

DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.161107

SVPWM 控制时双向 Z 源逆变器电容电压纹波分析

董帅 张千帆 王睿 朱春波 程树康

(哈尔滨工业大学电气工程及自动化学院 哈尔滨 150001)

摘要 Z 源逆变器在 SPWM 简单控制时的电容电压纹波在整个负载周期内是恒定的，而在 SVPWM 控制下，电压纹波会随着电压矢量相位变化而变化，故电压纹波的求解更为复杂。本文的研究证明，Z 源电感取值较大，电容的电压纹波与电感值无关。但是，如果电感取值较小，那么电压纹波与电感值是相关的。分析了双向 Z 源逆变器在 SVPWM 策略下的关键电感值和电容电压纹波，仿真和实验结果验证了理论分析的正确性。

关键词：SVPWM Z 源逆变器 关键电感值 电压纹波

中图分类号：TM46

Analysis of Capacitor Voltage Ripple for Bi-Directional Z-Source Inverters Based on SVPWM

Dong Shuai Zhang Qianfan Wang Rui Zhu Chunbo Cheng Shukang

(School of Electrical Engineering and Automation Harbin Institute of Technology
Harbin 150001 China)

Abstract With simple SPWM strategy, the capacitor voltage ripple of Z-source inverters keeps constant. However, the voltage ripple is related to the phase angle of reference vector under SVPWM, so its derivation is complex. It is considered if the inductance of Z-source is large the capacitor voltage ripple is traditionally independent of the inductance, while if it is small, the capacitor voltage is related to the inductance. The critical inductance and capacitor voltage ripple are also derived in this paper. Simulations and experimental results have verified these theoretical findings.

Keywords: SVPWM, Z-source inverter, critical inductance, voltage ripple

0 引言

Z 源逆变器是 Michigan State University 的彭方正教授在 2003 年提出的，通过桥臂直通和非直通状态切换，完成电容电感的充放电控制，从而实现其调压的目的^[1-4]。

在网络电感值小、负载功率因数低或轻载工况下，单向 Z 源逆变器的直流链电压会发生严重畸变，

造成负载波形失真^[5,6]。通过在输入侧二极管反并联开关管 S_{w7} ，可以有效抑制不正常工作状态，并且允许能量双向流动，称为双向 Z 源逆变器^[7]，如图 1 所示。双向 Z 源逆变器能够工作在负载大范围变动的场合，网络电感可以设计得很小，有效地减少了控制器的体积和质量^[8-10]。

文献[11]从原理上分析了基于 SVPWM 的电感电流纹波求解思路，但基于 SVPWM 控制的电容电压纹波分析少见于文献报道。特别地，由于双向 Z 源逆变器在输入侧二极管上反并联了开关管，Z 源网络电感可以设计得很小。2006 年，刘树林教授在

国家自然科学基金资助项目（51361130153）。

收稿日期 2016-07-14 改稿日期 2016-08-16

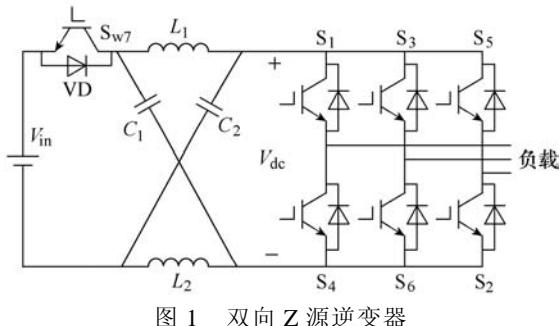


图 1 双向 Z 源逆变器

Fig.1 Bi-directional Z-source inverter

文献[12]中证明了在小电感情况下, Boost 变换器的电容电压纹波和电感量具有相关性。类似的问题也存在于 Z 源逆变器中: 电感取值较小的时候, 电容的电压纹波与电感值是相关的。此时如果仍然按照传统的计算方法计算电容电压纹波, 误差会很大。不同调制策略下产生的纹波是不同的, 基于 SPWM 简单控制的电压和电流纹波在整个负载周期内恒定, 其线性化计算方法已经非常成熟, 并被广泛应用^[13]; 而 SVPWM 控制的纹波随着电压矢量相位的变化而变化, 相对于 SPWM 控制, 电压纹波的求解更为复杂。

本文首先推导了基于 SVPWM 控制的电感电流纹波解析式。在此基础上, 分析了使得 Z 源网络电容在非直通状态时同时存在充、放电两种情形的关键电感值, 这个值要大于 Z 源逆变器工作于不正常状态时的临界电感值。以它为临界值来研究相应的电路工作状态, 无论对单向还是双向 Z 源逆变器都是有意义的。最后详细分析了基于 SVPWM 情形下大、小电感值时的电容电压纹波计算方法。仿真和实验结果验证了理论的正确性。

