证

为验证本文提出的双负载功率解耦及电容电压波动抑制方法的有效性，搭建的双负载 T 型三电平整流器测试平台如图 10 所示，平台主要参数如表 2 所示。其中， Δu_{C1} 、 Δu_{C2} 为直流侧上、下电容电压采样值与给定值之差； u_{C1} 、 u_{C2} 为直流侧上、下电容电压采样值； u_{A0} 为 A 相 IGBT 进线端口与

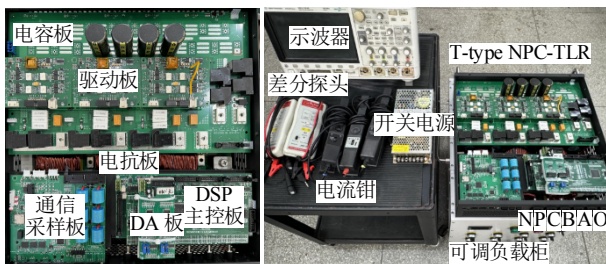


图 10 双负载 T 型三电平整流器测试平台

Fig. 10 Test platform of the dual-load T-type rectifier

表 2 测试平台主要参数

Table 2 Main parameters of test platform

参数	数值
上、下直流侧电容 C_1 、 $C_2/\mu\text{F}$	500
网侧相电压峰值 U_m/V	311
直流侧总电压 u_{dc}/V	700~800
上、下直流侧负载 R_1 、 R_2/Ω	20~35
网侧滤波电感 $L_{gX}/\mu\text{H}$	500
设备侧滤波电感 L_{dX}/mH	1
滤波电容 $C_X/\mu\text{F}$	10
基波频率 f/Hz	50
开关频率 f_s/kHz	10
额定功率 kW	15

直流电容中点间输出的相电压； u_{AB} 为 A 相 IGBT 进线端口与 B 相 IGBT 进线端口之间输出的线电压； i_A 、 i_B 、 i_C 为三相电流； u_{dc} 为直流侧总电压； u_{zsv} 为注入的零序电压； u_A 、 u_B 、 u_C 为最终的三相

调制电压; P_{up} 、 P_{low} 为上、下直流侧实际功率。

4.1 电容电压波动抑制可行性验证

当 $u_{C1}^* = 400 \text{ V}$, $u_{C2}^* = 300 \text{ V}$, $R_1 = 20 \Omega$, $R_2 = 20 \Omega$ 时, 仅注入 $u_{Z,dc}$ 的波形如图 11(a) 所示, 此时上、下电容电压经解耦控制后跟踪各自给定值无误, 但是上电容电压波动幅值约为 11 V, 下电容电压波动幅值约为 12 V, 整个直流侧电压波动幅值约为 5 V, 三相电流 i_A 、 i_B 、 i_C 的总谐波失真(total harmonic distortion, THD)经测量约为 1.81%。再注入 $u_{Z,ac}$ 进行电容电压波动抑制后的波形如图 11(b) 所示, 上、下电容电压在准确跟踪各自给定值的基础上波动幅值约为 2 和 1 V, 整个直流侧电压波动幅值约为 2 V, 三相电流的 THD 经测量约为 1.22%。

