

Study of SVPWM Method for Single-Phase Asymmetric Three-Level Capacitance-Clamped Inverter

Lin Wang, Xuefeng Hu

School of Electrical and Information Engineering, Anhui University of Technology, Ma'anshan
Email: 407285432@qq.com, 1152830391@qq.com

Received: Jul. 30th, 2014; revised: Aug. 4th, 2014; accepted: Aug. 5th, 2014

Copyright © 2014 by authors and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

Abstract

In this paper, the space vector pulse width modulation (SVPWM) method was proposed for the topology of single-phase asymmetric three-level inverter. Based on the proposed method, the single-phase space vector diagram is divided into four regions, and the output reference voltage vector is synthesized by the two voltage vectors of the region according to the volt-second balance principle. In order to filter harmonic which is contained in the output voltage and create better sine wave, LC filter is widely used in the design to filter harmonic of the output voltage, and a parameter design method is developed for the inductor and capacitor designs. The good performance of the proposed inverter and SVPWM control method is demonstrated by the simulation results.

Keywords

Inverter, Single-Phase Asymmetric Three-Level, Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM), LC Filter

电容钳位型单相不对称三电平逆变器及其空间矢量脉宽调制方法

王 琳, 胡雪峰

安徽工业大学电气信息与工程学院, 马鞍山
Email: 407285432@qq.com, 1152830391@qq.com

收稿日期: 2014年7月30日; 修回日期: 2014年8月4日; 录用日期: 2014年8月5日

摘要

本文提出一种适用于电容钳位型单相不对称三电平逆变器空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)方法。该方法将单相空间矢量图分为4个区间, 根据伏秒平衡原理, 利用区间内的两个电压矢量实现对输出参考电压矢量的合成。为了滤除输出电压中所含有的谐波, 获得更接近正弦波的波形, 采用的LC滤波器去滤除输出电压中含有的谐波, 并给出了LC参数的设计方法。仿真结果证明, 所提逆变器及其SVPWM控制方法具有良好的性能。

关键词

逆变器, 单相不对称三电平, 空间电压矢量脉宽调制, LC滤波

1. 引言

随着电子技术的逐步发展, 在逆变应用领域中, 多电平功率变换器技术成为研究的一个热点[1]-[14]。多电平逆变器相对于两电平逆变器具有输出电压更近似于正弦波, 同时具备降低开关器件的电压应力及减小器件的开关损耗等优点, 在电力、冶金、矿山、石化等中高压大功率场合得到了广泛应用[1]-[9]。FC(fly-capacitor)型多电平逆变器比 NPC(neutral-point-clamped)型多电平逆变器更容易向多电平扩展, 因此, FC型多电平逆变器在工业领域的应用也逐渐增多[10]-[14]。FC型多电平逆变器最常用的 PWM 方法是载波相移 PWM 方法(PSPWM)但是在较低的调制度下, 该方法输出电压的谐波性能较差[14]。

本文以 FC 型单相不对称三电平逆变器为研究对象, 将多电平型逆变器 SVPWM 方法[7]-[9]引入到 FC 型单相不对称三电平逆变器中, 提出一种电容钳位型单相不对称三电平逆变器空间矢量脉宽调制方法, 具有形式简单, 易于 DSP 编程实现等特点。该方法将单相空间矢量图分为 4 个区间, 根据伏秒平衡原理, 利用区间内的两个电压矢量实现对参考电压矢量的合成。对电容钳位型单相不对称三电平逆变器工作模式进行了详细分析, 并将本文所提 SVPWM 方法应用于这种拓扑结构中。为了对谐波分量进行滤除, 采用 LC 滤波器, 并对其进行详细分析与设计。为了验证本文所提方法的正确性和有效性, 文中对这种拓扑结构进行仿真验证。