1 电感电流纹波分析

传统的 SVPWM 方案由 8 个基本电压矢量 $\mathbf{U}_0 \sim \mathbf{U}_7$ 将整个矢量空间均分成 6 个扇区, 并在第一扇区成立以下数学关系为

$$\begin{cases} T_1 = mT_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ T_2 = mT_s \sin\theta \\ T_0 = T_s - T_1 - T_2 \end{cases} \quad 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} \quad (1)$$

式中, T_0 为零矢量 \mathbf{U}_0 的作用时间; T_1 和 T_2 分别为有效矢量 \mathbf{U}_1 和 \mathbf{U}_2 的作用时间; T_s 为开关周期; θ 为电压矢量角; m 为调制因子。

在直通状态时, Z 源网络电感被电容充电为

$$v_L = V_C \quad (2)$$

非直通时, 电感向电容放电为

$$v_L = V_{in} - V_C \quad (3)$$

式中, v_L 、 V_C 和 V_{in} 分别为电感电压、电容电压和输入电压。

在 SVPWM 方式下, 一个开关周期内的电感电流波形如图 2 所示^[14-16]。

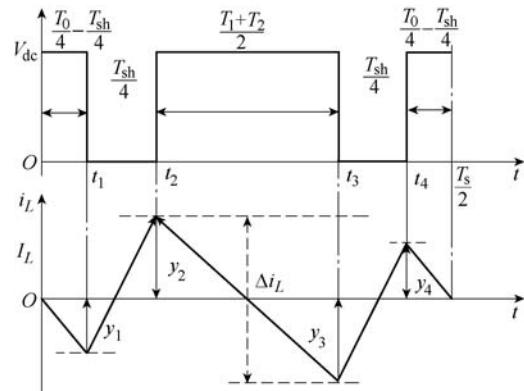


图 2 SVPWM 方式下的电感电流纹波

Fig.2 Inductor current ripple with SVPWM

一个开关周期内, 电感电流瞬时值在起始和结束时刻是相同的, 都等于电感电流平均值 I_L ^[17,18]。SVPWM 方案产生的波形关于开关周期的中点是对称的, 在 $T_s/2$ 时刻的电流值也是 I_L 。电感电流纹波的瞬时值 y_x ($x=1, 2, 3, 4$) 可以计算得到

$$\begin{cases} y_1 = \frac{V_{in} - V_C}{L} t_1 & t_1 = \frac{T_0}{4} - \frac{T_{sh}}{4} \\ y_2 = y_1 + \frac{V_C}{L} (t_2 - t_1) & t_2 = t_1 + \frac{T_{sh}}{4} \\ y_3 = y_2 + \frac{V_{in} - V_C}{L} (t_3 - t_2) & t_3 = t_2 + \frac{T_1 + T_2}{2} \\ y_4 = y_3 + \frac{V_C}{L} (t_4 - t_3) & t_4 = t_3 + \frac{T_{sh}}{4} \end{cases} \quad (4)$$

式中, T_{sh} 为直通矢量作用时间。

电感电流纹波可表示为

$$\Delta i_L = 2 \max(|y_1|, |y_2|, |y_3|, |y_4|) \quad (5)$$

把式(1)~式(4)代入式(5)得纹波量 $|y_1| \sim |y_4|$ 分别为

$$\begin{cases} |y_1| = k \left| \left(1 - d_0\right) - m \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \right| \\ |y_2| = km \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \\ |y_3| = km \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \\ |y_4| = k \left| \left(1 - d_0\right) - m \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \right| \end{cases} \quad (6)$$

式中, d_0 为直通占空比, $d_0 = T_0/T_s$; $k = \frac{d_0 V_{dc}}{4L f_s (1-2d_0)}$;

f_s 为开关频率; L 为 Z 源网络电感。

由式(6)可知, 当 $\theta=30^\circ$ 时取得最大电流纹波, 为 $|y_2|$ 和 $|y_3|$ 。最终, 可推导出 SVPWM 方式下的最大电感电流纹波为

