

上海交通大学

SHANGHAI JIAO TONG UNIVERSITY

学士学位论文

BACHELOR' S THESIS



论文题目：基于 MMC 的柔性直流实时仿真与
电磁稳定性分析研究

学生姓名：宋钊

学生学号：516030910289

专 业：电气工程及其自动化

指导教师：舒德兀

学院(系)：电子信息与电气工程学院

基于 MMC 的柔性直流实时仿真与电磁稳定性分析研究

摘要

随着电力电子技术的发展,各种电力电子装置被广泛应用在现代电力系统中,而电压源型变流器高压直流输电(Voltage Source Converter-High Voltage Direct Current, VSC-HVDC),也称柔性直流输电,是应用最广泛的技术之一。其中,基于模块化多电平变流器(Multi-modular Converter, MMC)的柔性直流输电具有无换相失败、潮流控制灵活、耐受容量大、输出电能质量高、开关损耗小等突出优点,如雨后春笋,迅猛发展。但同时,大量电力电子器件高频开关和交直流混连局面,给电力系统仿真和稳定性分析带来了全新挑战。系统仿真方面,传统机电暂态仿真无法反映电力电子器件的开关过程,而传统电磁暂态仿真在 MMC 模块数很多时,效率过低。基于现场可编程逻辑门阵列(Field Programmable Gate Arrays, FPGA)的实时仿真,具有无串并行计算通信开销等优点,成为含 MMC 仿真的重要解决方案。系统稳定性方面,已经有多个 MMC 工程发生次超同步振荡。小信号稳定性理论对 MMC 仍能适用,但前提是必须建立能反映 MMC 内部重要动态过程的数学模型。

针对 MMC 电磁暂态仿真,本文基于经典电磁暂态仿真实论建立 MMC 的仿真模型并进行实时仿真,随后以一四子模块 MMC 算例进行验证。它们在正常运行、三相接地和单相接地情况下的仿真结果均与商业软件 PSCAD 高度一致。针对 MMC 电磁稳定性问题,本文考虑 MMC 桥臂环流及其抑制、电容电压波动、锁相环等动态,建立了 MMC 小信号模型,通过求解特征值进行稳定性分析,并使用 PSCAD 中另一算例进行验证,小信号模型的响应与 PSCAD 总体一致。

关键词: 电磁暂态, 电磁稳定性, 实时仿真, 小信号模型, MMC

REAL-TIME SIMULATION AND ELECTROMAGNETIC STABILITY ANALYSIS OF MMC BASED HIGH VOLTAGE DIRECT CURRENT

ABSTRACT

With the increasing power demands amid the rapid development of power electronic technology, a large variety of power electronic equipment has penetrated in modern power system profoundly. Among them, Voltage Source Converter-High Voltage Direct Current (VSC-HVDC), is one of the most widely used power electronic equipment in power grid, the most paramount utilization of which is Multi-modular Converter (MMC) based HVDC. MMC has many advantages, such as the impossibility of line commutation failure, flexibility of flow control, high power capacity and output quality and low switch loss, resulting in its rapid emergence and roaring success. Simultaneously however, new challenges have been brought in the realm of power system simulation and stability analysis by high frequency switching of too large mass of power electronic devices and the extensively hybrid AC and DC grid. In terms of power system simulation, traditional electromechanical transient simulation is unable to reflect switching processes, and conventional electromagnetic transient program (EMTP) is lack of high efficiency. Aiming at solving those problems, real time simulation based on Field Programmable Gate Arrays (FPGA) comes into being and becomes a dominating solution for the power system simulation containing lots of power electronic devices, for it has no cost of serial or parallel communication, high speed and flexible resource configuration. As for stability analysis, classical stability theory like small signal stability can be implemented to determine MMC stability provided that suitable MMC mathematical model has been deduced. So, it is the model of MMC that is the real crux.

To solve the problem of MMC EMT simulation, an MMC simulation model is proposed based on EMTP algorithm followed with C language off-line test and FPGA real time simulation, where the latter one is programmed in Verilog on the basis of High-Level Synthesis (HLS). Then a 4 model MMC case is studied as a validation, where the proposed simulation method perfectly matches the results of PSCAD, a commercial simulation application, in both normal and fault (symmetrical and single-phase grounding) states. Aiming at the MMC stability, a small signal model is derived, which takes circulation current and its suppression, capacitor voltage fluctuation and Phase Lock Loop (PLL) into consideration, and is also verified by another case study in PSCAD. Therefore, the MMC real time EMT simulation and small signal model are proven to be feasible and effective.

Key words: EMT, electromagnetic stability, real time simulation, small signal model, MMC

目 录

第一章 绪论	1
1.1 课题背景及研究意义	1
1.2 柔性直流输电系统现状	2
1.2.1 传统高压直流输电简介	2
1.2.2 柔性直流输电简介	2
1.2.3 MMC-HVDC 的现状	3
1.3 电磁暂态仿真	6
1.3.1 电磁暂态仿真概述	6
1.3.2 电磁暂态实时仿真技术	7
1.3.3 MMC 仿真模型概述	8
1.4 MMC 电磁稳定性的研究现状	8
1.4.1 阻抗分析法	8
1.4.2 小信号模型	9
1.5 本文主要工作与论文结构	9
第二章 MMC 柔直工作原理及控制策略	11
2.1 MMC 柔直的工作原理	11
2.1.1 MMC 拓扑结构与基本原理	11
2.1.2 MMC 柔性直流输电的工作原理	11
2.1.3 典型结构	13
2.2 MMC 柔直的数学建模	14
2.2.1 开关函数模型	14
2.2.2 MMC 的数学模型	14
2.3 MMC 柔直的控制策略	16
2.3.1 系统级控制	16
2.3.2 装置级控制	16
2.3.3 阀组级控制	19
2.4 MMC 工作特性仿真研究	21
2.4.1 算例一——控制策略的仿真研究	21
2.4.2 算例二——阀组控制的仿真研究	27
第三章 MMC 电磁暂态仿真	31
3.1 电磁暂态仿真基本原理	31
3.1.1 电磁暂态仿真的计算方法	31
3.1.2 微分方程数值求方法	32
3.1.3 基本元件的数学模型	34
3.2 MMC 电磁暂态仿真	35
3.2.1 MMC 的电磁暂态仿真模型	36
3.2.2 正常运行情况	38
3.2.3 交流侧三相对称接地情况	39
3.2.4 交流侧单相接地情况	40
3.3 基于高层次综合的实时仿真	40
3.4 MMC 实时仿真的程序设计	41
3.4.1 程序总体设计	41
3.4.2 高层次综合与硬件约束的设计	42
3.4.3 状态机的设计	44
第四章 MMC 的小信号模型	45
4.1 小信号模型概述	45
4.2 MMC 小信号模型的建立	45

4.2.1 MMC 主电路建模	45
4.2.2 MMC 控制系统建模	49
4.2.3 MMC 的小信号模型	50
第五章 仿真实例与分析	51
5.1 电磁暂态数值仿真的实例与分析	51
5.1.1 MMC 电磁暂态仿真模型验证	51
5.1.2 FPGA 实时仿真验证	65
5.2 小信号模型仿真实例与分析	68
5.2.1 小信号模型验证	69
5.2.2 MMC 电磁稳定性分析	71
第六章 结论	73
6.1 本文结论	73
6.2 工作展望	73
参考文献	74
谢辞	78

第一章 绪论

随着电力电子技术的不断发展,越来越多的电力电子器件被投入到电力系统中,电力系统对电力电子装置的需求也日益增加。现代电力系统已经呈现出电力电子化的新形态,而且在可预见的未来,这种趋势会一直持续下去。但是,电力电子装置在电网的渗透率提高,给电力的变换和输送带来便利的同时,也给电力系统及其研究带来了新的问题。一是系统内有了大量高频开关的电力电子器件,这是同步电机等组成的传统电网中史无前例的现象,因此传统的仿真和建模方法不再完全胜任现代电力系统特性的研究。二是整个电力系统动态过程受到非线性直流系统的影响,呈现出宽频化、高频化特征,传统的机电暂态仿真模型不足以反映现代电力系统的暂态过程。三是各种变流器在一定程度上取代了具有转动惯量的同步电机,大大影响了电力系统的稳定性,电力电子化电力系统的稳定性需要新的理论去研究。对于电力电子化电力系统的高性能仿真,实时仿真技术弥补了传统电磁暂态仿真的不足,能适应现代电力系统更小步长的场合;而对于直流输电系统的稳定性问题,在新的变流器数学模型被建立后,小信号模型等方法方能成为判断电网稳定性的有力工具。

1.1 课题背景及研究意义

19 世纪以来,电磁学领域取得了大突破。19 世纪上半叶,法国物理学家安培发现了电流的磁效应,即“电生磁”,而与之同时代的法拉第总结出了电磁感应定律。19 世纪下半叶,英国物理学家麦克斯韦参照流体力学模型,建立了统一的电磁理论,奠定了电气工程的基础。1882 年,托马斯·爱迪生主持修建了珍珠街电站。19 世纪 90 年代,三相交流供电系统研制成功,电力系统从此开始飞速发展。传统电力系统基于三相交流电技术,是集中式发电、输电结构,将火力、水力等能量转换为电能,经过传输线等电力传输设备输送至负荷中心,再分散分配各个独立的用户。随着电气和电子工程技术的进一步发展、电网规模和用电需求的增加,电力系统已经称为世界上最庞大的人造系统,能源的生产、输送和消费都与之息息相关^[2],数量日益增加的新技术、新设施也服务于电力系统的演进与建设^[3]。

纵观现代电力系统之发展,对现代电力系统之发展推动作用最大的科学技术之一,是电力电子技术^[4]。作为一门应用于强电范畴的新兴技术,电力电子技术在控制理论,电子与电气科学三个学科和技术的基础上,运用功率半导体器件,对电能进行控制(电能质量控制、功率因数控制等)与变换(交直流变换、频率变换等)^[5]。1957 年(电力电子元年),第一个商用晶闸管问世,它由美国 General Electric 公司研制,电力电子迅猛发展的大幕也就此拉开;它不仅对电力系统产生了深远的影响^[6],更渗透进现代工业,尤其是的电力工业的诸多领域^[7]。20 世纪 60 年代后期,门极可关断晶闸管(Gate-Turn-Off Thyristor, GTO)、电力晶体管(Giant Transistor, GTR)等器件快速发展,并很快应用到电气工程实际中。GTR 可实现自关断,属于电流控制型器件,但具有驱动电路比较复杂的缺点。GTO 实现了门极可关断功能,并使斩波频率提高到 1kHz 以上^[11]。70 年代,电力场效应管^[8]等全控型器件使电力电子进入新的发展阶段,功率器件实现了场控功能,开关频率进一步提升,可达到 MHz 级别,但存在导通电阻大、承受电流能力小等缺点,故一般应用于功率小但开关频率要求高的设备中。80 年代,绝缘栅双极型晶体管(Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT^[10])问世,它综合了双极型电力电子器件和 MOSFET 的优势,驱动电路较为简单,开关频率高,耐受电压电流能力强,导通电阻小,是当前应用最为广泛的电力电子器件之一。目前,硅器件已经十分成熟,2000 年以来,以碳化硅(Silicon Carbide, SiC)为代表的新型半导体器件备受关注,它的禁带宽度、导热率和临界击穿场强远高于硅材料,自 2001 年第一款商用 SiC 推出后,宽禁带电力电子器件,正逐渐成为电力电子中的“新贵”^[12]。

电力电子技术的核心,是利用 IGBT 等电力电子器件,结合自动控制原理,对电能进行变换和控制。这样,针对负载的变化配合以与应用场景和控制目标相符合的电力电子设备,可以获得稳定的电能,使电能更加优质、电网更加坚强。现代电网中,电力电子技术的身影在在电网中随处可见^[9],并在发电、输电和符合等各个环节,对电能进行控制和改善。

在传统发电环节中,电力电子技术应用于发电机和励磁控制和变频启动,提高了发电效率,改善了运行特性,且使发出的电能符合系统控制的要求。在新能源发电领域,光伏、风

电等新能源都需要并网逆变器^[13]等设备进行电能变换, 将不稳定的直流电变换为稳定的交流电, 并结合 MPPT^[14]等控制算法, 以达到最高的发电效率。

在输电环节中, 电力电子技术的应用也非常广泛, 其中最为重要的两种技术为高压直流输电(High Voltage Direct Current, HVDC^[16])、灵活交流输电系统(Flexible Alternative Current Transmission Systems, FACTS^[17])。高压直流输电技术的基本思想是将交流电能变换为直流电能进行输送, 在受端, 又将直流电能变换为交流电能, 供负荷用电, 具有适合构成多端电网、直流输电比三相交流节约一根以上线路、极限功率更大等优点。灵活交流输电系统相比于传统的交流输电, 具有对电力系统进行灵活控制的优点, 能有效实现对电力系统参数及网络结构的灵活控制, 以降低功率损耗, 提高系统稳定性, 但是成本较高^[18]。

在配电环节, 以配电网柔性交流输电系统(Distributed Flexible AC Transmission System, DFACTS^[19])为代表的电力电子技术解决了电能质量和供电可靠性问题。DFACTS 技术与从 FACTS 中发展而来, 故两者本身具有很多相似性, 其关键设备有静止无功补偿器、静止同步补偿器、固态转换开关、固态断路器等。静止无功补偿器可对负荷产生的无功进行抑制, 静止同步补偿器可抑制负荷产生的高次谐波, 固态转换开关和固态断路器可以实现快速无电弧的投切。在负荷侧, 电力电子技术的身影也随处可见。如空调中的变频器, 利用电力电子技术实现电机的变频调速^[19], 具有节能、低噪声、寿命更长的特点。

由于电力电子技术能够对电能进行控制和变换, 具有改善电能质量等优异性能和突出作用, 越来越多的高压直流输电、灵活交流输电等大容量电力电子装备被电网采用, 电力电子化将成为电力系统不可逆的发展趋势。但是, 由于电力电子器件的高频开关特性, 在电力电子装备给电力系统带来各种进步和便利的同时, 也对现代电力系统的仿真和稳定性分析带来了挑战。电磁暂态仿真模型基于电路元件的微分方程进行建模, 利用微分方程数值算法和电路的节点分析法对电力系统进行求解, 仿真步长小、计算精度高, 但是对于含大量功率半导体器件的现代电力系统而言, 这种仿真方法的开销是巨大的。而电磁暂态实时仿真可以解决这个问题, 它以电磁暂态仿真算法为基础, 可应用采用硬件在环(Hardware in-the-Loop, HIL)的方式, 利用高性能的处理器、集成电路, 配合以并行与分布式计算的先进算法, 能够大大提高运算效率, 胜任现代电力系统的仿真任务。对于现代电力系统的稳定性分析, 关键在于对变流器的数学建模, 根据稳定性分析的需求, 合理考虑到变流器内部的动态过程, 之后便可以进行小信号稳定性分析, 并对新出现的次超同步振荡等现象进行研究。

1.2 柔性直流输电系统现状

1.2.1 传统高压直流输电简介

早期的电力系统以直流电为主, 发电侧直流电机产生直流电, 输电侧是输送直流电, 用电侧消耗直流电。随着三相交流电和感应电机的发展, 电力系统从直流电的形态迅速转换为三相交流电的形式。然而, 随着电网容量的提高、输电距离变大, 线路电抗限制了远距离输电的容量, 而系统稳定性问题也频繁发生。因此, 人们的注意力再次转移到直流输电上来。

1954 年, 世界上第一条直流输电系统投入运行, 它采用汞弧阀进行换相^[21]。随着电力电子器件的发展, 晶闸管取代了汞弧阀, 成为直流输电中变流器的核心器件。于是, 基于晶闸管的线电压换相高压直流输电(Line Commutated Convertor based High Voltage Direct Current, LCC-HVDC^[22])迅速发展, 至今已经成为一项成熟的直流输电工程技术。LCC-HVDC 与传统的交流输电相比, 具有经济性更高、无稳定性问题、联网可以不同步、潮流控制灵活等优点^[24]。但是, LCC-HVDC 也有着很大的局限性。第一, 传统高压直流输电容易发生换相失败, 甚至连续换相失败; 第二, LCC-HVDC 需要较大容量的无功补偿器和交流侧滤波设备, 输电可靠性因此降低, 且增加了建设成本; 第三, 直流电流没有电流自然过零点, 直流断路器研究受到严重阻碍。

1.2.2 柔性直流输电简介

随着 IGBT 等全控型电力电子器件的发展, 在上世纪九十年代, 基于电压源型换流器(Voltage Source Converter, VSC^{[25]-[28]})的高压直流输电技术(VSC-HVDC), 也即柔性直流输电技术成为学术研究的热点。1997 年, ABB 设计和建造了世界上第一个使用 IGBT 的柔性直流输电实验工程。随着大容量全控电力电子器件的发展与成熟, VSC-HVDC 的功率输送能力得到显著提升。典型的柔性直流输电示意如图 1-1, 由联结变压器、交流滤波器、直

流电缆等关键部件组成。

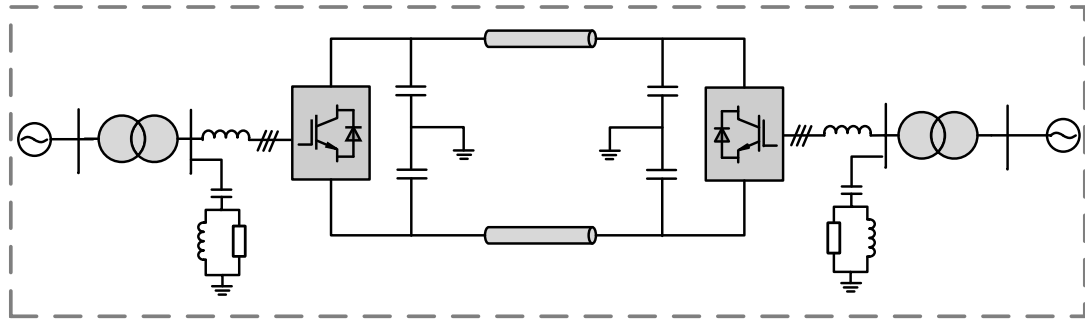


图 1-1 典型柔直结构示意图

与 LCC-HVDC 相比，VSC-HVDC 主要具有下列优势。

- (1) 无换相失败问题。由于 VSC-HVDC 采用的电力电子器件是全控的 IGBT 而不是晶闸管，故从根本上解决了换相失败和连续换相失败的问题。
- (2) 在电压源型变流器高压直流输电的控制中，系统的有功和无功功率是解耦的，因此可以对其进行独立的控制。于是，潮流和功率因数的控制比 LCC-HVDC 等更加灵活^[26]。
- (3) 与 LCC-HVDC 不同，VSC-HVDC 能够为交流电网提供电压支撑^[29]。
- (4) VSC-HVDC 不需要交流系统对其提供无功功率，也不需要静止无功补偿器能设备。
- (5) 柔性直流输电系统可以对无源系统供电，也适合孤岛微网、海上风电的应用场景。
- (6) VSC-HVDC 在交流侧不需要大量的滤波器装置，当 VSC 采用传统两电平、三电平结构时，只需要很小的滤波器就能满足电能质量要求。如果采用模块化多电平结构，则根本不需要交流滤波器。

由于 VSC 的诸多技术优势，具有风电场并网、多端直流互联、特大城市供电等应用场景，目前柔性直流输电已经有了广泛且比较成熟的应用^[30]。国内的典型柔直工程有 2011 年南汇柔直工程、2012 年东西部互联工程、2014 年舟山直流输电工程（五端）等，国外有 2012 年和 2013 年德国鲍尔温工程、2015 年瑞典和挪威的斯卡格拉克电网互联工程等。

早期柔性直流输电工程中的 VSC 主要为两电平、三电平拓扑结构，如图 1-2。

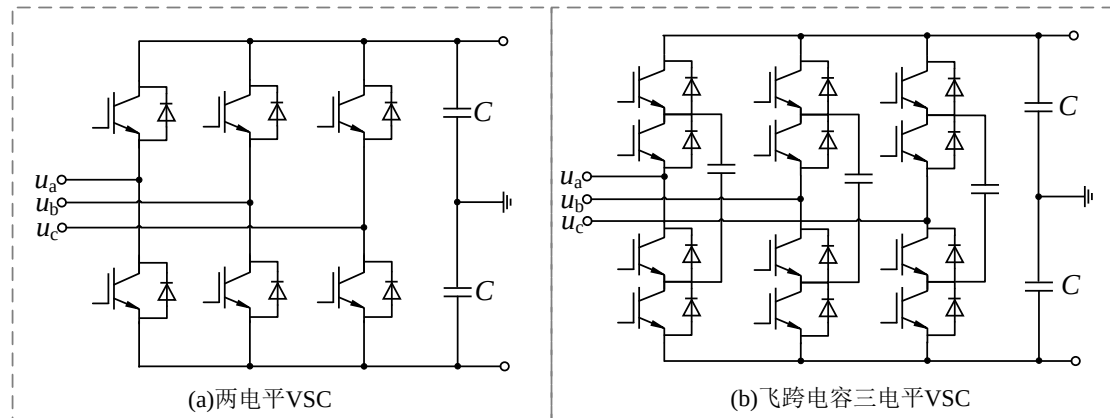


图 1-2 两种典型 VSC

这些 VSC 虽然能够实现电力变换的功能，也在实际工程上有较多应用，但这类结构的缺点也是显而易见的。传统 VSC 不能直接用于高电压、大电流的输电场合，为了提高 VSC 的容量，必须采用 IGBT 串联的方式，这造成了变流器控制复杂、开关损耗大、输出电压基波含量低、串联的 IGBT 难以均压等问题。为了解决传统少电平 VSC 的种种问题，模块化多电平变流器（Multi-modular Converter, MMC）应运而生，基于 MMC 的柔直技术（MMC-HVDC），成为柔性直流输电发展历史上的重大突破，而柔性直流输电技术，也逐渐成为现代电力电子技术应用的制高点。

