基于级联双管反激拓扑的HVDC供电电路研究

李灵鑫[1],焦玉屏[2],孙家程[3],邓富金[4],张琦[3],任碧莹[3]
(1.西安麦格米特电气有限公司,陕西 西安 710065;2.中国航天科技集团公司第六研究院165所,陕西 西安 710100;3.西安理工大学电气工程学院,陕西 西安 710054;4.东南大学电气工程学院,江苏 南京 211189)

摘要:高压直流(HVDC)输电系统常采用高压变换器进行高电位就近控制取电。然而模块内的高母线电压及其大范围波动对取电电源的高可靠性设计形成挑战。针对该问题,基于串联双管反激拓扑电路提出了一种高压模块取电系统。该系统以多输入、单输出形式的直流变压器为变压载体,并利用在同步控制信号下的各级联单元的自均压特征实现了输入各串联电路的动态自均压控制,主动降低了各模块中半导体开关的电压应力;另外,该方法具有漏感能量回馈效率高、开关管最大电压应力钳位到输入电压优点。最后,借助系统仿真与半实物仿真平台实验验证了所提自供电电路系统的可行性以及理论分析的正确性。

关键词:高位能取电电路;双管反激拓扑;动态均压
中图分类号:TM46 **文献标识码**:A **DOI**:10.19457/j.1001-2095.dqcd24028

Research on a Power Supply Circuit for HVDC Based on Dual-tube Flyback Topology

LI Lingxin[1],JIAO Yuping[2],SUN Jiacheng[3],DENG Fujin[4],ZHANG Qi[3],REN Biying[3]
(1.*Xi'an Megmeet Electric Co.,Ltd.,Xi'an* 710065,*Shaanxi*,*China*;2.*The* 165*th Institute of the Sixth Research Institute of China Aerospace Science and Technology Corporation*,*Xi'an* 710100,*Shaanxi*,*China*;3.*School of Electrical Engineering*,*Xi'an University of Technology*,*Xi'an* 710054,*Shaanxi*,*China*;4.*School of Electrical Engineering*,*Southeast University*,*Nanjing* 211189,*Jiangsu*,*China*)

Abstract: High voltage converter is often used in high voltage direct current (HVDC) transmission system to control power supply nearby at high potential. However, the high bus voltage and its wide range fluctuation in the module pose a challenge to the high reliability design of power supply. To solve this problem, a high voltage module power supply system was proposed based on the series dual-tube flyback topology. The multi-input and single-output DC transformer was used as the transformer carrier of the system. Using the self balancing characteristics of all levels of connected units under the synchronous control signal, the dynamic self balancing control of each series circuit was realized, and the voltage stress of semiconductor switches in each module was actively reduced. In addition, this method has the advantages of high leakage inductance energy feedback efficiency and clamping the maximum voltage stress of the switch to the input voltage. Finally, with the help of system simulation and hardware in the loop simulation platform, the feasibility of the proposed self powered circuit system and the correctness of theoretical analysis were verified.

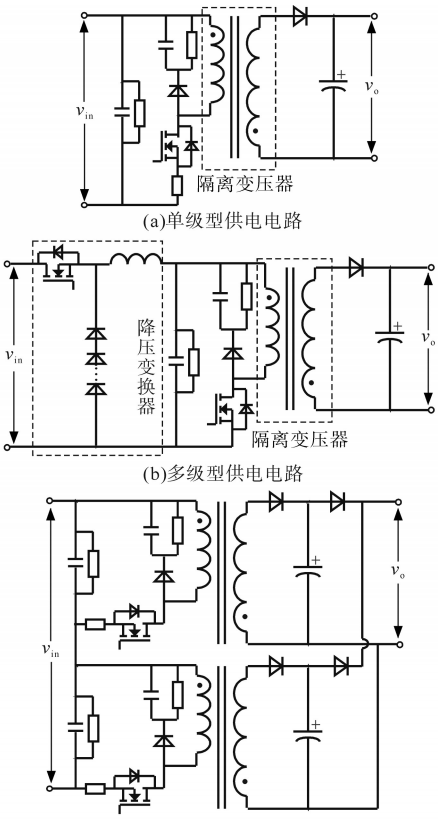
Key words: high voltage power supply circuit; dual-tube flyback topology; active voltage balance

模块化多电平变换器及其它级联型的半桥/全桥变换器系统已被广泛用于高压直流(high voltage direct current,HVDC)输电系统中[1-2]。高电压、大容量、超大规模是这类变换器系统的典型特征,文献[3]对其结构与控制方面的可靠性进行了深入研究。对于这类变换器,希望进行高位

基金项目:陕西省自然科学基金(2020JM-449)
作者简介:李灵鑫(1979—),男,硕士,工程师,Email:lilingxin_2003@163.com
通讯作者:孙家程(1998—),男,在读硕士,Email:1274894644@qq.com

能就近取电进行控制[4-9],但其控制供电电路的可靠运行面临高电压取电、输入电压大范围波动等带来的挑战,因此在工程实践过程中的功率管选型、供电单元运行效率、系统成本等方面需要进行妥善处理。如何对高位能取电系统进行综合优化同样也是这类高电压、规模化应用变换器系统提升可靠性的关键。

