

基于SPWM调制的LCL型车载逆变器的研究与设计

戴本尧, 陈 维, 王孝尚

(浙江工贸职业技术学院, 浙江 温州 325000)

摘要: 介绍了一种基于 SPWM 单极性直流母线电压调制的车载逆变器的设计方案, 电压输入端为车载蓄电池的 12 V 电压, 输出端为 220 V/50 Hz 的工频电压。着重对该逆变器的工作原理、主电路拓扑结构、LCL 滤波器和 DC/AC 模块进行了介绍和设计, 并对 SPWM 的调制原理进行了阐述。利用 Saber 软件进行系统仿真, 结果表明输出电流与输出电压相位差基本为 0, 输出电压具有良好的正弦波形, SPWM 单极性直流母线电压调制和 LCL 滤波器可以有效地降低波形畸变率, 抑制谐波的影响, 车载逆变器的稳态性能良好。

关键词: 车载逆变器; LCL 滤波器; SPWM 调制; 模糊控制

Research and design of LCL vehicle inverter based on SPWM modulation

DAI Benyao, CHEN Wei, WNAG Xiaoshang

(Zhejiang Industry & Trade Vocational College, Wenzhou 325000, China)

Abstract: A scheme of vehicle inverter based on SPWM unipolar DC bus voltage modulation was introduced. The voltage input terminal was 12 V of vehicle battery and output terminal was 220 V/50 Hz. The working principle, main circuit topology, LCL filter and DC/AC module of the inverter were introduced and designed emphatically. And then the SPWM modulation principle was described. The system simulation with Saber software showed that the skewing between output current and output voltage was zero nearly. And the output voltage had good sinusoidal waveform. SPWM unipolar DC bus voltage modulation and LCL filter could reduce the waveform distortion rate and suppress the influence of harmonics effectively. Vehicle-mounted inverters had good steady-state performance.

Key words: vehicle inverter; LCL filter; SPWM modulation; fuzzy control

0 引言

随着国民经济和人们生活质量的不断提高, 汽车已经成为了人们日常的交通工具和消费对象。汽车的普及使得车载电器种类和数量增多, 而这类产品的供电由车载逆变器的工作来实现。传统的车载逆变器是将车上的 12 V 直流电转换成 220 V/50 Hz 交流电的一种变电装置, 从输出波形上可分为正弦波输出逆变器和方波输出逆变器

两种。车载逆变器由于受汽车用电功率的制约, 当逆变器需要输出更高的功率用电时, 往往须从蓄电池来取电^[1-2], 因此设计满足各种实际需要的车载逆变器具有现实意义。

本文设计了一种基于 SPWM 单极性直流母线电压调制、带有 LCL 滤波器的车载逆变器, 阐述了相关工作原理和设计方案, 并进行了系统仿真分析。

1 三相SPWM车载逆变器设计模型

1.1 逆变器工作原理

图1为设计的SPWM逆变器主电路拓扑结构图^[3-4]。图1中，O点为两个分压电容 C_{dc1} 、 C_{dc2} 的电流侧中心点，利用该电流侧中心点连接开关管 S_{A3} 和 S_{A4} 。当开关管 S_{A1} 和 S_{A2} 均导通，且 S_{A3} 和 S_{A4} 保持关断时，O点处的电压为 $U_{dc}/2$ 。而当开关管 S_{A3} 和 S_{A4} 导通，且 S_{A1} 和 S_{A2} 保持关断时，O点处的电压为 $-U_{dc}/2$ 。在电路实际运行过程中，开关管 S_{A1} 与 S_{A3} 、 S_{A2} 与 S_{A4} 的驱动信号应当能够实现作用互补，且处于上下桥臂位置的开关管 S_{A1} 与 S_{A4} 不应同时导通影响正常工作^[5-6]。

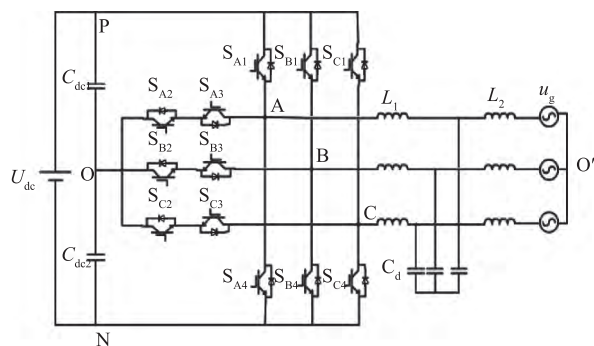


图1 LCL滤波器型SPWM车载逆变器主电路拓扑结构图

Fig. 1 Main circuit topology of LCL filter type SPWM on-board inverter

1.2 逆变器主电路拓扑结构

图2为三相SPWM车载逆变器的拓扑简化结构图。将开关视为理想器件，LCL滤波器视为L滤波器，电路结构可简化为三掷开关（ S_A 、 S_B 、 S_C ）与L滤波器相互连接，则以 S_A 为例，SPWM逆变器的开关模态见表1。

