

单级电流型多输入逆变器离网主从控制策略

邱琰辉^{1,2}, 邵毅雄^{1,2}, 曾汉超^{1,2}, 黄勤键³

(1. 厦门理工学院电气工程与自动化学院, 厦门 361024; 2. 厦门市高端电力装备及智能控制重点实验室, 厦门 361024;

3. 国网福清市供电公司, 福州 350300)

摘 要: 针对单级电流型逆变器共模电流问题和储能电感磁饱和问题, 采用带旁路开关和多绕组高频变压器的多输入电流型逆变器电路拓扑。针对多能源系统能量管理和环路解耦问题, 提出基于功率占比的主从功率能量管理单周期控制策略, 旨在实现不同供电模式的稳定运行、不同供电模式的平滑切换和控制环路的解耦运行。对系统的电路结构、能量管理控制策略、小信号模型等进行深入的理论分析, 设计了系统的控制环路, 最后研制了 2.5 kVA 光伏-风力双输入单级电流型逆变器样机, 对所采用的电路拓扑和能量管理控制策略进行验证。

关键词: 单级电流型逆变器; 多输入; 电路拓扑; 主从功率能量管理; 单周期控制; 解耦控制

中图分类号: TM46

文献标志码: A

0 引 言

新能源如光伏、风力、潮汐能等, 具有清洁无污染、廉价、储量丰富等优点, 因此新能源发电被广泛认为是应对新时代能源危机与环境污染的有效手段之一。然而单一新能源发电具有不稳定、不连续等特点, 为克服这些局限性, 确保新能源供电系统的连续性和稳定性, 需采用多种新能源联合供电的分布式发电系统^[1-6]。

多输入逆变器的性能对采用多种新能源联合供电的分布式发电系统至关重要。电压型多输入逆变器要求输入电压最低值大于输出电压峰值, 其应用在新能源发电领域时, 需较高耐压的功率器件。然而, 电流型多输入逆变器所需器件电压应力较低, 且采用电感作为储能元件, 允许桥臂直通, 有更高的稳定性和安全性^[7-9]。因此, 国内外学者针对电流型多输入逆变器电路拓展开研究。文献[10-11]采用两级式电流型多输入逆变器拓扑, 前级分别采用交错控制双 Boost 集成直流变换器和 Boost、双有源桥集成直流变换器, 后级采用 Buck 型逆变器。该系统多个输入源通过一个多输入直流变换器连接到直流母线上, 降低了系统体积和成本, 但其为两级电路结构, 需较大的直流母线电容, 功率密度较低。文献[12]提出一种双输入差分 Boost 型单级逆变器, 其中两个 Boost 电路的输出通过两个额外开关管串联连接。该电路控制复杂, 存在较大的环流电流, 且输入输出不隔离, 存在较大的共模电流; 文献[13]提出一种无重叠时间非隔离的单级

电流型逆变器, 其通过添加一个额外的开关管来实现储能, 通过桥臂来释能, 在桥臂中点并联电容来减小重叠区。该电路可有效抑制共模电流, 但在逆变器输出电压低于输入电压期间, 变换器不满足 Boost 变换器的工作规律, 储能电感无法去磁将导致储能电感的磁饱和, 为保证变换器的正常工作, 需采用较大体积的储能电感, 降低了系统的功率密度。

在多种新能源联合供电系统中包含多个可再生能源和后备电源, 应优先利用可再生能源, 将其作为主供电设备而尽可能节省后备电源的能量。为实现系统的可靠运行, 需对各输入源进行合适的能量管理, 并需满足功率解耦要求和动态性能要求^[14-18]。文献[19]提出一种两级逆变器离网主从控制策略, 当蓄电池电压电流在正常工作范围内时, 光伏采用 MPPT 控制输出最大功率, 蓄电池采用直流母线电压闭环控制吸收光伏多余功率或补充负载所需的不足功率, 当蓄电池电流电压超过限定值时, 光伏退出 MPPT 模式, 蓄电池变成恒流充电或放电。该系统根据直流母线电压或蓄电池的状态来进行模式切换, 但受直流母线电容和蓄电池电容惯性和二次谐波分量影响, 导致环路响应较慢, 而单级多输入逆变系统需较高的动态性能要求, 该切换方式应用于单级多输入逆变系统时, 无法满足其高动态性能要求, 将导致输出波形畸变。此外该系统通过降低光伏环路的动态性能来实现两个环路的近似解耦, 同样无法满足单级多输入逆变系统的高动态性能要求。文献[20]提出一种单级多输入逆变系统离网主从控制策略, 光伏、风电通过一个多输入逆变器输出最大

收稿日期: 2025-01-23

基金项目: 福建省自然科学基金面上项目(2022J011260); 厦门市自然科学基金青年项目(3502Z20227066); 厦门理工学院高层次人才资助项目(YKJ23008R)

通信作者: 邱琰辉(1988—), 男, 博士、讲师, 主要从事新能源发电技术方面的研究。512621898@qq.com

功率,蓄电池通过一个额外的逆变器来控制输出电压。系统结构较复杂,蓄电池充电时能量先从新能源流到交流输出,然后再从交流输出侧到蓄电池,需经过两个功率变换环节,降低了系统的变换效率。此外,文献[20]只讨论了蓄电池正常工作时的能量管理控制策略,未讨论蓄电池满充、蓄电池能量过剩等复杂工况下系统的能量管理控制策略,为保证系统的稳定运行,需对各种复杂工况下系统的能量管理控制策略进行深入研究。文献[21]提出准单级光伏-风力双输入逆变系统的主从能量管理控制策略,光伏能量过剩时光伏退出MPPT模式来保证系统的稳定运行,该控制通过输出电压环的有效值进行模式切换,切换响应较慢,且输出电压环和光伏电压环间存在严重的耦合问题,切换时输出波形畸变严重。

针对多输入电流型逆变电路共模电流和储能电感体积大的缺陷,本文采用一种带旁路开关的单级电流型于功率占空比的单级逆变器主从能量管理控制策略,多输入逆变器^[22],针对两级多输入逆变器动态性能不足对和目前单级多输入逆变器控制不完善的问题,提出基于功率占空比的单级逆变器主从能量管理控制策略,对其电路拓扑、能量管理控

制策略、环路设计等关键技术进行深入的理论分析,并进行实验验证。

1 电路拓扑

本文采用的单级电流型多输入逆变器电路结构如图1所示,该拓扑包含多个相同的电流型输入逆变单元、多绕组高频变压器、周波变换器和输出滤波器,其中电流型输入逆变单元包含带滤波电容的输入源、带旁路开关的储能电感、有源钳位电路和带两个阻断二极管的高频H桥。有源钳位电路用来吸收开关管关断时的电压尖峰。多绕组高频变压器实现了多个输入源和输出间的高频隔离,电路中不存在共模电流问题。由于电流型逆变器输出电压折算值低于输入电压时,储能电感无法去磁,将导致储能电感磁饱和。通过引入旁路开关 S_{01} 、 D_{01} 和 S_{02} 、 D_{02} ,旁路开关导通时进入旁路状态,此时储能电感电流通过旁路开关进行续流,可抑制储能电感电流上升,防止储能电感磁饱和,从而大大减小储能电感的体积。通过磁通叠加原理,多输入源在一个高频周期内可同时向负载供电,将多个不稳定的直流电压变成一个稳定的交流电压。

