

控制受限滑模控制工频全桥逆变器分析

倪 雨, 沈 艳

(成都信息工程大学控制工程学院, 四川成都 610225)

摘 要: 该文针对滑模控制单相全桥工频逆变器滑模系数选取困难的问题, 基于滑模控制理论建立了单相全桥逆变系统的相变量模型, 根据控制受限思想和滑动模态存在条件推导了滑模域与负载电阻和滑模系数之间的数学关系, 深入分析了滑模域边界与滑模系数、负载电阻和负载跃变幅度的关系, 提出了选取滑模系数的基本原则. 基于逆变器加载系统轨线, 结合滑模域右边界条件和逆变器期望动态设计指标, 给出了一个计算滑模系数的公式, 随后给出了切换系数的选取方法, 并总结了基于滞环调制的滑模控制器的设计方法. 仿真试验采用该方法设计了滑模控制器, 结果验证了该设计方法的正确性和有效性. 此法操作简便且易于掌握, 具有较好理论参考价值和工程推广价值.

关键词: 相变量模型; 滑模控制; 滑模域; 滑模系数; 逆变器

中图分类号: TM46 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2018)11-2809-08

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2018.11.032

Study of Constraint SMC Low-Frequency Full-Bridge Inverter

NI Yu, SHEN Yan

(College of Automatic Control Engineering, Chengdu University of Information Technology, Chengdu, Sichuan 610225, China)

Abstract: To solve the problem that it is difficult to select the sliding coefficient, the sliding mode control theory was used to establish the phase-variable model of the single-phase full-bridge inverter with sliding mode control. According to the constraint control principle and the sliding-mode's existence conditions, the mathematical relationship among the sliding domain, sliding coefficient and load resistance are derived. Then, the paper made an analysis of the relationship between the sliding domain boundary and sliding coefficient, load resistance, load step amplitude, and put forward the basic principle of choosing the sliding coefficient. Based on the inverter load-step system trajectories, combined the sliding domain right boundary conditions with the inverter desired dynamic, the design method for the sliding mode controller with the hysteresis modulation is proposed. In the simulation experiment the sliding mode controller was designed by this method, the results show that the design method is correct and effective. This method is simple and easy to operate, and is a good theoretical reference value and engineering value.

Key words: phase variable model; sliding mode control (SMC); sliding domain; sliding coefficient; inverter

1 引言

工频逆变器是分布式发电与现代电网的重要并网接口^[1,2], 传统 PI 控制逆变器的动态特性差, 输出电压 THD 较差^[3-5], 难以满足实时并网要求. 神经网络控制逆变器能实现并网要求, 但算法复杂、计算量大、设计繁琐且操作不便^[6]. 滑模控制技术能够克服传统 PI 控制技术的缺点, 且结构简单, 能够提高以变结构为主要特征的逆变器的暂态性能和鲁棒性, 因此研究逆变器的滑模控制技术非常必要.

滑模控制应用于逆变器系统可追溯到 1990 年^[7,8], 迄今全世界研究滑模控制逆变器系统的文章有数百篇, 但研究逆变器的滑模系数选取方法、选取公式以及选取步骤的文献却很少, 多以方案和策略为主. 文献[9,10]分析了逆变器的离散滑模控制策略, 研究了离散切换面; 文献[11]研究了滑模控制逆变器的设计方法, 并进行了实验验证; 文献[12]针对双向 Buck 逆变器提出了滑模控制方案; 文献[13]基于定性分析滑模域与滑模系数、主电路参数关系提出了滑模控制逆变器的设计程序, 但可操作的滑模系数选取方法和切换

收稿日期: 2016-07-19; 修回日期: 2017-11-29; 责任编辑: 孙瑶

基金项目: 国家自然科学基金 (No. 61472050); 四川省科技支撑计划 (No. 2015GZ0204); 四川省应用基础研究计划 (No. 2014JY0257); 四川省教育厅科技项目 (No. 15ZA0187)

系数的选取方法;文献[14]全面系统地研究了滑模控制在电力变换逆变器中的应用;文献[15]系统研究了电压型逆变器和电流型逆与电路参数的关系;文献[16~19]主要针对逆变器的滑模控制策略展开研究;文献[20~23]针对滑模控制全桥工频逆变器的设计方法展开研究.文献[24]针对工频逆变器提出了一种解耦设计滑模控制器的方法,获得较好控制效果.为方便工程设计过程中的操作,本文将提出一种分步公式化设计滑模控制器的方法.

本文首先根据滑模控制理论推导电压型逆变器的相变量模型,结合滑模存在条件推导滑模区域边界的表达式;在相平面分析两种滑模域情况,提出滑模系数的设计原则,从而建立滑模域边界条件与逆变器期望设计指标的关系,推导滑模系数的计算公式;提出一种滑模控制器系数的设计方法;最后,采用仿真实验验证该设计方法的正确性和有效性.

2 逆变器相变量模型

单相全桥工频逆变器主电路如图1所示.图1中, E 为直流电源电压, u_o 为逆变器实际输出, u_d 为逆变器期望输出电压, $u_d = U_d \sin 100\pi t$,且 $U_d < 0.5E$.

