

单相 A 源 AC/AC 变换器拓扑及其优化控制

房绪鹏¹,张允续¹,赵冰冰¹,朱存良¹,周利超²

(1. 山东科技大学 电气与自动化工程学院, 山东 青岛 266590; 2. 青岛市地铁规划设计院有限公司, 山东 青岛 266100)

摘要:为了使耦合电感在低匝数比的情况下实现高电压增益,提出一种单相 A 源 AC/AC 变换器,同时采用安全换向调制策略防止电压尖峰的出现。通过对变换器的工作模式进行分析,推导出单相 A 源 AC/AC 变换器的电压增益,并传统 Z 源变换器等变换器进行对比,理论上验证了单相 A 源 AC/AC 变换器的优越性。该变换器具有连续的输入电流、较低的输入电流谐波和峰值电流,能够实现同相升压和反相升降压功能。最后,搭建仿真模型和实验平台进行验证,仿真与实验结果证明了变换器的可行性和优越性。

关键词:AC/AC 变换器;安全换向;A 源;优化控制;拓扑

中图分类号:TM46

文献标志码:A

Topology and optimal control of a single-phase A-source AC/AC converter

FANG Xupeng¹, ZHANG Yunxu¹, ZHAO Bingbing¹, ZHU Cunliang¹, ZHOU Lichao²

(1. College of Electrical Engineering and Automation, Shandong University of Science and Technology, Qingdao 266590, China; 2. Qingdao Metro Planning and Design Insititute Co., Ltd., Qingdao 266100, China)

Abstract: In order to achieve high voltage gain with the coupling inductor at low turns ratios, this study proposed a single-phase A-source AC/AC converter and adopted a safe commutation modulation strategy to prevent the occurrence of voltage spikes. By analyzing the operating mode of the converter, the voltage gain of the converter was derived, and the superiority of the converter was verified theoretically by comparing it with the traditional Z-source converter. The converter has continuous input current, low input current harmonics and inrush current, and can achieve in-phase boost and reverse-phase buck-boost functions. Finally, a simulation model and experimental platform were built for verification, and the simulation and experimental results proved the feasibility and superiority of the converter.

Key words: AC/AC converter; safe commutation; A-source; optimal control; topology

电压骤降和骤升已成为影响电能质量的主要问题^[1-2],单相 AC/AC 变换器常串联到动态电压恢复器(dynamic voltage restorer,DVR)系统中,以补偿电压骤降和骤升^[3-5]。AC/AC 变换器主要包括直接型脉冲宽度调制(pulse width modulation,PWM) AC/AC 变换器^[6]、带直流环节的间接型 AC/AC 变换器^[7]以及矩阵式变换器^[8-9]。间接型 AC/AC 变换器需要电池组和大电容提供直流电源,矩阵式变换器控制方式复杂、电压增益有限。矩阵式变换器和间接型变换器可以输出可变频率的电压,但如果仅需对电压幅值进行调节即可补偿电压骤降和骤升,直接型 AC/AC 变换器是一个较好的选择,且直接型变换器具有单级变换、易

收稿日期:2023-04-07

基金项目:山东省重点研发计划项目(2019GGX103049)

作者简介:房绪鹏(1971—),男,山东汶上人,教授,博士,主要从事现代电力电子技术在电力系统、电气传动方面的应用研究。

E-mail:xpfang@sdust.edu.cn

张允续(1998—),男,山东潍坊人,硕士研究生,主要从事电力电子技术及应用研究,本文通信作者。

E-mail:yunxuzhang2021@163.com

于控制、效率高、成本低的优点。

传统直接型 AC/AC 变换电路有 Buck 电路、Boost 电路、Buck-Boost 电路和 Cuk 电路,这些电路都存在一定局限性;Buck 电路不能实现升压;Boost 电路不能实现降压;Buck-Boost 电路和 Cuk 电路可以实现升压和降压,但具有较高的开关电压应力。为了解决以上不足,研究人员将阻抗源引入 AC/AC 变换电路^[10-13]。文献[10]提出的单相 Z 源 AC/AC 变换电路(Z-source AC/AC converter, ZSC)具有升压和降压功能,但是此电路输入电流不连续,每个开关都需要一个缓冲电路来抑制电压尖峰;文献[11]提出单相准 Z 源 AC/AC 变换电路(quasi Z-source AC/AC coverter, QZSC),此电路不仅具有 Z 源变换器的优点,而且还具有输入电流连续、电容电压应力更小、输入与输出有公共点的优点;文献[12]进一步提出单相改进型准 Z 源 AC/AC 变换电路(modified quasi Z-source AC/AC converter, MQZSC),该电路改变了电感和电容的位置,避免了输出滤波电感的使用,减小了变换器的体积。ZSC、QZSC 和 MQZSC 的电压增益相同,且电压增益只受占空比的控制,不能实现更高的电压增益。因此,为了获得高电压增益,文献[13]提出单相 Γ -Z 源 AC/AC 变换电路(Γ ZSC),电路中引入耦合电感,可以通过改变开关占空比和耦合电感匝数比控制电压增益,提高了电路的升降压能力,但是此电路具有输入电流不连续、总谐波失真过高的缺点。

本研究将 A 源阻抗网络^[14]引入 AC/AC 变换电路,提出一种单相 A 源 AC/AC 变换器。A 源是一种双绕组网络,与其他的双绕组网络相比,该网络采用自耦变压器原理,可以在低匝数比下实现高电压增益。为了抑制开关管上的电压尖峰,提出一种安全换向的调制策略。本研究提出的变换器具有连续的输入电流,其电压增益受开关占空比和耦合电感匝数比共同控制,能够实现同相升压和反相升降压。通过改变开关管占空比,该变换器还可作为具有连续可变匝数比的固态变压器,用于动态电压恢复器系统调节线路中的电压骤降和骤升。

1 变换器工作原理分析

1.1 电路拓扑

本研究提出的单相 A 源 AC/AC 变换器拓扑结构如图 1 所示,该电路由一个电感 L ,两个电容 C_1 、 C_2 ,一个双绕组耦合电感,两个双向开关 S_1 、 S_2 ,输出 LC 滤波器和负载 R 等组成。开关模块采用两个带反并联的绝缘栅双极型晶体管背靠背连接,这种结构分立单元少、损耗小、驱动电路简洁,适用于单相 AC/AC 变换器。

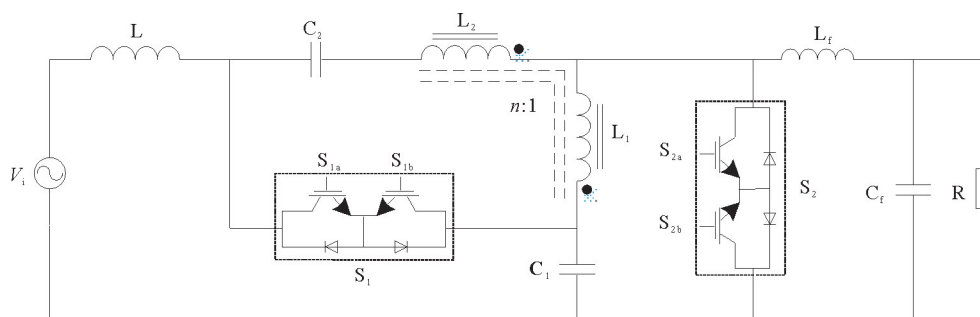


图 1 单相 A 源 AC/AC 变换器拓扑结构

Fig. 1 Single-phase A-source AC/AC converter topology

1.2 安全换向的调制策略

电感发生开路会产生电压尖峰,电容发生短路会产生电流尖峰,开关管的死区时间和重叠时间的存在会导致电压尖峰和电流尖峰出现,这两种尖峰都会对变换电路造成损坏,因此要采用安全换向的调制策略^[15]。

