

5-8-2021

## Grid-connected Z-source inverter based on single-cycle and dual-current loop

Xuhong Yang

*Automatic Engineering of Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090 ,China*

Keshuai Sun

*Automatic Engineering of Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090 ,China*

Chaojie He

*State Grid Hangzhou Linan District Power Supply Co., Ltd., State Grid Zhejiang Electric Power Co., Ltd., Hangzhou 311300 ,China*

Follow this and additional works at: <https://jepst.researchcommons.org/journal>

---

### Recommended Citation

Yang, Xuhong; Sun, Keshuai; and He, Chaojie (2021) "Grid-connected Z-source inverter based on single-cycle and dual-current loop," *Journal of Electric Power Science and Technology*. Vol. 36: Iss. 2, Article 19. DOI: 10.19781/j.issn.1673-9140.2021.02.019

Available at: <https://jepst.researchcommons.org/journal/vol36/iss2/19>

This Article is brought to you for free and open access by Journal of Electric Power Science and Technology. It has been accepted for inclusion in Journal of Electric Power Science and Technology by an authorized editor of Journal of Electric Power Science and Technology.

# 基于单周期和 LCL 型有源阻尼 Z 源逆变器并网研究

杨旭红<sup>1</sup>, 孙克帅<sup>1</sup>, 何超杰<sup>2</sup>

(1. 上海电力大学自动化工程学院, 上海 200090; 2. 国网浙江省电力有限公司杭州市临安区供电有限公司, 浙江 杭州 311300)

**摘 要:** Z 源逆变器克服了传统电压型逆变器只能降压不能升压、必须加入死区时间等缺点, 在实际中得到了广泛应用。针对传统 PWM 控制和 L 型、LC 型滤波器的缺陷, 采用单周期和 LCL 型有源阻尼控制方案进行三相 Z 源逆变器并网控制。单周期控制较传统 PWM 控制具有结构简单、高次谐波含量低等优点, LCL 滤波器较 LC、L 型滤波器滤波性能优越, 但谐振峰值会降低系统稳定性, 因此, 采用滤波电容电流反馈有源阻尼法构成陷波器来矫正 LCL 滤波器谐振峰值对系统稳定性的影响。最后, 在 Simulink 环境下进行仿真测试, 验证了所提方案的可行性和有效性。

**关 键 词:** Z 源逆变器; 单周期控制; 有源阻尼法; 直通信号; LCL 滤波

DOI:10.19781/j.issn.1673-9140.2021.02.019

中图分类号: TM727

文章编号: 1673-9140(2021)02-0155-07

## Grid-connected Z-source inverter based on single-cycle and dual-current loop

YANG Xuhong<sup>1</sup>, SUN Keshuai<sup>1</sup>, HE Chaojie<sup>2</sup>

(1. Automatic Engineering of Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China; 2. State Grid Hangzhou Lin'an District Power Supply Co., Ltd., State Grid Zhejiang Electric Power Co., Ltd., Hangzhou 311300, China)

**Abstract:** The Z-source inverter has been widely used because it overcomes the shortcomings of the conventional voltage-type inverter that can only be stepped down and cannot be boosted, and must be added to the dead time. This paper proposes a single-cycle and LCL active damping control scheme to control the grid connection of three-phase Z-source inverter. Compared with the traditional PWM control, the single-cycle control has the advantages of simple structure, low harmonic content and high output power quality while the LCL filter performs better than the LC and L filters, but the resonance peak reduces system stability. Therefore, the active damping method is adopted and the filter capacitor current loop and the grid-connected current loop are introduced to form a double loop control structure to suppress the adverse effect of the resonance peak on the system stability. Finally, simulations under Simulink verify the feasibility and effectiveness of the proposed scheme.