2. 电容钳位型单相不对称三电平逆变器的拓扑结构

电容钳位型单相不对称三电平逆变器主电路拓扑如图 1 所示。该拓扑结构由 6 个功率器件和 1 个飞跨电容构成, 其中 A 桥臂为电容钳位型逆变器结构, B 桥臂为传统两电平半桥逆变器结构, 同样以 N 点为参考点, 则 V_{AN} 可以输出 3 个电平: $+V_{in}/2$, 0 和 $-V_{in}/2$, 且对应状态 P、O 和 N, V_{BN} 可以输出 $+V_{in}/2$ 和 $-V_{in}/2$ 两个电平, 当 V_{AB} 输出为 $\pm V_{in}$ 、 $\pm V_{in}/2$ 、0 时, 分别定义为 $\pm E$ 、 $\pm E/2$ 、0 电平。电容钳位型单相不对称三电平逆变器开关状态与交流侧输出电压的关系表如表 1 所示, 其中 S_a 、 S_b 分别表示 A、B 桥臂功率管的工作状态。

根据每个工作状态对应的输出电压 V_{AB} 的大小, 定义 \overline{PN} 和 \overline{NP} 为大矢量, \overline{OP} 、 \overline{ON} 为小矢量, 而 \overline{PP} 和 \overline{NN} 为零矢量。分析可知, 零矢量 \overline{PP} 和 \overline{NN} 互为冗余零矢量。

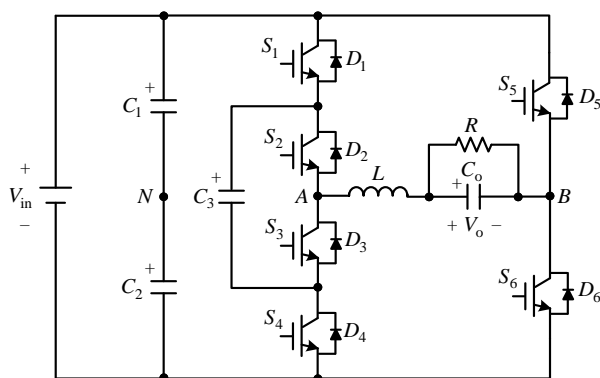


Figure 1. Topology of single-phase asymmetric three-level capacitance-clamped inverter

图 1. 电容钳位型单相不对称三电平逆变器拓扑结构

Table 1. Operation states of single-phase asymmetric three-level capacitance-clamped inverter

表 1. 电容钳位型单相不对称三电平逆变器工作状态

S_a	S_b	V_A	V_B	V_{AB}	工作状态
P	P	$+E/2$	$+E/2$	0	1
P	N	$+E/2$	$-E/2$	$+E$	2
O	P	0	$+E/2$	$-E/2$	3
O	N	0	$-E/2$	$+E/2$	4
N	P	$-E/2$	$+E/2$	$-E$	5
N	N	$-E/2$	$-E/2$	0	6

