

三相 PWM 变换器的负载自适应控制

郭 鑫,任海鹏

(西安理工大学自动化与信息工程学院,陕西西安 710048)

摘 要: 三相 PWM 变换器因结构相对简单,开关器件电压应力低,效率高等优点得到广泛应用.三相 PWM 变换器一般采用双闭环控制,控制器采用 PI 控制方法,但传统 PI 控制方法存在参数不易整定且负载变化时适应性差的问题.针对这些问题,本文提出在三相 PWM 变换器电压外环和电流内环分别采用负载自适应控制及反馈线性化控制方法.本文方法避免了传统 PI 控制参数调整困难费时的问题,同时改善了系统性能.仿真及实验结果表明,与传统 PI 控制和精确反馈线性化控制方法相比,本文方法控制参数少,易于选择,在负载发生变化时,输出电压波动小、恢复时间短,具有更强的适应能力.

关键词: PWM 整流器;反馈线性化;自适应控制;负载扰动

中图分类号: TN911.23 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2015)10-2088-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2015.10.031

Load Adaptive Control for Three-Phase PWM Converter

GUO Xin, REN Hai-peng

(School of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an, Shaanxi 710048, China)

Abstract: The three-phase PWM converter is widely used due to the advantages of its simple topology, low voltage stress on switching devices and high efficiency. Conventionally, double closed-loop PI (Proportional-Integral) controllers are used for three-phase PWM converters. However, PI controllers have two main problems: difficulty to adjust the parameters of the controller and lack of adaptability to the system parameters variations. To deal with these problems, a load-adaptive control method and a feedback linearization control method are proposed for the voltage outer-loop and current inner-loop control of the three-phase PWM converter, respectively. The proposed method avoids the difficult and time-consuming parameters adjustment problems of the conventional PI controllers design, and improves the performance of the system. The simulation and experiment results show that, compared to the traditional PI control and the existing feedback linearization control method, the proposed control method uses less adjustable parameters which are easy to be chosen, and provides less output voltage perturbation, less recovery time and stronger adaptivity with respect to load variations.

Key words: PWM rectifier; feedback linearization; adaptive control; load perturbation

1 引言

随着电力电子装置的广泛应用引起的谐波污染问题日益严重,功率因数校正逐渐受到了人们的重视.传统整流器采用二极管全桥整流方式,存在输入电流谐波含量高、输入功率因数低、交流侧电网电流畸变以及整流输出电压脉动变化大等缺点^[1].近年来高频 PWM 整流器因具有输入电流正弦化、谐波含量低、功率因数高及输出直流电压恒定可控等优点,成为电力电子技术研究的热点之一^[2].其中三相 PWM 变换器由于其高功率因数、输入电流连续、功率器件电压电流应力小、能量可双向流动等优点被广泛应用在中大功率的场合中^[3].

三相 PWM 变换器常用的控制方法是基于同步旋转坐标系的双闭环比例积分(PI)控制方法^[4,5],但 PI 控制普遍存在的问题是其参数选取过程极端依赖设计经验,参数变化时性能变差.文献[6]给出了一套 PI 参数整定方法,但只得到了一个参数范围,在实际应用时仍需进一步调整,以获得较好的性能.一些学者将诸如模糊控制^[7]、遗传算法^[8]、粒子群优化理论^[9]应用于 PID 控制器参数在线寻优中,取得了较好的控制效果,但系统参数发生改变时, PID 参数不能适应这些变化,使得系统性能变差.文献[10]采用静止参考坐标系下的比例谐振(PR)控制器,但其与传统同步参考坐标系下 PI 控制的本质差别只是没有坐标变换,参数调整过程仍然复杂,

且仍有参数变化时系统性能变差的问题.文献[11,12]采用基于反馈线性化的极点配置方法进行控制,文献[13]使用李亚普诺夫稳定性原理设计控制器,文献[14]采用基于零极点配置状态反馈的无差拍控制方法,以上方法均可实现全局稳定,但是在参数发生变化时,这些方法的性能都将变差.文献[15]采用模型预测控制方法设计了控制器,但在预测模型参数不确定时,系统性能变差.

三相电源的运行过程中负载等电路参数会随运行情况而变化(例如加热电源等),因此设计的控制器需要能够适应这种变化得到更好的性能.本文分析了三相 PWM 变换器数学模型,采用三相 PWM 变换器的双闭环控制方法,针对变换器非线性强耦合特点和负载频繁变化工况设计了电压环负载自适应控制器、电流环反馈线性化控制器,该控制方案参数少且易于选取,对负载变化具有更好的适应性,仿真和实验表明该方法能够获得更好的静动态性能.

