

《升压逆变器独立应用时的动态建模和稳定性分析》

2019年3月 第49卷第353期 ISSN 1001-2095 CN12-1067/TP 在《电气传动》  
刊物上发表：核刊论文 张桂红

全国优秀科技期刊 中文核心期刊 ISSN 1001-2095 CN 12-1067/TP  
**电气传动** ELECTRIC DRIVE  
DIANJI CHUANDONG Vol.49 No.3  
3  
2019  
第49卷(总第353期)

天津电气科学研究院有限公司 中国自动化学会

**SEW EURODRIVE** 工业4.0 SEW智能化工厂解决方案  
Industry 4.0 Smart Factory in SEW Production

SEW集团是全球领先的专业生产电机、减速机、变频电子设备的跨国企业，技术水平和市场占有率均居领先地位。SEW在中国设有包括制造工厂、7家装配及技术服务中心以及50余个办事处，服务网络遍布全国各大中城市。SEW产品广泛应用于冶金、化工、建筑建材机械、钢铁冶金、环境保护、煤炭矿业、汽车工业、港口建设等各大工业领域，是许多大型工业工程项目的优选品牌。

ISSN 1001-2095  
9 771001 209044 03>  
<http://www.sew-eurodrive.cn>  
SEW官方微信

主管 天津电气科学研究院有限公司  
主办 天津电气科学研究院有限公司  
中国自动化学会  
编辑出版 《电气传动》编辑部  
地址 天津滨海新区高新区创新大道354号  
邮政编码 300301  
电话 (022)84376191 84376124(编辑部)  
(022)84376192(广告部)  
传真 (022)84376192  
E-mail mde@tried.com.cn(编辑部)  
ad@tried.com.cn(广告部)  
投稿网址 www.au365.cn  
印刷 天津市云海科贸开发公司  
发行范围 国内外公开发刊  
国内总发行 天津市邮政局  
订购处 全国各地邮局  
邮发代号 6-85  
国外总发行 中国国际图书贸易集团  
有限公司  
国外发行代号 M5835  
创刊 1959年  
出版日期 2019年3月20日  
中国标准连续 ISSN 1001-2095  
出版物号 CN 12-1067/TP  
编委会顾问 陈伯时 马小亮  
编委会主任 刘国林  
编委会学术主任 徐殿国  
编委会委员 李永东 张承慧 谭国俊 杨斌  
张兴 汪镭 刘国海 郭宏 高强 王跃 宋鹏  
王春华 王春武 倚鹏 解仑 张和生 花为  
蔡旭 王有云 杨明 刘辉 刘娟  
本期审稿专家 王辉 叶王 史敬灼 许家群  
同彦 李宁 李争 李剑 杨玉岗 宋鹏 张雷  
张兴 罗青华 周京华 袁小芳 彭道刚  
董钺 程志江 谢维 解仑 熊连松 薛阳  
戴薇 崔芮华  
主编 王建峰  
副主编 刘辉 刘娟  
责任编辑 杨燕  
广告联系人 韩旭  
广告经营许可证  
津工商广字1201024000025号  
零售价 15.00元

## 目次

### \* 交、直流调速 \*

- 基于新型趋近律的永磁同步电机模糊滑模控制  
..... 苗敬利,郑大伟,周重霞(3)  
电动汽车用感应电机效率优化驱动系统设计  
..... 陈涛,刘亚慧,姚善化(8)  
基于UPF的PMSM转子磁链辨识方法 ..... 陈涛,郭壮志(15)  
损耗减小的永磁同步电机转矩脉动优化控制 ... 唐瑶,韩志嵘(20)  
基于TMS320F2812的直接转矩数字控制系统  
..... 孙丛君,张喜茂(26)

### \* 变流·滤波技术 \*

- 升压逆变器独立应用时的动态建模和稳定性分析 ... 张桂红(32)  
基于CD升压模块的高增益直流变换器 ..... 张月华,曹月真(38)  
基于并联电流源光伏逆变器的特定谐波消除法  
..... 郭燕蓉,王志梁,朱国梁,等(43)  
弱电网下基于权重因子的并网变频器前馈控制  
..... 黄现莲,冯向东,张新闻(48)  
全桥LLC谐振变换器软启动混合控制策略 ...  
..... 吴天文,李志忠,杨慧,等(54)

### \* 控 制 \*

- 铜耗最小原则HESM电机状态反馈线性化控制  
..... 李生民,郭思语,张泽灵(59)  
微电网双向DC-DC变换器全负载效率优化研究  
..... 常春阳,曹伟(66)  
考虑源网荷互动的虚拟发电厂分布式协同控制  
..... 李华东,李勇,李文博(72)  
适用于微网的电压频率无偏差下垂控制方法  
..... 陆善婷,吉明明,程军照(78)  
试件轴角位置跟踪控制技术的改进及仿真 ...  
..... 高夏翔,张艳兵,王水(83)  
同步发电机非线性协同励磁控制器设计 ..... 李福荣(87)

### \* 其 他 \*

- 一种应用NB-IoT的智能电能计量装置设计 ...  
..... 祝恩国,邹和平,巫钟兴(92)