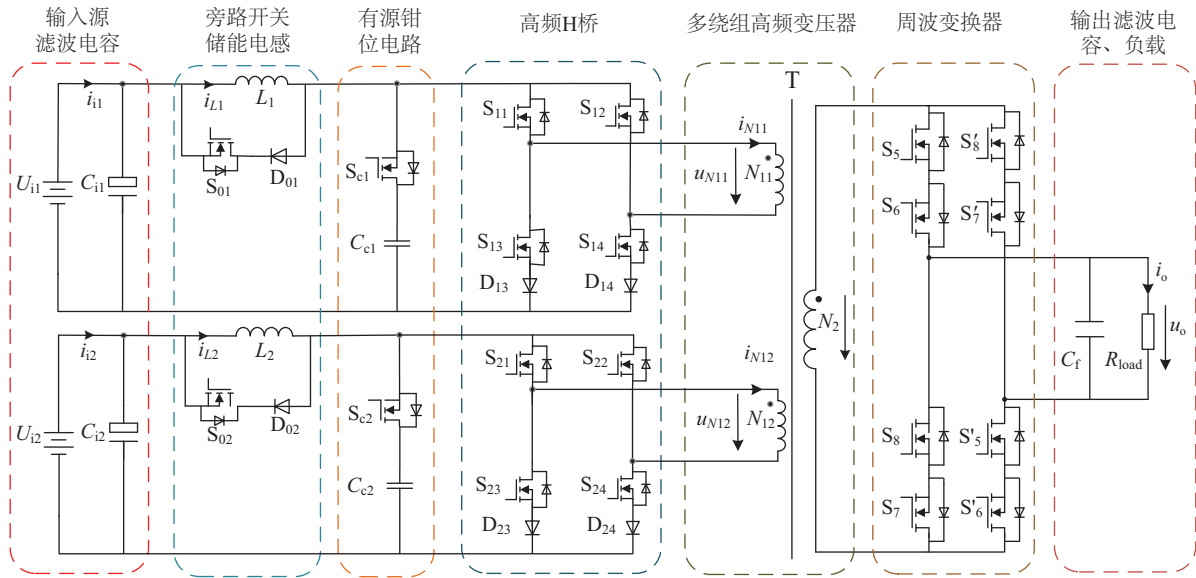


图1 单级电流型多输入逆变器型电路结构

Fig. 1 Single-stage current-source multi-input inverter-type circuit structure

逆变器工频周期原理波形图如图2所示。变换器具有储能、释能和旁路3种状态,设 d_{s1} 、 d_{r1} 、 d_{p1} 和 d_{s2} 、 d_{r2} 、 d_{p2} 分别为第1、2路输入源在的等效储能占空比、释能占空比和等效旁路占空比。根据功率平衡可设两路储能电感电流参考值 i_{L1_ref} 、 i_{L2_ref} 分别为:

$$i_{L1_ref} = \frac{u_o i_{o1} (1 - d_{p1})}{U_{i1}} \quad (1)$$

$$i_{L2_ref} = \frac{u_o i_{o2} (1 - d_{p2})}{U_{i2}} \quad (2)$$

式中: i_{o1} 、 i_{o2} ——第1、2路输入源的等效输出电流,A。考虑变换效率和控制难度, d_{p1} 、 d_{p2} 取0.05~0.10的恒定值。当输出电压折算值低于输入电压时,电感电流实际值大于参考值,电路只有具有旁路和释能两种状态;当输出电压折算值高于输入电压时,电感电流基本跟踪上参考值,电路除了具有储能和释能状态外,还具有一定占空比的旁路状态。忽略变换器的内阻,可得输出电压 u_o 、输出电流 i_o 的表达式为:

$$u_o = \frac{N_2}{N_{11}} \cdot \frac{(d_{s1} + d_{r1})}{d_{r1}} U_{i1} = \frac{N_2}{N_{12}} \cdot \frac{(d_{s2} + d_{r2})}{d_{r2}} U_{i2} \quad (3)$$

$$i_o = \frac{N_{12}}{N_2} d_{r2} i_{L2} + \frac{N_{11}}{N_2} d_{r1} i_{L1} \quad (4)$$

式中: N_{11} 、 N_{12} ——第 1、2 路输入源原边侧绕组匝数, 匝;
 N_2 ——变压器副边侧绕组匝数, 匝。

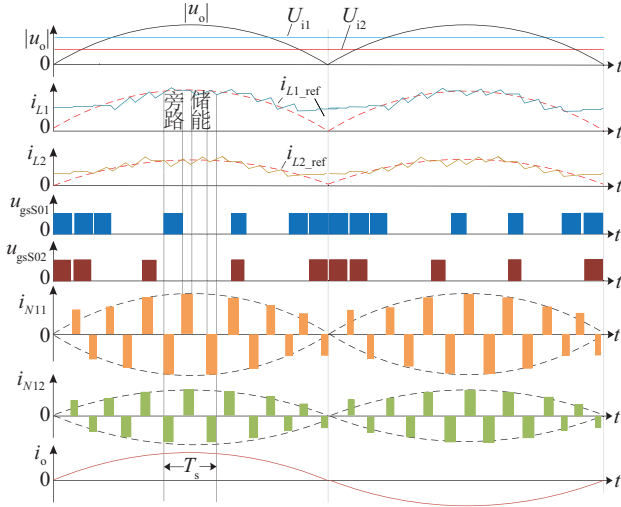


图2 电路工频周期的波形

Fig. 2 Waveforms of circuit's industrial frequency cycle

2 能量管理与控制策略

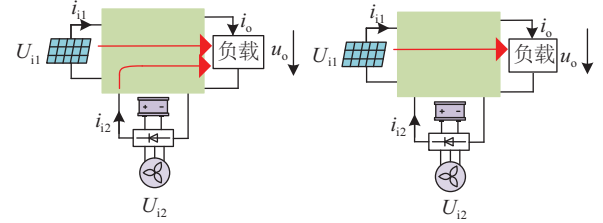
2.1 供电模式与控制方法

以光伏、带电池的风力发电机双输入为例, $P_{1\max}$ 、 $P_{2\max}$ 分别为光伏、风力最大功率, 采用主从能量管理控制策略, 根据两路输入源输入功率和输出功率的大小, 系统有两种供电

模式, 如图 3a 和图 3b 所示。

供电模式 I: 当 $P_{1\max} < P_o < P_{1\max} + P_{2\max}$ 时, 即光伏功率不足时, 光伏输出最大功率, 风力补充负载所需不足功率。