**Key words:** Z source inverter; single cycle control; active damping method; straight through signal; LCL filtering

收稿日期: 2018-04-12; 修回日期: 2018-08-20

基金项目: 国家自然科学基金(61203224); 上海市重点科技攻关计划(14110500700); 上海自然科学基金(13ZR1417800)

通信作者: 杨旭红(1969-), 女, 博士, 教授, 主要从事智能电网控制技术、新能源发电及储能技术、火电和核电机组的仿真建模及控制技术的研究; E-mail: yangxuhong.sh@163.com

随着能源危机的凸显,新能源的开发利用已经迫在眉睫。以电压型逆变器和电流型逆变器为代表的并网电力系统大大提高了并网电压、频率和功率调节的灵活性<sup>[1]</sup>。由于死区时间的加入,传统电压型逆变器并网电流高次谐波含量较高,降低了输出电能的质量<sup>[2-3]</sup>。另外,传统电压型逆变器为降压型逆变器,要升压必须增加额外的电路,增加成本的同时也会降低电能转换效率。为克服传统逆变器的缺点,Z源逆变器引入X型二端口网络<sup>[3]</sup>将主电路和直流输入耦合起来,取消了死区时间的加入,使Z源逆变器成为升降压型逆变器<sup>[4-5]</sup>。

文献[6]指出三相PWM整流器具有多输入多输出和时变强耦合性,其SPWM和SVPWM的调制方式也会加大系统的控制成本和调试难度。文献[7]提出单周期控制作为一种非线性控制方法,其基本思想是:控制每个周期内的输出平均值等于参考输入的平均值。因此,单周期控制的误差只存在于当前开关周期内,对输入信号的抗干扰能力较好。

与L型、LC型滤波器相比,LCL型滤波器对高频谐波的阻抗较强,但LCL型滤波器的谐振峰值会导致并网系统的不稳定<sup>[8-9]</sup>。采用电流控制方法<sup>[10-11]</sup>进行逆变器并网控制,并引入滤波电容电流环构成陷波器矫正谐振峰值<sup>[12]</sup>。

综上,该文提出基于单周期和LCL型有源阻尼Z源逆变器并网控制策略。该策略相比传统的PWM控制和L、LC型滤波器具有结构简单、并谐波畸变率低、系统稳定性高等优点。

## 1 Z源逆变器的拓扑结构

三相Z源逆变器并网拓扑结构如图1所示,Z源网络是由2个电容和2个电感交叉成X型的二端口网络。

传统逆变器有6个有效矢量和2个零电压矢量,Z源逆变器是在传统零矢量中插入能使上、下桥臂同时导通的短路零矢量。设电感 $L_1$ 和 $L_2$ 、电容 $C_1$ 和 $C_2$ 分别具有相同的电感量 $L$ 和电容量 $C$ ,且满足对称条件。Z源逆变器的非直通和直通状态<sup>[3]</sup>如图2所示。

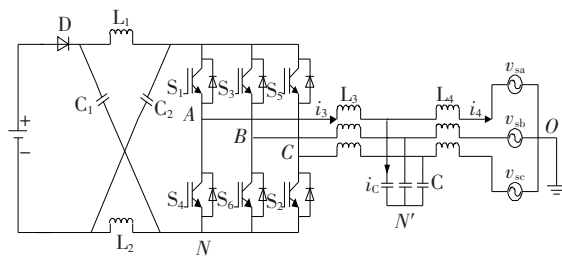


图1 三相Z源逆变器并网拓扑结构

Figure 1 Three-phase Z-source inverter grid-connected topology

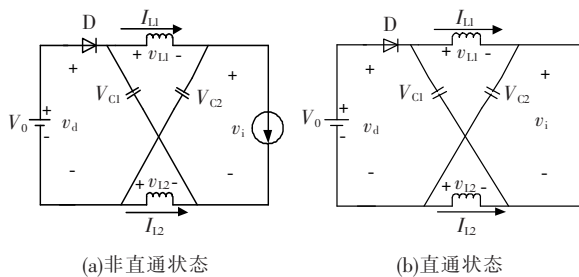


图2 Z源逆变器的非直通和直通状态

Figure 2 Non-through and through state

假设电路已经工作在稳定状态,可得:

$$\begin{cases} v_{L1} = v_{L2} = v_L \\ V_{C1} = V_{C2} = V_C \end{cases} \quad (1)$$

逆变桥工作于非直通状态的时间为 $T_1$ ,由图2(a)可得:

$$\begin{cases} v_L = V_0 - V_C \\ v_d = V_0 \\ v_i = V_C - V_L = 2V_C - V_0 \end{cases} \quad (2)$$

