

文章编号:1671-251X(2014)05-0071-06

DOI:10.13272/j.issn.1671-251x.2014.05.018

李帅,于少娟,苏博男,等.模块化多电平整流器的控制策略研究[J].工矿自动化,2014,40(5):71-76.

模块化多电平整流器的控制策略研究

李帅¹, 于少娟¹, 苏博男², 杨威¹

(1. 太原科技大学 电子信息工程学院, 山西 太原 030024;

2. 哈尔滨工业大学 电气工程及自动化学院, 黑龙江 哈尔滨 150090)

摘要:针对常用的模块化多电平变换器电容电压平衡控制策略存在电容电压波动较大的问题,在分析改变子模块电容值对其电容电压影响的机理基础上,提出了一种复合电容电压平衡控制策略。该策略将修改调制波的控制策略与改变子模块电容值的控制策略相结合,以控制电容电压的平衡;采用 CPS-SPWM 对模块化多电平变换器进行调制,将输入到 PWM 整流器的有功和无功电流通过精确反馈线性化解耦,实现对整流功率因数和整流后直流电压的灵活控制。Matlab 仿真结果表明,该控制策略有效地减少了电容电压的波动,达到了预期的效果。

关键词:多电平变换器; PWM 整流器; 电容电压平衡控制; 精确反馈; 载波移相调制

中图分类号:TD614 文献标志码:A 网络出版时间:

网络出版地址:

Research of control strategy of modular multilevel rectifier

LI Shuai¹, YU Shaojuan¹, SU Bonan², YANG Wei¹

(1.College of Electronic Information Engineering, Taiyuan University of Science and Technology, Taiyuan 030024, China; 2.School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150090, China)

Abstract: In view of problem that capacitor voltage balance control strategy of common modular multilevel converter has a large fluctuation of capacitance voltage, a composite capacitor voltage control strategy was proposed on the basis of analysis of mechanism of influence of changing capacitance value of sub-modules on its capacitor voltage. The strategy combines control strategy of modifying modulation wave with control strategy of changing capacitance value of sub-modules, so as to control balance of the capacitor voltage. It uses CPS-SPWM to modulate modular multilevel converter, adopts accurate feedback linearization to decouple input active and reactive current of PWM rectifier, so as to control rectifier power factor and DC voltage after rectification. The Matlab simulation results show that the control strategy effectively reduces fluctuations of capacitance voltage and reaches prospective effect.

Key words: multilevel converter; PWM rectifier; capacitor voltage balance control; accurate feedback; carrier phase shift modulation

0 引言

近年来, PWM 整流器成为了学术界关注和研

究的热点。由于 IGBT、IGCT 器件的耐压等级的限制^[1],传统 PWM 整流器拓扑结构不适合在高压大容量场合使用,而基于多电平变换器的 PWM 整流

收稿日期:2013-09-27;修回日期:2014-03-05;责任编辑:张强。

基金项目:山西省研究生优秀创新项目(20133112);山西省高校科技研究开发项目(20081063);太原科技大学校博科技研究启动基金(20122033);太原科技大学研究生科技创新项目(20125014)。

作者简介:李帅(1986—),男,河南周口人,硕士研究生,研究方向为电力电子技术在电力系统中的应用, E-mail:420315733@qq.com。

器中的每个器件承受的电压应力小,所以,在不提高开关管的耐压等级情况下,只增加整流器的电平数就可以提高整流器的适用范围,从而可以将低耐压等级的器件应用在高压场合^[2-3]。目前常见的多电平变换器主要有二极管钳位型多电平变换器、飞跨电容式多电平变换器、H 桥级联多电平变换器^[4]、模块化多电平变换器 (Modular Multilevel Converter, MMC) 等。模块化多电平变换器在 2001 年首次被提出,与其他变换器相比具有很多优点^[4-6],非常适合应用在 PWM 整流器中。

本文将 MMC 应用在 PWM 整流器中,分析了通过改变子模块电容值来控制子模块电容电压的机理,提出了新型 MMC 子模块复合电压控制策略。该策略结合了改进的调制波控制策略,制定了基于精确反馈线性化的 PWM 整流器功率因数控制策略,最后在 Matlab 中进行仿真,对所提出的控制策略进行了验证。