高电压、大功率模块的供电电路通常用以向模块内信号处理单元等供电。HVDC单模块的电压设计最大值大约4 500 V,波动电压范围最大超过2 000 V,取电电路通常可分为单级型、多级型、级联型等,典型拓扑如图1所示。



(a)单级型供电电路

(b)多级型供电电路

(c)级联型供电电路

图1　传统高位能取电电路拓扑

Fig.1　Traditional high voltage power supply topologies

单级型通常采用传统反激电路,并配用高耐压的功率管[4]。这种方式与传统供电电路相同,利用功率管等级解决耐压与裕量问题,存在显著不足:1)高耐压功率管导通电阻大、开关速度慢、综合性能较差;2)器件应用场景有限、价格成本高;3)器件市场应用检验不足、可靠性低等。多级式是在传统反激电路前采用如Buck等电路进行降压与稳压处理[5],这种方式中的反激变换器可采用传统成熟方案,但仍存在以下问题:1)前端降压电路不可避免地用到高压开关器件,成本高、性能差、可靠性低;2)两级变换效率低、电路结构复杂。级联式是通过阻容分压模式将高电压分压在串联电容上,每组电容输出连接一套反激变换器,变换器输出电压进行并联[6-9]。输入串联的各部分电压需要通过均压控制[10-12]确保两者电压相等,解决了开关管耐压问题,然而,其仍存在以下缺陷:1)各组变换器输入电容的动态均压电路设计及控制策略比较复杂;2)系统整体所采用的电路器件多、体积大、成本高、调试复杂等。此外,双管反激电路应用也较多[9-10],但这些问题使得现有供电电源方案难以满足HVDC系统领域的高可靠性要求。

本文提出了一种高压模块取电电路,分析了其工作原理与控制方法,利用变压器的电磁感应原理,使得多路输入绕组动态自动均压平衡,解决了传统供电方法中功率开关电压应力大、可靠性低等问题。另外,通过仿真与半实物仿真平台实验验证了所提方法的正确性与有效性。

1　串联双管反激电路拓扑及其工作原理

基于串联双管反激电路的供电电路拓扑结构如图2所示。将输入高电压v_{in}通过n组串联电容分为n份输入电压:$v_1,v_2,\cdots,v_n$。每一份输入电压连接一组双管反激变换器。各组变换器的原边独立,采用相同的PWM驱动信号控制。

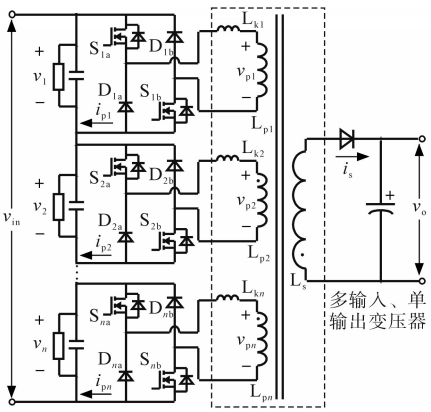


图2　提出的高位能取电电路拓扑

Fig.2　Proposed high voltage power supply topology

变压器所有原副边共用一副变压器磁芯,副边采用单个绕组。L_{ki},L_{pi}(i=1,$\cdots$,n)分别为变压器各原边绕组等效漏感、等效电感。i_{pi}为各组变换器输入电流,采用电阻分流器进行取样,用于闭环控制与保护。v_o为系统输出电压,i_s为副边电流。电路分析过程中忽略线路等效阻抗、采样分

流器的等效阻抗以及副边漏感的作用。

1.1　双管反激电路工作原理

对于单路双管反激变换器（图2中n=1情况），在输入电流断续条件下，其工作模式可按如图3所示分为4个阶段。与之对应的单路系统稳态波形示意图如图4所示。

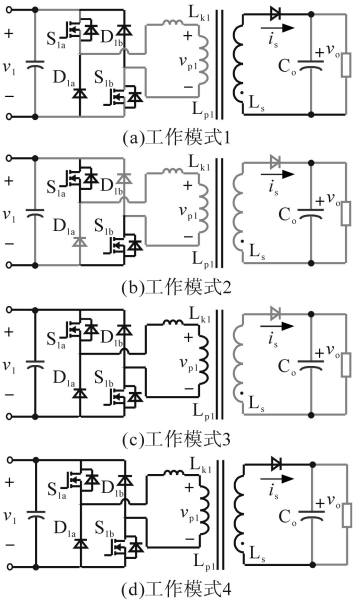


图3　单路双管反激电路工作模式

Fig.3　Operation mode of single channel two-tube flyback circuit

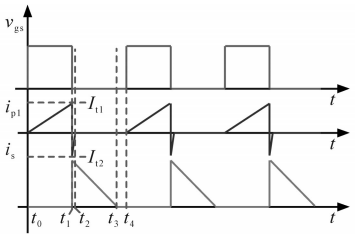


图4　单路双管反激电路驱动信号与输入/输出电流波形

Fig.4　Single channel two-tube flyback circuit drive signal and input/output current waveforms

