

可切换智能负载的 T 型三电平电力弹簧负载 电压谐波含量和超调量研究

黄 准, 王晓虎, 周 密, 赵朝会*

(上海电机学院 电气学院 上海 201306)

Study on Harmonic Content and Overshoot of Load Voltage of T-type Three-Level Electric Spring with Switchable Smart Loads

HUANG Zhun, WANG Xiaohu, ZHOU Mi, ZHAO Chaohui*

(School of Electrical Engineering, Shanghai Dianji University, Shanghai 201306, China)

Abstract: The single-phase T-type three-level inverter is firstly applied to the electric spring with switchable smart load, which reduces the harmonic content of the load voltage and a mathematical model of the T-type three-level electric spring with switchable smart load is established. And, the influence of the traditional carrier modulation on the mid-point potential of the T-type three-level electric spring with switchable smart load on the DC side is derived, and the control scheme of the mid-point potential is introduced, which combines with the integral separation control idea to obtain the control strategy of the T-type three-level electric spring with switchable smart load. The control strategy can effectively reduce the overshoot of the load voltage during the fluctuation of the grid voltage. Finally, it is verified by Matlab/Simulink simulation that the improved harmonic content is reduced by 3.47% and 1.65%, and the overshoot is reduced by 0.34% and 0.1% when stabilizing the critical and non-critical load voltages.

Key words: switchable smart loads; electric spring; T-type three-level; overshoot

摘 要: 首次把单相 T 型三电平逆变器应用在可切换智能负载的电力弹簧中,降低了负载电压的谐波含量,建立了可切换智能负载的 T 型三电平电力弹簧的数学模型。并推导了传统载波调制对可切换智能负载的 T 型三电平电力弹簧直流侧中点电位的影响,引入了中点电位控制方案,结合积分分离控制思想得到了可切换智能负载的 T 型三电平电力弹簧的控制策略。该控制策略能有效降低负载电压在网侧电压波动时的超调量。最后,通过 Matlab/Simulink 仿真验证,在稳关键和非关键负载电压时,改进后的谐波含量降低了 3.47% 和 1.65%,超调量降

低了 0.34% 和 0.1%。

关键词: 可切换智能负载; 电力弹簧; T 型三电平; 超调量

0 引言

随着双碳时代的到来,大量新能源发电量并入电网,传统集中式供电逐步向分布式供电发生转变。如何解决新能源因固有的间歇性和波动性导致网侧电压不稳定的问题成为了当今学者研究热点^[1]。电力弹簧(Electric Spring, ES)作为一种用户侧的稳压设备,能有效克服新能源发电带来的不稳定性等问题^[2]。大量学者从 ES 的拓扑和控制策略方面进行了研究。

文献[3]提出了 ES-1 的拓扑结构,并与传统的无功补偿设备进行对比研究,体现出了 ES-1 分布式调控的特点。文献[4]把 ES-1 直流侧的电容替换为直流电源,提出了 ES-2 的拓扑结构,ES-2 有 8 种稳态工作模式,有效运行范围也更宽。文献[5]省略掉 ES-2 中的非关键负载,提出了 ES-3 的拓扑结构,ES-3 直接嫁接在母线上与关键负载并联,提高了有效运行范围。文献[6]将 ES-2 中的直流电源替换为双向交流-直流转换器,提出了 ES-4 的拓扑结构,ES-4 没有储能要求且对于电压波动能够提供更持久的稳定时间。文献[7]为了改善非关键负载的性能,在 ES-2 的基础上增加一个隔离变压器,提出了 ES-5 的拓扑结构,该结构能有效防止非关键负载功能失效的问题。以上拓扑结构都是基于某种特定要求而提出的,但是

均没有考虑负载输出电压谐波含量的问题,基于此文献[8]提出了一种五电平的 ES 拓扑结构,将传统的两电平 H 桥变换器替换为五电平变换器,降低了负载电压的谐波含量。文献[9]提出了一种九电平的 ES 拓扑结构,进一步降低了负载电压的谐波含量。但以上多电平 ES 结构由于损耗分布不均等问题,在分布式发电中很难大量运用^[10]。文献[11]提出了一种 T 型三电平变换器拓扑结构,结合了非隔离技术和多电平技术的优点,适合新能源发电场合。如何设计新型多电平电力弹簧拓扑结构,使其更适合分布式发电场景的问题亟待解决。

文献[12]提出了一种基于多智能体系统的多 ES 分布式协同控制,该控制策略能够提高关键负载电压稳定的响应速度,同时实现频率地快速整定。文献[13]为解决在电网电压波动较大时 ES 调压效果较差的问题,提出了一种基于误差积分模糊控制的策略,该控制策略实现了更好的调节效果和 ES 的自适应性。文献[14]提出了一种基于并联有源滤波器无源控制补偿的 ES 控制策略,提升了 ES 的响应速度且负载侧电流谐波含量较低。文献[15]在自适应模糊比例积分(Proportional Integral, PI)控制中引入变论域思想,使 ES 输出电压有更好的控制精度和自适应性。文献[16]提出一种自适应调整关键性负载电压目标值的算法,仅需通过无功补偿就可以扩大 ES 的有效运行范围。文献[17]为了缓解三相 ES 线路电流不对称等问题,提出了一种电压电流同时补偿控制策略,在该控制下能够减少线路电流不平衡并保持关键性负载的电压稳定。文献[18]提出了 ES 的定角控制原则,提升了 ES 系统的稳定性,具有更好的控制精度。

以上控制策略的目的都是以提升关键负载电压电能质量而设计的,但是他们都忽略了非关键负载电压的电能质量,基于此文献[19]定义了可切换智能负载的电力弹簧概念,提出了一种可切换的控制策略,实现了在不改变原有拓扑的情况下,通过控制策略的切换选择稳定关键或非关键负载的电压,解决了以前控制策略忽略非关键负载电能质量的问题。但是在这种可切换的控制策略下,负载电压谐波含量、稳态误差和在网侧电压波动时超调量都较大。文献[20]利用定角控制策

略实现了可切换智能负载的功能,并且降低了负载电压的稳态误差,但是谐波含量和超调量问题没有解决。

针对上述问题本文将进行以下研究:

本文首次把单相 T 型三电平逆变器应用在可切换智能负载的电力弹簧中,降低了负载电压的谐波含量,建立了可切换智能负载的 T 型三电平电力弹簧(T-type Three-Level Electric Spring, TTLES)的数学模型。并推导了传统载波调制对可切换智能负载的 TTLES(TTLES with Switchable Smart Load, TTLES-SSL)直流侧中点电位的影响,引入了中点电位控制方案,结合积分分离控制思想得到了 TTLES-SSL 的控制策略。