1 基于 MMC 的 PWM 整流器模型的建立

1.1 MMC 的拓扑结构及原理

MMC 每个子模块的结构如图 1 所示,由 IGBT 和反并联的二极管组成对称的结构,旁边并联一只电容,是交流侧与直流侧之间的能量交换媒介。三相的 MMC 的主要组成结构如图 2 所示。由图 2 可知,每一相都由上桥臂和下桥臂构成,共包含 $2n$ 个子模块,其中上桥臂和下桥臂均包含 n 个子模块。为了提高系统的可靠性,可以增加若干个冗余模块。每个桥臂与交流侧连接的部分都串有一个电感,起到抑制桥臂间环流的作用。

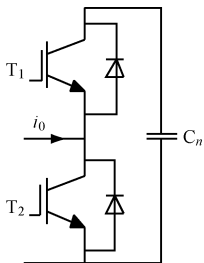


图 1 MMC 子模块结构

1.2 MMC 工作过程分析

同一个子模块的 2 个 IGBT 开关管的触发脉冲是反相的,当 T_1 导通时, T_2 必须关断,即将该模块接入电路中;当 T_1 关断时, T_2 是导通的,即将该模块短接。由于三相的结构完全相同,这里只对相电压为五电平的 U 相进行分析,上下桥臂各有 4 个模

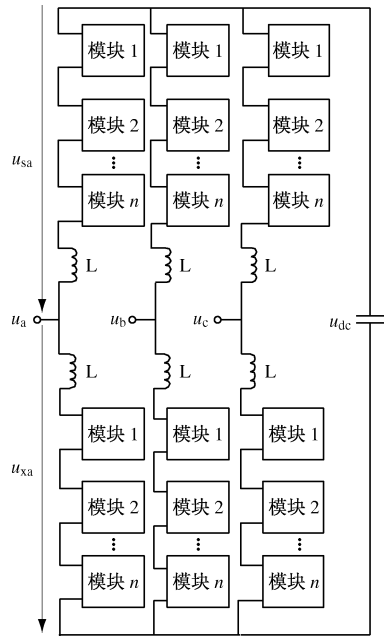


图 2 MMC 的主要组成结构

块,即图 2 中的 $n=4$,定义开关函数 S_{ui} 和 S_{li} ,当该模块接入时开关函数的值为 1,否则为 0。令 S_{ui} 为上桥臂开关函数, S_{li} 为下桥臂开关函数, u_{ci} 为模块电容电压,其中 $i=1,2,\dots,n$,表示子模块的数量,该相的上、下桥臂部分的电压可以表示为

$$u_{sa} = \sum_{i=1}^n (S_{ui} u_{ci}) + L \frac{di_{sa}}{dt} \quad (1)$$

$$u_{xa} = \sum_{i=1}^n (S_{li} u_{ci}) + L \frac{di_{xa}}{dt} \quad (2)$$

式中: u_{sa} 为上桥臂的总电压; u_{xa} 为下桥臂的总电压; i_{sa} 为上桥臂电感流过的电流,方向定义由上桥臂模块流向上桥臂电感为正; i_{xa} 为下桥臂电感流过的电流,方向定义由下桥臂电流向桥臂模块为正; L 为桥臂间的环流抑制电感。

U 相电感电流可以表示为

$$i_{sa} = \frac{i_a}{2} + \frac{i_{dc}}{3} + i_z \quad (3)$$

$$i_{xa} = -\frac{i_a}{2} + \frac{i_{dc}}{3} + i_z \quad (4)$$

式中: i_a 为 MMC 的 a 相输出电流; i_{dc} 为直流侧的总电流; i_z 为变流器的相间环流。

由以上分析可知,通过对上下桥臂开关函数的控制就可以控制 MMC 输出的直流电压,实现整流功能。输出直流电压的表达式为

$$u_{dc} = u_{sa} + u_{xa} = \sum_{i=1}^n (S_{ui} u_{ci}) + \sum_{i=1}^n (S_{li} u_{ci}) + L \frac{di_{sa}}{dt} - L \frac{di_{xa}}{dt} \quad (5)$$

