

基于多目标成本函数的单相分离源逆变器有限控制集滑模控制策略

程启明¹, 罗力珲¹, 沈治超¹, 王为涛¹, 张梁¹, 江浩²

(1. 上海市电站自动化技术重点实验室(上海电力大学人工智能学部), 上海 200090; 2. 南京理工大学紫金学院, 南京 210023)

摘要: 单相分离源逆变器(single-phase split-source inverter, SSI)是一种新型且紧凑性高的升压型逆变器, 该拓扑由一个直流链路电容器、一个升压电感、两个二极管和传统的电压源逆变器(voltage-source inverter, VSI)组成, 但常规的空间矢量脉宽调制(space vector pulse-width modulation, SVPWM)策略会导致无源元件存在较大的纹波。另外, 在传统滑模控制(sliding mode control, SMC)策略下无源元件的纹波存在较大的抖振且SSI系统输出电压质量低。针对SSI调制复杂、滑模控制抖振大和输出电压质量低等问题, 提出了一种基于多目标成本函数(multi-objective cost function, MOCF)的有限控制集滑模控制(finite control set-sliding mode control, FCS-SMC)策略。SSI中的直流侧的电感电流、电容器电压以及交流侧的电感电压、电容器电流的控制是必不可少的, 所提出的控制策略基于MOCF的FCS-SMC控制方法由于使用了MOCF函数, 可以同时完成直流侧和交流侧变量的控制。此外, 有限控制集的使用消除了对调制方案的要求, 多目标成本函数与FCS的使用简化了控制器的设计, 研究了所提出的控制策略对参数变化的鲁棒性, 并与基于传统的SMC方法进行了比较。仿真和实验结果表明, 所提出的FCS-SMC策略可以有效抑制纹波且减小抖振, 提高SSI的输出电能质量。

关键词: 单相分离源逆变器; 多目标成本函数; 有限控制集滑模控制; 直流侧; 交流侧; 鲁棒性

Finite Control Set-Sliding Mode Control Strategy for Single-Phase Split-Source Inverter Based on Multi-Objective Cost Function

CHENG Qiming¹, LUO Lihui¹, SHEN Zhichao¹, WANG Weitao¹, ZHANG Liang¹, JIANG Hao²

(1. Shanghai Key Laboratory Power Station Automation Technology Laboratory, Department of Artificial Intelligence, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China; 2. ZiJin College, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210023, China)

Abstract: The single-phase split-source inverter (SSI) is a new and highly compact boost inverter with a topology consisting of a DC-link capacitor, a boost inductor, two diodes, and a conventional voltage-source inverter (VSI). However, the conventional space vector pulse-width modulation (SVPWM) strategy leads to a large ripple in the passive element. In addition, the ripple of the passive element under the conventional sliding mode control (SMC) strategy has large jitter and the output voltage quality of the SSI system is low. In this paper, a finite control set-sliding mode control (FCS-SMC) strategy based on multi-objective cost function (MOCF) is proposed to address the problems of complex modulation, large jitter of sliding mode control and low quality of output voltage in SSI. The control of inductor current and capacitor voltage in the DC side, as well as the control of inductor voltage and capacitor current in the AC side of the SSI is essential, and the proposed control strategy based on MOCF FCS-SMC control method can accomplish the control of both DC-side and AC-side variables due to the use of MOCF functions. In addition, the use of finite control set eliminates the requirement of modulation scheme and the use of multi-objective cost function with FCS simplifies the design of the controller. The robustness of the proposed control strategy to parameter variations is investigated and compared with the conventional SMC based approach. Simulation and experimental results show that the proposed FCS-SMC strategy can effectively suppress ripple and reduce jitter to improve the output power quality of SSI.

Key words: single-phase split-source inverter; multi-objective cost function; finite control set-sliding mode control; DC side; AC side; robustness

0 引言

近年来,随着不良气候变化的灾难性影响日益凸显,全球碳减排紧迫性愈发显著。为了实现碳中和目标,世界各国以调整能源结构为核心,积极发展新能源发电技术,以新能源为主体的清洁型电力系统是未来电力系统的发展方向。单级逆变器由于具有良好的电压调节能力,在光伏并网和新能源汽车中的应用受到了广泛关注^[1-4]。与传统的电压源逆变器(voltage source inverters, VSI)相比,单级逆变器拓扑结构中的直流链路电压调节较为容易,这一优势消除了DC-DC转换器配置需求,从而显著降低了成本。因此,与传统的两级逆变器相比,单级逆变器具有更高的效率、更少的开关次数和更低的成本^[5-6]。

随着阻抗网络的兴起,准Z源逆变器(quasi-Z source inverter, qZSI)是最常见的逆变器,它具有高电压增益的优点,但调制复杂且无源元件较多^[7-8]。针对上述问题,提出了分离源逆变器(split-source inverter, SSI)拓扑,该拓扑主要由一个直流链路电容器、一个升压电感和两个二极管集成到VSI中组成。与qZSI相比,SSI可以使用更少的元件且调制中无需直通矢量,因此SSI的调制策略和控制方法比qZSI简单^[9]。SSI逆变器的控制目标为输出电压的低谐波失真、快速的动态响应和较强的鲁棒性^[10-13]。文献[14]提出了一种新的控制集扩充方法,采用有限控制集模型预测控制(finite control set-model predictive control, FCS-MPC)产生开关信号,提升了该系统的控制精度,但构建的电压矢量较多,计算复杂,且目标矢量的权重系数难以整定。文献[15]提出了一种单相单级式耦合电感型分离源升压逆变器及其调制策略,在提升了变换器输出电压增益的基础上提升了输出电压波形质量,但所需的无源器件较多、成本增加。文献[16]提出了一种用于4脚SSI的有限控制集模型预测控制(FCS-MPC),由输入电流和输出电压组成的成本函数最小化,改善了不平衡条件下所提供的三相平衡电

压,但增加了调制的复杂度和计算次数。文献[17]提出了一种用于降压型DC/DC转换器的高速非线性MPC控制策略,所提出的方法扩大了预测范围,但对于未知的快速载荷变化和参数不确定性具有一定的局限性。文献[18]提出了一种用于并网三相SSI的FCS-MPC控制,将SSI的输入和输出电流误差作为控制变量并组合在一个总成本函数中,且为了实现输入电流和输出电压的零误差,需要在总成本函数中使用加权因子。文献[19]引入了一种基于多输入多输出的SMC控制方法,用于在独立模式下单相qZSI的直流和交流侧变量的控制。虽然利用边界层可以减轻抖振的影响,但由于控制器增益难以调节,使得SMC的设计变得复杂。文献[20]研究了并网单相中性点箝位qZSI的SMC策略,采用边界层方法消除滑动面函数的不连续性实现了固定的开关频率,但仍未减小滑模带来的抖振。文献[21]通过使用滞回调制来缓解抖振的影响,但没有关于选择合适滞回带的分析研究。

