

# 无直流电解电容的两级调压电路 及其控制方法

杨赫<sup>1</sup>, 陈沼宇<sup>1</sup>, 张金华<sup>1</sup>, 徐晶<sup>1</sup>, 王敬朋<sup>1</sup>, 朱世昌<sup>2</sup>

(1. 国网天津市电力公司经济技术研究院, 天津 300171;

2. 天津大学 电气自动化与信息工程学院, 天津 300072)

**摘要:**针对新能源分布式台区调压设备存在的体积大、成本高和控制算法复杂等问题,提出一种基于无直流电解电容的两级式调压电路拓扑。根据此拓扑,建立其在三相静止坐标系下的数学模型,推导其传递函数,在仅考虑幅值控制的情况下简化模型。通过结合前馈控制与闭环控制的优点,提出基于电网电压前馈和负载电压反馈的控制策略。建立系统小信号模型,通过波特图分析电网电压幅值扰动对负载电压幅值的影响,通过根轨迹分析系统稳定性并确定控制器参数的取值范围。通过对比仿真验证了所提拓扑的实用性以及控制方法的精准性与快速性。

**关键词:**调压装置;小容量直流电容;前馈控制;小信号分析

**中图分类号:**TM46 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed26297

## Two-level Voltage Regulation Circuit Without DC Electrolytic Capacitor and Control Method

YANG He<sup>1</sup>, CHEN Zhaoyu<sup>1</sup>, ZHANG Jinhua<sup>1</sup>, XU Jing<sup>1</sup>, WANG Jingpeng<sup>1</sup>, ZHU Shichang<sup>2</sup>

(1. *Economic and Technological Research Institute of State Grid Tianjin Electric Power Company,*

*Tianjin 300171, China;* 2. *School of Electrical and Information Engineering,*

*Tianjin University, Tianjin 300072, China)*

**Abstract:** In response to the issues of large volume, high cost, and complex control algorithms associated with voltage regulation equipment in new energy distributed power distribution areas, a two-stage voltage regulation circuit topology based on a DC-link capacitor-free structure was proposed. Based on this topology, a mathematical model was established in the three-phase rotating coordinate system, and the transfer function was derived, simplified the model by considering only amplitude control. By combining the advantages of feedforward control and closed-loop control, a control strategy based on grid voltage feedforward and load voltage feedback was proposed. A small-signal model of the system was established, and the impact of grid voltage amplitude disturbances on load voltage amplitude was analyzed using Bode plots. System stability was analyzed using root locus analysis, and the range of controller parameter values was determined. Simulation comparisons have verified the practicality of the proposed topology and the precision and speed of the control method.

**Key words:** voltage regulator; low-capacity DC capacitor; feedforward control; small-signal analysis

随着配电网运行规模的扩大和新能源工业负荷的增长,配电网低压台区和配电网整体的电压波动问题日益严重,特别是在高比例光伏台区和偏远山区,电压波动问题显著<sup>[1-2]</sup>。

针对电压波动问题,存在多种解决方案。第一种方法采用有载调压,但其动态响应速度慢且

调节精度较差<sup>[3-4]</sup>。第二种方法使用电力电子背靠背拓扑电路,该方法虽然可以满足调节精度要求,但需要大容量直流电解电容,且其检测、控制和调制复杂,成本高,体积大<sup>[5]</sup>。第三种方法是传统的无源方法,如投切电容器等。该方法在功率因数较高的情况下,可能会对功率因数产生不

**基金项目:**国网天津市电力公司科技项目(经研2023-06城镇配电网源荷冲击下的快速电压波动分析与治理技术研究)

**作者简介:**杨赫(1992—),男,硕士,工程师,主要研究方向为电力系统及其自动化,Email: yanghewww@163.com

**通讯作者:**朱世昌(2001—),男,硕士研究生,主要研究方向为低压配电网电能质量治理,Email: zhshch2022@163.com

利影响<sup>[6]</sup>。

近年来电力电子调压技术进展显著,文献[7]提出了一种适用于配电网的电力电子调压器,但由于其需要较大容量的直流电容器,从电压补偿的角度来看,其经济性并不理想。文献[8]提出了一种单相软开关交流电压调节器,采用小型交流电容器代替直流铝电解电容,为本文提供了有益参考。文献[9]提出了一种基于AC/AC降压转换器的新型高效率交流电压调节器,通过调整中心抽头变压器的接地点切换补偿电压的极性,但其切换速度相对较慢。文献[10]提出了一种直接式AC/AC变换器的单相DVR(dynamic voltage restorer)拓扑,实现了系统电压的双极性调控,但其拓扑结构难以应用于三相系统。

