DOI：10.13890/j.issn.1000-128X.2023.05.020
文章编号：1000-128X(2023)05-0177-07

基于光伏逆变器的飞跨Boost电路参数设计方法研究

甘韦韦[1, 2]，欧阳顺[2]，刘　斐[2]，刘泉呈[2]，张洪浩[2]
（1. 湖南大学 机械运载学院，湖南 长沙　410082；
2. 株洲中车时代电气股份有限公司，湖南 株洲　412001）

摘　要：针对1 500 V电压等级的组串光伏逆变器升压环节，文章开展基于飞跨Boost电路的最优参数计算研究。基于主流光伏电池板的规格要求，确定所设计飞跨Boost电路的输入输出参数。根据飞跨Boost工作原理，首先开展功率半导体模块的选型与校核计算；然后在电路工作极限点分别计算最小输入滤波电感、输入滤波电容和飞跨电容等参数，并提出动态控制策略；最后通过仿真表明基于飞跨Boost主电路参数设计方法的有效性和准确性，为1 500 V电压等级的组串式逆变器提供了一种升压电路的设计方法。

关键词：参数设计；光伏组串；飞跨Boost；飞跨电容；功率半导体模块
中图分类号：TM46　　**文献标识码：**A

A study on the parameter design method based on photovoltaic inverter for flying capacitor Boost circuit

GAN Weiwei[1, 2], OUYANG Shun[2], LIU Fei[2], LIU Quancheng[2], ZHANG Honghao[2]

(1. College of Mechanical and Vehicle Engineering, Hunan University, Changsha, Hunan 410082, China;
2. Zhuzhou CRRC Times Electric Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001 , China)

Abstract: This article conducted a research study on the optimal parameter calculation of the boost circuit based on the flying-capacitor for the step-up conversion in series-connected photovoltaic (PV) inverters with a voltage rating of 1 500 V. The input and output parameters of the designed flying-capacitor boost circuit were determined based on the specifications of mainstream PV panels. According to the working principle of the flying-capacitor boost circuit, the selection and verification calculation of power semiconductor modules were carried out. Subsequently, the minimum input filtering inductance, input filtering capacitor, flying capacitor, and other parameters were calculated at the circuit's operating limits. Dynamic control strategies were proposed. Finally, through simulations, the effectiveness and accuracy of the parameter design method for the main circuit based on the flying-capacitor boost circuit were demonstrated. This research study provides a design method for the step-up circuit of series-connected inverters with a voltage rating of 1 500 V.

Keywords: parameter design; photovoltaic series-connected; flying capacitor boost; flying capacitor; power semiconductor module

0　引言

组串式光伏逆变器的工作电路主要分为前端的DC/DC升压电路和后端的DC/AC逆变电路[1]。对于1 000 V电压等级的组串光伏系统而言，前端DC/DC升压方案选用简单的两电平Boost电路即可满足设计要求，功率开关器件采用Si IGBT模块，选型较方便且价格适中。但对于1 500 V电压等级的组串光伏系统，如采用两电平Boost电路，则需选用耐压等级更高的Si IGBT模块

通信作者：欧阳顺（1997—），男，硕士，主要从事组串式光伏板载变流器的研究；E-mail: oys@csrzic.com
引用格式：甘韦韦, 欧阳顺, 刘斐, 等. 基于光伏逆变器的飞跨Boost电路参数设计方法研究[J]. 机车电传动, 2023(5): 177-183.
Citation: GAN Weiwei, OUYANG Shun, LIU Fei, et al. A study on the parameter design method based on photovoltaic inverter for flying capacitor Boost circuit[J]. Electric drive for locomotives,2023(5): 177-183.

或者 SiC MOSFET 模块，这将极大增加产品成本和电路损耗，而具有减小开关器件电压应力、提高开关频率等优势的三电平 Boost 电路可解决这一难题[2-3]。常见的三电平 Boost 电路有对称型三电平 Boost 和飞跨电容型三电平 Boost 两种[4-5]。其中，飞跨电容型三电平 Boost 具备倍频特性、磁性元件需求小等优势[6-8]，适用于组串式光伏逆变器。因此，对飞跨电容型三电平 Boost 电路进行研究与设计具有十分重要的意义。

本文将从电路结构和工作模式方面详细分析飞跨电容型三电平 Boost 的工作原理；同时设计适用于主流光伏电池板特性的飞跨三电平 Boost 主电路方案，计算飞跨 Boost 主电路的输入滤波电感、输入滤波电容、飞跨电容、功率开关器件损耗等参数，并提出飞跨 Boost 电路在动态工作状态下的控制策略；通过仿真验证电路参数设计方法和器件选型的有效性和准确性，为 1 500 V 电压等级的组串光伏逆变器提供一种飞跨 Boost 电路参数设计方法。