最后通过 Matlab/Simulink 仿真实验,在稳定关键和非关键负载电压时,改进后的超调量和谐波含量明显降低。

1 TTLES 拓扑结构及降低谐波含量的原理

1.1 拓扑结构

图 1 为 TTLES 系统的拓扑结构。其主要由三部分组成,第一部分为 TTLES,由直流侧电源 V_{dc} 、直流侧电容 C_1 和 C_2 、T 型三电平变换器以及低通滤波器 L 、 C 组成。其中,T 型三电平变换器的结构特点在于由两个桥臂组成,每一个桥臂都由 4 个开关管组成,上下各一个开关管(S_{x1} 、 S_{x4} , $x=a$ 或 b),中间两个开关管(S_{x2} 、 S_{x3} , $x=a$ 或 b),一头接在直流侧两个电容的中点,另一头接在上下两个开关管的中点。第二部分为负载部分,由关键负载 Z_c 、非关键负载 Z_{nc} 组成。第三部分为源端部分,由电网电压 V_g 以及模拟的线路阻抗 Z_{line} 组成。

图 1 中: u_{ab} 为 TTLES 变换器的输出电压; V_{cs} 为 TTLES 的输出电压; i_L 为 TTLES 的输出电流; i_{C_1} 、 i_{C_2} 、 u_{C_1} 、 u_{C_2} 分别为直流侧两电容的电流及电压。

TTLES 和 Z_{nc} 组成智能负载,吸收 V_g 产生的波动,进而保证 Z_c 的电压稳定。图 1 中的变换器,每个桥臂有 3 种不同的开关状态,对应 3 种不同的电压数值,如图 2 所示。

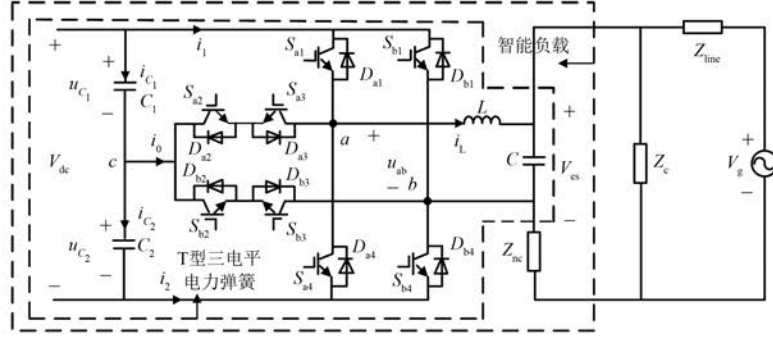


图 1 TTLES 系统的拓扑结构

Fig. 1 Topology of TTLES system

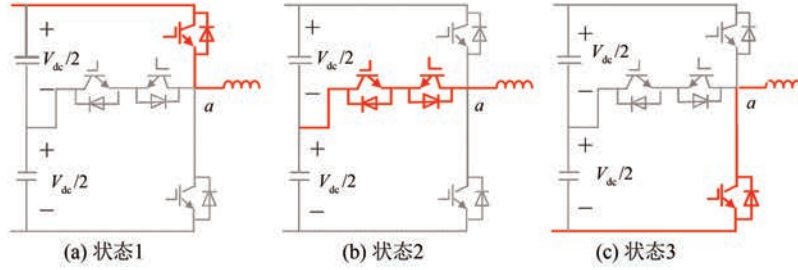


图 2 T 型三电平变换器单桥臂的三种开关状态

Fig. 2 Three switching states of a single bridge arm of a T-type three-level converter

由图 2 可知,当为状态 1 时,桥臂的上开关管导通,此时输出的电压为 $V_{dc}/2$;当为状态 2 时,单桥臂的中间两个开关管导通,此时输出的电压为 0;当为状态 3 时,单桥臂的下开关管导通,此时输出的电压为 $-V_{dc}/2$ 。为了定量描述开关状态与输出电压的关系,定义函数 S_x 为

$$S_x = \begin{cases} 1, & \text{状态 1} \\ 0, & \text{状态 2 (} x = a \text{ 或 } b \text{)} \\ -1, & \text{状态 3} \end{cases} \quad (1)$$

则单桥臂输出电压可用函数 S_x 表示为

$$u_x = \frac{V_{dc}}{2} S_x \quad (2)$$

因为 TTLES 有 a、b 两个桥臂,所以在一个周期内会存在 9 种开关状态,其变换器输出电压与开关状态的关系如式(3)所示:

$$u_{ab} = \frac{V_{dc}}{2} (S_a - S_b) \quad (3)$$

1.2 降低谐波含量的原理

由式(3)可知 u_{ab} 在一个周期内理论上有 9 种输出电平,如图 3 所示。

u_{ab} 可由式(4)展开为傅里叶级数形式:

$$u_{ab} = \frac{1}{2} a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \quad (4)$$

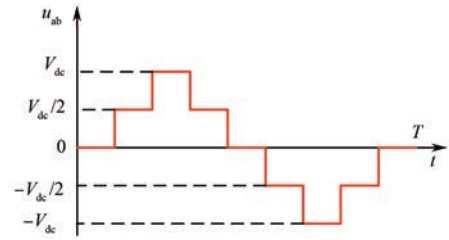


图 3 理论上 u_{ab} 的波形图

Fig. 3 Waveforms of a theoretical u_{ab}

式中:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(n\omega t) dt, n = 0, 1, 2, \dots \quad (5)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(n\omega t) dt, n = 1, 2, 3, \dots \quad (6)$$

结合图 3 的波形可得 u_{ab} 的傅里叶级数形式为

$$u_{ab} = \frac{2.763V_{dc}}{\pi} \left[\sin(\omega t) + \frac{1}{3} \sin(3\omega t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega t) \dots \right] \quad (7)$$

传统 H 桥的电力弹簧其 u'_{ab} 的级数展开形式为

$$u'_{ab} = \frac{4V'_{dc}}{\pi} \left[\sin(\omega t) + \frac{1}{3} \sin(3\omega t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega t) \dots \right] \quad (8)$$

对比式(7)和式(8)可知, TTLES 输出电压 u_{ab} 的各次谐波幅值要小于传统 H 桥电力弹簧。

2 可切换智能负载的 T 型三电平电力弹簧数学模型

文献[19]第一次推导了可切换智能负载的原理,但是没有给出可切换智能负载的电力弹簧的数学模型。本文将 TTLES 看做一个独立的电压源,引用文献[19]的方法得到了 TTLES-SSL 基本原理,并进一步推导其数学模型。

