

高频链矩阵变换器直接功率反步控制策略

魏业文^{1,2}, 白文静¹, 李明¹

(1. 三峡大学 电气与新能源学院, 湖北 宜昌 443002; 2. 智慧能源技术湖北省工程研究中心, 湖北 宜昌 443002)

摘要:针对高频链矩阵变换器(HFLMC)电路前后级耦合导致系统动态性能和鲁棒性降低的问题,提出一种基于直接功率的非线性反步控制策略(BS-DPC)。首先,建立HFLMC非线性数学模型和有功、无功功率动态模型,分析双极性电流空间矢量调制策略;然后,在考虑系统不确定性情况下引入2个解耦控制分量,设计直流输出电流和无功功率反步控制器,实现电池不同工况下输出电流参考值的快速跟踪控制;最后,根据李雅普诺夫稳定性理论证明HFLMC闭环系统全局渐进稳定性,并对比传统PI直接功率控制和BS-DPC策略。仿真和实验结果表明,所提BS-DPC策略控制HFLMC提高了输出电流的动态性能和电网波动及直流滤波电感变化下的鲁棒性,响应时间减少了约78%,网侧THD降低了0.98%。

关键词:高频链矩阵变换器;双极性电流空间矢量调制;PI直接功率控制;直接功率反步控制;动态响应;鲁棒性

DOI:10.15938/j.emc.2024.07.006

中图分类号:TM461

文献标志码:A

文章编号:1007-449X(2024)07-0055-10

Direct power backstepping control strategy for high frequency chain matrix converter

WEI Yewen^{1,2}, BAI Wenjing¹, LI Ming¹

(1. College of Electrical Engineering & New Energy, China Three Gorges University, Yichang 443002, China;

2. Hubei Provincial Engineering Research Center of Intelligent Energy Technology, Yichang 443002, China)

Abstract: A nonlinear backstepping control strategy based on direct power (BS-DPC) was proposed to solve the problem that the dynamic performance and robustness of the system are reduced due to the coupling of the high-frequency link matrix converter (HFLMC) circuit. The nonlinear mathematical model of HFLMC and the dynamic model of active and reactive power were established, and the bipolar current space vector modulation strategy was analyzed. At the same time, considering the uncertainty of the system, two decoupling control components were introduced, and the DC output current and reactive power backstepping controller were designed to realize the fast tracking control of the output current reference value under different working conditions of the battery. According to the Lyapunov stability theory, the global asymptotic stability of the HFLMC closed-loop system was proved. Compared with the traditional PI direct power control and BS-DPC strategy, the simulation and experimental results show that the proposed BS-DPC strategy control HFLMC improves the dynamic performance of the output current and the robustness under grid fluctuation and DC filter inductance change. The proposed control strategy reduces the

收稿日期: 2023-05-23

基金项目: 国家自然科学基金青年基金(52107108);智慧能源技术湖北省工程研究中心开放课题(2020ZHLY06)

作者简介: 魏业文(1987—),男,博士,讲师,研究方向为新能源并网与消纳;

白文静(1999—),女,硕士研究生,研究方向为储能系统中双向隔离型AC-DC矩阵变换器;

李明(1998—),男,硕士研究生,研究方向为高增益DC-DC变换器。

通信作者: 白文静

dynamic response time of the system by approximately 78%. The THD reduction on the grid side is 0.98% with the proposed control strategy.

Keywords: high-frequency link matrix converter; bipolar current space vector pulse width modulation; PI direct power control; direct power backstepping control; dynamic response; robustness

0 引言

电动汽车快速充电桩是为电池提供能量的必要设备,是电动汽车推广和应用的关键基础设施。随着新能源与电网的整合,研究满足 V2G 等高性能储能技术的双向变换器成为该问题的关键^[1-2]。

传统电动汽车充电桩由两级拓扑结构组成,前级通常是功率因数校正(power factor correction, PFC)电路结构,后级为 DC-DC 隔离变换器,两级拓扑具有控制简单的优点^[3]。然而,直流链路薄膜电容器增加了系统体积,降低了功率密度和可靠性。因此,无直流链电容的高频链矩阵变换器(high-frequency link matrix converter, HFLMC)以其高效、体积紧凑、可靠性高、寿命长和宽范围输出电压的优点,成为电动汽车充电器的首选^[4]。

HFLMC 的调制策略较为复杂,是保证电路运行的关键和难点。文献[5]提出一种对称双线电压调制法,全部开关器件可实现零电压开关(zero-voltage switch, ZVS);文献[6]提出一种基于三移相的双周期解耦空间矢量相移调制来解耦变压器电流,以消除网侧电流总谐波失真。文献[7]提出双极性电流空间矢量调制策略(bipolar current space vector modulation, BC-SVM),降低了调制复杂度。上述调制方法中,BC-SVM 策略因其网侧谐波失真率低、直流电压利用率高以及易于实现数字控制器而被广泛应用。

HFLMC 作为一种单级电路拓扑,其交流侧连接电网,要求实现单位功率因数控制和低谐波等并网需求;对于电池侧,要求控制策略实现快速动态响应和强鲁棒性。传统的比例积分(proportional integral, PI)控制策略^[8],在跟踪同步坐标系下的控制变量参考值时存在稳态误差。文献[9]提出一种基于直接功率的无差拍预测控制策略,建立了无差拍参考电流矢量预测模型,具有对系统参数扰动不敏感的优点,但其动态响应时间长,跟踪性能差;文献[10]提出一种自适应滑模虚拟磁链观测器,并将其与传统的 PI 功率控制器相结合,以实现 PWM 整流器的无电压传感器直接功率控制,然而,他们对参

数变化和外部扰动很敏感,并且滑模控制系统的中间变量可能会导致抖振问题。文献[11]提出一种双闭环反步控制(dual closed-loop backstepping control, DCL-BSC)策略,该策略由直流输出电流外环控制器和电网电流内环控制器组成,实现了稳定状态下的电流跟踪性能和瞬态下快速无超调响应的特性。

上述控制方法中,非线性反步控制(backstepping control, BSC)将复杂非线性系统分解成不超过系统阶数的低阶子系统,并逐一对每个子系统设计 Lyapunov 函数和中间虚拟控制量,确保跟踪误差收敛为 0,输出快速准确地跟踪参考值,整个系统及各个反步阶段渐近稳定,最终完成整个控制律的设计^[12]。BSC 策略已广泛应用于航空航天系统^[13-15]和电机驱动^[16-17]等领域,并具有优越的控制性能。此外,BSC 在功率转换系统中的应用也不断涌现。文献[18]中针对孤岛直流微电网中的不同部件设计了非线性自适应 BSC 策略,保证了直流微电网的稳定性。文献[19]提出了用于燃料电池堆/升压功率转换器系统自适应 BSC 方案,实现了输出电压的精确调节和较强的鲁棒性。文献[20]为三相 PWM 整流器的直接功率控制设计了一种反步控制(BSC)方法,该方法实现了良好的输入/输出性能,并能够抑制系统参数的不确定性。