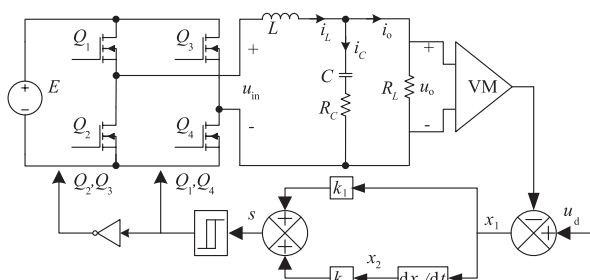


图1 滑模控制逆变器原理图

设 $x_1 = u_d - u_o$ (输出误差量), $x_2 = \dot{x}_1$ (输出误差变化率),根据图1可得逆变系统相变量方程

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{LC} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{LC} \end{bmatrix} u_{in} + \begin{bmatrix} 0 \\ m \end{bmatrix} \quad (1)$$

式(1)中, $u_{in} = \pm E$, $m = \ddot{u}_d + (R_L C)^{-1} \dot{u}_d + (LC)^{-1} u_d$,代入 $u_d = U_d \sin 100\pi t$,可得

$$m = a U_d \sin 100\pi t + b U_d \cos 100\pi t \quad (2)$$

式(2)中, $a = (LC)^{-1} - (100\pi)^2 > 0$, $b = (R_L C)^{-1} 100\pi$. 实际中, $(LC)^{-1} \gg (100\pi)^2$.

整理式(2),可得

$$m = \sqrt{(a^2 + b^2)} \sin(100\pi t + \beta) \quad (3)$$

式(3)中, $\beta = \tan^{-1}(b/a)$, m 的初始相位.

由式(3)可知, m 较 u_d 超前 β (rad/s),当 u_d 为峰值时刻时, m 峰值时刻刚过去 $\beta(2\pi)^{-1}T$ (工频周期).

3 滑模控制器设计

3.1 滑模控制原理

滑模控制原理如图2所示.其中, $S=0$ 为滑模控制系统的切换面, x_1 为系统输出误差, x_2 为输出误差的一阶导数,1表示正常(趋近)运动,2表示滑模运动.

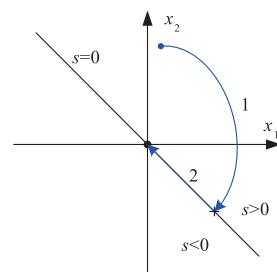


图2 滑模控制原理

滑模控制系统在经过正常运动(图2中阶段1)和滑模运动(图2中阶段2)两个阶段后,最终进入系统稳态.

3.2 切换函数和控制律

针对二阶系统(1),根据滑模控制的降一阶控制原则^[3],选取一阶切换函数

$$s = k_1 x_1 + k_2 x_2 \quad (4)$$

式(4)中, k_1, k_2 为切换系数,均为正数, $\alpha = k_1/k_2$ 为滑模系数, $\alpha > 0$ 确保一阶滑模运动稳定^[25].

选取控制律为

$$u_c = \begin{cases} 1, & s > 0 \\ -1, & s < 0 \end{cases} \quad (5)$$

针对系统(1),构造切换函数(4),选取控制律(5),可使得系统到达滑模区,并沿滑模线到达相平面原点,进入稳态.

3.3 滑模区域

3.3.1 滑模存在条件

由滑模存在条件 $\begin{cases} 0 < s < \zeta, & \dot{s} < 0 \\ -\zeta < s < 0, & \dot{s} > 0 \end{cases}$ (ζ 为任意小正数),结合式(1)得

$$\begin{cases} \dot{s} = -\frac{1}{LC} x_1 + \left(\alpha - \frac{1}{R_L C}\right) x_2 - \frac{E}{LC} + m < 0 \\ \dot{s} = -\frac{1}{LC} x_1 + \left(\alpha - \frac{1}{R_L C}\right) x_2 + \frac{E}{LC} + m > 0 \end{cases} \quad (6)$$

对式(6),分别取

$$\lambda_1 = -\frac{1}{LC} x_1 + \left(\alpha - \frac{1}{R_L C}\right) x_2 - \frac{E}{LC} + m = 0$$

$$\text{和 } \lambda_2 = -\frac{1}{LC} x_1 + \left(\alpha - \frac{1}{R_L C}\right) x_2 + \frac{E}{LC} + m = 0$$

设直线 λ_1 和 λ_2 与切换线($s=0$)的交点分别为 $A(x_{1A}, x_{2A})$ 和 $B(x_{1B}, x_{2B})$,则线段 AB 即为滑模域.本文以

滑模区在横轴的投影区域 ($x_{1A} < x < x_{1B}$ 或者 $x_{1B} < x < x_{1A}$) 为分析对象.

结合切换面方程, 可得 A 、 B 两点坐标

$$x_{1A} = \frac{1}{n} \left(m - \frac{E}{LC} \right) \quad (7)$$

和

$$x_{1B} = \frac{1}{n} \left(m + \frac{E}{LC} \right) \quad (8)$$

式(7)(8)中

$$n = \alpha^2 - \frac{1}{R_L C} \cdot \alpha + \frac{1}{LC} \quad (9)$$

为二次函数.

