

谐振型桥式模块化多电平开关电容变换器的 新型控制策略研究

何良宗 程琛 陈文芾
(厦门大学机电工程系 厦门 361005)

摘要 在提出的一款谐振型桥式模块化多电平开关电容变换器拓扑基础上,提出了移相加 PWM 的控制策略。该控制策略实现了变换器高频开关(MOSFET)的零电流、零电压开关,并在保证变换器较高效率运行的基础上,实现了变换器输出电压的可调性,解决了回路峰值电流过大或过小的问题。详细分析了开关电容变换器高频开关移相角与输出电压和回路峰值电流之间的关系,并通过仿真软件 SABER 和硬件平台对所述控制策略下的软开关、输出电压、峰值电流特性进行了验证,仿真结果与实验结果均证实了上述结论。

关键词: 开关电容变换器 移相控制 软开关 电压调节 峰值电流

中图分类号: TM46

The Novel Control Strategy Research on Resonant Bridge Modular Switched-Capacitor Converter

He Liangzong Cheng Chen Chen Wenxiang

(Department of Mechanical and Electrical Engineering Xiamen University Xiamen 361005 China)

Abstract This paper presents a phase shift plus PWM control strategy for the novel resonant bridge modular multilevel switched-capacitor converter. The proposed method ensures that almost all switching devices keep zero current switching or zero voltage switching, which achieves a high system efficiency. Meanwhile, the output voltage is regulated and the loop peak current is limited in a proper range. The impacts of the switching phase of metal-oxide-semiconductor field-effect transistors (MOSFETs) on both the output voltage and the loop peak current are deduced, respectively. By means of simulation software Saber and hardware platform, the proposed characteristics of soft switching, output voltage, and peak current are verified well.

Keywords: Switched-capacitor converter, phase shift control, soft-switching, voltage regulation, peak current

0 引言

近年来,DC-DC 变换器广泛应用于蓄电池充电器、开关电源、航空航天、电动汽车和光伏发电、风力发电、燃料电池发电等^[1-3]应用领域。开关电容变换器因不含储能电感这一有别于传统变换器的鲜明特征,成为当今能量变换器中的热门候选^[4-6]。

传统的开关电容变换器采用硬开关操作,普遍存在输入电流不连续、开关电流峰值大、 di/dt 过大导致的电磁干扰(EMI)等问题。输出电压一般通过基于开关回路等效阻抗的变占空比或辅以多相交错控制来实现^[7-10],该方法本质上属耗能型调节方式,影响变换器效率,且调节裕度有限^[11,12]。为解决上述问题,人们提出了在开关电容变换器中实施软开关(Soft-Switching)技术^[13],即谐振型开关电容变换器。文献[14,15]提出通过分布式寄生电感与电容器进行谐振,向开关装置提供零电流过渡,但未实现输出电压的闭环调节。

此后针对谐振型开关电容变换器的研究,有学者

国家自然科学基金(61671400)、中央高校基本科研业务费(20720150088)、广东省自然科学基金(2016A030313657)、福建省科技计划项目(2014H6026)和福建省自然科学基金(2015J201274)资助。

收稿日期 2015-04-15 改稿日期 2015-07-17

主张通过变开关频率来实现输出电压调节，即控制开关频率低于谐振频率，使得变换器工作在准谐振模式下，开关频率越低，功率输出能力降低，从而达到输出电压调节的目的^[16,17]。由于开关频率低于谐振频率，其调节能力与传递的功率密度受到限制。

此外，变换器回路中存在谐振电感与谐振电容振荡，储能电容充放电的过程，回路电流的峰值会受到电路开关管电流应力的限制，因而有必要对回路峰值电流特性进行研究，便于合理的设计回路峰值电流。文献[18]将开关的占空比固定为 50%，确保回路电流较小以达成降低传导损耗的目的，输出开关工作模式，不具有输出电压调节特性。

桥式模块化多电平开关电容变换器是近期被提出的一款新型开关电容变换器^[19]，其在器件成本、输出阻抗、输出电压纹波等方面相对于其他类型变换器存在拓扑上的优势^[20-24]，但该变换器仅实现了 50% 占空比下的开环控制，尚未实现输出电压的调控，通过进一步改进控制策略挖掘其在调控性能上的潜力对其推广应用具有重要意义。

本文基于谐振型桥式模块化多电平开关电容变换器拓扑提出了一种新型的移相加 PWM 的控制策略，并就该控制策略下变换器的软开关特性、输出电压特性、回路峰值电流特性进行了研究，通过计算得出了变换器开关移相角与输出电压和回路峰值电流之间的关系，并建立 SABER 仿真模型和硬件平台对理论推导进行验证，实现了该款开关电容变换器的软开关和输出电压可调，并为峰值电流的合理设置提供了依据。

1 开关电容变换器操作原理

1.1 开关电容变换器拓扑结构

一款新型的桥式模块化谐振型开关电容变换器如图 1 所示。该开关电容变换器由一个 H 桥、一个谐振电感、4 个电容和 4 个二极管构成。其中 H 桥的 4 个开关 $S_1 \sim S_4$ 选用 MOSFET 器件，电路分布电感 L_r 分别与电容 C_{1a} 、 C_{1b} 串联组成谐振单元，电容 C_{2a} 、 C_{2b} 为储能电容。

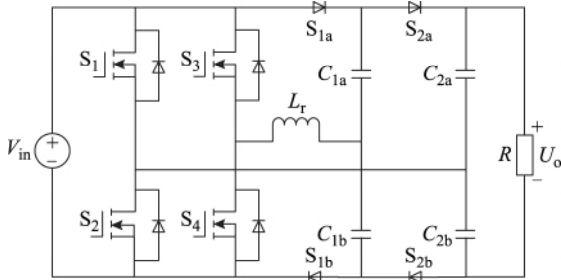


图 1 新型开关电容变换器拓扑

Fig. 1 A novel switched capacitor converter topology

1.2 开关电容变换器控制策略

所述开关电容变换器在 $S_1 \sim S_4$ 的控制下分 4 个阶段运行，图 2 为开关驱动信号波形。由图 2 可知， S_1 、 S_2 的驱动信号是占空比固定为 50%，相位差为 180° 的 PWM 波。 S_1 与 S_4 、 S_2 与 S_3 的驱动信号导通相位相同， S_3 、 S_4 占空比相等且小于 50%，并保持 180° 相位差。通过改变开关 S_3 和 S_4 超前于 S_1 和 S_2 的关断相位，即移相角 θ ，可调节输出电压 U_o 的大小。