图 2 为电路死区时间和重叠时间的示意图。假设初始状态开关管 S_1 导通、 S_2 关断,在 t 时刻,将 S_1 关断、 S_2 导通,理论上,这两个过程是同时瞬间完成的,即死区时间和重叠时间均不存在,但实际应用中无法实现。如果开关 S_1 在 S_2 导通之前关断,则会出现死区时间,电感 L 的电流 i_L 和耦合电感 L_1 的电流 i_{L1} 流入

节点 B , 若 B 点不能满足基尔霍夫电流定律, 则会导致电压尖峰损坏开关管, 如图 2(a) 所示; 如果开关 S_2 在 S_1 关断之前导通, 则会出现重叠时间, 在 $S_1 - C_1 - S_2 - L_2 - C_2$ 中形成短路路径, 若不能满足基尔霍夫电压定律(Kirchhoff's voltage law, KVL), 则会导致电流尖峰损坏开关管, 如图 2(b) 所示。

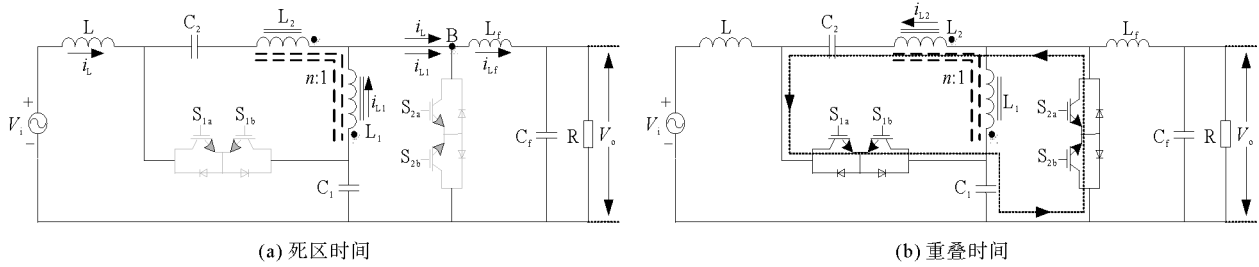


图 2 换向问题

Fig. 2 Commutation problems

为解决换向产生的问题, 文献[10]在开关管外部增加缓冲电路, 在死区时间提供换流路径, 以此抑制电压尖峰。但是缓冲电路会降低变换电路的效率和可靠性, 并且会导致电压波形失真。因此, 本研究提出一种安全换向的调制策略, 在死区时间提供一条连续的电流路径, 以应对死区时间产生的电压尖峰, 如图 3 所示, 设开关 S_2 占空比为 D , 开关周期为 T , DT 为开关 S_2 的导通时间, $(1-D)T$ 为开关 S_1 的导通时间。

同相升压模式下, 当输入电压 $V_i > 0$ 时, 开关 S_{1a} 和 S_{2b} 作为换流路径保持导通, 开关 S_{1b} 和 S_{2a} 在高频下互补切换, S_{1b} 和 S_{2a} 之间存在小的死区时间; 当 $V_i < 0$ 时, 开关 S_{1b} 和 S_{2a} 作为换流路径保持导通, 开关 S_{1a} 和 S_{2b} 在高频下互补切换, S_{1a} 和 S_{2b} 之间存在小的死区时间。反相升降压模式下, 当 $V_i > 0$ 时, 开关 S_{1b} 和 S_{2a} 作为换流路径保持导通, 开关 S_{1a} 和 S_{2b} 在高频下互补切换, S_{1a} 和 S_{2b} 之间存在小的死区时间; 当 $V_i < 0$ 时, 开关 S_{1a} 和 S_{2b} 作为换流路径保持导通, 开关 S_{1b} 和 S_{2a} 在高频下互补切换, S_{1b} 和 S_{2a} 之间存在小的死区时间。

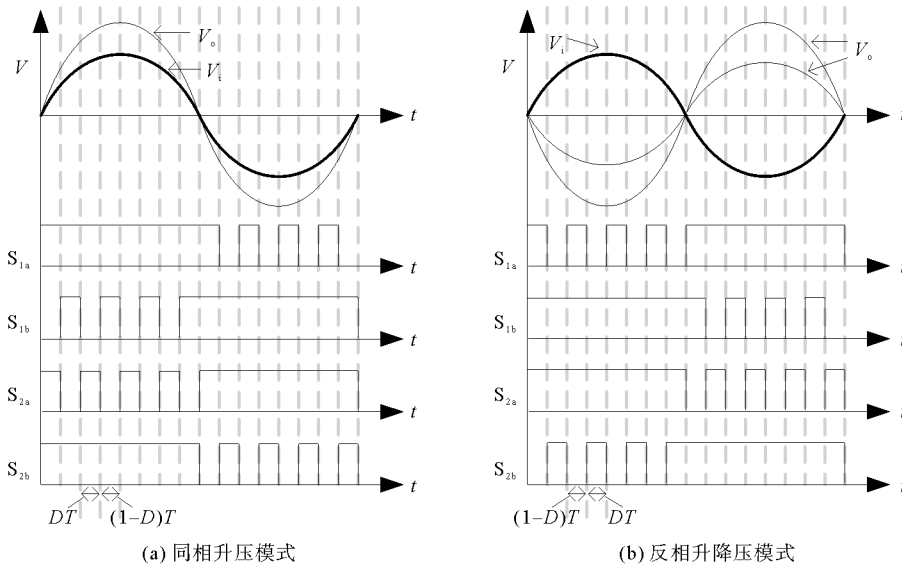
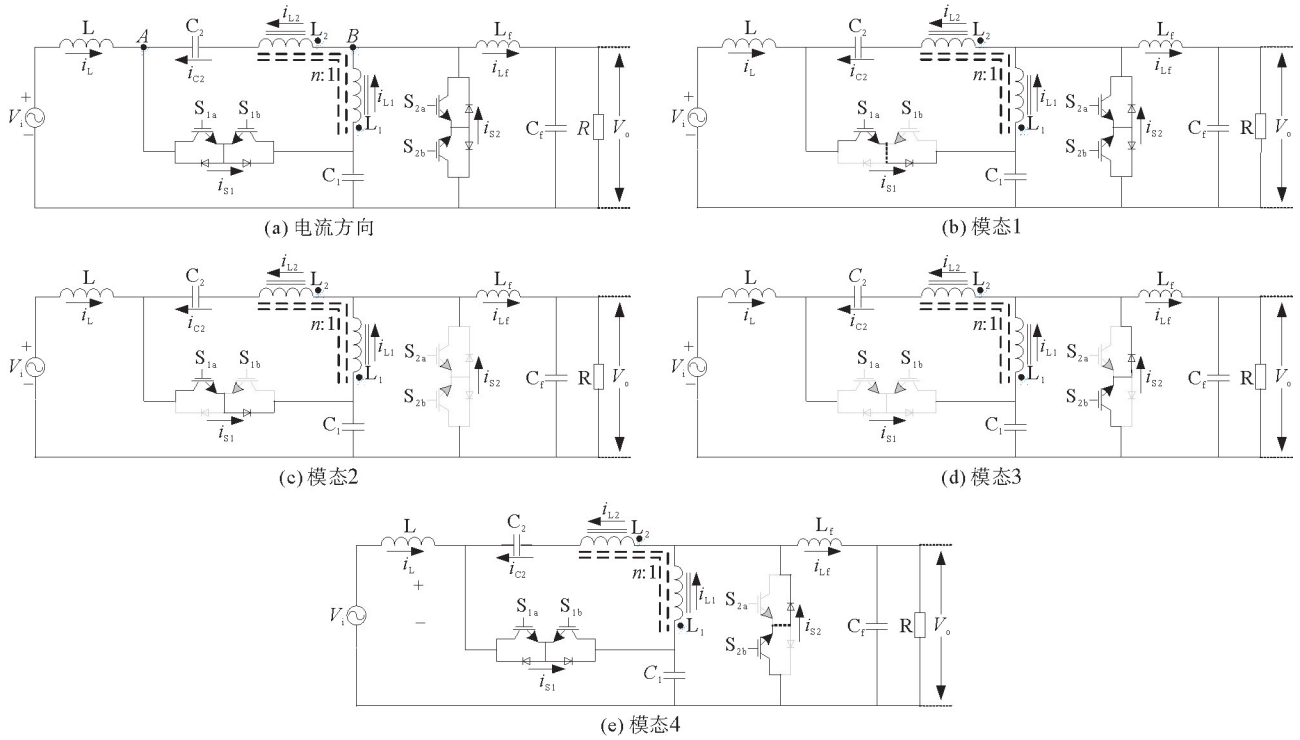


