

文章编号: 1006-2467(2022)09-1139-09

DOI: 10.16183/j.cnki.jsjtu.2021.275

基于新型双环控制的 LC 型逆变器研究

李 双, 施建强

(南京工程学院 能源与动力工程学院, 南京 211167)

摘 要: 为提高 LC 型逆变器的电压跟踪和抗扰性能, 提出了一种新型电压电流双环控制策略。首先, 引入虚拟电阻后对消零极点, 将电压环整定为一阶惯性环节, 从而减小电压跟踪时的超调; 其次, 采用次速电流环控制方法提高电流环的响应速度, 进而抑制暂态时的电压突变; 最后, 分析电压恢复期产生超调的原因并通过自适应积分器初值消除超调, 改善了扰动时的电压波形畸变。所提新型控制策略在传统双环控制的基础上, 分别对电压环和电流环算法进行改进, 针对性地解决了后者阶跃响应和抗负载扰动性能不足的缺点, MATLAB/Simulink 模型的仿真结果验证了该方法的可行性和有效性。

关键词: 逆变器; 双环控制; 虚拟电阻; 次速电流环; 自适应积分器初值

中图分类号: TM 464

文献标志码: A

An LC Inverter Based on Novel Dual-Loop Control

LI Shuang, SHI Jianqiang

(School of Energy and Power Engineering, Nanjing Institute of Technology,
Nanjing 211167, China)

Abstract: To improve the voltage tracking and anti-disturbance performance of the LC inverter, a novel voltage-current dual-loop control strategy is proposed. First, the voltage loop is tuned to first-order inertia link by zero-pole cancellation based on virtual resistance, which restrains the overshoot during voltage tracking. Next, the hypo-time-optimal current-loop is adopted to enhance the response speed of the current loop, which suppresses the sudden change of transient voltage. Finally, the cause of overshoot during the voltage recovery period is analyzed and the overshoot is eliminated by the adaptive integrator initial value, which modifies the voltage waveform distortion under loading disturbance. Based on the traditional double-loop control, the voltage loop and the current loop are improved respectively by the proposed novel control strategy, which overcomes the shortcomings of step response and anti-load disturbance performance. The feasibility and effectiveness of this method are validated through simulations on MATLAB/Simulink.

Key words: inverter; dual-loop control; virtual resistance; hypo-time-optimal current-loop; adaptive integrator initial value

收稿日期: 2021-07-31

基金项目: 国家自然科学基金青年科学基金项目(51906098)

作者简介: 李 双(1992-), 男, 江苏省泰兴市人, 硕士生, 主要研究方向为新能源发电技术。

通信作者: 施建强, 男, 教授, 电话(Tel.): 13913881054; E-mail: shijq_nj@163.com.

大力发展清洁能源,用风电、光伏发电等可再生能源代替煤炭为主的火力发电,是我国能源领域落实“碳达峰、碳中和”目标的重要途径^[1].作为可再生能源并网以及交直流电网互联的接口,LC 型逆变器的优化控制尤为关键.为提高 LC 逆变器的性能,实现对指令电压的精确跟踪,同时快速响应负载变化,国内外学者进行了大量研究.基于状态空间理论,王念春等^[2]设计带负载电流前馈的电压电流双环比例积分(PI)控制,保证了系统的快速性和高稳定性.张雪妍等^[3]通过引入虚拟阻抗,将逆变器等效为理想电压源,从而抑制负载扰动时的暂态电压波动.尹球洋等^[4]在电容电压外环、电感电流内环双环控制基础上采用负载电流直接前馈,有效抑制了负载扰动对输出电压的影响.曹文远等^[5-6]则将负载电流视为扰动,通过扰动观测器观测后、前馈至电压环控制器的输出端,进而提高系统的抗扰性能.结合扰动观测器和重复控制的优点,Wu 等^[7]设计基于内模原理的扰动观测器,有效提高了逆变器的跟踪性能和输出电能质量.Kim 等^[8]利用负载电流观测器补偿负载的不确定性以实现最优电压控制.为抑制逆变器带非线性负载时的电压谐波,提高输出电能质量,苗德根等^[9]提出了基于多谐振控制器的前馈策略.袁义生等^[10]提出一种二自由度 PI 控制方案,通过两组 PI 参数分别调节系统的跟踪和抗扰性能.区别于传统控制策略,李冬辉等^[11]基于混杂自动机模型设计了控制器,有效降低并网电流的畸变率,提高逆变器的抗干扰能力.

针对传统双环 PI 控制时 LC 型逆变器电压跟踪和抗负载扰动性能不足的问题,本文设计了一种新型电压电流双环控制策略,其主要改进有 3 点:①通过引入虚拟阻抗以及特定的参数设计将电压环整定为无超调的一阶惯性环节,从而改善传统双环控制电压跟踪性能不足的缺陷;②负载投切时,为抑制双环控制下的电压突变,采用次速电流环控制提升电流环的响应速度;③定性分析了负载突变时系统电压电流的变化情况以及电压恢复期出现超调的原因,然后运用误差传递函数进行定量分析,并据此提出了基于自适应积分器初值的电压恢复期超调消除策略.最后通过 MATLAB/Simulink 平台仿真,对所提方法的可行性和有效性进行验证.

