

采用辅助变压器的全占空比调节三电平 AC/AC 变换器

金 宏,张友军,王诗颂,丁效平,朱 翬,胡庆何

(苏州大学 机电工程学院,江苏 苏州 215021)

摘要:高压大功率变换场合下,传统三电平 AC/AC 变换器需要同时控制输出电压和飞跨电容电压,使得控制电路相对复杂,且输出电压和负载范围受到限制。为此提出了一种采用辅助变压器的全占空比调节三电平 AC/AC 变换器,其飞跨电容电压由辅助变压器直接供给,无需通过其他控制电路进行调节。该变换器只有输出电压 1 个控制对象,其控制简单、易于实现,可全占空比满幅调节输出电压,且辅助变压器的容量很小,只需略大于飞跨电容的无功负载。详细分析了电路工作原理,并研制了原理样机。实验结果表明,采用简单的控制电路就可实现三电平 AC/AC 变换器的全占空比满幅调节。

关键词:AC/AC 变换器;三电平;飞跨电容;辅助变压器;全占空比调节

中图分类号:TM 46

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2019.06.011

0 引言

在高压大功率的输配电和工业应用场合,以现有电力电子器件工艺水平条件,为了实现高频化和低电磁干扰的高压大功率变换,有效手段之一是在控制方法和电路拓扑上寻找突破。其中多电平技术是通过改进变换器自身拓扑来实现高压大功率输出,不需要升降压变压器、均压电路,也没有器件直接串、并联带来的串联均压、并联均流问题。由于输出电压的电平数增加,使得变换器输出电压谐波小,滤波器设计方便,开关管电压应力低^[1-7]。因此,多电平变换技术被视为解决高压大功率变换的一种具有代表性且较为理想的方案。

目前国内外对于多电平矩阵变换器^[8-9]和多电平 AC-DC-AC 变换器^[10-11]这 2 种电路结构的多电平变换器已经有较为深入的研究,而对于多电平脉宽调制 AC/AC 变换器的研究则相对较少。根据 T. A. MEYNARD 等人提出的利用飞跨电容均压的多电平拓扑,文献[12]提出了一种三电平脉宽调制交流斩波器(Buck 型三电平交流变换器)。文献[13]基于文献[12]的电路拓扑,提出了一种时钟交错的定频积分控制策略,实现了输出电压闭环控制。文献

[14]针对飞跨电容电压进行了控制,采用了输出电压联合飞跨电容电压双闭环控制策略,但其前级电路不能实现占空比满幅调节。

通常三电平 AC/AC 变换器有 2 个控制对象,即输出电压和飞跨电容电压,这使得控制电路相对复杂,且输出电压和负载范围受到限制^[12-16]。对此本文提出了一种采用辅助变压器的三电平 AC/AC 变换器,其飞跨电容电压由辅助变压器直接供给,无需通过其他控制电路进行调节,故该变换器只有 1 个控制对象,其控制简单、易于实现,可全占空比满幅调节输出电压,且辅助变压器的容量很小,只需略大于飞跨电容的无功负载。

1 双目标控制策略分析及新电路拓扑的提出

1.1 双目标控制策略分析

Buck 型三电平 AC/AC 变换器拓扑如图 1 所示。该电路主要由 4 组交流开关管(S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4)、飞跨电容 C_{fly} 、滤波电感 L_f 和滤波电容 C_f 组成,其中每组交流开关管都由一个 a 管和一个 b 管反向串联构成。

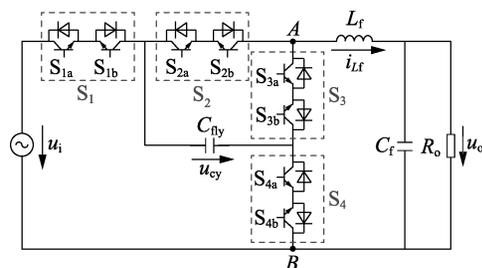


图 1 Buck 型三电平 AC/AC 变换器电路拓扑

Fig.1 Topology of Buck three-level AC/AC converter

针对 Buck 型三电平 AC/AC 变换器,文献[14]提出的基于时钟交错的定频积分控制策略,以及文献[15-16]采用的对输出电压和飞跨电容电压双闭

收稿日期:2018-08-12;修回日期:2019-04-10

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51477107);中国博士后基金资助项目(2015M571805);江苏省博士后基金资助项目(1402107C);江苏省光谱成像与智能感知重点实验室 2018 年开放基金资助项目(3091801410402/8);中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(30918014106)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51477107), the Postdoctoral Science Foundation of China(2015M571805), the Postdoctoral Science Foundation of Jiangsu Province(1402107C), the 2018 Open Fund of Jiangsu Key Laboratory of Spectral Imaging & Intelligent Sense (3091801410402/8) and the Fundamental Research Funds for the Central Universities(30918014106)

环控制的方法,实质都是采用一个占空比控制变量去控制 2 个目标对象。在保证输出电压控制精度的前提下,这必然使得飞跨电容电压的误差较大,不能较好地跟随于一半的输入电压 $u_i/2$,且受占空比和负载的影响较大,难以实现全占空比满幅调节输出电压。

