

开关电感型单相五电平电流源逆变器

吴学智¹, 杨安娜¹, 王静², 刘京斗¹, 祁静静¹

(1. 北京交通大学 国家能源主动配电网技术研发中心, 北京 100044; 2. 深圳供电局有限公司, 广东 深圳 518000)

摘要:多电平电流源逆变器因具有高安全性、低输出谐波特性等优点得到广泛关注。提出了一种开关电感型单相五电平电流源逆变器,其直流控制单元采用Buck结构,为电感提供了独立的充放电回路,实现了电感电流控制与输出电流控制的完全解耦,使用较小电感即可控制电流稳定。所提逆变器采用开关电感结构形成多电平输出,减少了器件数目,利用其高度对称性可简化外围电路设计。针对于单相逆变器输入侧电感电流存在二倍频波动的问题,在传统比例积分控制的基础上,增加功率前馈控制,以储能电感在每个开关周期内实现电流恒定作为先决条件,折算不同状态下直流侧开关器件的占空比扰动量,在不增加电路复杂度的前提下,采用较少器件和小储能电感有效抑制了电感电流的二倍频波动,减小了输出电流中3次谐波含量和总谐波畸变率,提高了输出电能质量。最后,通过仿真和实验验证了所提拓扑和控制策略的可行性。

关键词:单相电流源逆变器;多电平;开关电感;二倍频波动;功率前馈控制

中图分类号:TM 464

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202205064

0 引言

随着可再生能源的广泛应用和微电网技术、储能技术的发展,新型逆变器及其控制策略成为研究热点。电流源逆变器(current source inverter, CSI)直接以输出电流作为控制对象,具有短路耐受能力,可增强系统可靠性^[1]。多电平电流源逆变器(multi-level CSI, MCSI)通过增加输出电流电平数降低开关频率、减小开关器件应力、优化输出电流谐波特性^[2-3],在系统效率要求和电能质量要求日渐严苛的当下具有重要的现实意义。

MCSI结构主要分为直流控制单元、多电平构造单元和逆变单元。其中逆变主要由H桥完成,拓扑的设计重点在直流控制单元、多电平构造单元的结构上^[4]。传统MCSI的直流控制单元采用电压源串联储能电感的结构,未考虑该储能电感的电流平衡控制,电流纹波较大,为了减小电感电流纹波,常采用数十毫亨甚至上百毫亨的大电感,增大了损耗和成本^[5-6]。传统MCSI的多电平构造单元的结构主要有直流单元并联^[7]、分流电感并联^[8]、多逆变器并联^[9]3种,其中多直流单元并联和多逆变器并联结构使用器件数较多,分流电感并联结构容易因为各电感特性不一致导致电感分流不均,增加了控制难度。

为了改善传统MCSI拓扑存在的诸多不足,在满足减少器件数目这一基本需求的前提下,多种具有

一定优势的新型拓扑出现。文献[10]将飞跨电感到应用到MCSI拓扑中,易于拓展,但在实际应用中需要9个开关器件和2个电感实现五电平输出,且存在电感电流环流状态,会降低系统效率。文献[11]可以实现单级升降压逆变,但是缺乏储能电感的独立充放电回路,使电感电流控制与输出电流控制间存在大量耦合,电感充放电周期与逆变输出周期有关。文献[12]提出了一种单相六开关CSI,可以实现分流电感的电流自均衡,但缺乏储能电感电流控制,导致储能电感偏大。开关电感可以在减少器件数目的同时提升系统能量变换能力及功率密度^[13]。文献[14]将开关电感到应用于传统电力电子拓扑构造MCSI,解决了电感分流不均的难题,但是电路在输出最高电平和最低电平时,电感只能放电,易增大电感电流纹波。文献[15]利用开关电感改进现有的MCSI拓扑,使其增加较少器件得到更多输出电平,但是文中思路是将直流控制单元嵌入开关电感中,在开关电感并联转串联时容易导致过压。

单相逆变器输出侧存在二倍频功率,导致输入侧电感电流存在二倍频波动,进而导致输出电流的3次谐波增大,影响电能质量^[16]。为了减小逆变器直流侧电流的二倍频波动,学者们提出了增加电流低频波动补偿电路^[17-18]、优化电路拓扑^[19-21]、优化控制策略3种主要解决方法。其中优化控制策略的方法因为不需要增加额外的电路元件、便于提升系统密度、降低生产成本,从而得到广泛关注。现有的优化控制策略的方法主要应用于两级式单相逆变器,基于前级DC/DC来实现。对于单级式单相逆变器的优化控制策略的方法主要针对新型电压型逆变器。文献[22]基于新型Boost逆变器,在输出电压的控制变量上叠加一个相同的正弦分量来抑制逆变器

收稿日期:2021-12-02;修回日期:2022-04-11

在线出版日期:2022-06-06

基金项目:中国南方电网有限责任公司科技项目(090000KK52210134)

Project supported by the Science and Technology Project of China Southern Power Grid Co., Ltd.(090000KK52210134)

直流侧电流的二倍频波动,但会引入四倍频波动,且控制难度较高。文献[23]提出一种功率开关器件复用技术,增加了控制自由度,可以抑制直流侧电流的二倍频波动,但依赖于直流侧支撑电容。以上方法的研究对象均为电压型逆变器,不便直接应用到 CSI 中。文献[24]针对传统三电平 CSI 提出非线性载波调制方法,当直流侧使用较小的电感时,仍能保证交流侧输出电流质量较高,但是未减小储能电感电流二倍频波动。对于电路模态更复杂的 MCSI,尚未有相关的储能电感电流二倍频波动抑制策略研究。

综合以上问题,本文提出一种开关电感型单相五电平 CSI(以下简称五电平逆变器),其直流控制单元采用 Buck 结构,为电感提供了独立的充放电回路;多电平构造单元采用开关电感结构,减少了器件数目。得益于电感充放电的独立性,本文可以实现电感电流控制与输出电流控制的完全解耦,电感充放电周期为开关动作周期,减小了电感充放电引起的电流纹波。因为开关电感具有高度对称性,所以仅对其中一个电感电流采样、控制即可,可简化控制和外围电路设计。本文在传统电感电流单比例积分(proportional integral, PI)闭环的基础上增加功率前馈控制,减小了电感电流的二倍频波动,从源头上抑制了输出电流的 3 次谐波,对其余低次谐波也有一定抑制效果。针对 MCSI 中脉冲型电流经过 Buck 型恒流源后如何计算等效输入电流给出了详细分析。

1 五电平逆变器

1.1 拓扑结构与工作原理

五电平逆变器拓扑结构如图 1 所示,由输入直流电压 U_{in} , 等值储能电感 L_1, L_2 , 滤波电容 C_f , 负载阻抗 Z_{load} , 功率开关 MOSFET 管 $S_0, S_{L1}—S_{L3}, S_{H1}—S_{H4}$ 构成。除 S_0 外,其他开关器件均为逆阻型开关,逆阻型开关可以通过逆导型开关串联二极管或使用反向阻断型晶体管等方式实现。为了便于分析,将该拓扑分为直流电流控制、开关电感倍流、输出调制 3 个单元。

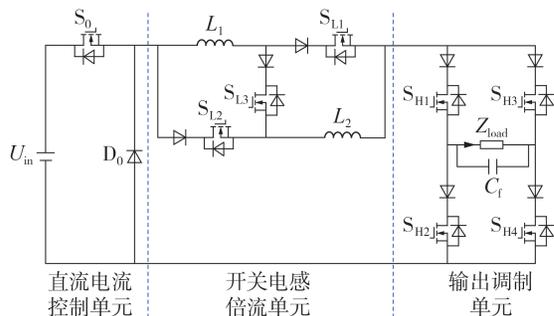


图 1 五电平逆变器拓扑

Fig.1 Topology of five-level inverter

直流电流控制单元用来实现储能电感电流大小调节。当 S_0 导通时,电感充电,电感电流上升;当 S_0

关断时,若连接负载则电感放电,电感电流下降,若负载旁路则电感旁路,电感电流不变。所以, S_0 可以控制电感的充电与放电,通过 S_0 的高频动作可以大幅减小电感因充放电产生的电流纹波。开关电感倍流单元用来产生多电平。 L_1, L_2 电流均稳定控制为 I , 当只有 S_{L3} 导通时, L_1 与 L_2 串联,输出电流为 I ; 当只有 S_{L1}, S_{L2} 导通时, L_1 与 L_2 并联,输出电流为 $2I$ 。通过 2 个电感串并联状态切换,即可以实现 $I, 2I$ 两电平输出。 L_1, L_2 理论值相等,在电路工作时两端电压始终保持一致,不会产生明显的电流差异。输出调制单元为全桥电路,该单元将两电平逆变为正负极性电平,同时为电感电流提供续流旁路,最终使电路实现电流的五电平输出。