1.2.3 MMC-HVDC 的现状

1.2.3.1 MMC 的简介

MMC 拓扑结构的首次问世是在 2003 年，由德国学者马夸特提出^[31]，其结构如图 1-3。

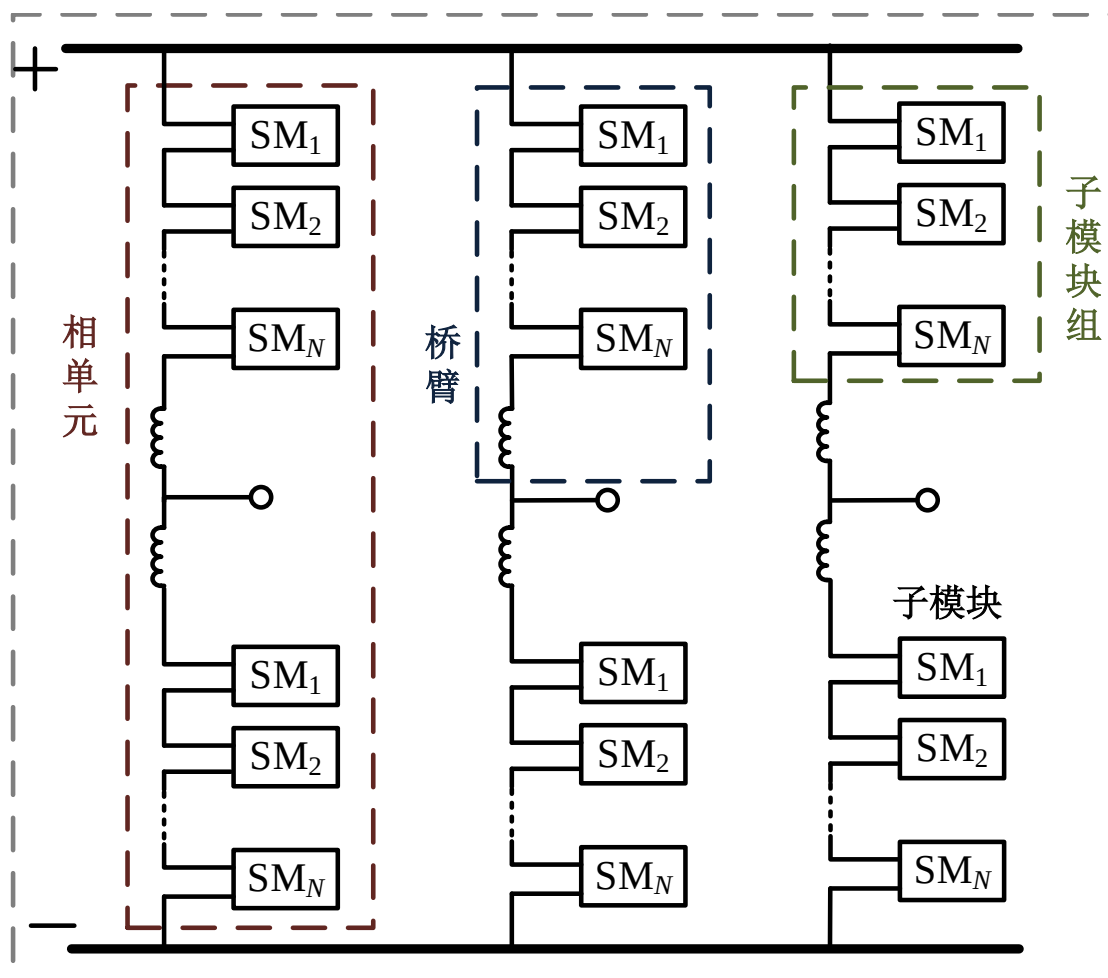


图 1-3 MMC 拓扑

MMC 由三个相单元组成，每个相单元包含上、下两个桥臂。每个桥臂包含串联的子模块组和桥臂电感。子模块组为一系列 IGBT 桥型子模块（Sub-module, SM）的串联，子模块通常有如图 1-4 所示的半桥和全桥，也有如图 1-5 所示的新型子模块。

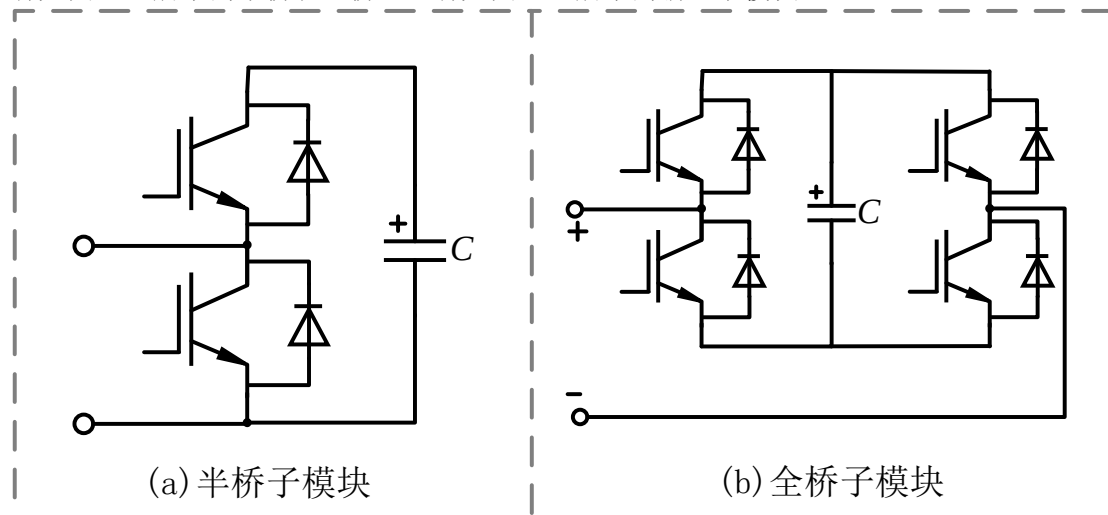


图 1-4 MMC 常见子模块拓扑

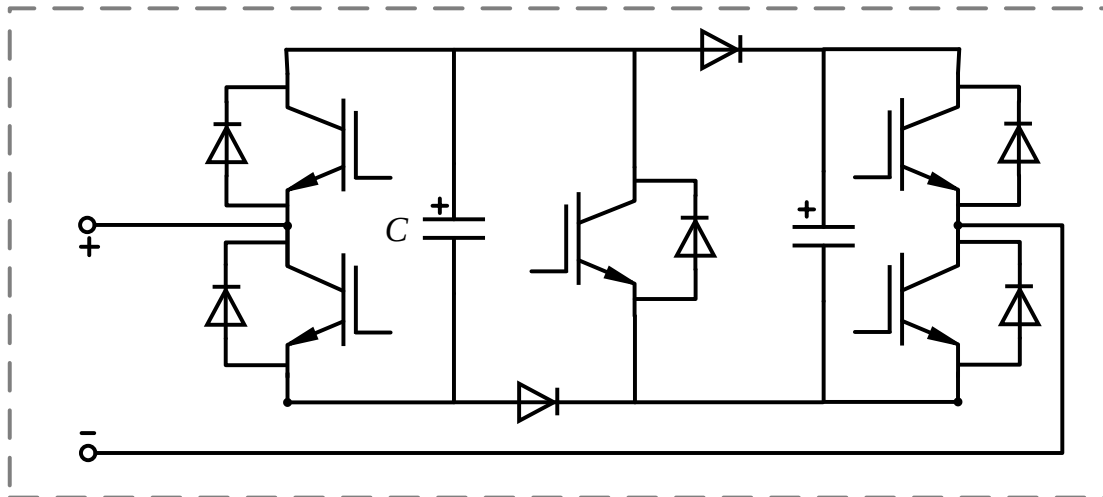


图 1-5 钳位双子模块

相比传统的两电平、三电平 VSC，MMC 具有下列明显优势：

- (1) MMC 本身是诸多子模块串联结构，彻底避免了传统 VSC 中诸多 IGBT 的直接串联，因此，从根本上消除了串联 IGBT 动态均压问题，大大简化了控制系统。
- (2) MMC 的模块化结构，也使得主电路的设计更加灵活，方便地适应不同电压等级、不同容量的各种场合。若系统额定电压较高，则使用较多子模块进行串联，如额定电压较低，则子模块数量随之降低即可。
- (3) MMC 实现了超越两电平、三电平 VSC 的多电平输出电压，显然，MMC 输出电压的电能质量是远远高于 VSC 的，因此也不再需要交流侧的滤波器，其他元件如电抗器等，其耐压耐流的要求也比 VSC 低，这提高了系统的可靠性和经济性。
- (4) 随多电平而来的另一优势是单个 IGBT 器件的开关频率降低，这十分有利于降低器件的开关损耗、延长器件的使用寿命和降低系统的高频谐波。

1.2.3.2 MMC-HVDC 的应用现状

由于 MMC 具有 VSC 无法企及的诸多技术优势，MMC-HVDC 如雨后春笋般在世界各地产生，在柔性直流输电中占据了重要的地位。2010 年，西门子建设了世界上第一个 MMC-HVDC 工程 Transbay Cable，用于城市供电，并于 2010 年 11 月正式运行。这项工程额定容量为 400MW，电压等级为 $\pm 200\text{kV}$ ，标志着 MMC-HVDC 从实验室正式走进工业界。我国已建成或计划投运的 MMC 柔直工程有：南汇嘴柔直工程^[33]、南澳柔直工程（三端）^[34]、舟山柔直工程（五端）^[36]、厦门柔直示范工程^[37]、张北直流电网工程等^[38]。其中，南汇柔直是由国家电网公司自主研发、建设的柔直工程；南澳三端柔直工程由南方电网建设，是世界上第一个多端 MMC-HVDC 工程，解决了大规模风电场接入的诸多关键问题。国外有西班牙法国联网工程、英国—爱尔兰联网工程等。当前国内外典型的 MMC-HVDC 工程如表 1-1 所示

表 1-1 MMC 系统参数表

工程名称	投运时间	容量	电压等级	应用场合
美国 (Transbay)	2010	400MW	$\pm 200\text{kV}$	城市供电
中国上海南汇	2011	17MW	$\pm 30\text{kV}$	风电接入
中海油文昌油田	2011	4MW	$\pm 10\text{kV}$	海上平台供电
英国-爱尔兰联网	2012	500MW	$\pm 200\text{kV}$	联网
中国南澳多端	2013	200MW/	$\pm 160\text{kV}$	风电接入
中国舟山	2014	400MW	$\pm 200\text{kV}$	风电接入
挪威-丹麦联网	2014	715MW	500kV	联网
中国鲁西背靠背	2016	1000MW	$\pm 350\text{kV}$	异步联网
挪威-英国联网	2018	1400MW	$\pm 500\text{kV}$	联网
挪威-德国联网	2018	1400MW	$\pm 500\text{kV}$	联网
美国大西洋风电	2019	3000MW	$\pm 320\text{kV}$	海上风电接入

MMC-HVDC 具有 LCC-HVDC 常规 VSC 不可替代的优势, 目前, MMC 替代常规直流输电的趋势已经出现。在未来, 随着用电需求、电压等级和传输容量的进一步提升, 以及海上风电等技术的发展, MMC-HVDC 将在电力系统内得到越来越广泛的应用, 并具有更强的可靠性、更好的电能质量、更优的经济性, 在有着非常广阔的应用前景。

首先, MMC-HVDC 适合用于大规模(海上)风电输送。由于风力发电具有很强的随机性, 其发电的功率和电压不可避免的具有间歇性和波动性, 这对于风力发电造成了很大的困难。但是, MMC-HVDC 可以解决风电的波形畸变问题, 为交流电网提供强有力的电压支撑, 而直流输电的形式也更加适合远距离海上风电的输送。

其次, MMC-HVDC 可用于日益常见的分布式能源并网领域。分布式能源在空间上具有分布分散的特点, 其产生电力与风电类似, 同样具有一定的间歇性和随机性。而 MMC-HVDC 潮流控制灵活, 可构成多端结构, 占地面积小, 能够满足分布式能源发电的要求。

此外, MMC-HVDC 有利于电网事故后迅速恢复供电, 以及黑启动过程。只要 MMC-HVDC 的一段连接在正常运行的电网上, MMC 可以支撑系统的电压和频率, 有利于加速电网的启动过程、降低二次故障的风险。

当然, MMC-HVDC 的出现也引入了一些新的问题。一是子模块数量庞大, 增加了电力系统仿真的计算开销; 二是 MMC-HVDC 常用的直流电缆成本很高, 如何于架空线相适应的问题尚未解决; 三是导致电网出现更多交直流混连的形态, 其潮流控制、继电保护、电磁稳定性等问题, 均需要进行新的研究; 等等。而诸多问题之中, 含 MMC 的电力系统电磁暂态仿真和电磁稳定性分析, 是最关键的问题之一, 也是学术研究的热点问题。

1.3 电磁暂态仿真

1.3.1 电磁暂态仿真概述

电磁暂态(Electromagnetic Transient, EMT)过程是电力系统中非常常见的现象。在传统电力系统中, 电磁暂态过程常常出现在接地故障、线路雷击、启动、通电、各种设备的投切等情况中, 而其中各类故障引发的电磁暂态过程危害最大, 也备受学术界和工业界的关注。在研究电力系统电磁暂态过程中, 常常需要用仿真的方法对暂态过程进行分析。而直接对系统进行故障或破坏性实验的情况是十分少见的, 故 EMT 仿真是电磁暂态分析以及系统规划、设计、绝缘评估、非同步振荡等方面最为重要的方法。随着电力电子技术的发展, 现代电力系统中出现越来越多的电力电子装置和设备, 电力电子器件的高频开关过程、显著提高的电路节点数量给电力系统电磁暂态仿真带来巨大的挑战。

EMT 仿真主要分为两类: 离线仿真和实时仿真。离线仿真技术是在通过在通用计算机上运行相应数值计算程序来得到仿真结果的技术。实时仿真技术是每个仿真时步的计算都可以与实际物理系统的时间同步的仿真技术, 即实时地得到仿真结果。

1969 年, 多梅尔教授发表了关于电磁暂态计算机数值解法文章, 提出了经典的电磁暂态仿真程序(EMT Program, EMTP)。EMTP 的核心思想有两点。一是采用微分方程描述元件的伏安特性, 并使用数值方法离散, 得到差分方程; 二是采用节点分析法求解电路, 通过注入电流源向量和电导矩阵对节点电压进行求解。在电路求解过程中, 涉及矩阵运算, 而该运算可以使用稀疏矩阵技术进行优化, 因此 EMTP 可以对大规模电力系统进行高效的仿真。

EMTP 算法横空出世, 开了电磁暂态数值仿真的先河, 基于 EMTP 的各类衍生程序和由此出现。EMTP 衍生程序主要有 ATP、EMTP-RV 和 PSCAD-EMTDC 三种。ATP 是在 EMTP 提出后, 由美国能源部邦威尔电管局开发完善的免费 EMT 仿真程序, 可应用于电力系统谐波分析和电力电子仿真计算, 用户可以使用 ATP 内部自带的语言编程求解电路, 并调用外部的动态链接库。EMTP-RV 采用固定步长仿真的方式, 在节点电压方程的求解中, 引入了非对称和参数可修改的情况。EMTP-RV 的特点是具有更加稳定的仿真性能和计算精度, 并引入面向对象的编程模式。PSCAD-EMTP 是目前应用最广泛的 EMT 仿真程序, 其核心的 EMTDC 算法相比于传统 EMTP, 增加了对直流网络的建模, 而 PSCAD 为其提供图形操作界面。它采用时域分析方法求解完整的电力系统微分方程, 不仅仿真结果十分精确, 而且采用图形化编程和灵活改变控制参数的模式, 使得仿真结果直观明了, 深受用户的喜爱。PSCAD 允许用户自定义子模块, 并提供与 Fortran、C/C++ 和 MATLAB 的接口, 大大提高了仿真的灵活性, 使得 PSCAD 成为电力系统暂态仿真的主流应用。

传统 EMTP 在对传统交流电网进行电磁暂态仿真时，表现出了非常好的性能。然而，大容量的 HVDC 等电力电子设备、可再生能源等接入电网，高频率的开关过程广泛存在于海量的功率半导体器件中^[35]；随之而来的复杂控制策略，也给传统的电磁暂态仿真程序带来了巨大的挑战，传统的 EMTP 已经不能满足现代电力系统电磁暂态仿真的要求。直观地说，如果要对包含 3000 个子模块的两端 MMC-HVDC 进行仿真，仿真步长 $\Delta t = 20\mu s$ ，则平均进行 1s 仿真，需要花费 600 小时以上^[39]。因此，能够与实际物理系统进行交互，架构更加灵活、可进行计算加速的全数字实时仿真技术应运而生。下一小节将从传统的物理实时仿真开始，阐述实时仿真技术的发展。

1.3.2 电磁暂态实时仿真技术

与离线仿真不同，实时仿真可以将仿真器与实际物理系统（硬件）进行接口，直接对物理系统的电磁暂态进行仿真，每一个仿真时步都是实际物理系统的时间对应。传统的电磁暂态实时仿真器为暂态网络仿真器（Transient Network Analyzer, TNA）。TNA 是一种将实际电力系统按比例缩小而得到的模拟电路，它与实际电力系统在拓扑结构结构上是相同的。由于是模拟电路，TNA 具有完美的实时性，可以方便地进行各种硬件在环(Hardware in-the-Loop, HIL)仿真，对电力系统的控制和保护环节进行测试。

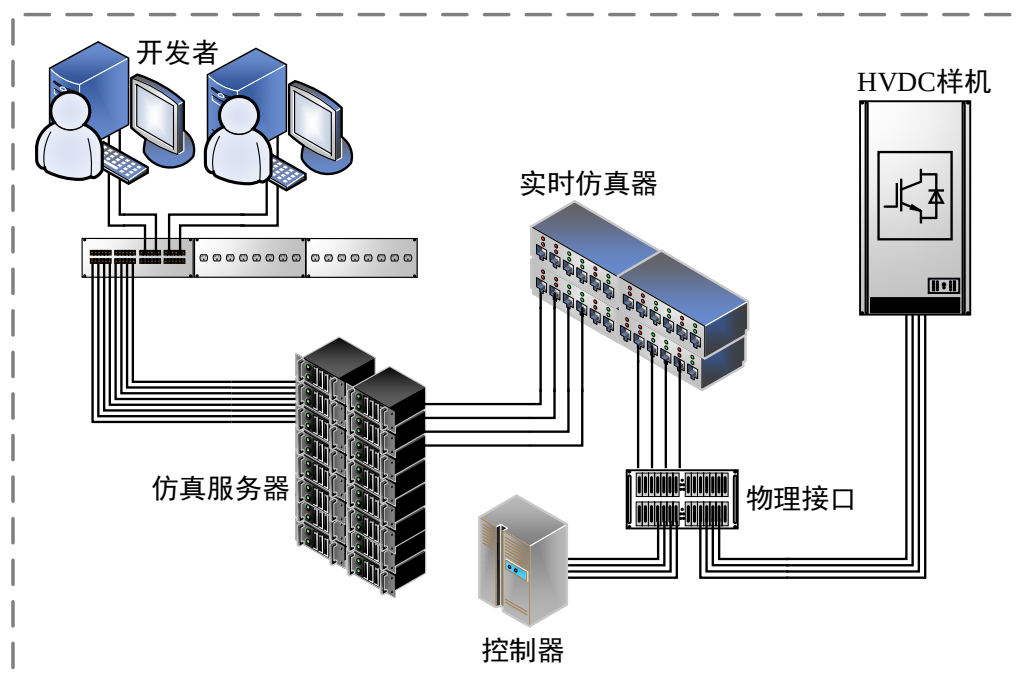


图 1-6 硬件在环仿真示意图

然而，TNA 具有非常大的局限性。第一，搭建和维护 TNA 的成本非常高，且预备和启动过程较长。第二，TNA 的移植性较差，当待仿真的电力系统更换后，必须要花费几天时间重新搭建新的 TNA。第三，TNA 将传输线代替以 Π 型等值电路，不能可靠地反映线路波过程。

因此，更加灵活的数字实时仿真技术迅速发展，并代替了 TNA。近二十年来，高性能处理器和并行计算技术的发展，使得数字仿真性能发生了飞跃，在电力系统仿真领域得到了广泛应用，逐渐取代了模拟的 TNA。例如，在国内，河南电力试验研究院利用全数字实时仿真研究交直流互联电网的安全稳定性^[40]，广西、宁夏、天津等地方电力公司利用 HIL 数字仿真研究继电保护装置^{[41]-[43]}，福建电力试验研究院研究发电机励磁系统等^[44]；国际上，数字实时仿真也被应用在电能质量评估^[45]和谐波建模^[46]方面。

目前主流的全数字实时仿真器有 RTDS^[47]、HYPERSIM^[48]和 RT-LAB^[49]三种。RTDS 由加拿大 RTDS 公司开发，是世界上第一款商业电磁暂态实时数字仿真器。RTDS 是一种电力系统电磁暂态实时仿真的专用并行计算系统^[50]，其核心硬件为为工作站接口卡、层间通信卡和双处理卡等。HYPERSIM 是一种基于大型并行超级计算机的全数字实时仿真系统，由加拿大 Hydro-Quebec 公司开发，能够与 MATLAB 进行接口，并通过数模转换器与硬件交互。RT-LAB 是一种工业级实时仿真平台软件工具包，由加拿大 Opal-RT Technologies 公司推出。

它可以以较低的成本,灵活应用于各种复杂的仿真和控制问题,且电气工程师可以直接使用 RT-LAB 对 MATLAB/Simulink 模型进行仿真,

上述各种实时仿真系统,主要是基于采用数字信号处理器(Digital Signal Processor, DSP)或计算机集群的架构,并将电力系统划分为多个子系统,各个子系统间采用并行计算方法,以达到高效仿真目的。但是,电力电子化电力系统要求更小的仿真步长,而从更小的步长尺度来看,并行架构中各个处理器之间的通信、数据交换占据了大量时间,严重影响了实时仿真效率。由于现场可编程逻辑门阵列(Field Programmable Gate Arrays, FPGA^[51])能够实现真正的并行处理,没有通讯开销,使仿真系统中速度和精度得以兼顾。更重要的是, FPGA 可以跟随不同应用程序的需求,灵活地进行配置,实现性能最优化。于是,相比于传统的实时仿真系统,基于的实时仿真技术,更加适应电力电子化电力系统仿真的需求。目前, FPGA 在电力设备仿真、器件级仿真、继电保护等领域的应用十分广泛,在电磁暂态仿真领域,虽然没有完全取代 CPU 和 DSP,但也占据了重要地位。例如,文献[52]提出了一种基于 PFPGA 电磁暂态仿真的新能源组件仿真平台,文献[53]提出了一种基于 FPGA 的变流器电磁暂态仿真模型与实现,文献[54]提出了基于 FPGA 的一种同步发电机详细电磁暂态仿真模型。

1.3.3 MMC 仿真模型概述

针对含 MMC-HVDC 等电力电子装备的电力系统进行仿真,仿真效率不仅取决于仿真器的软硬件,电路建模与仿真算法本身对仿真效率也有着至关重要的影响。强大的仿真器搭配高效的仿真算法,才能真正实现高效率、高精度的现代电力系统电磁暂态仿真。以 MMC-HVDC 为例,对 MMC-HVDC 的高效仿真,离不开 MMC 仿真模型。下面将列举几种精细程度不同的 MMC 仿真模型进行简述^[55]。

(1) MMC 器件详细模型^{[56][57]}

MMC 器件详细模型对 IGBT 的物理特性进行详细建模,而 MMC 就看作这些 IGBT 等效模型的组合。这种方法精确度最高,但是过于复杂,一般用于小规模电路分析,难以应用在电力系统仿真的场合。

(2) MMC 器件简化模型^[58]

MMC 器件简化模型,的总体思想与 MMC 器件详细模型类似,但 IGBT 建模的精细化程度有所降低。它将子模块等效为二极管与开关的组合,相比 MMC 器件详细模型,仿真速度有所提高。

(3) MMC 可变电阻模型^[59]

MMC 可变电阻模型是对 MMC 器件简化模型的进一步简化,它将 IGBT 看作一个可变电阻,导通时电阻小,闭锁时电阻很大。对于子模块电容,使用 EMTP 算法进行等效,推导出子模块的戴维南等值电路,进而得到桥臂子模块组的戴维南等值电路。这种方法具有较高的仿真速度,同时对 IGBT 器件的物理特性有一定程度的保留,在 MMC 电磁暂态仿真中具有较为广泛的应用。

(4) MMC 平均值模型^[60]

MMC 平均值模型忽略 IGBT 的物理行为,简单地将 MMC 子模块组看作一个受控电压源,该电压源的电压值由控制系统输出的调制信号和直流电压参考值计算得到。这种仿真模型最为简单,但由于忽略器件行为,仿真精确度受到一定影响。故相比电磁暂态仿真,平均值模型在 MMC 系统级建模与分析中具有更广泛的应用。事实上,大多数 MMC 系统级分析,如控制策略、稳定性等,都是用平均值模型来对 MMC 进行建模的。

1.4 MMC 电磁稳定性的研究现状

MMC-HVDC 越来越多地应用在电力系统中,不仅给电力系统电磁暂态仿真带来挑战,其引发的一系列谐振问题日益凸显,危害电力系统的安全稳定运行。例如,厦门柔直工程发生过 25Hz 次同步振荡,发生位置为直流侧^[61];鲁西“背靠背”柔直工程曾经在交流侧发生过 1.27kHz 谐振现象^[62]。因此,研究 MMC-HVDC 的电磁稳定性十分必要。当前 MMC 电磁稳定性的研究方法主要有阻抗分析法和小信号分析法两种。