总体来说,上述方法成本较高、控制比较复杂且有应用场景的限制,应用在分布式调压场合中具有很大挑战。针对上述问题,本文提出了一种无直电解电容的两级式调压电路及其控制策略。所提电路拓扑用小容量直流薄膜电容代替大容量直电解电容,显著降低了设备成本并减小了体积。电路中的8个开关管仅有2个工作在高频状态,保证了变流器的转换效率。控制策略上采用电网电压前馈与负载电压反馈的控制方法,控制环路简单。前馈控制确保了系统的快速响应,而反馈控制则保障了调节的高精度。最后通过小信号分析和仿真验证,对所提控制策略的有效性和参数选择的正确性进行了验证。

## 1 提出的系统

### 1.1 拓扑结构

图1所示为本文所采用的无直电解电容的两级全桥调压电路拓扑。

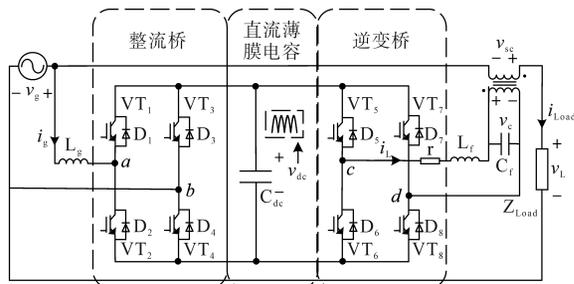


图1 无直电解电容的两级全桥调压电路拓扑

Fig.1 Two-stage full-bridge voltage regulation circuit topology without DC electrolytic capacitors

图1所示电路包括网侧等效电感 $L_g$ , 8个IGBT( $VT_1\sim VT_8$ )及其反并联二极管( $D_1\sim D_8$ )、直直流电

容器 $C_{dc}$ 、输出侧滤波器 $L_f$ 和 $C_f$ 。其中 $VT_1\sim VT_4$ 及其反并联二极管 $D_1\sim D_4$ 组成前级整流桥, $VT_5\sim VT_8$ 及其反并联二极管 $D_5\sim D_8$ 组成后级逆变桥。图中, $v_g, v_{dc}, v_c, v_{sc}, v_L$ 分别为电网电压、直流环节电压、滤波电容电压、补偿电压与负载电压; $i_g, i_L, i_{Load}$ 分别为网侧电流、电感电流和负载电流。在电网电压偏离额定值时,调压电路根据控制器的调制信号输出补偿电压,该电压经过LC滤波器后,通过隔离变压器与电网电压串联,实现对负载侧电压的精确补偿。特别的是,本系统中直流环节选用的小容量薄膜电容,相较于传统的大容量电解电容,在体积、高频稳定性和可靠性方面均更有优势。

### 1.2 工作原理

本节将深入探讨所提出的无直电解电容两级式全桥电路的工作原理。首先,前级整流桥的主要功能是将电网的交流电压转换为二倍工频直流双脉冲电压。整流桥中的开关管在工频整流模式下工作,其开关状态由电网电压的极性决定。其次,后级逆变桥的作用是根据控制器的调制信号输出具有特定幅值和极性(与电网电压同相或反相)的补偿电压。具体来说,逆变桥的第1桥臂( $VT_5$ 和 $VT_6$ )工作在高频PWM模式下,通过对 $v_{dc}$ 进行斩波控制调整补偿电压的幅值;而第2桥臂( $VT_7$ 和 $VT_8$ )则在工频逆变状态下工作,负责切换补偿电压的极性。整流桥和逆变桥第2桥臂的开关管导通规则如表1所示。表中“ON”表示开关管导通,“OFF”表示开关管关断。

表1 开关管导通规则

Tab.1 Switching rules for the power transistors

工况	$VT_1$	$VT_2$	$VT_3$	$VT_4$	$VT_7$	$VT_8$
$v_g \geq 0$	$ v_g  \geq  v_L $	ON	OFF	OFF	ON	OFF
	$ v_g  <  v_L $				OFF	ON
$v_g < 0$	$ v_g  \geq  v_L $	OFF	ON	ON	OFF	ON
	$ v_g  <  v_L $				ON	OFF