$$\Delta i_L = \frac{m d_0 V_{in}}{2 L f_s (1-2d_0)} \quad (7)$$

2 电容电压纹波分析

2.1 关键电感值定义

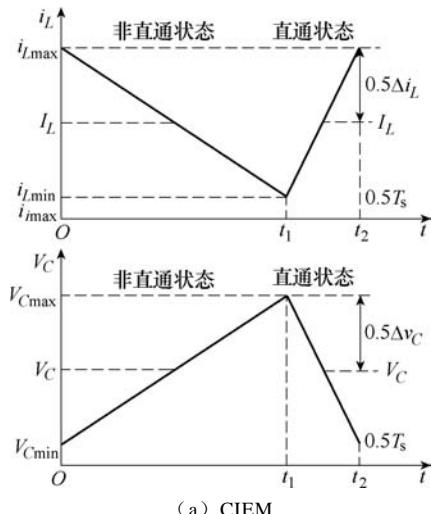
研究表明, Z 源电感取值较大, 电容的电压纹波与电感值无关。但是, 如果电感取值较小, 那么电压纹波与电感值是相关的。在 SVPWM 方式下, 存在一个关键电感量 L_c 来区分这两种情况。

按照电感电流的最小值 i_{Lmin} 与直流链电流最大值 i_{imax} 的比较, 可将逆变器工作模式分为完全电感供能模式 (Complete Inductor Energy-supplying Mode, CIEM) 和不完全电感供能模式 (Incomplete Inductor Energy-supplying Mode, IIEM)。

(1) CIEM: 电感电流的最小值 $i_{Lmin} > i_{imax}$ 。Z 源逆变器处于非直通状态期间, 电感不仅为负载提供能量, 还给网络电容进行充电, 如图 3a 所示。

(2) IIEM: 电感电流的最小值 $i_{Lmin} < i_{imax}$ 。Z 源逆变器处于非直通状态期间, 电感先为负载提供能量, 对网络电容进行充电 ($0 \sim t_1$); 等电感电流下降至小于负载相电流峰值以后, 电感和电容同时为负载提供能量, 电容电压下降 ($t_1 \sim t_2$), 如图 3b 所示。

当 Z 源逆变器工作于 CIEM 时, 电感电流的最小值 $i_{Lmin} > i_{imax}$, 也就是负载相电流峰值 \hat{i}_{ph} (以功率因数大于 0.5 为例) 为



(a) CIEM

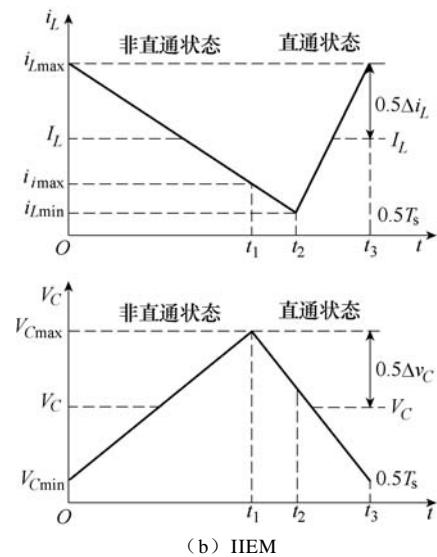


图 3 双向 Z 源逆变器工作模式

Fig.3 Modes of bi-directional ZSI

$$I_L - \frac{1}{2} \Delta i_L \geq \hat{i}_{ph} \quad (8)$$

电感电流平均值 I_L 满足

$$I_L = \frac{P_o}{V_{in}} \quad (9)$$

式中, P_o 为输出功率。

由式(7)~式(9)得到关键电感值为

$$L_c = \frac{md_0 V_{in}^2}{4f_s(1-2d_0)(P_o - V_{in}\hat{i}_{ph})} \quad (10)$$

单向 Z 源逆变器避免工作在不正常工作模式的条件是: 电感电流的最小值 i_{Lmin} 大于负载相电流峰值 \hat{i}_{ph} 的一半, 即

$$I_L - \frac{1}{2} \Delta i_L \geq \frac{1}{2} \hat{i}_{ph} \quad (11)$$

SVPWM 方式下, 单向 Z 源逆变器避免工作在不正常工作模式的临界电感值需满足

$$L_k \geq \frac{md_0 V_{in}^2}{4f_s(1-2d_0)(P_o - 0.5V_{in}\hat{i}_{ph})} \quad (12)$$

双向 Z 源逆变器通过在输入侧二极管反并联开关的方式, 提供了反向能量流动通路, 从根本上避免了不正常工作状态出现, Z 源电感设计不再受 L_k 的限制, 由式(10)和式(12)可以看出 $L_c > L_k$ 。

对于双向 Z 源逆变器, 其工作范围可划分为 $L > L_c$ 及 $L < L_c$; 对于单向 Z 源逆变器, 其工作范围可划分为 $L > L_c$ 及 $L_k < L < L_c$ 。当 $L < L_k$ 时, 单向 Z 源逆变器为不正常工作状态; 而 $L_k < L < L_c$ 时, 由于双向 Z 源逆变器输入侧二极管反并联开关管不会导通, 其工作状态和单向 Z 源逆变器完全一致。