1.4.1 阻抗分析法

阻抗分析法原本广泛应用于普通 VSC 的电磁稳定性分析^{[63]-[65]},但由于普通 VSC 和 MMC 在主电路拓扑和控制系统上具有一定的相似性,故也广泛地应用于 MMC 的稳定性分

析中。针对 MMC 电磁稳定性分析的阻抗分析法,其总体思路是:分别建立 MMC 主电路和控制系统在 dq 两相坐标系下的时域模型,然后经过拉普拉斯变换得到其频域模型。将该频域模型在稳态运行点处进行小信号线性化,然后将主电路和控制系统模型进行联立,消去状态变量,得到交流电流 dq 轴分量与并网电压 dq 轴分量之间的联系,从而推出 MMC 的阻抗。最后,综合考虑 MMC 阻抗和交流系统阻抗,并应用广义奈奎斯特判据对系统进行电磁稳定性判断。根据广义奈奎斯特判据,若系统根轨迹逆时针包围点 $(-1, j0)$ 的圈数等于系统在右半平面极点的个数,则 MMC 是稳定的,否则会发生谐振稳定性问题。

目前学术界已经有一定 MMC 阻抗的研究。文献[66]对海上风电 MMC-HVDC 的阻抗和稳定性进行了建模与分析,文献[67]提出了一种考虑内部交直流动态的 MMC 谐波状态空间阻抗模型,文献[68]建立 MMC 阻抗模型并分析其特征频率,文献[69]-[71]采用了谐波线性化方法推导 MMC 的交流阻抗。

1.4.2 小信号模型

MMC 的小信号模型以状态空间分析法^[72]和李雅普诺夫稳定性理论^[74]为数学基础,它的总体思想与阻抗分析法类似。首先,建立 dq 两相坐标系下 MMC 主电路和控制系统时域模型;然后,针对时域模型,在稳态工作点处进行小信号线性化,并写成状态空间的数学规范形式;最后,由小信号模型得到系统的特征矩阵,求出其特征根,如果特征根全都在复平面的左半平面(即实部小于 0),则 MMC 系统是稳定的。建立 MMC 的小信号模型不仅可以判定 MMC 的电磁稳定性,还可以通过研究控制参数改变时系统特征矩阵的特征值轨迹,来指导控制系统参数的设计。因此,小信号模型是 MMC-HVDC 电磁稳定性分析和系统设计的有力工具。

目前学术界对 MMC 的小信号模型也有一定研究,同时也存在不少问题。文献[75]建立了 MMC 小信号模型,并推导了控制变量对状态变量的传递函数。文献[76]建立的 MMC 小信号模型,具有过度简化 MMC 内部动态,计算结果不准确的问题。文献[77]的小信号模型虽然足够精确,但阶数太高,其实用性有限。文献[78]推导的小信号模型将调制信号作为输入量,应用该文献的结果需要预先知道控制器输出,很难进行实际应用。

1.5 本文主要工作与论文结构

当前 MMC 电磁暂态仿真和电磁稳定性分析方面的工作,已经在仿真效率、MMC 系统级建模等方面有一定进展,一定程度上满足实际电力系统安全稳定运行的需求。但是,随着 MMC-HVDC 等大容量电力电子装备接入,电力系统电力电子化程度越来越高,系统的动态过程变得更加复杂、频率范围变得更大,各种传统电力系统中不可能发生的新问题也随之而来。这些问题,对电力系统电磁暂态过程的高效仿真和稳定性建模提出了新的要求。在这样的背景下,尚有一些问题值得探讨:

(1) 在 MMC-HVDC 的电磁暂态仿真过程中,如果对 MMC 仿真模型建立过于精细,势必会影响仿真的速度;如果建模过于简单,则仿真精度会有损失,即精度和速度往往矛盾。

目前的仿真模型主要都是运行在 MATLAB 等软件中的离线仿真,在基于 FPGA 的实时仿真平台上运行的仿真程序虽已有一定工作,但总体而言应用并不广泛,而 FPGA 所涉及的硬件描述语言开发难度较大、效率低是其中一个原因。

(2) MMC-HVDC 系统的电磁暂态仿真,其电路节点数往往随着 MMC 子模块数量的增加而增大,这导致运算开销成倍地增加。一种能一定程度上保留计算精度,且电路节点数不随 MMC 子模块数增长的仿真模型亟待提出。

(3) 在 MMC 小信号模型的研究方面,锁相环、桥臂环流、电容电压波动、环流抑制器等动态过程常常被忽略。这样的小信号模型不能全面反映 MMC 的各种动态过程,不利于 MMC 电磁稳定性正确分析。

针对当今电力电子化的趋势以及上述问题,本文对 MMC 电磁暂态实时仿真和电磁稳定性问题展开讨论。首先,本文对 MMC 的电路结构和工作原理进行研究,在此基础上建立数学模型,并验证其控制策略。之后,基于微分方程数值算法推导出 MMC 的电磁暂态仿真模型,并先后使用 C 语言和硬件描述语言 Verilog 进行仿真。最后,对 MMC 建立 dq 两相旋转坐标系下的数学模型,并推导出小信号模型,进而进行稳定性分析。针对上述仿真和稳定性分析方法,本文分别使用两个算例进行验证,说明了所提出方法的有效性。

本文的总体结构如图 1-7 所示。第一章（本章）主要介绍了国内外柔性直流输电、电磁暂态仿真尤其是实时仿真技术和 MMC 电磁稳定性分析等领域的研究现状，并阐述了当前大量柔性输电设备接入的背景下，研究 MMC 实时仿真和电磁稳定性分析的意义。第二章主要介绍 MMC-HVDC 的基本结构、工作原理和数学模型，并对 MMC 主要几种控制策略进行了验证，并比较其在最严重故障——三相接地情况下的故障穿越特性。第三章首先介绍了电磁暂态仿真即基本数学原理，然后推导了正常运行和故障情况下 MMC 的电磁暂态仿真模型，最后阐述了基于 FPGA 的 MMC 电磁暂态实时仿真程序的设计。第四章推导了 MMC 主电路和控制系统在 dq 两相旋转坐标系下的数学模型，并由此建立了 MMC 的小信号模型，该模型全面考虑了 MMC 电容电压波动、环流及其抑制及锁相环等环节的动态。第五章为算例验证部分，首先通过商业软件 PSCAD 中四模块 MMC 仿真结果与第三章所提出的模型进行对比，验证了 MMC 电磁暂态仿真程序的正确性，然后利用另一个仿真算例，验证了第四章所提 MMC 小信号模型的有效性，并通过系统特征值分析了 MMC 的电磁稳定性。

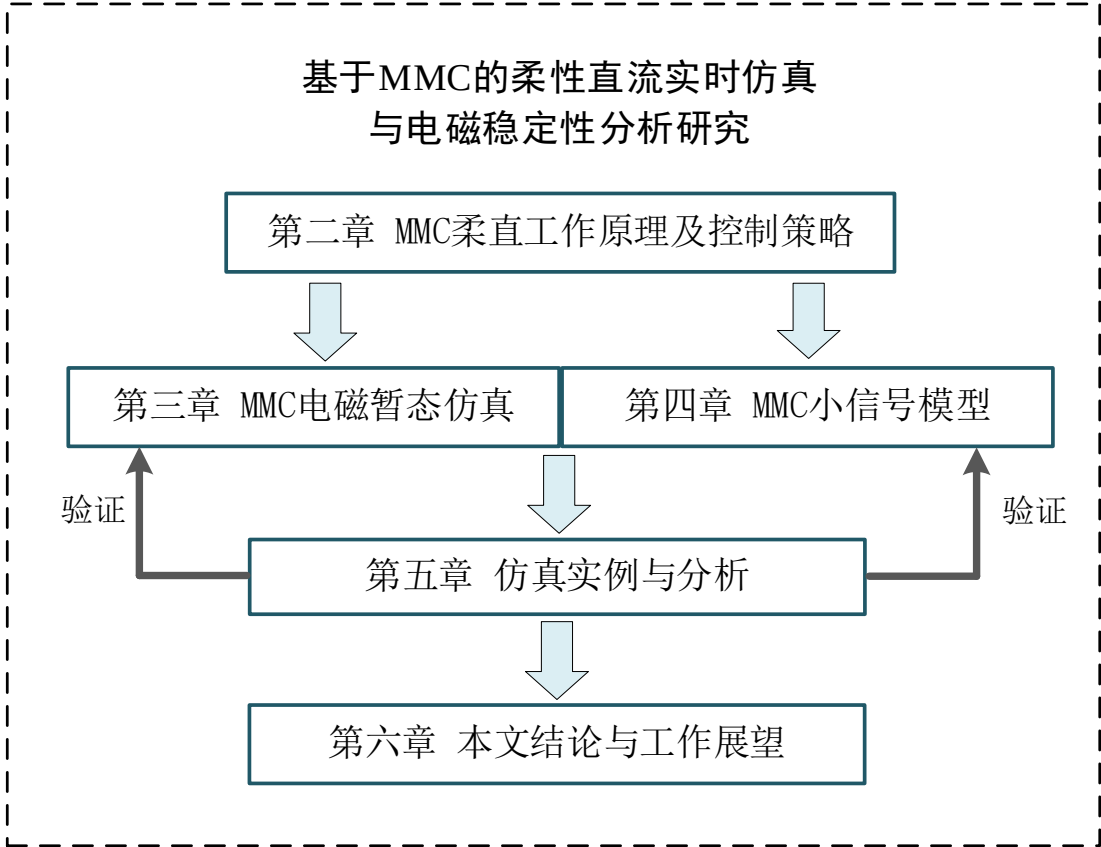


图 1-7 论文整体结构

第二章 MMC 柔直工作原理及控制策略

基于 MMC 的柔性直流输电系统（MMC-HVDC）是当今电力电子技术应用的制高点，目前也已经在国内外直流输电工程实践中取得一定应用。相比于传统的 VSC-HVDC，MMC-HVDC 具有更多技术优势，例如，MMC 本身是子模块串联结构，不存在传统 VSC 中诸多 IGBT 的直接串联，消除了串联 IGBT 动态均压问题；MMC 的模块化结构，便于冗余设计，也使得主电路的设计更加灵活，适应不同电压等级、不同容量的各种场合；MMC 实现了输出电压电平数量远高于传统 VSC，故输出电压的电质质量很高，不需要交流滤波器；单个 IGBT 器件的开关频率降低，器件的开关损耗更低、使用寿命更长。本章首先介绍 MMC-HVDC 的基本工作原理和典型结构，分析 MMC 拓扑并建立数学模型。然后，对 MMC 的主流控制策略进行了介绍。最后，在商业仿真软件 PSCAD 中搭建两个 MMC 算例，算例一验证 MMC 几种控制策略并比较其故障穿越性能，算例二验证直接电压控制方法和阀组控制。这两个算例也分别是第三章和第四章所提出模型的验证算例。

2.1 MMC 柔直的工作原理

MMC 采用全控型大功率电力电子器件（例如 IGBT）构成整流器或逆变器，交流侧经过联结变压器与交流电网连接，可等效为一交流受控电压源。控制 MMC 交流侧电压的相位角，可控制 MMC 发出或吸收的有功功率；控制 MMC 交流侧电压的幅值，可控制 MMC 输出的无功功率，实现对电力系统的灵活控制。

2.1.1 MMC 拓扑结构与基本原理

如图 1-3 所示，MMC 由 abc 三个相单元构成。每个相单元有两个桥臂，分别连接在直流正和负极。每个桥臂上串联着 N 个子模块（SM）以及一个电感^[73]，通过控制每个子模块的投入/切除来拟合出所需要的交流电压。模块数 N 越大，拟合出交流电压的谐波总失真（Total Harmonic Distortion, THD）越小。

常见的子模块有半桥和全桥等拓扑结构，本文以应用最为广泛的半桥子模块为例进行说明。当上管 V1 的控制信号 S1 为 1，下管 V2 的控制信号 S2 为 0 时，上管导通，下管闭锁，子模块电容 C 一定被串联到桥臂中，此状态称为投入状态。当 S1 为 0，S2 为 1 时，上管闭锁，下管导通，子模块电容 C 被三极管 V2 或二极管 D2 旁路，此状态称为切除状态。当 S1 和 S2 都为 0 时，上下两 IGBT 都被闭锁，此状态称为闭锁状态，一般出现在启动和故障时。三种状态的示意由图 2-1 所示。

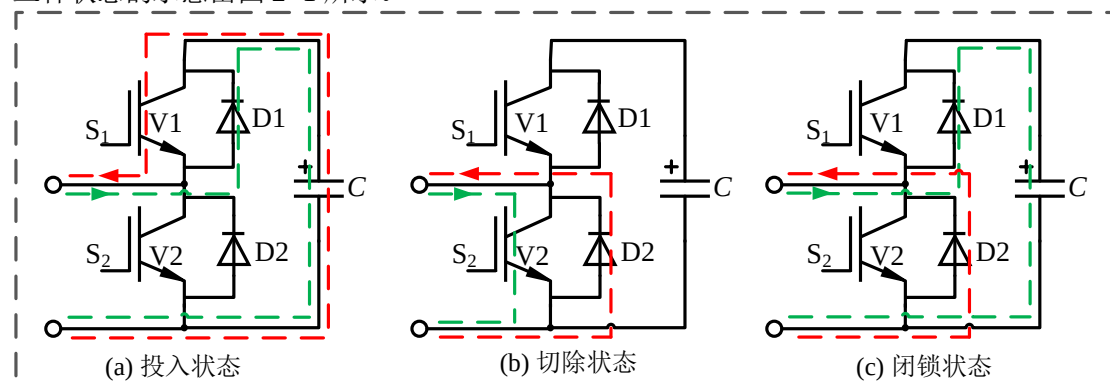


图 2-1 子模块工作状态

2.1.2 MMC 柔性直流输电的工作原理

MMC 柔性直流输电的简单原理示意如图 2-2 所示，整流侧交流电网通过联结变压器与 MMC 的交流侧相连接，经 MMC 整流为直流电压。直流电沿着传输线输送到逆变侧 MMC 的直流端，经 MMC 逆变为交流电压，并通过联结电抗器与逆变侧交流电网相连。由于整流侧和逆变侧结构对称，故以整流侧为例进行分析。

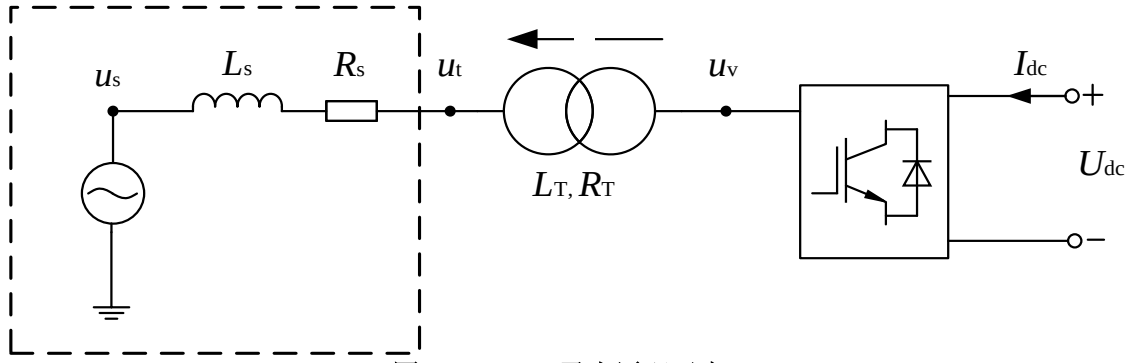


图 2-2 MMC 柔直原理示意

设交流电网电压为 $\dot{U}_s = U_s \angle 0$ ，MMC 交流电压折算至联结变压器网侧为 $\dot{U}_c = U_c \angle \delta$ ，交流系统的电抗为 $X_s = \omega_s L_s$ ，联结电抗器折算到网侧的电抗为 $X_T = \omega_s L_T$ 。于是，交流电网流入 MMC 的电流为

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}_s - \dot{U}_c}{j(X_s + X_T)} \quad (2-1)$$

于是，交流电网向 MMC 注入的复功率为

$$\dot{S} = P + jQ = \dot{U}_s \tilde{\dot{I}} \quad (2-2)$$

其中 $\tilde{\dot{I}}$ 表示电流相量 $\dot{I}$ 的共轭。考虑到交流电压的复数表示

$$\begin{cases} \dot{U}_s = U_s \\ \dot{U}_c = U_c \cos \delta + j U_c \sin \delta \end{cases} \quad (2-3)$$

将式(2-3)带入(2-2)，实部虚部对应相等，可得交流电网向 MMC 注入的有功、无功功率：

$$\begin{cases} P = \frac{U_s U_c}{X} \sin \delta \\ Q = \frac{U_s (U_s - U_c \cos \delta)}{X} \end{cases} \quad (2-4)$$

其中 $X = X_s + X_T$ 。

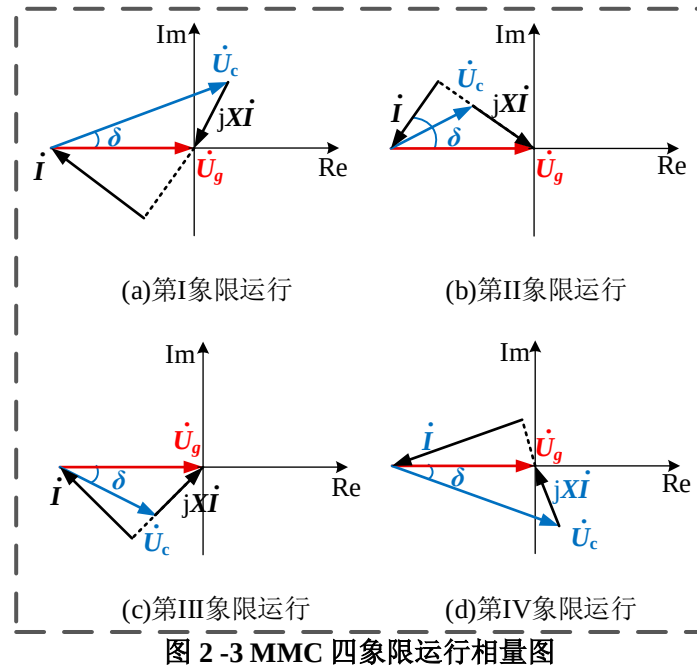
根据式(2-4)可知，通过控制 MMC 输出交流电压的相位角 δ 即可控制 MMC 吸收的有功功率，通过控制 MMC 输出交流电压幅值 U_c 即可控制 MMC 系数的无功功率。根据式(2-1)可进一步得到相量图以及 MMC 的四象限运行状态，如图 2-3 所示：

(1) $\dot{U}_c$ 端点落在第 I 象限：MMC 向电网注入有功功率，MMC 逆变运行，对电网而言是容性负荷；

(2) $\dot{U}_c$ 端点落在第 II 象限：MMC 向电网注入有功功率，MMC 逆变运行，对电网而言是感性负荷；

(3) $\dot{U}_c$ 端点落在第 III 象限：MMC 从电网吸收有功功率，MMC 整流运行，对电网而言是感性负荷；

(4) $\dot{U}_c$ 端点落在第 IV 象限：MMC 从电网吸收有功功率，MMC 整流运行，对电网而言是容性负荷；



2.1.3 典型结构

图 2-4 是典型的双端柔性直流输电系统结构。系统两侧的换流站均采用 MMC 拓扑，换流站由换流阀、电抗器、电容器等部分构成。两个换流站的交流测分别通过联结变压器与各自的交流电网相连接，直流侧则通过直流电缆连接。联结变压器网侧与交流电网出口的连接点，称为公共连接点（Point of Common Connection, PCC）。

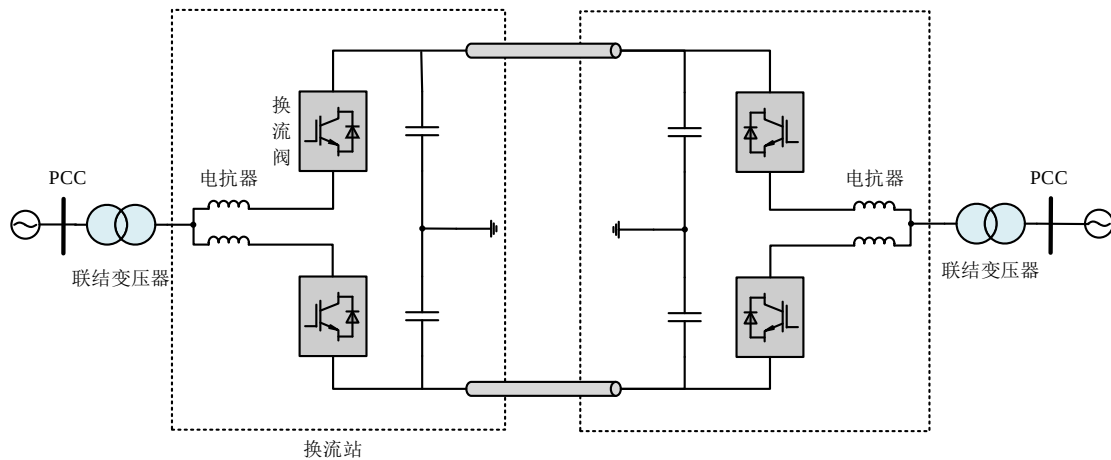


图 2-4 柔性直流输电典型结构

换流阀是换流站的核心部件。MMC 换流阀由多个子模块串联而成，每个子模块由 IGBT 构成半桥或全桥拓扑再并联子模块电容组成，如图 1-3 所示。采用模块化多电平的结构，与一般的两电平、三电平、五电平等结构相比，电平数量显著提高，交流侧电压质量得到了大大改善。研究表明，当电平数量超过 29 时，交流侧已不需要滤波器。然而，模块化多电平的结构再改善电能质量的同时，也带来了开关状态过多、控制复杂的问题^[33]。

联结变压器可采用单相或三相变压器结构，其作用是将换流站交流侧的出口电压，变换到与交流电网对应的电压等级上。若变压器具有分接头调压结构，则具有更大的无功输送能力。为了抑制系统内的零序电压，变压器至少由一侧绕组需采用 Δ 接法。

电抗器串联在换流阀端口与联结变压器阀侧之间，其电抗与联结变压器漏抗之和，与联结变压器阀侧电压共同决定 MMC 的功率传递能力。电抗器还具有限流作用。在正常运行时，可限制相间二次环流的大小，在故障时，能限制短路电流的大小，对 MMC 的控制和保护起着重要作用。

直流电缆是直流功率输送的途径，它相比架空线的输电方式，故障发生几率更小，故适

合于直流断路器尚未成熟时直流电的输送。MMC 柔性直流输电用新型三层聚合材料挤压单极性电缆由导体屏蔽层、绝缘层、绝缘屏蔽层三层同时挤压成绝缘层。这种电缆与纸绝缘电缆或油绝缘电缆有差别，它具备机械强度更高、环保、埋设便利等优点，适用于深海及其他恶劣环境^[84]。此外，质量小、传输功率密度高也是这种新型电缆的特点^[24]。

2.2 MMC 柔直的数学建模

开关函数模型是 MMC 建模分析的重要工具，其基本思想是将每个桥臂中串联起来的子模块组，看成一个受控的直流电压源。该受控源的电压值，可表示为一个按照正弦调制规律变化的开关函数，与所有子模块电容总电压的乘积。将子模块组用受控源代替后，电路的节点数大大减少，由此可进一步对 MMC 的交直流侧，根据基尔霍夫定律进行建模，可得到 abc 三相坐标系下的数学模型。