工作模式1（t_0—t_1阶段）：开关管S_{1a}与S_{1b}同时导通，原、副边二极管截止，原边输入电流增加，电流增量由下式决定：

$$\frac{\mathrm{d}i_{p1}}{\mathrm{d}t}=\frac{v_1}{L_{k1}+L_{p1}} \tag{1}$$

此时，原边电感储能增加，t_1时刻原边电流值为I_{t1}。

工作模式2（t_1—t_2阶段）：开关管S_{1a}与S_{1b}关断，原、副边二极管导通。原边L_{p1}储存的能量通过副边感生电流i_s释放至负载。此时，原边电感v_{p1}为负压，原边L_{k1}储存的能量通过原边二极管D_{1a}，D_{1b}回馈至输入电容，输入电流由$-I_{t1}$快速衰减至0，衰减速可按下式近似求得：

$$\mathrm{d}i_{p1}/\mathrm{d}t=(v_{p1}-v_1)/L_{k1} \tag{2}$$

工作模式3（t_2—t_3阶段）：原边工作结束，副边通过电感L_s与二极管续流直至i_s衰减至0。

工作模式4（t_3—t_4阶段）：功率模块断续工作完成，由输出电容继续向负载提供电能。

1.2　串联双管反激电路等效电路分析

可采用Buck-Boost电路对双管反激电路进行等效工作过程分析。据此，在对单管反激电路等效Buck-Boost电路分析基础上，针对双管反激电路的工作特征以及实际工况，添加了原边等效漏感与续流二极管，建立了如图5所示的Buck-Boost等效电路。

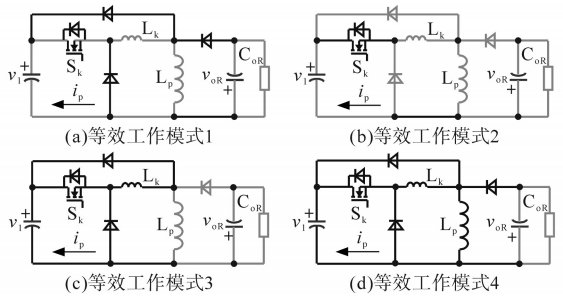


图5　Buck-Boost等效电路工作模式

Fig.5　Operation mode of equivalent Buck-Boost circuit

图5同样提供了其对应于图3的断续条件下4阶段工作模式。按一次等效模型计算，可得输出电压与输出电容如下式所示：

$$\begin{cases}v_{oR}=v_o\times n_z\\C_{oR}=C_o/n_z^2\end{cases} \tag{3}$$

式中：n_z为变压器原、副边匝数比。

在这种等效方法基础上，以3级串联为例，建立如图6所示的串联双管反激电路等效工作电路。可见，系统等效为多支路并联，在相同驱动、相同输入电压以及断续条件下，由于每周期以零状态启动，则其与单路双管反激变换器工作模式相同。

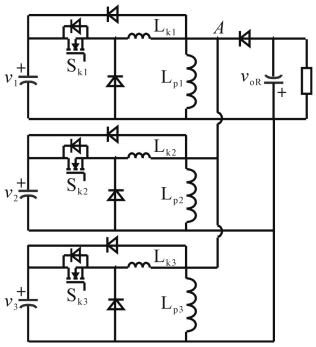


图6　三级共磁芯双管反激电路等效工作电路

Fig.6　Equivalent circuit of three cascaded dual-tube flyback circuit with common core

1.3　串联双管反激电路输入电压自平衡原理分析

上述分析中，各串联变换器驱动信号相同。

然而,驱动信号在实际传输中存在误差。为保证各组变换器的可靠工作,需实现各输入电压的动、静态均压。当各模块硬件参数、驱动特征完全一致情况下,根据图6等效电路结构,各模块并联于公共耦合点A。

图7为初始输入电压$v_1>v_2>v_3$条件下,输入电压可实现自均衡过程示意图。

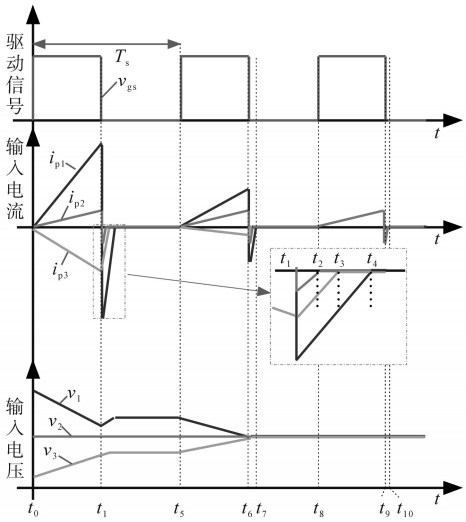


图7　各模块输入电压自平衡动态工作过程

Fig.7　The active-balancing process of each input voltage

由于A点电压相同(即在电磁感应条件下$v_{p1}=v_{p2}=v_{p3}$),则在开关管开通过程中,存在:

$$v_1-L_{k1}\frac{di_{p1}}{dt}=v_2-L_{k2}\frac{di_{p2}}{dt}=v_3-L_{k3}\frac{di_{p3}}{dt} \quad (4)$$

开关管开通时刻,较高输入电压模块输入电流较大,从而能够实现输入电压的自然均衡。如图7中t_0—t_1时刻,$i_{p1}>i_{p3}$,且$i_{p3}<0$,即v_1向v_3放电,从而v_1下降、v_3上升。经过多个周期实现三组变换器输入电压均衡。