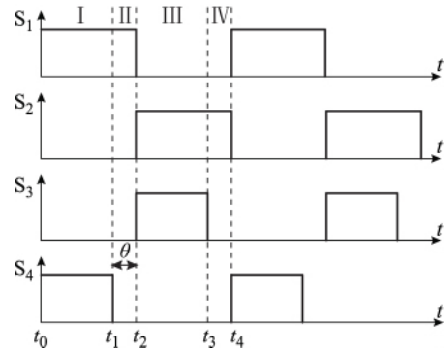
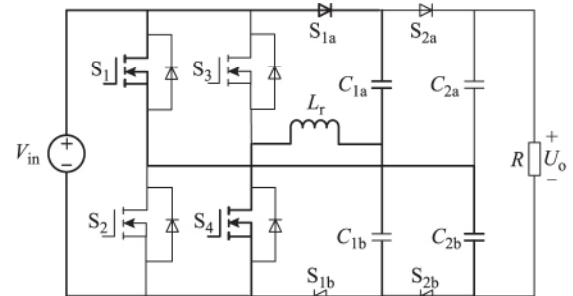


图 2 开关驱动信号

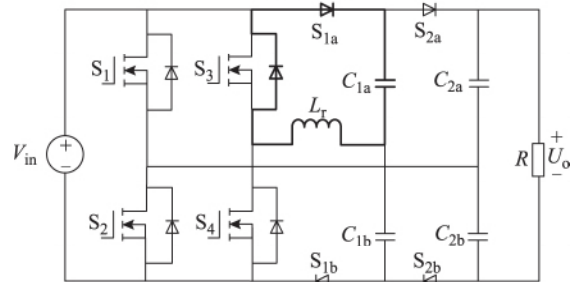
Fig. 2 Switching sequence of the converter

1.3 开关电容变换器工作模态分析

变换器正常工作条件下，电路稳定后，工作过程分为 4 个阶段。各阶段等效电路如图 3 所示。假定在理想情况下，忽略二级管管压降及电路的分布电阻参数。为保证移相角全范围 ($\theta \in [0, 180^\circ]$) 可实现软开关，此处设置变换器的开关频率 f_s 略小于谐振频率 f_r ，在分析时近似认为两种频率相等，故开关频率 $f_s \approx f_r = 1/(2\pi\sqrt{2L_r C_1})$ 。由于电路上下部分对称，此处仅对电路的上半部分进行分析。



(a) 模式 I



(b) 模式 II

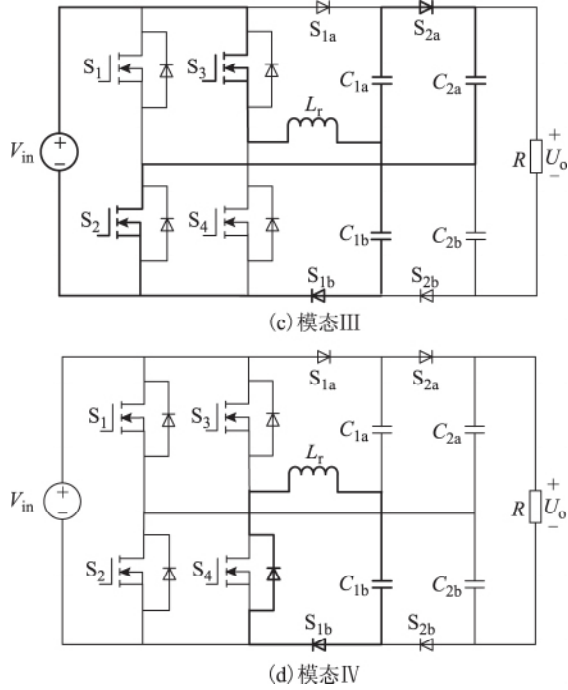


图3 移相控制下的开关电容变换器的等效电路
Fig. 3 Equivalent circuits of the switched capacitor converter with phase shift control

模式 I $[t_0 - t_1]$: 此时 S_1 、 S_4 零电流导通, S_2 、 S_3 关断, 开关电容变换器含有两条回路, 如图 3a 所示, 电源 V_{in} 与谐振电容 C_{1a} 、谐振电感 L_r 、开关 S_4 构成回路, V_{in} 对 C_{1a} 充电; 电源 V_{in} 与开关 S_1 、储能电容 C_{2b} 、谐振电容 C_{1b} 、谐振电感 L_r 、开关 S_4 构成回路, V_{in} 、 C_{1b} 对 C_{2b} 充电。

令 $t_0 = 0$, 在 $t \in [0, t_1]$ 时, 有状态方程

$$\begin{cases} V_{in} = V_{C1a} + V_{Lr} \\ V_{Lr} = 2L_r \frac{di_{Lr}}{dt} \\ i_{C1a} = C_1 \frac{dV_{C1a}}{dt} \end{cases} \quad (1)$$

模式 II $[t_1 - t_2]$: 如图 3b 所示, 仅开关 S_1 导通。在 t_1 时刻, S_4 关断, 此时流过电感 L_r 的电流不为零, 通过 MOS 管 S_3 自带的二极管进行续流。于是 i_{Lr} 继续向谐振电容 C_{1a} 充电, 直至电流 i_{Lr} 降为零, 谐振电容 C_{1a} 充电至最大值。

令 $t_2 = \frac{T}{2}$, 即在 $t \in [t_1, \frac{T}{2}]$ 时, 有状态方程

$$\begin{cases} 0 = V_{Lr} + V_{C1a} \\ i_{Lr} = C_1 \frac{dV_{C1a}}{dt} \\ V_{Lr} = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} \end{cases} \quad (2)$$