2 三相 PWM 变换器及数学模型

2.1 三相 PWM 变换器拓扑结构

三相 PWM 整流器如图 1 所示,其中 U_a, U_b, U_c 为三相输入电源电压, i_a, i_b, i_c 为三相输入电流, U_{dc} 为输出直流电压,三相输入交流滤波电感 $L_a = L_b = L_c = L$,输入电感及开关元件的等效电阻为 R ,输出滤波电容为 C ,直流侧负载为 R_L .

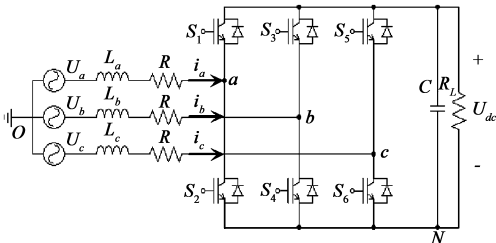


图1 三相PWM整流器主电路

2.2 三相 PWM 变换器数学模型

定义三相桥臂的开关函数为 $S_i (i = a, b, c)$, 其中 $S_a = 1$ 表示开关 S_1 导通而开关 S_2 断开, $S_a = 0$ 表示开关 S_1 断开而开关 S_2 导通.

三相 PWM 变换器在 abc 三相静止坐标系下模型为:

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = U_a - Ri_a - \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} U_{dc} \\ L \frac{di_b}{dt} = U_b - Ri_b - \frac{2S_b - S_a - S_c}{3} U_{dc} \\ L \frac{di_c}{dt} = U_c - Ri_c - \frac{2S_c - S_a - S_b}{3} U_{dc} \\ C \frac{dU_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - \frac{U_{dc}}{R_L} \end{cases} \quad (1)$$

对式(1)进行 dq 同步旋转变换,得到

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + wLi_q - S_d U_{dc} + U_d \\ L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q - wLi_d - S_q U_{dc} + U_q \\ C \frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (S_d i_d + S_q i_q) - \frac{U_{dc}}{R_L} \end{cases} \quad (2)$$

其中 $w = 2\pi f$ 为输入正弦电压信号角速度, U_d, U_q, i_d, i_q 分别为三相电压和电流在同步旋转坐标系下的有功和无功分量, S_d, S_q 为开关函数在 d, q 轴上的开关分量.

3 双闭环控制器设计

本文采用双闭环控制策略,电流内环实现输入电流跟踪输入电压变化,实现单位功率因数;电压外环实现直流侧输出直流电压稳定可控.

3.1 电流环反馈线性化控制器设计

由式(2)得,电流环方程为:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = U_d - Ri_d - wLi_q - U_{rd} \\ L \frac{di_q}{dt} = U_q - Ri_q - wLi_d - U_{rq} \end{cases} \quad (3)$$

其中 $U_{rd} = S_d U_{dc}$, $U_{rq} = S_q U_{dc}$ 为控制量,可见,电流环方程存在非线性强耦合,利用反馈线性化思想设计控制器如下:

$$\begin{cases} U_{rd} = U_d + Lwi_q - Ri_d - L \left(\frac{di_{dref}}{dt} - k_d (i_d - i_{dref}) \right) \\ U_{rq} = U_q - Lwi_d - Ri_q - L \left(\frac{di_{qref}}{dt} - k_q (i_q - i_{qref}) \right) \end{cases} \quad (4)$$

其中 i_{dref} 为 d 轴电流期望值, i_{qref} 为 q 轴电流期望值.将控制器式(4)代入式(3),可得

$$\begin{cases} \frac{de_{i1}}{dt} + k_d e_{i1} = 0 \\ \frac{de_{i2}}{dt} + k_q e_{i2} = 0 \end{cases} \quad (5)$$

其中 $e_{i1} = i_d - i_{dref}$, $e_{i2} = i_q - i_{qref}$ 分别为直轴和交轴的电流跟踪误差,只要控制参数 $k_d, k_q > 0$,则式(5)是一个指数稳定的误差系统,可实现电流跟踪,参数 k_d, k_q 越大,电流跟踪速度越快.与传统前馈解耦的 PI 控制方式^[4]相比,反馈线性化方法的控制参数更少,控制参数更易于选择,更加易于数字实现.

3.2 电压环自适应控制器设计

作为整流装置,一般与负载或后级电路相联,而负载(后级电路等效负载)会随运行情况而变化,为了适应负载的变化,本文采用负载自适应控制方法控制输出电压.

