

基于 SVPWM 和模糊 PI 参数自整定的 Z 源逆变器并网研究 *

杨旭红, 杨峰峰, 郭凯, 薛冰, 王阆姝

(上海电力学院 自动化工程学院 上海市电站自动化重点实验室, 上海 200090)

摘要: 相比于传统的电压/电流型逆变器, Z 源逆变器能实现升降压变换的功能, 同时桥臂不需要死区时间, 变换器可靠性更高。在传统 SVPWM 调制方法里, 通过在零矢量中插入直通状态(同一桥臂同时导通), 使其应用在逆变器中。Z 源逆变器在实现更好交流输出的同时, 实现了对直流侧电压任意倍数的升压。对于 Z 源逆变器传统的控制策略是采用电压外环和电流内环构成的双环 PI 控制, 但双环 PI 控制无法达到较高的控制精度并且并网电流谐波畸变率较高。针对 PI 控制的局限性, 提出了模糊 PI 控制器。该控制器利用模糊控制技术, 根据误差大小对 PI 参数进行实时在线调整, 从而满足最优的性能要求。通过仿真研究, 试验结果证实了所提方法的有效性和正确性。

关键词: Z 源逆变器; 空间矢量脉宽调制; 模糊 PI 控制器; 直通占空比; 解耦

中图分类号: TM 464 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2017)07-0059-07

Research on Z Source Inverter Grid-Connected System Based on SVPWM and Fuzzy PI Control of Parameter Self-Adjustment *

YANG Xuhong, YANG Fengfeng, GUO Kai, XUE Bing, WANG Tianshu

(Shanghai Key Laboratory of Power Station Automation Technology, Automatic Engineering,
Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China)

Abstract: Compared with the traditional voltage source inverter (VSI) and current source inverter (CSI), Z-source inverter had the ability like buck-boost conversion and no dead time was needed in phase legs, so high reliability could be achieved. A space vector pulse width modulation (SVPWM) technique was modified to realize the shoot-through zero vectors in the Z-source inverter (ZSI). The Z-source inverter could generate a more ideal sinusoidal AC output voltage and step up the DC-link voltage in any multiple. For the Z-source inverter, the traditional control strategy often used the double loop PI control of outer voltage loop and inner current loop. It was hard to achieve higher control accuracy while using the control of traditional double PI loop and the harmonic distortion rate of grid-connected current was high. According to the limitations of traditional PI control, a fuzzy PI controller was proposed. The controller took advantage of fuzzy control to adjust the PI parameter online according to the error, so as to meet the requirements of optimal performance. Through the simulation experiment the effectiveness and validity of the proposed method were verified.

Key words: Z-source inverter; space vector pulse width modulation (SVPWM); fuzzy PI control; shoot-through duty ratio; decouple

* 基金项目: 国家自然科学基金(61203224); 上海自然科学基金项目(13ZR1417800); 上海市电站自动化技术重点实验室开放课题(13DZ2273800); 上海市科技创新行动技术高新技术领域重点项目(14511101200); 上海市重点科技攻关计划(上海市科委地方院校能力建设项目)(14110500700)

作者简介: 杨旭红(1969—), 女, 教授, 硕士生导师, 研究方向为智能电网控制技术、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。

杨峰峰(1990—), 男, 硕士研究生, 研究方向为 Z 源逆变器并网控制技术。

0 引言

随着能源危机的日益严重,开发利用新能源(风能、太阳能等)已成为人类社会发展的关键。新能源利用过程中,逆变器的控制是十分重要的^[1-2]。传统电压源型逆变器桥臂的上下开关管不能同时导通,否则就会形成短路,烧毁器件,因此必须在上下桥臂开关信号间加入一定的死区时间。但由于死区时间的影响,就使得输出波形发生畸变和谐波畸变率增加。电压型逆变器本身为降压型逆变器,当要求输出电压高于输入电压或电压变化较大时,通常必须在逆变器前端增加 Boost 电路,就会使得系统的体积增加、成本提高,但同时效率降低。