本文提出了一种基于多目标成本函数(multi-objective cost function, MOCF)的有限控制集滑模控制(FCS-SMC)策略来控制单相分离源逆变器(SSI)。首先,在该控制方法中,针对SMC滞回带难以选择问题,将直流侧和交流侧的滑动面函数组合在一起形成单个滑动面函数,这样就消除了滑动面函数不合并时所需要的滞回带。此外,利用FCS的概念,根据滑模的到达条件选择合适的控制动作,计算最小目标函数,以数字方式产生相应的逆变器开关信号^[22-24];最后,在MATLAB/Simulink软件平台和实物硬件平台上进行实验验证,实验结果表明SSI采用基于多目标成本函数的FCS-SMC控制策略相较于采用基于滞回带的SMC控制策略,其输出电流电压的失真率更小、直流侧电感电流和直流链路电压的纹波也更小、系统的抗干扰性也更强。

1 单相分离源逆变器的数学模型分析

本文采用的单相分离源逆变器(SSI)拓扑如图1所示。该拓扑结构包括电阻 R_L 、电感 L_i 、电容 C_i 和2个二极管D1、D2。图1中, R_f 、 L_f 和 C_f 分别为输入滤波器的电阻、电感和电容, R_L 为负载电阻, S_1 — S_4 为逆变级的开关状态(1表示导通,0表示断开)。与传统单相电压源逆变器(VSI)的情况一样,

基金项目:国家自然科学基金资助项目(62303301);上海市电站自动化技术重点实验室项目(13DZ2273800)。

Foundation item: Supported by the National Natural Science Foundation of China (62303301); Shanghai Key Laboratory Project of Power Station Automation Technology (13DZ2273800)。

单相分离源逆变器(SSI)的交流侧由两个支路组成。然而,与传统的VSI相反,SSI的直流侧输入由直流侧电容器 C_i 提供。因此,输入源是从逆变器支路中分离出来的,而分离源的名称就是来自于此。

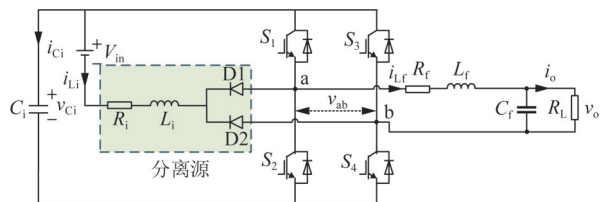


图1 SSI电路的拓扑结构

Fig. 1 Topology of SSI circuit

单相SSI的开关状态如表1所示。由表1可知,在 S_d 开关状态下,直流侧电容通过电感电流 i_{Li} 充电;在 S_b 和 S_c 开关状态下,直流侧电容通过电感电流 i_{Li} 放电。由于直流侧电容通过电感电流 i_{Li} 充电,因此电感电流 i_{Li} 是控制直流链路电压 v_{Ci} 的唯一变量。显然,当至少一个上部开关处于1状态时(即表1中的 S_a 、 S_b 和 S_c 状态),直流侧电感 L_i 会被直流输入源充电(其电压为 V_{in})。交流侧可产生一个三电平电压 v_{ab} ,其电压电平为0、 v_{Ci} 和 $-v_{Ci}$ ^[25-27]。

表1 单相分离源逆变器的开关状态

Tab. 1 Switching states of SSI

n	开关状态	S_1, S_2	S_3, S_4	i_{Ci}	v_{Li}	v_{ab}
1	S_a	1	1	0	$V_{in} - V_{Ri}$	0
2	S_b	1	0	$-i_{Lf}$	$V_{in} - V_{Ri}$	v_{Ci}
3	S_c	0	1	i_{Lf}	$V_{in} - V_{Ri}$	$-v_{Ci}$
4	S_d	0	0	i_{Lf}	$V_{in} - V_{Ri} - v_{Ci}$	0

注: n 为开关状态的编号; V_{Ri} 为电阻 R_i 上的电压。

三电平电压 v_{ab} 和 v_{Ci} 及其开关状态的表达式可写为:

$$v_{ab} = (S_b - S_c)v_{Ci} \quad (1)$$

式中: v_{ab} 为交流侧的三电平电压; v_{Ci} 为电容 C_i 电压; S_b 、 S_c 分别为SSI中的两种开关状态。

SSI直流侧电容电压 v_{Ci} 可定义为^[28]:

$$v_{Ci} = \frac{V_{in}}{1 - M} \quad (2)$$

式中: M 为占空比且 $0 \leq M < 1$; V_{in} 为直流输入源电压。

显然,电压增益与占空比 M 成正比。根据式(2)可知,当 $M=1$ 时直流侧电容电压 v_{Ci} 趋于无穷大。因此, M 的上限值应始终小于1。另一方面,

M 的下限值可以大于或等于0。

根据式(1)~(2)可知, M 决定了 v_{Ci} 和 v_{ab} 的数值。电容电压 v_{Ci} 与负载电压 v_o 之间的关系可表示为:

$$v_{Ci} = \frac{v_o}{M} \quad (3)$$

将式(2)代入式(3)可得负载电压 v_o 与直流输入源 V_{in} 的关系为:

$$\frac{v_o}{V_{in}} = \frac{M}{1 - M} \quad (4)$$

由式(4)可得:

$$v_{Ci} = v_o + V_{in} \quad (5)$$

直流侧电压和交流侧电压之间的关系由式(5)得出。根据式(5)可知, v_{Ci} 总是大于 v_o 和 V_{in} 。因此为了使SSI的交流侧和直流侧之间产生相互作用,应始终满足式(5)。

SSI交流侧的微分方程可表示为:

$$\frac{di_{Lf}}{dt} = \frac{1}{L_f}(v_{ab} - v_o - R_{Lf}i_{Lf}) \quad (6)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{C_f}(i_{Lf} - i_o) \quad (7)$$

式中: i_{Lf} 为交流侧滤波电感电流; i_o 为输出电流。

根据基尔霍夫电压与电流定律可知,直流侧电容器电压 v_{Ci} 和电感器电流 i_{Li} 的微分方程为:

$$\frac{di_{Li}}{dt} = \frac{1}{L_i}(V_{in} - R_{Li}i_{Li} - S_d v_{Ci}) \quad (8)$$

$$\frac{dv_{Ci}}{dt} = \frac{1}{C_i}[S_d i_{Li} + (S_c - S_b)i_{Lf}] \quad (9)$$

因此,所有系统变量的SSI数学模型由式(6)~(9)来表示。

2 基于多目标成本函数的FCS-SMC控制器设计

针对SSI逆变器本文提出了有限集滑模控制(FCS-SMC)策略的设计。

2.1 SSI基于SMC的控制器设计

该控制策略基于对逆变器直流侧和交流侧所有变量的控制。如前所述,逆变器输出电压的控制是逆变器在独立模式下运行的主要控制目标。为实现这一目标,输出电压误差定义为 x_1 :

$$x_1 = v_o^* - v_o \quad (10)$$

式中 v_o^* 为参考输出电压。

参考输出电压 v_o^* 定义为:

$$v_o^* = V_o^* \sin(\omega t) \quad (11)$$

式中 V_o^* 、 ω 分别为参考输出电压 v_o^* 的振幅、角频率。

由于有限控制集(finite control set, FCS)方法根据可能的开关状态选择适当的控制动作, 因此控制变量中至少有一项应取决于开关位置。因此, 式(7)中的 v_o 微分方程不适合用于FCS方法。根据式(1)可知, 式(6)中逆变器电流的导数由 v_{ab} 组成, 而 v_{ab} 又取决于开关状态 S_b 和 S_c 。因此, 第2个误差变量 x_2 定义为 i_{Lf} 与其参考值 i_{Lf}^* 之间的误差, 也即:

$$x_2 = i_{Lf} - i_{Lf}^* \quad (12)$$

式中 i_{Lf}^* 为交流侧滤波电感电流的参考值。

SSI交流侧滤波电感参考电流 i_{Lf}^* 通过式(10)中的电压误差应用于比例谐振(proportional resonance, PR)控制器而产生的, 该控制器在复频域的传递函数为:

$$H_{PR}(s) = \frac{i_{Lf}^*(s)}{x_1(s)} = k_{pr} + \frac{2k_r\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_r^2} \quad (13)$$