2.2.1 开关函数模型

由于三相对称且上下桥臂的分析方法类似，不妨以 a 相上桥臂为例，建立 MMC 开关函数模型。设 MMC 的 a 相上桥臂由 N 个半桥子模块，参考 2.1.1 小节和图 2-1 所述的子模块工作情况，令第 k 个子模块 SM_k 的上管控制信号 $S1 = S_k$ 。在正常工作状态下（投入状态或切除状态），其下管控制信号可表示为 $S2 = 1 - S_k$ 。

设桥臂电流为 i ，子模块电容为 C 。根据 2.1.1 小节的分析，当 $S_k = 1$ 时， SM_k 的电容投入，流过其电容的电流即为 i ；当 $S_k = 0$ 时， SM_k 的电容被旁路，流过其电容的电流为 0。将以上两种情况写为统一表达式，可得

$$S_k i = C \frac{dV_k}{dt} \quad (2-5)$$

其中 V_k 为 SM_k 子模块电容的电压。将式(2-5)两边求和，即可得到桥臂电流与桥臂中所有子模块电容电压之和的关系式：

$$\sum_{k=1}^N S_k \cdot i = C \frac{d}{dt} \sum_{k=1}^N V_k \quad (2-6)$$

而桥臂的输出电压为所有已经投入的子模块的电容电压之和，于是

$$u = \sum_{k=1}^N S_k V_k \quad (2-7)$$

由 MMC 调制可知，开关函数表示了子模块投入数量的比例，于是开关函数满足

$$NS = \sum_{k=1}^N S_k \quad (2-8)$$

将式(2-8)代入式(2-6)可得到

$$S \cdot i = C_{arm} \frac{dV_{cap}}{dt} \quad (2-9)$$

其中 $C_{arm} = \frac{C}{N}$ 为 MMC 的桥臂等效电容， $V_{cap} = \sum_{k=1}^N V_k$ 为桥臂电容总电压。

式(2-7)(2-9)即为 MMC 的开关函数模型。根据该模型，MMC 桥臂上子模块串联的部分，可用一个电压值为 u 的受控电压源代替。在 MMC 实际运行情况下， N 足够大且各子模块实现均压。此时，可将开关函数 S 视为一正弦波，而非阶梯波，且 $NV_1 = \dots = NV_N = V_{cap}$ 。于是开关函数模型可进一步写为

$$\begin{cases} u = S \cdot V_{cap} \\ S \cdot i = C_{arm} \frac{dV_{cap}}{dt} \end{cases} \quad (2-10)$$

2.2.2 MMC 的数学模型

应用 2.2.1 小节的开关函数，可以得出 MMC 的开关函数等效电路。其单相示意图如图

2-5 所示。其中 u_s 为 PCC 点电压，对 MMC 而言交流系统可视为理想电压源，故 PCC 点电压即交流电网电压。 u_p 和 u_n 为上下桥臂子模块组的输出电压， i_p 和 i_n 为上下桥臂电流， I_{dc} 为直流侧电流， U_{dc} 为直流侧电压。 R_{arm} 和 L_{arm} 分别为桥臂电阻和电感， R_t 和 L_t 分别为联结变压器电阻和漏感。P、N、O、S 分别表示直流侧正极点、直流侧负极点、桥臂中点和 PCC 点。

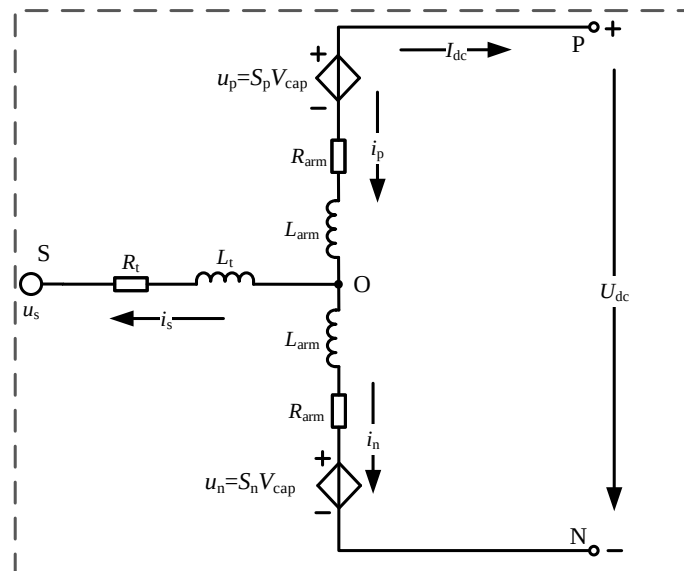


图 2-5 MMC 单相电路图

2.2.2.1 电容电压

设 V_{cap} 表示一个桥臂电容总电压， C_{arm} 为桥臂等效电容。根据 2.2.1 小节所述的开关函数模型， C_{arm} 为子模块电容与模块数的商，且上下桥臂的电压、电流满足

$$\begin{cases} C_{arm} \frac{dV_{cap}}{dt} = S_p i_p, & u_p = S_p V_{cap} \\ C_{arm} \frac{dV_{capn}}{dt} = S_n i_n, & u_n = S_n V_{cap} \end{cases} \quad (2-11)$$

其中 S_p 和 S_n 即为该相上下桥臂的开关函数。

2.2.2.2 交流侧电流

对支路 P-O-S，根据基尔霍夫电压定律，有

$$u_p + \left(R_{arm} i_p + L_{arm} \frac{di_p}{dt} \right) + \left(R_t i_s + L_t \frac{di_t}{dt} \right) = \frac{1}{2} U_{dc} - u_s \quad (2-12)$$

同理，对支路 N-O-S，有

$$-u_n - \left(R_{arm} i_p + L_{arm} \frac{di_p}{dt} \right) + \left(R_t i_s + L_t \frac{di_t}{dt} \right) = -\frac{1}{2} U_{dc} - u_s \quad (2-13)$$

对 O 点，根据基尔霍夫电流定律，有

$$i_p - i_n = i_s \quad (2-14)$$

将式(2-12)(2-13)相加并代入式(2-14)，可得到交流电流方程：

$$\frac{1}{2} (u_p - u_n) + R_{eq} i_s + L_{eq} \frac{di_s}{dt} = -u_s \quad (2-15)$$

其中 $R_{eq} = R_t + 0.5R_{arm}$ 为 MMC 交流等效电阻， $L_{eq} = L_t + 0.5L_{arm}$ 为 MMC 交流等效电感

2.2.2.3 直流电压

对支路 P-O-N，根据基尔霍夫电压定律，有

$$(u_p + u_n) + R_{arm} (i_p + i_n) + L_{arm} \frac{d}{dt} (i_p + i_n) = U_{dc} \quad (2-16)$$

2.3 MMC 柔直的控制策略

MMC 柔性直流输电系统的控制策略与传统的 VSC-HVDC 控制类似，自上而下分为系统级控制、装置级控制和阀组级控制。系统级控制直接关系到系统的控制需求，其输入是需要被控制的各类物理量的整定值，其输出为 dq 两相旋转坐标系下的交流电流参考值。装置级控制接受系统级控制的输入，通过内部的电流矢量控制算法，输出桥臂的参考电压。阀组级控制读取桥臂参考电压，具体得出每个阀组的开关状态，生成开关指令，最终控制 MMC 中各阀组合成出复合需求的正弦电压波形。

2.3.1 系统级控制

柔性直流输电的系统级控制，可以使得 MMC 运行在负荷实际运行需求的稳态运行点上。其输入有有功类物理量 and 无功类物理量两种，其输出为输电系统装置级控制所需的交流电流参考值 I_{dref} 和 I_{qref} 。

(1) 有功类控制

有功类控制的控制量包括和直流电压 U_{dc} 和系统有功功率 P ，其输出为 I_{dref} 。控制算法为比例积分控制 (Proportional-integral, PI)，其传递函数为 $G_{PI}(s) = k_p + k_i / s$ 。两类有功类控制的方块图如图 2-6 所示

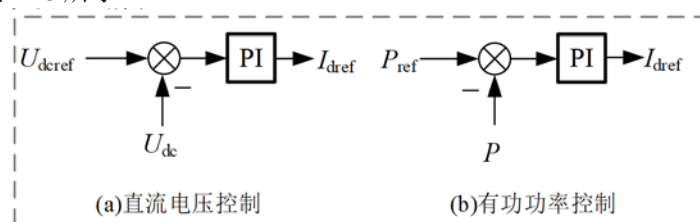


图 2-6 MMC 系统级控制（有功类）

(2) 无功类控制

无功类控制的控制量包括和 MMC 交流侧电压有效值 U_{rms} 和系统无功功率 Q ，其输出为 I_{qref} 。控制算法为 PI 控制。两类有功类控制的方块图如图 2-7 所示

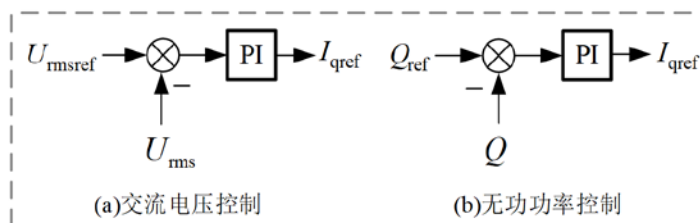


图 2-7 MMC 系统级控制（无功类）

在系统级控制中，采样值 U_{dc} 、 P 、 U_{rms} 和 Q 有时并不直接通入加法器与参考值做差，而是先经过一个一节惯性环节进行滤波，其传递函数为 $G(s) = K / (1 + \tau s)$ 。其中 K 为惯性环节的增益， τ 为时间常数。

还有一种常用的系统级控制叫做直接电压控制，控制器输入为系统有功和无功功率，输出为调制度 M 和相移 $\Delta\phi$ ，如图 2-8 所示。

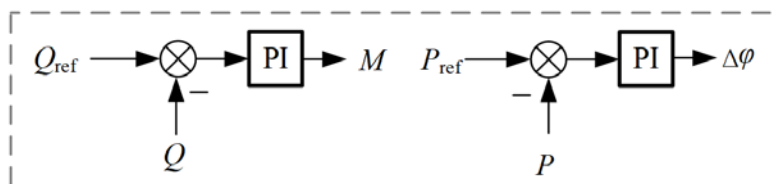


图 2-8 直接电压控制

2.3.2 装置级控制

装置级控制由锁相环(Phase Lock Loop, PLL)、电流矢量控制器和环流抑制器(Circulation

Current Suppress Controller, CCSC)三部分组成。PLL 的输入为交流电网的电压，输出为交流电网的相角。电流矢量控制器在 PLL 输出相角的基础上，将 abc 三相并网电流变换到 dq 两相旋转坐标系，采用 dq 轴电流矢量解耦控制（分别控制 d,q 轴电流）的方法^[78]，使得 MMC 交流侧电流的 dq 分量分别等于系统级控制输出的 I_{dref} 和 I_{qref} 。这种控制方法响应速度快，具有良好的动态响应特性，被各类 VSC 控制普遍采用。环流抑制器的结构与电流矢量控制器类似，也是将三相桥臂环流（上下桥臂电流的共模分量）进行 dq 解耦控制，只不过其 abc 到 dq 坐标系的变换与电流矢量控制有区别。CCSC 是二倍频的坐标变换，而电流矢量控制是基频变换。

2.3.2.1 Park 变换

Park 变换是一种将三相 abc 静止坐标系变换到 dq 坐标系的变换，其变换矩阵为

$$P_1 = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (2-17)$$

对于二倍频的三相对称交流量，类似有

$$P_2 = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(2\omega t) & \cos(2\omega t + \frac{2}{3}\pi) & \cos(2\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin(2\omega t) & -\sin(2\omega t + \frac{2}{3}\pi) & -\sin(2\omega t - \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (2-18)$$

2.3.2.2 锁相环

锁相环如图 2-9 所示，其作用是获取交流电网电压 u_s 的相位 θ 。它使用一个 PI 调节器，将交流电压的 q 轴分量控制为 0。当三相对称电压 Park 变换后的 q 轴分量为 0 时，Park 变换矩阵中所使用的相角恰好是此电压的相位角。

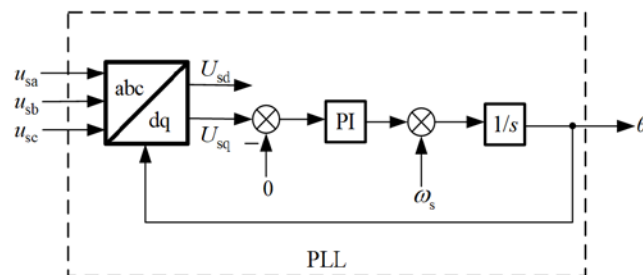


图 2-9 锁相环

2.3.2.3 电流矢量控制

电流矢量控制，是根据忽略谐波时的 MMC 并网等效模型推导得出，对并网电流进行 dq 轴解耦控制，响应速度快，动态性能好。

根据式(2-15)可知，MMC 并网相当于 MMC 交流侧出口电压与交流电网通过 R_{eq} 和 L_{eq} 相连，如图 2-10 所示。

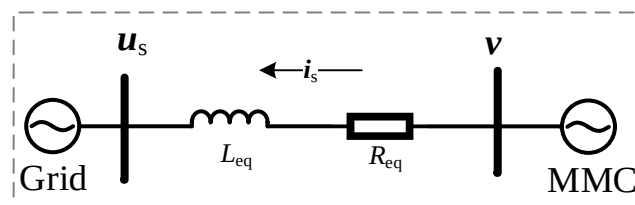


图 2-10 MMC 并网等效模型

交流电网三相电压向量 $\mathbf{u}_s = [u_{sa} \ u_{sb} \ u_{sc}]^T$ ，MMC 三相交流电压 $\mathbf{v}$ 和三相电流 $\mathbf{i}_s$ 向量定义类似。根据基尔霍夫电压定律，

$$\mathbf{v} - \mathbf{u}_s = R_{eq} \mathbf{i}_s + L_{eq} \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} \quad (2-19)$$

两边进行 Park 变换并进行化简，可得到 dq 坐标系下的 MMC 并网模型：

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_1 \mathbf{v} - \mathbf{P}_1 \mathbf{u}_s &= R_{eq} (\mathbf{P}_1 \mathbf{i}_s) + L_{eq} \left(\mathbf{P}_1 \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} \right) \\ \Rightarrow \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \end{bmatrix} &= R_{eq} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + L_{eq} \left[\frac{d}{dt} (\mathbf{P}_1 \mathbf{i}_s) - \left(\frac{d\mathbf{P}_1}{dt} \right) \mathbf{i}_s \right] \\ \Rightarrow \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \end{bmatrix} &= L_{eq} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_{eq} & -\omega_s L_{eq} \\ \omega_s L_{eq} & R_{eq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2-20)$$

式(2-20)进行拉普拉斯变换，可得到图 2-11(a)所示的 MMC 并网模型的方块图。

将 dq 轴并网电流分别与电流参考值做差，并经过 PI 控制器，即可对并网电流进行无差调节。但是，电流矢量控制器除了 PI 环节外，还需要引入前馈量 U_{sd} 和 U_{sq} ，以便抵消图 2-11(a)中的扰动项 U_{sd} 和 U_{sq} ；另外，还需引入反向耦合，以便抵消图 2-11(a)中的交叉耦合项 $-\omega_s L_{eq} I_{sq}$ 和 $\omega_s L_{eq} I_{sd}$ 。于是，实际电流矢量控制器的输出方程为

$$\begin{cases} V_{dref}(s) = U_{sd}(s) + G_{PI}(s)[I_{dref}(s) - I_{sd}(s)] - \omega_s L_{eq} I_{sq}(s) \\ V_{qref}(s) = U_{sq}(s) + G_{PI}(s)[I_{qref}(s) - I_{sq}(s)] + \omega_s L_{eq} I_{sd}(s) \end{cases} \quad (2-21)$$

因此，可以得出电流矢量控制器的方块图，如图图 2-11(b)所示。

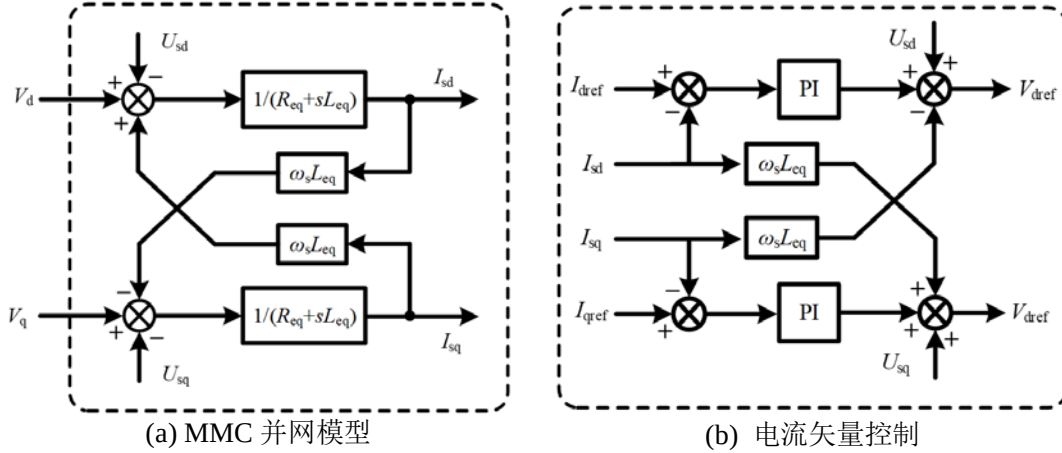


图 2-11 MMC 并网模型及电流矢量控制

2.3.2.4 环流抑制

MMC 在运行过程中，上下桥臂电流的共模分量会在 MMC 内部相间流动，称为桥臂环流。参考文献[78]并结合共模分量的定义，环流 i_{cir} 主要为二次谐波分量，且

$$i_{cir} = \frac{i_p + i_n}{2} \quad (2-22)$$

对三相环流做 2.3.2.1 小节中的二倍频的 Park 变换，可以得到环流的 dq 分量，即

$$\begin{bmatrix} I_{cird} \\ I_{cirq} \end{bmatrix} = \mathbf{P}_2 \begin{bmatrix} i_{cira} \\ i_{cirb} \\ i_{circ} \end{bmatrix} = \mathbf{P}_2 \cdot \frac{1}{2} \begin{bmatrix} i_{pa} + i_{na} \\ i_{pb} + i_{nb} \\ i_{pc} + i_{nc} \end{bmatrix} \quad (2-23)$$

利用 PI 将 I_{cird} 和 I_{cirq} 控制为 0，即可实现 CCSC。CCSC 方块图如图 2-12。

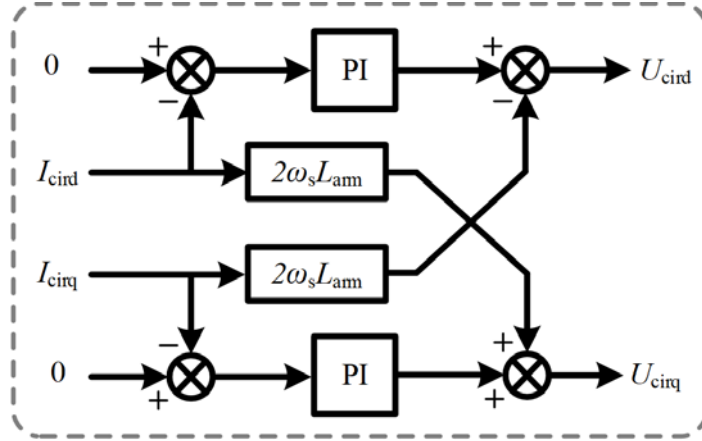


图 2-12 环流抑制

2.3.3 阀组级控制

阀组级控制在装置级控制的基础上，根据装置级控制输出的 dq 轴电压、子模块电压和桥臂电流运算得到调制波形，并由此生成每个阀组的开关指令。阀组级控制的核心式调制波的生成和载波移相调制。调制波为平均值控制、附加平衡控制和装置级控制中输出的 dq 轴电压对应的三相电压这三部分的叠加，调制方法为载波移相调制。为叙述简介，以下控制如无特殊说明，均为其中一相的控制，该相第 k 个子模块的电容电压为 V_k ， N 为一个桥臂的子模块个数， $k \in [1, N]$ 为上桥臂， $k \in [N+1, 2N]$ 为下桥臂。

2.3.3.1 平均值控制

平均值控制器每相一个，一相的方块图如图 2-13 所示。设则 $\bar{u}_c = \frac{1}{2N} \sum_{k=1}^{2N} V_k$ 为该相所有子模块电容电压的平均值， $U_{avref} = U_{dc} / (2N)$ 为平均电压的参考值。

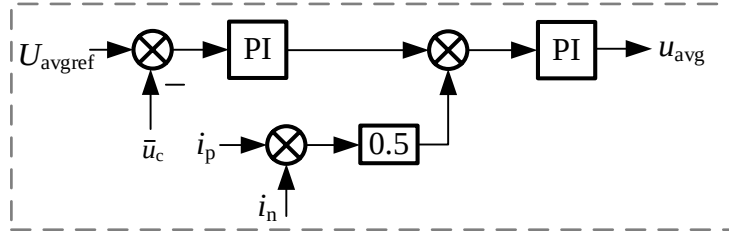


图 2-13 平均值控制（一相）

2.3.3.2 附加平衡控制

附加平衡控制器每相有 $2N$ 个。第 k 个控制器的输入为 V_k 以及该子模块所在桥臂的电流，输出为调制波的一个分量。以上桥臂 $k \in [1, N]$ 为例，控制器方块图如图 2-14 所示。其中 sgn 为符号函数，输入大于 0 时输出 1，输入小于 0 时输出 -1。

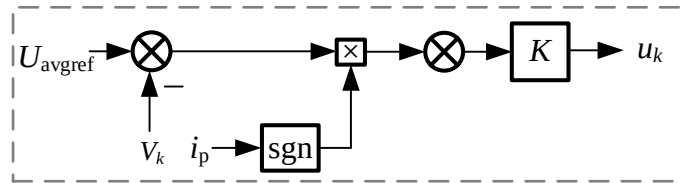


图 2-14 附加平衡控制（一阀组）

2.3.3.3 调制波合成

根据装置级控制、平均值控制、附加平衡控制的输出，可以合成出阀组 k 的调制波。其中常数 U_m 的作用是将输出 u_{ref} 的幅值控制在 $[0, 1)$ 内，一般而言 U_m 略大于直流电压参考值 U_{dc}^* 。图 2-15 表示了 abc 三相的上桥臂第 k 个子模块的调制波合成算法，若为下桥臂，则图中加法器左边的减号替换为加号。 u_{refak} 、 u_{refbk} 和 u_{refck} 为最终合成的调制波。

