

DOI:10.13382/j.jemi.B2407735

混合三电平双有源桥变换器超螺旋滑模 自抗扰控制策略^{*}

刘春喜 田迎澳 王 涛

(辽宁工程技术大学电气与控制工程学院 葫芦岛 125105)

摘要:针对混合三电平双有源桥变换器电流应力大以及动态响应差的问题,对扩展移相调制进行改进,提出一种基于超螺旋滑模自抗扰控制器的最小电流应力控制策略。首先,通过重新定义内、外移相比改进扩展移相调制,以实现移相比与传输功率正相关,并降低移相比间的耦合度;其次,分析改进扩展移相调制在不同工作模式下的传输功率和电流应力的数学模型,并采用KKT条件法求解考虑软开关条件的最小电流应力移相比组合;然后,为简化计算,建立变换器的降阶模型,将超螺旋滑模控制算法与自抗扰技术相结合,以改善变换器的动态性能;最后,通过搭建实验样机进行验证,结果表明,超螺旋滑模自抗扰控制与传统自抗扰控制相比,负载电阻突减时所需的调节时间缩短了72.4%,电压波动减小了51.7%;输入电压突变时所需调节时间缩短了73.7%,电压波动减小了60%。同时有效减小了电流应力并实现了软开关,与单移相调制相比,低功率下效率提高了15%,高功率下效率提高了9%。

关键词:超螺旋滑模控制;自抗扰控制;混合三电平双有源桥变换器;改进扩展移相调制;电流应力

中图分类号: TM46;TN386 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.40

Super twisting sliding mode active disturbance rejection control strategy for hybrid three-level dual active bridge converter

Liu Chunxi Tian Ying'ao Wang Tao

(Faculty of Electrical and Control Engineering, Liaoning Technical University, Huludao 125105, China)

Abstract: To address the issues of high current stress and poor dynamic response in hybrid three-level dual active bridge (DAB) converters, this study proposes an improved extended phase-shift (EPS) modulation scheme and a minimum current stress control strategy based on a super-twisting sliding mode active disturbance rejection controller (STSMC-ADRC). First, the EPS modulation is enhanced by redefining the internal and external phase-shift ratios, ensuring a positive correlation between the phase-shift ratios and transmitted power while reducing coupling between the ratios. Second, mathematical models of transmitted power and current stress under different operating modes are analyzed for the improved EPS modulation. The karush-kuhn-tucker (KKT) conditions are applied to solve for the optimal phase-shift ratio combination that minimizes current stress while satisfying soft-switching constraints. Third, to simplify calculations, a reduced-order model of the converter is established, and the super-twisting sliding mode control algorithm is integrated with active disturbance rejection technology to enhance dynamic performance. Finally, experimental validation is conducted using a prototype. Results demonstrate that compared to traditional ADRC, the proposed STSMC-ADRC reduces the regulation time by 72.4% and voltage fluctuation by 51.7% during sudden load resistance reduction. For input voltage step changes, the regulation time is shortened by 73.7% and voltage fluctuation decreased by 60%. Additionally, the strategy effectively reduces current stress and achieves soft switching. Compared to single phase-shift modulation, efficiency improves by 15% at low power and 9% at high power.

Keywords: super twisting sliding mode control; active disturbance rejection control; hybrid three-level dual active bridge converter; improved extend phase shift control; current stress

0 引言

随着可再生能源渗透率的提高^[1],微电网的稳定运行和电能质量面临着新的挑战^[2]。为应对电网中可再生能源发电增多带来的负面影响,储能系统已成为可再生能源整合的关键技术。为实现储能系统的优化运行,具有能量双向传输能力的功率变换器不可或缺^[3],而双有源桥(dual active bridge, DAB)变换器具有开关频率高、功率传输损耗低、功率密度高、隔离性能好以及零电压开关(ZVS)等特点^[4],在储能领域得到广泛应用。

然而在高电压和大功率场合,DAB 变换器由于开关管承受电压低,不适用于高电压、大功率储能系统。文献[5]将多个 DAB 模块的输入侧串联,提高开关管电压的承受能力,但控制较复杂,增加系统成本。文献[6]综述多电平 DAB 变换器在高压大功率场合中的应用。文献[7]在 DAB 变换器中引入三电平桥臂,使开关管的电压应力减小,减少 DAB 模块和变压器的数量。

混合三电平 DAB 变换器作为储能系统与直流微电网之间的纽带,需要具有良好的稳态特性和动态响应。在稳态性能方面,基本的调制方法是单移相(single-phase-shift, SPS)调制,但由于只有一个自由度,在实现电流应力降低的同时,很难对功率传输进行控制。文献[8]在 SPS 控制的基础上,采用双重移相调制,通过引入额外的移相比来增强控制的自由度,但两侧全桥内移相比相同限制了控制灵活性。文献[9]通过三重移相调制,分析了 12 种工况的电流应力,但存在模式众多,可移植性差的问题。文献[10]提出扩展移相控制,根据传输功率对应不同的工作点,能够减小电流应力与回流功率。文献[11]将变换器工作模式分为两种情况,提出了一种回流功率优化策略,但在低功率模式下,电流应力仍然较大。文献[12]通过重新定义移相比,提出了新的扩展移相调制下的 DAB 变换器的传输功率模型,使传输功率与移相比的关系更加简洁。

为提高变换器的动态性能,文献[13]提出了直接功率控制策略,但在负载突变的情况下无法有效改善变换器的动态性能,且易受系统内部参数的影响。文献[14]引入虚拟功率控制,但鲁棒性和动态性能较差。文献[15-16]把滑模控制用于 DAB 变换器,使系统对参数变化和外部干扰具有良好的鲁棒性,但系统仍然可能存在抖振的问题。文献[17]提出了对 DAB 变换器输出电压和电流同时调节的双积分滑模控制,在一定程度上缓解了抖振问题,但所采用的基于谐波模型的控制方法增加了计算复杂度。文献[18]采用超螺旋滑模控制(super twisting sliding mode control, STSMC)用于 DAB 变换器,最大限度地削弱了抖振效应,提高了系统对参数变化的鲁

棒性。文献[19]将自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC)引入变换器,提高系统的抗干扰能力,但其快速性能较差。

鉴于此,以混合三电平中点箝位型 DAB(neutral point clamped hybrid three-level DAB, NPCH3L-DAB)变换器为研究对象,为改进传统的线性自抗扰控制,引入二阶滑模中的超螺旋算法,同时将超螺旋滑模自抗扰(STSMC-ADRC)方法与电流应力优化相结合,通过扩张观测器将系统的内外扰动和模型参数不确定性处理为总扰动,来保证控制信号输出的连续性,实现对系统动态性能的优化和最小电流应力。最后,通过实验对比验证所提控制方案有效性与可行性。

1 NPCH3L-DAB 变换器改进扩展移相调制分析

NPCH3L-DAB 变换器拓扑结构如图 1 所示,其中 U_{in} 和 U_o 分别为输入电压和输出电压,两侧 H 桥由中间的变压器连接,变压器的变比为 $n:1$; 定义电压传输比 $k = U_{in}/nU_o$; $S_1 \sim S_8$ 为三电平逆变侧的开关管, $Q_1 \sim Q_4$ 为两电平整流侧的开关管; $D_1 \sim D_4$ 表示开关管两端的寄生二极管。 L 表示辅助电感与变压器折算到逆变侧的漏感之和; C_1 和 C_2 为输入侧缓冲电容, C_3 为输出侧支撑电容。 U_{ab} 和 U_{cd} 分别为两侧 H 桥的电压; i_L 为流经电感 L 的电流。

