

适用于电压幅值双极性调控的直接式AC/AC 变换器拓扑结构

蔡国伟,王艺博,郭东波,刘 闯,汪 鹏,朱炳达

(东北电力大学 现代电力系统仿真控制与绿色电能新技术教育部重点实验室,吉林 吉林 132012)

摘要:针对电网中不确定性事件所带来的电压幅值波动问题,提出了一种适用于电压幅值双极性调控的直接式AC/AC变换器拓扑结构。该拓扑是由2个无差分脉冲宽度调制(PWM)型交流斩波桥臂构成的H桥结构,具有输入/输出“共地”、双自由度、双极性调控与无换流问题等特点。详细分析了变换器的拓扑构成、PWM原理,通过正/反极性场景的分析揭示了其工作模式;在参数设计的基础上,研制了变换器原理样机并搭建了动态电压恢复器系统。不同工况下的实验结果表明,所提出的直接式AC/AC变换器能够有效抑制电压幅值波动。

关键词:AC/AC变换器;双自由度;双极性;“共地”特性;换流问题;动态电压恢复器

中图分类号:TM 46

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202006033

0 引言

电力电子技术已逐渐成为现代电力系统的主要技术支撑之一,作为其重要组成部分的AC/AC变换技术,近年来也获得了较快的发展。AC/AC调压和AC/AC变频是AC/AC变换技术的两大组成部分,而相比于AC/AC变频技术,对于AC/AC调压技术^[1-3]的研究相对较少。

在电力系统对一次设备可控性与灵活性要求不断提升的背景下,不同类型的AC/AC变换技术均具有其各自的应用前景与潜力^[4-8]。在面向电压幅值调控的直接式AC/AC变换器拓扑结构中,目前使用较为广泛的有Buck型、Boost型、Buck-Boost型以及Z源变换器等^[9-13]。上述几种直接式AC/AC变换器具有拓扑结构简单、控制方便以及工作效率高的优势。然而,工作过程中所存在的换流问题是其短板之一^[14-15]。另一方面,由于上述几种AC/AC变换器的拓扑结构难以实现电压幅值的双极性调控,使得作为电压补偿装置的变换器难以同时兼顾电网电压骤升与跌落方面的问题。

针对上述问题,文献[16]通过增加双向可控晶闸管辅助电路实现电压幅值的双极性调控,但是所提解决方案使得整个交流斩波电路的运行效率降低且体积相应增大。文献[17-18]利用Z源变换器实现双极性调控,为了保证Z源变换器能够实现换流,分别增设了缓冲电路以及仅对电压信号进行采样的低损耗控制策略,但仍难以保证变换器实现安全稳定换流^[19]。为了应对运行过程中的换流问题,文献

[20]基于Buck-Boost变换器提出了电压幅值双极性调控拓扑结构。该方案虽然解决了换流问题,但是拓扑结构中所需的无源元件数量较多,复杂性较高。文献[21]通过结构创新得到了无源元件数目较少的Buck-Boost型AC/AC变换器以解决换流问题,但是所提结构存在电感电流断续以及输入/输出不“共地”问题。为了解决输入/输出不“共地”问题,文献[22]提出了一种脉冲宽度调制(PWM)型AC/AC变换器拓扑结构,该结构在获得电压幅值双极性调控的同时,输入/输出具有“共地”特点,但双向开关的使用导致拓扑在运行过程中存在换流问题。

针对适用于电压幅值调控的直接式AC/AC变换器目前所存在的环流、“共地”与双极性调控问题,本文提出了一种适用于电压幅值双极性调控的PWM型直接式AC/AC变换器拓扑结构。该拓扑结构由2个无差分的PWM型交流斩波桥臂组成,其通过调整2个桥臂的开关器件占空比,实现端口电压柔性调控,进而实现电压幅值双极性变换;该变换器不仅具有输入/输出“共地”结构,而且其运行过程无换流问题。在直接式AC/AC变换器拓扑结构工作模式分析的基础上,通过实验样机有效地验证了所提AC/AC变换器拓扑结构在电压幅值双极性调控过程中的正确性与可行性。最后,以动态电压恢复器DVR(Dynamic Voltage Restorer)为应用场景,验证所提出的双极性直接式AC/AC变换器在实际运行中的控制策略与运行效果。

1 双极性直接式AC/AC变换器拓扑结构

1.1 拓扑结构

本文所提出的双极性直接式AC/AC变换器拓扑结构见图1。图中, S_1 、 S_2 、 S_{1c} 、 S_{2c} 、 S_{1cp} 、 S_{2cp} 、 S_{1p} 与 S_{2p}

收稿日期:2019-10-28;修回日期:2020-05-11

基金项目:国家自然科学基金面上资助项目(51877035)

Project supported by the General Program of National Natural Science Foundation of China(51877035)

为 IGBT 开关; C_f 、 L_f 分别输出滤波电容、滤波电感; A 、 B 为变换器的输出端子; C_1 、 C_2 为用以吸收存储在杂散电感中能量以及保护 IGBT 的吸收电容; G 为变换器共地点; U_{in} 为变换器端口的输入电压; i_o 、 U_o 分别为负载电流、负载电压; i_L 为电感电流; 该变换器由 2 个无差 PWM 型交流斩波桥臂构成, 其拓扑结构为 H 桥结构, 定义 2 个桥臂分别为 P 型与 N 型。 U_A 为由 P 型桥臂得到的端电压, U_B 为由 N 型桥臂得到的端电压, U_{AB} 为 AC/AC 变换器输出的端口电压, 即 $U_{AB} = U_A - U_B$ 。

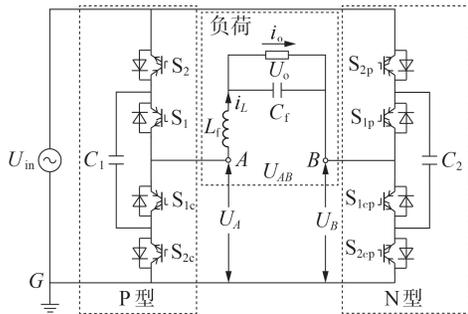


图1 双极性直接式 AC/AC 变换器拓扑结构
Fig.1 Topology structure of bipolar direct AC/AC converter