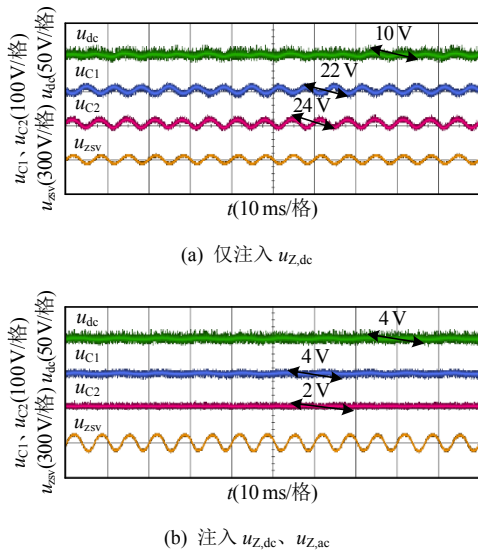


图 11 电容电压波动抑制波形

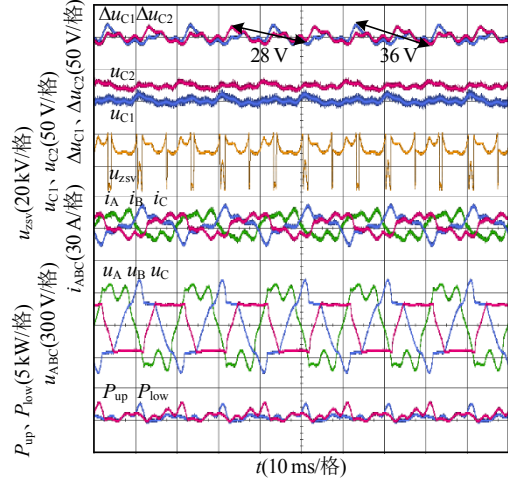
Fig. 11 Waveform of suppression for capacitor-voltage-fluctuation

分析可知, 注入 $u_{Z,ac}$ 后上、下电容电压波动量缩减约 81.8%和 91.7%, 各自的电压波动被明显抑制, 更有利于三电平整流器上、下电容电压及双负载功率的独立控制; 网侧电流畸变程度随着电压波动幅度的降低也有相应降低, 与理论分析保持一致。

4.2 负载平均功率分配极限验证

双负载平均功率占比超出其功率分配极限的实验结果如图 12 所示。

观察图 7 可知: 当 $m_{up} = m_{low} = 0.99$ 时, k_{up} 和 k_{low} 对应的平均功率分配极限的上、下极限值分别为 0.51 和 0.49。此时, 由于 k_{up} 超出其上极限值, k_{low} 低于其下极限值, 故此种运行工况下因上直流侧负载平均功率过高、下直流侧负载平均功率过低导致系统过调制, 无法再实现系统的控制目标。由



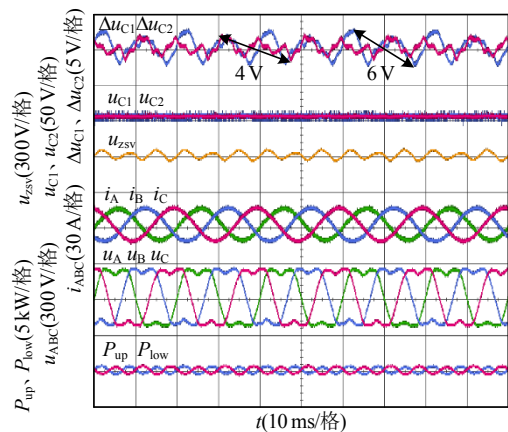
$$u_{C1}^* = u_{C2}^* = 272 \text{ V}, R_1 = 20 \Omega, R_2 = 25 \Omega, m_{up} = m_{low} \approx 0.99, k_{up} \approx 0.55, k_{low} \approx 0.45$$

图 12 双负载平均功率占比超出其功率分配极限

Fig. 12 Average-power-ratios of the dual-load exceed their power-distribution-limits

图 12 可知, 上、下电容电压无法再准确跟踪指令值并维持在 272 V, 由于相角更大, 此时 u_{C1} 于 235 V 附近以大约 18 V 的幅值进行波动, u_{C2} 于 285 V 附近以大约 14 V 的幅值进行波动, 双负载瞬时功率也出现较大波动; 由于过调制导致 IGBT 无法发出正常开关序列, 三相电流 i_A 、 i_B 、 i_C 发生严重畸变, 电流 THD 经测量约为 45.4%, 结合式(23)、(24)、(25)可知, 此时零序电压因其瞬时分量 $u_{Z,ac}$ 分母过小而严重畸变, 三相调制电压 u_A 、 u_B 、 u_C 也出现周期性限幅而产生畸变。