表 1 列出了不同输出电平对应的开关状态,“1”表示导通,“0”表示关断。其中 S_{L1} 与 S_{L3}, S_{H1} 与 S_{H3}, S_{H2} 与 S_{H4} 均为互补导通关系, S_{L1} 与 S_{L2} 同时导通、关断。 S_0 的状态与输出电平无关,所以表中未列出。为了尽量降低开关器件的动作频率,本文选择 1、2、5、7、8 这 5 组开关状态作为五电平逆变器的动作时序。

表 1 五电平逆变器的开关状态表

Table 1 Switching states of five-level inverter

组别	开关状态							输出电平
	S_{L1}	S_{L2}	S_{L3}	S_{H1}	S_{H2}	S_{H3}	S_{H4}	
1	1	1	0	1	0	0	1	$2I$
2	0	0	1	1	0	0	1	I
3	1	1	0	1	1	0	0	0
4	1	1	0	0	0	1	1	0
5	0	0	1	1	1	0	0	0
6	0	0	1	0	0	1	1	0
7	0	0	1	0	1	1	0	$-I$
8	1	1	0	0	1	1	0	$-2I$

对于所选的关键参数,包括电压源数量 N_{VS} 、开关器件数量 N_{SW} 、二极管数量 N_d 、电感数量 N_L 、电感电流采样控制外围电路数量 N_{sam} 、电感 $L_1—L_3$ 的充放电周期 $T_{L1}—T_{L3}$, 将本文所提拓扑与已有五电平 CSI 拓扑进行比较,如表 2 所示。表中: T_s 为开关周期; T_1 为基波周期。在电压和电感值一定的情况下,电感充放电周期越长,电感电流纹波越大。本文所提拓扑利用较少的器件实现了电感快速充放电,在

表 2 不同五电平逆变器拓扑对比

Table 2 Comparison of different five-level inverter topologies

拓扑	N_{VS}	N_{SW}	N_d	N_L	N_{sam}	T_{L1}	T_{L2}	T_{L3}
文献[7]	1	7	8	2	2	T_s	T_s	—
文献[8]	1	6	8	3	0	T_1	T_1	T_1
文献[9]	2	8	8	2	0	T_1	T_1	—
文献[10]	1	9	9	2	1	T_s	$2T_s$	—
文献[11]	1	8	8	2	0	$T_1/4$	$T_1/4$	—
文献[12]	1	6	6	2	0	T_1	$2T_s$	—
文献[14]	1	5	6	2	0	T_1	T_1	—
本文	1	8	8	2	1	T_s	T_s	—

输出电能质量要求高的场合具有较大优势。

1.2 脉宽调制策略

基于载波垂直分布技术的正弦脉宽调制(sinusoidal pulse width modulation, SPWM)方法和特定谐波消除法是目前使用较多的多电平脉宽调制(pulse width modulation, PWM)控制方法,其中同相载波层叠调制(phase-disposition SPWM, PD-SPWM)技术较为简单,且具有较好的输出电流波形^[25],所以本文采用PD-SPWM作为五电平逆变器的调制策略。四层载波PD-SPWM的示意图见附录A图A1,图中三角载波信号 c_1 、 c_2 、 c_3 、 c_4 同频率、同相位、呈垂直分布、幅值均标幺化为1。零电平参考线位于四载波中间位置。每一时刻,将正弦调制波 i_m 的幅值与相邻载波幅值作比较,根据表3所示调制原理得到 S_{L1} — S_{L3} 的驱动信号 q_{SL1} — q_{SL3} 和 S_{H1} — S_{H4} 的驱动信号 q_{SH1} — q_{SH4} 。设 K 为幅值调制比,当 $K>1$ 时为五电平调制, $K\leq 1$ 时为三电平调制。

表3 PD-SPWM原理

Table 3 Principle of PD-SPWM

比较 表达式	开关状态							输出 电平
	S_{L1}	S_{L2}	S_{L3}	S_{H1}	S_{H2}	S_{H3}	S_{H4}	
$i_m > c_1$	1	1	0	1	0	0	1	$2I$
$c_2 < i_m \leq c_1$	0	0	1	1	0	0	1	I
$c_3 < i_m \leq c_2$	0	0	1	1	1	0	0	0
$c_4 < i_m \leq c_3$	0	0	1	0	1	1	0	$-I$
$i_m \leq c_4$	1	1	0	0	1	1	0	$-2I$

开关电感倍流单元仅在输出电平于 I 、 $2I$ 间跳变或 $-I$ 、 $-2I$ 间跳变时动作,当输出电平在 $-I$ 、 0 、 I 间跳变时,开关电感倍流单元始终保持串联状态。输出调制单元仅在输出电平于 $-I$ 、 0 、 I 间跳变时动作,采用单极性调制,可增大等效开关频率。当输出电平在 I 、 $2I$ 间跳变时,开关电感倍流单元保持正向输出状态;当输出电平在 $-I$ 、 $-2I$ 间跳变时,开关电感倍流单元保持负向输出状态。

2 控制策略

五电平逆变器总控制框图见附录B图B1。图中: S_{L1} — S_{L3} 、 S_{H1} — S_{H4} 的驱动信号由PD-SPWM产生,如蓝色部分所示; S_0 的驱动信号由输入直流电流控制器产生,包含电感电流PI闭环控制器和功率前馈控制器,如红色部分所示,其中 I_{ref} 为电感电流指令值。

因为 L_1 、 L_2 具有高度对称性,且其充放电只与 S_0 的动作有关,所以对 L_1 或 L_2 电流进行PI控制即可实现电感电流稳态无差控制,此时得到的 S_0 占空比记为 $D_{S0,PI}$ 。 S_0 采用高频动作,在若干个开关周期内实现电感电流充放电工况切换,可减小因电感充放电产生的电流纹波。

2.1 功率特性分析

理想状态下,单相逆变器的输出端口电压 u_o 、输出电流 i_o 为:

$$\begin{cases} u_o = \sqrt{2} U_o \sin(\omega t + \theta) \\ i_o = \sqrt{2} I_o \sin(\omega t + \theta + \varphi) \end{cases} \quad (1)$$

式中: U_o 为输出端口电压有效值; I_o 为输出电流有效值; ω 为输出的基波角频率; t 为时间; θ 为初相位; φ 为功率因数角。

则输出功率 p_o 为:

$$p_o = u_o i_o = U_o I_o \cos \varphi - U_o I_o \cos(2\omega t + 2\theta + \varphi) \quad (2)$$

因为五电平逆变器采用输出电流控制,故可得:

$$p_o = I_o^2 Z_{load} \cos \varphi - I_o^2 Z_{load} \cos(2\omega t + 2\theta + \varphi) \quad (3)$$

等号右侧第一项为直流功率,第二项为二倍频波动功率。

附录B图B2分析了电路的不同输出模态,图中黑线表示通路,灰线表示断路。直流电流控制单元的 S_0 支路与 D_0 支路为互补导通。采用平均状态等效模型,在稳态时五电平逆变器的输入功率 p_{in} 为:

$$p_{in} = U_{in} i_{in} = U_{in} i_A q_{S0} = U_{in} i_A \bar{q}_{S0} - U_{in} i_A \tilde{q}_{S0} \quad (4)$$

$$q_{S0} = \begin{cases} 1 & S_0 \text{ 导通} \\ 0 & S_0 \text{ 关断} \end{cases} \quad (5)$$

式中: i_{in} 为流经电压源电流; i_A 为流经A点的电流; q_{S0} 为 S_0 的开关状态函数, $q_{S0} = \bar{q}_{S0} - \tilde{q}_{S0}$, \bar{q}_{S0} 为 q_{S0} 的稳定量, \tilde{q}_{S0} 为 q_{S0} 的波动量。

假设五电平逆变器中开关器件均为理想器件,忽略无源器件功率损耗,则输出功率应与输入功率相等,即:

$$p_o = p_{in} \quad (6)$$

所以, p_o 与 p_{in} 的稳定量与波动量存在一一对应关系,直流功率和二倍频波动功率可以表示为:

$$\begin{cases} I_o^2 Z_{load} \cos \varphi = U_{in} i_A \bar{q}_{S0} \\ I_o^2 Z_{load} \cos(2\omega t + 2\theta + \varphi) = U_{in} i_A \tilde{q}_{S0} \end{cases} \quad (7)$$

当 L_1 、 L_2 串联时, $i_A = I$,则有:

$$\begin{cases} I_o^2 Z_{load} \cos \varphi = U_{in} I \bar{q}_{S0} \\ I_o^2 Z_{load} \cos(2\omega t + 2\theta + \varphi) = U_{in} I \tilde{q}_{S0} \end{cases} \quad (8)$$

当 L_1 、 L_2 并联时, $i_A = 2I$,则有:

$$\begin{cases} I_o^2 Z_{load} \cos \varphi = 2U_{in} I \bar{q}_{S0} \\ I_o^2 Z_{load} \cos(2\omega t + 2\theta + \varphi) = 2U_{in} I \tilde{q}_{S0} \end{cases} \quad (9)$$