图8为各驱动信号存在误差的稳态条件下系统特征示意图。各驱动信号占空比D_{gsn}关系为:$D_{gs1}>D_{gs2}>D_{gs3}$,初始$v_1>v_2>v_3$。可见,各输入电压有差均衡,驱动脉宽大的模块稳态输入电压较小,在开关管共同开通中,输出电流小。所以脉宽相差不大情况下,各模块输入电压差可忽略。

在上述动态变化过程中,若一路输入电压高于其他两路,当开关管驱动开通时,电路工作于高压输入支路给变压器充电,输入电容电压降低;低压输入支路充电,输入电容电压升高。结果是反激变压器三路输入动态均压相等,共同给变压器原边存储能量,电能转化为磁场能量;当开关管驱动关断时,存储在变压器中磁场能量转化为电能,通过副边绕组释放在输出负载端。

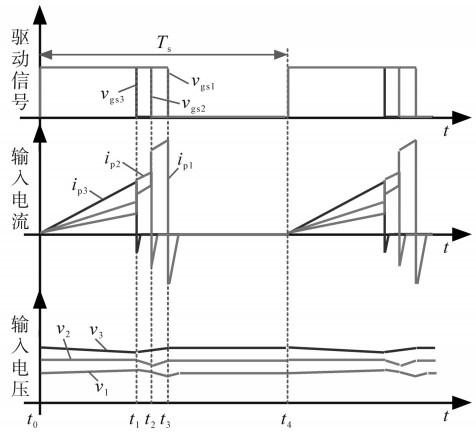


图8　驱动信号不同步下的输入电压自平衡过程

Fig.8　Self-balancing process of each input voltage under unsynchronized driving signal

2　控制策略

在上述分析过程中,各级联模块间可实现动态均压,但多种情况下会出现严重过流,即各串联电容间电压差较大,见图7;驱动信号严重不同步;突加重在等负载突变时。系统控制方法与传统双管反激变换器相同,但需考虑上述情况下的限流措施,以确保系统的可靠控制[13]。

基于此,本文提出如图9所示的控制策略,在对系统输出电压控制的同时,对输出电流进行限制。图9中,系统输出电压通过PI调节器进行控制,当开关周期时间为T_S时,为保证系统工作在断续模式下,控制器输出占空比要被限制,稳态下,最大占空比需要满足:

$$D_{max}<1-\frac{\pi\sqrt{L_sC_o}}{2T_s} \quad (5)$$

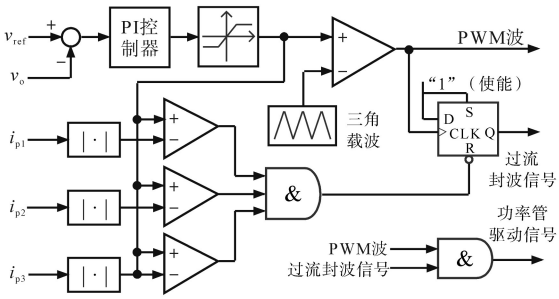


图9　各模块输入电压自平衡动态工作过程

Fig.9　The active-balancing process of each input voltage

控制器输出限幅后与三角载波比较生成PWM波。另外,每一路输入电流取绝对值后与电流限幅信号比较,若任一路大于限幅信号,则产生一个封波信号封锁所在周期的PWM波,实现电流限幅。电流限幅后,若恢复,则在下一周期

PWM波开始处进行驱动复位。

忽略模块间差异，串联双管反激电路可等效为单支路系统。此时，按副边等效折算，等效电感$L_{sn}=L_s/n$，线路等效电阻$r_{sn}=r_s/n$。

系统控制环路可按图10所示的结构等效表征。

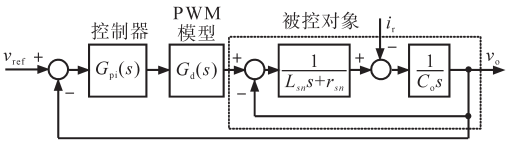


图10　系统等效控制结构图

Fig.10　System equivalent control structure diagram

图10中，i_r为负载电流，v_{ref}为给定输出电压，v_o为系统输出电压，$G_{pi}(s)$为PI控制器传递函数，$G_d(s)$为控制等效延迟的频域模型，可分别表示为

$$\begin{cases} G_{pi}(s)=k_p(1+\dfrac{1}{T_i s}) \\ G_d(s)=\dfrac{1-e^{-T_s s}}{T_s s} \end{cases} \tag{6}$$