Z 源逆变器的特殊工作模式能够有效克服传统逆变器的不足。一方面,Z 源逆变器利用两个开关管的直通来实现对输入电压的升压功能,因此 Z 源逆变器是一种升降压型逆变器;另一方面,由于直通状态成为一种工作模式,因此 Z 源逆变器不需要再加入死区时间,从而降低了输出波形发生畸变的可能^[3]。

基于空间矢量脉冲宽度调制(Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)的并网逆变器由于具有直流电压利用率高、电网电流总谐波畸变率(THD)低、无静差调节、直轴交轴电流可实现解耦控制等优点,在中、大功率场合得到了广泛应用^[4]。模糊控制的一个显著优点为不需要精确的对象模型,适用于复杂的非线性系统。模糊 PI 控制能够根据误差大小对 PI 参数进行实时在线调整。

基于上述原因,本文提出基于 SVPWM 和模糊 PI 控制的控制策略。一方面可以增加直流电压利用率,降低总谐波畸变率(THD),提高控制精度;另一方面实时调节 PI 控制参数,增强系统的鲁棒性,提高系统动态性能,加快响应速度。

1 Z 源逆变器拓扑结构及工作原理

三相 Z 源逆变器并网拓扑结构如图 1 所示。其在直流电源与逆变桥之间增加了一个由两个电容和两个电感交叉而成的对称阻抗源网络,即 Z 源网络。

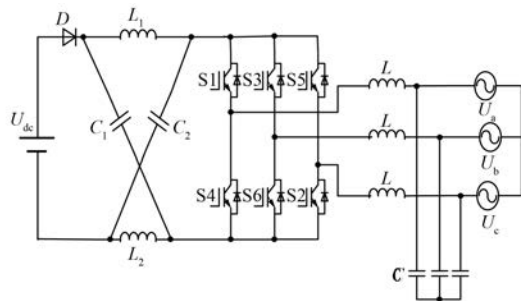


图 1 三相 Z 源逆变器拓扑结构

传统的逆变器有 8 种开关矢量,而 Z 源逆变器比传统逆变器多出一种直通零矢量,即同一桥臂上下同时导通的状态。这在传统逆变器中是不允许的,而 Z 源逆变器正是利用这种直通零矢量实现升压功能。为了方便分析,假设 Z 源逆变器满足对称条件,即有:

$$\begin{cases} L_1 = L_2 = L \\ C_1 = C_2 = C \end{cases} \quad (1)$$

由对称和等效电路可得

$$\begin{cases} U_{L1} = U_{L2} = U_L \\ U_{C1} = U_{C2} = U_C \end{cases} \quad (2)$$

由于 Z 源逆变器允许上下桥臂同时导通,所以得到 Z 源逆变器的两种工作状态:直通状态和非直通状态。其等效电路图分别如图 2 和图 3 所示。

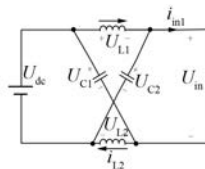


图 2 直通状态等效电路图

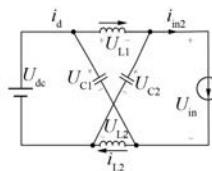


图 3 非直通状态下等效电路图

在一个开关周期中,假设逆变桥工作在直通状态的时间为 T_0 ,且 $T_0 = D_0 T$ (T 为一个开关周期), D_0 为直通占空比。由图 2 可得

$$\begin{cases} U_L = U_C \\ U_{in} = 0 \end{cases} \quad (3)$$

同理可知,逆变器工作于非直通状态的时间 $T_1 = (1-D_0)T$ 。由等效电路图 3 可得

$$\begin{cases} U_L = U_{dc} - U_C \\ U_{in} = U_C - U_L = 2U_C - U_{dc} \end{cases} \quad (4)$$

