

文章编号:1006-2467(2019)03-0348-07

DOI: 10.16183/j.cnki.jsjtu.2019.03.013

三相并网逆变器的混杂自动机模型分析

李冬辉, 郑宏宇, 姚乐乐

(天津大学 电气自动化与信息工程学院, 天津 300072)

摘要: 针对三相并网逆变器中电流谐波大和发生扰动后系统动态响应时间较长的问题,提出一种基于混杂自动机模型的控制器设计方法,并在此基础上提出了基于有限时间稳定的稳定性分析方法. 首先,针对给定的三相逆变器,建立基于开关函数的状态方程;然后,在此基础上根据三相逆变器的工作模态,从适当增加工频周期的切换区间和减小电流谐波的角度建立混杂自动机模型,并将1个工频周期按三相母线电压大小划分为12个区间,从而得到相应的控制规则;最后,根据有限时间稳定的方法对改进后的基于混杂自动机模型的控制器进行稳定性分析. 仿真结果与实验结果验证了所提出的自动机模型及其控制器能够有效降低并网电流的谐波畸变率,使其低于0.56%,并且能够有效增强系统的抗干扰能力.

关键词: 三相逆变器; 电流谐波; 混杂自动机模型; 控制器; 有限时间稳定

中图分类号: TM 464

文献标志码: A

Analysis on Hybrid Automata Model of Three-Phase Grid Inverter

LI Donghui, ZHENG Hongyu, YAO Lele

(School of Electrical and Information Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

Abstract: A new controller design method based on hybrid automaton model is proposed to solve the problem that grid current harmonics is large and the dynamic response time is long after the disturbance happens in the three-phase inverter, and a stability analysis method based on finite time stability is proposed on this basis. First of all, for a certain three-phase inverter, the state equations based on switching function are established. Then, on the basis of the working mode of the three-phase inverter, the hybrid automaton model is established from the angle of changing the switching range of the power frequency cycle and reducing the current harmonics. And the bus voltage is divided into 12 intervals to get the corresponding control rules. Finally, the stability analysis of the improved controller based on the hybrid automaton model is carried out according to the finite time stabilization method. The simulation results verify that the proposed automaton model and its controller can effectively reduce the harmonic distortion rate of the grid current to less than 0.56%. Furthermore, dynamic regulation time can be reduced when disturbance occurs.

Key words: three-phase inverter; current harmonics; hybrid automata model; controller; finite time stability

收稿日期:2017-05-23

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61403274)

作者简介:李冬辉(1962-),男,黑龙江省伊春市人,教授,现主要从事电力电子技术、智能控制以及楼宇自动化研究.

电话(Tel.):022-28703056; E-mail: lidonghui@tju.edu.cn.

并网逆变器(Grid Connected Inverter, GCI)作为太阳能等一些可再生能源发电系统与电网的接口,其性能直接影响到发电系统输出的电能质量.因此,针对逆变器的建模及其控制策略的研究已成为当下一个热点.

线性控制器在分析时均需通过平均化^[1]、坐标变换或小信号线性化^[2]等方法对系统进行近似线性化处理,在其近似处理的过程中会忽略系统的某些因素,故不能完整地体现出三相逆变器的动态特性.非线性控制的方法可以有效提高系统的动态性能^[3-4],但在参数设计时较复杂,故传统控制器的局限性越来越大.

文献[5-6]中研究了混杂系统的建模及控制方法,虽然控制效果有所改善,但直接将传统控制方法引入到混杂模型中,并没有从根本上解决传统方法的固有缺陷.文献[7-10]中说明了切换系统在逆变器的控制器设计中应用越来越成熟,但是三相逆变器的动态性能仍有待改善.

文献[11-14]中利用 Lyapunov 函数对分段线性系统以及切换控制系统的控制器进行设计,并通过 Lyapunov 函数做稳定性分析.虽然 Lyapunov 稳定性分析法在控制系统中被广泛应用,但是构造 Lyapunov 函数时需要结合混杂模型,凭借经验试凑.本文在以上基础上提出了一种基于混杂自动机模型的三相逆变器改进控制策略.首先该策略从减小并网电流谐波含量的角度,对子系统转换边界以及开关模态的切换条件进行详细设计.然后将切换信号看作切换控制器,结合三相并网逆变器的混杂模型,对该切换控制器下的系统进行有限时间稳定性分析.最后通过 Saber 仿真,并搭建三相并网逆变器实验平台,对本文所提出的方法有效性进行验证.