基于以上分析,本文针对 HFLMC 提出一种基于直接功率的非线性反步双闭环控制(nonlinear backstepping control strategy based on direct power, BS-DPC)策略,设计一个内环有功和无功功率回路、一个外环直流侧输出电流回路,通过调节瞬时无功功率实现单位功率因数,所提控制策略为 HFLMC 提供更好的动态性能、强鲁棒性和低谐波失真率,并考虑系统参数的不确定性。

1 HFLMC 的数学及动态模型

HFLMC 电路拓扑结构如图 1 所示。整个系统由三相输入滤波器、3-1 矩阵变换器、高频变压器及输出侧不可控桥式整流器、输出滤波器组成。其中: e_i 和 i_i ($i = a, b, c$) 为电网侧输入电压和电流;

$i_{ij}(j=a,b,c)$ 为 3-1 矩阵变换器的输入电流; L_f 和 C_f 分别为输入滤波电感电容。前级电路中的矩阵变换器由 6 个双向开关组成, 每个双向开关 S_{xy} 由 2 个 SiC-MOSFET 单向可控开关 S_{xy}^+ 和 S_{xy}^- ($x=a,b,c; y=p,n$) 反串联构成, 将三相交流电压变换成正负交替

的单相高频交流电压; 高频变压器隔离前级和后级变换电路, 同时实现升、降压变换; 输出侧经桥式整流器将高频交流电压转换成直流电并为电池充电, 实现了单级功率转换。其中 L_0 和 C_0 为输出侧低通滤波电感电容, 消除直流侧电流谐波。

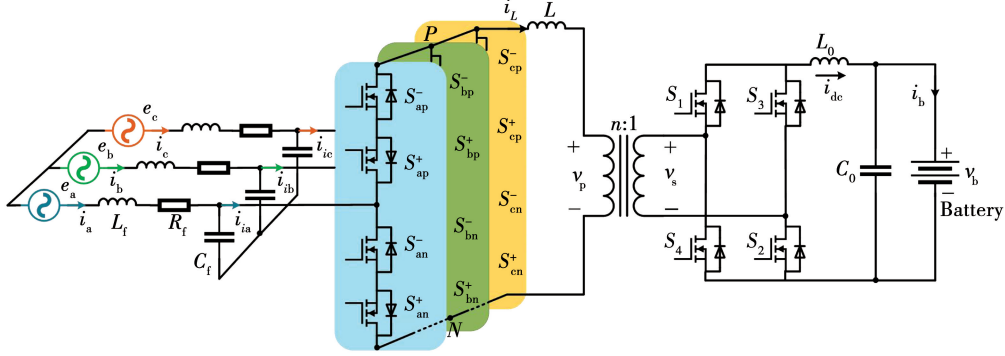


图1 高频链矩阵变换器电路结构

Fig.1 Circuit structure of high frequency chain matrix converter

电网侧、LC 滤波器及 3-1MC 的单相等效电路如图 2 所示。

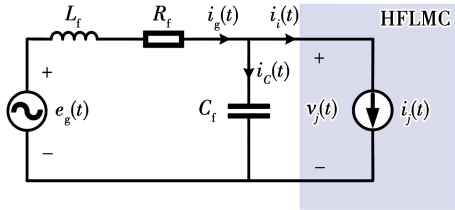


图2 HFLMC 等效电路

Fig.2 HFLMC equivalent circuit

根据等效电路图和基尔霍夫电压、电流定律建立 HFLMC 在三相静止 abc 坐标系下的数学模型为:

$$L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} - R_f \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}; \quad (1)$$

$$C_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{ia} \\ i_{ib} \\ i_{ic} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

经过 Park 变换, 得到 d-q 坐标系下的数学模型为

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_f/L_f & \omega \\ -\omega & -R_f/L_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_f & 0 \\ 0 & 1/L_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d - v_d \\ e_q - v_q \end{bmatrix}. \quad (3)$$

式中: e_d, e_q 分别为电网侧 d-q 轴电压; i_d, i_q 是网侧

电流 d-q 轴分量; v_d, v_q 是 3-1MC 输入电压 d-q 轴分量。根据瞬时功率理论和等功率变换可得:

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2}(e_d i_d + e_q i_q); \\ Q = \frac{3}{2}(e_q i_d - e_d i_q). \end{cases} \quad (4)$$

忽略变换器功率损耗以简化模型, 在 d-q 坐标系中, 存在 $e_d = E_m, e_q = 0$ (E_m 是三相电网的电压幅值), 因此高频链矩阵变换器在 d-q 同步坐标系下有有功功率和无功功率的状态空间平均模型为:

$$\dot{P} = -\frac{2R_f}{L_f}P + u_p; \quad (5)$$

$$\dot{Q} = -\frac{2R_f}{L_f}Q + u_q. \quad (6)$$

其中 u_p 和 u_q 分别是 P 和 Q 的解耦控制信号, 以此实现瞬时有功功率和无功功率之间的解耦独立控制, u_p 和 u_q 定义如下:

$$\begin{cases} u_p = \frac{3E_m}{2L_f}(E_m - v_d + R_f i_d) - \omega Q; \\ u_q = -\frac{3E_m}{2L_f}(-v_q + R_f i_q) + \omega P. \end{cases} \quad (7)$$

在式(5)和式(6)中, 选择 P 和 Q 作为系统状态变量, u_p 和 u_q 作为控制变量, 考虑电路运行过程中参数变化的干扰, 式(5)和式(6)可重新列写为:

$$\begin{aligned} \dot{x}_p(t) &= a_p x_p(t) + u_p(t) = \\ &= (a_{pn} + \Delta a_{pn}) x_p(t) + u_p(t) = \\ &= a_{pn} x_p(t) + u_p(t) + \eta(t); \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned}\dot{x}_q(t) &= a_q x_q(t) + u_q(t) = \\ & (a_{qn} + \Delta a_{qn}) x_q(t) + u_q(t) = \\ & a_{qn} x_q(t) + u_q(t) + g(t)。(9)\end{aligned}$$

