

交流电流直接控制的单相 PWM 整流器非线性控制策略

杨俊伟, 史旺旺

(扬州大学水利与能源动力工程学院, 江苏 扬州 225009)

摘要: 由于单相电压型 PWM 整流器比较难以实现交流电流的直接控制, 为了使得系统控制达到期望的效果, 根据反步法在多变量非线性系统的控制方面的诸多优点, 设计了基于反步法的非线性控制算法。详细介绍了单相电压型 PWM 整流器的数学模型, 根据电感电容的能量关系分别构造了电压、电流环的 Lyapunov 函数, 通过 Lyapunov 函数导数的负定, 推断出系统的稳定性。且进行了基于 PSIM 的电路仿真, 并构建采用 IGBT 全控型开关管的单相 H 桥的整流电路进行了验证。实验结果显示该方案下能够保证跟踪误差渐近收敛, 说明系统设计是正确有效的。
关键词: 整流器; 脉宽调制; 李亚普诺夫函数; 反步法; 直接电流控制

Nonlinear control strategy for direct AC current control in single-phase PWM rectifier

YANG Junwei, SHI Wangwang

(College of Hydraulic and Energy Engineering, Yangzhou University, Yangzhou 225009, China)

Abstract: The direct control of alternating current is difficult to be realized by the single-phase PWM rectifier. In order to make the system have high control performance and take the many advantages in nonlinear system control aspects, a strategy based on back-stepping method is analyzed and the model of single-phase PWM rectifier is introduced. The Lyapunov functions of the voltage and current loop are designed respectively according to the energy relations of inductance and capacitance, by the negative definite of the function derivative so that the stability of system is deduced. The simulation based on the PSIM is carried out and the circuits of single-phase PWM full bridge rectifier with IGBT as switches are tested. The experimental results show that the scheme can guarantee the tracking error asymptotically converges, eventually make the system asymptotically stable and explain the system design is correct and effective.

Key words: rectifier; PWM; Lyapunov function; back-stepping; direct current control

中图分类号: TM76

文章编号: 1674-3415(2015)20-0114-05

0 引言

随着经济的持续发展和科技水平的逐步提高, 越来越多的自动化设备被使用到工业生产之中, 存在大量要求以直流电源供电的设备和装置, 由于 PWM 整流技术具有较高的功率因数, 输入电流谐波小, 能量的可逆等优良的性能正在广泛的应用^[1]。构建数学模型, 确定合适的控制策略控制网侧的电流是单相 PWM 整流技术的难题, 很多文献对此进行研究, 文献[2]对其进行了概述, 通常采用 dq 旋转坐标系的比例积分控制器^[3-4]、静止坐标系下的比例谐振 PR 控制器^[5-6]前馈解耦的思想、虚拟磁链定向的线性控制策略^[7-8]; 无源混合控制策略^[9]、最优

时间序列的非线性控制策略^[10], 消除稳态误差, 使得系统稳定。本文借鉴上述的思想, 根据稳态矢量关系, 把反步法应用到单相 PWM 整流器中, 构造了 Lyapunov 能量函数, 结合双闭环控制结构, 完成对单相 PWM 整流器的控制, 通过仿真并实验验证其具有较好的稳定性和动态性能。

1 单相全桥整流器模型

如图1所示主电路, 所有的模型都看作成理想的元件, U 、 R 和 L 分别为网侧电压, 网侧损耗的等效电阻和网侧电感; i 、 U_{dc} 分别为电流和直流侧电压, C 为直流侧电容, i_{dc} 为直流侧的总电流, i_0 是负载电流。