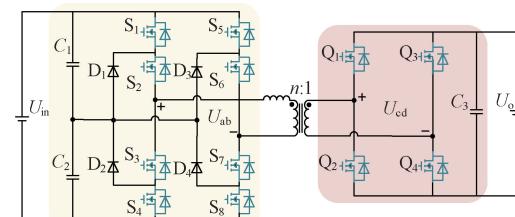


图 1 NPCH3L-DAB 变换器拓扑结构

Fig. 1 Topology of NPCH3L-DAB converter

传统扩展移相调制的传输功率的标幺值如式(1)所示, d_1, d_2 分别为内、外移相比^[8]。当 $0 \leq d_2 < d_1 \leq 1$ 时, 传输功率范围为 $-0.5 < p < 0.5$, 不可避免存在功率反向传输问题, 即使 d_1, d_2 同时大于 0 也无法使传输功率一直为正。另外内、外移相比与传输功率不满足单调关系, 增加了设计的难度。

为简化设计, 对传统扩展移相调制进行改进, T_s 为开关周期, 定义新的内移相比 $D_1 = 1 - d_1$, 表示电压 U_{ab} 的占空比, 新的外移相比 $D_\phi = d_2 - d_1/2$, 表示电压 U_{ab} 与 U_{cd} 之间的占空比, D_ϕ 的大小与传输功率正相关, 并且当 D_ϕ 为正时, 能保证传输功率的正向传输。

$$p = \begin{cases} 2(-d_1^2 + 2d_1d_2 - d_1 - 2d_2^2 + 2d_2), & 0 \leq d_1 \leq d_2 \leq 1 \\ 4(d_2 - \frac{1}{2}d_1)(1 - d_1), & 0 \leq d_2 \leq d_1 \leq 1 \end{cases} \quad (1)$$

根据 U_{ab} 与 U_{cd} 波形边沿及电平位置关系重新定义工作模式。模式 A 移相比范围 $(1 - D_1)/2 \leq D_\phi \leq (1 + D_1)/2$, 模式 B 的移相比范围为 $0 \leq D_\phi \leq (1 - D_1)/2$, 模式 C 的移相比范围为 $(1 + D_1)/2 \leq D_\phi \leq 1$ 。当 $D_\phi > 0.5$ 时, 会有较大的环流, 因此, 在应用中采用前两种工作模式, 且模式 A 中 D_ϕ 的上限为 0.5, 故对模式 A、B 进行分析。NPCH3L-DAB 变换器在改进扩展移相调制下的工作波形如图 2 所示。

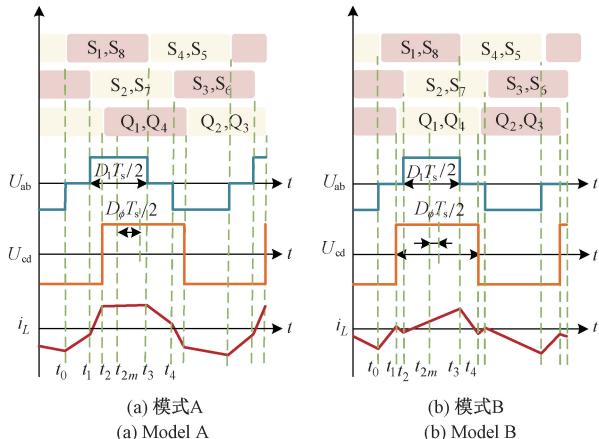


图 2 改进扩展移相调制下变换器工作波形

Fig. 2 Improved extended phase-shift control down converter operating waveform

变换器模式 A 与 B 工作原理相似, 所以只对模式 A 进行分析。两个全桥的电感电流和交流电压波形对称, 前半个周期内各开关管动作时刻电流为:

$$i_L(t) = \begin{cases} -\frac{nU_o}{4f_s L}[(k-1)D_1 + 2D_\phi], & t = t_0 \\ -\frac{nU_o}{4f_s L}[(k+1)D_1 + 2(D_\phi - 1)], & t = t_1 \\ -\frac{nU_o}{4f_s L}(k-1-2D_\phi), & t = t_2 \\ -\frac{nU_o}{4f_s L}[(1-k)D_1 + 2D_\phi], & t = t_3 \end{cases} \quad (2)$$

变换器在模式 A 的 1 个周期 T_s 内平均传输功率可以表示为:

$$P_A = \int_0^{T_s} U_{ab} i_L(t) dt / T_s =$$

$$\frac{nU_{in}U_o}{8f_s L}(-4D_\phi^2 - D_1^2 + 4D_\phi + 2D_1 + 1) \quad (3)$$

令 $P_N = nU_{in}U_o/(8f_s L)$, P_N 为单移相调制时的最大传输功率, 由 $p = P/P_N$ 标么化得:

$$p_A = -4D_\phi^2 - D_1^2 + 4D_\phi + 2D_1 + 1 \quad (4)$$

由图 2(a)可知, 变换器在工作模式 A 时, 开关管 S_1 、 S_8 实现 ZVS 导通需要电感电流 $i_L < 0$ 。同理, 可得出模式 A 下开关管实现 ZVS 的条件如表 1 所示。

表 1 模式 A 下实现 ZVS 的条件

Table 1 Conditions for achieving ZVS in mode A

| 开关管 | ZVS 条件 | D_1 与 D_ϕ 关系 |
|------------|-------------------|-----------------------------------|
| S_1, S_8 | $i_L(t_0) \leq 0$ | $D_1 \geq 2k(1 - D_\phi)/(1 + k)$ |
| S_2, S_7 | $i_L(t_1) \leq 0$ | $D_\phi \leq (1 - k)/2$ |
| Q_1, Q_4 | $i_L(t_2) \geq 0$ | $D_1 \geq -2kD_\phi/(1 - k)$ |

将式(2)代入表 1 得到改进扩展移相调制下, 模式 A 开关管实现 ZVS 的条件为:

$$\begin{cases} D_1 \geq \frac{2}{1+k}(1 - D_\phi) \\ D_\phi \geq \frac{k-1}{2k} \end{cases} \quad (5)$$

同理可得模式 B 开关管实现 ZVS 的条件为:

$$\frac{2D_\phi}{k-1} \leq D_1 \leq \frac{1}{k} \quad (6)$$

根据式(4)~(6)可知, 在传输功率一定时, 有无数的 D_1 、 D_ϕ 组合, 使变换器所有开关管实现 ZVS。当 $k = 1.5$ 时, 改进扩展移相调制下的 ZVS 范围如图 3 所示, 传输功率 p 均为正向传输。