其中: $x_p(t) = P$; $x_q(t) = Q$; $a_p = a_q = -2R_f/L_f$; a_{pn} 和 a_{qn} 分别是 a_p 和 a_q 的额定值; $\eta(t)$ 和 $g(t)$ 分别是有功功率和无功功率的集总参数不确定性模型, 表示为 $\eta(t) = \Delta a_{pn} x_p(t)$ 、 $g(t) = \Delta a_{qn} x_q(t)$ 。

2 双极性电流 SVM 调制

3-1MC 由三相电压源供电, 要求满足输入端不短路, 输出端不断路。因此, 在任意时刻, 3-1MC 上桥臂和下桥臂的 3 个双向开关应各导通一个; 另一方面, 根据变压器电感特性可知电流 i_L 不会断续, 要求至少一个开关连接到点 P 或点 N 。基于以上约束条件, 定义开关函数 S_{xy} 为:

$$S_{xy} = \begin{cases} 1, & \text{开关 } S_{xy} \text{ 导通;} \\ 0, & \text{开关 } S_{xy} \text{ 关断。} \end{cases} \quad (10)$$

因此, 3-1MC 共有 9 种可行的开关状态, 分别为 6 个有效矢量和 3 个零矢量, 如表 1 所示。其中: $I_1 \sim I_6$ 是有效电流矢量; $I_7 \sim I_9$ 是零电流矢量。将 3-1MC 分正负两组, 当 MC 进行交直流变换时, 其作为电流源整流器, 此处 MC 作三相交流到单相交流的变换, 采用在正负极性交替的基础上进行整流, 从而产生高频交流电压。正负极性下, 输入电流空间矢量具有固定方向并均匀间隔 $\pi/3$ rad, 如图 3(a) 所示。根据目标电流矢量 I_{ref} 所在扇区, 按照伏秒平衡的原则使用相邻 2 个有效矢量和以最少开关切换次数对应的一个零矢量合成 I_{ref} , 每个开关周期 T_s 被平均分成两部分, 前半部分使用 $i_L > 0$ 对应特定扇区中的空间电流矢量, 开关周期后半部分使用 $i_L < 0$ 对应的空间矢量。零矢量作用顺序按照通过 3-1MC 产生的高频交流电压中直流偏置量最小。以扇区 I 为例, 目标电流矢量 I_{ref} 在 $[0, T_s/2]$ 期间由有效矢量 I_1 、 I_2 和零矢量 I_7 合成, 在 $[T_s/2, T_s]$ 期间由有效矢量 I_4 、 I_5 和零矢量 I_7 依次合成, 合成公式可写为

$$I_{ref} = d_1 I_1 + d_2 I_2 + d_0 I_7 + d_3 I_4 + d_4 I_5 + d_0 I_7。 \quad (11)$$

各矢量作用时间公式如下:

$$\left. \begin{aligned} T_1 &= T_3 = m T_s \sin(\frac{\pi}{3} - \theta_i)/2; \\ T_2 &= T_4 = m T_s \sin(\theta_i)/2; \\ T_0 &= T_s/2 - T_1 - T_2。 \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

其中: $\theta_i (i=1, 2, \dots, 6)$ 是目标电流矢量 I_{ref} 在每个扇区内与第 1 个有效矢量之间的夹角, $\theta_i \in [0, \pi/3]$; m 为调制系数, 是输入与输出电流峰值的比值, 调整 m 的大小可以改变占空比以调节输出电压。

表 1 开关状态
Table 1 Switch state

电流 矢量	开关组合关系						电压
	S_{ap}	S_{bp}	S_{cp}	S_{an}	S_{bn}	S_{cn}	
I_1^+/I_4^-	1	0	0	0	1	0	u_{ab}
I_2^+/I_5^-	1	0	0	0	0	1	u_{ac}
I_3^+/I_6^-	0	1	0	0	0	1	u_{bc}
I_4^+/I_1^-	0	1	0	1	0	0	u_{ba}
I_5^+/I_2^-	0	0	1	1	0	0	u_{ca}
I_6^+/I_3^-	0	0	1	0	1	0	u_{cb}
I_7	1	0	0	1	0	0	u_{aa}
I_8	0	1	0	0	1	0	u_{bb}
I_9	0	0	1	0	0	1	u_{cc}

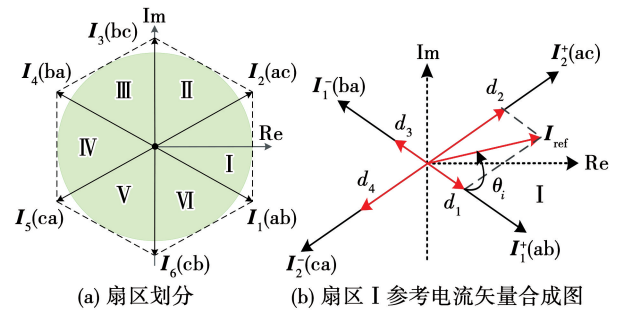


图 3 扇区分布与矢量合成

Fig. 3 Sector distribution and vector synthesis

3 直接功率反步控制器设计

本节详细阐述 HFLMC 的直接功率非线性反步控制策略 (BC-DPC) 设计。

3.1 输出电流 BSC 设计

忽略输出电容的影响, 直流侧电流 i_{dc} 和有功功率 P 之间的关系表示为

$$L_0 \frac{di_{dc}}{dt} = \frac{P}{i_{dc}} - v_b。 \quad (13)$$

直流输出控制通常采用 PI 控制策略, 设置有功功率或电压的参考值为 PI 控制器的输出, 以实现 i_{dc} 的稳定。通过采用非线性反步控制器代替 PI 控制器, 整个设计过程分 2 个步骤。首先设计直流输出

电流反步控制器来控制 i_{dc} , 并将输出作为有功功率 x_p^* 的参考值, 定义直流输出电流的跟踪误差为 $\delta = i_{dc} - i_{dc}^*$, i_{dc}^* 是输出电流的参考值, δ 的导数可表示为

$$\dot{\delta} = \dot{i}_{dc} = \frac{1}{L_0} \left(\frac{P}{i_{dc}} - v_b \right). \quad (14)$$

定义一个连续可微的 Lyapunov 候选函数为

$$V_1 = \frac{1}{2} \delta^2. \quad (15)$$

由式(15)可知, $V_1(0) = 0$ 且当 $\delta \neq 0$ 时, 存在 $V_1(\delta) > 0$, 满足 Lyapunov 候选函数的要求, 因此, 计算其沿系统轨迹的导数为

$$\dot{V}_1 = \frac{\delta}{L_0} \left(\frac{P}{i_{dc}} - v_b \right). \quad (16)$$