3. 模式分析

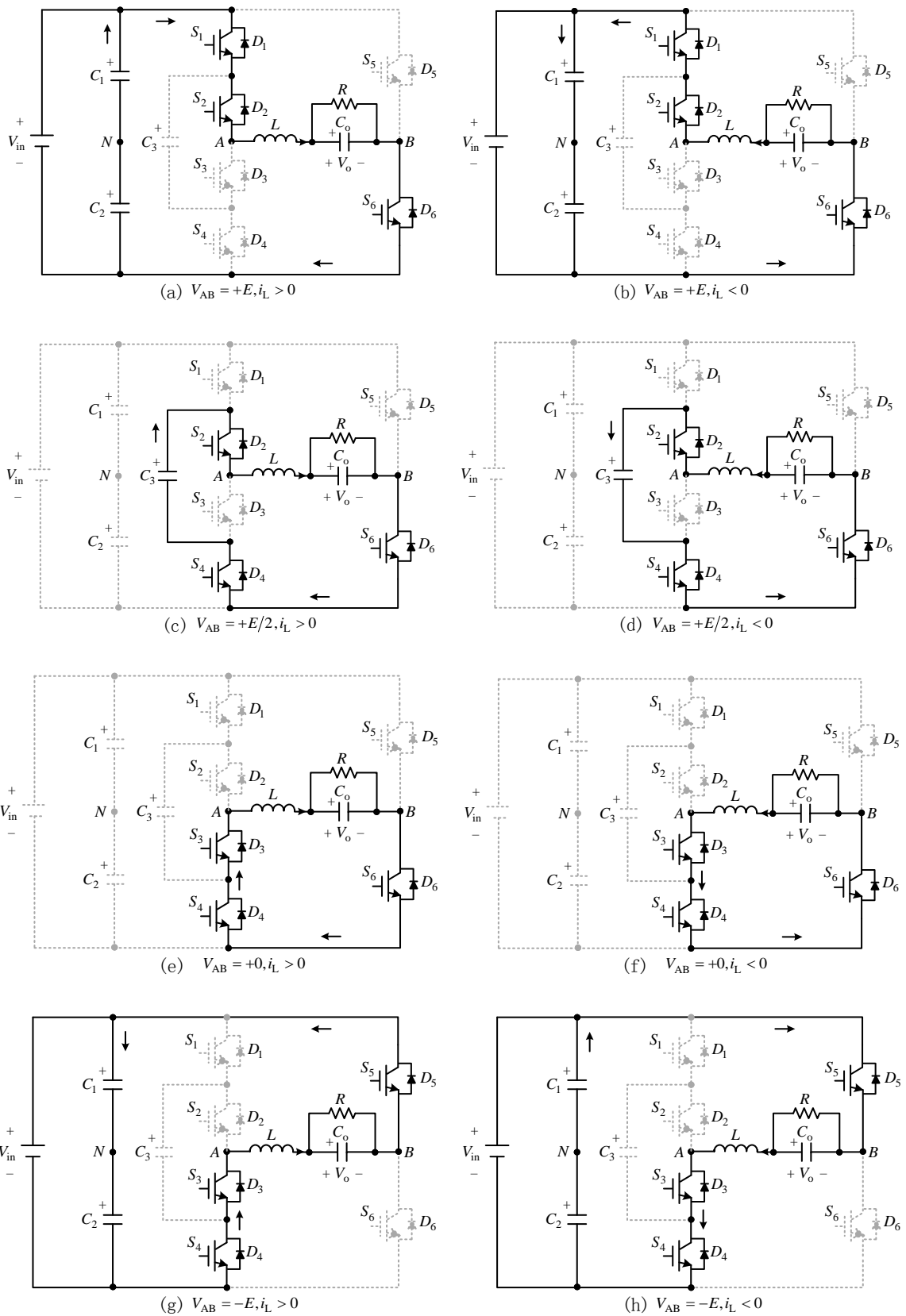
在分析各种模式之前,我们首先定义三种电平和电感电流的方向,如图 2 所示,设母线电压为 V_{in} ,两个桥臂间的电压为 V_{AB} 。为分析方便,把 0 电平分为 +0 和 -0 两种,当 $V_{AB} = 0$ 且在 $V_{in}/2$ 和 0 电平之间切换时定义为 +0 电平;当 $V_{AB} = 0$ 且在 $V_{in}/2$ 和 0 电平之间切换时定义为 -0 电平。同时定义,电感电流由 A 点流向 B 点为电感电流的正方向。根据 V_{AB} 的 6 种输出状态和流过电感电流的方向,可得如图 2 所示的 12 个工作状态,根据开关管的导通情况将其分为 6 种开关模式。以下对这 6 种开关模式的简化分析。

1) 开关模式 1 [S_1 、 S_2 和 S_6] 导通, $V_{AB} = +V_{in}$, 当 $i_L > 0$ 时, i_L 流经 S_1 、 S_2 、 L 、 R 和 S_6 , 此时,由输入电源向负载提供能量,对应图 2(a); 当 $i_L < 0$ 时, i_L 流经 D_6 、 R 、 L 、 D_2 和 D_1 , 此时输出端向 C_1 、 C_2 回馈能量,对应图 2(b)。

2) 开关模式 2 [S_2 、 S_4 和 S_6] 导通, $V_{AB} = +V_{in}/2$, 当 $i_L > 0$ 时, i_L 流经 C_3 、 S_2 、 L 、 R 、 S_6 和 D_4 , 此时由 C_3 向负载提供能量,对应图 2(c); 当 $i_L < 0$ 时, i_L 流经 D_6 、 R 、 L 、 D_2 、 C_3 和 S_4 , 此时输出端向 C_3 回馈能量,对应图 2(d)。