图 3 调制策略

Fig. 3 Modulation strategy

1.3 工作模态分析

图 4 为同相升压模式下 $V_i > 0$ 时的工作模态。假设电流的方向如图 4(a) 所示, 对节点 A 和节点 B 的电流进行分析, 根据基尔霍夫电流定律可得:

图4 同相升压模式下 $V_i > 0$ 时的工作模式Fig. 4 Operation states in "in-phase boost mode" when $V_i > 0$

$$-i_L - i_{C2} + i_{S1} = 0, \quad (1)$$

$$i_{L2} - i_{L1} - i_{S2} + i_{Lf} = 0. \quad (2)$$

式中, i_{S1} 、 i_{S2} 、 i_{L1} 、 i_{L2} 、 i_{Lf} 分别为通过开关 S_1 、 S_2 、耦合电感 L_2 、电感 L_f 的电流。

根据式(1)和式(2)可得:

$$i_L + i_{L1} - i_{Lf} = i_{S1} - i_{S2}. \quad (3)$$

图4(b)为直通模式,在此模式下,开关 S_{2a} 导通,正电流从电源流向负载;开关 S_{2b} 导通,负电流从负载流向电源,开关 S_{1a} 导通作为死区时的换流路径,但是并不导通电流,开关 S_{1b} 保持关断。

图4(c)为直通模式转为非直通模式时的过渡状态,开关 S_{2a} 关断后,但开关 S_{1b} 尚未导通,在此死区时间内,电流流过开关 S_{1a} ,开关 S_{2b} 不导通电流, $i_{S1} > 0$, $i_{S2} = 0$,根据式(3)可得: $i_L + i_{L1} - i_{Lf} > 0$ 。

图4(d)为非直通模式转为直通模式时的过渡状态,开关 S_{1b} 关断后,但开关 S_{2a} 尚未导通,在此死区时间内,电流流过开关 S_{2b} ,开关 S_{1a} 不导通电流, $i_{S1} = 0$, $i_{S2} > 0$,根据式(3)可得: $i_L + i_{L1} - i_{Lf} < 0$ 。

图4(e)为非直通模式,在此模式下,开关 S_{2a} 保持关断,开关 S_{1a} 导通,正电流从电源流向负载;开关 S_{1b} 导通,负电流从负载流向电源,开关 S_{2b} 导通作为死区时的换流路径,但是并不导通电流。

同相升压模式下 $V_i < 0$ 时的工作模式和反相升降压模式下的工作模式与上述类似,开关操作顺序总结在表1中。

1.4 电路分析

因为开关频率远大于输入电压的频率,所以在进行电路分析时,输入电压可以看作直流。假设电路中所有的开关都是理想开关,忽略死区时间,本研究提出的稳定状态下单相A源AC/AC变换电

表1 开关操作顺序

Table 1 Switching operation sequences

模式	V_i	直通模式		非直通模式	
		导通	换向	导通	换向
同相升压模式	> 0	S_{2a}, S_{2b}	S_{1a}	S_{1a}, S_{1b}	S_{2b}
	< 0	S_{2a}, S_{2b}	S_{1b}	S_{1a}, S_{1b}	S_{2a}
反相升降压模式	> 0	S_{2a}, S_{2b}	S_{1b}	S_{1a}, S_{1b}	S_{2a}
	< 0	S_{2a}, S_{2b}	S_{1a}	S_{1a}, S_{1b}	S_{2b}

路在一个开关周期内只有两个工作模式:直通模式和非直通模式,等效电路如图 5 所示。

图 5(a)为直通模式的等效电路,该模式的时间间隔为 DT , D 为开关 S_2 的占空比,在此模式下,开关 S_2 导通, S_1 关断,电源和电容 C_2 为电感 L 充电储能, A 源耦合电感也储存了一部分能量;图 5(b)为非直通模式的等效电路,该模式的时间间隔为 $(1-D)T$,在此模式下,开关 S_1 导通, S_2 关断,电源和电感 L 通过 S_1 给电容 C_1 充电储能, A 源耦合电感通过 S_1 向 C_2 提供能量。

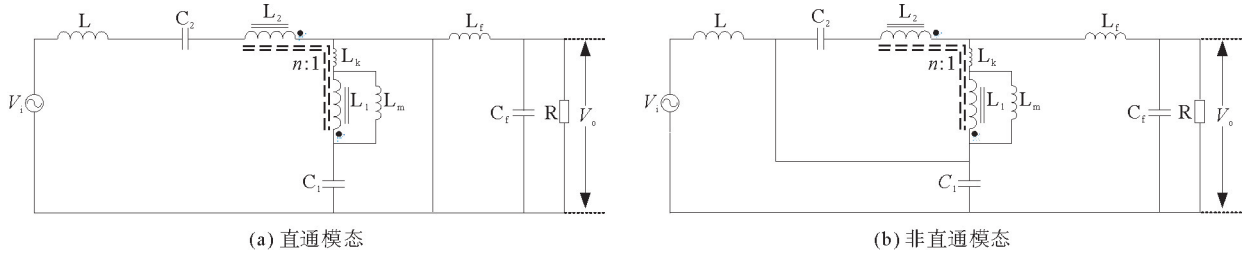


图 5 等效电路

Fig. 5 Equivalent circuits

假设 $k = \frac{L_m}{L_m + L_k}$, $n = \frac{V_{L2}}{V_{L1}}$, 其中 L_k 为等效电路的漏感, L_m 为励磁电感, V_{L1} 、 V_{L2} 分别为耦合电感 L_1 、 L_2 两端的电压。因为 L_k 远小于 L_m , 所以这里 k 取值为 1。

