

移相全桥 DC-DC 变换器控制策略的仿真研究

李振强, 黄 杰, 邹丽蓉

(广西科技大学 电气与信息工程学院, 广西 柳州 545006)

摘 要:针对移相全桥 DC-DC 变换器, 为了进一步提高其动态性能, 找到一种理想的控制策略, 文中通过对降压型移相全桥 DC-DC 变换器进行小信号分析, 得到降压型移相全桥 DC-DC 变换器的数学模型。根据降压型移相全桥 DC-DC 变换器的数学模型, 采用三种控制策略, 分别设计了 PID 控制器、模糊控制器和模糊 PID 控制器。仿真实验结果表明, 模糊 PID 控制器结合了 PID 控制器和模糊控制器的优点, 其超调量小、调整时间短和稳态误差小。因此它具有更好的控制效果, 是一种更实用的控制策略。

关键词:移相全桥; 变换器; 模糊控制器; 控制策略

中图分类号: TP391.9

文献标识码: A

文章编号: 1673-629X(2016)05-0201-04

doi: 10.3969/j.issn.1673-629X.2016.05.044

Simulation Research on Control Strategy for Phase-shift Full-bridge DC-DC Converter

LI Zhen-qiang, HUANG Jie, ZOU Li-rong

(College of Electrical and Information Engineering, Guangxi University of Science and Technology,
Liuzhou 545006, China)

Abstract: For the Phase-Shifted Full-Bridge (PSFB) DC-DC converter, in order to further improve its dynamic performance and find an ideal control strategy, the mathematical model of the BUCK PSFB DC-DC converter can be obtained by the small-signal analysis method. According to the mathematical model, three control strategies are adopted to design PID controller, fuzzy controller and fuzzy PID controller. The simulation shows that the fuzzy PID controller combines the advantages of PID controller and fuzzy controller, which has the advantages of small overshoot, short adjustment time and small steady state error. So it has better control effect and is a more practical control strategy.

Key words: PSFB; converter; fuzzy controller; control strategy

0 引 言

移相全桥 DC-DC 变换器是在中大功率变换器中最常见的拓扑电路^[1-3], 它的拓扑结构有以下两个优点: (1) 输入和输出之间加入变压器, 实现了电气隔离, 从而减少了高压侧和低压侧之间的相互干扰; (2) 变压器的漏感或原边的串联电感与开关管寄生电容一起来实现开关管的零电压^[4-5]开通。与传统的硬开关相比, 这种软开关技术可以降低开关管的损耗, 从而提高开关电源的效率。因此, 研究移相全桥 DC-DC 变换器具有十分重要的意义。

为了使变换器的输出电压稳定, 通过测量变换器

输出电压实现电压闭环反馈控制。针对降压型移相全桥变换器, 文中采用三种控制策略进行仿真研究。

常规的 PID 控制^[6]具有结构简单、使用方便和稳定性较好的特点, 一般在线性系统中运用很广。模糊控制^[7]能够解决系统难以建模的控制问题, 因为它不需要被控对象的精确模型, 往往调整时间也比较短。但是模糊控制器由于不具备积分环节, 因而很难消除稳态误差, 控制效果也不是很理想。模糊 PID 控制^[8-10]是把模糊控制和 PID 控制相结合, 充分利用两者的优点, 可以取得很好的控制效果。

收稿日期: 2015-08-20

修回日期: 2015-11-25

网络出版时间: 2016-05-05

基金项目: 广西壮族自治区自然科学基金项目 (2013GXNSFCA019020)

作者简介: 李振强 (1967-), 男, 副教授, 硕士研究生导师, 研究方向为系统辨识和过程控制; 黄 杰 (1989-), 男, 硕士研究生, 研究方向为 DC-DC 变换器。

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1450.TP.20160505.0829.092.html>