滑模域存在的必要条件为

$$\begin{cases} x_{1A} < 0 < x_{1B}, n > 0 \\ x_{1B} < 0 < x_{1A}, n < 0 \end{cases} \quad (10)$$

因等式(9)为二次函数, 故式(10)中 $n > 0$ 存在两种情况:

(1) 若 $\Delta < 0$, 即 $R_L > 0.5 \cdot \sqrt{L/C}$, 则 $n > 0$;

(2) 若 $\Delta > 0$, 即 $R_L < 0.5 \cdot \sqrt{L/C}$, 设横坐标交点为 α_1 和 α_2 , 则当 $\alpha \notin [\alpha_1, \alpha_2]$ 时, $n > 0$.

而 $n < 0$ 则只有一种情况: 当 $\Delta > 0$ ($R_L < 0.5 \cdot \sqrt{L/C}$) 且 $\alpha \in (\alpha_1, \alpha_2)$ 时, 有 $n < 0$.

由式(10)可得全桥逆变器滑模域存在的必要条件

$$mLC - E < 0 < mLC + E \quad (11)$$

3.3.2 滑模域与滑模系数的关系

假设直线 λ_1 和 λ_2 与横轴的交点分别为 M 和 N , 则横坐标为 $mLC - E$ 和 $mLC + E$, 且距离 $MN = 2E$, 典型值如表 1 所示.

表 1 截距 M 和 N 特殊取值表

M_1/N_1	m_{\min}	M_0/N_0	0	M_2/N_2	m_{\max}	
M_1	$LCm_{\min} - E$	M_0	$-E$	M_2	$LCm_{\max} - E$	< 0
N_1	$LCm_{\min} + E$	N_0	$+E$	N_2	$LCm_{\max} + E$	> 0

表 1 中, m_{\min} 为 m 谷值, 约为 $-U_d(LC)^{-1}$, m_{\max} 为 m 峰值, 约为 $U_d(LC)^{-1}$. 由表 1 中可知, 在任意时刻, M 总是落在负半轴, N 总是落在正半轴.

当 $\alpha = 0$ 或 $\alpha = (R_L C)^{-1}$ 时, 由式(7)(8)和(9)可得

$$x_{1A} = mLC - E \quad \& \quad x_{1B} = mLC + E \quad (12)$$

由式(12)可知, 滑模域边界落在 M 和 N 两个截点上. 采用文献[26]分析方法可得滑模域边界与滑模系数关系, 如图 3 和图 4 所示.

由图 3 可知, 在 $\alpha < (R_L C)^{-1}$ 时, 滑模域总是落在 M 和 N 之外; 在 $\alpha > (R_L C)^{-1}$ 时, 滑模域总是落在 M 和 N 之间, 是滑模系数的单调减函数. 由图 4 可知, 当 $\alpha = \alpha_1$ 或 α_2 时, 滑模域边界落在无穷远处, 切换线都是滑模域.

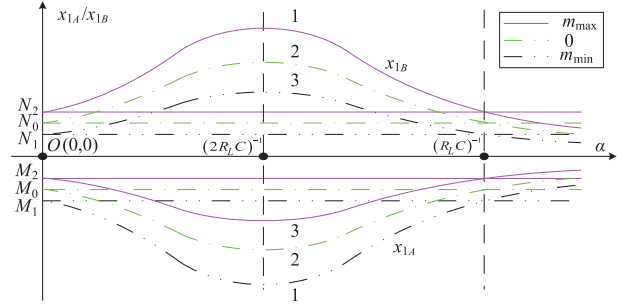


图 3 滑模域与滑模系数的关系 ($R_L > 0.5\sqrt{L/C}$)

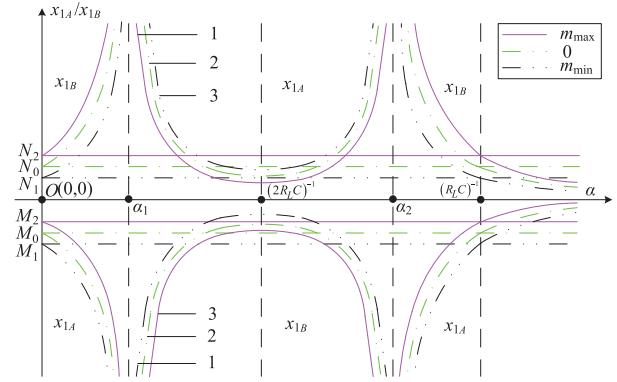


图 4 滑模域与滑模系数的关系 ($R_L < 0.5\sqrt{L/C}$)

综上, R_L 、 L 、 C 任意取值, 当 $\alpha < (R_L C)^{-1}$ 时, 滑模域总是较大, 逆变器总能在第一时间做滑模运动, 系统鲁棒性较强, 但滑动模态动态性能较差; 当 $\alpha > (R_L C)^{-1}$ 时, 滑模域是 α 的单调减函数, 滑模时间缩短而趋近时间增加, 系统可能出现震荡. 设定为 $\alpha > (R_L C)^{-1}$ 滑模系数选取基本原则.