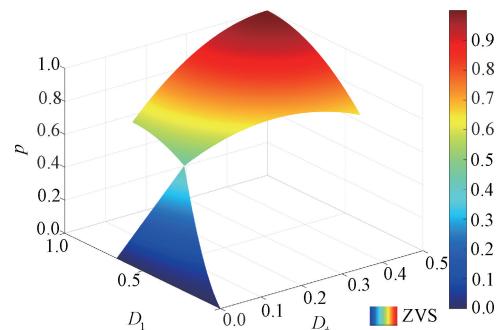


图 3 改进扩展移相调制下 ZVS 区域范围

Fig. 3 Range of ZVS region under the improved extended phase shift modulation

传统扩展移相调制下 ZVS 区域范围如图 4 所示。在 ZVS 范围内, 传输功率 p 出现功率为负。

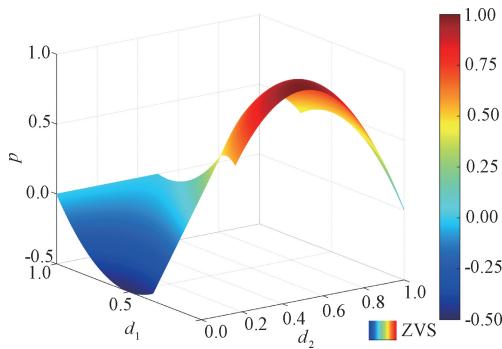


图 4 传统扩展移相调制下 ZVS 区域范围

Fig. 4 Range of ZVS region under the traditional extended phase shift modulation

2 基于超螺旋滑模自抗扰控制的电流应力优化控制策略

2.1 基于 KKT 条件的电流应力优化

由于 ZVS 实现的条件是不等式,对于给定的传输功率,存在多种 D_1, D_ϕ 的组合。因此,分析同时满足 ZVS 和最小电流应力的移相比。模式 A 和 B 中电流应力的归一化值计算如式(7)所示。

$$\begin{cases} I_{Ap} = 2(2D_\phi - D_1 + kD_1), (1 - D_1)/2 < D_\phi < 0.5 \\ I_{Bp} = 2(2D_\phi - D_1 + kD_1), 0 < D_\phi < (1 - D_1)/2 \end{cases} \quad (7)$$

电感电流应力的最小值通过拉格朗日乘子法与卡鲁什库恩塔克条件求取最优解,标准形式如下:

$$\begin{cases} F(x) \\ h_i(x) = 0 \\ g_j(x) \leq 0 \end{cases} \quad (8)$$

式中: $F(x)$ 以电流应力作优化目标; x 为变量 D_1, D_ϕ ; $h_i(x)$ ($i = 1, 2, \dots$) 为功率传输条件; $g_j(x)$ ($j = 1, 2, \dots$) 为不同模式移相比划分条件建立拉格朗日函数多项式为:

$$\begin{cases} L = 2(2D_\phi - D_1 + kD_1) + \mu_1(-D_1) + \mu_2(D_1 - 1) + \\ \mu_3(1 - D_1 - 2D_\phi) + \mu_4(2D_\phi - D_1 - 1) + \\ \lambda[1 - (1 - 2D_\phi)^2 - (1 - D_1)^2 - p] \\ \lambda \neq 0, \mu_1, \mu_2, \mu_3, \mu_4 \geq 0, \frac{\partial L}{\partial D_1} = 0, \frac{\partial L}{\partial D_\phi} = 0 - D_1, \\ 1 - D_1 - 2D_\phi, D_1 - 1, 2D_\phi - D_1 - 1 \leq 0 \\ 2(-D_1^2 + 2D_1D_2 - D_1 - 2D_2^2 + 2D_2) - p = 0 \\ \mu_1(-D_1) = 0, \mu_2(D_1 - 1) = 0, \\ \mu_3(1 - D_1 - 2D_\phi) = 0, \mu_4(2D_\phi - D_1 - 1) = 0 \end{cases} \quad (9)$$

求解式(9)得到的模式 A 最小电流应力最优解为:

$$\begin{cases} D_1 = 1 - \frac{(k - 1)\sqrt{(1 - p)(k^2 - 2k + 2)}}{k^2 - 2k + 2} \\ D_\phi = \frac{1 - \sqrt{(1 - p)(k^2 - 2k + 2)}}{2(k^2 - 2k + 2)} \end{cases} \quad (10)$$

为了满足模式 A 中 $(1 - D_1)/2 < D_\phi < 0.5$ 的限制条件,可求得此时移相比 D_ϕ 与传输功率标幺值 p 的范围为:

$$\begin{cases} \frac{k - 1}{2k} \leq D_\phi \leq 1 \\ \frac{2(k - 1)}{k^2} \leq p \leq 1 \end{cases} \quad (11)$$

当 NPCH3L-DAB 变换器工作于模式 B 时,讨论过程同模式 A,可得到最优移相比组合以及移相比 D_ϕ 和传输功率标幺值 p 的范围分别为:

$$\begin{cases} D_1 = \sqrt{\frac{p}{2k - 2}} \\ D_\phi = \frac{k - 1}{2}\sqrt{\frac{p}{2k - 2}} \\ 0 \leq D_\phi < \frac{k - 1}{2k} \\ 0 \leq p \leq \frac{2k - 2}{k^2} \end{cases} \quad (12)$$

综上,这两种模式优化后的移相比组合 (D_1, D_ϕ) 的范围覆盖了 $0 \leq p \leq 1$ 整个功率传输区间。根据传输功率的表达式和 D_ϕ 与 D_1 的关系,可以得到如图 5 所示的最小电流应力控制策略,其中功率传输面上的红线,即代表最小电流应力的移相比轨迹。

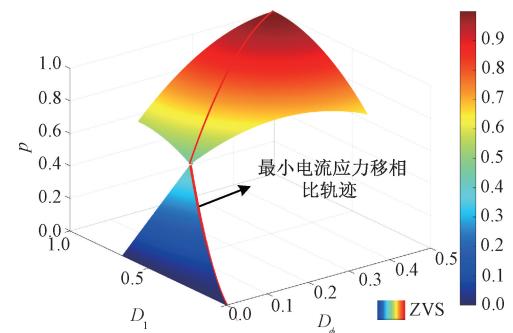


图 5 最小电流应力控制策略

Fig. 5 Minimum current stress control strategy

2.2 NPCH3L-DAB 变换器降阶模型

NPCH3L-DAB 变换器由于存在漏感电流且为高频交流量,增加了建模的挑战性。超螺旋滑模自抗扰控制策略不需要依赖精确的数学模型,而降阶模型^[20]与其他模型相比,如改进的降阶模型^[21]、广义平均模型^[22]、离散时间模型^[23]等,已被证明在复杂性和准确性的方面达到

了良好的折中效果。因此,采用降阶模型为基础设计超螺旋滑模自抗扰控制器。

在扩展移相调制的模式 A 下,由式(3)可知稳态时的输出功率为:

$$P_A = \frac{nU_{in}U_o}{8f_s L} (-4D_\phi^2 - D_1^2 + 4D_\phi + 2D_1 + 1) \quad (13)$$

由式(13)可以看出,NPCH3L-DAB 变换器的传输功率 P 取决于变压器变 n 、等效电感 L 和开关频率 f_s 。因此,传输功率的大小和方向可由移相比 D_1, D_ϕ 进行控制。输出侧支撑电容 C_{out} 实际功率和能量之间的关系为:

$$P_c = \frac{dE_c(t)}{dt} = \frac{d\left(\frac{1}{2}CU_o^2(t)\right)}{dt} \quad (14)$$