# ELECTRIC DRIVE

Monthly

Vol.49 No.3 2019 Total No.353

致作者:本刊由《中国期刊网》、《中国学术期刊(光盘版)》“万方数据—数字化期刊群”、《中文科技期刊数据库》、中教数据库、超星期刊域出版平台、博看网全文收录。作者著作权使用费与本刊稿酬一次性给付,如作者不同意将文章收入,请来稿时注明。

**Sponsored by** Tianjin Research Institute of Electric Science Co., Ltd  
**Edited and Published by** Editorial Office of 《Electric Drive》  
**Addr** No.354 Innovation Avenue Binhai hi tech Development Zone Tianjin China  
**Postcode** 300399  
**Tel** (022)84376191 84376124  
(022)84376192  
**Fax** (022)84376192  
**E-mail** mde@tried.com.cn  
ad@tried.com.cn  
**Web** www.au365.cn  
**Printed by** Yunhai S&T Development Co.  
**Distributed Range** China and Abroad  
**Domestic Distributor** Distributor of Post Tianjin  
**Subscription** Local Post Office  
**Periodical Code** 6-85  
**Foreign Distributed by** China International Book Trading Corporation  
**Foreign Distributing Code** M5835  
**Started Publication** in 1959  
**Published Date** March 20, 2019  
ISSN 1001-2095  
**Journal Code** CN 12-1067/TP  
**Chief Editor** WANG Jianfeng  
**Vice Chief Editor** LIU Hui, LIU Juan  
**Editor** YANG Yan  
**Advertising Manager** HAN Xu

## CONTENTS

Fuzzy Sliding Mode Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on a Novel Reaching Law .....	MIAO Jingli, ZHENG Dawei, ZHOU Chongxia(3)
Induction Motor Driving System Design for Electric Vehicles Considering the Efficiency Optimization .....	CHEN Tao, LIU Yahui, YAO Shanhua(8)
Rotor Flux Linkage Identification Method of PMSM Based on Unscented Particle Filter .....	CHEN Tao, GUO Zhuangzhi(15)
Torque Ripple Optimization Control of Permanent Magnet Synchronous Motor with Loss Reduction ...	TANG Yao, HAN Zhirong(20)
Direct Torque Digital Control System Based on TMS320F2812 .....	SUN Congjun, ZHANG Ximao(26)
Dynamic Modeling and Stability Analysis of Boost Inverter for Stand-alone Applications .....	ZHANG Guihong(32)
High Gain DC Converter Based on CD Boost Module .....	ZHANG Yuehua, CAO Yuezhen(38)
Selective Harmonic Elimination for Parallel Current Source PV Inverters .....	GUO Yanrong, WANG Zhiliang, ZHU Guoliang, et al(43)
Grid-voltage Feedforward Control for Grid-connected Converter in Weak Grid Condition Based Weighted Factor .....	HUANG Xianlian, FENG Xiangdong, ZHANG Xinwen(48)
Hybrid Control Strategy for Full-bridge LLC Resonant Converter Based on Digital Soft-start .....	WU Tianwen, LI Zhizhong, YANG Hui, et al(54)
State Feedback Linearization Control of Copper Consumption Minimum Principle for Hybrid Excitation Synchronous Motor .....	LI Shengmin, GUO Siyu, ZHANG Zeling(59)
Research on Optimization Efficiency of Full Load Range for Bidirectional DC-DC Converter for Microgrid .....	CHANG Chunyang, CAO Wei(66)
Distributed Cooperative Control for Virtual Power Plants Considering Interaction of Source, Network and Load .....	LI Huadong, LI Yong, LI Wenbo(72)
Droop Control Method Without Frequency and Voltage Deviation for Microgrid .....	LU Shanting, JI Mingming, CHENG Junzhao(78)
Improvement and Simulation of Test Specimen Axis Angle Position Tracking Control Technology .....	GAO Xiaxiang, ZHANG Yanbing, WANG Shui(83)
Nonlinear Excitation Controller Design for Synchronous Generator Based on Synergetic Control .....	LI Furong(87)
A Design of Smart Electric Energy Metering Device Applying NB-LoT .....	ZHU Enguo, ZOU Heping, WU Zhongxing(92)

# 升压逆变器独立应用时的动态建模和稳定性分析

张桂红

(武汉交通职业学院 电子与信息工程学院,湖北 武汉 430065)

**摘要:**传统电流源型逆变器采用相量脉宽调制后即可实现升压逆变器,且升压比较高。为了实现升压逆变器在可再生能源系统中的推广,对升压逆变器的动态特性进行了建模分析。首先,理论推导了升压逆变器的大信号模型和小信号模型,以及对应的dq等效电路。然后,基于实验室小功率升压逆变器样机对所建模型的正确性进行了试验验证。最后,基于升压逆变器的小信号模型分析了升压逆变器系统的稳定性。

**关键词:**可再生能源;升压逆变器;稳定性分析;独立应用

**中图分类号:**TM464 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed18452

## Dynamic Modeling and Stability Analysis of Boost Inverter for Stand-alone Applications

ZHANG Guihong

(School of Electronics and Information Engineering, Wuhan Technical College of Communications, Wuhan 430065, Hubei, China)

**Abstract:** The Boost inverter can be achieved by conventional current source inverter with phasor pulse width modulation, and the boost ratio is very high. In order to realize the potential capabilities of Boost inverter in renewable energy system, the dynamic characteristics of Boost inverter were analyzed with models. Firstly, the small signal model and the large signal model of the Boost inverter were deduced theoretically, and the corresponding dq equivalent circuit was deduced. Then, based on the laboratory small power Boost inverter prototype, the validity of the model is verified. Finally, the stability of the Boost inverter system was analyzed based on the small signal model of the Boost inverter.