供电模式 II: 当 $P_o < P_{1\max}$ 时, 即负载功率较低时优先使用光伏功率, 光伏退出 MPPT 模式, 提供负载所需功率, 风力不输出功率。



a. 供电模式 I

b. 供电模式 II

图3 2种供电模式对应的功率流向

Fig. 3 Power flow diagrams corresponding to two power supply modes

单级电流型多输入逆变器采用主从功率能量管理控制策略, 具有输出电压外环、MPPT 电压外环和单周期内环 3 个环路, 如图 4 所示。

MPPT 电压外环和单周期内环 3 个环路, 如图 4 所示。MPPT 电压环输出 k_1^* , 经限幅电路得到 k_1 , k_1 为光伏输出功率占总功率的占比, 范围为 $0 \leq k_1 \leq 1$, 第二路功率占比 $k_2 = 1 - k_1$, 补充负载所需的不足功率; 输出电压瞬时值闭环输出加上输出电流前馈分量生成输出参考电流 i_{o_ref} , i_{o_ref} 分别和 k_1 、 k_2 相乘得到第 1、2 路等效输出电流参考 i_{o1_ref} 、 i_{o2_ref} , 代入式(1)和式(2)可得第 1、2 路储能电感参考电流 i_{L1_ref} 、 i_{L2_ref} 表达式为:

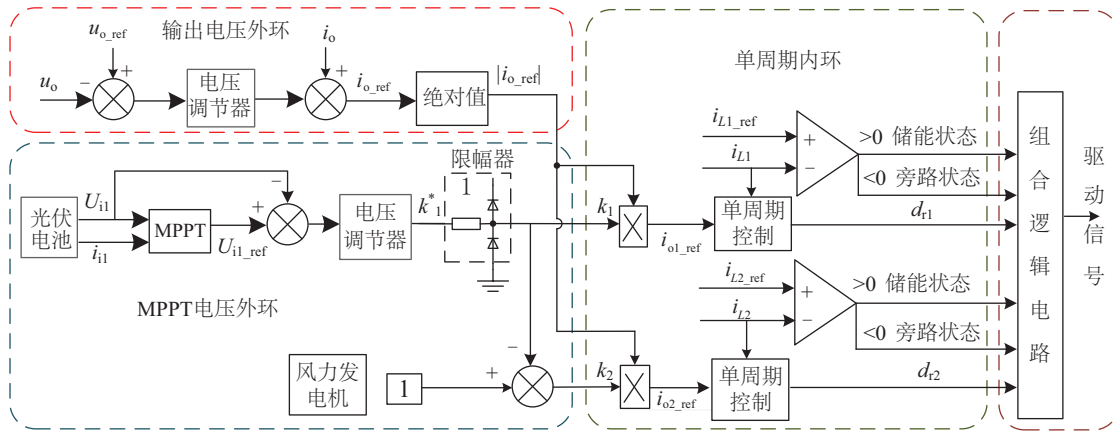


图4 单级电流型多输入逆变器控制框

Fig. 4 Control block diagram of single-stage current-based multi-input inverter type

$$i_{L1_ref} = \frac{u_{o_ref} k_1 i_{o_ref}}{U_{i1}} (1 - d_{p1}) \quad (5)$$

$$i_{L2_ref} = \frac{u_{o_ref} k_2 i_{o_ref}}{U_{i2}} (1 - d_{p2}) \quad (6)$$

此时逆变器工作在储能状态, 储能电感电流增加; 当

$i_{Lj_ref} \leq i_{Lj}$ 时, 逆变器工作在旁路状态, 储能电感电流保持不变; 此外通过单周期控制, 得到变换器的释能占空比 d_{r1} 、 d_{r2} , 控制输出电流实时跟踪给定。最后根据模式选择信号、 d_{r1} 、 d_{r2} 和输出电压参考的极性, 经过对应的逻辑组合电路,

生成开关管的驱动号。

当 $P_{1\max} < P_o < P_{1\max} + P_{2\max}$ 时, k_1 将小于 1, 光伏输出最大功率, k_2 大于 0, 风力提供负载所需的不足功率。当负载功率减小时, k_1 将同步增大; 当负载功率减小到等于 $P_{1\max}$ 时, 此时 k_1 临界饱和, 光伏输出最大功率, 负载功率全部由光伏提供; 当负载功率进一步减小时, 即 $P_o < P_{1\max}$ 时, 光伏电压环输出饱和, k_1 等于 1, 光伏退出 MPPT 状态, 提供负载所需功率, 风力不输出功率。

本文中风力侧的蓄电池起存储风力发电机能量, 稳定风力发电机整流输出电压的作用, 风力侧的蓄电池只能由风力发电机充电, 光伏无法对其充电, 当风力侧的蓄电池满充时, 需控制风力发电机, 停止对蓄电池充电。当光伏能量过剩时, $k_1 = 1$, 光伏退出 MPPT 模式, 仅提供负载所需功率, 而蓄电池停止输出功率来实现系统的稳定运行。该控制策略可实现蓄电池满充、光伏能量过剩等复杂工况下系统的稳定运行, 适用蓄电池满充时, 光伏需退出 MPPT 模式的多能源逆变工作场景。

该控制思路同样适用文献[20]中光伏可对蓄电池充电、光伏-蓄电池通过两个独立逆变器供电的交流微网场景。独立微网正常工作时, 光伏采用 MPPT 控制, 输出最大功率, 蓄电池吸收多余功率或释放不足功率; 当蓄电池满充或蓄电池充电电流过大时, 使能限功率控制模块, 光伏退出 MPPT 模式, 蓄电池不再充电或限电流充电, 其对应控制策略如图 5 所示, 可实现独立交流微网系统在蓄电池满充、蓄电池电流过大等复杂工况下的有效运行。

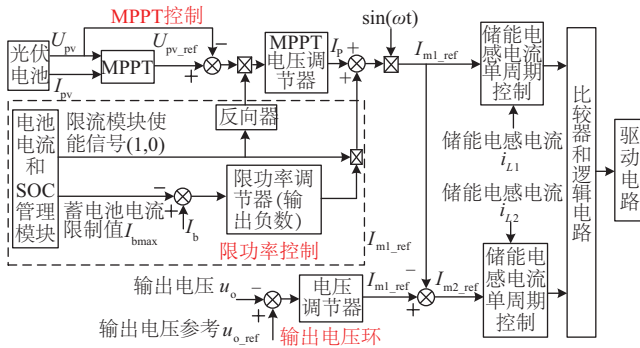


图5 光伏-蓄电池独立供电的交流微网系统控制策略

Fig. 5 Control strategy of AC microgrid system with independent PV-battery power supply

1 kW 光伏-蓄电池独立供电的交流微网系统仿真波形如图 6 所示。负载功率 570 W, 当电池 SOC=0.7 时, 光伏最大功率输出, 光伏电压 U_{pv} 为 380 V, 电流 I_{pv} 为 2.6 A, 多余功率对蓄电池充电, 蓄电池平均充电电流 $i_{b,av}$ 为 1 A; 当 SOC=0.9 时, 限功率环路工作, 光伏退出 MPPT 模式, 光伏电压 U_{pv} 为 440 V, 电流 I_{pv} 约为 1.3 A, 负载有功功率全部由光伏提供, 蓄电池平均充电电流 $i_{b,av}$ 为 0 A, 不再继续充电, 仅提供

负载所需的无功功率, 光伏逆变器电感电流 $i_{L,pv}$ 与蓄电池逆变电感电流 $i_{L,b}$ 随模式的切换而变化。两个模式可顺利切换, 切换过程中输出电压与输出负载电流 i_o 无畸变。系统实现了蓄电池满充工况下的有效运行。