3) 开关模式 3 [S_3 、 S_4 和 S_6] 导通, $V_{AB} = +0$, 此时,逆变器处于续流状态,当 $i_L > 0$ 时, i_L 流经 D_4 、 D_3 、 L 、 R 和 S_6 , 对应图 2(e); 当 $i_L < 0$ 时, i_L 流经 S_3 、 S_4 、 D_6 、 L 和 R , 对应图 2(f)。

4) 开关模式 4 [S_3 、 S_4 和 S_5] 导通, $V_{AB} = -V_{in}$, 当 $i_L > 0$ 时, i_L 流经 D_4 、 D_3 、 L 、 R 和 D_5 , 此时输出端



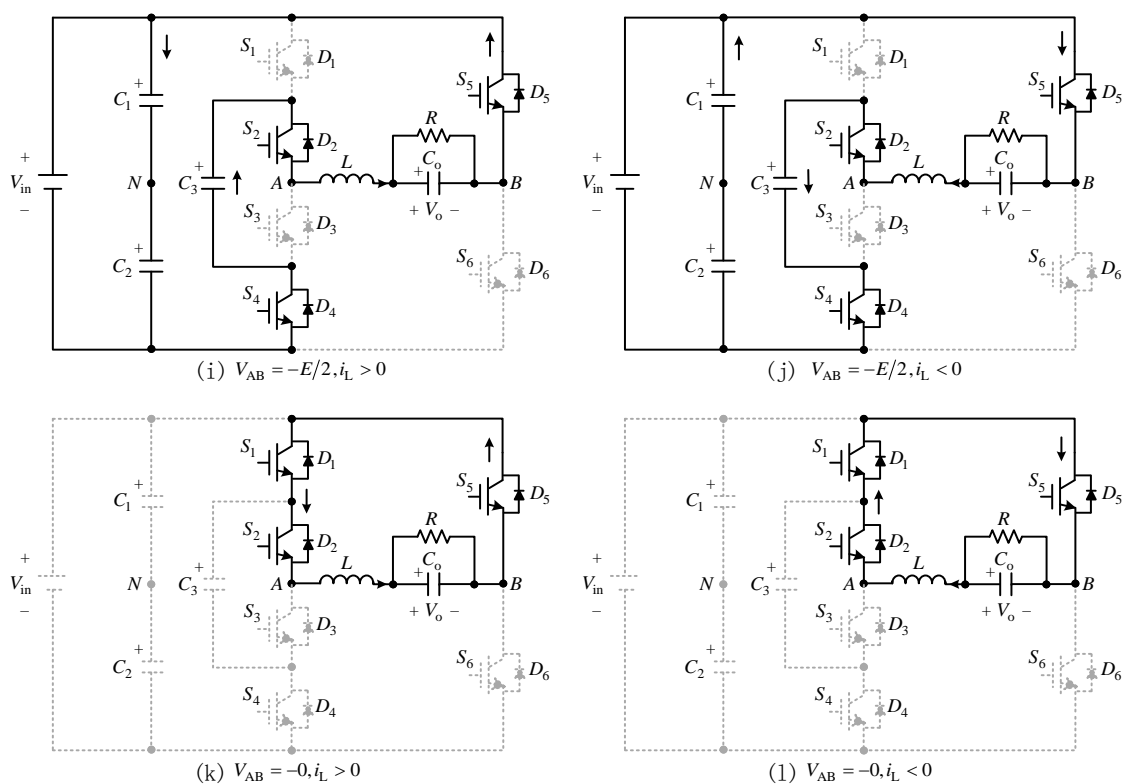

Figure 2. Equivalent circuits of the switching modes

图 2. 各模式的等效电路

向 C_1 、 C_2 回馈能量，对应图 2(g)；当 $i_L < 0$ 时， i_L 流经 S_5 、 R 、 L 、 S_3 和 S_4 ，此时由输入电源向负载提供能量，对应图 2(h)。