1 飞跨 Boost 电路工作原理分析

1.1 飞跨三电平 Boost 电路结构

飞跨三电平 Boost 电路如图 1 所示，包括输入滤波电容 C_i、输入滤波电感 L、开关管 T1 和 T2、功率二极管 D1 和 D2、飞跨电容 C_f，V_{in} 为输入电压，V_{out} 为输出电压。正常工作时，飞跨电容 C_f 的电压大约控制在输出电压的一半，即 $V_{out}/2$，这使得各开关器件的承受电压也约为输出电压的一半，降低了开关器件的耐受电压[9-10]。

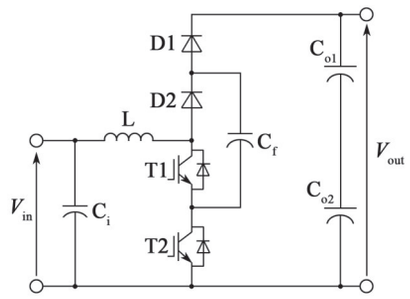


图 1 飞跨电容型三电平 Boost 电路拓扑

Fig. 1 Three-level boost circuit topology of flying capacitor

为方便分析电路的工作模式，先作如下假设[11]：①电路中的开关器件和电感电容均为理想器件；②飞跨电容的电压保持为输出电压的一半。此外，定义第 i 个开关管 Ti 的开关状态变量 x_i 为：

$$x_i=\begin{cases}0,\\1,\end{cases}\quad i=1,2 \tag{1}$$

式中：x_i 取值 0 代表开关 Ti 断开，取值 1 代表开关 Ti 导通。

1.2 飞跨 Boost 工作模式

根据开关管 T1 和 T2 的开关状态 x_1、x_2，可以组合成 4 种不同的飞跨 Boost 工作模式，分别为[12]：

$$S_i=(x_1,x_2)\in\{(0,1),\quad(1,0),\quad(0,0),\quad(1,1)\} \tag{2}$$

设 S_1=(0,1)为模式一，开关管 T1 断开，开关管 T2 导通；S_2=(1,0)为模式二，开关管 T1 导通，开关管 T2 断开；S_3=(0,0)为模式三，开关管 T1 和 T2 均断开；S_4=(1,1)为模式四，开关管 T1 和 T2 均导通。这 4 种工作模式的等效电路如图 2 所示[13]（图中蓝色线路表示不导通）。

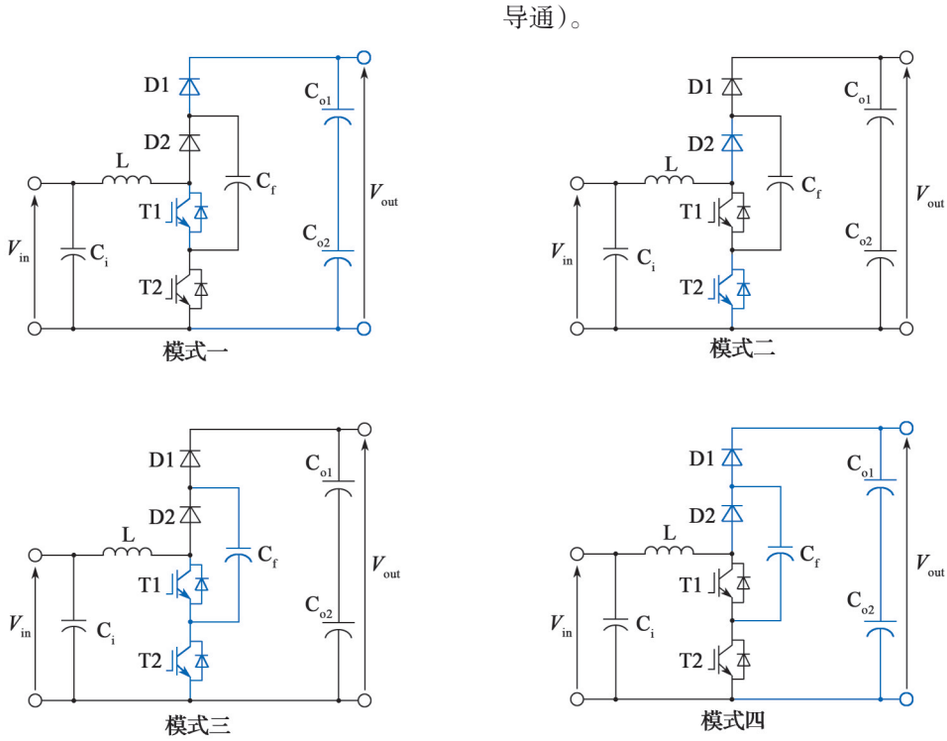


图 2 模式一~ 模式四的等效电路图

Fig. 2 Equivalent circuit diagram for modes 1 to 4

基于反向PWM载波调制的飞跨Boost电路开关管T1和T2以占空比D交错180°导通，根据占空比D大小，飞跨Boost电路工作状态可分为两种：当占空比D≤0.5时，电路工作在S_1–S_3–S_2–S_3循环；当占空比D>0.5时，电路工作在S_1–S_4–S_2–S_4循环。为研究飞跨Boost在不同占空比下均能稳定安全工作，本文对两种工作状态进行对比分析。