TTLES 和 Z_c 组成智能负载时,其系统的 S 域电路图如图 4 所示。

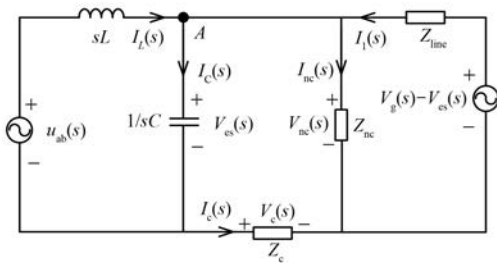


图 4 Z_c 组成智能负载时系统图

Fig. 4 System diagram when Z_c is composed of smart loads

图 4 由戴维南诺顿定理可得图 5,其中:

$$I_0(s) = \frac{Z_{\text{nc}} // Z_{\text{line}}}{Z_{\text{line}} (Z_{\text{nc}} // Z_{\text{line}} + Z_c)} [V_g(s) - V_{\text{es}}(s)] \quad (9)$$

$$Z_0 = Z_{nc} // Z_{line} + Z_c \quad (10)$$

图 4 中 A 点由基尔霍夫电流定律(Kirchhoff's Current Law, KCL)可得:

$$sCV_{\text{es}}(s) = I_L(s) + \frac{V_{\text{nc}}(s) - V_{\text{es}}(s)}{Z_{\text{nc}}} \quad (11)$$

图 5 中 B 点和回路 I 由 KCL 和基尔霍夫电压定律(Kirchhoff's Voltage Law, KVL)可得:

$$sCV_{\text{es}}(s) + \frac{V_{\text{es}}(s)}{Z_0} = I_L(s) + I_0(s) \quad (12)$$

$$sLI_L(s) + V_{\text{es}}(s) - u_{\text{ab}}(s) = 0 \quad (13)$$

结合式(9)、式(11)~式(13)可得:

$$V_{\text{nc}}(s) = G_1(s)u_{\text{ab}}(s) + G_2(s)[V_{\text{g}}(s) - V_{\text{es}}(s)] \quad (14)$$

式中:

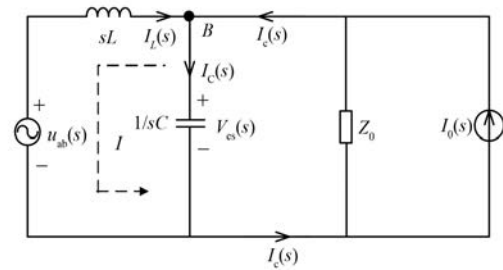


图 5 Z_c 组成智能负载时等效系统图

Fig. 5 Diagram of the equivalent system when Z_c is composed of smart loads

$$\begin{cases} G_1(s) = \frac{Z_{\text{line}} Z_{\text{nc}}}{(Z_{\text{line}} + Z_{\text{nc}})(Z_0 L C s^2 + L s + Z_0)} \\ G_2(s) = \frac{Z_{\text{nc}}(Z_{\text{c}} L C s^2 + L s + Z_3)}{(Z_{\text{line}} + Z_{\text{nc}})(Z_0 L C s^2 + L s + Z_0)} \end{cases} \quad (15)$$

由式(12)可得:

$$G_3(s) = \frac{V_{es}(s)}{I_L(s) + I_0(s)} = \frac{Z_0}{sCZ_0 + 1} \quad (16)$$

由式(11)~式(13)可得:

$$V_{\text{nc}}(s) = \left(1 - \frac{Z_{\text{c}}}{Z_0}\right) V_{\text{cs}}(s) + I_0(s) Z_{\text{c}} = G_4(s) V_{\text{cs}}(s) + I_0(s) Z_{\text{c}} \quad (17)$$

式中:

$$G_4(s) = \frac{Z_{\text{line}} Z_{\text{nc}}}{Z_{\text{line}} Z_{\text{nc}} + Z_{\text{nc}} Z_{\text{c}} + Z_{\text{line}} Z_{\text{c}}} \quad (18)$$

进一步分析可得:

$$V_{nc}(s) = \frac{(Z_0 - Z_c)u_{ab}(s)}{Z_0 L C s^2 + sL + Z_0} + \frac{Z_c L C s^2 + Ls + Z_c}{Z_0 L C s^2 + sL + Z_0} Z_0 I_0(s) \quad (19)$$

将 u_{ab} 的表达式带入式(19)可得:

$$V_{nc}(s) = \frac{(Z_0 - Z_c)}{Z_0 LCs^2 + sL + Z_0} \frac{V_{dc}(s)}{2} (S_a - S_b) + \frac{Z_c LCs^2 + Ls + Z_c}{Z_0 LCs^2 + sL + Z_0} Z_0 I_0(s) \quad (20)$$

同理当 TTLES 和 Z_{nc} 组成智能负载时可得:

$$Z'_0 = Z_c // Z_{\text{line}} + Z_c \quad (21)$$

$$I'_0(s) = \frac{Z_c // Z_{\text{line}}}{Z_{\text{line}} (Z_c // Z_{\text{line}} + Z_{\text{nc}})} V_g(s) \quad (22)$$

$$G'_3(s) = Z'_0 / (sCZ'_0 + 1) \quad (23)$$

$$G'_4(s) = \frac{Z_{\text{line}} Z_c}{Z_{\text{line}} Z_c + Z_c Z_{\text{pc}} + Z_{\text{line}} Z_{\text{pc}}} \quad (24)$$

$$V_c = \frac{(Z'_0 - Z_{nc})u_{ab}(s)}{Z'_0 L C s^2 + sL + Z'_0} + \frac{Z_{nc} L C s^2 + Ls + Z_{nc}}{Z'_0 L C s^2 + sL + Z'_0} Z'_0 I'_0(s) \quad (25)$$

$$V_c = \frac{(Z'_0 - Z_{nc})}{Z'_0 L C s^2 + sL + Z'_0} \frac{V_{dc}(s)}{2} (S_a - S_b) + \frac{Z_{nc} L C s^2 + Ls + Z_{nc}}{Z'_0 L C s^2 + sL + Z'_0} Z'_0 I'_0(s) \quad (26)$$

式(20)、式(26)分别揭示了 TTLES 和 Z_c/Z_{nc} 组成智能负载时,负载电压与开关状态和源端部分之间的数学关系。

3 控制策略设计

3.1 传统载波对中心电位的影响

因为 TTLES-SSL 输出电压 V_{cs} 有零电位的情况,即图 2 中的状态 2,所以需讨论图 1 中 c 的电位平衡^[21]。其调制策略如图 6 所示。