5) 开关模式 5 [S_2 、 S_4 和 S_5] 导通， $V_{AB} = -V_{in}/2$ ，当 $i_L > 0$ 时， i_L 流经 D_4 、 C_3 、 S_2 、 L 、 R 和 D_5 ，此时由 C_3 向负载提供能量，对应图 2(i)；当 $i_L < 0$ 时， i_L 流经 S_5 、 R 、 L 、 D_2 、 C_3 和 S_4 ，此时，输出端向 C_3 回馈能量，对应图 2(j)。

6) 开关模式 6 [S_1 、 S_2 和 S_5] 导通， $V_{AB} = -0$ ，此时逆变器处于续流状态，当 $i_L > 0$ 时， i_L 流经 S_1 、 S_2 、 L 、 R 和 D_5 ，对应图 2(k)；当 $i_L < 0$ 时， i_L 流经 D_2 、 D_1 、 R 、 L 和 S_5 ，对应图 2(l)。

从以上 6 种开关模式可得，开关管的开关情况和输出电压对应表如表 2 所示，由表 2 可得： $S_1 = \overline{S_4}$ ； $S_2 = \overline{S_3}$ ； $S_5 = \overline{S_6}$ 。

4. 电容钳位型单相不对称三电平逆变器 SVPWM 方法

4.1. 电容钳位型单相不对称三电平逆变器 SVPWM 图

SVPWM 方法在多电平型逆变器中得到了广泛应用[7]-[9]，用于实现对输出电压电压矢量的合成。电容钳位型单相不对称三电平逆变器共有 6 个工作状态，可根据电压矢量的模长大小，将单相三电平空间矢量图分成 4 个区间，根据参考电压矢量 V 所在的区间，选择该区间内的两个电压矢量进行合成如图 3 所示。设逆变器希望输出的电压为 $V_{AB} = ME\sin\omega t$ ， E 为直流侧电压值，逆变器输出电压 V_{AB} 为矢量 V 在 α 轴上的投影，矢量 V 的模长 $|V| = ME$ ，且矢量以角频率 ω 逆时针旋转。其中 M 为调制比，范围在 0 到 1 之间。

Table 2. States of the switches and output voltage
表 2. 开关管的开关情况和输出电压对应表

导通的开关管	关断的开关管	V_{AB} 输出电平
$S_1、S_2、S_6$	其它	$+E$
$S_2、S_4、S_6$	其它	$+E/2$
$S_3、S_4、S_6$	其它	$+0$
$S_3、S_4、S_5$	其它	$-E$
$S_2、S_4、S_5$	其它	$-E/2$
$S_1、S_2、S_5$	其它	-0

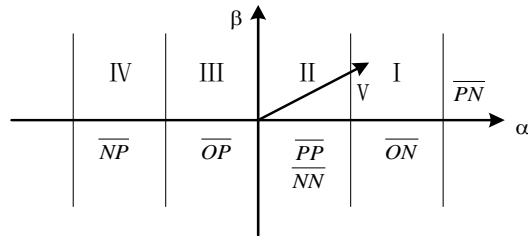


Figure 3. Space voltage vector diagram for single-phase asymmetric three-level capacitance-clamped inverter

图 3. 电容钳位型单相不对称三电平逆变器空间电压矢量图

4.2. 输出电压矢量的作用时间

在一个开关周期 T_s 内，对于一个输出矢量 V_{AB} ，可以选择其所在扇区内的两个基本矢量 V_a 和 V_b 来合成，但 V_a 和 V_b 不能互为冗余矢量。

根据伏 - 秒平衡原理，应满足方程组

$$\begin{cases} V_{AB}T_s = V_aT_a + V_bT_b \\ T_s = T_a + T_b \end{cases} \quad (1)$$

式中， T_a 、 T_b 分别为矢量 V_a 、 V_b 对应的作用时间。解此方程组可得

$$\begin{cases} T_a = \frac{(V_{AB} - V_b)}{V_a - V_b} T_s \\ T_b = T_s - T_a \end{cases} \quad (2)$$