所以, 笼统地以 L_c 为临界值来研究相应的电路工作状态, 无论对单向还是双向 Z 源逆变器都是有意义的。在电感值能够保证单向 Z 源逆变器正常工作的范围内, 其结论完全一致。基于此, 本文以双向 Z 源逆变器为研究对象, 进行了仿真和实验验证。

2.2 $L > L_c$ 时的电容电压纹波

当 $L > L_c$ 时, 直通时电容给电感充电; 非直通时电感给电容充电, 电容电压纹波与电感值无关, 如图 4 所示。

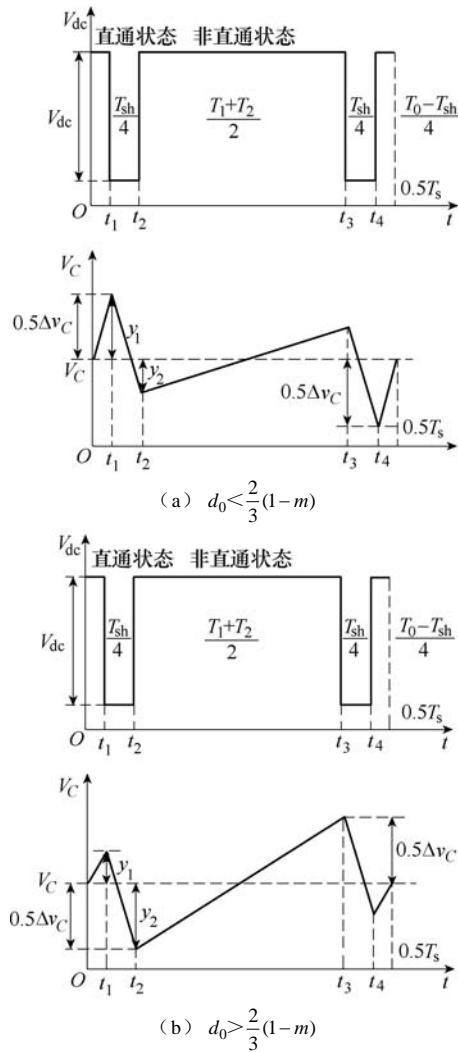


图 4 $L > L_c$ 时 SVPWM 方式下电容电压纹波

Fig.4 Voltage ripple with SVPWM when $L > L_c$

在直通状态时, Z 源网络电容放电电流全部流向电感为

$$i_C = -i_L \quad (13)$$

零状态时, 电感被电容充电, 其充电电流就等于电感电流, 即

$$i_C = i_L \quad (14)$$

有效状态时, 为了简化计算, 认为变换器在工作于相邻两个有效状态的时候, 从直流链流向逆变

桥的电流 i_i 是相等的, 即

$$i_C = i_L - i_i \quad (15)$$

由以上的分析我们可以得出: 电容在传统零状态和直通状态时的充放电速率要比在有效状态充电速率快。

结合波形的中心对称性, 一个载波周期内其他时刻的电压纹波均与 y_1 或 y_2 相同, 电容电压纹波的瞬时值 y_x ($x=1, 2$) (见图 4) 可计算得

$$\begin{cases} y_1 = \frac{I_L}{C} t_1 & t_1 = \frac{T_0}{4} - \frac{T_{sh}}{4} \\ y_2 = y_1 - \frac{I_L}{C} (t_2 - t_1) & t_2 = t_1 + \frac{T_{sh}}{4} \end{cases} \quad (16)$$

容易得出当 $d_0 < \frac{2}{3}(1-m)$ 时, 在 $\theta=0^\circ$ 及 60° 处产生最大电压纹波为

$$\Delta v_C = 2 \max |y_1| = \frac{I_L T_s}{2C} \left(1 - d_0 - \frac{\sqrt{3}}{2} m \right) \quad (17)$$

而当 $d_0 \geq \frac{2}{3}(1-m)$ 时, 在 $\theta=30^\circ$ 处产生最大电压纹波为

$$\Delta v_C = 2 \max |y_2| = \frac{I_L T_s}{2C} (-1 + 2d_0 + m) \quad (18)$$

得到的电容电压纹波表达式为

$$\Delta v_C = \begin{cases} \frac{I_L T_s}{2C} \left(1 - d_0 - \frac{\sqrt{3}}{2} m \right) & d_0 < \frac{2}{3}(1-m) \\ \frac{I_L T_s}{2C} (-1 + 2d_0 + m) & d_0 \geq \frac{2}{3}(1-m) \end{cases} \quad (19)$$