定义 S_x 开关函数为

$$S_x = \begin{cases} 0 & (S_{x1}, S_{x2}, S_{x3}, S_{x4}) = (0,0,1,1) \\ 1 & (S_{x1}, S_{x2}, S_{x3}, S_{x4}) = (0,1,1,0) \\ 2 & (S_{x1}, S_{x2}, S_{x3}, S_{x4}) = (1,1,0,0) \end{cases} \quad (1)$$

其中 $x=A, B, C$ 。

引入开关函数 S_{xy} 进一步分析各支路的电压情况，设定 $y=N, O, P$ ，并且当 $S_{xy}=1$ 时， x 点与 y 点处于接通状态；当 $S_{xy}=0$ 时， x 点与 y 点没有接

通，因而式（1）的开关函数变化为

$$S_x = \begin{cases} 0 & S_{xN}=1, S_{xO}=0, S_{xP}=0 \\ 1 & S_{xN}=0, S_{xO}=1, S_{xP}=0 \\ 2 & S_{xN}=0, S_{xO}=0, S_{xP}=1 \end{cases} \quad (2)$$

则其三相逆变侧的电压表达式为

$$\begin{cases} u_{AO} = S_{AN}u_{NO} + S_{AP}u_{OP} \\ u_{BO} = S_{BN}u_{NO} + S_{BP}u_{OP} \\ u_{CO} = S_{CN}u_{NO} + S_{CP}u_{OP} \end{cases} \quad (3)$$

式中，在三相系统中， $u_{AO'} = u_{AO} + u_{OO'}$ ， $u_{BO'} = u_{BO} + u_{OO'}$ ， $u_{CO'} = u_{CO} + u_{OO'}$ 。当三相平衡系统中的负载情况对称时， $u_{AO'} + u_{BO'} + u_{CO'} = 0$ ，进一步可得到 $u_{OO'} = -1/3(u_{AO} + u_{BO} + u_{CO})$ 。将式（3）代入，可得

$$u_{OO'} = -\left(\frac{S_{AP} + S_{BP} + S_{CP}}{3} \times u_{OP} + \frac{S_{AN} + S_{BN} + S_{CN}}{3} \times u_{NO}\right) \quad (4)$$

$u_{AO'}$ 、 $u_{BO'}$ 和 $u_{CO'}$ 进而可演变为

$$\begin{cases} u_{AO'} = \frac{2S_{AP} - S_{BP} - S_{CP}}{3} \times u_{OP} + \frac{2S_{AN} - S_{BN} - S_{CN}}{3} \times u_{NO} \\ u_{BO'} = \frac{2S_{BP} - S_{AP} - S_{CP}}{3} \times u_{OP} + \frac{2S_{BN} - S_{AN} - S_{CN}}{3} \times u_{NO} \\ u_{CO'} = \frac{2S_{CP} - S_{AP} - S_{BP}}{3} \times u_{OP} + \frac{2S_{CN} - S_{AN} - S_{BN}}{3} \times u_{NO} \end{cases} \quad (5)$$

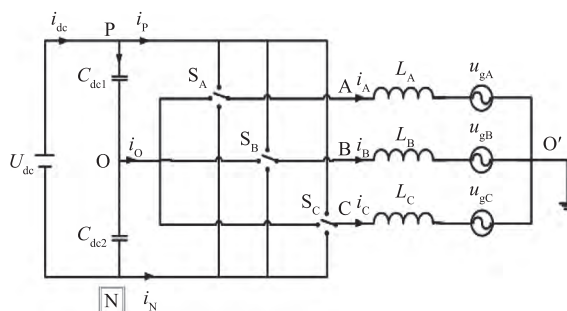


图2 SPWM车载逆变器拓扑结构简化图

Fig. 2 Simplified topology of SPWM on-board inverter

表1 SPWM逆变器的开关模态

Tab. 1 Switching modes of SPWM inverter

u_{AO}	S_{A1}	S_{A2}	S_{A3}	S_{A4}
$u_{dc}/2$	1	1	0	0
0	0	1	1	0
$-u_{dc}/2$	0	0	1	1