当整流器工作在单位功率因数的时候, 有如图2的相电压矢量关系。 ω 为网侧电压角频率, S 是

开关变量。网侧电压和电流同相位, 负载从电网吸收有功功率, 实现整流器的单位功率运行。

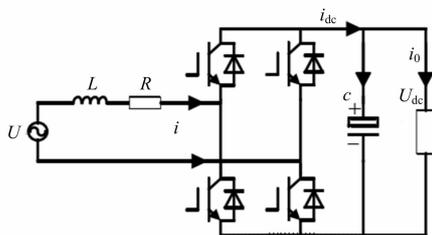


图1 主电路结构

Fig. 1 Main structure

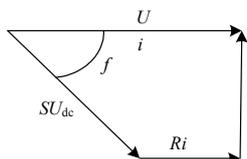


图2 网侧稳态矢量关系图

Fig. 2 Steady state vector diagram of AC side

2 直流侧电压纹波产生原理

当整流器工作在理想的单位因数下时, 假设电压、电流波形是理想的余弦波形。

$$U_s = \sqrt{2}U_{\text{rms}} \cos \omega t \quad (1)$$

$$i_s = \sqrt{2}i_{\text{rms}} \cos \omega t \quad (2)$$

式中: U_{rms} 、 i_{rms} 为 U_s 、 i_s 的有效值; U_s 、 i_s 为交流电压电流峰值。

将式(1)、式(2)相乘, 其交流瞬时功率为

$$P_{\text{in}} = U_s i_s = 2U_{\text{rms}} \cos(\omega t) i_{\text{rms}} \cos(\omega t) = U_{\text{rms}} i_{\text{rms}} [\cos(2\omega t) + 1] \quad (3)$$

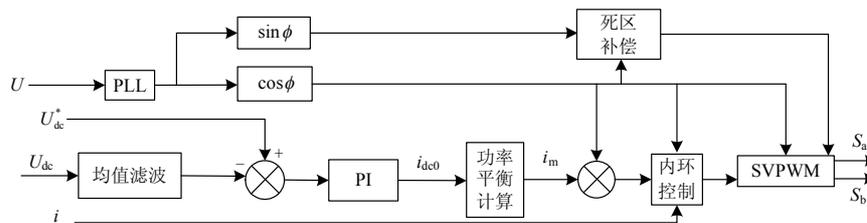


图3 系统控制框图

Fig. 3 System control block

3.1 锁相环设计

传统的锁相环一般为鉴相器、环路滤波器和压控振荡器三部分器组成, 由于单相的整流器只存在单相电压信号, 因此需要构造一个虚拟的正交信号^[1], 本文采用延迟法构造虚拟两相的锁相控制方案, 实现电网电压的锁相控制。在具体过程中, 延迟 90° 即延时四分之一周期, 因为已知电网电压工频为

式(3)化简得到直流侧的瞬时功率为

$$P_o = U_{\text{dc}} i_{\text{dc}} + CU_{\text{dc}} \frac{d\tilde{U}_{\text{dc}}}{dt} \quad (4)$$

式中: U_{dc} 是直流电压; i_{dc} 是直流电流; \tilde{U}_{dc} 是直流电压的交流波动。

由瞬时的总功率平衡可得

$$P_o = P_{\text{in}} \quad (5)$$

求解该一阶微分方程可得

$$\tilde{U}_{\text{dc}} = \frac{U_{\text{rms}} i_{\text{rms}} \sin(2\omega t)}{2\omega CU_{\text{dc}}} \quad (6)$$

即存在交流波动 \tilde{U}_{dc} 其幅值和直流侧电压, 滤波电容 C , 电压角频率 ω 成反比, 电压脉动的幅值与输出功率成正比。由上式可知整流器输入的瞬时功率不是恒定的, 有二倍频的波动, 但是整流器输出的功率要求是恒定的, 所以电源电压中将含有二倍频分量, 且不可避免, 降低了功率因数。

3 控制器设计

系统控制框图如图3所示。反步法实际是一种由前向后迭代的方法, 逐步迭代出设计的函数, 最终实现系统的稳定, 在控制策略上, 采用电压外环和电流内环的双闭环控制, 系统设计中利用直接电流控制, 其关键就是让一个和网侧电压同频同相的单位正弦波与由电压外环产生的电流幅值相乘得到电流指令的期望值, 而电流环作用是让网侧输入电流达到该电流期望值^[6], 为了使得交流电流指令值的相位与网侧电压的相位相同, 网侧电压的相位需要通过锁相环得到。