式中 $v_d$ 为源逆变器二极管后电压; $V_0$ 为直流输入电压; $v_i$ 为加载到逆变桥直流电压。

假设一个开关周期时间为 $T$ ,逆变器直通状态的工作时间为 $T_0$ ,由图2(b)可得:

$$\begin{cases} v_L = V_C \\ v_d = 2V_C \\ v_i = 0 \end{cases} \quad (3)$$

稳态下一个周期内电感两端的电压为0,可得:

$$V_L = \frac{[T_0 V_C + T_1 (V_0 - V_C)]}{T} = 0 \quad (4)$$

由式(4)可得电容电压与占空比和输入直流电压的关系为

$$V_C = \frac{1-D}{1-2D} V_0 \quad (5)$$

在一个开关周期内,加载到逆变桥的直流电压峰值为

$$\hat{v}_i = 2V_c - V_0 = \frac{1}{1-2D}V_0 = BV_0 \quad (6)$$

式中  $B$  为直通状态得到的升压因子且  $B =$

$$\frac{T}{T_1 - T_0} = \frac{1}{1-2D} \geq 1, D \text{ 为直通占空比。}$$

由式(5)、(6)可得直流电压峰值与电容电压的关系为

$$\hat{v}_i = \frac{1}{1-D}V_c \quad (7)$$

另一方面,逆变器输出相电压的峰值可以表示为

$$\hat{v}_{ac} = M \cdot \frac{\hat{v}_i}{2} \quad (8)$$

其中,  $M$  为逆变器的调制比。对于 SPWM,  $M < 1$ ; 对于 SVPWM,  $M \leq 2/\sqrt{3}$ 。因此,式(8)可以进一步表示为

$$\hat{v}_{ac} = M \cdot B \cdot \frac{V_0}{2} = G \frac{V_0}{2} \quad (9)$$

式中  $G$  为 Z 源逆变器电压增益。可以看出,Z 源逆变器可以通过调节调制比  $M$  和压因子  $B$  得到理想的输出波形,较传统逆变器调节空间更大。

## 2 Z 源逆变器并网控制原理

忽略解耦环节,Z 源逆变器三相并网控制如图 3 所示。Z 源逆变器直流链输出的不连续高频脉冲电压信号在实际中难以检测和控制,电容电压和直流链电压存在明确的关系式(7),通过控制电容电压可以间接稳定直流链输出电压。直流链控制策略:将电容电压参考值  $V_{cref}$  与实际电容电压  $V_c$  作差,差值经 PI 控制器产生直通信号。并网电流外环控制的策略:以电容电流作为电流内环反馈变量,以并网电流作为外环反馈变量。在  $dq0$  坐标系下的电流外环采用 PI 控制器,电流内环采用比例(P)控制器和单周期(OCC)控制器,电流内环 P 控制器输出量转换到  $abc$  坐标系下后经单周期控制技术实现逆变器开关信号的占空比调制。设定无功电流的指令值  $i_{dq}^*$  为 0 以满足单功率并网要求。最后,直通信号与单周期控制器的输出信号合成功率开关驱动信号。锁相环 PLL 提供坐标变换所需相位。

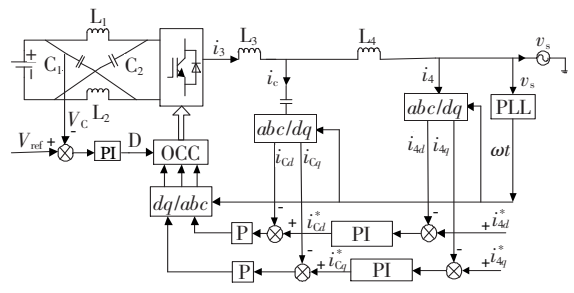


图 3 Z 源逆变器三相并网控制

Figure 3 Z-source inverter connected to three-phase grid control

## 3 单周期控制器的设计

忽略阻抗网络推导单周期控制方程,带有 LCL 滤波的三相桥式逆变器的平均电路模型如图 4 所示,各量的物理意义:  $v_i$  为逆变器输出电压,  $L_a$ 、 $L_b$ 、 $L_c$  为滤波电感,  $i_{L_a}$ 、 $i_{L_b}$ 、 $i_{L_c}$  为三相滤波电感电流,  $v_{C_a}$ 、 $v_{C_b}$ 、 $v_{C_c}$  为三相电容电压。为简化分析,假定<sup>[5]</sup>:

- 1) 在每个开关周期内,Z 源逆变器直流链输出电压  $v_i$  保持恒定;
- 2) 上、下桥臂互补导通,上桥臂  $S_1$ 、 $S_3$ 、 $S_5$  的占空比分别为  $d_a$ 、 $d_b$ 、 $d_c$ ,下桥臂  $S_4$ 、 $S_6$ 、 $S_2$  的占空比分别为  $1-d_a$ 、 $1-d_b$ 、 $1-d_c$ ;
- 3) 开关频率远大于电网频率,且三相电网电压保持对称、滤波器三相对称。

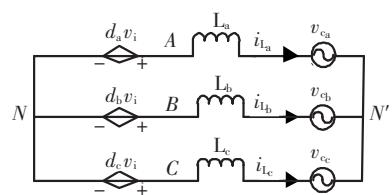


图 4 三相逆变桥的平均电路模型

Figure 4 Average circuit model of three-phase inverter bridge

基于 3 项假设和图 4,可得:

$$\begin{aligned} v_{AN} &= d_a v_i \\ v_{BN} &= d_b v_i \\ v_{CN} &= d_c v_i \end{aligned} \quad (8)$$

A、B、C 三点相对于滤波电容中性点  $N'$  的电压为

$$\begin{aligned} v_{AN'} &= v_{C_a} + j\omega L_a i_{L_a} \\ v_{BN'} &= v_{C_b} + j\omega L_b i_{L_b} \\ v_{CN'} &= v_{C_c} + j\omega L_c i_{L_c} \end{aligned} \quad (9)$$

由于滤波电感值较小且三相电网频率较低,因此,滤波电感电压可以忽略不计,可得:

$$\begin{aligned} [v_{AN'}] &\approx v_{C_a} = V_s \sin \omega t \\ [v_{BN'}] &\approx v_{C_b} = V_s \sin(\omega t - 120^\circ) \\ [v_{CN'}] &\approx v_{C_c} = V_s \sin(\omega t + 120^\circ) \end{aligned} \quad (10)$$

式中  $V_s$  为三相交流电压幅值。

由于滤波器三相对称,因此,

$$v_{C_a} + v_{C_b} + v_{C_c} = 0 \quad (11)$$

根据式(10)、(11)得:

$$v_{AN'} + v_{BN'} + v_{CN'} = 0 \quad (12)$$

由等效电路拓扑图又可得:

$$\begin{aligned} [v_{AN'}] &= v_{AN} - v_{N'N} \\ [v_{BN'}] &= v_{BN} - v_{N'N} \\ [v_{CN'}] &= v_{CN} - v_{N'N} \end{aligned} \quad (13)$$

由式(12)、(13)得:

$$v_{N'N} = \frac{1}{3}(v_{AN} + v_{BN} + v_{CN}) \quad (14)$$

由式(10)、(13)、(14)可得矩阵方程:

$$\begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [v_{AN}] \\ [v_{BN}] \\ [v_{CN}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [v_{C_a}] \\ [v_{C_b}] \\ [v_{C_c}] \end{bmatrix} \quad (15)$$

结合式(8)、(15)可得:

$$\begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [d_a] \\ [d_b] \\ [d_c] \end{bmatrix} = \frac{1}{v_i} \begin{bmatrix} [v_{C_a}] \\ [v_{C_b}] \\ [v_{C_c}] \end{bmatrix} \quad (16)$$

矩阵方程(16)的系数矩阵为奇异阵,该方程无唯一解,其通解可表示为

$$\begin{bmatrix} [d_a] \\ [d_b] \\ [d_c] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [1] \\ k \\ [1] \end{bmatrix} + \frac{1}{v_i} \begin{bmatrix} [v_{C_a}] \\ [v_{C_b}] \\ [v_{C_c}] \end{bmatrix} \quad (17)$$

由于三相 LCL 滤波器滤波电容电压与其电流的积分成正比,因此,可以通过控制滤波电容电流间接控制滤波电容电压,即电容电压乘以  $j\omega C$  后反馈的输出等于滤波电容电流反馈后经 P 控制器的输出量,可得:

$$\begin{bmatrix} [i_{L_a}] \\ [i_{L_b}] \\ [i_{L_c}] \end{bmatrix} = \omega C \begin{bmatrix} [v_{C_a}] \\ [v_{C_b}] \\ [v_{C_c}] \end{bmatrix} = K_0 \begin{bmatrix} [v_{C_a}] \\ [v_{C_b}] \\ [v_{C_c}] \end{bmatrix} \quad (18)$$