双负载平均功率占比低于其功率分配极限的实验结果如图 13 所示。



$$u_{C1}^* = u_{C2}^* = 272 \text{ V}, R_1 = R_2 = 25 \Omega, m_{up} = m_{low} \approx 0.99, k_{up} = k_{low} = 0.5$$

图 13 双负载平均功率占比低于功率分配极限

Fig. 13 Average-power-ratios of the dual-load below their power-distribution-limits

由于此种运行工况下, $k_{up} = k_{low} = 0.5$, 均未超出其功率分配极限, 因此系统可以正常运行, 实现

双负载功率解耦和电容电压波动抑制的控制目标。由图 13 可知，上、下电容电压均准确跟踪指令值并维持在 272 V 附近，此时 u_{C1} 的波动幅值约为 3 V， u_{C2} 波动幅值约为 2 V，双负载瞬时功率波动相较图 12 也有显著降低；由于系统未过调制，IGBT 发波序列无误，零序电压及三相调制电压未畸变和限幅，三相电流 THD 经测量约为 3.45%。

实验表明当双负载的平均功率超出功率分配极限的限定范围时系统各项波形均出现严重畸变；反之则可完好实现控制目标。考虑到实验存在一定误差，与理论分析一致。

4.3 稳态性能验证

稳态性能验证实验包括的 I、II、III 3 种运行工况如表 3 所示。

表 3 稳态实验状态参数

Table 3 State parameters of steady-state experiment

编号	u_{C1}^*/V	u_{C2}^*/V	R_1/Ω	R_2/Ω
I	350	350	20	20
II	350	350	20	30
III	350	350	20	∞

经计算，3 种工况下双负载的平均功率均未超出分配极限，且注入的零序电压均满足不发生功率波动的约束条件。实验 III 下直流侧空载、上负载功率占比约为 1，此时需降低调制度，由式(19)可知，受到直流侧电容耐压及系统功率的限制，无法通过增大直流侧电压调节调制度，故本文将电网电压经三相调压器降压至相电压有效值为 110 V 后再接入系统进行该组实验。稳态实验结果如图 14 所示。

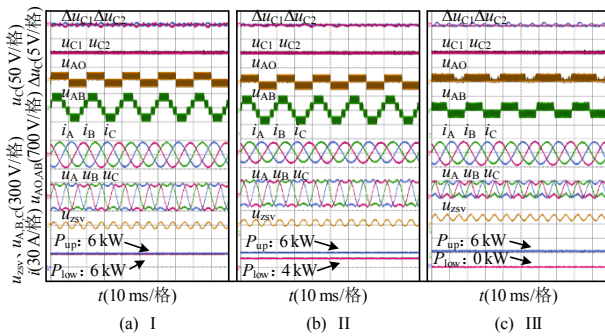


图 14 稳态实验波形

Fig. 14 Waveforms of steady-state experiment

在 I、II、III 3 种工况下， Δu_{C1} 、 Δu_{C2} 波动幅值均小于 2 V；II 中 Δu_{C1} 波动略大于 Δu_{C2} ，III 中 Δu_{C1} 波动明显大于 Δu_{C2} 。在 II、III 中， P_{up} 都大于 P_{low} ，这说明直流侧功率越大则直流侧功率波动越大，就电容电压而言体现为电容电压波动越大。实验结果

表明，I、II、III 3 种情况下，上、下直流侧电压均能跟踪给定值且仅含有少量的三倍频波动分量，因此上、下负载功率均能维持相对稳定，基于 CBPWM 调制及 DBC 算法的双负载功率解耦及电容电压波动抑制系统中三相电流 i_A 、 i_B 、 i_C 始终保持正弦且不畸变，与理论分析一致。

