

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.230038

基于定频 MPC 的飞跨电容储能双向直流变换器 低频波动功率抑制策略

樊启高, 陈亮, 毕恺韬, 艾建

(江南大学物联网工程学院, 江苏 无锡 214122)

摘要: 为抑制直流母线低频波动功率对储能系统的影响, 以飞跨电容双向直流变换器为研究对象, 提出基于单目标定频模型预测控制(model predictive control, MPC)低频波动功率抑制策略。为降低传统 MPC 算法的运算负荷, 通过对变换器数学模型进行分析, 提出一种单目标定频 MPC 控制算法。该算法仅需通过电感电流单目标约束函数, 即可实现对系统电流及双端飞跨电容电压的控制, 无须对两端飞跨电容电压进行独立寻优, 极大地降低了计算量。为实现对储能系统低频波动功率的抑制, 引入低频波动功率抑制算法, 通过与所提 MPC 算法的融合, 使最终控制方案能够在实现储能控制目标的前提下, 具备低频波动功率抑制能力, 且保持良好的动态性能。通过搭建小功率实验平台对所提控制策略的有效性进行了验证。

关键词: 飞跨电容双向直流变换器; 储能系统; 模型预测; 低频波动功率抑制; 单目标约束

Low-frequency fluctuation power of a flying capacitor energy storage bidirectional DC converter based on a fixed frequency MPC

FAN Qigao, CHEN Liang, BI Kaitao, AI Jian

(School of Internet of Things Engineering, Jiangnan University, Wuxi 214122, China)

Abstract: To suppress the influence of low-frequency fluctuating power of a DC bus on an energy storage system, a low-frequency fluctuating power suppression strategy based on single-objective fixed-frequency model predictive control (MPC) is proposed. A flying capacitor bidirectional DC converter is the research object. To reduce the computational load of a traditional MPC algorithm, a single-objective fixed-frequency MPC control algorithm is proposed by analyzing the mathematical model of the converter. It can control the system current and the voltage of the two-terminal flying capacitor only through the single-objective constraint function of the inductor current, without independent optimization of the voltage of the two-terminal flying capacitor. In this way it greatly reduces the amount of calculation. In order to suppress the low-frequency fluctuating power of the energy storage system, a low-frequency fluctuating power suppression algorithm is introduced. Through the integration with the proposed MPC algorithm, the final control scheme can have the capability of suppressing the low-frequency fluctuating power and keep good dynamic performance while realizing the energy storage control goal. The proposed control strategy is verified by building a low-power experimental platform.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 51807079).

Key words: flying-capacitor bi-directional DC converter; energy storage system; model prediction; low frequency fluctuation power suppression; single objective constraint

0 引言

构建以光伏、风电为代表的新型电力系统是达

成“双碳”能源战略的重要手段, 储能则是解决新能源功率波动、能源消纳、确保电网稳定运行的关键技术支撑^[1-3]。近年来, 储能双向变流器及相关控制技术持续受到广泛关注^[4-6]。

储能系统中电池等储能设备通过双向直流功率变换器接入直流电网, 向电网动态吸收、释放能量来保证直流电网电压恒定^[7-9]。飞跨电容双向直流变

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(51807079); 江苏省自然科学基金项目资助(BK20200623); 博士后科学基金项目资助(2020M681692)

换器(flying capacitor bi-directional DC converter, FCBDC)因其向任意方向传递能量时,既可以实现升压变换,也可以实现降压变换,解决了双端宽电压变化范围运行工况下储能系统的双向功率控制问题^[10],相对于传统两电平变换器更适用于高压场合。此外,在电感电流纹波相同的情况下,FCBDC的电感量可以大大减小,提高了变换器的动态响应能力,因此被广泛应用于储能系统中。当直流电网中接有单相逆变负载或者三相不平衡负载时,会向直流电网中注入低频波动功率^[11],如不加以抑制,低频波动功率则会通过储能功率变换器传递至储能电池侧,不仅会增大器件电流应力,降低能量转换效率,同时还会影响储能电池等设备的使用寿命^[12-14]。

目前,针对储能系统中低频电流纹波的抑制方法主要分为两类^[15]。第一类是基于无源元件的抑制方法,在母线侧并联较大的支撑电容可以平滑母线电压的波动,但是支撑电容增加了系统的体积和重量,且其寿命较短,降低了系统的可靠性^[16]。第二类主要从控制策略角度出发,通过控制策略重构系统闭环输出阻抗,抑制低频电流纹波注入储能系统。文献[17]通过减小电压闭环的截止频率,提出基于电压电流双闭环的二次纹波抑制策略,但电压闭环较低的截止频率降低了系统的动态性能。在此基础上,文献[18]提出两带通滤波器的二次纹波电流抑制方法,可以有效抑制二次纹波电流,且保证动态响应速度。

储能系统中低频波动功率抑制大多是在两电平拓扑结构上进行研究。飞跨电容型三电平拓扑由于输入输出电压共地和开关器件承受电压应力低等特点,在大功率储能系统实际应用中有明显的优势^[19]。针对飞跨电容型三电平拓扑,文献[20]将飞跨电容支路作为二次纹波导通路径,但是在二倍频处飞跨电容环路增益有限,抑制效果相对较差。在此基础上,文献[21]进行了优化,提升了飞跨电容对二次纹波的吸收效果,并有效减小了支撑电容容值,但飞跨电容较大的电压波动增大了开关器件的电压应力。

上述控制都是基于PI调节器实现的,而抑制策略的引入通常会降低控制器带宽^[22],影响变换器的动态性能。文献[23-24]针对两级式单相逆变器提出基于MPC的电流控制策略,利用输入功率和输入电压的关系预测出电感电流的给定,同时MPC算法可以增加电流环的带宽,电流环带宽的增大可以提高系统的响应速度,还可以增强系统对低频波动功率的抑制能力。MPC算法控制多目标时需要面临权重系数选取的问题,选取不当会对变换器的动态

性能和稳定性能产生极大的影响^[25-26]。文献[27]提出面向宽母线电压波动的飞跨电容双向升降压变换器,并提出了多目标定频寻优MPC控制策略,省去了权重分配环节,简化了控制器的设计。但该算法还需对两侧飞跨电容电压同时进行寻优,算法计算量大,且不具备低频波动功率抑制能力。因此,基于MPC的控制策略在对多目标控制时需要解决权重系数选取的问题,同时兼顾系统的稳态性和负载突变时的动态特性。