1 移相全桥 (PSFB) 变换器

1.1 工作原理

PSFB 变换器的结构图如图 1 所示。

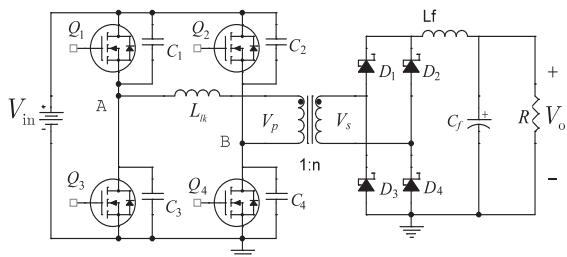


图 1 PSFB 变换器的结构图

其中: V_{in} 为输入电压; V_o 为输出电压; L_{lk} 为变压器的原边绕组的漏电感; $Q_1 \sim Q_4$ 为 4 个功率开关管, 开关管频率为 $f_s = 1/T$; $C_1 \sim C_4$ 为功率开关管自身的耦合电容; $D_1 \sim D_4$ 为输出侧整流二极管; L_f 和 C_f 分别为输出滤波电感和电容; 变压器匝数比为 $N_p/N_s = 1/n$ 。

Q_1 和 Q_3 组成超前桥臂, Q_2 和 Q_4 组成滞后桥臂, 每个桥臂上的上下两管分别由一对互补、带死区的 PWM 波驱动, 超前桥臂的相位领先于滞后桥臂一个角度 (即移相角 α)。当 $\alpha = 0^\circ$ 时, Q_1 和 Q_4 或 Q_2 和 Q_3 同时导通, 输出电压为最大值; 当 $\alpha = 180^\circ$ 时, Q_1 和 Q_2 或 Q_3 和 Q_4 同时导通, 输出电压为最小值。通过调节移相角^[8]即可以调节输出电压。

PSFB 变换器中四个开关管的时序图和电流电压的波形图见图 2。

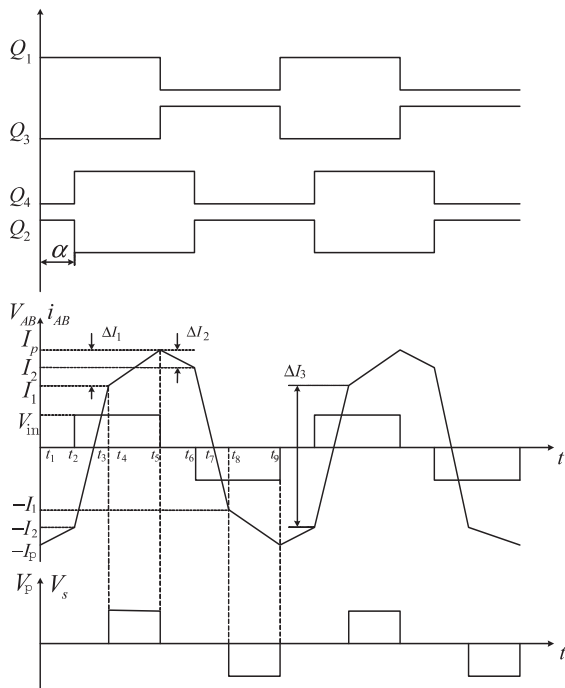


图 2 PSFB 变换器的波形图

1.2 小信号建模

为了研究设计控制器的需要, 首先应该建立 PSFB

变换器的小信号等效电路模型, 然后推导主电路的传递函数。具体方法如下:

(1) 根据图 2 所示, 因为变压器漏感的存在, 原边电流不能突变, 使得有效占空比小于原边占空比。

$$D_{\text{eff}} = D - \Delta D \quad (1)$$

$t = t_4$ 时, 原边电流为:

$$I_1 = nI_o - \Delta I_1/2 \quad (2)$$

$t = t_6$ 时, 原边电流为:

$$I_2 = nI_o + \Delta I_1/2 - n(1 - D)V_o T/2L_f \quad (3)$$

$t_2 - t_4$ 时, 损失的占空比为:

$$\Delta D = (I_1 + I_2) / \left(\frac{V_{in}}{L_{lk}} \cdot \frac{T}{2} \right) \quad (4)$$

由式(1)~(4)得:

$$D_{\text{eff}} = D - \frac{2nL_{lk}}{V_{in}T} \left[2I_o - \frac{V_o}{L_f}(1 - D) \frac{T}{2} \right] \quad (5)$$

(2) 根据上式可知, 原边占空比 D 、电感平均电流 I_o 和输入电压 V_{in} 的变化, 都会引起等效占空比 D_{eff} 的变化, 即 D 、 I_o 或 V_{in} 稍有扰动, 就会对有效占空比产生影响。下面用小信号模型对系统进行分析:

将式(5)表示成函数形式:

$$D_{\text{eff}} = F(D, I_o, V_{in})$$

假设该电路的平衡工作点为 $(d_{\text{eff}}, d, i_o, v_{in})$, 且有 $d_{\text{eff}} = F(d, i_o, v_{in})$ 。

则扰动量分别为:

$$\hat{d}_{\text{eff}} = D_{\text{eff}} - d_{\text{eff}}, \hat{d} = D - d, \hat{i}_o = I_o - i_o, \hat{v}_{in} = V_{in} - v_{in}$$

将式(5)在平衡工作点附近进行泰勒展开, 并略去高阶无穷小项得到:

$$\hat{d}_{\text{eff}} = \frac{\partial F(d, i_o, v_{in})}{\partial D} \hat{d} + \frac{\partial F(d, i_o, v_{in})}{\partial I_o} \hat{i}_o + \frac{\partial F(d, i_o, v_{in})}{\partial V_{in}} \hat{v}_{in}$$

① 占空比扰动量 \hat{d} 对 D_{eff} 的影响:

$$\hat{d}_d = \frac{\partial F(d, i_o, v_{in})}{\partial D} \hat{d} = \left(1 - \frac{n^2 L_{lk}}{L_f} d_{\text{eff}} \right) \hat{d} \approx \hat{d}$$

② 滤波电感电流扰动 \hat{i}_o 对 D_{eff} 的影响:

$$\hat{d}_i = \frac{\partial F(d, i_o, v_{in})}{\partial I_o} \hat{i}_o = - \frac{4nL_{lk}}{v_{in}T} \hat{i}_o$$

③ 输入电压扰动 \hat{v}_{in} 对 D_{eff} 的影响:

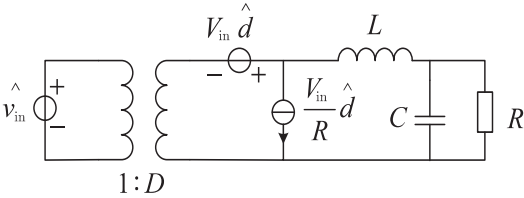
$$\hat{d}_v = \frac{\partial F(d, i_o, v_{in})}{\partial V_{in}} \hat{v}_{in} = \frac{4nL_{lk}i_o}{v_{in}^2 T} \hat{v}_{in}$$

(3) 因为降压型 PSFB 变换器为 BUCK 变换器, 根据 BUCK 变换器的小信号等效电路模型, 推导 PSFB 变换器的小信号等效电路模型。BUCK 变换器的小信号等效电路模型见图 3(a)。

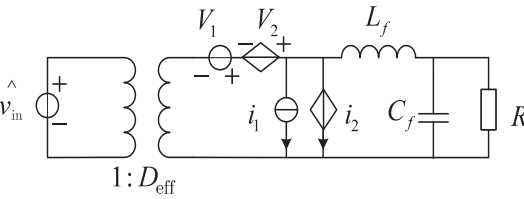
根据上面推导可知:

$$\hat{d}_{\text{eff}} = \hat{d} + \hat{d}_i + \hat{d}_v$$

将 \hat{d}_{eff} 替换 BUCK 变换器的小信号等效电路模型中的 \hat{d} ,即可得 PSFB 变换器的小信号等效电路模型,见图 3(b)。



(a)BUCK 变换器



(b)PSFB 变换器

图3 BUCK 变换器和 PSFB 变换器
小信号等效电路模型

其中: $V_1 = nV_{\text{in}}\hat{d}$, $V_2 = nV_{\text{in}}(\hat{d}_i + \hat{d}_v)$; $i_1 = nV_{\text{in}}\hat{d}/R$,
 $i_2 = nV_{\text{in}}(\hat{d}_i + \hat{d}_v)/R$ 。

(4) $\hat{d}(s)$ 对输出 $\hat{V}_o(s)$ 的传递函数为 $G_{vd}(s)$,令
 $\hat{V}_{\text{in}} = 0$,可求得:

$$\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{d}(s)} = G_{vd}(s) = \frac{nV_{\text{in}}}{s^2 L_f C_f + s(L_f/R + R_d C_f) + R_d/R + 1} \quad (6)$$