由式(8)、(9)可知, U_{in} 为稳定的直流量,稳态情况下,如果 \tilde{q}_{S0} 不能快速跟踪二倍频波动功率变化,则电感电流 I 将产生明显二倍频波动,导致交流电流中3次谐波含量增大,影响电能输出质量。动态情况下, I_o 或 Z_{load} 突变会带来直流功率和二倍频波动功率的变化,如果 \bar{q}_{S0} 不能快速跟踪直流功率的突变,则将导致电感电流 I 突变,产生过压和输出电流突变;如果 \tilde{q}_{S0} 不能快速跟踪二倍频波动功率的突

变,则电感电流 I 的二倍频波动将突增。综上,为了稳定直流侧储能电感电流,需要对 S_0 引入功率前馈,使 q_{s0} 跟踪输出交流总功率的变化。

2.2 基于功率前馈的电感电流二倍频波动抑制策略

功率前馈需计算输出、输入功率,也就需计算 i_{in} 的大小。若流入 Buck 型恒流源的电流是恒定的,则电路输入电流就是此恒定电流与 Buck 占空比的乘积。但由图 B2 可知, i_A 是脉冲型电流,这给 i_{in} 计算带来了困难,同样的难题在其他采用开关电感的 MCSI 拓扑中也存在且尚未解决。本节通过详细分析给出了脉冲型电流经过 Buck 型恒流源后等效 i_{in} 的计算方法和功率前馈控制的占空比扰动量计算公式。

设 D_{S_0} 为 S_0 的导通占空比, $D_{S_{0_power}}$ 为通过功率前馈得到的 S_0 占空比扰动量。 q_{s0} 的变化即为 D_{S_0} 的变化。附录 B 图 B3 分析了不同输出模式下各电流和 S_0 动作信号的关系。由图可知, i_A 与 q'_{s0} (上一时刻 q_{s0} 的值) 的波形均为脉冲型,其大小在不断变化,导致在不同情况下 i_{in} 和 $D_{S_{0_power}}$ 的计算公式不同。下面进行详细的分类讨论,为了便于控制,电路中所有开关器件采用同频三角载波。

情况 1: $i_o \in [I, 2I]$ 。此时输出五电平电流 i_{o_5level} 是 $I, 2I$ 间跳变的脉冲型波形,如图 B2(a)、图 B3①所示, i_A 与 i_{o_5level} 一致,可得:

$$i_{in} = \begin{cases} 2ID_1 + I(D_{S_{0_power}} - D_1) & D'_{S_0} > D_1 \\ 2ID_{S_{0_power}} & D'_{S_0} \leq D_1 \end{cases} \quad (10)$$

式中: D_1 为输出电流 PWM 波中高电平的占空比; D'_{S_0} 为上一时刻 D_{S_0} 的值。

由功率守恒可得:

$$u_o i_o = \begin{cases} U_{in} [2ID_1 + I(D_{S_{0_power}} - D_1)] & D'_{S_0} > D_1 \\ U_{in} 2ID_{S_{0_power}} & D'_{S_0} \leq D_1 \end{cases} \quad (11)$$

推导后可得:

$$D_{S_{0_power}} = \begin{cases} \frac{u_o i_o}{U_{in} I} - D_1 & D'_{S_0} > D_1 \\ \frac{u_o i_o}{2U_{in} I} & D'_{S_0} \leq D_1 \end{cases} \quad (12)$$

情况 2: $i_o \in [0, I]$ 。此时 i_{o_5level} 是 $0, I$ 间跳变的脉冲型波形,如图 B2(b)、图 B3②所示, i_A 始终为 I , 可得:

$$i_{in} = ID_{S_{0_power}} \quad (13)$$

由功率守恒可得:

$$u_o i_o = U_{in} ID_{S_{0_power}} \quad (14)$$

推导后可得:

$$D_{S_{0_power}} = \frac{u_o i_o}{U_{in} I} \quad (15)$$

情况 3: $i_o \in [-I, 0)$ 。此时 i_{o_5level} 是 $0, -I$ 间跳变的脉冲型波形,如图 B2(c)、图 B3③所示, i_A 始终为 I , $D_{S_{0_power}}$ 的计算与情况 2 一致。

情况 4: $i_o \in [-2I, -I)$ 。此时 i_{o_5level} 是 $-I, -2I$ 间跳变的脉冲型波形,如图 B2(d)、图 B3④所示, i_A 与 i_{o_5level} 反向,为 $I, 2I$ 间跳变的脉冲型波形,可得:

$$i_{in} = \begin{cases} ID_1 + 2I(D_{S_{0_power}} - D_1) & D'_{S_0} > D_1 \\ ID_{S_{0_power}} & D'_{S_0} \leq D_1 \end{cases} \quad (16)$$

由功率守恒可得:

$$u_o i_o = \begin{cases} U_{in} [ID_1 + 2I(D_{S_{0_power}} - D_1)] & D'_{S_0} > D_1 \\ U_{in} ID_{S_{0_power}} & D'_{S_0} \leq D_1 \end{cases} \quad (17)$$

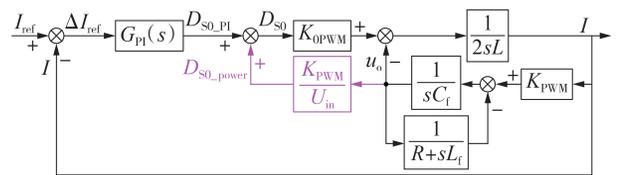
推导后可得:

$$D_{S_{0_power}} = \begin{cases} \frac{1}{2} \left(\frac{u_o i_o}{U_{in} I} + D_1 \right) & D'_{S_0} > D_1 \\ \frac{u_o i_o}{U_{in} I} & D'_{S_0} \leq D_1 \end{cases} \quad (18)$$

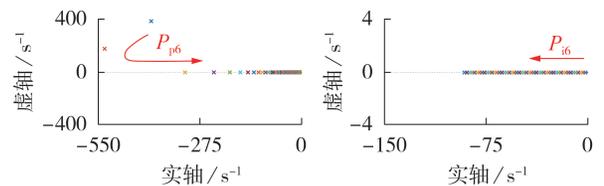
通过计算直接获得的 $D_{S_{0_power}}$ 代表了输出功率的二倍频波动,将其与电感直流电流 PI 闭环控制得到的 $D_{S_{0_PI}}$ 叠加作为 S_0 的总占空比 D_{S_0} 。二倍频功率波动信息由 $D_{S_{0_power}}$ 前馈后,可以降低电流 PI 闭环控制带宽要求,加快动态响应。

包含功率前馈的直流电流单元控制框图如附录 B 图 B4 所示。图中 $[i_m]$ 表示 i_m 向下取整的值,则 $i_m - [i_m]$ 即为 D_1 。 I, U_{in}, i_o, u_o 由电路采样得到。

以 $i_o \in [-I, I)$ 工况为例,分析所提控制方法的稳定性,逆变器的系统控制框图如图 2(a) 所示。图中: ΔI_{ref} 为电感电流指令值与电感电流的差值; K_{OPWM} 为 S_0 的脉宽调制器增益; L 为储能电感值; L_f 为滤波电感值; R 为负载电阻值; K_{PWM} 为载波层叠得到的调制增益; $G_{PI}(s) = K_p + K_i/s$ 为 PI 调节器, K_p, K_i 分别为比例、积分系数。当 $K_i = 25$ 且 K_p 由 0.01 变化到 5 时,系统闭环主导极点 P_{p6} 的变化轨迹如图 2(b) 所示;当 $K_p = 0.5$ 且 K_i 由 1 变化到 50 时,系统闭环主导极点 P_{i6} 的变化轨迹如图 2(c) 所示。由图可知,在 $K_p \leq 2, K_i \geq 5$ 时系统具有较优的稳定性。其余 i_o 状态对应的系统闭环控制框图和根轨迹图见附录 B 图 B5—B8。



(a) 系统闭环控制框图



(b) P_{p6} 随 K_p 变化的轨迹图 (c) P_{i6} 随 K_i 变化的轨迹图

图 2 $i_o \in [-I, I)$ 时的系统稳定性分析

Fig.2 System stability analysis when $i_o \in [-I, I)$

3 参数设计

开关电感倍流单元中两电感具有高度对称性,电流纹波大小一致。电感电流由直流控制单元的Buck电路控制,所以电感电流纹波峰峰值 Δi_L 为:

$$\Delta i_L = \frac{U_{L_{\max}}}{L f_s} D(1-D) \quad (19)$$

式中: $U_{L_{\max}}$ 为两电感两端电压最大值; D 为Buck电路的导通占空比; f_s 为开关频率。

各输出电流对应的两电感电压值 u_L 如表4所示。

表4 电感电压分析

i_o	u_L
$\pm 2I$	$u_L = U_{in} - u_o$
$\pm I$	$u_L = U_{in}/2 - u_o/2$
0	$u_L = U_{in}/2$