2 复合电容电压平衡控制策略

2.1 MMC 结构原理分析

由于 MMC 中每个模块电容电压的平衡对于整个系统的正常工作非常重要,所以,制定有效的电容电压均衡控制策略很有必要。参考文献[7]采用排序法,当电流方向为正时,选择电容电压较低的模块优先投入充电,以提高电容电压;当电流方向为负时,优先将电容电压较高的模块投入,以降低电容电压。参考文献[8]对所有子模块进行实时的检测,根据模块电容电压计算出总平均值偏差、每个模块电压与给定值之间的偏差、上下桥臂间的偏差,然后通过调制波的修正以调节电容电压,具有调节及时、电容电压波动较小的优点,但是由于电容电压波动,修改调制波波形会使其谐波含量大大增加,从而不可避免地影响到输入电压的波形,在模块电容电压偏离正常值较大的情况下影响更加明显。针对以上控制难点,本文提出了一种通过改变子模块电容值来改变子模块电容电压的拓扑结构及控制策略,并与 CPS-SPWM 调制策略相结合,构成复合电容电压平衡控制策略来提高电容电压控制的效果。该策略即通过引入电容的方式改变模块电容值,起到控制电容电压的作用,通过这种方式能够更加灵活地对电容电压进行控制。为了分析电容值的改变对电压的影响,以 2 个子模块为例进行分析,当 2 个模块同时导通时,忽略 IGBT 的内阻,相当于 2 个模块的电容串联起来,如图 3 所示。

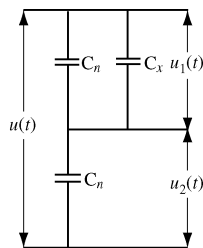


图 3 MMC 等效原理

设模块电容值为 C_n , 引入电容值为 C_x 的电容, 当该电容并入模块时, 模块的总电容值为 $C_n + C_x$ 。那么当这个子模块和其他子模块一起工作的时候, 电路总电容值为

$$C = \frac{C_n(C_n + C_x)}{2C_n + C_x} \quad (6)$$

定义初始时刻为 t_0 , 2 个子模块电容的初始电压分别为 $u_1(t_0)$, $u_2(t_0)$, 则在 t 时刻有

$$u(t) = u_1(t_0) + u_2(t_0) + \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i(\zeta) d\zeta \quad (7)$$

$$\int_{t_0}^t i(\zeta) d\zeta = C[u(t) - u_1(t_0) - u_2(t_0)] \quad (8)$$

那么这 2 个子模块的电容电压为

$$u_1(t) = u_1(t_0) + \frac{1}{C_n + C_x} \int_{t_0}^t i(\zeta) d\zeta \quad (9)$$

$$u_2(t) = u_2(t_0) + \frac{1}{C_n} \int_{t_0}^t i(\zeta) d\zeta \quad (10)$$

根据式(6)一式(10)得

$$u_1(t) = u_1(t_0) + C_n[u(t) - u_1(t) - u_2(t)] / (2C_n + C_x) \quad (11)$$

$$u_2(t) = u_2(t_0) + (C_n + C_x) \times [u(t) - u_1(t) - u_2(t)] / (2C_n + C_x) \quad (12)$$

根据式(11)一式(12)可知:通过加入电容的方式增大 MMC 子模块电容值后, 电容电压会降低, 通过切出电容的方式减少子模块电容值后可以提升模块电容电压, 在 MMC 实际工作时就可以通过对子模块电容的投入切出操作来改变其电压。由于这些电容以串联的方式直接与直流侧相连, 在子模块工作的情况下, 这种降压或升压作用只取决于电容的容值和直流侧的电压。这种调节方式不需要对调制波进行控制, 从而可避免影响到电压波形, 也避免了对电容电压排序造成的计算延迟和控制延迟问题。

2.2 新型复合控制策略的制定

在 MMC 子模块原有结构的基础上加入调压电容后的子模块结构如图 4 所示, 反并联的门极可关断晶闸管(GTO)作为交流开关在有载自动调压设备上已经应用, 由于对电容的投入或切出不需要太高的开关频率, 且 GTO 耐压高, 在不能接反并联续流二极管时比 IGBT 更可靠, 故本文利用 GTO 控制电容的投入或切出。电容 C_{x1} , C_{x2} 分别由一对反并联的 GTO 与模块电容并联。通过控制这对反并联 GTO 来实现电容的投入或切出。