4.4 动态性能评估

动态性能验证实验包括直流侧电压突变和负载突变两部分。表 4 记录了直流侧电压突变实验过程中 I-V 阶段上、下直流侧电压的状态参数，各阶段均保持 $R_1 = R_2 = 20 \Omega$ ，实验结果如图 15 所示。

表 4 直流侧电压突变实验状态参数

Table 4 State parameters of experiment as

u_{dc} suddenly changes

实验阶段	u_{C1}^*/V	u_{C2}^*/V
I: $u_{C1}^* = u_{C2}^*$ 时 u_{C1}^* 突增	350 → 400	350
II: $u_{C1}^* > u_{C2}^*$ 时 u_{C1}^* 突减	400 → 350	350
III: $u_{C1}^* = u_{C2}^*$ 时 u_{C1}^* 突增、 u_{C2}^* 突减	350 → 400	350 → 300
IV: $u_{C1}^* > u_{C2}^*$ 时 u_{C1}^* 突减、 u_{C2}^* 突增	400 → 300	300 → 400
V: $u_{C1}^* < u_{C2}^*$ 时 u_{C1}^* 突增、 u_{C2}^* 突减	300 → 350	400 → 350

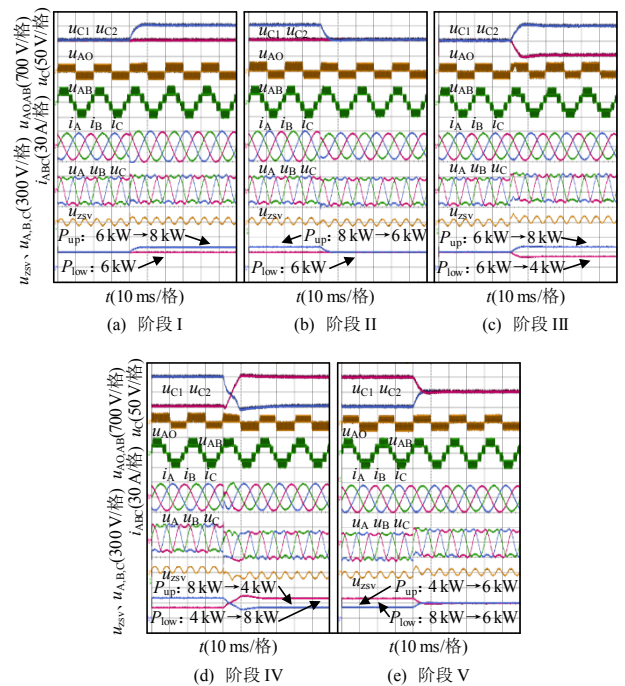


图 15 直流侧电压突变实验波形

Fig. 15 Waveforms of experiment as u_{dc} suddenly changes

可以看出，无论是单侧还是上、下直流侧电压给定值同时突变，也无论是电压给定值突增还是突减，给定值不变侧的电压和功率均能保持相对稳定，不受突变侧影响；突变侧电压和功率也可在 10 ms 内快速且几乎无超调地以很小的波动幅度重

新跟踪新的给定值，并在下一次突变前保持相对稳定。电压突变前后三相电流可以保持正弦且不畸变，突变过程中电流畸变轻微且动态响应迅速，不会对电网和网侧负载造成影响。

表 5 记录负载突变实验过程中 I-V 阶段上、下负载的状态参数，各阶段均保持 $u_{C1}^*=u_{C2}^*=350\text{ V}$ ，实验结果如图 16 所示。

表 5 负载突变试验状态参数
Table 5 State parameters of experiment as loads suddenly change

实验阶段	R_1/Ω	R_2/Ω
I: $R_1=R_2$ 时 R_1 、 R_2 均突增	20→30	20→30
II: $R_1=R_2$ 时 R_1 、 R_2 均突减	30→20	30→20
III: $R_1=R_2$ 时 R_1 突增	20→30	20
IV: $R_1>R_2$ 时 R_1 突减、 R_2 突增	30→20	20→30
V: $R_1<R_2$ 时 R_2 突减	20	30→20