当采用一个占空比同时控制输出电压和飞跨电容电压这 2 个目标时, S_1 的占空比为 $D+d$, S_2 的占空比为 $D-d$, S_3 的占空比为 $(1-D)+d$, S_4 的占空比为 $(1-D)-d$,其中 D 为变换器调节输出电压的占空比, d 为修正飞跨电容电压的占空比偏移量。输出电压误差放大信号 u_{e_o} 和飞跨电容电压误差放大信号 u_{e_c} 一般通过权重电阻 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 (取 $R_1=R_3$ 、 $R_2=R_4$) 进行权重匹配,然后与 2 路幅值为 U_{cm} 的双向载波 u_{c1} 和 u_{c2} 进行调制后得到交流开关管 S_1 和 S_2 的控制信号,其合成等效误差信号载波调制的硬件电路如图 2 所示。

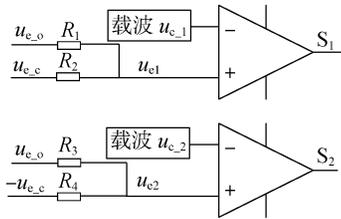


图 2 误差信号载波调制电路图

Fig.2 Error signal carrier modulation circuit

由图 2 可得到等效误差放大信号为:

$$u_{e1} = \frac{R_2}{R_1+R_2}u_{e_o} + \frac{R_1}{R_1+R_2}u_{e_c} \quad (1)$$

$$u_{e2} = \frac{R_4}{R_3+R_4}u_{e_o} - \frac{R_3}{R_3+R_4}u_{e_c} \quad (2)$$

$$D+d = \frac{1}{2} + \frac{u_{e1}}{2U_{cm}} \quad (3)$$

$$D-d = \frac{1}{2} + \frac{u_{e2}}{2U_{cm}} \quad (4)$$

由式(3)和式(4)可得:

$$D = \frac{1}{2} + \frac{u_{e_o}R_2}{2U_{cm}(R_1+R_2)} \quad (5)$$

$$d = \frac{u_{e_c}R_1}{2U_{cm}(R_1+R_2)} \quad (6)$$

由式(5)和式(6)可以看出权重电阻阻值的大小影响着输出电压和飞跨电容电压的控制精度,权重越大则控制精度越高。首先选择足够大的权重电阻 R_2 和 R_4 ,以保证输出电压的控制精度,然后再选择合适的权重电阻 R_1 和 R_3 ,以尽可能使得飞跨电容电压近似跟随于 $u_i/2$ 。

由于 PI 控制器输出饱和和电压需小于载波幅值

U_{cm} ,即 $|u_{e_o-\max}| < U_{cm}$ 和 $|u_{e_c-\max}| < U_{cm}$,可得:

$$D_{\max} = \frac{1}{2} + \frac{R_2}{2(R_1+R_2)} \quad (7)$$

$$D_{\min} = \frac{1}{2} - \frac{R_2}{2(R_1+R_2)} \quad (8)$$

$$d_{\max} = \frac{R_1}{2(R_1+R_2)} \quad (9)$$

$$d_{\min} = -\frac{R_1}{2(R_1+R_2)} \quad (10)$$

由于在任何时刻,开关管的占空比均大于 0 且小于 1,可得 D 和 d 约束不等式组为:

$$\begin{cases} 0 < D+d < 1 \\ 0 < D-d < 1 \\ 0 < (1-D)+d < 1 \\ 0 < (1-D)-d < 1 \end{cases} \quad (11)$$

结合式(7)~(11)的不等式组,可作出如图 3 所示的 D 和 d 的可行范围。若选取 $R_1=R_3=5 \text{ k}\Omega$ 、 $R_2=R_4=10 \text{ k}\Omega$,由式(5)可得此时变换器调节输出电压占空比 D 的范围为 0.17~0.83。由式(6)可得此时修正飞跨电容电压的占空比偏移量 d 的最大值为 0.17。

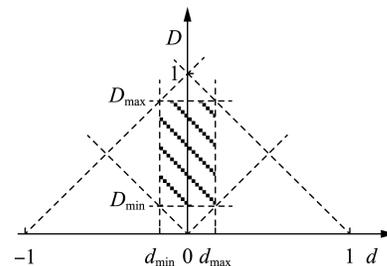


图 3 D 和 d 的可行范围

Fig.3 Feasible range of D and d

由上述分析可知:由于实际电路工作过程中开关管特性、控制电路和驱动电路之间差异性的存在,需要利用 d 来对开关管占空比进行修正,从而保证飞跨电容在一个开关周期内充放电基本平衡,使得其电压跟随于 $u_i/2$;在等效误差信号耦合过程中,由图 2、图 3 和式(5)可以看出,由于权重电阻 R_1 和 R_3 的存在对输出电压占空比范围会产生一定的影响,所以这种联合输出电压与飞跨电容电压的双闭环控制策略存在不足,在保证飞跨电容电压跟随于 $u_i/2$ 的条件下,输出电压不能实现全占空比的满幅调节。

1.2 新电路拓扑的提出

由前面分析可以看出,在不改进 Buck 型三电平 AC/AC 变换器基本拓扑的情况下,仅对控制策略进行改进,以一个占空比 D 及其偏移量 d 去控制 2 个目标对象,难以实现输出电压的全占空比满幅调节。

在原 Buck 型三电平 AC/AC 变换器电路拓扑的

基础上,本文提出了采用辅助变压器的全占空比调节三电平 AC/AC 变换器,如图 4 所示。

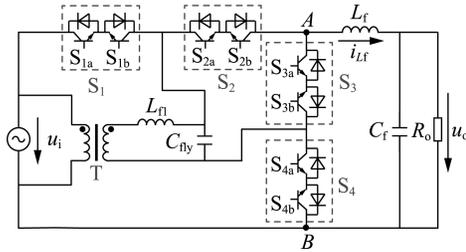


图 4 采用辅助变压器的全占空比调节三电平 AC/AC 变换器

Fig.4 Topology of full-duty-cycle regulated three-level AC/AC converter with auxiliary transformer