根据电感的伏秒平衡原理可知,在一个开关周期中,稳态工作时电感两端平均电压为零。因此,由式(3)、式(4)可得

$$U_L = \bar{u}_1 = [T_0 \cdot U_C + T_1(U_{dc} - U_C)]/T = 0 \quad (5)$$

即:

$$U_C = \frac{1-D_0}{1-2D_0} U_{dc} \quad (6)$$

而逆变器上的直流电压峰值为

$$\hat{u}_{in} = 2U_C - U_{dc} = \frac{1}{1-2D_0} U_{dc} = B \cdot U_{dc} \quad (7)$$

$$\text{其中: } B = \frac{T}{T_1 - T_0} = \frac{1}{1-2D_0} \geq 1$$

式中: B ——通过直通状态而获得的升压因子。

同时,逆变器输出的相电压峰值为

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

式中: M ——逆变器的调制因子。

对于正弦脉宽调制 (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM), $M \leq 1$, 对于 SVPWM, $M \leq 2/\sqrt{3}$ 。因此,式(8)可进一步表示为^[5]

$$\hat{u}_{ac} = M \cdot B \cdot \frac{U_{dc}}{2} = G \frac{U_{dc}}{2} \quad (9)$$

式中: G ——Z 源逆变器的电压增益。

因此,通过选择合适的调制因子 M , 调节直通占空比 D_0 , 间接调节升压因子 B , 即可得到理想的逆变器输出电压^[6]。

2 SVPWM 调制方法

SVPWM 技术与常规的 SPWM 相比具有直流母线电压利用率高、电流波形畸变小等优点。其基本原理如下:把开关函数引入逆变器的控制中,规定逆变器上桥臂导通时为状态 1,下桥臂导通时为状态 0。逆变器共有 3 个桥臂,所以相应的会有 8 种开关状态($U_0 \sim U_7$)。每种状态对应唯一

的线电压瞬时值矢量,因此会有 8 个基本空间电压矢量。其中 U_0 和 U_7 为零电压矢量, $U_1 \sim U_6$ 为有效电压矢量。6 个有效电压矢量将复平面平均分为 6 个扇区,每个扇区 60° 。对于任意给定参考电压矢量,均可利用与该矢量相邻的两个基本空间电压矢量合成得到^[7-8]。

假设参考矢量 U_{ref} 在扇区 1 中,通过图 4 可知该矢量可由相邻的两个基本空间矢量 U_1 和 U_2 进行表示。

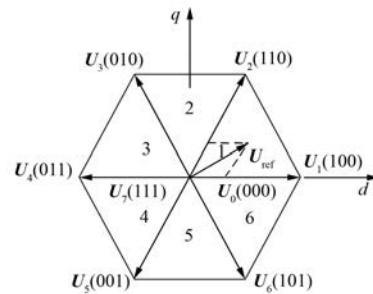


图 4 基本电压空间矢量图

假设一个开关周期为 T , 矢量 U_1 和矢量 U_2 作用的时间分别为 T_1 和 T_2 。 T_0 为零矢量作用时间 $T_0 = T - T_1 - T_2$ 。根据等效合成原理,有

$$U_{ref} = U_1 T_1 + U_2 T_2, \quad (10)$$

假设 U_{ref} 与 U_1 之间的夹角为 θ , 由正弦定理得

$$\frac{|U_{ref}|}{\sin \frac{2}{3}\pi} = \frac{U_2 T_2}{\sin \theta} = \frac{|U_1 T_1|}{\sin(\frac{\pi}{3} - \theta)} \quad (11)$$

由式(10)、式(11)可以计算得到:

$$\begin{cases} T_1 = \sqrt{3} \frac{U_{ref}}{\hat{u}_i} T \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) = m T \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) \\ T_2 = \sqrt{3} \frac{U_{ref}}{\hat{u}_i} T \sin \theta = m T \sin \theta \end{cases} \quad (12)$$