由图1可知, 2 个桥臂均由 4 个 IGBT 与 1 个电容构成。P 型的端口电压 U_A 与 N 型的端口电压 U_B 均以点 G 为参考, 输出端口电压 U_{AB} 与输入电压 U_{in} 可视为“共地”, 即该变换器拓扑结构具有输入/输出“共地”特点。基于此特点, 输出电压与输入电压相角差仅有 0° 或 180° 这 2 种情况, 即同相或反相。同时, 所提出的双极性直接式 AC/AC 变换器拓扑结构在运行过程中无换流问题; P 型与 N 型的占空比可以实现独立控制, 提高了变换器运行的灵活性。

1.2 优势对比

对比分析所提出的双极性直接式 AC/AC 变换器与文献[20-22]的 AC/AC 变换器, 本文选取开关数量、电容数量、电感数量、是否具有换流问题、输入/输出是否“共地”以及可控对象数量作为对比指标, 对比结果如表1及附录图A1所示。表中, D 为 AC/AC 变换器正/反极性下的占空比; d_1 、 d_2 分别为 P 型、N 型桥臂的占空比, 通过调制 d_1 、 d_2 实现输出电压幅值的双极性调控。

表1 AC/AC 变换器对比

结构	开关数量	电感数量	电容数量	是否“共地”	有无换流问题	可控对象
本文	8	1	3	是	无	d_1 和 d_2
文献[20]	8	4	5	否	无	D 或 d_1 或 d_2
文献[21]	6	1	3	否	无	D 或 d_1 或 d_2
文献[22]	8	1	1	是	有	D 或 (d_1 和 d_2)

图A1中对于是否具有换流问题: “1”表示无换流问题, “0”表示具有换流问题; 对于输入/输出是否“共地”, “1”表示输入/输出“共地”, “0”表示输入/输出不“共地”。由表1与附录图A1可知, 本文所提拓扑结构与文献[20]相比, 减少了 2 个电容且具有“共地”特点; 与文献[21]相比, 开关数量虽然增加了 2 个, 但其具有“共地”特点且增加了可控对象, 提高了可控自由度; 与文献[22]相比, 虽然电容数量增加了 2 个, 但有效解决了运行过程中的换流问题。综上所述, 本文所提出的双极性直接式 AC/AC 变换器在拓扑结构与运行性能方面均具有一定优势。

1.3 PWM 原理

双极性直接式 AC/AC 变换器的 PWM 原理见图2。图中, u_{ref1} 、 u_{ref2} 分别为 P 型、N 型的参考波; u_c 为 PWM 载波, 本文中选取三角波作为载波进行分析。由图2可知, P 型与 N 型的 PWM 原理相同。由于输入电压极性对输出结果具有直接影响, 对比输入电压 U_{in} 与零电位: 当 U_{in} 为正极性时, 得到高电位; 当 U_{in} 为负极性时, 得到低电位。调整 2 个桥臂开关器件的占空比可以实现对输出电压 U_{AB} 的调控: 当 $d_1 \neq d_2$ 时, 输出电压不同; 当 $d_1 = d_2$ 时, 输出电压为 0。即该拓扑结构具有 d_1 与 d_2 双自由度调控能力, 提高了变换器的运行灵活性。由上述分析可知, 在工作过程中, 该变换器的输入电压 U_{in} 极性无论正负, 在每个半周期内 8 个 IGBT 中始终有 4 个常开, 另外 4 个接受调制进行高频动作, 即在运行过程中, 该拓扑结构最多有 4 个 IGBT 高频动作, 工作过程中的开关损耗得到有效降低。

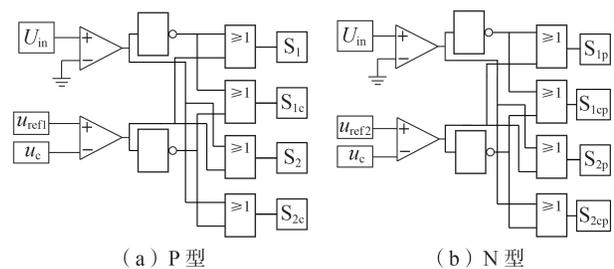


图2 PWM 原理

Fig.2 PWM principles

2 工作模式分析

由图1、2可知:

$$U_A = d_1 U_{in} \quad (1)$$

$$U_B = d_2 U_{in} \quad (2)$$

则输入、输出电压的关系为:

$$U_{AB} = U_A - U_B = (d_1 - d_2) U_{in} \quad (3)$$

则双极性直接式 AC/AC 变换器的电压增益为:

$$K = U_{AB}/U_{in} = d_1 - d_2 \quad (4)$$

其中, K 为电压增益, 表示变换器输入电压与输出电压之间的关系。由 P 型与 N 型的占空比取值范围可知, K 在 $[-1, 1]$ 内变化, 即调整 d_1 与 d_2 不仅可以实现 AC/AC 变换器输出电压大小的调控, 同时也可以满足不同运行场景下对正、反极性的需求。

为了对双极性直接式 AC/AC 变换器的运行特性进行详细分析, 依据输出电压极性的不同对该拓扑结构的运行场景进行划分。当 $d_1 = d_2$ 时, $K = 0$, 变换器输出电压为 0, 变换器相当于被旁路开关旁路, 则该场景在本文中不予以考虑。双极性直接式 AC/AC 变换器的具体工作场景如下。场景 I 为 $d_1 > d_2$, $K > 0$, 输出电压为正极性, 输入与输出电压极性相同; 场景 II 为 $d_1 < d_2$, $K < 0$, 输出电压为反极性, 输入与输出电压极性相反。

2.1 场景 I: 正极性工作场景

为了对场景 I 下的电路工作过程进行详细分析, 依据电感电流 i_L 的变化情况将 AC/AC 变换器拓扑结构的工作状态划分为 4 个过程: $a \rightarrow b$; $b \rightarrow c$; $c \rightarrow d$; $d \rightarrow a$ 。P 型与 N 型桥臂中 IGBT 的门极信号、电感电流 i_L 与电感电压 u_L , 如图 3 所示。图中, S_1 、 S_{1c} 、 S_{1p} 、 S_{1cp} 分别为 S_1 、 S_{1c} 、 S_{1p} 、 S_{1cp} 的驱动信号。