5. LC 滤波器设计

假设：1) 直流电压 V_{in} 为理想电压源；2) 逆变器的开关为理想开关；3) 忽略电感与电容的寄生参数；4) 负载为纯阻性负载[15]。

由于逆变器以高频 SVPWM 方式工作，输出滤波器的作用是滤掉高次谐波分量，使输出电压接近正弦波，同时也要考虑逆变器系统的功率密度等因素。因此，滤波器设计目标包括：①输出电压的谐波含量小；②滤波参数和体积小；③滤波器的阻频特性好且滤波系统损耗小。根据以上原则，即可对 LC 滤波器的特性进行分析。

LC 滤波器的传递函数为:

$$\frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{\frac{R \frac{1}{sC}}{R+1/sC}}{sL + \frac{R \frac{1}{sC}}{R+1/sC}} = \frac{1}{\frac{1}{\omega_c^2} s^2 + \frac{2\xi}{\omega_c} s + 1} \quad (3)$$

式中 ω_c —— LC 谐振角频率, $\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}}$; ξ —— 阻尼系数, $\xi = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}}$; $U_o(s)$ —— 滤波器输出电压; $U_i(s)$ —— 滤波器输入电压; s —— 拉普拉斯变换算子。

LC 滤波器的设计

在对滤波器设计中,一般先设计电感的取值。电感的选取和纹波电流的大小和系统功耗有关。通常,电感 L 上的纹波电流选择为额定电流的 15%~25%。电感电流纹波表达式为

$$\Delta I_L = \frac{V_{in} - V_o(t)}{L} \cdot \frac{D(t)}{f_c} \quad (4)$$

在开关频率远远大于工频频率的条件下,每个开关周期占空比为

$$D(t) = \frac{V_o(t)}{V_{in}} \quad (5)$$

将式(5)代入式(4)中可得

$$\Delta I_L = \frac{V_{in} - V_o(t)}{Lf_c} \cdot \frac{V_o(t)}{V_{in}} \quad (6)$$

由式(6)可知,当 $V_o(t) = \frac{V_{in}}{2}$ 时, ΔI_L 存在最大值

$$\Delta I_{L(\max)} = \frac{V_{in}}{4Lf_c} \quad (7)$$

故电感 L 的取值:

$$L^3 = \frac{V_{in}}{4f_c \Delta I_{L(\max)}} \quad (8)$$

LC 滤波器截止频率 f_c 为:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (9)$$

为了使滤波器输出电压接近正弦波同时又不会引起谐振问题,LC 滤波器截止频率 f_c 需要满足以下条件:

$$10f_r < f_c < f_{har(\min)} \quad (10)$$

式中 f_r —— 基波频率; $f_{har(\min)}$ —— 最低次谐波频率。

对于高频的 PWM 逆变器,载波频率远大于 10 倍的基波频率, f_c 选为载波频率的 1/10~1/5。

若将滤波电感电流纹波近似看作正弦波且假设均由滤波电容吸收,则输出电压纹波的最大值应为

$$\Delta V_{o(\max)} = \Delta I_{L(\max)} \cdot R = \frac{\Delta I_{L(\max)}}{2\pi f_c C} \quad (11)$$

式中 $R = \sqrt{\frac{L}{C}}$ ——频率为零时的特性阻抗。

式(9)代入式(11)可得

$$\Delta V_{o(\max)} = \frac{V_{in}}{8\pi f_c^2 LC} \quad (12)$$

于是得出

$$LC \geq \frac{V_{in}}{8\pi f_c^2 \Delta V_{o(\max)}} \quad (13)$$

由式(8)可以得出 L 的值, 由式(13)计算出 C 的值。通过以上的方法设计出来的 LC 滤波器, 可以滤除高频成分并通过对 L 和 C 的参数进一步调整, 可以输出较为平滑的正弦波。但当负载稍稍变化输出波形变形或纹波增加等, 使逆变输出质量大大下降。