式中: $E_c(t)$ 表示输出电容中储存的能量; P_c 表示在输出电容中储存的实际功率,还可以用传输功率 P 和输出功率 P_0 表示:

$$P_c = P_1 - P_0 = P_1 - U_0 i_0 \quad (15)$$

将式(13)、(15)代入式(14)中, $\dot{U}_o = dU_o/dt$ 可得到输出电压状态方程为:

$$\dot{U}_o = \frac{nU_{in}}{8Lf_s C_{out}} (-4D_\phi^2 - D_1^2 + 4D_\phi + 2D_1 + 1) - \frac{U_o}{RC_{out}} \quad (16)$$

式(16)可以表示为一阶系统方程的标准形式如式(17)所示。

$$\dot{U}_o = a(x) + b(x)u \quad (17)$$

式中: $a(x) = -U_o/RC_{out}$; $b(x) = nU_{in}/8Lf_s C_{out}$; $u = -4D_\phi^2 - D_1^2 + 4D_\phi + 2D_1 + 1$ 。

2.3 NPCH3L-DAB 变换器控制器设计

1) 线性自抗扰控制器设计

LADRC 控制策略具有良好的扰动抑制特性,可以有效提高变换器的动态响应和抗干扰能力。主要由 3 部分表示^[24],线性扩张观测器(LESO)为核心部分,主要功能是对系统状态变量进行估计,以及跟踪微分器(TD)和线性状态误差反馈跟踪律(LSEF)。LADRC 策略的基本结构框架如图 6 所示。

跟踪微分器:

$$\begin{cases} e_0 = U_1 - U_{ref} \\ \frac{de_0}{dt} = -re_0 \end{cases} \quad (18)$$

式中: U_{ref} 为电压参考值; U_1 为过渡后的电压参考信号; r 为速度因子; e_0 为误差信号。

线性扩张状态观测器:

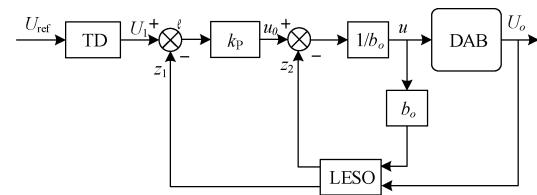


图 6 LADRC 策略的基本结构框架

Fig. 6 Basic structural framework of LADRC strategy

$$\begin{cases} e_1 = z_1 - U_o \\ \frac{dz_1}{dt} = z_2 + b_o u - \beta_1 e_1 \\ \frac{dz_2}{dt} = -\beta_2 e_1 \end{cases} \quad (19)$$

式中: u 表示系统的输入变量; U_o 为变换器的输出电压; e_1 为电压的误差信号; z_1 为扰动观测器对输出电压的跟踪信号; z_2 为观测器对扰动状态变量的观测值; β_1, β_2 为增益参数; b_o 为补偿因子。

参考文献[19]给出线性自抗扰增益参数的整定方法,不同的 β_1, β_2 会影响 LESO 的稳定性,可得 $\beta_1 = 2\omega_0$; $\beta_2 = \omega_0^2$,其中 ω_0 为 LSEO 的带宽。

线性状态误差反馈跟踪律:

$$\begin{cases} e_2 = U_1 - z_1 \\ u_0 = k_p e_2 \\ u = \frac{u_0 - z_2}{b_o} \end{cases} \quad (20)$$

式中: e_2 为误差信号; u 为 LSEF 的输出量; u_0 为系统等效控制量; k_p 为调节器增益系数。

2) 超螺旋滑模自抗扰控制器设计

上述线性自抗扰控制器在提高变换器动态性能和抗干扰能力时,是基于线性化的系统模型设计,考虑到 DAB 变换器的非线性特性,线性反馈控制律并不适用。结合 STSMC 算法的快速性和鲁棒性特点,将 STSMC 引入 LADRC 结构并设计非线性状态误差反馈律进行优化,可以进一步提高变换器抑制扰动的能力。

传统滑模控制器通常采用符号函数来维持滑模面上的状态变量,但其不连续性导致控制变量中存在高频纹波,从而导致抖振。为了克服这一缺点,采用了连续或光滑的函数,如连续函数代替不连续的符号函数。

$$\text{sat}(s) = \frac{s}{|s| + \lambda} \quad (21)$$

式中: λ 为反震颤因子,且 $\lambda > 0$ 。

设滑模面 $s = U_o - U_{ref}$,则超螺旋滑模控制器可表示为:

$$\begin{cases} u_0 = -\alpha |s|^{1/2} \text{sat}(s) + u_s \\ \dot{u}_s = -\eta \text{sat}(s) \end{cases} \quad (22)$$

式中: α, η 是控制器的增益系数; u_0 为系统等效控制量。

由于一阶 LADRC 中没有对输入信号进行微分的提取, 而一阶 TD 仅作为惯性环节用于安排过渡过程, 为了简化控制器设计和便于参数设计, 此处去掉了一阶 TD 环节。

根据式(17)可知, 总扰动 f 包含了系统内部参数变化等内部扰动 N_1 和负载、输入电压突变等外部扰动 N_2 。将总扰动 f 进行扩张处理, 从而得到原有状态和所有扰动信息, 令 $h = f(N_1, N_2)$, 可构造扩张系统为:

$$\begin{cases} \dot{U}_o = b_0 u + f \\ \dot{f} = h \end{cases} \quad (23)$$

式中: $u = -4D_\phi^2 - D_1^2 + 4D_\phi + 2D_1 + 1$; b_0 为可调参数, $b_0 = nU_{in}/8Lf_s C_{out}$; $f = -U_o/RC_{out}$, b_0 与 f 的集中扰动部分由扩张状态观测器的 z_2 进行补偿。

由式(19)与(21)构建改进后的扩张状态观测器:

$$\begin{cases} e_1 = z_1 - U_o \\ \frac{dz_1}{dt} = z_2 + b_0 u - \beta_1 e_1 \\ \frac{dz_2}{dt} = -\beta_2 \text{sat}(e_1) \end{cases} \quad (24)$$

对式(24)进行稳定性分析, 假设 h 为定值且 $h \neq 0$, 令 $e_1 = z_1 - U_o$, $e_2 = z_2 - f$ 。根据式(23)和(25)可得:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \dot{z}_1 - \dot{U}_o = e_2 - \beta_1 e_1 \\ \dot{e}_2 = \dot{z}_2 - \dot{f} = -\beta_2 \text{sat}(e_1) - h \end{cases} \quad (25)$$

再令 $e_1 = e_{21}$, $e_2 = e_{22}$, 代入式(25)可得:

$$\begin{cases} \dot{e}_{21} = e_{22} \\ \dot{e}_{22} = -\beta_1 e_{21} - \beta_2 \text{sat}(e_{21}) - h \end{cases} \quad (26)$$

采用 Lyapunov 稳定性判据进行稳定性证明, 定义 Lyapunov 函数为:

$$V = \int_0^{e_{21}} 2\beta_2 \text{sat}(x) dx + e_{22}^2 \quad (27)$$

由积分中值定理可得式(27)一定存在点 c 使得 $V = 2\beta_2 \text{sat}(c)e_{21}$, 又因 sat 函数在 $(0, +\infty)$ 上 ≥ 0 , 故可得 $V = 2\beta_2 \text{sat}(c)e_{21} + e_{22}^2 \geq 0$