1 三相逆变器的混杂自动机模型及其控制器设计

三相逆变器的拓扑结构如图1所示.该结构通过滤波电感 L 、电阻 R 与负载相连;直流侧母线电压为 U_{dc} ; $T_1 \sim T_6$ 为 IGBT 开关管; S_{a1} 、 S_{b1} 和 S_{c1} 为上桥臂开关驱动信号, S_{a2} 、 S_{b2} 和 S_{c2} 为下桥臂开关驱动信号; e_a 、 e_b 和 e_c 为电网电压,后面计算中也可用 u_a 、 u_b 和 u_c 表示; i_D 为流入逆变器的电流; N 为中性点.根据电路工作原理,定义三相逆变器中 IGBT 导通状态如下:

$$S_j = \begin{cases} 1, & S_{j1} \text{ 导通}; S_{j2} \text{ 关断} \\ 0, & S_{j2} \text{ 导通}; S_{j1} \text{ 关断} \end{cases} \quad (1)$$

$j = a, b, c$

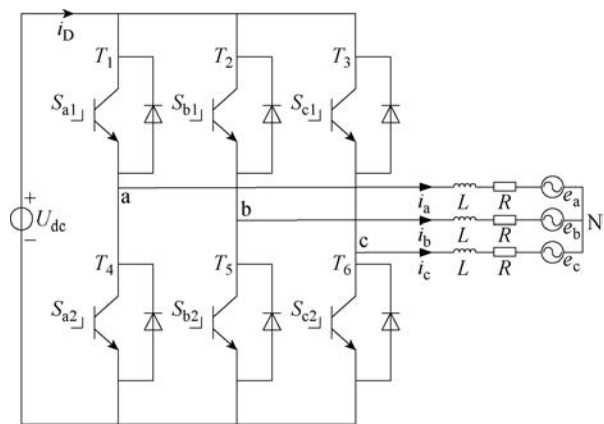


图1 三相逆变器

Fig. 1 Three-phase inverter

根据以上定义及三相逆变器拓扑结构可知其状态方程为

$$\left. \begin{aligned} L \frac{di_a}{dt} &= -Ri_a + U_{dc} \left(S_a - \frac{1}{3} \sum_{j=a,b,c} S_j \right) - u_a \\ L \frac{di_b}{dt} &= -Ri_b + U_{dc} \left(S_b - \frac{1}{3} \sum_{j=a,b,c} S_j \right) - u_b \\ L \frac{di_c}{dt} &= -Ri_c + U_{dc} \left(S_c - \frac{1}{3} \sum_{j=a,b,c} S_j \right) - u_c \\ C \frac{dU_{dc}}{dt} &= i_D - S_a i_a - S_b i_b - S_c i_c \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

式中: S_a 、 S_b 和 S_c 为逆变器开关函数; S_j 为单极性二值开关逻辑函数,其含义同式(1); C 为直流侧稳压电容.

混杂自动机理论是一种更侧重于分析混杂系统离散特性的建模与控制方法,是将计算机领域中的有限状态机方法引入到混杂系统的分析中而形成的.混杂自动机在设计完成并启动运行后,即可完全自动地工作,并得到期望的输出,而不需要外加激励.所以,从控制的角度看,混杂自动机模型的设计过程中,不仅包括被控对象,也包括其中的控制器.建立系统的混杂自动机模型的过程,本身也是混杂控制器的设计过程.在混杂自动机模型中,各个离散状态对应的状态方程表示被控对象;控制离散状态间转换的边界条件,即为系统的控制器.设计混杂控制器,即为设计合理的边界条件,控制子系统间转换的过程.

本文对于边界条件的设计所采取的切换事件并不是预先设计好的时间点,而是根据系统内部变量设计的切换事件,属于事件型控制器,因此可以实现对复杂系统的控制且能够达到更优的控制效果.

考虑到在进行模态切换时既能保证逆变器的输出电能质量又能有效减少开关器件的开通和关断次数,所以需要借助电压空间矢量调制的观点,将一个

周期 360° 的范围划分为 12 个等宽度的 30° 子区间, 每个子区间内电压的大小关系都是不一样的, 然后再确定每一个子区间内部的具体工作过程. 相比于 6 个子区间的控制策略, 本文所提的改进控制策略可以更加精确地描述系统的切换过程以及系统内部的固有连续, 从而获得更好的控制效果.