本文以飞跨电容双向直流变换器(FCBDC)为研究对象,开展低频波动功率抑制策略的研究。基于变换器工作模态,分析了低频波动功率的流通过程,在此基础上构建数学模型,提出了基于单目标定频MPC控制算法。该算法只需对电感电流建立单目标约束函数,无须对两端飞跨电容电压进行单独寻优,即可实现对电感电流及两端飞跨电容电压的统一控制,极大地降低了系统运算负荷。同时,低频波动功率抑制算法与所提MPC策略相结合,实现了对低频波动功率的有效抑制,且负载突变时具有良好的动态响应性能。最后,通过理论及实验对所提控制策略的有效性进行了验证。

1 基于FCBDC的储能系统功率变换分析

1.1 FCBDC 原理分析

图1所示为FCBDC拓扑结构。该变换器具有对称的拓扑结构,图中 C_{f1} 、 C_{f2} 分别为变换器两侧飞跨电容, C_1 和 C_2 为支撑电容, L 为电感, R_L 为电感等效电阻。

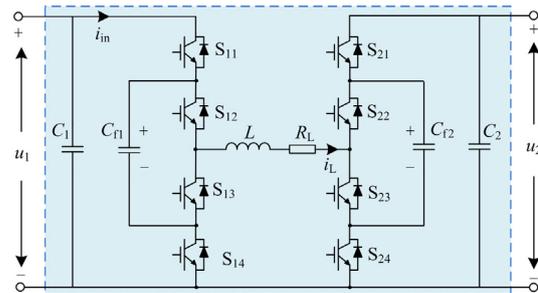


图1 FCBDC 拓扑结构

Fig. 1 Topological structure of FCBDC

对称的电路结构使得变换器的控制更加灵活,具有Buck、Boost和Buck/Boost三种工作模式。但为了能够提升变换器在不同模式下运行的响应速度,通常令其工作于Buck/Boost模式^[21]。在此模式下,以能量由左向右流动为例,开关管 S_{11} 与 S_{24} 、 S_{12} 与 S_{23} 驱动信号同相位,且 S_{11} 与 S_{12} 、 S_{23} 与 S_{24} 交替导通。理想情况下,令开关器件的占空比均为

D , 变换器的工作模式如图 2 所示。

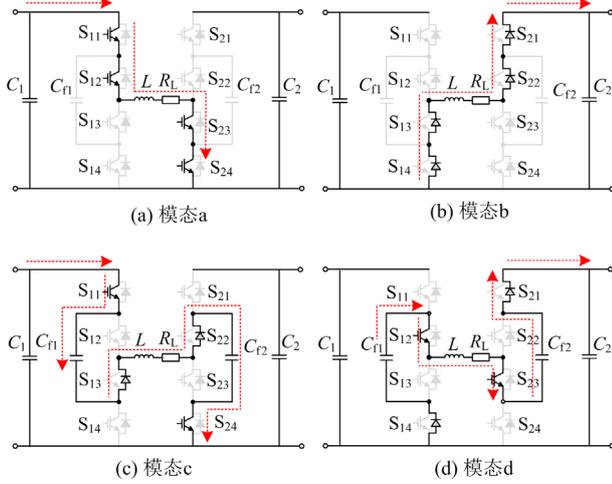


图 2 Buck/Boost 模式下变换器工作模式

Fig. 2 Converter operation states under Buck/Boost mode

Buck/Boost 模式下 FCBDC 工作模式的切换如图 3 所示。电感电流 i_L 、飞跨电容 C_{f1} 的电压 u_{f1} 和飞跨电容 C_{f2} 的电压 u_{f2} 呈现周期性变换。当 $0 < D < 0.5$ 时, FCBDC 工作在图 3 的 b、c 和 d 模式; 当 $0.5 < D < 1$ 时, FCBDC 工作在 a、c 和 d 模式; 当 $D = 0.5$ 时, FCBDC 工作于临界状态, 此时仅包含 c 和 d 两种模式。由图 3 可知, 电感电流在一个开关周期内脉动两次, 因此电感电流的脉动频率是开关频率的两倍, 表明 FCBDC 工作在三电平模式中。

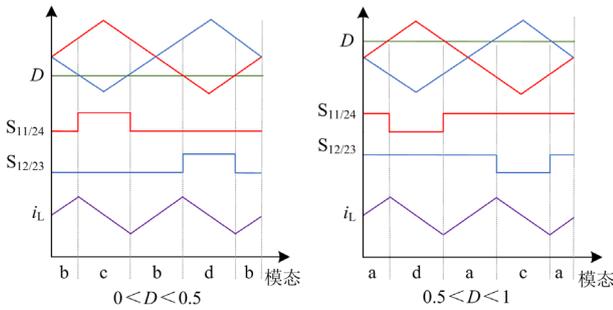


图 3 Buck/Boost 模式下模式切换顺序

Fig. 3 State switching sequences under Buck/Boost mode

根据图 3 所示的模式切换方式及图 2 所示的电路工作模式, 可以得到 FCBDC 输入电压 u_1 与输出电压 u_2 的关系, 如式(1)所示。

$$u_2 = \frac{D}{1-D} \cdot u_1 \quad (1)$$

FCBDC 电感和飞跨电容的硬件参数设计原则如式(2)所示。

$$\begin{cases} L_{\min} = \frac{u_1}{2\Delta i_{L\max} f_s} \\ C_{f\min} = \frac{i_L}{2\Delta u_{f\max} f_s} \end{cases} \quad (2)$$

式中: f_s 为开关频率; L_{\min} 、 $C_{f\min}$ 分别为电感和飞跨电容可取的最小值; $\Delta i_{L\max}$ 为电流纹波最大值; $\Delta u_{f\max}$ 为飞跨电容电压纹波最大值。

1.2 FCBDC 低频波动功率抑制机理分析

以单相交流负载为例, 含有 FCBDC 储能及单相逆变器的直流电网示意图如图 4 所示。图中: R 为交流负载; C_o 和 L_o 分别为输出滤波电容和电感。

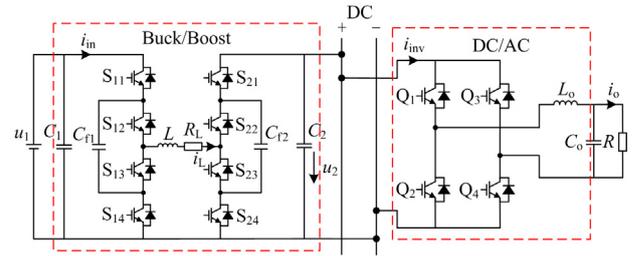


图 4 含有 FCBDC 储能及单相逆变器的直流电网示意图

Fig. 4 Schematic diagram of DC power grid with FCBDC energy storage and single-phase inverter