式中: m ——SVPWM 调制系数。

相比于传统逆变器,Z 源逆变器多出一个直通零矢量,如图 5、图 6 所示。按直通零矢量注入的方法不同可以分为简单 SVPWM 和直通状态分段 SVPWM、最大化 SVPWM。本文采用简单 SVPWM 控制。在传统 SVPWM 控制方法的基础上,用直通零矢量来代替部分零矢量的作用时间,且保证有效矢量作用时间不变,这样就可得到 Z 源逆变器简单 SVPWM 控制。

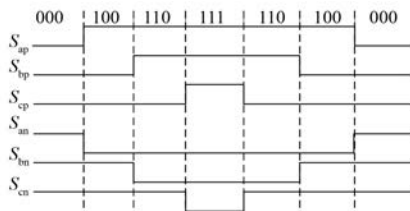


图5 传统电压型 SVPWM 控制

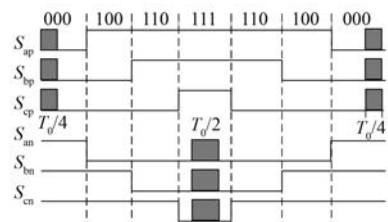


图6 三相 Z 源逆变器简单 SVPWM

3 基于 SVPWM 和模糊 PI 控制的 Z 源逆变器系统原理

Z 源逆变器并网控制系统的原理如图 7 所示

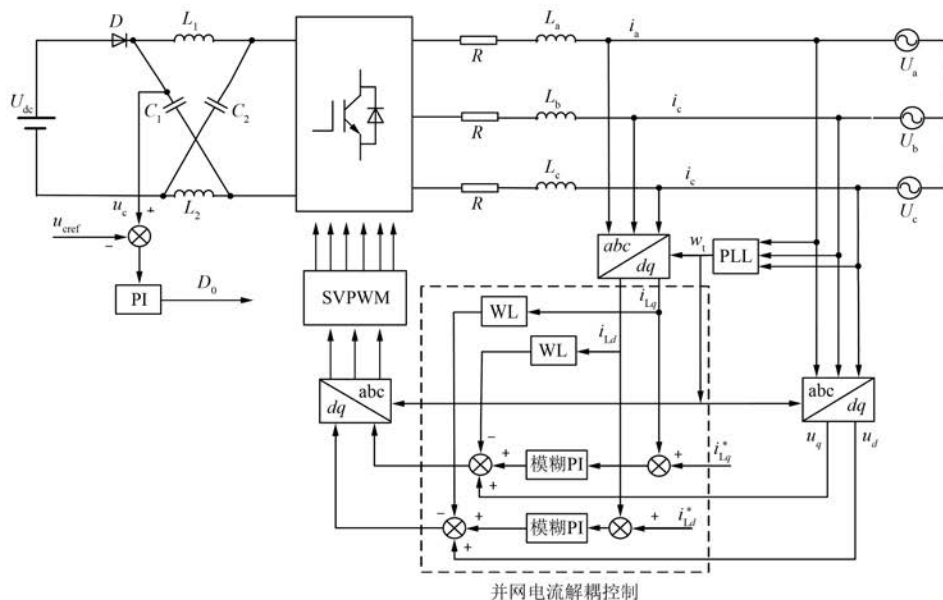


图7 Z 源逆变器并网控制系统结构图

传统模型都是在三相静止坐标系下建立起来的,此时的网侧电流均为正弦交流量,无法用于指导控制器的设计。通常采用坐标变换的方法将三相静止坐标系下的正弦量转换成两相旋转坐标系下的直流量,减少状态变量,很大程度上使控制的设计更加简单^[9-11]。经 $3s/2r$ 变换后的状态方

程为

示,系统采用双闭环控制结构:并网电流环控制和 Z 源电容电压环控制。此处采用电容电压而没有采用直流链升电压的原因是,直流链升电压由于加入了直通零矢量后为一系列不规则的方波,较难控制,但是直流链升电压最大值和电容电压之间存在一定的关系,所以选择电容电压。