50 Hz, 可以利用该方法构造虚拟的正交相, V_a 为电网电压采样信号, V_b 是延迟四分之一周期得到的。归一化后得到 e_c 是网侧电压同相同频的单位余弦波, e_s 即为单位正弦波。

3.2 电压外环设计

构造一个Lyapunov函数 V , 设直流侧电压的期

望值是 U_{dc}^* ，得到

$$V = \frac{1}{2}C(U_{dc} - U_{dc}^*)^2 + \frac{1}{2}K_{ui}[\int(U_{dc} - U_{dc}^*)dt]^2 \quad (7)$$

利用电容 C 的微分方程

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = i_{dc} - i_0 \quad (8)$$

由 Lyapunov 稳定定理可知，函数 V 在平面上是正定的，仅当 $\dot{V} \leq 0$ 时可以保证该系统是 Lyapunov 稳定的。

联立式(7)，式(8)对 V 求导，得到

$$\dot{V} = (U_{dc} - U_{dc}^*)[i_{dc} - i_0 + K_{ui} \int(U_{dc} - U_{dc}^*)dt] \quad (9)$$

对于电压外环而言，考虑了单相整流器直流侧电压二次谐波的影响，直接利用外环的电压调节器产生电流幅值，则必然会导致直流电压环输出中包含有相应的谐波分量，从而内环电流指令中包含有谐波，导致输入电流畸变^[12]，计算时可以将采样的直流电压均值滤波后再送入PI控制器，消除高次谐波对控制环节的干扰。

由Lyapunov稳定定理可知，为使 $\dot{V} \leq 0$ ，可以得到 i_{dc} 的期望值 i_{dc0} 为

$$i_{dc0} = i_0 - K_{up}(U_{dc}' - U_{dc}^*) - K_{ui} \int(U_{dc}' - U_{dc}^*)dt \quad (10)$$

式中： U_{dc}' 是经过均值滤波后得到的直流侧电压；因为 $i_{dc} = si$ ， S_m 是开关变量 S 的幅值； i_m 是网侧指令电流幅值；同时 i_{dc0} 应该是忽略二次谐波后的直流分量，根据整流器稳态矢量关系图(图2)在单位功率因数下有如下方程：

$$\frac{1}{2}S_m i_m \cos \phi = i_{dc0} \quad (11)$$

为求得交流电流设定值，可以得到

$$\begin{aligned} S_m U_{dc} \cos \phi + R i_m &= e_m \\ S_m U_{dc} \sin \phi &= i_m \omega L \end{aligned} \quad (12)$$

式(12)可化简为

$$\cos \phi = \frac{e_m - R i_m}{S_m U_{dc}} \quad (13)$$

式中： ϕ 为网侧电压矢量和直流侧电压矢量夹角； R 是网侧串联损耗等效电阻； e_m 是网侧电压幅值。

利用上述矢量关系得到平衡式，联立求解式(12)、式(13)得到

$$i_m = \frac{e_m + \sqrt{e_m^2 - 8RU_{dc}i_{dc0}}}{2R} \quad (14)$$

可以将求得的 i_m 作为引入电流内环的指令电流幅值。这样就忽略了其中二次纹波，用它做电压外环的输出， i_{set} 作为期望电流的设定值，得到式(15)。

$$i_{set} = i_m e_c \quad (15)$$

式中， e_c 是网侧电压同相同频的单位余弦波，这样利用交流信号作为期望电流可以改善由于谐波对电流内环的误差。

3.3 电流内环设计

设计电流内环控制器，实际电流 i 和期望电流 i_{set} 之间的电流差： $i - i_{set}$ ，建立电流环的数学模型为

$$L \frac{di}{dt} = e - Ri - SU_{dc} \quad (16)$$

期望电流的导数可得

$$\dot{i}_{set} = -i_m \omega e_s \quad (17)$$

式中： e 是网侧电压； L 是网侧电感； e_s 是网侧电压同相同频的单位正弦波； i_m 是网侧电流的幅值； i_{set} 是网侧电流的设定值； i 是网侧电流的实际值。