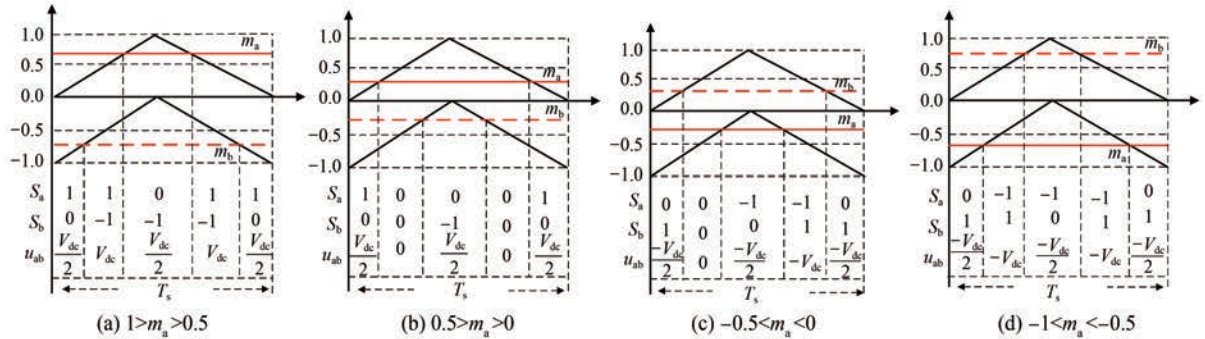


图 7 等效的载波比较过程

Fig. 7 Equivalent of the carrier comparison process

图 7 中: m_a, m_b 为桥臂 a、b 的调制信号; S_a, S_b 为桥臂 a、b 的开关状态。

根据图 1 可知直流侧中点电位主要受直流侧电流 i_0 的影响,若将其电流平均值控制为 0,就可以保证中点电位的平衡。

对 c 点运用基尔霍夫电流定律,可得:

$$i_0 = i_{c1} - i_{c2} \quad (28)$$

再对直流侧运用基尔霍夫电流定律,可得:

$$i_1 + i_0 + i_2 = 0 \quad (29)$$

式中: i_1, i_2 可以由式(1)定义的开关函数表示为

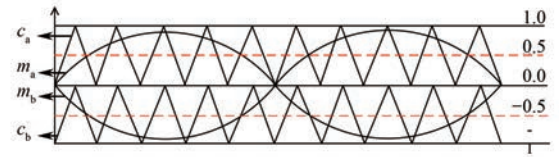


图 6 双载波调制图

Fig. 6 Dual-carrier modulation diagram

图 6 中: c_a, c_b 分别为两个载波信号,其幅值分别为 1 和 -1; m_a, m_b 分别为两个调制波信号,其表达式为

$$\begin{cases} m_a = k \sin(\omega t) \\ m_b = -k \sin(\omega t) \end{cases} \quad (27)$$

在一个周期内载波的频率远大于调制波的频率,因此在一个周期内可以将调制波的值看作为一个常数。通常,调制波信号与载波信号采用归一化表示,如式(27)所示。当调制信号取值范围不同时,在一个周期内的开关状态序列不同。因此在一个周期内的载波比较过程可等效为图 7。

$$\begin{cases} i_1 = \frac{S_a(S_a + 1) - S_b(S_b + 1)}{2} i_L \\ i_2 = \frac{S_a(S_a - 1) - S_b(S_b - 1)}{2} i_L \end{cases} \quad (30)$$

根据式(29)、式(30)可得 i_0 为

$$i_0 = (S_a^2 - S_b^2) i_L \quad (31)$$

C_1, C_2 的数值相等,记为 C_d 。 C_1, C_2 两端电压的差值可表示为

$$u_d = \frac{1}{C_d} \int [(S_a^2 - S_b^2) i_L] dt \quad (32)$$

以图 7 中的(a)为例,在一个开关周期内的开

关序列为: (1,0)→(1,-1)→(0,-1)→(1,-1)→(1,0)。根据式(32)可得开关状态(1,-1)对 u_d 没有影响,只有(1,0)、(0,-1)对 u_d 有影响,如式所(33)示:

$$\begin{cases} u_d = \frac{i_L}{C_d} T_{(1,0)} \\ u_d = -\frac{i_L}{C_d} T_{(0,-1)} \end{cases} \quad (33)$$

式中: $T_{(1,0)}$ 、 $T_{(0,-1)}$ 为开关状态(1,0)、(0,-1)在一个周期内作用的时间,并且可看出开关状态(1,0)会导致 u_d 增大,而开关状态(0,-1)会导致 u_d 减小。

由图 7(a)和数学关系可知,在一个周期内这两种开关状态作用的总时间分别为

$$\begin{cases} T_{(1,0)} = (1 - m_a) T_s \\ T_{(0,-1)} = (1 - m_a) T_s \end{cases} \quad (34)$$

由式(34)可知开关状态(1,0)和(0,-1)在一个周期内作用时间相等,由此可以得出在一个开关周期内 u_d 增加的和减少的量相同。故传统的载波调制不会带来中点电位的偏移问题,但是也不能够消除已经存在的中点电位的不平衡。图 7 中(b)~(d)同理可得相同的结论,所以可得 TTLES-SSL 的 9 种开关状态对中点电位的影响如表 1 所示。

表 1 开关状态对中点电位的影响

Tab. 1 Effect of switching state on mid-point potentials

T 开关状态	输出电压 u_{ab}	u_d	
		$i_L > 0$	$i_L < 0$
(1,-1)	$+V_{dc}$	无影响	无影响
(-1,1)	$-V_{dc}$	无影响	无影响
(1,1)	0	无影响	无影响
(0,0)	0	无影响	无影响
(-1,-1)	0	无影响	无影响
(1,0)	$+V_{dc}/2$	增大	减小
(0,-1)	$+V_{dc}/2$	减小	增大
(-1,0)	$-V_{dc}/2$	增大	减小
(0,1)	$-V_{dc}/2$	减小	增大

3.2 中点电位控制策略

根据上述分析可知只有(1,0)、(0,-1)、(-1,0)和(0,1)这四种开关状态会对中点电位产生影响,因此可以调节这四种开关状态所作用的时间从而对中点电位进行控制。

在传统载波调制中注入调制信号的偏置量,

可以调节(1,0)、(0,-1)、(-1,0)和(0,1)四种开关状态的作用时间,此时调制信号的为

$$\begin{cases} m'_a = k \sin(\omega t) + A \\ m'_b = -k \sin(\omega t) + A \end{cases} \quad (35)$$