将式(17)代入式(18)可得:

$$\begin{bmatrix} [d_a] \\ [d_b] \\ [d_c] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [1] \\ k \\ [1] \end{bmatrix} + \frac{1}{K_0 v_i} \begin{bmatrix} [i_{C_a}] \\ [i_{C_b}] \\ [i_{C_c}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [1] \\ k \\ [1] \end{bmatrix} + K \begin{bmatrix} [i_{C_a}] \\ [i_{C_b}] \\ [i_{C_c}] \end{bmatrix} \quad (19)$$

对式(19)求拉氏变换可知,当 Z 源逆变器直流链输出电压稳定时,单周期控制器输入与输出之间的传递函数为一个固定不变的常数  $K$ 。因此,单周期控制对输入电流信号的抗干扰能力较强。由占空比  $d_m$  ( $m=a,b,c$ ) 的取值范围是  $[0,1]$ ,得  $k$  和  $K$  的选取限制关系<sup>[13]</sup>为

$$0 \leq d_m = k + K \leq 1 \quad (20)$$

根据式(19)、(20)即可设计 Z 源逆变器三相并网单周期控制器模型。

单周期控制通过调节一个开关周期内的锯齿波的倾斜率来实现 PWM 控制和快速非线性控制,其本质等价于 SPWM。因此,传统的零矢量的注入方法仍适用于单周期控制<sup>[5]</sup>。为简化系统结构,该文采用简单升压法进行 Z 源逆变器直通零矢量的注入。

简单升压法原理<sup>[14-15]</sup>:采用 2 个介于三相参考电压的直流电压  $V_p$  和  $V_n$  来生成直通信号。当三角载波信号大于或者小于  $V_p$  和  $V_n$  时,生成直通信号;当三角波介于  $V_p$  和  $V_n$  之间时,逆变器工作在传统 PWM 状态。由其原理可知,简单升压法的直通占空比小于等于  $1-M$ 。因此,最大升压因子为

$$B_{\max} = \frac{1}{1-2D_{\max}} = \frac{1}{2M-1} \quad (21)$$

对应的 Z 源逆变器的最大增益为

$$G_{\max} = MB_{\max} = \frac{M}{2M-1} \quad (22)$$

根据式(21)、(22)进行调制比和升压比的选择,得到理想升压效果。

## 4 双电流环控制的设计

该文采用双电流环设计,双电流环控制如图 5

所示,其中,  $G_{PI}(s) = k_p + k_i/s$  为电流环外环 PI 控制器的传递函数,  $k_i$  为电流内环 P 控制器参数,  $K$  为单周期控制器的传递函数。

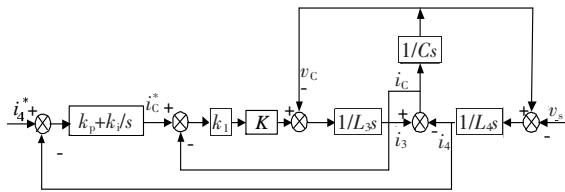


图 5 双电流环控制

Figure 5 Dual Current Loop Control Block Diagram

采用 LCL 型滤波器进行滤波来提高并网电能质量,但 LCL 滤波器存在谐振峰值。电容电流反馈有源阻尼法是采用陷波器来矫正 LCL 滤波器的谐振峰值<sup>[16-17]</sup>。

由系统结构框图可知系统传递函数为

$$G(s) = \frac{M(k_p s + k_i)}{s^2(s^2 + 2\xi\omega_{res}s + \omega_{res}^2) + M(k_p s + k_i)} \quad (23)$$

$$\text{式中 } \frac{k_i K}{L_3} = 2\xi\omega_{res}, \frac{L_3 + L_4}{L_3 L_4 C} = \omega_{res}^2, M = \frac{2\xi\omega_{res}}{L_4 C}。$$