直通模式的等效电路如图 5(a)所示,根据 KVL 可得:

$$-V_i + V_L - V_{C2} - nV_{L1} = 0, \quad (4)$$

$$-V_{C1} + V_{L1} = 0, \quad (5)$$

$$V_{Lf} + V_o = 0. \quad (6)$$

式中: V_{C1} 、 V_{C2} 分别为电容 C_1 、 C_2 两端的电压有效值; V_L 、 V_{Lf} 分别为电容 L 、 L_f 两端的电压; V_o 为电路的输出电压。

非直通模式的等效电路如图 5(b)所示,根据 KVL 可得:

$$-V_i + V_L + V_{C1} = 0, \quad (7)$$

$$-V_{C2} - nV_{L1} - V_{L1} = 0, \quad (8)$$

$$V_{Lf} + V_o - V_{C1} + V_{L1} = 0. \quad (9)$$

对 L_1 应用伏秒平衡原理,根据式(5)和式(8)可得:

$$V_{C1}D - \frac{1}{n+1}V_{C2}(1-D) = 0. \quad (10)$$

得到电容 C_1 、 C_2 两端的电压比:

$$\frac{V_{C1}}{V_{C2}} = \frac{1-D}{(1+n)D}. \quad (11)$$

对 L 应用伏秒平衡原理,根据式(4)和式(7)可得:

$$(V_i + V_{C2} + nV_{C1})D + (V_i - V_{C1})(1-D) = 0. \quad (12)$$

得到电容 C_1 、 C_2 两端的电压分别为:

$$V_{C1} = \frac{1-D}{1-(n+2)D}V_i, \quad (13)$$

$$V_{C2} = \frac{(1+n)D}{1-(n+2)D}V_i. \quad (14)$$

对 L_f 应用伏秒平衡原理,根据式(6)和式(9)可得:

$$-V_oD + (-V_o + V_{C1} - V_{L1})(1-D) = 0. \quad (15)$$

得到输出电压为:

$$V_o = \frac{1-D}{1-(n+2)D} V_i. \quad (16)$$

结合式(16)和图 6 可以看出,本研究提出的变换器具有同相升压和反相升降压两种模式。当 n 取 1 时,在 $0 < D < 1/3$ 区间内,变换器工作在同相升压模式;在 $1/3 < D < 1/2$ 区间内,变换器工作在反相升压模式;在 $1/2 < D < 1$ 区间内,变换器工作在反相降压模式。与 Z 源变换器相比,A 源变换器在相同的占空比下具有更高的电压增益。通过改变耦合电感的匝数比 n ,输出电压增益向左移动,这意味着在较小的占空比下,可以实现更大的电压增益。

表 2 对 Z 源 AC/AC 变换器、准 Z 源 AC/AC 变换器、 Γ -Z 源 AC/AC 变换器和本研究提出的 A 源 AC/AC 变换器进行了比较。可以看出,因为耦合电感的加入,电压增益 G 不仅与占空比 D 有关,还与耦合电感的匝数比 n 有关,使变换器升降压能力更加灵活,同时连续的输入电流可以减小输入电流谐波。

表 2 四种拓扑参数比较

Table 2 Comparison of four topology parameters

变换器	$\frac{V_o}{V_i}$	$\frac{V_{C1}}{V_i}$	$\frac{V_{C2}}{V_i}$	开关管电压应力	输入电流	控制变量
Z 源	$\frac{1-D}{1-2D}$	$\frac{1-D}{1-2D}$	$\frac{1-D}{1-2D}$	$V_{S1}=V_{S2}=\frac{\sqrt{2}}{1-2D}V_i$	不连续	D
准 Z 源	$\frac{1-D}{1-2D}$	$\frac{D}{1-2D}$	$\frac{1-D}{1-2D}$	$V_{S1}=V_{S2}=\frac{\sqrt{2}}{1-2D}V_i$	连续	D
Γ -Z 源	$\frac{1-D}{1-(1+\frac{1}{n-1})D}$	$\frac{1-D}{1-(1+\frac{1}{n-1})D}$	—	$V_{S1}=V_{S2}=\frac{\sqrt{2}}{n(D-1)+1}V_i$	不连续	D, n
A 源	$\frac{1-D}{1-(n+2)D}$	$\frac{1-D}{1-(n+2)D}$	$\frac{(n+1)D}{1-(n+2)D}$	$V_{S1}=\frac{\sqrt{2}(n+1)}{1-(n+2)D}V_i,$ $V_{S2}=\frac{\sqrt{2}}{1-(n+2)D}V_i$	连续	D, n

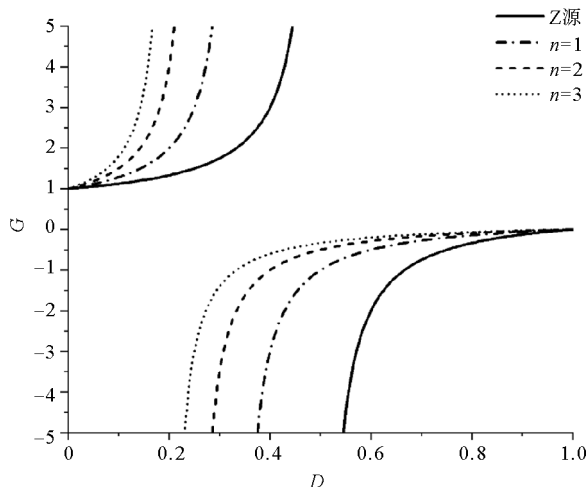
2 电路参数设计

2.1 电感参数设计

对于本研究提出的变换器,电感根据电流纹波进行选择,当电路处于直通状态时,电感 L 两端的电压为 $V_i + \frac{n+D}{1-D}V_{C1}$,励磁电感 L_m 两端的电压为 V_{C1} ,可得:

$$\begin{cases} L = \frac{\left| V_{i,\max} + \frac{n+D}{1-D}V_{C1,\max} \right| DT}{\Delta i_i}, \\ L_m = \frac{|V_{C1,\max}| DT}{\Delta i_{Lm}}. \end{cases} \quad (17)$$

式中, Δi_i 为电感 L 的电流纹波; $\Delta i_i \leq K_i \cdot I_i$; Δi_{Lm} 为励磁电感的电流纹波, $\Delta i_{Lm} \leq K_i \cdot I_{Lm}$; $N_{i,\max}$ 为电压输入峰值; $V_{C1,\max}$ 为电容 C_1 的电压峰值。可以得出:

图 6 n 取不同值时电压增益 G 与占空比 D 的关系曲线Fig. 6 Relationship curves between voltage gain G and duty cycle D when n is taken at different values

$$\begin{cases} L \geq \frac{\left| V_{i,\max} + \frac{n+D}{1-D} V_{C1,\max} \right| DT}{K_i \cdot I_i} = \frac{\sqrt{2} V_i^2}{K_i \cdot P_o} \cdot \frac{(n+1)(1-D)DT}{1-(n+2)D}, \\ L_m \geq \frac{|V_{C1,\max}| DT}{K_i \cdot I_{Lm}} = \frac{\sqrt{2} V_i^2}{K_i \cdot P_o} \cdot \frac{(1-D)DT}{1-(n+2)D}. \end{cases} \quad (18)$$