此时，系统的前向通道开环传递函数可以表示为

$$G_{op}(s)=G_{pi}(s)G_d(s)\cdot\frac{1}{L_{sn}C_o s^2+r_{sn}C_o s+1} \tag{7}$$

其开环频域特征如图11所示。

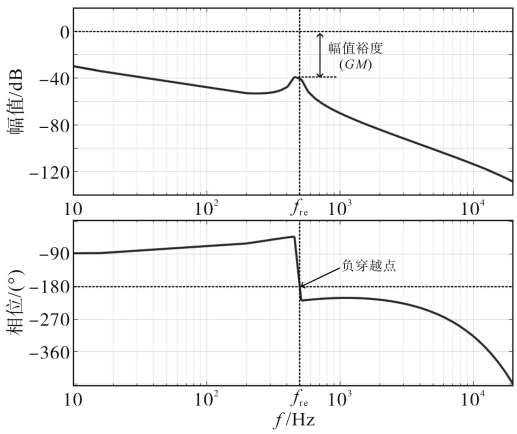


图11　控制系统开环频域特征

Fig.11　System open-loop frequency characteristics

开环相频曲线的负向穿越点约在谐振频率f_{re}处，f_{re}计算式如下：

$$f_{re}=1/(2\pi\sqrt{L_{sn}C_o}) \tag{8}$$

积分作用在极低频带，对谐振频率处增益近似无影响，令$s=j\omega$，可得系统的幅值裕度表达式：

$$GM\approx-20\lg(|G_{op}(j\omega)|_{\omega=2\pi f_{re}})$$
$$=-20\lg\{k_p L_{sn}\sqrt{\frac{2[1-\cos(2\pi f_{re}T_s)]}{r_{sn}}}\} \tag{9}$$

此时，为保证系统稳定，在保留3 dB幅值裕度的条件下（GM>3 dB），控制器增益的选取范围为

$$k_p<\frac{10^{-\frac{3}{20}}\sqrt{r_{sn}}}{L_{sn}\sqrt{2[1-\cos(2\pi f_{re}T_s)]}} \tag{10}$$

在常规变换器电感、电容及等效电阻参数条件下，按式（10）可获得较大的控制器增益范围，从而使控制系统获得较大的设计自由度。

3　参数设计与仿真分析

3.1　级联双管反激电路参数设计

为验证所提出拓扑的工作机理，对级联双管反激电路进行仿真研究。主要电路指标参数如下：开关频率f_s=40 kHz，三路级联直流总输入最低电压为300 V，输出电压v_o=15 V，总额定输出功率P_o=60 W，额定效率$\eta\geqslant87\%$。

输入电压平均分为3段，按照满功率设计各组双管反激变换器的原边电感量参数。单组独立双管反激变换器的低压满载点为v_{in_min}=100 V，输出功率为P_{o1}=20 W。选用UCC2844为控制芯片，最大占空比D_{max}=0.45。原边绕组电感量为

$$L_p=\frac{(v_{in_min}\cdot D_{max})^2\cdot\eta}{2\cdot P_{o1}\cdot f_s}\approx1.1\,\text{mH} \tag{11}$$

则每组反激变换器的峰值电流为

$$i_{pk}=\frac{v_{in_min}\cdot D_{max}}{L_p\cdot f_s}\approx1.0\,\text{A} \tag{12}$$

选取EER40磁芯的铁氧体绕制变压器，磁通面积$A_e=149\times10^{-6}$ m^2，最大磁通密度ΔB_{max}=0.15 T。则变压器原边绕组匝数可按下式求取：

$$N_{pcal}=\frac{v_{in_min}\cdot D_{max}}{\Delta B_{max}\cdot A_e\cdot f_s}\approx50 \tag{13}$$

因此，近似获得变压器原边匝数N_p=50匝。3路原边绕组设计为相同参数。通常情况还需考虑副边二极管导通压降v_{diode}，设v_{diode}=1 V，则低压满载工作在临界连续模式下，副边匝数可按下式求取：

$$N_{scal}=\frac{N_p\cdot(v_o+v_{diode})\cdot(1-D_{max})}{v_{in_min}\cdot D_{max}}\approx9.75 \tag{14}$$