本文电感电压的最大值出现在 $u_o \approx 0$ 、 $i_o = \pm 2I$ 状态,此时 $U_{L_{\max}} = U_{in} = 32 \text{ V}$ 。所设计的五电平逆变器电感电流为1.42 A,开关频率为100 kHz, Δi_L 最大值出现在 $D=0.5$ 时。当 Δi_L 控制在设定值的5%以内时,储能电感值为:

$$L = \frac{U_{L_{\max}}}{\Delta i_L f_s} D(1-D) = \frac{32}{1.42 \times 0.05 \times 100 \times 10^3} \times 0.5 \times 0.5 = 1.13 \text{ (mH)} \quad (20)$$

最终实验选取的储能电感值为1.3 mH。

输出滤波电路使用CL滤波器对逆变器输出电流的高频成分进行滤除,其截止频率 f_c 为:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_f C_f}} \quad (21)$$

首先,为了保证起到滤除高频谐波的作用, f_c 要小于逆变器开关频率 f_s 的一半,按照工程设计经验一般取为 $(1/10 \sim 1/5)f_s$, f_c 还需要不低于输出基波频率 f_1 的10倍,保证其对低频段不造成影响,所以 f_c 的参考范围为:

$$10f_1 \leq f_c \leq f_s/5 \quad (22)$$

除此之外,还需要考虑滤波器的特征阻抗,特征阻抗 Z 与负载电阻 R 的关系为:

$$Z = \sqrt{L_f/C_f} = (0.5 \sim 0.8)R \quad (23)$$

根据 $f_1 = 50 \text{ Hz}$, $f_s = 100 \text{ kHz}$, $R = 7 \Omega$,可以取 $f_c = 10 \text{ kHz}$, $Z = 3.5 \Omega$,联立式(21)—(23)可得 $C_f = 4.5 \mu\text{F}$, $L_f = 56 \mu\text{H}$ 。结合常见器件规格,最终实验选取 $C_f = 4.7 \mu\text{F}$, $L_f = 47 \mu\text{H}$ 。

4 仿真与实验

4.1 仿真验证

为验证本文拓扑和控制策略的可行性,对五电平逆变器进行了仿真验证,仿真参数设置如附录C表C1所示。为了使对比效果更加明显,本文特别使

用了小储能电感,并展示了在7 Ω 大负载恶劣工况下的逆变器运行情况,使功率前馈引入前的电感电流二倍频波动尽量增大,此时输出电流谐波畸变也更大。

为验证功率前馈对直流侧储能电感电流的改善效果,本文分别在负载突变、输出电流指令突变2种情况下进行了采用传统单PI闭环控制与PI闭环+功率前馈的对比仿真。

采用单PI闭环控制时,负载突变的仿真结果如图3所示,此时输出电流指令保持为1.5 A。通过MATLAB/Simulink的快速傅里叶变换(fast Fourier transform, FFT)分析发现:负载电阻为2 Ω 时,电感电流的二倍频波动为7.65%,输出电流的总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)为7.55%,输出电流中3次谐波含量为3.51%;负载电阻为7 Ω 时,电感电流的二倍频波动为21.24%,输出电流的THD为10.81%,输出电流中3次谐波含量为8.22%。

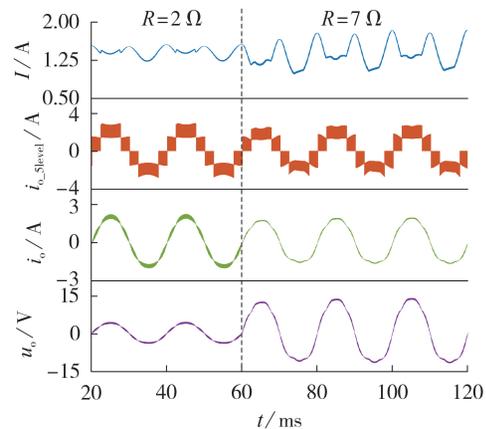


图3 单PI闭环控制的负载突变仿真波形

Fig.3 Simulative waveforms with single PI closed-loop control under load sudden change

采用PI闭环+功率前馈控制时,仿真结果如图4所示,输出电流指令依然保持为1.5 A。通过FFT分析发现:负载电阻为2 Ω 时,电感电流的二倍频波动为0.25%,输出电流的THD为5.66%,输出电流中3次谐波含量为0.18%;负载电阻为7 Ω 时,电感电流的二倍频波动为0.65%,输出电流的THD为1.75%,输出电流中3次谐波含量为0.32%。

采用单PI闭环控制时,输出电流指令突变仿真结果如附录C图C1所示,此时负载电阻保持为7 Ω 。输出电流指令为0.5 A时, $K < 1$,为三电平输出,电感电流的二倍频波动为1.49%,输出电流的THD为5.57%,输出电流中3次谐波含量为2.26%;输出电流指令为1.5 A时, $K > 1$,为五电平输出,电感电流的二倍频波动为21.24%,输出电流的THD为10.81%,输出电流中3次谐波含量为8.22%。

采用PI闭环+功率前馈控制时,仿真结果如附

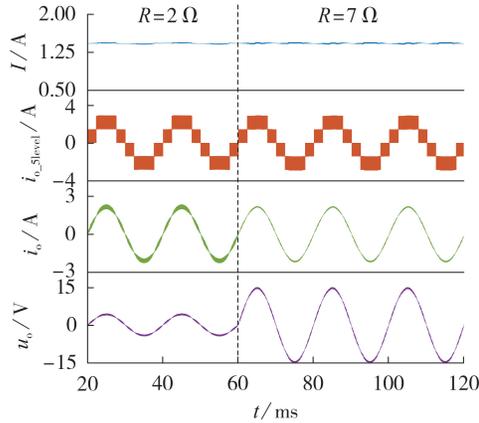


图 4 PI 闭环+功率前馈控制的负载突变仿真波形

Fig.4 Simulative waveforms with PI closed-loop+power feedforward control under load sudden change

录 C 图 C2 所示,负载电阻依然保持为 $7\ \Omega$ 。输出电流指令为 $0.5\ \text{A}$ 时,电感电流的二倍频波动为 0.02% ,输出电流的 THD 为 5.10% ,输出电流中 3 次谐波含量为 0.07% ;输出电流指令为 $1.5\ \text{A}$ 时,电感电流的二倍频波动为 0.65% ,输出电流的 THD 为 1.75% ,输出电流中 3 次谐波含量为 0.32% 。

此外,附录 C 图 C3 给出了 D_{S0_power} 、 p_o 、 i_{o_5level} 对应关系的仿真波形,由图可知 D_{S0_power} 包含输出二倍频功率波动信息。

4.2 实验验证

本文搭建了一台五电平逆变器进行实验研究,实验平台见附录 D 图 D1。实验参数与仿真参数一致,主要器件选型见附录 D 表 D1。为了更准确地验证实验效果,本文采用功率分析仪(YOKOGAWA WT1804E)检测储能电感电流二倍频波动大小和输出电流中 3 次谐波含量。

电感 L_1 、 L_2 的电流 I_{L1} 、 I_{L2} 和 i_{o_5level} 的对应关系如附录 D 图 D2 所示, I_{L1} 、 I_{L2} 基本保持一致,在开关电感并联转串联时不易在开关器件上产生过大的电压应力。后续实验波形中的电感电流 I 仅以 I_{L1} 为例展示。

采用单 PI 闭环控制时,负载突变的实验结果如图 5 所示。由图可知五电平逆变器在不同负载大小下,均可以实现五电平阶梯电流输出。电感电流纹波主要为单相逆变器固有特性导致的二倍频波动。突变前电感电流的二倍频波动为 6.39% ,输出电流的 THD 为 7.94% ,输出电流中 3 次谐波含量为 3.13% ;突变后,电感电流的二倍频波动为 15.51% ,输出电流的 THD 为 9.62% ,输出电流中 3 次谐波含量为 6.90% 。

采用 PI 闭环+功率前馈控制时,实验结果如图 6 所示。突变前电感电流的二倍频波动为 0.29% ,输出电流的 THD 为 5.55% ,输出电流中 3 次谐波含量

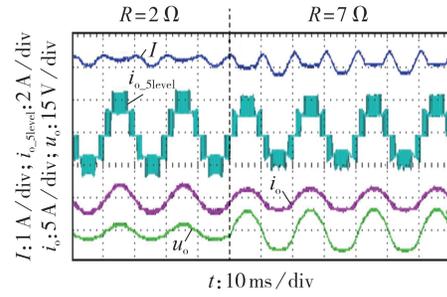


图 5 单 PI 闭环控制的负载突变实验波形

Fig.5 Experimental waveforms with single PI closed-loop control under load sudden change