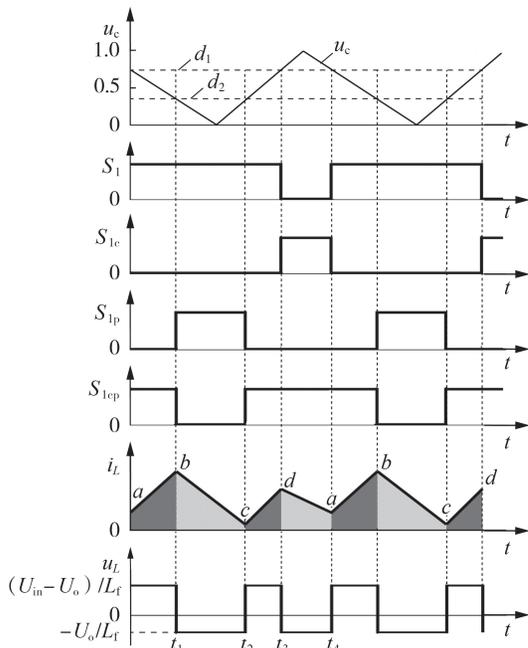


图 3 门极信号、电感电流与电感电压波形图

Fig.3 Waveforms of gate signals, inductor current and inductor voltage

依据双极性直接式 AC/AC 变换器拓扑结构与 PWM 原理, 对该场景正半波的工作过程进行详细分析, 具体如下。

(1) $a \rightarrow b$ 过程: $[0, t_1]$ 时段。

在此过程中, S_1 与 S_{1cp} 为导通状态; S_{1c} 与 S_{1p} 为零

电平, S_{1c} 与 S_{1p} 关断。此时, 电感电压 $u_L = L_f di_L/dt$, 由此, 电感电流变化如式(5)所示。

$$i_L = I_b - I_a = \frac{U_{in} - U_o}{L_f} \frac{d_1 - d_2}{2} T_s \quad (5)$$

其中, I_a 为图 3 中点 a 对应的电流值; I_b 为图 3 中点 b 对应的电流值; T_s 为开关周期。

(2) $b \rightarrow c$ 过程: $[t_1, t_2]$ 时段。

在此过程中, S_1 与 S_{1p} 为导通状态; S_{1c} 与 S_{1cp} 为零电平, S_{1c} 与 S_{1cp} 关断。电感电流与电感电压变化分别如式(6)与式(7)所示。

$$i_L = I_c - I_b = U_L d_2 T_s / L \quad (6)$$

$$u_L = -U_o = -(d_1 - d_2) U_{in} \quad (7)$$

其中, I_c 为图 3 中点 c 对应的电流值。

(3) $c \rightarrow d$ 过程: $[t_2, t_3]$ 时段。

在此过程中, S_1 与 S_{1cp} 为导通状态; S_{1c} 与 S_{1p} 为零电平, S_{1c} 与 S_{1p} 关断。此时, 电感电压 u_L 与 $a \rightarrow b$ 过程类似, 满足 $u_L = L di_L/dt$, 由此, 电感电流变化如式(8)所示。

$$i_L = I_d - I_c = \frac{U_{in} - U_o}{L} \frac{d_1 - d_2}{2} T_s \quad (8)$$

其中, I_d 为图 3 中点 d 对应的电流值。

(4) $d \rightarrow a$ 过程: $[t_3, t_4]$ 时段。

在此过程中, S_{1c} 与 S_{1cp} 为导通状态; S_1 与 S_{1p} 为零电平, S_1 与 S_{1p} 关断。此时, $u_L = -U_o$, 电感电流变化为:

$$I_a - I_d = u_L (1 - d_1) T_s / L \quad (9)$$

为了将该拓扑结构的电流回路表述清楚并对器件不同动态过程中的电压、电流应力进行分析, 分别给出不同过程的电流回路图以及与之对应的不同器件的电压、电流应力表, 具体详见附录图 A2—A4 与表 A1 所示。

综上所述, P 型与 N 型均有 2 个 IGBT (S_2 、 S_{2c} 和 S_{2p} 、 S_{2cp}) 一直处于开通状态, 其电压应力为 0; 同时, 另外 2 个 IGBT (S_1 、 S_{1c} 和 S_{1p} 、 S_{1cp}) 进行高频动作, 其与电容 C_1 、 C_2 所受电压应力均为 U_{in} 。针对电流应力, 在有源过程 ($a \rightarrow b$ 与 $c \rightarrow d$) 与无源过程 ($b \rightarrow c$ 与 $d \rightarrow a$) 所受最大电流应力分别为 i_{in} 与 i_L 。正极性负半波场景分析过程与正半波相类似, 不再赘述。需要注意的是, 在该拓扑结构的设计过程中, 为避免出现直通现象, 需要进行设置死区。

2.2 场景 II: 反极性工作场景

此时的变换器工作原理与上文正极性分析类似, P 型与 N 型均有 2 个 IGBT 一直处于开通状态, 另外 2 个进行高频动作。反极性工作场景的详细工作过程不再赘述。

3 参数设计

基于上述分析对无源参数进行如下设计。

3.1 电感 L_f 设计

当 $d_1+d_2<1$ 时,满足:

$$L_f \frac{\Delta i_L}{(1-d_1)T_s} = U_o \quad (10)$$

其中, $\Delta i_L=2k_i I_L$ 为电流纹波, k_i 为最大电流纹波系数, I_L 为电流 i_L 的均值。

设变换器运行效率 η 满足:

$$u_{in} i_{in} \eta = u_o i_o \quad (11)$$

$$i_{in} = K I_L = (d_1 - d_2) I_L \quad (12)$$

则此时输出的滤波电感满足:

$$L_f \geq \frac{u_{omax} (1 - d_{1max}) \eta_{min}}{2 k_i f_s i_{omin}} \quad (13)$$

其中, u_{omax} 为输出电压最大值; d_{1max} 为占空比 d_1 的最大值; η_{min} 为变换器运行效率的最小值; i_{omin} 为变换器输出电流最小值; f_s 为变换器开关频率。

同理,当 $d_1+d_2>1$ 时,满足:

$$L_f \geq \frac{u_{omax} d_{2min} \eta_{min}}{2 k_i f_s i_{omin}} \quad (14)$$

其中, d_{2min} 为占空比 d_2 的最小值。

3.2 电容 C 与 C_f 设计

输出滤波电容的电压为:

$$\Delta u_o = \frac{i_o \Delta t}{C_f} = \frac{i_o (d_1 - d_2) T_s / 2}{C_f} \quad (15)$$

为了限制输出电压纹波,输出电容 C_f 需要满足:

$$C_f \geq \frac{i_{omax} (d_1 - d_2)_{max}}{k_u u_{omin} f_s} = \frac{i_{omax} K_{max}}{k_u u_{omin} f_s} \quad (16)$$