以 $0^\circ \sim 30^\circ$ 为例, 逆变器输出的电压关系为 $u_c > u_a > u_b$, 可以保持 b 相对应桥臂的输出电压始终为低, 即 b 相上桥臂始终关断, 下桥臂始终导通, 余下的 4 个开关器件发生切换, 简化后此过程只有 3 种开关状态组合, 即可完成电压转换的功能. 所采用的开关状态序列为与 SVPWM 相同的开关序列表示法.

要确定控制切换的边界条件首先要确定每一种模态在切换过程中所持续的时间. 同样以子区间 $0^\circ \sim 30^\circ$ 为例说明其边界条件的求取. $0^\circ \sim 30^\circ$ 子区间的 3 种开关序列模式为 VI、II 和 I, 各个模态维持的时间分别为 t_1 、 t_2 和 t_3 , 根据各个模式下各开关器件的开断状态可得到相应的简化模型如图 2 所示.

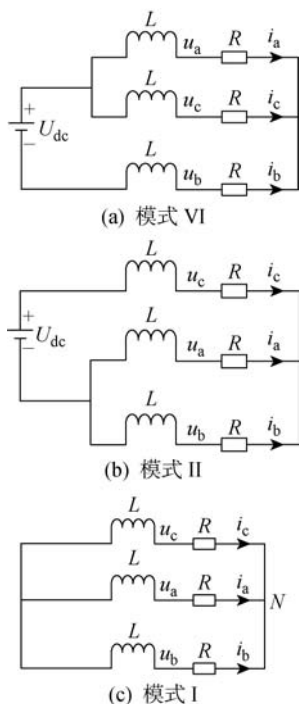


图 2 简化电路结构

Fig. 2 Structure simplified circuit

按照图 2 所示电路结构模式可得如下对应状态方程:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_a}{dt} &= \frac{1}{L} \left(-u_a - \frac{1}{3}U_{dc} \right) \\ \frac{di_b}{dt} &= \frac{1}{L} \left(-u_b - \frac{1}{3}U_{dc} \right) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_a}{dt} &= \frac{1}{L} \left(-u_a + \frac{1}{3}U_{dc} \right) \\ \frac{di_b}{dt} &= \frac{1}{L} \left(-u_b - \frac{2}{3}U_{dc} \right) \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

$$\frac{di_a}{dt} = -\frac{1}{L}u_a, \quad \frac{di_b}{dt} = -\frac{1}{L}u_b \quad (5)$$

开关周期为微秒级, 而每种开关模式约为 $1/3$ 个开关周期, 故各个开关模态中的电压 u_a 、 u_b 和 u_c 可以近似不变, 进一步可以认为在每个开关模态内, 电感电流是线性变化的. 因此, 各个模态的电流近似变化量为

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_{a1} &= \frac{1}{L} \left(-u_a + \frac{1}{3}U_{dc} \right) t_1 \\ \Delta i_{b1} &= \frac{1}{L} \left(-u_b - \frac{2}{3}U_{dc} \right) t_1 \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_{a2} &= \frac{1}{L} \left(-u_a - \frac{1}{3}U_{dc} \right) t_2 \\ \Delta i_{b2} &= \frac{1}{L} \left(-u_b - \frac{2}{3}U_{dc} \right) t_2 \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

$$\Delta i_{a3} = -\frac{1}{L}u_a t_3, \quad \Delta i_{b3} = -\frac{1}{L}u_b t_3 \quad (8)$$

化简可得一个开关周期内电流的总波动值为

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_a &= \frac{1}{3L}U_{dc}(t_1 - t_2)u_a - \frac{1}{L}u_a t_s \\ \Delta i_b &= \frac{1}{3L}U_{dc}(-2t_1 - t_2)u_a - \frac{1}{L}u_b t_s \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

式中: $t_s = t_1 + t_2 + t_3$ 表示开关周期. 一个开关周期的时间很短, 可以近似地认为输出电流的变化量为零, 故切换的时间点为

$$t_1 = \frac{u_a - u_b}{U_{dc}}t_s, \quad t_2 = -\frac{2u_a + u_b}{U_{dc}}t_s \quad (10)$$