1 传统电压电流双环控制

1.1 LC 型逆变器的主电路结构及数学模型

图 1 为三相 LC 型逆变器的主电路结构,是采用三相全桥拓扑、逆变器的 3 个桥臂中点接 LC 滤

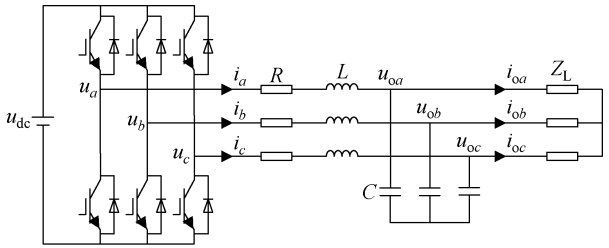


图 1 三相 LC 型逆变器拓扑结构
Fig. 1 Topology of 3-phase LC inverter

波器.在图 1 中, L 为滤波电感; R 为 L 的寄生电阻; C 为滤波电容; u_{dc} 为直流母线电压; u_a 、 u_b 和 u_c 为逆变器输出电压; i_a 、 i_b 和 i_c 为滤波电感的三相电流; u_{oa} 、 u_{ob} 和 u_{oc} 为滤波电容的三相电压; i_{oa} 、 i_{ob} 和 i_{oc} 为逆变器三相负载电流; Z_L 为负载.

对于图 1 所示的逆变器主电路,同步旋转参考 dq 坐标系下的电压电流方程为

$$\left. \begin{aligned} L \frac{di_d}{dt} &= u_d - u_{od} + \omega Li_q - Ri_d \\ L \frac{di_q}{dt} &= u_q - u_{oq} - \omega Li_d - Ri_q \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$\left. \begin{aligned} C \frac{du_{od}}{dt} &= i_d - i_{od} + \omega Cu_{oq} \\ C \frac{du_{oq}}{dt} &= i_q - i_{oq} - \omega Cu_{od} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

式中: i_d 和 i_q 分别为电感电流的 d 和 q 轴分量; u_d 和 u_q 分别为输出电压的 d 和 q 轴分量; u_{od} 和 u_{oq} 分别为电容电压的 d 和 q 轴分量; ω 为角频率; i_{od} 和 i_{oq} 分别为逆变器负载电流的 d 和 q 轴分量.

1.2 传统电流环控制策略

为消除式(1)中的耦合电压 ωLi_q 和 ωLi_d 及电容电压 u_{od} 和 u_{oq} 对电流环输出的影响,在电流环 PI 控制器的输出端进行电压前馈补偿,电流环的解耦控制如图 2 所示.在图 2 中, $G_i(s)$ 为电流环 PI 控制器, $G_i(s) = k_{ip} + k_{ii}/s$,其中, k_{ip} 和 k_{ii} 分别为电流环 PI 控制器的比例系数和积分系数, s 为拉普拉斯算子; k_{pwm} 为桥路增益,采用 SPWM 调制时, $k_{pwm} = u_{dc}/2$;

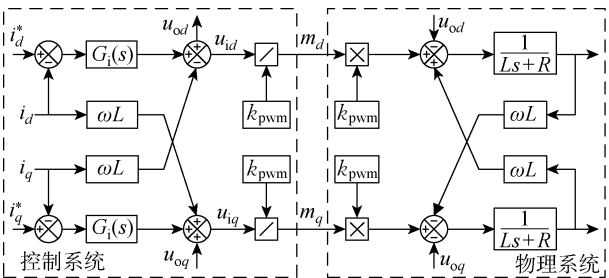


图 2 电流环解耦控制框图
Fig. 2 Block diagram of current loop decoupling control

i_d^* 和 i_q^* 分别为 d 和 q 轴指令电流; u_{id} 和 u_{iq} 分别为 d 和 q 轴控制电压; m_d 和 m_q 分别为 d 和 q 轴调制比.

经过前馈项补偿后的电流环等效控制框图如图 3 所示(解耦后的 d 和 q 轴控制结构相同, 仅以 d 轴为例).

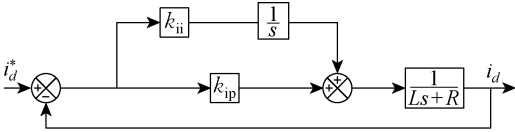


图 3 电流环等效控制框图(以 d 轴为例)

Fig. 3 Block diagram of current loop equivalent control (taking d -axis as an example)

由图 3 可得电流环的开环传递函数为

$$G_{oi}(s) = \frac{k_{ip}s + k_{ii}/k_{ip}}{Ls + R/L} \tag{3}$$

观察到开环传递函数的固有极点 $s = -R/L$ 接近原点, 这将导致系统的瞬态响应速度较慢^[12], 为了改善电流环的开环频率特性, 通过设置零点 $s = -k_{ii}/k_{ip}$ 消去该极点, 令

$$\frac{k_{ii}}{k_{ip}} = \frac{R}{L} \tag{4}$$

此时, 电流环闭环传递函数为

$$G_{ci}(s) = \frac{G_{oi}(s)}{1 + G_{oi}(s)} = \frac{k_{ip}/L}{s + k_{ip}/L} = \frac{\omega_{bi}}{s + \omega_{bi}} \tag{5}$$

式中: ω_{bi} 为电流环闭环带宽, $\omega_{bi} = k_{ip}/L$, ω_{bi} 越大, 电流跟踪速度越快, 但 ω_{bi} 一般要远小于开关角频率^[12].

由式(4)和式(5)可得电流环 PI 控制器参数为

$$\left. \begin{aligned} k_{ip} &= L\omega_{bi} \\ k_{ii} &= R\omega_{bi} \end{aligned} \right\} \tag{6}$$

1.3 传统电压环控制策略

将电流环等效为一个增益为 $G_{ci}(s)$ 的控制环节, 为消除式(2)中的耦合电流 $\omega C u_{oq}$ 和 $\omega C u_{od}$ 及负载电流 i_{od} 和 i_{oq} 对电容电压的影响, 同样加入前馈补偿, 电压环的解耦控制如图 4 所示.