2.3 $L \leq L_c$ 时的电容电压纹波

当 $L \leq L_c$ 时, 非直通时电容先被电感充电, 而后向负载侧放电。电容电压纹波与电感值相关, 最大值出现在 t_3 时刻, 如图 5 所示。

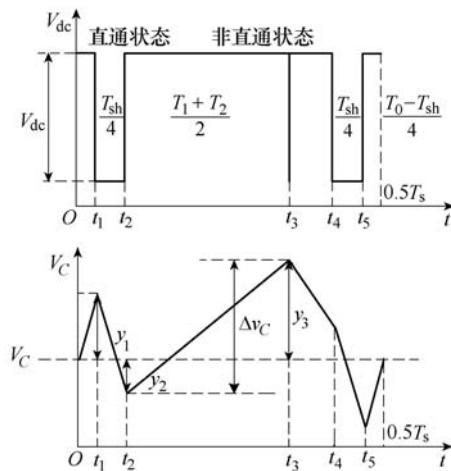


图 5 $L \leq L_c$ 时 SVPWM 方式下电容电压纹波

Fig.5 Voltage ripple with SVPWM when $L \leq L_c$

在 t_2 时刻，非直通状态刚开始，电感电流近似线性下降，即

$$i_L(t) = i_{L\max} - \frac{V_C - V_{in}}{L} t \quad (20)$$

其中

$$i_{L\max} = I_L + \frac{1}{2} \Delta i_L$$

当电感电流下降至直流链电流的最大值，即 $i_L = \hat{i}_{ph}$ 时

$$t = \frac{i_{L\max} - \hat{i}_{ph}}{V_C - V_{in}} L \quad (21)$$

电容电压纹波瞬时值为

$$\Delta v_C = \frac{1}{C} \int_0^t (i_L(t) - i) dt \quad (22)$$

有效状态时，直流链电流可简化表示为

$$i_i = \frac{1-2d_0}{1-d_0} I_L \quad (23)$$

代入式 (20) 得

$$\begin{aligned} \Delta v_C &= \frac{1}{C} \int_0^{\frac{i_{L\max} - \hat{i}_{ph}}{V_C - V_{in}} L} \left(i_{L\max} - \frac{V_C - V_{in}}{L} t - i_i \right) dt = \\ &= \frac{L}{C} \cdot \frac{\left[I_L + \frac{md_0 V_{in}}{4Lf_s(1-2d_0)} - \hat{i}_{ph} \right] \left[\frac{3d_0 - 1}{1-d_0} I_L + \frac{md_0 V_{in}}{4Lf_s(1-2d_0)} + \hat{i}_{ph} \right]}{\frac{2d_0}{1-2d_0} V_{in}} \end{aligned} \quad (24)$$

最终电容电压纹波可表示为

$$\Delta v_C = \begin{cases} \frac{I_L T_s}{2C} \left(1 - d_0 - \frac{\sqrt{3}}{2} m \right) & d_0 < \frac{2}{3}(1-m) \\ \frac{I_L T_s}{2C} (-1 + 2d_0 + m) & d_0 > \frac{2}{3}(1-m) \\ \frac{L}{C} \cdot \frac{\left[I_L + \frac{md_0 V_{in}}{4Lf_s(1-2d_0)} - \hat{i}_{ph} \right] \left[\frac{3d_0 - 1}{1-d_0} I_L + \frac{md_0 V_{in}}{4Lf_s(1-2d_0)} + \hat{i}_{ph} \right]}{\frac{2d_0}{1-2d_0} V_{in}} & L \leq L_c \end{cases} \quad (25)$$