综上所述, 可以求出 $0^\circ \sim 30^\circ$ 区间内的 3 个开关模态的具体转换边界条件为

$$(1) \text{ 当 } i_{out,a} > i_a + \frac{1}{L} \left(\frac{U_{dc}}{3} - u_a \right) \frac{T_s}{U_{dc}} (u_a - u_b) \text{ 时, 系统由模式 VI 转换为模式 II;}$$

(2) 当 $i_{out,a} < i_a + \frac{1}{L} \left(\frac{U_{dc}}{3} - u_a \right) \frac{T_s}{U_{dc}} (u_a - u_b) - \frac{1}{L} \left(\frac{U_{dc}}{3} + u_a \right) (-2u_a - u_b) \frac{T_s}{U_{dc}}$ 时, 系统由模式 II 转化为 I;

$$(3) \text{ 当 } i_{out,a} < i_a \text{ 时, 由模式 I 转化为模式 VI.}$$

其中: i_a 表示 a 相参考电流; $i_{out,a}$ 表示 a 相实际输出电流.

同理, 可求出其余 11 个子区间的切换点及其切换模态, 再结合各个区间内电压的大小关系及电流的变化情况便可求出相应的切换条件. 这些切换条件即为切换信号, 该信号就是三相逆变器混杂自动

机模型下的控制器.

2 稳定性分析

针对混杂系统的切换控制策略的稳定性分析,本文提出一种适用于混杂系统的有限时间稳定的方法,该方法无需事先给定混杂系统的切换顺序.有限时间稳定是指在某一给定的时间间隔内,对于给定的初始状态,系统的状态轨迹始终保持在某一给定的范围内.假定连续系统状态用 $\mathbf{x}(t)$ 表示,系统的系数矩阵用 \mathbf{A}_i 表示,则连续时间切换系统的表达式为

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_i \mathbf{x}(t) \quad (11)$$

定义^[15] 给定3个常数 c_1, c_2 和 T_f , 其中 $c_1 < c_2$; 再给定一个正定矩阵 \mathbf{R} 和一个切换信号 $\sigma(t)$. 若满足条件 $\mathbf{x}_0^T \mathbf{R} \mathbf{x}_0 \leq c_1 \Rightarrow \mathbf{x}^T(t) \mathbf{R} \mathbf{x}(t) < c_2, \forall t \in [0, T_f]$ 那么, 连续时间切换系统关于 $(c_1, c_2, T_f, \mathbf{R}, \sigma)$ 是有限时间稳定的.

切换信号 $\sigma(t)$ 是指各个开关模式下等效电路之间的切换信号, 是时间的分段常值函数, 该信号依赖于时间 t 或由逆变器输入电流 i_D 以及滤波电感电流 $i_a \sim i_c$ 构成的状态 $\mathbf{x}(t)$, 或同时依赖于时间 t 和状态 $\mathbf{x}(t)$.

考虑图1所示的三相逆变器, 将式(2)所示模型用如下形式表示:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_{\sigma(t)} \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_{\sigma(t)} \mathbf{u}(t) \quad (12)$$

式中: $\mathbf{x} \in \mathbf{R}^n$ 为系统状态向量, $\mathbf{u} \in \mathbf{R}^m$ 为系统的输入向量, 可表示为如下形式:

$$\mathbf{x}(t) = [i_a \quad i_b \quad i_c \quad u_{dc}]^T \quad (13)$$

$$\mathbf{u}(t) = [u_a \quad u_b \quad u_c \quad i_D]^T \quad (14)$$

系统输入向量可用下式表示为

$$\mathbf{u}(t) = K_{\sigma(t)} \mathbf{x}(t) \quad (15)$$

式中: K_{σ} 为反馈增益.

引理^[14] 对于任意的 $i \in I$, 记 $\bar{\mathbf{P}}_i = \mathbf{R}^{-1/2} \mathbf{P}_i \mathbf{R}^{-1/2}$, 假设存在矩阵 $\mathbf{P}_i > \mathbf{0}, \mathbf{X}_i$ 和一个常数 $\alpha \geq 0$, 使得

$$\mathbf{A}_i \bar{\mathbf{P}}_i + \bar{\mathbf{P}}_i \mathbf{A}_i^T - \alpha \bar{\mathbf{P}}_i + \mathbf{B}_i \mathbf{X}_i + \mathbf{X}_i^T \mathbf{B}_i^T < \mathbf{0} \quad (16)$$

$$\frac{c_1}{\lambda_2} < \frac{c_2}{\lambda_1} e^{-\alpha T_f} \quad (17)$$

成立, 则系统输入向量 $\mathbf{u}(t)$ 在满足式(15)的情况下, 对于任意满足下面平均驻留时间条件的切换信号 $\sigma(t)$, 可使三相逆变器在有限时间内稳定. 过渡时间用 τ_a 表示, 即

$$\tau_a > \tau_a^* = \frac{T_f \ln \mu}{\ln(c_2/c_1) - \ln \mu - \alpha T_f} \quad (18)$$