式中: A 为注入的调制信号偏置量。

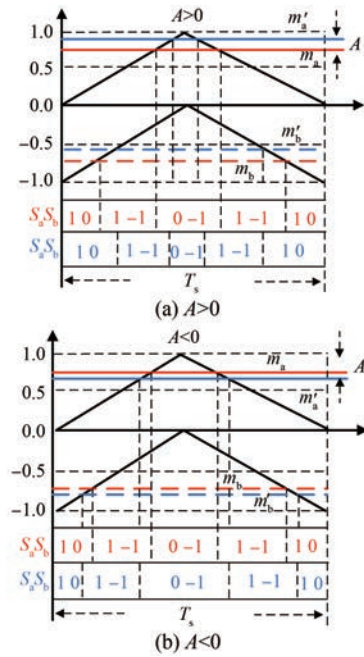


图 8 注入偏置信号后的载波比较过程

Fig. 8 Carrier comparison process after injection of bias signal

注入偏置信号之后其载波比较过程如图 8 所示,以 $0.5 < m'_a < 1$ 为例进行分析。

图 8(a)、(b)分别表示注入偏置信号大于 0 和小于 0 的情况,其中红色线和蓝色线分别表示注入偏置信号前后的调制信号。

当 $A > 0$ 时,由图 8(a)可知(1,0)开关状态作用的时间增大,(0,-1)开关状态作用的时间减小。此时,若 $i_L > 0$,则中点电位 u_d 将增大;若 $i_L < 0$,则中点电位 u_d 将减小。当 $A < 0$ 时,结论与上述相反。当 m_a 为其他范围时,载波的比较过程相似,所以可以通过注入偏置信号的方法实现对中点电位的主动控制。

3.3 TTLES-SSL 控制策略设计

文献[20]提出了基于定角的可切换控制策略,但是在该控制策略下负载输出电压在网侧电压波动时超调量较大。本文结合积分分离的控制思想和中点电位控制方案形成了 TTLES-SSL 控制策略,如图 9 所示。

图 9 通过锁相环 (Phase-Locked Loop, PLL) 获得电网电压 V_g 的相位信息 ωt 。 α 为设置

的定角, ωt 和 α 经过 $\sin$ 模块获得 TTLES 端口输出电压的参考相位信息。

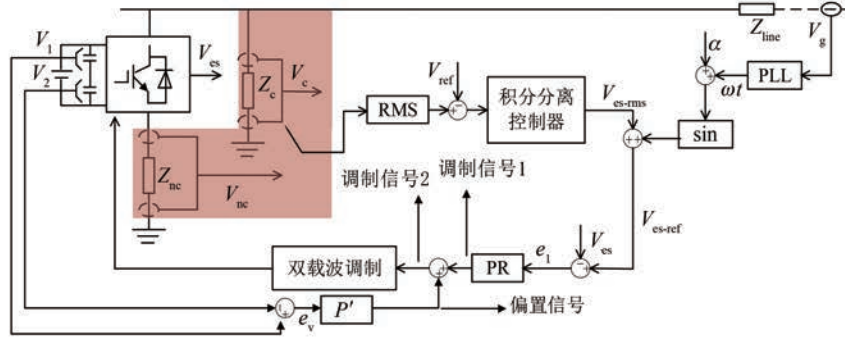


图 9 控制策略图

Fig. 9 Control strategy diagram

红色部分表示切换控制部分, 用户通过开关 S 选择性的稳定 Z_{nc} 、 Z_c 负载的电压, 通过均方根 (Root Mean Square, RMS) 模块得到负载电压的有效值并与设定的目标电压 V_{ref} 作差, 其误差 e 经过积分分离控制器得到 TTLES 端口输出电压参考幅值 V_{cs-rms} 。

$$V_{cs-rms} = e \left(k_p + \omega' \int_0^T k_i dt \right) \quad (36)$$

参数 ω' 为开关系数, 当误差较大时, ω' 等于 0, 此时只有比例控制防止出现积分饱和效应从而降低负载电压的超调量; 当误差较小时, ω' 等于 1, 此时比例积分控制共同作用。

V_{cs-rms} 和相位信息组成参考电压 V_{cs-ref} 。

$$V_{cs-ref} = V_{cs-rms} \sin(\omega t + \alpha) \quad (37)$$

V_{cs-ref} 与实际值 V_{cs} 作差, 其误差 e_1 经过 PR 控制器得到的调制信号 1:

$$e_1 = V_{cs} - V_{cs-ref} \quad (38)$$

PR 控制器的传递函数如式 (39) 所示:

$$G_{pr}(s) = k_p + \frac{2k_r \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_n^2} \quad (39)$$

式中: k_p 、 k_r 、 ω_c 、 ω_n 分别为比例增益、谐振系数、截止频率和谐振频率。 $\omega_c = \pi \text{ rad/s}$, $\omega_n = 100\pi \text{ rad/s}$ 。

直流侧电容的电压差为误差信号经过 P' 控制器生产偏置信号。偏置信号和调制信号 1 一起生成调制信号 2, 从而进行双载波调制。

经以上分析可知稳定 Z_c 、 Z_{nc} 负载电压时, 系统的框图如图 10、图 11 所示。

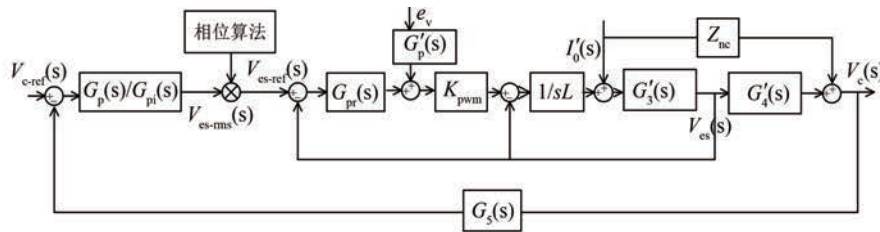


图 10 稳 Z_c 负载电压时控制框图

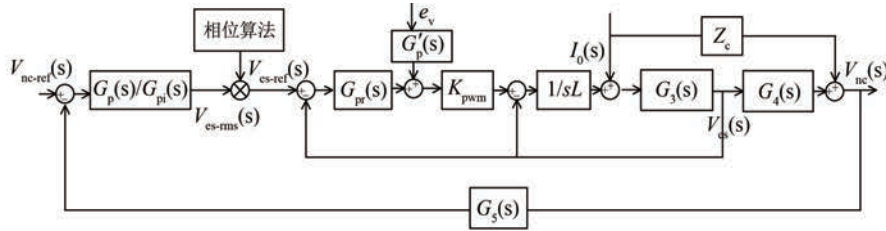
Fig. 10 Control block diagram when stabilizing Z_c load voltage

图 10、图 11 中相位算法为 PLL 获取 V_g 相位生产正弦信号的过程。 e_v 为直流侧电容两端的电压差; $G_p'(s)$ 控制 P' 的传递函数, $G_{pi}(s)$ 、 $G_p(s)$ 分别为 PI 控制器和 P 控制器的传递函数; $G_{pr}(s)$ 为 PR 控制器的传递函数。 $G_3'(s)$ 、 $G_4'(s)$ 、 $G_3(s)$ 、 $G_4(s)$ 的传递函数分别如式 (23)、式 (24)、式