1.2.1　占空比D≤0.5下的工作状态

电路工作在S_1–S_3–S_2–S_3循环，一个开关周期T内各工作模式下的电路状态如图3所示，具体分析如下：

①S_1：持续时间D•T，T1管断开，T2管导通，电流回路为V_{in}–L–D2–C_f–T2–V_{in}，T1管承受的电压应力为V_{cf}=V_{out}/2，电感电流线性增加，电感L储存能量，飞跨电容C_f储存能量。

②S_3：持续时间(0.5–D)•T，T1管和T2管均断开，电流回路为V_{in}–L–D2–D1–V_{out}–V_{in}，T1管承受的电压应力为V_{cf}=V_{out}/2，T2管承受的电压应力为V_{out}–V_{cf}=V_{out}/2，电感电流线性减少，电感L释放能量，飞跨电容C_f能量保持不变。

③S_2：持续时间D•T，T1管导通，T2管断开，电流回路为V_{in}–L–T1–C_f–D1–V_{out}–V_{in}，T2管承受的电压应力为V_{out}–V_{cf}=V_{out}/2，电感电流线性增加，电感L储存能量，飞跨电容C_f释放能量。

④S_3：持续时间(0.5–D)•T，电路状态与前面②一致。

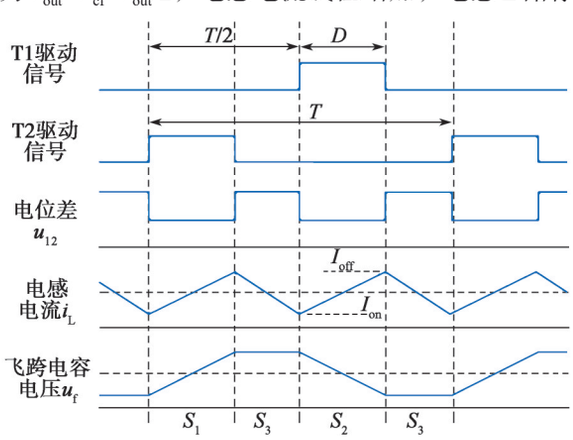


图3　D≤0.5时电路工作模式循环

Fig. 3　The cycle of circuit operating mode when D≤0.5

1.2.2　占空比D>0.5下的工作状态

电路工作在S_1–S_4–S_2–S_4循环，一个开关周期T内各工作模式下的电路状态如图4所示，具体分析如下：

①S_1：持续时间(1–D)•T，T1管断开，T2管导通，电流回路为V_{in}–L–D2–C_f–T2–V_{in}，T1管承受的电压应力为V_{cf}=V_{out}/2，电感电流线性减少，电感L释放能量，飞跨电容C_f储存能量。

②S_4：持续时间(D–0.5)•T，T1管和T2管均导通，电流回路为V_{in}–L–T1–T2–V_{in}，电感电流线性增加，电感L储存能量，飞跨电容C_f能量保持不变。

③S_2：持续时间(1–D)•T，T1管导通，T2管断开，电流回路为V_{in}–L–T1–C_f–D1–V_{out}–V_{in}，T2管承受的电压应力为V_{out}–V_{cf}=V_{out}/2，电感电流线性减少，电感L释放能量，飞跨电容C_f释放能量。