根据系统的 Lyapunov 能量函数，构建函数 V 为

$$V = \frac{1}{2}L(i - i_{set})^2 \quad (18)$$

其连续导数为

$$\dot{V} = (i - i_{set}) \left(L \frac{di}{dt} - L \frac{di_{set}}{dt} \right) \quad (19)$$

代入式(15)、式(17)可得到

$$\dot{V} = (i - i_{set})(e - Ri - SU_{dc} + i_m \omega L e_s) \leq 0 \quad (20)$$

通过加入反馈控制可以使得函数 V 成为闭环系统的 Lyapunov 函数，由于直接电流控制时，根据内模原理，PI 控制无法实现对正弦信号(电流环的期望值)无静差跟踪，因而可以通过引入滞环比较环节，即比较网侧电流的实际值和指令电流值的偏差来实现电流指令跟踪来消除稳态误差。即

$$\begin{aligned} \dot{V} = (i - i_{set})(e - Ri - SU_{dc} + i_m \omega L e_s) = \\ -K_{ip}(i - i_{set}) - K_{ia} \operatorname{sgn}(i - i_{set}) \leq 0 \end{aligned} \quad (21)$$

此时电流内环使得网侧输入电流无静差的跟踪期望的电流值，即 V 收敛于零，容易得到最终的控制变量为

$$S = [K_{ip}(i - i_{set}) + K_{ia} \operatorname{sgn}(i - i_{set}) + i_m \omega L e_s + e - Ri] / U_{dc} \quad (22)$$

3.4 SVPWM 和死区补偿

最后采用 SVPWM 方案更易于使得整流器工作在单位功率因数状态，并且具有开关损耗低等优点。利用上文中的锁相环虚构正交平面， V_a 、 V_b 将整个平面分成四个扇区，为了确定扇区的象限，加入两个判断变量 A 、 B 。通过 A 、 B 相加的值来判断象限，并且在一个周期内通过两个单位矢量对期望矢量进行组合，使期望值与其平均值重合，从而合成 PWM 波形。

电流的极性也可以用类似的办法来判断, 根据电流正负极性改变 PWM 信号发生时刻, 减小由于死区的原因对电流内环的影响, 从而获得更加理想的脉冲宽度, 改善网侧电流波形。

4 实验结果

本文分别搭建了仿真模型和试验平台。把反步法的策略应用到实际系统中, 在开发的试验装置上, 进行了相关的运行控制实验。参考文献[13]选择参数, 用 PSIM 进行了仿真实验, 表 1 给出了整流器的相关参数, 仿真时直流侧期望电压设定为 400 V。

表 1 整流器相关参数

| 参数 | 数值 |
|------------------------|-------|
| 交流电压源 f/Hz | 50 |
| 交流侧电感 L/mH | 10 |
| 交流侧电阻 R/Ω | 0.1 |
| 直流母线电容 $C/\mu\text{F}$ | 4 400 |
| 开关频率 f/kHz | 10 |

图 4 为利用表 1 中的参数下采用上述控制策略所得到的仿真波形, 系统在 0.05 s 启动, 输出电压能够快速达到期望值并在 0.125 s 突加 200 Ω 负载后直流电压波动较小, 空载时电流基本为零, 加入负载后交流侧电流能迅速达到期望值。