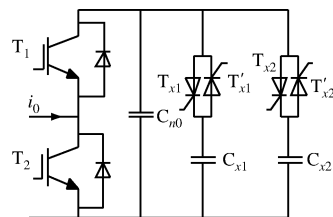


图 4 改进后的 MMC 子模块结构

为了保证子模块的初始电容值保持不变, 令 $C_n = C_{n0} + C_{x1}$, 在初始状态时电容 C_{x1} 保持接入状态, 电容 C_{x2} 保持断开状态, 通过这样的方式就可以灵活地通过投入或者切出电容来达到降低或升高电压的目的。

具体的实现过程: 根据系统的实际参数设定电

容电压基准值,然后检测每个模块的实际电压,并与基准值比较:当电容电压高于基准值时,维持电容 C_{x1} 接入的同时将电容 C_{x2} 接入,以起到降压作用;当电容电压低于基准值时将电容 C_{x1}, C_{x2} 都切出,以起到升压作用。为了避免过于频繁的开关操作,采用滞环比较的方式,当电容电压偏离基准值的误差大到一定程度之后才将电容投入或切出,当误差为零时才将其切出或投入。滞环参数的选择同时兼顾电容调节的快速性、器件开关频率限制以及开关损耗的控制。

将对 CPS-SPWM 调制波的控制和对子模块电容值的控制相结合,构成新型复合控制策略,以进一步提高电容电压控制性能,复合电压平衡控制策略框图如图 5 所示。

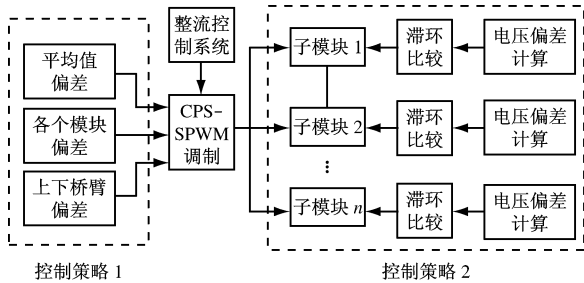


图 5 复合电压平衡控制策略框图

图 5 中,电容电压平衡控制策略 1 在 CPS-SPWM 调制时对调制波进行附加控制,根据电流的方向改变对子模块的累计开通时间,从而控制对子模块的充放电时间,达到控制电压的目的。电容电压平衡控制策略 2 根据子模块电容电压偏差直接对电容值进行控制。二者结合使得在有效地控制电容电压的同时减少了对调制波的改变,从而减少了对电压波形的影响,提高了控制效果。

3 整流器的精确反馈线性化解耦控制策略

整流器的主电路部分在经过三相到两相的坐标变换后的数学模型为

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} - \omega L i_q + R i_d = u_d - u_{rd} \\ L \frac{di_q}{dt} + \omega L i_d + R i_q = u_q - u_{rq} \end{cases} \quad (13)$$

式中: i_d, i_q 为经过三相到两相坐标变换后的直轴、交轴电流; ω 为角速度; R 为等效电阻; u_d, u_q 为坐标变换后的电压; u_{rd}, u_{rq} 为 u_d, u_q 的给定电压。

为了稳定直流电压,将直流电压作为一个变量引入到控制系统中,忽略桥臂环流抑制电感的电阻和开关管的损耗,根据瞬时功率理论可得出以下表

达式:

$$\frac{3}{2}(u_d i_d + u_q i_q) = C u_{DC} \frac{du_{DC}}{dt} + u_{DC} i_L \quad (14)$$

式中: C 为直流侧电容值; u_{DC} 为直流侧电容总电压; i_L 为电感电流。

选择状态变量 $x_1 = i_d, x_2 = i_q, x_3 = u_{DC}$, 并选择 2 个控制输入和 2 个控制输出分别为

$$\begin{cases} u_1 = u_d - u_{rd} \\ u_2 = u_q - u_{rq} \end{cases} \quad (15)$$

$$\begin{cases} y_1 = i_d \\ y_2 = u_{DC} \end{cases} \quad (16)$$

这样,系统就具有二输入、二输出的仿射非线性形式,可以证明系统满足精确反馈线性化的条件。求出的反馈线性化控制律为

$$\begin{cases} u_1 = R i_q - \omega L i_d + L v_1 \\ u_2 = R i_d + \omega L i_q + \frac{2CLu_{DC}}{3U_m} v_2 + \frac{2Lu_{DC}}{3U_m} \dot{i}_L + \frac{L}{u_{DC}} i_q \left(\frac{3}{2Cu_{DC}} U_m i_d - \frac{i_L}{C} \right) \end{cases} \quad (17)$$