④S_4：持续时间(D–0.5)·T，电路状态与前面②一致。

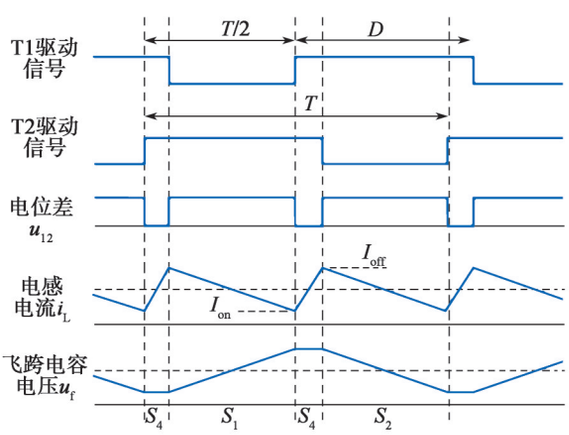


图4　D>0.5时电路工作模式循环

Fig. 4　The cycle of circuit operating mode when D>0.5

定义T1管集电极到T2管发射极两点间的电位差为u_{12}=u_{1C}–u_{2E}，两种工作模式对比结果如表1所示。

表1　两种工作模式对比

Table 1　Comparison of working modes in two cases

工作模式	D≤0.5				D>0.5			
	S_1	S_2	S_3	S_4	S_1	S_2	S_3	S_4
持续时间	D·T	D·T	(0.5–D)·T		(1–D)·T	(1–D)·T		(D–0.5)·T
T1管压降	V_{out}/2	0	V_{out}/2		V_{out}/2	0		0
T2管压降	0	V_{out}/2	V_{out}/2		0	V_{out}/2		0
电位差u_{12}	V_{out}/2	V_{out}/2	V_{out}		V_{out}/2	V_{out}/2		0
电感电流变化	增加	增加	减少		减少	减少		增加
电感能量变化	储存	储存	释放		释放	释放		储存
飞跨电容能量变化	储存	释放	不变		储存	释放		不变

由表1可知，无论哪种工作模式下开关管T1和T2最大只承受一半的母线输出电压，且输入滤波电感电流脉动频率近似2倍开关频率变化；u_{12}只存在两个电压值，D≤0.5时u_{12}等于V_{out}或V_{out}/2，D>0.5时u_{12}等于V_{out}/2或0，可减小电感电压的高频交流分量[14-15]。

2 主电路设计及开关器件选型

为满足主流光伏电池板参数和组串光伏逆变器应用需求，飞跨三电平Boost电路的参数要求如下：最大输入电流为60 A；满载输入电压范围为DC 800~1 300 V；额定输出电压为1 300 V；开关频率为16 kHz。

2.1 功率半导体器件选型

1）功率半导体器件额定参数计算与选型

根据1.1节分析结果，IGBT额定电压V_{ce}和额定电流I_{ce}为：

$$V_{ce}=k_u\cdot\frac{U_{dc}}{2}+\Delta V_{ce,\,max} \tag{3}$$

$$I_{ce}=k_i\cdot I_{in,\,max} \tag{4}$$

式中：k_u为过电压系数，取1.15；U_{dc}为输出直流母线电压；$\Delta V_{ce,\,max}$为关断过电压，取200 V；k_i为电流尖峰系数，取1.1；$I_{in,\,max}$为输入电流最大值，即单路短路电流。

计算可得V_{ce}=947.5 V，I_{ce}=66 A。选取满足该参数要求的某品牌功率半导体模块参数，如表2所示。

表2 模块部分参数

Table 2 Some parameters of the module

参数名称	参数值
IGBT额定电压/V	950
IGBT额定电流/A	145
IGBT最大电流/A	400
二极管额定电压/V	1 200
二极管额定电流/A	72
二极管最大电流/A	273
IGBT结散热阻/(K·W^{-1})	0.34
二极管结散热阻/(K·W^{-1})	0.57
工作温度/℃	−40~150

2）基于所选模块损耗及结温计算

为验证所选模块的实际工作温度符合要求，对其损耗和结温进行计算。当飞跨Boost电路输入电压为800 V时，电感纹波电流峰峰值可按0.6倍最大输入电流计算，由图3和图4可知T1和T2开通电流I_{on}为$I_{in,\,max}-0.6I_{in,\,max}/2=42$ A，关断电流I_{off}为$I_{in,\,max}+0.6I_{in,\,max}/2=78$ A。同时根据该器件的开通关断损耗曲线可知，125 ℃时IGBT在42 A的开通损耗为1.1 mJ，78 A关断损耗为3.6 mJ，IGBT导通压降1.35 V，二极管导通压降1.85 V，结合模块热阻参数计算芯片损耗和温升如表3所示。

结温计算是功率器件应用的重要环节。组串光伏逆变器的IGBT模块与散热器表面紧贴，模块结温主要由散热器表面温度与芯片温升组成。根据工程经验，散热器表面温度一般取80 ℃，结合表3中芯片温升计算结果，可知模块结温最高为122.18 ℃，低于表2中模块最大工作温度150 ℃，因此所选功率半导体模块满足应用要求。

表3 功耗和温升结果

Table 3 Power consumption and temperature rise results

参数名称	计算值
单IGBT芯片功耗/W	102.2
IGBT芯片温升/K	34.75
单二极管芯片功耗/W	74
二极管芯片温升/K	42.18
IGBT模块总功耗/W	704.8