其中, u_{omin} 为输出电压最小值; i_{omax} 为输出电流最大值; k_u 为最大纹波电压系数; K_{max} 为变换器电压增益最大值。

另一方面,变换器中的电容 C_1 与 C_2 用于吸收储存在线路杂散电感中的能量,通过IGBT模块典型等效电路以及等效电路中的电压、电流关系可知:

$$\begin{cases} C_1 \geq \frac{i_{c0}^2 L_1^2}{U_{Lmax}^2 (L_1 + L_2)} \\ C_2 \geq \frac{i_{c0}^2 L_1^2}{U_{Lmax}^2 (L_1 + L_2)} \end{cases} \quad (17)$$

其中, U_{Lmax} 为IGBT允许的集射极电压最大值; L_1 为线路杂散电感; L_2 为电容 C_1 的寄生电感; i_{c0} 为IGBT关断时的电流初始值。

通常情况下,鉴于电容 C_1 的寄生电感 L_2 远小于线路的杂散电感 L_1 ,可简化为:

$$\begin{cases} C_1 \geq \frac{i_{c0}^2 L_1}{U_{Lmax}^2} \\ C_2 \geq \frac{i_{c0}^2 L_1}{U_{Lmax}^2} \end{cases} \quad (18)$$

4 实验验证

为了验证双极性直接式AC/AC变换器理论分析的正确性和有效性,设计并研制了实验样机,具体参数详见附录表A2。

为了验证不同工作场景下变换器的可行性,本文以正极性、反极性以及正/反极性动态变化3种情况为运行场景,对双极性直接式AC/AC变换器拓扑结构的详细工作过程进行分析,具体验证场景设置见附录表A3,其中占空比关系“ $d_1>d_2/d_1<d_2$ ”表示由“ $d_1>d_2$ ”状态向“ $d_1<d_2$ ”状态的动态转变,其他关系式含义类似。

4.1 正极性验证

如表A3所示,分别在 $d_1>d_2$ 且 $d_1+d_2>1$ 、 $d_1>d_2$ 且 $d_1+d_2<1$ 这2种状态下,对正极性工作模式进行实验验证。当 $d_1>d_2$ 且 $d_1+d_2>1$ 时,设 $d_1=0.8$, $d_2=0.3$,负载为纯阻性负载与阻感性负载;当 $d_1>d_2$ 且 $d_1+d_2<1$ 时,设 $d_1=0.7$, $d_2=0.2$,负载为阻感性负载。设纯阻性负载为 20Ω ;阻感性负载为 $20+j12.1\Omega$ 。

4.1.1 $d_1=0.8$, $d_2=0.3$ 且为纯阻性负载

该状态下实验波形见图4。图中, U_{C1} 、 U_{C2} 分别为电容 C_1 、 C_2 电压; U_{S1} 、 U_{S1c} 、 U_{S1p} 、 U_{S1cp} 分别为 S_1 、 S_{1c} 、 S_{1p} 、 S_{1cp} 的电压。由图4(a)可知,输入电压与输出电压同相位; i_L 在1个周期内的波动存在4个过程,此结果与上文工作模式分析结果相同。另一方面,由图4(b)与(c)可知, U_{S1} 、 U_{S1c} 、 U_{S1p} 、 U_{S1cp} 与 U_{C1} 、 U_{C2} 均为半波波形且 U_{S1} 、 U_{S1c} 、 U_{S1p} 、 U_{S1cp} 为高频量, S_1 与 S_{1c} 、 S_{1p} 与 S_{1cp} 波形互补。

4.1.2 $d_1=0.8$, $d_2=0.3$ 且为阻感性负载

为了更为充分地验证双极性直接式AC/AC变换器的合理性,将纯阻性负载更换为阻感性负载,所得实验结果见附录图A5。由图A5可知,由于存在电感与电容元件,以及输出端口滤波器的存在,使得输出电压与输入电压并非严格遵循同相位,具有一个很小的相角差。由于是阻感性负载,负载电流 i_o 滞后于负载电压 U_o 。另一方面,由于实验室设置于办公楼,电网电压对实验波形亦存在一定影响。

4.1.3 $d_1=0.7$, $d_2=0.2$ 且为阻感性负载

同理,更改占空比后所得实验结果见附录图A6,具体细节不再赘述。

4.2 反极性验证

如表A3所示,分别在 $d_1<d_2$ 且 $d_1+d_2>1$ 、 $d_1<d_2$ 且 $d_1+d_2<1$ 这2种状态下,对反极性工作模式进行实验

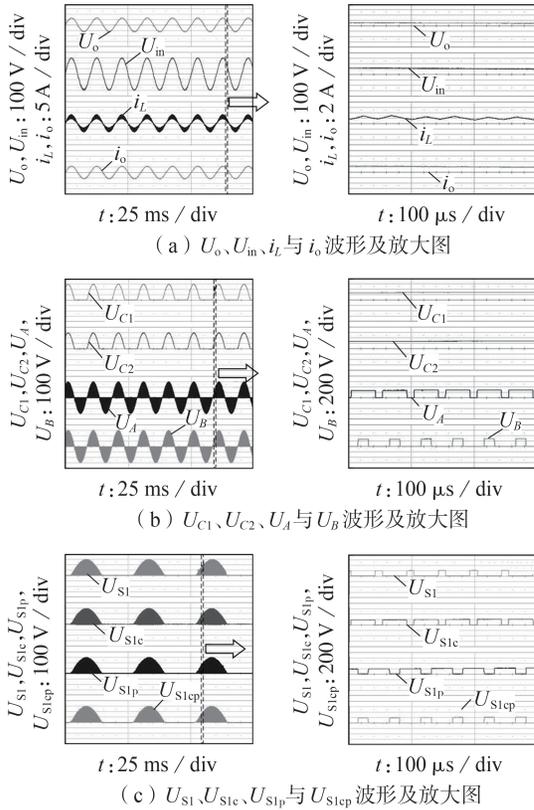


图 4 纯阻性负载实验结果图 ($d_1=0.8, d_2=0.3$)
Fig.4 Experimental results of resistive load ($d_1=0.8$ and $d_2=0.3$)

验证。当 $d_1 < d_2$ 且 $d_1 + d_2 > 1$ 时, 设 $d_1=0.4, d_2=1$, 负载为阻感性负载; 当 $d_1 < d_2$ 且 $d_1 + d_2 < 1$ 时, 设 $d_1=0, d_2=0.6$, 负载为阻感性负载。阻感性负载的设置与正极性实验相同。

