

基于扩张状态观测器的直流变压器模型预测控制策略

张航^{1,2}, 李耀华^{1,2}, 李子欣^{1,2}, 赵聪¹, 高范强^{1,2}, 徐飞^{1,2}, 王平¹

(1. 中国科学院 电工研究所 电力电子与电气驱动重点实验室, 北京 100190;

2. 中国科学院大学 电子电气与通信工程学院, 北京 100049)

摘要:针对以移相双有源桥为功率单元的多模块输入串联输出并联型直流变压器(ISOP-DCT),为提高系统面对输入电压变化及负载突变等复杂工况下的动态响应特性,提出一种基于扩张状态观测器(ESO)的模型预测控制(ESO-MPC)策略,分析并建立了考虑各功率单元能量均衡传输时系统简化离散2步预测模型,同时利用ESO计算了预测模型中由输出端口负载电流及内部死区效应所引起的功率偏差电流。所提出的ESO-MPC策略可有效提高ISOP-DCT动态响应速度及抗干扰能力,同时减少输出端口电流传感器的使用。MATLAB/Simulink中搭建的2.25 kV/750 V ISOP-DCT模型的仿真结果及实验样机测试结果验证了所提控制策略的正确性和有效性。

关键词:直流变压器;扩张状态观测器;模型预测控制;动态响应特性;无电流传感器

中图分类号:TM 421;TM 761

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202104002

0 引言

近年来,随着多类型分布式能源的出现,传统交流配电网呈现多元化发展。通过构建直流配电网,可以减少储能系统、新能源发电系统接入电网和直流负荷供电的中间环节,降低接入配电网系统的复杂程度^[1-2]。类似于传统交流变压器,为实现直流配电网内部不同区域或不同电压等级之间柔性互联,需要通过新型直流电能变换装置进行能量传递和电气隔离。基于电力电子变换技术,研究人员提出了“直流变压器(DCT)”这一概念。与传统交流变压器相比,DCT在未来电力系统中可以整合多类型分布式能源,为直流配电网中能量流动提供更有效的控制手段^[3-4]。

多模块输入串联输出并联(ISOP)型DCT(ISOP-DCT)由于可扩展性强、电压/功率控制灵活,在中、低压直流配电应用场合得到广泛应用。移相双有源桥(PSDAB)具备高功率密度、高电能传输效率及能量双向流动等优势^[5-6],可作为其基本能量传输单元。

面对复杂运行工况(如负载突变及电压变化),通过提高各功率单元快速响应及抗干扰能力,可保证DCT高可靠供电质量及运行稳定性。近年来由于简单数字控制实现方式、快速动态特性及强抗干扰能力,模型预测控制(MPC)受到研究人员关注^[7-11]。文献[5]基于PSDAB广义小信号模型,提出一种改进的MPC策略,但是该方法需要采集输入侧直流电流

信息。文献[8]基于有限集MPC方法,提出一种移动控制集MPC策略,但是所使用的控制策略离散计算量大,加重了控制系统负担。文献[9]针对单向全桥DC/DC变换器,提出一种隐式MPC策略,在实际运行时通过离线查表法以获取PSDAB最优相移量。文献[10-11]利用状态空间平均法建立PSDAB预测模型,同时为提高建模精度及抗扰性,引入控制移相比标么值的偏差矫正项,但是增加了控制系统运算量。

由于不同运行模式下,受死区效应影响PSDAB的运行特性不尽相同^[12],在建立预测模型时无法实现均一化设计。为简化模型建立过程,文献[13]提出一种基于动态矩阵的MPC策略,但是该方法需要对系统进行离线仿真及实验,并根据测试结果建立数据模型。通过构造观测器可对死区效应所引起的偏差功率扰动进行计算。与其他扰动观测器相比,如非线性扰动观测器及等效输入扰动估计观测器等,文献[14-15]指出状态观测器(ESO)需要较少的系统信息可计算出系统扰动。目前ESO已在电力换流器、交流电机驱动、电池状态估计及其他工业领域得到应用,并表现出了良好的控制性能^[16-17]。文献[18]针对电池堆用Buck变换器,设计了基于ESO-PI的恒压控制策略,以提高系统动态响应速度及抗扰性。目前基于PSDAB的ESO-MPC策略少有研究。

综上所述,虽然研究人员提出了多类型MPC策略以提高PSDAB模块的动态响应特性,然而针对以PSDAB为功率单元的多模块ISOP-DCT,由于模块之间相互耦合,预测模型及最优控制量求解困难。若分别对系统各组成功率单元施加MPC策略,将增加控制的复杂程度。

为了解决上述问题,针对多模块ISOP-DCT,本

收稿日期:2020-06-19;修回日期:2021-01-22

基金项目:中国科学院战略性先导科技专项(A类)(XDA21050302)

Project supported by the Strategic Priority Research Program of Chinese Academy of Sciences(Category A)(XDA21050302)

文提出了 ESO-MPC 策略。首先分析各模块能量均衡传输时系统等效简化平均值模型,在此基础上建立了 2 步预测离散模型。同时利用 ESO 计算由负载输出电流及由死区效应影响的功率偏差电流所组成的模型扰动参数。基于 MATLAB / Simulink 仿真平台搭建的 2.25 kV / 750 V ISOP-DCT 仿真模型及动态模拟实验样机验证了所提控制策略的有效性。

1 多模块 ISOP-DCT 电路拓扑及工作原理

PSDAB 内部集成了 H 桥变换器及高频变压器,以 PSDAB 为功率单元的多模块 ISOP-DCT 电路拓扑如图 1 所示。图中, u_1 和 u_2 分别为高、低压侧 H 桥变换器输出的占空比为 50% 的方波电压; $i_{L_{\text{L-ps}}}$ 为高频变压器高压侧电流; N 为 PSDAB 模块总数。通过移相控制,高、低压侧 H 桥变换器输出不同相位占空比为 50% 的方波电压,其电压差激励高频变压器漏感从而产生高频电流。在单开关周期内,PSDAB 功率单元内部电压、电流波形如附录 A 图 A1 所示^[5]。

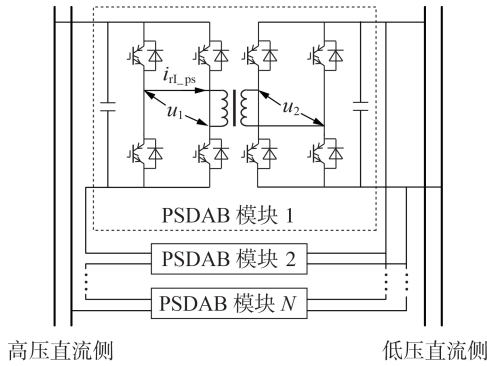


图 1 多模块 ISOP-DCT 电路拓扑

Fig.1 Circuit topology of multi-module ISOP-DCT

根据文献[18],在单开关周期内,PSDAB 模块 x ($x=1,2,\dots,N$) 的传输功率 P_{TPsx} 为:

$$P_{\text{TPsx}} = \frac{k_{\text{TF1}} u_{\text{L-ps}} u_o D_x (1-D_x)}{2f_s L_{\text{rx-ps}}} \quad (1)$$