式中:

$$\mu = \lambda_1 / \lambda_2, \quad \lambda_1 = \max_{i \in I} (\lambda_{\max}(\mathbf{P}_i))$$

$$\lambda_2 = \min_{i \in I} (\lambda_{\min}(\mathbf{P}_i))$$

将式(2)按照式(12)进行变换后, 其中 $\mathbf{x}(t)$ 和 $\mathbf{u}(t)$ 如式(13)和(14)所示, 并将 S_j 的具体数值代入, 从而得到式(12)中的 $\mathbf{A}_{\sigma(t)}$ 和 $\mathbf{B}_{\sigma(t)}$, 即

$$\mathbf{A}_{\sigma(t)} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & \frac{1}{L} \left(S_a - \frac{1}{3} \sum_{j=a,b,c} S_j \right) \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & \frac{1}{L} \left(S_b - \frac{1}{3} \sum_{j=a,b,c} S_j \right) \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & \frac{1}{L} \left(S_c - \frac{1}{3} \sum_{j=a,b,c} S_j \right) \\ -\frac{S_a}{C} & -\frac{S_b}{C} & -\frac{S_c}{C} & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_{\sigma(t)} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix}$$

设矩阵 $\mathbf{P}_i > \mathbf{0}$, 矩阵 $\mathbf{X}_i = \mathbf{K}_i \mathbf{P}_i$, 其中: $i = 1, 2, \dots, 8; \mathbf{K}_i$ 为正定矩阵. 将 R, L 和 C 的取值代入方程后, 选取 $\alpha > 0$ 的常数, 通过式(16)的限制条件, 借助 MATLAB 中 LMI 工具箱可以求出矩阵 $\mathbf{P}_i, \mathbf{K}_i$ 及 \mathbf{X}_i . 从而可以求出矩阵 \mathbf{P}_i 的最大最小特征向量, 即 λ_1 与 λ_2 . 然后借助式(17)的条件选取常数 c_1, c_2 以及 T_f , 最终通过式(18)求取 τ_a^* , 对上述参数进行计算后得 $\tau_a^* = 1.493 \text{ ms}$, 控制器 $\sigma(t)$ 的 $\tau_a = 1.67 \text{ ms} > \tau_a^*$, 因此可以确定三相逆变器的混杂自动机模型的控制 $\sigma(t)$ 是大范围渐进稳定的.

3 仿真与实验分析

为了验证本文所提出的系统模型和控制策略的有效性 & 控制性能的优越性, 将所提出的方法与传统的混杂模型控制器进行对比. 在 Saber 仿真环境中搭建三相逆变器, 并对该系统进行仿真验证. 设光伏阵列输出的电压为 DC 300 V, 逆变器的滤波电感为 8 mH, 滤波电阻为 20 Ω , 响应周期为 0.02 s, 电网电压峰值为 150 V.

逆变器输出电网电压 & 并网电流波形、三相并网电流波形及其谐波分析如图3所示. 图中, 总谐波畸变率 THD=0.56%. 由图可知, 稳态时采用改进后的控制策略可以得到三相对称的并网电流, 且相对纹波较小; 采用改进的增加子区间的方法可以使混杂自动机模型控制更加精确地描述三相逆变系