采用一个原副边匝比为 2:1 的小容量辅助变压器 T 给飞跨电容直接供给电压,使其电压稳定跟随于 $u_i/2$ 。将输入电压接入辅助变压器的原边,为防止由于飞跨电容高频充放电产生的高频电流流入变压器副边,可在飞跨电容和变压器副边之间加入一个小感值的滤波电感 L_{f1} 。

2 工作原理与控制策略

当变换器工作在不同负载特性下时,在一个输入电压周期内,根据输入电压和电感电流的极性不同,可分为 A ($u_i > 0, i_{Lf} < 0$)、B ($u_i > 0, i_{Lf} > 0$)、C ($u_i < 0, i_{Lf} > 0$)、D ($u_i < 0, i_{Lf} < 0$) 4 种不同工作阶段。

2.1 开关模式

当输入电压 $u_i > 0$ 时, a 组开关管 (S_{1a} 、 S_{2a} 、 S_{3a} 、 S_{4a}) 高频通断, b 组开关管 (S_{1b} 、 S_{2b} 、 S_{3b} 、 S_{4b}) 恒通; 当输入电压 $u_i < 0$ 时, a 组开关管恒通, b 组开关管高频通断。当开关管高频通断时,该变换器存在 4 种开关模式,为分析方便,以工作阶段 B 为例,其 4 种开关模式等效电路如附录 A 中图 A1 所示(此时 b 组开关管恒通,以短线表示)。

这 4 种开关模式中的各开关管通断状态、飞跨电容充放电情况与文献[10]所述类似,此处不再赘述。

当开关管占空比 $D < 0.5$ 和 $D > 0.5$ 时,变换器工作状态有所不同。在一个开关周期 T_s 内,当 $D < 0.5$ 时,变换器的工作模式在开关模式 1、开关模式 2 和开关模式 3 之间切换;当 $D > 0.5$ 时,变换器的工作模式在开关模式 1、开关模式 2 和开关模式 4 之间切换。

2.2 参数设计

在一个开关周期内,飞跨电容存在充电和放电的过程。假设输出滤波电感电流为 i_{Lf} ,输入电压 $u_i = U_{im} \sin(\omega t)$,其中 U_{im} 为 u_i 的幅值, $\omega = 2\pi f$, f 为基波频率。经开关管流向飞跨电容的电流 i_s 的波形如图

5 所示(规定开关模式 1 中的 i_s 方向为正方向),可见 i_s 是以包络线为 $\pm i_{Lf}$ 的高频斩波电流。图中, t_{os1} 为开关管处于开关模式 1 的时间; t_{os2} 为开关管处于开关模式 2 的时间。在理想状态下,当 t_{os1} 与 t_{os2} 完全相等时,那么在一个开关周期内飞跨电容充放电平衡。

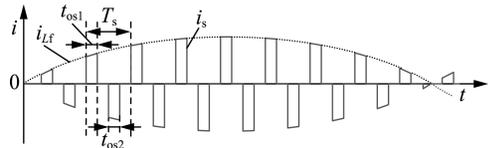


图 5 i_s 示意波形

Fig.5 Schematic waveform of i_s

在实际电路工作过程中,由于开关管特性、驱动电路、控制电路等差异性的存在, t_{os1} 与 t_{os2} 不可能完全相等,设 $(t_{os1} - t_{os2})/T_s$ 的值为 k_{os} 。则 i_s 的直流分量 I_d 为:

$$I_d = f \int_0^{1/f} k_{os} i_{Lf} dt \quad (12)$$

若输出滤波电感电流 i_{Lf} 含有直流分量 I_L (i_{Lf} 主要含基波分量 $I_{fm} \sin(\omega t - \varphi)$,其中 I_{fm} 、 φ 分别为 i_{Lf} 的基波幅值和阻抗相位角),或 k_{os} 中含有基波分量 $k_1 \sin(\omega t + \theta_k)$ (其中 k_1 、 θ_k 分别为幅值和相位角, k_{os} 一般主要含直流分量 k_d),则式(12)可表示为:

$$I_d = f \int_0^{1/f} [k_d + k_1 \sin(\omega t + \theta_k)] \times [I_L + I_{fm} \sin(\omega t - \varphi)] dt = k_d I_L + \frac{1}{2} k_1 I_{fm} \cos(\theta_k + \varphi) \quad (13)$$

可见, I_d 为 $k_d I_L$ 或 $k_1 I_{fm} \cos(\theta_k + \varphi)/2$ 或两者之和,这样辅助变压器副边将流过直流偏置电流。为防止变压器磁芯饱和,需在磁芯中设置气隙。

一般情况下, k_1 与 I_L 很小,为便于分析可将其忽略不计,则 $k_{os} = k_d$, $i_{Lf} = I_{fm} \sin(\omega t - \varphi)$, i_s 的基波电流 i_1 为:

$$i_1 = \frac{t_{os1} - t_{os2}}{T_s} I_{fm} \sin(\omega t + \varphi) = k_d I_{fm} \sin(\omega t + \varphi) \quad (14)$$