由于并网电流环控制的目的是实现单位功率因数并网,因此在并网时设置电流的交轴分量参考值 i_{Lq}^* 为 0,采集三相电网电压 u_a 、 u_b 、 u_c ,三相并网电流 i_{La} 、 i_{Lb} 、 i_{Lc} ,并通过 $3s/2r$ 变换将其转换到两相旋转坐标系下,经过图 8 所示的解耦控制得到两相旋转坐标系下的电压调制信号,再进行 $2r/3s$ 变换转换到三相静止坐标系下,经过 SVPWM 调制得到功率开关驱动信号。电容电压环控制的目的是维持电网电压的稳定,间接控制直流电压的恒定,系统采样网络电容电压 u_c 并与其参考值比较后,通过 PI 调节器得到直通占空比用以产生直通信号驱动功率开关。

程为

$$\begin{cases} U_d = L_r \frac{di_{Ld}}{dt} + u_d + i_{Ld} \cdot R - \omega L_r i_{Lq} \\ U_q = L_r \frac{di_{Lq}}{dt} + u_q + i_{Lq} R + \omega L_r i_{Ld} \end{cases} \quad (13)$$

从式(13)可以看出,直轴和交轴分量是相互

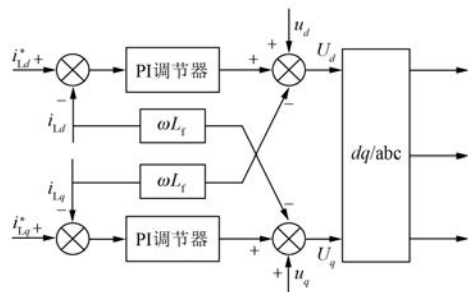


图8 dq轴解耦控制

耦合的,这会给交流控制器的设计带来一定的难度。因此,需要对式(13)进行解耦控制。令

$$\begin{cases} \Delta u_d = U_d - u_d + \omega L_f i_{lq} \\ \Delta u_q = U_q - u_q - \omega L_f i_{ld} \end{cases} \quad (14)$$

结合式(13)可得

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{ld}}{dt} + i_{ld} \cdot R = \Delta u_d \\ L_f \frac{di_{lq}}{dt} + i_{lq} \cdot R = \Delta u_q \end{cases} \quad (15)$$

此时,直轴和交轴并网电流是相互独立的,控制变量 Δu_d 和 Δu_q 可由电流环 PI 调节器来控制,如式(16)所示。

$$\begin{cases} \Delta u_d = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (i_{ld}^* - i_{ld}) \\ \Delta u_q = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (i_{lq}^* - i_{lq}) \end{cases} \quad (16)$$

4 模糊 PI 控制器设计

传统的 PI 控制参数往往是固定的,不能根据外部的变化而产生相应的调整,控制作用有限。模糊 PI 控制能够弥补以上的不足,适用于非线性和高阶系统,能够根据系统的特性,对参数进行实时的调整修改,增强系统的动态性能,加快系统的响应速度,提高稳态精度^[12-17]。

PI 参数模糊自整定(见图9)的原理如下:在每个周期对并网电流进行实时检测,将检测到的并网电流 i_{grid} 通过反馈电路与电网电流的给定值 i_{ref} 相比较,得到误差 e ,将此误差 e 分别送给模糊控制器和 PI 控制器。