式中: k_{pr} 、 k_r 分别为比例增益、谐振增益; ω_c 、 ω_r 分别为截止频率、谐振频率。

当谐振频率设置为参考输出电压 v_o^* 的基波频率时, PR控制器会在同一频率上产生有限增益。在这种情况下 v_o 被迫以零稳态误差跟踪 v_o^* 。

SSI直流侧的误差函数主要为电容器电压误差和电感器电流误差。电容器的电压误差变量 x_3 可以定义为:

$$x_3 = v_{Ci} - v_{Ci}^* \quad (14)$$

式中 v_{Ci}^* 为参考直流链路电压。

由式(5)可知, v_{Ci}^* 可以表示为:

$$v_{Ci}^* = v_o^* + V_{in} \quad (15)$$

由于 v_{Ci} 包含SSI逆变器中不可避免的双线频率纹波, 采用直接电压控制方法会导致直流侧电感器电流 i_{Li} 出现不连续性和不希望的大电流纹波。因此, 控制SSI直流侧电容电压 v_{Ci} 需要间接实现。间接控制的使用不仅消除了不希望的电流纹波, 而且通过使用调节器的饱和效应来防止高输入电流。另一方面, i_{Li} 的参考值 v_{Li}^* 由比例积分(proportional integral, PI)调节器生成, 可表示为:

$$v_{Li}^* = k_{pi}x_3 + k_i \int x_3 dt \quad (16)$$

式中: v_{Li}^* 为直流侧电感器电流 i_{Li} 的参考值; k_{pi} 、 k_i 分别为比例增益、积分增益。

最后, SSI的电感器电流误差变量 x_4 定义为:

$$x_4 = i_{Li} - i_{Li}^* \quad (17)$$

因此, SSI直流侧、交流侧的误差变量分别由 x_1 、 x_2 、 x_3 和 x_4 定义。其中, SSI直流侧电容电压 v_{Ci} 和负载输出电压 v_o 的控制分别由PI控制器和PR控制器实现。

滑模控制(SMC)策略旨在控制SSI直流侧电感电流 i_{Li} 和SSI交流侧电感电流 i_{Lf} 。将滑动面函数分别定义为误差变量 x_2 、 x_4 , 也即:

$$\sigma_{AC} = x_2 = i_{Lf} - i_{Lf}^* \quad (18)$$

$$\sigma_{DC} = x_4 = i_{Li} - i_{Li}^* \quad (19)$$

式中 σ_{AC} 、 σ_{DC} 分别为SSI交流侧、直流侧的滑动面函数。

因此, 如果满足以下条件(式(20)), 则滑模控制器(SMC)是稳定的^[23]。

$$\begin{cases} \sigma_{AC} \dot{\sigma}_{AC} = \sigma_{AC} \left(\frac{di_{Lf}}{dt} - \frac{di_{Lf}^*}{dt} \right) < 0 \\ \sigma_{DC} \dot{\sigma}_{DC} = \sigma_{DC} \left(\frac{di_{Li}}{dt} - \frac{di_{Li}^*}{dt} \right) < 0 \end{cases} \quad (20)$$

式中 $\dot{\sigma}_{AC}$ 、 $\dot{\sigma}_{DC}$ 分别为 σ_{AC} 、 σ_{DC} 的导数。

SMC控制方法可以在滞回带 h 内确保满足滑模控制器稳定的条件, 即满足式(20)的条件, 其中滞回带仅针对直流侧电感电流误差 x_4 而定义。基于SMC控制方法的流程图如图2所示。

由图2可见, 控制算法从测量和定义开始, 然后使用测量和参考的电流值来计算电流误差, 满足式(20)的条件是针对每个开关状态计算得出的。然后, 将 x_4 的绝对误差与滞回带 h 进行比较。如果 x_4 在预定的 h 范围内, 则算法只考虑交流侧电流误差。如果不在预定的 h 范围内, 则将对交流侧和直流侧满足的条件重新进行计算, 从而找到合适的开关状态。最后, 利用开关表生成适当的开关状态。显然, 滞回带 h 在确定适当的控制方法以及最小化误差函数 x_4 方面起着重要作用。尽管可以通过使用适当的 h 值使 x_4 最小化, 但这种 h 值的确定是基于试错法, 控制方法较为传统。此外, 当逆变器的工作点发生变化时, 涉及 h 值的控制器性能也会下降。因此, 最好能在不使用 h 值的情况下制定控制策略。

2.2 SSI基于多目标成本函数的FCS-SMC控制器设计

本文提出了一种多目标成本函数, 用于在不使用滞回带 h 的情况下控制交流侧和直流侧变量。为

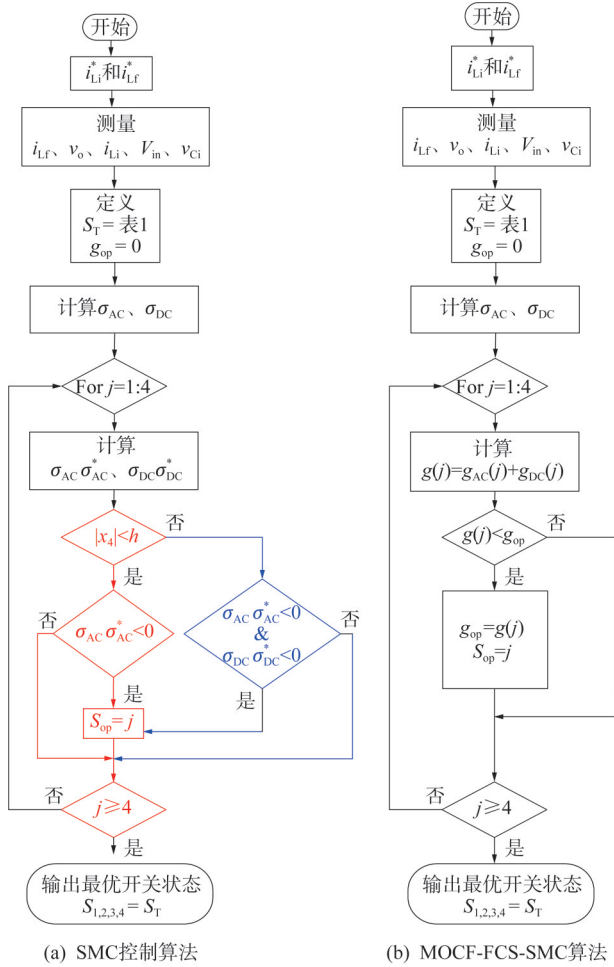


图2 两种SMC控制算法的流程图

Fig. 2 Flowcharts of two SMC control algorithms

了实现这一控制方法，应在多目标成本函数(MOCF)中结合交流侧和直流侧的满足条件，这样就可以消除滞回带要求。本文所提的基于MOCF的FCS-SMC控制方法的流程图如图2(b)所示。