当辅助变压器的副边并联在飞跨电容两端时,飞跨电容 C_{fly} 中的基波电流 i_{cy} 为:

$$i_{cy} = I_{cm} \sin(\omega t + 90^\circ) = \frac{U_{im} \omega C_{fly}}{2} \sin(\omega t + 90^\circ) \quad (15)$$

其中, I_{cm} 为 i_{cy} 的幅值。

由式(14)和式(15)可得辅助变压器副边电流 i_T 为:

$$i_T = I_{Tm} \sin(\omega t + \theta_T) = I_{cm} \sin(\omega t + 90^\circ) - k_d I_{fm} \sin(\omega t + \varphi) \quad (16)$$

其中, I_{Tm} 和 θ_T 分别为 i_T 的幅值和相位角,显然 I_{Tm} 和

θ_T 皆与 I_{cm} 、 k_{os} 、 I_{fm} 、 φ 等参数相关。当飞跨电容电压产生偏离时,辅助变压器能够吸收或提供多余的能量以使得飞跨电容电压稳定跟随于 $u_i/2$ 。

设 φ_{max} 为电路设计时所允许的 $|\varphi|$ 最大值,则 i_T 幅值的最大值 I_{Tm-max} 为:

$$I_{Tm-max} = \sqrt{I_{cm}^2 + k_d^2 I_{fm}^2 + |2I_{cm} k_d I_{fm} \sin \varphi_{max}|} \quad (17)$$

结合式(16)和式(17),辅助变压器的最大视在功率为:

$$S_{max} = \frac{U_{im} I_{Tm-max}}{4} \quad (18)$$

在完成变换器主体电路设计后,可对 k_d 的值进行估算并做一定的裕量放大,根据式(17)和式(18)可估算最终的辅助变压器容量。

此外,为计算方便,也可根据飞跨电容的无功负载对辅助变压器容量进行估算。在理想情况下,飞跨电容无功负载 Q 为:

$$Q = \frac{U_{im}^2 \omega C_{fly}}{8} \quad (19)$$

实际电路设计中,在考虑开关管特性、驱动电路、控制电路等差异性的存在后,结合式(18),在式(19)的基础上引入一个大于 1 的裕量系数 k 以弥补由于实际电路差异性而导致的辅助变压器容量差,从而选取合适的辅助变压器容量 S_T :

$$S_T = \frac{k U_{im}^2 \omega C_{fly}}{8} \quad (20)$$

关于其他元器件参数的设计,如输出滤波器以及飞跨电容等,具体见附录 B。

2.3 控制策略

由于辅助变压器的存在保证了飞跨电容电压能稳定跟随于 $u_i/2$,所以飞跨电容电压无需控制,只需控制输出电压即可。其控制策略简单,易于实现,只包含输入电压极性判断、输出电压误差调节、载波调制、逻辑调制 4 个部分。具体控制策略框图见附录 B 中图 B1。

3 实验结果

基于上述分析,采用附录 B 中图 B1 所示控制策略,研制一台采用辅助变压器的三电平 AC/AC 变换器原理样机。其输入电压有效值为 220 V,频率为 50 Hz, $L_{f1} = 0.2$ mH, $C_{fly} = 3.3$ μ F, $L_f = 0.6$ mH, $C_f = 4.4$ μ F, MOSFET 开关管选用 IRFP460A (500 V/20 A), 开关频率 $f_s = 23$ kHz。变换器输出电压有效值为 0~220 V,最大输出电流为 5 A,最大输出功率为 1.1 kW。辅助变压器额定输入电压为 220 V,输入输出匝比为 2:1,设计容量计算为 30 V·A(受外购产品规格所限,实购辅助变压器容量为 50 V·A)。

图 6 为不同输出电压有效值时输入电压 u_i 与输出电压 u_o 的实验波形。图 6(a)~(d)分别为输出电压有效值 U_o 取 22 V、88 V、132 V 和 198 V 时的实验波形(对应占空比分别约为 0.1、0.4、0.6 和 0.9)。

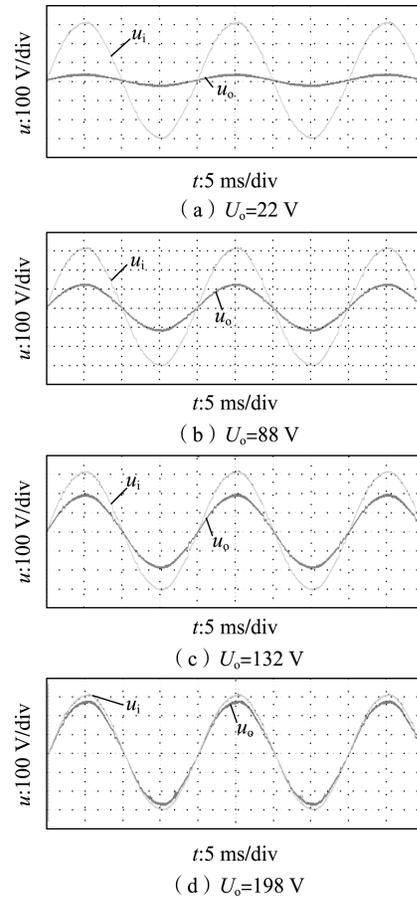


图 6 不同输出电压有效值时 u_i 和 u_o 的实验波形

Fig.6 Experimental waveforms of u_i and u_o with different output voltage RMS values