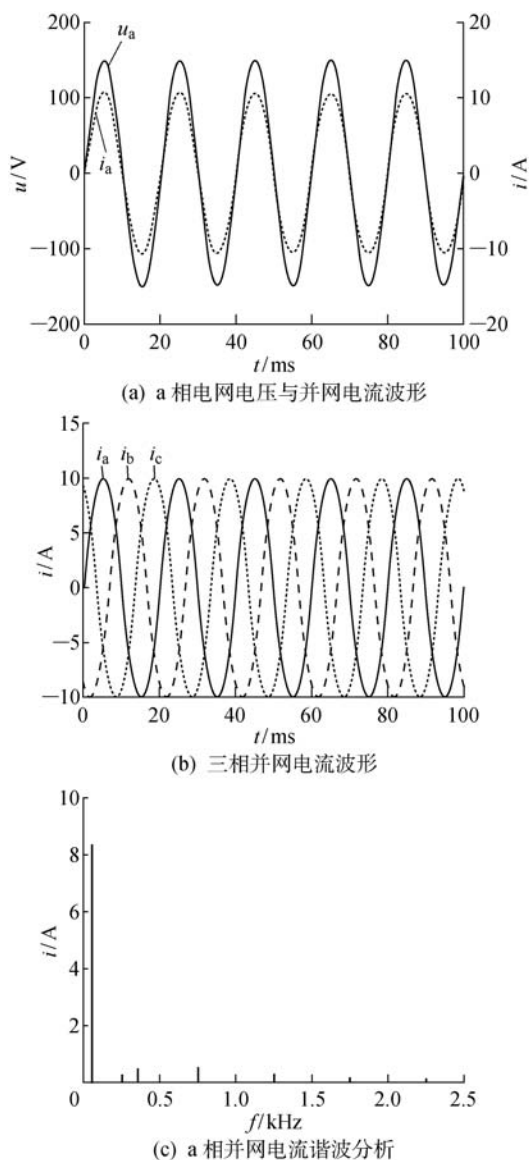


图 3 逆变器输出动态波形及谐波分析

Fig. 3 Inverter output dynamic waveform and harmonic analysis

统,有效降低输出并网电流的谐波含量,实现对并网电流与电网电压的同频同相控制.验证了所提出的改进方法的准确性与可行性.

图 4 所示为传统混杂模型控制下的电流波形以及对应的谐波分析图.图中,逆变器输出电流总谐波畸变率 $\text{THD} = 2.37\%$,远高于改进后的逆变器输出谐波含量.

由图 3 和 4 可知,本文所提出的方法有效提高了基波含量,使其近似等于三相并网电流值,高于传统混杂模型方法的基波含量(约等于 8 A),并且可以有效降低高次谐波.因此,本文所提方法可以有效降低并网电流的谐波含量.

为了进一步验证本文所提出的方法可以很好地

改善三相并网逆变器的动态特性,在输入直流电流变化时,逆变器输出波形如图 5 所示.由图可知,当三相并网逆变器输入直流电压突降且叠加小幅值交流电压时,逆变器输出 a 相电压也相对发生畸变,但在改进后的混杂模型控制下可以很快恢复正常,且在小范围电压波动情况下,输出电压可以不受干扰.

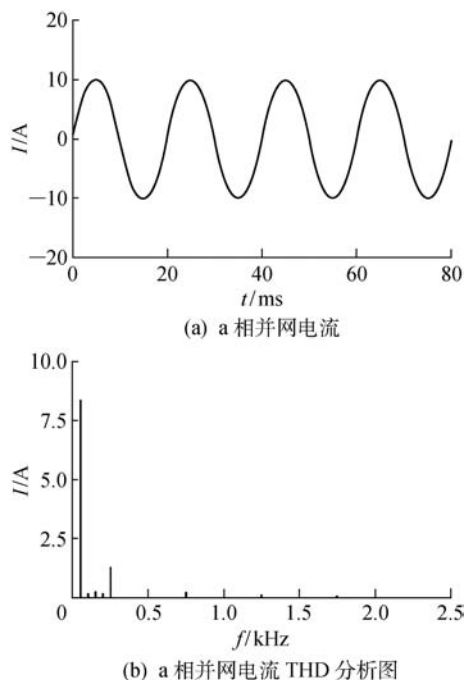


图 4 传统混杂模型 a 相并网电流及其 THD 分析图

Fig. 4 a-phase grid current and analysis on its THD in traditional hybrid model

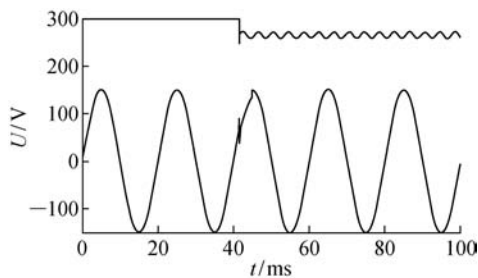


图 5 输入直流电压突变时输出 a 相电压波形

Fig. 5 a-phase output voltage waveform changes with the input DC voltage

综上所述,本文所提出的改进方法不仅具有良好的暂态稳态特性,有效降低输出电流的谐波含量;同时还具有较强的动态特性,当逆变器输入电压受到扰动干扰后可以快速达到稳定,抵消扰动.