模式 III $[t_2 - t_3]$: S_2 、 S_3 零电流导通, S_1 、 S_4 关断, 开关电容变换器含有两条回路, 如图 3c 所示。图中电源 V_{in} 与开关 S_3 、谐振电容 C_{1b} 、谐振电感 L_r 构成回路, 其中 V_{in} 对 C_{1b} 充电; V_{in} 与开关 S_3 、谐振电感 L_r 、谐振电容 C_{1a} 、储能电容 C_{2a} 、开关 S_2 构成回路, V_{in} 与 C_{1a} 对 C_{2a} 充电。

为实现对称性操作, 令 $t_3 = \frac{T}{2} + t_1$, 在 $t \in$

$[\frac{T}{2}, \frac{T}{2} + t_1)$ 时, 有状态方程

$$\begin{cases} V_{in} = V_{Lr} - V_{C1a} + V_{C2a} \\ V_{C2a} = \frac{V_o}{2} \\ V_{Lr} = 2L_r \frac{di_{C1a}}{dt} \\ i_{C1a} = -C_1 \frac{dV_{C1a}}{dt} \end{cases} \quad (3)$$

模式 IV $[t_3 - t_4]$: 如图 3d 所示, 仅开关 S_2 导通。在 t_3 时刻, S_3 关断, 此时流过电感 L_r 的电流不为零, 通过 MOS 管 S_4 自带的二极管进行续流。于是 i_{Lr} 继续向谐振电容 C_{1b} 充电, 直至电流 i_{Lr} 降为零, 谐振电容 C_{1b} 充电至最大值。

即在 $t \in [t_3, T]$ 时, 有状态方程

$$\begin{cases} 0 = V_{Lr} + V_{C1b} \\ V_{C1a} = V_{min} \\ V_{Lr} = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} \\ i_{Lr} = C_1 \frac{dV_{C1b}}{dt} \end{cases} \quad (4)$$

1.4 开关电容变换器工作原理分析

模式 I $[t_0 - t_1]$ 下, 将边界条件 $\begin{cases} V_{C1a}(0) = V_{min} \\ i_{Lr}(0) = 0 \end{cases}$ 代

入状态方程(1), 得

$$\begin{cases} V_{C1a} = V_{in} - (V_{in} - V_{min}) \cos(\omega t) \\ i_{Lr} \approx 2C_1 \frac{dV_{C1a}}{dt} = 2C_1 \omega (V_{in} - V_{min}) \sin(\omega t) \end{cases} \quad (5)$$

式中, $\omega = 1/\sqrt{2L_r C_1}$; V_{min} 为 $t = 0$ 时刻电容 C_{1a} 的电压值。

由于 t_1 时刻电容电压与回路电流不会发生突变, 将 $t = t_1$ 代入式(5), 可得模式 II $[t_1 - t_2]$ 的边界条件为

$$\begin{cases} V_{C1a}(t_1) = V_{in} - (V_{in} - V_{min}) \cos(\omega t_1) \\ i_{Lr}(t_1) = 2C_1\omega(V_{in} - V_{min}) \sin(\omega t_1) \end{cases} \quad (6)$$

将式(6)代入模态 II 状态方程(2)得

$$\begin{cases} V_{C1a} = a \cos[\sqrt{2}\omega(t - t_1)] + b \sin[\sqrt{2}\omega(t - t_1)] \\ i_{Lr} = \sqrt{2}\omega\{ b \cos[\sqrt{2}\omega(t - t_1)] - a \sin[\sqrt{2}\omega(t - t_1)] \} \end{cases} \quad (7)$$

式中

$$\begin{cases} a = V_{in} - (V_{in} - V_{min}) \cos(\omega t_1) \\ b = \sqrt{2}(V_{in} - V_{min}) \sin(\omega t_1) \end{cases} \quad (8)$$

由式(7)可解得, $t' = t_1 + \Delta t$ 时, $i_{Lr}(t') = 0$, 其中 $\Delta t = (\arctan b/a) / (\sqrt{2}\omega)$ 。由此可得

$$\begin{cases} V_{C1a} = V_{max} \\ i_{Lr} = 0 \end{cases} \quad t \in \left[t', \frac{T}{2} \right) \quad (9)$$

模态 III $[t_2 - t_3]$ 下, 有边界条件

$$\begin{cases} V_{C1a}\left(\frac{T}{2}\right) = V_{max} \\ i_{Lr}\left(\frac{T}{2}\right) = 0 \end{cases} \quad (10)$$

将边界条件(10)代入状态方程(3)中, 可得

$$\begin{cases} V_{C1a} = \frac{V_o}{2} - V_{in} + \left(V_{max} + V_{in} - \frac{V_o}{2} \right) \cos\left[\omega\left(t - \frac{T}{2} \right) \right] \\ i_{Lr} = -2C_1\omega\left(V_{max} + V_{in} - \frac{V_o}{2} \right) \sin\left[\omega\left(t - \frac{T}{2} \right) \right] \end{cases} \quad (11)$$

模态 IV 下, 即在 $t \in [t_3, T]$ 时, 由模态 II 与模态 IV 回路电流对称可得, 电容电压 V_{C1a} 、回路电流 i_{Lr} 可表示为

$$\begin{cases} V_{C1a} = V_{min} \\ i_{Lr} = \begin{cases} \sqrt{2}\omega\{ a \sin[\sqrt{2}\omega(t - t_3)] - b \cos[\sqrt{2}\omega(t - t_3)] \} & t \in [t_3, t_3 + \Delta t] \\ 0 & t \in [t_3 + \Delta t, T] \end{cases} \end{cases} \quad (12)$$

对储能电容 C_{2a} 作电容安秒平衡分析(在平衡时, 一个开关周期内电容电流对时间的积分为零)可知

$$\frac{V_o}{R}T = \int_{T/2}^{T/2+t_1} -C_1 \frac{dV_{C1a}}{dt} dt \quad (13)$$

整理得

$$C_1 \left(V_{max} + V_{in} - \frac{V_o}{2} \right) [1 - \cos(\omega t_1)] = \frac{V_o}{R}T \quad (14)$$

由于 t_3 时刻电容电压不会发生突变, 将式(12)代入式(11)可得

$$\frac{V_o}{2} - V_{in} + \left(V_{max} + V_{in} - \frac{V_o}{2} \right) \cos(\omega t_1) = V_{min} \quad (15)$$