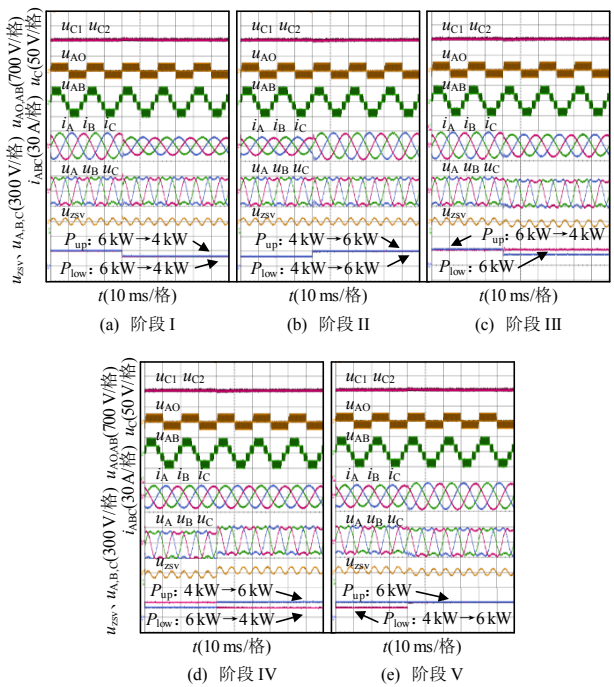


图 16 负载突变实验波形

Fig. 16 Waveforms of experiment as loads suddenly change

可以看出，单侧或上、下直流侧负载同时突增或突减时，上、下直流侧电压均不受影响，以很小波动幅度跟踪给定值并始终维持在 350 V 附近；负载突变过程中的实验现象与电压突变实验基本保持一致，整流器交、直流侧均具有较快的动态响应速度和较高的稳定性。

考虑到系统内部的干扰和损耗及实验过程中存在的误差，动态性能评估实验的结果与预期效果

相符。

5 结论

为实现双负载 T 型 TLR 上、下直流侧不对称稳定运行和电容电压波动抑制的控制目标，本文提出了一种基于零序电压注入的 T 型 TLR 双负载功率解耦控制方法，得到结论如下：

- 1) $u_{Z,dc}$ 的注入解除了上、下直流侧功率间的耦合关系；
- 2) $u_{Z,ac}$ 的注入抑制了电容电压的波动；
- 3) 稳态和动态实验验证了外环和补偿非线性误差的 PI 调节器参数设计的合理性以及 DBC 内环响应的快速性、预测的准确性，协调配合下使得系统交、直流侧的稳态和动态性能均与理论分析保持一致，达到预期的控制目标；
- 4) T 型 TLR 在实际运行过程中可能会遭遇电网电压不对称的情形；本文所提出的方法无法在上述工况下正常计算，抑制负载有功及无功分量波动并降低网侧电流畸变的需求难以实现。后续将结合现有成果，对电网电压不对称的运行工况进行分析和研究，以达到预期的控制目标。

参考文献

[1] 薛贵景, 刘计龙, 李科峰, 等. 有源中点钳位三电平逆变器中点电位优化控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(10): 3996-4006.
XUE Guijing, LIU Jilong, LI Kefeng, et al. Optimized control strategy for the neutral point potential of ANPC-3L inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(10): 3996-4006(in Chinese).

[2] 裘呈熠, 胡亮灯, 郭城, 等. 三电平多相 H 桥变频器中点电压调控方法[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(04): 1550-1563.
QIU Chengyi, HU Liangdeng, GUO Cheng, et al. Neutral-point voltage control method of three-level multi-phase h-bridge inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(04): 1550-1563(in Chinese).