为了更好地验证本文所提出的模型和控制方法的有效性和可行性,搭建了主要由 PC 机和 TI 公司 32 位定点 TMS320F2812 DSP 组成的三相逆变器

实验平台. 实验平台的主电路见图 1,采用三菱公司的智能模块 IPM-PS21869 作为主电路的功率变换模块,实验系统参数与仿真模型参数一致. 辅助电路中的交流电流检测模块采用 HBC20LSP 电流霍尔传感器检测逆变器的输出电流,其中电压与电流的关系为: $u = 2.5 \pm 2.0(i/I_{PN})$, $I_{PN} = 20\text{ A}$.

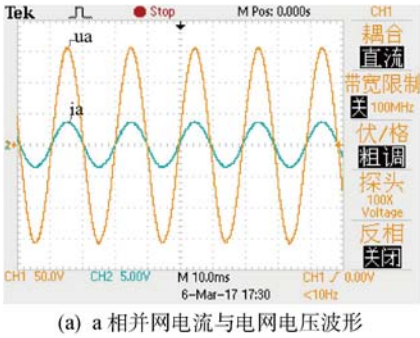


图 6 和 7 分别为本文所提方法和传统混杂模型下的逆变器输出电流波形和其 THD 分析图. 由图 6 和 7 中的实验结果可以看出,改进后的混杂模型控制算法不仅可以很好地实现并网电流与电网电压的同频同相控制,而且可以有效减少逆变器输出并网电流的谐波含量.

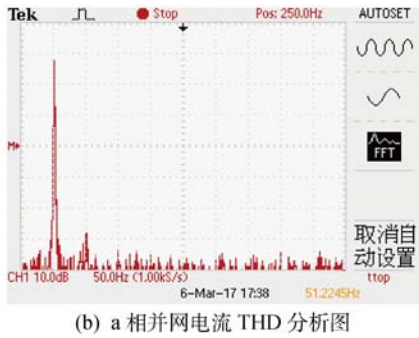


图 6 a 相并网电流及其 THD 分析图

Fig. 6 a-phase grid current and analysis on grid current THD

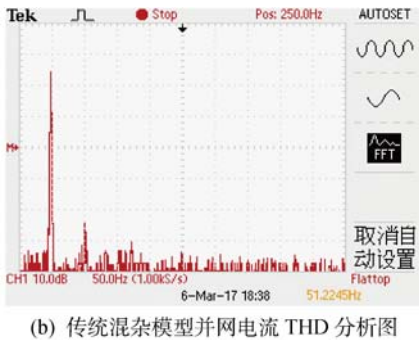
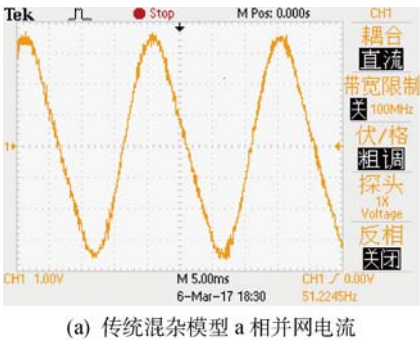


图 7 传统混杂模型并网电流及其 THD 分析图

Fig. 7 Three-phase grid current and analysis on THD

4 结语

本文以典型的三相逆变器为基础,提出了相应的改进混杂自动机模型及其控制器. 首先,为了减小并网电流的谐波畸变率,考察稳定工作状态下一个工频周期内的母线电压,采用增加子区间的方法,将其划分为 12 个子区间,并在每个子区间内设计 8 种开关模态的切换规则. 这样得到的控制器较传统混杂模型的方法可以更加详细地描述逆变系统的动、稳态特性,有效减少逆变器输出的谐波含量从而实现良好的控制效果. 然后,在三相逆变器混杂自动机模型的基础上提出一种新的混杂控制器稳定性分析的方法,即有限时间稳定法,并对系统进行了稳定性分析. 最后,通过搭建三相逆变器的仿真平台与实验平台,对所提模型及其控制器进行仿真验证与实验验证. 将仿真结果、实验结果与改进前的切换控制方

法进行对比,本文所提出的方法可以降低并网电流的谐波畸变率,增加系统的抗干扰能力.