引入有功功率跟踪误差

$$\delta_p = x_p - x_p^*. \quad (17)$$

根据式(17), 设计有功功率参考值 x_p^* 为

$$x_p^* = i_{dc} (v_b - L_0 k_1 \delta). \quad (18)$$

其中 k_1 是输出电流控制回路的增益, 是正实数, 联立式(16) ~ 式(18), 整理得

$$\dot{V}_1 = -k_1 \delta^2 + \frac{\delta \delta_p}{L_0 i_{dc}}. \quad (19)$$

若虚拟输入 $\delta_p = 0$, 则 $\forall \delta \neq 0, \dot{V}_1 < 0$, 意味控制目标 δ 满足 $\lim_{t \rightarrow \infty} \delta = 0$, 即满足 $t \rightarrow \infty$ 时, $i_{dc} = i_{dc}^*$ 。为了确保式(19)成立, 考虑第2个控制目标要满足 $\lim_{t \rightarrow \infty} \delta_p = 0$, δ_p 的导数表示为

$$\dot{\delta}_p = \dot{x}_p - \dot{x}_p^* = a_{pn} x_p + u_p + \eta(t) - \dot{x}_p^*. \quad (20)$$

设输出电流模型的控制信号 u_p 采用如下形式:

$$u_p = -\frac{\delta}{L_0 i_{dc}} - a_{pn} x_p - k_2 \delta_p + \dot{x}_p^* - \rho_p \operatorname{sgn}(\delta_p). \quad (21)$$

其中: $\operatorname{sgn}(\cdot)$ 是符号函数; k_2 和 ρ_p 是正实数, k_2 是有功功率控制回路的增益, ρ_p 是系统参数不确定性的估计值。定义第2个 Lyapunov 复合函数为 $V_2 = V_1 + 1/2 \delta_p^2$, 联立式(19) ~ 式(21), V_2 的导数表示为

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + \delta_p \dot{\delta}_p = -k_1 \delta^2 - k_2 \delta_p^2 + \delta_p \eta - \\ &\quad \delta_p \rho_p \operatorname{sgn}(\delta_p) \leq -k_1 \delta^2 - k_2 \delta_p^2 - \\ &\quad |\delta_p| (\rho_p - |\eta(t)|) < 0. \end{aligned} \quad (22)$$

从式(22)中可以看出, 只要 $\rho_p > |\eta(t)|$, 便可满足 $\forall (\delta, \delta_p) \neq 0, \dot{V}_2 < 0$ 且 $(\delta, \delta_p) = (0, 0)$ 是渐进稳定的平衡点, 因此可以保证直流输出电流控制的稳定性。输出电流控制信号 u_p 中的 $\operatorname{sgn}(\cdot)$ 可能

会导致抖振问题, 降低系统的动态性能, 所以将符号函数置换为饱和函数 $\operatorname{sat}(\cdot)$ 。

3.2 无功功率 BSC 设计

三相输入滤波器会引起网侧电压和电流之间的相位差, 不能实现单位功率因数控制, 更无法满足 3-1MC 宽负载范围内仍为单位功率因数的要求。为此, 需要通过功率因数补偿实现单位功率因数。该控制目标可以转化为对系统无功功率的控制, 当 $Q=0$ 时, 即可实现单位功率因数。无功功率控制误差定义为 $\delta_q = x_q - x_q^*$, 其导数表示为 $\dot{\delta}_q = \dot{x}_q - \dot{x}_q^*$ 。

设无功功率 BSC 模型的控制律 u_q 采用如下形式:

$$u_q = -a_{qn} x_q - k_3 \delta_q - \rho_q \operatorname{sat}(\delta_q). \quad (23)$$

其中: k_3 和 ρ_q 是正实数; k_3 是无功功率控制回路的增益; ρ_q 是无功功率 BSC 模型不确定性的估计值。定义第3个 Lyapunov 函数为 $V_3 = 0.5 \delta_q^2$, 其导数为

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= \delta_q \dot{\delta}_q = -k_3 \delta_q^2 + \delta_q g - \delta_q \rho_q \operatorname{sat}(\delta_q) \leq \\ &\quad -k_3 \delta_q^2 - |\delta_q| (\rho_q - |g(t)|) < 0. \end{aligned} \quad (24)$$

如果满足 $\rho_q > |\eta(t)|$, 那么 $\dot{V}_3$ 将是1个负定函数。根据 Lyapunov 稳定性定理, 无功功率控制误差 δ_q 将渐近收敛至0, 保证无功功率控制的稳定性。

注: 动态模型中的非理想效应, 包括功率转换损耗、不等滤波电感以及高频分量等被视为集总不确定性。因此, 这些非理想特性不影响控制器的设计过程。

BS-DPC 系统框图如图4所示。

首先将交流侧三相电网电压和 3-1MC 输入电压转换成同步旋转坐标系下的 d-q 分量, 并根据式(5)和式(6)计算出瞬时有功和无功功率。输出电流反步控制器用于输出电流 i_{dc} 快速跟踪其参考值 i_{dc}^* 并输出有功功率参考值 P^* ; 无功功率反步控制器用于实现单位功率因数以及通过调节瞬时无功功率实现任意相位差控制。其中, 输出电流的参考值 i_{dc}^* 是在电池不同工作方式下获得的, 具体工作过程为: 当实际充放电电流 i_{dc} 小于最大允许充放电电流 $i_{dc-\max}^*$ 时, 采用恒功率 (CP) 工作方式, 此时参考值 i_{dc}^* 等于功率参考值 P^* 除以直流侧电压 v_b , $i_{dc}^* > 0$ 表示充电, 反之为放电。一旦实际充放电电流 i_{dc} 等于电池最大允许充放电电流 $i_{dc-\max}^*$ 时, 则电池以最大充放电电流 $i_{dc-\max}^*$ 开始工作, 此时为恒电流 (CC) 工作方式。当充电电压 v_b 上升到一定值 v_b^* 时, 此时采用恒电压 (CV) 工作方式。控制系统中2个解耦控制

信号 u_p 和 u_q 分别由式 (21) 和式 (23) 获得, 根据式 (6) 计算出控制参考电流 i_{dref} 和 i_{qref} 构造参考电流矢量为:

$$\left. \begin{aligned} i_{dref} &= \frac{2L_f}{3R_f E_m} (u_p + \omega Q) - \frac{1}{R_f} (E_m - v_d); \\ i_{qref} &= -\frac{2L_f}{3R_f E_m} (u_q - \omega P) + \frac{1}{R_f} v_{q0} \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