由图2(b)可知，算法从测量和定义开始，然后使用电流的测量值和参考值来计算电流误差。对于表1中的每个切换状态，算法的FCS部分使用式(30)来计算多目标成本函数的值。在每个步骤中，将计算出的成本值与最优成本值进行比较，并通过最小化过程中的算法来选择最小成本值。由于 g_{op} (g_{op} 为最优成本值)的初始值被定义为0，因此在每个采样间隔内都能保证达到式(31)中的条件。此外，最小化步骤将最佳切换状态存储在 S_{op} (S_{op} 为最佳切换状态)变量中，通过考虑最小成本函数 g 来确定最佳切换位置。最后，使用切换表生成适当的切换状态，与图2(a)中基于滞回带的SMC流程图

不同，该流程图不使用滞回带，而是使用多目标成本函数(MOCF)对满足条件进行评估计算。由于设计的控制方法不需要滞回带，因此也无需通过试错法来找到合适的滞回带值 h 。本文所提出的FCS-SMC控制策略框图如图3所示。

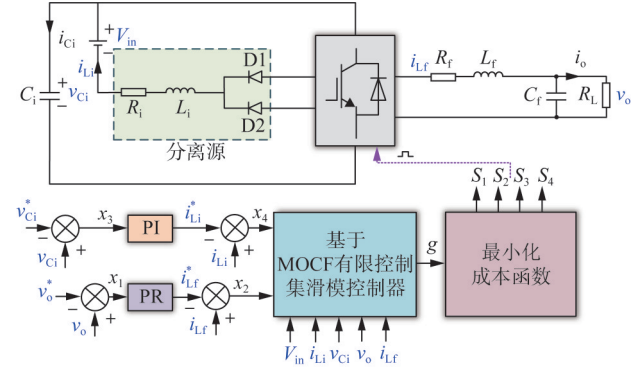


图3 基于多目标成本函数的FCS-SMC策略框图

Fig. 3 Block diagram of FCS-SMC strategy based on MOCF

SSI 交流侧、直流侧的多目标成本函数(MOCF)可定义为:

$$g_{AC} = \sigma_{AC} \dot{\sigma}_{AC} \quad (21)$$

$$g_{DC} = \sigma_{DC} \dot{\sigma}_{DC} \quad (22)$$

式中: g_{AC} 、 g_{DC} 分别为 SSI 交流侧、直流侧的成本函数。

将式(18)、(19)和它们各自的导数分别代入式(21)、(22)可得:

$$g_{AC} = \sigma_{AC} \left(\frac{di_{Lf}}{dt} - \frac{di_{Lf}^*}{dt} \right) \quad (23)$$

$$g_{DC} = \sigma_{DC} \left(\frac{di_{Li}}{dt} - \frac{di_{Li}^*}{dt} \right) \quad (24)$$

其中 i_{Lf}^* 的导数可以写为:

$$\frac{di_{Lf}^*}{dt} = \frac{1}{L_f} (v_{ab}^* - v_o^* - R_{Lf} i_{Lf}^*) \quad (25)$$

式中 v_{ab}^* 为分离源逆变器输出的参考电压。参考电压 v_{ab}^* 求解为:

$$v_{ab}^* = L_f \frac{di_{Lf}^*}{dt} + v_o^* + R_{Lf} i_{Lf}^* \quad (26)$$

使用欧拉反演法计算 i_{Lf}^* 的导数，可以将(26)离散时定义为:

$$v_{ab}^*(k) = L_f \frac{i_{Lf}^*(k) - i_{Lf}^*(k-1)}{T_s} + v_o^*(k) + R_{Lf} i_{Lf}^*(k) \quad (27)$$

式中: T_s 为采样周期; k 为采样时刻。

将式(6)和式(25)代入式(23)，可得交流侧的

成本函数为:

$$g_{AC} = \sigma_{AC} \frac{1}{L_f} (v_{ab} - v_{ab}^* - v_o + v_o^* - \sigma_{AC} R_{Lf}) \quad (28)$$

由于交流侧滤波电感参考电流 i_{Lf}^* 为直流信号, 其导数为 0。故将式(8)代入式(24)可得直流侧的成本函数为:

$$g_{DC} = \sigma_{DC} \frac{1}{L_i} (V_{in} - R_{Li} i_{Li} - S_d v_{Ci}) \quad (29)$$

如上所述, 本文所提出的多目标成本函数 (MOCF) 是基于对所有误差变量的综合控制, 而不是分开控制。在这种情况下, 多目标成本函数 (MOCF) 可以通过合并交流侧和直流侧的成本函数, 其定义如式(30)所示。

$$g = g_{AC} + g_{DC} \quad (30)$$

式中 g 为多目标成本函数。

根据式(30)的多目标成本函数 (MOCF) 可知, 满足滑模控制器 (SMC) 稳定的条件为:

$$g < 0 \quad (31)$$

由式(31)可知, 若 $g < 0$, 则单相分离源逆变器 (SSI) 保持稳定。因此, 本文所提的控制策略保证了整个逆变器系统的稳定性。

图 4 显示了负载电阻阶跃变化时 SSI 的直流侧电流误差与 SSI 的交流侧电流误差的关系。很明显, 在施加负载变化之前, 直流侧和交流侧电流的误差为零。当负载改变时, 电流误差最终会增加。然而, 控制器对此作出反应, 并迫使当前误差轨迹再次向零移动, 如图 4 所示。该结果表明所提控制方法能够控制直流侧和交流侧的电流误差。

图 5 展示了与图 4 情况相对应的最佳成本函数, 该函数通过式(30)计算得出。显然, 在负载变化前后, 成本值始终为负。这意味着式(31)中的条件始终被满足, 故单相分离源逆变器 (SSI) 系统是稳定的。

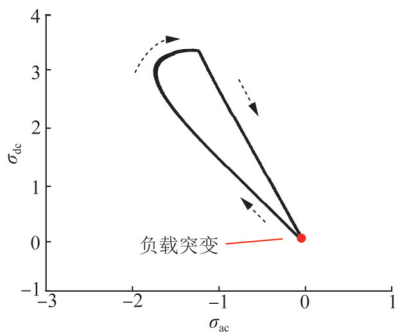


图 4 负载变化导致的电流误差轨迹

Fig. 4 Current error trajectory due to a load change

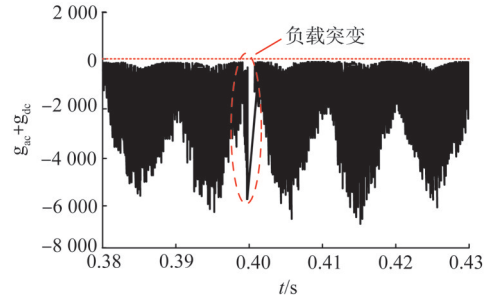


图 5 最优成本函数

Fig. 5 Optimum cost function

3 软件仿真分析

下面对所提出的基于多目标成本函数的 FCS-SMC 策略性能分别在 MATLAB/Simulink 软件平台、实物硬件平台上进行仿真与实验研究, 且将 SMC 和 FCS-SMC 控制方法进行对比分析。SSI 系统参数及其控制参数如表 2 所示。