整理得谐振电容电压的最大值与最小值分别为

$$\begin{cases} V_{max} = \left[\frac{1}{2} + \frac{T}{RC_1(1 - \cos(\omega t_1))} \right] V_o - V_{in} \\ V_{min} = \left[\frac{1}{2} + \frac{T \cos \omega t_1}{RC_1(1 - \cos(\omega t_1))} \right] V_o - V_{in} \end{cases} \quad (16)$$

由于模态 I 与模态 III 电路对称, 可知模态 I 回路电流幅值与模态 III 回路电流幅值相等, 由式(5)、式(11)可知

$$2C_1\omega(V_{in} - V_{min}) = 2C_1\omega\left(V_{max} + V_{in} - \frac{V_o}{2} \right) \quad (17)$$

将式(16)代入式(17), 整理可得输出电压 V_o 与移相角 θ ($\theta = \pi - \omega t_1$) 的关系如式(18)所示, 电压比 (V_o/V_{in}) 如图 4 所示。

$$V_o = \frac{2 \times \left(1 + \frac{T}{RC} \cot^2 \frac{\pi - \theta}{2} \right)}{\frac{1}{2} + \frac{T}{RC} \cot^2 \frac{\pi - \theta}{2}} V_{in} \quad (18)$$

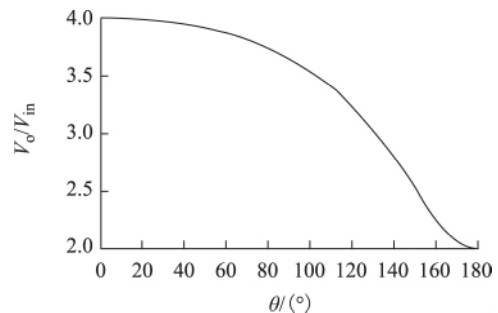


图 4 电压比与移相角关系

Fig. 4 Relation of ratio of voltage and switching phase

对以上计算进行整理, 可得回路电流与移相角的关系为

$$i_{Lr} = \begin{cases} 2C_1\omega(V_{in} - V_{min})\sin(\omega t) & t \in [0, t_1) \cup \left[\frac{T}{2}, \frac{T}{2} + t_1\right) \\ \sqrt{2}\omega[bcos\sqrt{2}\omega(t - t_1) - asin\sqrt{2}\omega(t - t_1)] & t \in [t_1, t_1 + \Delta t) \\ \sqrt{2}\omega[asin\sqrt{2}\omega(t - t_3) - bcos\sqrt{2}\omega(t - t_3)] & t \in [t_3, t_3 + \Delta t) \\ 0 & t \in \left[t_1 + \Delta t, \frac{T}{2}\right) \cup [t_3 + \Delta t, T) \end{cases} \quad (19)$$

经由计算可知，开关电容变换器电路器件参数不变时，改变开关 S_3 、 S_4 与 S_1 、 S_2 的驱动信号移相角 θ ，可实现开关电容变换器输出电压 V_o 的可调性，并将谐振下的回路峰值电流 i_{Lr} 限制在适当范围内。

2 软开关的设计实现

图5为开关电容变换器开关变换过程中，回路电流 i_{Lr} 与开关 S_3 、 S_4 的漏-源电压 V_{S3_DS} 、 V_{S4_DS} 的波形。

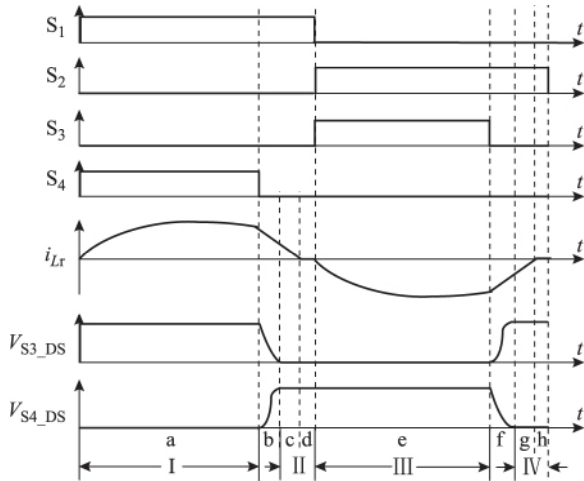


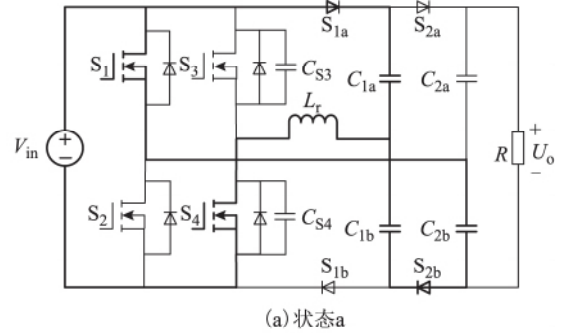
图5 回路电流与开关电压波形

Fig. 5 Voltage and current waveforms of the switching devices with soft-switching operation

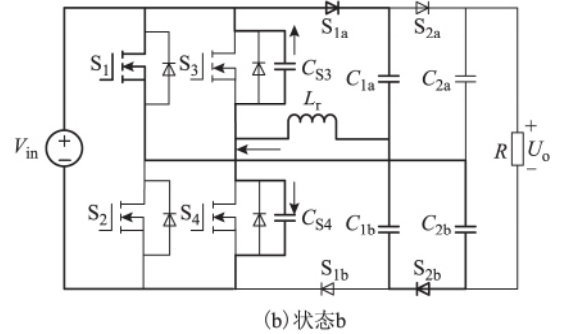
由图5可知，开关 $S_1 \sim S_4$ 闭合时，回路电流 i_{Lr} 均为0，开关 S_1 、 S_2 断开时，回路电流 i_{Lr} 也为零，即开关 $S_1 \sim S_4$ 均实现零电流导通，开关 S_1 、 S_2 实现零电流关断。另开关 S_3 、 S_4 断开时， S_3 、 S_4 的漏-源电压 V_{S3_DS} 、 V_{S4_DS} 均为零，即开关 S_3 、 S_4 实现零电压关断。