## 2 控制策略

图2为无直电解电容两级调压电路的控制框图,包括幅值调节与极性控制两部分。

### 2.1 幅值调节策略

首先,通过锁相环计算电网电压 $v_g$ 与负载电压 $v_L$ 的幅值,其实现原理为:将 $v_g$ 和 $v_L$ 经过二阶广义积分器(second-order generalized integrator, SOGI),获得 $\alpha$ - $\beta$ 静止坐标系下的正交分量 $v_{g,\alpha}, v_{g,\beta}$

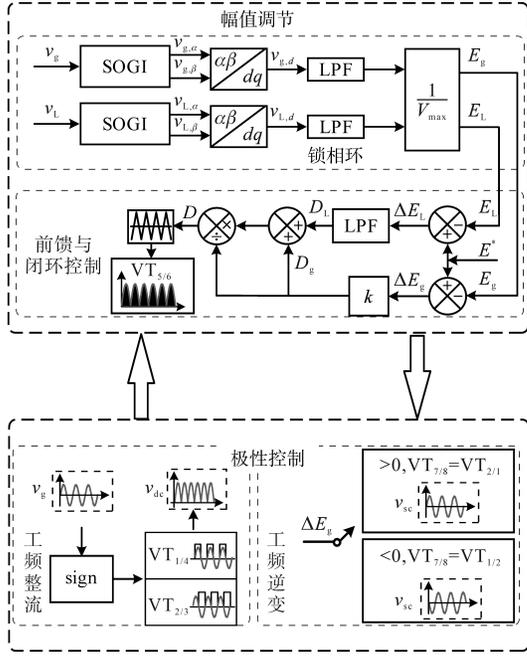


图2 无直电解电容两级调压电路的控制框图

Fig.2 Control block diagram of a two-stage voltage regulation circuit without DC electrolytic capacitors

与  $v_{l,\alpha}, v_{l,\beta}$ ; 正交分量通过 Park 变换得到  $d-q$  旋转坐标系下的  $d$  轴分量  $v_{g,d}$  与  $v_{l,d}$ ; 再经低通滤波器 and 标幺化处理得到用于补偿电压幅值与相位控制的幅值  $E_g, E_L$  (标幺值)。由于上述过程应用较为普遍, 在此不再详述。

然后, 通过前馈控制使调压电路快速输出特定幅值的补偿电压, 具体原理为: 计算电网电压幅值参考  $E^*$  与电网电压幅值  $E_g$  之差, 得到网侧电压幅值偏差  $\Delta E_g$ , 再乘以变压器变比  $k$ , 作为前馈控制回路的调制比  $D_g$ , 如下式所示:

$$\begin{cases} \Delta E_g = E^* - E_g \\ D_g = k \Delta E_g \end{cases} \quad (1)$$

其次, 针对前馈控制存在开环误差的问题, 通过比例控制器对负载电压幅值进行闭环控制, 得到的调制信号再经过一阶低通滤波器滤除高频干扰, 作为负载电压闭环控制回路的调制比  $D_L$ , 实现对负载电压的精准补偿, 如下式所示:

$$\begin{cases} \Delta E_L = E^* - E_L \\ D_L = G_{\text{lpf}}(s) \Delta E_L \end{cases} \quad (2)$$

其中

$$G_{\text{lpf}}(s) = \frac{k_p}{\tau_{\text{lpf}} s + 1} \quad (3)$$

式中:  $G_{\text{lpf}}(s)$  为低通滤波器的传递函数模型;  $k_p$  为比例控制系数;  $\tau_{\text{lpf}}$  为低通滤波器的时间常数。

$\tau_{\text{lpf}}$  与低通滤波器截止频率  $f_c$  的关系如下式所示:

$$\tau_{\text{lpf}} = \frac{1}{2\pi f_c} \quad (4)$$

最后, 将前馈调制信号与闭环调制信号相加, 再除以  $E_g$  进行归一化处理, 作为补偿电压幅值调节的调制信号, 如下式所示:

$$D = (D_g + D_L) / E_g \quad (5)$$

调制比  $D$  经过载波调制环节得到逆变器第 1 桥臂的开关信号, 实现对补偿电压  $v_{sc}$  幅值的快速、精准调节。

## 2.2 极性控制策略

极性控制策略包括工频整流与工频逆变两部分。

工频整流基于符号函数识别电网电压的极性, 如下式所示:

$$P_{\text{vg}} = \text{sign}(v_g) = \begin{cases} 1 & v_g \geq 0 \\ 0 & v_g < 0 \end{cases} \quad (6)$$