2.2 输入滤波电感

电感量越小时，电感纹波电流的峰峰值越大，此时开关器件切换时的电磁干扰问题越严重，因此有必要对电感纹波电流的峰峰值变化趋势进行研究，并采用电流极限点作为输入滤波电感量的设计依据。由图3和图4可知，每个周期内电感电流上升和下降值相等，以S_3、S_4为例，电感纹波电流峰峰值ΔI_L为

$$\Delta I_L=\begin{cases}\dfrac{u_{in}-u_{12}}{L}\cdot\dfrac{D}{f},D\leqslant 0.5\\[2ex]\dfrac{u_{in}}{L}\cdot\dfrac{D-0.5}{f},D>0.5\end{cases} \tag{5}$$

由$D=1-u_{in}/u_{out}$可得

$$\Delta I_L=\begin{cases}\dfrac{u_{out}}{Lf}\cdot D(0.5-D),D\leqslant 0.5\\[2ex]\dfrac{u_{out}}{Lf}\cdot(1-D)(D-0.5),D>0.5\end{cases} \tag{6}$$

式中：u_{in}为输入电压；u_{out}为输出电压；D为占空比；L为电感值；f为开关频率。

计算电感纹波电流峰峰值ΔI_L与占空比D的关系如图5所示。

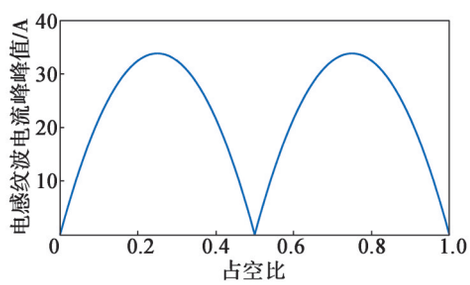


图5 电感纹波电流峰峰值与占空比关系

Fig. 5 Relationship between inductive ripple peak-to-peak current and duty ratio

由图5可知，在三电平飞跨Boost电路中，占空比D=0.25或0.75时即为极限点，电感纹波电流峰峰值最大值为$\Delta I_{L,\,max}=\dfrac{u_{out}}{16Lf}$。通常情况下，$\Delta I_{L,\,max}$不超过平均电感电流的0.6倍，因此输入滤波电感应满足

$$L\geqslant\frac{u_{out}}{16f\times 0.6I_L} \tag{7}$$

式中：I_L为平均电感电流，按最大输入电流60 A计算，则$L\geqslant 141$ μH。

取L=150 μH，代入$\Delta I_{\mathrm{L,\,max}}=\dfrac{u_{\mathrm{out}}}{16Lf}$，可求得电感纹波电流峰峰值最大值$\Delta I_{\mathrm{L,\,max}}$=33.86 A。

2.3　输入滤波电容

根据基尔霍夫定律，输入滤波电容电流为光伏电池板（PV）输入电流与电感纹波电流的差值。在实际工程应用中，输入滤波电容应尽可能滤除高频纹波电流，防止纹波电流流回电池板，即电感纹波电流的直流分量由PV提供，交流分量由输入滤波电容提供。由图3和图4可知电感电流纹波频率为2倍开关频率，根据输入滤波电容容抗与电源内阻的分流关系，则输入滤波电容C_{in}应满足

$$\frac{\dfrac{1}{2\omega C_{\mathrm{in}}}}{R_{\mathrm{r}}+\dfrac{1}{2\omega C_{\mathrm{in}}}}<K\% \tag{8}$$

式中：角频率$\omega=2\pi f$；R_{r}为电源内阻；K%为流回电池板的纹波电流占比，取2%。

在理想情况下，PV输入电流无纹波，输入滤波电容电流全部为电感纹波电流，电容纹波电流峰峰值与电感纹波电流峰峰值相同，波形方向相反，平均电流为0，一个周期内电容充放电时间、电量相等，如图6所示，则电容充电量Q_{in}为

$$Q_{\mathrm{in}}=\frac{1}{2}\cdot\frac{\Delta I_{\mathrm{L}}}{2}\cdot\frac{T}{4}=\frac{\Delta I_{\mathrm{L}}}{16f} \tag{9}$$

式中：T为开关最小周期，是电感纹波周期的2倍。

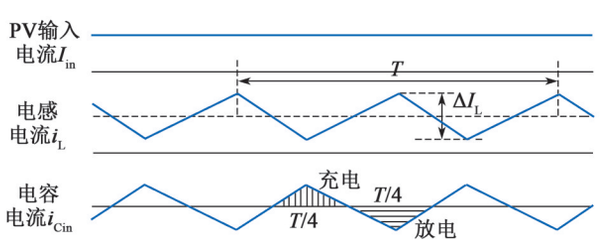


图6　输入滤波电容电流

Fig. 6　The current of the input filter capacitor

输入滤波电容的纹波电流在充放电过程中产生脉动电压，在叠加PV输入电压后会影响电容工作安全。根据电容定义公式，输入滤波电容C_{in}还应满足

$$C_{\mathrm{in}}\geqslant\frac{\max\left(Q_{\mathrm{in}}\right)}{\Delta u_{\mathrm{in}}}=\frac{\Delta I_{\mathrm{L,\,max}}}{16f\Delta u_{\mathrm{in}}} \tag{10}$$

