

文章编号:1671-251X(2014)03-0074-06

DOI:

李云丰,宋平岗,江浪,等. 基于EL模型的MMC无源控制器设计[J]. 工矿自动化,2014,40(3):74-79.

基于EL模型的MMC无源控制器设计

李云丰, 宋平岗, 江浪, 段程亭

(华东交通大学 电气与电子工程学院, 江西 南昌 330013)

摘要:建立了基于开关状态函数的MMC电磁暂态数学模型,设计了改进的基于EL模型的MMC无源控制器。该控制器采用误差控制方式,即通过控制误差为零使得MCC控制系统实际输出的物理量跟踪参考给定值;为使误差能量快速衰减为零,加快耗散特性,引入了阻尼矩阵;为消除稳态残差电压,将MMC直流电压引入控制系统,与参考电压相比较,经PI调节后与参考有功分量相加得到最终的有功参考分量。仿真结果表明,该控制器能够完全跟踪参考给定值,同时能降低电压波动范围,具有较好的动态响应特性。

关键词:无源控制器;模块化多电平换流器;高压直流输电;电磁暂态数学模型;EL模型;稳态残差电压;阻尼矩阵

中图分类号:TD614

文献标志码:A

网络出版时间:

网络出版地址:

Design of MMC passive controller based on EL model

LI Yunfeng, SONG Pinggang, JIANG Lang, DUAN Chengting

(College of Electrical and Electronic Engineering, East China Jiaotong University,
Nanchang 330013, China)

Abstract: An electromagnetic transient mathematical model of MMC based on switch state function was built and an improved MMC passive controller based on EL model was designed. The controller adopts error control method, namely using zero control error to make actual output track given reference value of MMC control system. In order to make error energy decay to zero rapidly and speed up dissipative characteristics, the damping matrix was introduced; To eliminate steady state residual voltage, MMC DC voltage was introduced to control system, and compared with reference direct voltage, the voltage is regulated by PI control and is added to active current reference component to get ultimate active current reference component. The simulation results show that the controller can completely track reference value, reduce voltage fluctuation range, and has good dynamic response.

Key words: passive controller; modular multilevel converter; high-voltage direct current transmission; electromagnetic transient mathematical model; EL model; steady state residual voltage; damping matrix

0 引言

模块化多电平换流器(Modular Multilevel Converter, MMC)是新一代高压直流输电(High Voltage Direct Current Transmission, HVDC)的电压源型换流器,由德国慕尼黑联邦国防军大学的

R. Marquart 和 A. Lesnicar 提出^[1-3]。

目前,国内外大多文献是围绕着MMC-HVDC的控制方法展开的^[4-11],但对于MMC如何利用子模块状态函数在同步旋转 $d-q$ 坐标系中建立电磁暂态数学模型并没有提及,更不用说推导该数学模型。

传统两电平电压源型换流器^[12](Voltage

收稿日期:2013-08-29;修回日期:2013-12-30;责任编辑:张强。

基金项目:国家自然科学基金项目(51367008)。

作者简介:李云丰(1988—),男,湖南常德人,硕士研究生,研究方向为高压直流输电和微电网运行与控制,E-mail:70@qq.com。

Source Converter, VSC) 的拓扑结构与新型 MMC 的拓扑结构存在很大的差异,两电平 VSC 的建模方法在 MMC 中不能完全适用,需要加以改变才能移植至 MMC 中。

考虑到 EL(Euler-Lagrange, 欧拉-拉格朗日)模型需要综合交流侧 $d-q$ 电磁暂态方程和直流侧电磁暂态方程,所以,本文首先在 $d-q$ 坐标系中建立了 MMC 基于开关状态的电磁暂态数学模型,该数学模型与传统两电平 VSC 的模型^[13]在结构上存在一定的相似性。其次,设计了基于 EL 模型的 MMC 的无源控制器,为消除模型内部以及外部扰动对 MCC 控制系统的不良影响,将直流电压反馈至控制系统,用来产生有功参考补偿分量以消除系统内外部的扰动。最后,在 Matlab 中搭建了基于改进 EL 模型的 MMC 仿真模型。仿真结果验证了所推导的 MMC 交直流侧电磁暂态数学模型和控制器设计的正确性。