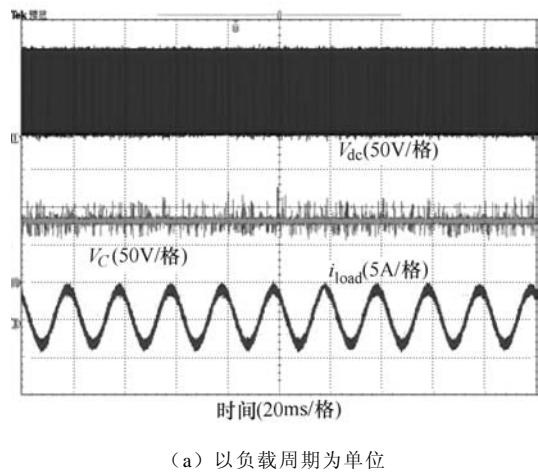
3 仿真和实验

为了验证本文所提出理论的正确性，进行了 Matlab/Simulink 仿真和实验分析，具体实验参数：

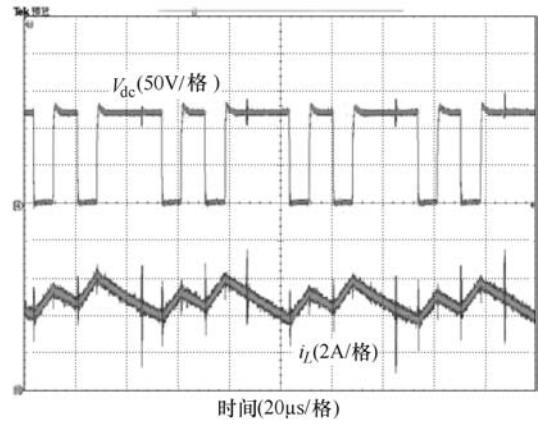
直流输入侧电压 $V_{in}=50V$ ；开关频率 $f_s=10kHz$ ；Z 源网络电感 $L=600\mu H$ ，电容 $C=100\mu F$ ；逆变器负载为三相对称阻感负载，其负载电阻 $R_L=10\Omega$ ，电感 $L_L=1.15mH$ ，星形联结；调制因子 $m=0.6$ 。

3.1 验证 SVPWM 策略下的电感电流纹波

直通占空比取 $d_0=0.3$ ，图 6 为 SVPWM 控制时的实验波形，在图中以 i_{load} 表示负载电流。图 6a 从上至下依次是直流链电压、电容电压和负载相电流波形。图 6b 是以载波周期为单位展示的直流链电压和电感电流波形。理论计算此时电感电流的最大纹波为 1.88A，实验值为 2A。



(a) 以负载周期为单位



(b) 以载波周期为单位

图 6 以负载周期和载波周期为单位的实验波形

Fig.6 Experimental waveforms in line and carrier period

表 1 给出了不同直通占空比情况下电感电流纹波理论、仿真和实验值，三者很接近，验证了理论推导的正确性。

3.2 验证 SVPWM 策略下的电容电压纹波计算方法

改变直流输入侧电压 $V_{in}=40V$ ，负载电阻 $R_L=5\Omega$ ，可得到理论关键电感值 $L_c=230\mu H$ 。图 7a、图 7b 和图 8a、图 8b 分别是电感 $L_1=502\mu H$ 和 $L_2=69\mu H$ 时的直流链电压、电感电流和电容电压的仿真和实

表 1 不同直通占空比时的电流纹波

Tab.1 Current ripple with different d_0

直通占空比 d_0	电感电流纹波/A		
	理论值	仿真值	实验值
0.15	0.54	0.58	0.61
0.20	0.83	0.92	1.00
0.25	1.25	1.31	1.35
0.30	1.88	1.90	2.05

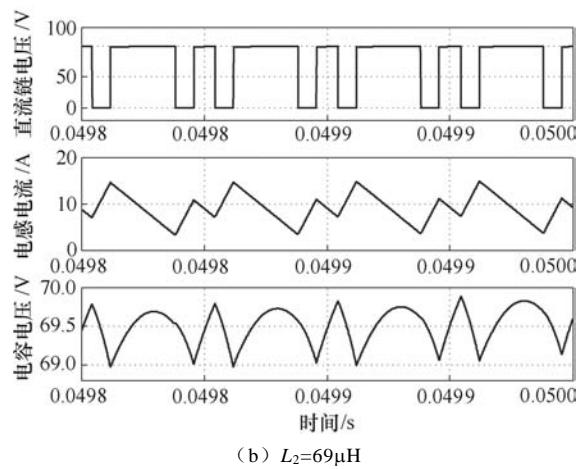
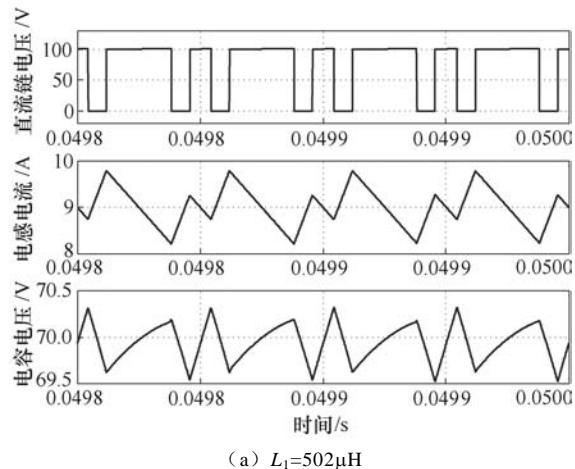