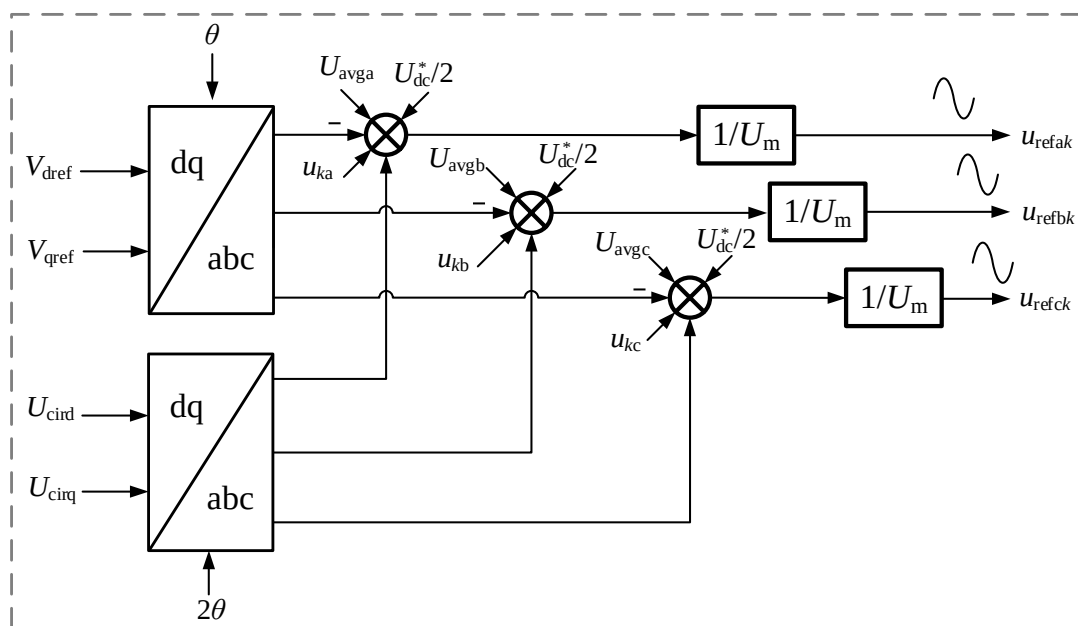


图 2-15 调制波合成（上桥臂子模块 k 为例）

2.3.3.4 载波移相调制

阀组对应的调制波合成之后，根据载波移相调制(Carrier Phase Shift—SPWM, CPS-SPWM)方法生成阀组中 IGBT 的开关信号。CPS-SPWM 的基本原理与传统两电平 VSC 的, SPWM 相同, 都是利用调制波 u_{ref} 和三角载波 u_c 进行比较, 将比较结果作为 IGBT 开关信号。但与简单的 SPWM 不同的是, 同一桥臂相邻两子模块的载波相位相差 $2\pi/N$, 最终合成出的桥臂电压呈现出 N 电平的阶梯波。

首先, 以 a 相上桥臂第 k 个子模块和下桥臂第 k 个子模块为例, 阐述其调制波与三角载波比较输出 IGBT 开关信号的过程。子模块如图 2-1 所示。

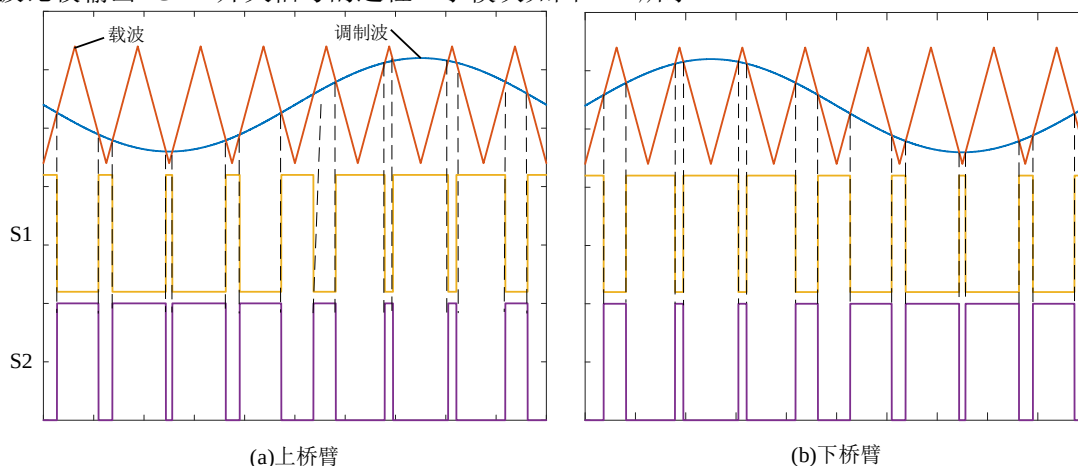


图 2-16 开关信号生成（以上下桥臂子模块 k 为例）

对于 MMC 的一相, 相邻两个子模块之间的载波相差 π/N 相位, 如图 2-17(a)所示, 其中蓝色正弦波为上桥臂调制波, 绿色正弦波为下桥臂调制波。将该相上下桥臂所有子模块的开关信号累加, 就得到了 $2N+1$ 电平的阶梯波, 如图 2-17 (b)所示。当 N 足够大时, 阶梯波逼近正弦调制波, 如图 2-18 所示。

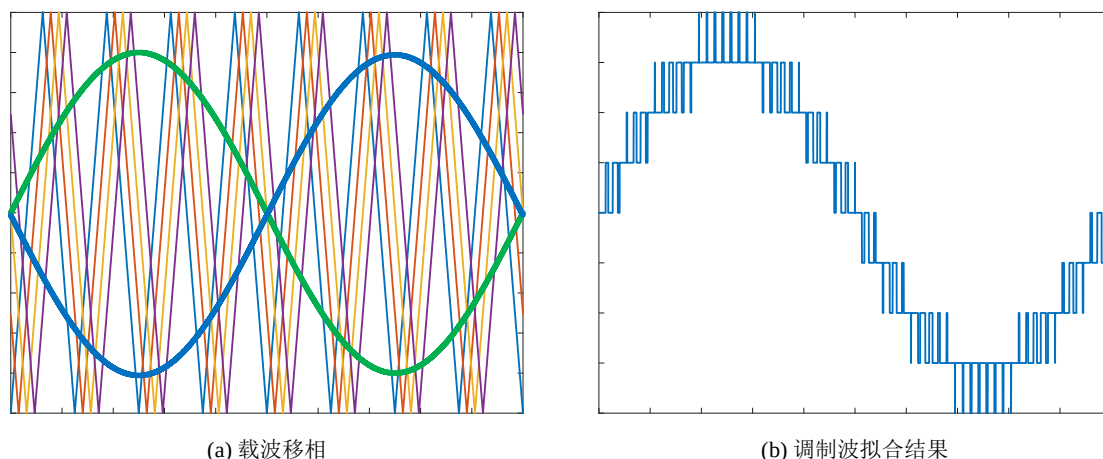


图 2-17 阶梯波合成 ($N=4$)

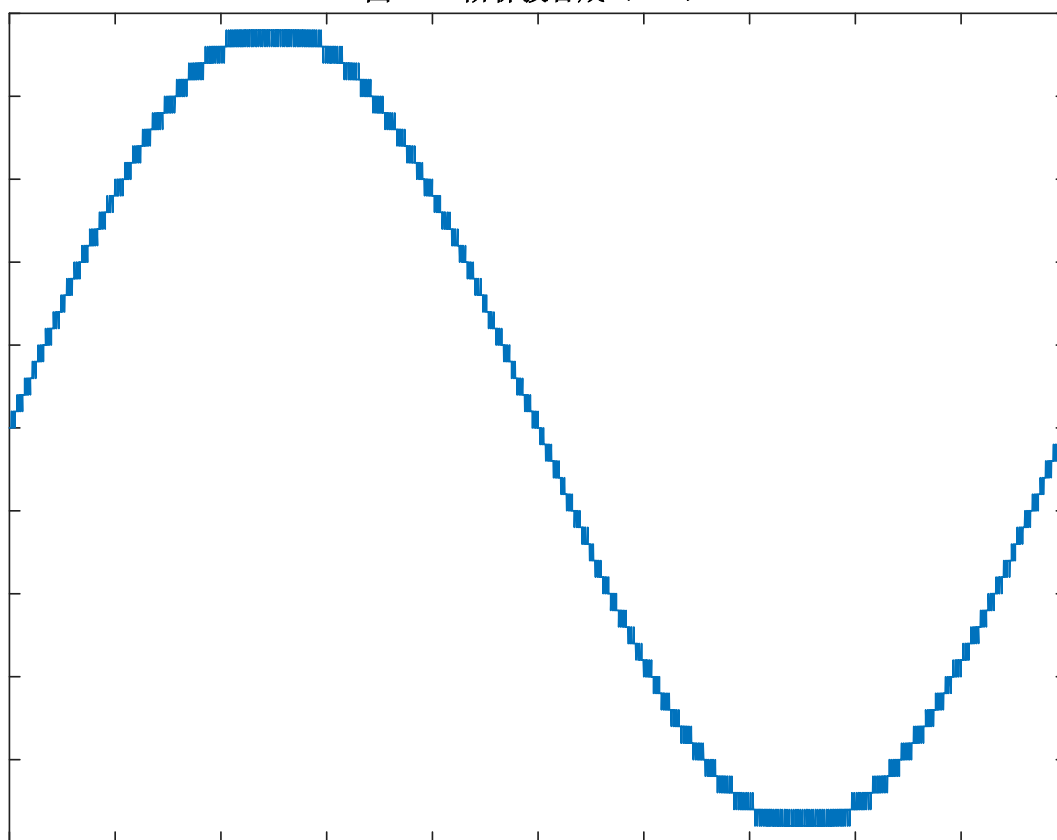


图 2-18 阶梯波逼近正弦波 ($N=30$)

2.4 MMC 工作特性仿真研究

为对 MMC 的工作特性进行分析和研究, 验证 MMC 控制策略的有效性及其在故障状态下的工作特性, 本文在商业软件 PSCAD 中搭建了两个算例。算例一采用开关函数模型对 MMC 进行等效, 比较定功率控制和定电压控制两种控制策略。算例二为 4 模块 MMC 仿真电路, 主要验证直接电压控制和阀组控制中平均值控制的有效性, 观察子模块电容电压波形以及输出电压波形。PSCAD 仿真步长均为 $50\mu\text{s}$ 。

2.4.1 算例一——控制策略的仿真研究

算例一的仿真主电路如图 2-19, 控制系统按照 2.3.1 和 2.3.2 小节搭建, 包括有功类和无功类外环、dq 轴电流内环、锁相环等。

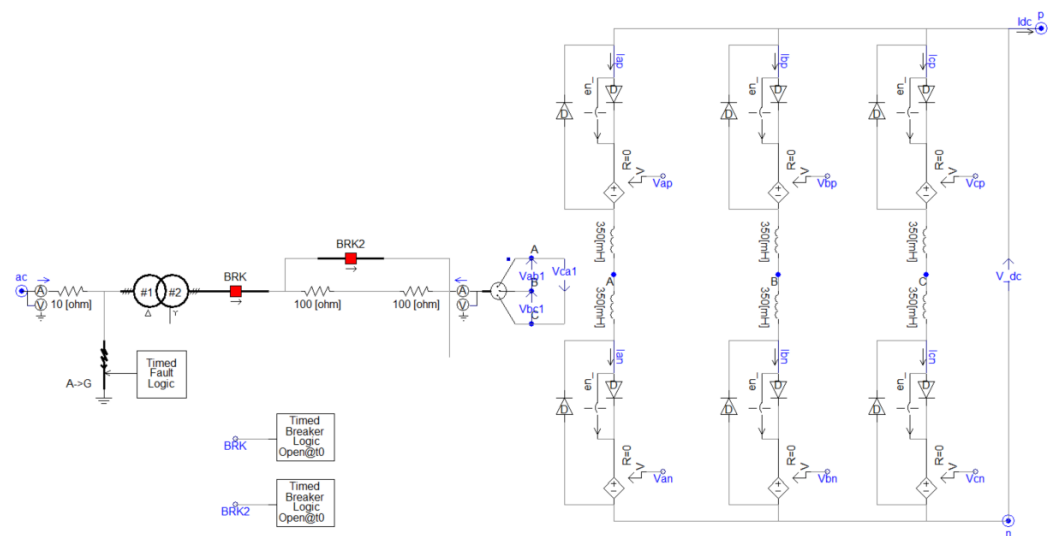


图 2-19 算例一仿真电路

2.4.1.1 定功率控制

有功类外环采用定有功功率控制，无功类外环采用定无功功率控制。给有功和无功参考值一个阶跃，分别见图 2-20 和图 2-22。图 2-21、图 2-23 分别为有功功率和无功功率的响应，可以看出，这些响应很好地跟随了参考值的变化。

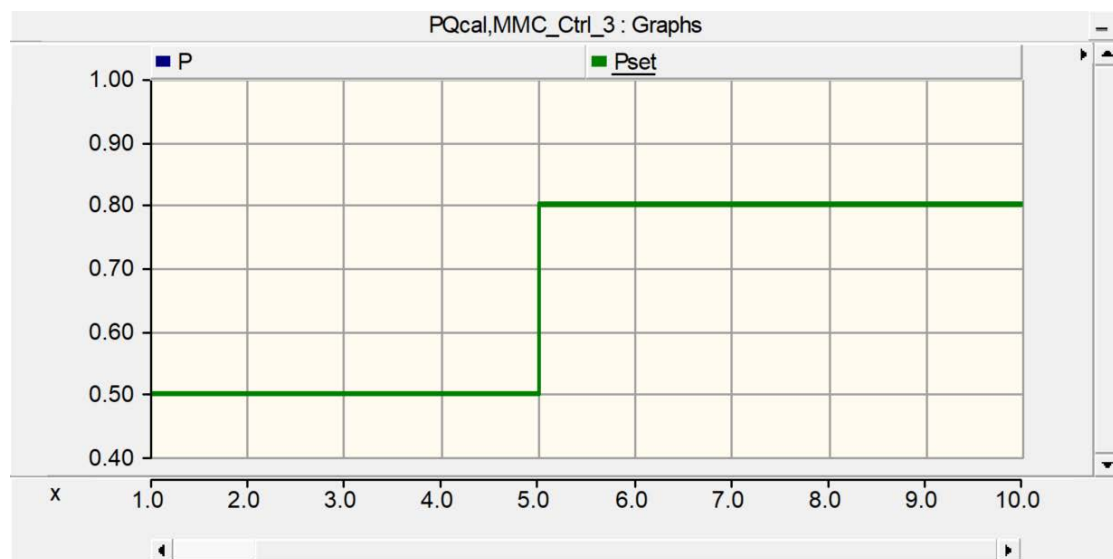


图 2-20 有功功率参考值阶跃

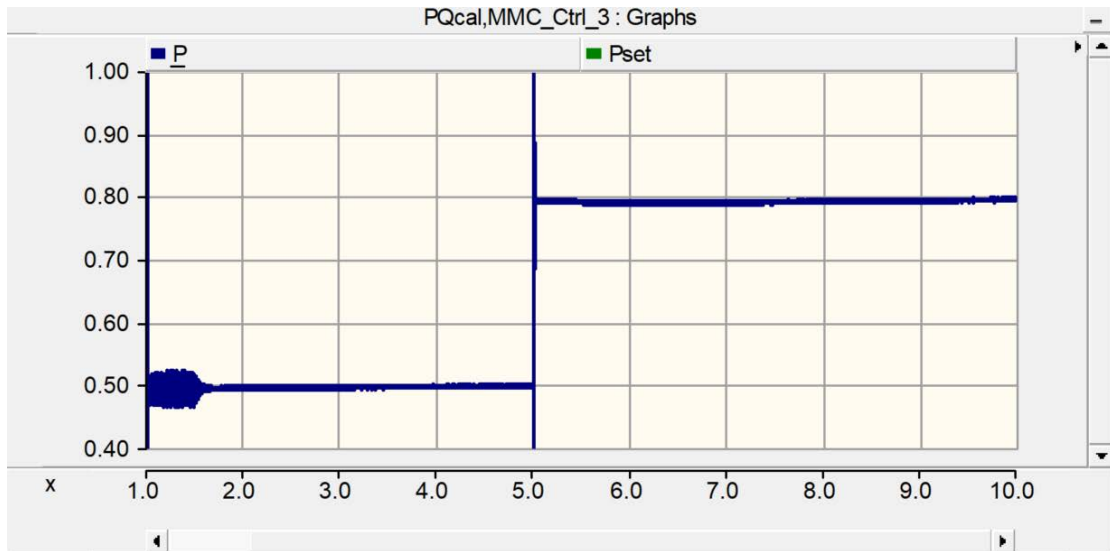


图 2-21 有功功率响应

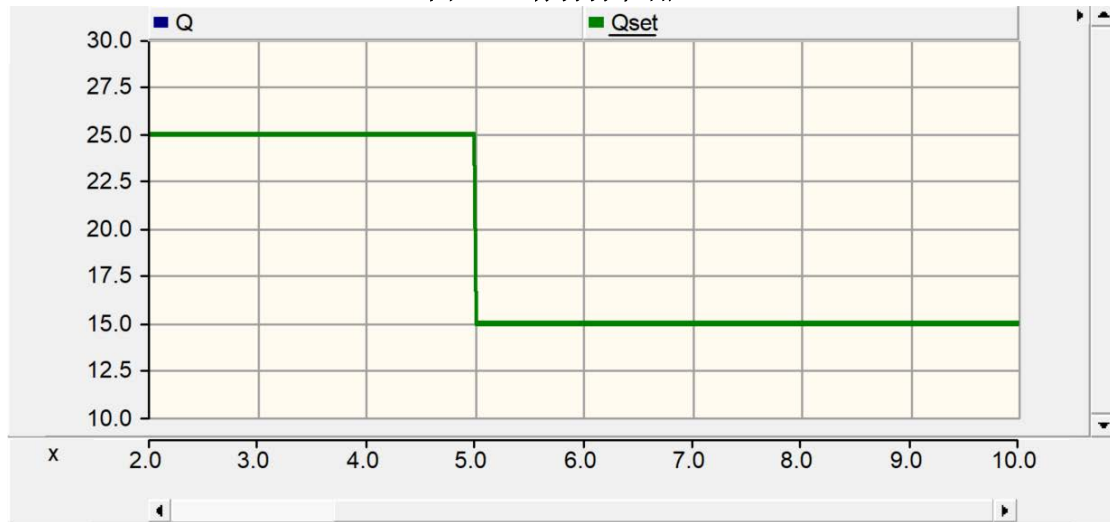


图 2-22 无功功率参考值阶跃

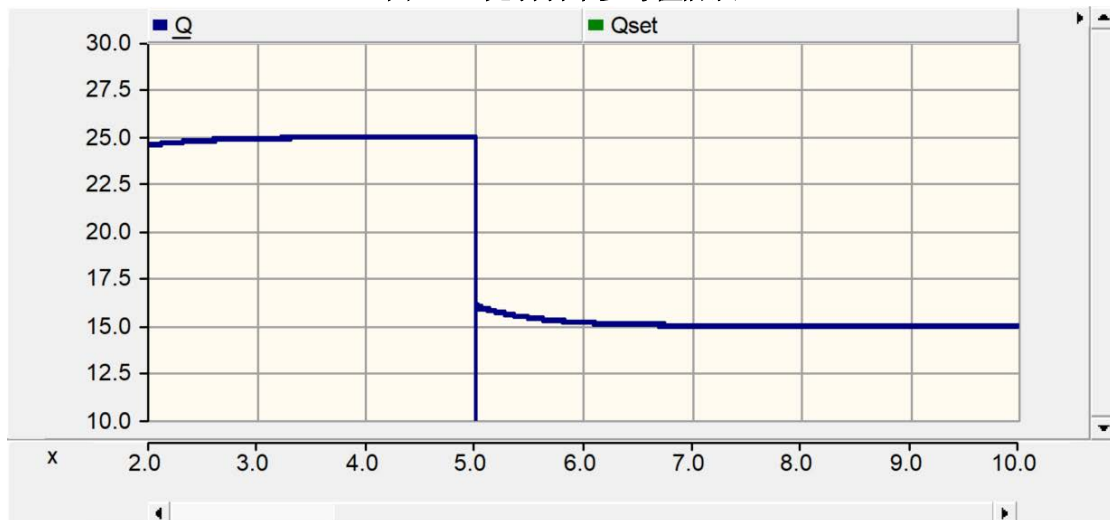


图 2-23 无功功率响应

2.4.1.2 定电压控制

将有功类外环改为定直流电压控制，无功类外环改为定交流有效值控制，参考值阶跃分别为图 2-24、图 2-26，对应响应分别为图 2-25、图 2-27。由波形图可以看出，所设计控制系统能够满足系统要求。