**Key words:** renewable energy sources; Boost inverter; stability analysis; stand-alone applications

与常规电压源逆变器相比,升压逆变器的主要优点是其可基于单级电路实现低压直流到较高交流电压的电能转换,避免了升压变压器或级联变换电路的使用<sup>[1-5]</sup>。因此,升压逆变器是一种适用于从一组并联低压直流源生成常规三相电压的直、交流变换装置,且具有较高可靠性,用于可再生能源系统,如光伏电站等<sup>[6-7]</sup>。

文献[8-10]中给出了直流变换器的状态空间平均模型建模方法,状态空间平均法也可以扩展到三相变换器的建模中<sup>[11-12]</sup>。因此,本文通过理论推导建立了升压逆变器的大信号和小信号动态模型,建模过程中使用了状态空间平均法,并基于旋转坐标变换推导了对应的dq等效电路。最后通过试验验证了所建模型的正确性,并基于模型对系统的稳定性进行了分析。

## 1 三相单级升压逆变器的开关模式

三相单级升压逆变器的电路拓扑与传统的电流源逆变器(current source inverter, CSI)的电路拓扑相同,如图1所示。

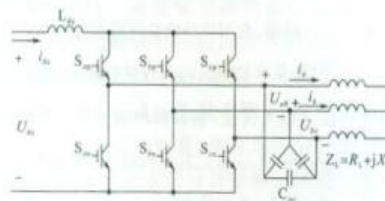


图1 三相单级升压逆变器电路拓扑

Fig.1 Circuit topology of the three-phase single-stage Boost inverter

通常 CSI可采取的调制策略有特定次谐波消

基金项目:中国交通教育研究会教育科学研究课题(1802-319)

作者简介:张桂红(1972-),女,硕士,副教授,Email:3280114865@qq.com



除调制(SHE)<sup>[13-14]</sup>和空间矢量脉宽调制(SVPWM)<sup>[15-16]</sup>。采用SVPWM调制的CSI具有使输入直流电压提高的充电状态,而在SHE调制中,没有充电状态。但是使用SVPWM调制技术实现升压的效果明显比使用升压逆变器的效果差。可将升压比定义为 $U_{L_{lim}}/U_{dc}$ ,即输出线电压有效值 $U_{L_{lim}}$ 和直流母线电压 $U_{dc}$ 之比,在SHE调制下CSI的升压比小于1,而采用SVPWM的CSI的升压比也只是略高于1,而基于相量脉宽调制(PPWM)的CSI(即升压逆变器)的升压比可以高达3以上,同时还可以保持THD小于5%。

PPWM调制技术是经典SVPWM调制技术的改进,是基于电压相量来实现的。在PPWM调制中,每个开关周期中包含了1个充电时间间隔和2个放电时间间隔,其中充电状态可用于提高直流输入电压。

表1为升压逆变器所有6个扇区对应的开关状态。

表1 6个扇区对应的开关状态

Tab.1 Switching states corresponding to 6-sectors

扇区	$U_1$	$U_2$	$S_{ap}$	$S_{an}$	$S_{bp}$	$S_{bn}$	$S_{cp}$	$S_{cn}$
1	$U_a$	$U_a$	$T_c$	$t_c$	0	$t_b$	0	$t_a$
2	$U_a$	$U_b$	$t_a$	0	$t_c$	0	$t_c$	$T_c$
3	$U_b$	$U_a$	0	$t_a$	$T_c$	$t_c$	0	$t_b$
4	$U_b$	$U_c$	$t_c$	$T_c$	$t_b$	0	$t_a$	0
5	$U_c$	$U_b$	0	$t_b$	0	$t_a$	$T_c$	$t_c$
6	$U_c$	$U_a$	$t_b$	0	$t_c$	$T_c$	$t_a$	0

设开关周期为 $T_c$ ,则在 $T_c$ 内存在3个时间间隔,第1个时间间隔命名为 $t_c$ ,在 $t_c$ 内直流侧实现充电,而第2个和第3个时间间隔命名为 $t_{d1}$ 和 $t_{d2}$ ,此时电流注入到逆变器输出端,具体有 $t_c+t_{d1}+t_{d2}=T_c$ 。在充电状态下,直流源通过2个相同桥臂支路的开关形成短路,例如,在扇区1(见表1),开关 $S_{ap}$ 和 $S_{an}$ 处于闭合状态,直流侧电感 $L_{dc}$ 充电,持续时间为 $t_c$ 。在时间间隔 $t_{d1}$ 内, $S_{ap}$ 和 $S_{bn}$ 闭合,电感电流沿A相和B相形成回路;在时间间隔 $t_{d2}$ 内, $S_{bp}$ 和 $S_{cn}$ 闭合,电感电流由A相到C相形成回路。图2为1个开关周期内的直流电感上的电压 $U_L$ 和电流 $i_L$ 波形,在充电时间间隔内, $L_{dc}$ 两端的电压为直流电压 $U_{dc}$ ,在第1次放电期间为 $(U_{dc}-U_1)$ ,在第2次放电期间为 $(U_{dc}-U_2)$ ,其中 $U_1$ 和 $U_2$ 分别为不同扇区下的线电压,具体如表1所示。