1.3 LCL滤波器的设计

LCL滤波器的作用是过滤并清除高次谐波分量,使得输出电压的波形与正弦波相近,从而便于控制和计算。LCL滤波器的电路模型如图3所示,假设电路中只存在逆变器带来的纯阻性负载,其传递函数^[7]应为

$$G(s) = \frac{R}{s^2 LCR + sL + R} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{1}{RC} \times s + \frac{1}{LC}} \quad (6)$$

$$= \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

式中, ω_n 为自然振荡角频率; ξ 为阻尼系数。

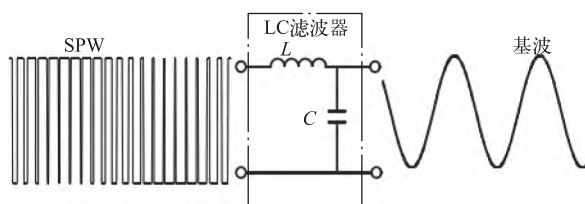


图3 LCL滤波器的电路模型图

Fig. 3 Circuit model diagram of LCL filter

LCL滤波器采用的是二阶振荡系统,可根据幅频特性对其参数进行设计^[8]。转折频率 f_c 是滤波器中最重要的影响参数,其大小应满足 $10f_c$ (基波频率) $< f_c < \frac{1}{10} f_s$ (开关频率)。同时,

自然振荡角频率和阻尼系数还有如下关系

$$\begin{cases} \omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \\ \xi = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}} \end{cases} \quad (7)$$

式中, L 为滤波器电感; C 为滤波器电容; R 为负载电阻。

滤波器电感值是另一个在设计时需考虑到的参数,应根据电路中的实际电流脉动来选取。当输出电压等于0时,电流脉动的最大值与滤波电感值有如下关系

$$I_{L\max} = \frac{u}{2Lf_s} \quad (8)$$

式中, u 为逆变器的输入直流电压; f_s 为开关频率。

经测定,并由式(8)计算出的LCL滤波器电感值为1.2 mH。进一步可得到转折频率 $f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 。当开关频率 $f_s = 20$ kHz,滤波器电容 $C = 10$ μ F时,计算得到转折频率 $f_c = 1.43$ kHz,处于合理区间范围。滤波器电阻 R 经测定为45.6 Ω ,因而根据式(6)可得

$$G(s) = \frac{1}{10^{-8}s^2 + (2.18 \times 10^{-5})s + 1} \quad (9)$$

1.4 DC/AC模块的设计^[9]

DC/AC模块的作用是将母线上的12 V直流电压转变为220 V/50 Hz交流电压^[10]。该DC/AC模块的全桥逆变电路含有4个开关器件,能够在不改变内部电路结构的情况下进行灵活控制。DC/AC模块的电路拓扑图如图4所示。在单极性SPWM调制的半个工频周期内,模块中的两个逆变桥臂的点电压存在 $+U_{bus}$ 、0和 $-U_{bus}$ 、0这两种电平变化^[11-13]。

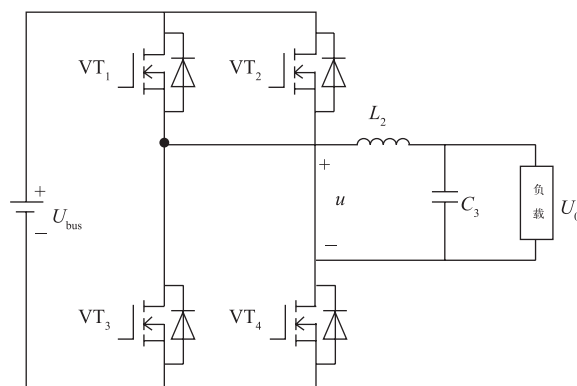


图4 DC/AC模块电路拓扑图

Fig. 4 Circuit topology diagram of DC/AC module

2 SPWM的单极性直流母线电压调制

图5为单极性直流母线电压的调制原理图。其中, U_{su} 、 U_{sv} 和 U_{sw} 为三相电压源; I_{ou} 、 I_{ov} 和 I_{ow} 为三相电流, I_{lu} 、 I_{lv} 和 I_{lw} 为经过负载的三相电流; L_u 、 L_v 和 L_w 为三相电感。补偿无功功率时应存在 $i_o = -i_1 f_1$, 补偿三相不平衡时应存在 $i_o = -i_2 f$, 滤除谐波时应存在 $i_o = -i_h$, 无功功率、谐波和三相不平衡全补偿时应存在 $i_o = -(i_1 f_1 + i_2 f + i_h)$ ^[14]。