其中, k_{TF1} 为变压器变比; $u_{\text{L-ps}}$ 、 u_o 分别为高、低压侧 PSDAB 模块 x 电容的输出电压; D_x 为 PSDAB 模块 x 高、低压侧方波电压的移相占空比; f_s 为 PSDAB 功率模块工作频率; $L_{\text{rx-ps}}$ 为折算至高压侧的变压器等效漏感。

根据文献[19-20]建立以 PSDAB 为功率模块的 ISOP-DCT 开关周期平均值模型,如附录 A 图 A2 所示^[20]。PSDAB 模块 x 的高频环节高、低压侧开关周期平均值电流 i_{px} 、 i_{sx} 可表示为:

$$\begin{cases} i_{\text{px}} = \frac{k_{\text{TF1}} u_o D_x (1-D_x)}{2f_s L_{\text{rx-ps}}} \\ i_{\text{sx}} = \frac{k_{\text{TF1}} u_{\text{L-ps}} D_x (1-D_x)}{2f_s L_{\text{rx-ps}}} \end{cases} \quad (2)$$

多模块 ISOP-DCT 电路拓扑结构中,由于高压侧 PSCAD 模块串联,各模块的输入电流相等;由于低压侧 PSCAD 模块并联结构,各模块的输出电压相等。

2 考虑模块能量均衡传输时多模块 ISOP-DCT 简化动态等效模型

结合附录 A 图 A2 所示动态等效平均值模型,同时利用基尔霍夫电压、电流定律,在低压直流侧存在:

$$\sum_{x=1}^N C_{\text{ox-ps}} \frac{du_o}{dt} = \sum_{x=1}^N i_{\text{sx}} - i_o = \frac{k_{\text{TF1}}}{2f_s} \sum_{x=1}^N \frac{u_{\text{L-ps}} D_x (1-D_x)}{L_{\text{rx-ps}}} - i_o \quad (3)$$

其中, $C_{\text{ox-ps}}$ 为 PSDAB 模块 x 高频变压器低压侧储能电容; i_o 为高频变压器低压侧负载电流。由于各模块制作工艺不同,高频变压器的精度须控制在漏感参数的 5% 以内,若各模块采用公共移相比 D^* 进行控制,由式(1)可知 PSDAB 模块能量传输并不均衡。为实现各功率模块能量均衡传输,文献[19-20]指出可在公共移相比 D^* 基础上引入功率调节移相比 δD_x ,且通过均衡各 PSDAB 模块高压侧电容电压获取 δD_x 。因此当引入功率调节移相比 δD_x 后,PSDAB 模块 x 控制的高、低压侧方波电压移相占空比 D_x 可表示为:

$$D_x = D^* - \delta D_x \quad (4)$$

将式(4)代入式(3),并忽略二阶项,整理可得:

$$\sum_{x=1}^N C_{\text{ox-ps}} \frac{du_o}{dt} = \frac{k_{\text{TF1}} D^* (1-D^*)}{2f_s} \sum_{x=1}^N \frac{u_{\text{L-ps}}}{L_{\text{rx-ps}}} - \frac{k_{\text{TF1}} (1-2D^*)}{2f_s} \sum_{x=1}^N \frac{u_{\text{L-ps}}}{L_{\text{rx-ps}}} \delta D_x - i_o \quad (5)$$

另外对于所有 PSDAB 模块,在施加能量均衡控制策略前后,由于负载传输功率保持恒定,将式(4)代入式(1),并将所有模块传输功率叠加后可得:

$$\sum_{x=1}^N \frac{u_{\text{L-ps}}}{L_{\text{rx-ps}}} \delta D_x = 0 \quad (6)$$

将式(6)代入式(5)可得:

$$\sum_{x=1}^N C_{\text{ox-ps}} \frac{du_o}{dt} = i_s - i_o \quad (7)$$

$$i_s = \frac{k_{\text{TF1}} D^* (1-D^*)}{2f_s} \sum_{x=1}^N \frac{u_{\text{L-ps}}}{L_{\text{rx-ps}}} \quad (8)$$

其中, i_s 为各 PSDAB 功率模块变换器低压侧输出电流之和。由式(7)可知,施加能量均衡控制策略后,此时利用各模块公共移相比 D^* 可控制低压侧输出电压 u_o 。因此在施加能量均衡控制策略后,系统简化等效平均值模型如图 2 所示。图中, $C_{\text{L-ps}}$ 为 PSDAB 模块 x 高频变压器高压侧储能电容; u_1 为高压侧直流母线电压; i_{Lx} 为高压侧 PSDAB 模块 x 输入电流。

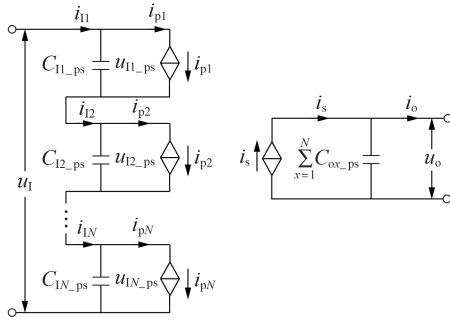


图2 多模块ISOP-DCT简化动态平均值模型

Fig.2 Simplified dynamic average model of multi-module ISOP-DCT

3 基于ESO的多模块ISOP-DCT的MPC策略

3.1 多模块ISOP-DCT的ESO设计

对于多模块ISOP-DCT,通过引入ESO可计算受死区效应影响时系统内部的不确定扰动变量;通过引入ESO也可计算DCT低压直流输出负载电流,减少预测模型中电流传感器使用。

当考虑死区效应影响时,各PSDAB模块内部电压、电流典型波形如附录A图A3所示^[12],文献[12]分析了在不同死区时间 T_0 下PSDAB功率传输特性,并绘制了功率传输曲线如附录A图A4所示^[12]。由图可知,高频电流出现断续,此时传输功率出现偏差。低压直流侧动态方程可表示为:

$$\sum_{x=1}^N C_{ox-ps} \frac{du_o}{dt} = i_s - i_{dis} - i_o \quad (9)$$

其中, i_{dis} 为偏差功率所对应的虚拟传输电流。将式(9)进一步简化整理可得:

$$\begin{cases} \dot{u}_o = bi_s + f \\ b = 1 / \sum_{x=1}^N C_{ox-ps}, f = -b(i_{dis} + i_o) \end{cases} \quad (10)$$

其中, f 为DCT系统不确定扰动变量,包括内部死区效应引起的不确定偏差电流及外部端口负载电流。通过构造ESO可计算得到系统扰动。对于如式(10)所示的一阶系统,所设计的ESO为:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 + bi_s + \beta_1(u_o - z_1) \\ \dot{z}_2 = \beta_2(u_o - z_1) \end{cases} \quad (11)$$