3.3.3 滑模域与纯电阻负载的关系

设 α 为参变量. 假设 $\alpha = (R_{L\min} C)^{-1}$, 由式(5) ~ (7)可得如图 5 所示的关系.

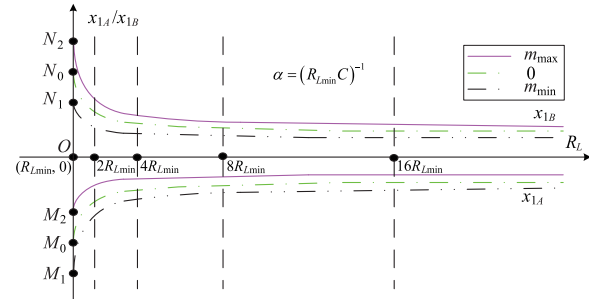


图 5 滑模域随负载变化曲线 ($\alpha = (R_{L\min} C)^{-1}$)

由图 5 可知, 当负载电阻较小 (重载或额定载) 时, 滑模域随着负载电阻的增大而减小; 当负载电阻增大到 $2R_{L\min}$ 之后, 滑模域几乎保持不变, 且为最小滑模区域. 空载时 ($R_L = \infty$), 由式(7) ~ (9)可得最小滑模域边界

$$\begin{cases} x_{1Amax} = \frac{mLC - E}{\alpha^2 LC + 1} (<0) \\ x_{1Bmin} = \frac{mLC + E}{\alpha^2 LC + 1} (>0) \end{cases} \quad (13)$$

由式(13)可知,任何时刻 m 都对应着一个最小边界. 以 m_{max} 为例,以 α 为参数,对比滑模域与负载的变化关系,如图 6 所示.

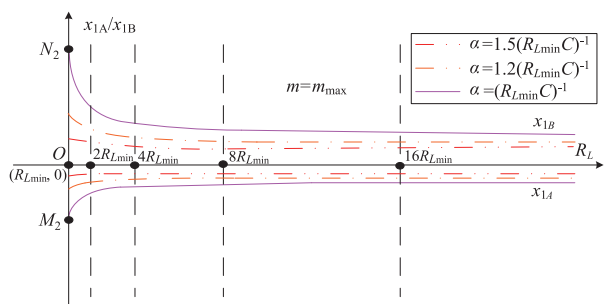


图6 滑模域边界与负载变化关系对比

由图 6 可知,当 α 较大时,滑模域几乎与负载无关,保持为式(13)约束的边界.

3.3.4 滑模域与 E 和 U_d

假设 $\alpha > (R_L C)^{-1}$, α 为参变量. 由图 3、图 5、图 6 可知, E 和 U_d 的取值确定了 M 和 N 的位置,从而界定了滑模域之边界. SMC 逆变器的滑模域边界随时间变化的关系如图 7 所示. 图 7 中, M_1 和 M_2 分别为 M 的边界,与直流输入电压有关; N_1 和 N_2 分别为 N 的边界, α_{Target} 为目标滑模系数, u_{ds} 为 u_d 的同步信号.

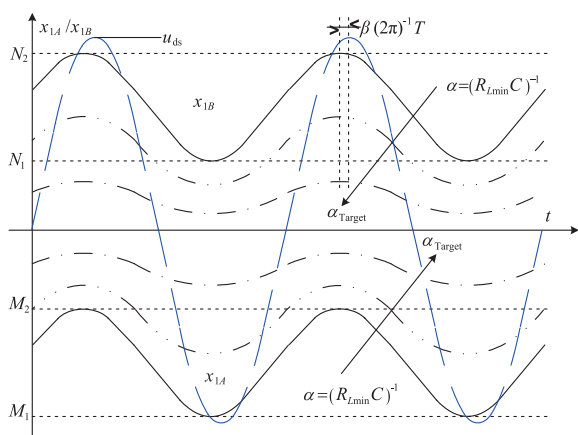


图7 滑模域随时间变化关系

由图 7 可知,当 $\alpha = (R_L C)^{-1}$ 时,滑模域正边界介于直线 M_1 与直线 M_2 之间,负边界介于直线 N_1 和直线 N_2 之间;滑模域 $x_{1B} - x_{1A}$ 随着滑模系数增加而减小;滑模域边界与期望输出电压同步,超前 $\beta(2\pi)^{-1}T$.

3.4 滑模域、滑模系数与负载跃变幅度

本节分析滑模域与负载跃变幅度之关系,寻求一种设计滑模系数的方法.

3.4.1 滑模域与负载跃变量关系

本节以负载跃变于峰值(谷值)时刻为研究对象,仿真分析滑模域与负载跃变量 (Δi_o)、电压跌落(超调量)之关系 ($|\Delta u_o|_{max}$). 假设,逆变器主要参数为:滤波电感 $L = 40\mu H$,滤波电容 $C = 500\mu F$,逆变器直流输入电压 $E = 60V$,逆变器期望输出交流电压 $u_d = 24\sin(100\pi t)V$,额定负载电阻 $R_{Lmin} = 0.5\Omega$.