由式(2)得,电压环方程为:

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{3}{2}(S_d i_d + S_q i_q) - \frac{U_{dc}}{R_L} \quad (6)$$

电压环作为外环,其输出为电流环的参考输入,同时电流环为了达到单位功率因数,需要有功电流 i_d 达到期望值,无功电流 i_q 为 0,因此 $i_d = i_{dref}$, $i_{qref} = 0$,电压环方程可简化为:

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} S_d i_{dref} - \frac{U_{dc}}{R_L} = U_{ndc} - \varphi U_{dc} \quad (7)$$

其中 $U_{ndc} = 3S_d i_{dref}/2$ 为电压环等效控制量,不确定参数 $\varphi = 1/R_L$. 定义期望系统输出为恒值 U_m ,若系统各参数均精确已知,我们可以用下面控制规律实现系统对期望的完全跟踪

$$U_{ndc} = \varphi U_{dc} + C\dot{U}_m - Ck_v e_u \quad (8)$$

其中 $e_u = U_{dc} - U_m$ 为跟踪误差, k_v 为正数,将式(8)代入式(7),如 $k_v > 0$,可以得到按指数收敛的误差系统 $C\dot{e}_u + Ck_v e_u = 0$,即 $\dot{e}_u + k_v e_u = 0$.

若负载 R_L 未知,采用如下控制规律:

$$\hat{U}_{ndc} = \hat{\varphi} U_{dc} + C\dot{U}_m - Ck_v e_u \quad (9)$$

其中 $\hat{\varphi}$ 代表 φ 的估计值,由这个控制器得到的误差系统为 $C\dot{e}_u + Ck_v e_u = \tilde{\varphi} U_{dc}$,其中 $\tilde{\varphi} = \hat{\varphi} - \varphi$ 为参数估计误差.我们采用自适应方法,以实现期望电压 U_m 的跟踪控制,参数 $\hat{\varphi}$ 的参数更新规律为:

$$\dot{\hat{\varphi}} = -\gamma e_u U_{dc} \quad (10)$$

其中正常数 γ 为自适应增益.此处, γ 决定估计参数收敛速度,但 γ 过大将导致估计参数在逼近实际值的过程中产生振荡.

定理 对于三相 PWM 变换器电压环采用式(9)给出的控制器和式(10)给出的参数自适应规律,可以实现对期望电压的渐进跟踪.

证明 根据李雅普诺夫第二方法,对于闭环系统(7)(9)(10),选取以下函数作为李雅普诺夫函数:

$$V(e_u, \tilde{\varphi}) = \frac{1}{2} \left[C e_u^2 + \frac{1}{\gamma} \tilde{\varphi}^2 \right] > 0 \quad (11)$$

由于输出电压参考值 U_m 为恒值,有 $\dot{U}_m = 0$,设参数 $\varphi = 1/R_L$ 相对自适应控制变化很慢,即 $\dot{\varphi} = 0$,则李亚普诺夫函数导数为

$$\begin{aligned} \dot{V} &= C e_u \dot{e}_u + \tilde{\varphi} \dot{\tilde{\varphi}} / \gamma \\ &= C e_u (\dot{U}_{dc} - \dot{U}_m) + \tilde{\varphi} (\dot{\hat{\varphi}} - \dot{\varphi}) / \gamma \\ &= e_u C \dot{U}_{dc} + \tilde{\varphi} \dot{\hat{\varphi}} / \gamma \\ &= e_u (\hat{U}_{ndc} - \varphi U_{dc}) + \tilde{\varphi} (-\gamma e_u U_{dc}) / \gamma \\ &= e_u (\hat{\varphi} U_{dc} + C\dot{U}_m - Ck_v e_u - \varphi U_{dc}) - \tilde{\varphi} e_u U_{dc} \\ &= \tilde{\varphi} e_u U_{dc} - Ck_v e_u^2 - \tilde{\varphi} e_u U_{dc} \\ &= -Ck_v e_u^2 \leq 0 \end{aligned} \quad (12)$$

故电压跟踪误差 e_u 和参数跟踪误差 $\tilde{\varphi}$ 在坐标原点

处渐进稳定,即可以实现对于给定电压的渐进跟踪,同时使参数误差趋近零.证毕.

电压环控制器输出 i_{dref} 与控制量 U_{ndc} 的关系为:

$$i_{dref} = \frac{2U_{ndc}}{3S_d} = \frac{2U_{ndc}U_{dc}}{3(U_d - Ri_d)} \quad (13)$$

综上所述,本文所设计的电压环负载自适应、电流环反馈线性化双闭环控制系统如图 2 所示.

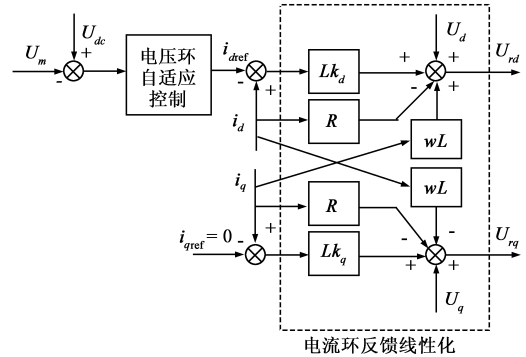


图2 系统控制框图

与传统 PI 控制方法相比,本文方法对负载变化具有自适应性.电压环自适应,电流环反馈线性化双闭环控制器共 4 个控制参数,电流环控制参数 $k_d = k_q$,且只需选取适当大小的正常数,同样电压环控制参数 k_v 为正常数,取自适应增益 γ ($\ll 1$) 的正数.而传统 PI 控制方法包含直轴电流、交轴电流以及输出直流电压 PI 控制器,每个控制器分别需要调节比例及积分两个控制参数,共 6 个参数.本文方法控制器只有 4 个参数,且易于选择.