参考文献:

[1] 王立建,王明渝,刘洋,等. 一种新型的电压源逆变器并联控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(2): 51-55.
WANG Lijian, WANG Mingyu, LIU Yang, *et al.* A novel control strategy for parallel operation of voltage source inverter[J]. **Power System Protection and Control**, 2012, 40(2): 51-55.
[2] AYACHIT A, REATTI A, KAZIMIERCZUK M K. Small-signal modeling of PWM dual-SEPIC dc-dc converter by circuit averaging technique[C]// **IECON 2016 Florence, Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. Italy: IEEE, 2016: 3606-3611.
[3] 全相军,窦晓波,吴在军,等. 三相并网逆变器改进

- 状态反馈控制器设计[J]. **中国电机工程学报**, 2016, 36(18): 4953-4961.
- QUAN Xiangjun, DOU Xiaobo, WU Zaijun *et al.* The design of improved state feedback controller for current control of three-phase grid-tied inverter[J]. **Proceedings of the CSEE**, 2016, 36(18): 4953-4961.
- [4] 游国栋, 李继生, 侯勇, 等. 单相光伏并网逆变器的反步滑模控制策略[J]. **电网技术**, 2015, 39(4): 916-923.
- YOU Guodong, LI Jisheng, HOU Yong, *et al.* Sliding-mode control strategies of grid-connected inverters in micro-grid containing unbalanced loads [J]. **Power System Technology**, 2015, 39(4): 916-923.
- [5] CHATURVEDI D K, PREMDAYAL S A. Neural-wavelet based hybrid model for short-term load forecasting[J]. **Control Theory & Informatics**, 2013, 3(2): 42-45.
- [6] GE Y, CHEN Y, ZHANG G. Longitudinal control of intelligent vehicle based on hybrid automata model [C] // **Intelligent Control and Automation**. Beijing, China: IEEE, 2012: 1848-1853.
- [7] ALBEA C, GARCIA G, ZACCARIAN L. Hybrid dynamic modeling and control of switched affine systems: Application to DC-DC converters [C] // **IEEE Conference on Decision and Control**. Osaka, Japan: IEEE, 2015: 2264-2269.
- [8] 高明远. 双向 DC-DC 变换器基于切换系统的建模与储能控制[J]. **电力系统保护与控制**, 2012, 40(3): 129-134.
- GAO Mingyuan. Modeling and energy storage control for bi-directional DC-DC converter based on switching system[J]. **Power System Protection and Control**, 2012, 40(3): 129-134.
- [9] 李琼林, 刘会金, 宋晓凯, 等. 基于切换系统理论的三相变流器建模及其稳定性分析[J]. **电工技术学报**, 2009, 24(11): 89-95.
- LI Qionglin, LIU Huijin, SONG Xiaokai, *et al.* Modeling and stability analysis of three-phase converter based on switching system theory[J]. **Transactions of China Electrotechnical Society**, 2009, 24(11): 89-95.
- [10] 韩璐, 肖建, 邱存勇. 三相 SPWM 逆变器的切换模型与稳定性分析[J]. **电机与控制学报**, 2014(2): 21-27.
- HAN Lu, XIAO Jian, QIU Cunyong. Modeling and stability analysis of three-phase SPWM inverter based on switched system theory[J]. **Electric Machines and Control**, 2014(2): 21-27.
- [11] 刘皓. 线性切换系统有限时间稳定与控制问题研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2013.
- LIU Hao. Study of finite-time stability and control of switched linear systems[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2013.
- [12] VALCHER M E, ZORZAN I. Stability and stabilizability of continuous-time linear compartmental switched systems[J]. **IEEE Transactions on Automatic Control**, 2016, 61(12): 3885-3897.
- [13] AKTER M P, MEKHILEF S, TAN N M L, *et al.* Modified model predictive control of a bidirectional AC-DC converter based on lyapunov function for energy storage systems [J]. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2015, 63(2): 704-715.
- [14] FORNASINI E, VALCHER M E. Stability and stabilizability criteria for discrete-time positive switched systems[J]. **IEEE Transactions on Automatic Control**, 2012, 57(5): 1208-1221.
- [15] GE S S, SUN Z, LEE T H. Reachability and controllability of switched linear discrete-time systems [J]. **IEEE Transactions on Automatic Control**, 2001, 46(9): 1437-1441.

(本文编辑:钱宝珍)