其中, z_1 、 z_2 分别为观测器所计算的输出电压、模型扰动变量; β_1 和 β_2 为观测器系数,对于一阶ESO,设 β_1 、 β_2 分别为 2ω 、 ω^2 , ω 为观测器的带宽。为了便于数字化控制,ESO可通过欧拉差分公式进行离散,如式(12)所示。

$$\begin{cases} z_1(k+1) = z_1(k) + T_z z_2(k) + T_z bi_s(k) + \\ T_z \beta_1(u_o(k) - z_1(k)) \\ z_2(k+1) = z_2(k) + T_z \beta_2(u_o(k) - z_1(k)) \end{cases} \quad (12)$$

其中, T_z 为控制周期; $z_1(k+1)$ 、 $z_1(k)$ 和 $z_2(k+1)$ 、 $z_2(k)$

分别为 t_{k+1} 、 t_k 时刻观测器计算的低压侧电压及系统扰动变量; $i_s(k)$ 为 t_k 时刻所计算的各PSDAB功率模块变换器低压侧输出电流之和; $u_o(k)$ 为 t_k 时刻低压侧输出电压。

不同的观测器带宽系数 ω 会影响ESO跟踪性能及稳定性。选取合适的 ω 对ESO至关重要。将 $\beta_1 = 2\omega$ 、 $\beta_2 = \omega^2$ 代入式(11)中,并在频域中整理可得:

$$\begin{cases} sz_1(s) = z_2(s) + bi_s(s) + 2\omega(u_o(s) - z_1(s)) \\ sz_2(s) = \omega^2(u_o(s) - z_1(s)) \end{cases} \quad (13)$$

根据式(10)在频域中存在:

$$su_o(s) = bi_s(s) + f(s) \quad (14)$$

将式(14)代入式(13)整理后可得:

$$\begin{cases} z_2(s) = \frac{f(s)\omega^2}{s^2 + 2\omega s + \omega^2} \\ H_{zf}(s) = \frac{z_2(s)}{f(s)} = \frac{\omega^2}{s^2 + 2\omega s + \omega^2} \end{cases} \quad (15)$$

其中, $H_{zf}(s)$ 为所观测的总体扰动 z_2 和实际扰动 f 之间的传递函数。附录A图A5为在不同观测带宽 ω 下传递函数伯德图。由图可知,观测带宽 ω 与观测器跟踪效果成正相关,和文献[21]中所得结论一致。但是随着观测器带宽的增加,其对噪声相对敏感。因此观测器带宽参数的选择需要综合ESO跟踪能力及噪声敏感性。

3.2 多模块ISOP-DCT的MPC策略

通过对式(10)进行离散化,建立了系统预测模型。对于所有PSDAB模块,忽略数字控制系统中采样延时,利用欧拉差分公式对式(10)进行离散可得:

$$u_o(k+1) = u_o(k) + T_z bi_s(k) + T_z f(k) \quad (16)$$

其中, $f(k)$ 为 t_k 时刻扰动变量。

对于多模块ISOP-DCT,由于内部集成多模块,为了减少控制系统运算负担,选择将采样频率设置为系统控制频率。对于数字控制系统而言,由于控制信号计算需要占据相应时间,一般在下一拍模拟量采集时更新控制信号,控制信号下发与模拟量采集之间存有单控制周期延时^[22]。为了解决该问题,结合ESO观测结果,采用两步预测法更新所建立的离散模型。进行第1步预测时离散模型可推导为:

$$u_o(k+1) = u_o(k) + T_z bi_{s_cnt}(k) + T_z z_2(k) \quad (17)$$

其中, $i_{s_cnt}(k)$ 为上一拍计算所得变换器最优输出电流。进行第2步预测时离散模型可推导为:

$$u_o(k+2) = u_o(k+1) + T_z bi_{s_cnt}(k+1) + T_z z_2(k+1) \quad (18)$$

考虑ESO基于多模块ISOP-DCT系统模型进行设计,当预测电压与实际电压存在偏差时,可反映至ESO扰动观测结果 z_2 中。因此对于MPC策略而言,ESO实现了预测模型“反馈校正”,提高了预测模型的精度。

通过构建性能评价函数,并对其进行寻优,可实现系统最优控制。在MPC过程中,对于多模块ISOP-DCT系统,需要在面对复杂运行工况时,低压侧直流母线电压尽快跟踪给定值,因此性能评价函数为:

$$J = \left[u_{o_ref} - u_o(k+2) \right]^2 = \left[u_{o_ref} - u_o(k+1) - T_z b i_{s_cnt}(k+1) - T_z z_2(k+1) \right]^2 \quad (19)$$

其中, u_{o_ref} 为低压侧输出电压的参考值。

通过最优化解性能评价函数式(19),此时可得系统在下一拍控制时所有PSDAB模块等效输出电流 $i_{s_cnt}(k+1)$ 为:

$$i_{s_cnt}(k+1) = \frac{u_{o_ref} - u_o(k+1) - T_z z_2(k+1)}{T_z b} \quad (20)$$

结合式(8),本拍最优公共控制移相比 $D_{-cnt}^*(k)$ 为:

$$D_{-cnt}^*(k) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{8 f_s i_{s_cnt}(k+1)}{k_{TF1} \sum_{x=1}^N u_{Lx_ps}(k) / L_{rx_ps}}} \quad (21)$$

附录A图A6为本文所提出的基于ESO的多模块ISOP-DCT的MPC策略框图。通过采集各模块高压侧电容电压 u_{Li_ps} 、输出电压 u_o 及MPC所计算上一拍最优电流 $i_{s_cnt}(k)$,并结合式(12)所建立的离散ESO可计算出预测模型中负载电流信息及虚拟偏差电流信息,减少了负载电流传感器使用。对于MPC策略,根据ESO的计算结算及所采集的各模块高压侧电容电压 u_{Li_ps} 、输出电压 u_o ,利用两步预测法结合式(17)~(21)计算出各PSDAB模块的公共移相比 D^* 。当求得当前拍数下各PSDAB模块的最优公共控制移相比 $D_{-cnt}^*(k)$ 后,利用文献[19-20]提出的能量均衡控制方法得到本拍下各模块功率调节移相比 $\delta D_{-cnt}(k)$,进而计算各PSDAB模块的实际移相比。

4 仿真实验

为了验证所提控制策略的有效性,按照图1在MATLAB/Simulink中搭建的3单元ISOP-DCT仿真模型。模型参数如下:额定功率为300 kW;各模块高、低压侧电容为3 mF;各PSDAB模块内部高频变压器变比 $k_{TF1}=1$;考虑误差精度为 $\pm 5\%$,各PSDAB模块折算至高压侧的变压器漏感参数分别为105、100、95 μH ;各模块内部变换器开关频率均为5 kHz;ESO中 $\omega=400 \text{ rad/s}$ 。

4.1 多模块ISOP-DCT负载突变运行

为了验证所提控制策略在负载突变状况下的快速响应特性,设低压直流侧电压为750 V,高压直流侧电压为2.25 kV,并对负载设置2种工况:①0.01 s时负载由0突变至1 p.u.;②0.04 s时负载由1 p.u.突变至0.2 p.u.。图3为采用传统电压闭环控制策略^[18]