然后将分量 i_{dref} 和 i_{qref} 从 d-q 坐标系转换至极坐标系, 使用下式计算出参考电流空间矢量的调制指数和角度:

$$\left. \begin{aligned} m &= \sqrt{\left(\frac{i_{\alpha}}{I_b/n}\right)^2 + \left(\frac{i_{\beta}}{I_b/n}\right)^2}; \\ \theta_i &= \arctan\left(\frac{i_{\beta}}{i_{\alpha}}\right). \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

最后通过 SVPWM 单元产生切换信号。

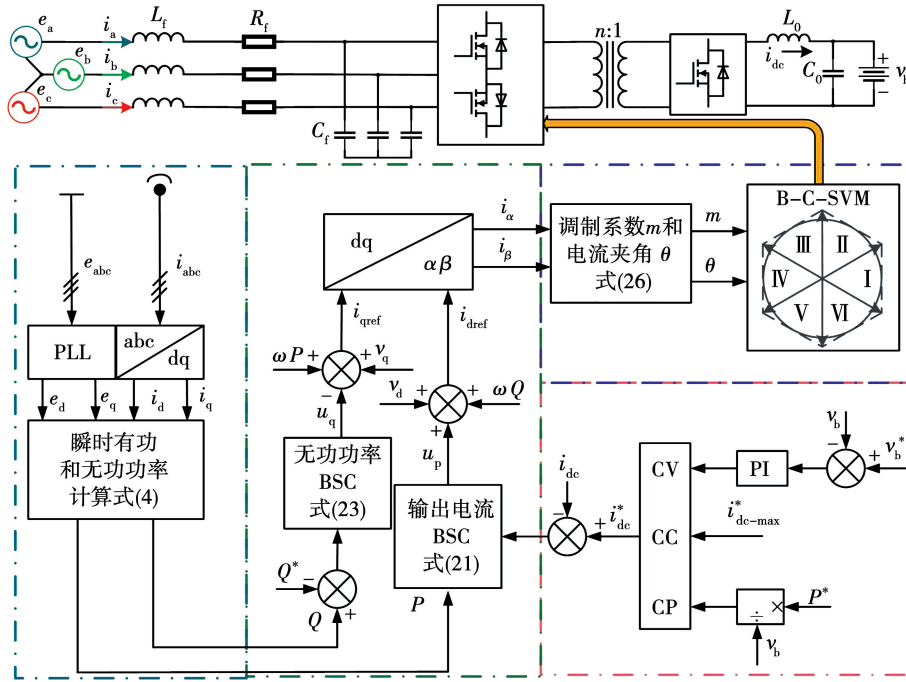


图4 直接功率反步控制框图

Fig. 4 Direct power reverse step control block diagram

4 仿真验证

为验证所提出的用于高频链矩阵变换器的 BS-DPC 策略的性能, 通过 MATLAB/Simulink 仿真, 将所提策略与传统 PI-DPC 策略进行了对比分析。仿真模拟的关键参数如表 2 所示。针对所提的 BS-DPC 策略, 设定内环控制增益为 $k_2 = 1\,500$ 和 $k_3 = 1\,500$, 外环控制增益为 $k_1 = 18\,000$ 。

表2 仿真参数

Table 2 Simulink parameters

参数	数值	参数	数值
E_m/V	110	L_f/mH	1.5
电网频率 f/Hz	50	$C_f/\mu F$	30
开关频率 f_s/kHz	20	L_0/mH	1
$n:1$	1:1	$C_0/\mu F$	47
$L/\mu H$	44	v_b/V	130

4.1 动态响应仿真分析

图 5(a) 和 (b) 分别为 HFLMC 在 BS-DPC 和 PI-DPC 两种策略下直流侧与电网侧动态响应时间对比。 $t = 0.03\,s$ 时, 直流输出电流参考值由 10 A 突变为 5 A; $t = 0.06\,s$ 时, 5 A 切换回 10 A。在 PI-DPC 策略下, 输出电流瞬态响应下降和上升时间为 14 ms。而 BS-DPC 策略下的输出电流没有过冲, 并且快速恢复到稳态, 响应时间仅为 3 ms。与 PI-DPC 策略相比, 所提策略动态响应时间减少了约 78%, 因此, 所提 BS-DPC 方案具有更好的动态性能。

图 6(a) 和 (b) 显示了在所提 BS-DPC 策略下, 有功和无功功率的动态性能。其中参考功率一开始设置为 $P^* = 600\,W$ 和 $Q^* = 0$, 0.1 s 后无功功率参考值变为 500 Var, 有功和无功功率的阶跃响应如图 6(b) 所示。从图 6(a) 中可以看出, A 相电网侧电压电流在 0.1 s 前始终保持同相位, 实现了单位

功率因数,0.1 s后由于无功功率的突变,电流滞后于电压。为更清晰展示无功功率的跟踪控制性能,图6(c)设置无功功率在0.04 s时由0突变至500 Var,再由500 Var突变回0,无功功率2次动态响应时间均小于0.5 ms;无功功率跟踪动态过程中,有功功率对无功功率的阶跃变化几乎不敏感,因此所提BS-DPC策略可实现有功和无功功率的解耦控制。

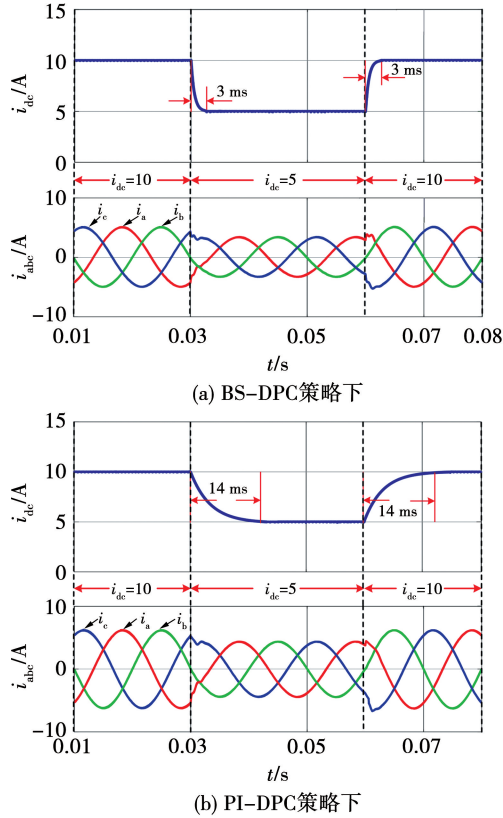


图5 输出电流 i_{dc} 的动态响应对比波形

Fig. 5 Comparison waveform of dynamic response of output current i_{dc}

4.2 鲁棒性仿真分析

为验证所提控制策略的鲁棒性,在仿真中建立了2种扰动情况。案例1:输出电流参考值 $i_{dc}^* = 10$ A,将输出滤波电感值由1 mH切换至1.5 mH;案例2:A相相电压由初始值110 V,在 $t = 0.3$ s时下降5%。

