弱励磁电感对全桥 DC-DC 变换器的影响 及其自主软开关

胡翔宇,洪峰,邵栋伟

(南京航空航天大学电子信息工程学院,江苏南京211106)

摘要:开关电源如今朝着高频软开关以及高功率密度的方向发展,磁性元件的体积大幅度减小,变压器励 磁电感不再满足传统分析的大励磁电感假设。在此背景下,分析了弱励磁电感对全桥电路的影响,同时提出 在弱励磁电感条件下全桥电路能够通过电容的充放电而实现自主软开关。全桥变换器的自主软开关可在占 空比较大时实现,通过原理分析及计算得出了开关管体电容充放电以及电感电流与时间常数的关系,并通过 仿真验证了上述原理。最后搭建了工作频率为200 kHz的实验台,对上述分析与仿真结果进行了实验验证。

关键词:弱励磁电感;全桥DC-DC变换器;软开关

中图分类号:TM433;TM46 文献标识码:A DOI:10.19457/j.1001-2095.dqcd24930

Influence of Weak Excitation Inductance on Full-bridge DC-DC Converter and Its Autonomous Soft-switching

HU Xiangyu, HONG Feng, SHAO Dongwei

(School of Electronic Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, Jiangsu, China)

Abstract: Switching power supply is now developing towards high-frequency soft-switching and high power density, the volume of magnetic components is greatly reduced, and the excitation inductance of transformer no longer meets the assumption of large excitation inductance in traditional analysis. Under this background, the influence of the weak excitation inductance on the full-bridge circuit was analyzed, and proposed that the full-bridge circuit can achieve autonomous soft-switching through the charging and discharging of the capacitor under the condition of the weak excitation inductance. The autonomous soft-switching of the full-bridge converter can be realized when the duty ratio is large. Through principle analysis and calculation, relationship between the charge and discharge of the switch body capacitance and the inductance current and the time constant was obtained, and the above principle through simulation were verified. Finally, an experimental platform with a working frequency of 200 kHz was built to verify the above analysis and simulation results.

Key words: weak excitation inductance; full-bridge DC-DC converter; soft-switching

传统变压器励磁电感通常较大,变压器的体 积也较大,在传统桥式电路中,分析开关管换流 模态时认为励磁电流恒定,励磁电流给开关管结 电容充、放电时间较短^[1]。变压器励磁电感值通 常与变压器磁芯以及一次侧线圈匝数有关^[2-4],随 着电力电子器件高频高功率密度的发展,变压器 的体积在减小,同时变压器原边励磁电感也相应 减小^[5-9]。传统分析下开关换流模态中励磁电流 恒定的假设不再成立,开关管换相过程无法瞬间 完成,其能量在开关管体电容与电感中传递^{[10-11}, 同时利用开关管体二极管续流,影响了全桥电路的工作模态,也为开关管提供了零电压开通的条件。

本文首先分析了弱励磁电感下全桥电路的 工作模态,并分析了弱励磁电感对全桥电路的影 响,提出利用弱励磁电感的影响实现全桥DC-DC 变换器的自主软开关。随后通过理论计算得出 全桥变换器换流期间开关管体电容的充放电时

作者简介:胡翔宇(1998—),女,硕士研究生,主要研究方向为开关电源,Email:756590414@qq.com

间。最后通过仿真分析与实验验证了上述理论 分析的合理性。

1 弱励磁电感下全桥变换器工作原理

传统全桥DC-DC变换器中^[12],开关管换流期 间变压器原边电感电流为开关管体电容进行充 放电,当4个开关管全部截止时,开关管两端电压 为输入电压的1/2,电路拓朴如图1所示,波形如 图2所示。然而在弱励磁电感条件下,由于变压 器原边电感电流较大,开关管体电容充放电持续 时间较久,当处于放电状态的开关管两端电压放 电至体二极管的导通压降时,体二极管将会导 通,此时有电流流过体二极管,将开关管两端电 压钳位至0。变压器原边电感电流续流环节结束 后,开关管两端电压将恢复至输入电压的1/2,理 论波形如图3所示。因此弱励磁电感将会影响全 桥DC-DC变换器中PWM控制的准确性,但同时 利用弱励磁电感的条件,也可在大占空比时实现 全桥电路的自主软开关。