及ESO-MPC策略的仿真结果,图中 i_{s_cal} 为在ESO-MPC策略下控制器计算的PSDAB模块输出电流。由图3(a)可知,与传统电压闭环控制策略相比,采用ESO-MPC策略时多模块ISOP-DCT低压侧输出电压的暂态响应时间小于10 ms。另外系统稳态运行时ESO所计算出的负载电流与传感器所采集的电流传感器信息相吻合,即负载电流在工况①、②下的变化趋势为0→400 A→80 A。另外,由图3(b)可知,当高、低压侧H桥变换器所输出的占空比为50%方波电压发生极性反转时,高频电流将通过各开关器件反并联二极管进行续流,即实现零电压开关运行。

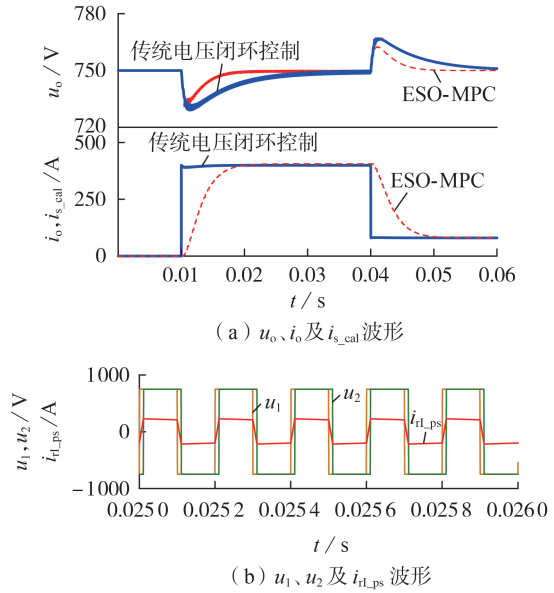


图3 传统电压闭环控制策略及ESO-MPC策略下的负载突变仿真结果

Fig.3 Simulative results in condition of load step with traditional voltage close-loop control strategy and ESO-MPC strategy

4.2 多模块ISOP-DCT电压变化运行

为了验证ESO-MPC策略在高压侧电压变化下的快速响应特性,设低压直流侧电压为750 V,在启动时投入150 kW的直流负荷,并设置如下运行工况:①0.02 s时高压直流侧电压由2.25 kV阶跃至2.4 kV;②0.04 s时高压直流侧电压由2.4 kV跌落至2.1 kV。图4为采用传统电压闭环控制策略及ESO-MPC策略的仿真结果。

由图4可知,在传统电压闭环控制策略下,高压侧电压发生阶跃突变:当采用传统电压闭环控制策略时,低压直流侧电压出现跌落或抬升现象,当系统运行至新平衡状态时,低压直流侧电压将会保持在750 V;当采用ESO-MPC策略时,系统响应速度加快,在小于5 ms的时间范围内直流电压和输出电流可恢复至稳态运行,且电压和电流波动相对较小。另外,由图4可知,ESO所计算的负载电流 i_{s_cal} 在电

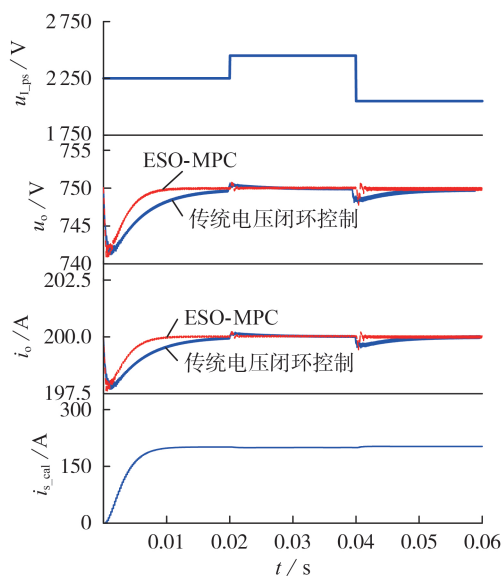


图4 传统电压闭环控制策略及ESO-MPC策略下的仿真结果

Fig.4 Simulative results with traditional voltage closed-loop control and ESO-MPC strategies

压变化前后均为200 A。

4.3 不同死区时间下多模块ISOP-DCT运行

为了验证所提控制策略在不同死区时间下的控制特性,设低压直流侧电压为750 V,高压直流侧电压为2.25 kV,直流负载为60 kW。

附录B图B1为ESO-MPC策略下不同死区时间稳态仿真结果。由附录B图B1可知,当死区时间从1 μ s增加至8 μ s时,各PSDAB模块内部高频电流断续现象加重,传输功率偏差逐渐加大。为了平衡直流负载侧功率,需要在原有平均模型中引入不确定虚拟功率偏差调节电流,以实现偏差功率补偿。

附录B图B2(a)为在不同死区时间下ESO所计算的负载电流和虚拟功率偏差调节电流之和 i_{ESO} 。由图B2(a)可知,随着死区时间的增加,系统稳态运行时ESO的观测电流将会从80 A增加至200 A。根据式(9),当考虑死区效应影响时, i_{ESO} 将会与各PSDAB模块在公共移相比 D^* 控制下输出的电流相平衡。图B2(b)为在不同死区时间下所计算得到的各PSDAB公共移相比 D^* ,当负载功率恒定时,死区时间由1 μ s增加至8 μ s,所计算的公共移相比 D^* 将从0.03增加至0.135。

5 实验验证

通过搭建ISOP-DCT实验样机,验证ESO-MPC策略的有效性,样机实物图如附录C图C1所示。各PSDAB单元的驱动信号通过控制系统与样机之间的光纤进行连接。该样机主电路参数如附录C表C1所示。

5.1 多模块ISOP-DCT负载突变运行

附录C图C2及图5分别为负载突变运行工况下采用传统电压闭环控制策略和ESO-MPC策略的多模块ISOP-MPC测试波形。高压侧输入电压 $u_i=150$ V,低压直流侧电压 $u_o=50$ V,且低压直流侧负载从空载阶跃至850 W。与传统电压闭环控制策略相比,采用ESO-MPC策略时低压直流母线电压暂态恢复时间约为20 ms,且电压跌落小于4 V。当稳定运行时负载电流约为17 A,且模块内部高频电流 $i_{i,ps}$ 峰值约为10 A。同时ESO所计算的负载电流 $i_o=17.3$ A,误差小于5%。