1 MMC 主电路及基本原理

图 1 为简化后的 MMC 主电路,它由三相构成,每相由 2 个单桥臂构成,称之为上桥臂和下桥臂,每个单桥臂由一个电感和一系列子模块(Sub-module, SM)级联而成。电感大小为 L_s ,其主要作用为抑制因电容电压波动产生的相间环流以及模块切换时由死区时间和系统故障带来的冲击电流。子模块的基本结构如图 1 所示(虚线框内),它是半桥形式的结构,正常运行时,不管流入子模块电流的方向如何,只要 T1 导通、T2 关断,子模块都将投入工作;反之 T1 关断、T2 导通,子模块都将被切除^[1]。

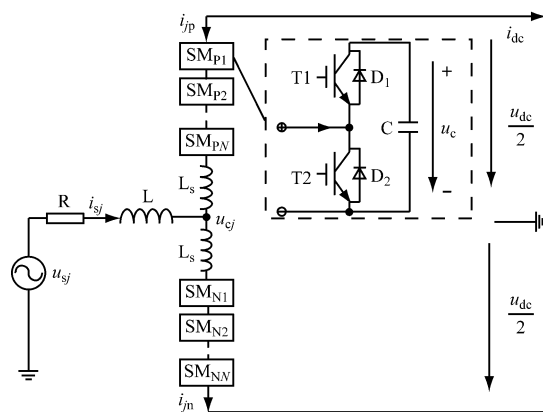


图 1 简化后的 MMC 主电路

根据基尔霍夫电压定律,得到 MMC 交流侧的电压平衡方程为^[1,3-4]

$$u_{sj} = Ri_{sj} + L \frac{di_{sj}}{dt} + u_{cj} \quad (1)$$

式中: u_{sj} 为 j ($j=a, b, c$) 相折算后的交流系统电压; i_{sj} 为 MMC 交流侧电流; R 和 L 分别为交流系统等效电阻和等电感; u_{cj} 为 MMC 交流侧 j 相输出电压。

2 MMC 电磁暂态数学模型

考虑到在下文中建立的 EL 模型需要使用 MMC 交流侧和直流侧在同步旋转 $d-q$ 坐标系下的电磁暂态数学模型,因此,推导并建立此数学模型很有必要。

2.1 交流侧电磁暂态模型

借鉴两电平 VSC-HVDC 的控制策略^[13],将 MMC 从三相静止坐标系变换至同步 $d-q$ 旋转坐标系中,设变换矩阵:

$$\mathbf{T}_{abc/dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: θ 为锁相环输出值。令 d 轴定向电压矢量方向,则有 $\theta = \omega t + \alpha$,其中, ω 为系统角频率, α 为 A 相电压的初始角度。

将桥臂电抗器折算至交流侧,同时考虑电容电压波动较低,可得 MMC 交流侧的电磁暂态方程为

$$u_{sj} = Ri_{sj} + L_{eq} \frac{di_{sj}}{dt} + \frac{u_{dc}}{N} S_j \quad (3)$$

式中: $L_{eq} = L + L_s/2$; $S_j = \sum_{i=1}^N (S_{jni} - S_{jpi})/2$,可理解成一个与上桥臂投入模块数和下桥臂投入模块数相关的控制变量,此变量控制 MMC 交流侧的输出电压, S_{jni} 为 j 相下桥臂第 i ($i=1, 2 \dots N$) 个子模块的开关函数, S_{jpi} 为上桥臂子模块的开关函数。

2.2 直流侧电磁暂态模型

根据图 1,可得 MMC 直流侧电压方程:

$$u_{dc} = u_{jp} + u_{jn} + L_s \frac{d(i_{jp} + i_{jn})}{dt} \quad (4)$$

综合三相直流侧方程,进而可以得到

$$u_{dc} = U_{dc0} + \frac{1}{3C} \int_0^t \left(\sum_{j=abc} S_j i_{sj} - N i_{dc} \right) d\tau - \frac{2L_s}{3} \frac{di_{dc}}{dt} \quad (5)$$