假设 FCBDC 和单相逆变器的转换效率为 100%, 电容 C_2 的电压脉动较小, 忽略高频分量, 则由图 4 可得单相逆变器的输入电流 i_{inv} 为

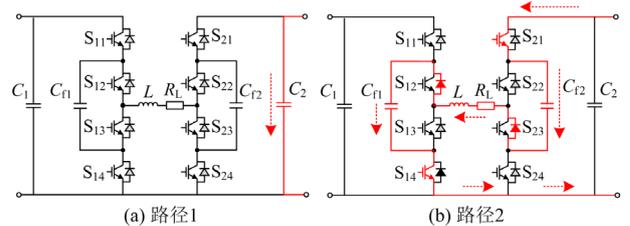
$$i_{inv} = \frac{U_o I_o}{2u_2} \cos \varphi - \frac{U_o I_o}{2u_2} \cos(2\omega_o t - \varphi) = I_{dc} + i_{2nd} \quad (3)$$

式中: U_o 和 I_o 分别为单相交流负载 R 的电压及电流幅值; ω_o 为输出电压角频率; φ 为负载阻抗角。

由式(3)可知, 逆变器输入电流包含两个分量, 一个是直流分量 I_{dc} , 另一个是低频波动分量 i_{2nd} 。该低频波动分量将传播到如图 4 所示的直流侧, 不仅影响其他直流负载, 同时也将导致储能系统的功率波动。

当低频波动功率向图 4 中的储能系统传递时, 根据图 3 中变换器的工作模式可得 FCBDC 中低频波动功率的流通过程, 如图 5 所示。

图 5 中, FCBDC 相比传统两电平变换器低频



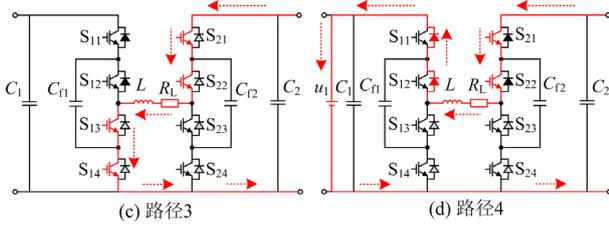


图5 FCBDC 中低频波动功率流路径图

Fig. 5 Path diagram of low frequency fluctuating power in FCBDC

波动功率的导通路径有所增加, 主要是 C_{f1} 和 C_{f2} 两条支路。为了抑制其传入储能侧, 可以通过图 5 中的路径 1 和路径 2 进行吸收。为实现这一控制目标, 根据图 2, 可得变换器的输入电流 i_{in} 为

$$i_{in} = (d + d_{2nd})(i_L + i_{L_2nd}) = d \cdot i_L + d \cdot i_{L_2nd} + i_L \cdot d_{2nd} + d_{2nd} \cdot i_{L_2nd} \quad (4)$$

式中: d 为占空比 D 的直流分量; d_{2nd} 为占空比中的低频纹波分量; i_{L_2nd} 为电感电流 i_L 中的低频纹波分量。

通常母线电压 u_2 的脉动很小, d 中的低频纹波分量 d_{2nd} 也很小, 可以忽略不计。所以, 只要抑制电感电流 i_L 中的低频纹波分量 i_{L_2nd} , 即可减小输入电流 i_{in} 中的低频纹波分量。因此, 在保证 u_2 脉动很小的情况下, 通过单目标定频 MPC 低频波动功率算法抑制 i_L 中的低频纹波分量即可抑制流入储能电池侧的低频波动功率, 采用图 5 的路径 1 和路径 2 中母线支撑电容 C_2 和飞跨电容 C_{f2} 吸收低频波动功率, 同时要保证母线电压、电感电流及两侧飞跨电容电压可控。

2 单目标定频 MPC 低频功率波动抑制策略

飞跨电容三电平双向升降压变换器具备双端宽电压变化范围下的功率变换能力, 适用于直流储能系统, 文献[10]研究了其基本工作原理并提出了稳压 MPC 控制策略, 但是还面临以下问题:

1) 虽实现了三环独立控制, 但还需要对两飞跨电容电压进行单独寻优, 算法计算量大;

2) 面向含有单相逆变负载或者三相不平衡负载的直流电网, 低频波动功率会传递至储能系统中, 该 MPC 算法不具备低频波动功率抑制能力。

针对上述问题, 本文提出单目标定频 MPC 低频波动功率抑制策略。该策略的设计分别从 MPC 算法优化及波动功率抑制两方面着手开展。

2.1 单目标定频 MPC 控制算法

以电感电流 i_L 和飞跨电容电压 u_{f1} 和 u_{f2} 为状态

变量, 根据文献[27]可得到 FCBDC 变换器平均状态等效方程, 如式(5)所示。

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = R_L \cdot i_L + \frac{1}{2}(d_{11} + d_{12})u_1 + \frac{1}{2}(d_{11} + d_{12} - 2)u_2 \\ C_{f1} \frac{du_{f1}}{dt} = (d_{11} - d_{12})i_L \\ C_{f2} \frac{du_{f2}}{dt} = (d_{24} - d_{23})i_L \end{cases} \quad (5)$$

式中, d_{11} 、 d_{12} 、 d_{23} 、 d_{24} 分别为开关 S_{11} 、 S_{12} 、 S_{23} 和 S_{24} 的占空比。各开关采用独立的占空比调节方式, 主要用于实现飞跨电容电压的控制。

将式(5)进行离散可得

$$\begin{cases} i_L^{k+1} = \left(1 + \frac{T_s R_L}{L}\right) i_L^k + \frac{T_s}{2L} (d_{11}^k + d_{12}^k) u_1^k + \frac{T_s}{2L} (d_{11}^k + d_{12}^k - 2) u_2^k \\ u_{f1}^{k+1} = u_{f1}^k + \frac{T_s}{C_{f1}} (d_{11}^k - d_{12}^k) i_L^k \\ u_{f2}^{k+1} = u_{f2}^k + \frac{T_s}{C_{f2}} (d_{24}^k - d_{23}^k) i_L^k \end{cases} \quad (6)$$

式中: T_s 为开关周期; 带有上标 k 的变量表示当前时刻的采样值; 带有上标 $k+1$ 的变量表示下一时刻的预测值。

根据文献[27]所提的多目标定频寻优 MPC 控制策略, 由式(6)可直接建立约束控制函数为

$$\begin{cases} J_L^k = (i_L^* - i_L^{k+1})^2 \\ J_{f1}^k = (u_{f1}^* - u_{f1}^{k+1})^2 \\ J_{f2}^k = (u_{f2}^* - u_{f2}^{k+1})^2 \end{cases} \quad (7)$$

式中: 带有上标 “*” 的变量为参考值; J_L^k 、 J_{f1}^k 和 J_{f2}^k 分别为电感电流 i_L 、飞跨电容电压 u_{f1} 和 u_{f2} 的约束控制函数。