Fig.2 Theoretical waveforms of traditional full-bridge converter



图 3 弱励磁电感下全桥变换器理论波形 Fig.3 Theoretical waveforms of full-bridge converter under weak excitation inductance

2 弱励磁电感下全桥变换器的自主 软开关

下面详细说明全桥 DC-DC 变换器利用弱励 磁电感产生的大励磁电流为开关管体电容充放 电实现的自主软开关。

图4为脉宽调制的弱励磁电感全桥DC-DC 变换器理论波形。从图中可以看出,由于开关管 结电容以及反向二极管的存在,开关管开通前励 磁电流续流为结电容充放电,使开关管两端压降 钳位至0,随后流经开关管体二极管。若在此时 刻内开通开关管,则为零电压开通。其具体工作 模态如图5所示。

阶段 $1(t_1-t_2): t_1$ 时刻, $S_1 \& S_4$ 实现零电压开







通,励磁电流的方向开始发生改变,在此工作模态下, $S_1 \& S_4$ 体电容电压为 $0, S_2 \& S_3$ 体电容电压充电至 V_{in} ,此时变压器 T_1 开始工作,由原边向副边传输能量,励磁电流的方向见图5a,励磁电感两端的电压 V_m 值为 V_{in} 。

图 6 为全桥变换器开关管开通后的等效电路。设电路输出端滤波网络与输出负载 R_o的等42

效电阻值为 R_{so} ,整流二极管为理想二极管,将该 等效电路输出端引用到变压器原边,设等效电阻 为 R_{oe} 。图中, V_{so} 为副边等效负载 R_{so} 两端的电压, V_{oe} 为原边等效负载 R_{oe} 两端的电压。设主电路开 关管 $S_1 \& S_4, S_2 \& S_3$ 的占空比为D,开关频率为 f_s ,因 此可将励磁电感的输入电压 V_s 视为具有正、负极 性的方波电压,幅值为 tV_{in} 。





Fig.6 Equivalent circuit of operating stage 1 and stage 3

令输出滤波网络的等效阻抗为Z_{so},计算公式如下:

$$Z_{so} = j\omega_s L_o + \frac{1}{j\omega_s C_o} //R_o$$
(1)

其中
$$\omega_s = 2\pi f_s$$

式中: L_{o} 为副边滤波电感; C_{o} 为滤波电容; R_{o} 为负 载; ω_{o} 为开关角频率。

令滤波网络的等效电阻 $R_{so} = |Z_{so}|$,变压器匝 比为n,则由副边引用到原边的电阻 R_{so} 可表示为

$$R_{\rm oe} = n^2 \cdot R_{\rm so} \tag{2}$$

由于原边等效负载两端电压 V_{oc} 的有效值等 于输入电压 V_{in} ,即 $V_{oc} = V_{in}$,因此原边等效负载 R_{oc} 两端的电流有效值 I_{oc} 可以表示为

$$I_{e} = \frac{V_{in}}{R_{oe}}$$
(3)

励磁电感电流的有效值为

$$I_{\rm m} = \frac{V_{\rm oe}}{\omega_{\rm s} L_{\rm m}} = \frac{V_{\rm in}}{\omega_{\rm s} L_{\rm m}} \tag{4}$$

式中:L_为变压器励磁电感。

流经开关管回路的电流L可表示为

$$I_{s} = \sqrt{I_{m}^{2} + I_{e}^{2}} \tag{5}$$

阶段 $2(t_2-t_3):t_2$ 时刻, $S_1\&S_4$ 关断,此时 $S_2\&S_3$ 的体电容放电, $S_1\&S_4$ 的体电容开始充电,由于励 磁电流 i_m 不能突变, 当 $S_2\&S_3$ 体电容电压放电至反 向二极管的导通压降时, $S_2\&S_3$ 的体二极管导通, 将 $S_2\&S_3$ 两端的电压钳位至 0, 为 $S_2\&S_3$ 创造零电 压开通的条件。此时刻电路中电流的方向如图 5b 所示。