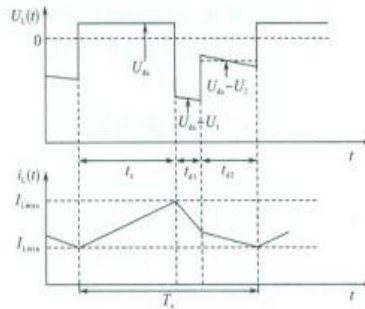


图2 升压型逆变器中直流电感的电流和电压波形  
Fig.2 Current and voltage waves of the DC-link inductor in a Boost inverter

基于伏秒平衡原理,对于电感电压,在稳态条件下有:

$$(U_{dc} - U_1)t_{d1} + (U_{dc} - U_2)t_{d2} + U_{dc}t_c = 0 \quad (1)$$

式中: $U_1, U_2$ 分别为不同扇区下的线电压; $U_{dc}$ 为直流侧电压。

式(1)可进一步简化如下:

$$U_{dc}T_c = U_1t_{d1} + U_2t_{d2} \quad (2)$$

按照占空比的形式,式(2)可重写为

$$U_{dc} = U_1d_1 + U_2d_2 \quad (3)$$

式中: $d_1, d_2$ 为放电占空比, $d_1=t_{d1}/T_c, d_2=t_{d2}/T_c$ ;  $d_c$ 为充电占空比, $d_c=t_c/T_c=1-(d_1+d_2)$ 。

引入正弦量,可以得到:

$$d_1 = m \sin(\pi/3 - \theta) \quad (4)$$

$$d_2 = m \sin \theta \quad (5)$$

式中: $m$ 为调制比,可用于调节升压逆变器的输出电压; $\theta$ 为 $U_1$ 相对于参考轴的角度。

考虑实际工程中,低分辨率数字处理器实现式(4)和式(5),会导致逆变器输出电流波形中较高的THD值,故采用在每个扇区上保持充电占空比 $d_c$ 恒定,而离散化2个放电占空比来解决这个问题。图3所示为6个扇区对应不同开关的占空比波形。

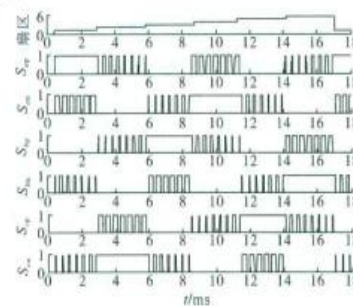


图3 6个扇区对应开关占空比波形  
Fig.3 Switch duty cycle waves with the six sectors

从图3中可以看出,这种离散化操作确保了对称的开关模式,从而保证了输出电压和电流波形的低THD值。

## 2 三相单级升压逆变器的状态空间平均模型

图4中汇总了升压逆变器接阻感负载时的不同开关状态对应不同的等效电路(扇区1)。

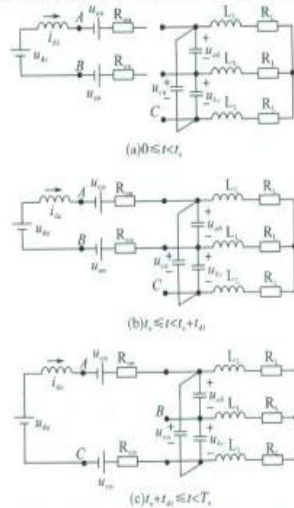


图4 不同开关状态对应的等效电路

Fig.4 Equivalent circuit corresponding to different switch states

### 2.1 大信号模型

升压逆变器在1个开关周期内有3种不同的状态空间表达,对应3种不同的开关状态组合。在这些状态空间表达中,状态矢量 $x$ 由系统的状态变量组成,即 $x=[i_{dc}, u_{ab}, u_{bc}, i_a, i_b]^T$ ,如图1所示。可以注意到, $u_{\omega}$ 总是可由 $u_{an}$ 和 $u_{bn}$ 计算得到,而 $i_c$ 可由 $i_a$ 和 $i_b$ 计算得到,故状态变量不再包含 $u_{\omega}$ 和 $i_c$ 。此外,输入矢量 $u$ 是直流电压,即有 $u=u_{dc}$ 。由图4(扇区1),可以得到不同开关状态下的状态方程,即 $0 \leq t < t_c$ 时,有:

$$\dot{x} = A_{c1}x + Bu$$

其中  $u = u_{dc} - 2u_{\omega}$   $B = [1/L_{dc} \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$

$$A_{c1} = \begin{bmatrix} (-R_{dc} - 2R_m)/L_{dc} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/3C_w & 1/3C_w \\ 0 & 0 & 0 & -1/3C_w & -2/3C_w \\ 0 & 2/3L_L & 1/3L_L & -R_L/L_L & 0 \\ 0 & -1/3L_L & 1/3L_L & 0 & -R_L/L_L \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中: $A_{c1}$ 、 $B$ 分别为此时间段的状态矩阵和输入矩阵。