式中: U_{dc0} 为直流侧额定电压。

式(5)为 MMC 直流侧在三相静止坐标系中的电磁暂态数学模型,该式中的积分项表明可以利用输入 MMC 交流侧电流来控制 and 维持直流电压的稳定。

2.3 MMC 在 d - q 坐标系的电磁暂态数学模型

利用式(2)将式(3)变换至 d - q 坐标中,得

$$\begin{cases} L_{eq} \frac{di_{sd}}{dt} + Ri_{sd} - \omega L_{eq} i_{sq} + \frac{S_d}{N} u_{dc} = u_{sd} \\ L_{eq} \frac{di_{sq}}{dt} + Ri_{sq} + \omega L_{eq} i_{sd} + \frac{S_q}{N} u_{dc} = u_{sq} \end{cases} \quad (6)$$

式中: u_{sd} , u_{sq} , i_{sd} , i_{sq} 分别为三相电压以及电流在 d 轴和 q 轴上的分量; S_d , S_q 分别为三相输出电压的控制变量 S_j 在 d 轴和 q 轴上的分量。

由于 d 轴定向电压矢量, 则 $u_{sd} = U_m$, $u_{sq} = 0$, U_m 为电源相电压幅值。一般情况下, 环流抑制电感很小, 同时直流电流变化幅度较小, 与 U_{dc0} 相比, 式(5)中直流电流的微分项可以忽略不计, 对式(5)两边进行求导, 得

$$\frac{3C}{N} \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{1}{N} \sum_{j=a,b,c} S_j i_{sj} - i_{dc} \quad (7)$$

同理, 式(7)在 d - q 坐标系中的方程为

$$\frac{3C}{N} \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} \left(\frac{S_d}{N} i_{sd} + \frac{S_q}{N} i_{sq} \right) - i_{dc} \quad (8)$$

式(6)和式(8)为本文推导的 MMC 交流侧和直流侧在同步 d - q 旋转坐标系中的电磁暂态数学模型, 它们与传统两电平 VSC 在同步 d - q 旋转坐标系中的电磁暂态数学模型有着一定的区别, 主要在于 VSC 每相桥臂只有 2 种状态^[12], 而 MMC 的桥臂开关状态由所有子模块共同合成的。

3 MMC 无源控制器设计

3.1 MMC 的 EL 模型

将式(6)和式(8)一起写成动态矩阵方程, 可得到 EL 模型^[13]为

$$\mathbf{M}_p \dot{\mathbf{X}} + \mathbf{J}_p \mathbf{X} + \mathbf{R}_p \mathbf{X} = \mathbf{U}_p \quad (9)$$

式中: $\mathbf{M}_p = \text{diag}([L_{eq} \ L_{eq} \ C_{eq}])$, $C_{eq} = 2C/N$; $\mathbf{X} = [i_{sd} \ i_{sq} \ u_{dc}]^T$; $\mathbf{J}_p = [0 \ -\omega L_{eq} S_d/N; \omega L_{eq} \ 0 \ S_q/N; -S_d/N \ -S_q/N \ 0]$, 反映了系统内部本身的互联结构; $\mathbf{R}_p = \text{diag}([R \ R \ 2/3R_L])$, 反映了系统内部自身的耗散特性, $R_L = u_{dc}/i_{dc}$, 为负载等效电阻; $\mathbf{U}_p = [U_m \ 0 \ 0]^T$, 表征系统内部与外部进行能量交换的矩阵。

3.2 MMC 无源控制器设计

无源控制器采用的是误差控制方式^[14], 即通过控制误差为零使得系统实际输出的物理量跟踪参考给定值。令 $\mathbf{X}_{des}^*$ 为 $\mathbf{X}$ 期望输出值, $\mathbf{X}_{real}$ 为 $\mathbf{X}$ 实际输出值, 则输出误差向量为 $\mathbf{X}_{err} = \mathbf{X}_{real} - \mathbf{X}_{des}^*$ 。选取误差能量函数为 Lyapunov 函数:

$$\mathbf{V} = \frac{1}{2} \mathbf{X}_{err}^T \mathbf{M}_p \mathbf{X}_{err} \quad (10)$$