式(7)中通过建立三个独立的约束控制函数, 对变换器的三个变量进行独立寻优, 增加了系统的运算负荷。本文所提的单目标定频 MPC 控制算法对此作出了改进, 只需要对电感电流建立的单目标约束控制函数进行优化, 实现每个周期内电感电流误差最小化。新的单目标约束控制函数如式(8)所示。

$$J^k = (i_L^* - i_L^{k+1})^2 \quad (8)$$

式中, J^k 为单目标定频 MPC 算法下电感电流 i_L 的约束控制函数。

FCBDC 的开关管 S_{11} 与 S_{24} 、 S_{12} 与 S_{23} 用于电感电流调节的为主占空比, 设为 d_1^k 和 d_2^k 。用于飞跨电容 C_{f1} 、 C_{f2} 电压调节的为辅占空比, 设为 Δd_{f1}^k 和 Δd_{f2}^k 。式(6)所示的离散数学模型中, 开关管 S_{11} — S_{24}

的占空比 $d_{11}^k - d_{24}^k$ 可以用主副占空比表示为

$$\begin{cases} d_{11}^k = d_1^k + \Delta d_{f1}^k \\ d_{12}^k = d_2^k - \Delta d_{f1}^k \\ d_{23}^k = d_2^k - \Delta d_{f2}^k \\ d_{24}^k = d_1^k + \Delta d_{f2}^k \end{cases} \quad (9)$$

式(9)中用于调节飞跨电容电压的副占空比 Δd_{f1}^k 和 Δd_{f2}^k 通常是个很小的量, 对主占空比 d_1^k 和 d_2^k 进行微调后得到开关管 $S_{11} - S_{24}$ 的占空比 $d_{11}^k - d_{24}^k$, 因此, 开关管 $S_{11/24}$ 、 $S_{12/23}$ 的占空比可近似等于 d_1^k 、 d_2^k , 可表示为

$$\begin{cases} d_{11}^k \approx d_{24}^k \approx d_1^k \\ d_{12}^k \approx d_{23}^k \approx d_2^k \end{cases} \quad (10)$$

式(8)中, J^k 中包含下一时刻电感电流的预测值 i_L^{k+1} , 而 i_L^{k+1} 是 d_1^k 和 d_2^k 的函数, 通过最小化 J^k 可得到主占空比 d_1^k 和 d_2^k 。观察在图 3 的半个周期中, $S_{11/24}$ 以 $S_{12/23}$ 为常数进行调制。而在另半个周期中, $S_{12/23}$ 以 $S_{11/24}$ 为常数进行调制。因此, J^k 对 d_1^k 和 d_2^k 的偏导数可表示为

$$\begin{cases} \left. \frac{\partial J^k}{\partial d_1^k} \right|_{d_2^k=1} = 2(i_L^{k+1} - i_L^*) \left(\frac{\partial i_L^{k+1}}{\partial d_1^k} - \frac{\partial i_L^*}{\partial d_1^k} \right) \\ \left. \frac{\partial J^k}{\partial d_2^k} \right|_{d_1^k=1} = 2(i_L^{k+1} - i_L^*) \left(\frac{\partial i_L^{k+1}}{\partial d_2^k} - \frac{\partial i_L^*}{\partial d_2^k} \right) \end{cases} \quad (11)$$

令式(11)中等式均等于 0, 结合式(6)和式(10), d_1^k 和 d_2^k 可以表示为

$$\begin{cases} d_1^k = \frac{u_2^k - u_{f1}^k - u_{f2}^k}{u_1^k + u_2^k - u_{f1}^k - u_{f2}^k} + \frac{L}{T_s} \left(\frac{i_L^* - i_L^k}{u_1^k + u_2^k - u_{f1}^k - u_{f2}^k} \right) \\ d_2^k = \frac{u_{f1}^k + u_{f2}^k - u_1^k}{u_{f1}^k + u_{f2}^k} + \frac{L}{T_s} \left(\frac{i_L^* - i_L^k}{u_{f1}^k + u_{f2}^k} \right) \end{cases} \quad (12)$$

当系统达到稳态时, 有

$$\begin{cases} u_{f1}^k \approx \frac{1}{2} u_1^k \\ u_{f2}^k \approx \frac{1}{2} u_2^k \end{cases} \quad (13)$$

此时, 式(12)中计算出的主占空比 d_1^k 和 d_2^k 的表达式中仅包含电感电流的误差最小化, 并不能实现飞跨电容 C_{f1} 和飞跨电容 C_{f2} 的电压调节。为了控制飞跨电容电压, 需对计算的 d_1^k 和 d_2^k 进行进一步调节。

通过分析图 2 中 FCBDC 工作在三电平 Buck/Boost 模式下的工作模式, 可知两个飞跨电容的电压变化是同步的, 即在一个周期内充放电是同步的。因此, 只需要分析飞跨电容 C_{f1} 占空比 Δd_{f1}^k 的变化对

电感电流和飞跨电容电压 u_{f1} 的影响。 Δd_{f1}^k 对电感电流 i_L 和飞跨电容电压 u_{f1} 的影响如图 6 所示。

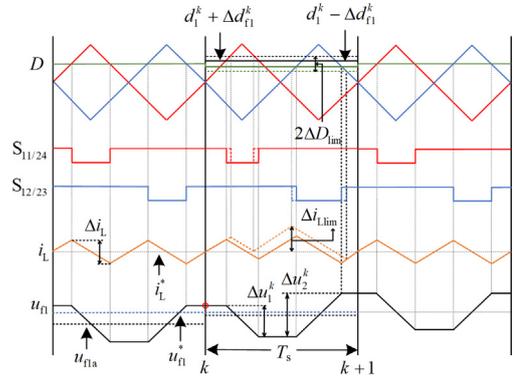


图 6 占空比变化对电感电流和飞跨电容电压的影响

Fig. 6 Influence of duty on inductor current and flying capacitor voltage

图 6 中, 飞跨电容 C_{f1} 电压平均值为 u_{f1a} , 其控制目标是使 $u_{f1a} = u_{f1}^*$ 。在一个周期 T_s 内, 飞跨电容 C_{f1} 电压给定值 u_{f1}^* 可以用 k 时刻飞跨电容电压采样值 u_{f1}^k 表示为

$$u_{f1}^* = u_{f1}^k - \frac{1}{2} \Delta u_1^k + \frac{1}{2} \Delta u_2^k \quad (14)$$

式中, Δu_1^k 和 Δu_2^k 分别为一个周期内 Δd_{f1}^k 不同取值对飞跨电容 C_{f1} 电压 u_{f1} 的影响, 可以用各自占空比表示为

$$\begin{cases} \Delta u_1^k = \frac{(1 - d_1^k - \Delta d_{f1}^k) T_s}{2 C_{f1}} i_L^k \\ \Delta u_2^k = \frac{(1 - d_1^k + \Delta d_{f1}^k) T_s}{2 C_{f1}} i_L^k \end{cases} \quad (15)$$