6. 仿真结果

为了验证本文所提空间矢量脉宽调制方法的正确性和有效性, 本文对该电路拓扑进行了仿真, 仿真参数如表 3 所示。图 4 为滤波前电容钳位型单相不对称三电平逆变器仿真结果, 其中图 4(a)及图 4(b)分别为调制比 $M = 0.8$ 时, 逆变器输出电压 V_{AB} 的波形及其频谱分析。图 5 为滤波后电容钳位型单相不对称三电平逆变器仿真结果, 其中图 5(a)为调制比 $M = 0.8$ 时, 逆变器输出电压 V_o 的波形。图 5(b)为输出电压 V_o 的频谱分析, 经过计算其 $\text{THD} = 0.90\%$ 。

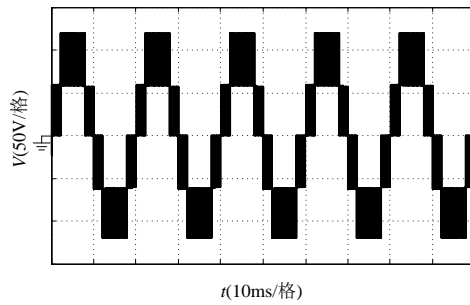
三电平桥臂开关管 S_5 的电压应力减小为两电平桥臂开关管 S_6 电压应力的一半, 如图 6 所示。B 桥臂开关管 S_5 和 S_6 的开关频率较低, 但承受较高的电压。因此可以考虑采用耐压值较高, 开关频率相对较低的 IGCT 或 GTO 器件, 而 A 桥臂可以采用开关频率较高的器件, 如 IGBT, 使其工作在较高频率, 而承受较小的电压应力, 这样充分发挥了这些开关器件的特性。

7. 结论

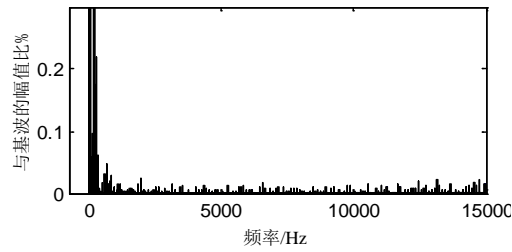
本文提出了一种适用于电容钳位型单相不对称三电平拓扑结构及其空间矢量脉宽调制方法。该方法

Table 3. Simulation parameters of the prototype
表 3. 主要电路仿真参数

输入电压/V	V_{in}	120
负载电阻/ Ω	R	50
电容/ μF	C_1, C_2	200
钳位电容/ μF	C_3	5000
输出滤波电感/mH	L	1
输出滤波电容/ μF	C_o	3.3
基波频率/Hz	f_r	50
开关频率/kHz	f_c	20
调制比	M	0.8



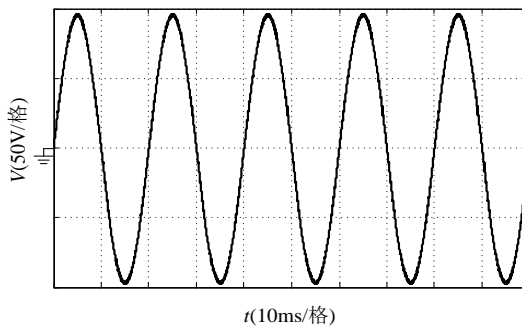
(a) 逆变器输出电压 V_{AB} 波形 ($M = 0.8$)



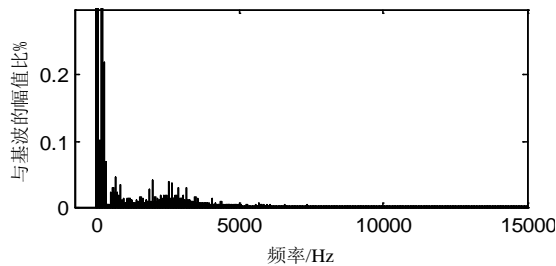
(b) 输出电压 V_{AB} 频谱 ($M = 0.8$)

Figure 4. Single-phase asymmetric three-level capacitance-clamped inverter simulation waveform before filtering

图 4. 滤波前电容钳位型单相不对称三电平逆变器仿真波形



(a) 逆变器输出电压 V_o 波形 ($M = 0.8$)