为 0.58% ;突变后,电感电流的二倍频波动为 0.98% ,输出电流的 THD 为 2.72% ,输出电流中 3 次谐波含量为 0.88% 。

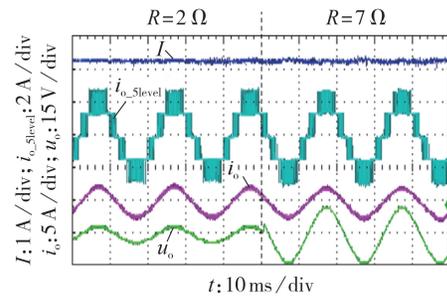


图 6 PI 闭环+功率前馈控制的负载突变实验波形

Fig.6 Experimental waveforms with PI closed-loop+power feedforward control under load sudden change

采用单 PI 闭环控制时,输出电流指令突变的实验结果如附录 D 图 D3 所示。由图可知:在输出电流指令为 $0.5\ \text{A}$ 时,电流波形为三电平输出;输出电流指令为 $1.5\ \text{A}$ 时,电流波形为五电平输出。突变前电感电流的二倍频波动为 1.12% ,输出电流的 THD 为 5.03% ,输出电流中 3 次谐波含量为 1.40% ;突变后,电感电流的二倍频波动为 15.51% ,输出电流的 THD 为 9.62% ,输出电流中 3 次谐波含量为 6.90% 。

采用 PI 闭环+功率前馈控制时,输出电流指令突变的实验结果如附录 D 图 D4 所示。突变前电感电流的二倍频波动为 0.34% ,输出电流的 THD 为 5.00% ,输出电流中 3 次谐波含量为 0.47% ;突变后,电感电流的二倍频波动为 0.98% ,输出电流的 THD 为 2.72% ,输出电流中 3 次谐波含量为 0.88% 。

此外,附录 D 图 D5、D6 分别统计了 $I_{o_ref}=1.5\ \text{A}$ 、 $R=7\ \Omega$ 工况下电感电流波形和输出电流波形的 THD。通过对比可发现,与单 PI 闭环控制相比,采用 PI 闭环+功率前馈控制时电感电流二倍频波动明显降低,输出电流的低次谐波得到明显抑制。

传统抑制电感电流二倍频脉动的方法是增大电感值,根据文献[24]提供的单相逆变器考虑二倍频功率影响的电感取值大小计算公式,若要达到本文

的效果,则需要使用3587 mH的巨大电感。近年来,鲜有研究者提出对MCSI电感电流二倍频波动抑制的控制算法,较为相似的文献[24]从输出电流控制方法切入,减小输出电流的3次谐波,但未减小电感电流二倍频波动,电感电流峰峰值达到了直流电流的50%,会增大器件电流应力,增加系统损耗。附录D图D7—D10中给出了 $I_{o_ref}=1.5\text{ A}$ 、 $R=7\ \Omega$ 工况下不同方法的仿真波形和 i_o 的THD分析图。对比可知,本文所提出的电感电流PI闭环+功率前馈的控制策略可以有效减小电感电流的二倍频波动,从源头上抑制了输出电流中的3次谐波。

5 结论

本文提出一种开关电感型单相五电平CSI,其直流控制采用Buck结构,为电感提供了独立的充放电回路,可以实现电感电流控制与输出电流控制的完全解耦,减小电感因充放电产生的电流纹波。多电平构造单元采用开关电感结构,减少了器件数目以及外围采样与控制电路的设计。

为了抑制直流侧储能电感电流的二倍频波动,本文提出一种电感电流PI闭环+功率前馈的控制策略,使输入电压源提供储能电感电流的二倍频波动补偿,可从源头上抑制输出电流中的3次谐波。

最终,本文采用较少器件和小储能电感,在不影响原有电感电流PI闭环传统控制的前提下,未增加额外补偿回路即实现了稳定的五电平电流输出,电感电流纹波小于直流量的1%,输出电流中3次谐波含量小于基波含量的0.9%,且对其余低次谐波也有一定抑制效果,输出电流的THD满足电能质量要求。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 杨宝峰,王志文,罗振鹏,等. 七电平电流源型换流器无源逆变试验与分析[J]. 电力自动化设备,2021,41(7):130-134.
YANG Baofeng,WANG Zhiwen,LUO Zhenpeng,et al. Test and analysis of passive inversion for seven-level current source converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2021,41(7):130-134.
- [2] 王要强,周成龙,王明东,等. 开关电容单相九电平逆变器及其调制策略[J]. 电力自动化设备,2020,40(3):201-207.
WANG Yaoqiang,ZHOU Chenglong,WANG Mingdong,et al. Single-phase nine-level inverter based on switched capacitor and its control strategy[J]. Electric Power Automation Equipment,2020,40(3):201-207.
- [3] 王要强,王哲,周成龙,等. 一种单相双输入九电平逆变器及其调制策略[J]. 电力自动化设备,2020,40(4):172-177.
WANG Yaoqiang,WANG Zhe,ZHOU Chenglong,et al. Single-phase double-input nine-level inverter and its modulation strategy[J]. Electric Power Automation Equipment,2020,40(4):172-177.
- [4] 严干贵,钟诚,苑春明. 多电平电流源变流器研究综述[J]. 电

网技术,2015,39(7):1940-1947.

YAN Gangui,ZHONG Cheng,YUAN Chunming. Review of multi-level current source converters research[J]. Power System Technology,2015,39(7):1940-1947.

- [5] 岳秀梅,郭明乾,朱晓楠,等. 一种小输入侧电感具有漏电流抑制能力的单相单级电流源型逆变器[J/OL]. 中国电机工程学报. [2021-12-02]. <https://kns.cnki.net/kcms/detail/detail.aspx?dbcode=CAPJ&dbname=CAPJLAST&filename=ZGDC2021-0528002&uniplatform=NZKPT&v=3UDY-INjgrV-EsfoGcHvJtgrRhZvBBZvCw-be21sZ5hF3DqanZoYTekUH3LYTEWL>. DOI:10.13334/j.0258-8013.pcsee.210454.
- [6] LI Sinan,QI Wenlong,WU Jiayang,et al. Minimum active switch requirements for single-phase PFC rectifiers without electrolytic capacitors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2019,34(6):5524-5536.
- [7] NOGUCHI T,SUROSO. Review of novel multilevel current-source inverters with H-bridge and common-emitter based topologies[C]//IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Atlanta,GA,USA:IEEE,2010:4006-4011.
- [8] HOSSEINI S H,KANGARLU M F,SADIGH A K. A new topology for multilevel current source inverter with reduced number of switches[C]//International Conference on Electrical and Electronics Engineering. Bursa,Turkey:IEEE,2009:273-277.
- [9] KWAK S,TOLYAT H A. Multilevel converter topology using two types of current-source inverters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2006,42(6):1558-1564.
- [10] SUROSO,NOGUCHI T. Multilevel current waveform generation using inductor cells and H-bridge current-source inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2012,27(3):1090-1098.
- [11] 王立乔,马刚,赵斯,等. 一种新型升降压型多电平逆变器[J]. 太阳能学报,2016,37(1):47-55.
WANG Liqiao,MA Gang,ZHAO Si,et al. A novel Buck-Boost multilevel inverter[J]. Acta Energetica Solaris Sinica,2016,37(1):47-55.
- [12] 鲍建宇,鲍卫兵,张仲超. 单相电流型多电平变流器自均流特性[J]. 电工技术学报,2010,25(4):89-94.
BAO Jianyu,BAO Weibing,ZHANG Zhongchao. Natural current-balancing performance of a kind of single-phase multilevel current-source inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2010,25(4):89-94.
- [13] 王树文,单硕硕,张洋,等. 改进型准Z源逆变器[J]. 电力自动化设备,2016,26(9):142-150.
WANG Shuwen,SHAN Shuoshuo,ZHANG Yang,et al. Improved quasi-Z-source inverter[J]. Electric Power Automation Equipment,2016,26(9):142-150.
- [14] 王立乔,刁亚飞. 基于有源X型电感网络的多电平逆变器研究[J]. 太阳能学报,2017,38(2):347-356.
WANG Liqiao,DIAO Yafei. Research of multilevel inverter based on active X-shape inductor network[J]. Acta Energetica Solaris Sinica,2017,38(2):347-356.
- [15] 吴学智,祁静静,刘京斗,等. 采用开关电容/开关电感的多电平逆变器拓扑研究综述[J]. 中国电机工程学报,2020,40(1):222-233,389.
WU Xuezhi,QI Jingjing,LIU Jingdou,et al. Review of multilevel inverter topology research using switched capacitor/switched inductor[J]. Proceedings of the CSEE,2020,40(1):222-233,389.
- [16] 汪飞,雷志方,梁东,等. 单相逆变器低频脉动电流抑制机理分析与方法综述[J]. 电力自动化设备,2017,37(2):184-191,198.
WANG Fei,LEI Zhifang,LIANG Dong,et al. Analysis of me-