通过式(14)、式(15)可以计算出 Δd_{f1}^k 为

$$\Delta d_{f1}^k = \frac{2 C_{f1}}{T_s i_L^k} (u_{f1}^* - u_{f1}^k) \quad (16)$$

同理, 可以计算出飞跨电容 C_{f2} 占空比 Δd_{f2}^k 为

$$\Delta d_{f2}^k = \frac{2 C_{f2}}{T_s i_L^k} (u_{f2}^* - u_{f2}^k) \quad (17)$$

由于 Δd_{f1}^k 和 Δd_{f2}^k 在控制两个飞跨电容电压时会导致电感电流 i_L 与电感电流给定值 i_L^* 产生偏差, 如图 6 所示, Δd_{f1}^k 和 Δd_{f2}^k 的值越大, i_L 的偏差越严重。因此, 必须将 Δd_{f1}^k 和 Δd_{f2}^k 限制在 ΔD_{lim} 内, 保证 i_L 的偏差在 Δi_{Llim} 内。 Δi_{Llim} 和 ΔD_{lim} 的关系可表示为

$$\Delta i_{Llim} = \frac{T_s}{4L} \Delta D_{lim} (u_2^* - u_1) + \frac{1}{2} \Delta i_L \quad (18)$$

式中, $i_{L_err}^k$ 为电感电流预测值与给定值的误差。

结合式(6)和式(21), 李雅普诺夫函数的变化率可表示为

$$\Delta L(k) = L(k+1) - L(k) = \frac{1}{2} \left(\begin{aligned} & \left[\left(1 + \frac{T_s R_L}{L}\right) i_L^k + \frac{T_s}{2L} (d_{11}^k + d_{12}^k) u_1^k + \right. \\ & \left. \frac{T_s}{2L} (d_{11}^k + d_{12}^k - 2) u_2^k - i_L^* \right] \times \\ & \left[\left(1 + \frac{T_s R_L}{L}\right) i_L^k + \frac{T_s}{2L} (d_{11}^k + d_{12}^k) u_1^k + \right. \\ & \left. \frac{T_s}{2L} (d_{11}^k + d_{12}^k - 2) u_2^k - i_L^* \right] \end{aligned} \right) - \frac{1}{2} (i_{L_err}^k)^T (i_{L_err}^k) \quad (22)$$

为了使所提算法中电感电流的跟踪误差收敛到零, 需要保证李雅普诺夫函数的变化率始终为负。考虑到 MPC 策略的跟踪特性, 根据式(6)和式(8), 有以下近似:

$$i_L^* \approx i_L^k + \frac{T_s}{2L} ((d_{11}^k + d_{12}^k) u_1^k + (d_{11}^k + d_{12}^k - 2) u_2^k) \quad (23)$$

将式(23)代入式(22), 可得

$$\Delta L(k) = -\frac{1}{2} (i_{L_err}^k)^2 \quad (24)$$

因此, 根据式(21)、式(24)和李雅普诺夫直接法的确定原则, 可以保证本文提出的控制策略的稳定性。

3 实验验证

为了验证所提出低频波动功率抑制策略的有效性, 搭建了小功率储能实验平台。控制板采用了 TMS320F28335+XC3S500E 控制芯片, 功率板中开关器件采用英飞凌的 IRFP90N20D, 实验平台如图 8 所示。

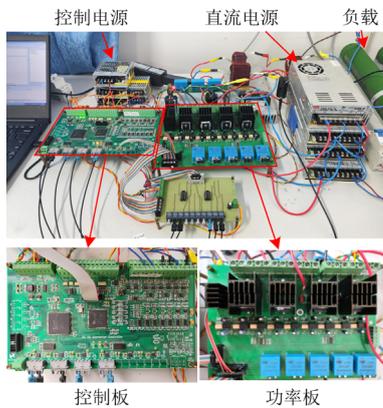


图 8 实验平台

Fig. 8 Experimental platform

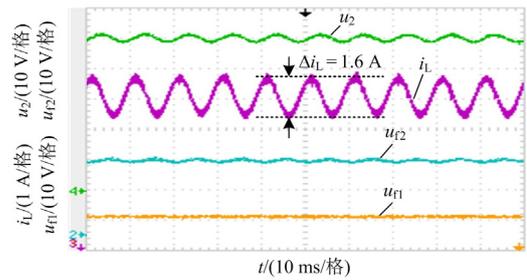
由于 FCBDC 为对称拓扑结构, 储能设备在充放电时控制原理相同, 因此实验仅需对单向能量流动进行验证即可。图 8 中, 采用直流电源模拟储能设备作为 FCBDC 的输入源, 用于稳定直流母线电压, 保证其正常工作。具体的实验参数如表 1 所示。

表 1 实验参数

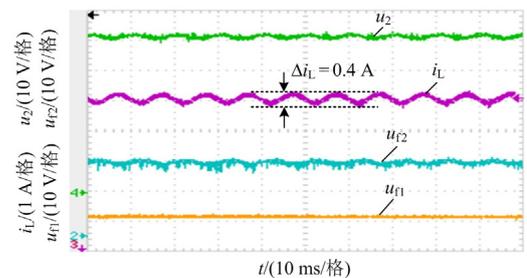
Table 1 Experiment parameters	
参数	数值
储能侧电压/V	48
开关频率/kHz	10
储能电感/mH	1
飞跨电容/ μ F	500
母线支撑电容/ μ F	2200
负载电阻/ Ω	10

根据实验设定, 实验前需将飞跨电容电压预充至对应端口电压的一半, 为了验证所提单目标定频 MPC 低频波动功率抑制算法的优越性, 设置传统 MPC 算法和传统 PI 双闭环+带通滤波器算法为对比控制算法。

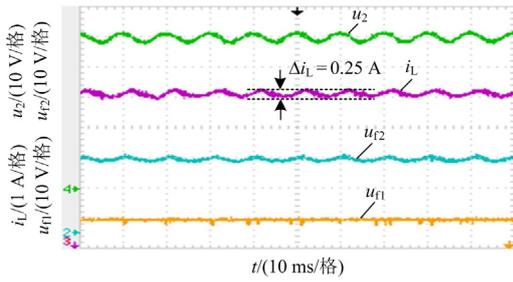
图 9 为上述所提 3 种算法下, 直流母线电压 u_2 、电感电流 i_L 、飞跨电容 C_{f1} 电压 u_{f1} 和飞跨电容 C_{f2} 电压 u_{f2} 达到稳态时的波形图。由图 9(a)可知, 传统 MPC 算法下 i_L 中低频波动分量的峰峰值约为 1.6 A, 所占比例约为 28.8%; 图 9(b)中采用传统 PI 双闭环+带通滤波器算法下 i_L 低频波动分量的峰峰值约为 0.4 A, 所占比例约为 9.1%; 而图 9(c)中采用本文所提算法下 i_L 中低频波动分量的峰峰值约为 0.25 A, 所