式中: U_m 为交流侧三相电压有效值; v_1, v_2 由式(18)确定。

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{i}_{dref} - k_p(i_d - i_{dref}) - k_i \int (i_d - i_{dref}) dt \\ \ddot{u}_{DCR} - k_{du}(\dot{u}_{DCR} - \dot{u}_{DC}) - k_{pu}(u_{DCR} - u_{DC}) - k_{iu} \int (u_{DCR} - u_{DC}) dt \end{pmatrix} \quad (18)$$

式中: i_{dref} 为变换后直轴电流的参考值; k_p, k_i 为直流侧电压控制器的比例、积分参数; k_{pu}, k_{iu}, k_{du} 分别为无功功率控制器的比例、积分、微分参数; u_{DCR} 为直流侧电压给定值。

由于 $u_1 = u_d - u_{rd}, u_2 = u_q - u_{rq}$, 所以对 MMC 调制时所用的参考电压可以由式(19)确定:

$$\begin{cases} u_{rd}^* = u_d - u_1 \\ u_{rq}^* = u_q - u_2 \end{cases} \quad (19)$$

综上所述,可得到整流器的精确反馈线性化控制方案,如图 6 所示。

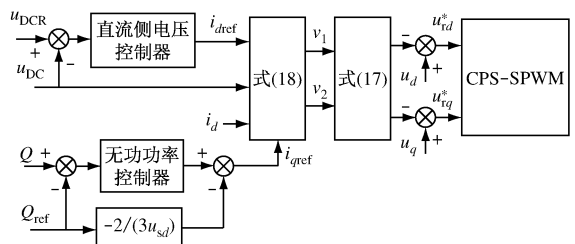


图 6 整流器精确反馈线性化控制方案

4 仿真分析

在软件 Matlab 中搭建基于 MMC 变换器的 PWM 整流器模型,对其进行仿真分析。在本仿真模型中,MMC 的每相选择 8 个子模块,上下桥臂各为 4 个,子模块包含 3 个电容,其中子模块电容、电容 C_{x1} 和电容 C_{x2} 的容值均为 $2\,000\,\mu\text{F}$,上下桥臂电感均为 $2.2\,\text{mH}$,直流侧的电容为 $2\,000\,\mu\text{F}$ 。电网电压有效值为 $0.38\,\text{kV}$,频率为 $50\,\text{Hz}$,线路等效电阻及电感分别为 $0.12\,\Omega$, $0.032\,\text{mH}$,网侧另接有功率为 $80\,\text{W}$ 的纯阻性负载,直流侧接入阻值为 $70\,\Omega$ 的纯阻性负载,CPS-SPWM 调制三角载波的频率为 $2\,000\,\text{Hz}$;直流母线电压即有功控制环节的参数为 $k_{\text{pi}}=0.41$, $k_{\text{ii}}=2.01$,无功功率控制器的参数为 $k_{\text{pu}}=0.92$, $k_{\text{iu}}=1.53$, $k_{\text{du}}=0.012$ 。给定直流电压为 $0.4\,\text{kV}$,无功功率值为 $0\,\text{var}$,对电容值进行控制时采用的滞环比较值为 $0.000\,5$ 。

仿真结果如图 7—图 9 所示。图 7 为仅采用参考波控制时的 U 相上桥臂 4 个子模块电容电压的波形图。图 8 为采用复合控制策略时的 U 相上桥臂 4 个子模块电容电压波形图,为了消除在采用复合控制策略时加入电容使电容值变大造成的电容电压波动平缓的作用,考虑到复合控制时每个模块同时接入的电容值最大为 $4\,000\,\mu\text{F}$,所以在对传统控制策略仿真时将子模块的电容值设置为 $4\,000\,\mu\text{F}$ 。