在图 4 中, $G_u(s)$ 为电压环 PI 控制器, $G_u(s) =$

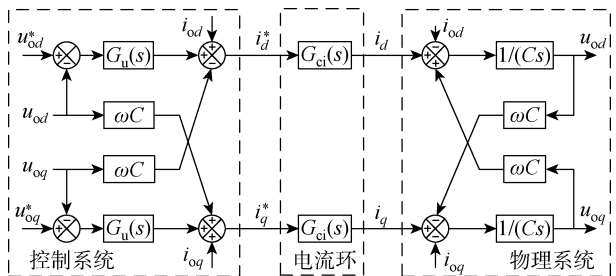


图 4 电压环解耦控制框图

Fig. 4 Block diagram of voltage loop decoupling control

$k_{up} + k_{ui}/s$, 其中, k_{up} 和 k_{ui} 分别为电压环 PI 控制器的比例系数和积分系数; u_{od}^* 和 u_{oq}^* 分别为 d 和 q 轴指令电压. 假设电流环完全跟踪, 即 $G_{ci}(s) = 1$, 电压环等效框图如图 5 所示(以 d 轴为例).

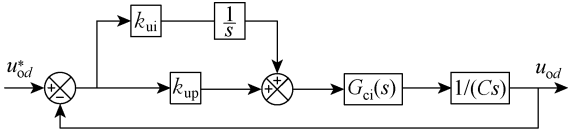


图 5 电压环等效控制框图(以 d 轴为例)

Fig. 5 Block diagram of voltage loop equivalent control (taking d -axis as an example)

此时电压环的开环和闭环传递函数分别为

$$G_{ou}(s) = \frac{k_{up}s + k_{ui}}{Cs^2} \tag{7}$$

$$G_{cu}(s) = \frac{k_{up}s + k_{ui}}{Cs^2 + k_{up}s + k_{ui}} \tag{8}$$

由式(8)可知, 当电流完全跟踪时, 电压环在给定作用下表现为一个二阶系统, 令

$$\left. \begin{aligned} k_{up} &= 2C\zeta\omega_n \\ k_{ui} &= C\omega_n^2 \end{aligned} \right\} \tag{9}$$

式中: ζ 为阻尼比; ω_n 为无阻尼自然频率.

将式(9)代入式(7)可得

$$G_{ou}(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2} \tag{10}$$

将式(9)代入式(8)可得

$$G_{cu}(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \tag{11}$$

设 ω_c 为截止频率, 根据式(10)和截止频率定义, 则有

$$|G(j\omega_c)| = \frac{\sqrt{4\zeta^2\omega_n^2\omega_c^2 + \omega_n^4}}{\omega_c^2} = 1 \tag{12}$$

由式(12)可得

$$\omega_c = \omega_n(2\zeta^2 + \sqrt{4\zeta^4 + 1})^{1/2} \tag{13}$$

由相位裕度^[13]的定义和式(10)可得

$$\varphi_m = 180^\circ + \angle[(G(j\omega_c))] = \arctan \frac{2\zeta\omega_c}{\omega_n} \tag{14}$$

式中: φ_m 为电压环相位裕度. 根据带宽^[13]的定义和式(11)可得

$$G_{cu}(j\omega_{bu}) = \sqrt{\frac{4\zeta^2\omega_n^2\omega_{bu}^2 + \omega_n^4}{(\omega_n^2 - \omega_{bu}^2)^2 + 4\zeta^2\omega_n^2\omega_{bu}^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \tag{15}$$

式中: ω_{bu} 为电压环带宽. 由式(13)~(15)可得

$$\left. \begin{aligned} \omega_{bu} &= \omega_n[2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(2\zeta^2 + 1)^2 + 1}]^{1/2} \\ \varphi_m &= \arctan[2\zeta(2\zeta^2 + \sqrt{4\zeta^4 + 1})^{1/2}] \end{aligned} \right\} \tag{16}$$

增大 ζ 可以减少超调,但不能完全消除超调,增大 ω_n 可以加快系统的响应速度^[14],而由式(16)可知, ζ 和 ω_n 受电压环带宽制约.此外, ζ 还受相位裕度约束,根据控制理论^[13],为了保证系统的稳定性, φ_m 应取 $30^\circ \sim 60^\circ$. 兼顾电压环跟踪性能和稳定性要求,取 $\varphi_m = 45^\circ$,代入式(16)可得此时 $\zeta = 0.42$.

2 引入虚拟电阻的电压环

为进一步提高系统的指令跟踪性能,在电压环 PI 控制器的输出端加入虚拟电阻项,得到图 6 所示的改进电压环控制框图. 图中, λ 为虚拟电阻 R_v 的倒数,引入变量 λ 是为了与电流环传递函数形式统一而便于分析.

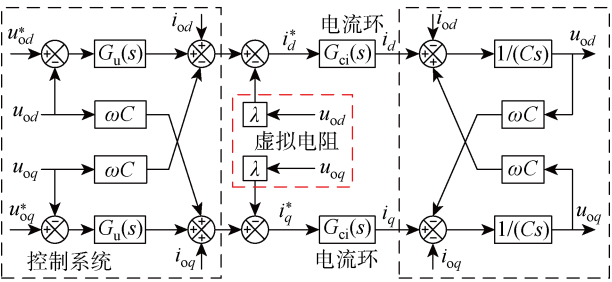


图 6 改进电压环控制框图

Fig. 6 Block diagram of improved voltage loop control

同样假设 $G_{ci}(s) = 1$, 由图 5 和图 6 可得改进电压环等效控制框图如图 7 所示(以 d 轴为例). 可知, 加入虚拟电阻相当于在电容两端并联阻值为 R_v 的电阻.