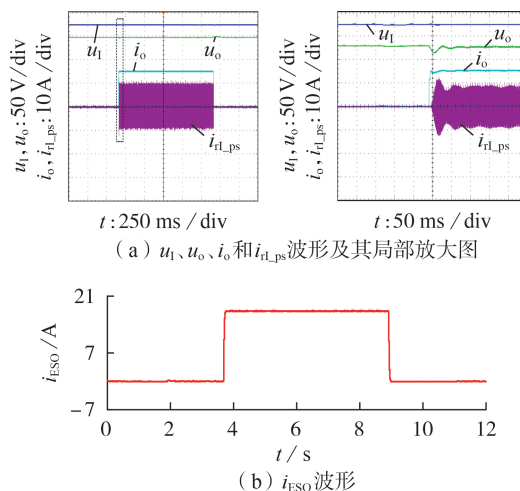


图5 ESO-MPC策略下负载突变测试结果

Fig.5 Experimental results of load power step with ESO-MPC strategy

5.2 多模块ISOP-DCT电压变化运行

附录C图C3及图6分别为在高压侧电压变化时采用传统电压闭环控制策略及ESO-MPC策略的测试结果。低压侧电压控制在50 V,且低压直流侧负载功率为850 W,且高压侧电压在6 s内出现10%~15%的波动。从图C3中可看出,当高压侧电压存在波动时, u_o 的波动范围为0~2 V。从图6中可以看出,与传统电压闭环控制策略相比,采用ESO-MPC策略时低压直流侧电压基本保持恒定。

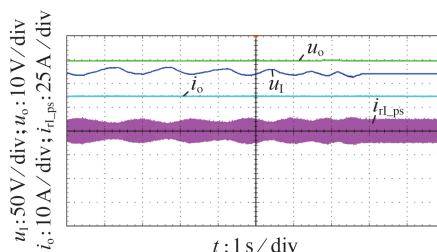


图6 ESO-MPC策略下测试结果

Fig.6 Experimental results with ESO-MPC strategy

5.3 不同死区时间下多模块ISOP-DCT运行

附录C图C4—C8为在不同死区时间下采用

ESO-MPC控制策略时PSDAB模块1测试结果。高压侧直流电压为150 V,低压直流侧电压控制为50 V,且低压直流侧负载功率为850 W,各PSDAB模块死区时间从1 μs 增加至8 μs 。测试结果表明,随死区时间的增加,低压直流侧电压和输出电流始终分别控制在50 V、17 A,各PSDAB模块内部高频电流峰值为10 A,公共移相比 D^* 从0.08增加至0.132,见图7。

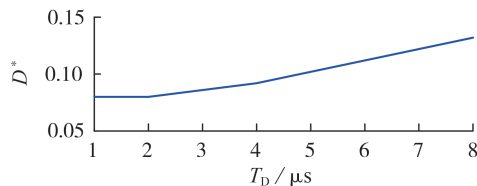


图7 不同死区时间下公共移相比 D^* 测试结果

Fig.7 Experimental results of phase-shift duty ratio with different dead time

6 结论

针对以PSDAB为基本功率单元的多模块ISOP-DCT,本文提出一种基于ESO计算的MPC策略。通过离散所建立的系统简化动态平均值模型,可对低压侧电压进行实时预测。通过ESO可计算出预测模型中负载电流及死区效应所引起的虚拟功率偏差电流,在提高预测模型精度的同时,减少了系统电流传感器使用。仿真及实验结果表明当面对负载突变及电压变化等复杂运行工况时,采用ESO-MPC策略可有效提高压侧电压动态响应特性,从而保证系统可靠的供电质量及运行稳定性。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 熊雄,季宇,李蕊,等. 直流配电系统关键技术及应用示范综述[J]. 中国电机工程学报,2018,38(23):6802-6813,7115.
XIONG Xiong,JI Yu,LI Rui,et al. An overview of key technology and demonstration application of DC distribution and consumption system[J]. Proceedings of the CSEE,2018,38(23): 6802-6813,7115.
- [2] 郭焱林,刘俊勇,魏震波,等. 配电网供电能力研究综述[J]. 电力自动化设备,2018,38(1):33-43.
GUO Yanlin,LIU Junyong,WEI Zhenbo,et al. Load supply capability of distribution network[J]. Electric Power Automation Equipment,2018,38(1):33-43.
- [3] 陈东,梅念,孙谦浩,等. 应用于HVDC系统的高频模块化直流变压器匹配移相控制策略[J]. 电力自动化设备,2019,39(6): 61-67.
CHEN Dong,MEI Nian,SUN Qianhao,et al. Matching phase-shift control strategy of high-frequency modular DC transformer for HVDC system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019,39(6):61-67.
- [4] 刘闯,何达成,徐鑫哲. 面向直流配电网尾端功率变换的组合式直流变压器研究[J]. 电力自动化设备,2018,38(7):43-50.
LIU Chuang,HE Dacheng,XU Xinzhe. Assembled DC transformer applied to DC distribution tail power conversion[J]. Electric Power Automation Equipment,2018,38(7):43-50.
- [5] 王世恩,郑泽东,李永东. 串联谐振双有源桥DC-DC变换器的频域分析[J]. 大功率变流技术,2017(4):26-30.
WANG Shien,ZHENG Zedong,LI Yongdong. Frequency domain analysis of dual active bridge DC-DC converter with series resonant[J]. High Power Converter Technology,2017(4):26-30.
- [6] INOUE S,AKAGI H. A bidirectional isolated DC-DC converter as a core circuit of the next-generation medium-voltage power conversion system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007,22(2):535-542.
- [7] PAWAR D N,SINGH N M. MPC based controller for dual active bidirectional DC-DC converter driving inverter using dynamic phasor approach[C]//International Conference on Power,Control,Signals and Instrumentation Engineering(ICPCSI). Chennai,India;IEEE,2017:661-666.
- [8] CHEN L L,SHAO S,XIAO Q,et al. Model predictive control for dual-active-bridge converters supplying pulsed power loads in naval DC micro-grids[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2020,35(2):1957-1966.
- [9] XIE Y H,GHAEMI R,SUN J,et al. Model predictive control for a full bridge DC/DC converter[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology,2012,20(1):164-172.
- [10] AN F,SONG W S,YANG K X,et al. Improved dynamic performance of dual active bridge DC-DC converters using MPC scheme[J]. IET Power Electronics,2018,11(11):1756-1765.
- [11] AN F,SONG W S,YU B,et al. Model predictive control with power self-balancing of the output parallel DAB DC-DC converters in power electronic traction transformer[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018,6(4):1806-1818.
- [12] ZHAO B,SONG Q,LIU W H,et al. Dead-time effect of the high-frequency isolated bidirectional full-bridge DC-DC converter:comprehensive theoretical analysis and experimental verification[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2014,29 (4):1667-1680.
- [13] 张佳劲,王学梅,张波,等. 基于动态矩阵控制的双有源桥变换器的动态特性研究[J]. 电工电能新技术,2019,38(8):27-35.
ZHANG Jiajing,WANG Xuemei,ZHANG Bo,et al. Dynamic characteristics of dual active bridge converter based on dynamic matrix control[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy,2019,38(8):27-35.
- [14] HAN J Q. From PID to active disturbance rejection control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2009,56(3): 900-906.
- [15] SUN D. Comments on active disturbance rejection control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2007,54(6):3428-3429.
- [16] 张芳,张光耀,李传栋. MMC-HVDC的二阶线性自抗扰控制策略[J]. 电力自动化设备,2017,37(11):92-98.
ZHANG Fang,ZHANG Guangyao,LI Chuandong. Second-order linear active disturbance rejection control strategy of MMC-HVDC[J]. Electric Power Automation Equipment,2017,37(11): 92-98.
- [17] 毕悦,刘天琪,赵磊,等. 风火打捆外送系统次同步振荡的改进自抗扰直流附加阻尼控制[J]. 电力自动化设备,2018,38 (11):174-180.
BI Yue,LIU Tianqi,ZHAO Lei,et al. DC additional damping control of subsynchronous oscillation based on improved active disturbance rejection control for wind-thermal-bundled power system[J]. Electric Power Automation Equipment,2018, 38(11):174-180.
- [18] HUANGFU Y G,LI Q,XU L C,et al. Extended state observer based flatness control for fuel cell output series interleaved Boost converter[J]. IEEE Transactions on Industry App-