式中: K_i 为电感的电流纹波系数, I_i 为电感 L 电流的有效值, I_{Lm} 为励磁电流的有效值, P_o 为输出功率。

2.2 电容参数设计

对于本研究提出的变换器, 电容根据电压纹波进行选择, 当电路处于直通状态时, 流过电容 C_1 的电流为 $-i_{Lm}$, 流过电容 C_2 的电流为 $-i_L$, 可得:

$$\begin{cases} C_1 = \frac{|i_{Lm}| DT}{\Delta V_{C1}}, \\ C_2 = \frac{|i_L| DT}{\Delta V_{C2}}. \end{cases} \quad (19)$$

式中: C_1 、 C_2 分别为电容 C_1 、 C_2 的容量; ΔV_{C1} 为电容 C_1 的电压波纹, K_v 为电容的电压纹波系数。 $\Delta V_{C1} \leq K_v \cdot V_{C1}$; ΔV_{C2} 为电容 C_2 的电压波纹, $\Delta V_{C2} \leq K_v \cdot V_{C2}$, 则:

$$\begin{cases} C_1 \geq \frac{|i_{Lm}| DT}{K_v \cdot V_{C1}} = \frac{\sqrt{2} P_o}{K_v \cdot V_i^2} \cdot \frac{1-(n+2)D}{1-D} DT, \\ C_2 \geq \frac{|i_L| DT}{K_v \cdot V_{C2}} = \frac{\sqrt{2} P_o}{K_v \cdot V_i^2} \cdot \frac{1-(n+2)D}{1+n} DT. \end{cases} \quad (20)$$

2.3 开关管电压应力

根据式(13)、式(14), 可得开关管 S_1 、 S_2 两端的峰值电压 $V_{S1,\max}$ 、 $V_{S2,\max}$ 分别为:

$$\begin{cases} V_{S1,\max} = \frac{\sqrt{2}(n+1)}{1-(n+2)D} V_i, \\ V_{S2,\max} = \frac{\sqrt{2}}{1-(n+2)D} V_i. \end{cases} \quad (21)$$

3 仿真与实验

3.1 仿真分析

为了验证本研究提出的单相 A 源 AC/AC 变换器的性能, 使用 MATLAB/SIMULINK 软件搭建仿真电路, 参数如表 3 所示。

当占空比 D 分别为 0.2、0.4 和 0.6 时, 电路仿真波形如图 7、图 8 和图 9 所示。当 $D=0.2$ 时, 电路处

表 3 仿真电路参数

Table 3 Simulation circuit parameters

参数	数值
输入电压 V_i	50 V(50Hz)
开关频率 f_s	20 kHz
匝数比 n	1
电感 L 、 L_f	1 mH
电容 C_1 、 C_2 、 C_f	22 μ F
电阻 R	15 Ω
占空比 D	0.2, 0.4, 0.6

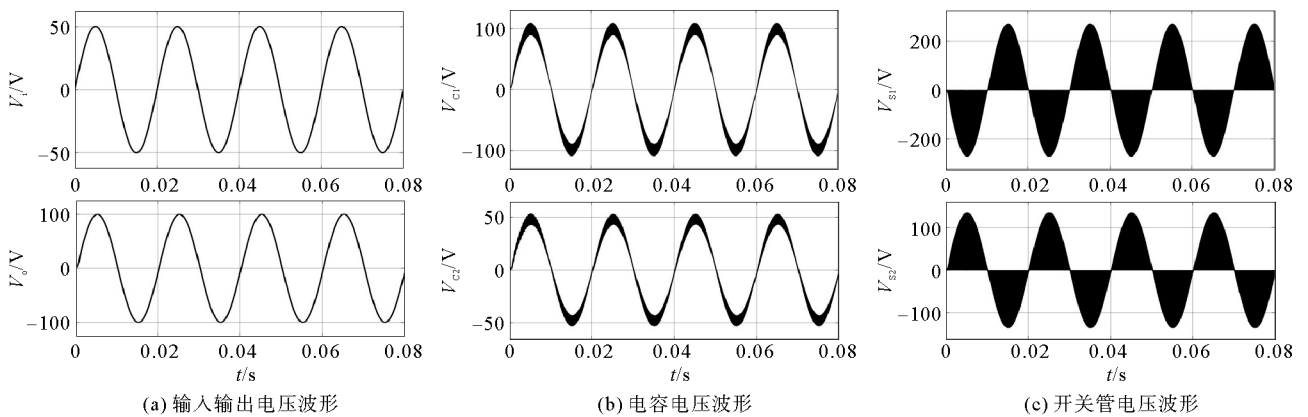
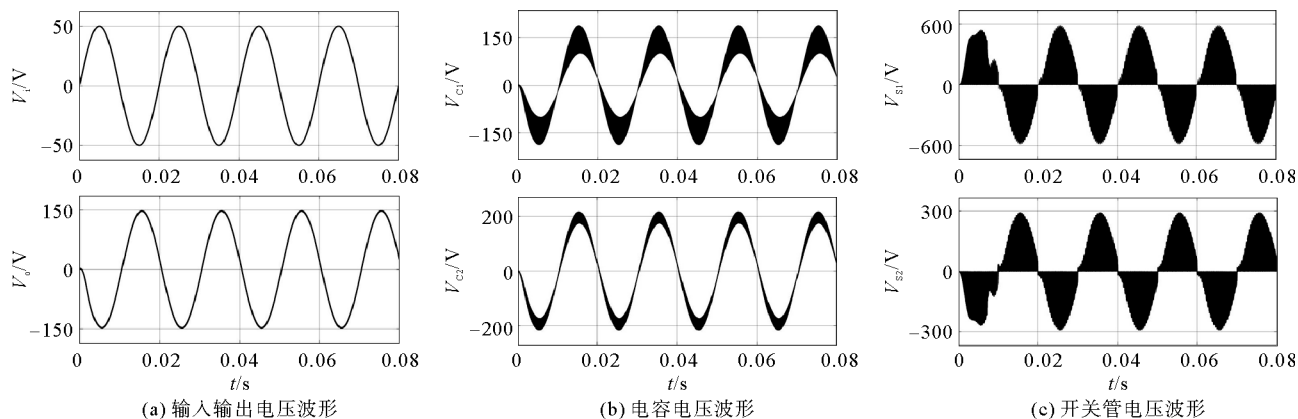
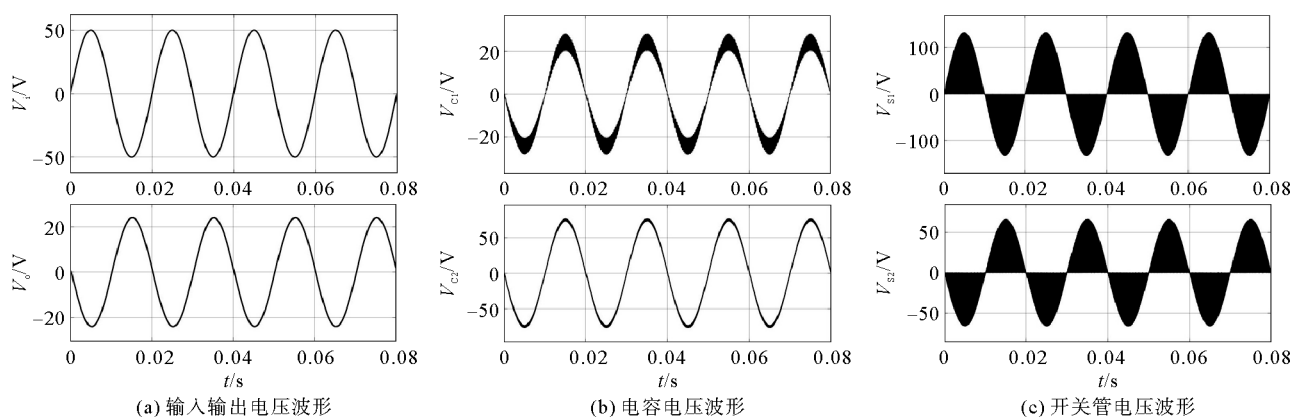