(b) 输出电压 V_o 频谱 ($M = 0.8$)

Figure 5. Single-phase asymmetric three-level capacitance-clamped inverter simulation waveform after filtering

图 5. 滤波后电容钳位型单相不对称三电平逆变器仿真波形

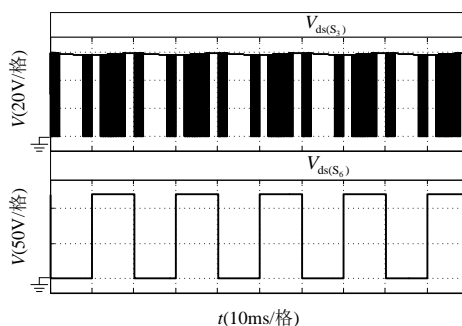


Figure 6. Voltage stress of the switches
图 6. 开关管电压应力

较之常用的载波调制方法具有明显的优势，控制方法简单，易于数字实现，且能扩展应用到更多电平的单相多电平逆变器中。最后，采用该方法对所提逆变器进行了仿真验证，并给出仿真结果。

基金项目

安徽工业大学研究生创新研究基金项目，项目编号 2013066。

参考文献 (References)

- [1] 刘庆丰, 王华民, 冷朝霞, 等 (2008) 采用波形合成法的级联型多电平逆变器谐波控制. *中国电机工程学报*, **6**, 69-73.
- [2] Lai, J.S. and Peng, F.Z. (1996) Multilevel converters—A new breed of power converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, **32**, 509-517.
- [3] 李永东 (2005) 大容量多电平变换器——原理、控制、应用. 科学出版社, 北京, 1-5.
- [4] 吴凤江, 孙力, 赵克 (2009) 级联型逆变器的新型简化多电平空间矢量调制方法. *中国电机工程学报*, **12**, 36-40.
- [5] 丁凯, 邹云屏, 王展, 等 (2004) 一种适用于高压大功率的新型混合二极管钳位级联多电平变换器. *中国电机工程学报*, **9**, 62-67.
- [6] Lin, B.R. and Chen, D.J. (2001) Sliding mode control of neutral point clamped PWM rectifier. *Twenty-Third International Telecommunications Energy Conference*, Edinburgh, 18 October 2001, 392-398.
- [7] 窦真兰, 张同庄, 凌禹 (2008) 三电平 NPC 整流器空间矢量脉宽调制及中点电位平衡控制. *电力自动化设备*, **2**, 65-69.
- [8] 宋文胜, 冯晓云, 蒋威 (2007) 一种单相三电平中点钳位式整流器的 SVPWM 控制方法. *电工技术学报*, **7**, 69-73.
- [9] 宋文祥, 陈国呈, 武慧, 等 (2006) 一种具有中点电位平衡功能的三电平空间矢量调制方法及其实现. *中国电机工程学报*, **12**, 95-100.
- [10] Meynard, T.A., et al. (2002) Multicell converters: Basic concepts and industry applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **49**, 955-964.
- [11] Yuan, X.M., Stemmler, H. and Barbi, I. (2001) Self-balancing of the clamping-capacitor-voltages in the multilevel capacitor clamping inverter under sub-harmonic PWM modulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **16**, 256-263.
- [12] Escalante, M.F., Vannier, J.C. and Arzande, A. (2002) Flying capacitor multilevel inverters and DTC motor drive applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **49**, 89-815.
- [13] Tolbert, L.M., Peng, F.Z. and Habetler, T.G. (2000) Multilevel PWM methods at low modulation indices. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **15**, 719-725.
- [14] Lee, S.G., Kang, D.W., Lee, Y.H., et al. (2001) The carrier-based PWM method for voltage balance of flying capacitor multilevel inverter. *Power Electronics Specialists Conference*, **1**, 126-131.
- [15] Dahono, P.A., Purwa, D.A. and Qamaruzzam, A.N. (1995) An LC filter design method for single-phase PWM inverters. *Proceedings of 1995 International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, Singapore, 21-24 February 1995, 571-576.