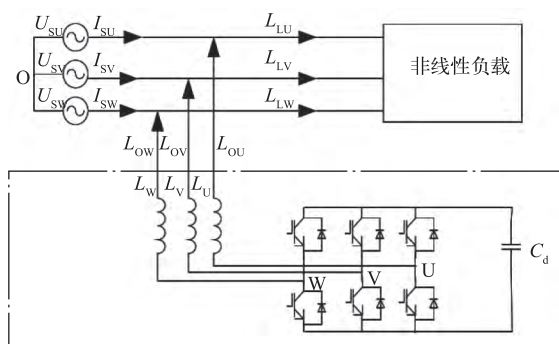


图5 SPWM单极性直流母线电压调制原理图

Fig. 5 Schematic diagram of SPWM unipolar DC bus voltage modulation

单极性直流母线电压调制是一种通过收敛理论建立起来的模糊控制，其流程图如图6所示，依据瞬态负载进行自动调节，通过预测抛物线插值来优化模糊控制，完成预测误差信号。模糊变量作为模糊控制器的输入变量，控制变量 U 作为输出变量。

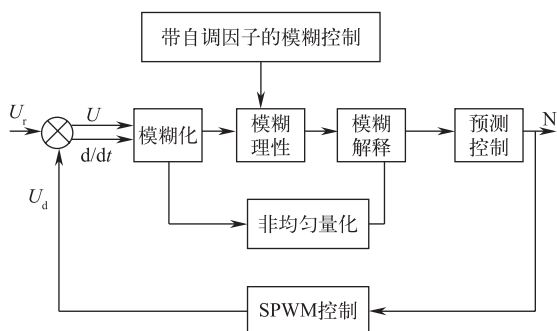


图6 模糊控制工作流程图

Fig. 6 Flow chart of fuzzy control

模糊预测控制的算法公式^[15-16]为

$$\Delta E = \frac{(U_{dc}^*)^2 - U_{dc}^2}{2} \approx U_{dc}^* U_{dc} C \quad (10)$$

交换所需能量为

$$\Delta P = \frac{2\Delta E}{3T_s + nT_s} \quad (11)$$

式中， T_s 为采样周期； $3T_s$ 为电流控制的延迟时间； nT_s 为直流母线滤波的延长时间。

根据式(10)和式(11)得到直流母线电压的偏差式为

$$\Delta U_{dc} = \frac{\Delta P (3+n) T_s}{2C U_{dc}^*} \quad (12)$$

3 仿真分析

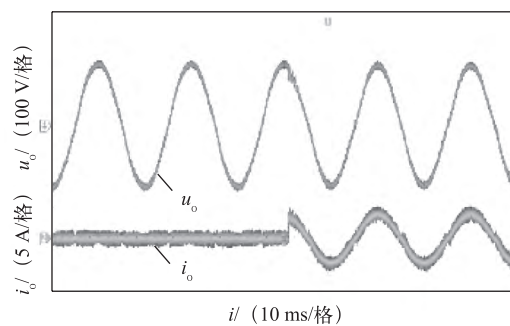
为了验证逆变器模型的正确性，采用Saber软件对带负载的逆变器进行系统仿真。具体的仿真参数见下表。

表 数字化控制下的系统仿真参数

Tab. System simulation parameters under digital control

参数	数值
纯电阻负载/ Ω	45.6
RL串联负载/ Ω 和电感值/mH	$R=45.6, L=1$
RC串联负载/ Ω 和电容值/ μF	$R=45.6, C=60$
LCL滤波器电容/ μF	10
LCL滤波器电感/mH	1.2
输入电压/V	220
输出电压有效值/V	140
开关频率/ f_s/kHz	20
输出频率/ f_o/Hz	50

在Saber软件运行环境下对逆变器的纯电阻负载、阻感负载和阻容负载进行仿真分析，得到的仿真输出电压和输出电流的波形如图7所示。无论是逆变器纯电阻负载，还是阻感负载和阻容负载，输出电流与输出电压的相位差基本为0。输出电压的波形完整，峰值处没有出现削顶和明显振荡，正弦度保持良好，波形情况较为理想。说明相同载波频率条件下，本文设计的逆变器的输出电压波形平滑均匀，并且接近于指令正弦波，拥有较强的抗干扰能力。经测试，三种负载的THD测定值分别为3.2%、3.4%和3.5%。可见实验所采用的SPWM单极性直流母线电压调制和LCL滤波器可以有效地降低波形畸变率，抑制谐波影响，从而保证输出波形质量，仿真实验结果令人满意。