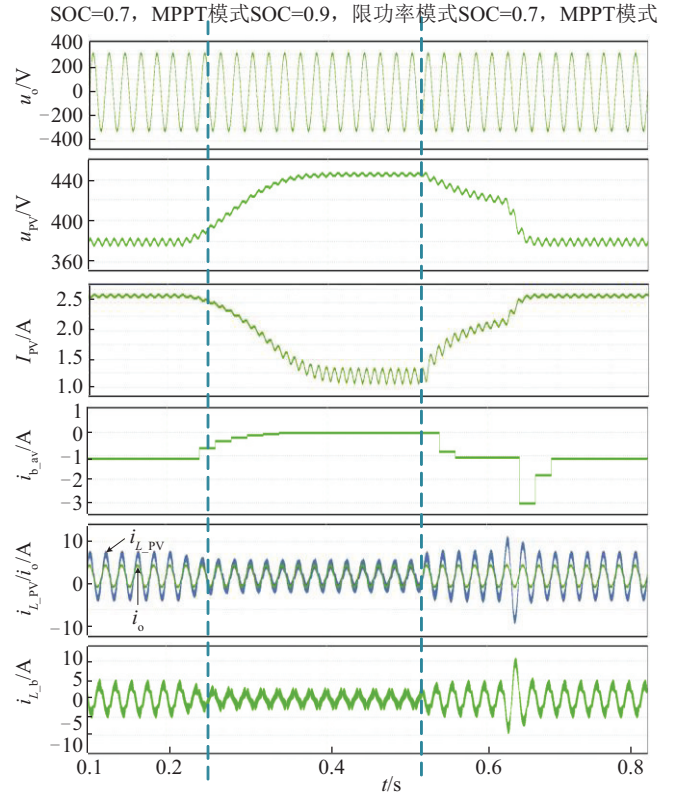


图6 1 kW 光伏-蓄电池独立供电的交流微网系统仿真波形

Fig. 6 Simulated waveforms of AC microgrid system with 1 kW PV-battery independent power supply

2.2 单周期控制

单周期控制控制框图如图 7 所示, 以第一路为例, 释能期间对 $i_{L1}N_{11}/N_2$ 进行积分, 当积分值等于 $i_{o1,ref}$ 时停止释能, 可实现输出电流的平均值实时追踪基准。

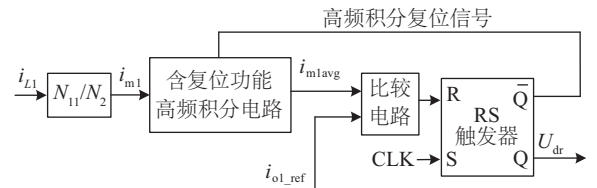


图7 单周期控制控制框

Fig. 7 Single cycle control block diagram

由于高频开关周期 T_s 远小于工频周期, $i_{o1,ref}$ 在一个高频开关周期内可近似看成恒值, 采样释能中点的电感电流值 i_{L1} , 可得释能占空比 d_{r1} 为:

$$d_{r1} = \frac{N_2 i_{o1,ref}}{N_{11} i_{L1}} \quad (7)$$

第 1 路逆变器的输出瞬时功率为:

$$P_1 = \frac{N_{11}}{N_2} i_{L1} d_{r1} u_o = u_o i_{o1_ref} \quad (8)$$

同理,第2路逆变器的输出瞬时功率 $P_2 = u_o i_{o2_ref}$, 则:

$$P_1:P_2 = i_{o1_ref}:i_{o2_ref} = k_1:k_2 \quad (9)$$

2.3 系统环路设计

单级电流型多输入逆变器系统存在 MPPT 电压外环、输出电压外环和单周期控制内环 3 个环路,系统传递函数框图如图 8 所示。光伏 MPPT 电压环生成功率占空比 k_1 , k_1 乘以 $\frac{\sqrt{2} u_o}{R_L}$ 得到第一路变换器的等效峰值电流参考 i_{o1_ref} , i_{o1_ref} 乘以 $\sin(\omega t)$ 得到第一路输出电流参考 i_{o1_ref} , 经过单周期环节得到第一路输出电流 i_{o1} , 由于单周期控制输出电流实时跟踪电流基准, 故单周期控制的传递函数 $G_{PWM1}(s)=1$, i_{o1} 乘以 $1/\sin(\omega t)$ 得到第一路输出电流峰值 i_{o1p} , 根据输入输出功率平衡原理, i_{o1p} 乘以 $\frac{u_o}{\sqrt{2} U_{i1}}$ 可得输入电流 i_{i1} , 经过输入滤波电容的传递函数 $1/(sC_{i1})$ 得到光伏输入电压 $\hat{u}_{i1}$, 由此可得光伏电压环的开环传递函数为:

$$G_1(s) = \frac{\sqrt{2} u_o}{R_L} \cdot \frac{\sin(\omega t) G_{PWM1}(s)}{\sin(\omega t)} \cdot \frac{u_o}{\sqrt{2} U_{i1}} \cdot \frac{1}{sC_{i1}} \quad (10)$$

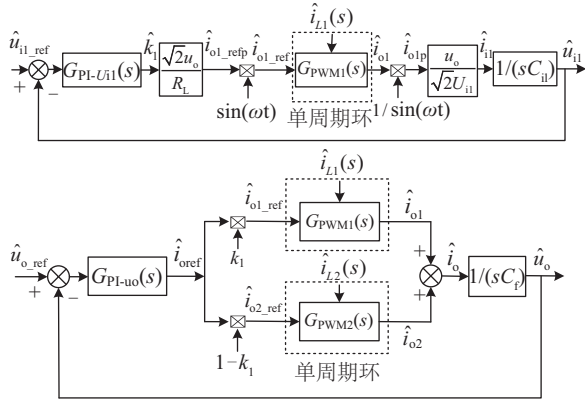


图 8 系统传递函数框

Fig. 8 Block diagram of system transfer function

取 $u_o = 220 \text{ V}$, $R_L = 32 \Omega$, $C_{i1} = 9900 \mu\text{F}$, $U_{i1} = 96 \text{ V}$, 可得光伏电压环开环波特图如图 9 所示。由图 9 可知, 补偿前光伏电压环开环波特图低频增益较小, 穿越频率为 300 Hz , 无法抑制二倍频 100 Hz 分量对系统的影响, 采用补偿函数 $G_{PI-U1}(s) = 0.1 + 5/s$ 对光伏电压环进行补偿, 补偿后系统低频增益变大, 穿越频率为 26 Hz , 可有效抑制二倍频分量对系统的影响。实际光伏电压具有一定的二次谐波, 采用二次谐波陷波器对光伏电压进行滤波, 以进一步抑制二次谐波对环路的影响, 提高光伏电压环追踪性能。