式中：Δu_{in}为输入电容脉动电压，取值20 V。

结合式(8)和式(10)计算，可得出C_{in}最小值为14 μF。

2.4　飞跨电容

飞跨电容在S_1模式下以平均电流I_{L}充电，在S_2模式下以平均电流I_{L}放电，一个周期内充放电量相等，所产生的电压脉动Δu_{f}应小于母线半压的10%，即65 V，则飞跨电容C_{f}满足下式要求：

$$C_{\mathrm{f}}\Delta u_{\mathrm{f}}\geqslant\max\left(I_{\mathrm{L}}\cdot T_{S1}\right) \tag{11}$$

式中：T_{S1}为S_1状态持续时间，由于T_{S1}在$D\leqslant0.5$和$D>0.5$情况下取值不同，分别考虑两种情况，则C_{f}应满足式(12)。

$$C_{\mathrm{f}}\geqslant\frac{2I_{\mathrm{L,\,max}}}{10\%u_{\mathrm{out}}\cdot f}\left(0.5-\left|0.5-D\right|\right) \tag{12}$$

式中：$I_{\mathrm{L,\,max}}$为平均充电电流最大值，取60 A。当D=0.5时，式(12)右侧的值最大，飞跨电容$C_{\mathrm{f}}\geqslant$28.85 μF，取42 μF。

3　飞跨Boost电路动态控制策略

为保持电路稳定工作，并期望飞跨Boost电路中开关管的工作电压低于其额定电压，需精准控制输入滤波电感电流和飞跨电容电压。由图2可列出飞跨Boost电路动态方程为：

$$L\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=v_{\mathrm{in}}+v_{\mathrm{c}}\left(x_1-x_2\right)-v_{\mathrm{out}}\left(1-x_2\right) \tag{13}$$

$$C_{\mathrm{f}}\frac{\mathrm{d}v_{\mathrm{c}}}{\mathrm{d}t}=-i_{\mathrm{L}}\left(x_1-x_2\right) \tag{14}$$

式中：i_{L}为输入滤波电感电流；v_{in}、v_{out}分别为飞跨Boost电路输入、输出电压；v_{c}为飞跨电容电压。

在稳定状态下，开关管T1和T2的开关状态x_1、x_2可视为连续形式的占空比输入变量，且$x_1\approx x_2$，T1和T2管的脉宽基本相等。由式(13)可知，忽略微小量$\delta=x_1-x_2$，输入滤波电感电流主要由T2管的脉宽控制；由式(14)可知，通过微调T1和T2管的脉宽差δ，可使飞跨电容电压被控制为期望值，即母线半压。如图7所示，建立如下动态控制策略：

① 输入电流指令值与输入滤波电感电流i_{L}的偏差进行增幅，获得T2管的脉宽x_2；

② 将母线半压作为飞跨电容的电压指令值，将飞跨电容的电压指令值与检测值的偏差进行增幅，获得T1管和T2管的脉宽差δ，则T1管的脉宽$x_1=x_2+\delta$。

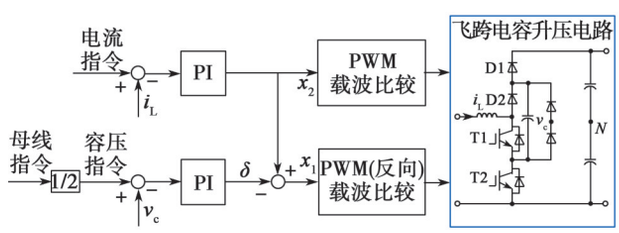


图7　飞跨Boost控制框图

Fig. 7　Control schematic of flying capacitor boost

4　仿真计算

选取某组串光伏逆变器进行设计，通过第2章计算出飞跨Boost主电路参数如表4第1列所示；根据动态控制策略，在输入电压1 080 V，输出直流母线电压1 300 V下，对主电路器件的纹波电流/电压仿真结果如表4第3列所示，仿真波形如图8~图10所示。

表 4　飞跨 Boost 主电路参数

Table 4　Main circuit parameters of flying capacitor booster

主电路参数	主电路参数计算值	纹波电流/纹波电压峰峰值限值	纹波电流/纹波电压峰峰值仿真结果
输入滤波电感	150 μH	36 A	31.40 A
输入滤波电容	14 μF	20 V	11.17 V
飞跨电容	42 μF	65 V	16.14 V