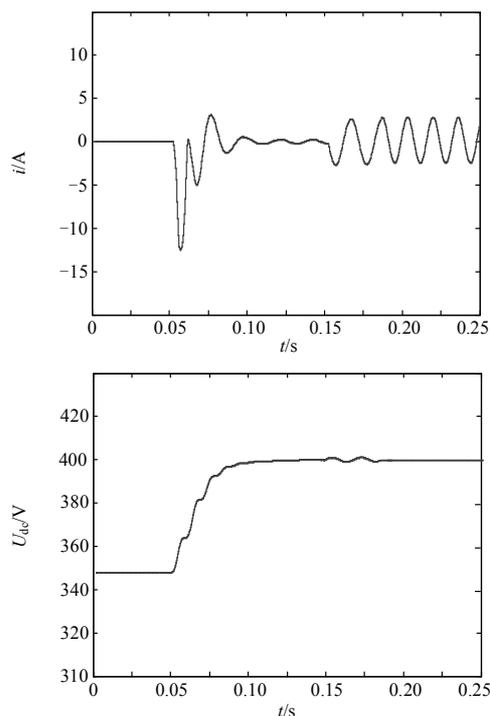


图 4 基于本文所提控制策略的仿真波形

Fig. 4 Simulation curves with the proposed control strategy

实验中采用 TMS320F28335 作为最小系统电路, 采用 IGBT 全控型开关管构建的电路进行能量的转换, 具体实验的参数和仿真时一样, 实验时直流侧电压设定为 300 V, 将电网电压经调压器接到交流侧。实验波形见图 5, 图 5 上图为由空载到突然加负载的过渡过程波形, 其中 U_{dc} 为直流母线电压曲线, U 为交流侧线电压曲线, i 为交流侧电流曲线。可以看出突然加负载时, 母线电压变化很小, 电压稳定; 同时可以看出由于突然加入负载, 电流明显增加, 但电压变化较小, 受负载的干扰小。图 5 下图为系统稳定运行时的波形, 经比较后可看出线电压和线电流同相位, 从而分析得出电压电流同相位。针对以上实验波形曲线的分析, 采用其控制策略能够得到比较满意的控制效果。

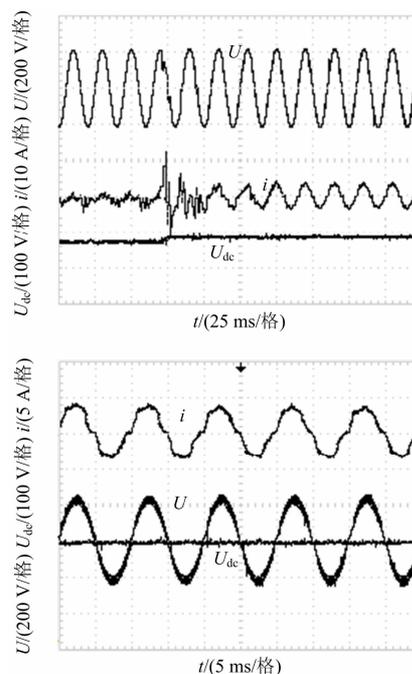


图 5 基于本文所提控制策略的实验波形

Fig. 5 Experimental waveforms based on the proposed control strategy

5 结论

本文着重分析了单相全桥 PWM 整流器, 并针对网侧电流较难控制问题和系统本身具有的非线性的多变量耦合的特性, 构建了基于 Lyapunov 能量函数非线性方程的模型, 利用反步法在设计过程中实现对整流器系统的降阶处理, 消除了经典控制中相对阶为 1 的限制使其可以控制相对阶为 n 的非线性系统。同时采用直接电流控制的策略, 设计电压外环, 设计电流内环, 仿真和实验结果表明从实验的波形中可看出系统具有高功率因数、谐波小和鲁棒