通过对二阶电路的分析,可以得到励磁电感的大小对开关管转换时电路状态的影响。

图7为开关管关断后寄生电容充放电时的等 效电路图。



图7 工作阶段2和阶段4等效电路

Fig.7 Equivalent circuit of operating stage 2 and stage 4

令寄生电容两端的电压为 $u_e(t)$,励磁电感两端的电压为 $u_m(t)$,变压器原边等效电阻两端的电压为 $u_m(t)$,变压器原边等效电阻两端的电压为 $u_e(t)$,其中 $u_m(t)=u_e(t)$,励磁电感电流为 $i_m(t)$ 。以 $i_m(t)$ 与 $u_e(t)$ 为变量列出电路的KVL与KCL方程:

 $G_{\infty} = 1/R_{\infty}$

$$L_{\rm m}\frac{{\rm d}i_{\rm m}}{{\rm d}t} + 2u_{\rm c}(t) = V_{\rm in} \tag{6}$$

$$G_{\rm oe} L_{\rm m} \frac{\mathrm{d}i_{\rm m}}{\mathrm{d}t} + i_{\rm m}(t) = C \frac{\mathrm{d}u_{\rm e}}{\mathrm{d}t} \tag{7}$$

其中

式中:C为开关管体电容值。 可将式(6)、式(7)联立得:

$$L_{\rm m} C \frac{\mathrm{d}^2 i_{\rm m}}{\mathrm{d}t^2} + 2G_{\rm oe} L_{\rm m} \frac{\mathrm{d}i_{\rm m}}{\mathrm{d}t} + 2i_{\rm m} = 0 \qquad (8)$$

式(8)的特征方程为

$$L_{\rm m}Cs^2 + 2G_{\rm oe}L_{\rm m}s + 2 = 0 \tag{9}$$

则电路的固有频率为

$$s_{1,2} = -\frac{G_{oe}}{C} \pm \sqrt{\left(\frac{G_{oe}}{C}\right)^2 - \frac{2}{L_{\rm m}C}}$$
(10)

当 $L_{\rm m} > 2C/G_{\rm oe}^2$ 时, s_1 , s_2 为两个不相等的实根,此时 电路是过阻尼的;当 $L_{\rm m} = 2C/G_{\rm oe}^2$ 时, s_1 , s_2 为两个相 等的实根,此时电路为临界阻尼;当 $L_{\rm m} < 2C/G_{\rm oe}^2$ 时, s_1 , s_2 为共轭复数根,此时电路为欠阻尼。

在本文所分析的电路中,电容为开关管体电容,为pF级别,因此根据上述分析,电路通常处于 过阻尼状态,在这种情况下,电路的能量交换过 程为非振荡的充、放电过程。

在过阻尼工作状态下,能量在电容与电感之 间交换,电路的微分方程可表示为

$$K_{\rm m}(t) = K_1 \,{\rm e}^{s_1 t} + K_2 \,{\rm e}^{s_2 t}$$
 (11)

由零状态时的电容电压 $u_c(0)$ 与励磁电感电流 $i_m(0)$ 可确定 K_1 与 K_2 的值:

$$K_{1} = \frac{1}{s_{2} - s_{1}} \left[V_{\text{in}} - 2u_{\text{c}}(0) - i_{\text{m}}(0)s_{1} \right] \quad (12)$$

$$K_{2} = \frac{1}{s_{1} - s_{2}} \left[V_{in} - 2u_{c}(0) - i_{m}(0)s_{2} \right] \quad (13)$$

根据上述分析可知,若知道了电容电压 $u_{c}(t)$ 与励磁电感电流 $i_{m}(t)$ 的初始值 $u_{c}(0)$ 与 $i_{m}(0)$,则可以求出电容电压的零状态响应,即二极管体电容 i_{m} 与时间常数t的关系,因此可以求出电容电压的充放电时间,从而计算出开关管零电压开通的时间范围。在本文所提出的电路中, $u_{c}(0)=V_{m}$, $i_{m}(0)=I_{m}$,根据式(4)可算出 I_{m} 的值。

通过等效电路可以得出变压器的原边电流 *i*_s(*t*)的表达式为

$$i_{s}(t) = i_{m}(t) + G_{oe} L_{m} \frac{\mathrm{d}i_{m}(t)}{\mathrm{d}t}$$
 (14)