对其进行求导可得:

$$\dot{V} = -2(\beta_1 e_{22} + h)e_{22} \quad (28)$$

由式(28)分析可得当 $h < 0$ 时, 若 $e_{22} < h/\beta_1$ 或者 $e_{22} > -h/\beta_1$ 时, 有 $\dot{V} < 0$, 此时变换器是渐进稳定的。

根据式(20)与(22), 由此得到改进的超螺旋滑模算法的 NLESF 控制律。

$$\begin{cases} e_2 = z_1 - U_{ref} \\ u_o = -\alpha |e_2|^{1/2} \text{sat}(e_2) + u_s \\ \dot{u}_s = -\eta \text{sat}(e_2) \\ u = \frac{(u_o - z_2)}{b_o} \end{cases} \quad (29)$$

式中: α 和 η 是决定控制器性能的正系数, α 影响动态响应, η 有效消除稳态误差。通过以下步骤对控制器增益进行整定:首先逐步提高 η , 直至消除稳态误差;此后进行连续的阶跃变化,逐步提高 α , 直至消除超调和下冲。对于不同的阶跃变化,控制器性能会略有偏差。因此,在整定过程中考虑最可能的动态过渡情况可以得到更好的控制器性能。

除了控制器性能外,还需检查系统的稳定性,同样对该系统进行稳定性分析,为了满足稳定性条件,系统的稳定性可以证明如下。

将函数定义为:

$$V = 2\eta(e_2) + \frac{1}{2}u_s^2 + \frac{1}{2}(\alpha |e_2|^{1/2} \text{sat}(e_2) - u_s)^2 \quad (30)$$

式中: $u_s = -\eta \int \text{sat}(e_2) dt$, 式(30)中的 Lyapunov 函数的二次形式为:

$$V = \xi^T P \xi = [|e_2|^{1/2} \text{sat}(e_2) u_s] \times \begin{bmatrix} 2\eta + 0.5\alpha^2 & -0.5\alpha \\ -0.5\alpha & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} |e_2|^{1/2} \text{sat}(e_2) \\ u_s \end{bmatrix} \quad (31)$$

可以得到导函数为:

$$\dot{V} = \dot{\xi}^T P \xi + \xi^T P \dot{\xi} = -\frac{1}{|e_2|^{1/2}} \xi^T Q \xi \quad (32)$$

其中, Q 定义为:

$$Q = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2\alpha\eta + \alpha^3 & -\alpha^2 \\ -\alpha^2 & \alpha \end{bmatrix} \quad (33)$$

根据 Lyapunov 稳定性理论, 满足 $\dot{V} < 0$ 时系统是全局稳定的^[25]。为了满足稳定条件($\dot{V} < 0$), 项 $\xi^T Q \xi$ 应为正。式(33)表明, 当 $\alpha > 0$ 和 $\eta > 0$ 时 $\xi^T Q \xi > 0$, 即可证明系统稳定。本文基于 NPCH3L-DAB 变换器超螺旋滑模自抗扰控制器如图 7 所示。

由式(17)可知控制输入 u 与移相比 D_1, D_ϕ 的关系为:

$$u = -4D_\phi^2 - D_1^2 + 4D_\phi + 2D_1 + 1 \quad (34)$$

根据式(34)可得, 当输入控制 u 处于 $(k-1)/k^2 \leq u \leq 0.5$ 范围时, 此时变换器工作于模式 A, 依照此关系同时对 D_1, D_ϕ 进行控制, 如式(35)所示, 进一步提升系统动态性能。

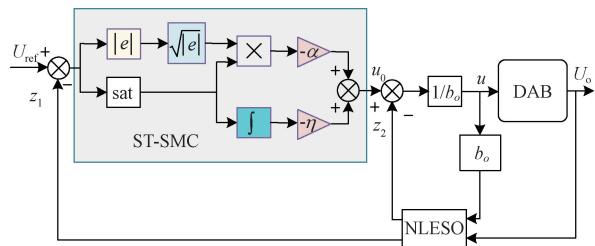


图 7 STSMC-ADRC 控制器

Fig. 7 STSMC-ADRC controller

$$\begin{cases} D_\phi = \frac{1 - \sqrt{(1 - 2u)(k^2 - 2k + 2)}}{2(k^2 - 2k + 2)} \\ D_1 = 2(k-1)D_\phi - k + 2, \frac{k-1}{2k} \leq D_\phi \leq 1 \end{cases} \quad (35)$$

同理可得输入控制 u 处于 $0 \leq u < (k-1)/k^2$ 范围时, 变换器工作于模式 B。

$$\begin{cases} D_\phi = \frac{k-1}{2} \sqrt{\frac{2u}{2k-2}} \\ D_1 = \frac{2D_\phi}{k-1}, 0 \leq D_\phi < \frac{k-1}{2k} \end{cases} \quad (36)$$

NPCH3L-DAB 变换器在改进扩展移相调制下电流应力优化与超螺旋滑模自抗扰控制相结合的整体控制框如图 8 所示。首先对输入电压 U_{in} 、输出电压 U_o 采样, 从而计算电压转换比 k ; 利用 STSMC-ADRC 控制器产生控制信号 u 并由此得到外移相比 D_ϕ 用于跟踪输出电压期望值 U_{ref} ; 然后根据 D_ϕ 的大小, 判断变换器的工作模式, 并得到内移相比 D_1 ; 最后根据改进 EPS 调制方法, 产生驱动信号作用于变换器, 实现对电流应力与动态性能的同时优化。此过程无需负载侧电流传感器, 简化了控制环节。

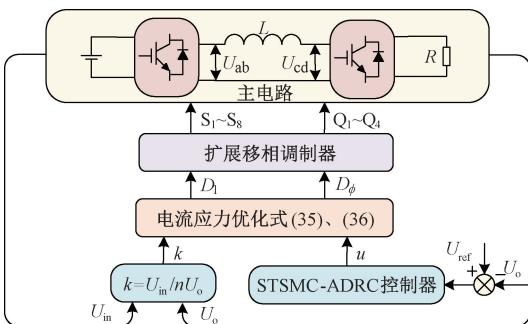


图 8 NPCH3L-DAB 变换器整体控制

Fig. 8 Overall control diagram of NPCH3L-DAB converter

3 实验结果与分析

为了验证本文所提出的结合电流应力优化的超螺旋

滑模自抗扰控制方法的有效性, 搭建了混合三电平双有源桥变换器小功率实验样机, 如图 9 所示, 具体实验电路参数如表 2 所示, 当采用不同控制策略时, 各控制参数如表 3 所示。并与扩展移相调制下 ADRC 控制在各种扰动状态下的动态性能对比, 与传统 SPS 控制方案和文献[10]控制方案下稳态特性进行对比。