式中, $R_d = 4n^2 L_{lk}/T$ 。

2 控制器设计

前面已经介绍了占空比对输出电压的传递函数 $G_{vd}(s)$,在此基础上,分别构思基于 PID 控制器、模糊控制器和模糊 PID 控制器的系统结构框图^[11-12],见图 4。

取主电路参数分别为: $V_{\text{in}} = 300 \text{ V}$, $L_f = 375 \text{ }\mu\text{H}$, $C_f = 5 \text{ }\mu\text{F}$, $R = 15 \text{ }\Omega$, $L_{lk} = 51 \text{ }\mu\text{H}$, $f_s = 20 \text{ kHz}$, $n = 2/3$ 。

2.1 PID 控制器设计

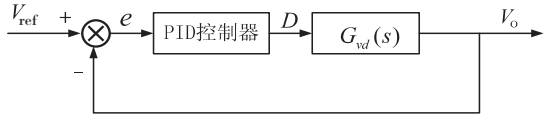
由 PID 控制器组成的系统结构框图见图 4(a)。把主电路参数代入式(6)计算得:

$$G_{vd}(s) = \frac{1.07 \times 10^{11}}{s^2 + 2.06 \times 10^4 s + 6.29 \times 10^8}$$

加 PI 控制作用之后,PI 作用的传递函数设定为 $T(s) = 1 + 1/s$,则系统的开环传递函数变为:

$$G(s) = G_{vd}(s) \cdot T(s) = \frac{1.07 \times 10^{11} s + 1.07 \times 10^{11}}{s^3 + 2.06 \times 10^4 s^2 + 6.29 \times 10^8 s}$$

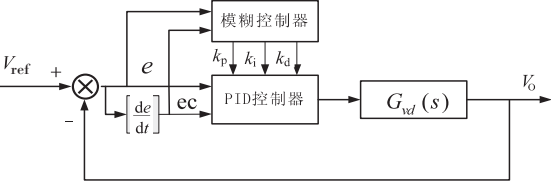
加 PI 控制作用前后的开环系统传递函数的波特图见图 5。



(a)PID 控制器



(b)模糊控制器



(c)模糊 PID 控制器

图4 三种结构框图

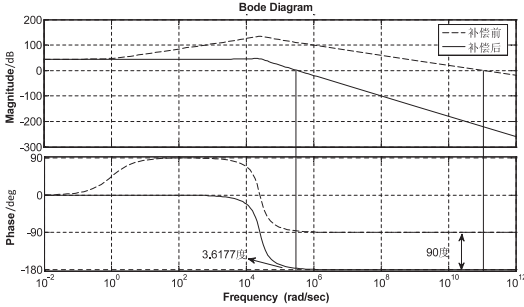


图5 开环系统传递函数的波特图

从图 5 中可以看出,不加控制器前,相位裕度为 3.6177° ,从表面上看,系统是稳定的,但是如果系统中的参数发生变化,系统可能会变得不稳定。通过比例积分的控制作用,系统的相角裕度为 90° ,稳定性有所提高。

2.2 模糊控制器设计

由模糊控制器组成的系统结构框图见图 4(b)。模糊控制器具体设计过程如下:

(1)确定输入语言变量为误差 e 和误差变化 ec ,输出变量为 u 。有:

$$e(k) = V_{\text{ref}} - V_o(k)$$

$$ec(k) = e(k) - e(k-1)$$

(2)选取模糊子集 $e, ec, u = \{NB(\text{负大}), NM(\text{负中}), NS(\text{负小}), ZE(\text{零}), PS(\text{正小}), PM(\text{正中}), PB(\text{正大})\}$ 。

(3)确定模糊控制规则^[13-14]。

(4)通过解模糊,输出控制量 u ,进而经过处理之

后,输出占空比 D 。

2.3 模糊 PID 控制器设计

由模糊 PID 控制器^[15]组成的系统结构框图见图 4(c)。

模糊 PID 控制器是模糊控制器和 PID 控制器的结合,以误差 e 和误差变化 ec 作为输入,利用模糊控制规则在线对 PID 参数进行修改,可以满足不同时刻的 e 和 ec 对 PID 参数的要求。