令*i*_s(*t*)=0,可得出变压器原边电流下降为零的时间*t*_s。*t*_s后变压器原边电流续流结束,不再有反向电流流过开关管,因此在*t*_s之后开关管两端的电压不再为0,其逐渐恢复至输入电压的1/2。

阶段 $3(t_3-t_4):t_3$ 时刻,开关管 S_2 & S_3 零电压开 通,流经励磁电感的励磁电流方向发生改变。在 此工作模态下, S_2 & S_3 两端电压为零, S_1 & S_4 体电容 电压为 V_{in} ,此时变压器开始工作,由原边向副边 传递能量,励磁电流的方向见图 5c,励磁电感两 端的电压值为 $-V_{in}$ 。

阶段4(t_4 — t_5):如图5d所示, t_4 时刻,MOS管 S₂&S₃关断,此时S₁&S₄还未导通,励磁电感电流 不能突变,励磁电流为S₂&S₃的体电容充电,为 S₁&S₄的体电容放电,当S₁&S₄两端电压放电至反 向二极管的导通压降时,S₁&S₄两端的电压被二 极管的导通压降钳位至0,为S₁&S₄提供零电压 开通的条件。

阶段3&4的分析方法与阶段1&2相同。

根据上述模态分析可知,在变压器原边电流 续流期间开通开关管可实现软开关,该阶段时间 t_s可由下式计算得出:

$$t_{s} = \frac{\ln \frac{K_{1} + G_{oe}L_{m}K_{1}s_{1}}{-(K_{2} + G_{oe}L_{m}K_{2}s_{2})}}{s_{2} - s_{1}}$$
(15)

则临界软开关的占空比D。可计算为

$$D_{\rm s} = \frac{1/2T_{\rm s} - t_{\rm s}}{T_{\rm s}}$$
(16)

其中 $T_s = 1/f_s$

式中:T。为开关周期。

通过理论计算可知,全桥变换器换流期间变 压器原边电流的续流时间与励磁电感大小、开关 管体电容以及变压器副边参数有关,同时电流续 流时间通常较短,因此弱励磁电感条件下的全桥 变换器能在较大占空比时实现软开关。

3 仿真及实验验证

3.1 电路仿真

为了验证上述理论分析,对利用弱励磁电感 实现自主软开关的全桥 DC-DC 变换器进行了仿 真与实验。在 Saber 仿真软件中建立仿真模型, 仿真电路中 DC 电源幅值为 60 V,设置 MOS 管两 端电容 C_{ds} =250 pF,励磁电感值为 50 μ H,开关频 率 f_s =200 kHz。

仿真结果波形如图8所示。仿真结果图中上 半图为开关管S₁开通后漏源极电流*I*_{stD5},下半图 为开关管的驱动波形*V*_{stG5}以及漏源极电压*V*_{stD5}。 其中,图8a为软开关波形,可以看出,在开关管开 通之前,由于励磁电流的存在和体电容的充放



电,电流流过开关管两端的体二极管,将开关管 两端电压钳位至0,在此期间开通开关管为零电 压开通。图8b为临界软开关状态,图8c为超过 临界值状态,可看出此时电压开始回升。

将仿真参数代入式(15)验证,通过 MathCAD 计算可得 t_s=71.28 ns,仿真中测得 t_s=71.92 ns,同 时可计算得出临界软开关占空比在仿真中约为 0.48左右。该仿真结果验证了上述理论的可行性。

3.2 实验验证

为验证理论分析的合理性,搭建了 500 W 实验平台进行测试,实验样机如图 9 所示。实验 参数为:输入电压 V_{in} =60±5 V,输出电压 V_o =30 V, 额定功率 P_o =500 W,开关频率 f_s =200 kHz,效率 η >93%;数字芯片采用 STM32F103RBT6,主电路 开关管型号为 NTHL020N120SC1,同步整流开关 管型号为 IRFB4410ZGPbF,同步整流芯片采用 UCC24624。