$P_{\text{vg}}$  表示电网电压的极性, 依据  $P_{\text{vg}}$  控制开关管  $\text{VT}_x$  ( $x = 1, 2, \dots, 8$ ) 的通断状态  $P_{\text{VT}_x}$ , 如下式所示:

$$\begin{cases} P_{\text{VT}_1} = P_{\text{VT}_4} = P_{\text{vg}} \\ P_{\text{VT}_2} = P_{\text{VT}_3} = 1 - P_{\text{vg}} \end{cases} \quad (7)$$

具体来说, 当控制器检测到电网电压处于正半周期时, 控制  $\text{VT}_1$  和  $\text{VT}_4$  两个开关管导通,  $\text{VT}_2$  和  $\text{VT}_3$  保持关断; 相反, 当电网电压位于负半周期时, 控制  $\text{VT}_1$  和  $\text{VT}_4$  关断,  $\text{VT}_2$  和  $\text{VT}_3$  被触发导通。通过这种方式, 交流电压被转换为二倍工频直流脉冲电压。

工频逆变控制的原理为: 根据网侧电压偏差  $\Delta E_g$  控制开关管的状态, 如下式所示:

$$\begin{cases} P_{\text{VT}_7} = P_{\text{VT}_2} & \Delta E_g \geq 0 \\ P_{\text{VT}_8} = P_{\text{VT}_1} & \Delta E_g \geq 0 \\ P_{\text{VT}_7} = P_{\text{VT}_1} & \Delta E_g < 0 \\ P_{\text{VT}_8} = P_{\text{VT}_2} & \Delta E_g < 0 \end{cases} \quad (8)$$

具体来说, 当  $\Delta E_g \geq 0$ , 控制  $\text{VT}_7$  和  $\text{VT}_8$  的开关状态分别与  $\text{VT}_2$  和  $\text{VT}_1$  一致; 当  $\Delta E_g < 0$ , 控制  $\text{VT}_7$  和  $\text{VT}_8$  的开关状态分别与  $\text{VT}_1$  和  $\text{VT}_2$  一致。进而控制补偿电压相位  $\varphi_{sc}$  与电网电压相位  $\varphi_g$  的关系, 具体关系如下式所示:

$$\begin{cases} \varphi_{sc} = \varphi_g + \pi & \Delta E_g \geq 0 \\ \varphi_{sc} = \varphi_g & \Delta E_g < 0 \end{cases} \quad (9)$$

通过上述控制方法, 调压电路可输出特定幅值的、不同极性(与电网电压同相或反相)的补偿

电压,经由变压器串联进入负载侧,稳定负载电压幅值始终在额定值附近。

### 3 小信号模型分析

#### 3.1 系统数学模型

变流器在静止坐标系下的数学模型为

$$\begin{cases} kC_f \frac{dv_{sc}}{dt} = i_L - \frac{1}{k} i_{Load} \\ L_f \frac{di_L}{dt} = v_{inv} - r i_L - k v_{sc} \end{cases} \quad (10)$$

对式(10)进行拉普拉斯变换,可得频域下的数学模型为

$$\begin{cases} kC_f s v_{sc}(s) = i_L(s) - \frac{1}{k} i_{Load}(s) \\ L_f s i_L(s) = v_{cd}(s) - r i_L(s) - k v_{sc}(s) \end{cases} \quad (11)$$

式中: $v_{cd}$ 为逆变桥c点与d点之间的电位差,即逆

变桥输出电压。

结合第2节对系统控制策略的分析,建立系统数学模型如图3所示。

考虑到系统实际运行过程中,仅对电网电压波动引起的负载电压幅值波动进行控制,因此仅保留各交流电压的幅值信息。对图3数学模型进行简化,可得电网电压幅值 $E_g$ 与负载电压幅值 $E_L$ 之间的关系:

$$\left[ \frac{E^* - E_g}{E_g} + \frac{E^* - E_L}{E_g} G_{ipf}(s) \right] E_g G_{LC}(s) + E_g = E_L \quad (12)$$