性强的优点, 和其他的控制方法相比较, 系统较好地消除电流稳态误差, 动态响应效果得到了提升, 在直流电源、UPS、融冰技术^[14]有一定的实际意义。

参考文献

- [1] 张崇巍. PWM 整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [2] 程启明, 程尹曼, 薛阳, 等. 三相电压型 PWM 整流器控方法的发展综述[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(3): 145-155.
- CHENG Qiming, CHENG Yiman, XUE Yang, et al. A summary of current control methods for three-phase voltage-source PWM rectifiers[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(3): 145-155.
- [3] 姚致清, 于飞, 赵倩, 等. 基于模块化多电平换流器的大型光伏并网系统仿真研究[J]. 中国机电工程学报, 2013, 33(36): 27-33.
- YAO Zhiqing, YU Fei, ZHAO Qian, et al. Simulation research on large-scale PV grid-connected systems based on MMC[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(36): 27-33.
- [4] 王颖. PWM 整流器数学建模及参数整定方法[J]. 电力系统及其自动化学报, 2014, 26(5): 55-59.
- WANG Ying. Mathematical modeling and parameters tuning method for PWM rectifier[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2014, 26(5): 55-59.
- [5] 高吉磊, 林飞, 郑琼林. 基于网压预测的单相 PWM 整流器比例谐振控制[J]. 电工技术学报, 2011, 26(5): 45-51.
- GAO Jilei, LIN Fei, ZHENG Qionglin. Proportional resonant control of single-phase PWM rectifiers based on grid voltage prediction[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(5): 45-51.
- [6] 李涛丰, 欧阳晖, 熊健, 等. 单相全桥 PWM 整流器的直接电流控制技术[J]. 电力电子技术, 2010, 44(10): 51-53.
- LI Taofeng, OUYANG Hui, XIONG Jian, et al. The research of single-phase PWM rectifier based on direct current control technology[J]. Power Electronics, 2010, 44(10): 51-53.
- [7] 姚致清, 赵倩, 刘喜梅. 基于准同步原理的逆变器并网技术研究[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(24): 123-126.
- YAO Zhiqing, ZHAO Qian, LIU Ximei. Research on grid-connected technology of inverter based on quasi synchronous principle[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(24): 123-126.
- [8] 侯兆然. 基于虚拟磁链定向的 PWM 整流器控制方法研究[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 42(21): 105-109.
- HOU Zhaoran. Research on control method of PWM rectifier based on virtual flux orientation[J]. Power System Protection and Control, 2013, 42(21): 105-109.
- [9] 马先芹, 王久和. 直驱风电系统双 PWM 变流器非线性控制策略[J]. 电力系统及其自动化学报, 2013, 25(6): 35-41.
- MA Xianqin, WANG Jiuh. Nonlinear control strategy of dual-PWM converter in direct drive wind power generation[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2013, 25(6): 35-41.
- [10] 宋战峰, 夏长亮, 谷鑫. 静止坐标系下基于最优时间序列的电压型 PWM 整流器电流预测控制[J]. 电工技术学报, 2013, 28(3): 234-240.
- SONG Zhanfeng, XIA Changliang, GU Xin. Stationary frame current regulation of PWM rectifiers based on predictive control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(3): 234-240.
- [11] 袁庆庆, 伍小杰, 石祥龙. 基于特定谐波消除的并网锁相环技术[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(36): 34-40.
- YUAN Qingqing, WU Xiaojie, SHI Xianglong. An overview of single-phase power phase-locked loop technique[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(36): 34-40.
- [12] 杨顺风, 冯晓云, 韩坤, 等. 基于 DSP 单相 PWM 整流器的控制器研究[J]. 电力电子技术, 2009, 43(3): 63-65.
- YANG Shunfeng, FENG Xiaoyun, HAN Kun, et al. Study on single phase PWM rectifier controller based on DSP[J]. Power Electronics, 2009, 43(3): 63-65.
- [13] 姚致清, 张茜, 刘喜梅. 基于 PSCAD EMTDC 的三相光伏并网发电系统仿真研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(17): 76-81.
- YAO Zhiqing, ZHANG Qian, LIU Ximei. Research on simulation of a three phase grid connected photovoltaic generation system based on PSCAD/EMTDC[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(17): 76-81.
- [14] 姚致清, 刘涛, 张爱玲, 等. 直流融冰技术的研究及应用[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(21): 57-62.
- YAO Zhiqing, LIU Tao, ZHANG Ailing, et al. Research & application on DC de-icing technology[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(21): 57-62.

收稿日期: 2014-12-25; 修回日期: 2015-03-06

作者简介:

杨俊伟(1990-), 男, 通信作者, 硕士研究生, 主要研究方向为电力电子与电力传动; E-mail: 935212985@qq.com
史旺旺(1969-), 男, 博士, 副教授, 主要研究方向为风力发电和光伏发电控制。

(编辑 周金梅)