

一种基于调制比软启的PWM整流器 启动冲击电流抑制方法

李长辉,郑丽君,吕世轩,宋建成,田慕琴

(太原理工大学 煤矿电气设备与智能控制山西省重点实验室,山西 太原 030024)

摘要:三相PWM整流器启动时,会在交流侧产生较大的冲击电流,过大的冲击电流不仅会产生电磁干扰,损坏开关器件,甚至会触发过流保护,威胁系统运行。目前常用缓给定电压或电流参考值的方法抑制启动冲击电流,但此类方法抑制效果有限,难以抑制整流器启动时前几个开关周期内的冲击电流。针对该问题,从整流器开关模式角度深入分析了冲击电流产生机理,推导了开关模式持续时间与调制比的数学模型,得到了调制比与冲击电流的关系,从而提出一种调制比软启的启动冲击电流抑制方法。最后,通过实验验证了所提方法能从根本上消除PWM整流器启动过程中的冲击电流。

关键词: PWM整流器; 调制比软启; 冲击电流; 抑制

中图分类号: TM76 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd21122

A Method to Suppress the Start-up Inrush Current of PWM Rectifier Based on Modulation Ratio Soft Start

LI Changhui, ZHENG Lijun, LÜ Shixuan, SONG Jiancheng, TIAN Muqin

(Shanxi Key Laboratory of Mining Electrical Equipment and Intelligent Control,
Taiyuan University of Technology, Taiyuan 030024, Shanxi, China)

Abstract: When the three-phase PWM rectifier starts, it will generate a large inrush current on the AC side. Excessive inrush current will not only cause electromagnetic interference and damage the switching device, but even trigger the overcurrent protection to threaten the system operation. At present, a method of slowly giving a voltage or current reference value is generally used to suppress the starting inrush current, but the suppression effect of this method is limited, and it is difficult to suppress the inrush current in the first few switching cycles after the rectifier is started. Aiming at this problem, the generation mechanism of the inrush current was deeply analyzed from the perspective of the rectifier switching mode, and the mathematical model of the switching mode duration and modulation ratio was derived. The relationship between the modulation ratio and the inrush current was obtained, and a modulation ratio soft start method which can suppress inrush current was proposed. Finally, the experimental results show that the proposed method can fundamentally eliminate the inrush current during the startup of the PWM rectifier.

Key words: PWM rectifier; modulation ratio soft start; inrush current; suppression

三相PWM整流器因功率因数高、直流侧电压可控、网侧谐波含量低等优点^[1-7],大量应用在可再生能源电网、电力机车以及大容量变频器中,PWM整流器在启动时会引起冲击电流,严重的时候会超过器件的承受能力,威胁系统安全。

PWM整流器启动冲击电流的抑制措施可分为主动控制方法和被动控制方法2种。被动控制

方法一般是在出现冲击电流后采取措施。文献[8]将冲击电流反馈到电流内环,达到抑制冲击电流的作用。但该方法在反馈冲击电流的同时也会反馈谐波电流,导致网侧电流总谐波畸变率增加。文献[9]检测冲击电流产生的位置,然后关断所在相的开关器件强迫电流换相。该方法由于采样延时,会使启动电流在器件关断前已经增长

基金项目:国家自然科学基金(51577123);山西省自然科学基金(201901D111076);山西省研究生教育创新项目(2019SY150)

作者简介:李长辉(1995—),男,硕士,Email:1742493790@qq.com

得较大,导致抑制效果不佳。

主动控制方法是提前做好启动冲击电流抑制措施。文献[10]在调制波中注入零序分量来抑制启动冲击电流。文献[11]提出了一种基于向主电路注入反向直流分量的变换器控制策略,以减小冲击电流。文献[12]在启动时先切除电压外环控制器,使电流参考值按照一定斜率从零上升,待直流侧电压达到参考值的90%后再接入电压外环控制器。文献[13]在启动过程中让电压参考值按照平方规律增加到给定值。文献[14]通过改进文献[13]的软启过程,在软启开始和结束阶段使电压参考值按照更平滑的抛物线规律变化,抑制冲击电流。上述几种方法都具有抑制冲击电流的能力,但是无法有效抑制启动前几个开关周期产生的冲击电流。