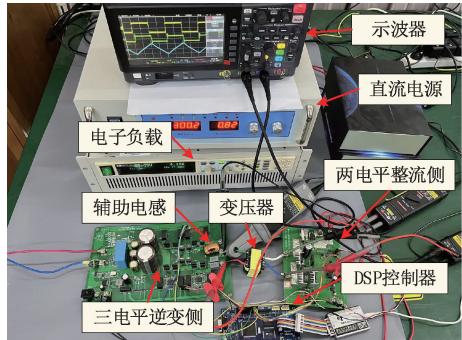


图 9 实验样机平台

Fig. 9 Experimental prototype platform

表 2 NPCH3L-DAB 变换器实验参数
Table 2 Experimental parameters of NPCH3L-DAB converter

| 参数 | 数值 |
|--------------------------------|-------|
| 开关频率 f_s/kHz | 50 |
| 辅助电感 $L/\mu\text{H}$ | 80 |
| 输入电压 U_{in}/V | 300 |
| 输出电压 U_o/V | 50 |
| 变压器变比 n | 4 |
| 输入侧分压电容 $C_1, C_2/\mu\text{F}$ | 470 |
| 输入侧滤波电容 $C_3/\mu\text{F}$ | 3 300 |

表 3 控制系统参数

Table 3 Control system parameter

| 控制策略 | 物理量 | 数值 |
|------------|------------|-------|
| ADRC | b_0 | 2 000 |
| | ω_0 | 1 600 |
| | k_p | 30 |
| | b_0 | 2 000 |
| | ω_0 | 1 600 |
| | α | 1 350 |
| STSMC-ADRC | η | 200 |

3.1 动态实验结果及分析

当输入电压 $U_{in} = 300 \text{ V}$ 、输出电压 $U_o = 50 \text{ V}$ 时, 负载电阻由满载变为半载, 即由 5Ω 突变 2.5Ω 时, ADRC 控制方案和 STSMC-ADRC 控制方案下输入电压、输出电压和电感电流的实验波形如图 10 所示。ADRC 控制下输出电压稳定时间为 29 ms, 有 5.8 V 的输出电压波动, 而 STSMC-ADRC 控制下稳定时间仅为 8 ms, 输出电压波动

为 2.8 V。超螺旋滑模自抗扰控制相比较于传统线性自抗扰控制,在负载电阻突减时调节时间缩短了 72.4%,电压波动减小了 51.7%。

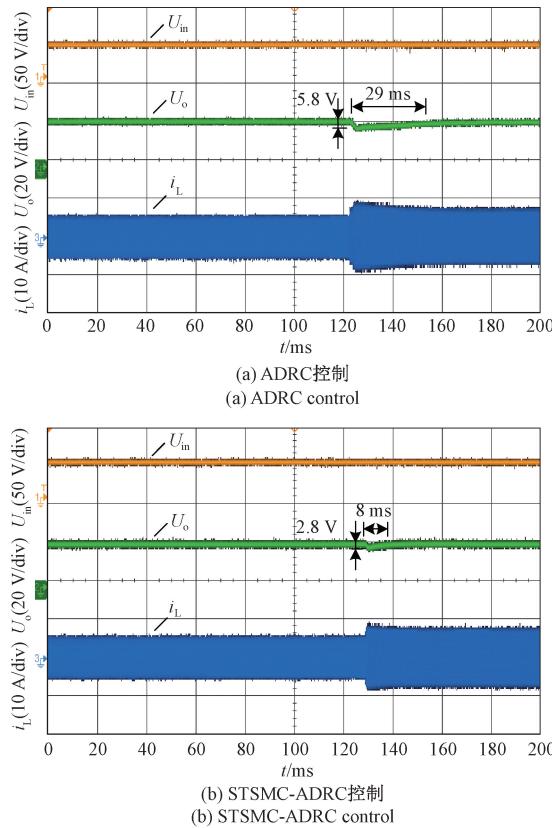


图 10 负载电阻突减时实验波形

Fig. 10 Experimental waveforms when load resistance suddenly decreases

当输出电压 $U_o = 50$ V、负载 $R = 2.5 \Omega$ 、输入电压 U_{in} 由 300 V 突变为 250 V 时,ADRC 控制方案和 STSMC-ADRC 控制方案下输入电压、输出电压和电感电流的实验波形如图 11 所示。当输入电压发生突变时,ADRC 控制的输出电压稳定时间为 38 ms,有着 4.5 V 的输出电压波动,而 STSMC-ADRC 控制下稳定时间仅为 10 ms,电压波动为 1.8 V。在输入电压突变时调节时间缩短了 73.7%,电压波动减小了 60%。

根据以上对比结果表明,在上述两种扰动场景下,与 LADRC 控制方案相比,STSMC-ADRC 控制方案表现出更小的输出电压波动和更优的动态响应性能,使得系统更加稳定。

3.2 电流应力与效率实验

当输入电压 $U_{in} = 300$ V、输出电压 $U_o = 30$ V、负载 $R = 3 \Omega$,并且 NPCH3L-DAB 变换器处于稳态时,传输功率标幺值 p 约为 0.27,工作在低功率段,实验波形如图 12 所示。在低功率模式下,SPS 移相调制、文献[10]控

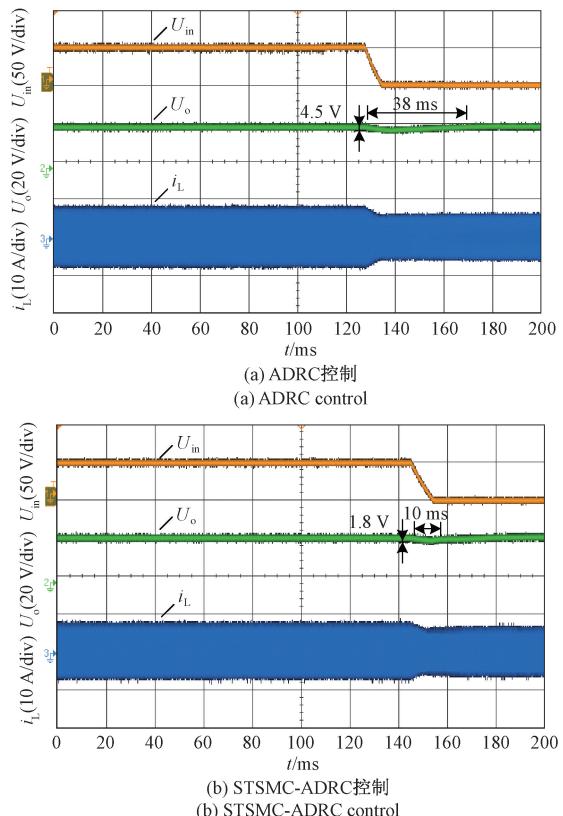


图 11 输入电压突减时实验波形

Fig. 11 Experimental waveforms when input voltage suddenly decreases

制方案和 STSMC-ADRC 控制方案,变换器电流应力分别为 11.5、6.8 和 5.9 A。SPS 移相调制下的电流应力最大,文献[10]优化效果优于 SPS 移相调制,而 STSMC-ADRC 控制方案电流应力最小,且开关管均能实现 ZVS。

当输入电压 $U_{in} = 300$ V、输出电压 $U_o = 30$ V、负载电阻 $R = 1.2 \Omega$ 时,NPCH3L-DAB 变换器的传输功率标幺值 p 约为 0.67,工作在高功率段,实验波形如图 13 所示。在高功率模式下,SPS 移相调制、文献[10]控制方案和 STSMC-ADRC 控制方案下,变换器电流应力分别为 13.6、10.8 和 10.1 A。SPS 移相调制下的电流应力最大,文献[10]优化效果优于 SPS 移相调制,而 STSMC-ADRC 的控制方案电流应力最小,且开关管均能实现 ZVS 特性,减小了开关损耗,验证了电流应力优化策略的正确性。