表 2 SSI 系统及其控制参数

Tab. 2 Parameters of SSI system and its control parameters

参数	数值	参数	数值
输入电压/V	60	k_{pi}	0.13
直流侧电感/mH	5.4	k_i	50
直流侧电容/ μ F	1 000	k_{pr}	0.025
交流侧电感/mH	2.7	k_r	300
交流侧电容/ μ F	20	参考直流链路电压/V	210
采样时间/ μ s	30	参考负载电压振幅/V	150
滞回带 h	0.01		

3.1 稳态情况对比

1) 线性负载情况

图 6 线性负载下两种控制方法下直流侧与交流侧稳态波形。其中: 图 6(a)、(b) 分别为采用基于滞回带的 SMC 控制、本文所提的基于 MOCF 的 FCS-SMC 控制。

由图 6 可见, 直流侧链路电压基本满足式(15)的表达式, 负载电压振幅也满足设定的参考负载电压振幅。在图 6(a) 中, 控制 i_{Li} 和 v_{Ci} 是以 i_{Li} 和 v_{Ci} 的双线频率纹波为代价实现的, 这种纹波在单相逆变器中是不可避免的, 且由于采用滞回带值而产生的失真在负载电压 v_o 中是显而易见的。通过对比图 6(a)、(b) 的两种控制方法下负载电压波形可以看到, 在 FCS-SMC 控制下负载电压的失真更小, i_{Li} 和 v_{Ci} 的纹波也比 SMC 控制方法下更小。

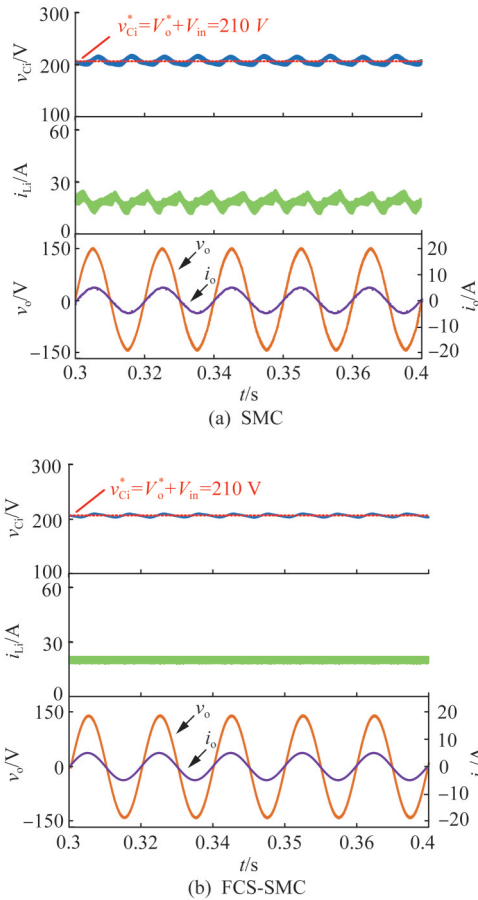


图6 线性负载下两种控制方法下的稳态波形

Fig. 6 Steady state waveforms with two control methods under linear load

图7为线性负载下两种控制方法下的负载电压频谱分析。其中：图7(a)、图7(b)分别采用SMC控制、FCS-SMC控制。由图7可知，SMC控制下的负载电压THD值为2.87%，FCS-SMC控制下的负载电压THD值为1.31%，故本文提出的FCS-SMC方法负载电压的谐波含量更少。

2) 非线性负载情况

非线性负载结构如图8所示，它为连接到并联R、C的二极管桥式整流器，R、C的分别取为15Ω、600μF。

图9为非线性负载下两种控制方法下 v_{Ci} 、 i_{Li} 、 v_o 和 i_o 稳态波形，其中：图9(a)、(b)分别为采用SMC控制、FCS-SMC控制。

由图9可见，相比于线性负载，SMC和FCS-SMC控制方法在非线性负载下的纹波均较大。对比图9(a)、(b)可得，相比于SMC控制方法，FCS-SMC方法下的 i_{Li} 和 v_{Ci} 纹波更小，输出的负载电压

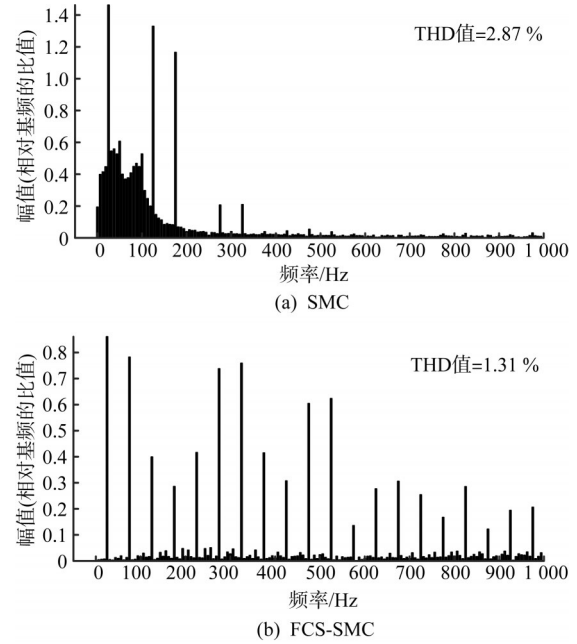


图7 线性负载下两种控制方法下的负载电压频谱分析

Fig. 7 Spectral analysis of load voltage with two control methods under linear load

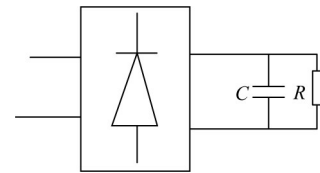


图8 非线性负载

Fig. 8 Nonlinear load

和负载电流波形失真更小。

图10为非线性负载下两种控制方法下的负载电压频谱分析，其中：图10(a)、(b)分别采用SMC控制、FCS-SMC控制。由图10可见，SMC控制下的负载电压THD值为3.71%，FCS-SMC控制下的负载电压THD值为2.54%，故本文提出的方法负载电压的谐波含量更少。

3.2 动态响应情况对比

1) 线性负载情况

本文所提出的控制方法得到的直流侧和交流侧变量的动态响应如图11所示，其中：图11(a)、(b)分别为采用SMC控制、FCS-SMC控制。由图11(a)、(b)可见，当0.34s负载由30Ω减小到15Ω时，输出电流 i_o 和电感电流 i_{Li} 增加一倍；由于负载发生变化，输出负载电压和电流在0.34s处发生抖动。因此，FCS-SMC相比较SMC，系统的动态响应更快，对负载变化作出反应纠正负载电压的速