针对上述问题,本文从整流器开关模式角度深入分析了冲击电流产生机理,推导了开关模式持续时间与调制比的数学模型,得到了调制比与冲击电流的关系,设计了一种调制比较启方法,能从根本上抑制冲击电流。实验验证了所提方法的有效性。

1 启动冲击电流产生机理分析

1.1 网侧启动电流分析

图1所示为三相电压型PWM整流器主电路。图1中, e_a, e_b, e_c 为三相交流输入相电压; i_{ga}, i_{gb}, i_{gc} 为三相网侧电流; u_a, u_b, u_c 为桥臂交流侧相电压; $S_{ap}, S_{bp}, S_{cp}, S_{an}, S_{bn}, S_{cn}$ 为开关器件; u_{dc} 为直流侧电压; i_{dc} 为直流侧电流; L_1 为网侧滤波电感; R_1 为电感寄生电阻; C 为直流侧母线电容; R 为负载。

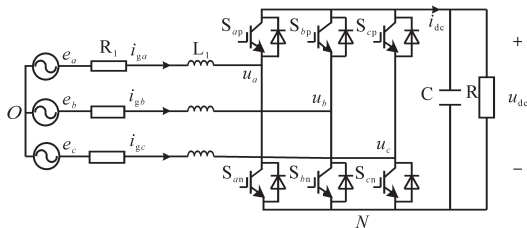


图1 三相PWM整流器主电路

Fig.1 Main circuit diagram of three-phase PWM rectifier

如图1,假设三相电压对称,以a相为例进行分析:

$$L_1 \frac{di_{ga}}{dt} = e_a - u_{aN} - u_{NO} \quad (1)$$

式(1)化简为

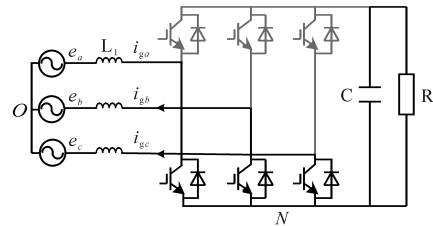
$$i_{ga} = \int \frac{e_a - u_{aN} - u_{NO}}{L_1} dt \quad (2)$$

将式(2)离散化得:

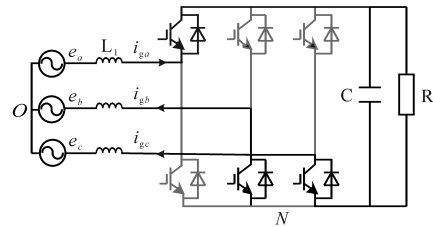
$$i_{ga} = \sum_{k=1}^n \frac{e_{aK} - u_{aNK} - u_{NOK}}{L_1} \cdot T_c \quad (3)$$

式中: K 表示整流器当前工作在第 K 个开关周期; e_{aK} 为第 K 个开关周期中 a 相交流输入电压; u_{aNK} 为第 K 个开关周期中 a 相桥臂中点与 N 点的电压差; u_{NOK} 为第 K 个开关周期中 N 点与三相电源中点的电压差; T_c 为开关周期时间。

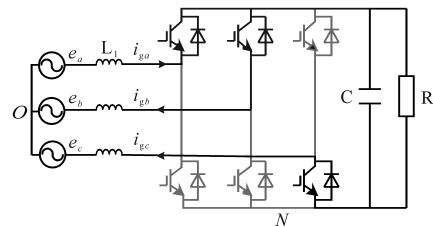
由式(3)可以得出, a 相电流的大小分别与 e_a, u_{aN}, u_{NO} 和等效电感 L_1 有关。其中, e_a 在一个开关周期内近似为常数, u_{aN} 和 u_{NO} 与整流器的开关模式有关。为了精确分析启动电流,将基波周期分为6个区间,当处于 $e_a > e_b > e_c$ 的 60° 区间时,根据脉冲宽度调制原理,在1个载波周期内三相调制波电压最多可产生4种开关模式,引起电流变化。具体电路状态分析如图2所示。