在该实验中,利用 STM32F103RBT6芯片产 生 PWM 波,变压器励磁电感 $L_m \approx 58$ μF,变压器匝 比 n=2:1,所使用的负载为可调电子负载。开关 管选用安森美公司生产的 SiC MOSFET,其漏源 级电容 C_s 约为 238 pF。副边整流方式为同步整 流,所使用的同步整流管导通阻抗 $R_{DS(on)max}=9.0$ mΩ,同步整流芯片为TI公司生产的UCC24624 双 通道芯片,如图9右图所示。



图 9 实验样机 Fig.9 Experimental prototype

图 10 为弱励磁电感全桥电路工作时开关管 S₁的工作波形,此时占空比为0.46,开关管开通时 刻已在图中表示出。图中波形分别为S₁的驱动 波形 V_{SIGS}、漏源两端的电压 V_{SIDS}、流经S₁的电流 *I*_{SIDS}。由图可知,S₁开通前有电流流过其体二极 管,在此期间开通S₁为零电压开通,与仿真结果 相同,验证了该弱励磁电感全桥变换器电路分析 的合理性。

图 11 为副边同步整流波形,从上到下分别为 变压器副边电压波形、同步整流管栅源电压 V_{cs}波









Fig.11 Secondary side synchronous rectification waveforms 形,当同步整流芯片识别到开关管漏源电压时,则会输出高电平到开关管栅源极两端,使开关管导通。

图12为临界软开关状态,根据上一节的原理 分析可知,其临界值与原边电流大小有关,在输 入电压电流不变的情况下,可通过改变变压器励 磁电感的大小从而改变原边电流的大小,由于实 验为非理想条件,存在寄生参数的干扰,在本次 实验中,临界软开关状态的占空比约为0.43。



如图13所示,在超过临界软开关状态后,开 关管漏源极两端电压会出现电压回升的状态,在 此之后便无法实现零电压开通。

图 14 为实验样机的效率曲线,在满载 500 W 时效率为93.9%,主要电路损耗来自变压器磁芯。 半载时由于电流下降,因此变压器磁芯以及副边 整流回路损耗减小,效率会略微提升,效率能达 到94.5%以上,但由于电流变小,占空比可调节的 范围也相应减小。轻载时由于原边电流过小,无 法实现软开关,因此效率下降。



4 结论

本文分析了弱励磁电感对全桥电路的影响, 在弱励磁电感条件下,电路换流期间变压器原边 电流续流时间较长,为开关管体电容充放电的同 时将开关管两端电压钳位至0。在此基础上,分 析了弱励磁电感条件下全桥变换器实现的自主 软开关,分析了其工作模态,并通过计算得出了 电容电压、电感电流与时间常数的关系,得到了 变压器原边电流的续流时间以及临界软开关占 空比的计算方法;变压器原边电流续流时间与励 磁电感大小、开关管体电容大小、变压器副边参 数有关。随后对所提出内容进行了仿真,并通过 仿真参数验证了理论计算的合理性。最后,搭建 了输出功率为500 W、工作频率为200 kHz的实 验平台,验证了全桥电路在弱励磁电感情况下实 现自主零电压开通的可行性。

弱励磁电感会影响PWM控制的准确性,因此在需要利用PWM调节输出电压大小的电路中应避免弱励磁电感。但同时弱励磁电感为全桥电路提供了软开关的条件,后续可在此基础上进行进一步的研究。

参考文献

DC power electronic transformer based on series connection of full-bridge converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 34(3):2119–2133.

- [2] 周洁敏,赵修科,陶思钰.开关电源磁性元件理论及设计[M]. 北京:北京航空航天大学出版社,2014.
 ZHOU Jiemin, ZHAO Xiuke, TAO Siyu. Kaiguan dianyuan cixing yuanjian lilun ji sheji[M]. Beijing: Beihang University Press,2014.
- [3] 徐巧玲.开关电源之高频变压器设计[J].科学技术创新, 2018(32):162-163.
 XU Qiaoling. Kaiguan dianyuan zhi gaopin bianyaqi sheji[J]. Science and Technology Innovation, 2018(32):162-163.
- [4] FEI C, LEE F C, LI Q. High-efficiency high-power-density LLC converter with an integrated planar matrix transformer for highoutput current applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(11):9072–9082.
- [5] 方赦.高频开关电源的技术现状与发展趋势[J].通信电源技术,2019,36(5):239-240.