模糊控制器会根据输入的误差及误差的变化率,通过一定的模糊规则输出 PI 参数的变量 ΔK_p 和 ΔK_i ,然后将该变量送给 PI 控制器,与预先设

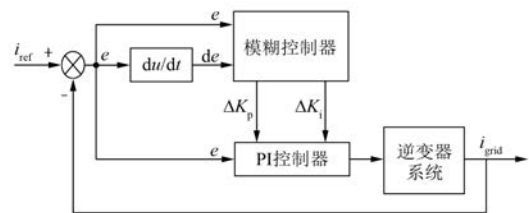


图9 PI控制参数模糊自整定框图

定好的 K_{p0} 、 K_{i0} 分别进行计算,从而达到实时调整的效果^[18-19]。

根据误差 e 和误差变换率 ec 建立的 ΔK_p 和 ΔK_i 模糊规则表如表1所示。

表1 模糊控制规则表

EC	E						
	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	PB/NB	PB/NB	PM/NM	PM/NM	PS/NS	ZE/ZE	ZE/ZE
NM	PB/NB	PB/NB	PM/NM	PS/NS	PS/NS	ZE/ZE	NS/ZE
NS	PM/NB	PM/NM	PM/NS	PS/NS	ZE/ZE	NS/PS	NS/PS
ZE	PM/NM	PM/NM	PS/NS	ZE/ZE	NS/PS	NM/PM	NM/PM
PS	PS/NM	PS/NS	ZE/ZE	NS/PS	NS/PS	NM/PM	NM/PB
PM	PS/ZE	ZE/ZE	NS/PS	NM/PS	NM/PM	NM/PB	NB/PB
PB	ZE/ZE	ZE/ZE	NM/PS	NM/PM	NM/PM	NB/PB	NB/PB

误差 e 和误差的变化率 de/dt 的论域分别是 $[-150, 150]$ 、 $[-3.5, 0.5]$, 输出的模糊规则图形如图10、图11所示。

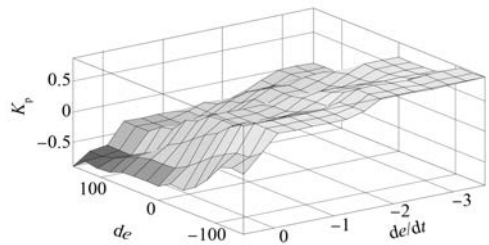


图10 输出变量 ΔK_p 的模糊规则图形

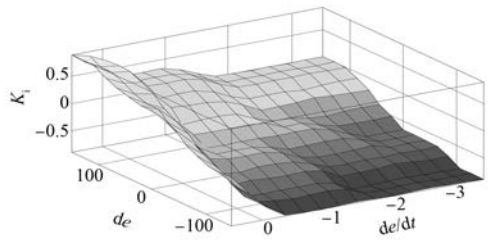


图11 输出变量 ΔK_i 的模糊规则图形

5 仿真结果与分析

在仿真平台 MATLAB/Simulink 中搭建相应的模型, 相关参数如下: 输入直流电压 $U_{dc} = 600$ V, Z 源网络电容 $C = 1\ 000\ \mu\text{F}$, 网络电感 $L = 700\ \mu\text{H}$, 滤波电感 $L_f = 2$ mH, 线路电阻 $R = 0.5\ \Omega$, 开关频率 10 kHz, 电容电压参考值 $U_{ref} = 675$ V, 交流侧电压 220 V, 电流给定值 $i_{Lq}^* = 0$, $i_{Ld}^* = 11.8$ A, 电压外环 $K_p = 20$, $K_i = 3\ 200$, 电流内环模糊 PI 控制器初始参数 $K_p = 4.5$, $K_i = 20.5$ 。

并网电流、电压的仿真结果如图 12 和图 13 所示。A 相并网电压和并网电流如图 14 所示。通过分析图 14, 可以得出: 在此控制下, 并网电压和并网电流基本能达到同相位(即以单位功率因数并网)。