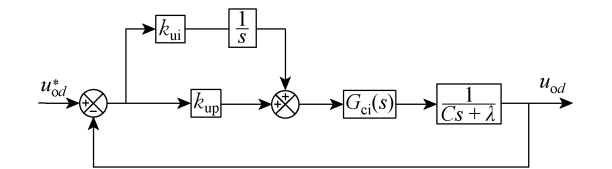


图 7 改进电压环等效控制框图(以 d 轴为例)

Fig. 7 Block diagram of improved voltage loop equivalent control (taking d -axis as an example)

电压环的开环传递函数为

$$G_{ou}(s) = \frac{k_{up}}{Cs} \frac{s + k_{ui}/k_{up}}{s + \lambda/C} \quad (17)$$

其形式与电流环开环传递函数相同, 同样采取零极点相消的方式, 令

$$\frac{k_{ui}}{k_{up}} = \frac{\lambda}{C} \quad (18)$$

此时, 电压环闭环传递函数为

$$G_{cu}(s) = \frac{G_{ou}(s)}{1 + G_{ou}(s)} = \frac{k_{up}/C}{s + k_{up}/C} = \frac{\omega_{bu}}{s + \omega_{bu}} \quad (19)$$

由式(19)可知, 此时电压环等效为一阶惯性环

节, 因此可消除跟踪阶跃信号时产生的超调现象. 由式(18)和式(19)可得电压环 PI 控制器参数为

$$\left. \begin{aligned} k_{up} &= C\omega_{bu} \\ k_{ui} &= \lambda\omega_{bu} \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

为分析和验证改进电压环的性能, 采用与传统电压环 PI 控制器相同的 k_{up} 和 k_{ui} . 由式(9)和式(20)可得改进电压环的控制器参数设计式为

$$\left. \begin{aligned} k_{up} &= 2C\zeta\omega_n \\ k_{ui} &= C\omega_n^2 \\ \lambda &= C\omega_n/(2\zeta) \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

3 双环抗负载扰动策略

3.1 阶跃负载扰动下的系统暂态响应分析

以突加负载为例, 分析阶跃扰动作用下, 传统电压电流双环控制系统的电压电流变化情况(解耦后 d 和 q 轴控制结构完全相同, 且 $u_{oq}^* = 0$, 因此以 d 轴为分析目标), 这一过程主要分为两个阶段.

(1) 电压突变期. 突加负载时, i_{od} 阶跃上升, 电压环控制器的输出电流指令值 i_d^* 随之大幅上升, 受逆变器控制电压限制 ($-u_{dc}/2 \leq u_{id} \leq u_{dc}/2$), 实际电流 i_d 无法及时跟踪指令值, 因此 $i_d < i_{od}$. 观察式(2)所列的 d 轴电流方程, 忽略耦合项 $\omega C u_{oq}$, 可知, 此时 $du_{od}/dt < 0$, u_{od} 持续下降, u_{od} 下降会导致 i_{od} 减小; 同时, i_d 持续增大, 直到 $i_d = i_{od}$, 此时 $du_{od}/dt = 0$, u_{od} 降至最低.

由图 2 可得

$$u_{id} = u_{od} - \omega L i_q + k_{ip} e_{id} + k_{ii} \int e_{id} dt \quad (22)$$

式中: e_{id} 为 d 轴电流误差, $e_{id} = i_d^* - i_d$. 忽略解耦项 $\omega L i_q$ 可知, 由于电容电压前馈补偿项 u_{od} 的存在, 又因为突加负载时 $e_{id} > 0$, 突减负载时 $e_{id} < 0$, 所以, 突加负载时, 为抑制负载扰动时的电容电压突变所需的逆变器控制电压的数值更高. 但逆变器控制电压受直流侧电压制约, 因此突加负载时的电压突变更严重.

(2) 电压恢复期. 此时 $i_d > i_{od}$, $du_{od}/dt > 0$, 电压从最低值开始回升, 在此过程中, 可以认为实际电流已完全跟踪指令电流, 即 $i_d^* = i_d$, 由图 4 可得

$$i_d^* = i_{od} - \omega C u_{oq} + k_{up} e_{ud} + k_{ui} \int e_{ud} dt \quad (23)$$

式中: e_{ud} 为 d 轴电压误差, $e_{ud} = u_{od}^* - u_{od}$. 用 i_d^* 代替 i_d , 将式(23)代入式(2)可得

$$C \frac{du_{od}}{dt} = k_{up} e_{ud} + k_{ui} \int e_{ud} dt \quad (24)$$

阶跃负载扰动作用下, 系统存在单方向偏差, 电压环控制器积分状态值不断累加, 只有出现反向偏

差后,电压环控制器积分状态值才会减小.结合式(24)可知,当电容电压上升至指令电压值时,此时由于积分状态值大于0, $du_{od}/dt > 0$,电压仍继续上升,所以,在受负载扰动后的恢复过程中,必然存在电压超调现象.

3.2 提高电流环响应能力的次速电流环

综上所述,投入大容量负载时,电压跌落值取决于电流环动态响应能力,电流跟踪速度越快,电压跌落值越小,系统暂态响应性能越好.而电流环性能受逆变器直流侧电压制约,为了使电流环在指定直流电压约束条件下达到最快的调节速度,改善系统在负载扰动下的电压突变情况,根据文献[15],引入次速电流环控制,以 d 轴为例,其控制电压为

$$u_{id} = \begin{cases} u_{dc}/2, & e_{id} > i_c \\ u_{od} - \omega L i_q + k_{ip} e_{id} + k_{ii} \int e_{id} dt, & -i_c \leq e_{id} \leq i_c \\ -u_{dc}/2, & e_{id} < -i_c \end{cases} \quad (25)$$

式中: i_c 为电流误差带, i_c 太小会导致控制量频繁切换影响稳态性能, i_c 太大则达不到最速控制的效果,因此,需根据系统的扰动情况选择合适的 i_c 值.假设完全解耦,次速电流环等效控制框图如图8所示.

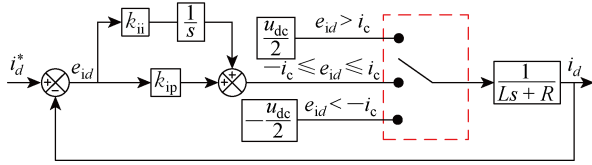


图8 次速电流环等效控制框图

Fig. 8 Block diagram of equivalent control of time hypo optimal current loop

由式(25)可知,突加负载扰动时,次速电流环控制的策略下, $u_d = u_{id} = u_{dc}/2$; 突减负载时, $u_d = u_{id} = -u_{dc}/2$,代入式(1)可知,突减负载时电感电流的变化率高于突加负载时,这意味着采用次速电流环控制策略时,突增负载扰动时的电压突变情况同样比突减负载时严重.