其中

$$G_{LC}(s) = \frac{1}{L_f C_f s^2 + r C_f s + 1} \quad (13)$$

式中: $G_{LC}(s)$ 为LC滤波器的传递函数模型。

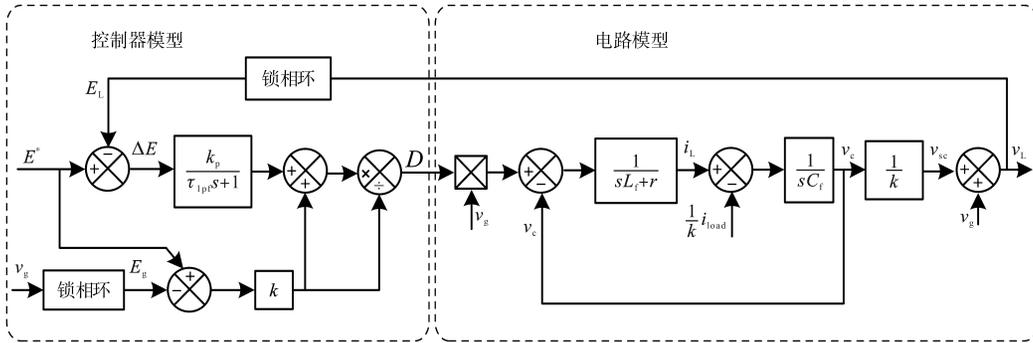


图3 无直电解电容的两级调压电路数学模型

Fig.3 Mathematical model of the two-stage voltage regulation circuit without DC electrolytic capacitors

#### 3.2 小信号分析

对式(12)中的变量引入扰动量:

$$\begin{cases} E_g = E_g + \hat{E}_g \\ E_L = E_L + \hat{E}_L \end{cases} \quad (14)$$

式中: $\hat{x}$ 为相应变量的扰动量。

将式(14)代入式(12)并只保留扰动量,可得 $\hat{E}_L$ 对 $\hat{E}_g$ 的小信号模型如图4所示。

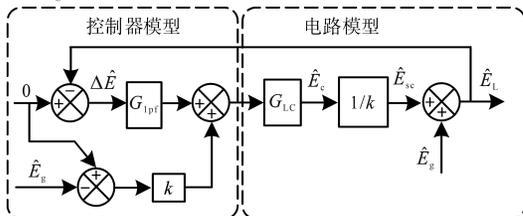


图4 系统小信号模型

Fig.4 Small-signal model of the system

传递函数模型如下式所示:

$$\frac{\hat{E}_L}{\hat{E}_g} = \frac{1 - G_{LC}(s)}{1 + G_{ipf}(s)G_{LC}(s)/k} \quad (15)$$

将式(3)、式(13)代入式(15)可得小信号模型传

递函数为

$$\begin{aligned} G_{ss}(s) &= \frac{\hat{E}_L}{\hat{E}_g} \\ &= \frac{L_f C_f \tau_{ipf} s^3 + (r C_f \tau_{ipf} + L_f C_f) s^2 + r C_f s}{L_f C_f \tau_{ipf} s^3 + (r C_f \tau_{ipf} + L_f C_f) s^2 + (r C_f + \tau_{ipf}) s + 1 + \frac{k_p}{k}} \end{aligned} \quad (16)$$

图5为控制参数 $k_p$ 取不同值时小信号模型的波特图。随着比例控制系数 $k_p$ 的逐渐增大,小信号模型在50 Hz处的增益逐渐降低,表明系统对电网电压幅值扰动的抑制能力逐渐增强,应当选取较大的 $k_p$ 值以减小 $\hat{E}_g$ 对 $\hat{E}_L$ 的影响。

图6为低通滤波器截止频率 $f_c$ 取不同值时小信号模型的波特图。随着截止频率 $f_c$ 的逐渐增大,小信号模型在50 Hz处的增益变化不大,说明截止频率对系统抑制电网电压幅值扰动的能力影响较小。

图7所示为 $k_p$ 变化时 $G_{ss}(s)$ 的根轨迹。从图

中可以看出,在 $k_p$ 从1逐渐增大到20的过程中, $\lambda_3$ 逐渐远离虚轴,不会影响系统的稳定性;但 $\lambda_1$ 和 $\lambda_2$ 逐渐靠近虚轴,并在 $k_p$ 从8变化到9时穿越虚轴,到达右边平面,影响系统稳定性。所以 $k_p$ 取值不可过大,以保证系统具有较强的稳定性。

