

文章编号: 1001-0920(2013)04-0637-04

PWM控制开关变换器大信号稳定性的滑模分析方法

周岩¹, 王柏林², 杨长业³

(1. 南京邮电大学 自动化学院, 南京 210046; 2. 河海大学 能源与电气学院, 南京 210098; 3. 解放军理工大学 气象海洋学院, 南京 211101)

摘要: 研究了传统脉宽调制(PWM)控制开关变换器中一个重要现象: 闭环调节器的输出信号与锯齿波比较信号发生多次截交导致开关频率升高且不能获得恒定控制频率, 甚至系统不能稳定输出工作. 以常见的 Buck、Boost 开关变换器设计为例, 研究了基于 PWM-准滑模控制理论的开关变换器大信号稳定性条件, 最终所得结论与经典“斜波匹配”理论相吻合. 仿真结果验证了所提出理论的正确性.

关键词: 大信号稳定; 斜波匹配; 开关变换器

中图分类号: TP202

文献标志码: A

A large-signal stability analysis method based on SMC theory for PWM controlled power supply

ZHOU Yan¹, WANG Bo-lin², YANG Chang-ye³

(1. College of Automation, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210046, China; 2. College of Energy and Electrical Engineering, Hohai University, Nanjing 210098, China; 3. Institute of Meteorology and Oceanography, PLA University of Science and Technology, Nanjing 211101, China. Correspondent: ZHOU Yan, E-mail: andy_zhou12@sina.com)

Abstract: The switch-mode power supply(SMPS) using a pulse width modulation(PWM) control method shows a potential unstable phenomenon that the output signal from the closed-loop compensation transfers the compared triangle signal several times in a switching cycle. Therefore, the quasi-sliding-mode control(SMC) theory is used to analysis the large-signal stability condition for the PWM controlled SMPS, such as the Buck and Boost converters. Finally, the simulation results show the correction of the proposed theory.

Key words: large-signal stability; slope matching; switch-mode power supply

0 引言

开关变换器本质上是非线性系统, 非线性系统可能存在多个局部稳定平衡点或(和)多个局部不稳定平衡点. PWM 定频控制技术广泛地应用于开关变换器的设计中^[1-2], 基于线性控制理论的状态空间平均法^[1]只能保证 PWM 控制系统在某个局部稳定平衡点附近的稳定性, 而无法保证系统的全局稳定性^[3-4].

文献 [5-6] 关于引入 PWM 调制技术的开关变换器大信号稳定性分析是从电子学的斜率匹配角度得到近似保证, 缺乏统一设计, 因此有必要从控制理论的高度来分析设计大信号稳定的闭环控制器.

1 PWM-准滑模控制理论

文献 [3] 将恒频 PWM 控制定义为一种“PWM-

准滑动模态”, 这一定义建立了 PWM 与 VSC 之间的联系, 给出了保证系统大信号稳定工作的条件, 下面先简要介绍其基本思想和结论.

定理 1 对于系统 $\dot{x} = f(x, t) + b(x, t)\mu$, 定义观测测量 $\varepsilon(t) = cx(t)$ 和切换函数 $s(t) = \varepsilon(t) - h(t) = cx(t) - h(t)$, $h(t) = \frac{2A_h}{T_h}(t \bmod T_h) - A_h$ ($T_h > 0$ 和 $A_h > 0$ 分别是锯齿波的周期和峰值), 并采用控制律

$$\mu = \begin{cases} 1, & s \geq 0; \\ 0, & s < 0. \end{cases}$$

如果在锯齿波的每个周期内以下条件都成立 (δ 为任意小正数):

$$\delta < cf < \min \left(-cb - \delta, \frac{2A_h}{T_h} - \delta \right), \quad (1)$$

收稿日期: 2011-11-24; 修回日期: 2012-04-21.

基金项目: 南京邮电大学科研启动基金项目(NY211019).

作者简介: 周岩(1980-), 男, 讲师, 博士, 从事电力电子技术及其控制理论的研究; 王柏林(1947-), 男, 教授, 博士生导师, 从事电能质量监测、控制理论等研究.