图 7 为飞跨电容电压和开关管两端电压实验波形。图 8 为输入电压和输出滤波电感前段电压实验波形。

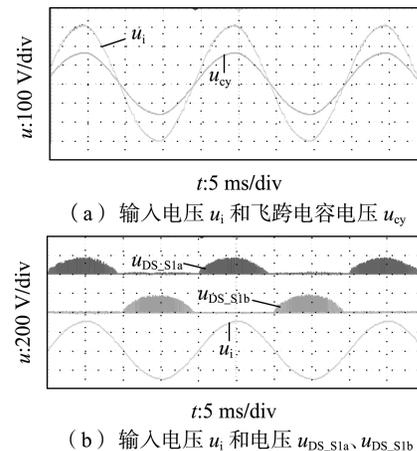
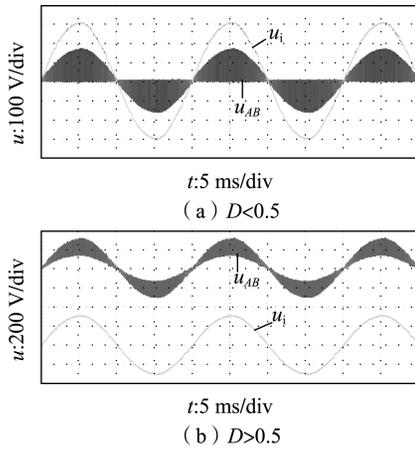


图 7 飞跨电容电压与开关管两端电压波形

Fig.7 Experimental waveforms of u_{cy} and voltage stress of switches S_{1a} and S_{1b}

图8 $D < 0.5$ 和 $D > 0.5$ 时的 u_i 和 u_{AB} Fig.8 Experimental waveforms of u_i and u_{AB} when $D < 0.5$ and $D > 0.5$

从图6中可以看出,在不同占空比下输出电压波形均很稳定。由图7(a)可知,电路稳定工作时,飞跨电容电压 u_{cy} 稳定跟随于 $u_i/2$ 。由图7(b)可知,a组开关管在输入电压正半周高频斩波,负半周恒通;b组开关管在输入电压正半周恒通,负半周高频斩波;2组开关管电压应力均为 $u_i/2$,为两电平时的一半。由图8可知:当 $D < 0.5$ 时,输出滤波电感前端电压 u_{AB} 在0和 $u_i/2$ 之间变化;当 $D > 0.5$ 时,输出滤波电感前端电压 u_{AB} 在 u_i 和 $u_i/2$ 之间变化。

实际电路中由于开关管、控制电路和驱动电路等差异性的存在,导致 i_{Lc} 经开关管流入或流出飞跨电容的充放电电量不平衡。为此设计实验,设置 S_1 的占空比为0.65, S_2 的占空比为0.75, S_1 与 S_2 相差 180° 相角, S_3 与 S_2 互补, S_4 与 S_1 互补,各开关管 (S_{1a} — S_{4a}) 控制信号的实验波形如附录B中图B2(a)所示。计算可得 $k_{os} = k_{di} = -0.1$ 。此时输入电压、输出电压、电感电流及飞跨电容电压实验波形如附录B中图B2(b)所示,可见输出电压波形稳定,飞跨电容电压稳定跟随于 $u_i/2$ 。在实际电路中,由于非理想因素而导致的 k_{os} 一般不会超过 ± 0.1 (对应占空比偏差0.1),由此表明由于辅助变压器的存在,可以吸收或提供多余的能量,使得飞跨电容电压可以稳定跟随于 $u_i/2$ 。

图9为阻性负载时不同输出电压下的效率曲线。从图9可以明显看出,输出电压越高,效率越高。

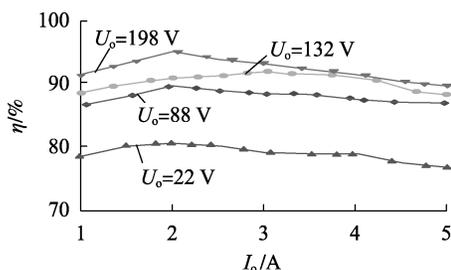


图9 不同输出电压时的效率曲线

Fig.9 Efficiency curves under different output voltages

为验证变换器的负载适应性,附录B中图B3为输出电压有效值 $U_o = 88$ V时,电路工作在纯容性负载下的实验波形。由于实验室条件所限,没有感性负载的实验条件,附录B中图B4为输出电压有效值 $U_o = 154$ V时,电路工作在纯感性负载下的仿真波形。

从图B3和图B4可以看出,电路可以稳定工作在容性负载和感性负载下,负载适应性好。

4 结论

a. 针对飞跨电容均压的三电平 AC/AC 变换器,分析了双目标控制策略导致输出电压不能全占空比调节的局限性。提出了采用辅助变压器的全占空比调节三电平 AC/AC 变换器,由辅助变压器直接供给飞跨电容电压,使其跟随一半的输入电压,从而极大地简化了电路控制。

b. 分析了采用辅助变压器的全占空比调节三电平 AC/AC 变换器的工作模式,对飞跨电容电流、辅助变压器副边电流和辅助变压器容量进行了计算说明。

c. 实验验证了所提电路拓扑和控制策略的正确性及可行性。实验结果表明,采用此种电路拓扑及控制策略的三电平 AC/AC 变换器,开关管的电压应力减半,输出电压可全占空比调节,具有结构简单、输出波形品质好、控制容易等优点。除 Buck 型电路外,采用辅助变压器这一策略也同样适用于其他类型的多电平电路。