FANG She. Technical status and development trend of high frequency switching power supply[J]. Telecom Power Technology, 2019, 36(5):239–240.

 [6] 陈涛.高效高功率密度电源技术的分析[J].电子技术与软件 工程,2021(17):214-215.
 CHEN Tao. Gaoxiao gaogonglü midu dianyuan jishu de fenxi[J].

Electronic Technology and Software Engineering, 2021 (17): 214-215.

(上接第39页) trol strategies for VIENNA rectifier[J]. Electric Drive, 2021, 51 (9);3-10.

- [13] LI X, HAN J, SUN Y, et al. A generalized design framework for neutral point voltage balance of three-phase Vienna rectifiers
 [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34 (10): 10221-10232.
- [14] ZHANG Z J, ZHANG G Q, WANG G L. A hybrid modulation strategy with neutral point voltage balance capability for electrolytic capacitorless Vienna rectifiers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(12):14294-14305.
- [15] 王金平,吉耀聪,张庆岩,等.基于调制波分解的中点钳位型
 三电平逆变器的混合调制策略[J].电机与控制学报,2023, 27(11):66-78.

WANG Jinping, JI Yaocong, ZHANG Qingyan, et al. Hybrid modulation strategy for neutral point clamped three-level inverter based on modulation wave decomposition[J]. Electrical Machines and Control, 2023, 27(11):66–78.

- [16] RIVERA S, WU B, KOURO S, et al. Electric vehicle charging station using a neutral point clamped converter with bipolar DC bus[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62 (4):1999-2009.
- [17] BENIWAL N, TAFTI H D, FARIVAR G G, et al. A control strategy for dual-input neutral-point-clamped inverter-based grid-connected photovoltaic system[J]. IEEE Transactions on

- [7] LI G, WU X. High power density 48-12 V DCX with 3-D PCB winding transformer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(2):1189-1193.
- [8] PARK C W, HAN S K. Analysis and design of an integrated magnetics planar transformer for high power density LLC resonant converter[J]. IEEE Access, 2021(9):157499–157511.
- [9] 鲍志云,付明,王明彦,等.高效高功率密度非隔离升压变换器[J].电源学报,2012(3):56-60.
 BAOZY,FUM,WANGMY, et al. Non-isolated step-up converter with high efficiency and high power density[J]. Journal of Power Supply,2012(3):56-60.
- [10] LIM C Y, JEONG Y, MOON G W. Phase-shifted full-bridge DC-DC converter with high efficiency and high power density using center-tapped clamp circuit for battery charging in electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(11):10945-10959.
- [11] LU R, YU J X, FENG D Y, et al. Modeling and design of a medium frequency transformer with high isolation and high powerdensity[C]//2021 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC), 2021.
- [12] 王兆安,黄俊.电力电子技术[M]. 第4版.北京:机械工业出版社,2000.

WANG Zhaoan, HUANG Jun. Dianli dianzi jishu[M]. 4th Edition. Beijing: Machinery Industry Press, 2000.

> 收稿日期:2023-01-30 修改稿日期:2023-02-10

Power Electronics, 2021, 36(9):9743-9757.

- [18] SONG W Z, XING F X, YAN H, et al. A hybrid control method to suppress the three-time fundamental frequency neutral-point voltage fluctuation in a Vienna rectifier[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4 (2):468-480.
- [19] ZHANG L,ZHAO R,JU P, et al. A modified DPWM with neutral point voltage balance capability for three-phase Vienna rectifiers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(1): 263–273.
- [20] HANG L J, LI B, ZHANG M, et al. Equivalence of SVM and carrier-based PWM in three-phase/wire/level Vienna rectifier and capability of unbalanced-load control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014,61(1):20-28.
- [21] LAI R, WANG F, BURGOS R, et al. Average modeling and control design for Vienna-type rectifiers considering the DClink voltage balance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(11):2509-2522.
- [22] ZHANG Z J, ZHANG G Q, LIU W L, et al. Negative sequence current regulation based power control strategy for Vienna rectifier under unbalanced grid voltage dips[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 71(2):1170–1180.