设系统闭环函数的特征方程为

$$D(s) = a_0 s^4 + a_1 s^3 + a_2 s^2 + a_3 s + a_4 \quad (24)$$

由式(23)、(24),根据劳斯—赫尔维茨判据可知系统的稳定条件<sup>[18]</sup>:

$$\begin{cases} k_p < (1 + \frac{L_4}{L_3}) \\ k_p(L_3 + L_4 - L_3 k_p) - k_i K k_i L_4 C > 0 \end{cases} \quad (25)$$

满足式(25)的条件仅仅使系统达到稳定。但是为获得更大的稳定裕度和更快的响应速度,仍需进一步设计,该论文仅以零极点概念进行定性分析。系统为带有零点的四阶系统,应尽量将零点远离虚轴或与某一极点构成偶极子。两对极点应当设计成一对共轭主导极点和一对共轭非主导极点或将非主导设计成实轴上的根。将传递函数写为

$$G(s) = \frac{s + b_0}{(s^2 + 2\xi_1\omega_1 s + \omega_1^2) \cdot (s^2 + 2\xi_2\omega_2 s + \omega_2^2)} \quad (26)$$

式中  $\xi_1$ 、 $\omega_1$  和  $\xi_2$ 、 $\omega_2$  分别为非主导极点和主导极点的阻尼比和谐振频率。若阻尼系数  $\xi_1$  一定,系统带宽会随着谐振频率  $\omega_1$  的增大而加宽,则系统响应速度也会加快。为了获得较高的响应速度,取  $\xi_2 =$

1。将式(26)与式(23)进行比较可得:

$$\begin{cases} \omega_1 = \frac{\omega_{res}}{\sqrt{1 + 32\xi_1^2}} \\ k_i K = 10\xi_1\omega_1 L_3 \\ k_p = \frac{(16\xi_1^2 + 4)\omega_1^2(L_3 + L_4)}{5\omega_{res}^2 L_3} \\ k_i = \frac{8\xi_1\omega_1^3(L_3 + L_4)}{5\omega_{res}^2 L_3} \end{cases} \quad (27)$$

忽略非主导极点的影响,增大主导极点的阻尼比  $\xi_1$  可获得较大的稳定裕度和较快的响应速度,但系统的稳态精度却变差。应综合考虑稳态精度和响应速度,做出最优选择。

## 5 仿真结果分析

在 Matlab/Simulink 仿真环境下搭建仿真模型对并网控制策略进行对比仿真实验。相关并网电流环 PI 控制器的控制参数为  $k_p = 0.61$ 、 $k_i = 0.08$ ,电容电流环 P 控制器的参数为  $k_i = 2.1$ 。仿真模型基本参数如表 1 所示。

表 1 仿真模型基本参数

| 参数           | 单位      | 参数值   |
|--------------|---------|-------|
| 电网电压峰值 $V_m$ | V       | 311   |
| 直流电压 $V_0$   | V       | 600   |
| 电网频率 $f$     | Hz      | 50    |
| Z 源网络电容 $C$  | mF      | 1 000 |
| 滤波电感 $L_3$   | mH      | 32    |
| 滤波电感 $L_4$   | mH      | 3     |
| 滤波电容 $C_f$   | $\mu$ F | 12    |
| 开关频率 $f_s$   | kHz     | 10    |

该并网控制策略下 A 相逆变器并网电流、并网电压波形如图 6 所示,可知 A 相并网电压和并网电流基本同相,即实现了单功率因数并网。

传统 PWM 控制下并网电流谐波畸变率和单周期加 LCL 型有源阻尼控制策略下并网电流谐波畸变率分别如图 7、8 所示。单周期加 LCL 型有源阻尼控制策略的并网电流谐波畸变率明显低于传统 PWM 调制的谐波畸变率。