附录见本刊网络版 (<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] JIH S L, PENG Fangzheng. Multilevel converter; a new breed of power converters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1996, 32(3): 509-517.
- [2] VAZQUEZ N, LOPEZ H, HERNANDEZ C, et al. A different multilevel current-source inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(8): 2623-2632.
- [3] 阮新波. 三电平直流变换器及其软开关技术[M]. 北京: 科学出版社出版, 2006: 19-21.
- [4] 章勇高, 熊健. 级联多电平 H 桥逆变器的同相层叠型 SPWM 脉冲分配方法[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(7): 148-154. ZHANG Yonggao, XIONG Jian. Pulse distribution strategy for IPD-SPWM of cascaded multi-level H-bridge inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(7): 148-154.
- [5] 郝亮亮, 张静, 黄银华, 等. 模块化多电平换流器的分频均压控制策略[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(6): 195-200, 223. HAO Liangliang, ZHANG Jing, HUANG Yinhua, et al. Frequency dividing control of capacitor voltage balance for modular multilevel converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(6): 195-200, 223.
- [6] 辛业春, 王威儒, 李国庆, 等. 基于桥臂电流直接控制的模块化多电平换流器控制策略[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(10): 115-120.

- XIN Yechun, WANG Weiru, LI Guoqing, et al. Control strategy of modular multilevel converter based on arm current direct control [J]. *Electric Power Automation Equipment*, 2018, 38(10): 115-120.
- [7] 李磊, 杨君东. 单级三电平交流斩波器的控制策略研究[J]. *电力电子技术*, 2011, 45(7): 24-26.
LI Lei, YANG Jundong. Control strategy of single-stage three-level AC chopper[J]. *Power Electronics*, 2011, 45(7): 24-26.
- [8] ANGKITTRAKUL S, ERICKSON R W. Control and implementation of a new modular matrix converter[C]//19th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Anaheim, USA; IEEE, 2004: 813-819.
- [9] 朱建林, 李利娟, 刘红良, 等. 使用空间矢量调制的三电平矩阵变换器控制策略[J]. *中国电机工程学报*, 2008, 28(9): 12-16.
ZHU Jianlin, LI Lijuan, LIU Hongliang, et al. Simulation of three-level matrix converter based on space vector modulation[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2008, 28(9): 12-16.
- [10] RODRIGUEZ J, BERNET S, STEIMER P K, et al. A survey on neutral-point-clamped inverter [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, 57(7): 2219-2230.
- [11] 吴洪洋, 何湘宁. 级联型多电平变换器 PWM 控制方法的仿真研究[J]. *中国电机工程学报*, 2001, 21(8): 42-46.
WU Hongyang, HE Xiangning. Research on PWM control of a cascade multilevel converter[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2001, 21(8): 42-46.
- [12] 石勇, 杨旭, 王兆安. 新型三电平 PWM 交流斩波器[J]. *电工技术学报*, 2003, 18(6): 7-11.
SHI Yong, YANG Xu, WANG Zhaoan. A novel three-level PWM AC chopper [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2003, 18(6): 7-11.
- [13] 王立乔, 刘青. 时钟交错定频积分控制的三电平交流斩波器[J]. *电机与控制学报*, 2010, 14(3): 51-56.
WANG Liqiao, LIU Qing. Clock-interleaved constant frequency integration controlled three level AC chopper [J]. *Electric Machines and Control*, 2010, 14(3): 51-56.
- [14] 李磊, 唐栋材. 新型级联式交流斩波器[J]. *电工技术学报*, 2012, 27(10): 196-201.
LI Lei, TANG Dongcai. Cascade mode three level AC chopper [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2012, 27(10): 196-201.
- [15] 陈可, 张友军. Buck 型三电平 AC-AC 变换器控制策略研究[J]. *电气传动*, 2017, 47(1): 28-31.
CHEN Ke, ZHANG Youjun. Control strategy of Buck type three-level AC-AC converter [J]. *Electric Drive*, 2017, 47(1): 28-31.
- [16] 张友军, 陈可, 叶欣, 等. Boost 型三电平 AC/AC 变换器[J]. *电机与控制学报*, 2017, 21(3): 48-54.
ZHANG Youjun, CHEN Ke, YE Xin, et al. Boost type three-level AC/AC converter [J]. *Electric Machines and Control*, 2017, 21(3): 48-54.

作者简介:



金宏

金宏(1993—),男,江苏如皋人,硕士研究生,研究方向为电力电子变换及其控制技术(**E-mail**:jinhongsz@foxmail.com);
张友军(1970—),男,安徽祁门人,教授,博士,通信作者,研究方向为电力电子变换及其控制技术(**E-mail**:zhangyoujun@suda.edu.cn)。

Full-duty-cycle regulated three-level AC/AC converter with auxiliary transformer

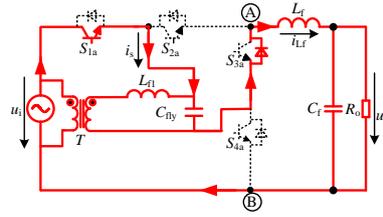
JIN Hong, ZHANG Youjun, WANG Shisong, DING Xiaoping, ZHU Hui, HU Qinghe

(School of Mechanical & Electrical Engineering, Soochow University, Suzhou 215021, China)

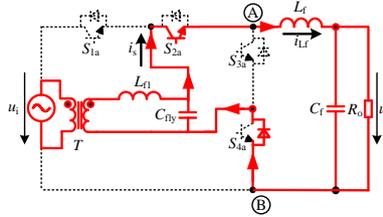
Abstract: For high voltage and high power conversion applications, the traditional three-level AC/AC converter needs to control the output voltage as well as the flying capacitor voltage, which makes the control circuit relatively complicated and the ranges of output voltage and load limited. A full-duty-cycle three-level AC/AC converter with an auxiliary transformer is proposed. The voltage of the flying capacitor is directly supplied by the auxiliary transformer and does not need to be controlled by other control circuits. The proposed converter only controls the output voltage. Its control strategy is simple and easy to be realized. The output voltage can be adjusted with full-duty-cycle. The capacity of auxiliary transformer is very small which only needs to supply the reactive load of the flying capacitor. The operation principle of the circuit is analyzed in detail, and a prototype is designed. The experimental results show that the full-duty-cycle regulation of three-level AC/AC converter can be realized with a simple control circuit.