3.3 基于自适应积分器初值的电压恢复期超调消除

由阶跃负载扰动下的系统暂态响应分析可知,在阶跃负载扰动下,电压恢复期存在超调现象,为抑制扰动时的电压畸变,改善系统的暂态响应,需要设法消除超调.因此,在引入虚拟电阻的电压环以及次速电流环控制策略的基础上,以 d 轴为例,进一步研究扰动后电压恢复期超调消除策略.

在电压恢复期时可认为电流完全跟踪,由图7

可知,采用引入虚拟电阻的电压环控制策略时有

$$C \frac{du_{od}}{dt} = k_{up} e_{ud} + Q - \lambda u_{od} \quad (26)$$

式中: Q 为电压环积分器状态值,且

$$Q = k_{ui} e_{ud} \quad (27)$$

将 $u_{od} = u_{od}^* - e_{ud}$ 代入式(26)可得

$$-C e_{ud} = k_{up} e_{ud} + Q - \lambda (u_{od}^* - e_{ud}) \quad (28)$$

当系统稳定时, e_{ud} 近似为0,由式(28)可得

$$Q_s = \lambda u_{od}^* \quad (29)$$

式中: Q_s 为系统稳定时的积分状态值.将式(29)代入式(28)整理得误差动态方程为

$$\dot{e}_{ud} = -\frac{k_{up} + \lambda}{C} e_{ud} + \frac{Q_s - Q}{C} \quad (30)$$

对式(27)和式(30)进行 Laplace 变换,经过整理得误差传递函数为

$$E(s) = \frac{e(0)Cs + Q_s - Q(0)}{Cs^2 + (k_{up} + \lambda)s + k_{ui}} \quad (31)$$

式中: $e(0)$ 为初始误差, $e(0) = u_{od}^* - u_{od}(0)$, $u_{od}(0)$ 为 u_{od} 初值; $Q(0)$ 为积分器状态初值.

将式(18)代入式(31)整理可得

$$E(s) = e(0) \frac{s + \frac{Q_s - Q(0)}{Ce(0)}}{\left(s + \frac{k_{up}}{C}\right)\left(s + \frac{\lambda}{C}\right)} \quad (32)$$

如果能使误差按指数收敛,可消除电压恢复期的超调现象,观察式(32),若等式

$$\frac{Q_s - Q(0)}{Ce(0)} = \frac{k_{up}}{C} \quad (33)$$

或等式

$$\frac{Q_s - Q(0)}{Ce(0)} = \frac{\lambda}{C} \quad (34)$$

成立,均可使误差按指数收敛.将式(29)分别代入式(33)和式(34)可得对应的解分别为

$$Q(0) = \lambda u_{od}^* - k_{up} e(0) = (\lambda - k_{up}) u_{od}^* + k_{up} u_{od}(0) \quad (35)$$

$$Q(0) = \lambda (u_{od}^* - e(0)) = \lambda u_{od}(0) \quad (36)$$

系统开机运行即零状态启动时, $u_{od}(0)$ 为0,显然 $Q(0)$ 也应为0.由式(35)和(36)可知,当 $u_{od}(0) = 0$ 时,式(35)不恒为0,式(36)才是满足条件的解,此时可得

$$E(s) = \frac{e(0)}{s + k_{up}/C} \quad (37)$$

将式(37)进行 Laplace 逆变换可得

$$E(t) = e(0) \exp\left(-\frac{t}{C/k_{up}}\right) \quad (38)$$

由式(38)可知,电压跟踪误差按指数收敛. 突加负载扰动时,电压恢复期的初始状态为电压最低点,此时按式(36)重新设置积分器状态值,即可消除电压恢复期的超调现象. 基于自适应积分器初值的电压恢复期超调消除策略等效控制框图如图 9 所示. 图中,RST 为积分器重置触发信号,当积分器检测到 RST 的上升沿信号时,积分值重置; u_c 为稳定电压阈值,选取允许误差带为 0.02,于是有 $u_c = 0.02u_{od}^*$; u_r 为扰动电压阈值,取 $u_r = 0.05u_{od}^*$. 根据图 9,按逆变器的工作状态将系统分为初始化、稳定状态、电压突变期和电压恢复期;新型双环控制系统的工作流程如下.

- (1) 初始化. 系统开机运行,此时积分器重置触发信号 RST 为 0,持续检测当前电压误差,当 $|e_{ud}(t)| < u_c$ 时,判断系统进入稳定状态.
- (2) 稳定状态. 系统稳定运行,此时如果检测到当前电压误差 $|e_{ud}(t)| > u_r$,则判断系统受到扰动,进入电压突变期.
- (3) 电压突变期. 此时电压快速下降(突增负载)或上升(突减负载),比较当前电压误差和前一时
- 刻电压误差,如果 $|e_{ud}(t)| < |e_{ud}(t-1)|$,则系统
- 到达电压最低或最高点,此时积分器重置信号跳变为高电平,系统检测到 RST 的上升沿,将状态值按式(36)重置,进入电压恢复期.
- (4) 电压恢复期. 此时电压误差按指数收敛,因此不存在超调,直到 $|e_{ud}(t)| < u_c$,系统重新回到稳定状态,循环执行程序.
- ### 4 仿真实验验证
- 在 MATLAB/Simulink 平台中搭建 LC 型逆变器的仿真模型,对两种控制策略下系统的电压跟踪性能以及负载突变时的抗扰性能进行对比分析,三相 LC 型逆变器的系统参数如表 1 所示,其中, f_s 为开关频率, f_n 为额定频率, P_n 为额定功率, V_n 为额定电压. 传统双环控制和新型双环控制策略采用相同的 PI 控制器参数,并按式(6)和式(21)整理得出.
- 表 1 系统参数设置