为验证系统响应速度和抗干扰能力,在 0.04 s 时将  $i_{d*}$  的值由 11.8 提升到 30.8 A,系统的并网电

流和电网电压响应曲线如图9所示,可以看出,并网电流在快速跟踪指令值变化的同时依旧与电网电压保持同相,系统响应速度快、抗干扰能力强。

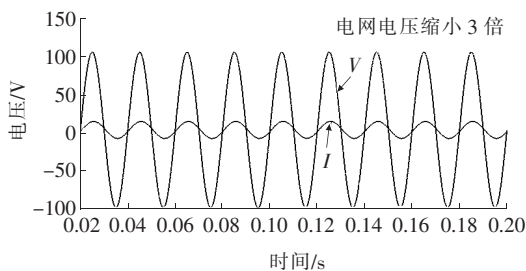


图6 A相逆变器并网电流电压波形

Figure 6 A-phase inverter grid-connected voltage waveform

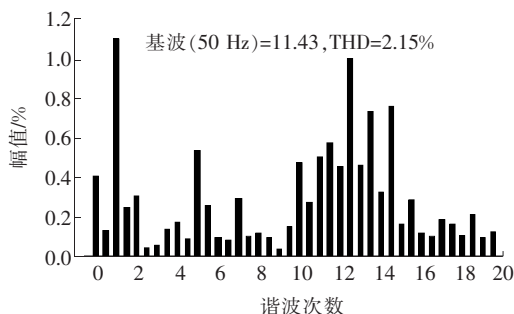


图7 传统PWM控制THD

Figure 7 THD with traditional PWM control

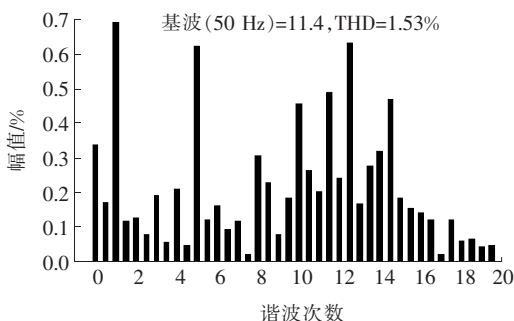


图8 单周期控制THD

Figure 8 THD of single cycle control

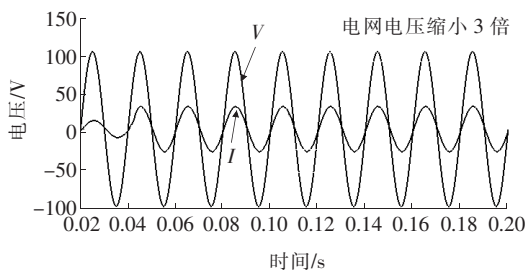


图9 并网电流突变时仿真波形

Figure 9 Simulation waveforms when the grid-connected current changes abruptly

## 6 结语

该文对Z源逆变器的拓扑结构和工作原理进行了分析,针对Z源逆变器传统PWM控制结构复杂、高次谐波含量高和传统L、LC型滤波方式谐波畸变率高的缺点,提出单周期控制和LCL型有源阻尼控制策略相结合的复合控制方案。仿真结果表明:该控制方案较传统控制方法具有并网电流谐波畸变率较低、系统响应快、稳定性强等优点,控制方案有效可行。

## 参考文献:

- [1] 李昊,王杰. 基于虚拟同步发电机技术的改进微网下垂控制[J]. 电力科学与技术学报, 2018, 33(2): 11-19.  
LI Hao, WANG Jie. Modified droop control based on virtual synchronous generator[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2018, 33(2): 11-19.
- [2] 赵兴勇,贺天云,陈浩宇,等. 多功能逆变器在微电网储能系统中的应用[J]. 电网与清洁能源, 2019, 35(1): 36-43.  
ZHAO Xingyong, HE Tianyun, CHEN Haoyu, et al. Application of multifunctional inverter in energy storage system of micro-grid[J]. Power System and Clean Energy, 2019, 35(1): 36-43.
- [3] 杨旭红,郭凯,杨峰峰,等. 基于模糊PCI与PR控制的三相LC型并网逆变器控制策略[J]. 电力科学与技术学报, 2020, 35(5): 20-26.  
YANG Xuhong, GUO Kai, YANG Fengfeng, et al. Ac-control strategy of grid-connected inverter with three-phase LC filter based on fuzzy PCI and PR control[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2020, 35(5): 20-26.
- [4] 邢超,何鑫,奚鑫泽,等. 基于单极倍频前馈解耦的STATCOM输出谐波抑制[J]. 智慧电力, 2020, 48(10): 86-91.  
XING Chao, HE Xin, XI Xinze, et al. Output harmonic suppression of STATCOM based on monopole frequency doubling feedforward decoupling[J]. Smart Power, 2020, 48(10): 86-91.
- [5] 杨峰峰,杨旭红. 基于LCL滤波有源阻尼控制的Z源逆变器并网研究[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(5): 38-45.