4 仿真及实验结果

4.1 仿真结果分析

仿真所用三相 PWM 电路的参数如下:三相输入电压 $U_{in} = 80V$;三相输入滤波电感 $L = 20mH$;电感等效电阻 $R = 1\Omega$;输出滤波电容 $C = 1500\mu F$;负载电阻 $R_L = 300\Omega$;输出期望电压 $U_m = 200V$;开关频率 $f = 10kHz$.电流环控制器参数 $k_d = k_q = 1000$,电压环控制器参数 $k_v = 100$, $\gamma = 2e-5$ (由于 $\varphi = 1/R_L$ 很小,因此其估计值 $\hat{\varphi}$ 的变化量很小,根据 φ 可以简单估算得 γ 的值).自适应参数初值 $\hat{\varphi}(0) = 0.003$ ($1/R_L$ 近似得到),仿真采用 PSIM + MATLAB 的方式进行^[16],如图 3、4 所示,控制器采用 MATLAB 实现,主电路采用 PSIM 实现.

本文双闭环控制方法与传统 PI 控制方法的波形比较如图 5 所示,仿真所用 PI 控制器电压环参数 $k_{vp} = 0.1514$, $k_{ip} = 1.8535$,电流环两个控制器参数都为 $k_{ip} = 1.4941$, $k_{ii} = 0.0571$,这些参数是通过遗传算法优化得到的^[17].遗传算法的适应度函数选取同时考虑了超调和响应速度的影响,适应度函数越小,表明响应的超调

越小,响应速度越快,遗传算法通过模拟自然进化过程的不断迭代,得到所定义适应度函数意义下的最优控制参数。

图 5(a)为输出直流电压波形,可以看到,尽管传统 PI 参数经过优化已经有很好的效果,相比较而言,本文

控制方法,输出直流电压响应更快速,电压超调更小。图 5(b)为电流波形比较,图中同时给出了 A 相电压,与传统 PI 控制方法相比,本文控制方法的电流能更快地跟踪输入电压,达到单位功率因数,且输入电流波形具有良好的正弦度。