零电流开关可由式(9)、式(12)得出。

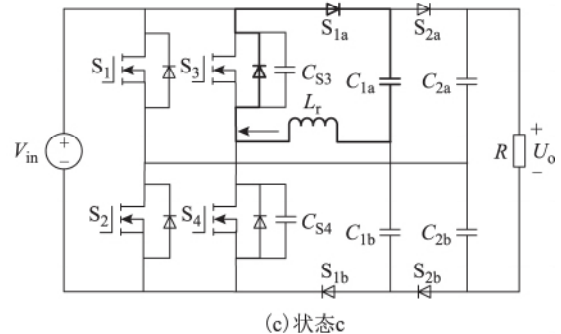
零电压开关分析如下：移相控制策略应用 MOSFET 寄生输出电容 C_{oss} 实现变换器的零电压关断。零电压开关作用于电路模式 II 中状态 b、状态 c 与模式 IV 中状态 e、状态 f，等效电路如图6所示。



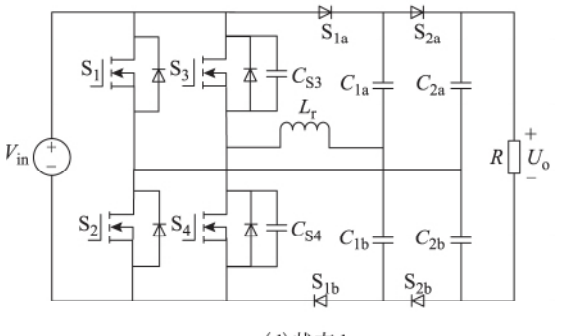
(a) 状态a



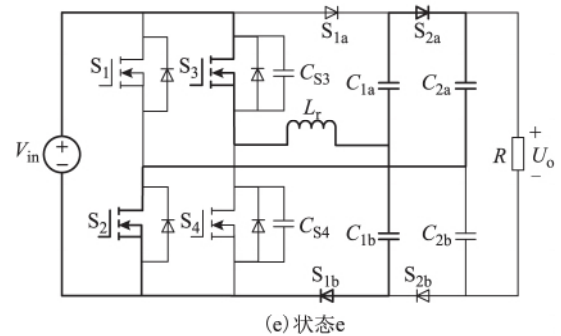
(b) 状态b



(c) 状态c



(d) 状态d



(e) 状态e

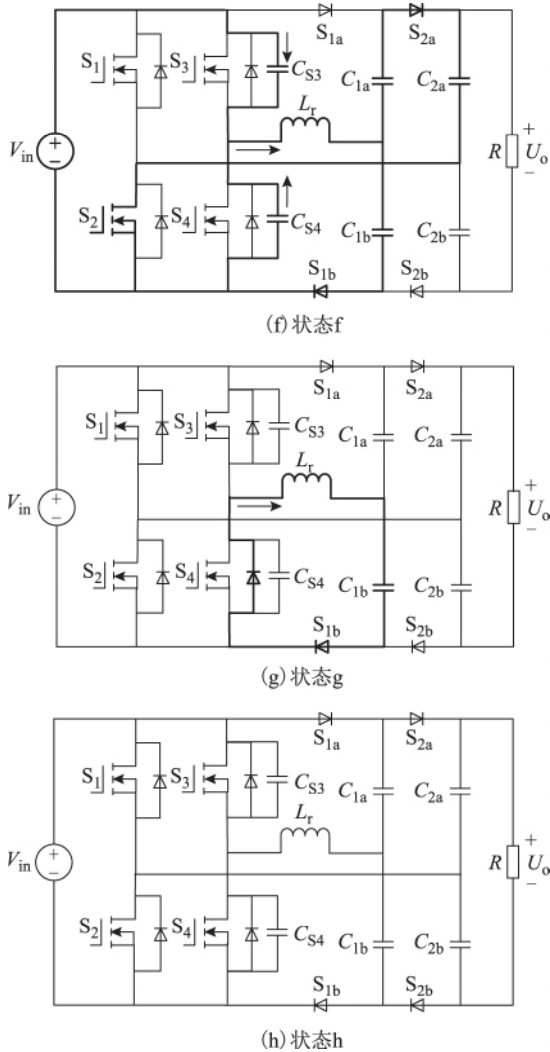


图6 零电压开关等效电路

Fig. 6 Equivalent circuits of the switched capacitor converter in ZVS

图6b中,由状态a转向状态b时,开关 S_1 保持导通, S_4 关断,原本流经 S_4 的电流被阻断,转而向 S_4 的寄生输出电容 C_{S4_oss} 充电,在 C_{S4_oss} 的作用下, S_4 的漏源电压 V_{S4_DS} 的电压上升率减小,实现了开关 S_4 的零电压关断。状态b向状态c转换过程中,开关 S_3 的寄生输出电容 C_{S3_oss} 向谐振电容 C_{1a} 放电,漏源电压 V_{S3_DS} 下降为0, S_3 内部的续流二极管导通,如图6c所示,即状态d向状态e转换时, S_3 在实现零电流导通的同时具备实现零电压导通的条件。

图6e中,由状态e转向状态f时,开关 S_2 保持导通, S_3 关断,原本流经 S_3 的电流被阻断,转而向 S_3 的寄生输出电容 C_{S3_oss} 充电, S_3 实现零电压关断。状态f向状态g转换过程中,开关 S_4 的寄生输出电容 C_{S4_oss} 向谐振电容 C_{1b} 放电, V_{S4_DS} 下降为0, S_4 内部续流二极管导通,如图6f所示,即状态g向状态a转换时, S_4 在

实现零电流导通的同时具备实现零电压导通的条件。

3 仿真与实验验证

3.1 输出电压与电路控制特性验证

基于图1给出的桥式模块化开关电容变换器,以Saber仿真软件为平台搭建仿真模型,对开关电容变换器控制策略下的输出电压、回路峰值电流特性进行了仿真。

电路中各项参数为:开关频率 $f_s = 200$ kHz,谐振电感 $L_r = 0.128$ μ H,谐振电容 $C_{1a} = C_{1b} = 2$ μ F,储能电容 $C_{2a} = C_{2b} = 20$ μ F,负载电阻 $R = 50$ Ω 。