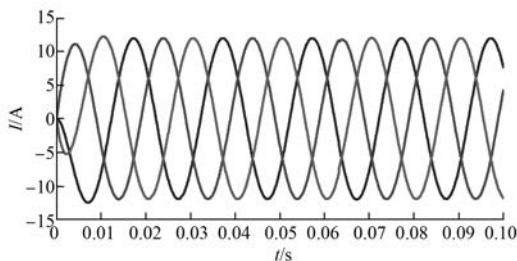


图 12 三相逆变器并网电流波形

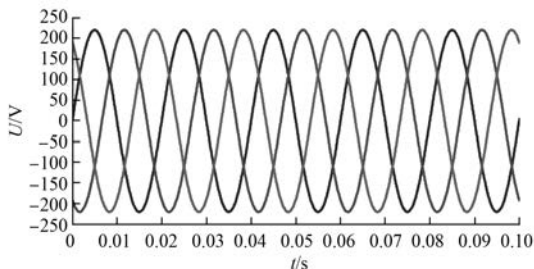


图 13 三相逆变器并网电压波形

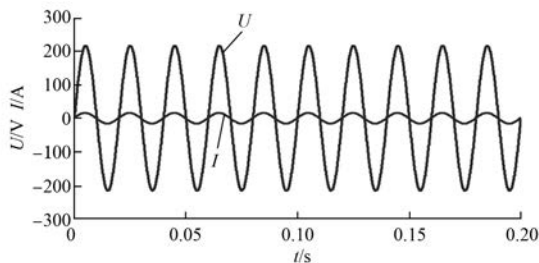


图 14 A 相并网电压和并网电流

由图 15 和图 16 可以看出, 基于 SVPWM 调制的 Z 源逆变器并网控制系统本身谐波含量就比

较低, 另外将模糊控制应用到系统中后系统的总谐波畸变率更是由 $\text{THD} = 2.15\%$ 下降到 1.75% , 满足国家标准 (GB/T14549—1993) 中, 并网总谐波畸变率应 $\leq 5\%$ 的要求, 且并网电流质量有了较大提升。

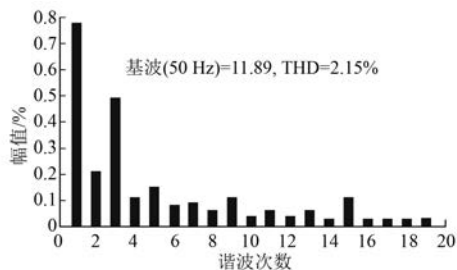


图 15 传统 PI 控制下并网电流频谱分析

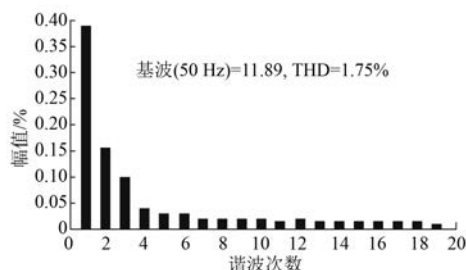


图 16 模糊 PI 控制下并网电流频谱分析

为了验证系统的动态特性和电流的跟踪速度, 对并网电流突变情况下 Z 源并网逆变器的鲁棒性进行了仿真分析, 在 0.04 s 时并网电流 d 轴分量参考指令值 i_{Ld}^* 由 11.8 A 突变到 16.8 A, 从图 17 可以看出并网电流可以快速跟踪指令值的变化, 且输出波形良好。

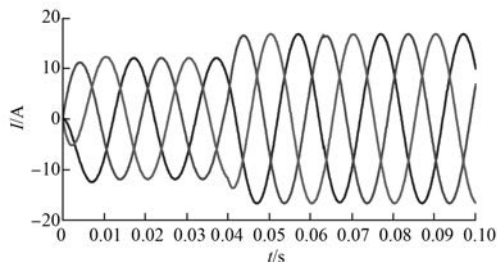


图 17 并网电流突变时仿真波形

当输入电压由 600 V 突变到 500 V 时, Z 源网络电容电压出现短暂小幅值的波动后迅速恢复到 675 V 并维持稳定状态, 由于逆变器的直流链电压和电容电压之间存在固定的关系, 所以逆变器交流侧电压可以保持稳定。由此可知, 电容电

压控制环能够保证系统具有较好的稳定性。

分析表明,本文所提的控制方法,一方面可以降低并网电流的谐波畸变率,减小了并网逆变器稳态运行时对电网的谐波污染。另一方面控制系统的鲁棒性较好,具有快速的动态响应能力,指令电流突变时能够迅速有效地跟随。输入电压改变时,系统能够通过快速调节,维持并网电流的稳定。结果证明了所提控制方法的可行性和有效性。