- YANG Fengfeng, YANG Xuhong. Research on Z-source inverter grid-connected system based on LCL filter of active damping control[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(5): 38-45.
- [6] 杨喜军, 姚苏毅, 张哲民. 单周期控制的三相 SPWM 整流器[J]. 电力系统及其自动化学报, 2011, 23(1): 108-113.
- YANG Xijun, YAO Suyi, ZHANG Zhemin. One cycle controlled three-phase SPWM rectifier[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2011, 23(1): 108-113.
- [7] 徐健. 基于单周期控制的分布式能源并网技术研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2014.
- [8] 刘喜梅, 王宁, 张硕博. 基于 CPS-SPWM 的模块化多电平整流器的研究与应用[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(22): 180-187.
- LIU Ximei, WANG Ning, ZHANG Shuobo. Research and application of a modular multilevel rectifier based on CPS-SPWM[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(22): 180-187.
- [9] 宋绍剑, 阳喜, 刘斌, 等. 基于电网阻抗的并网逆变器准比例谐振控制[J]. 中国电力, 2019, 52(12): 90-96.
- SONG Shaojian, YANG Xi, LIU Bin, et al. Quasi-proportional resonance control of grid-connected inverter based on grid impedance[J]. Electric Power, 2019, 52(12): 90-96.
- [10] 陈锐, 陈朵红, 张健, 等. 配电网柔性接地装置电压控制方法研究[J]. 电力科学与技术学报, 2018, 33(2): 3-10.
- CHEN Rui, CHEN Duohong, ZHANG Jian, et al. Research on voltage control method of flexible grounding device in distribution network[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2018, 33(2): 3-10.
- [11] 张贵涛, 龚芬, 王丽晔, 等. 光伏并网逆变器电能质量控制策略[J]. 电力科学与技术学报, 2017, 32(4): 50-56.
- ZHANG Guitao, GONG Fen, WANG Liye, et al. Power quality control strategy of photovoltaic grid-connected inverter[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2017, 32(4): 50-56.
- [12] 宋平岗, 杨声弟, 郑雅芝, 等. 负载不平衡电力电子变压器直流电压平衡控制策略[J]. 高压电器, 2019, 55(9): 50-56.
- SONG Pinggang, YANG Shengdi, ZHENG Yazhi, et al. DC voltage balance control strategy for load unbalanced power electronic transformer[J]. High Voltage Apparatus, 2019, 55(9): 50-56.
- [13] 陆超, 袁静. 一种基于单周期数字控制的三相逆变器的研究[J]. 电力电子技术, 2013, 47(2): 70-71.
- LU Chao, YUAN Jing. Research on one-cycle digital-control for three-phase inverter[J]. Power Electronics, 2013, 47(2): 70-71.
- [14] 杨旭红, 王毅舟, 王创典, 等. 基于重复控制和模糊 PI 控制的 Z 源逆变器并网研究[J]. 电机与控制应用, 2016, 43(5): 22-27.
- YANG Xuhong, WANG Yizhou, WANG Chuangdian, et al. Research on Z source inverter grid-connected system based on repetitive control and fuzzy PI control[J]. Electric Machines & Control Application, 2016, 43(5): 22-27.
- [15] 张立帅. Z 源逆变器小信号模型的参数优化与并网控制研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2014.
- [16] 许津铭, 谢少军, 张斌锋. 分布式发电系统中 LCL 滤波并网逆变器电流控制研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(16): 4153-4166.
- XU Jinming, XIE Shaojun, ZHANG Binfeng. Overview of current control techniques for grid-connected inverters with LCL filters in distributed power generation systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(16): 4153-4166.
- [17] 许津铭, 季林, 葛小伟, 等. 计及逆变器侧电流反馈影响的 LCL 滤波器参数优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(17): 4656-4664.
- XU Jinming, JI Lin, GE Xiaowei, et al. LCL-filter optimization design with consideration of inverter-side current feedback control impacts[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(17): 4656-4664.
- [18] 周乐明, 罗安, 陈燕东, 等. 单相 LCL 型并网逆变器功率控制及有源阻尼优化方法[J]. 电工技术学报, 2016, 31(6): 144-154.
- ZHOU Leming, LUO An, CHEN Yandong, et al. Asingle-phase grid-connected power control and active damping optimization strategy with LCL filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(6): 144-154.