当 $t_c \leq t < t_c + t_d$ 时,有:

$$\dot{x} = A_{D1}x + Bu$$

其中

$$A_{D1} = \begin{bmatrix} (-R_{dc} - 2R_m)/L_{dc} & 0 & -1/L_{dc} & 0 & 0 \\ 2/3C_w & 0 & 0 & -1/3C_w & 1/3C_w \\ -1/3C_w & 0 & 0 & -1/3C_w & -2/3C_w \\ 0 & 2/3L_L & 1/3L_L & -R_L/L_L & 0 \\ 0 & -1/3L_L & 1/3L_L & 0 & -R_L/L_L \end{bmatrix} \quad (7)$$

当 $t_c + t_d \leq t < T$ 时,有:

$$\dot{x} = A_{D2}x + Bu$$

其中

$$A_{D2} = \begin{bmatrix} (-R_{dc} - 2R_m)/L_{dc} & -1/L_{dc} & -1/L_{dc} & 0 & 0 \\ 1/3C_w & 0 & 0 & -1/3C_w & -1/3C_w \\ 1/3C_w & 0 & 0 & -1/3C_w & -2/3C_w \\ 0 & 2/3L_L & 1/3L_L & -R_L/L_L & 0 \\ 0 & -1/3L_L & 1/3L_L & 0 & -R_L/L_L \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中: $A_{D1}$ 、 $A_{D2}$ 分别为对应时间段的状态矩阵。对不同开关状态下的状态方程应用周期平均法,则有 $\dot{x} = \bar{A}_1x + \bar{B}u$ , $\bar{A}_1$ 为扇区1的状态平均矩阵,具体有 $\bar{A}_1 = [d_1A_{c1} + d_2A_{D1} + d_3A_{D2}]$ 。对应6个扇区,PPWM有6个时变状态空间表达。采用旋转坐标变换,将其转换到 $d-q$ 参考系中,则可将时变因素消除,得到非时变状态空间平均模型,同时可以使6个扇区的表达式完全相同,即 $\bar{A}_{dq1} = \bar{A}_{dq2} = \bar{A}_{dq3} = \bar{A}_{dq4} = \bar{A}_{dq5} = \bar{A}_{dq6} = \bar{A}_{dq}$ ,矩阵 $\bar{A}_{dq}$ 即构成了大信号模型的状态矩阵。故在 $d-q$ 参考系中,升压逆变器的状态空间平均模型可写为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ u_d \\ u_q \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_{dc} - 2R_m}{L_{dc}} & \frac{-\sqrt{3}m}{2L_{dc}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\sqrt{3}m}{3C_w} & 0 & -\omega & \frac{-1}{2C_w} & \frac{-\sqrt{3}}{6C_w} \\ 0 & \omega & 0 & \frac{\sqrt{3}}{6C_w} & \frac{-1}{2C_w} \\ 0 & \frac{1}{2L_L} & \frac{-\sqrt{3}}{6L_L} & \frac{-R_L}{L_L} & -\omega \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{6L_L} & \frac{1}{2L_L} & \omega & \frac{-R_L}{L_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ u_d \\ u_q \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{dc}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_{dc} \quad (9)$$

式中: $\omega$ 为参考线电压的角频率; $m$ 为调制比。

式(9)即为升压逆变器的大信号模型。

下一步将推导 $dq$ 等效电路。

### 2.2 dq等效电路

可将式(9)中所描述的五阶状态空间方程分解为 $q$ 轴方程、 $d$ 轴方程和直流侧方程。升压逆变器的直流侧方程,即输入动态可表示为



$$u_{dc} = (R_{dc} + 2R_m)i_d + L_{dc} di_d/dt + \sqrt{3}mu_q \quad (10)$$

式(10)所描述的直流侧方程中包含了1个 $q$ 轴分量,故可将其建模为1个受控电压源。从而式(10)中的 $q$ 轴分量将直流输入和交流量产生链接。因此,需要列出 $q$ 轴方程如下:

$$i_q = \frac{2\sqrt{3}}{3}mi_{dc} - 2C_m\omega u_d - \frac{\sqrt{3}}{3}i_d - 2C_w \frac{du_q}{dt} \quad (11)$$

$$u_q = 2R_l i_q + 2L_l \frac{di_q}{dt} + \frac{\sqrt{3}}{3}u_d + 2L_l \omega i_d \quad (12)$$

式(12)中的电压方程包含 $d$ 轴分量。同样将其建模为1个受控电压源。类似地,式(11)中的电流方程包含了 $d$ 轴分量,可建模为受控电流源。进一步,需列出 $d$ 轴方程,具体如下:

$$i_d = 2C_w\omega u_q + \frac{\sqrt{3}}{3}i_q - 2C_w \frac{du_d}{dt} \quad (13)$$

$$u_d = 2R_l i_d + 2L_l \frac{di_d}{dt} - \frac{\sqrt{3}}{3}u_q - 2L_l \omega i_q \quad (14)$$