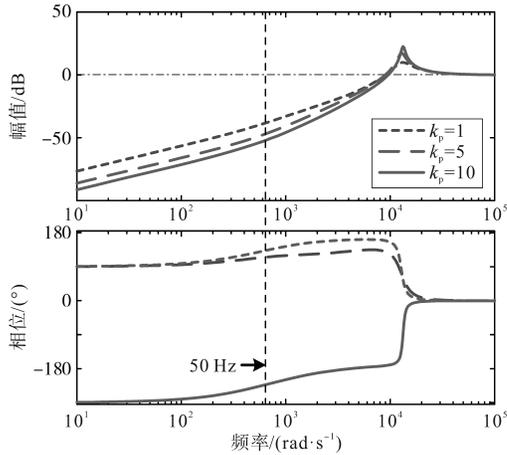


图5  $k_p$  变换时,传递函数 $G_{ss}(s)$ 的波特图

Fig.5 Bode plot of the transfer function  $G_{ss}(s)$  for different values of  $k_p$

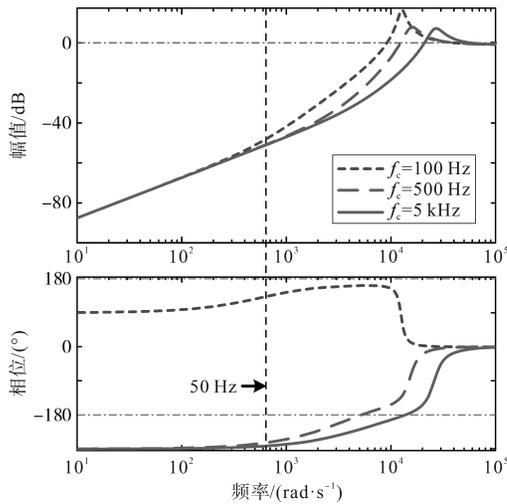


图6  $f_c$ 变换时,传递函数 $G_{ss}(s)$ 的波特图

Fig.6 Bode plot of the transfer function  $G_{ss}(s)$  for different values of  $f_c$

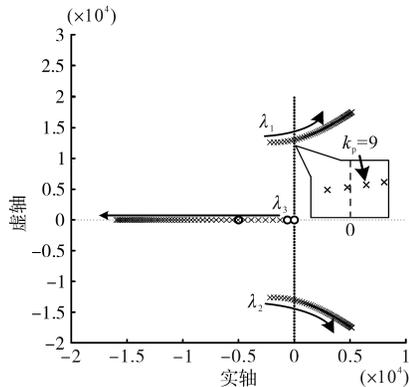


图7  $1 < k_p < 20$ 时系统根轨迹图

Fig.7 Root locus diagram of the system when  $1 < k_p < 20$

## 4 仿真分析

为了验证本文所提控制策略的正确性及有效性,本节利用Simulink搭建无直电解电容的两级调压电路仿真模型。仿真参数如表2所示。

表2 仿真参数

Tab.2 The simulation parameters

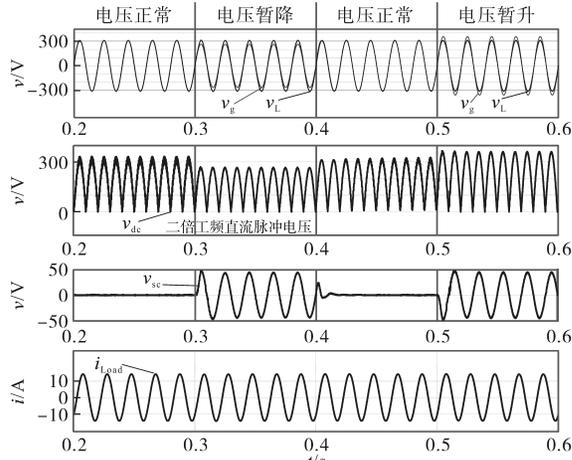
参数		数值	
交流侧	电网电压 $v_g$	220 V/50 Hz	
	网侧滤波电感 $L_g$	0.1 mH	
	直流环节	直流薄膜电容 $C_{dc}$	30 $\mu$ F
		滤波电感 $L_f$	0.2 mH
输出侧		滤波电感连接电阻 $r$	1 $\Omega$
主电路参数		滤波电容 $C_f$	30 $\mu$ F
	变压器	变比 $k$	5
	变流器	开关频率 $f_s$	15 000 Hz
控制器参数	比例控制器	比例增益 $k_p$	5
	低通滤波器	截止频率 $f_c$	100 Hz