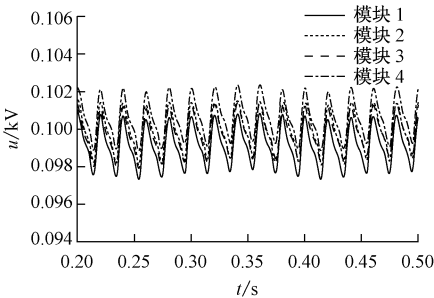


图 7 采用参考波控制时的 U 相电容电压波形

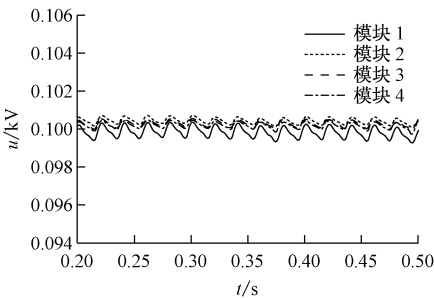


图 8 采用复合控制时的 U 相电容电压波形

由图 7、图 8 可知,采用复合控制策略后的电容电压波动明显减小并维持在设定值附近,验证了复

合电容电压平衡控制策略的有效性。

整流器输入电压电流波形如图 9 所示。从图 9 可看出,整流器输入电压波形的电平数为 5,并且与输入电流保持同相位。

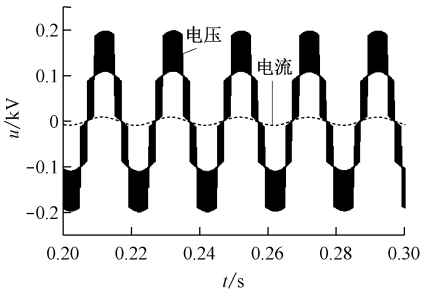


图 9 整流器的输入电压电流

整流器网侧电压电流波形如图 10 所示。为了模拟真实情况,将网侧接上纯阻性负载,所以网侧电流比整流器的输入电流大,但是仍保持电压电流同相位,整流器对电网的功率因数没有影响。

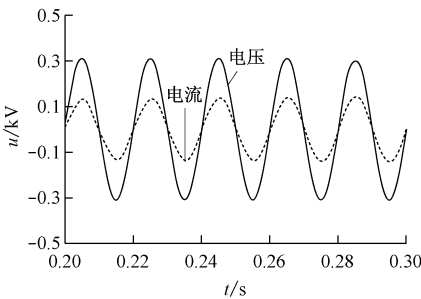


图 10 整流器网侧电压电流波形

5 结语

研究了基于 MMC 的 PWM 整流器,提出了 MMC 的复合电容电压平衡控制策略,通过实时改变 MMC 子模块电容值和参考波的波形,可更灵活地控制电容电压。为了实现对功率因数和直流侧总电压的控制,采用了精确反馈线性化控制策略,将输入到 PWM 整流器的有功和无功电流解耦并进行分别控制,提高了控制的性能。仿真结果证明,该控制策略有效地减少了电容电压的波动,达到了预期的效果。

参考文献:

[1] KHANNA V. The insulated gate bipolar transistor (IGBT)—theory and design[M]. New Jersey: IEEE Press, 2003.

[2] 姜廷阳. 模块化多电平整流器的研究[D]. 北京:冶金自动化研究设计院,2011.

[3] 王智. 二极管钳位式三电平逆变器 PWM 控制的研究[D]. 合肥:合肥工业大学,2006.

- [4] 刘荀,薛士龙,王东,等. 用于多电平逆变器的多载波 PWM 技术的研究[J]. 电子技术应用, 2012, 38(6): 65-67.
- [5] 蒋辰晖,王志新,吴定国. 基于模块化多电平的光伏逆变器仿真[J]. 电机与控制应用, 2013, 40(2): 39-44.
- [6] 丁冠军,汤广福,丁明,等. 新型多电平电压源换流器模块的拓扑机制与调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(36): 1-8.
- [7] 王奎,郑泽东,李永东. 基于新型模块化多电平变换器的五电平 PWM 整流器[J]. 电工技术学报, 2011, 26(5): 34-38.
- [8] HAGIWARA M, AKAGI H. Control and experiment of pulse width-modulated modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(7): 1737-1746.
- [9] 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.
- [10] GUAN M, ZHENG Xu, CHEN Hairong. Control and modulation strategies for modular multilevel converter based HVDC system [C]//37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2011: 849-854.
- [11] GNANARATHNA U N, GOLE A M, JAYASINGHE R P. Efficient modeling of modular multilevel HVDC converters on electromagnetic transient simulation programs[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(1): 316-324.
- [12] 杨达亮,卢子广,杭乃善,等. 三相电压型 PWM 整流器准定频直接功率控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(27): 66-73.