则有:

1) 存在 $t_1 \geq t_0$, 使得从任一初态 $\varepsilon(t_0)$ 出发的 $\varepsilon(t)$ 在 $t \geq t_1$ 时进入区域 $|\varepsilon(t)| \leq A_h$;

2) 进入区域 $|\varepsilon(t)| \leq A_h$ 后, 在每个锯齿波周期内观测量 $\varepsilon(t)$ 穿越且仅穿越锯齿波一次, 如图1所示.

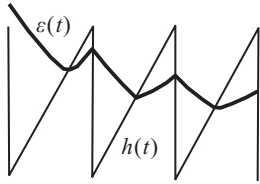


图1 PWM调制系统大信号稳定工作状态

2 开关变换器的大信号稳定性滑模分析方法

利用定理1给出的PWM调制系统大信号稳定充分条件, 以平均电流控制模式的Buck、Boost变换器为例, 同时结合不同拓扑的物理特性研究快速判断系统大信号稳定性的实用结论.

2.1 Buck变换器大信号稳定条件

如图2所示, 当Buck变换器工作在连续工作模式(CCM)时, 其状态方程可表示为

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L}v_o + \frac{\mu}{L}V_{in}, \\ \frac{dv_o}{dt} = -\frac{1}{RC}v_o + \frac{1}{C}i_L. \end{cases} \quad (2)$$

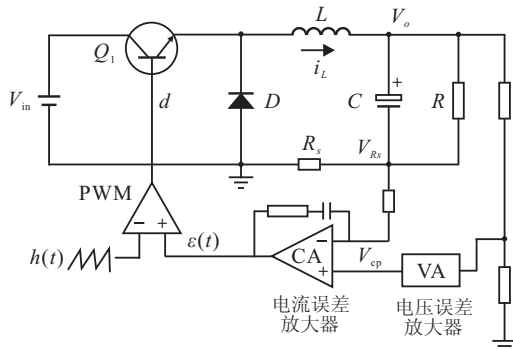


图2 Buck平均电流控制模式变换器

电压外环提供状态变量电感电流的基准信号 I_{ref}^* , 相对于高频切换的电感电流工作状态, 经过PI补偿器得到的低频基准信号 I_{ref}^* 可近似为一常量, 如图2所示. 同时为了简化分析, 输出电压也可视为一恒定常量 V_o .

定义电流误差信号为

$$e = I_{ref}^* - R_{sense}i_L, \quad (3)$$

其中 R_{sense} 为等效采样电阻. 式(3)的微分方程可表示为

$$\begin{aligned} \dot{e} &= \dot{I}_{ref}^* - R_{sense} \dot{i}_L \Rightarrow -R_{sense} \dot{i}_L \Rightarrow \\ & \frac{R_{sense}}{L}V_o - \frac{R_{sense}V_{in}}{L}\mu. \end{aligned} \quad (4)$$

结合定理1, 由式(4)易知

$$f = \frac{R_{sense}V_o}{L}, \quad b = -\frac{R_{sense}V_{in}}{L}. \quad (5)$$

定义观测器 $\varepsilon = Ke$, 其中 $K > 0$ 为PI调节器在开关频率处的放大增益, 可近似为一恒定常数, 则有

$$c = K. \quad (6)$$

由Buck变换器的工作物理特性可知, 其输入电压 V_{in} 始终大于输出电压 V_o , 即满足不等式 $V_{in} > V_o$, 则由式(5)和(6)可知, 工作时可满足不等式

$$f < -b \Rightarrow cf < -cb. \quad (7)$$

由定理1可知, 工作在CCM模式下Buck变换器的大信号稳定条件判定可分为以下3种情况:

1) 当 $\frac{2A_h}{T_h} + \delta < cf$ 时, 不满足条件(1), 变换器进入大信号不稳定状态;

2) 当 $-cb < \frac{2A_h}{T_h}$ 时, 满足条件(1), 变换器进入大信号稳定状态;

3) 当 $-cb > \frac{2A_h}{T_h}$ 时, 为了满足条件(1), 变换器进入大信号稳定状态的条件为

$$cf < \frac{2A_h}{T_h} - \delta. \quad (8)$$

推论1 工作在CCM模式条件下的Buck变换器 $\dot{x} = f(x, t) + b(x, t)\mu$, 定义观测量 $\varepsilon(t) = cx(t)$ 和切换函数 $s(t) = \varepsilon(t) - h(t) = cx(t) - h(t)$, $h(t) = \frac{2A_h}{T_h}(t \bmod T_h) - A_h$, 并采用控制律 $\mu = \begin{cases} 1, & s \geq 0 \\ 0, & s < 0 \end{cases}$, 则系统可能存在两种PWM运动状态:

1) 当满足 $\frac{2A_h}{T_h} + \delta < cf$ 条件时, 变换器进入大信号不稳定工作状态;

2) 当满足 $cf < \frac{2A_h}{T_h} - \delta$ 条件时, 变换器进入大信号稳定工作状态.

