

全桥逆变器的滑模控制器设计及仿真

陈庆学, 南余荣, 孟飞锋

(浙江工业大学 信息工程学院, 浙江 杭州 310032)

摘要:分析了全桥型逆变器的滑模控制方案, 包括: 建立系统的变结构模型、选择滑模切换面和确定控制律、给出可到达条件及滑模存在区域等。着重讨论了滑模控制器设计中切换面系数和切换频率的选择原则, 并在此基础上利用 Matlab 进行了仿真研究。仿真结果表明, 该滑模控制全桥型逆变器的输出电压能够快速跟踪参考信号, 并且表现出了较强的鲁棒性以及良好的动态特性。

关键词:逆变器; 滑模变结构控制; 鲁棒性; Matlab 仿真

中图分类号: TP216

文献标识码: A

文章编号: 1001-4551(2008)05-0061-04

Design and simulation on sliding mode controller of full bridge buck inverter

CHEN Qing-xue, NAN Yu-rong, MENG Fei-feng

(College of Information Engineering, Zhejiang University of Technology, Hangzhou 310032, China)

Abstract: A sliding mode control scheme for the full bridge buck inverter was analyzed, including modeling the variable structure system, selecting the switching surface and control law, and deriving reaching conditions and sliding domain. The criterions of selecting switching surface coefficients and switching frequency for sliding mode controller design were considered. Simulations were carried out by Matlab according to it. The simulations results show that the output voltage of the sliding mode control inverter tracks the reference sinusoidal signal fast, and the inverter exhibits good dynamic property and robustness.

Key words: inverter; sliding mode variable structure control (SMVSC); robustness; Matlab simulation

0 前 言

逆变器在工作过程中受开关量 γ 的控制, 在两个不同子拓扑之间来回切换, 使得系统结构在两个拓扑间不断变化, 具有变结构的特性。因此, 利用滑模变结构控制理论对这类系统进行分析 and 设计具有重要意义。滑模变结构控制 (SMVSC) 是 20 世纪 50 年代发展起来的一种系统控制综合方法^[1-4], 它与常规控制方法的根本区别在于控制的不连续性, 即系统结构随时间变化的开关特性。因此, 利用滑模变结构控制理论对 DC-AC 变换器进行分析和设计, 将使它具有强鲁棒性^[5-8]。

在变结构控制设计中, 合理选择切换面函数十分重要, 这将直接影响滑模运动的动态性能。为此, 本研究以全桥逆变器为研究对象, 给出详细的系统变结构模型的推导过程, 着重分析切换面函数和控制律的确定, 并推导出切换面上形象化的滑模存在区域。同时

对设计中所存在的一些关键问题进行详细分析和讨论, 包括开关切换面参数和切换频率的选择原则。

1 基于变结构理论的全桥逆变器模型

全桥逆变器的功率变换电路结构, 如图 1 所示。

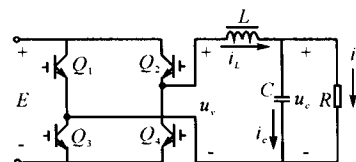


图 1 全桥逆变器电路图

逆变桥由 4 只功率 IGBT 管组成, 分为两组, 其中 Q_1 和 Q_4 为一组, Q_2 和 Q_3 为一组, 两组交替通/断, 输出交流方波电压经 LC 低通滤波器后得到交流正弦输出电压。由于全桥型逆变器的输出滤波电容电压及其导数是连续可测的, 可以取电容电压及其导数作为系统的相变量来描述系统。系统状态方程为:

$$\begin{bmatrix} \dot{u}_c(t) \\ \dot{u}_r(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1/LC & -1/RC \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_c(t) \\ u_r(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E/LC \end{bmatrix} \cdot \gamma \quad (1)$$

其中, $\gamma \in \{-1, 1\}$, 分别代表两组开关的通 / 断状态。当 $\gamma = 1$ 时, 表示 Q_1, Q_4 导通, 滤波器输入电压 $u_r = E$; 当 $\gamma = -1$ 时, Q_2, Q_3 导通, $u_r = -E$ 。