4.2.1 $d_1=0.4, d_2=1$ 且为阻感性负载

当 $d_1 < d_2$ 时, 负载电压 U_o 与输入电压 U_m 相位互差 180° , 由于电容与电感元件的存在, 同时考虑 LC 滤波器的影响, 两者具有一个较小相角偏差。该状态下的实验波形见图 5。

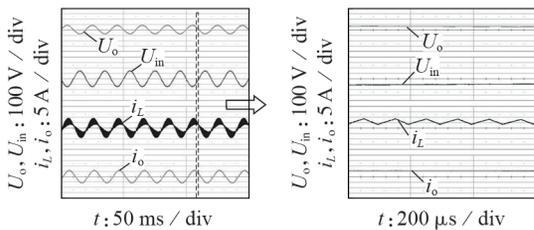


图 5 阻感性负载实验结果图 ($d_1=0.4, d_2=1$)
Fig.5 Experimental results of resistive-inductive load ($d_1=0.4$ and $d_2=1$)

4.2.2 $d_1=0, d_2=0.6$ 且为阻感性负载

相较于上一种场景, $d_1=0$ 亦是另一种较为特殊的运行场景, 在此调整占空比对其进行实验验证, 所得结果见附录图 A7。

4.3 正/反极性动态验证

上文对 AC/AC 变换器拓扑结构运行的正极性与反极性的有效性分别进行实验验证, 取得了较好的效果。而实际工程中, 对于 AC/AC 变换器的应用, 并非仅在正极性与反极性这种单一静态场景下, 因此, 对于本文所提的 AC/AC 变换器拓扑结构是否能够实现输出电压极性动态调整也是衡量其运行特性的重要部分。为了对动态场景下 AC/AC 变换器输出电压的有效性进行验证, 分别设置正极性 ($d_1=0.7, d_2=0.2$) 向反极性 ($d_1=0.2, d_2=0.7$) 状态、反极性 ($d_1=0.2, d_2=0.7$) 向正极性 ($d_1=0.7, d_2=0.4$) 状态的动态变换场景, 所得实验结果见附录图 A8 和图 A9。由动态实验结果图可知, 在极性发生变换的动态过程中, 2 种转换均获得有效实现。

5 应用场景

基于上述分析与验证, 选择基于直接式 AC/AC 变换的 DVR 系统作为实际应用场景进行分析验证。基于直接式 AC/AC 变换的 DVR 系统及其对应的控制策略如附录图 A10 和图 A11 所示。图 A10 中, ΔU 为由 DVR 系统所提供的补偿电压。图 A11 中, U_L 为负载电压采样值; U_{Lref} 为负载电压目标值; u_{error} 为实际采样值与目标值的差值; D 为变换器占空比。由图 A11 可知, 在系统电压稳定或 DVR 故障情况下, 旁路开关 S_p 接通, DVR 退出运行。当系统存在电压骤升或跌落时, DVR 启动, 通过负载电压有效值采样进行反馈, 进而由基于误差启动的比例-积分 (PI) 控制器提供变换器占空比, 并利用 PWM 模块调制后形成高频动作信号, 实现变换器 IGBT 的控制, 从而对电压进行补偿, 保证负荷侧电压的稳定控制。

基于直接式 AC/AC 变换器的 DVR 系统实验结果如图 6 所示。由图 6 可知, 当电源电压 U_s 由骤升转变为跌落的动态过程中, DVR 系统由骤升补偿 (ΔU 与 U_s 反向) 经过一定的动态调整转变为跌落补偿 (ΔU 与 U_s 同向), 此动态过程中, DVR 系统具有较好的维持负荷电压 U_{Load} 稳定的效果。

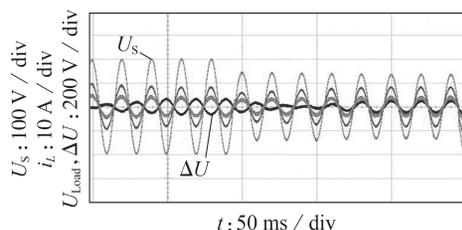


图 6 DVR 实验结果图
Fig.6 Experimental results of DVR

6 结论

本文提出了一种具有电压幅值双极性调控的直接式AC/AC变换器拓扑结构。该拓扑结构由2个无差分PWM型交流斩波桥臂构成H桥,通过对拓扑结构的工作模式进行详细分析可知,该拓扑结构在运行过程中无换流问题,具有双极性调控功能且输入/输出“共地”得到了有效实现;同时,双占空比调控方式有效提高了其运行的灵活性;研制了原理样机,验证了理论分析的正确性以及拓扑结构的合理性、可行性;最后,对AC/AC变换器在DVR场景中的应用进行了验证分析,取得了较好的效果。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 金宏,张友军,王诗颂,等. 采用辅助变压器的全占空比调节三电平AC/AC变换器[J]. 电力自动化设备,2019,39(6):75-80.
JIN Hong, ZHANG Youjun, WANG Shisong, et al. Full-duty-cycle regulated three-level AC/AC converter with auxiliary transformer[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(6):75-80.
- [2] 周剑桥,张建文,施刚,等. 应用于配电网柔性互联的变换器拓扑[J]. 中国电机工程学报,2019,39(1):277-288.
ZHOU Jianqiao, ZHANG Jianwen, SHI Gang, et al. Exploration on power converter topologies applied in flexible interconnection of distribution system[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(1):277-288.
- [3] 李楚杉. 基于虚拟正交源电压合成策略的直接AC/AC变换器拓扑与控制技术研究[D]. 杭州:浙江大学,2014.
LI Chushan. Research on topologies and control of virtual quadrature source based direct AC/AC power conversion [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2014.
- [4] PARK C Y, KWON J M, KWON B H. Automatic voltage regulator based on series voltage compensation with AC chopper[J]. IET Power Electronics, 2012, 5(6):719-725.
- [5] 张友军,丁明昌,任永保,等. 级联式Buck-Boost AC/AC变换器[J]. 电力自动化设备,2010,30(9):46-51.
ZHANG Youjun, DING Mingchang, REN Yongbao, et al. Cascaded Buck-Boost AC/AC converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2010, 30(9):46-51.
- [6] SUBRAMANIAN S, MISHRA M K. Interphase AC-AC topology for voltage sag supporter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(2):514-518.
- [7] JOTHIBASU S, MISHRA M K. A control scheme for storageless DVR based on characterization of voltage sags[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 29(5):2261-2269.
- [8] JOTHIBASU S, MISHRA M K. An improved direct AC-AC converter for voltage sag mitigation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(1):21-29.
- [9] KHAN A A, CHA H, KIM H G. Magnetic integration of discrete-coupled inductors in single-phase direct PWM AC-AC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(3):2129-2138.
- [10] LUO F L, YE H. Research on DC-modulated power factor correction AC/AC converters[C]//IECON 2007-33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Taipei, China:IEEE,2007:1478-1483.
- [11] AHMED N A, AMEI K, SAKUI M. A new configuration of single-phase symmetrical PWM AC chopper voltage controller[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1999, 46(5):942-952.
- [12] 金楠,康冬祎,崔光照. 基于直接AC/AC变换的动态电压恢复器研究[J]. 电工技术学报,2015,30(11):71-77.
JIN Nan, KANG Dongyi, CUI Guangzhao. Research on dynamic voltage restorer based on direct AC/AC power conversion [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(11):71-77.
- [13] KHAN A A, CHA H, AHMED H F. High efficiency Buck and Boost type AC-AC converters[C]//17th European Conference on Power Electronics and Applications. Geneva, Switzerland:IEEE,2015:1-10.
- [14] LI L, YANG J D, ZHONG Q L. Novel family of single-stage three-level AC choppers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(2):504-511.
- [15] KHAN A A, CHA H, AHMED H F. An improved single-phase direct PWM inverting Buck-Boost AC-AC converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(9):5384-5393.
- [16] LI L, YANG J D, ZHONG Q L. Cascade three-level AC/AC direct converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(1):27-34.
- [17] FANG X P, QIAN Z M, PENG F Z. Single-phase Z-source PWM AC-AC converters[J]. IEEE Power Electronics Letters, 2005, 3(4):121-124.
- [18] TANG Y, XIE S J, ZHANG C H. Z-source AC-AC converters solving commutation problem[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(6):2146-2154.
- [19] KHAN A A, CHA H, AHMED H F. High-efficiency single-phase AC-AC converters without commutation problem[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(8):5655-5665.
- [20] KHAN U A, KHAN A A, CHA H, et al. Dual-Buck AC-AC converter with inverting and non-inverting operations[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(11):9432-9443.
- [21] AHMED H F, CHA H, KHAN A A, et al. A novel Buck-Boost AC-AC converter with both inverting and noninverting operations and without commutation problem[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(6):4241-4251.
- [22] LI P, HU Y H. Unified non-inverting and inverting PWM AC-AC converter with versatile modes of operation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(2):1137-1147.