(a) 逆变器纯电阻负载

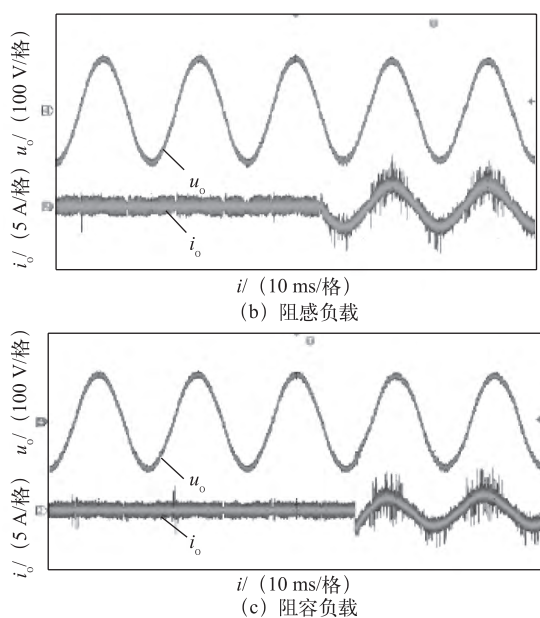


图7 仿真分析的输出电压和输出电流波形

Fig. 7 Output voltage and output current waveforms of simulation analysis

4 结束语

本文对一种小型车载逆变器进行了详细的方案设计,并对设计的逆变器在SPWM调制和LCL滤波器滤除干扰后进行仿真分析。仿真结果显示该车载逆变器的谐振尖峰基本不存在,LCL滤波器能有效地衰减谐波的干扰,从而得到质量较高的输出电压和电流。对逆变器的纯电阻负载、阻感负载和阻容负载进行THD测定,THD值分别为3.2%、3.4%和3.5%,说明通过SPWM单极性直流母线调制来降低电压、电流波形畸变率的效果良好,系统稳定性优异。

参考文献

- [1] 李凯程,荀倩,荀博洋,等.小功率车载逆变器研究[J].湖州师范学院学报,2017,39(2):37-41.
- [2] 李雨欣,朱闪闪,荆红莉.纯正弦车载逆变器设计[J].榆林学院学报,2017,27(2):18-20.
- [3] 闫莎莎.地铁车载逆变器的设计与仿真研究[J].机电一体化,2016,37(11):35-38.
- [4] 范玲莉,邓焰.基于LM25037的车载便携式SPWM逆变器设计[J].电气技术应用,2009,

23(7):11-14.

- [5] 朱嘉瑶,刘啸,刘洋,等.大数据时代旅游企业的自律和他律——区块链智能合约[J].资源开发与市场,2021,12(14):1-10.
- [6] 王栋,杨珂,王瑜,等.基于区块链的联盟信任分布式认证在电力行业的应用探索[J].电力系统自动化,2021,12(7):1-13.
- [7] 葛春萌.单相统一电能质量控制器的研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2013.
- [8] 罗奇.基于LCL滤波的三电平储能逆变器主电路设计及优化[D].成都:电子科技大学,2015.
- [9] 王俪蓉,杨祝涛,颜文森,等.基于DSP的单相逆变闭环控制的实现[J].电工技术,2015(2):60-62.
- [10] 陶璐.基于LCL滤波的PWM逆变器的控制策略研究[D].合肥:安徽理工大学,2018.
- [11] 郭子豪,邢诗怡,王宇,等.基于AR技术的飞机维修可视化远程协助系统研究[J].自动化应用,2019,133(10):129-130.
- [12] 李鹏,毕建刚,于浩,等.变电设备智能传感与状态感知技术及应用[J].高电压技术,2020,11(46):3097-3113.
- [13] 王海亮,邓玲,何奇,等.直觉模糊层次分析法下变压器状态的灰色模糊综合评判模型[J].高压电器,2020,378(9):222-228.
- [14] 赵伟,陈锐民,邓名高,等.一种直流母线电压控制新方法及应用[J].广东电力,2012,25(7):78-82.
- [15] 沈佳烨,吴雷,黄竞智.电动汽车用PMSM模糊模型预测控制的研究[J].微特电机,2019,47(3):48-52.
- [16] 王万宝.三相并网逆变器锁相与电流控制技术[D].南京:南京航空航天大学,2014.

作者简介

戴本尧(1980—),男,硕士,高级实验师,主要研究方向为从事机电一体化。

(收稿日期:2022-03-02)