根据式(3)可得, m 初相位 β 为 0.048rad/s ,超前 u_d 约 $0.765\%T(153\mu s)$. 可见,负载跃变时刻近似为 m 峰值时刻.

关于 Δi_o 与之关系,根据电容电荷平衡原理,相同 $|\Delta i_o|$,二者满足:

- (1) 加载, Δu_{omax} 相同; 减载, Δu_{omin} 相同.
- (2) $\Delta u_{omax} > -\Delta u_{omin}$.

基于 3.3 节分析结果,当逆变器滑模系数按照基本原则(此例 $\alpha > 4000$) 确定后,任意时刻,滑模域与负载跃变幅度有如下关系.

(1) 相同目标负载,阶跃加载. 若最大跃变量时系统输出无震荡,则任何其它加载幅度时系统输出无震荡. 仿真例:目标负载 $R_{Lmin} = 0.5\Omega$ ($i_{omax} = 48A$),滑模系数 $\alpha = 80000$. 系统加载轨线如图 8 所示. 图 8 中, $s = 0$ 为切换线,切换线上的滑模域对应滑模系数 80000 和负载 0.5Ω .

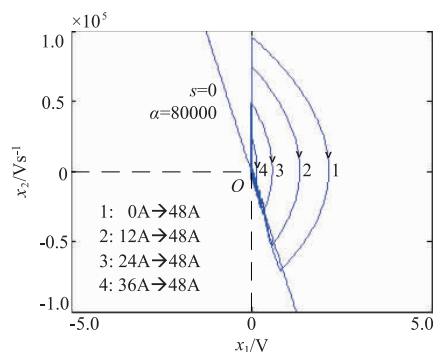


图8 逆变器加载系统轨线图

(2) 相同目标负载,阶跃减载. 若最大跃变量时系统输出无震荡,则任何其它减载时系统输出无震荡. 仿真例:目标负载为 $R_{Lmax} = \infty\Omega$ ($i_{omin} = 0A$),滑模系数 $\alpha = 80000$. 系统减载轨线如图 9 所示.

(3) 同等负载跃变量,相同滑模系数. 加载滑模域大于减载滑模域 ($|x_{1B}| > |x_{1A}|$),减载趋近时间可能越长,系统发生震荡的可能性越大. 仿真例:负载分别在 $0A$ 和 $48A$, $0A$ 和 $36A$ 之间跃变,滑模系数为 80000. 系统运动轨线如图 10 所示.

(4) 固定负载加载量,目标负载不变. 随着滑模系数从 $(R_L C)^{-1}$ 逐步增加,系统轨线逐步从一段趋近运动增加至多段趋近运动,对应输出电压从没有震荡到多

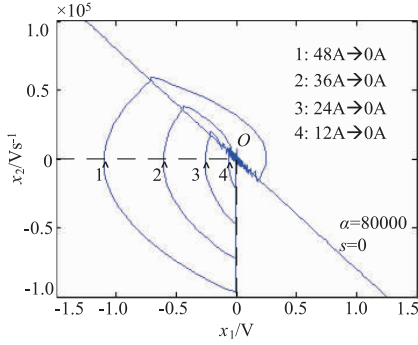


图9 逆变器减载系统轨线图

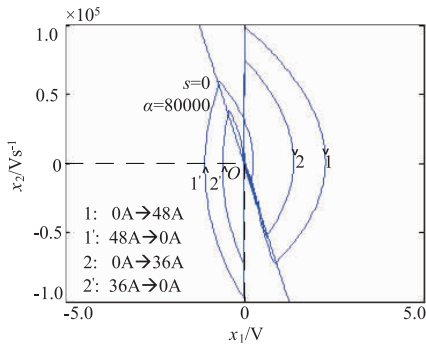


图10 逆变器负载突变系统轨线图

次震荡. 仿真例: 负载在 0A 和 48A 之间跃变, 滑模系数为 4000, 10000, 60000, 120000, 200000. 系统运动轨线如图 11 所示.

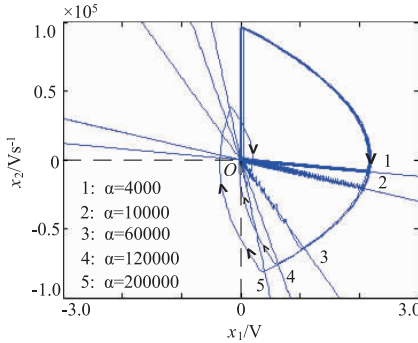


图11 不同滑模系数逆变器加载系统轨线图

综上, 若要使逆变器性能都满足设计要求, 选取输出电压峰值时刻, 逆变器由空载跃变至满载作为设计滑模系数的基本环境, 同时输出无震荡.

3.4.2 滑模控制器设计方法

根据 3.4.2 节分析结果, 取滑模域正边界 x_{1B} 等于输出电压跌落量 δ , 以此确定滑模系数, 如图 12 所示. 图 12 中, l_1 、 l_2 和 l_3 构成了阶跃加载时的系统运动轨线, C 为滑模域 B 端在 x_1 轴的投影.