当 NPCH3L-DAB 变换器输入电压 300 V,输出电压 30 V,即电压传输比固定时,图 14 给出了 NPCH3L-DAB 变换器在不同控制下效率随负载变化的曲线。在相同的工况下,传统 SPS 调制方案电流应力最大,效率最低;文献[10]控制方案与传统 SPS 调制相比,其电流应力有所降低,效率也略高,STSMC-ADRC 控制方案在全功率范围内有着最小的电流应力,效率也最高。

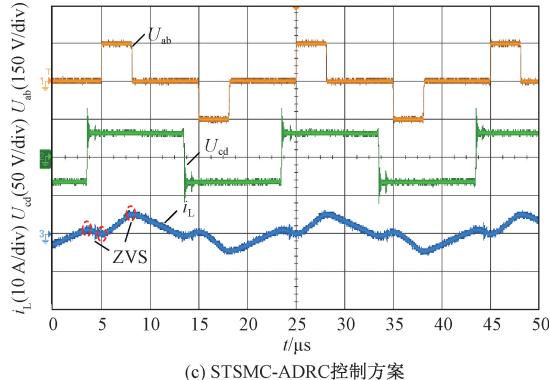
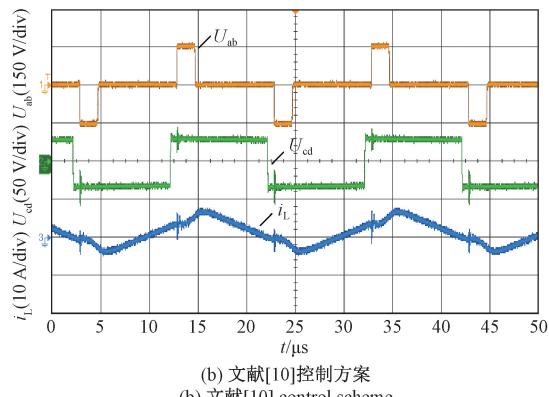
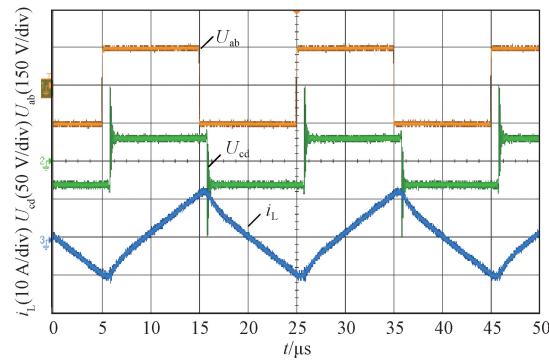


图 12 低功率段工作实验波形

Fig. 12 Experimental waveforms under low power operation

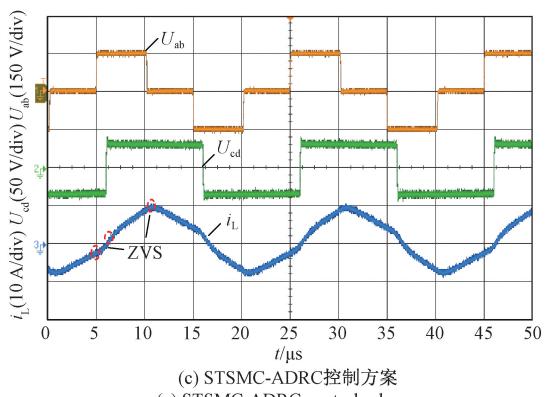
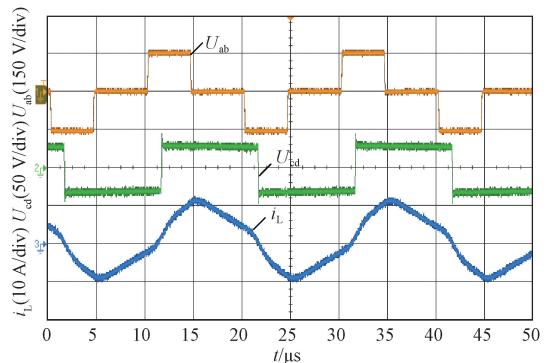
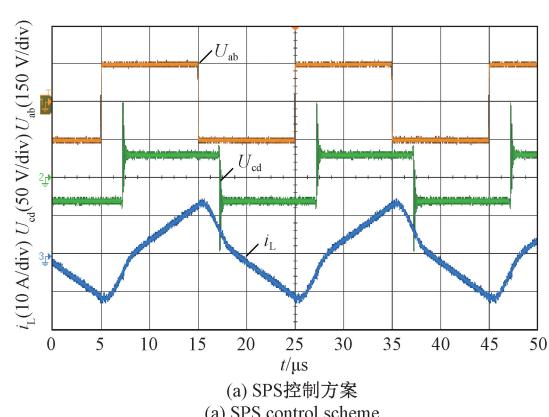


图 13 高功率段工作实验波形

Fig. 13 Experimental waveforms under high power operation

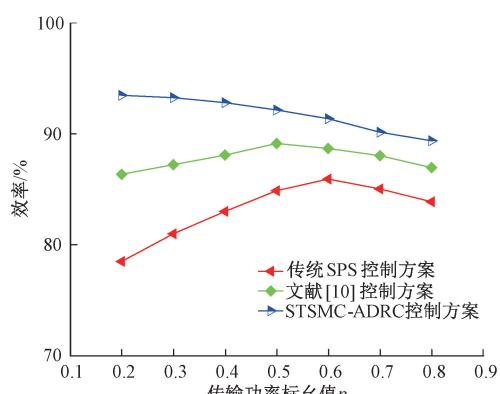


图 14 变换器在不同控制策略下效率曲线

Fig. 14 Efficiency curves of the converter under different control strategies

4 结 论

针对改进扩展移相调制下的 NPCH3L-DAB 变换器，在已定义改进移相比的基础上，对其传输功率特性和电流应力进行分析，采用 KKT 条件算法优化电流应力，建立变换器的降阶模型，把超螺旋滑模控制算法与自抗扰

技术相结合,同时提高了效率和动态性能。通过实验对比,结果表明,在全功率范围下,STSMC-ADRC 控制方案的电流应力优化策略具有最小的电流应力,降低了原副边开关管的耐流值要求,同时实现了开关管的 ZVS 特性,系统效率与传统单移相调制低功率下提高了 15%,高功率下提高了 9%。STSMC-ADRC 控制相比于传统的自抗扰控制,在负载电阻突变时调节时间缩短了 72.4%,电压波动减小了 51.7%;在输入电压突变时调节时间缩短了 73.7%,电压波动减小了 60%,具有良好的动态特性。并且,所提 STSMC-ADRC 控制不依赖精确的数学模型,无需负载侧电流传感器,能够实现对输出参考电压的稳定跟踪,提升系统的稳定性。