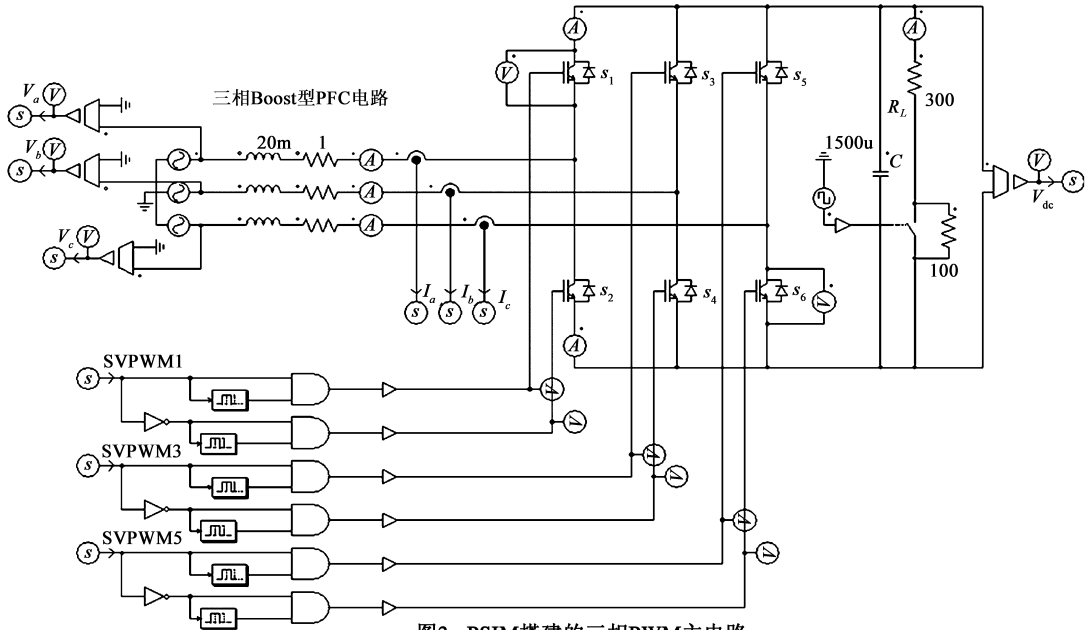


图3 PSIM搭建的三相PWM主电路

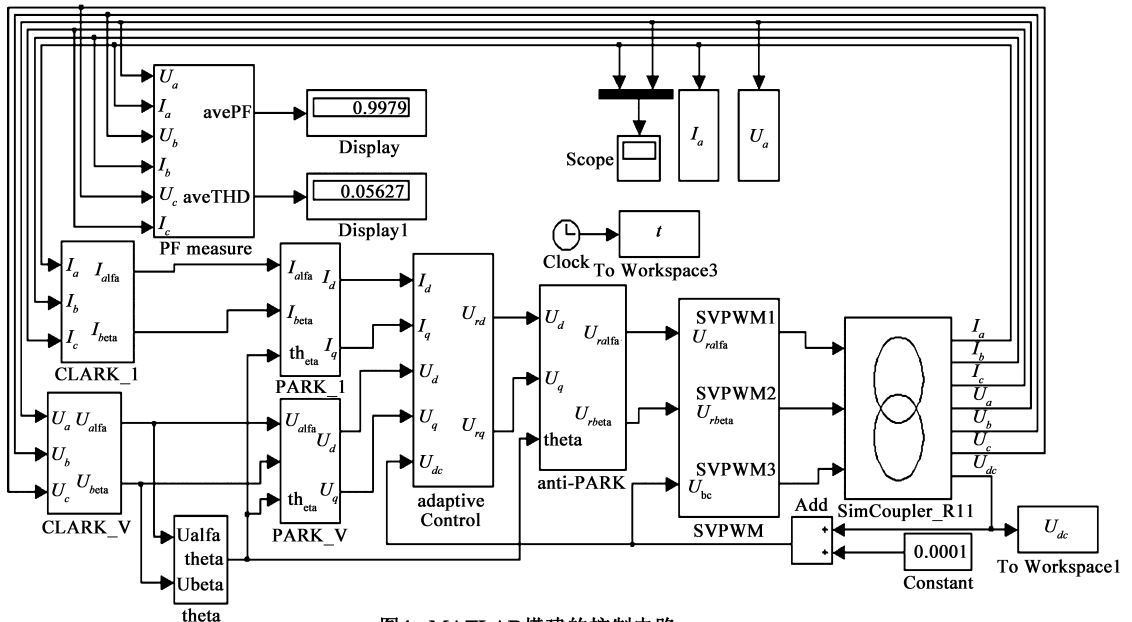


图4 MATLAB搭建的控制电路

为了进一步验证电压环自适应控制方法快速适应对象负载变化的能力,将本文控制方法、采用优化参数的 PI 控制方法和文献[11]反馈线性化方法,在负载 R_L 突变时进行了仿真对比。负载电阻在 0.5s 时

由 300Ω 突变为 400Ω 时的仿真结果如图 6 所示,图 6(a)为传统 PI 控制方法输出直流电压波形和 A 相输入电流波形,图 6(b)为文献[11]方法输出直流电压波形和 A 相输入电流波形,图 6(c)为本文方法输出直流电

压波形和 A 相输入电流波形。

定义恢复时间 t_r 为负载变化后输出恢复到稳态所需时间,电压波动 V_f 表示负载变化后输出直流电压变化的峰值与期望稳态值的差值.如图 6 所示,传统 PI 控制在负载突变的瞬间,其输出直流电压波动较大且调节缓慢(恢复时间 t_r 约为 0.28s,电压波动 V_f 约为 2V);反馈线性化方法,计算更为简单,动态过程变化更快,但其依赖于模型参数,当负载变化时,由于缺少了对于负载参数的自适应调节,控制器不能补偿负载参数变化,输出必然存在误差,其具体分析如下:假设系统负载未知,其估计值为 $\hat{\varphi} = 1/\hat{R}_L$,此时反馈线性化控制器为 $U_{rdc} = \hat{\varphi}U_{dc} + C\dot{U}_m - Ck_v e_u$,将其带入电压环方程,得到误差系统 $C\dot{e}_u + Ck_v e_u = \tilde{\varphi}U_{dc}$,由于 $k_v > 0, C > 0$,所以误差系统稳定,在 $\tilde{\varphi}$ 为阶跃时,稳态误差为 $U_{dc}\tilde{\varphi}/Ck_v$.