图8a为在阻感负载条件下,电网电压发生暂升和暂降时系统对负载电压的补偿效果。从图中可以看出,在 $t < 0.3$  s时,电网电压等于额定值,此时调压电路不工作,补偿电压 $v_{sc}$ 有效值为0 V。当 $0.3 < t < 0.4$  s时,电网电压发生暂降,调压电路输出补偿电压 $v_{sc}$ 有效值为35 V左右,且此时 $v_g$ 与 $v_{sc}$ 相位相同,负载电压 $v_L$ 有效值稳定在220 V。在 $0.4 < t < 0.5$  s时,电网电压恢复正常,调压电路停止工作,补偿电压 $v_{sc}$ 有效值为0 V。当 $t > 0.5$  s时,电网电压发生暂升,调压电路输出补偿电压 $v_{sc}$ 有效值为35 V左右,此时 $v_g$ 与 $v_{sc}$ 相位相反,补偿负载电压有效值 $v_L$ 稳定在220 V。

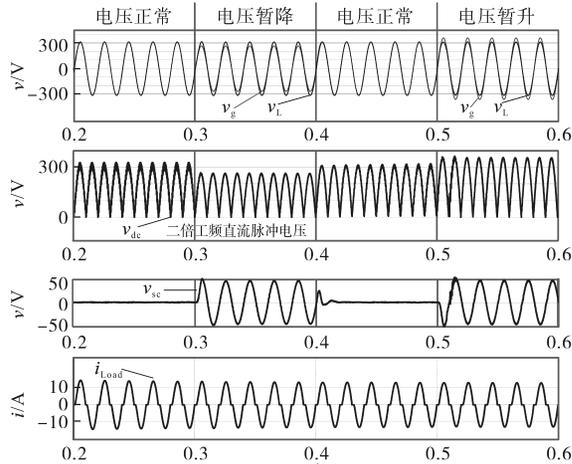
图8b为在整流桥负载条件下,电网电压发生暂升和暂降时系统对负载电压的补偿效果,与阻感负载情况下相同。

在上述两组实验中,负载电压与负载电流波形始终稳定,说明了所提方法对补偿负载电压的快速性和有效性。

图9所示为电压暂降情况下,采用不同控制策略对负载电压的补偿效果。当仅采用闭环控制时,在电网电压发生暂降的瞬间,负载电压半个周波后才恢复至额定值,如图9a所示。当采用闭环控制与前馈控制结合的策略时,在电网电压发生暂降的瞬间,负载电压能够被瞬间补偿到额



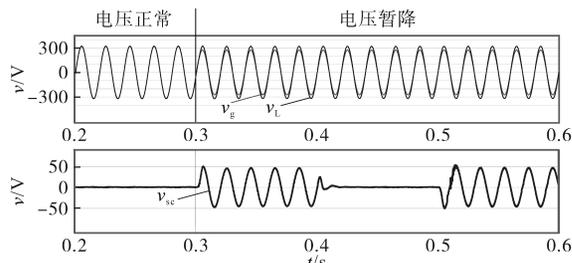
(a)阻感负载条件



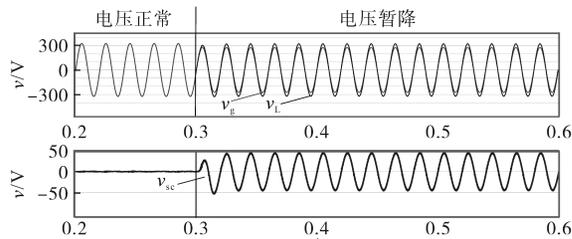
(b)整流桥负载条件

图8 不同负载条件下系统对负载电压的补偿效果

Fig.8 System compensation effects on load voltage under different load conditions



(a)仅闭环控制



(b)闭环与前馈控制

图9 电压暂降情况下,不同控制策略下的补偿效果

Fig.9 Compensation effects under different control strategies during voltage sag conditions