参考文献

- [1] 郭强,张帆云,李海啸,等. 高效四开关 Buck-Boost 变换器多模式控制策略 [J]. 仪器仪表学报, 2024, 45(11):101-116.
- GUO Q, ZHANG F Y, LI H X, et al. Multi-mode control strategy of high-efficiency four-switch Buck-Boost converter [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2024, 45 (11) : 101-116.
- [2] LIANG X, XING H, GU W, et al. Hybrid gaussian network intrusion detection method based on CGAN and E-GraphSAGE [J]. Instrumentation, 2024, 11 (2) : 24-35.
- [3] 刘春喜,徐金荣,刘文强,等. 扩展移相控制的 DAB 变换器双目标优化策略 [J]. 电子测量与仪器学报, 2024, 38(10):180-190.
- LIU CH X, XU J R, LIU W Q, et al. Dual-objective optimization strategy for DAB converter with extended phase-shift control [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2024, 38 (10) : 180-190.
- [4] 赵莹莹,何怡刚,杜博伦,等. 基于 LSSA 优化 DBN 的双有源桥变换器开路故障诊断 [J]. 电子测量与仪器学报, 2022, 36(4):56-64.
- ZHAO Y Y, HE Y G, DU B L, et al. Open-circuit fault diagnosis of dual active bridge converter based on LSSA optimized DBN [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2022, 36(4): 56-64.
- [5] 陶海军,王宏祎,杨乃通. 基于扩展移相的 ISOP-DAB 变换器混合优化控制方法 [J]. 电工电能新技术, 2024, 43(1):14-23.
- TAO H J, WANG H Y, YANG N T. Hybrid optimal control method for ISOP-DAB converter based on extended phase shifting [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2024, 43 (1) : 14-23.
- [6] ZHAO B, SONG Q, LI J, et al. Comparative analysis of multilevel-high-frequency-link and multilevel-DC-link DC-DC transformers based on MMC and dual-active bridge for MVDC application [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(3):2035-2049.
- [7] LIN B R. Hybrid DC/DC converter based on dual three-level circuit and half-bridge circuit [J]. Power Electronics, 2016, 9(4): 817-824.
- [8] 孙标广,李静争,张迁迁. 基于双重移相控制的双向全桥 DC-DC 变换器最小回流功率分段优化控制 [J]. 电网技术, 2024, 48 (3) : 1263-1275.
- SUN B G, LI J ZH, ZHANG Q Q. Segmental optimal control of minimum backflow power in bidirectional full-bridge DC-DC converters based on dual phase-shift control [J]. Power System Technology, 2024, 48 (3) : 1263-1275.
- [9] GU Q, YUAN L Q, NIE J T, et al. Current stress minimization of dual-active-bridge DC-DC converter with in the whole operating range [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(1): 129-142.
- [10] SHI H CH, WEN H G, CHEN J, et al. Minimum-backflow-power scheme of DAB-based solid-state transfromer with extended-phase-shift control [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54 (4) : 3483-3496.
- [11] SHI H C, WEN H Q, CHEN J, et al. Minimum-backflow-power scheme of DAB-based solid-state transformer with extended-phase-shift control [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54 (4) : 3483-3496.
- [12] 王攀攀,徐泽涵,高利强,等. 新扩展移相角下的双有源桥 DC-DC 变换器优化控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(2):727-738.
- WANG P P, XU Z H, GAO L Q, et al. Optimized control strategy for dual active bridge DC-DC converters under new extended phase shift angles [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(2): 727-738.
- [13] 侯聂,宋文胜,武明义. 全桥隔离 DC/DC 变换器的直接功率控制方法 [J]. 电力系统自动化, 2016, 40(17):204-209.
- HOU N, SONG W SH, WU M Y. Direct power control scheme of full-bridge isolated DC/DC converters [J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40 (17) : 204-209.
- [14] DAI Y, LUO S H, LI ZH W. Direct power based control strategy for DAB DC-DC converter with cooperative triple phase shifted modulation [J]. IEEE Access, 2021, 9:

147791-147800.

- [15] TIWARY N, VENKATA R N N, PANDA A K, et al. Sliding mode and current observer-based direct power control of dual active bridge converter with constant power load[J]. International Transactions on Electrical Energy Systems, 2021.
- [16] KERUI L, YUN YANG, SIEW-CHONG T, et al. Sliding-mode-based direct power control of dual -active-bridge DC-DC converters. [C]. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2019:188-192.
- [17] JEUNG Y C, LEE D C. Voltage and current regulations of bidirectional isolated dual-active-bridge DC-DC converters based on a double-integral sliding mode control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 34 (7): 6937-6946.
- [18] 陶海军,赵蒙恩,郑征,等. 基于回流功率优化的直流微网 DC-DC 变流器超螺旋滑模控制[J]. 电网技术, 2024, 48(8):3502-3514.
- TAO H J, ZHAO M EN, ZHENG ZH, et al. Super twisting sliding mode control of DC microgrid DC-DC converter based on backflow power optimization [J]. Power System Technology, 2024, 48(8): 3502-3514.
- [19] 王武,雷文浩,蔡逢煌,等. 结合电流应力优化的双有源全桥 DC-DC 变换器自抗扰控制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(12):3073-3086.
- WANG WU, LEI W H, CAI F H, et al. Active disturbance rejection control of dual -active -bridge DC-DC converter with current stress optimization [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(12): 3073-3086.
- [20] LI L T, GUO X, SHA D SH, et al. Review of dual-active-bridge converters with topological modifications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38 (7): 9046-9076.
- [21] ZHANG K, SHAN Z, JATSKEVICH J. Large- and small-signal average-value modeling of dual-active- bridge DC-DC converter with triple-phase-shift control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36 (8): 9237-9250.
- [22] HE J, CHEN Y, LIN J, et al. Review of modeling, modulation, and control strategies for the dual-active-bridge DC/DC converter [J]. Energies, 2023,

16(18):6646.

- [23] IQBAL M T, MASWOOD A I, TARIQ M, et al. A detailed full-order discrete-time modeling and stability prediction of the single-phase dual active bridge DC-DC converter[J]. IEEE Access, 2022(10): 31868-31884.
- [24] 高函. 基于超螺旋滑模自抗扰控制的永磁同步电机直接转矩控制研究[D]. 郑州:郑州轻工业大学,2023.
- GAO H. Research on direct torque control of permanent magnet synchronous motor based on super-twisting sliding mode active disturbance rejection control [D]. Zhengzhou: Zhengzhou University of Light Industry, 2023.
- [25] TIWARY N, NAIK N V, PANDA K A, et al. A robust voltage control of DAB converter with super-twisting sliding mode approach[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, 2023, 4(1): 288-298.

作者简介



刘春喜(通信作者), 分别在 2001 和 2004 年于辽宁工程技术大学获得学士学位和硕士学位, 2010 年于浙江大学获得博士学位, 现为辽宁工程技术大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为双向变流器拓扑结构及其控制技术。

E-mail: lntulcx@163.com

Liu Chunxi (Corresponding author) received his B. Sc. degree and M. Sc. degree from Liaoning Technical University in 2001 and 2004, and Ph. D. degree from Zhejiang University in 2010, respectively. He is now an associate professor and M. Sc. supervisor of Liaoning Technical University. His main research interests include bidirectional converter topology and control technology.



田迎澳, 2022 年于青岛农业大学获得学士学位, 现为辽宁工程技术大学硕士研究生, 主要研究方向为电力电子变换器拓扑与控制技术。

E-mail: 81224783@qq.com

Tian Ying'ao, received his B. Sc. degree from Qingdao Agricultural University in 2022. He is now a M. Sc. candidate at Liaoning Technical University. His main research interests include power electronic converter topology and control technology.