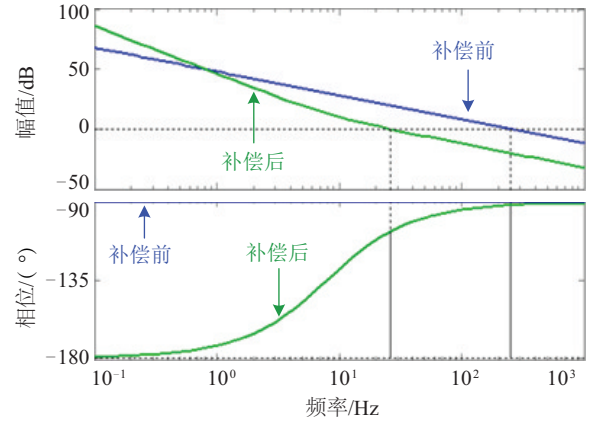


图 9 光伏电压环补偿前和补偿后的波特图

Fig. 9 PV voltage loop bode plot before and after compensation

输出电压环开环传递函数为:

$$G_2(s) = \frac{k_1 G_{PWM1}(s) + (1 - k_1) G_{PWM2}(s)}{sC_i} \quad (11)$$

由于单周期环路 $G_{PWM1}(s)=1$, $G_{PWM2}(s)=1$, 式(11)可进一步化简为:

$$G_2(s) = \frac{1}{sC_i} \quad (12)$$

取 $C_i = 10 \mu\text{F}$, 可得输出电压环波特图如图 10 所示。由图 10 可知补偿前输出电压环开环波特图低频增益较小, 采用补偿函数 $G_{PI-Uo}(s) = 0.1 + 3000/s$ 对输出电压环进行补偿, 补偿后系统低频增益变大, 穿越频率为 1340 Hz , 相位裕度为 45.4° , 具有较好的稳态和动态性能。

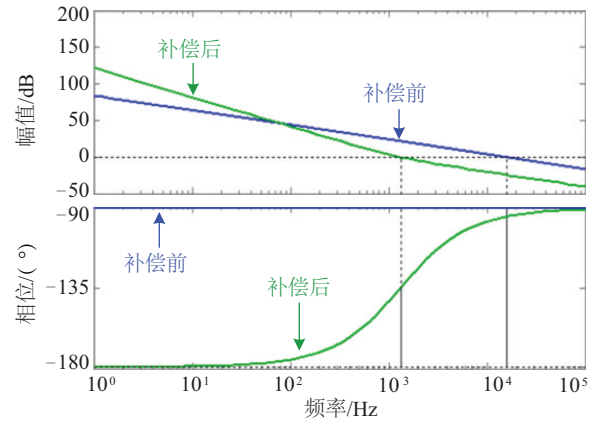


图 10 输出电压环补偿前和补偿后的波特图

Fig. 10 Output voltage loop bode plot before and after compensation

由以上分析可得, 光伏电压环输出信号 k_1 不会对输出电压环造成影响, 而输出电压环输出信号 i_{o_ref} 也不会对光伏 MPPT 环造成影响, 所采用的基于功率占比的主从能量管理控制策略和单周期控制实现了两个控制环节间的解耦控制, 可同时有效实现光伏 MPPT 控制和输出波形的控制。

3 实验验证

研制了 2.5 kVA 光伏-风力双输入样机,第 1 路光伏选用可编程直流电源供电,第 2 路采用风力发电机,风力侧蓄电池只能由风力发电机对其充电,在负载功率不足时提供负载所需的不足功率,在光伏能量过剩时蓄电池不输出功率,其功能与直流源类似,由于实验条件的限制,实验中用直流源代替风力发电机(电压范围为 80~110 V,最大功率 1500 W),控制芯片采用 DSP28377D,变换器具体参数如表 1 所示。

表 1 变换器具体型号参数

Table 1 Specific parameters of converter

参数	值/型号
功率 P/kW	2.5
第 1 路电压 U_{i1}/V	80~120
第 2 路电压 U_{i2}/V	80~120
输出电压 u_o	220V rms/50 Hz
开关频率 f_s/kHz	50
变压器型号	PM74×59
变压器匝数比 $N_{11}:N_{12}:N_2$	6:6:9
储能电感 $L_1, L_2/\mu\text{H}$	300
钳位电容 $C_{C1}, C_{C2}/\mu\text{F}$	1
输入滤波电容 $C_{i1}, C_{i2}/\mu\text{F}$	9900
输出滤波电容 $C_f/\mu\text{F}$	10
原边开关型号 $S_{j1}\sim S_{j4}, S_{c1}\sim S_{c2}, S_{o1}\sim S_{o2}$	IXFH86N30T
周波变换器开关型号 $S_5(S'_5)\sim S_8(S'_8)$	IXFH78N50P3
二极管型号 $D_{13}, D_{14}, D_{23}, D_{24}, D_{01}, D_{02}$	DPG60I300HA

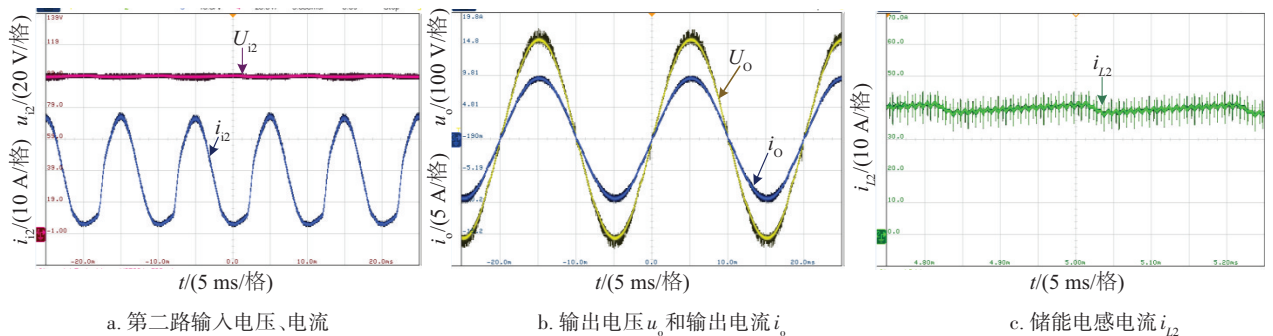
系统在 $k_1=0$,即光伏不工作,风力发电机 96 V 供电,输出 1500 W 时的稳态实验波形和输出负载跳变时的动态试验波形,如图 11 所示。实验结果表明:1)输入输出波形如图 11a 和图 11b 所示,逆变器正常工作,输出电压波形正弦度

高,由于风力采用直流源模拟,内阻较小,输入电流存在较大的二次谐波分量;2)电感电流波形如图 11c 所示,旁路开关驱动和应力波形如图 11d 和图 11e 所示, $|u_o| > U_{i2}N_2/N_{12}$ 时电感电流基本追踪给定,电路存在储能、释能和少量旁路状态, $|u_o| < U_{i2}N_2/N_{12}$ 时电感电流高于给定,因此逆变器只存在旁路、释能状态,抑制了储能电感电流的上升;3)逆变器桥臂功率开关和周波功率开关波形如图 11f 和图 11g 所示,功率开关应力较低;4)输出负载由 850 W 突变为 1500 W,再突变为 850 W 时的动态波形,如图 11h 所示,负载跳变时输出电压畸变较少,所设计的输出电压环具有良好的稳态和动态性能。