(16)、式 (18) 所示, $I_0(s)$ 、 $I_0'(s)$ 分别如式 (9)、式 (22) 所示。

4 仿真分析

为了验证以上理论的正确性, 本节将在 Matlab/Simulink 软件环境中进行仿真验证。

图 11 稳 Z_{nc} 负载电压时控制框图Fig. 11 Control block diagram when stabilizing Z_{nc} load voltage

本仿真设定 220 V 为 Z_c 、 Z_{nc} 负载电压的目标稳压值,并给定 V_g 有效值 230 V 模拟电网电压偏高的情况,给定 V_g 有效值 210 V 模拟电网电压偏低的情况。进行了以下两组仿真验证:

(1) 电网电压由偏低波动到偏高时,可切换智能负载的电力弹簧与 TTLES-SSL 稳定 Z_{nc} 负

载电压 V_{nc} 的仿真对比,如图 12 所示(黑色表示改进前,红色表示改进后);

(2) 电网电压由偏低波动到偏高时,可切换智能负载的电力弹簧与 TTLES-SSL 稳定 Z_c 负载电压 V_c 的仿真对比,如图 13 所示(黑色表示改进前,红色表示改进后)。

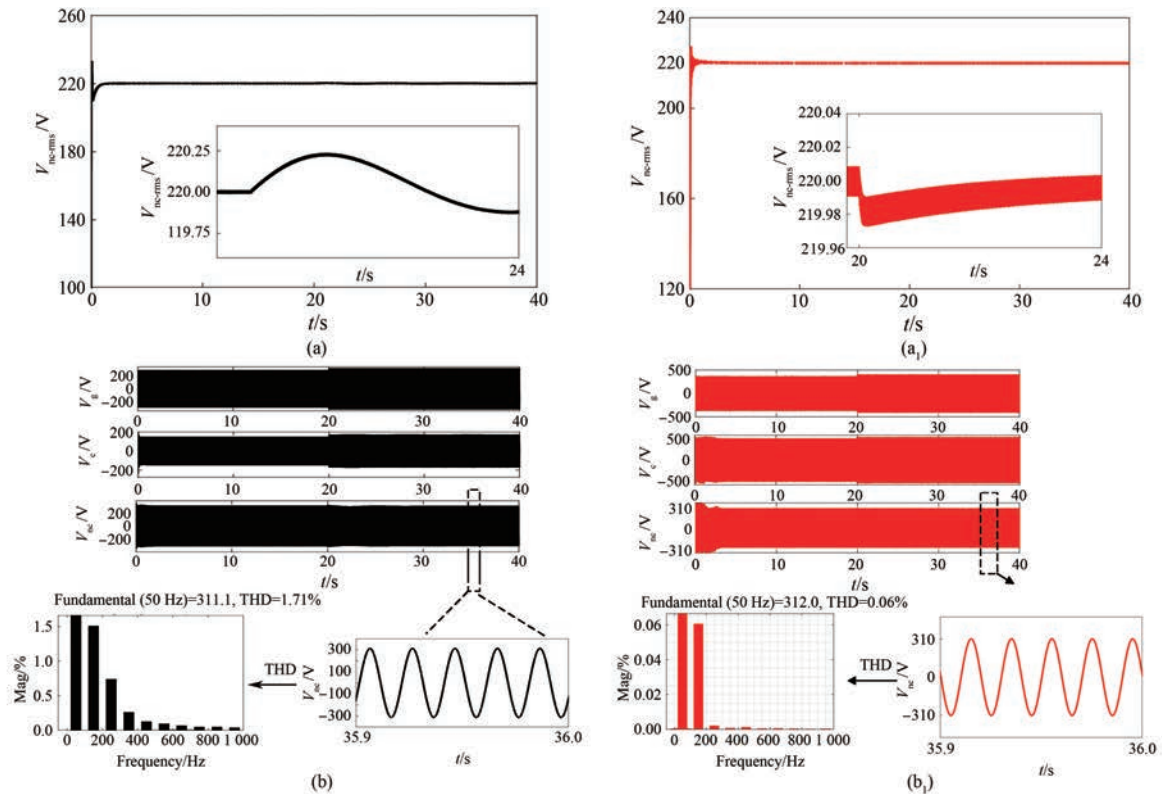
图 12 稳 V_{nc} 电压时仿真对比Fig. 12 Comparison of simulation when stabilizing V_{nc} voltage

表 2 为 TTLES-SSL 系统的参数。

图 12(a)、(a₁)表示可切换智能负载的电力弹簧与 TTLES-SSL 稳 V_{nc} 电压时 V_{nc} 有效值 V_{nc-rms} 的波形。由图 12(a)可知,在 20 秒时由于 V_g 的波动 V_{nc-rms} 波动了 0.25 V 即波动了 0.11%,而由(a₁)可知 V_{nc-rms} 在第 20 秒波动了 0.03 V 即波动了 0.01%。由此可知,稳 V_{nc} 电压时

V_{nc-rms} 在网侧电压波动时的超调量减小了 0.1%。

图 12(b)、(b₁)表示可切换智能负载的电力弹簧与 TTLES-SSL 稳 V_{nc} 电压时 V_g 、 V_c 、 V_{nc} 的波形与 V_{nc} 的谐波含量图。由图可知,在 20 秒时 V_g 发生波动,(b)中的 V_{nc} 在 20 秒时产生明显的超