设计过程与模糊控制器类似,输入语言变量仍为误差 e 和误差变化 ec ,只是输出变量变为比例、积分和微分参数,即 k_p 、 k_i 和 k_d 。

运行时,控制系统通过对模糊逻辑规则的结果处理、查表和运算,完成对 PID 参数的在线调整。

3 仿真结果与分析

为了验证以上三种控制方案的控制效果,在 MATLAB/Simulink 软件中搭建了这三种方案的仿真模型。其中,模糊 PID 控制器的初始 PID 参数,和传统 PID 控制器的 PID 参数一致。仿真结果如图 6 所示。

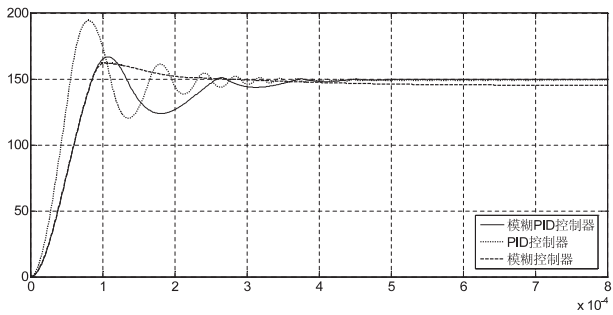


图 6 三种控制方案的仿真结果比较

由仿真图可以看出,PID 控制器超调量比较大,调整时间也比较长;模糊 PID 控制器超调量比较小,调整时间比 PID 控制器稍短,稳态误差几乎为零;模糊控制器超调量最小,且调整时间最短,但存在稍大的稳态误差。

详细情况见表 1。

表 1 三种控制策略仿真结果比较

效果	PID 控制器	模糊控制器	模糊 PID 控制器
超调量	大	小	小
调整时间	长	短	中
稳态误差	中	大	小
设计复杂度	简单	中	复杂

4 结束语

文中通过对降压型移相全桥变换器做了三种不同控制策略的仿真实验,通过实验结果可知,模糊控制和 PID 相结合的模糊 PID 控制器的控制效果更好。

参考文献:

[1] 王 聪. 软开关功率变换器及其应用[M]. 北京:科学出版社,2000.

[2] 蔡宣三,龚绍文. 高频功率电子学[M]. 北京:中国水利水电出版社,2009.

[3] 罗 明. 移相全桥 DC-DC 变换器研究[D]. 广州:华南理工大学,2010.

[4] Vatkovic V, Sate J A, Ridley R B, et al. Small signal analysis of the phase-shifted PWM converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1992, 7(1):128-135.

[5] Sate J A, Vatkovic V, Ridley R B, et al. Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter[J]. IEEE Transactions on VPEC, 1990, 5(1):275-284.

[6] 刘金琨. 先进 PID 控制 MATLAB 仿真[M]. 北京:电子工业出版社,2004.

[7] 金爱娟,张 丽,李少龙. DC/DC 变换器的模糊自整定 PID 控制器设计[J]. 计算机系统应用, 2012, 21(2):56-58.

[8] 魏 华,李 群,陈得宝. 一种新型参数非线性模糊 PID 控制方法[J]. 计算机技术与发展, 2008, 18(2):237-239.

[9] 许会军,王 萍. 移相全桥变换器的模糊 PID 预测控制[J]. 计算机仿真, 2007, 24(1):246-249.

[10] Lopez-Flores D R, Duran-Gomez J L. Analysis and design of a simple digital control algorithm for a phase-shift full-bridge DC-DC power converter[J]. IEEE Transactions on CIEP, 2010, 10(8):205-211.

[11] Jang Y, Jovanovic M M. A new PWM ZVS full-bridge converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(3):987-994.

[12] 孙铁成,郭 超,娜仁图亚,等. 具有移相控制的 ZVS 全桥 DC-DC 斩波变换器[J]. 电工技术学报, 2014, 29(12):66-72.

[13] 张金焕. PID 控制系统和模糊自适应 PID 控制系统的研究及比较[J]. 武汉理工大学学报:信息与管理工程版, 2005, 27(5):286-290.

[14] 赵笑笑. 基于模糊理论与常规 PID 控制的模糊 PID 控制方法研究[J]. 山东电力技术, 2009(6):54-56.

[15] 王述彦,师 宇,冯忠绪. 基于模糊 PID 控制器的控制方法研究[J]. 机械科学与技术, 2011, 30(1):166-172.