(a) 传统MPC算法下稳态波形



(b) 传统PI双闭环+带通滤波器算法下稳态波形



(c) 本文所提的MPC算法下稳态波形

图9 不同算法下稳态实验波形

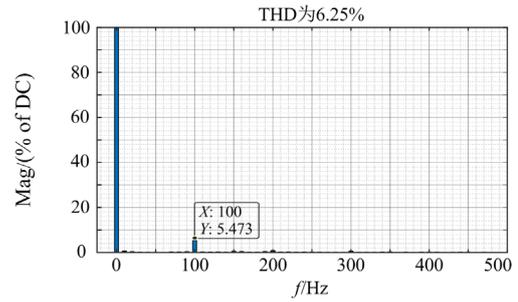
Fig. 9 Steady-state experimental waveforms under different algorithms

占比例约为 5.4%。验证了 FCBDC 采用本文所提控制算法时，低频波动功率的抑制效果最好。

图 10 中分别对不同算法下 i_L 稳态实验数据进行傅里叶分析。

图 10 中，传统 MPC 算法下 i_L 低频纹波含量为 27.53%，传统 PI 双闭环 + 带通滤波器控制算法下低频纹波含量为 9.047%，本文所提 MPC 算法下低频纹波含量为 5.473%，缩减为抑制前的 19.87%，与实验结果基本相同。

为了验证本文所提算法对系统动态响应的影响，控制 u_2 为 40 V，通过加减电阻负载来模拟实际中的加减载工况，通过对比 u_2 、 i_L 、 u_{L1} 和 u_{L2} 的跟随能力来验证所提控制算法的动态响应能力。加减载时，3 种控制算法下直流母线电压 u_2 和电感电流 i_L 的响应曲线如图 11 所示。

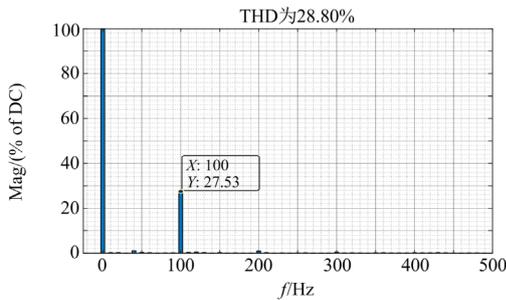


(c) 本文所提MPC算法下 i_L 傅里叶分析

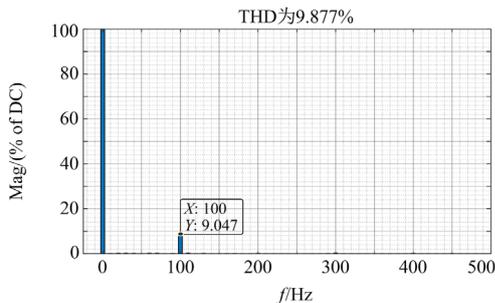
图10 不同算法下 i_L 傅里叶分析

Fig. 10 Fourier analysis of i_L under different algorithms

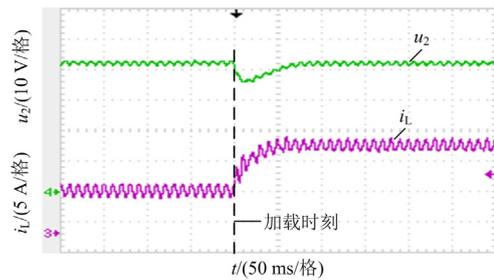
图 11(a)—图 11(c)在加载时刻加载 100%时，本文所提控制算法下 u_2 响应时间相比于传统 MPC 算法减少了 35 ms， i_L 响应时间减少了 35 ms；相比于传统 PI 双闭环 + 带通滤波器算法 u_2 响应时间减少了 50 ms， i_L 响应时间减少了 35 ms。图 11(d)—图 11(f)在减载时刻减载 100%时，本文所提控制算法下 u_2 响应时间相比于传统 MPC 算法减少了 30 ms， i_L 响应时间减少了 25 ms；相比于传统 PI 双闭环 + 带通滤波器算法 u_2 响应时间减少了 15 ms， i_L 响应时间减少 20 ms。验证了本文所提控制算法相对于传统 MPC 算法消除了多目标权重系数选取的问题，无须对两飞跨电容电压进行单独寻优，降低了系统运算负荷的同时提升了系统响应速度，且 i_L 中低频波动分量得到了明显的改善；相对于传统 PI 双闭环 + 带通滤波器算法大大提升了系统动态响应速度，且对低频波动功率具有更好的抑制效果。



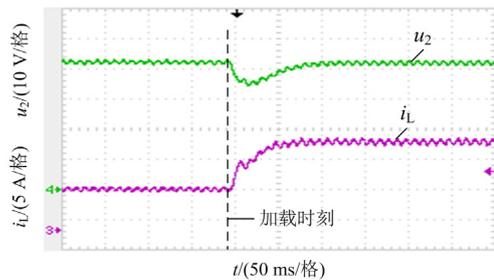
(a) 传统MPC算法下 i_L 傅里叶分析



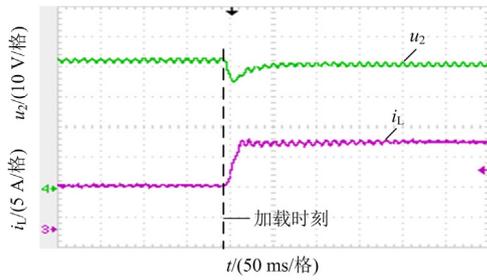
(b) 传统PI双闭环 + 带通滤波器算法下 i_L 傅里叶分析



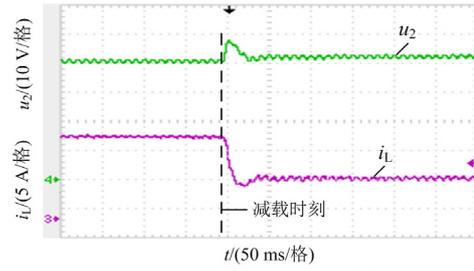
(a) 传统MPC算法下加载波形



(b) 传统PI双闭环 + 带通滤波器算法下加载波形



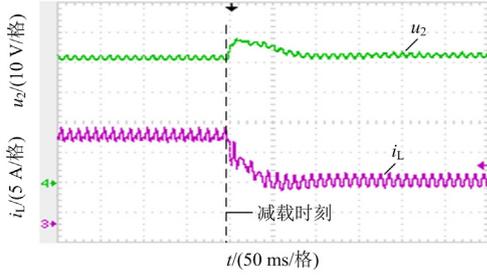
(c) 本文所提的MPC算法下加载波形



(f) 本文所提的MPC算法下减载波形

图 11 加卸载时直流母线电压和电感电流动态响应曲线

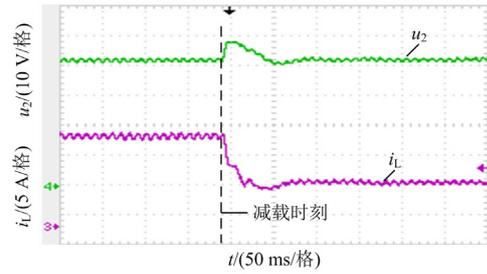
Fig. 11 Dynamic response curve of DC bus voltage and inductance current during loading and unloading