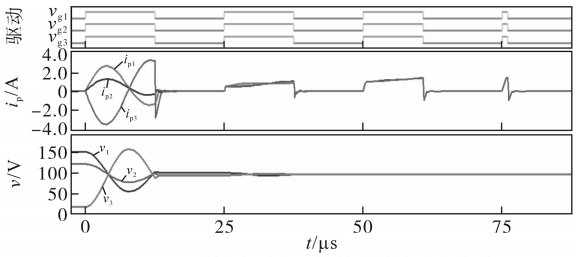
因此，近似获得变压器副边匝数N_s=10匝。则副边绕组电感量为

$$L_s=\frac{N_s^2\cdot L_p}{N_p^2}\approx44\,\mu\text{H} \tag{15}$$

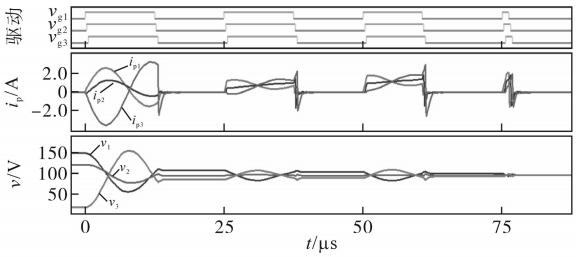
3.2　级联双管反激电路在不同工况下的仿真分析

按上述参数设计，并以三支路级联为例，在不同工况下，对级联双管反激电路进行仿真分析

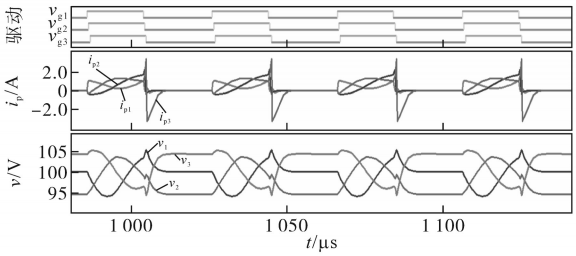
如图12所示。



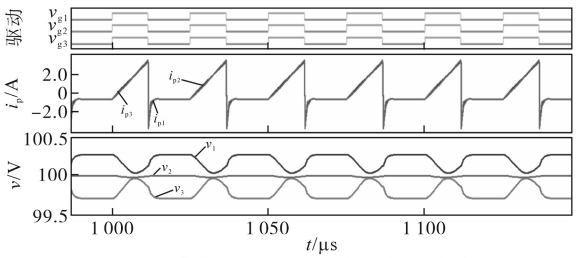
(a)驱动同步下,电压初始差异的动态波形



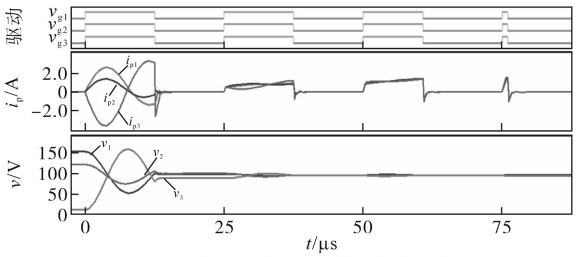
(b)驱动差异下,电压初始差异的动态波形



(c)驱动差异下,电压初始差异的稳态波形



(d)参数差异下,电压初始相同的稳态波形



(e)参数差异下,电压初始差异的动态波形

图12　级联模块下的Saber仿真波形

Fig.12　Saber simulation waveforms under different condition

当三路驱动信号完全同步,初始状态下存在:v_1=145 V,v_2=120 V,v_3=35 V情况下,图12a显示,驱动同时开通后,i_{p1}正向最大,支路1释放能量;支路2电压高于平均电压100 V,i_{p2}正向;支路3初始电压较低,i_{p3}负向,该支路处于充电状态。在支路1和支路2放电、支路3充电过程中,实现了输入级联的自动均压过程。经过多个开关周期,输入级联电压相等,输入电流完全相等。

三路驱动信号依次延迟0.3 μs用以模拟硬件通道参数差异造成的驱动信号不同步情况下的电路运行情况。初始状态下存在:v_1=145 V,v_2=120 V,v_3=35 V情况下,图12b显示3路输入电压经过多个开关周期后也可实现自动均压。然而,系统稳态输入电流与输入电压波形存在静态误差,如图12c所示,由于驱动信号的差异小,这种稳态误差也较小,为准均压状态。

由于实际的器件均存在一定的差异,按照10%的器件误差分析,各支路的原边等效电阻分别为:3.52 Ω,3.2 Ω,3.04 Ω;漏感分别为:60.5 μH,55μH,49.5μH。此时,在输入电压初始相同情况下,各支路输入电流、输入电压稳态波形如图12d所示。可见,在参数差异条件下,各支路稳态输入电压有轻微差别,仍可实现准均压控制。当v_1=145 V,v_2=120 V,v_3=35 V时,仍按上述参数误差条件进行仿真,可得如图12e所示的系统输入电流、输入电压动态波形,可见,在初始电压差异情况下,系统仍可实现动态均压,其稳态波形与图12d一致,即实现准均压控制。

上述仿真验证了系统原理的正确性,未考虑实际工程中的过流情况。

从图12中可见,在各支路存在显见差异的情况下,系统在动态过程中极易出现过流情况,这在实际电路中是不允许的。

4　半实物实验平台验证

为进一步验证所研究拓扑的可行性与有效性,利用如图13所示的PLECS半实物仿真平台搭建了与前述内容一致的电路模型,并采用数字控制器对其进行控制。

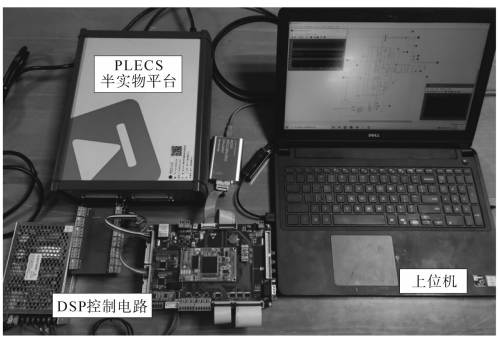
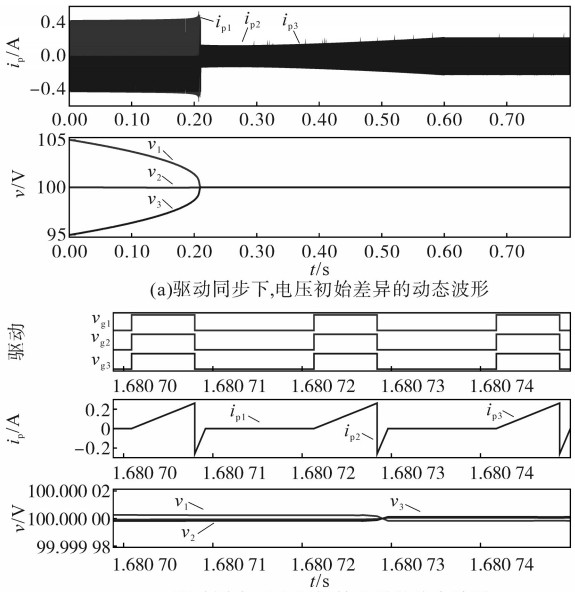