- chanism and review of methods for low-frequency ripple current suppression of single-phase inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(2):184-191, 198.
- [17] 陈艳慧,周烽. 一种低输入电流纹波单相全桥逆变器研究[J]. 电力电子技术, 2018, 52(9):60-62.
CHEN Yanhui, ZHOU Feng. Research on single-phase full-bridge inverter with low input current ripple[J]. Power Electronics, 2018, 52(9):60-62.
- [18] 曾汉超,许俊阳,陈道炼. 带低频纹波抑制的单级充放电高频环节DC-AC变换器[J]. 电工技术学报, 2018, 33(8):1783-1792.
ZENG Hanchao, XU Junyang, CHEN Daolian. Single-stage charging/discharging high-frequency link DC-AC converter with low-frequency harmonic suppression[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(8):1783-1792.
- [19] 苗轶如,刘和平,王华斌,等. 单相电流源型逆变器储能电感电流优化调制及控制策略[J]. 电工技术学报, 2018, 33(6):1227-1237.
MIAO Yiru, LIU Heping, WANG Huabin, et al. The modulation and control strategy of storage inductance current for single-phase current source inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(6):1227-1237.
- [20] FANG Peng, WEBB S, LIU Yanfei, et al. Single-stage LED driver achieves electrolytic capacitor-less and flicker-free operation with unidirectional current compensator[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(7):6760-6776.
- [21] FANG Peng, LIU Yanfei. Energy channeling LED driver technology to achieve flicker-free operation with true single stage power factor correction[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(5):3892-3907.
- [22] ZHU Guorong, XIAO Chengyuan, WANG Haoran, et al. Closed-loop waveform control of Boost inverter[J]. IET Power Electronics, 2016, 9(9):1808-1818.
- [23] 史尤杰,刘邦银,段善旭. 单级式单相逆变器及其低频输入电流纹波抑制[J]. 高电压技术, 2019, 45(1):259-268.
SHI Youjie, LIU Bangyin, DUAN Shanxu. Single-stage single-phase inverter and its low-frequency input current ripple reduction[J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(1):259-268.
- [24] 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 Liqiao, ZHANG Jianliang, GUAN Chenggong, et al. Research on single-phase current source inverter based on nonlinear carrier modulation[J]. Acta Energetica Solaris Sinica, 2021, 42(12):435-442.
- [25] 叶远茂,陈仕铠,华特科. 具有低电压应力的新型开关电容七电平逆变器[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(13):4628-4635, 中插23.
YE Yuanmao, CHEN Shikai, HUA Teke. A novel switched-capacitor seven-level inverter with low voltage stress[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(13):4628-4635, insert 23.

作者简介:



吴学智

吴学智(1975—),男,教授,博士生导师,主要研究方向为新能源并网控制技术及柔性直流输电技术(**E-mail**: xzhuw@bjtu.edu.cn);

王静(1986—),女,工程师,硕士,主要研究方向为电力电子与直流输电(**E-mail**: 489671806@qq.com);

杨安娜(1995—),女,硕士研究生,主要研究方向为电力电子技术(**E-mail**: 19121515@bjtu.edu.cn);

刘京斗(1975—),男,工程师,硕士,通信作者,主要研究方向为电力电子与电力传动、新能源发电技术等(**E-mail**: jdliu@bjtu.edu.cn)。

(编辑 李莉)

Single-phase five-level current source inverter based on switched-inductor

WU Xuezhi¹, YANG Anna¹, WANG Jing², LIU Jingdou¹, QI Jingjing¹

(1. National Active Distribution Network Technology Research Center, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China;

2. Shenzhen Power Supply Bureau Co., Ltd., Shenzhen 518000, China)

Abstract: Multi-level current source inverter has attracted extensive attention because of its high security and low output harmonic. A single-phase five-level current source inverter based on switched-inductor is proposed. The DC control unit adopts Buck structure, which provides an independent charging and discharging circuit for the inductor, realizes the complete decoupling of inductor current control and output current control, and controls the current stability by using a small inductor. The proposed inverter adopts the structure of switched-inductor, which reduces the number of devices, and its high symmetry can simplify the design of peripheral circuits. Aiming at the problem of double frequency fluctuation of inductor current at the input side of single-phase inverter, the power feedforward control is increased based on the traditional proportional integral control. Taking the constant current of the energy storage inductor in each switching cycle as the prerequisite, the duty cycle disturbance of the DC side switching devices under different states is converted. Without increasing the complexity of the circuit, less devices and small energy storage inductors are used to effectively suppress the double frequency fluctuation of the inductive current, reduce the third harmonic content and total harmonic distortion of the output current, and improve the output power quality. Finally, the feasibility of the proposed topology and control strategy is verified by simulation and experiment.

Key words: single-phase current source inverter; multi-level; switched-inductor; double frequency fluctuation; power feedforward control

附录 A

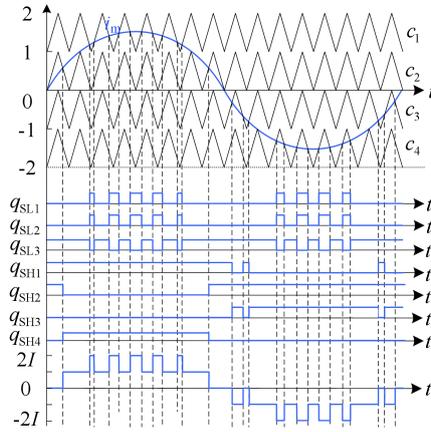


图 A1 PD-SPWM 策略示意图

Fig.A1 Diagram of PD-SPWM strategy

附录 B

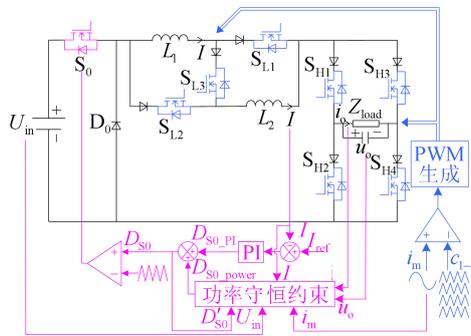
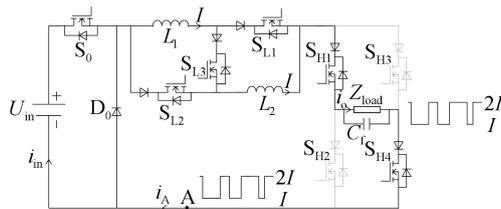
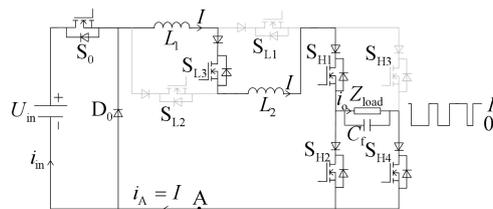


图 B1 五电平逆变器总控制框图

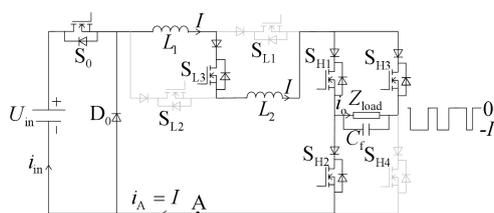
Fig.B1 Control block diagram of five-level inverter



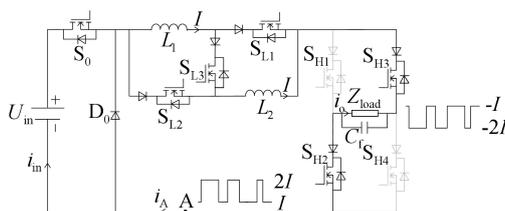
(a) 情况 1(\$I\$ 与 \$2I\$ 电平间切换, \$S_{L1}\$ 与 \$S_{L2}\$ 同步, 并与 \$S_{L3}\$ 交替导通)



(b) 情况 2(0 与 \$I\$ 电平间切换, \$S_{H2}\$ 与 \$S_{H4}\$ 交替导通)



(c) 情况 3(0 与 $-I$ 电平间切换, S_{H1} 与 S_{H3} 交替导通)



(d) 情况 4($-I$ 与 $-2I$ 电平间切换, S_{L1} 与 S_{L2} 同步, 并与 S_{L3} 交替导通)