为使式(10)的误差能量快速减小到零, 一般采用阻尼注入法^[14]减小误差衰减时间常数, 增加衰减速度, 因此, 增加耗散项 $\mathbf{R}_a = \text{diag}([R_{a1} \ R_{a2} \ R_{a3}])$ 。这里需要指出的是增加耗散项只会加快误差衰减速度, 不能完全消除稳态误差, 为了消除因系统受参数变化带来的不良影响, 本文以此思想进行指导, 从而引入补偿, 设计了改进后的控制器。将 $\mathbf{X}_{err} = \mathbf{X}_{real} - \mathbf{X}_{des}^*$ 代入式(9)并在方程左右两边同时加上 $\mathbf{R}_a \cdot \mathbf{X}_{err}$, 得到

$$\mathbf{M}_p \dot{\mathbf{X}}_{err} + \mathbf{R}_d \mathbf{X}_{err} = \mathbf{U}_p - (\mathbf{M}_p \dot{\mathbf{X}}_{des}^* + \mathbf{J}_p \mathbf{X}_{real} + \mathbf{R}_p \mathbf{X}_{des}^* - \mathbf{R}_a \mathbf{X}_{err}) \quad (11)$$

为使误差快速变为零, 选取控制规律:

$$\mathbf{U}_p = \mathbf{M}_p \dot{\mathbf{X}}_{des}^* + \mathbf{J}_p \mathbf{X}_{real} + \mathbf{R}_p \mathbf{X}_{des}^* - \mathbf{R}_a \mathbf{X}_{err} \quad (12)$$

则 $\mathbf{M}_p \dot{\mathbf{X}}_{err} = -\mathbf{R}_d \mathbf{X}_{err}$, 于是可得

$$\dot{\mathbf{V}} = \mathbf{X}_{err}^T \mathbf{M}_p \dot{\mathbf{X}}_{err} = -\mathbf{X}_{err}^T \mathbf{R}_d \mathbf{X}_{err} < 0 \quad (13)$$

式(13)表明选取的 Lyapunov 函数大范围渐进稳定, 选取的控制规律能够使系统维持稳定。将式(12)代入式(9)中, 解方程得到

$$\begin{cases} S_d = \frac{N}{u_{dc}} [U_m + \omega L_{eq} i_{sq} - Ri_{sd}^* + R_{a1}(i_{sd} - i_{sd}^*)] \\ S_q = \frac{N}{u_{dc}} [-\omega L_{eq} i_{sd} - Ri_{sq}^* + R_{a2}(i_{sq} - i_{sq}^*)] \end{cases} \quad (14)$$

将式(14)代入式(6)、式(8)中, 得式(15):

$$\begin{cases} \frac{L_{eq}}{R + R_{a1}} \frac{di_{sd}}{dt} + i_{sd} = i_{sd}^* \\ \frac{L_{eq}}{R + R_{a2}} \frac{di_{sq}}{dt} + i_{sq} = i_{sq}^* \\ \frac{3Cu_{dc}}{N} \frac{du_{dc}}{dt} + u_{dc} i_{dc} = \frac{3}{2} U_m i_{sd} - \frac{3}{2} (Ri_{sd} i_{sd}^* + Ri_{sq} i_{sq}^*) + \frac{3}{2} [R_{a1}(i_{sd} - i_{sd}^*) i_{sd} + R_{a2}(i_{sq} - i_{sq}^*) i_{sq}] \end{cases} \quad (15)$$

由式(15)前两式可以看出, R_{a1} 和 R_{a2} 选取一定大后, i_{sd} , i_{sq} 能快速跟踪参考值 i_{sd}^* , i_{sq}^* , 这时可以认为 $i_{sd} = i_{sd}^*$, 那么式(15)中第 3 式可以化简为

$$\frac{3Cu_{dc}}{N} \frac{du_{dc}}{dt} + u_{dc} i_{dc} = \frac{3}{2} U_m i_{sd}^* - \frac{3R}{2} (i_{sd}^{*2} + i_{sq}^{*2}) \quad (16)$$