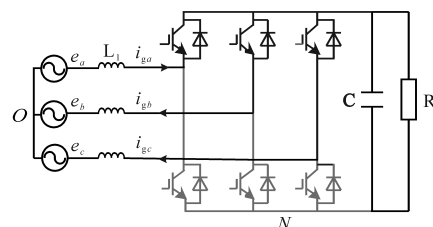
(a)模式000



(b)模式100



(c)模式110



(d)模式111

图2 区间2的开关模型电路

Fig.2 Switching model circuits in interval 2

由图2可知单一开关模式下 u_{aN} 和 u_{NO} 的值,式(3)表明电流增长率在电压峰值处最大,代入电压峰值 E_a 和 u_{aN} , u_{NO} 的值得到三相电流变化率如表1所示。

表1 不同开关模式下电流变化率

Tab.1	Current rate of change under different switching modes			
$S_a S_b S_c$	u_{aN}	u_{NO}	$e_a - u_{aN} - u_{NO}$	di_{ga}/dt
000	0	0	e_a	$E_a/L_1 (+)$
100	u_{dc}	$-u_{dc}/3$	$e_a - 2u_{dc}/3$	$(E_a - 2u_{dc}/3)/L_1 (-)$
110	u_{dc}	$-2u_{dc}/3$	$e_a - u_{dc}/3$	$(e_a - u_{dc}/3)/L_1 (+)$
111	u_{dc}	$-u_{dc}$	e_a	$E_a/L_1 (+)$

表1结果显示000,111开关模式会引起剧烈的电流增长。为了验证PWM整流器启动冲击电流与开关模式的关系,对PWM整流器直接启动进行仿真,各个参量变化的仿真波形如图3所示。

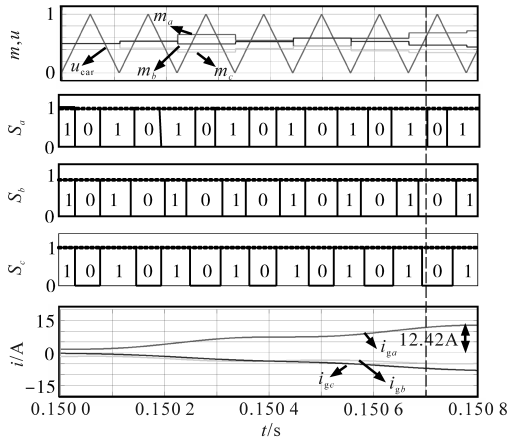


图3 PWM整流器直接启动仿真波形

Fig.3 Simulated waveforms with direct start

图3中由上到下依次是网侧相电压、调制波、开关函数值、网侧电流。由于初始调制比较小,000,111模式持续时间较长,在7个载波周期后冲击电流为12.42 A,达到额定电流值的4倍。综上分析,111,000开关模式持续时间较长导致启动电流剧烈增加。

1.2 开关模式时间与调制比的关系

通过上述分析可知,冲击电流是由PWM整流器启动时111,000开关模式持续时间较长引起的,而在一个开关周期内各个开关模式时间是由调制比决定的。因此,对调制比与111,000开关模式间的关系进行分析,开关模式与调制比对应关系如图4所示。