图 7 $D=0.2$ 时仿真波形

Fig. 7 Simulation waveforms when $D=0.2$

图8 $D=0.4$ 时仿真波形Fig. 8 Simulation waveforms when $D=0.4$ 图9 $D=0.6$ 时仿真波形Fig. 9 Simulation waveforms when $D=0.6$

于同相升压模式;当 $D=0.4$ 时,电路处于反相升压模式;当 $D=0.6$ 时,电路处于反相降压模式。对仿真波形进行分析可知,仿真结果与式(13)、式(14)、式(16)的理论计算结果一致。

3.2 实验验证

为了进一步验证所提变换器的性能,搭建基于 TMS320F28335 DSP 的实验样机,实验参数与仿真参数相同,实验系统框图如图10所示。在输入端连接电压传感器检测电压,将采样信号传输给数字信号处理(digital signal processing, DSP)芯片, DSP 基于电压信号产生四个 PWM 控制信号,对开关管 S_{1a} 、 S_{1b} 、 S_{2a} 、 S_{2b} 进行控制。实验装置如图11所示。

占空比 $D=0.2$ 时的实验波形如图12所示,此时电路处于同相升压模式。由图12(a)可以看出,输入电压从 50 V 升至 90 V,输入与输出电压同相;由图12(b)可以看出,实验结果与理论计算和仿真结果一致。开关 S_{1b} 和 S_{2a} 两端电压的缩小和放大波形分别如图12(c)、12(d)所示,可以看出,开关管没有电压尖峰,安全换向的调制策略得以实现。

占空比 $D=0.6$ 时的实验波形如图13所示,此时电路处于反相降压模式。由图13(a)可以看出,输入电

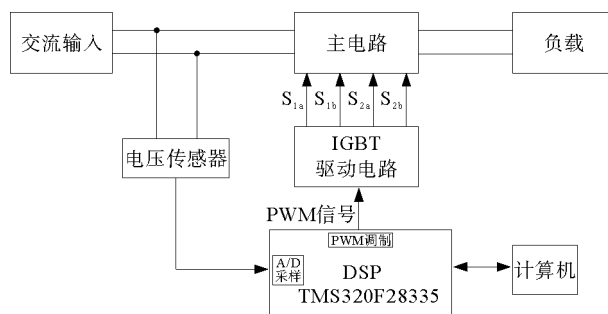


图10 实验系统框图

Fig. 10 Block diagram of the experimental system

压从 50 V 降压至 25 V, 输入与输出电压反相; 由图 13(b) 也可以看出, 实验结果与理论计算和仿真结果一致。开关 S_{1b} 和 S_{2a} 两端电压的缩小和放大波形分别如图 13(c)、13(d) 所示, 可以看出, 开关管没有电压尖峰, 安全换向的调制策略得以实现。

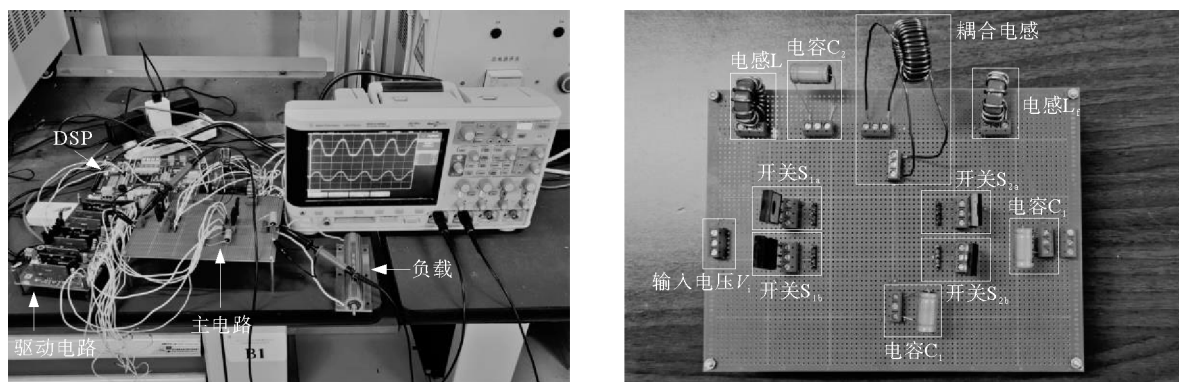


图 11 实验装置图

Fig. 11 Experimental setup diagrams

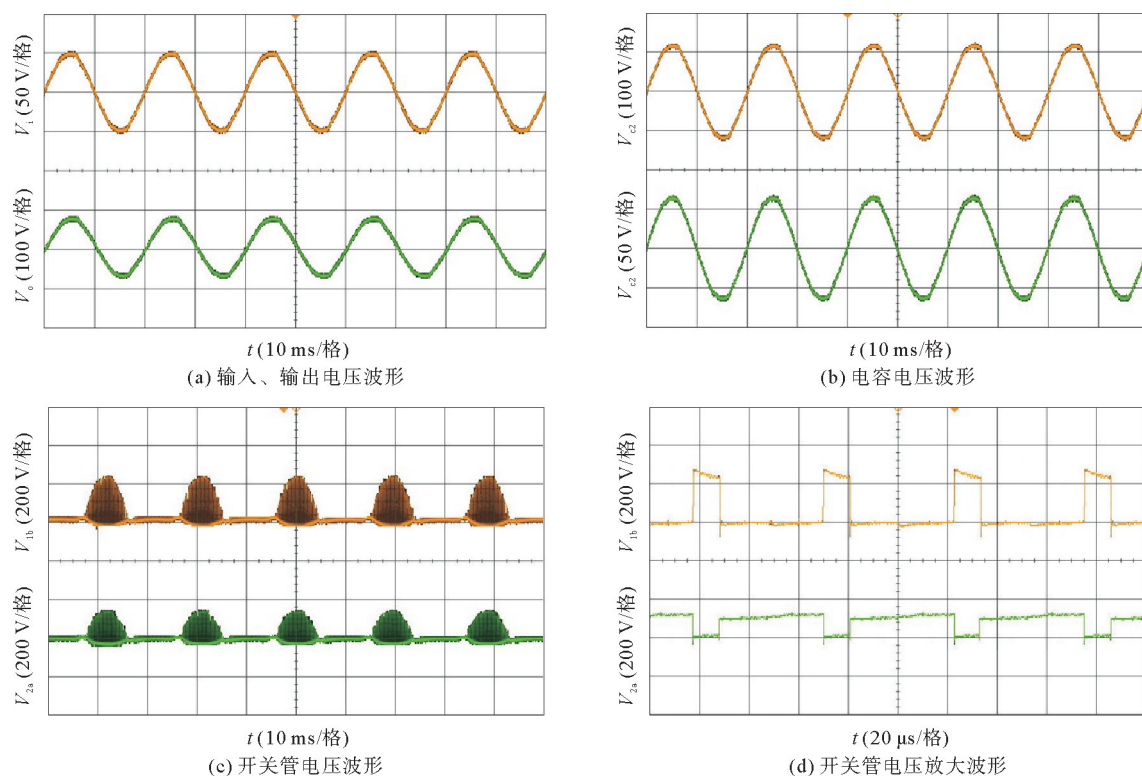
图 12 $D=0.2$ 时实验波形Fig. 12 Experimental waveforms when $D=0.2$