由图 12 可知, $x_{1B} < OB$; 系统轨线 l_2 段经过 C 点后进入第 IV 象限, x_1 单调减小 ($x_2 < 0$), 随后第一时间进入滑模区域做滑模运动 l_3 , 并到达原点.

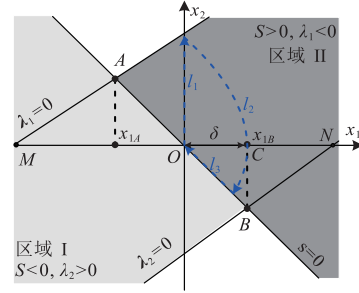


图12 关于期望设计指标与滑模域的逆变器系统相图

将系统允许最大输出电压跌落量带入式(8), 结合表 1 可得滑模系数计算式

$$\alpha = \frac{1}{2R_{Lmin}C} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{4CR_{Lmin}^2}{L} \left(1 - \frac{U_d + E}{\delta} \right)} \right) \quad (14)$$

假设已知条件: 输出电压最大允许跌落量 δ , 全桥逆变器的 L 和 C 滤波参数值, 逆变器直流输入电压 E , 期望输出电压 $u_d = U_d \sin 2\pi ft$, 额定阻性负载 R_L .

需要设计: 滑模控制器系数包括滑模系数 α , 切换系数 k_1 和 k_2 . 则全桥逆变器的滑模控制器的设计步骤如下.

第一步 将已知条件参数带入本文提出的滑模系数计算式(14).

第二步 求解第一步中的等式, 得到滑模系数.

第三步 选取 k_2 数. 选取 k_2 原则是, 最大加载后瞬间, 保持 $k_2 x_2$ 与 δ 在同(或低)一个数量级.

根据 x_2 的定义(忽略 R_C), 可得

$$x_2 = \dot{u}_d - \frac{1}{C} i_C \quad (15)$$

理论上, 在逆变器稳态运行时, 式(15)恒等于零.

根据式(15), 在最大加载后瞬间, 误差变化率 x_2 为

$$x_2(t_{0+}) = \frac{U_d}{CR_{min}} \quad (16)$$

式(16)中, t_{0+} 表示加载后瞬间.

不妨取 $k_2 x_2(t_{0+}) \leq 2\delta$, 结合式(16), 可得

$$k_2 \leq \frac{2\delta CR_{min}}{U_d} \quad (17)$$

第四步 计算 k_1 , $k_1 = \alpha k_2$.

第五步 选取滞环宽度 2Δ , 根据开关频率与滞环宽度的反比关系试凑滞环宽度, 滞环宽度不超过 δ , 满足开关频率要求和系统效率要求.

第六步 滑模控制器设计完毕.

本节所求解的滑模系数折衷了滑模系统的快速性和鲁棒性.

4 仿真验证

本节仿真验证前一节选取滑模系数的正确性. 系

统仿真实验参数与前文一致,额定负载电阻 $R_{Lmin} = 2/3\Omega$,逆变器允许输出电压跌落量 $\delta = 1.2V$.

滑模控制器设计如下.

第一步 将已知条件参数带入滑模系数计算式(14).

第二步 求解第一步中的等式,得到滑模系数 $\alpha = 59750$.

第三步 选取 k_2 为 0.000025.

本仿真系统设计中,在跃变瞬间,负载增量为 36A,将最小负载电阻带入式(17)得到, $k_2 \leq 0.000033$. 为方便计算,此处取值 0.000025.

第四步 计算 k_1 , $k_1 = \alpha k_2 = 1.5$.

第五步 选取滞环宽度. 根据开关频率与滞环宽度的反比关系,试凑滞环宽度,以满足开关频率要求. 此处,选取 $2\Delta = 0.1 (< 1.2)$.

第六步 滑模控制器设计完毕.

仿真验证,让负载在满载和空载之间跃变,跃变频率 100Hz. 仿真实验波形如图 13 和图 14 所示.

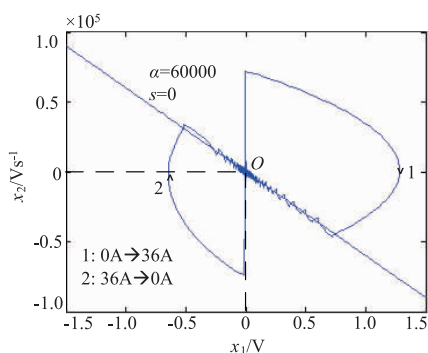
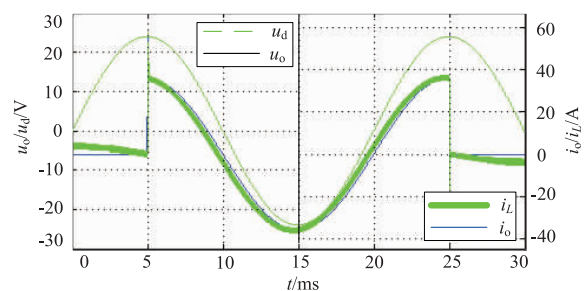