作者简介:



蔡国伟

蔡国伟(1968—),男,吉林吉林人,教授,博士研究生导师,主要从事电力系统运行分析方面的教学与科研工作;

王艺博(1989—),男,山东济宁人,博士研究生,通信作者,主要研究方向为功率电子变换技术以及电力系统柔性调控(E-mail: wangyibo@neepu.edu.cn);

郭东波(1990—),男,山东临沂人,硕士,主要研究方向为AC/AC变换技术及其在电力系统中的应用。

(编辑 王欣竹)

(下转第95页 continued on page 95)

- floating capacitor H-bridges [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(7): 3471-3478.
- [15] BARZEGARKHO R, MORADZADEH M, ZAMIRI E, et al. A new Boost switched-capacitor multilevel converter with reduced circuit devices [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(8): 6738-6754.
- [16] LIU J, WU J, ZENG J, et al. A novel nine-level inverter employing one voltage source and reduced components as high-frequency AC power source [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(4): 2939-2947.
- [17] YE Y, CHENG K W E, LIU J, et al. A step-up switched-capacitor multilevel inverter with self-voltage balancing [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(12): 6672-6680.
- [18] HINAGO Y, KOIZUMI H. A switched-capacitor inverter using series/parallel conversion with inductive load [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(2): 878-887.
- [19] TAGHVAIE A, ADABI J, REZANEJAD M. A self-balanced stepup multilevel inverter based on switched-capacitor structure [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(1): 199-209.

作者简介:



王要强

王要强(1982—),男,河南郑州人,副教授,博士,主要研究方向为电力电子变换与控制技术及其在可再生能源发电、交直流灵活配电、电机驱动等方面的应用(E-mail: WangyqEE@163.com);

王凯歌(1994—),男,河南周口人,硕士研究生,主要研究方向为电能变换与新能源发电技术(E-mail: Wangkg0919@163.com)。

(编辑 王欣竹)

Single phase neutral-point-clamped switched-capacitor multilevel inverter and its control

WANG Yaoqiang, WANG Kaige, ZHOU Chenglong, YUAN Yisen, LI Zhongwen

(School of Electrical Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China)

Abstract: A single phase voltage source neutral-point-clamped multilevel inverter with switched capacitors is proposed. The DC bus clamped capacitors are configured to segment the power supply voltage, and the multilevel voltage output can be achieved by controlling the connection of power supply and capacitors in series or parallel. In addition, the output level quantity and voltage gain of the inverter can be further increased through an expansion mechanism. In order to achieve the voltage balance of the capacitors and reduce their voltage ripples, the redundant switch states of the inverter are considered during the modulation process. The switches work in a complementary way, and therefore, the modulation strategy is simple to implement. The working principle, modulation strategy, capacitor voltage and related parameters of the proposed inverter are analyzed, and the topology extension mechanism is given. Finally, the steady performance and dynamic performance of the proposed inverter are verified by simulation and experiment.

Key words: electric inverters; multilevel; neutral-point-clamped; switched capacitor; voltage balance

(上接第88页 continued from page 88)

Topology structure of direct AC/AC converter adapted to voltage amplitude bipolar regulation

CAI Guowei, WANG Yibo, GUO Dongbo, LIU Chuang, WANG Peng, ZHU Bingda

(Key Laboratory of Modern Power System Simulation and Control & Renewable Energy Technology, Northeast Electric Power University, Jilin 132012, China)

Abstract: In order to solve the problem of voltage amplitude fluctuation caused by uncertain events in power grid, a topology structure of direct AC/AC converter adapted to voltage amplitude bipolar regulation is proposed. The topology is an H-bridge structure composed of two non-differential PWM (Pulse Width Modulation) AC chopper legs. It maintains the characteristics of input and output "common-ground" feature, two degrees of freedom, bipolar regulation and no commutation problem. The composition of topology and PWM principle of the converter are analyzed in detail, and its working mode is revealed through the analysis of the positive-negative polarity scenes. Based on the parameter design, the prototype of the converter is developed and the dynamic voltage restorer system is built. The experimental results under different working conditions show that the proposed direct AC/AC converter can effectively suppress the voltage amplitude fluctuation.