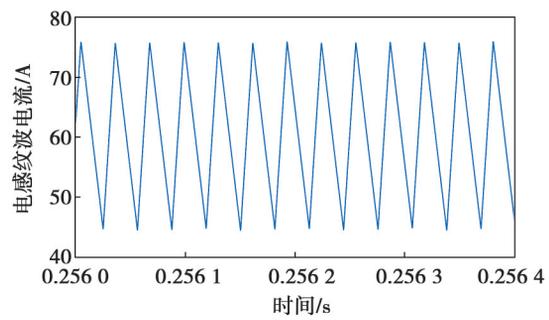


图 8　电感纹波电流

Fig. 8　Inductive ripple current

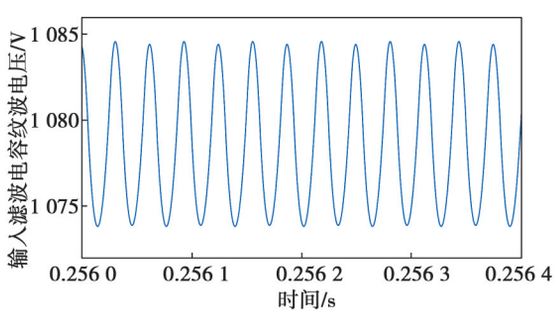


图 9　输入滤波电容纹波电压

Fig. 9　Ripple voltage of the input filter capacitor

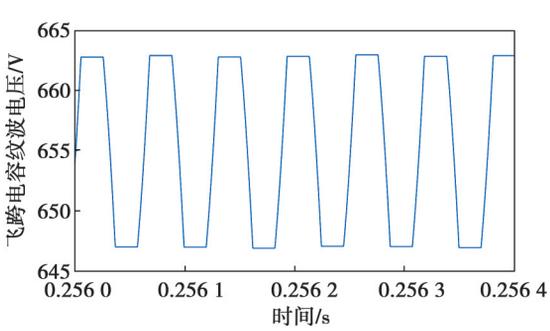


图 10　飞跨电容纹波电压

Fig. 10　Ripple voltage of the flying capacitor

由仿真结果可知，飞跨 Boost 电路中电感纹波电流和电容纹波电压实际峰峰值均小于限值，且电感平均电流稳定控制在 60 A，飞跨电容平均电压稳定控制在 655 V，验证了主电路参数和控制策略的有效性。

为观测飞跨 Boost 电路在前端光伏电池板不断变化的输出电压下的工作情况，作如下调整：保持输入电流和输出直流母线电压不变，改变输入电压。电感纹波电流、输入滤波电容纹波电压、飞跨电容纹波电压的峰峰值变化情况如图 11 和图 12 所示。由图 11 和图 12 可知，电感纹波电流峰峰值随输入电压增大而先增大后减小，输入滤波电容的纹波电压峰峰值变化趋势与之相同，飞跨电容纹波电压峰峰值随输入电压增大而减小，但三者均在设计预期限值内变化。

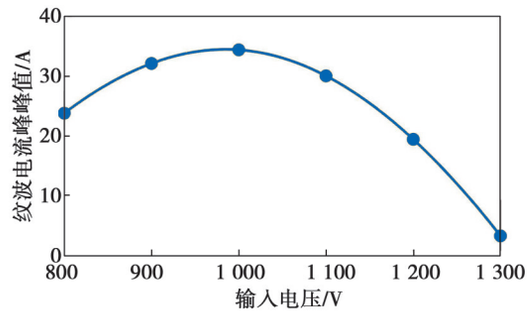


图 11　纹波电流随输入电压变化情况

Fig. 11　The change of ripple current with input voltage

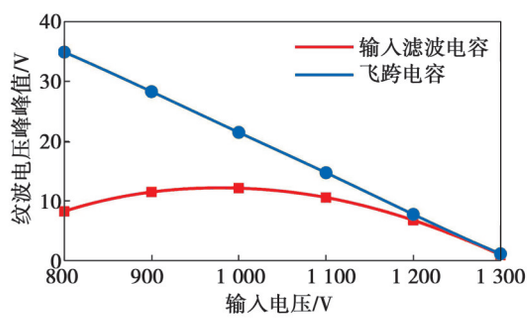


图 12　纹波电压随输入电压变化情况

Fig. 12　The change of ripple voltage with input voltage

5　结论

本文对飞跨电容型三电平 Boost 电路工作原理、功率开关器件选型与主电路参数设计方法进行了分析研究。以工程实例为基础，设计了一种组串光伏逆变器前端 DC/DC 升压主电路，并计算了各功率开关器件参数。仿真结果表明在动态控制策略下，电感电流和飞跨电容电压控制稳定，输入滤波电感纹波电流、输入滤波电容纹波电压、飞跨电容纹波电压均在设计预期限值内变化，验证了主电路设计的有效性，为高功率密度、高电压等级的组串式光伏逆变器提供了一种 DC/DC 升压解决方案。

参考文献：

[1] 薛世伟, 贾清泉, 苏亚超, 等. 组串式光伏发电系统直流侧可变拓扑及多目标控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(7): 1968-1975.
XUE Shiwei, JIA Qingquan, SU Yachao, et al. Variable DC side topology and multi-objective control strategy in group-string PV generation system[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(7): 1968-1975.