图13 负载突变时逆变器系统运动轨线图

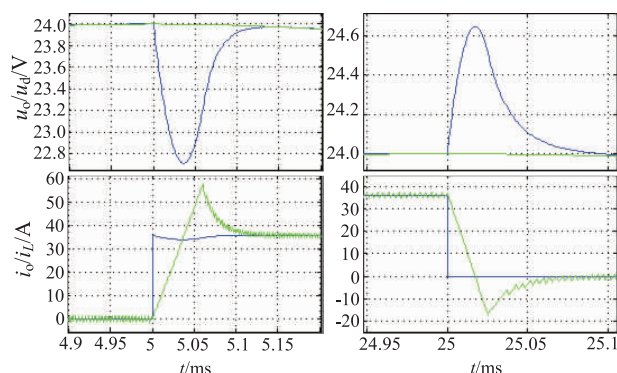
由图 13 可知,最大负载跃变引起的系统运动总是在第一次到达切换面便做滑模运动,确保了系统的鲁棒性和快速性. 由图 14 可知,输出电压没有震荡,且暂态过程中系统表现出良好的鲁棒性(见图 14(b))电感电流 i_L 和动态性能(见图 14(b)输出电压 u_o),加载(减载)调整时间约 $130\mu s$ ($100\mu s$),约为一个工频周期的 0.65% (0.5%). 可见,逆变器具有优良的动态响应速度和良好的鲁棒性.

5 结论

本文基于逆变器系统的相变量模型,根据滑模控制理论构造了切换函数,分析了滑模域与滑模系数和系统主要参数(包括负载、负载跃变幅度等)之间的关系;基于最大加载系统相图,构建了最大加载时系统输出电压跌落量与滑模域正(右)边界之等量关系,推导了一个滑模系数计算公式,同时,还提出了设计切换系数的基本原则和确定切换系数 k_2 的约束关系,提出了



(a)加载(减载)全局波形



(b)加载(减载)局部放大图

图14 仿真实验波形图

一种滑模控制器设计方法. 仿真实验结果验证了滑模系数设计方法的正确性和有效性. 此法可应用于其他类型逆变器的滑模控制系统设计中.

参考文献

- [1] 于昕妍,沈艳霞,陈杰,纪志成. 考虑概率区间的微电网短期负荷多目标预测方法[J]. 电子学报,2017,45(4):930-936.
YU Xin-yan, SHEN Yan-xia, CHEN Jie, JI Zhi-cheng. Amulti-objective prediction method for short-term microgrid load considering interval probability[J]. Acta Electronica Sinica,2017,45(4):930-936. (in Chinese)
- [2] 王强,刘岩松,陈祥雪,等. 基于单独储能电容辅助换流的并联谐振直流环节逆变器[J]. 电子学报,2015,43(10):2133-2136.
WANG Qiang, LIU Yan-song, CHEN Xiang-xue, et al. Parallel resonant DC link inverter with a single storage capacitor-assisted commutation[J]. Acta Electronica Sinica, 2015,43(10):2133-2136. (in Chinese)
- [3] 鲍陈磊,阮新波,王学华,等. 基于PI调节器和电容电流反馈有源阻尼的LCL型并网逆变器闭环参数设计[J]. 中国电机工程学报,2012,32(25):133-142.
BAO Chen-lei, RUAN Xin-bo, WANG Xue-hua, et al. Design of grid-connected inverters with LCL filter based on PI regulator and capacitor current feedback active damping[J]. Proceedings of the CSEE, 2012,32(25):133-142. (in Chinese)