Key words: AC/AC converter; two degrees of freedom; bipolarity; "common-ground" feature; commutation problem; dynamic voltage restorer

附录

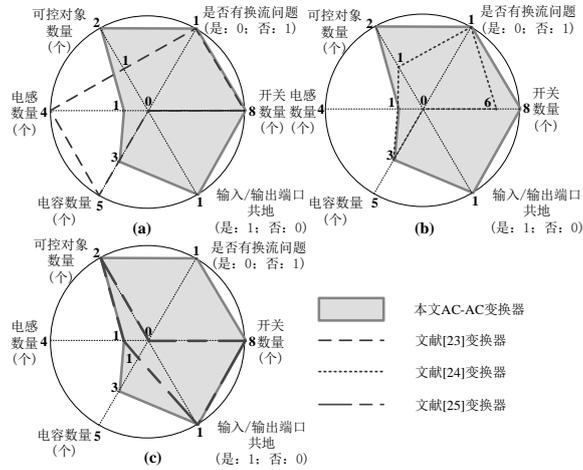


图 A1 AC/AC 变换器对比雷达图

Fig.A1 Radar map of AC/AC converters

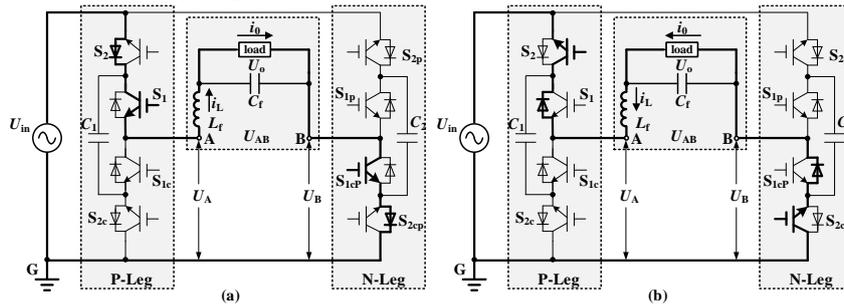


图 A2 a→b 过程 (c→d 过程) 电流回路示意图

Fig.A2 Diagram of current loop a→b (c→d)

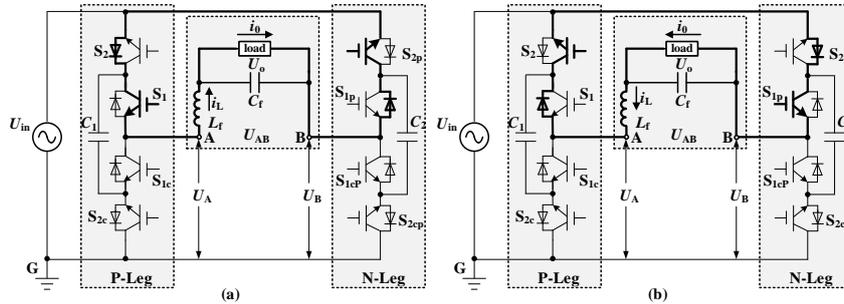


图 A3 b→c 过程电流回路示意图

Fig.A3 Diagram of current loop b→c

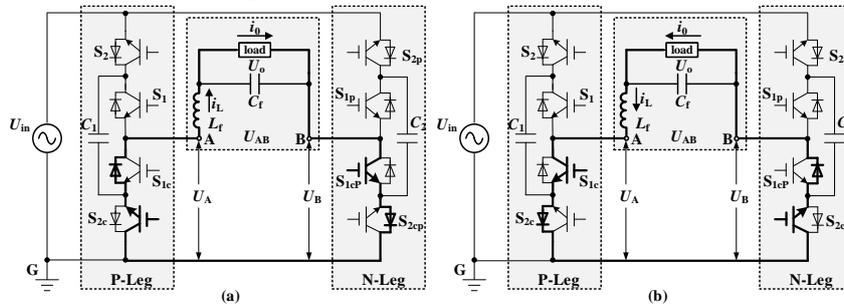


图 A4 d→a 过程电流回路示意图

Fig.A4 Diagram of current loop d→a

表 A1 器件电压、电流应力表
Table A1 Table of voltage and current stresses on elements

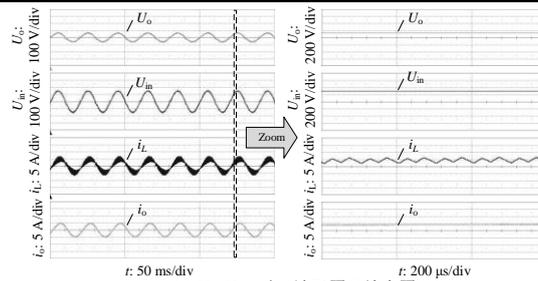
IGBT	电压应力				电流应力			
	$a \rightarrow b$	$b \rightarrow c$	$c \rightarrow d$	$d \rightarrow a$	$a \rightarrow b$	$b \rightarrow c$	$c \rightarrow d$	$d \rightarrow a$
S_1	0	0	0	u_{in}	i_{in}	i_L	i_{in}	0
S_{1c}	u_{in}	u_{in}	u_{in}	0	0	0	0	$-i_L$
S_2	0	0	0	0	i_{in}	i_L	i_{in}	0
S_{2c}	0	0	0	0	0	0	0	i_L
S_{1p}	u_{in}	0	u_{in}	u_{in}	0	i_L	0	0
S_{1cp}	0	u_{in}	0	0	i_{in}	0	i_{in}	i_L
S_{2p}	0	0	0	0	0	i_L	0	0
S_{2cp}	0	0	0	0	i_{in}	0	i_{in}	i_L
C_1	u_{in}	u_{in}	u_{in}	u_{in}	--	--	--	--
C_2	u_{in}	u_{in}	u_{in}	u_{in}	--	--	--	--

表 A2 实验系统参数
Table A2 Experimental system parameters

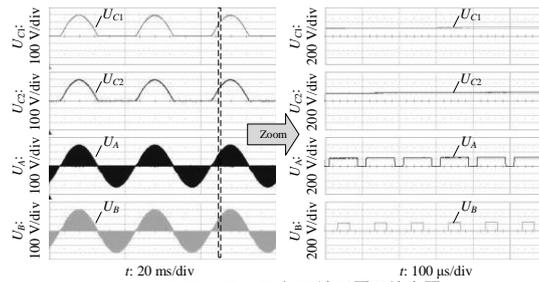
参数	数值	参数	数值
额定功率/kW	1	电容 C_1 与 $C_2/\mu F$	10
电压增益 K	[-1,1]	电容 $C_f/\mu F$	10
输入电压/V	220	电感 L_f/mH	0.3
IGBT 型号	IKW75N60T	开关频率/kHz	18