2.2 Boost变换器大信号稳定条件

如图3所示, Boost变换器工作在CCM模式时, 其状态方程可表示为

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}V_{in} - \frac{1-\mu}{L}v_o, \\ \frac{dv_o}{dt} = -\frac{1}{RC}v_o + \frac{1-\mu}{C}i_L. \end{cases} \quad (9)$$

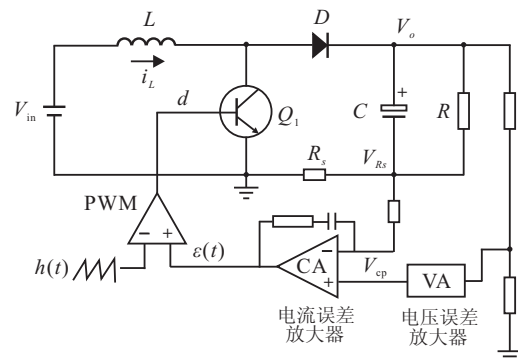


图3 Boost平均电流控制模式变换器

与上节 Buck 变换器分析类似, 假设工作时输出电压 V_o 为一常量, 同时由 PI 低通滤波器构建的电压外环提供的基准信号 I_{ref}^* 也近似为一常量.

电流误差信号定义与式 (3) 一致, 其微分方程为

$$\dot{e} = \frac{R_{sense}(V_o - V_{in})}{L} - \frac{R_{sense}V_o}{L}\mu. \quad (10)$$

结合定理 1, 由式 (10) 易知

$$f = \frac{R_{sense}}{L}(V_o - V_{in}), b = -\frac{R_{sense}V_o}{L}. \quad (11)$$

定义观测器 $\varepsilon = Ke$, 其中 $K > 0$ 为 PI 调节器在开关频率处的放大增益, 可近似为一恒定常数, 则有

$$c = K. \quad (12)$$

由 Boost 变换器的工作原理可知, 在 CCM 时其始终满足不等式 $0 < V_o - V_{in} < V_o$, 则由式 (11) 和 (12) 可知, 工作时可满足不等式

$$f < -b \Rightarrow cf < -cb. \quad (13)$$

由定理 1 可知, 工作在 CCM 模式下, Boost 变换器的大信号稳定条件可分为以下 3 种情况:

1) 当 $\frac{2A_h}{T_h} + \delta < cf$ 时, 不满足条件 (1), 变换器进入大信号不稳定状态;

2) 当 $-cb < \frac{2A_h}{T_h}$ 时, 满足条件 (1), 变换器进入大信号稳定状态;

3) 当 $-cb > \frac{2A_h}{T_h}$ 时, 为了满足条件 (1), 变换器进入大信号稳定状态的条件为

$$cf < \frac{2A_h}{T_h} - \delta. \quad (14)$$

推论 2 工作在 CCM 模式下的 Boost 变换器 $\dot{x} = f(x, t) + b(x, t)\mu$, 定义观测量 $\varepsilon(t) = cx(t)$ 和切换函数 $s(t) = \varepsilon(t) - h(t) = cx(t) - h(t)$, $h(t) = \frac{2A_h}{T_h}(t \bmod T_h) - A_h$, 并采用控制律 $\mu = \begin{cases} 1, & s \geq 0 \\ 0, & s < 0 \end{cases}$, 系统可能存在两种 PWM 运动状态:

1) 当满足 $\frac{2A_h}{T_h} + \delta < cf$ 条件时, 变换器进入大信号不稳定工作状态;

2) 当满足 $cf < \frac{2A_h}{T_h} - \delta$ 条件时, 变换器进入大信号稳定工作状态.