(d) 传统MPC算法下减载波形

比较本文与其他文献中低频波动功率抑制效果, 如表 2 所示。文献[14]采用一种 PET 直流电压纹波抑制策略, 母线电容容值为 3000 μF , 抑制后低频波动功率含量为 8.89%, 动态响应较快, 超调小。文献[18]采用两带通滤波器的抑制策略, 母线电容容值为 8000 μF , 抑制后低频波动功率含量为 6.15%, 动态响应快, 超调较大。文献[22]采用虚拟阻抗的抑制策略, 母线电容容值为 810 μF , 抑制后低频波动功率含量为 3.0%, 动态响应慢, 超调较大。本文采用的抑制策略, 母线电容容值为 500 μF , 对比文献中均小, 抑制后低频波动功率含量为 5.47%, 且动态响应快, 超调较小。

飞跨电容电压的控制目标为对应端口电压的一半, 加卸载时飞跨电容电压的动态响应曲线如图 12 所示。

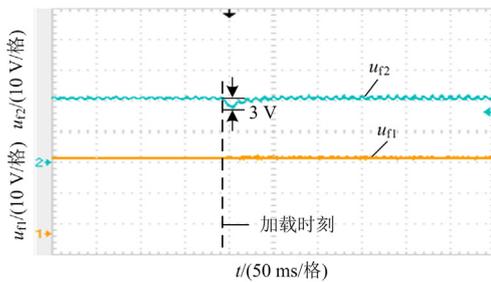


(e) 传统PI双闭环+带通滤波器算法下减载波形

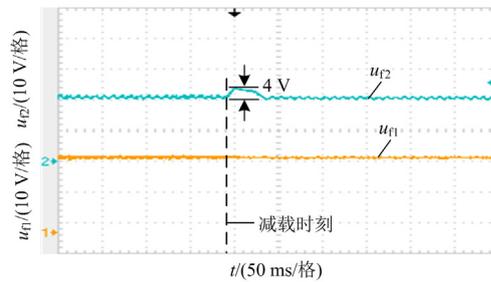
表 2 抑制效果对比

Table 2 Comparison of inhibition effect

文献	直流母线电压/V	母线电容容值/ μF	抑制后低频波动功率含量/%	动态响应时间/ms	电压超调量/V
[14]	90	3000	8.89	30	2
[18]	41	8000	6.15	10	6
[22]	380	810	3.0	50	10
本文	50	500	5.47	15	4



(a) 飞跨电容电压加载波形



(b) 飞跨电容电压减载波形

图 12 本文所提的 MPC 算法下加卸载时飞跨电容电压波形

Fig. 12 Voltage waveform of flying capacitor during loading and unloading under MPC algorithm in this paper

由图 12 可知, 飞跨电容 C_{f1} 电压 u_{f1} 始终为输入电压的一半, 具有稳定的控制效果。飞跨电容 C_{f2} 电压 u_{f2} 在加减载时超调较小, 且加减载时动态响应时间为 30 ms 左右, 动态响应较快, 具有良好的动态性能。

因此, 通过对以上实验结果的分析可知, 本文所提算法对 i_L 中低频纹波分量具有良好的抑制效果, 同时系统具有良好的动态性能。

4 结论

针对直流电网中低频波动功率导致的储能系统功率波动问题, 本文提出了一种基于单目标定频 MPC 低频波动功率抑制策略。分析了 FCBDC 的工作模式及低频波动功率的流电路径, 构建了变换器的数学模型。在此基础上提出了基于电感电流的单目标约束函数, 实现了对电感电流及两飞跨电容电压的统一控制, 无须对两端飞跨电容电压进行单独寻优, 极大地降低了系统运算负荷, 并确保了良好的控制性能。同时, 将低频波动功率抑制算法与所提 MPC 控制策略相融合, 实现了变换器对低频波动功率的有效抑制, 同时使系统保持良好的动态性能。对所提控制策略进行了详细的理论分析, 并通过实验进行了有效验证。