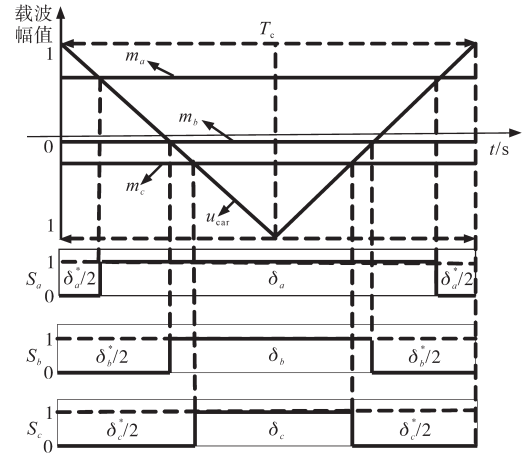


图4 规则采样法原理

Fig.4 The principle of rule sampling

图4中, m_a, m_b, m_c 为三相调制波幅值, u_{car} 为载波, $\delta_a, \delta_b, \delta_c$ 为三相上桥臂导通时间, $\delta_a^*, \delta_b^*, \delta_c^*$ 为三相下桥臂导通时间。由于载波频率远高于基波频率,所以调制波在一个开关周期内近似为常数,当调制波幅值大于载波幅值时,对应相上桥臂开关器件导通,否则关断,假设三相调制波($m_a > m_b > m_c$)函数表达式如下:

$$\begin{cases} m_a = m \sin(\omega t) \\ m_b = m \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ m_c = m \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (4)$$

式中: ω 为基波角频率。

根据规则采样法可得:

$$\begin{cases} \delta_a^* = \frac{T_c}{2} [1 - m \sin(\omega t)] \\ \delta_c^* = \frac{T_c}{2} [1 + m \sin(\omega t + 2\pi/3)] \end{cases} \quad (5)$$

结合图4可知,000模式持续时间主要由 δ_a^* 决定;111模式持续时间由 δ_c 宽度决定,由于 $\omega t + 2\pi/3 > \pi$,所以 m 越小,000,111模式持续时间越长,冲击电流也就越大。

2 启动冲击电流抑制方法

由第1节的分析可知,PWM整流器启动时刻调制比较小,引起较大的冲击电流。为此,提出一种调制比软启方法抑制启动冲击电流。如图5所示,在PWM整流器启动时设定电压参考值按照斜坡规律增加到给定值 u_{dref} ,然后使生成的调制比再乘以按照倒斜坡规律函数递减到1的比例系数 k ,利用新得到的调制比控制PWM整流器工作。

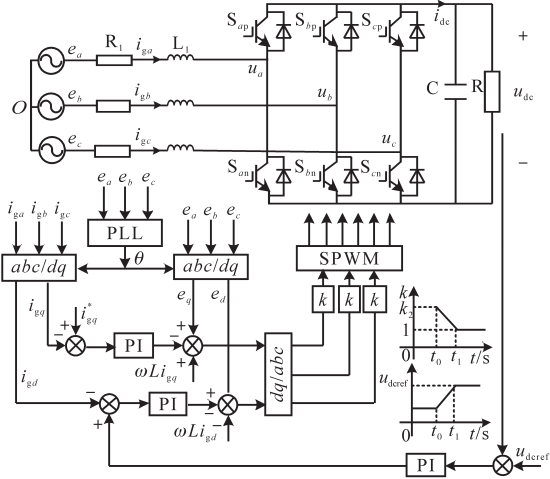


图5 PWM整流器整体控制框图

Fig.5 Integral control block diagram of PWM rectifier

如图6所示,调制比启动系数 k 按照倒斜坡规律变化。

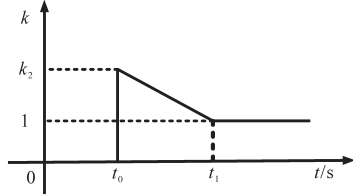


图6 调制比较启曲线

Fig.6 The soft start curve of modulation ratio

由图6得调制比较启曲线函数如下:

$$k = \begin{cases} k_2 - \frac{k_2 - 1}{t_1 - t_0} t & t_0 < t < t_1 \\ 1 & t > t_1 \end{cases} \quad (6)$$