- lications, 2019, 55(6): 6427-6437.
- [19] ZHAO B, SONG Q, LI J G, et al. Full-process operation, control, and experiments of modular high-frequency-link DC transformer based on dual active bridge for flexible MVDC distribution: a practical tutorial [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(9): 6751-6766.
- [20] 孙贺, 张建成, 付超, 等. 直流固态变压器控制技术研究[J]. 电网技术, 2018, 42(1): 56-65.
- SUN He, ZHANG Jiancheng, FU Chao, et al. Research on control technology of DC solid state transformers [J]. Power System Technology, 2018, 42(1): 56-65.
- [21] XU Q, SUN M W, CHEN Z Q, et al. Analysis and design of the extended state observer using internal mode control [C]// Proceedings of the 32nd Chinese Control Conference. Xi'an, China: IEEE, 2013: 1934-1968.
- [22] VAZQUEZ S, RODRIGUEZ J, RIVERA M, et al. Model predictive control for power converters and drives: advances and trends [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017,

64(2): 935-947.

作者简介:



张 航

张 航(1991—),男,河北邢台人,助理研究员,博士,主要研究方向为大功率电力电子换流器、电力电子变压器及直流变压器(E-mail: zhanghang215@mail.iee.ac.cn);

李耀华(1966—),男,河南正阳人,研究员,博士研究生导师,博士,主要研究方向为柔性直流输电技术、电力电子变压器、高速磁悬浮技术和直线电机牵引等(E-mail: yhli@mail.iee.ac.cn);

李子欣(1981—),男,河北保定人,研究员,博士研究生导师,博士,主要研究方向为柔性直流输电技术、电力电子变压器及高压大功率换流器(E-mail: lzx@mail.iee.ac.cn)。

(编辑 王欣竹)

Model predictive control strategy of DC transformer based on extended state observer

ZHANG Hang^{1,2}, LI Yaohua^{1,2}, LI Zixin^{1,2}, ZHAO Cong¹, GAO Fanqiang^{1,2}, XU Fei^{1,2}, WANG Ping¹

(1. Key Laboratory of Power Electronics and Electric Drive, Institute of Electrical Engineering, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

2. School of Electronic, Electrical and Communication Engineering, University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: For the multi-module ISOP-DCT (Input Series Output Parallel type DC Transformer) with PSDAB (Phase-Shift Dual Active Bridge) as the power unit, to improve the dynamic response characteristics of system under complex operating conditions such as input voltage changes and sudden load changes, the ESO-MPC (Extended State Observer based Model Predictive Control) strategy is proposed. The simplified discrete two-step prediction model of system considering the energy balance transmission of each power module is analyzed and established. Meanwhile, the power deviation current caused by the external port load current and the internal dead zone effect in the prediction model is calculated by ESO (Extended State Observer). The proposed ESO-MPC strategy can not only effectively improve the dynamic response and anti-interference ability of the ISOP-DCT, but also reduce the use of port current sensor. Simulative results based on a 2.25 kV / 750 V ISOP-DCT model in MATLAB / Simulink and the experimental results on a laboratory prototype verify the correctness and effectiveness of the proposed control strategy.

Key words: DC transformer; extended state observer; model predictive control; dynamic response characteristic; current sensorless