单级电流型多输入逆变器在光伏(MPP 99 V/1200 W)、风力 97 V 两路供电,输出 2500 W 时的稳态实验波形,如图 12 所示。实验结果表明:1)系统稳定运行,光伏电压为 99 V,实现最大功率输出,光伏电压存在少量二次谐波分量,风力补充负载所需不足功率,如图 12a 和图 12b 所示;2)储能电感电流波形、旁路开关波形、旁路开关波形高频展开波形和输出波形,如图 12c~图 12f 所示,两路换器可稳定工作,输出电压波形正弦度高。

系统在光伏(MPP 96 V/1000 W)、风力 96 V、负载功率 1400 W 条件下的光伏启动、MPP 追踪动态实验波形,如图 13 所示。实验结果表明:光伏启动前,负载功率全部由风力提供,光伏启动后 250 ms 内迅速追踪到了最大功率点,然后光伏以最大功率输出,风力提供负载所需的不足功率。光伏电压环追踪性能较好,光伏追踪过程中输出波形无畸变,两个环路解耦运行。

系统在光伏最大功率 2000 W、负载功率 3000~1500 W 跳变时的模式切换动态仿真波形,如图 14 所示。仿真结果表明:0.06~0.10 s,光伏最大功率 2000 W 小于负载功率 3000 W,光伏最大功率输出,风力发电机补充负载所需不足功率;0.1~0.2 s,负载功率跳变为 1500 W 小于光伏最大功率 2000 W,光伏输入源退出 MPPT 工作模式,提供负载所需功率,风力发电机停止输出功率;负载功率跳变前后,第 1 路功率占比 k_1 由小于 1 的常数变成 1,实现了两种不同工作模式的平滑切换,且切换时输出电压波形无畸变,具有较好的稳态和动态性能。



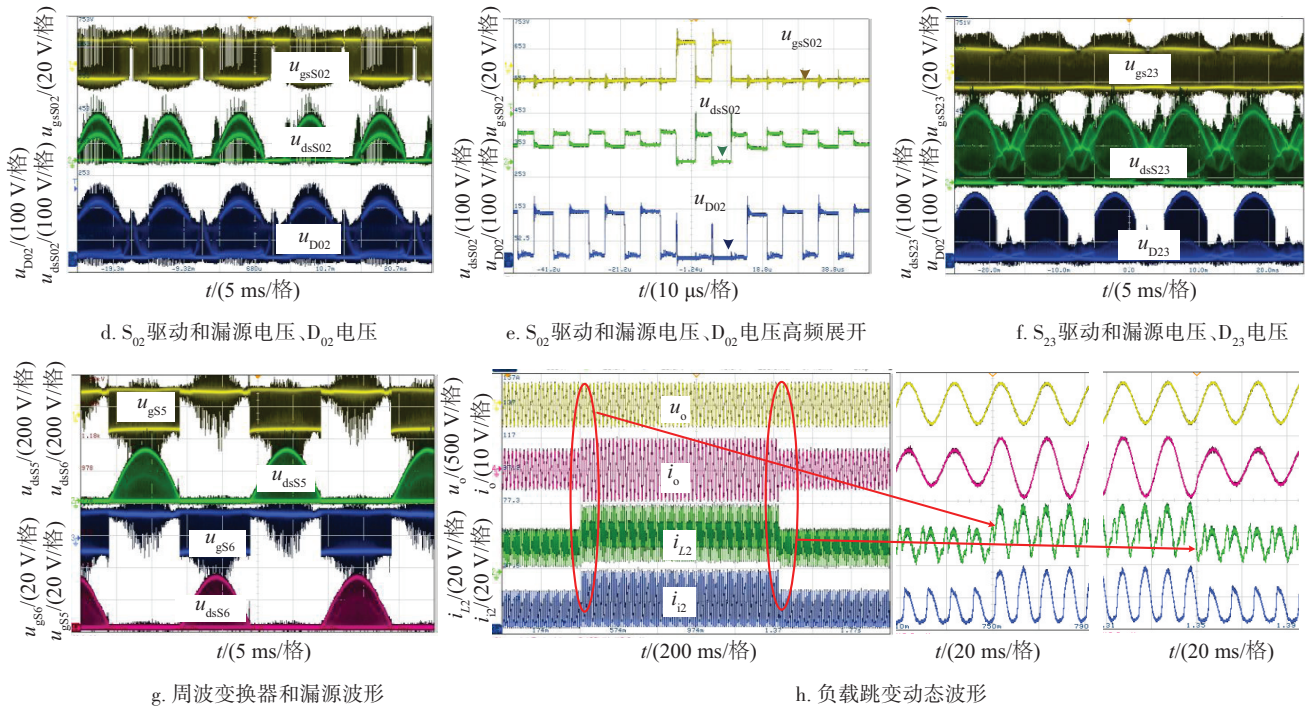


图 11 系统在单路供电下的稳态和动态实验波形

Fig. 11 Steady state and dynamic experimental waveforms of system under single circuit power supply