3 仿真实证

本文采用 SIMetrix 软件对所提出的大信号稳定性判据条件进行仿真实证. Buck 变换器的主要参数为: $V_{in} = 48 \text{ V}$, $V_{out} = 27 \text{ V}$, $R_{sense} = 10 \text{ m}\Omega$, $L = 30 \mu\text{H}$, $K = 1$, $C_{out} = 3000 \mu\text{F}$, $R_{load} = 5.4 \Omega$, $A_h = 0.9 \text{ V}$, $T_h = 3.8 \mu\text{s}$.

由式 (5) 和 (6) 可知: $f = 9000$, $b = -16000$, $\frac{2A_h}{T_h} = 468000$.

对于选定的系统, 由式 (8) 可知, 当 $c = K < 52$ 时, 满足大信号稳定条件. 图 4(a) 显示了 K 取不同值

时 $\varepsilon(t)$ 的变化趋势. 由于占空比在每个开关周期内只产生一次, 不会发生 $\varepsilon(t)$ 多次穿越斜波比较信号而产生多次占空比不稳定现象.

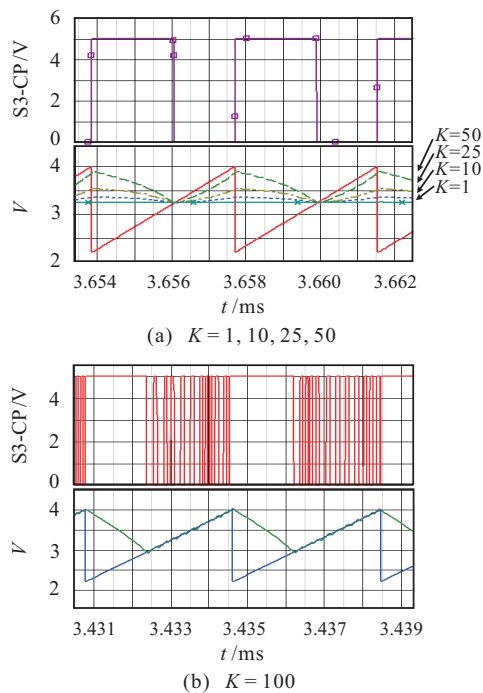


图 4 K 取不同值时 Buck 变换器 $\varepsilon(t)$ 的变化趋势

当 $c = K > 52$ 时, 变换器进入大信号不稳定状态. 图 4(b) 显示了当 $K = 100$ 时, 观测量 $\varepsilon(t)$ 与锯齿波信号产生多次截交, 即系统处于一个工作周期内存在多个占空比的不稳定状态.

Boost 变换器的主要参数为: $V_{in} = 20 \text{ V}$, $V_{out} = 30 \text{ V}$, $R_{sense} = 100 \text{ m}\Omega$, $L = 30 \mu\text{H}$, $C_{out} = 3000 \mu\text{F}$, $K = 2$, $R_{load} = 10 \Omega$, $A_h = 0.9 \text{ V}$, $T_h = 3.8 \mu\text{s}$.

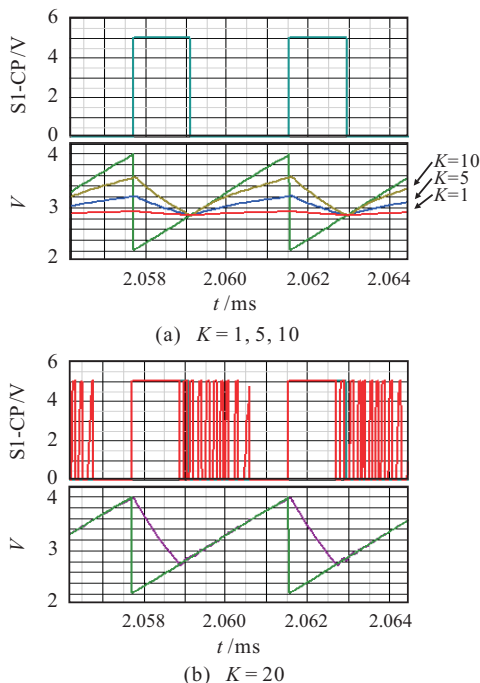


图 5 K 取不同值时 Boost 变换器 $\varepsilon(t)$ 的变化趋势

由式(11)和(12)可知: $f = 33\ 000$, $b = -16\ 000$, $\frac{2A_h}{T_h} = 468\ 000$.