Tab. 1 System parameters
- | 参数 | 数值 | 参数 | 数值 |
|--|-------|---|---------|
| u_{dc}/V | 800 | ζ | 0.419 |
| f_s/kHz | 10 | $\omega_n/(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$ | 722 |
| L/mH | 2.6 | k_{up} | 0.012 |
| R/Ω | 0.1 | k_{ui} | 9.911 |
| $C/\mu F$ | 19 | k_{ip} | 16.336 |
| V_n/V | 311 | k_{ii} | 628.319 |
| f_n/Hz | 50 | R_v | 61.216 |
| P_n/kW | 10 | i_c/A | 2 |
| $\omega_{bi}/(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$ | 6 283 | — | — |
- #### 4.1 满载启动仿真结果
- 为了验证新型双环控制策略的有效性,仿真时,令逆变器带 10 kW 负载启动,该工况下采用两种控制策略时的电压波形如图 10 所示,其中,由于双环控制是在 dq 坐标系下进行的,且通常 $u_{oq}^* = 0$,所以根据 d 轴电压和 A 相电压波形分析系统的性能.
- 由图 10(a)和 10(b)可知,满载启动时,传统双环控制下 d 轴电压的超调为 39.9%,需要 0.019 s 达到稳定状态,而新型双环控制下超调仅为 1.9%,调节时间也仅需 0.005 s.
- 由图 10(c)和图 10(d)可知,采用传统双环控制时,启动过程中的 A 相电压峰值为 417.1 V,电压冲击较高,不利于设备的安全运行. 而新型双环控制下,启动过程中 A 相电压波形接近期望的正弦波. 因此,采用新型双环控制可以有效减小启动过程中的电压超调,从而抑制启动过程中的电压冲击,改善带载启动性能并且提高系统的动态响应速度.
-
- 图 9 电压恢复期超调消除策略等效控制框图

Fig. 9 Block diagram of equivalent control of overshoot elimination strategy during voltage recovery period

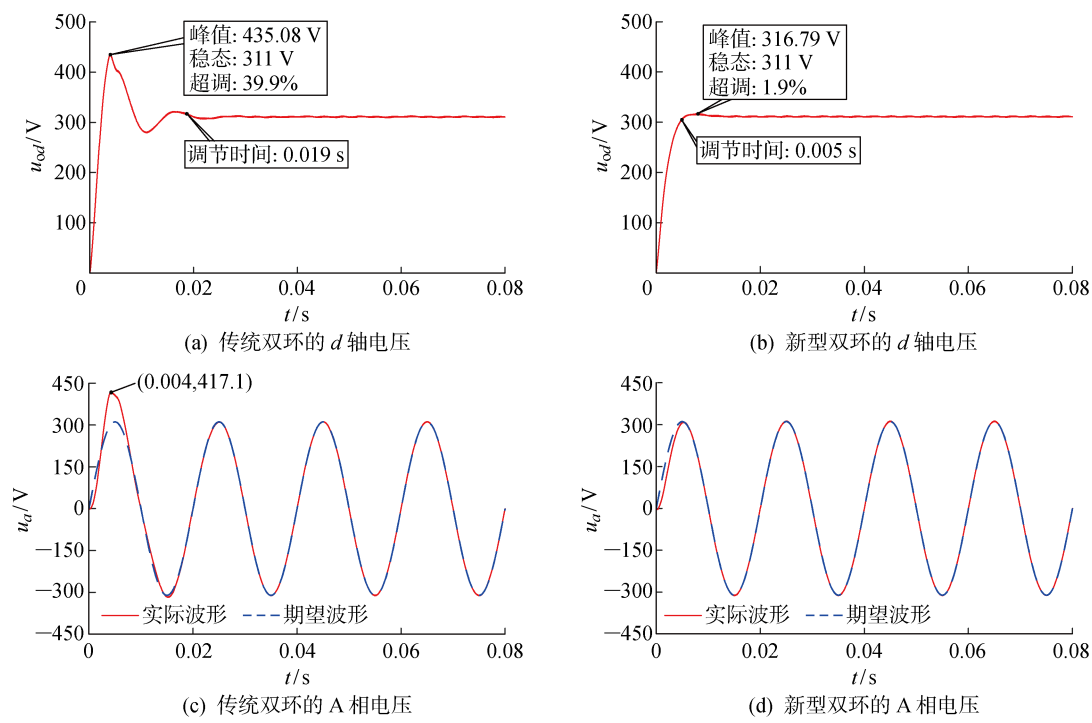


图 10 满载起动时两种控制策略下的电压波形

Fig. 10 Voltage waveform of two control strategies when starting at full load

4.2 突减负载仿真结果

初始时,逆变器满载运行,0.105 s 时切除负载.图 11 为该工况下两种控制策略的仿真结果.由图 11(a)和 11(b)可知,突减负载时,采用传统双环控制策略时 d 轴电压突增 45.9%,达到 453.77 V.在

d 轴电压从最高点开始恢复至稳定值的过程中存在超调现象,约 0.01 s 后系统恢复至稳定状态,这一过程中,A 相电压峰值为 451.12 V.