BS-DPC策略及PI-DPC策略下电池测电流波形分别如图7(a)、(b)所示。由于输出电感的突变,在PI-DPC策略下 i_{dc} 的波动为5 A,并且11 ms后恢复至初始值;相比之下,BS-DPC策略下的 i_{dc} 在4 ms内达到稳态,响应时间约为传统策略的36.4%,输出电流波动幅值约为传统策略的60%。

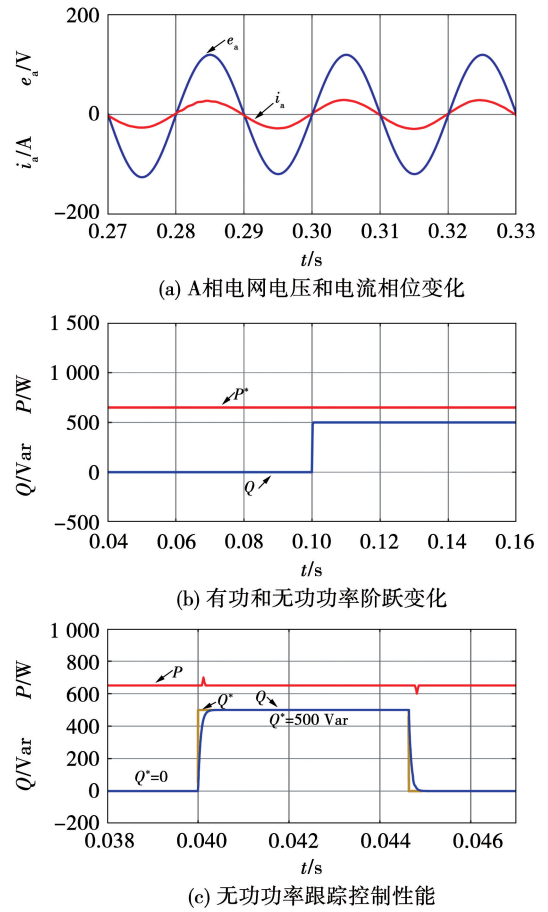


图6 所提控制策略下有功和无功功率的动态性能

Fig. 6 Dynamic performance of active and reactive power under the proposed control strategy

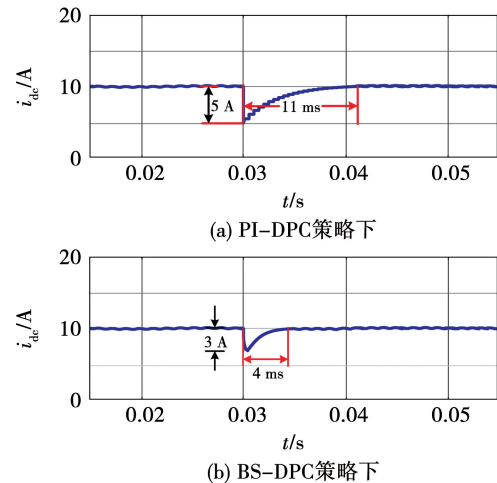


图7 输出电流 i_{dc} 对输出电感变化的鲁棒性

Fig. 7 Robustness of output current i_{dc} to changes in output inductance

BS-DPC策略在不平衡电网电压下的鲁棒性如图8所示。即使电网不平衡,A相电流波形仍保持

正弦化且电网电流与电压同相,相应的 THD 值为 2.19%,这符合 IEEE 519 电流谐波极限,如图 8(b)和图 8(c)所示。

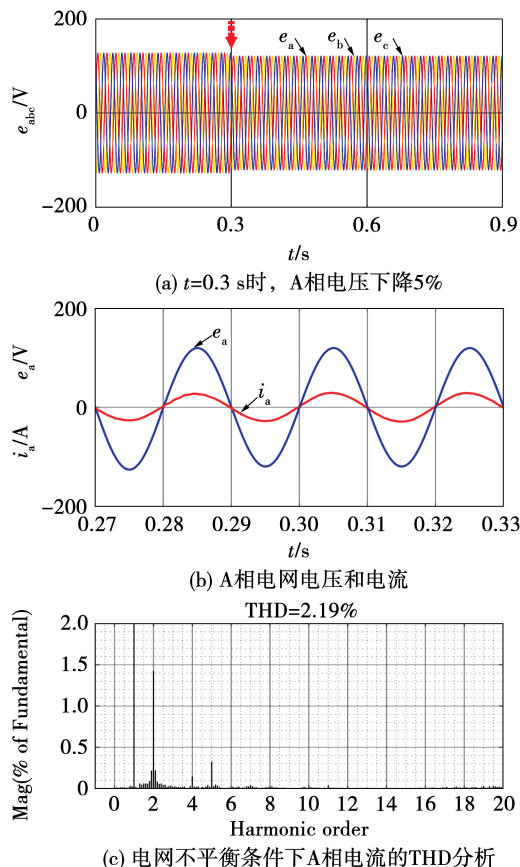


图8 所提策略在A相下降5%的不平衡电网电压下的鲁棒性

Fig.8 Robustness of the proposed strategy under unbalanced grid voltage with a 5% decrease in phase A

4.3 THD 仿真结果

PI-DPC 及 BS-DPC 两种策略下网侧电流总谐波失真率对比如图 9(a)和图 9(b)所示。由图 9 可看出,由于电网侧使用了电感滤波器,在 2 种控制方法下,开关频率(20 kHz)附近都存在奇次谐波和高次谐波,所提 BS-DPC 方案可以将 PI 控制的 THD 值(2.71%)提高到 1.73%,符合 IEEE 519 电流失真极限。

传统 PI-DPC 策略以其结构简单、成本低廉等广泛应用于工程实际中,然而,若受控对象是高度耦合、非线性和系统参数不确定的,采用基于线性化模型的 PI-DPC 策略瞬态响应速度慢、抗扰性差。而所提 BS-DPC 方案,其控制器设计基于 Lyapunov 稳定