可见,控制器中估计负载与实际值不同,无法做到精确对消,因此会产生控制误差.表现在实验中,由于控制器参数为程序预先设置,在负载突变后,将会出现控制误差,即输出直流电压存在稳态误差,该误差大小与控制参数 k_v 无关,因此始终存在,无法被完全消除.因此,文献[11]传统反馈线性化方法,其无法克服由于负载突变(负载参数不确定)带来的稳态误差;图 6(b)中负载突变前后输出直流电压存在静差(V_f 约为 0.75V);而本文控制方法的电压波动小(V_f 约为 0.85V),且能更快的恢复到期望值(t_r 约为 0.13s),对于电压环负载参数不确定(或变化)具有更好的适应性.其他负载变化情况仿真结果比较如表 1 所示,其结果与由图 6 得到的结论一致.

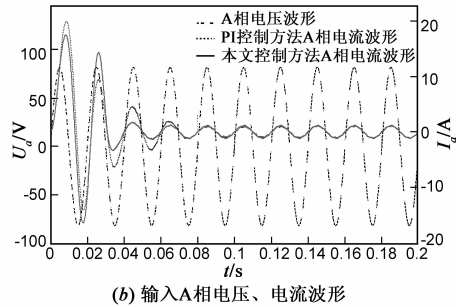
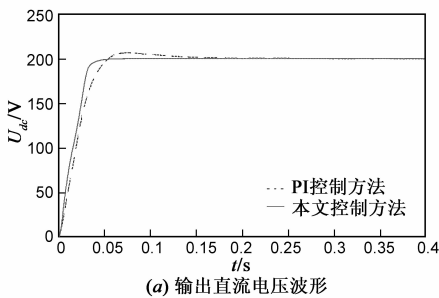


图5 仿真波形

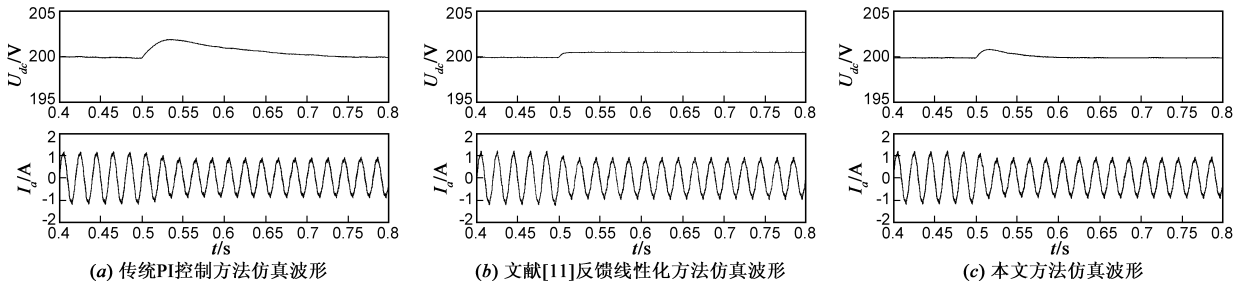


图6 当负载电阻由300Ω突变到400Ω的仿真波形

表 1 不同负载突变情况仿真结果比较

负载变化	PI 控制方法	反馈线性化方法 ^[11]	本文控制方法
300Ω 突变到 450Ω	$V_f = 3.5V$ $t_r = 0.31s$	$V_f = 1.32V$ $t_r = \infty$	$V_f = 1.4V$ $t_r = 0.16s$
300Ω 突变到 200Ω	$V_f = 4.28v$ $t_r = 0.36s$	$V_f = 1.95V$ $t_r = \infty$	$V_f = 1.8V$ $t_r = 0.15s$
300Ω 突变到 150Ω	$V_f = 6.2V$ $t_r = 0.38s$	$V_f = 2.92V$ $t_r = \infty$	$V_f = 2.85V$ $t_r = 0.166s$

4.2 实验结果分析

搭建三相 PWM 变换器的样机如图 7 所示,样机参数与仿真所用参数相同,控制算法采用 TMS320F28335 数字控制器编程实现.

本文控制方法在标称负载(300Ω)时的实验结果如图 8 所示.图 8(a)为输入 A 相电压电流波形,电流波形为正弦且与输入电压相位差接近于 0,图 8(b)为输出直流电压波形,其稳定在了期望值,图 8(c)为采用 HIOKI