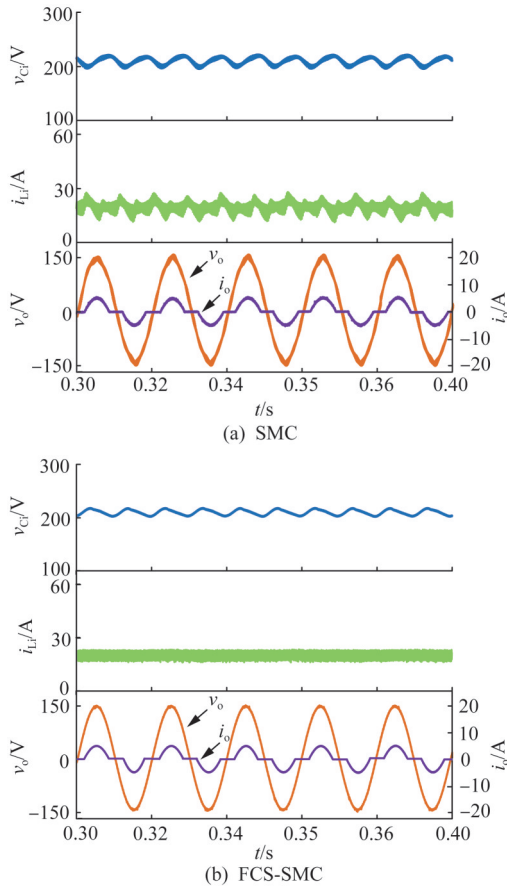


图 9 非线性负载下两种控制方法的稳态波形

Fig. 9 Steady state waveforms with two control methods under nonlinear load

度更快。

2) 非线性负载情况

图 12 为非线性负载突变下两种控制方法下动态响应, 其中: 图 12(a)、(b) 分别为采用 SMC 控制、FCS-SMC 控制。由图 12(a)、(b) 可见, 负载电压的控制是在非线性负载改变前后完成的。为了响应负载变化, 虽然直流链路电压 v_{Ci} 略有降低, SMC 控制方法和 FCS-SMC 控制方法均能将其纠正至参考电压 210 V, 但 FCS-SMC 控制方法下的直流链路电压 v_{Ci} 和电感电流 i_{Li} 的纹波更小、动态响应更快。对比图 12(a)、(b) 可知, 当 0.34 s 非线性负载由 30 Ω 减小到 15 Ω 时, 输出负载电压和电流在 0.34 s 处发生抖动。因此, FCS-SMC 控制下的输出负载电压和电流的抖动更小、波形失真更小。

4 硬件平台实验分析

为了检验本文设计的基于多目标成本函数

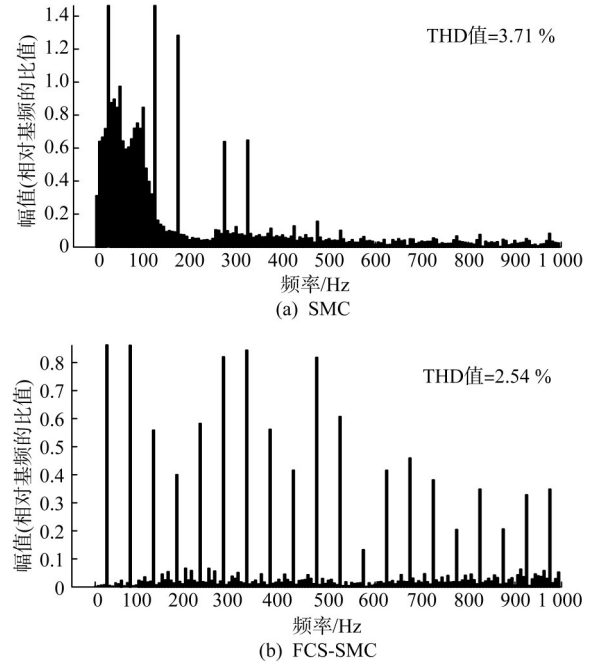


图 10 非线性负载下两种控制方法的负载电压频谱分析

Fig. 10 Spectral analysis of load voltages with two control methods under nonlinear load

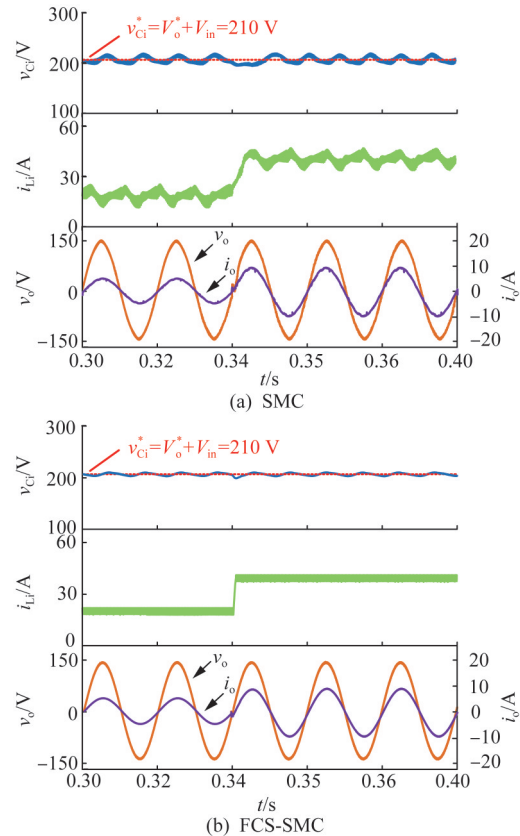


图 11 线性负载突变下两种控制方法下动态响应

Fig. 11 Dynamic response with two control methods under sudden change of linear load

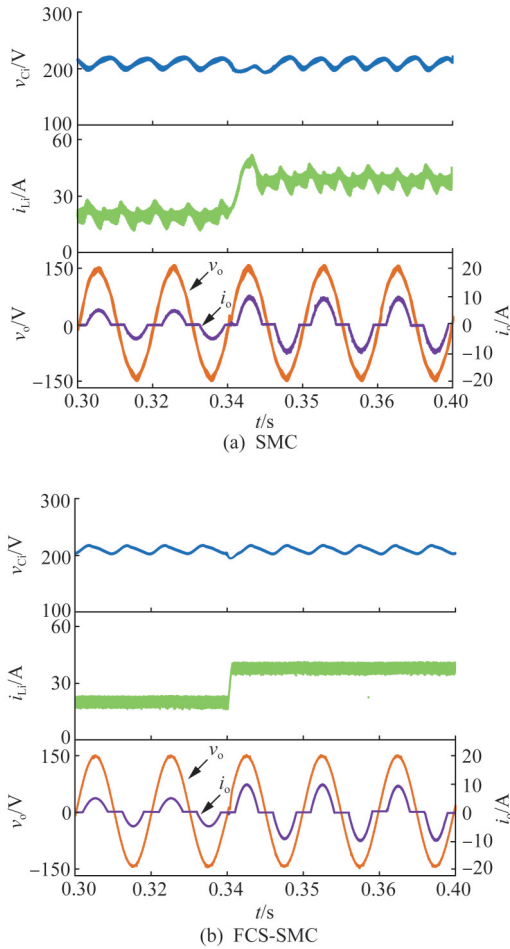


图 12 非线性负载突变下两种控制方法下动态响应
Fig. 12 Dynamic response with two control methods under abrupt change of nonlinear load