性理论,设计相应控制律使控制误差随时间增长渐进收敛至 0。因此,所提 BS-DPC 方案对有功和无功功率的控制精度优于传统 PI-DPC 策略,特别是在系统参数不确定情况下。

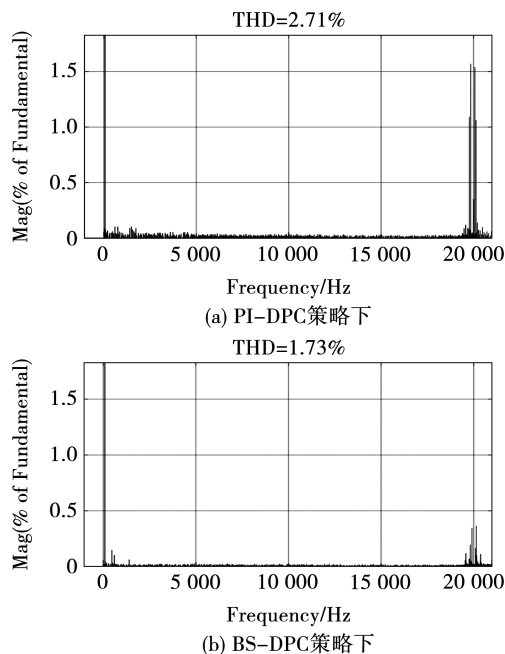


图9 2种控制方法下电网电流谐波分析

Fig.9 Harmonic analysis of power grid current under two control methods

5 实验验证

为验证上述分析的正确性,搭建一台 2 kW 的 HFLMC 实验平台进行实验验证。开关管采用型号为 C3M0065090J 的宽禁带 SiC MOSFET 器件;主控制器采用 TMS320F28335PGFA 型 DSP 芯片,其输出信号送入 EPM1270T144C5N 型 CPLD 进行逻辑解码,实验平台硬件参数与仿真参数一致,如表 2 所示。

设置 2 种方案对比传统 PI-DPC 方法与所提 BS-DPC 方法的动态跟踪性能。方案一:输出电流参考值 i_{dc}^* 从 5 A 增加到 10 A;方案二:输出电流参考值 i_{dc}^* 从 10 A 切换到 5 A。如图 10(a)、(b)所示,在 PI-DPC 策略下,输出电流 i_{dc} 的瞬态响应上升和下降时间分别为 14 ms 和 12 ms;如图 10(c)、(d)所示,在所提 BS-DPC 策略下,输出电流 i_{dc} 的瞬态响应上升和下降时间均降低至 4 ms,输出电流几乎没有过冲;因此,所提 BS-DPC 策略具有更快的动态响应速度,可快速跟踪输出电流参考值。

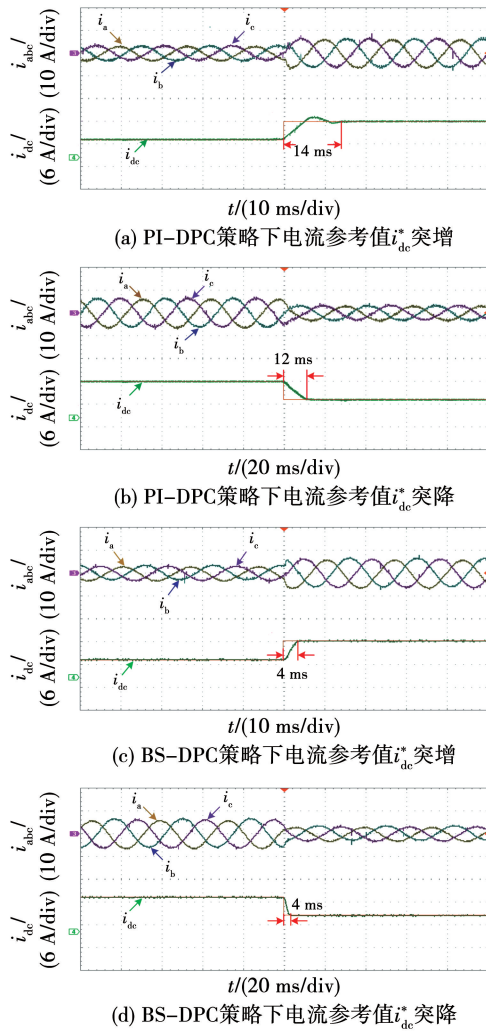


图10 PI-DPC与所提BS-DPC策略动态响应对比实验结果

Fig. 10 Experimental results of dynamic response with PI-DPC and proposed BS-DPC

图11对比了电网变化场景下采用PI-DPC与所提BS-DPC方法的实验结果。输出电流参考值 i_{dc}^* 始终设定为10 A,当电网电压减小时,传统PI-DPC策略下输出电流 i_{dc} 波动值为2 A,并在10 ms后达到稳态;相反,在所提BS-DPC策略下, i_{dc} 几乎没有过冲并在1 ms内达到稳态,对比结果表明,所提BS-DPC方法比PI-DPC方法对电网变化具有更强的鲁棒性。

图12为A相电网电压、电流及有功功率、无功功率的实验波形。所设计的反步控制器能对无功功率进行独立控制,有功功率准确跟踪参考值,无功功率保持为0。实验结果可知,电网侧电压电流同相位,实现了单位功率因数。

图13对比了PI-DPC及BS-DPC两种控制策略下的网侧电流THD。在传统PI-DPC方法控制下,

THD为3.27%;在BS-DPC方法控制下,THD降低至2.1%。与PI-DPC方法产生的谐波阶次相比,所提BS-DPC的A相电流中的谐波阶数要少得多,因此谐波含量较传统PI-DPC策略有所减少。

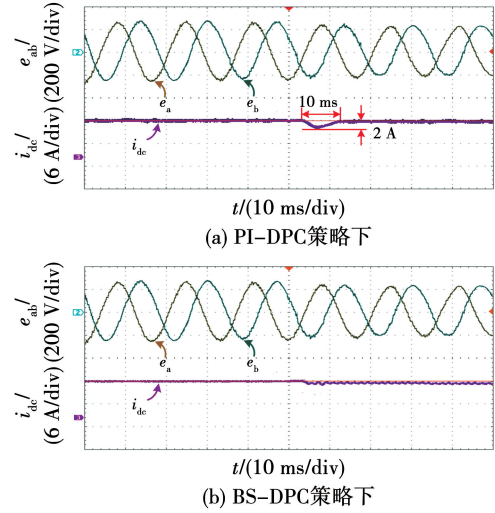


图11 电网电压波动场景下的鲁棒性对比实验结果

Fig. 11 Experimental results of robustness with PI-DPC and proposed BS-DPC under grid voltage fluctuation