对于选定的系统,由式(14)可知,当 $c = K < 14$ 时,满足大信号稳定条件.图5(a)显示了 K 取不同值时 $\varepsilon(t)$ 的变化趋势.因占空比在每个开关周期内只产生一次,故不会发生 $\varepsilon(t)$ 多次穿越斜波比较信号而产生多次占空比不稳定现象.

当 $c = K > 14$ 时,系统进入大信号不稳定状态.图5(b)显示了当 $K = 20$ 时,观测量 $\varepsilon(t)$ 与锯齿波信号产生多次截交,即系统处于一个工作周期内存在多个占空比的不稳定状态.

4 结 论

本文以 Buck、Boost 变换器为例,通过结合开关变换器的物理工作特性,提出了利用 PWM-准滑模控制理论判定开关变换器大信号稳定的简化条件,从而降低了理论应用的难度.推论1和推论2的结论与传统的斜波匹配判定条件吻合,同时仿真验证了所提出理论应用于判定 PWM 调制开关变换器大信号稳定性的正确性.

参考文献(References)

- [1] Middlebrook R D. Small-signal modeling of pulse-width modulated switched-mode power converters[C]. Proc of the IEEE. 1988: 343-354.
 - [2] Malesani L, Mattavelli P, Tomasin P. High-performance hysteresis modulation technique for active filters[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1997, 12(5): 876-884.
 - [3] 王柏林. PWM-准滑模控制及应用[J]. 控制与决策, 2008, 23(6): 718-720.
(Wang B L. PWM-quasi-sliding mode control and its application[J]. Control and Decision, 2008, 23(6): 718-720.)
 - [4] Zhou Yan, Wang Bo-lin. PWM-quasi-sliding-mode control for APFC converter[J]. Electrical Engineering, 2010, 92(2): 43-48.
 - [5] Lloyd H Dixon. Control loop cookbook[M]. Unitrode: Texas Instruments, 2001: 18-21.
 - [6] Dan Mitchell, Bob Mammano. Designing stable control loops[M]. Unitrode: Texas Instruments, 2001: 5-13.
-
- (上接第636页)
- [11] Kitt B, Geiger A, Lategahn H. Visual odometry based on stereo image sequences with ransac-based outlier rejection scheme[C]. Proc of Intelligent Vehicles Symposium. San Diego, 2010: 486-492.
 - [12] Fernandez D Price. Visual odometry for an outdoor mobile robot[C]. Proc of IEEE Int Conf on Robotics, Automation and Mechatronics. Singapore, 2004: 816-821.
 - [13] Jennings C, Murray D. Stereo vision based mapping and navigation for mobile robots[C]. Proc of IEEE Int Conf on Robotics and Automation. Albuquerque, 1997: 1694-1699.
 - [14] Agrawal M, Konolige K, Bolles R C. Localization and mapping for autonomous navigation in outdoor terrains: A stereo vision approach[C]. Proc of IEEE Workshop on Applications of Computer Vision. Austin, 2007: 1-7.
 - [15] Shi J, Tomasi C. Good features to track[C]. Proc of IEEE Int Conf on Computer Vision and Pattern Recognition. Seattle, 1994: 593-600.
 - [16] Lowe D G. Distinctive image features from scale-invariant key-points[J]. Int J of Computer Vision, 2004, 60(2): 99-110.
 - [17] Horn B K P. Closed-form solution of absolute orientation using unit quaternions[J]. J of the Optical Society of America, 1987, 4(4): 629-642.
 - [18] Moreno F A, Blanco J L, Gonzalez J. An efficient closed-form solution to probabilistic 6D visual odometry for a stereo camera[C]. Proc of IEEE Int Conf on Advanced Concepts for Intelligent Vision Systems. Delft, 2007: 932-942.
 - [19] Martin A F, Robert C B. Random sample consensus: A paradigm for model fitting with applications to image analysis and automated cartography[J]. Communications of the ACM, 1981, 24(6): 381-395.
 - [20] Zhang Z Y, Deriche R, Faugeras O, et al. A robust technique for matching two uncalibrated images through the recovery of the unknown epipolar geometry[J]. Artificial Intelligence, 1995, 78(1/2): 87-119.