设置输入电压 $V_{in} = 15$ V,移相角 $\theta = 0^\circ$ 、 $\theta = 15^\circ$ 、 $\theta = 30^\circ$ 、 $\theta = 45^\circ$ 、 $\theta = 60^\circ$ 时输出电压 V_o 和回路峰值电流 i_{Lr} 仿真波形如图7所示。

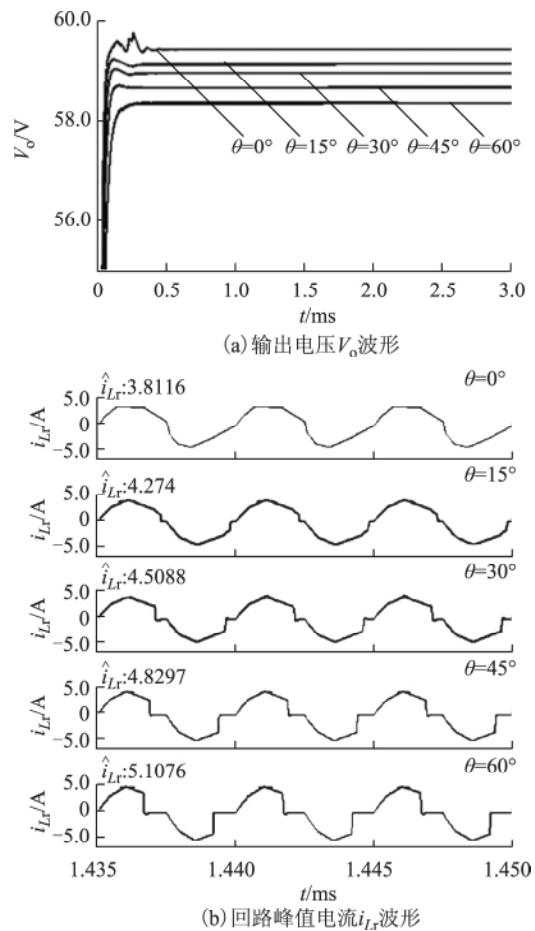


图7 输出电压和回路峰值电流仿真波形

Fig. 7 Characteristics of output voltage and peak current

基于图1,本文建立了开关电容变换器硬件平台,开关管选用IRF3205,二极管选用MBR6045,开关频率、谐振电感、谐振电容等电路参数同仿真参数。输入电压 $V_{in} = 15$ V,负载电阻 $R = 100$ Ω 时,改变移相角 θ ,输出电压 V_o 和回路峰值电流 i_{Lr} 变化如图8所示。

由此可知计算结果与 Saber 仿真数据、试验测量数据基本一致，上文对移相角 θ 与输出电压 V_o 、回路峰值电流 i_{Lr} 的特性分析与公式推导正确。

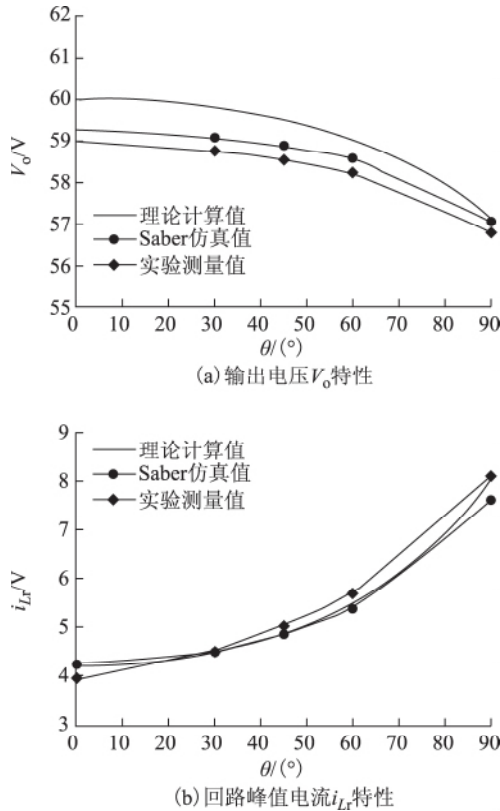
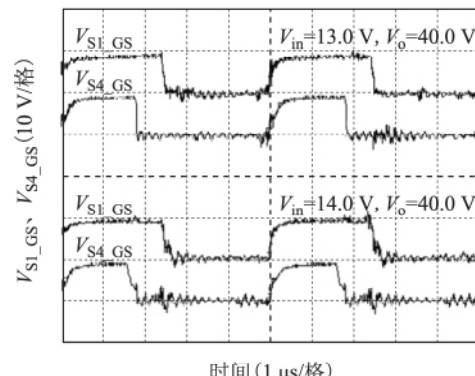
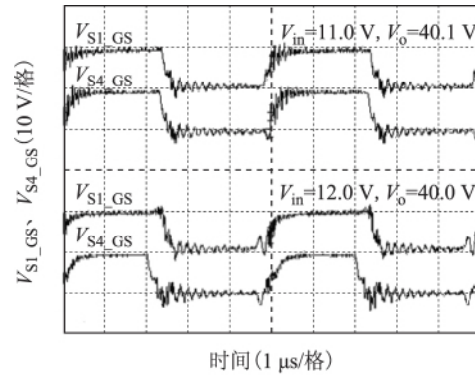


图8 输出电压和回路峰值电流特性

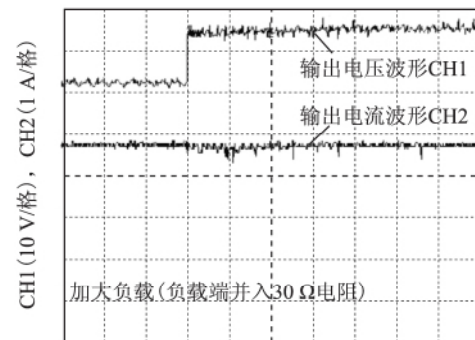
Fig. 8 Characteristics of output voltage and peak current