[3] 袁庆庆, 步凡, 谢晓彤, 等. 基于矢量分类的 NPC 型三电平双三相 PMSM 的改进模型预测电压控制[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(2): 758-768.
YUAN Qingqing, BU Fan, XIE Xiaotong, et al. Improved model predictive voltage control for the NPC three-level dual three-phase PMSM based on vectors' classification[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(2): 758-768(in Chinese).

[4] CHEN Zhiyuan, LI Xiaoyan, XING Xiangyang, et al. The tolerance control method based on zero-sequence

- circulating current suppression for parallel T-type three-level rectifiers[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(4): 4383-4394.
- [5] 张志坚, 张国强, 李斌兴, 等. 基于钳位方式切换的 Vienna 整流器载波断续脉冲宽度调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(8): 3202-3212.
ZHANG Zhijian, ZHANG Guoqiang, LI Binxing, et al. Carrier-based discontinuous PWM strategy based on clamp mode switching for Vienna rectifiers[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(8): 3202-3212(in Chinese).
- [6] DING Wenlong, ZHANG Chenghui, GAO Feng, et al. A zero-sequence component injection modulation method with compensation for current harmonic mitigation of a Vienna rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(1): 801-814.
- [7] 马辉, 鲁海鹏, 郑凯通, 等. 基于开关-电容网络的单相三电平 PFC 电路研究[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(22): 7398-7407.
MA Hui, LU Haipeng, ZHENG Kaitong, et al. Research on three-level PFC circuit topology based on switch-diode-capacitor network[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(22): 7398-7407(in Chinese).
- [8] 侯慧, 王治华, 侯婷婷, 等. 电动汽车虚拟储能支撑的多元调峰辅助服务优化[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(S1): 168-179.
HOU Hui, WANG Zhihua, HOU Tingting, et al. Optimization of multi-element peak regulation auxiliary service supported by electric vehicle virtual energy storage[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(S1): 168-179(in Chinese).
- [9] 黄婧杰, 罗雄, 谢宇峥, 等. 含频率偏移约束的孤岛微网源-荷-储协整优化模型[J/OL]. 中国电机工程学报, 2025[2025-11-26]. <https://link.cnki.net/urlid/11.2107.TM.20241223.1104.009>.
HUANG Jingjie, LUO Xiong, XIE Yuzheng, et al. Source-load-storage cointegration optimization model for islanded microgrids with frequency offset constraints[J/OL]. Proceedings of the CSEE, 2025[2025-11-26]. <https://link.cnki.net/urlid/11.2107.TM.20241223.1104.009>(in Chinese).
- [10] 张强, 曹铂苒, 刘洪, 等. 适应光伏消纳的电动汽车-聚合商-配电网日前时空互动方法[J]. 电力系统自动化, 2025, 49(14): 141-151.
ZHANG Qiang, CAO Boran, LIU Hong, et al. Day-ahead spatio-temporal interaction method of electric vehicles, aggregators and distribution network for photovoltaic accommodation[J]. Automation of Electric Power Systems, 2025, 49(14): 141-151(in Chinese).
- [11] 姜雅飞. 双负载三电平整流器三矢量模型预测控制研究[J]. 电力电子技术, 2025, 59(3): 112-115.
JIANG Yafei. Research on model predictive control of dual-load three-level rectifier based on three-vector modulation[J]. Power Electronics, 2025, 59(3): 112-115(in Chinese).
- [12] 朱艺锋, 王红喜, 舒超, 等. 双负载 Vienna 整流器基于直流侧不平衡的零序分量注入调制策略研究[J/OL]. 南方电网技术, 2025[2025-11-26]. <https://link.cnki.net/urlid/44.1643.TK.20251103.1636.006>.
ZHU Yifeng, WANG Hongxi, SHU Chao, et al. Zero-sequence component injection modulation strategy for dual-load Vienna rectifiers based on DC side imbalance[J/OL]. Southern Power System Technology, 2025[2025-11-26]. <https://link.cnki.net/urlid/44.1643.TK.20251103.1636.006>(in Chinese).
- [13] 胡文豪, 赵晨曦, 孙卓尔, 等. 高镍/碳硅三元锂离子电池循环老化机理研究[J]. 储能科学与技术, 2024, 13(10): 3504-3514.
HU Wenhao, ZHAO Chenxi, SUN Zhuoer, et al. Study on the cyclic aging mechanism of nickel-rich silicon-graphite lithium-ion cells[J]. Energy Storage Science and Technology, 2024, 13(10): 3504-3514(in Chinese).
- [14] DING Wenlong, QIU Han, DUAN Bin, et al. A novel segmented component injection scheme to minimize the oscillation of DC-link voltage under balanced and unbalanced conditions for Vienna rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(10): 9536-9551.
- [15] 赵牧天, 葛琼璇, 朱进权, 等. 大功率三电平 ANPC 牵引逆变器改进同步 SVPWM 策略[J/OL]. 中国电机工程学报, 2025[2025-11-26]. <https://doi.org/10.13334/j.0258-8013.pcsee.241090>.
ZHAO Mutian, GE Qiongquan, ZHU Jinquan, et al. Improved synchronized SVPWM strategy for high-power three-level ANPC traction inverter[J/OL]. Proceedings of the CSEE, 2025[2025-11-26]. <https://doi.org/10.13334/j.0258-8013.pcsee.241090>(in Chinese).
- [16] CHEN Juan, HE Yingjie, UL HASAN S, et al. A comprehensive study on equivalent modulation waveforms of the SVM sequence for three-level inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(12): 7149-7158.
- [17] 王金平, 刘斌, 董浩, 等. 中点钳位型三电平逆变器基于调制波分解的调制策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(12): 3221-3233.
WANG Jinping, LIU Bin, DONG Hao, et al. A