式(10)~式(14)可以构成升压逆变器的 $d, q$ 等效电路,如图5所示。

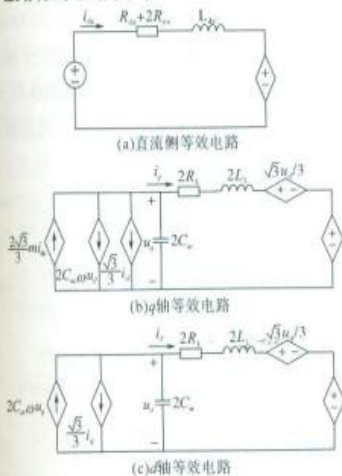


图5 升压逆变器的 $d, q$ 等效电路

Fig.5 Dq equivalent circuit of the Boost inverter

从图5可以看出, $q$ 轴和 $d$ 轴等效电路由无源元件以及相关的电压源和电流源构成。在图5a中,直流等效电路中包含了独立电压源 $u_{dc}$ ,其作为系统输入,同时受控电压源建立了交流侧和直流侧之间的连接。升压逆变器 $dq$ 等效电路的建立为小信号模型的推导奠定了基础。

### 2.3 小信号模型

式(9)中, $u_{dc}$ 代表了 $m$ 和 $\omega$ 为常值时的系统输入,实际上 $m$ 将用于调节升压逆变器独立应用时的输出电压,从而式(9)并非线性方程组。为此,对式(9)中的系统变量引入稳态工作点附近

的小扰动,即 $x_{dq} = X_{dq} + \delta x_{dq}$ ,  $u_{dc} = U_{dc} + \delta u_{dc}$ ,  $m = M + \delta m$ 和 $\omega = \Omega + \delta \omega$ ,其中 $x_{dq} = [i_{dc}, u_q, u_d, i_q, i_d]^T$ 为状态矢量, $\delta$ 代表了小信号扰动,大写量代表了稳态工作点,从而系统的小信号模型可写为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \delta i_{dc} \\ \delta u_q \\ \delta u_d \\ \delta i_q \\ \delta i_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_m - 2R_m & -\sqrt{3}M & 0 & 0 & 0 \\ L_{dc} & 2L_m & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\sqrt{3}M}{3C_w} & 0 & -\Omega & \frac{-1}{2C_w} & \frac{-\sqrt{3}}{6C_w} \\ 0 & \Omega & 0 & \frac{\sqrt{3}}{6C_w} & \frac{-1}{2C_w} \\ 0 & \frac{1}{2L_l} & \frac{-\sqrt{3}}{6L_l} & \frac{-R_l}{L_l} & -\Omega \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{6L_l} & \frac{1}{2L_l} & \Omega & \frac{-R_l}{L_l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta i_{dc} \\ \delta u_q \\ \delta u_d \\ \delta i_q \\ \delta i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_l} & \frac{-\sqrt{3}}{2L_m} U_q & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{3C_w} I_{dc} & -U_d \\ 0 & 0 & U_q \\ 0 & 0 & -I_d \\ 0 & 0 & I_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta u_{dc} \\ \delta m \\ \delta \omega \end{bmatrix} \quad (15)$$

式(15)所描述的小信号模型,即可对独立应用时的升压逆变器进行线性控制器设计并进一步对系统的稳定性开展研究。

### 3 数学模型的试验验证

在实验室搭建了小功率升压逆变器样机试验平台,并开展了相关试验,其中设备功率设置为2 kW,升压逆变器中的6个逆阻IGBT使用德国IXYS公司的RB-IGBT,主要试验参数为:输入直流电压 $u_{dc} = 65$  V,直流侧电感 $L_{dc} = 10$  mH,直流侧电阻 $R_{dc} = 0.5$   $\Omega$ ,交流侧电容 $C_w = 20$   $\mu$ F,负载电感 $L_l = 7.5$  mH,负载电阻 $R_l = 70$   $\Omega$ ,交流侧电压有效值 $u_{LLm} = 208$  V,交流侧电压频率60 Hz。升压逆变器样机的开关频率 $f_s$ 设置为2.4 kHz。控制器采用实时仿真系统dSpace1103实现,包含了计算机和硬件之间的接口电路。测量采用100 MHz带宽的高压差分探头实现,使用LeCroy公司的示波器进行波形采集。

图6和图7分别为升压逆变器原理样机在启动时和占空比阶跃时的试验波形,并将式(9)和式(15)所描述的数学模型的计算结果也同时绘于图中。从图6中可以看出,直流电源电压从0上升至65 V,然后升压逆变器完成启动暂态,启动暂态过程波形和经由数学模型计算的结果保持一致,验证了所建模型的准确性。从图7中可

以看出,在 $t=20\text{ ms}$ 时,占空比从0.49阶跃变化到0.59,升压逆变器完成一个暂态过程,同样对比波形和经由数学模型计算的结果可看出,两者保持了较好的一致性,进一步验证了所建模型的准确性。