附录 A

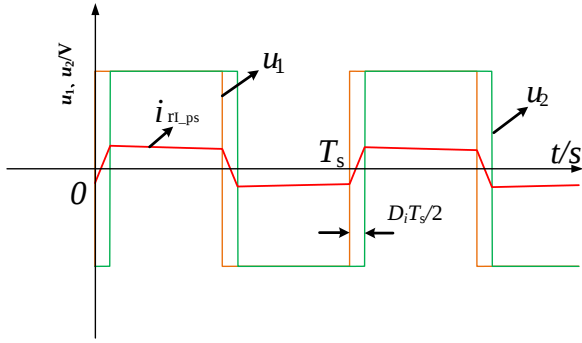


图 A1 PSDAB 典型电压、电流波形图

Fig.A1 Typical voltage and current waveforms of PSDAB

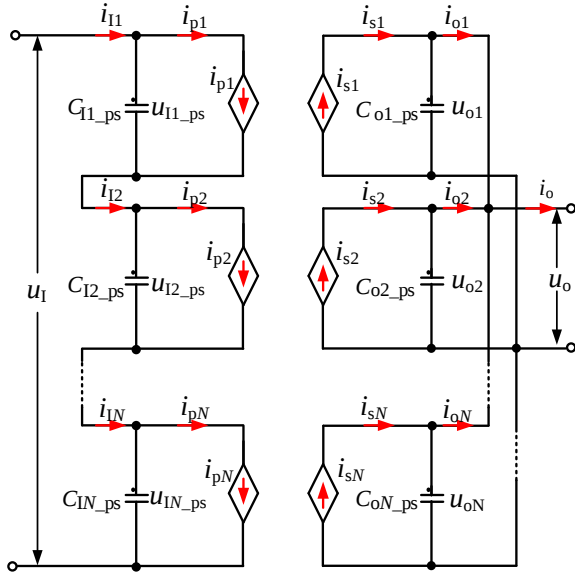


图 A2 多模块 ISOP-DCT 开关周期动态平均模型

Fig.A2 Dynamic average model of multi-module ISOP-DCT within one switching cycle

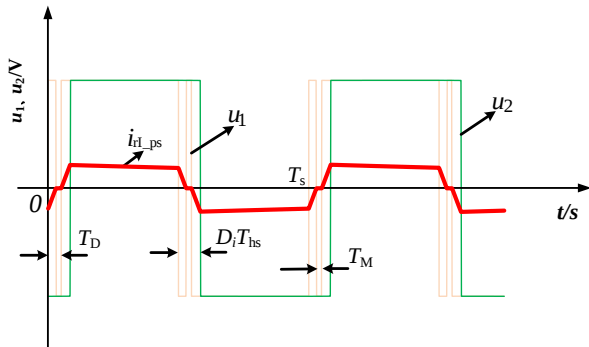


图 A3 PSDAB 典型电压、电流波形图

Fig.A3 Typical voltage and current waveforms of PSDAB

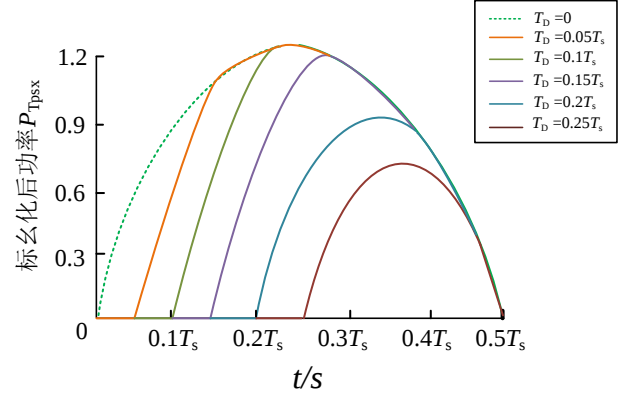


图 A4 PSDAB 典型电压、电流波形图

Fig.A4 Typical voltage and current waveforms of PSDAB

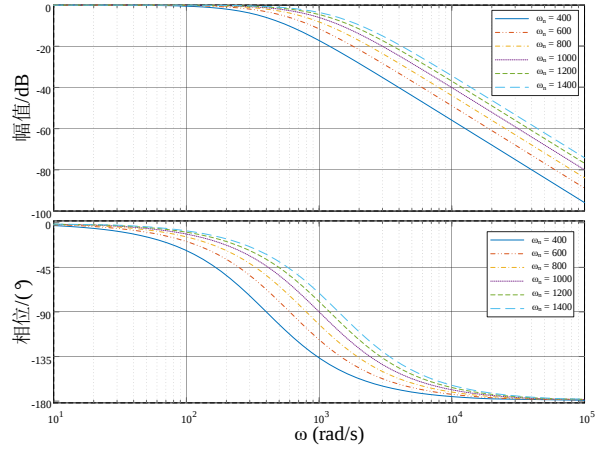


图 A5 $H_{zt}(s)$ 伯德图

Fig.A5 Bode diagram of $H_{zt}(s)$

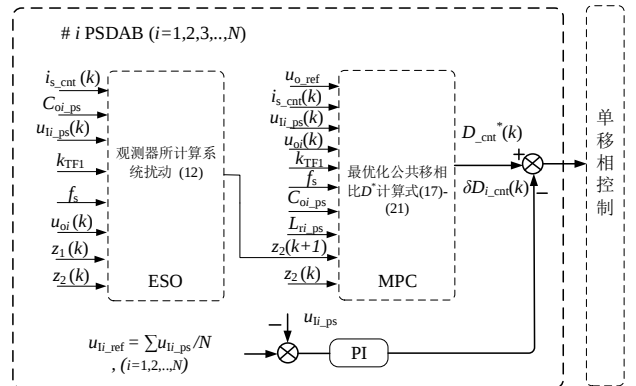


图 A6 基于 ESO 的多模块 ISOP-DCT 的 MPC 策略框图

Fig.A6 Block diagram of multi-module ISOP-DCT MPC strategy based on ESO

注: T_{hs} 为 PSDAB 内部高、低压侧 H 桥变换器半开关周期。

附录 B

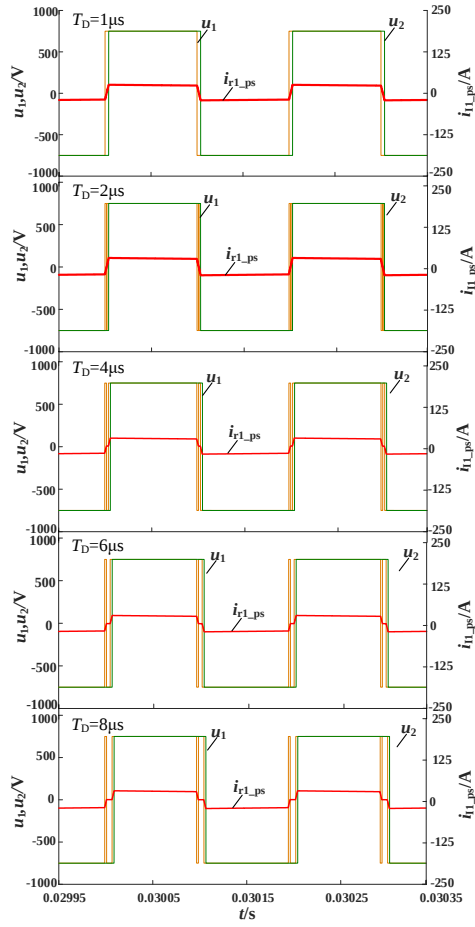
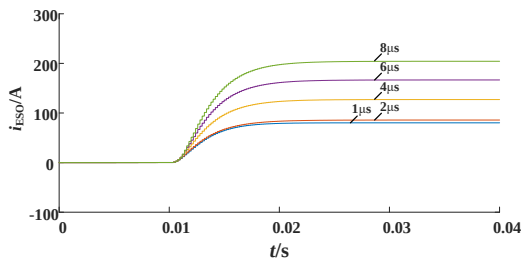
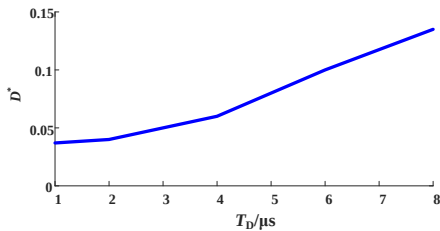


图 B1 不同死区时间 T_D 下 PSDAB 模块仿真结果
Fig.B1 Simulative results of PSDAB module with different T_D values



(a) i_{ESO} 波形



(b) D^* 波形

图 B2 不同死区时间下 i_{ESO} 及 D^* 波形
Fig.B2 Waveforms of i_{dis} and D^* under different dead times