图 14 是占空比 D 分别为 0.2 和 0.6 时传统准 Z 源 AC/AC 变换器、改进型准 Z 源 AC/AC 变换器和本研究所提出的 A 源 AC/AC 变换器的效率曲线, 可以看出, 与准 Z 源变换器相比, A 源变换器具有更高的效率, 而与改进型准 Z 源变换器相比, A 源变换器与其效率相近。

本研究提出的变换器功率损耗由四部分产生: 开关管功率损耗 P_s 、电感功率损耗 P_{L1} 、耦合电感功率损耗 P_L 和电容功率损耗 P_{C1} 。图 15 为 A 源变换器在 300 W 输出功率下的各元件功率损耗分布, 可以看出,

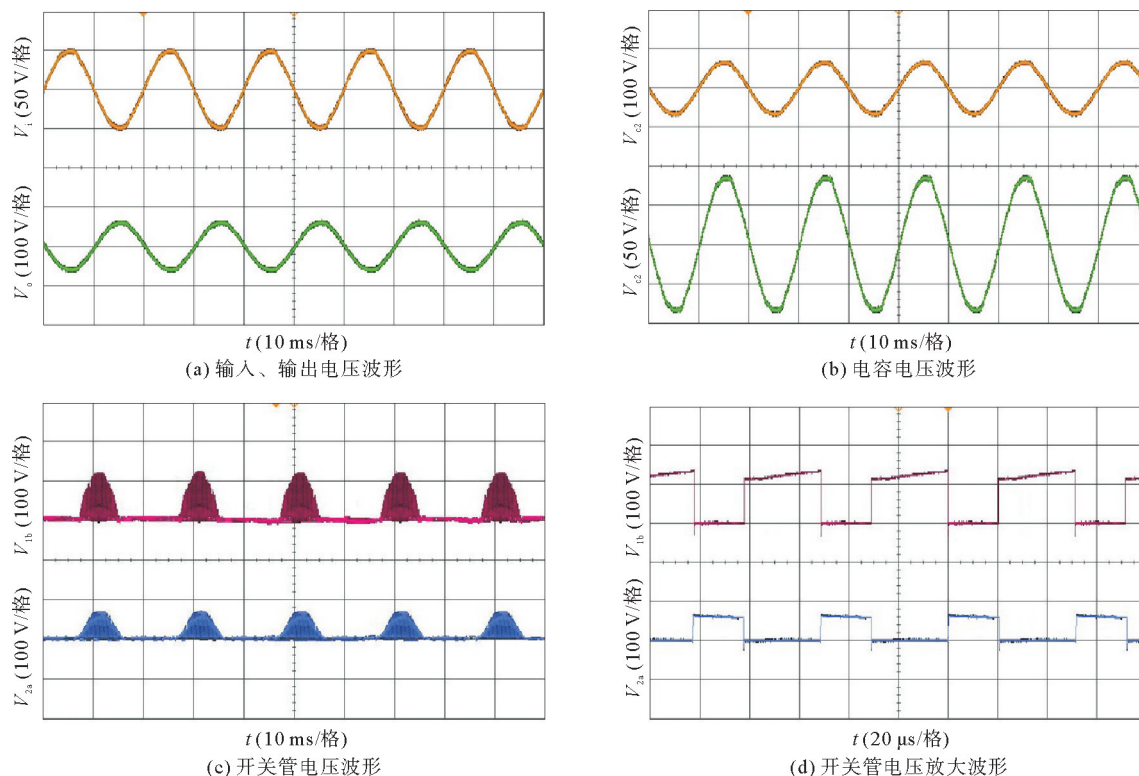
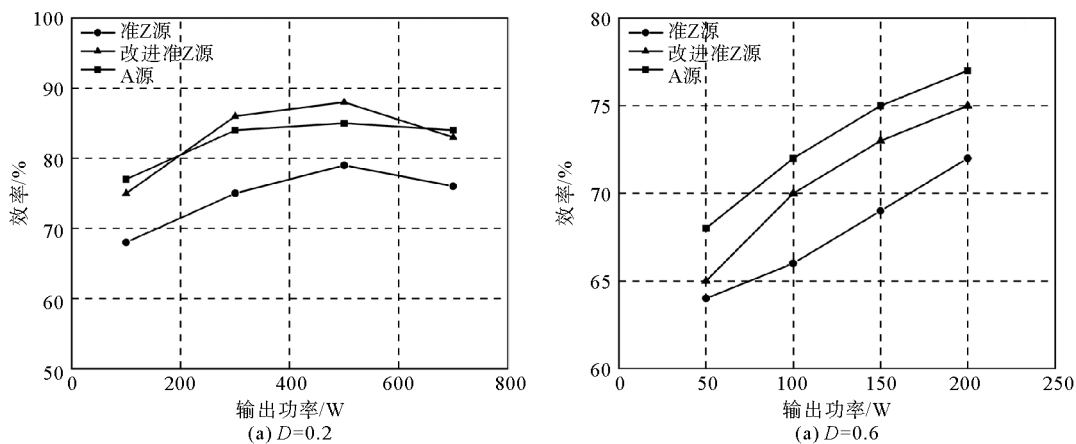
图 13 $D=0.6$ 时实验波形Fig. 13 Experimental waveforms when $D=0.6$ 

图 14 效率曲线

Fig. 14 Efficiency curves

电感的功率损耗对变换器的影响最大,因此在实际应用中,应选择寄生参数较小的电感,以优化变换器的性能。

通过实验验证,实验结果与理论计算和仿真分析基本一致,效果比较理想,安全换向的调制策略抑制了开关管上的电压尖峰,验证了所提出的单相 A 源 AC/AC 变换器的性能。