图 B2 不同模式下的 i_A

Fig.B2 i_A under different modes

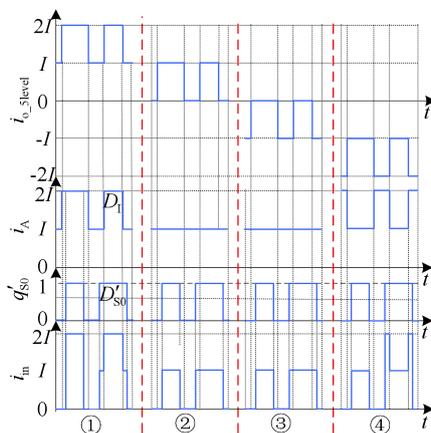


图 B3 不同模式下各电流波形分析

Fig.B3 Analysis of current waveforms under different modes

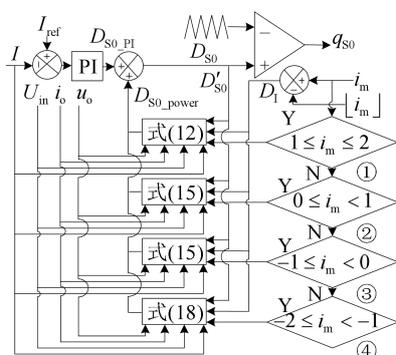
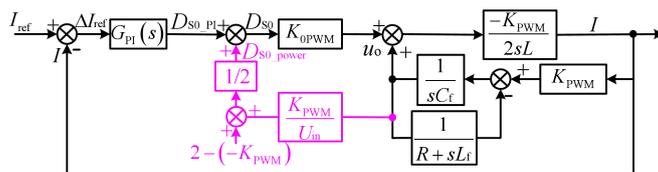
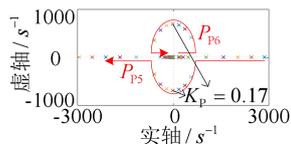


图 B4 包含功率前馈的直流电流单元控制框图

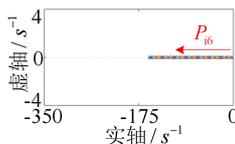
Fig.B4 Control block diagram of DC current unit with power conservation constraints



(a) 系统闭环控制框图



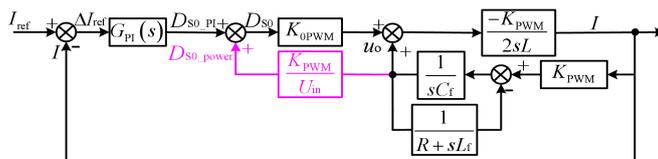
(b) P_{p6} 随 K_p 变化的轨迹图



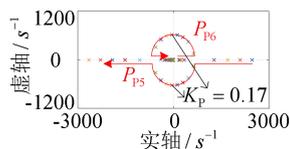
(c) P_{p6} 随 K_i 变化的轨迹图

图 B5 $i_o \in [-2I, -I)$ 、 $D'_{s0} > D_1$ 时的系统稳定性分析

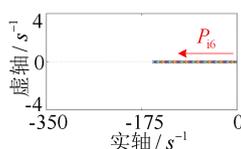
Fig.B5 System stability analysis when $i_o \in [-2I, -I)$, $D'_{s0} > D_1$



(a) 系统闭环控制框图



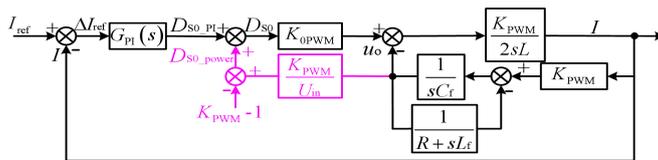
(b) P_{p6} 随 K_p 变化的轨迹图



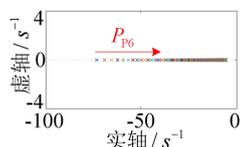
(c) P_{p6} 随 K_i 变化的轨迹图

图 B6 $i_o \in [-2I, -I)$ 、 $D'_{s0} \leq D_1$ 时的系统稳定性分析

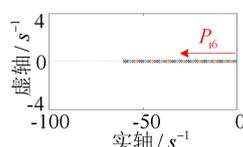
Fig.B6 System stability analysis when $i_o \in [-2I, -I)$, $D'_{s0} \leq D_1$



(a) 系统闭环控制框图



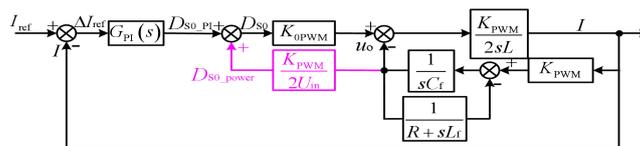
(b) P_{p6} 随 K_p 变化的轨迹图



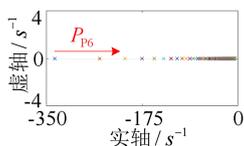
(c) P_{p6} 随 K_i 变化的轨迹图

图 B7 $i_o \in [I, 2I]$ 、 $D'_{s0} > D_1$ 时的系统稳定性分析

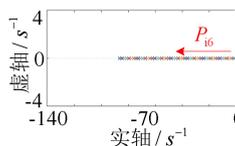
Fig.B7 System stability analysis when $i_o \in [I, 2I]$, $D'_{s0} > D_1$



(a) 系统闭环控制框图



(b) P_{p6} 随 K_p 变化的轨迹图



(c) P_{i6} 随 K_i 变化的轨迹图

图 B8 $i_o \in [1, 2I]$ 、 $D'_{S0} \leq D_1$ 时, 系统稳定性分析

Fig.B8 System stability analysis when $i_o \in [1, 2I]$, $D'_{S0} \leq D_1$

附录 C

表 C1 仿真参数

Table C1 Simulation parameters

参数	数值
输入直流电压 U_{in}/V	32
输出基波频率 f_1/Hz	50
电感电流指令值 I_{ref}/A	1.42
开关频率 f_s/kHz	100
储能电感 L_1 、 L_2/mH	1.3
负载阻抗 Z_{load}/Ω	2、7
输出电流指令值 $I_{o,ref}/A$	0.5、1.5
滤波电容 $C_f/\mu F$	4.7
滤波电感 $L_f/\mu H$	47
比例控制参数 K_p	0.5
积分控制参数 K_i	25

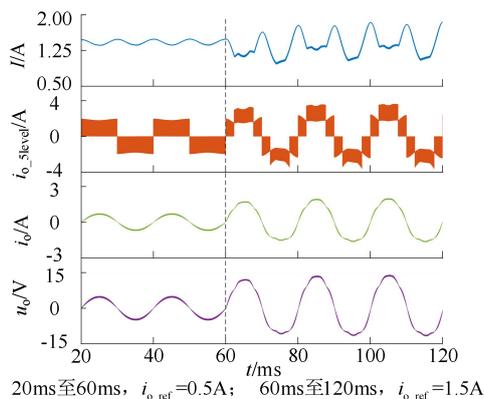


图 C1 单 PI 闭环控制的输出电流指令突变仿真波形

Fig.C1 Simulative waveforms with single PI closed-loop control under sudden change of output current command

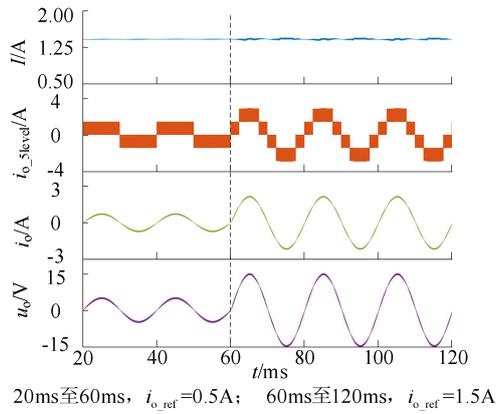


图 C2 PI 闭环+功率前馈控制的输出电流指令突变仿真波形

Fig.C2 Simulative waveforms with PI closed-loop+power feedforward control under sudden change of output current command

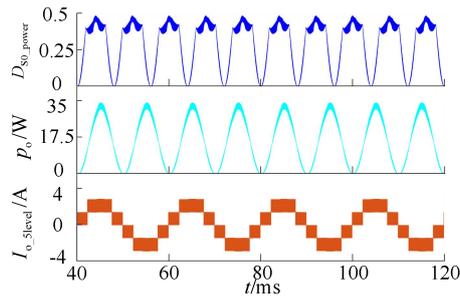


图 C3 前馈控制信号仿真波形

Fig.C3 Simulative waveforms of feedforward control signal

附录 D

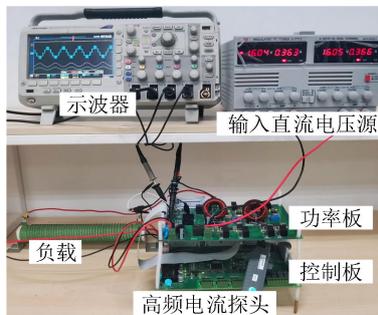


图 D1 实验平台

Fig.D1 Experimental platform

表 D1 实验平台主要器件型号

Table D1 Major device models of experimental platform

器件	型号
控制器	TMS320F28377
功率开关器件	FDB86102LZ
二极管	STPS5H1000.75 0.75

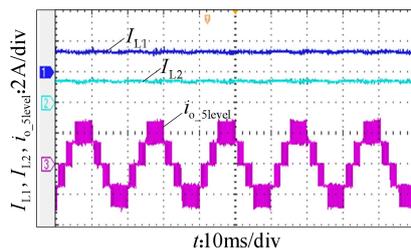


图 D2 PI 闭环+功率前馈控制的稳态电流波形

Fig.D2 Experimental waveforms of steady state current with PI closed-loop+power feedforward control