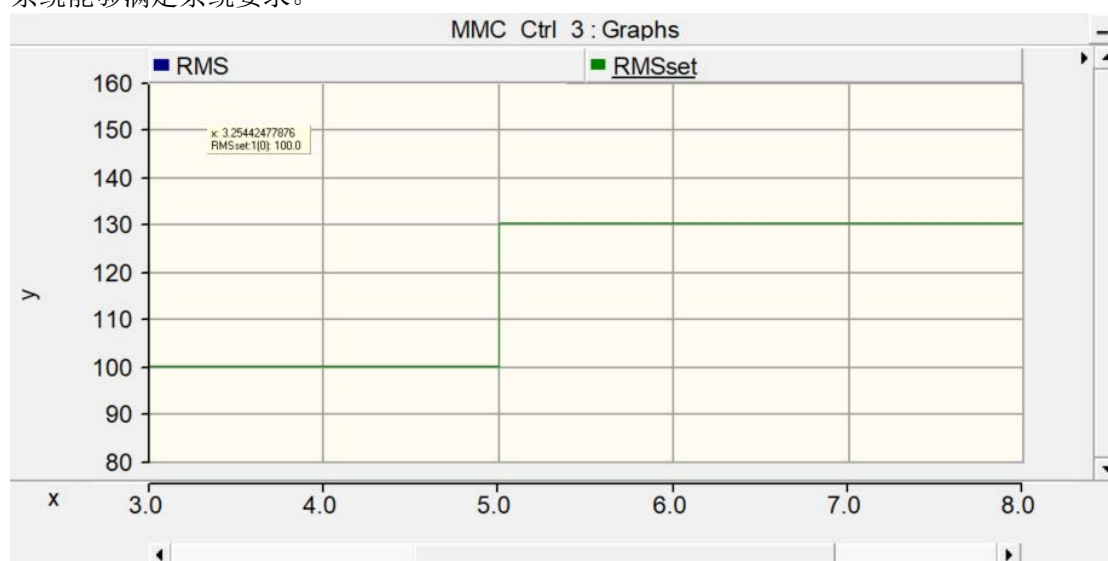


图 2-24 交流电压有效值参考值阶跃

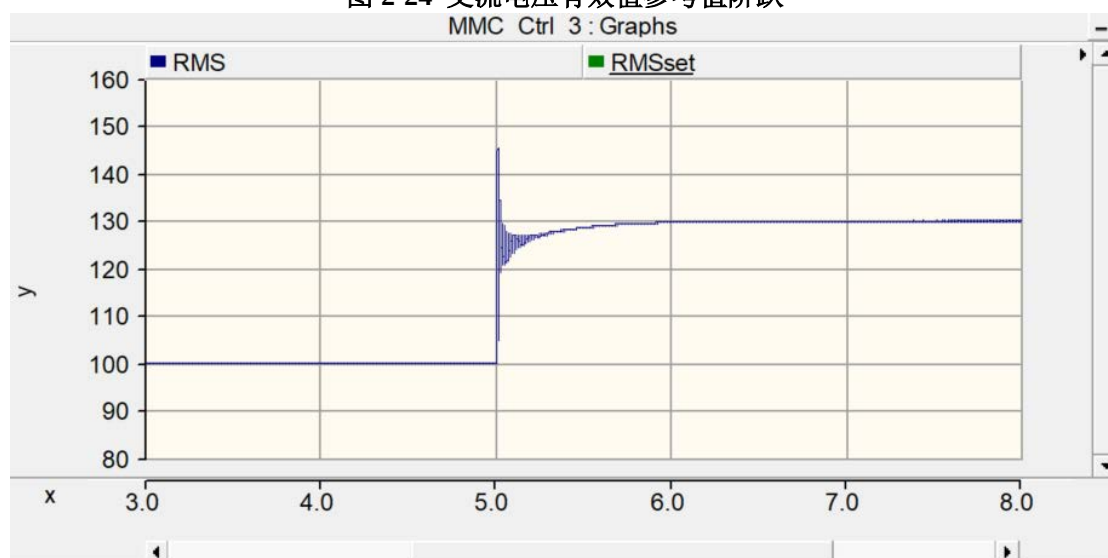


图 2-25 交流电压有效值响应

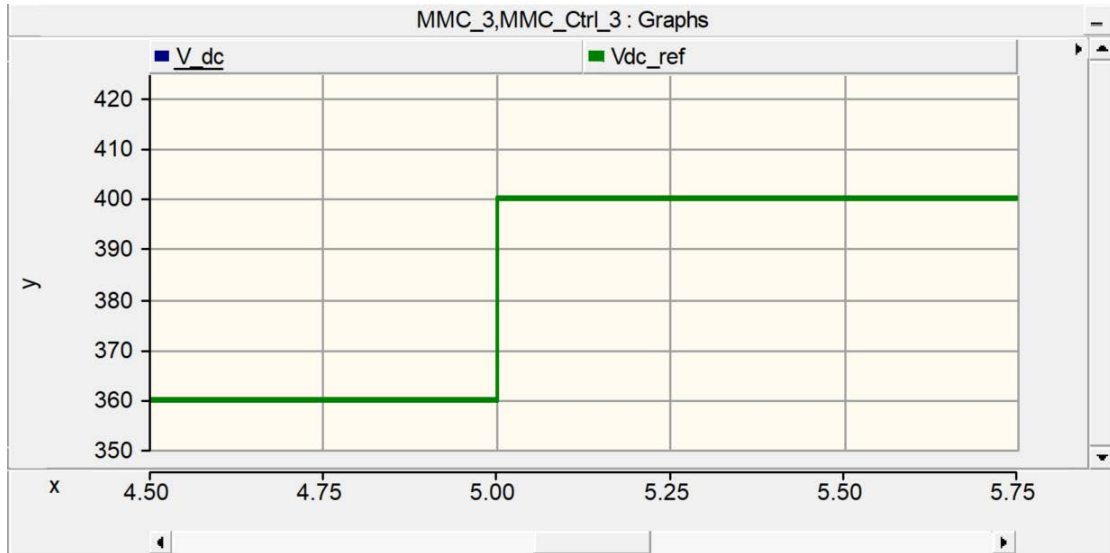


图 2-26 直流电压参考值阶跃

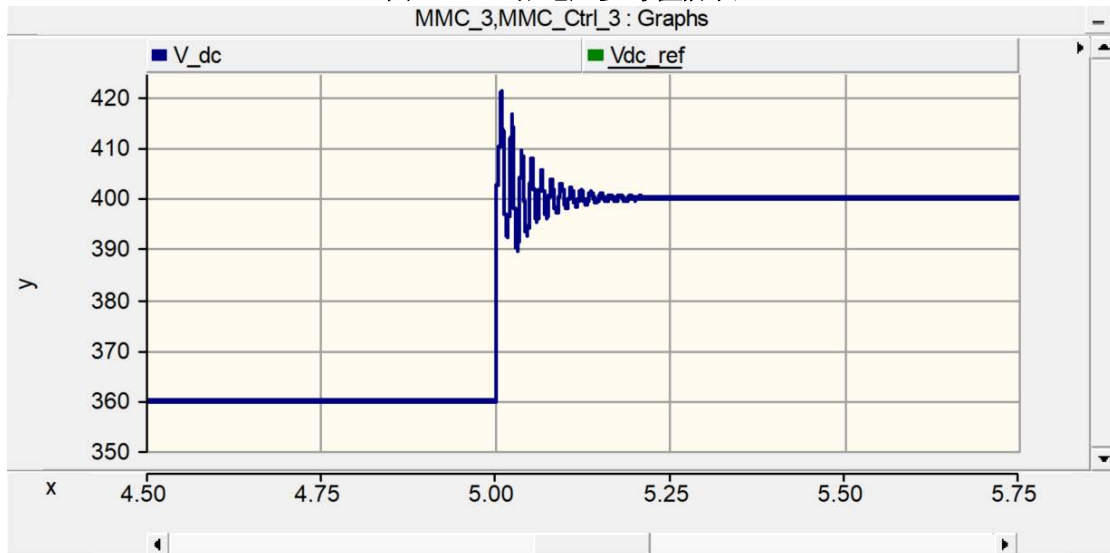


图 2-27 直流电压响应

2.4.1.3 故障工作特性的仿真研究

针对 MMC 不同控制策略在故障状态下的工作特性进行研究，在交流侧设置最严重的短路故障——三相对称接地故障，分别观察定功率控制和定电压控制两种控制策略下 MMC 的工作特性。故障开始时刻为 5s，清除时刻 5.1s。定功率控制和定电压控制下交流输出线电压波形分别如图 2-28 和图 2-29 所示。

为了更进一步研究 MMC 在不同控制策略下的 MMC 的故障穿越特性，本文对故障时不同控制策略下故障电流的有效值和 MMC 输出线电压有效值进行对比分析。图 2-30 为 a 相故障电流有效值，可以看出定电压控制下的故障电流有效值略大于定功率控制，且恢复过程略慢。图 2-31 为 MMC 交流侧输出的线电压之有效值。从图 2-31 可观察到，稳态时定电压控制的输出电压有效值高于定功率控制^[79]，且故障时电压跌落低于定功率控制。

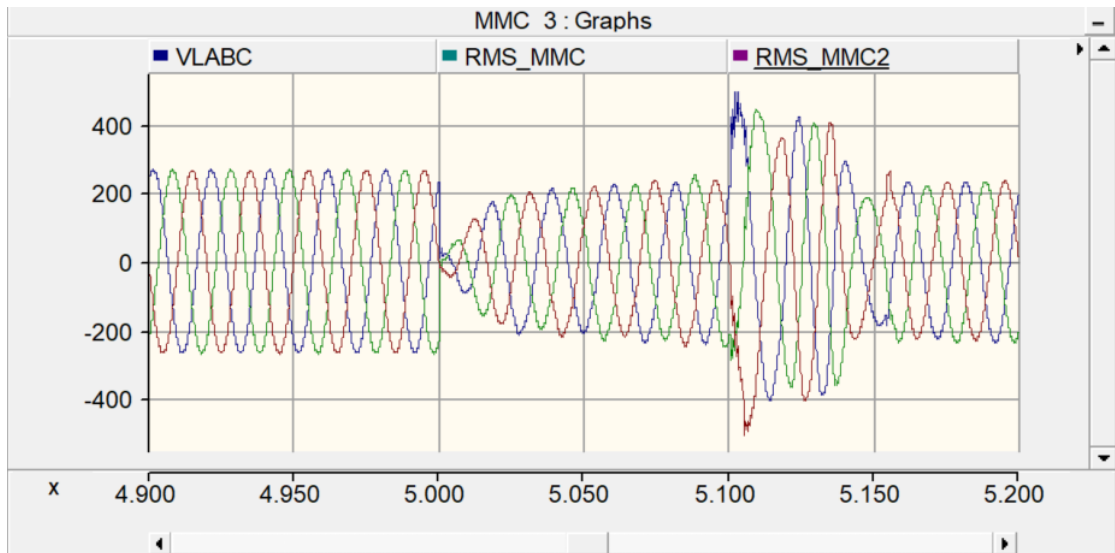


图 2-28 并网点电压（定功率控制）

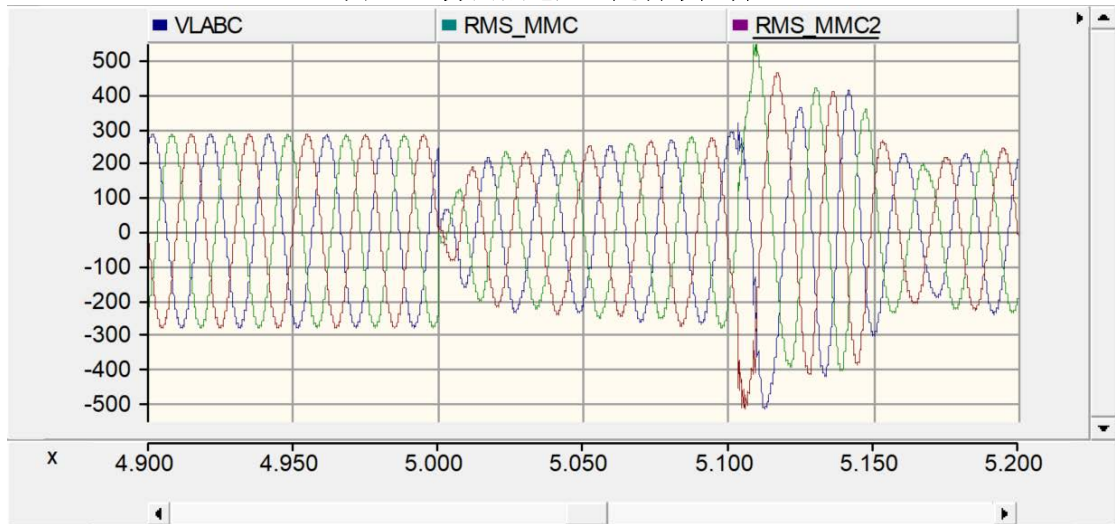


图 2-29 并网点电压（定电压控制）

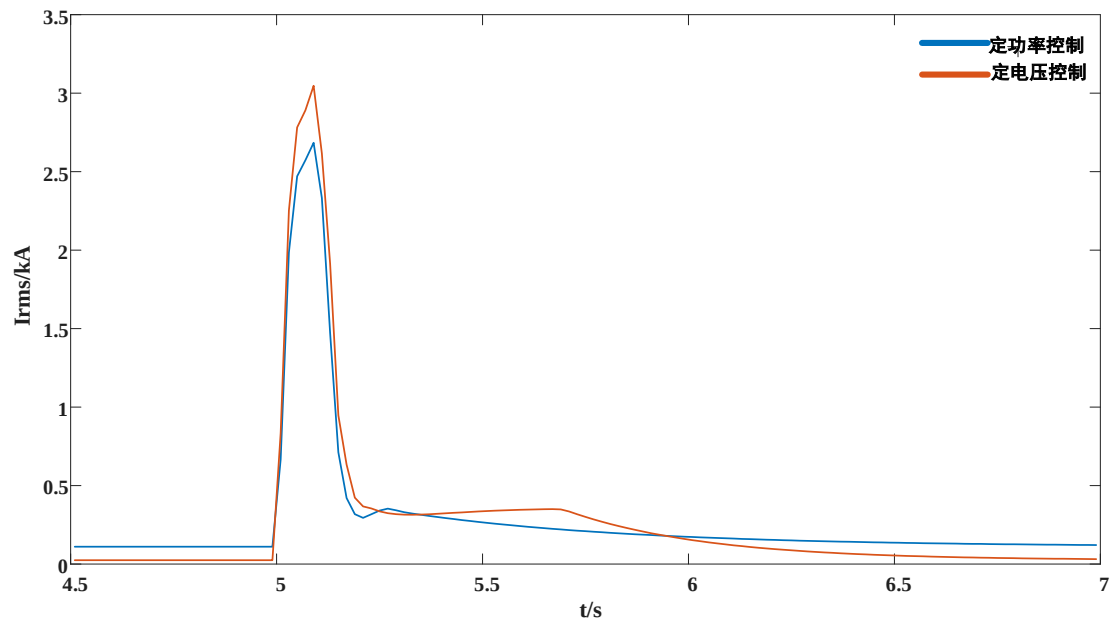


图 2-30 并网电流有效值

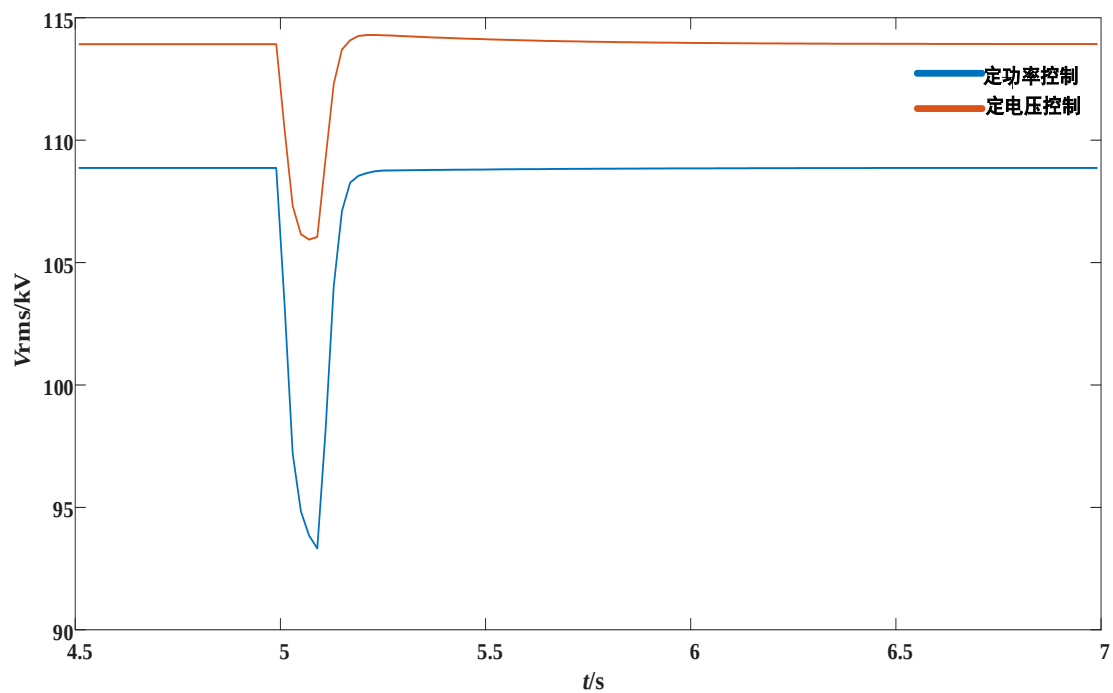
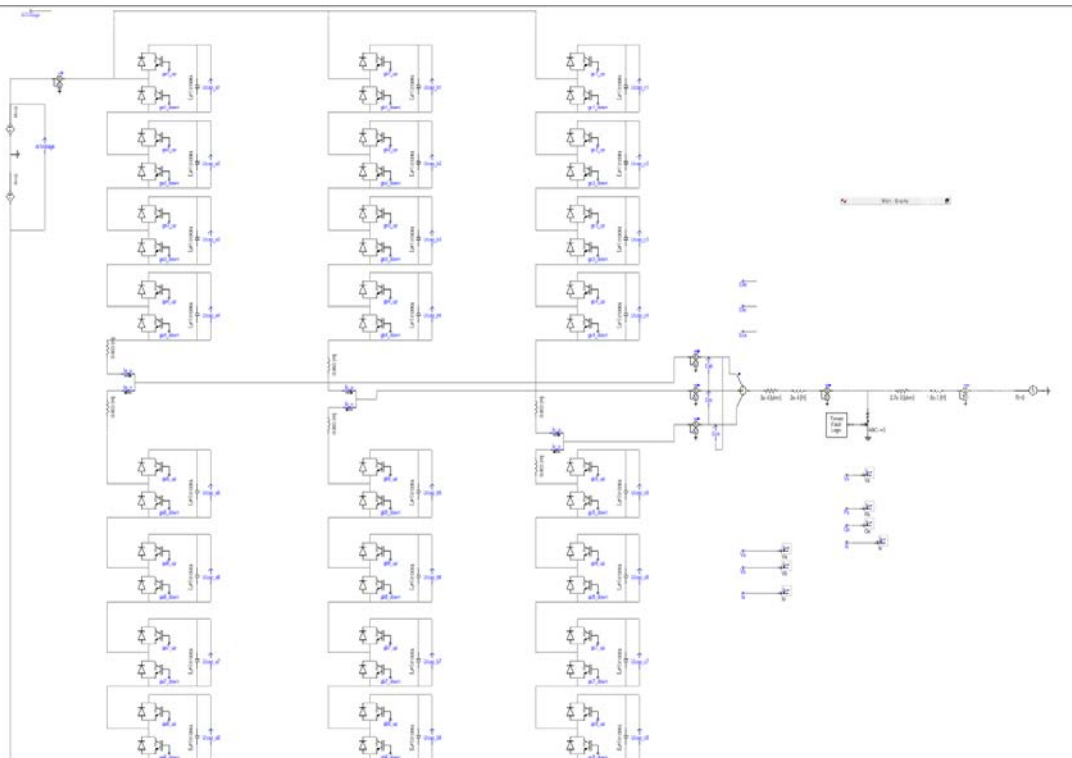


图 2-31 MMC 输出电压有效值

2.4.2 算例二——阀组控制的仿真研究

本算例为 4 子模块 MMC，控制策略采用直接电压控制和 2.3.3 小节中的阀组控制，主电路如图所示。



2-32 4 模块 MMC 仿真电路

2.4.2.1 模型基本验证

为了验证直接电压控制的有效性，对有功功率和无功功率参考值施加阶跃，如图 2-33、图 2-35 所示，对应响应为图 2-34、图 2-36。功率很好地跟随了参考值的变化，验证了系统内直接电压控制的有效性，也说明阀组正常工作。



图 2-33 有功功率参考值阶跃



图 2-34 有功功率响应



图 2-35 有功功率参考值阶跃

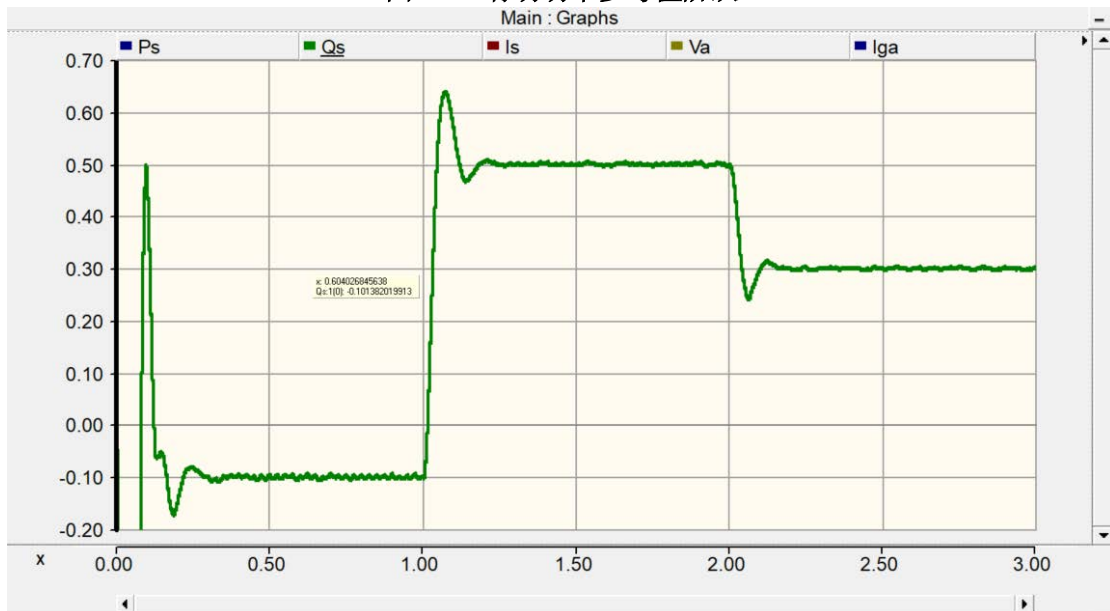


图 2-36 无功功率响应

2.4.2.2 子模块控制

当有功和无功功率参考值不变时，观察平均值控制器的控制效果。子模块电容电压平均值的参考值设置为 1.8kV，从图 2-37 的子模块平均电压波形可知，电压平均值稳定在 1.8kV，只有很小的纹波。图 2-38 为同一桥臂各个子模块的电容电压波形，彼此相位相差 90 度，这复合载波移相的调制结果。图 2-39 为 MMC 输出电压，图中可明显看出电压接近正弦波，但存在阶梯，这是载波移相调制的结果。

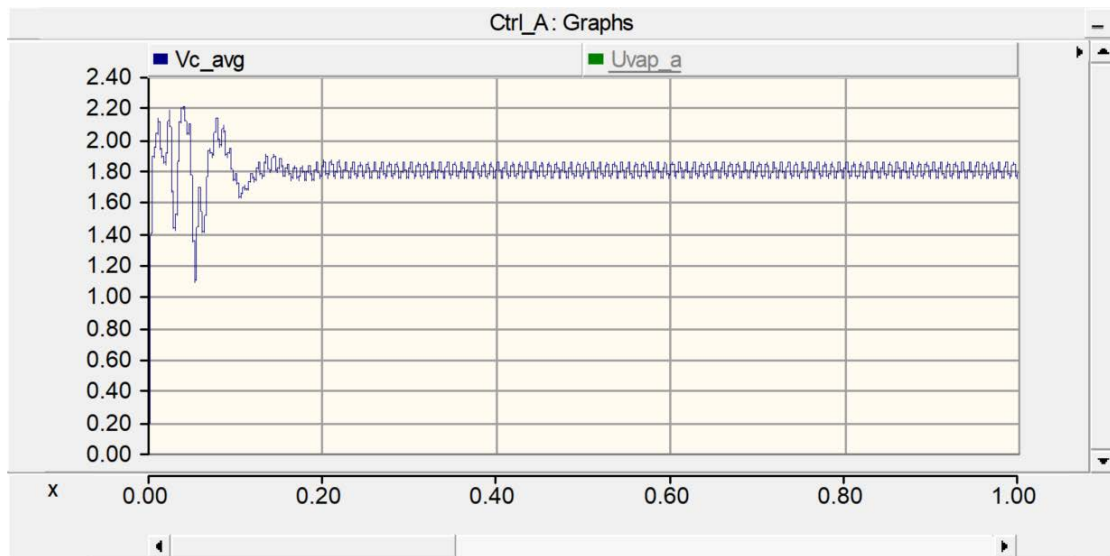


图 2-37 子模块电容电压平均值

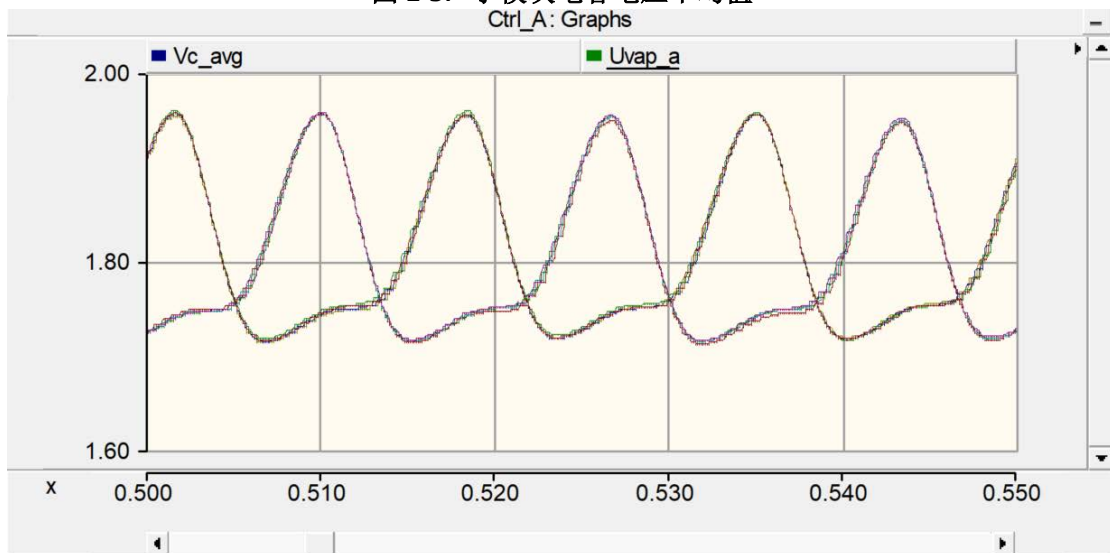


图 2-38 各子模块电容电压

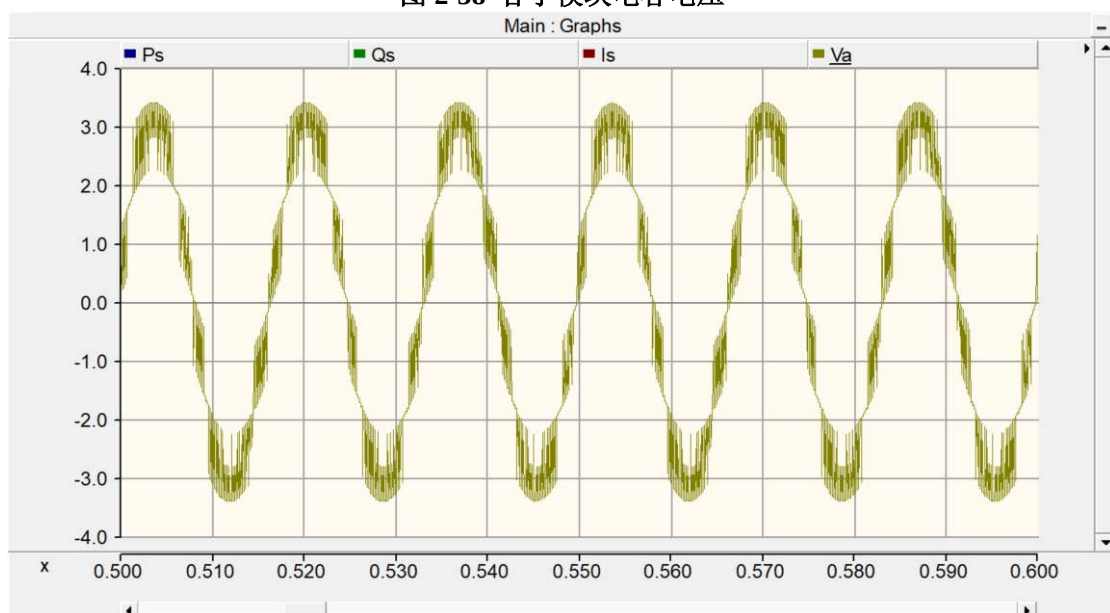


图 2-39 MMC 输出电压 (a 相)