式(1) 可以作为全桥逆变器的变结构模型。在式(1) 描述的系统的变结构模型中, 输出电容电压的导数 $\dot{u}_c(t) = i_c/C$, 可以用电压和电流传感器取样电容电压和电容电流得到系统的相变量。因此, 只要给定参考信号已知, 则可以将参考信号与状态变量之差作为新的状态变量^[9,10], 系统状态方程变为:

$$\begin{bmatrix} \dot{u}_r(t) - \dot{u}_c(t) \\ \ddot{u}_r(t) - \ddot{u}_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1/LC & -1/RC \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_r(t) - u_c(t) \\ \dot{u}_r(t) - \dot{u}_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -E/LC \end{bmatrix} \cdot \gamma + \begin{bmatrix} 0 \\ \ddot{u}_r(t) + \dot{u}_r(t)/RC + u_r(t)/LC \end{bmatrix} \quad (2)$$

令:

$$e_1 = u_r(t) - u_c(t) \quad (3)$$

$$e_2 = \dot{u}_r(t) - \dot{u}_c(t) \quad (4)$$

式(2) 可简化为:

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_2 \\ \dot{e}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_1 & -a_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -b \end{bmatrix} \cdot \gamma + \begin{bmatrix} 0 \\ f(t) \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中, $a_1 = 1/LC, a_2 = 1/RC, b = E/LC, f(t) = \ddot{u}_r(t) + \dot{u}_r(t)/RC + u_r(t)/LC, f(t)$ 为外摄动项, 且满足: $f_2 \leq f(t) \leq f_1 (f_1 > 0, f_2 < 0)$ 。

2 全桥逆变器的滑模变结构控制

滑模变结构系统的动态响应分为 2 个阶段: ① 趋近运动阶段: 从初始状态于有限时间内到达切换面的运动, 即系统轨线向着 $s = 0$ 运动; ② 滑动模阶段: 系统轨线沿着 $s = 0$ 滑动。系统只有在滑动模阶段才具有强鲁棒性, 因此在设计控制律时希望趋近运动阶段尽可能短。

滑模变结构控制器的设计包括 2 个部分: ① 选择切换面函数 s , 使它所确定的滑动模态渐近稳定且有好的品质; ② 设计控制律 γ , 使切换面上布满止点, 形成滑动模态区。

2.1 切换函数的选择和设计

滑模存在的条件要求所有滑模面附近的状态轨迹都指向滑模面。因此, 在式(5) 确定的相平面上, 选择通过原点的斜率为负的直线作为开关切换面, 即:

$$s = k_1 \cdot e_1 + k_2 \cdot e_2 = 0 \quad (6)$$

滑模控制结构框图, 如图 2 所示。为了使系统的状态轨迹沿切换面滑动并最终稳定于原点, 取 $k_1 > 0, k_2$

> 0 。由式(6) 可知切换面上的滑模区动态为一阶动态过程, 解得输出电压 $u_c(t)$ 的动态过程为:

$$u_c(t) = u_r(t) + \mu \cdot e^{-\lambda t} \quad (7)$$

$$\text{其中, } \lambda = \frac{k_1}{k_2}。$$

由式(7) 可知, 工作在滑模面的逆变器输出电压的动态过程由切换面系数的比值 λ 和状态轨迹到达切换面时的初始状态 μ 共同决定, 与系统的其他参数无关, 这体现了系统在滑模态时对外部扰动和内部参数变化的鲁棒性。由于式(1) 所描述的变结构系统包括两个子系统, 分别具有惟一的平衡点, 只要选择切换面使平衡点分列其两侧, 且在工作点所在侧的控制律作用下系统平衡点位于切换面的对侧, 则可保证切换面是可到达的。因此, 令控制律如下:

$$\gamma = \begin{cases} +1, & s > 0 \\ -1, & s < 0 \end{cases} \quad (8)$$

由不变条件, 即 $\dot{s} = 0$, 可得到相应的等效控制:

$$u_{eq}(t) = \frac{1}{b} [\ddot{u}_r(t) + \lambda \cdot \dot{u}_r(t) + (a_2 - \lambda) \dot{u}_c(t) + a_1 \cdot u_c(t)] \quad (9)$$