- [4] 易灵芝,王斌,刘江永,刘颀. 基于非对称多变量 PID 神经网络的三相 Z 源光伏并网逆变器解耦控制研究[J]. 太阳能学报,2013,34(9):1612-1618.
YI Lin-zhi, WANG Bin, LIU Jiang-hong, LIU Ji. Decoupling control of three-phase Z-source photovoltaic grid-connected inverter based on multi-variable PID neural network[J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2013, 34(9): 1612-1618. (in Chinese)
- [5] 郭小强. 光伏并网逆变器通用比例复数积分控制策略[J]. 中国电机工程学报,2015,33(13):3393-3399.
GUO Xiaoqiang. Generalized proportional complex integral control scheme for PV grid-connected inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 33(13): 3393-3399. (in Chinese)
- [6] 杨金辉,郝克存,戴瑜兴,洪天宇. 正弦逆变波形的神经网络内膜控制算法[J]. 电子学报,2012,40(7):1345-1350.
YANG Jin-hui, GAO Ke-cun, DAI Yu-xing, HONG Tian-yu. Output waveform control of single-phase inverter based on neural network internal model theory[J]. Acta Electronica Sinica, 2012, 40(7): 1345-1350. (in Chinese)
- [7] 张昌凡,沈本荫. 电流源逆变器的滑模控制系统[J]. 电气传动,1990,25(3):17-21
ZHANG Chang-fan, SHEN Ben-yin. Sliding mode control system of current source inverter motor[J]. Electric Drive, 1990, 25(3): 17-21. (in Chinese)
- [8] Ernik K, Zdravec D. Sliding mode controller for a single phase inverter[A]. Proceedings of IEEE Conference on APEC' 90[C]. Los Angeles, CA, USA: IEEE, 1990. 185-190.
- [9] Jung S L, Tzou Y Y. Discrete sliding-mode control of a PWM inverter for sinusoidal output waveform synthesis with optimal sliding curve[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, 11(4): 567-577.
- [10] Tai T L, Chen S J. UPS inverter design using discrete-time sliding-mode control scheme[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(1): 67-75.
- [11] Caceres R O, Barbi I. A boost DC-AC converter: analysis, design, and experimentation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1999, 14(1): 134-141.
- [12] 马皓,张涛,韩思亮. 新型逆变器滑模控制方案研究[J]. 电工技术学报,2005,20(7):50-56.
MA Hao, ZHANG Tao, HAN Si-liang. Analysis and design of sliding mode control for novel buck inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(7): 50-56. (in Chinese)
- [13] 张黎,丘水生. 滑模控制逆变器的分析与实验研究[J]. 中国电机工程学报,2006,26(3):1-5.
ZHANG Li, QIU Shui-sheng. Analysis and experimental study of sliding mode control inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(3): 1-5. (in Chinese)
- [14] 张涛. 电力电子变换器中滑模变结构控制技术研究[D]. 杭州:浙江大学,2006.
ZHANG Tao. The Sliding Mode Control Technique for Power Electronic Converter[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2006. (in Chinese)
- [15] 许飞. 基于滑模变结构控制的电压型组合式逆变器和电流源逆变器控制技术研究[D]. 杭州:浙江大学,2009.
XU Fei. Research on Control Technology of Voltage Type Combined Inverter and Current Source Inverter Based on Sliding Mode Variable Structure Control[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2009. (in Chinese)
- [16] 游国栋,李继生,侯勇,赵春东. 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 Guo-dong, LI Ji-sheng, HOU Yong, ZHAO Chun-dong. A back-stepping sliding mode control strategy for single-phase photovoltaic grid-connected inverter[J]. Power System Technology, 2015, 39(4): 916-923. (in Chinese)
- [17] 侯世英,邹学伟,孙韬,唐荣波. 新型双 Buck 并网逆变器及其双二阶滑模控制[J]. 电机与控制学报,2014,18(10):7-13.
HOU Shi-ying, ZOU Xue-wei, SUN Tao, TANG Rong-bo. Double second-order sliding mode control based on dual buck grid-connected inverter[J]. Electric Machines and Control, 2014, 18(10): 7-13. (in Chinese)
- [18] Abrishamifar A, Ahmad A A, Mohamadian M. Fixed switching frequency sliding mode control for single-phase unipolar inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(5): 2507-2514.
- [19] Chen Y, Kang Y. The variable-bandwidth hysteresis-modulation sliding-mode control for the PWM-PFM converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(10): 2727-2734.
- [20] Yao Z, Xiao L, Yan Y. Dual-buck full-bridge inverter with hysteresis current control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(8): 3153-3160.
- [21] Olm J M, Biel D, Fossas E, Cardoner R. Fixed frequency sliding mode-based robust inversion with a full-bridge current DC-link buck-boost[J]. Journal of the Franklin Institute, 2014, 351(1): 123-138.
- [22] Jung S L, Tzou Y Y. Discrete sliding-mode control of a PWM inverter for sinusoidal output waveform synthesis with optimal sliding curve[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, 11(4): 567-577.
- [23] Biel D, Guinjoan F, Alarcón E, Poveda A. Application of sliding-mode control to the design of a buck-based sinu-

- soidal generator[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2001, 48(3): 563 – 571.
- [24] 倪雨, 李成松, 沈艳. 基于最优负载瞬态特性的单相全桥逆变器解耦设计[J]. 电子学报, 2017, 45(4): 950 – 958.
NI Yu, LI Cheng-song, SHEN Yan. Decoupling design of single-phase full-bridge low-frequency inverter based on optimal load dynamic performance[J]. Acta Electronica Sinica, 2017, 45(4): 950 – 958. (in Chinese)
- [25] 姚琼荟, 黄继起, 吴汉松. 变结构控制系统[M]. 重庆: 重庆大学出版社, 1997. 1 – 75.
YAO Qionghui, HUANG Jiqi, WU Hansong. Variable Structure Control System[M]. Chongqing: Chongqing University Press, 1997. 1 – 75. (in Chinese)
- [26] 倪雨, 许建平. 控制受限滑模控制 Buck 变换器设计[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(18): 1 – 7.
NI Yu, XU Jianping. Design of sliding mode control buck converter with bounded input [J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(18): 1 – 7. (in Chinese)

作者简介



倪 雨 男, 1978 年 4 月生于四川成都. 工学博士, 现为成都信息工程大学控制工程学院副教授, 研究方向为开关 DC-DC 变换器电路拓扑及滑模控制技术、无线电力传输技术.
E-mail: niyuheiger@163.com



沈 艳(通讯作者) 女, 1973 年 2 月生于湖南益阳. 工学博士, 现任成都信息工程大学控制工程学院教授, 研究领域为机器鱼、无线传感器网络等技术.
E-mail: sheny@cuit.edu.cn