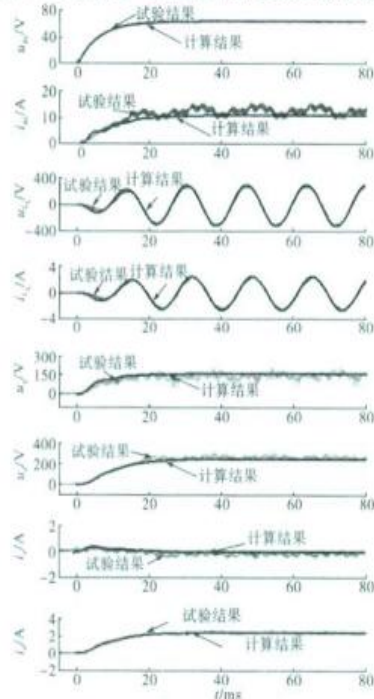


图6 升压逆变器启动试验波形

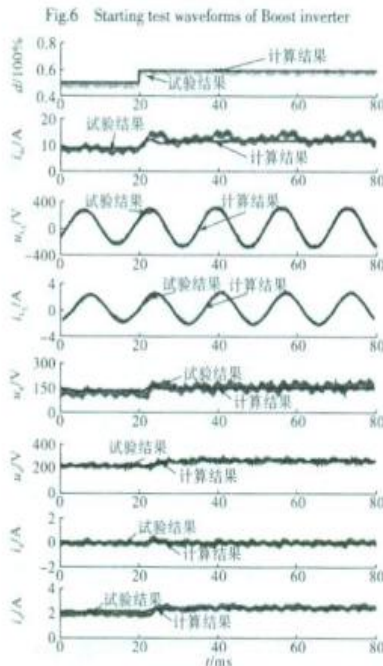


图7 升压逆变器占空比阶跃时的试验波形

Fig.7 Test waveforms with duty cycle step of Boost inverter

#### 4 系统稳定性分析

对前述建立的升压逆变器小信号数学模型进行了试验验证后,进一步基于小信号数学模型对输入信号( $m$ 和 $\omega$ )的变化以及负载参数变化的稳定性进行了分析。首先将主要试验参数代入式(15),可得状态矢量平衡点:

$$X_{eq}=[12.30, 178.75, 234.72, 0.23, 2.83]^T$$

对应输出线电压有效值为208.5 V,线电流有效值为2.01 A。系统在该工作点的特征值分别为 $\lambda_1=-220.7$ ,  $\lambda_{2,3}=-202.0 \pm j705.7$  和  $\lambda_{4,5}=-7.713 \times 103 \pm j376.9$ 。计算得到的特征值均位于左半平面,说明系统是稳定的。然而,这并不意味着系统对于输入信号变化和负载参数变化是稳定的。因此,必须研究整个系统特征值相对于输入信号变化和负载参数变化而变化的规律。

##### 4.1 对角频率 $\omega$ 变化的稳定性分析

图8为系统特征值随着角频率 $\omega$ 变化的根轨迹图,其中频率变化的范围为62.83 rad/s(10 Hz)~2 513.3 rad/s(400 Hz)。从图8中可以看出,随着系统频率的增加,特征值向原点移动,整个系统保持了稳定。同时,还可以看出系统的阻尼因子随着频率的增加而减小。

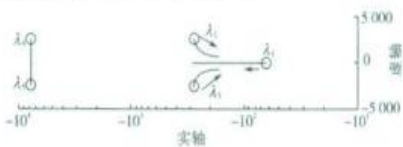


图8 角频率 $\omega$ 变化时的系统根轨迹图

Fig.8 The root locus diagram of the system when the angular frequency  $\omega$  changed

##### 4.2 对调制比 $m$ 变化的稳定性分析

图9为系统特征值随着调制比 $m$ 变化的根轨迹图,其中调制比 $m$ 变化的范围为0.104 7~0.942 5,对应占空比 $d$ 的变化范围为0.1至0.9,已基本覆盖了升压逆变器的工作范围。



图9 调制比 $m$ 变化时的系统根轨迹图

Fig.9 The root locus diagram of the system when the modulation index  $m$  changed

从图9中可以看出,随着调制比的增加,特征值依然在左半平面,整个系统保持了稳定。同时,



还可以从图9中看出,随着 $m$ 的增加, $\lambda_2$ 和 $\lambda_3$ 的虚部绝对值增加,而实部绝对值随着 $m$ 的增加而减小,同时随着 $m$ 的增加, $\lambda_1$ 远离虚轴移动。然而,由于特征值 $\lambda_2$ 和 $\lambda_3$ 具有更高的权重,因此可以预期,随着 $m$ 增加,系统响应变得更为振荡。

#### 4.3 对负载功率因数变化的稳定性分析

如图10所示为系统特征值随着负载功率因数变化的根轨迹图,其中负载功率因数变化的范围为1~0.8。从图10可看出,随着功率因数的降低, $\lambda_2$ , $\lambda_3$ , $\lambda_4$ 和 $\lambda_5$ 特征值向右移动,但停留在左半平面, $\lambda_1$ 特征值向左移动,从而整个系统在功率因数变化范围内保持了稳定。