- modulation strategy based on modulation wave decomposition for neutral point clamped three-level inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(12): 3221-3233(in Chinese).
- [18] WU Xiang, TAN Guojun, YAO Guangyao, et al. A hybrid PWM strategy for three-level inverter with unbalanced DC links[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(1): 1-15.
- [19] QIN Changwei, LI Xiaoyan, XING Xiangyang, et al. Common-mode voltage reduction method for three-level inverter with unbalanced neutral-point voltage conditions [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2021, 17(10): 6603-6613.
- [20] HANG Lijun, LI Bin, ZHANG Ming, et al. Equivalence of SVM and carrier-based PWM in three-phase/wire/level Vienna rectifier and capability of unbalanced-load control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(1): 20-28.
- [21] BENIWA L N, TAFTI H D, FARIVAR G G, et al. A control strategy for dual-input neutral-point-clamped inverter-based grid-connected photovoltaic system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(9): 9743-9757.
- [22] PARK Y, SUL S K, LIM C H, et al. Asymmetric control of DC-link voltages for separate MPPTs in three-level inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(6): 2760-2769.
- [23] YAN Cheng, XU Dehong, CHEN Wenjie. General control scheme for a dual-input three-level inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(2): 1838-1850.
- [24] LAK M, WU T L, LEE T L. A hybrid method for three-level T-type inverters to eliminate neutral point voltage ripple and control DC-link capacitors' voltage for separate MPPT[J]. IEEE Access, 2021, 9: 148650-148664.
- [25] 姜卫东, 汪磊, 皋艳, 等. 一种实现内环电流跟踪的改进无差拍控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(8): 2370-2382.
- JIANG Weidong, WANG Lei, GAO Yan, et al. An improved deadbeat control method to implement current tracking for inner loop[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(8): 2370-2382(in Chinese).
-
- 

姜卫东

收稿日期: 2024-05-17。

作者简介:

姜卫东(1976), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为电力电子技术在新型传动领域的控制策略和引用, ahjwd@163.com;

徐星侯(2000), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为并网变流器和 PCS 控制技术。
- (编辑 刘雪莹)