附录 C

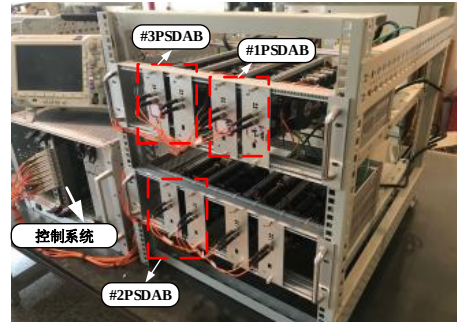


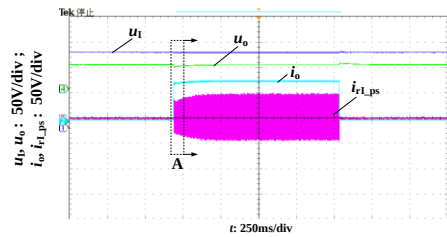
图 C1 多模块 ISOP-DCT 样机

Fig.C1 Multi-module ISOP-DCT prototype

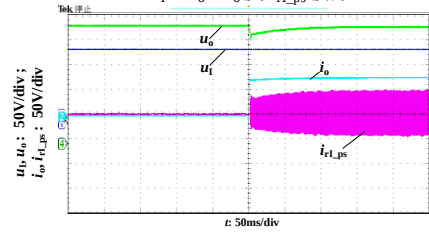
表 C1 多模块 ISOP-DCT 样机主电路参数

Table C1 Main circuit parameters of multi-module ISOP-DCT prototype

参数	参数值
高压侧直流电压 u_1/V	150
低压侧直流电压 u_0/V	50
PSDAB 模块 1 高压侧电容 C_{11_ps}/mF	6.46
PSDAB 模块 2 高压侧电容 C_{12_ps}/mF	6.52
PSDAB 模块 3 高压侧电容 C_{13_ps}/mF	6.43
PSDAB 模块 1 高压侧电容 C_{o1_ps}/mF	6.56
PSDAB 模块 2 高压侧电容 C_{o2_ps}/mF	6.42
PSDAB 模块 3 高压侧电容 C_{o3_ps}/mF	6.53
PSDAB 模块高频变压器变比 k_{TF1}	1
PSDAB 模块 1 高频变压器漏感/ μH	58.8
PSDAB 模块 2 高频变压器漏感/ μH	57.7
PSDAB 模块 3 高频变压器漏感/ μH	61.5
开关频率/kHz	5
观测器系数 $\omega/(\text{rad s}^{-1})$	100



(a) u_1 、 u_0 、 i_o 及 i_{r1_ps} 波形



(b) u_1 、 u_0 、 i_o 及 i_{r1_ps} 波形放大图

图 C2 传统电压闭环控制策略下负载突变测试结果

Fig.C2 Experimental results of load power step with traditional voltage closed-loop control strategy

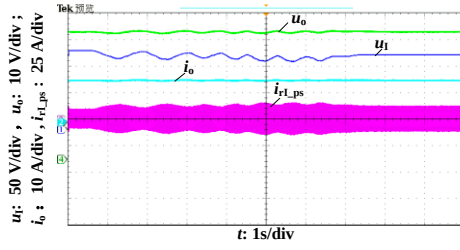
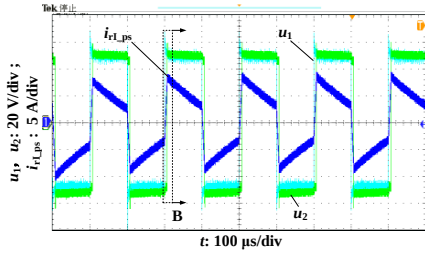
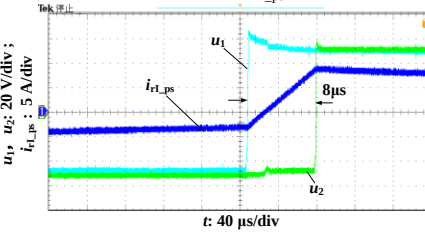


图 C3 传统电压闭环控制策略下电压变化测试结果

Fig.C3 Experimental results of voltage change with traditional voltage closed-loop control strategy



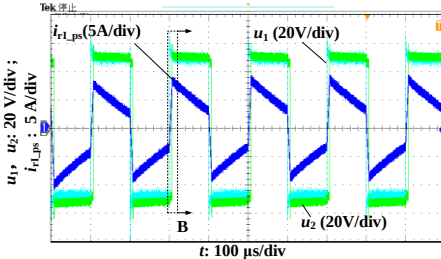
(a) u_1 、 u_2 及 i_{rl_ps} 波形



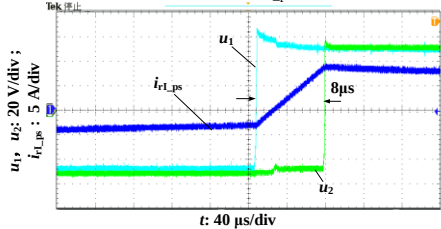
(b) u_1 、 u_2 及 i_{rl_ps} 波形放大图

图 C4 ESO-MPC 策略下死区时间 1 μs 的测试结果

Fig.C4 Experimental results with ESO-MPC strategy when dead time is 1 μs



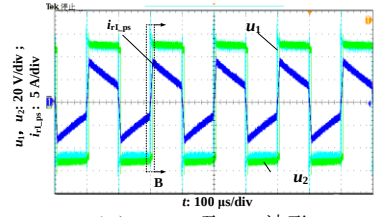
(a) u_1 、 u_2 及 i_{rl_ps} 波形



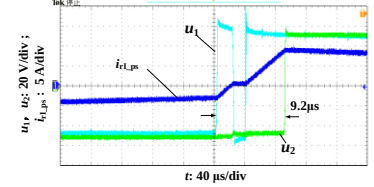
(b) u_1 、 u_2 及 i_{rl_ps} 波形放大图

图 C5 ESO-MPC 策略下死区时间 2 μs 测试结果

Fig.C5 Experimental results with ESO-MPC strategy when dead time is 2 μs



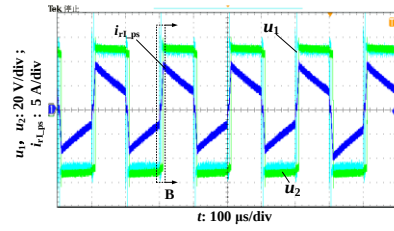
(a) u_1 、 u_2 及 i_{rl_ps} 波形



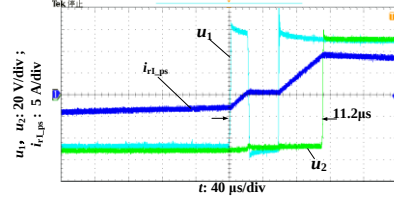
(b) u_1 、 u_2 及 i_{rl_ps} 波形放大图

图 C6 ESO-MPC 策略下死区时间 4 μs 测试结果

Fig.C6 Experimental results with ESO-MPC strategy when dead time is 4 μs



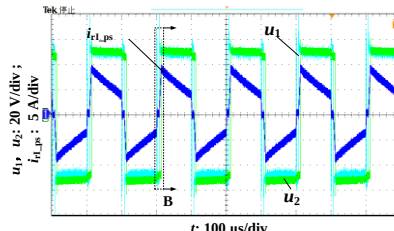
(a) u_1 、 u_2 及 i_{rl_ps} 波形



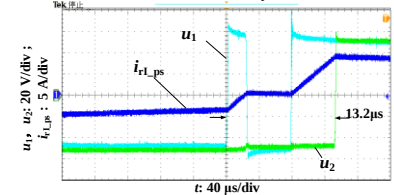
(b) u_1 、 u_2 及 i_{rl_ps} 波形放大图

图 C7 ESO-MPC 策略下死区时间 6 μs 测试结果

Fig.C7 Experimental results with ESO-MPC strategy when dead time is 6 μs



(a) u_1 、 u_2 及 i_{rl_ps} 波形



(b) u_1 、 u_2 及 i_{rl_ps} 波形放大图

图 C8 ESO-MPC 策略下死区时间 8 μs 测试结果

Fig.C8 Experimental results with ESO-MPC strategy when dead time is 8 μs