第三章 MMC 电磁暂态仿真

大量 MMC 等电力电子装置接入电网，对电力系统仿真提出了挑战。传统机电暂态仿真对于电力电子器件开关过程的仿真时不适用的，因为其远远超出了机电暂态的时间尺度和频率范围。而传统电磁暂态离线仿真程序，在仿真含大量电力电子器件的电网时，虽然能够保证精确度，但效率十分低下。基于 FPGA 的实时仿真是电力电子化电力系统电磁暂态仿真的绝佳解决方案，因为 FPGA 是真正的并行计算，不存在现有实时仿真系统并行架构中的通信开销。且 FPGA 中不存在浮点数运算，全部是定点数运算，计算速度高于 DSP，且资源配置更加灵活。本章首先介绍经典电磁暂态仿真的数学原理，并推导 MMC 的电磁暂态仿真模型，并应用于正常运行、交流侧三相接地和单相接地三种情况。最后，介绍高层次综合中硬件约束的设计和 HDL 程序中状态机的设计，最终完成 MMC 的 FPGA 实时仿真程序。

3.1 电磁暂态仿真基本原理

电力系统中的暂态过程分为电磁暂态和机电暂态两种，而电磁暂态相比机电暂态更快。利用数值计算方法计算电力系统的电磁暂态过程，积分步长的数量级为微秒。本节主要介绍电磁暂态计算的基本原理和相关微分方程的数值解法，最后，应用微分方程数值算法，推导出电阻、电感、电容等基本元件及常用组合的电磁暂态仿真的数学模型。

3.1.1 电磁暂态仿真的计算方法

电磁暂态仿真的基本原理实际上是电路分析。在每个仿真时步，考虑电路的拓扑结构、每个节点的电压或电流状态，再结合各个元件的伏安特性，最终联立得当前时步每个节点的电压和每个支路的电流。当前最为流行的电磁暂态仿真算法，是基于节点分析法的 EMTP 仿真算法^[81]。

EMTP 算法将电网中的节点电压作为待求量，将用于描述网络中各元件伏安特性的微分方程离散化，转化为时间区间 $(t - \Delta t, t)$ 内的差分（代数）方程。元件微分方程转化为代数方程后，就可以代换为受控源和电阻的混连形式，因此，在 Δt 时间内，整个电网等效于一个有源线性电阻网络。根据该等效网络的结构，可得出网络的电导矩阵，再结合 t 时刻的电压、电流值，即可利用电路原理中的节点分析法求解出 t 时刻的节点电压，进而求出支路电流。据此方法迭代至仿真结束时刻，就得到和节点电压和支路电流在每个时刻的值，当 Δt 足够小时，求解结果即反映了相关电气量的波形。

设待分析的电网共有 n 个节点，在 t 时刻，电网的电导矩阵为 $\mathbf{G}(t)$ ($n \times n$)，节点电压向量为 $\mathbf{u}(t)$ ($n \times 1$)，节点等效电流源向量为 $\mathbf{I}_s(t)$ ($n \times 1$)，节点注入电流向量为 $\mathbf{i}(t)$ ($n \times 1$)，则电路方程可描述为：

$$\mathbf{G}(t)\mathbf{u}(t) + \mathbf{I}_s(t - \Delta t) = \mathbf{i}(t) \quad (3-1)$$

其中一些节点是接地或与电压源直接连接，电压值已知。设这些已知电压节点的电压向量为 $\mathbf{u}_1(t)$ ，其余未知的节点电压为 $\mathbf{u}_2(t)$ ，则式(3-1)可写为分块形式：

$$\begin{bmatrix} \mathbf{G}_{11}(t) & \mathbf{G}_{12}(t) \\ \mathbf{G}_{21}(t) & \mathbf{G}_{22}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{u}_1(t) \\ \mathbf{u}_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{s1}(t - \Delta t) \\ \mathbf{I}_{s2}(t - \Delta t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_1(t) \\ \mathbf{i}_2(t) \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

于是解得

$$\begin{cases} \mathbf{u}_2 = \mathbf{G}_{22}^{-1}(\mathbf{i}_2 - \mathbf{I}_{s2} - \mathbf{G}_{21}\mathbf{u}_1) \\ \mathbf{i}_1 = (\mathbf{G}_{11} - \mathbf{G}_{12}\mathbf{G}_{22}^{-1}\mathbf{G}_{21})\mathbf{u}_1 + \mathbf{G}_{12}\mathbf{G}_{22}^{-1}\mathbf{i}_2 + (\mathbf{I}_{s1} - \mathbf{G}_{12}\mathbf{G}_{22}^{-1}\mathbf{I}_{s2}) \end{cases} \quad (3-3)$$

其中为简洁起见，自变量 (t) 省略。

通过式(3-3)，可求出 t 时刻的节点电压，其算法流程图如图 3-1 所示。

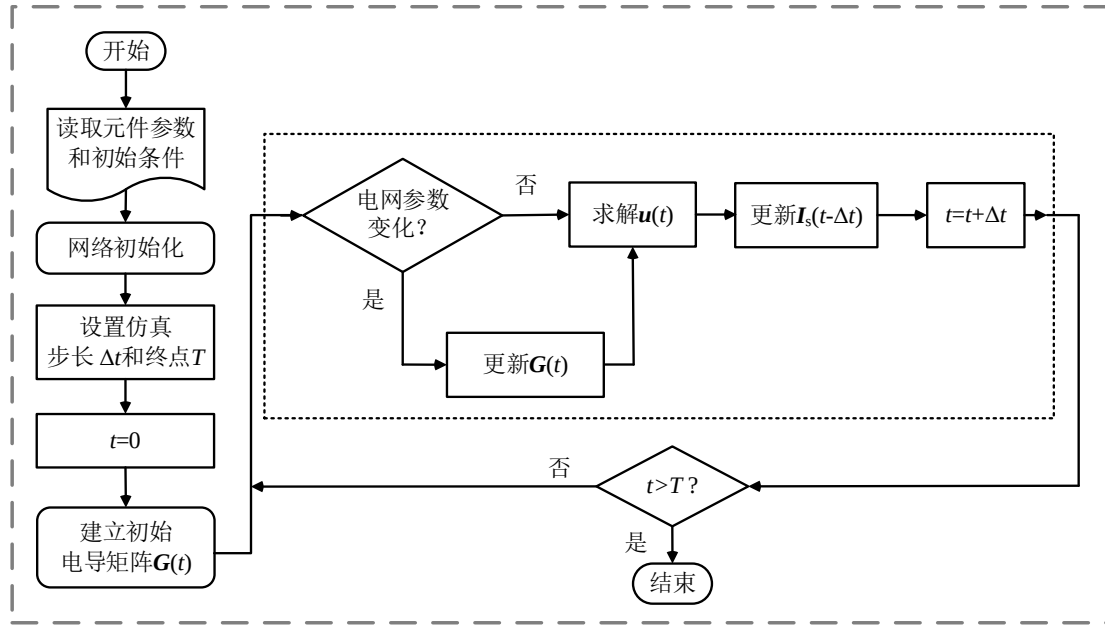


图 3-1 EMTP 算法流程图

3.1.2 微分方程数值求方法

电力系统中的元件可以用给定初值的微分方程描述：

$$\begin{cases} \frac{dx(t)}{dt} = f[x(t), t] \\ x(t_0) = x_0 \end{cases} \quad (3-4)$$

对于一般电力系统，微分方程(3-4)无法求出解析解，必须采用数值计算方法，将微分化为差商进行求解。本节将介绍欧拉法、隐式欧拉法、隐式梯形法和阻尼梯形法等 4 种常见的常微分方程数值解法，并推导其截断误差和数值稳定性。其中隐式梯形法具有 3 阶截断误差，精确度最高，但在非状态量突变时可能产生数值振荡^[82]；隐式欧拉法不会产生数值振荡，但计算精度低于梯形法；阻尼梯形法相当于隐式欧拉法和阻尼梯形法的加权平均，可在保证一定精度的情况下，抑制数值振荡问题。

3.1.2.1 欧拉法

欧拉法时最基本的微分方程数值方法，其迭代格式为

$$x(t + \Delta t) = x(t) + f[x(t), t] \cdot \Delta t \quad (3-5)$$

其截断误差为

$$\delta_1 = x(t + \Delta t) - x(t) - f[x(t), t] \cdot \Delta t \quad (3-6)$$

将式(3-6)中的 $x(t + \Delta t)$ 在 t 处进行泰勒展开，有：

$$x(t + \Delta t) = x(t) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(\Delta t)^n}{n!} x^{(n)}(t) \quad (3-7)$$

其中 $x^{(n)}(t)$ 为 $x(t)$ 的 n 阶导数。将式(3-7)代入(3-6)，可得欧拉法的截断误差

$$\delta_1 = \frac{(\Delta t)^2}{2} x''(t) + \sum_{n=3}^{\infty} \frac{(\Delta t)^n}{n!} x^{(n)}(t) = O[(\Delta t)^2] \quad (3-8)$$

3.1.2.2 隐式欧拉法

隐式欧拉法与欧拉法类似，但是使用 $f[x(t + \Delta t), t + \Delta t]$ 来代替 $x'(t)$ ，其迭代格式如下：

$$x(t + \Delta t) = x(t) + f[x(t + \Delta t), t + \Delta t] \cdot \Delta t \quad (3-9)$$

其截断误差为

$$\delta_2 = x(t + \Delta t) - x(t) - f[x(t + \Delta t), t + \Delta t] \cdot \Delta t \quad (3-10)$$

将 $f[x(t + \Delta t), t + \Delta t]$ 在 t 处做泰勒展开，得

$$f[x(t+\Delta t), t+\Delta t] = x'(t+\Delta t) = x'(t) + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{(\Delta t)^{n-1}}{(n-1)!} x^{(n)}(t) \quad (3-11)$$

将式(3-7)(3-11)代入式(3-10)，得隐式欧拉法的截断误差

$$\delta_2 = -\frac{(\Delta t)^2}{2} x''(t) - \sum_{n=3}^{\infty} \frac{(\Delta t)^n}{n(n-2)!} x^{(n)}(t) = O[(\Delta t)^2] \quad (3-12)$$

3.1.2.3 隐式梯形法

隐式梯形法采用 $f[x(t+\Delta t), t+\Delta t]$ 和 $f[x(t), t]$ 的算术平均值来代替 $x'(t)$ ，其迭代格式为

$$x(t+\Delta t) = x(t) + f[x(t+\Delta t), t+\Delta t] \cdot \frac{\Delta t}{2} + f[x(t), t] \cdot \frac{\Delta t}{2} \quad (3-13)$$

其截断误差为

$$\delta_3 = x(t+\Delta t) - x(t) - f[x(t+\Delta t), t+\Delta t] \cdot \frac{\Delta t}{2} - f[x(t), t] \cdot \frac{\Delta t}{2} \quad (3-14)$$

将式(3-7)(3-11)代入式(3-14)，得隐式梯形法的截断误差

$$\delta_3 = -\frac{(\Delta t)^3}{12} x^{(3)}(t) - \sum_{n=4}^{\infty} \frac{(n-2)(\Delta t)^n}{2n(n-1)!} x^{(n)}(t) = O[(\Delta t)^3] \quad (3-15)$$

从式(3-8)(3-12)(3-15)可以看出，欧拉法和隐式欧拉法都具有 $O[(\Delta t)^2]$ 的截断误差，而隐式梯形法具有 $O[(\Delta t)^3]$ 的截断误差，因此计算结果更加精确。但是，在非状态量 f 突变时（如电力系统中的开关操作），隐式梯形法会产生数值振荡，其具体推导见 3.1.2.4 小节。

3.1.2.4 阻尼梯形法

阻尼梯形法是隐式欧拉法和隐式梯形法的加权平均形式，其中隐式欧拉法的权重为 α ，隐式梯形法的权重为 $(1-\alpha)$ ，其中 $0 \leq \alpha \leq 1$ 。当 $\alpha = 1$ ，阻尼梯形法即隐式欧拉法，当 $\alpha = 0$ ，阻尼梯形法即隐式梯形法。其迭代格式为

$$x(t+\Delta t) = x(t) + f[x(t+\Delta t), t+\Delta t] \cdot (1+\alpha) \frac{\Delta t}{2} + f[x(t), t] \cdot (1-\alpha) \frac{\Delta t}{2} \quad (3-16)$$

当 $0 < \alpha \leq 1$ 时，阻尼梯形法具有 2 阶截断误差，即

$$\delta_4 = \alpha \delta_2 + (1-\alpha) \delta_3 = -\alpha \frac{(\Delta t)^2}{2} x''(t) + O[(\Delta t)^3] = O[(\Delta t)^2] \quad (3-17)$$

下面分析阻尼梯形法的数值振荡：

令 $t_n = t_0 + n\Delta t$ ， $x(t_n) = x_n$ ， $n \in \mathbb{N}^+$ 。再令 $f[x(t_n), t_n] = f_n$ ， $n \in \mathbb{N}$ 。在开关操作时，由于非状态量突变， $f[x(t_0^-), t_0^-] \neq f[x(t_0^+), t_0^+]$ 。理论上，数值仿真本应使用 $f[x(t_0^+), t_0^+]$ 进行迭代，但由于突变值无法求取，只能使用实际上并不符合电力系统真实情况的 $f_0 = f[x(t_0^-), t_0^-]$ 进行迭代。则有递推公式

$$x_k = x_{k-1} + \frac{\Delta t}{2}(1-\alpha)f_{k-1} + \frac{\Delta t}{2}(1+\alpha)f_k \quad (k \geq 1) \quad (3-18)$$

式(3-18)迭代得到：

$$\begin{aligned} f_n &= \beta f_{n-1} + \frac{2}{\Delta t}(x_n - x_{n-1}) \\ &= \beta^2 f_{n-2} + \frac{2}{\Delta t}[(x_n - x_{n-1}) + \beta(x_{n-1} - x_{n-2})] = \cdots \\ &= \beta^n f_0 + \frac{2}{\Delta t} \sum_{k=0}^{n-1} \beta^k (x_{n-k} - x_{n-k-1}) \end{aligned} \quad (3-19)$$

其中 $\beta = -\frac{1-\alpha}{1+\alpha}$ ， $f_0 \neq 0$ 。

由此可见， f_n 具有振荡分量 $F = \beta^n f_0$ 。当 $\alpha = 0$ 即 $\beta = -1$ （隐式梯形法）， $F = (-1)^n f_0$

为等幅振荡，即发生数值振荡。当 $\alpha=1$ 即 $\beta=0$ 时， $F=0$ ，无振荡。当 $0<\alpha<1$ 即 $-1<\beta<0$ 时， F 为幅值趋于0的衰减振荡。因此，隐式梯形法有数值振荡，隐式欧拉法无振荡，一般的阻尼梯形法可起到抑制振荡的作用。

3.1.3 基本元件的数学模型

在 MMC 中，电阻、电感和电容的三个基本的电子元件。这些基本元件和 IGBT 共同构成了 MMC 的子模块和环流桥臂。因此，MMC 电磁暂态仿真的基础，在于基本元件的建模。应用微分方程数值计算方法，对基本元件的伏安特性进行离散化，即可推导出基本元件的电磁暂态模型。

3.1.3.1 电阻的仿真模型

电阻元件的电路图如图 3-2 所示，根据欧姆定律

$$u(t) = R \cdot i(t) \quad (3-20)$$

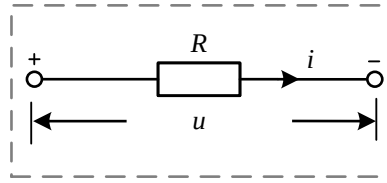


图 3-2 电阻元件

式(3-20)为简单代数方程，它就是电阻的电磁暂态仿真模型。

3.1.3.2 电感的仿真模型

电感元件的电路图如图 3-3 所示，电感两端压降与流过其电流的一阶导数成正比，即

$$u(t) = L \frac{di(t)}{dt} \quad (3-21)$$

对式(3-21)使用隐式梯形法进行离散化，可以得到

$$i(t) = \frac{\Delta t}{2L} u(t) + i(t - \Delta t) + \frac{\Delta t}{2L} u(t - \Delta t) \quad (3-22)$$

观察式(3-22)可知，电感可以表示为一诺顿等效电路，其等效电导 $G = \frac{\Delta t}{2L}$ ，等效电流源 $J_h(t - \Delta t) = i(t - \Delta t) + Gu(t - \Delta t)$ 。对于 t 时刻来说， $J_h(t - \Delta t)$ 为上一时刻的值，即已知量。

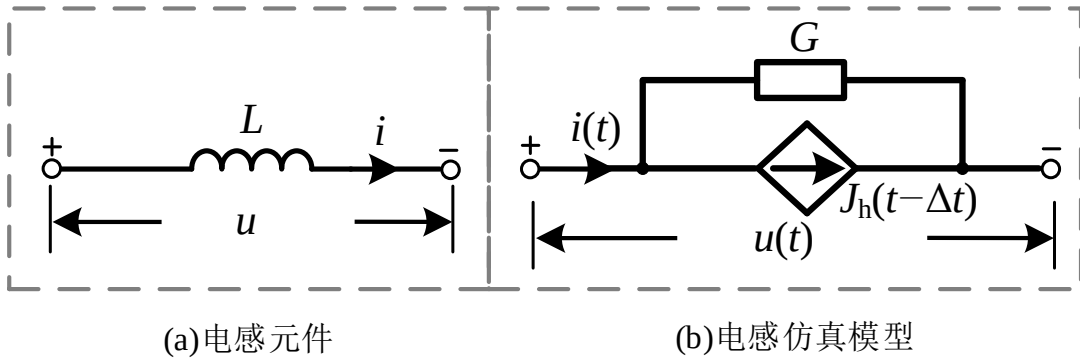


图 3-3 电感及其电磁暂态仿真模型

3.1.3.3 电容的仿真模型

电容的伏安特性为

$$i(t) = C \frac{du(t)}{dt} \quad (3-23)$$

对(3-23)使用隐式梯形法进行离散化，可以得到

$$u(t) = R_c i(t) + U_h(t - \Delta t) \quad (3-24)$$

其中 $R_c = \frac{\Delta t}{2C}$ ， $U_h(t - \Delta t) = R_c i(t - \Delta t) + u(t - \Delta t)$ 。与电感的分析类似，电容可以用一戴维南

电路进行等效，其等效电阻为 R_c ，等效电压源为 $U_h(t - \Delta t)$ 。

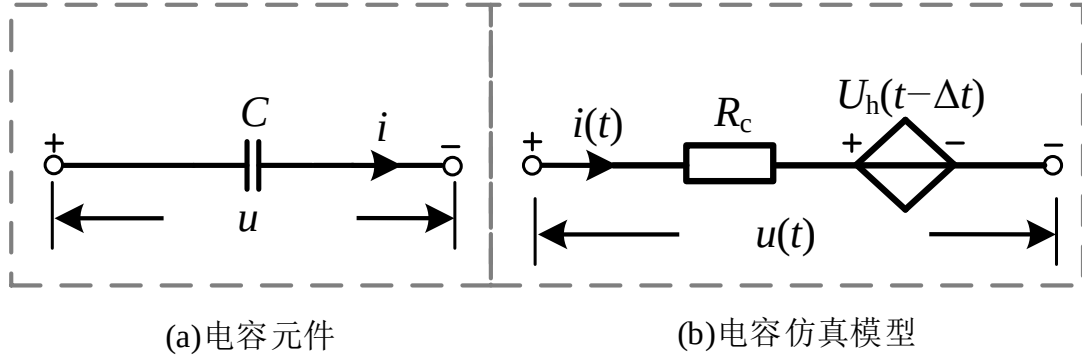


图 3-4 电容及其电磁暂态仿真模型

3.1.3.4 RL 支路的仿真模型

RL 支路是 MMC 中桥臂的组成部分，故此处也进行推导。 RL 支路的伏安特性为

$$u(t) = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} \quad (3-25)$$

类似电感和电容的分析，式(3-25)进行离散化后，有

$$i(t) = Gu(t) + J_h(t - \Delta t) \quad (3-26)$$

其中 $G = \left(R + \frac{2L}{\Delta t}\right)^{-1}$ ， $J_h(t - \Delta t) = G \cdot u(t - \Delta t) + G\left(\frac{2L}{\Delta t} - R\right) \cdot i(t - \Delta t)$ 。类似电感， RL 支路也可以表示为诺顿等效的形式， G 和 $J_h(t - \Delta t)$ 分别为等效电导和电流源。