[2] 李柯平, 周继华, 高丁丁. Boost 三电平变换器在大功率 UPS 中的应用[J]. 电力电子技术, 2006, 40(6): 115-117.
LI Keping, ZHOU Jihua, GAO Dingding. Application of

boost three-level converters in UPS[J]. Power electronics, 2006, 40(6): 115-117.

[3] 秦岭, 冯志强, 戴翔, 等. 基于开关 – 电容网络的三电平直流变换器简易构造法[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(2): 635-642.
QIN Ling, FENG Zhiqiang, DAI Xiang, et al. A simple construction method for three-level DC converters based on switch-diode-capacitor networks[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(2): 635-642.

[4] 贾志东, 姜久春, 林泓涛, 等. 适用于Boost三电平变换器的模型预测控制方法[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(3): 90-96.
JIA Zhidong, JIANG Jiuchun, LIN Hongtao, et al. Model predictive control method for boost three-level converter[J]. Electric power automation equipment, 2019, 39(3): 90-96.

[5] WATANABE H, SAKURABA T, FURUKAWA K, et al. Development of DC to single-phase AC voltage source inverter with active power decoupling based on flying capacitor DC/DC converter[J]. IEEE transactions on power electronics, 2018, 33(6): 4992-5004.

[6] 陈艺峰. 飞跨电容升压变换器研究报告[Z]. 株洲: 中车株洲电力机车研究所有限公司, 2022.
CHEN Yifeng. Research report of flying capacitor boost converter[Z]. Zhuzhou: CRRC Zhuzhou Institute Co., Ltd., 2022.

[7] KANG D W, LEE B K, JEON J H, et al. A symmetric carrier technique of CRPWM for voltage balance method of flying-capacitor multilevel inverter[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2005, 52(3): 879-888.

[8] 王立乔, 韩胥静, 李占一, 等. 一种新型飞跨电容型Zeta多电平逆变器[J]. 电工技术学报, 2022, 37(1): 254-265.
WANG Liqiao, HAN Xujing, LI Zhanyi, et al. A novel flying-capacitor Zeta multi-level inverter[J]. Transactions of China electrotechnical society, 2022, 37(1): 254-265.

[9] SONG Lei, DUAN Shanxu, WANG Tao, et al. A simplified flying capacitor voltage control strategy for hybrid clamped three-level boost converter in photovoltaic system[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2022, 69(8): 8004-8014.

[10] FARD M T, KHAN W A, HE Jiangbiao, et al. Fast online diagnosis of open-circuit switching faults in flying capacitor multilevel inverters[J]. Chinese journal of electrical engineering, 2020, 6(4): 53-62.

[11] 陈秉祯. 模块化三电平超级电容充电机的研制[D]. 成都: 西南交通大学, 2015.
CHEN Bingzhen. Research and manufacture of three-level modular super capacitor charger[D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2015.

[12] 樊启高, 吕华阳, 毕恺韬, 等. 面向直流储能系统的飞跨电容三电平双向升降压变换器及其模型预测控制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(16): 4169-4179.
FAN Qigao, LYU Huayang, BI Kaitao, et al. Flying capacitor three-level bi-directional buck-boost converter and its model predictive control strategy for DC energy storage system[J]. Transactions of China electrotechnical society, 2022, 37(16): 4169-4179.

[13] 郭小强, 吴卓群, 骆然, 等. 高可靠性非隔离型五电平并网逆变器拓扑与控制[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(5): 151-158.
GUO Xiaoqiang, WU Zhuoqun, LUO Ran, et al. Topology and control of five-level transformerless grid-connected inverter with high reliability[J]. Automation of electric power systems, 2022, 46(5): 151-158.

[14] 袁然然. 基于模块化的储能DC/DC变换器拓扑及控制研究[D]. 秦皇岛: 燕山大学, 2015.
YUAN Ranran. The research on modular DC/DC converter topology and power control in energy storage system[D]. Qinhuangdao: Yanshan University, 2015.

[15] PONNIRAN A B, ORIKAWA K, ITOH J. Minimum flying capacitor for N-level capacitor DC/DC boost converter[J]. IEEE transactions on industry applications, 2016, 52(4): 3255-3266.

收稿日期：2023-08-13