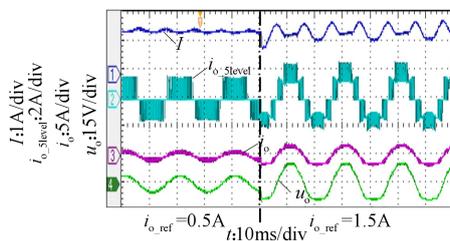


图 D3 单 PI 闭环控制的输出电流指令突变实验波形

Fig.D3 Experimental waveforms with single PI closed-loop control under sudden change of output current command

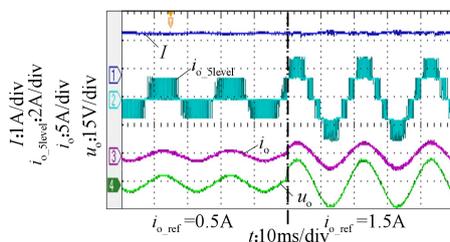
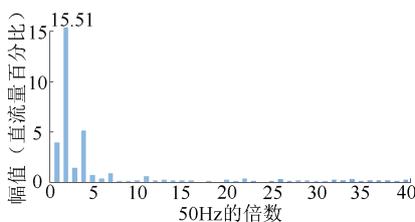
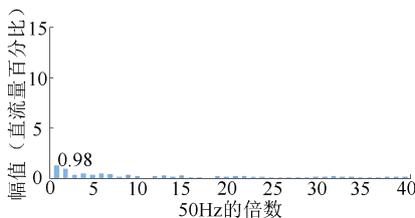


图 D4 PI 闭环+功率前馈控制的输出电流指令突变实验波形

Fig.D4 Experimental waveforms with PI closed-loop+power feedforward control under sudden change of output current command



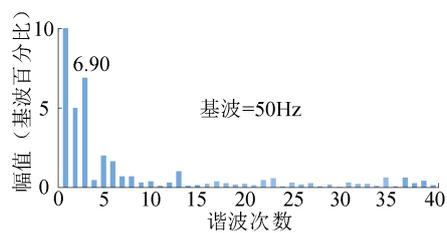
(a) 单 PI 闭环控制



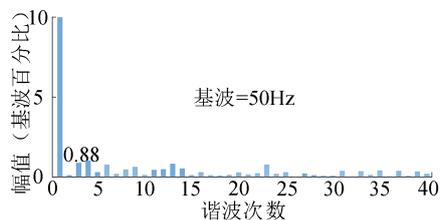
(b) PI 闭环控制+功率前馈

图 D5 $I_{o_ref} = 1.5 \text{ A}$ 、 $R = 7 \Omega$ 时电感电流实验波形波动分析

Fig.D5 Fluctuation analysis of experimental waveform of inductance current when $I_{o_ref} = 1.5 \text{ A}$, $R = 7 \Omega$



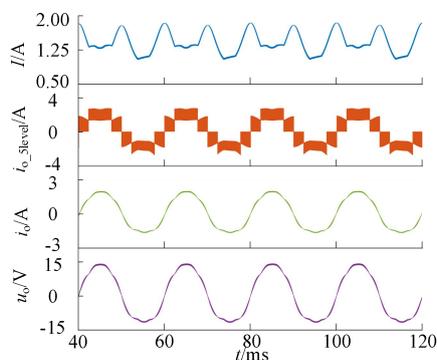
(a) 单 PI 闭环控制



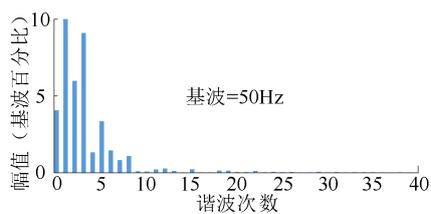
(b) PI 闭环控制+功率前馈

图 D6 $I_{o_ref} = 1.5 \text{ A}$ 、 $R = 7 \Omega$ 时输出电流实验波形谐波分析

Fig.D6 Harmonic analysis of experimental waveform of output current when $I_{o_ref} = 1.5 \text{ A}$, $R = 7 \Omega$



(a) 仿真波形

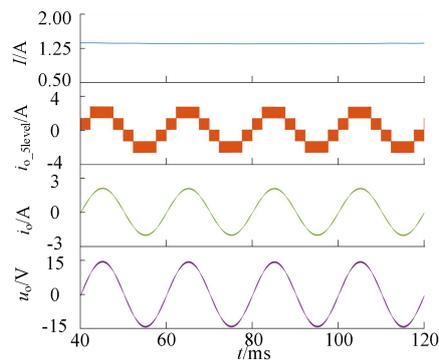


(b) 输出电流谐波分析

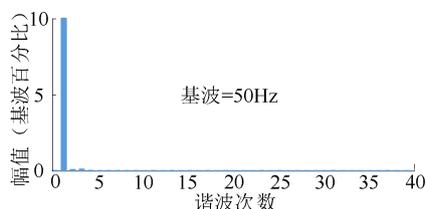
图 D7 不考虑电感电流二倍频波动, $L_1=L_2=1.3 \text{ mH}$ 时的仿真波形分析

Fig.D7 Analysis of simulative waveforms without considering the frequency doubling fluctuation of inductive current when

$$L_1=L_2=1.3 \text{ mH}$$



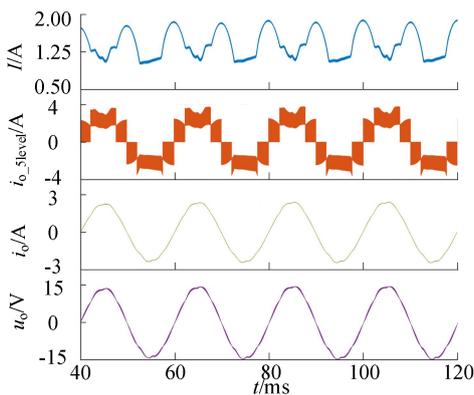
(a) 仿真波形



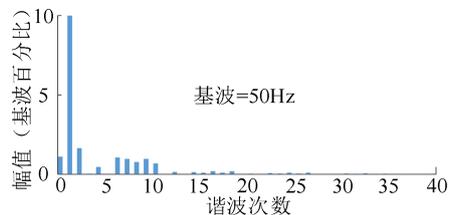
(b) 输出电流谐波分析

图 D8 传统方法(增大电感抑制电感电流二倍频波动)下, $L_1=L_2=3\ 587\ \text{mH}$ 时的仿真波形分析

Fig.D8 Analysis of simulative waveforms with traditional method (increasing inductance to suppress frequency doubling fluctuation of inductance current) when $L_1=L_2=3\ 587\ \text{mH}$



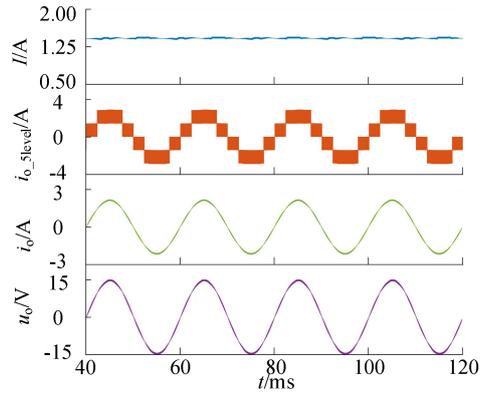
(a) 仿真波形



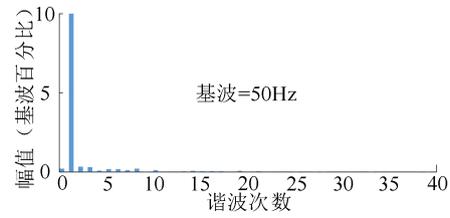
(b) 输出电流谐波分析

图 D9 文献[24]方法 (非线性调制策略) 下, $L_1=L_2=1.3\ \text{mH}$ 时的仿真结果分析

Fig.D9 Analysis of simulative waveforms with Reference [24] method (inductive current PI control + nonlinear modulation strategy) when $L_1=L_2=1.3\ \text{mH}$



(a) 仿真波形



(b) 输出电流谐波分析

图 D10 本文方法（功率前馈控制）下， $L_1=L_2=1.3\text{mH}$ 时的仿真结果分析

Fig.D10 Analysis of simulative waveformswithproposed method(power feedforward control) when $L_1=L_2=1.3\text{mH}$