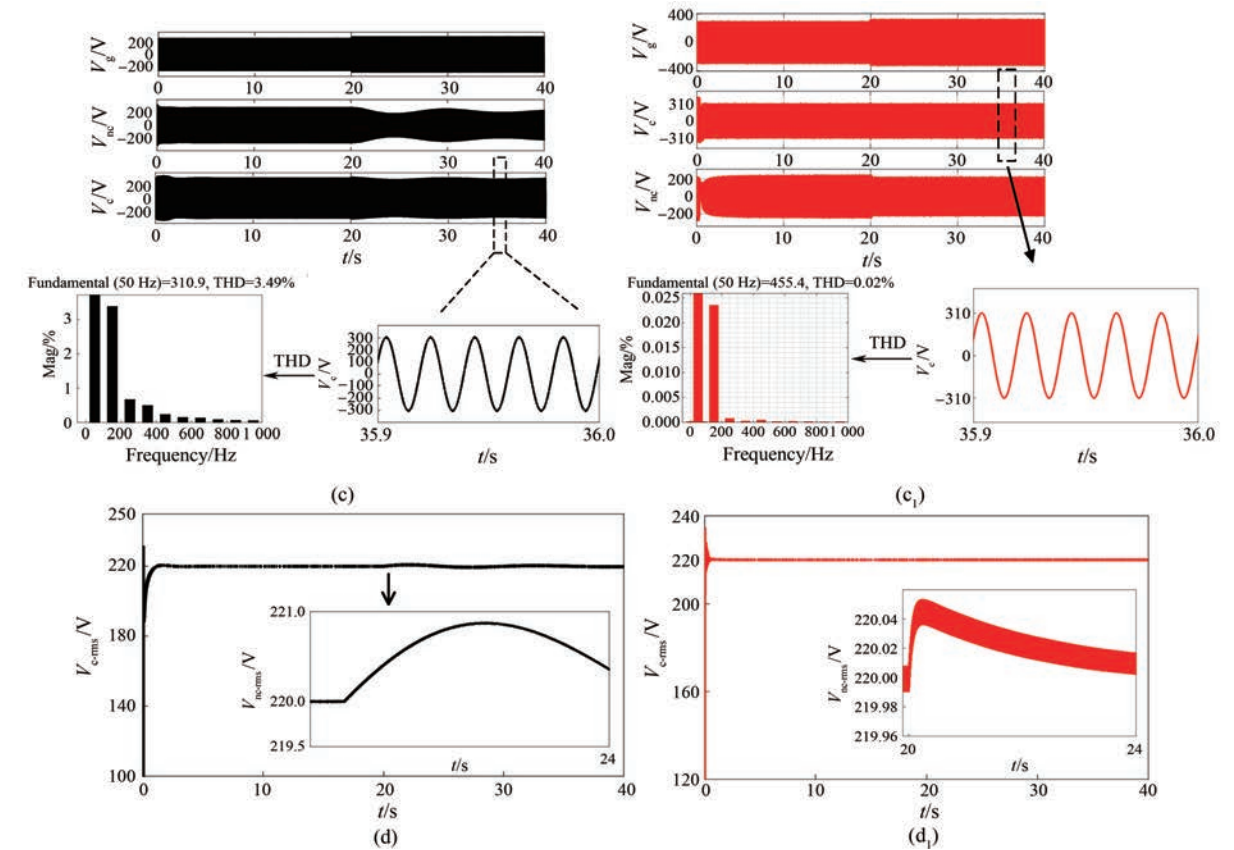


图 13 稳 V_c 电压时仿真对比

Fig. 13 Comparison of simulation when stabilizing V_c voltage

表 2 系统仿真参数	
Tab. 2 System simulation parameters	
参数名称	参数值
直流侧电源 V_{dc}/V	250
直流侧电容 $C_1、C_2/F$	$3e-1、3e-1$
线路电阻 R_{line}/Ω	3
线路感抗 L_{line}/mH	0.1
关键负载 Z_c/Ω	40
非关键负载 Z_{nc}/Ω	5
滤波电感 L_f/H	$11e-3$
滤波电容 C_f/F	$921e-6$
积分分离控制器参数 $K_p、K_{p1}、K_i$	150、10、60
PR 控制器参数 $K_p、K_r$	69、1
P' 控制器参数 K'_p	7

调现象,而(b₁)中 V_{nc} 的波形在 20 秒基本保持恒定,并且在最终稳定时(b)中 V_{nc} 的谐波含量为 1.71%,而(b₁)中 V_{nc} 的谐波含量为 0.06%。由此可知,稳 V_{nc} 电压时 V_{nc} 谐波含量减小了 1.65%。

图 13(c)、(c₁)表示可切换智能负载的电力弹簧与 TTLES-SSL 稳 V_c 电压时 $V_g、V_{nc}、V_c$ 的波形与 V_c 的谐波含量图。由图可知,在 20 秒时 V_g

发生波动,(c)中的 V_c 在 20 秒时产生明显的超调、震荡现象,而(c₁)中 V_c 的波形在 20 秒基本保持恒定,并且在最终稳定时(c)中 V_c 的谐波含量为 3.49%,而(c₁)中 V_c 的谐波含量为 0.02%。由此可知,稳 V_c 电压时 V_c 的谐波含量减小了 3.47%。

图 13(d)、(d₁)表示可切换智能负载的电力弹簧与 TTLES-SSL 稳 V_c 电压时 V_c 有效值 V_{c-rms} 的波形。由图 13(d)可知,在 20 秒时由于 V_g 的波动, V_{c-rms} 波动了 0.8 V 即波动了 0.36%;而由图 13(d₁)可知, V_{c-rms} 在第 20 秒波动了 0.05 V 即波动了 0.02%。由此可知,稳 V_c 电压时其电压幅值 V_{c-rms} 在网侧电压波动时的超调量减小了 0.34%。

5 结语

本文设计了 TTLES-SSL 拓扑结构,分析了降低谐波含量的原理、降低传统可切换智能负载的电力弹簧的负载谐波含量,建立了 TTLES-

SSL 的数学模型。并且设计了基于积分分离控制器的控制策略,降低了负载电压在网侧电压波动时的超调量,得到了如下结论:

(1) TTLES-SSL 在稳定 Z_{nc} 、 Z_c 负载电压时,其电压谐波含量相较于传统的可切换智能负载的电力弹簧降低了 1.65% 和 3.47%;

(2) TTLES-SSL 在稳定 Z_{nc} 、 Z_c 负载电压时其电压有效值在网侧电压波动时的超调量相较于传统的可切换智能负载的电力弹簧降低了 0.1% 和 0.34%。