定值,如图9b所示。仿真结果说明了所提控制策略相较于传统的方法能够提高负载电压补偿的速度。

## 5 结论

本文针对新能源台区分布式调压装置存在的体积过大、成本高昂以及控制方法复杂等问题,提出了一种新型的无直电解电容的两级式调压电路及其相应的控制方法。该方法通过控制整流桥与逆变桥第2桥臂工作在工频状态下,实现对补偿电压极性的灵活控制;同时,采用电网电压前馈与负载电压反馈的控制策略,控制逆变桥第1桥臂实现对负载电压的快速且精确补偿。此外,通过构建小信号模型对系统进行稳定性分析,并确定了控制参数的合理取值范围。仿真结果验证了所提方法的有效性。

相较于现有技术,本文提出的电路拓扑和控制方法具有以下优势:

1)省去了大容量直电解电容器,减小了调压装置的体积和成本,使其更适用于分布式调压的场景;

2)采用电网电压前馈与负载电压反馈的控制策略,简化了控制环路,提高了系统的稳定性和可靠性;

3)补偿电压具有双极性且灵活可控,可快速补偿电网电压的快速波动问题。

尽管上述控制策略和方法能够迅速且精确地补偿电网电压波动引起的负载电压不稳定,但在电网电压含有谐波的情况下,如何实现对负载电压的精准补偿,仍需进一步地深入研究。

## 参考文献

[1] 余昆,唐修明,陈星莺,等. 高比例分布式光伏接入的配电网过电压责任分摊方法[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(24): 9535-9546.  
 YU Kun, TANG Xiuming, CHEN Xingying, et al. Allocation method of over voltage responsibility in distribution network with high proportion distributed photovoltaic[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(24): 9535-9546.  
 [2] 栗峰,丁杰,周才期,等. 新型电力系统下分布式光伏规模化并网运行关键技术探讨[J]. 电网技术, 2024, 48(1): 184-199.  
 LI Feng, DING Jie, ZHOU Caiqi, et al. Key technologies of large-scale grid-connected operation of distributed photovoltaic under new-type power system[J]. Power System Technology, 2024,

- 48(1):184-199.
- [3] 杨树德,曾梓康,张新闻,等.基于电力电子开关的有载调压变压器研究[J].电气传动,2022,52(19):33-38.  
YANG Shude, ZENG Zikang, ZHANG Xinwen, et al. Research on on-load voltage regulating transformer based on power electronic switch[J]. Electric Drive, 2022, 52(19): 33-38.
- [4] 黎家明,霍群海,尹靖元,等.考虑柔性有载调压变压器的两阶段电压无功优化协调控制方法研究[J].电网技术,2025, 49(1):272-283.  
LI Jiaming, HUO Qunhai, YIN Jingyuan, et al. Research on two-stage voltage and reactive power optimization coordinated control method considering flexible on-load tap changer[J]. Power System Technology, 2025, 49(1): 272-283.
- [5] 廖彬杰,焦自权,李瑞琦,等.基于交交变换的动态电压恢复器及其控制策略[J].电力电子技术,2024,58(4):27-30.  
LIAO Binjie, JIAO Ziquan, LI Ruiqi, et al. An AC-AC converter based dynamic voltage restorer and its control strategy[J]. Power Electronics, 2024, 58(4): 27-30.
- [6] 彭星,姜飞,涂春鸣,等.TSC与STATCOM串联复合系统及其控制方法[J].电网技术,2021,45(10):4114-4124.  
PENG Xing, JIANG Fei, TU Chunming, et al. TSC and STATCOM series composite system and its control method[J]. Power System Technology, 2021, 45(10): 4114-4124.
- [7] LIMA F V, PINTO S F, SILVA J F. Power electronics voltage regulators for distribution transformers[C]//International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, Istanbul, Turkey, IEEE, 2013: 1362-1367.
- [8] JIANG M C, CHIEN Y C, CHEN L Y, et al. A single-phase soft-switching AC voltage regulator with fictitious DC-link[C]//2019 IEEE 4th International Future Energy Electronics Conference, Singapore, IFEEC, 2019: 1-6.
- [9] HAJIMORADI M R, MOKHTARI H. AC voltage regulator based on AC/AC buck converter[C]//2016 7th Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC), Tehran, Iran, 2016: 140-146.
- [10] 王艺博,蔡国伟,刘闯,等.基于双极性直接式AC/AC变换的单相动态电压恢复器[J].电力系统自动化,2020,44(6): 171-177.  
WANG Yibo, CAI Guowei, LIU Chuang, et al. Single-phase dynamic voltage restorer based on bipolar direct AC/AC conversion[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(6): 171-177.

收稿日期:2024-11-06

修改稿日期:2024-11-13