由图 11(c)和图 11(d)可知,若采用新型双环控制策略,突减负载时 d 轴电压仅升至 358.98 V,A

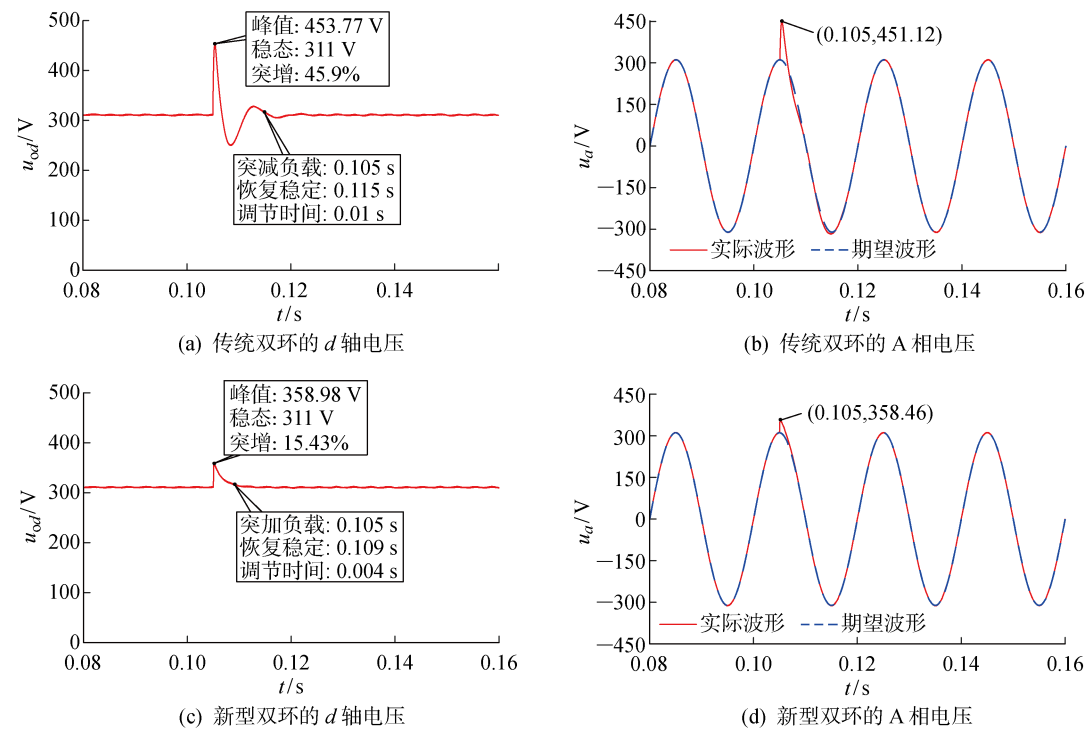


图 11 突减负载时两种控制策略下的电压波形

Fig. 11 Voltage waveform of two control strategies during sudden load reduction

相电压峰值为 358.46 V, 在 d 轴电压由最高值恢复至稳定值的过程中不存在超调现象, 并且仅需 0.004 s 系统即可恢复稳定状态. 因此采用新型双环控制, 突减负载时 A 相电压波形畸变程度小.

4.3 突加负载仿真结果

初始时, 逆变器空载运行, 0.205 s 时投入 10 kW 负载. 图 12 为突加负载时传统双环及新型双环控制策略的仿真波形. 由图 12(a) 和 12(b) 可知, 采用传统双环控制策略, 在 0.205 s 时投入负载时, d 轴电压降至 190.62 V, A 相电压峰值降至 189.14 V, 系

统恢复至稳态所需的时间为 0.017 s, 同时在电压恢复期存在超调现象.

在图 12(c) 和图 12(d) 中, 采用本文所提新型双环控制策略, 在投入负载的过程中 d 轴电压仅下降至 197.82 V, A 相电压峰值下降至 197.83 V, 电压恢复期无超调, 系统恢复至稳定状态所需的时间也仅为 0.004 s. 此外, 通过对比图 11 和图 12 中突减负载和突加负载时的电压突变情况, 也验证了前文中突加负载扰动下的电压突变比突减负载时严重的结论.

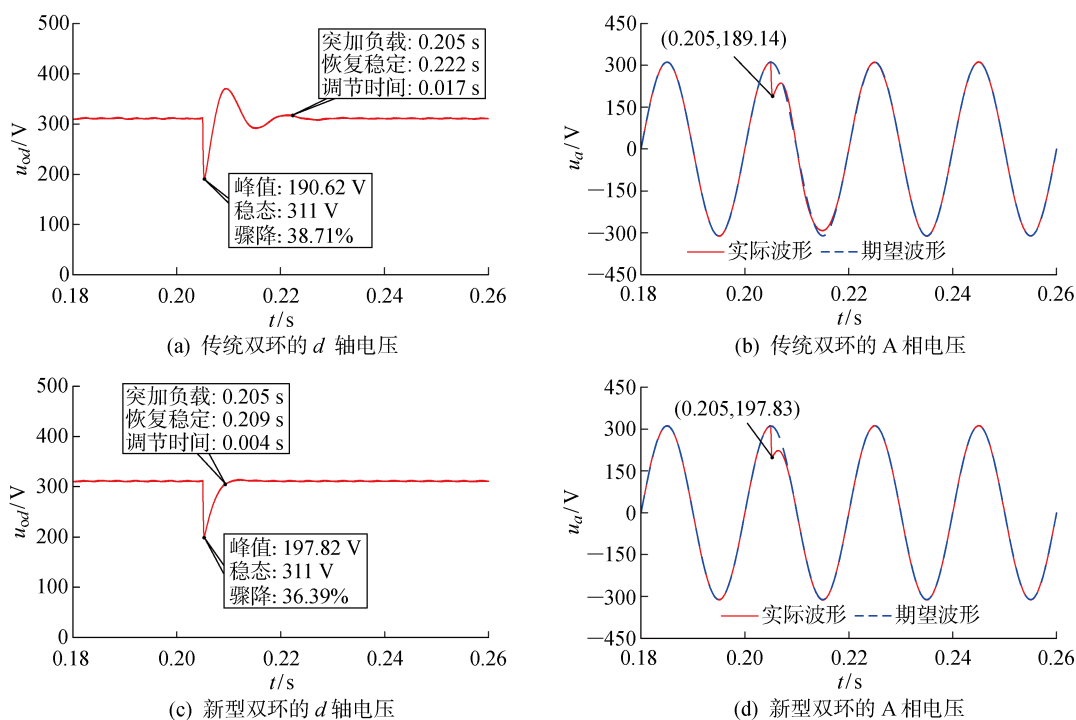


图 12 突加负载时两种控制策略下的电压波形

Fig. 12 Voltage waveform of two control strategies at the application of a sudden load

5 结论

针对采用传统电压电流双环控制的 LC 型逆变器, 本文首先结合时域数学模型和复频域传递函数对系统进行定性和定量分析, 在此基础上改进了电压环和电流环, 并据此提出了新型双环控制策略. 最后, 在 MATLAB/Simulink 平台中搭建模型, 对比不同工况下采用新型双环和传统双环控制时逆变器的性能表现, 仿真结果表明:

(1) 所提新型双环控制策略有效地减小了阶跃指令作用下的电压超调, 提高了系统的动态响应速度, 改善了系统的跟踪性能.