根据输出电压 V_o 与移相角 θ 的关系，本文采用 DSP F28335 制作闭环反馈环节。变换器输出电压经由采样电路模块转换后输入 DSP 的模数 (A-D) 转换模块，取每 10 个采样数据的平均值进行 PID 运算，将计算值与 ePWM 模块的 PWM 占空比相加以更新 PWM 的输出，依此循环实现闭环反馈控制。

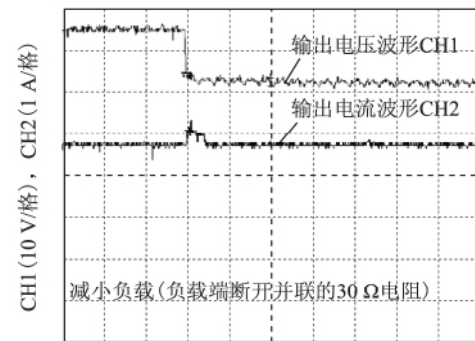
开关电容变换器的闭环控制特性如图 9 所示。图 9a 为负载电阻 R 不变的情况下输入电压 V_{in} 与移相角 θ 的关系。图 9b 为样机在 55 W 运行时并入 30 Ω 负载电阻后功率上升至 110 W 的输出动态调节波形，由图可知，负载增大时，输出电压幅值变化约 2 ~ 3 V，并在很短时间内稳定。图 9c 为样机在 110 W 稳定运行时断开并联的 30 Ω 负载电阻后功率下降至 55 W 的输出动态调节波形，由图可知，负载减小时，输出电压幅值变化不超过 5 V，并在 3 ms 内恢复稳定。图 9d 为输入电压 V_{in} 不变的情况下改变负载电阻 R ，得出的变换器输出功率 P_o 与工作效率 η 的关系。



(a) R 不变, V_{in} 与 θ 的关系



(b) 负载增大时的输出动态调节波形



(c) 负载减小时的输出动态调节波形

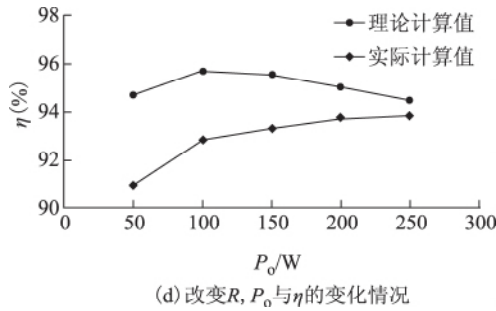


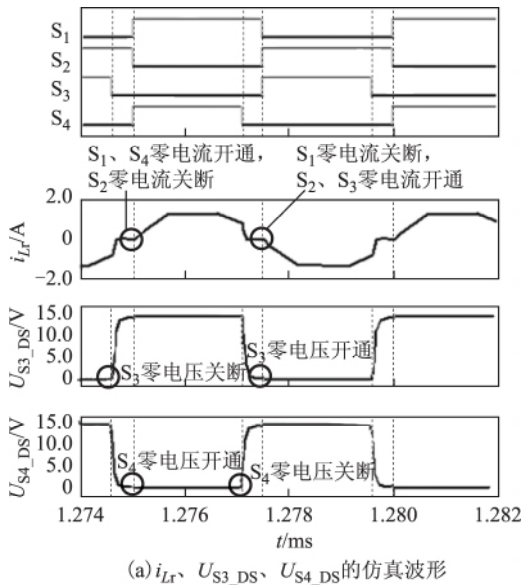
图 9 开关电容变换器闭环控制特性

Fig. 9 Characteristics of switched capacitor converter with closed-loop control

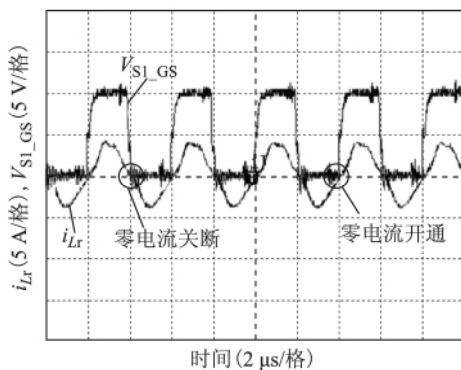
由以上实验可知，输出电压 V_o 在输入电压 V_{in} 或负载扰动的情况下能够保持稳定，移相控制效果显著。且能够保持较高的工作效率，峰值效率达到 94.1%。

3.2 软开关特性验证

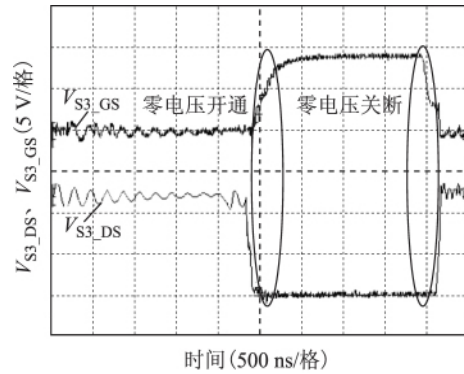
沿用 3.1 节的 Saber 仿真模型观察开关闭合和断开时回路电流 i_{Lr} 与开关两端电压 U_{S3_DS} 和 U_{S4_DS} 的变化情况，图 10a 为 i_{Lr} 、 U_{S3_DS} 、 U_{S4_DS} 的仿真波形。图 10b 和图 10c 分别为零电流开关与零电压开关的实验波形。上述实验波形证实了本文提出的移相控制方法可



(a) i_{Lr} 、 U_{S3_DS} 、 U_{S4_DS} 的仿真波形



(b) 零电流开关实验波形



(c) 零电压开关实验波形

图 10 软开关波形

Fig. 10 Waveforms of soft-switching

实现开关 S_1 、 S_2 的零电流开关和 S_3 、 S_4 的零电压开关。

4 结论

本文为谐振型桥式模块化多电平开关电容变换器提出了一种新型的移相 PWM 的控制策略，在该控制策略下不仅实现了变换器开关的零电流、零电压开关，并且在保证变换器较高效率运行的基础上，实现了变换器输出电压的可调性，解决了回路峰值电流过大或过小的问题。峰值效率达到 94.1%，并能实现 2~4 倍的输出电压调节。仿真与实验结果都充分证明了这种控制策略具备优良的调节功能，本研究拓展了该开关电容变换器的应用范围。

参考文献

[1] 侯世英, 陈剑飞, 孙韬, 等. 基于开关电容网络的 DC-DC 变换器[J]. 电工技术学报, 2014, 29(10): 90-97.
Hou Shiyong, Chen Jianfei, Sun Tao, et al. DC-DC converters based on switched-capacitor network[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(10): 90-97.