式(16)为 MMC 系统能量平衡方程, 正常运行

时给定直流参考电压需满足 $U_{dc} > 2U_m$ 。考虑实际情况,有功电流分量可以从式(16)的稳态中求得,即

$$i_{sd}^* = \frac{1}{2} \left(\frac{U_m}{R} - \sqrt{\left(\frac{U_m}{R} \right)^2 - 4(i_{sq}^{*2} + \frac{2U_{dc}}{3R}I_{dc})} \right)$$

(17)

式中: I_{dc} 为 i_{dc} 的平均值。

如果只采用 EL 模型进行控制系统的设计,因有功参考分量不变,调节性能较弱,使得 MMC 运行在稳态会产生电压残差,而且控制规律对系统参数敏感,仅采用注入阻尼不能消除稳定残差,因此,需要对选取的控制规律进行修正。式(8)、式(16)表明通过控制有功参考分量 i_{sd}^* ,即可控制 MMC 直流侧电压,为消除稳定残差电压,根据设定的直流参考电压,将 MMC 瞬时直流电压送入控制系统内部的 PI 调节器,PI 调节输出补偿分量,然后再与式(17)相加,即可得到最终有功参考分量 i_{sd}^* :

$$i_{sd}^* = \frac{1}{2} \left(\frac{U_m}{R} - \sqrt{\left(\frac{U_m}{R} \right)^2 - 4(i_{sq}^{*2} + \frac{2U_{dc}}{3R}I_{dc})} \right) + \Delta i_{sd}^*$$

(18)

式中: $\Delta i_{sd}^* = (U_{dc} - u_{dc})(k_p + k_i/s)$, k_p 和 k_i 分别为 PI 调节器的比例常数和积分常数。

4 仿真验证

为验证所推导的 MMC 电磁暂态数学模型和所设计的控制器的正确性,在 Matlab/Simulink 中搭建了仿真模型,仿真模型基本参数如下:线电压有效值为 10.5 kV,等效电阻 $R=0.5 \Omega$,额定直流电压为 20 kV,额定有功功率为 10 MW,子模块数 $N=20$,等效电感 $L_s=10 \text{ mH}$,电容值 $C=7.5 \text{ mF}$,系统短路比 $SCR=3.22$ 。

表 1 为改进前后 MMC 实际输出的直流电压的最大波动值和稳态差值的对比表(改进后的 MMC 多加入了一个补偿器,采用 PI 调节器的方式),从表 1 可知,在改进前随着注入的耗散电阻 R_a 增大,直流电压波动 Δu_{dc} 变小,稳态残差电压 ΔU_{dc} 逐渐减小,但是始终存在;改进之后,直流电压波动变化更小,稳态残差电压基本为零。

表 1 改进前后 MMC 直流电压最大波动和稳态差值的对比

k_p/k_i	R_a/Ω	$\Delta u_{dc}/V$	$\Delta U_{dc}/V$	k_p/k_i	R_a/Ω	$\Delta u_{dc}/V$	$\Delta U_{dc}/V$
0	220	1001		0	120	0	
0/0	1	80	590	0.2/	1	35	0
				0.5			
5	40	109		5	35	0	

图 2 为 MMC 工作在整流状态时直流参考电压跳变的动态波形,各个波形变化平滑,跟踪效果较好,说明了所设计控制器的正确性。图 2(a)为参考电压 U_{dc} 在 0.3 s 从 20 kV 跳变至 22 kV,在 0.5 s 从 22 kV 跳变至 18 kV 时的直流电压波形;图 2(b)为交流侧相电流,电流变化平滑;图 2(c)为电源侧发出的有功功率与无功功率,随着直流参考电压的跳变,有功功率发生相应的改变,无功功率保持不变;图 2(d)为 A 相上桥臂的电容电压波形,当 MMC 直流参考电压发生正跳变时,交流侧电流幅值随之增加,致使电容电压的波动增加,稳态平均值也随着直流电压的升高而增加;发生负跳变时,电容电压波动减小,平均值也减小;图 2(e)为 S_j 在 $d-q$ 轴中的分量,当 MMC 输送的有功功率增加时,电源相电压与 MMC 交流侧基波电压的角度差随之增加,控制变量在 $d-q$ 轴中的分量则会与角度差的余弦、正弦成正比关系,即 $S_d = S \cos \delta$, $S_q = -S \sin \delta$,其中, S 为控制变量幅值, δ 为角度差。