式中: t_0 为PWM整流器启动时间; t_1 为调制比较启结束时间。

根据图5的控制器结构可得调制比计算公式:

$$\begin{cases} i_{gd}^* = (K_{uP} + \frac{K_{uI}}{s})(u_{dc}^* - u_{dc}) \\ m_d = e_d + \omega L_1 i_q - (K_{iP} + \frac{K_{iI}}{s})(i_{gd}^* - i_{gd}) \\ m_q = e_q - \omega L_1 i_d - (K_{iP} + \frac{K_{iI}}{s})(i_{gq}^* - i_{gq}) \\ [m_a \ m_b \ m_c]^T = k C_{2t/3s} [m_d \ m_q]^T \end{cases} \quad (7)$$

式中: K_{uP} , K_{uI} , K_{iP} , K_{iI} 分别是电压外环、电流内环的比例系数和积分系数。

当启动PWM整流器时,电压参考值 u_{dc}^* 按照斜坡规律增加到给定值,可以减小启动时刻的参考电流值 i_{gd}^* ,在启动时 $i_{gd} > i_{gd}^*$,所以减小 i_{gd}^* 会增大 m_d ,从而增大调制比 m_a , m_b , m_c ,但是调制比仍然是由小逐渐增大,所以在启动的前几个开关周期会使电流有一定的增长,但通过调制比启动系数

k 可以很好地解决电压斜坡启动的不足,增大启动时刻的调制比,进一步抑制此时的冲击电流。

因为本文是在开关模型电路中分析冲击电流的产生机理,而DSP控制器是基于平均状态模型计算,所以很难精确地得到调制比与开关模式111,000的数量关系。为了取得最佳的冲击电流抑制效果,针对曲线1的初始值 k_2 和调制比较启时间 $\Delta t_1 = t_1 - t_0$ 做了多组仿真分析,得到拟合关系如图7所示。

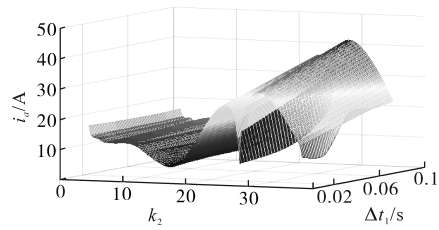


图7 冲击电流与放大系数 k_2 和调制比较启时间 Δt_1 的关系

Fig.7 The relationship among inrush current and modulation depth and time of adaptive duty cycle

图7表明冲击电流的大小与放大系数 k_2 和调制比较启时间有关,当 $k_2=15$,调制比较启时间 $\Delta t_1=0.06$ 时,抑制冲击电流的效果更好。

3 实验验证

为了验证第2节提出的启动冲击电流抑制方法,搭建了整流器实验平台。分别对PWM整流器直接启动、电压斜坡软启方法启动、双斜坡启动方法三种情况进行了实验验证。主电路参数为:网侧线电压有效值 $e_l=50$ V,直流侧电压 $u_{dc}=100$ V,网侧电感 $L_l=2.7$ mH,开关频率9 kHz,直流侧电容 $C=3\ 300$ μ F,直流负载 $R=50$ Ω 。