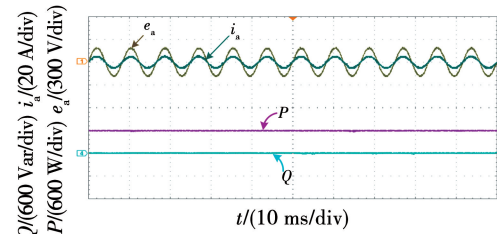


图12 A相电网电压、电流及有功功率、无功功率的实验波形

Fig. 12 Experimental waveforms of phase A grid voltage, current, active power and reactive power

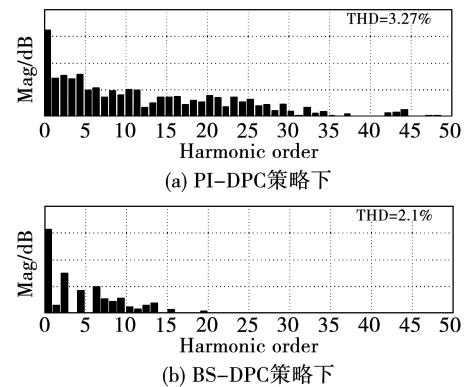


图13 2种控制方法下A相电流THD对比

Fig. 13 Comparison of A-phase current THD under two control methods

6 结 论

本研究提出一种基于非线性反步法的直接功率控制策略(BS-DPC),并验证了其正确性和有效性。仿真和实验结果表明:

1) 考虑系统参数不确定性,BS-DPC 策略实现了有功功率和无功功率的解耦控制,简化了控制器的参数整定。

2) 与传统 PI-DPC 策略相比,BS-DPC 策略控制的有功和无功功率跟踪动态响应速度更快以及对电网波动、直流滤波电感变化的鲁棒性更强,有效降低了网侧电流总谐波失真率,通过调节瞬时无功功率可实现单位功率因数和任意相位差控制。

3) 直接功率非线性反步控制策略在电动汽车充电器、电池储能和光伏微电网等领域的电力电子变换器控制中具有很大潜力。

参 考 文 献:

- [1] International energy agency. Global EV outlook 2022[R]. Paris: IEA, 2022.
- [2] KUMAR R, SINGH B. Matrix converter based three phase isolated EV charger with direct power control[C]//2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), December 16–19, 2020, Jaipur, India. 2020: 1.
- [3] VARAJAO D, ARAUJO R E, MIRANDA L M, et al. Modulation strategy for a single-stage bidirectional and isolated AC-DC matrix converter for energy storage systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(4): 3458.
- [4] 王辉, 孙梅迪, 黄守道, 等. 高频链矩阵整流器的研究综述[J]. 电网技术, 2017, 41(3): 969.
WANG Hui, SUN Meidi, HUANG Shoudao, et al. A review of high-frequency link matrix rectifier[J]. Power System Technology, 2017, 41(3): 969.
- [5] 梅杨, 鲁乔初, 黄伟超. 双向隔离型 AC-DC 矩阵变换器的软开关复合调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(7): 2474.
MEI Yang, LU Qiaochu, HUANG Weichao. Soft-switching composite modulation strategy for bidirectional isolated AC-DC matrix converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(7): 2474.
- [6] LI X, WU F, YANG G, et al. Dual-period-decoupled space vector phase-shifted modulation for DAB-based three-phase single-stage AC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(6): 6447.
- [7] AFSHARIAN J, XU D D, WU B, et al. The optimal PWM modulation and commutation scheme for a three-phase isolated buck matrix-type rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(1): 110.
- [8] 刘洪华. 双向隔离型 AC-DC 矩阵变换器控制策略研究[D]. 湘潭: 湘潭大学, 2021.
- [9] 李祥杰. 高频链矩阵变换器高性能控制策略研究[D]. 济南:

山东大学, 2022.

- [10] XIAO X, ZHANG Y, SONG X, et al. Virtual flux direct power control for PWM rectifiers based on an adaptive sliding mode observer[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(5): 5196.
- [11] SONG J, FU C, ZHANG G, et al. Backstepping control of high-frequency link matrix rectifier for battery chargers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(9): 10801.
- [12] 宋金秋, 段彬, 付程, 等. 电网不平衡工况下高频链矩阵变换器非线性反步控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(2): 761.
SONG Jinqu, DUAN Bin, FU Cheng, et al. Nonlinear backstepping control strategy for high-frequency link matrix converter under unbalanced grid conditions[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(2): 761.
- [13] XIAN B, GUO J, ZHANG Y. Adaptive backstepping tracking control of a 6-DOF unmanned helicopter[J]. IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica, 2015, 2(1): 19.
- [14] CHENG Peng, YUE Bai, XUN Gong, et al. Modeling and robust backstepping sliding mode control with adaptive RBFNN for a novel coaxial eight-rotor UAV[J]. IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica, 2015, 2(1): 56.
- [15] 杨立本, 章卫国, 黄得刚, 等. 欠驱动四旋翼飞行器反演模糊自适应控制[J]. 西北工业大学学报, 2015, 33(3): 495.
YANG Liben, ZHANG Weiguo, HUANG Degang, et al. Adaptive fuzzy backstepping control for underactuated quadrotor UAV[J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2015, 33(3): 495.
- [16] RASTEGAR Fatemi S M J, ABJADI N R, SOLTANI J, et al. Speed sensorless control of a six-phase induction motor drive using backstepping control[J]. IET Power Electronics, 2014, 7(1): 114.
- [17] YU J, SHI P, DONG W, et al. Neural network-based adaptive dynamic surface control for permanent magnet synchronous motors[J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2015, 26(3): 640.
- [18] ROY T K, MAHMUD M A, OO A M T, et al. Nonlinear adaptive backstepping controller design for islanded DC microgrids[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(3): 2857.
- [19] ZUNIGA Ventura Y A, LANGARICA Cordoba D, LEYVA-RAMOS J, et al. Adaptive backstepping control for a fuel cell/boost converter system[J]. IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(2): 686.
- [20] JONG R W, YAN Y. Design of backstepping direct power control for three-phase PWM rectifier[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(3): 3160.
- [21] 夏志鹏, 金平, 常岭. 高频链式矩阵变换器的最小功率回流控制[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(4): 89.
XIA Zhipeng, JIN Ping, CHANG Ling. Minimum power reflux control for high frequency link matrix converter[J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(4): 89.

(编辑: 刘琳琳)