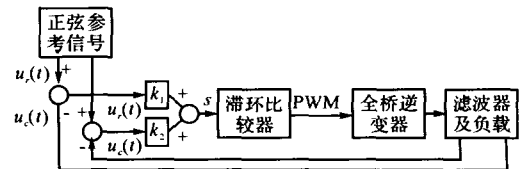


图 2 滑模控制框图

2.2 滑模存在域

由于式(8) 所确定的控制律 γ 是一种受限控制, 只能取 $+1$ 和 -1 两个离散的控制输出, 这就决定了滑模区域只能是切换面上的某一段。根据滑模存在条件:

$$s\dot{s} < 0 \quad (10)$$

等效成两个不等式组:

$$\begin{cases} s > 0, \dot{s} < 0 \\ s < 0, \dot{s} > 0 \end{cases} \quad (11)$$

由式(6) 可知:

$$\dot{s} = k_1 \cdot \dot{e}_1 + k_2 \cdot \dot{e}_2 \quad (12)$$

联立式(5)、式(6) 和式(10), 可得:

$$s = (k_1 - k_2 \cdot a_2) e_2 + k_2 [-a_1 \cdot e_1 + f(t) - b \cdot \gamma] \quad (13)$$

将式(8) 代入式(13), 开关切换面上的滑模区域描述如下:

$$s = \begin{cases} (\lambda - a_2) e_2 - a_1 \cdot e_1 + f(t) - b < 0, & s > 0 \\ (\lambda - a_2) e_2 - a_1 \cdot e_1 + f(t) + b > 0, & s < 0 \end{cases} \quad (14)$$

在相平面中,式(14)表示2条平行线之间的区域,只有在该区域内满足到达条件,才是止点区,即滑模态区。为满足以上两个不等式的区域,将式(6)转换为 $e_2 = -\lambda e_1$ 代入式(14),滑模区域内工作点的横坐标表示如下:

$$\dot{s} = \begin{cases} (\lambda^2 - a_2 \cdot \lambda + a_1)e_1 < f(t) + b, s > 0 \\ (\lambda^2 - a_2 \cdot \lambda + a_1)e_1 > f(t) - b, s < 0 \end{cases} \quad (15)$$

由于输入电压 E 和参考电压 $u_r(t)$ 是确定的,通过选择参数 k_1, k_2, R, C, L 可以得到如下不等式:

$$\lambda^2 - a_2 \cdot \lambda + a_1 > 0 \quad (16)$$

定义 $\sigma = \lambda^2 - a_2 \cdot \lambda + a_1$,式(15)变为:

$$[f(t) - b]/\sigma < u_r(t) - u_c(t) < [f(t) + b]/\sigma \quad (17)$$

式(17)使得滑模区域的描述更加直观。为了保证状态轨迹沿滑模面稳定于坐标原点,即 $u_c(t) \rightarrow u_r(t)$,就必须使滑模域包含相平面的原点。由式(17)可得:

$$f(t) - b < 0 < f(t) + b \quad (18)$$

考虑到 $f(t)$ 的限制,由式(18)可得:

$$f_1 - b < 0 < f_2 + b \quad (19)$$

式(19)等效于由等效控制必须满足的条件 $-1 < u_{eq} < 1$ 得到的滑模区域,同时给出了稳定条件和滑模面系数的选择范围。

3 控制器设计考虑因素

3.1 切换面系数的选择

切换面系数不仅决定着滑动模的稳定性,而且影响着切换面上滑动模态区的大小,乃至原点是否全局稳定性的问题。因此,切换面系数的选择是设计滑模变结构控制器的关键。

由式(7)可知系统在滑模态时的动态特性是由切换面系数之比(即 $\lambda = \frac{k_1}{k_2} > 0$)和系统轨迹进入滑模区时的初始状态 μ 共同决定的,其中 λ 将决定系统滑模态时的衰减速度。 λ 越大,意味着过渡过程就越短,输出电压跟踪参考电压的速度也就越快。因此,在选择切换面时应该尽量使 λ 比较大,这样才能保证系统具有快速的过渡过程和良好的动态性能。另一方面,由式(16)可知,当 λ 取值增大时, σ 也相应增加;而输入电压 E 和与 $u_r(t), R, C, L$ 相关的 $f(t)$ 值在某一时刻是一定的,这就将导致切换线上的滑模区域减少。如果 σ 增大到使滑模区太小而接近于0时,将使滑模控制难以实现滑模动态。此时,系统轨迹将在控制式(8)作用下