(2) 在大负载投切时, 新型双环控制策略能有效抑制扰动下的电压突变, 缩短恢复时间, 提高系统的暂态响应能力和抗扰性能.

参考文献:

- [1] 卓振宇, 张宁, 谢小荣, 等. 高比例可再生能源电力系统关键技术及发展挑战[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(9): 171-191.
ZHUO Zhenyu, ZHANG Ning, XIE Xiaorong, et al. Key technologies and developing challenges of power system with high proportion of renewable energy[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(9): 171-191.
- [2] 王念春, 徐发喜, 程明. 基于状态空间的逆变器数字双环控制技术研究[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(Sup. 1): 166-170.
WANG Nianchun, XU Faxi, CHENG Ming. Study on digital dual-loop control for inverters based on the state space[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33

- (Sup. 1): 166-170.
- [3] 张雪妍,付立军,马凡,等. 基于虚拟阻抗的逆变器输出电压动态性能优化[J]. *太阳能学报*, 2020, 41(11): 38-45.
- ZHANG Xueyan, FU Lijun, MA Fan, *et al.* Dynamic performance optimization of inverter output voltage based on virtual impedance[J]. *Acta Ener-giae Solaris Sinica*, 2020, 41(11): 38-45.
- [4] 尹球洋,王学华,徐林. 一种实用前馈在逆变器带非线性负载中的应用[J]. *电力电子技术*, 2018, 52(7): 1-6.
- YIN Qiuyang, WANG Xuehua, XU Lin. A practical feedforward for inverters with nonlinear loads[J]. *Power Electronics*, 2018, 52(7): 1-6.
- [5] 曹文远,韩民晓,谢文强,等. 基于扰动观测器的电压源型逆变器负载电流前馈控制及参数设计方法[J]. *电工技术学报*, 2020, 35(4): 862-873.
- CAO Wenyuan, HAN Minxiao, XIE Wenqiang, *et al.* A disturbance-observer-based load current feed-forward control and parameter design method for voltage-sourced inverter[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2020, 35(4): 862-873.
- [6] LOU G N, GU W, WANG J H, *et al.* A unified control scheme based on a disturbance observer for seamless transition operation of inverter-interfaced distributed generation [J]. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2018, 9(5): 5444-5454.
- [7] WU Y H, YE Y Q. Internal model-based disturbance observer with application to CVCF PWM inverter [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(7): 5743-5753.
- [8] KIM E K, MWASILU F, CHOI H H, *et al.* An ob-server-based optimal voltage control scheme for three-phase UPS systems[J]. *IEEE Transactions on Indus-trial Electronics*, 2015, 62(4): 2073-2081.
- [9] 苗德根,侯世英,王永胜,等. 抑制恒压恒频逆变器输出电压谐波的改进前馈策略[J]. *电网技术*, 2018, 42(10): 3361-3368.
- MIAO Degen, HOU Shiyong, WANG Yongsheng, *et al.* Improved feedforward strategy for constant-volt-age constant-frequency inverter for suppressing out-put voltage distortion[J]. *Power System Technology*, 2018, 42(10): 3361-3368.
- [10] 袁义生,胡根连,袁世英. 基于二自由度 PI 控制的逆变器研究[J]. *电力电子技术*, 2017, 51(11): 57-60.
- YUAN Yisheng, HU Genlian, YUAN Shiyong. Re-searches for inverters based on two-freedom-degree PI controller[J]. *Power Electronics*, 2017, 51(11): 57-60.
- [11] 李冬辉,郑宏宇,姚乐乐. 三相并网逆变器的混杂自动机模型分析[J]. *上海交通大学学报*, 2019, 53(3): 348-354.
- LI Donghui, ZHENG Hongyu, YAO Lele. Analysis on hybrid automata model of three-phase grid inverter [J]. *Journal of Shanghai Jiao Tong University*, 2019, 53(3): 348-354.
- [12] YAZDANI A, IRAVANI R. Voltage-sourced con-verters in power systems: Modeling, control, and applications[M]. New Jersey: IEEE Press/John Wi-ley, 2010.
- [13] KATSUHIKO, OGATA. Modern control engineering [M]. 5th ed. New Jersey: Pearson Education, 2010.
- [14] 崔业兵,左月飞,桂亮,等. 基于复合 PI 控制器的永磁伺服电机电流控制[J]. *电机与控制学报*, 2019, 23(4): 105-110.
- CUI Yebing, ZUO Yuefei, GUI Liang, *et al.* Cur-rent control of permanent magnet servo motor based on compound PI controller[J]. *Electric Machines and Control*, 2019, 23(4): 105-110.
- [15] 李云钢,柯朝雄,程虎. 磁浮列车悬浮控制器的电流环分析与优化设计[J]. *国防科技大学学报*, 2006, 28(1): 94-97.
- LI Yungang, KE Zhaoxiong, CHENG Hu. Analy-zing and optimizing design of current-loop in the mag-netic levitation controller on maglev vehicle[J]. *Jour-nal of National University of Defense Technology*, 2006, 28(1): 94-97.

(本文编辑:孙伟)