参考文献

- [1] 曾国辉, 廖鸿飞, 赵晋斌, 等. 直流微电网双向 DC/DC 变换器虚拟惯量和阻尼系数自适应控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(6): 65-73.
ZENG Guohui, LIAO Hongfei, ZHAO Jinbin, et al. A self-adaptive control strategy of virtual inertia and a damping coefficient for bidirectional DC-DC converters in a DC microgrid[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(6): 65-73.
- [2] 乔志杰, 马临超. 适用于电力系统稳定性提升的大规模储能控制策略研究[J]. 高压电器, 2022, 58(12): 75-84, 91.
QIAO Zhijie, MA Linchao. Research on large-scale energy storage control strategy for power system stability improvement[J]. High Voltage Apparatus, 2022, 58(12): 75-84, 91.
- [3] 陈景文, 周媛, 李晓飞, 等. 光储直流微网混合储能控制策略研究[J]. 智慧电力, 2022, 50(1): 14-20, 87.
CHEN Jingwen, ZHOU Yuan, LI Xiaofei, et al. Hybrid energy storage control strategy of optical storage DC microgrid[J]. Smart Power, 2022, 50(1): 14-20, 87.
- [4] 毕恺韬, 孙力, 安群涛, 等. 基于模块化多电平直流变换器的储能系统分布式能量均衡控制策略[J]. 电工技术学报, 2018, 33(16): 3811-3821.
BI Kaitao, SUN Li, AN Quntao, et al. Distributed energy balancing control strategy for energy storage system based on modular multilevel DC-DC converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(16): 3811-3821.
- [5] 岳舟, 刘小荻, 姚绍华, 等. 一种输入电流连续的新型高增益 DC-DC 升压变换器[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(6): 125-134.
YUE Zhou, LIU Xiaodi, YAO Shaohua, et al. A novel high gain DC-DC boost converter with continuous input current[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(6): 125-134.
- [6] 马文忠, 田洪英, 刘慧玉, 等. 非隔离型模块化多电平 DC/DC 变换器的最小化桥臂环流控制[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(22): 51-58.
MA Wenzhong, TIAN Hongying, LIU Huiyu, et al. A minimized AC circulating control strategy for a non-isolated modular multilevel DC/DC converter[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(22): 51-58.
- [7] 刘乐, 毕恺韬, 朱一昕, 等. 适用于储能系统的准 Z 源模块化多电平双向 DC-DC 变换器的设计与控制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(增刊 1): 235-245.
LIU Yue, BI Kaitao, ZHU Yixin, et al. Design and control of quasi-Z-source modular multilevel bidirectional DC-DC converter for energy storage system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(S1): 235-245.
- [8] 刘志坚, 李晓磊, 梁宁, 等. 基于前馈自抗扰的光伏微电网混合储能控制策略[J]. 电力建设, 2021, 42(9): 96-104.
LIU Zhijian, LI Xiaolei, LIANG Ning, et al. Control strategy of hybrid energy storage for photovoltaic microgrid applying feedforward active disturbance rejection[J]. Electric Power Construction, 2021, 42(9): 96-104.
- [9] 岳怀瑜, 刘莎莎, 吴启亮. 混合微网含储能系统互联接口变换器的双阈值窗控制策略[J]. 中国电力, 2022, 55(10): 132-141.
YUE Huaiyu, LIU Shasha, WU Qiliang. Dual-threshold window control strategy of interlinking converter with energy storage system in hybrid microgrid[J]. Electric Power, 2022, 55(10): 132-141.
- [10] 樊启高, 吕华阳, 毕恺韬, 等. 面向直流储能系统的飞跨电容三电平双向升降压变换器及其模型预测控制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(16): 4169-4179.
FAN Qigao, LÜ Huayang, BI Kaitao, et al. Flying capacitor three-level bi-directional buck-boost converter and its model predictive control strategy for DC energy storage system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(16): 4169-4179.
- [11] 张鸿博, 蔡晓峰. 直流电压含二次纹波条件下并网逆变器输出谐波抑制[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(15): 119-128.
ZHANG Hongbo, CAI Xiaofeng. Output harmonic suppression of a grid-connected inverter with secondary

- ripple in DC voltage[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(15): 119-128.
- [12] XIONG Fei, LI Junchi, YAN Dong, et al. Current stress optimization of dual active bridge converter in two-stage single-phase inverter system with second harmonic current shaping[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(3): 2606-2624.
- [13] 李佳逸, 雷勇, 李媛, 等. 单相准 Z 源逆变器二倍频纹波的抑制及应力分析[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(9): 25-33.
LI Jiayi, LEI Yong, LI Yuan, et al. Suppression and stress analysis of double-line frequency ripple of single-phase quasi Z source inverter[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(9): 25-33.
- [14] 涂春鸣, 肖凡, 袁靖兵, 等. 级联型电力电子变压器直流电压二次纹波抑制策略[J]. 电工技术学报, 2019, 34(14): 2990-3003.
TU Chunming, XIAO Fan, YUAN Jingbing, et al. DC ripple voltage suppression strategy for cascaded power electronic transformer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(14): 2990-3003.
- [15] YU X, STARKE M R, TOLBERT L M, et al. Fuel cell power conditioning for electric power applications: a summary[J]. IET Electric Power Applications, 2007, 1(5): 643-656.
- [16] FUKUSHIMA K, NORIGOE I, SHOYAMA M, et al. Input current-ripple consideration for the pulse-link DC-AC converter for fuel cells by small series LC circuit[C]// 2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, February 15-19, 2009, Washington, DC, USA.
- [17] LIU C, LAI J S. Low frequency current ripple reduction technique with active control in a fuel cell power system with inverter load[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(4): 1429-1436.
- [18] 杨苓, 罗安, 陈燕东, 等. 直流微电网双向储能变换器的两带通滤波器二次纹波电流抑制与均分控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(6): 1613-1624.
YANG Ling, LUO An, CHEN Yandong, et al. The second harmonic current suppressed by two band-pass filters and current sharing control method of bi-directional energy storage converters in DC micro-grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(6): 1613-1624.
- [19] 胡斌, 杨中平, 黄先进, 等. 用于超级电容储能系统的三电平双向直流变换器及其控制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(8): 83-89.
HU Bin, YANG Zhongping, HUANG Xianjin, et al. Three-level bi-directional DC-DC converter and its control strategy used for super-capacitor energy storage system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(8): 83-89.
- [20] WATANABE H, SAKURABA T, FURUKAWA K, et al. Development of DC to single-phase AC voltage source inverter with active power decoupling based on flying capacitor DC/DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(6): 4992-5004.
- [21] KAN Shiqi, RUAN Xinbo, HUANG Xinze, et al. Second harmonic current reduction for flying capacitor clamped boost three-level converter in photovoltaic grid-connected inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(2): 1669-1679.
- [22] ZHANG Li, RUAN Xinbo, REN Xiaoyong. Second-harmonic current reduction for two-stage inverter with boost-derived front-end converter: control schemes and design considerations[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(7): 6361-6378.
- [23] WANG Wei, LIU Bin, HU Yukun, et al. Power decoupling control for single-phase grid-tied PEMFC systems with virtual-vector-based MPC[J]. IEEE Access, 2021, 9: 55132-55143.
- [24] LIU Bin, LI Guojin, HE Deqiang, et al. DC and AC power quality control for single-phase grid-tied PEMFC systems with low DC-link capacitance by solution-space-reduced MPC[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(6): 5625-5636.
- [25] CHEN Hongxiang, WANG Danming, TANG Sai, et al. Continuous control set model predictive control for three-level flying capacitor boost converter with constant switching frequency[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(5): 5996-6007.
- [26] JAYAN V, GHAS A M Y M. Weighting factor free model predictive control for a flying capacitor converter in a DC microgrid[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2022, 37(2): 1030-1041.
- [27] BI Kaitao, LÜ Huayang, CHEN Liang, et al. Model predictive controlled bidirectional four quadrant flying capacitor DC/DC converter applied in energy storage system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(7): 7705-7717.

收稿日期: 2023-01-10; 修回日期: 2023-03-04

作者简介:

樊启高(1986—), 男, 博士, 教授, 主要研究方向为新能源发电及机电一体化技术; E-mail: qgf@jiangnan.edu.cn

陈亮(1998—), 男, 硕士研究生, 研究方向为新能源发电及其控制技术; E-mail: cl15256646199@163.com

毕恺韬(1989—), 男, 通信作者, 博士, 讲师, 研究方向为大功率储能功率变流技术。E-mail: bkt1989@163.com

(编辑 魏小丽)