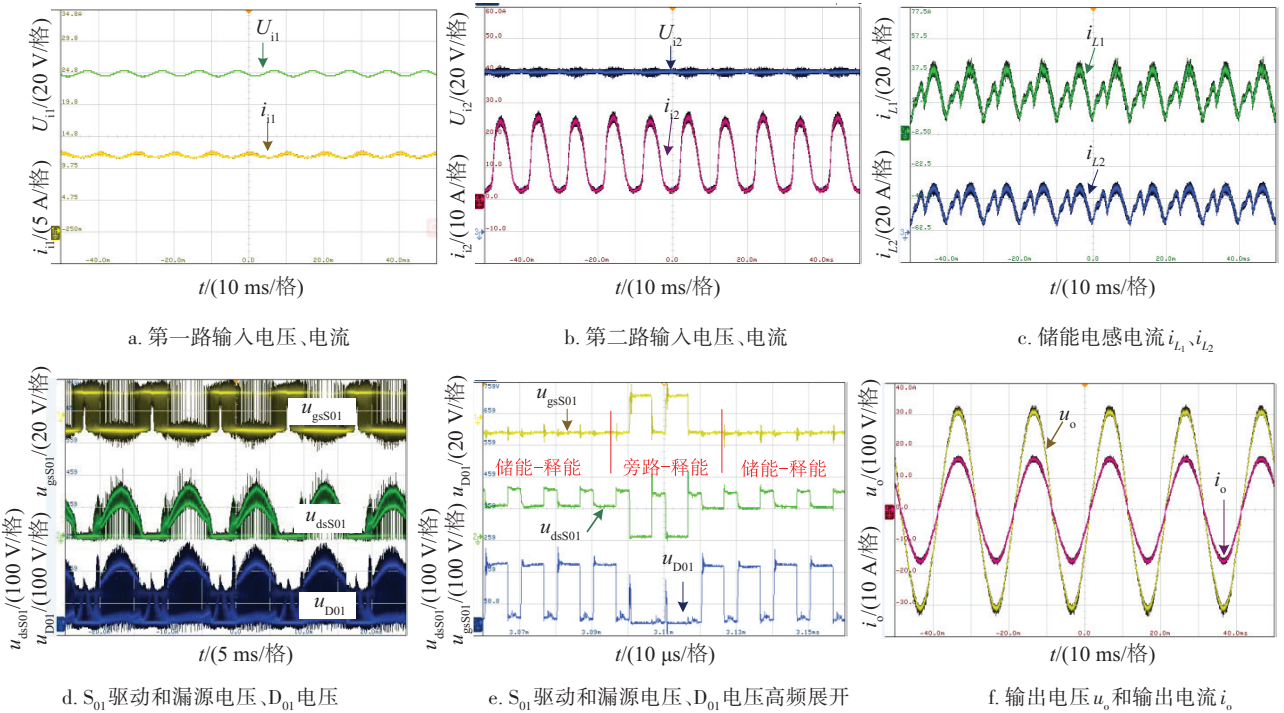


图 12 在光伏-直流源供电时的稳态实验波形

Fig. 12 Steady state experimental waveforms with PV-DC source supply

系统在光伏 (MPP96 V/1200 W)、风力 96 V、负载功率由 1400 W 突变为 840 W 再突变为 1400 W 条件时的模式切换动态实验波形,如图 15 所示。实验结果表明:1)负载功率 1400 W 时,光伏 MPP 工作,风力提供负载所需不足功率;

2)负载功率 840 W 时,光伏退出 MPP,工作在 (104 V/9.3 A/970 W)点,提供负载所需功率,风力不输出功率;3)系统实现了两种不同工作模式的平滑切换,切换时间小于 1 个工频周期。

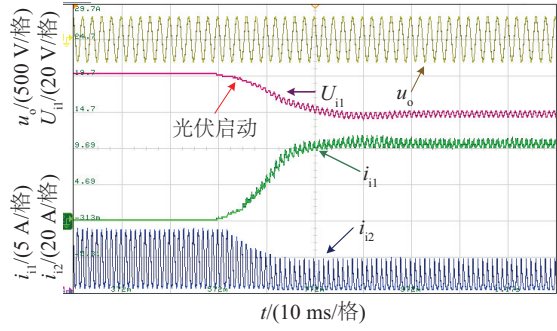


图13 光伏启动时的动态实验波形

Fig. 13 Dynamic experimental waveforms during PV startup

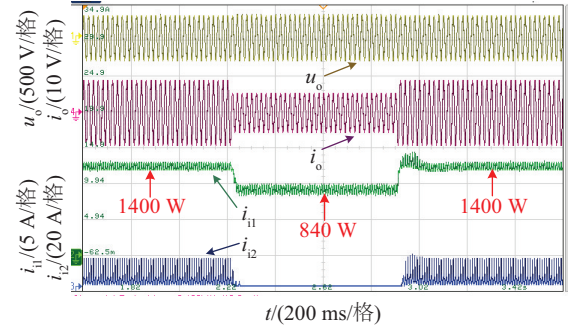


图15 负载功率突变时模式切换的动态实验波形

Fig. 15 Dynamic experimental waveforms of mode switching during sudden change of load power

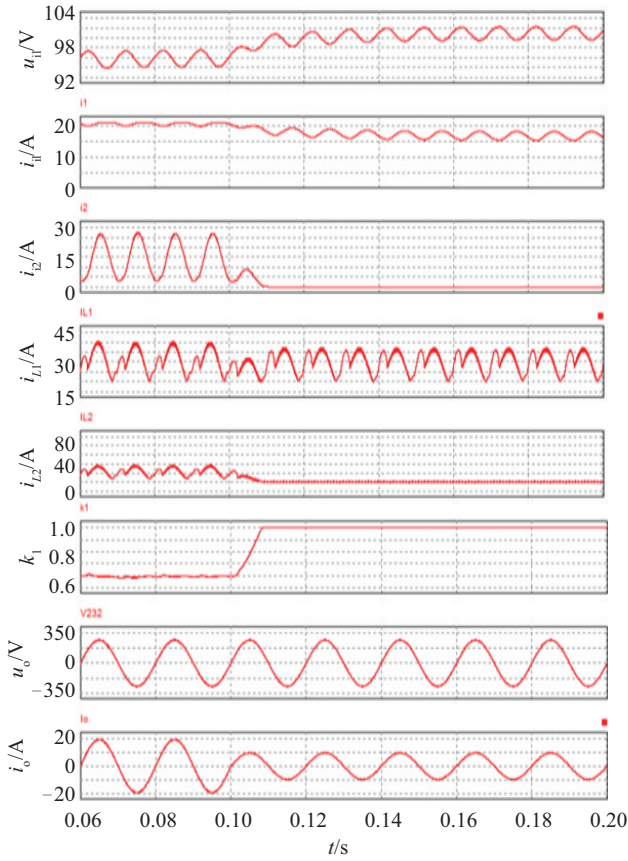


图14 系统负载3000~1500 W跳变时的模式切换动态仿真波形

Fig. 14 Dynamic simulation waveforms of mode switching at system load jumping from 3000 W to 1500 W

实验结果表明,系统在单路、双路输入源供电稳态运行时,输出电压波形质量好;在光伏启动和模式切换等动态情况下,输出电压无畸变,两个模式平滑切换,控制环路解耦运行,实验结果和理论分析一致,验证了所提电路拓扑和控制策略的可行性。

4 结 论

本文所采用的单级电流型多输入逆变器电路拓扑采用一个多绕组变压器实现了多路输入源的集成控制及多个输入源和输出间的高频隔离,旁路开关抑制了储能电感电流上升,大大减小了储能电感的体积。采用了基于功率占比的主从能量管理控制策略和单周期控制策略,建立了系统的小信号模型,设计了环路的补偿函数,实现了不同模式的稳定运行、不同模式的平滑切换和控制环路的解耦运行。2.5 kVA 光伏-风力逆变器样机稳态和动态性能良好,实验结果和理论分析一致,验证了拓扑和控制策略的可行性。

[参考文献]

- [1] 郑玢鑫,周丽娟,赵孟浩,等.一种可拓展双输入高增益DC/DC变换器[J].电力系统保护与控制,2024,52(11):148-158.
ZHU F X, ZHOU L J, ZHAO M H, et al. A scalable dual-input high step-up DC/DC converter [J]. Power system protection and control, 2024, 52(11): 148-158.
- [2] 高圣伟,祝庆同.一种独立光储发电系统用宽输入范围非隔离三端口变换器[J].电工技术学报,2023,38(4):970-982.
GAO S W, ZHU Q T. A wide input range non-isolated three-port converter for stand-alone PV storage power generation system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(4): 970-982.
- [3] 林国庆,黄毅敏.一种非隔离型高增益三端口DC-DC变换器[J].电机与控制学报,2023,27(2):98-111.
LIN G Q, HUANG Y M. Non-isolated high step-up three-port DC-DC converter[J]. Electric machines and control, 2023, 27(2): 98-111.
- [4] 文云峰,杨游航,邢鹏翔,等.多维因素制约下新能源消纳能力评估方法研究综述[J].中国电机工程学报,2024,44(1):127-146, I0011.