图 7 电容电压纹波仿真波形

Fig.7 Simulation waveforms of capacitor voltage ripple

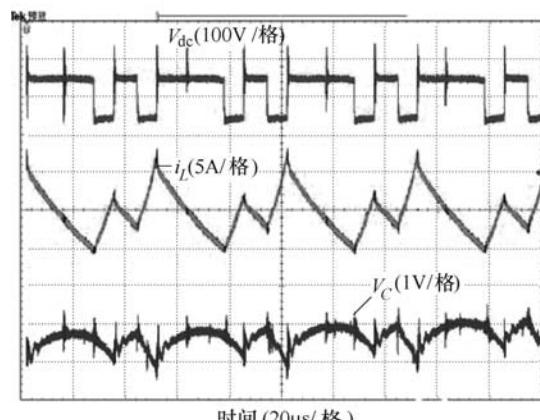
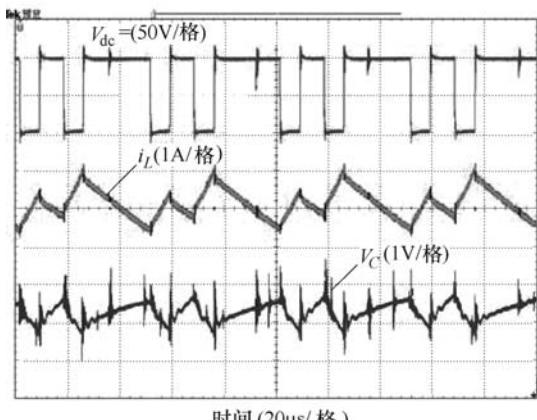


图 8 电容电压纹波实验波形

Fig.8 Experimental waveforms of capacitor voltage ripple
验波形。理论计算此时电容电压的最大纹波分别为
0.88V 和 1.18V。

为了验证本文提出的电容电压纹波解析式的正
确性, 将 Z 源网络电感取了多组不同值进行仿
真和实验验证, 结果如图 9 所示。

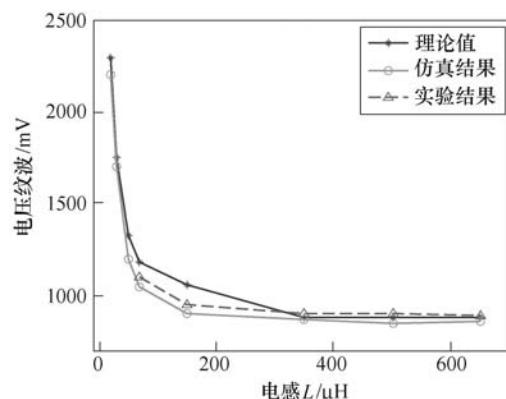


图 9 理论和仿真结果对比

Fig.9 Comparison of theoretical predictions and
simulation results

从图 9 可以看出, 当 $L > L_c$ ($230\mu\text{H}$) 时, 电容
电压纹波与电感值无关; 当 $L \leq L_c$ ($230\mu\text{H}$) 时,
电感值越小, 电容电压纹波越大, 其值可达到数倍于
大电感情况下的电压纹波。仿真和实验结果同时验
证了本文提出的 SVPWM 控制下电容电压纹波解
析式的正确性。