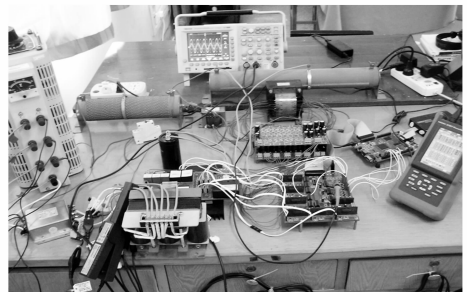


图7 实验平台实物图

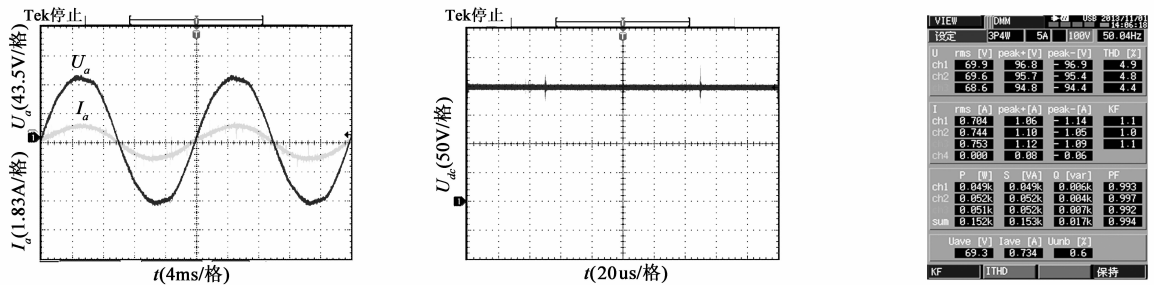


图8 本文方法在标称负载时的实验结果

3197 型电能质量分析仪得到的结果,可以看到三相平均功率因数为 0.994,总谐波失真系数(THD) ≤ 5%,基本实现了单位功率因数。

当负载电阻从 300Ω 突变到 400Ω 时,输出直流电压及输入 A 相电流实验结果如图 9 所示,图中横向水平线标注了其电压波动范围,纵向点划垂直线标明了其突变发生时刻。图 9(a)为 PI 控制方法实验结果,其

输出直流电压波动 V_f 为 6.8V,恢复时间 t_r 约为 0.35s;图 9(b)为反馈线性化方法实验结果, V_f 为 5.7V,负载突变前后输出电压值存在静差;图 9(c)为本文方法实验结果, V_f 为 4.1V, t_r 约为 0.24s,其电压波动小且恢复速度快,体现了良好的适应性。其他负载变化情况试验结果比较如表 2 所示,实验与仿真结果一致。说明了本文方法的优越性。

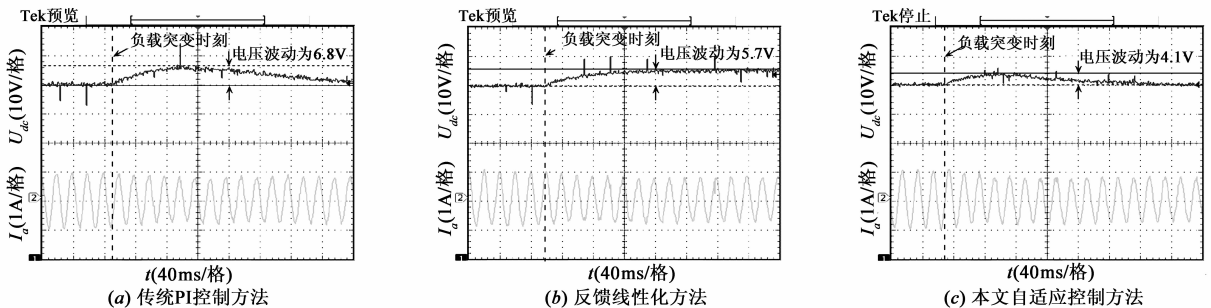


图9 负载电阻由300Ω突变到400Ω的实验结果

表 2 不同负载突变情况试验结果比较

负载变化	PI 控制方法	反馈线性化方法 ^[11]	本文控制方法
300Ω 突变到 450Ω	$V_f = 7.6V$ $t_r = 0.38s$	$V_f = 6.2V$ $t_r = \infty$	$V_f = 5.6V$ $t_r = 0.25s$
300Ω 突变到 200Ω	$V_f = 6V$ $t_r = 0.55s$	$V_f = 4.8V$ $t_r = \infty$	$V_f = 4.5V$ $t_r = 0.27s$
300Ω 突变到 150Ω	$V_f = 7.2V$ $t_r = 0.56s$	$V_f = 5.7V$ $t_r = \infty$	$V_f = 5.3V$ $t_r = 0.28s$

5 结论

三相 PWM 整流器的负载是随应用情况变化的,参数值可能在较大范围内发生变化,对系统控制提出了更高的要求。本文针对未知负载情况,提出采用电压环负载自适应控制,电流环反馈线性化控制双闭环方法实现了三相 PWM 变换器的控制。与采用优化参数的 PI 控制方法和文献[11]反馈线性化方法相比,文本控制方法控制器参数少,设计简单,在负载参数发生变化时,也具有更强的适应性,可以得到更好的控制效果。本文

方法只针对电压环负载参数不确定(或变化),对于电流环参数(例如 L, R)等不确定(或变化)造成的控制性能变差不具有自适应性。

参考文献

[1] 张彪,刘长军,江婉,郁成阳.一种基于肖特基二极管的大功率微波整流电路[J].电子学报,2013,41(9):1554-1557.
Zhang Biao, Liu Changjun, Jiang Wan, Yu Chengyang. A large power microwave rectifier based on schottky diodes[J]. Acta Electronica Sinica, 2013, 41(9): 1554-1557. (in Chinese)

[2] Kolar J W, Friedli T. The essence of three-phase PFC rectifier systems part I[J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 2013, 28(1): 176-198.