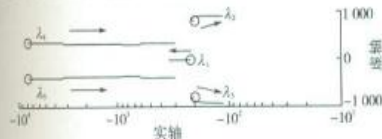


图10 负载功率因数变化时的系统根轨迹图

Fig.10 The root locus diagram of the system when the load power factor changed

#### 4.4 对负载电阻变化的稳定性分析

图11所示为系统特征值随着负载电阻变化的根轨迹图,其中负载电阻变化的范围为0.06~2.5(标么值)。从图11中可看出,当负载电阻开始增加时,所有特征值都向左移动,进一步对应负载电阻的增加, $\lambda_1$ , $\lambda_4$ 和 $\lambda_5$ 向左移动, $\lambda_2$ 和 $\lambda_3$ 向右移动,但是均停留在左半平面,系统在负载电阻变化范围内保持了稳定。

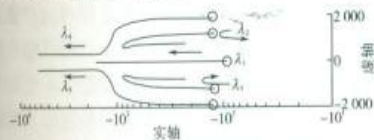


图11 负载电阻变化时的系统根轨迹图

Fig.11 The root locus diagram of the system when the load resistance changed

综合上述4种情况可看出,输入控制参数( $\omega$ 和 $m$ )的变化主要影响了3个特征值 $\lambda_1$ , $\lambda_2$ 和 $\lambda_3$ 。而负载参数(功率因数和负载电阻)的变化对所有系统特征值都有影响。故 $\lambda_1$ , $\lambda_2$ 和 $\lambda_3$ 是输入控制参数的主要特征值。因此,设计升压逆变器的控制器时,可将系统动态模型简化为三阶系统。

## 5 结论

本文为了开展升压逆变器独立应用时的动态特性分析,基于状态空间平均法建立了升压逆

变器的数学模型,并通过试验进行了验证,基于验证后的小信号数学模型,开展了系统稳定性分析。主要结论如下:1)试验结果表明,所建立的升压逆变器小信号模型能准确反应出系统动态性能,基于模型和根轨迹法可验证系统的稳定性;2)进一步的研究方向是基于升压逆变器的数学模型设计其控制器。

#### 参考文献

- [1] 陈雪峰,许俊阳,陈道炼. 双模式控制宽输入电压组合式升压逆变器[J]. 中国电机工程学报,2018,38(7):2019-2103.
- [2] 胡茂,秦岭,谢少军,等. 混合调制单相Cuk集成式升压逆变器研究[J]. 电气传动,2017,47(5):39-44.
- [3] 周玉斐,黄文新,赵萍. 三相耦合电感单级升压逆变器非隔离光伏并网发电系统[J]. 电工技术学报,2015,30(6):190-199.
- [4] 宋文磊,张广明,邓歆. 一种高效率低纹波电流的光伏电源逆变器设计[J]. 电力电子技术,2016,50(6):20-22.
- [5] 贾谊堃,张少如,刘玲玲,等. 改进型开关升压逆变器[J]. 电气传动,2016,46(11):33-36.
- [6] 杜强,高峰阳,乔鑫,等. 功率前馈的准Z源光伏并网逆变器 Quasi-PR 控制[J]. 高压技术,2017,43(10):3322-3329.
- [7] 周玉斐,黄文新,赵萍,等. 基于耦合电感单级升压逆变器的光伏并网发电系统[J]. 电网技术,2013,37(7):1808-1813.
- [8] 张加胜,张磊. 四象限变流器的一种统一性建模及分析方法研究[J]. 中国电机工程学报,2004,24(8):39-44.
- [9] 孙棚,孔力. 基于状态空间平均法的新型高压直流输电系统稳态建模分析[J]. 高压电器,2007,43(6):427-430.
- [10] Krein P T, Bentsman J, Bass R M, et al. On the Use of Averaging for the Analysis of Power Electronic Systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1990, 5(2): 182-190.
- [11] Shu Z, He X, Wang Z, et al. Voltage Balancing Approaches for Diode-clamped Multilevel Converters Using Auxiliary Capacitor-based Circuits [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(5): 2111-2124.
- [12] 马皓,林钊,王小瑞. 不平衡非线性负载下三相逆变器的建模与控制[J]. 电工技术学报,2015,30(18):83-95.
- [13] 秦昌伟,王群京,陈权,等. 基于MOPSO的三电平SHEPWM方法研究[J]. 电力电子技术,2015,49(6):1-3.
- [14] 周明磊,游小杰,王琛琛,等. 特定次谐波消除调制方式的谐波特性分析[J]. 电工技术学报,2013,28(9):11-20.
- [15] 程世超,刘彦呈,郭昊昊. 基于SVPWM的逆变器死区效应分析与补偿[J]. 微特电机,2016,44(10):86-88.
- [16] 张帅,牛宏侠,侯涛. 三电平逆变器SVPWM参考矢量区域快速判断研究[J]. 电机与控制应用,2015,42(7):29-33.

收稿日期:2017-10-30

修改稿日期:2017-12-22

37

# 新中车 中国芯



株洲中车时代电气股份有限公司  
ZHUZHOU CRRC TIMES ELECTRIC CO.,LTD.

地址：株洲市石峰区时代路169号时代电气  
电话：+86 731 2849 8268/2849 8124  
传真：+86 731 2849 8851/2849 8494  
网址：sbu.crrezic.cc



CN 12-1067/TP 邮发代号:6-85 零售价:15.00元