- WEN Y F, YANG Y H, XING P X, et al. Review on the new energy accommodation capability evaluation methods considering multi-dimensional factors [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2024, 44(1): 127-146, I0011.
- [5] SUO X, ZHAO S Q, MA Y F, et al. New energy wide area complementary planning method for multi-energy power system [J]. *IEEE access*, 2021, 9: 157295-157305.
- [6] WU C, ZHANG X P, STERLING M. Wind power generation variations and aggregations [J]. *CSEE journal of power and energy systems*, 2022, 8(1): 17-38.
- [7] 徐奇伟, 付逸伦, 苗轶如, 等. 新型单相电流源型光伏并网逆变器的调制与控制策略研究 [J]. *太阳能学报*, 2025, 46(3): 412-420.
- XU Q W, FU Y L, MIAO Y R, et al. Modulation and control strategy of novel single-phase grid-connected current source inverter [J]. *Acta energiae solaris sinica*, 2025, 46(3): 412-420.
- [8] 王立乔, 张检亮, 管成功, 等. 基于非线性载波调制的单相电流型逆变器的研究 [J]. *太阳能学报*, 2021, 42(12): 435-442.
- WANG L Q, ZHANG J L, GUAN C G, et al. Research on single-phase current source inverter based on nonlinear carrier modulation [J]. *Acta energiae solaris sinica*, 2021, 42(12): 435-442.
- [9] 陈亦文, 吕涛, 赵振杰, 等. 带有源缓冲的单级单相电流型逆变器 [J]. *电机与控制学报*, 2022, 26(1): 96-104.
- CHEN Y W, LYU T, ZHAO Z J, et al. Single-stage single-phase current inverter with source buffer [J]. *Electric machines and control*, 2022, 26(1): 96-104.
- [10] KUMAR G G, SUNDARAMOORTHY K. Dual-input nonisolated DC-DC converter with vehicle-to-grid feature [J]. *IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics*, 2022, 10(3): 3324-3336.
- [11] 皇金锋, 韩梦祺. 交错控制双输入 Boost 变换器的能量传输模式及输出纹波电压分析 [J]. *电工技术学报*, 2021, 36(14): 3022-3033.
- HUANG J F, HAN M Q. Analysis of energy transmission mode and output ripple voltage of interleaved dual-input Boost converter [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2021, 36(14): 3022-3033.
- [12] CHAMBAYIL A, CHATTOPADHYAY S. A dual active bridge converter with multiphase boost interfaces for single-stage bidirectional DC-AC conversion [J]. *IEEE transactions on industry applications*, 2021, 57(3): 2638-2653.
- [13] 李继方, 冯硕, 石晓阳, 等. 基于分布式发电的储能系统能量管理策略 [J]. *太阳能学报*, 2023, 44(8): 30-38.
- LI J F, FENG S, SHI X Y, et al. Energy management strategy for energy storage system based on distributed generation [J]. *Acta energiae solaris sinica*, 2023, 44(8): 30-38.
- [14] 代云中, 唐浩, 祁月文, 等. 一种无重叠时间无变压器电流型光伏并网逆变器研究 [J]. *太阳能学报*, 2023, 44(8): 232-237.
- DAI Y Z, TANG H, QI Y W, et al. Research on current source pv grid-connected inverter with non-overlapping time and transformerless [J]. *Acta energiae solaris sinica*, 2023, 44(8): 232-237.
- [15] 沈超, 赵世伟. 多输入双向全桥 DC-DC 变换器及其能量管理策略研究 [J]. *电工电能新技术*, 2020, 39(6): 34-41.
- SHEN C, ZHAO S W. Research on multi-input bi-directional full-bridge DC-DC converter and its energy management strategy [J]. *Advanced technology of electrical engineering and energy*, 2020, 39(6): 34-41.
- [16] 陈亦文, 童筱涵, 吕涛, 等. 有源缓冲型逆变器功率解耦技术研究 [J]. *电机与控制学报*, 2024, 28(6): 98-108.
- CHEN Y W, TONG X H, LYU T, et al. Research on active buffered inverter power decoupling technology [J]. *Electric machines and control*, 2024, 28(6): 98-108.
- [17] 王荣闯, 王杉杉, 高明, 等. 光伏-蓄电池联合供电系统中三端口变换器的解耦控制研究 [J]. *太阳能学报*, 2022, 43(3): 203-209.
- WANG R C, WANG S S, GAO M, et al. Research on decoupling control of three-port converter in photovoltaic-battery generation system [J]. *Acta energiae solaris sinica*, 2022, 43(3): 203-209.
- [18] LIU Q, QIAN Q S, ZHENG M, et al. An improved quadrangle control method for four-switch buck-boost converter with reduced loss and decoupling strategy [J]. *IEEE transactions on power electronics*, 2021, 36(9): 10827-10841.
- [19] 张君君, 吴红飞, 曹锋, 等. 半桥式三端口变换器建模与解耦控制 [J]. *中国电机工程学报*, 2015, 35(3): 671-678.
- ZHANG J J, WU H F, CAO F, et al. Modeling and decoupling control of three-port half-bridge converters [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2015, 35(3): 671-678.
- [20] CHEN D L, ZENG H C. A buck type multi-input distributed generation system with parallel-timesharing power supply [J]. *IEEE access*, 2020, 8: 79958-79968.
- [21] 邱琰辉, 陈道炼, 江加辉. 多能源联合供电系统电路结构与能量管理策略 [J]. *电力电子技术*, 2017, 51(3): 43-46.

QIU Y H, CHEN D L, JIANG J H. Circuit structure and energy management control strategy of multi-energy joint-power-supply system [J]. Power electronics, 2017, 51 (3): 43-46.

[22] QIU Y H, CHEN D L, ZHAO J W. Boost type multi-input independent generation system with multi-winding simultaneous power supply [J]. IEEE access, 2021, 9: 99805-99815.

RESEARCH ON OFF-GRID MASTER-SLAVE CONTROL STRATEGY OF SINGLE-STAGE CURRENT-SOURCE MULTI-INPUT INVERTER

Qiu Yanhui^{1,2}, Shao Yixiong^{1,2}, Zeng Hanchao^{1,2}, Huang Qinjian³

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Xiamen University of Technology, Xiamen 361024, China;

2. Xiamen Key Laboratory of Frontier Electric Power Equipment and Intelligent Control, Xiamen 361024, China;

3. State Grid Fuqing Power Supply Company, Fuzhou 350300, China)

Abstract: Concerning the common-mode current problem and the magnetic saturation problem of energy storage inductor in the single-stage current-source inverter, a multi-input current-source inverter with bypass switches and multi-winding high-frequency transformers is adopted. Concerning the energy management and the loop decoupling problem of the multi-energy system, a one-cycle control and master-slave power energy management strategy based on power ratio is proposed, which aims to realize the stable operation of different power supply modes, smooth transformation of different power supply modes, and decoupling operation of the control-loop. The intensive theoretical analysis of the circuit structure, energy management control strategy, and small-signal model of the system is carried out, the control loop of the system is designed, and finally a 2.5 kVA prototype of single-stage current-source inverter with photovoltaic-wind dual-input is developed to validate the adopted circuit topology and energy management control strategy.

Keywords: single-stage current source inverters; multiple-input; circuit topology; master-slave power energy management; one-cycle control; decoupling control