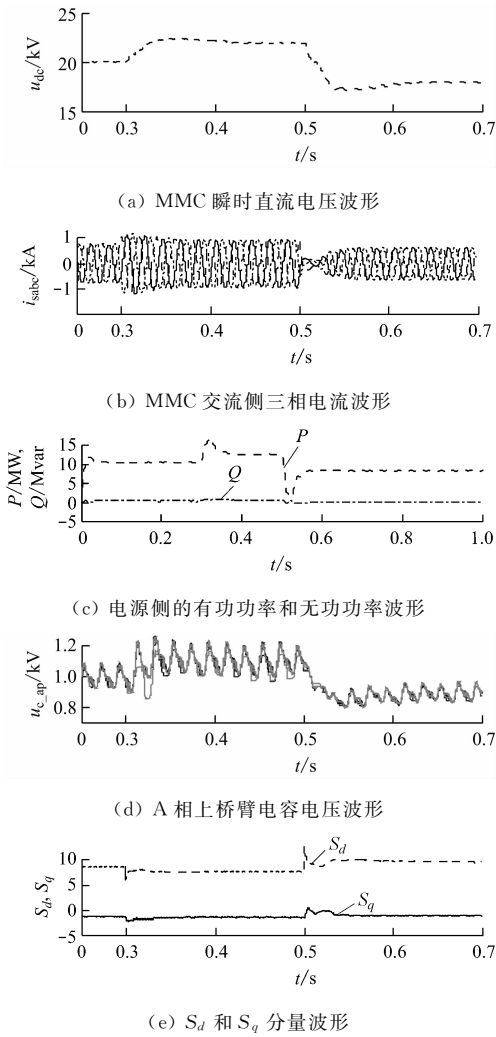


图 2 直流电压跳变时主要指标仿真波形

图 3 为 MMC 工作在整流状态时负载发生跳变时的动态波形,该图说明了所设计的控制器抗干扰性能较好。图 3(a)为 MMC 输送的功率在 0.3 s 从 10 MW 跳变至 12 MW,在 0.5 s 从 12 MW 跳变至 8 MW 时 MMC 直流侧瞬时电压波形,从图中可以看出,改进后的控制器对直流电压具有较好的调节性能,响应速度快,稳定性好,抗干扰能力强;图 3(b)为输入 MMC 交流侧的三相电流,波形变化平滑,没有冲击电流产生,动态性能较好;图 3(c)为电源发出的有功功率和无功功率,随着负载跳变,有功功率发生相应变化,无功功率基本保持不变,实现了 MMC 的单位功率因数运行;图 3(d)为 A 相上桥臂的电容电压波形,当负载发生改变时,输入 MMC 的电流也随之改变,负载增大,桥臂电流增大,电容电压的波动增大,反之则会减小,电容均衡性较好;图 3(e)为 S_j 在 $d-q$ 轴中的分量,MMC 输送有功增大时角度差 δ 变大, S_d 变小, S_q 反向增大;反之 MMC