3.3 A 源 AC/AC 变换器在 DVR 中的应用

将所提出的单相 A 源 AC/AC 变换器用于 DVR 系统中,以补偿电压骤降和骤升,输入输出电压波形如图 16 所示。

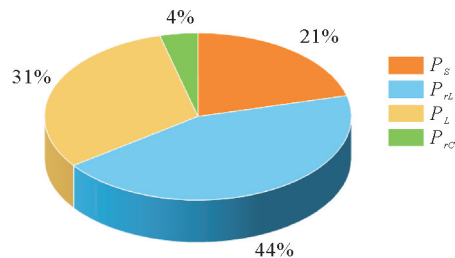


图 15 功率损耗分布

Fig. 15 Power loss distribution

由图 16(a)可以看出,在 0.1~0.2 s 的时间段内,输入电压骤降 20%,A 源变换器在此时间段内工作在同相升压模式,对电压骤降进行补偿,输出电压保持稳定。由图 16(b)可以看出,在 0.1~0.2 s 的时间段内,输入电压骤升 20%,A 源变换器在此时间段内工作在反相降压模式,对电压骤升进行补偿,输出电压保持稳定。

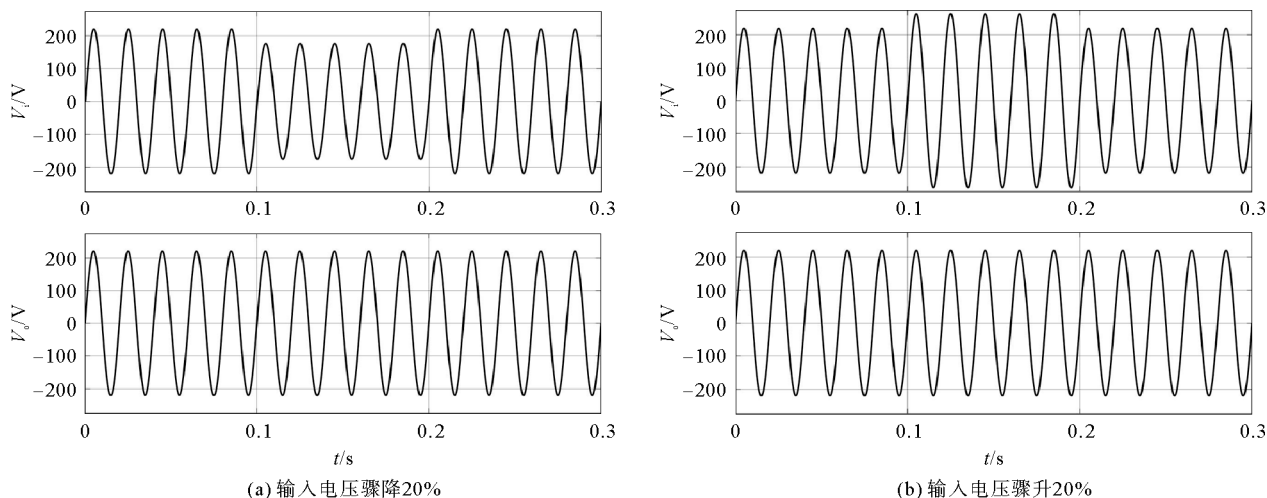


图 16 基于 A 源变换器的 DVR 系统输入输出电压波形图

Fig. 16 Waveform diagrams of input and output voltage of DVR system based on A-source converter

4 结论

本研究提出一种单相 A 源 AC/AC 变换器,该变换器可以在耦合电感低匝数比的情况下,输出高电压增益,并且变换器具有连续的输入电流,降低了输入电流谐波。对变换器使用安全换向的调制策略,在死区时给电路提供一条换向路径,抑制了开关管的电压尖峰。对变换器的工作模式进行了分析,推导得出变换器具有同相升压和反相升降压两种工作模式,可用于动态电压恢复器中补偿电压的骤降和骤升。通过 MATLAB/SIMULINK 软件对电路进行仿真分析,验证了理论分析的正确性。最后,搭建了 A 源 AC/AC 变换器样机平台,通过实验进一步验证了所提变换器的可行性与优越性。

参考文献:

- [1] 郑文光,张加岭,邢强. 基于改进 LMD 方法的电压骤降检测与分析[J]. 电力系统保护与控制,2020,48(11):119-127.
ZHENG Wenguang,ZHANG Jialing,XING Qiang. Voltage sag detection and analysis based on a modified LMD method [J]. Power System Protection and Control,2020,48(11):119-127.
- [2] MOUSAVIS M J,BABAEI E. Single-phase dynamic voltage restorer based on AC-AC trans-Z-source converter for voltage sag and swell mitigation[C]//2021 12th Power Electronics,Drive Systems,and Technologies Conference. Tabriz;2021:1-6.
- [3] ESMAEILIS,AZIMI E,HAFEZI H,et al. Magnetically coupled single-phase AC-AC converter with reduced number of passive components[J]. IEEE Access,2022,10:79628-79643.
- [4] MOUSAVI S M J,BABAEI E,ALIZADEH D,et al. Single-phase AC-AC Z-source converter based on asymmetrical gamma structure with continuous input current and safe commutation strategy[J]. IET Power Electronics,2021,14(3):680-689.
- [5] MOUSAVI S M J,BABAEI E,ALIZADEH D. Non-isolated single-phase trans-Z-source converter for dynamic voltage restorer application[C]//2022 13th Power Electronics,Drive Systems,and Technologies Conference. Tehran;2022:368-373.
- [6] AHMED H F,MOURSIM S E,CHA H,et al. A reliable single-phase bipolar buck-boost direct PWM AC-AC converter with continuous input/output currents[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2020,67(12):10253-10265.
- [7] COSTA A E L,ROCHA N,JACOBINA C B,et al. Single-phase AC-DC-AC three-level three-leg converter with reduced

- switch count[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(3): 2295-2307.
- [8] RAMALHO A W S, VITORINO M A, CORREA M B R, et al. New two-to-three-phase AC-AC indirect matrix converter with open-end rectifier stage[C]//2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Baltimore, 2019: 3601-3608.
- [9] 闫朝阳, 康鸣, 宋雪微, 等. 单相电流源型高频链矩阵式 PET 及解耦调制[J]. 电源学报, 2019, 17(5): 11-21.
YAN Zhaoyang, KANG Ming, SONG Xuwei, et al. Single-phase current-source high-frequency-link matrix PET and de-coupling modulation[J]. Journal of Power Supply, 2019, 17(5): 11-21.
- [10] 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.
- [11] NGUYEN M K, JUNG Y G, LIM Y C. Single-phase AC-AC converter based on quasi-Z-source topology[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(8): 2200-2210.
- [12] NGUYEN M K, LIM Y C, KIM Y J. A modified single-phase quasi-Z-source AC-AC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(1): 201-210.
- [13] BANAIE M R, ALIZADEH R, JAHANYARI N, et al. An AC Z-source converter based on gamma structure with safe-commutation strategy[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 1255-1262.
- [14] SIWAKOTI Y P, BLAABJERG F, GALIGEKERE V P, et al. A-source impedance network[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(12): 8081-8087.
- [15] 吴凤江, 卜宏泽, 张如昊. 单相高频隔离型直接 AC-AC 变换器的无电压尖峰调制策略[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(11): 169-177.
WU Fengjiang, BU Hongze, ZHANG Ruhao. Modulation strategy for single-phase high-frequency isolated direct AC-AC converter to eliminate voltage spike[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(11): 169-177.

(责任编辑: 齐敏华)