Key words: AC/AC converter; three-level; flying capacitor; auxiliary transformer; full-duty-cycle regulation

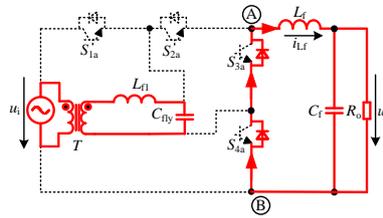
附录 A



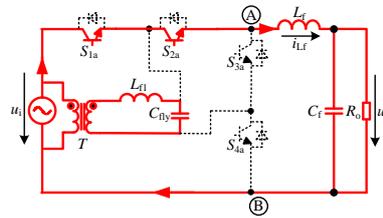
(a) 开关模式 1



(b) 开关模式 2



(c) 开关模式 3



(d) 开关模式 4

图 A1 4 种开关模式等效电路图

Fig.A1 Equivalent circuit of four switch modes

附录 B

B.1 参数设计

当 $D < 0.5$, 电路工作在开关模式 1 和开关模式 2 时, A 、 B 两点的压降 $u_{AB} = u_i - u_{C_y} = u_i/2$ 。输出电压 $u_o = Du_i$, i_{L_f} 增加量为:

$$\Delta i_{(L_f+)} = \frac{\left(\frac{1}{2}u_i - u_o\right)DT_s}{L_f} = \frac{(1-2D)D u_i T_s}{2 L_f} \quad (B1)$$

当电路工作在开关模式 3 时, A 、 B 两点的压降 $u_{AB} = 0$ 。输出电压 $u_o = Du_i$, i_{L_f} 减少量为:

$$\Delta i_{(L_f-)} = \frac{u_o T_s \left(\frac{1}{2} - D\right)}{L_f} = \frac{(1-2D)D u_i T_s}{2 L_f} \quad (B2)$$

可见式 (B1) 和式 (B2) 相等, 此时 $D < 0.5$, 当输入电压 u_i 取幅值 U_{im} 且 D 取 0.25 时, 输出滤波电感电流纹波取得最大值 $\Delta i_{L_f-\max}$, 其需小于所允许的最大电流纹波 ΔI_{L_f} , 即:

$$\Delta i_{L_f-\max} = \frac{U_{im} T_s}{16 L_f} \leq \Delta I_{L_f} \quad (B3)$$

由式 (B3) 得输出滤波电感计算公式:

$$L_f \geq \frac{U_{im} T_s}{16\Delta U_{Lf}} \quad (B4)$$

当 $D \geq 0.5$ 时, 同理可得式 (B4) 所示输出滤波电感计算公式 (u_i 取 U_{im} , D 取 0.75)。

输出滤波电容 C_f 的作用是滤去输出电压 u_o 中的谐波成分, 一般 C_f 越大, 输出电压 u_o 的总谐波失真(THD)越小, 但变换器的无功电流分量和体积重量都会相应增加。输出滤波电容电流 i_c 为输出滤波电感电流 i_{Lf} 与输出负载电流 i_o 之差。在一个开关周期内, 输出负载电流 i_o 近似不变。当 $D < 0.5$ 时, 输出滤波电容上的电压纹波 Δu_{cf} 为:

$$\Delta u_{cf} = \frac{1}{C_f} \int_{\frac{1}{2}DT_s}^{\frac{1}{2}DT_s + \frac{1}{4}T_s} (i_{Lf} - i_o) dt = \frac{(1-2D)Du_i T_s^2}{32C_f L_f} \quad (B5)$$

当输入电压为幅值 U_{im} 且 D 取 0.25 时, 输出滤波电容电压纹波取得最大值, 其需小于所允许的最大输出滤波电容电压纹波 ΔU_{cf} , 由此可得输出滤波电容计算公式:

$$C_f \geq \frac{U_{im} T_s^2}{256\Delta U_{cf} L_f} \quad (B6)$$

当 $D \geq 0.5$ 时, 同理可得输出滤波电容计算公式同式 (B6)。

飞跨电容容值的选取, 应考虑高频脉冲电流 i_s 在飞跨电容上所形成的电压纹波不能过大, 否则会造成开关管电压应力变大。若飞跨电容容值过大, 则会导致辅助变压器容量变大。当 $D < 0.5$ 时, 飞跨电容充电时间 $t_{os1} = DT_s$; 当 $D \geq 0.5$ 时, $t_{os1} = (1-D)T_s$ 。为了使变换器工作在任意状态下都能满足飞跨电容电压纹波要求, 取 $t_{os1} = 0.5T_s$ 。飞跨电容容值计算如下:

$$C_{fly} \geq \frac{I_{fm} T_s}{2\Delta U_{cy}} \quad (B7)$$

其中, ΔU_{cy} 为飞跨电容电压所允许的最大纹波脉动。

辅助变压器副边接入滤波电感 L_{f1} , 主要是为了滤除由于飞跨电容电压纹波所引起的高频电流分量进入变压器副边, L_{f1} 大小计算如下:

$$L_{f1} \geq \frac{\Delta U_{cy} T_s}{2\Delta I_T} \quad (B8)$$

其中, ΔI_T 为所允许的辅助变压器副边最大纹波电流。

F.2 控制策略框图

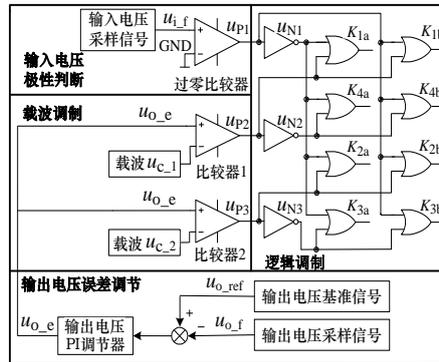


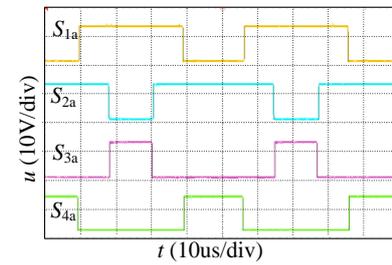
图 B1 控制策略框图

Fig.B1 Block diagram of control strategy

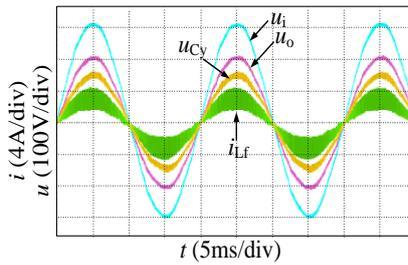
输出电压反馈信号 $u_{o,f}$ 和输出电压基准信号 $u_{o,ref}$ 比较后, 经输出电压 PI 调节器得到误差放大信号 $u_{o,e}$; 再经载波 $u_{c,1}$ 和载波 $u_{c,2}$ (与 $u_{c,1}$ 相差 180° 相角) 调制后得到高频脉宽调制信号 u_{p2} 和 u_{p3} ; 输入电压采样信号 $u_{i,f}$ 经过零比较器得到低频的输入电压极性信号 u_{p1} ;

u_{P1} 、 u_{P2} 、 u_{P3} 分别反向得到 u_{N1} 、 u_{N2} 、 u_{N3} ；最后， u_{P2} 、 u_{N2} 分别和 u_{N1} 、 u_{P1} 相互逻辑与后得到开关管 S_{1a} 、 S_{1b} 、 S_{4a} 、 S_{4b} 的控制信号 K_{1a} 、 K_{1b} 、 K_{4a} 、 K_{4b} ， u_{P3} 、 u_{N3} 分别和 u_{N1} 、 u_{P1} 相互逻辑与后得到开关管 S_{2a} 、 S_{2b} 、 S_{3a} 、 S_{3b} 的控制信号 K_{2a} 、 K_{2b} 、 K_{3a} 、 K_{3b} 。

B.3 不平衡实验设计



(a) 开关管信号波形



(b) u_i 、 u_o 、 u_{cy} 和 i_{Lf} 实验波形

图 B2 占空比不平衡设计实验波形

Fig.B2 Experimental waveforms with duty cycle imbalance

B.4 负载适应性

图 B3 为输出电压有效值 $U_o=88V$ 时，电路工作在纯容性负载下的实验波形。其中选用的容性负载为 $100\mu F$ （10 个耐压值为 $100V$ 、容值为 $10\mu F$ 的 CBB 电容并联而成，容抗计算约为 32Ω ），此时 φ 约为 -90° ， $\cos\varphi$ 约为 0。经测量此时输出负载电流 $I_o=2.8A$ 。

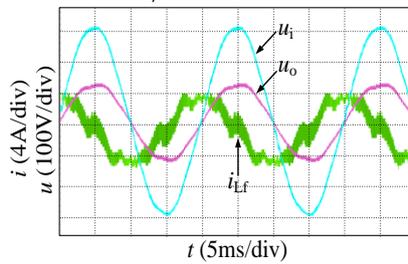


图 B3 纯容性负载下 u_i 、 u_o 和 i_{Lf}

Fig.B3 Experimental waveforms of u_i , u_o and i_{Lf} under capacitive load

图 B4 为输出电压有效值 $U_o=154V$ 时，电路工作在纯感性负载下的仿真波形。其中选用的感性负载为 $100mH$ （感抗约为 31Ω ），此时 φ 约为 90° ， $\cos\varphi$ 约为 0，输出负载电流 $I_o=5A$ 。（仿真波形的光滑程度好于实验波形，这是由于仿真时电路是理想的）。

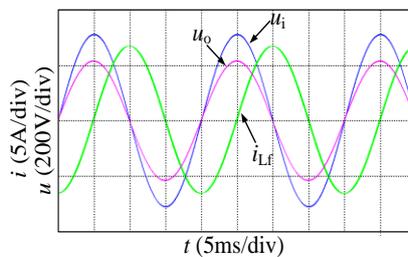


图 B4 纯感性负载下 u_i 、 u_o 和 i_{Lf}

Fig.B4 Simulative waveforms of u_i , u_o and i_{Lf} under inductive load