在切换面 $s = 0$ 两侧,按照式(2)所确定的两个2阶系统作衰减振荡^[11]。因此,在选择切换面参数时,必须在跟踪速度和滑模区域大小之间求得平衡,在保证系统存在一定范围的滑模区域前提下具有尽量快的过渡过程。

3.2 切换频率的选择

理想的滑模控制要求在切换面两侧以无限高的频率切换系统结构,使系统轨迹保持在切换面上滑动从而实现滑模态。但是在实际工程中,由于器件的开关频率及逆变器效率等方面因素的制约,无限高的开关切换频率是不可能达到的。实际的滑模运动并不是产生在设计切换面上,而是在其两侧的附近区域内产生一种高频振动,这就是滑模变结构控制系统的抖振问题。抖振不仅影响控制的精确性,增加能量消耗,而且系统中的高频未建模动态很容易被激发起来,破坏系统的性能,甚至会使系统产生振荡或失稳,损坏控制器控件。因此,抖振问题已成为滑模变结构控制深入应用的主要障碍。然而对于一个实际的变结构系统而言,抖振是一定存在的。所以只需尽量削弱抖振的幅度以满足实际应用的要求即可。通常的解决办法是采用滞环调制^[12],在开关切换面两侧引入一定宽度的滞环带,从而降低切换频率。具体的控制规律如下:

$$\begin{cases} \gamma = +1, s > +\Delta \\ \gamma = -1, s < -\Delta \end{cases} \quad (20)$$

其中的滞环宽度为 2Δ ,当增大 2Δ 时,切换频率将减小,使得切换频率被控制在开关器件能够正常工作的范围内,同时也有利于减弱滑模控制中由于切换频率过高而存在的抖振现象,这种滞环调制可以理解作为一种准滑模控制。另外一个影响切换频率的因素是切换面系数 k_1, k_2 ,当 k_1, k_2 取值增加时,在相同的误差条件下切换函数 s 的值就增大,相应的到达切换边界线的时间也就缩短,这也将使得切换频率增加。而且由于经LC滤波后的正弦交流输出电压比较平滑,使得系数 k_1 对开关频率的影响比较小,而电容电流的变化相对较快,系数 k_2 对切换频率的影响较大。另外输入电压 E 、电感 L 和负载电阻 R 等因素也会对切换频率产生影响,而切换频率又会影响到输出滤波器参数的设计,滑模控制逆变器的设计步骤简要地归纳如下:首先根据逆变器的效率、谐波含量等因素确定切换频率,然后设计输出滤波器,根据切换频率确定切换面系数,最后由式(19)来检验滑模面系数是否满足滑模存在条件,如果不满足再重新调整滑模面系数。

4 仿真结果及分析

在上述滑模控制理论分析以及全桥逆变器的滑模控制器模型设计的基础上,利用 Matlab 仿真软件设计了一个基于全桥逆变器的仿真程序^[13],具体仿真结果,如图 3 ~ 图 5 所示。

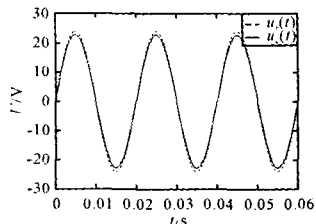


图 3 比例积分控制下的仿真输出电压

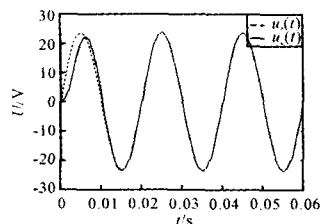


图 4 滑模控制下的仿真输出电压

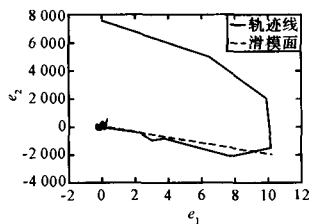


图 5 滑模运动相轨迹

仿真中用到的主要电路和控制参数如下:①输入电压和给定参考电压: $E = 60 \text{ V}$, $u_r(t) = 24\sin 2\pi 50t \text{ V}$;②滑模面系数: $k_1 = 200$, $k_2 = 1$;③切换频率和滞环宽度: $f = 5 \text{ kHz}$, $2\Delta = 10$;④滤波器参数及负载: $L = 34.7 \text{ mH}$, $C = 800 \mu\text{F}$, $R = 50 \Omega$ 。