参 考 文 献

- [1] LU X Q, YU X H, LAI J G, et al. A novel distributed secondary coordination control approach for islanded microgrids [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2018, 9(4): 2726-2740.
- [2] HE W T, QIU D Y, ZHANG B, et al. Extending the operation range of electric spring with dual inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 39(3): 3544-3557.
- [3] HUI S Y, LEE C K, WU F F. Electric springs-a new smart grid technology [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2012, 3(3): 1552-1561.
- [4] TAN S C, LEE C K, HUI S Y. General steady-state analysis and control principle of electric springs with active and reactive power compensations [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(8): 3958-3969.
- [5] LAM H S, LIANG G, YUAN H, et al. Medium-voltage electric spring based on modular multilevel cascaded converter with multiple-outputs [C] // 2023 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Nashville, TN, 2023.
- [6] AKHTAR Z, CHAUDHURI B, HUI S Y. Smart loads for voltage control in distribution networks [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2015, 8(2): 937-946.
- [7] WANG Q S, CHENG M, CHEN Z, et al. A novel topology and its control of single-phase electric springs [C] // 2015 International Conference on Renewable Energy Research and Applications, Palermo, 2015.
- [8] RAGHAVA B V S, SATPUTALEY R J, KONDAPALLI S T. 5-level TCHB-MLI based electric spring for smart grid applications [C] // 2021 IEEE 2nd International Conference on Smart Technologies for Power Energy and Control, Bilaspur, 2021.
- [9] KAYMANESH A, REZKALLAH M. Nine-level packed u-cell converter for electric spring applications [C] // 2020 IEEE Electric Power and Energy Conference, Edmonton, AB, 2020.
- [10] 阿依姑扎丽·吐鲁洪, 帕孜来·马合木提. 多电平并网逆变器拓扑结构综述[J]. 中国科技论文, 2016, 11(23): 2705-2710.
- AIGUZALI T, PAZLAI M. Survey of the topological structure of multilevel grid inverter [J]. China Sciencepaper, 2016, 11(23): 2705-2710.
- [11] SCHWEIZER M, KOLAR J W. Design and implementation of a highly efficient three-level t-type converter for low-voltage applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(2): 899-907.
- [12] 程启明, 沈章平, 张家领, 等. 基于 MAS 的多电力弹簧分布式协同控制策略[J]. 电力自动化设备, 2024, 44(1): 111-118.
- CHENG Q M, SHEN Z P, ZHANG J L, et al. Multi-electric spring distributed collaborative control strategy based on MAS [J]. Electric Power Automation Equipment, 2024, 44(1): 111-118.
- [13] 赵智忠, 杨志, 赵世辉. 基于误差积分模糊控制的电力弹簧解耦控制策略[J]. 可再生能源, 2021, 39(9): 1224-1231.
- ZHAO Z Z, YANG Z, ZHAO S H. Electric spring decoupling control strategy based on error integral fuzzy control [J]. Renewable Energy Resources, 2021, 39(9): 1224-1231.
- [14] 方乐, 周建萍, 茅大钧, 等. 基于 SAPF 无源控制补偿的电力弹簧控制研究[J]. 可再生能源, 2020, 38(11): 1508-1514.
- FANG L, ZHOU J P, MAO D J, et al. Electric spring control research based on SAPF passive control compensation [J]. Renewable Energy Resources, 2020, 38(11): 1508-1514.
- [15] 吕广强, 许文敏, 王谱宇. 基于变论域模糊 PI 自适应控制的电力弹簧控制策略[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(18): 172-178.
- LV G Q, XU W M, WANG P Y. Control strategy for electric spring based on fuzzy proportional-integral self-adaptive control in variable universe

- [J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(18): 172-178.
- [16] 尹发根, 王淳. 基于无功补偿的电力弹簧有效运行范围分析[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(15): 9-16.
- YIN F G, WANG C. Analysis of the effective operating range of electric spring based on reactive power compensation [J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(15): 9-16.
- [17] 尹发根, 王淳, 王巍璋. 计及系统线路阻抗的电力弹簧电压电流同时补偿控制策略 [J]. 电网技术, 2020, 44(1): 282-290.
- YIN F G, WANG C, WANG W Z. Considering system line impedance control strategy of electric spring for simultaneous voltage and current compensation [J]. Power System Technology, 2020, 44(1): 282-290.
- [18] CHEN T, LIU H, LEE C K. A generalized controller for electric-spring-based smart load with both active and reactive power compensation [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(2): 1454 -1465.
- [19] DUAN Y, WEI Y, WANG X H, et al. Influence analysis of working state control angle on electric spring with switchable smart load [J]. IET Power Electron, 2023, 16: 2203-2214.
- [20] HUANG Z Z, WANG X, ZHAO C. Research on steady-state error of electric spring with switchable smart load under fixed angle control, [C] // 2023 4th International Conference on Mechatronics Technology and Intelligent Manufacturing, Nanjing, 2023.
- [21] 黄准, 王晓虎, 赵朝会. 一种可切换智能负载的 T 型三电平电力弹簧拓扑 [P]. 中国: CN117913820A, 2024-4-19.
- HUANG Z, WANG X H, ZHAO C H. A T-type three-level electric spring topology with switchable smart loads [P]. China: CN117913820A, 2024-4-19.

收稿日期:2024-04-21

收到修改稿日期:2024-05-23

作者简介:

黄准(1996—),男,硕士研究生,研究方向为电力电子与电力传动,hz18723976623@163.com;

* 通信作者:赵朝会(1963—),男,博士,教授,研究方向为电机设计、电力电子技术,zhaoch@sdju.edu.cn。

Study on Harmonic Content and Overshoot of Load Voltage of T-type Three-level Electric Spring with Switchable Smart Loads

HUANG Zhun, WANG Xiaohu, ZHOU Mi, ZHAO Chaohui*

(School of Electrical Engineering, Shanghai Dianji University, Shanghai 201306, China)

Key words: switchable smart loads; electric spring; T-type three-level; overshoot

With the arrival of the dual-carbon era, a large number of new energy generation capacity into the power grid. Due to the inherent instability of new energy will inevitably cause grid voltage fluctuations and other problems. Electric springs (ES) divide the load into critical loads and non-critical loads, and transfer the fluctuations from the grid to non-critical loads to ensure the stability of the voltage of critical loads. Although the traditional electric spring ensures the stability of the voltage of the critical load, the non-critical load is in the state of under-voltage or over-voltage for a long time, which greatly reduces its service life.

Electric springs with switchable smart loads use a switchable control strategy to achieve selective stabilization of the voltage of critical or non-critical loads without changing the ES-2 topology, changing the problem of non-critical loads that have been in a long term of poor power quality, but at the time the harmonic content and overshoot of the output voltage of the loads are large.

Firstly, to address the problem of large harmonic content of load voltage of traditional switchable smart load electric spring, the T-type three-level inverter which is more suitable for wind power generation is introduced at this paper, a topology of T-type three-level electric spring with switchable smart load is proposed, and its working principle is briefly analyzed, the principle of harmonic content reduction by

Fourier decomposition is explored, and the mathematical model of switchable smart load T-type three-level electric spring with stabilized different load voltages by the circuit theorem is given.

Secondly, to address the problem that the traditional proportional resonant (PR)-based switchable control strategy is insufficient resulting in a large amount of overshooting, a switchable control strategy based on integral separation is proposed this paper, and an integral separation controller is designed, which reduces the overshooting amount of the load voltage during the fluctuation of the grid-side voltage by judging the error of the load voltage, so as to go through the proportional integral (PI) or P controller selectively.

Finally, simulation verification in Matlab/Simulink software is found: in stabilizing the critical load voltage the harmonic content of the conventional compared to the improved is reduced by 3.47% from 3.49% to 0.02% and the overshooting of the load voltage during the fluctuation of the grid side voltage is reduced by 0.34% from 0.36% to 0.02%. In stabilizing the non-critical load voltage conventional compared to improved the harmonic content is reduced from 1.71% to 0.06% reducing 1.65% and the overshoot of the load voltage during grid side voltage fluctuation is reduced from 0.11% to 0.01% reducing 0.1%.