图13　半实物仿真平台图

Fig.13　Hardware-in-the-loop simulation platform

三路输入电压不一致情况下($v_1 > v_2 > v_3$),系统的动态工作过程如图14a所示,可见,工作后仍实现了动态平衡现象,相较图12a电流未限幅情况,平衡过程时间较长,但各组变换器输入电流均在要求范围内,提升了系统的可靠性。稳态波形如图14b所示,三路输入电压趋于一致,即实现了动、静态均压控制。



(a)驱动同步下,电压初始差异的动态波形

(b)驱动同步下,电压初始差异的稳态波形

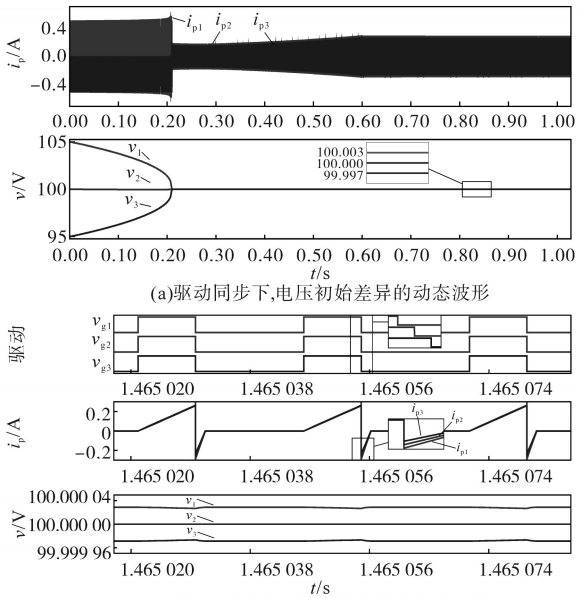
图14　驱动同步,但初始电压不同情况下的系统波形

Fig.14　System waveforms when each initial input voltage different under the same drive signal

三路输入电压不一致且驱动不同步情况下,系统动态过程如图15a所示,可见,经过调整后输入电压均衡,且各输入电流均在要求范围内。稳态波形如图15b所示,三路输入电压与电流还是存在一定的稳态差异,该差异是由驱动不同步所导致,且在工程上该差异造成的影响可忽略不计,即实现了各支路的准均压控制。

当各组初始输入电压不同,且各组变换器参数存在与前文相同差异条件下,动态波形如图16a所示,系统经过一定时间调整后实现输入电压的均衡,且各变换器输入电流在要求范围内。稳态波形如图16b所示,三路输入电压与电流也会存在一定的稳态差异,在工程上该差异造成的影响可忽略不计,实现各支路的准均压控制。

系统运行过程中,突加、突减10 W负载情况下,输出电压的响应波形如图17所示。可见,系统输出电压波动率在2‰以内,具备良好的动态响应能力,与稳态输出能力。

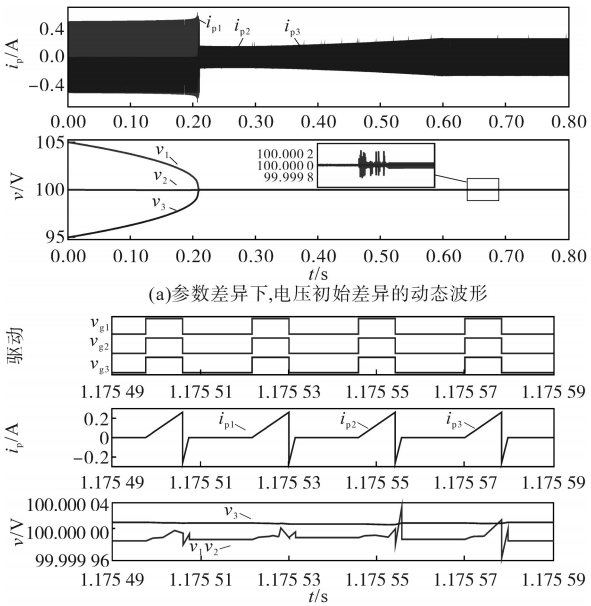


(a)驱动同步下,电压初始差异的动态波形

(b)驱动差异下,电压初始差异的稳态波形

图15　驱动差异且初始电压不同情况下的系统波形

Fig.15　System waveforms when each initial input voltage different under the different drive signal



(a)参数差异下,电压初始差异的动态波形

(b)参数差异下,电压初始差异的稳态波形

图16　参数差异且电压初始差异的系统波形

Fig.16　System waveforms under parameter difference and initial voltage difference

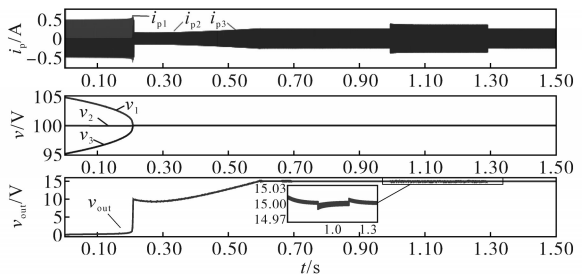


图17　负载突变情况下的系统响应波形

Fig.17　System waveforms under load sudden changes

通过上述分析,本文所研究的级联双管反激电路拓扑能够实现较好的输入均压与输出稳压控制,具有较好的输入电压适应性、参数误差适应性、驱动信号误差适应性以及负载适应性。运用于高压直流输电场合具备可行性与有效性。