(MOCF)的有限控制集滑模控制(FCS-SMC)策略的有效性,在仿真参数与实验参数保持一致的情况下制作了硬件实物平台,进一步在实验平台上进行验证。硬件实物平台如图 13 所示。其中:分离源逆变器(SSI)的 IGBT 采用 SK60GM123,驱动模块采用 6SD106EI; DSP 模块和 FPGA 模块分别采用 XC3S1800A-4CSG484LI、Spartan-3A。

图 14—15 分别为 SMC 控制、FCS-SMC 控制下的直流链路电压和电感电流实验波形。由图 14—15



图 13 硬件实物平台
Fig. 13 Hardware physical platform

可见,直流侧链路电压基本满足式(15)的理论表达式,负载电压振幅也满足设定的参考负载电压振幅。图 14 和图 15 对比可知,在 FCS-SMC 控制下负载电压的失真更小, i_{Li} 和 v_{Ci} 的纹波也比 SMC 控制方法下更小。

图 16—17 分别为 SMC 控制、FCS-SMC 控制下负载输出电压和电流实验波形。对比两种控制方法下的负载输出电压和电流可知, FCS-SMC 控制下的负载输出电压和电流谐波更小,且纹波也更小。

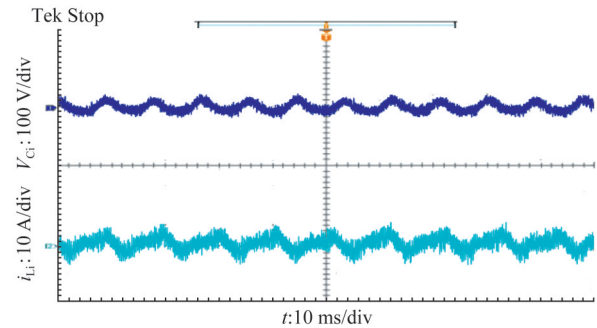


图 14 SMC 下的直流链路电压和电感电流实验波形
Fig. 14 Experimental waveforms of DC link voltages and inductor currents under SMC

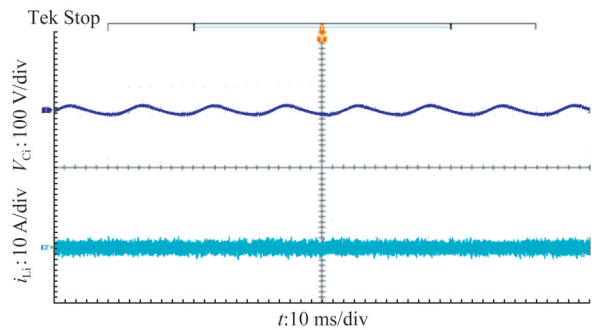


图 15 FCS-SMC 下的直流链路电压和电感电流实验波形
Fig. 15 Experimental waveforms of DC link voltages and inductor currents under FCS-SMC

总之,硬件实验波形与软件仿真波形的结果一致,也即本文所提的 FCS-SMC 控制性能要优于 SMC 控制性能。

5 结论

本文将有限控制集滑模(FCS-SMC)策略、多目标函数(MOCF)和单相分离源逆变器(SSI)三者相结合,设计了一种多目标成本函数的 FCS-SMC 控制。其中,将直流侧和交流侧的滑动面函数组合在一起形成单个滑动面函数,再利用有限集控制来

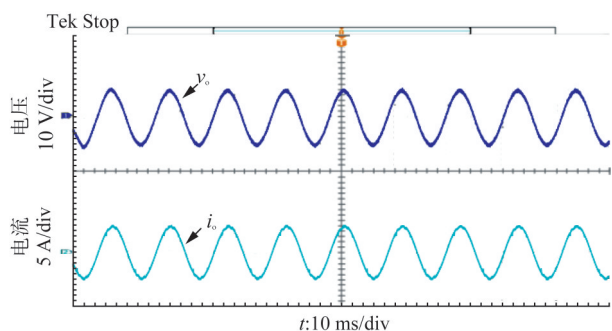


图 16 SMC 下的负载输出电压和电流实验波形

Fig. 16 Experimental waveforms of load output voltage and current under SMC

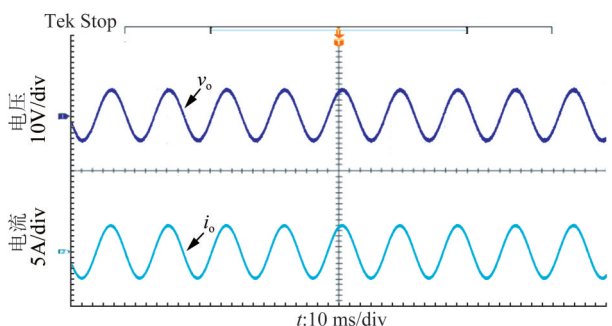


图 17 FCS-SMC 下的负载输出电压和电流实验波形

Fig. 17 Experimental waveforms of load output voltages and currents under FCS-SMC

最小化目标函数, 从而生成合适的开关信号。最后, 在 MATLAB/SIMULINK 软件平台和硬件实物平台上进行仿真验证, 得到以下结论。

1) 本文提出的 FCS-SMC 控制策略是利用多目标代价函数对整个逆变器系统制定的, 因此消除了 SMC 使用滞回带的需求。消除滞回带不仅简化了控制器的设计, 而且减少了输出电压和电流的畸变。

2) 本文提出的 FCS-SMC 无需使用任何调制方案即可轻松实现, 且状态变量(电感电流和电容电压)的误差可以在单个多目标成本函数中得到, 减少了直流链路电压和电感电流的纹波波动, 且在负载发生变化时, 逆变器的鲁棒性更佳, 动态响应更好。

参考文献

[1] 胡雪峰, 汪慧茹, 徐晗, 等. 一种单相非隔离集成升压光伏逆变器[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(16): 6429 – 6441.
HU Xuefeng, WANG Huiru, XU Han, et al. A single-phase non-isolated integrated step-up photovoltaic inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(16): 6429 – 6441.

[2] 勾奕昀, 郑竞宏, 刘壮, 等. 基于锁相环相位补偿的光伏逆变器低电压穿越快速无功控制[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(24): 85 – 96.
GOU Yiyun, ZHENG Jinghong, LIU Zhuang, et al. A low voltage ride-through rapid reactive power control method for a PV inverter based on phase compensation of a phase-locked loop [J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(24): 85 – 96.

[3] 张茜, 毛义鹏, 余乐, 等. 适用于无直流侧电压传感器单相级联 H 桥型光伏逆变器的直接功率模型预测控制方法[J]. 中国电力, 2022, 55(2): 172 – 180.
ZHANG Xi, MAO Yipeng, YU Le, et al. Direct power model predictive control method for DC-side sensor-less single-phase cascaded H-bridges photovoltaic inverters [J]. Electric Power, 2022, 55(2): 172 – 180.

[4] 范宏, 彭瑞, 张树卿, 等. 基于多次密度空间聚类算法的多逆变器并网同步稳定物理表征[J]. 南方电网技术, 2025, 19(6): 176 – 187.
FAN Hong, PENG Rui, ZHANG Shuqing, et al. Physical characterization of grid-connected synchronous stability of multiple inverters based on multiple density spatial clustering algorithm [J]. Southern Power System Technology, 2025, 19(6): 176 – 187.