为了验证滑模控制方案在提高系统的鲁棒性和动态特性方面的优势,笔者特别设计了一项对比仿真研究。在相同的电路参数的条件下,运用电压瞬时值反馈外加传统的比例积分控制方法,对全桥逆变器进行控制。比例积分控制时输出的电压仿真的结果,如图 3 所示,从图 3 中可以看出,传统的比例积分控制方式的输出电压在每个周期的波峰和波谷处均不能较为准确地跟踪并锁定给定参考电压,存在明显的偏差。采用本研究的滑模控制方案时对应的输出电压仿真波形,如图 4 所示,从图 4 中可以看出,输出电压在 0 ~ 0.015 s 内逐渐逼近给定参考电压,在 0.015 s 后锁定,两正弦波形拟合得非常好。对比图 3 和图 4,可以发现滑模控制在提高系统的鲁棒性和改善动态特性上存在着明显的优势,这说明本研究所述的全桥型逆变器的滑模控制方案是可行的。滑模运动轨迹图,如图 5 所示,从中可以看出系统状态能在极短的时间内从初始状态到达切换面,并沿着切换线 $s = 0$ 上滑动,最终到达坐标原点附近,这说明了该系统总体上是渐近稳定的。

5 结束语

本研究主要介绍了全桥逆变器的滑模控制器设计及仿真。由仿真结果可知,滑模控制时逆变器的输出电压具有快速良好的跟踪特性,动态特性好,将滑模控制应用于全桥型逆变器中是一种切实可行的控制方案。但滑模控制作为一种较新的控制方法还存在切换频率不固定、高频开关切换时可能会出现抖振现象,以及全状态反馈增加了控制器的成本等问题,这些都有待进一步的研究。

参考文献 (Reference):

- [1] 田宏奇. 滑模控制理论及其应用[M]. 武汉:武汉出版社, 1995.
- [2] 高为炳. 变结构控制的理论及设计方法[M]. 北京:科学出版社, 1996.
- [3] 刘金琨,孙富春. 滑模变结构控制理论及其算法研究与发展[J]. 控制理论与应用, 2007, 24(3): 407 - 418.
- [4] 张昌凡,王耀南. 滑模变结构的智能控制及应用[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(3): 27 - 29.
- [5] 张黎,丘水生. 滑模控制逆变器的分析与试验研究[J]. 电机工程学报, 2006, 26(3): 59 - 63.
- [6] 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.
- [7] JUNG S, TZOU Y. Discrete sliding-mode control of a PWM inverter for sinusoidal output waveform synthesis with optimal sliding curve[J]. IEEE Trans. Power Electronics, 1996, 11(4): 567 - 577.
- [8] 赵红茹,吴捷. 串联谐振变换器的滑模控制[J]. 电机与控制学报, 2003, 7(2): 122 - 125.
- [9] BIEL D, FOSSAS E, GUINFOAN F. Application of sliding-mode control to the design of a buck-based sinusoidal generator[J]. IEEE Trans. On Industrial Electronics, 2001, 48(3): 563 - 571.
- [10] TAN S C, LAI Y M, TSE C K, et al. Special family of PWM-based sliding-mode voltage controllers for basic DC-DC converters in discontinuous conduction mode[J]. IET Electric Power Applications, 2007, 1(1): 64 - 74.
- [11] CARPITA M, MARCHESONI M. Experimental study of a power conditioning using sliding-mode control[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1996, 11(5): 731 - 742.
- [12] 周宇飞,丘水生,陈军宁. 滞环电流模式控制 Cuk 变换器的非线性现象研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(3): 96 - 101.
- [13] 刘金琨. 滑模变结构控制 Matlab 仿真[M]. 北京:清华大学出版社, 2005.