图8为PWM整流器直接启动实验波形,启动相电流峰值达到了9.2 A。

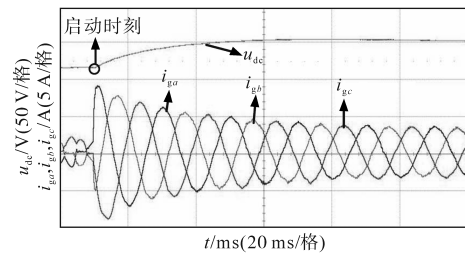


图8 直接启动的电压、电流实验波形

Fig.8 Voltage and current experimental waveforms with direct start

图9为采用传统软启斜坡函数曲线作为电压的参考值得到的波形,启动冲击电流为5 A,该方法可以一定程度上抑制启动冲击电流。

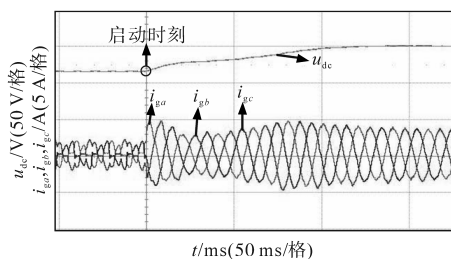


图9 电压软启的电压、电流实验波形

Fig.9 Voltage and current experiment waveforms with voltage soft start

图10为基于调制比较启方法得到的实验波形,启动电流为2.9 A,启动过程中电流最大值为3.5 A,稳态电流幅值为3.2 A,从根本上消除了PWM整流器启动冲击电流,实验结果与理论分析一致。

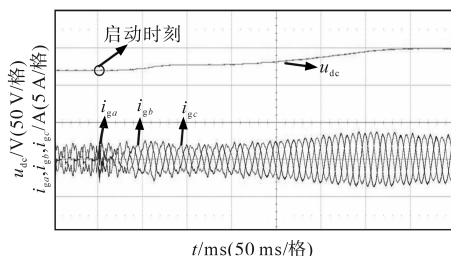


图10 调制比和电压同时软启的电压电流实验波形

Fig.10 Voltage and current experimental waveforms with soft start of modulation ratio and voltage

4 结论

本文从整流器开关模式角度深入分析了PWM整流器启动冲击电流产生机理,推导了开关模式持续时间和调制比的数学模型,得到了调制比与冲击电流的关系,从而提出一种调制比较启的启动冲击电流抑制方法。该方法在PWM启动时设定电压参考值按照斜坡曲线缓慢增加,同时将控制器计算得到的调制波乘以线性规律递减到1的倒斜坡函数,得到新的调制波控制三相桥臂导通关断,从根本上消除了PWM整流器启动时的冲击电流,实验验证了该方法的有效性。

参考文献

- [1] Kolar J W, Friedli T. The essence of three-phase PFC rectifier systems—part I[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(1):176–198.
- [2] Sato A, Noguchi T. Voltage-source PWM rectifier inverter based on direct power control and its operation characteristics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(5):1559–1567.
- [3] Zhou K, Wang D. Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: a comprehensive analysis [three-phase inverters][J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(1):186–196.
- [4] Hartmann M, Ertl H, Kolar J W. Current control of three-phase rectifier systems using three independent current controllers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(8):3988–4000.
- [5] 王晗, 张建文, 蔡旭. 一种PWM整流器动态性能改进控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(z1):194–202.
- [6] Dannehl J, Fuchs F W. Flatness-based voltage-oriented control of three-phase PWM rectifiers[C]//2008 13th International Power Electronics & Motion Control Conference, IEEE, 2008.
- [7] 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, 2014, 42(21):105–109.
- [8] 祁琦, 肖岚, 郑昕昕. 一种三相电压源型PWM整流器缓启动方法[J]. 电力电子技术, 2014, 48(2):24–27.
- [9] 许胜. PWM整流器启动瞬时电流过冲抑制策略[J]. 电源技术, 2015, 39(1):158–160, 164.
- [10] 钟诚, 杜海江, 杨明皓. 三相单位功率因数VSR启动过流分析及抑制[J]. 电力电子技术, 2013, 47(5):32–34.
- [11] He J, Jun Y, Gong B, et al. Analysis of start-up inrush current and its mitigation control strategy for grid connected voltage source inverter[C]//2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-pacific, IEEE, 2014.
- [12] 邓文浪, 胡毕华, 郭有贵, 等. 三相电压型PWM整流器的分段启动控制[J]. 电力电子技术, 2014, 48(1):30–32.
- [13] 姚绪梁, 王旭, 冯泽文. 改善三相电压型PWM整流器动态性能的研究[J]. 电工技术学报, 2016, 31(z1):169–175.
- [14] 刘博, 贡洪奇, 白银龙. 一种抑制PWM整流器启动冲击电流的缓给定方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(12):2758–2766.

收稿日期:2019-11-13

修改稿日期:2019-12-02