[2] 李立, 刘刚. 多电池组储能系统双向 DC-DC 变换器的研制[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(3): 90-94.
Li Li, Liu Gang. Development of bi-directional DC-DC converter in multiple battery energy storage system[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(3): 90-94.

[3] 荣德生, 代雨晴, 赵君君, 等. 基于 R-S-T 控制的复合电源双向 DC/DC 变换器设计[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(7): 132-137.
Rong Desheng, Dai Yuqing, Zhao Junjun, et al. Design of hybrid power bi-directional DC/DC converters

- based on R-S-T control strategy [J]. *Power System Protection and Control*, 2015, 43(7): 132-137.
- [4] 丘东元, 张波. 开关电容变换器组成原理及发展趋势 [J]. *电气应用*, 2007, 26(9): 6-12.
Qiu Dongyuan, Zhang Bo. Switched capacitor converter and its developing trends [J]. *Electrotechnical Application*, 2007, 26(9): 6-12.
- [5] 侯世英, 陈剑飞, 孙韬, 等. 基于开关电容网络并联的单开关升压变换器 [J]. *电工技术学报*, 2015, 30(10): 242-248.
Hou Shiyong, Chen Jianfei, Sun Tao, et al. A single-switch step converter based on switched-capacitor networks in parallel [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2015, 30(10): 242-248.
- [6] 陈剑飞, 侯世英, 孙韬, 等. 基于开关电容网络组的双输入升压变换器 [J]. *电工技术学报*, 2015, 30(15): 118-126.
Chen Jianfei, Hou Shiyong, Sun Tao, et al. Double input step-up converters based on switched-capacitor network group [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2015, 30(15): 118-126.
- [7] Khan F H, Tolbert L M, Webb W E. Start-up and dynamic modeling of the multilevel modular capacitor-clamped converter [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2010, 25(2): 519-531.
- [8] Wu Bin, Keyue S, Sigmond S. A new 3X interleaved bidirectional switched capacitor converter [C]//*IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Fort Worth, TX, 2014: 1433-1439.
- [9] Tan S C, Kiratipongvoot S, Bronstein S, et al. Adaptive mixed on-time and switching frequency control of a system of interleaved switched-capacitor converters [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2011, 26(2): 364-380.
- [10] Kiratipongvoot S, Tan S C, Ioinovici A. Phase-shift interleaving control of variable-phase switched-capacitor converters [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, 60(12): 5575-5584.
- [11] 夏守行, 张佐理. 一种谐振开关电容变换器的再分析与改进 [J]. *电工技术学报*, 2013, 28(4): 126-132.
Xia Shouxing, Zhang Zuoli. Analysis and improvement of a resonant switched capacitor converter [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2013, 28(4): 126-132.
- [12] 顾玲, 金科, 曹文静, 等. 一族开关电容调节器 [J]. *电工技术学报*, 2012, 27(12): 154-161.
Gu Ling, Jin Ke, Cao Wenjing, et al. A family of switching capacitor regulators [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2012, 27(12): 154-161.
- [13] 赵晋斌, 刘金彪, 梁晓霞, 等. 一种新型交错式反激变换器分析与设计 [J]. *电力系统保护与控制*, 2015, 43(18): 129-137.
Zhao Jinbin, Liu Jinbiao, Liang Xiaoxia, et al. Analysis and design of a new interleaved flyback converter [J]. *Power System Protection and Control*, 2015, 43(18): 129-137.
- [14] Cao D, Peng F Z. A family of zero current switching switched-capacitor DC-DC converters [C]//*Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Palm Springs, CA, 2010: 1365-1372.
- [15] Cao Dong, Peng F Z. Zero-current-switching multilevel modular switched-capacitor DC-DC converter [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2010, 46(6): 2536-2544.
- [16] Lee Y S, Ko Y P, Cheng M W, et al. Multiphase zero-current switching bidirectional converters and battery energy storage application [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, 28(8): 3806-3815.
- [17] Ye Yuanmao, Cheng K W E, Liu Junfeng, et al. A family of dual-phase-combined zero-current switching switched-capacitor converters [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, 29(8): 4209-4218.
- [18] Zou K, Scott M J, Wang J. A switched-capacitor voltage tripler with automatic interleaving capability [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, 27(6): 2857-2868.
- [19] He Liangzong. A novel quasi-resonant bridge modular switched-capacitor converter with enhanced efficiency and reduced output voltage ripple [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, 29(4): 1881-1893.
- [20] He Liangzong. High-performance bridge modular switched-capacitor converter with small component requirement based on output impedance analysis for low loss [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, 28(10): 4668-4680.
- [21] Wei Q, Cha H, Fang Z P, et al. 55 kW variable 3X DC-DC converter for plug-in hybrid electric vehicles [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, 27(4): 1668-1678.
- [22] Khan F H, Tolbert L M, Webb W E, et al. Start-up and dynamic modeling of the multilevel modular capacitor-clamped converter [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2010, 25(2): 519-531.

- [23] Zou Ke, Scott M J, Wang J. A switched-capacitor voltage tripler with automatic interleaving capability [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(6): 2857-2868.
- [24] Wei Qian, Dong Cao, Cintron-Rivera J G, et al. A switched-capacitor DC-DC converter with high voltage gain and reduced component rating and count [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 48(4): 1397-1406.

作者简介

何良宗 男, 1984年生, 博士, 助理教授, 研究方向为微网与新能源发电技术, 无线能量传输技术, 开关电容变换器, Z-source变换器。

E-mail: hlz190213@163.com

程琛 女, 1993年生, 硕士研究生, 研究方向为开关电容变换器。

E-mail: chengchen_xmu@hotmail.com(通信作者)