5 结论

本文研究了一种基于级联双管反激拓扑的HVDC系统中高压模块自供电电路。该方案针对取能电源存在的输入电压高、输入电压波动范围大、功率器件选取范围小、工作可靠性低等问题,设计了可靠的拓扑结构,且利用所设计拓扑与磁感应关系实现了各级联模块间的动态均压,并简化了元器件选取及控制器设计。另外,结合输入电流限幅策略实现了多级联模块的协调可靠工作。进行了系统仿真以及半实物仿真实验研究,验证了所提电路拓扑的可行性以及理论分析的正确性。

参考文献

[1] 胡宏,陈浩,丁浩寅,等. 特高压混合级联多端直流输电系统的协调控制策略研究[J]. 电力工程技术,2021,40(4):42-51.
HU Hong,CHEN Hao,DING Haoyin,et al. Coordinated control strategy for hybrid cascaded UHVDC system[J]. Electric Power Engineering Technology,2021,40(4):42-51.

[2] 夏艺歌,郑恩让. 基于PCI控制的MMC-HVDC系统稳态控制策略研究[J]. 电气传动,2018,48(2):29-33,52.
XIA Yige,ZHENG Enrang. Study of steady-state control strategy for MMC-HVDC system based on PCI controller[J]. Electric Drive,2018,48(2):29-33,52.

[3] 姚宏洋,文卫兵,谢晔源,等. ±800 kV柔性直流换流阀阀塔均压优化设计[J]. 电力工程技术,2021,40(2):178-184.
YAO Hongyang,WEN Weibing,XIE Yeyuan,et al. Optimization design of electric field distribution for ±800 kV VSC valve[J]. Electric Power Engineering Technology,2021,40(2):178-184.

[4] 王涛,罗森文,段善旭. 高压输入多路串联反激辅助电源的分析及设计[J]. 电力电子技术,2021,55(5):28-34.
WANG Tao,LUO Senwen,DUAN Shanxu. Design and analysis of flyback auxiliary power supply for high voltage input multi series[J]. Power Electronics,2021,55(5):28-34.

[5] 高温,施胜丹,王小红. 高压大功率双串联谐振多级电压式DC-DC变换器的研究[J]. 高压电器,2014,50(3):50-57.
GAO Wen,SHI Shengdan,WANG Xiaohong. Research on a kind of multi-level voltage DC-DC converter for high voltage and high power using dual series resonant net[J]. High Voltage Apparatus,2014,50(3):50-57.

[6] 孔德志,刘轩东,应之璇. 宽范围输入高位取能电源的研究[J]. 电力电子技术,2018,52(6):31-33.
KONG Dezhi,LIU Xuandong,YING Zhixuan. Research on high voltage potential power supply working with wide range input[J]. Power Electronics,2018,52(6):31-33.

[7] 乔尔敏,蔡博,赵国亮. 高电位工作电压源换流器供电电源设计[J]. 电工技术学报,2015,30(3):90-93.
QIAO Ermin,CAI Bo,ZHAO Guoliang. Power supply design for voltage source converter working at high voltage potential[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2015,30(3):90-93.

[8] GRBOVIC P J. High-voltage auxiliary power supply using series-connected MOSFETs and floating self-driving technique[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2009,56(5):1446-1455.

[9] 胡亮灯,赵治华,孙驰,等. 高电压输入双管反激辅助电源驱动研究[J]. 电工技术学报,2015,30(4):161-170.
HU Liangdeng,ZHAO Zhihua,SUN Chi,et al. Research on driver for high voltage input double-transistor flyback auxiliary power supply[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2015,30(4):161-170.

[10] 王奎,郑泽东,李永东. 五电平有源中点钳位型逆变器母线中点电压平衡问题[J]. 中国电机工程学报,2012,32(3):30-35.
WANG Kui,ZHENG Zedong,LI Yongdong. Neutral-point potential balancing problem of five-level active neutral-point-clamped inverter[J]. Proceedings of the CSEE,2012,32(3):30-35.

[11] 赵凯岐,齐志远,高福隆. 基于软开关全桥逆变器的超级电容均压电路[J]. 电气传动,2016,46(6):45-48.
ZHAO Kaiqi,QI Zhiyuan,GAO Fulong. Novel voltage equalizer for super capacitors based on the soft-switching full-bridge inverter[J]. Electric Drive,2016,46(6):45-48.

[12] 缪卫东,李俊,孙晓通. 基于功率控制的级联SST整流均压策略研究[J]. 电气传动,2020,50(11):28-33.
MIAO Weidong,LI Jun,SUN Xiaotong. Research on voltage balance control strategy of cascaded SST rectifier based on power control[J]. Electric Drive,2020,50(11):28-33.

[13] 夏长江,韩民晓,耿治,等. MMC子模块故障后线电压恢复容错控制策略[J]. 电力工程技术,2021,40(4):2-9.
XIA Changjiang,HAN Minxiao,GENG Zhi,et al. Fault-tolerant control strategy of line voltage recovery after MMC sub-modules fault[J]. Electric Power Engineering Technology,2021,40(4):2-9.

收稿日期:2021-10-16
修改稿日期:2021-12-02