4 结论

1) SVPWM 控制的电感电流纹波不恒定, 它随
着电压矢量相位变化而变化, 并在某些角度处取得
最大值。

2) SVPWM 控制的电容电压纹波不恒定, 也随

着电压矢量相位变化而变化，并在某些角度处取得最大值。不同直通占空比下的纹波表达式是不同的。

3) 存在一个关键电感值，当电感值大于它时，电容电压纹波与电感值无关；而小于等于它时，电容电压纹波与电感值相关。

参考文献

- [1] Peng Fangzheng. Z-source inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(2): 504-510.
- [2] 张千帆, 董帅, 周超伟, 等. Z 源逆变器直通电流回路及功率开关管电流应力分析[J]. 电工技术学报, 2016, 31(4): 123-128.
Zhang Qianfan, Dong Shuai, Zhou Chaowei, et al. Analysis of circuit path and current stress of power devices under shoot-through mode in Z-source inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(4): 123-128.
- [3] Siwakoti Y P, Peng Fangzheng, Blaabjerg F, et al. Impedance-source networks for electric power conversion part I: a topological review[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2): 699-716.
- [4] 王晓刚, 张杰. 基于开关电感的增强型 Z 源三电平逆变器[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(16): 65-72.
Wang Xiaogang, Zhang Jie. Enhanced Z-source three-level inverter based on switched inductor[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(16): 65-72.
- [5] Xinping D, Zhaoming Q, Shuitao Y, et al. A high-performance Z-source inverter operating with small inductor at wide-range load[C]/Twenty Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC), Anaheim, 2007: 615-620.
- [6] Miaosen S, Peng Fangzheng. Operation modes and characteristics of the Z-source inverter with small inductance or low power factor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(1): 89-96.
- [7] Haiping X, Peng F Z, Lihua C, et al. Analysis and design of bi-directional Z-source inverter for electrical vehicles[C]/Twenty Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC), Rhodes, 2008: 1252-1257.
- [8] Liu P, Liu H P. Permanent-magnet synchronous motor drive system for electric vehicles using bidirectional Z-source inverter[J]. IET Electrical Systems in Transportation, 2012, 2(4): 178-185.
- [9] 刘和平, 刘平, 胡银全, 等. 改善电动汽车动力性能的双向 Z 源逆变器控制策略[J]. 电工技术学报, 2012, 27(2): 139-145.
Liu Heping, Liu Ping, Hu Yinquan, et al. Control scheme of bi-directional Z-source inverter in improving the dynamic performance of electrical vehicles[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(2): 139-145.
- [10] 丁新平, 钱照明, 崔彬, 等. 适应负载大范围变动的高性能 Z-源逆变器[J]. 电工技术学报, 2008, 23(2): 61-67.
Ding Xinping, Qian Zhaoming, Cui Bin, et al. A high-performance Z-source inverter operating at wide-range load[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(2): 61-67.
- [11] Yu T, Shaojun X, Jiudong D. Pulsewidth modulation of Z-source inverters with minimum inductor current ripple[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(1): 98-106.
- [12] 刘树林, 刘健, 杨银玲, 等. Boost 变换器的能量传输模式及输出纹波电压分析[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(5): 119-124.
Liu Shulin, Liu Jian, Yang Yinling, et al. Energy transmission modes and output ripple voltage of boost converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(5): 119-124.
- [13] Rajakaruna S, Jayawickrama L. Steady-state analysis and designing impedance network of Z-source inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(7): 2483-2491.
- [14] Loh P C, Vilathgamuwa D M, Lai Y S, et al. Pulse-width modulation of Z-source inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(6): 1346-1355.
- [15] Siwakoti Y P, Peng Fangzheng, Blaabjerg F, et al. Impedance-source networks for electric power conversion part II: review of control and modulation techniques[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(4): 1887-1906.

- [16] Yushan L, Baoming G, Abu-Rub H, et al. Overview of space vector modulations for three-phase Z-source/quasi-Z-source inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(4): 2098-2108.
- [17] 周玉斐, 黄文新, 赵健伍, 等. 开关耦合电感准 Z 源逆变器[J]. 电工技术学报, 2014, 29(6): 31-39.
Zhou Yufei, Huang Wenxin, Zhao Jianwu, et al. Switched coupled inductor quasi-Z-source inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(6): 31-39.
- [18] 赵健伍, 黄文新, 周玉斐, 等. 带抽头电感的准 Z 源逆变器建模与特性分析[J]. 电工技术学报, 2014, 29(6): 7-16.

(上接第 96 页)

- alternate arm converter: a new hybrid multilevel converter with DC-fault blocking capability[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 29(1): 310-317.
- [15] Merlin M M C, Green T C. Cell capacitor sizing in multilevel converters: cases of the modular multilevel converter and alternate arm converter[J]. IET Power Electronics, 2015, 8(3): 350-360.
- [16] Merlin M M C, Judge P D, Green T C, et al. Alternate arm converter operation of the modular multilevel

Zhao Jianwu, Huang Wenxin, Zhou Yufei, et al. Modeling and analysis of tapped-inductor quasi-Z-source inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(6): 7-16.

作者简介

董 帅 男, 1987 年生, 博士研究生, 研究方向为电机控制及电力电子相关技术。

E-mail: laiyangjiuzhong@163.com

张千帆 男, 1974 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为电机控制及电力电子相关技术。

E-mail: zhang_qianfan@hit.edu.cn (通信作者)

(编辑 陈 诚)

converter[C]//IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Pittsburgh, PA, USA, 2014: 1924-1930.

作者简介

刘 闻 男, 1985 年生, 博士, 副教授, 研究方向为能源互联网柔性功率变换与空间无线电力传输技术。

E-mail: victorliuchuang@163.com (通信作者)

田孝铜 男, 1992 年生, 硕士, 研究方向为智能配电网技术。

E-mail: 15898692017@163.com

(编辑 陈 诚)