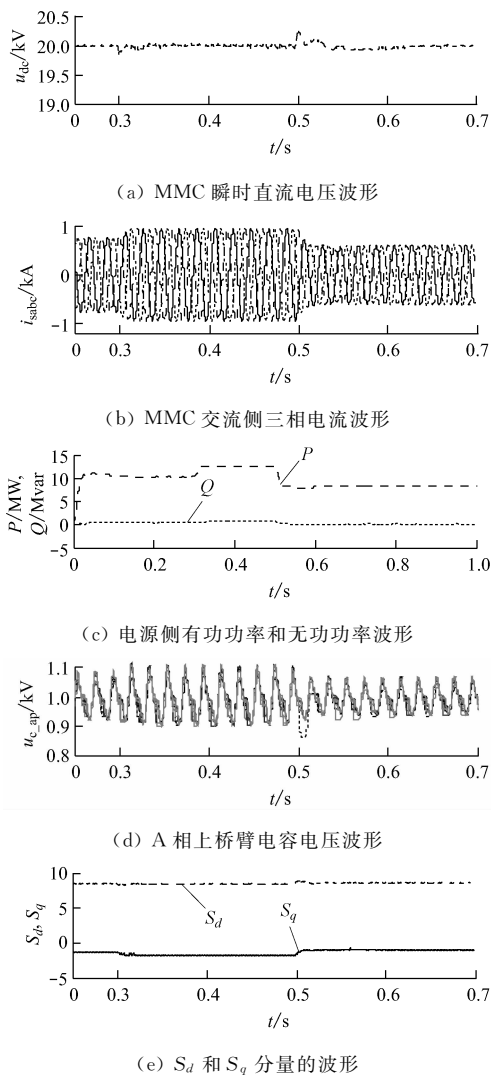


图 3 负载跳变时主要指标仿真波形

输送功率变小,角度差 δ 变小, S_d 变大, S_q 绝对值减小。

5 结语

建立了 MMC 交流侧和直流侧在同步 $d-q$ 旋转坐标系上的电磁暂态数学模型;根据该电磁暂态数学模型,建立了适用于 MMC 的 EL 模型,设计了基于 EL 模型的 MMC 无源控制器。为使误差能量快速衰减为零,加快耗散特性,引入阻尼矩阵;为了消除稳态残差电压,将 MMC 直流电压引入控制系统,与参考电压相比较,经 PI 调节后与参考有功分量相加得到最终的有功参考分量。仿真结果验证了所设计的控制器能够完全跟踪参考给定值,同时能降低电压的波动程度,具有较好的动态响应特性。

参考文献:

- [1] 王姗姗,周孝信,汤广福,等. 模块化多电平电压源型换流器的数学模型[J]. 中国电机工程学报,2011,31(24):1-8.
- [2] 管敏渊,徐政,潘伟勇,等. 最近电平逼近调制的基波谐波特性解析计算[J]. 高电压技术,2010,36(5):1327-1332.
- [3] 屠卿瑞,徐政,郑祥,等. 模块化多电平换流器型直流输电内部环流机理分析[J]. 高电压技术,2010,36(2):547-552.
- [4] 屠卿瑞,徐政,管敏渊,等. 模块化多电平换流器环流抑制控制器设计[J]. 电力系统自动化,2010,34(18):57-61.
- [5] 管敏渊,徐政. MMC 型 VSC-HVDC 系统电容电压的优化平衡控制[J]. 中国电机工程学报,2011,31(12):9-14.
- [6] 郭捷,江道灼,周月宾,等. 交直流侧电流分别可控的模块化多电平换流器控制方法[J]. 电力系统自动化,2011,35(7):42-47.
- [7] HAGIWARA M, AKAGI H. Control and experiment of pulse width-modulated modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2009,24(7):1737-1745.
- [8] ROHNER S, BERNET S, HILLER M, *et al.* Modulation, losses and semiconductor requirements of modular multilevel converters [J]. IEEE Transaction on Industry Electronics, 2010, 57(8):2633-2641
- [9] LI Zixin, WANG Ping, ZHU Haibin, *et al.* An improved pulse width modulation method for chopper-cell-based modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(8):3472-3481.

[10] TU Qingrui, XU Zheng, XU Lie. Reduced switching frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52 (3): 662-669; 2011, 26(3): 2009-2017.

[11] 赵岩, 胡学浩, 汤广福, 等. 模块化多电平变流器 HVDC 输电系统控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(25): 35-42.

[12] 尹明, 李庚银, 李广凯, 等. VSC-HVDC 连续时间状态空间模型及其控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(18): 34-39.

[13] 王久和, 黄立培, 杨秀媛. 三相电压型 PWM 整流器的无源性功率控制[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28 (21): 20-25.

[14] 王久和, 黄立培, 张金龙, 等. 一种新的电压型 PWM 整流器无源控制器设计[J]. 电力设备自动化, 2008, 28(10): 38-45.