6 结 语

本文分析了 Z 源逆变器的拓扑结构和升压原理,对 SVPWM 调制方法进行了介绍,对 Z 源逆变器的 SVPWM 调制法进行了详细分析,对双环控制中的电流环进行了解耦,并针对传统双闭环 PI 的不足提出了模糊 PI 控制策略。通过仿真,表明所提控制方法在抑制谐波、提高并网质量和控制精度方面有很大的优势;另一方面系统有优良的动态性能,能够实现快速响应。

【参 考 文 献】

- [1] 彭方正,房绪鹏,顾斌,等.Z 源变换器[J].电工技术学报,2004,19(2): 47-51.
- [2] 李红新,周林,郭珂,等.Z 源逆变器最新进展及应用研究[J].电源技术,2013,37(3): 504-508.
- [3] 张先飞,郑建勇,胡敏强.Z 源逆变器光伏并网控制策略研究[J].电气传动,2009,39(10): 8-13.
- [4] 张邵华,汤雨,谢少军.改进 Z 源逆变器的三次谐波注入控制策略[J].电工技术学报,2009,24(10): 114-119.
- [5] 薛必翠,张承慧,丁新平.Z-源逆变器 PWM 调制策略的分析与比较[J].电工电能新技术,2013,32(3): 96-100.
- [6] 顾斌,钱照明,房绪鹏,等.Z 源变频调速系统及其空间矢量 PWM 控制方法[J].电气传动,2005,35(5): 4-8.
- [7] 冷志伟,齐琛,陈希有.单相准 Z 源逆变器及其

SVPWM 控制策略研究[J].电力电子技术,2010,44(8): 55-57.

- [8] 盛况,曲延滨.准 Z 源逆变器 SVPWM 最大恒定升压调制策略研究[J].电气传动,2011,42(12): 33-36.
- [9] 刘孝辉,郑建勇,黄金军,等.光伏并网 Z 源逆变器无差拍解耦控制策略[J].电力系统自动化,2012,36(1): 25-29.
- [10] 姚志全,肖岚,陈良亮.三相 SVPWM 并网逆变器的改进解耦控制方法[J].电力系统自动化,2012,36(20): 99-102.
- [11] 杨水涛,丁新平,张帆,等.Z 源逆变器在光伏发电系统中的应用[J].中国电机工程学报,2008,28(17): 112-118.
- [12] 丁新平,钱照明,崔彬,等.基于模糊 PID 的 Z 源逆变器直流链升压电路控制[J].中国电机工程学报,2008,28(24): 31-37.
- [13] LOH P C, MAHINDA D. Pulse width modulation of Z-source inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(6): 1346-1350.
- [14] 李浩然,杨旭红,薛阳,等.基于模糊 PI 参数自整定和重复控制的三相逆变器并网研究[J].电机与控制应用,2015,42(2): 31-36.
- [15] PENG F Z, SHEN M S, QIAN Z M. Maximum boost control of the Z-source inverter[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2005, 20(4): 833-838.
- [16] 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.
- [17] 郭珂,李红新,周林,等.基于电感电流控制的单相 Z 源逆变器并网实现[J].电力系统保护与控制,2012(23): 68-72.
- [18] 汤雨,谢少军,张超华.改进型 Z 源逆变器[J].中国电机工程学报,2009,29(30): 28-34.
- [19] 杜佳妮.基于自适应模糊控制的并网逆变器控制策略分析与研究[D].哈尔滨: 哈尔滨工业大学,2010.

收稿日期: 2016-11-07

(上接第 38 页)

- [10] KAMINSKY D, ZIDEK J, BILIK P. Virtual instrumentation based power quality analyzer[C]// Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems (IDAACS), 2011 IEEE 6th International Conference on, 2011: 184-187.

- [11] 王川,夏凡,潘莉,等.EPICS 在 HL-2A 控制系统 PLC 上的部署[J].核聚变与等离子体物理,2013(2): 142-146.

收稿日期: 2016-08-15