表 A3 实验场景设置
Table A3 Experimental scenario settings

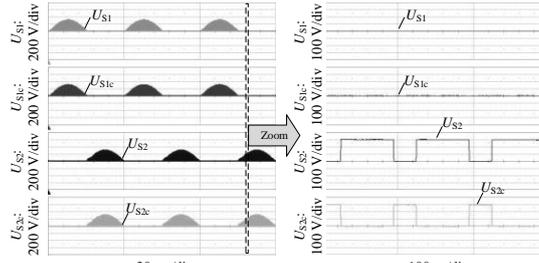
场景	占空比关系	d_1	d_2	负载
正极性	$d_1 > d_2$	0.8	0.3	阻性/阻感性
	$d_1 > d_2$	0.7	0.2	阻感性
反极性	$d_1 < d_2$	0.4	1	阻感性
	$d_1 < d_2$	0	0.6	阻感性
动态验证	$d_1 > d_2 / d_1 < d_2$	0.7/0.2	0.2/0.7	阻感性
	$d_1 > d_2 / d_1 < d_2 / d_1 > d_2$	0.7/0.4/0.7	0.4/0.7/0.4	



(a) U_o , U_{in} , i_L 与 i_o 波形图及放大图



(b) U_{C1} , U_{C2} , U_A 与 U_B 波形图及放大图



(c) U_{S1} , U_{S1c} , U_{S1p} 与 U_{S1cp} 波形图及放大图

图 A5 阻感性负载实验结果图 ($d_1=0.8$, $d_2=0.3$)

Fig.A5 Experimental results of resistive-inductive load ($d_1=0.8$, $d_2=0.3$)

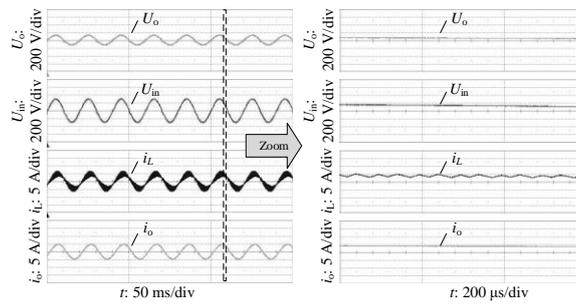


图 A6 阻感性负载实验结果图 ($d_1=0.7$, $d_2=0.2$)

Fig.A6 Experimental results of resistive-inductive load ($d_1=0.7$, $d_2=0.2$)

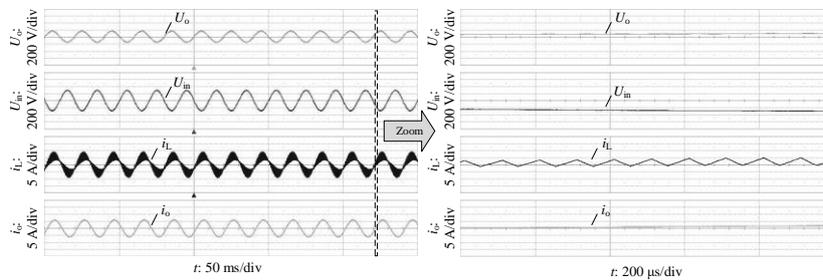


图 A7 阻感性负载实验结果图 ($d_1=0$, $d_2=0.6$)

Fig.A7 Experimental results of resistive-inductive load ($d_1=0$, $d_2=0.6$)

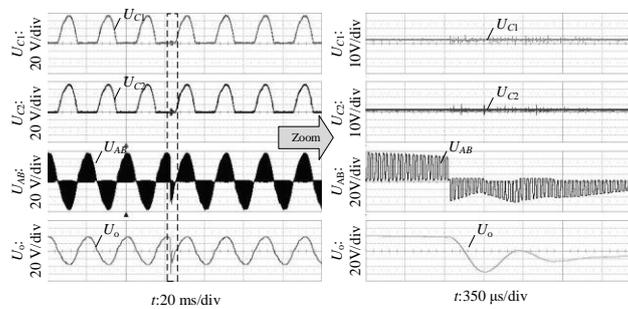


图 A8 动态验证结果图(I)

Fig.A8 Diagram of dynamic result (I)

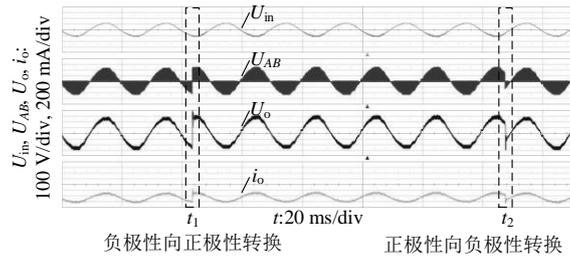


图 A9 动态验证结果图(II)

Fig.A9 Diagram of dynamic result (II)

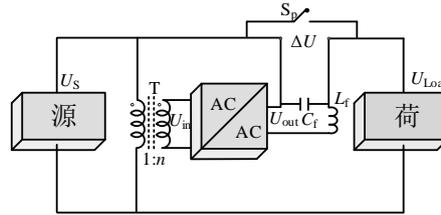


图 A10 基于直接式 AC/AC 变换的 DVR 系统

Fig.A10 DVR based on direct AC/AC conversion

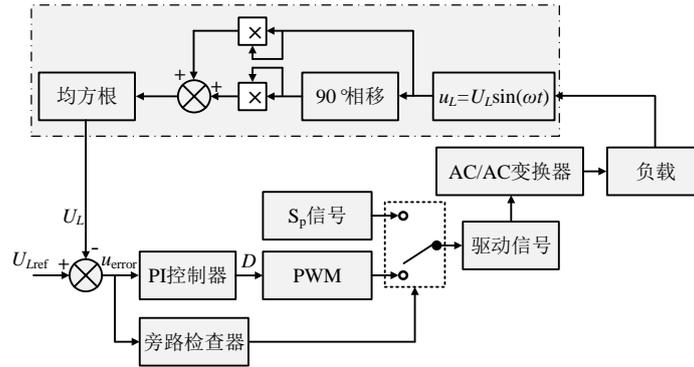


图 A11 DVR 系统控制框图

Fig.A11 Block diagram for control of DVR system