[5] 胡茂, 秦岭, 陈瑞祥, 等. 基于单极倍频 SPWM 调制的单相 Buck-Boost 集成式升压逆变器研究[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(13): 3863 – 3873.
HU Mao, QIN Ling, CHEN Ruixiang, et al. Research on single phase Buck-Boost integrated step-up inverter with monopole frequency doubling SPWM modulation [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(13): 3863 – 3873.

[6] 周超. 考虑直流偏置抑制的单相逆变器改进控制方法[J]. 南方电网技术, 2023, 17(8): 67 – 76, 84.
ZHOU Chao. A modified control method of single-phase inverter considering DC bias suppression [J]. Southern Power System Technology, 2023, 17(8): 67 – 76, 84.

[7] 程启明, 赵森圳, 沈磊, 等. 改进型准 Z 源三电平逆变器建模分析[J]. 高压技术, 2021, 47(6): 2195 – 2205.
CHENG Qiming, ZHAO Miaozhen, SHEN Lei, et al. Modeling analysis of improved quasi-Z source three-level inverter [J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(6): 2195 – 2205.

[8] BAGHERI F, KOMURCUGIL H, KUKRER O, et al. Multi-input multi-output-based sliding-mode controller for single-phase quasi-Z-source inverters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(8): 6439 – 6449.

[9] ABDELHAKIM A, MATTAVELLI P, DAVARI P, et al. Performance evaluation of the single-phase split-source inverter using an alternative DC-AC configuration [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(1): 363 – 373.

[10] PICHAN M, MARKADEH G A, BLAABJERG F. Continuous finite-time control of four-leg inverter through fast terminal sliding mode control [J]. International Transactions on Electrical Energy Systems, 2020, 30(6): 1 – 14.

[11] 程巍, 茆美琴, 汪海军, 等. 新型单相光伏逆变器电流连续控制集模型预测功率解耦控制[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(24): 9655 – 9668.
CHENG Wei, MAO Meiqin, WANG Haijun, et al. Power decoupling control for a new single-phase photovoltaic inverter based on current continuous control set model prediction [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(24): 9655 – 9668.

- [12] 刘江, 高淑萍, 孙向东, 等. 弱电网下光伏并网逆变器谐振抑制方法综述[J]. 南方电网技术, 2024, 18(3): 65–71.
LIU Jiang, GAO Shuping, SUN Xiangdong, et al. Overview of resonance suppression methods for pv grid-connected inverters in weak grid [J]. Southern Power System Technology, 2024, 18(3): 65–71.
- [13] 陆珩, 胡长斌, 罗珊娜, 等. 基于残差生成器的多逆变器并联系统性能提升控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(23): 9368–9381.
LU Heng, HU Changbin, LUO Shanna, et al. Performance improvement control strategy of multi-inverter parallel system based on residuals generator [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(23): 9368–9381.
- [14] 胡林强, 雷万钧, 代宇琦, 等. 三相电压源整流器有限控制集扩充方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(5): 1961–1973.
HU Linqiang, LEI Wanjuan, DAI Yuqi, et al. Research on finite control set expansion method of three-phase voltage source rectifier [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(5): 1961–1973.
- [15] 朱小全, 叶开文, 金科, 等. 单相单级式耦合电感型分裂源升压逆变器[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(9): 3679–3691.
ZHU Xiaoquan, YE Kaiwen, JIN Ke, et al. Single-phase single-stage coupled inductor split-source boost inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(9): 3679–3691.
- [16] COCCO G M, BORGES J A, STEFANELLO M, et al. Finite set model predictive control of four-leg split-source inverters [C]//2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), November 12–14, 2018, Sao Paulo, Brazil. New York: IEEE, 2018: 630–635.
- [17] HAUSBERGER T, KUGI A, EDER A, et al. High-speed nonlinear model predictive control of an interleaved switching DC/DC-converter [J]. Control Engineering Practice, 2020(103): 104576.1–104576.13.
- [18] BORGES J D A, GRIGOLETTO F B. Finite set model predictive control of grid connected split-source inverters [C]//2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), November 19–22, 2017, Juiz de Fora, Brazil. New York: IEEE, 2017: 1–6.
- [19] 方番, 李媛. 储能型准 Z 源逆变器的积分滑模电流控制策略[J]. 电网技术, 2018, 42(9): 2967–2975.
FANG Fan, LI Yuan. Integrated sliding-mode current control strategy for energy-stored quasi-Z-source inverter [J]. Power System Technology, 2018, 42(9): 2967–2975.
- [20] BAYHAN S, KOMURCUGIL H. A sliding-mode controlled single-phase grid-connected quasi-Z-source NPC inverter with double-line frequency ripple suppression [J]. IEEE Access, 2019, 7(1): 160004–160016.
- [21] KOMURCUGIL H. Sliding mode control strategy with maximized existence region for DC-DC buck converters [J]. International Transactions on Electrical Energy Systems, 2021, 31(3): 1–14.
- [22] 周华伟, 王成明, 孙大为, 等. 基于简化有限集模型预测电流控制的五相 PMSM 统一容错控制[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(1): 269–280.
ZHOU Huawei, WANG Chengming, SUN Dawan, et al. A unified fault-tolerant control of five-phase PMSM based on simplified finite control set model predictive current control [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(1): 269–280.
- [23] 陆治国, 王友, 廖一茜. 基于光伏并网逆变器的一种矢量角补偿法有限控制集模型预测控制研究[J]. 电网技术, 2018, 42(2): 548–554.
LU Zhiguo, WANG You, LIAO Yixi. A vector angle compensation method study of finite control set model predictive control based on photovoltaic (PV) grid inverter [J]. Power System Technology, 2018, 42(2): 548–554.
- [24] 沈坤, 章兢, 王坚. 一种多步预测的变流器有限控制集模型预测控制算法[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(33): 37–44, 173.
SHEN Kun, ZHANG Jing, WANG Jian. A model predictive control scheme of multi-step prediction finite control set for converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(33): 37–44, 173.
- [25] YIN C, DING W, MING L, et al. Single-stage active split-source inverter with high DC-link voltage utilization [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(6): 6699–6711.
- [26] HASSAN M S, ABDELHAKIM A, SHOYAMA M, et al. Three-phase split-source inverter-fed PV systems: analysis and mitigation of common-mode voltage [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(9): 9824–9838.
- [27] HASSAN M S, ABDELHAKIM A, SHOYAMA M, et al. Parallel operation of split-source inverters for PV systems: analysis and modulation for circulating current and EMI noise reduction [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(8): 9547–9564.
- [28] ABDELHAKIM A, MATTAVELLI P, SPIAZZI G. Three-phase split-source inverter (SSI): Analysis and modulation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(11): 7451–7461.

收稿日期: 2024-09-02; 网络首发日期: 2024-11-11

作者简介:

程启明(1965), 男, 教授, 博士, 研究方向为电力系统自动化、发电过程控制、先进控制及应用, chengqiming@sina.com;

罗力珩(1998), 男, 通信作者, 硕士, 研究方向为新能源发电控制、电力电子控制、电机控制, luolihun@qq.com;

沈治超(2000), 男, 硕士研究生, 研究方向为新能源发电控制、电力电子控制、电机控制, 1261531173@qq.com。