[3] 邵克存,杨金辉,戴瑜兴,洪天宇.数字化三相大功率逆变波形内模控制方法[J].电子学报,2011,39(8):1883-1888.
Gao Kecun, Yang Jinhui, Dai Yuxing, Hong Tianyu. The output waveform control of three-phase inverter based on neural network internal model theory[J]. Acta Electronica Sinica, 2011,

- 39(8):1883–1888. (in Chinese)
- [4] Blasko V, Kaura V. A new mathematical model and control of a three-phase AC-DC voltage source converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1997, 12(1):116–123.
- [5] Bahrani B, Kenzelmann S, Rufer A. Multivariable-PI-based dq current control of voltage source converters with superior axis decoupling capacity[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(7):3016–3025.
- [6] 汪万伟, 尹华杰, 管霖. 双闭环矢量控制的电压型 PWM 整流器参数整定[J]. 电工技术学报, 2010, 25(2):67–72.
Wang Wanwei, Yin Huajie, Guan Lin. Parameter setting for double closed-loop vector control of voltage source PWM rectifier[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(2):67–72. (in Chinese)
- [7] 刘国荣, 张扬名. 移动机器人轨迹跟踪的模糊 PID-P 型迭代学习控制[J]. 电子学报, 2013, 41(8):1536–1541.
Liu Guorong, Zhang Yangming. Trajectory tracking of mobile robots based on fuzzy PID-P type iterative learning control[J]. Acta Electronica Sinica, 2013, 41(8):1536–1541. (in Chinese)
- [8] 韩华, 罗安, 杨勇. 一种基于遗传算法的非线性 PID 控制器[J]. 控制与决策, 2005, 20(4):448–450, 454.
Han Hua, Luo An, Yang Yong. A nonlinear PID controller based on genetic tuning algorithm[J]. Control and Decision, 2005, 20(4):448–450, 454. (in Chinese)
- [9] Liu C H, Hsu Y Y. Design of a self-tuning PI controller for a STATCOM using particle Swarm optimization[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(2):702–715.
- [10] Teodorescu R, Blaabjerg F, Liserre M, et al. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters[J]. Electric Power Applications, 2006, 153(5):750–762.
- [11] 邓卫华, 张波, 丘东元, 等. 三相电压型 PWM 整流器状态反馈精确线性化解耦控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(7):97–103.
Deng Weihua, Zhang Bo, Qiu Dongyuan, et al. The research of decoupled state variable feedback linearization control method of three-phase voltage source PWM rectifier[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(7):97–103. (in Chinese)
- [12] Bao X W, Zhuo F, Tian Y, Tan P. Simplified feedback linearization control of three-phase photovoltaic inverter with an LCL filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(6):2739–2752.
- [13] Komurcugil H, Kukrer O. Lyapunov-based control for three phase PWM AC/DC voltage-source converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13(5):801–813.
- [14] Zhang X G, Zhang W J, Chen J M, Xu D G. Deadbeat control strategy of circulating currents in parallel connection system of three-phase PWM converter[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2014, (1):1–12.
- [15] 宋战锋, 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 Zhan-feng, Xia Chang-liang, Gu Xin. Stationary frame current regulation of PWM rectifiers based on predictive control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(3):234–240. (in Chinese)
- [16] 李洁, 王伟, 钟彦儒. 电力电子系统的 PSIM + Matlab 联合仿真方法[J]. 电力电子技术, 2010, 44(5):86–88.
Li Jie, Wang Wei, Zhong Yanru. Joint simulation method of PSIM + Matlab for power electronic systems[J]. Power Electronics, 2010, 44(5):86–88. (in Chinese)
- [17] Ren H P, Zheng T. Optimization design of power factor correction converter based on genetic algorithm[A]. International Conference on Genetic and Evolutionary Computing [C]. Shenzhen, China, 2010. 293–296.

作者简介



郭鑫男, 1986年8月出生, 陕西西安人. 西安理工大学自动化与信息工程学院博士研究生. 2011年获西安理工大学自动化与信息工程学院硕士学位. 主要研究方向为高效电力电子电路控制.

E-mail: guoxin.xaut@gmail.com



任海鹏(通信作者)男, 1975年3月出生, 黑龙江肇州人. 工学博士, 西安理工大学自动化与信息工程学院教授、博士生导师. 主要研究方向为复杂系统分析与控制, 混沌无线通信.

E-mail: renhaipeng@xaut.edu.cn