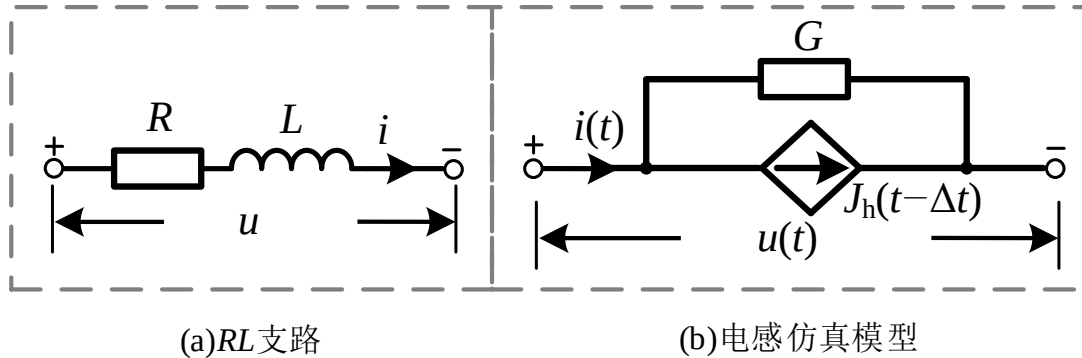


图 3-5 RL 支路及其电磁暂态仿真模型

在 MMC 交流故障的仿真中，采用(3-26)去仿真交流侧支路会产生数值振荡。为了有效抑制数值振荡，此时应采用基于阻尼梯形法的 RL 支路仿真模型。将式(3-25)利用(3-16)进行离散化并化简，可以得到新的等值电导和电流源：

$$G = \left[R + \frac{2L}{(1 + \alpha)\Delta t} \right]^{-1} \quad (3-27)$$

$$J_h(t - \Delta t) = \frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} G \cdot u(t - \Delta t) + \frac{2L - R(1 - \alpha)\Delta t}{2L + R(1 + \alpha)\Delta t} \cdot i(t - \Delta t) \quad (3-28)$$

3.2 MMC 电磁暂态仿真

对 MMC 的子模块，可采用式(2-5)的电容元件微分方程进行建模，而该模型可进一步使用 3.1.3.3 小节的电容元件电磁暂态仿真模型进行等效。对交流侧和上下桥臂的 RL 支路，可采用 3.1.3.4 小节的 RL 支路电磁暂态仿真模型进行等效。由此，MMC 变流器离散化之后，在每个仿真时刻 t ，可以转化为由电阻和受控源组成的线性电路，进而用节点分析法求解电路，并结合控制系统，即可完成对 MMC 的电磁暂态仿真。因控制系统无需另行建模，故本小节主要介绍最关键的 MMC 主电路仿真。

3.2.1 MMC 的电磁暂态仿真模型

3.2.1.1 子模块组的电磁暂态建模

首先以某一桥臂第 k 子模块为例，推导单个子模块的电磁暂态仿真模型。设 IGBT 和电力二极管的导通电阻均为 r ，截止时的电阻为无穷大。相对于电容电压，它们的导通压降很小，可以忽略。在 t 时刻，流经该子模块的桥臂电流为 $i(t)$ ，该子模块的开关信号为 $S_k(t)$ ，子模块电容 C 两端压降为 $u_{ck}(t)$ 。

当 $S_k(t)=0$ 时，电容被旁路，电流 $i(t)$ 只流经 S_2 或 V_2 的导通电阻 r ，如图 3-6。

当 $S_k(t)=1$ 时，子模块电容投入， $i(t)$ 不仅流经 S_1 或 V_1 的导通电阻 r ，还要流经子模块电容 C ，如图 3-7。根据 3.1.3.3 小节所推导的电容戴维南等效电路，子模块电容可看作一电阻 R_c 和受控电压源 $U_k(t-\Delta t)$ 的串联。其中

$$\begin{cases} R_c = \frac{\Delta t}{2C} \\ U_k(t-\Delta t) = R_c i(t-\Delta t) + u_{ck}(t-\Delta t) \end{cases} \quad (3-29)$$

于是电容电压变为：

$$u_{ck}(t) = R_c i(t) + U_k(t-\Delta t) \quad (3-30)$$

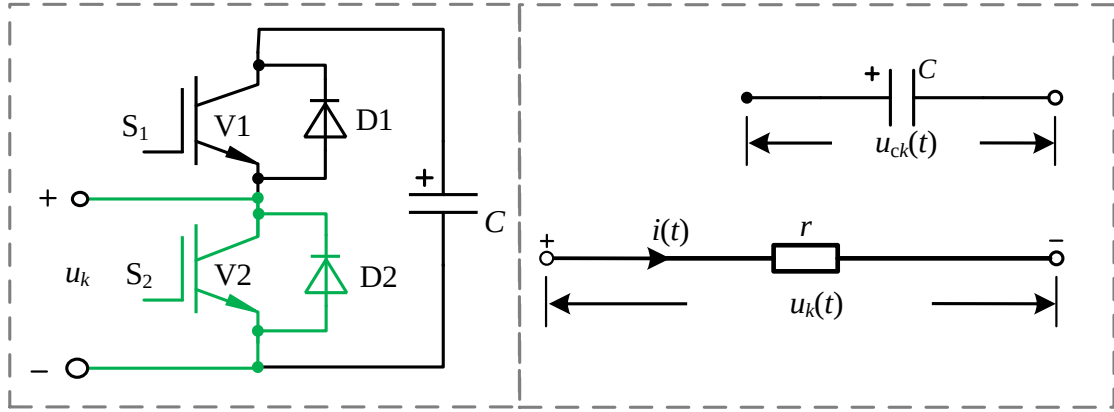


图 3-6 子模块等效 $S_k(t)=0$

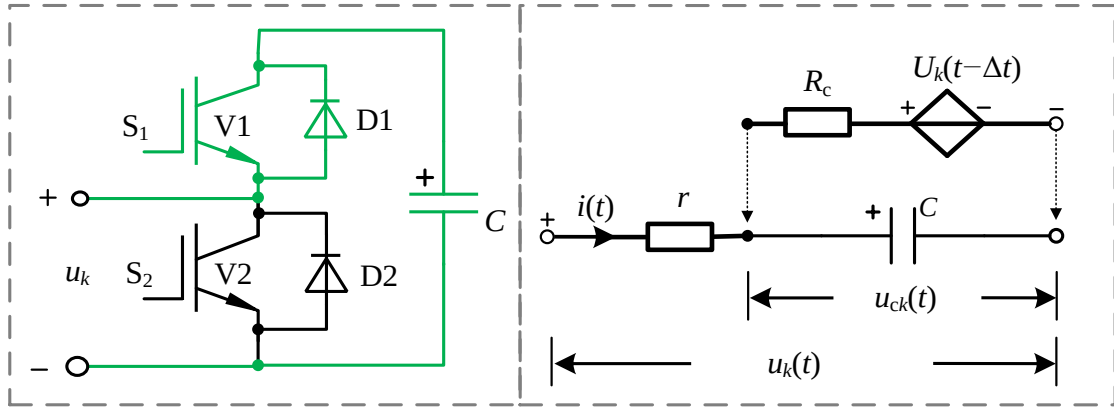


图 3-7 子模块等效 $S_k(t)=1$

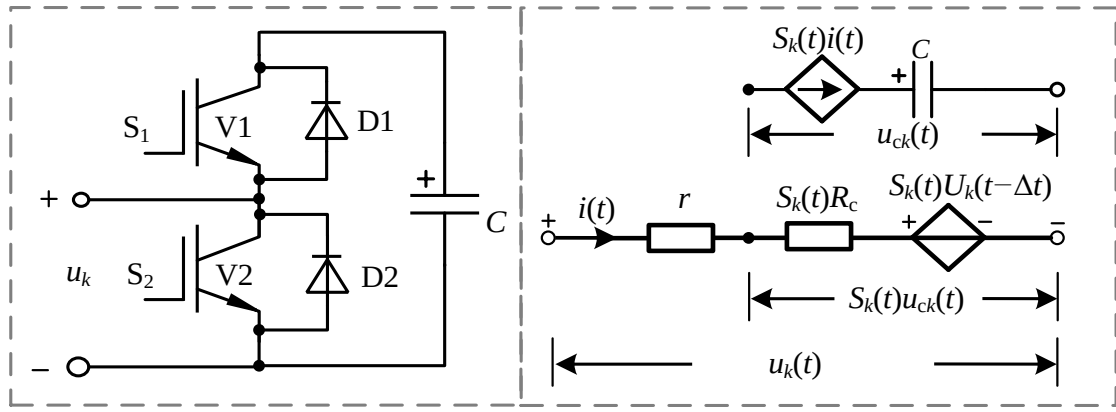
将上述两种情况统一，则子模块的输出电压 $u_k(t)$ 可表达为：

$$\begin{cases} u_k(t) = r \cdot i(t) + S_k(t)u_{ck}(t) \\ u_{ck}(t) = R_c S_k(t) \cdot i(t) + U_k(t-\Delta t) \\ U_k(t-\Delta t) = R_c S_k(t-\Delta t) \cdot i(t-\Delta t) + u_{ck}(t-\Delta t) \end{cases} \quad (3-31)$$

将式(3-31)的第二式代入第一式，并考虑到 $S_k^2(t) = S_k(t)$ 可得

$$u_k(t) = [r + S_k(t)R_c] \cdot i(t) + S_k(t)U_k(t-\Delta t) \quad (3-32)$$

根据式(3-32)，可得出子模块的戴维南等效电路（仿真模型），如图 3-8 所示：



(a)第k个子模块

(b)子模块仿真模型

图 3-8 子模块电磁暂态仿真模型

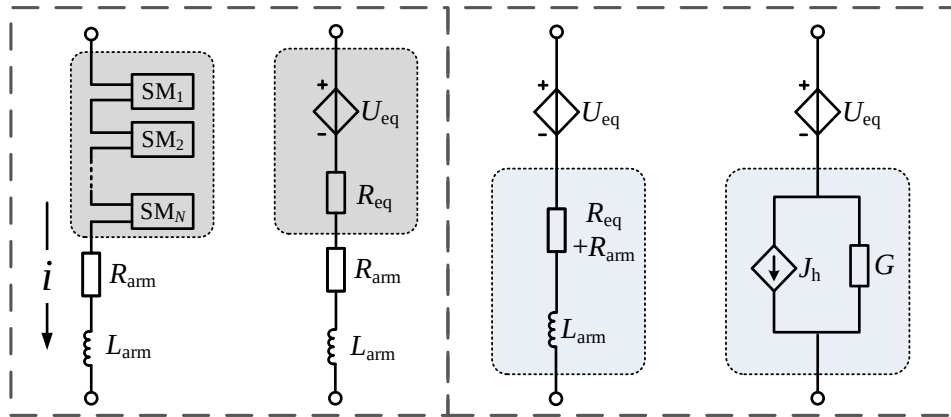
MMC 的一个桥臂上的子模块组为 N 个子模块串联，因此在 t 时刻，子模块组的戴维南等效电路为所有子模块戴维南等效电路的串联，其等效电压源和等效电阻分别为：

$$U_{eq}(t - \Delta t) = \sum_{k=1}^N S_k(t) U_k(t - \Delta t) \quad (3-33)$$

$$R_{eq}(t) = \sum_{k=1}^N [r + S_k(t) R_c] = Nr + R_c \sum_{k=1}^N S_k(t) \quad (3-34)$$

3.2.1.2 桥臂的电磁暂态建模

MMC 正常运行时，在 t 时刻，一个桥臂可进行如图 3-9 所示的等效变换。首先，利用式 (3-33)(3-34) 对 N 个子模块整体进行戴维南等效；之后，将子模块组戴维南等效电阻 R_{eq} 和桥臂电阻 R_{arm} 进行合并；最后，利用式(3-25)(3-26)，对 $(R_{eq} + R_{arm})$ 与桥臂电感 L_{arm} 组成的 RL 支路进行诺顿等效。



(a)子模块等效

(b)RL 支路等效

图 3-9 桥臂的等值电路

3.2.1.3 MMC 的电磁暂态仿真模型

由于 MMC 本身三相对称，故只对 MMC 的一个相单元进行分析。该相单元的上、下两个桥臂均可用 3.2.1.2 小节的方法进行等效，而交流侧的阻抗（即 RL 支路），可用 3.1.3.4 小节的方法进行等效。MMC 的等值电路如图 3-10 所示

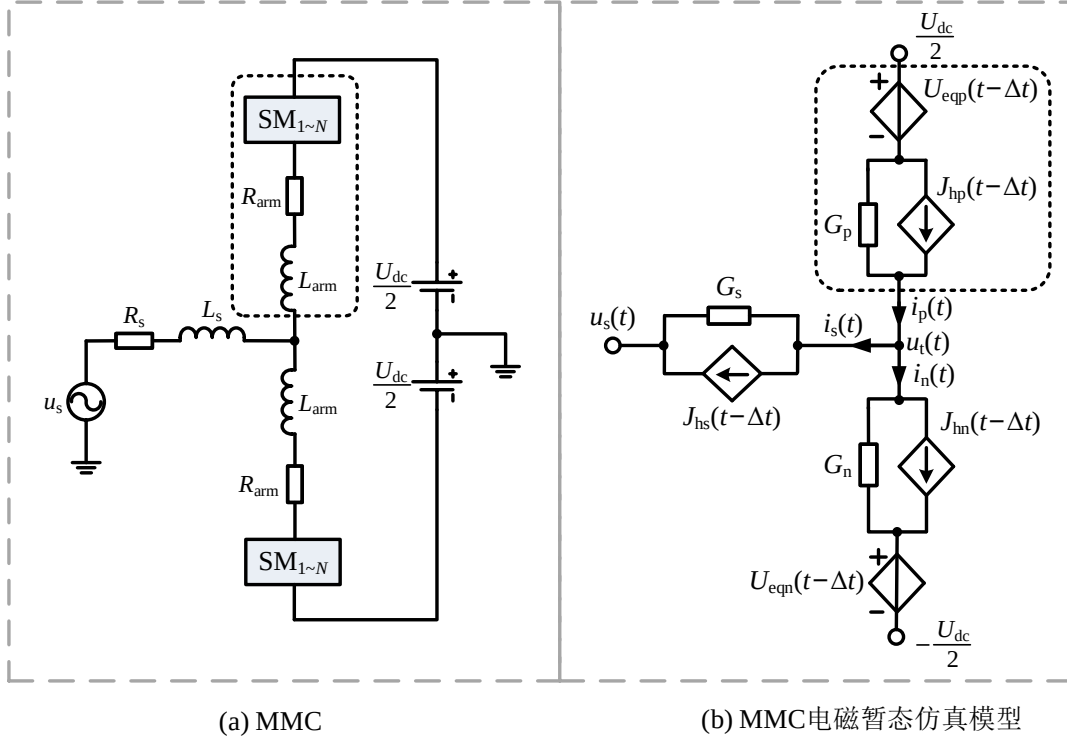


图 3-10 MMC 的等值电路（单相）

图中，上桥臂子模块组的戴维南等值电压源为 $U_{eqp}(t-\Delta t)$ ，等效电阻为 R_{eqp} 。 R_{eqp} 与桥臂电阻、电感串联后形成 RL 支路，其诺顿等值电导和电流源为 G_p 和 $J_{hp}(t-\Delta t)$ 。将上述符号下标中 p 改为 n，即表示下桥臂的相应物理量。 G_s 和 $J_{hs}(t-\Delta t)$ 表示交流侧 RL 支路的诺顿等值电导和电流源。节点电压和支路电流均在图中标出，此处不做赘述。

$$\text{令 } U_{up}(t) = \frac{1}{2}U_{dc} - U_{eqp}(t-\Delta t), \quad U_{down}(t) = -\frac{1}{2}U_{dc} + U_{eqp}(t-\Delta t), \quad R_p = R_{arm} + R_{eqp},$$

$R_n = R_{arm} + R_{eqn}$ 。则上述等值电导和受控源可表示为：

$$G_p = \left(R_p + \frac{2L_{arm}}{\Delta t} \right)^{-1}, \quad G_n = \left(R_n + \frac{2L_{arm}}{\Delta t} \right)^{-1}, \quad G_s = \left(R_s + \frac{2L_s}{\Delta t} \right)^{-1} \quad (3-35)$$

$$\begin{cases} J_{hp}(t-\Delta t) = G_p \left[\left(\frac{2L_p}{\Delta t} - R_p \right) i_p(t-\Delta t) + U_{up}(t-\Delta t) - u_t(t-\Delta t) \right] \\ J_{hn}(t-\Delta t) = G_n \left[\left(\frac{2L_n}{\Delta t} - R_n \right) i_n(t-\Delta t) + u_t(t-\Delta t) - U_{down}(t-\Delta t) \right] \\ J_{hs}(t-\Delta t) = G_s \left[\left(\frac{2L_s}{\Delta t} - R_s \right) i_s(t-\Delta t) + u_t(t-\Delta t) - u_s(t-\Delta t) \right] \end{cases} \quad (3-36)$$

3.2.2 正常运行情况

MMC 正常运行时，可直接对图 3-10(b)进行求解。根据基尔霍夫定律，可以得出

$$\begin{cases} G_p[U_{up}(t) - u_t(t)] = i_p(t) - J_{hp}(t-\Delta t) \\ G_n[u_t(t) - U_{down}(t)] = i_n(t) - J_{hn}(t-\Delta t) \\ G_s[u_t(t) - u_s(t)] = i_s(t) - J_{hs}(t-\Delta t) \\ i_s(t) = i_p(t) - i_n(t) \end{cases} \quad (3-37)$$

联立式(3-35)(3-36)(3-37)，解得

$$u_t(t) = \frac{G_s u_s(t) + G_p U_{up}(t) + G_n U_{down}(t)}{G_s + G_p + G_n} + \frac{J_{hp}(t - \Delta t) - J_{hn}(t - \Delta t) - J_{hs}(t - \Delta t)}{G_s + G_p + G_n} \quad (3-38)$$

将式(3-38)代回(3-37)，即可求解得到该相的桥臂电流 $i_p(t)$ 、 $i_n(t)$ 和交流侧电流 $i_s(t)$ 。

3.2.3 交流侧三相对称接地情况

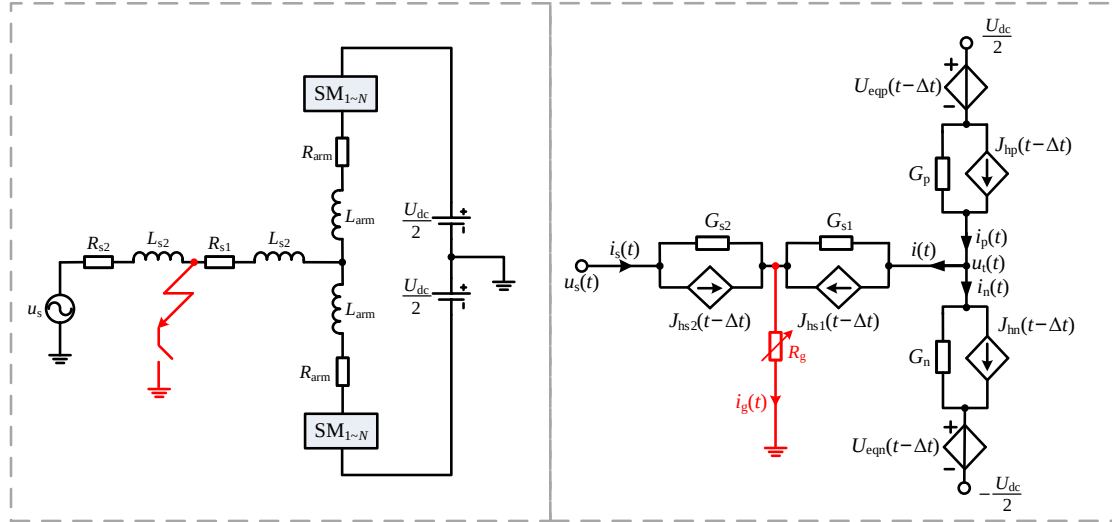
以图 3-10 所示系统交流侧三相对地为例，推导该情况下交流故障模型。设三相对地电阻对称，均为 R_g 。故障相当于 $R_g = 10^{-3} \Omega$ ；故障发生前以及排除后，相当于 $R_g = 1M\Omega$ 。短路点与桥臂中点之间的电阻为 R_{s1} ，电感为 L_{s1} ，则短路点与交流电源的电气距离为 $R_{s2} = R_s - R_{s1}$ ， $L_{s2} = L_s - L_{s1}$ 。取一相分析，图 3-10 变为如图 3-11(a)所示的三相对称接地电路图。其中该相短路点电压 V_g ，对地电流 i_g ，MMC 桥臂中点流向短路点的电流为 i ，交流电压源流向短路点的电流为 i_s 。

梯形法变换后的等效电路如图 3-11 (b)。交流侧诺顿等值电导和电流源变为

$$G_{s1} = \left(R_{s1} + \frac{2L_{s1}}{\Delta t} \right)^{-1}, \quad G_{s2} = \left(R_{s2} + \frac{2L_{s2}}{\Delta t} \right)^{-1} \quad (3-39)$$

$$\begin{cases} J_{hs1}(t - \Delta t) = G_{s1} \left[\left(\frac{2L_{s1}}{\Delta t} - R_{s1} \right) i(t - \Delta t) + u_t(t - \Delta t) - v_g(t - \Delta t) \right] \\ J_{hs2}(t - \Delta t) = G_{s2} \left[\left(\frac{2L_{s2}}{\Delta t} - R_{s2} \right) i_s(t - \Delta t) + u_s(t - \Delta t) - v_g(t - \Delta t) \right] \end{cases} \quad (3-40)$$

其他物理量定义与 3.2.2 小节相同，此处不再重复。



(a) MMC三相接地

(b) MMC故障仿真模型

图 3-11 MMC 的等值电路（故障）

对新的等值电路进行分析，可以得到

$$\begin{cases} G_p [U_{up}(t) - u_t(t)] = i_p(t) - J_{hp}(t - \Delta t) \\ G_n [u_t(t) - U_{down}(t)] = i_n(t) - J_{hn}(t - \Delta t) \\ G_{s1} [u_t(t) - v_g(t)] = i(t) - J_{hs1}(t - \Delta t) \\ G_{s2} [u_s(t) - v_g(t)] = i_s(t) - J_{hs2}(t - \Delta t) \\ v_g(t) = i_g(t) R_g \\ i(t) = i_p(t) - i_n(t) \\ i_s(t) = i_g(t) - i(t) \end{cases} \quad (3-41)$$

解得

$$u_t(t) = \frac{\lambda_1 \lambda_2 G_t u_s(t) + G_p U_{up}(t) + G_n U_{down}(t) + J_h(t - \Delta t)}{G_p + G_n + \lambda_1(\lambda_2 + \lambda_g)G_t} \quad (3-42)$$

利用 $u_t(t)$ 可以进一步得到

$$v_g(t) = \lambda_1 u_t(t) + \lambda_2 u_s(t) + \frac{1}{G_t} [J_{hs1}(t - \Delta t) + J_{hs2}(t - \Delta t)] \quad (3-43)$$

其中总电导 $G_t = G_g + G_{s1} + G_{s2}$ ，电导权重 $\lambda_1 = G_{s1} / G_t$ 、 $\lambda_2 = G_{s2} / G_t$ 、 $\lambda_g = G_g / G_t$ ；历史电流项为 $J_h(t - \Delta t) = J_{hp}(t - \Delta t) - J_{hn}(t - \Delta t) + \lambda_1 J_{hs2}(t - \Delta t) - (\lambda_2 + \lambda_g) J_{hs1}(t - \Delta t)$ 。故短路电流为 $i_g(t) = v_g(t) / R_g$ 。

3.2.4 交流侧单相接地情况

单相接地情况的仿真与三相接地的分析方法十分类似。对于故障相，采用图 3-11 的方法进行仿真；对于非故障相，仍使用正常运行情况的模型进行仿真。

3.3 基于高层次综合的实时仿真

基于 FPGA 的电磁暂态实时仿真系统开发，目前主要有两种方法。一种是传统的纯人工设计法，这种方法完全依靠程序员进行设计，开发周期长、效率低，可移植性差。另一种方法是基于高层次综合 (High Level Synthesis, HLS) 进行开发，这种方法可自动将高级语言（如 C 语言）转换成硬件描述语言，大大缩短了硬件开发周期，开发效率更高。本小节将介绍基于 HLS 的电磁暂态实时仿真系统的基本设计流程，如图 3-12 所示。

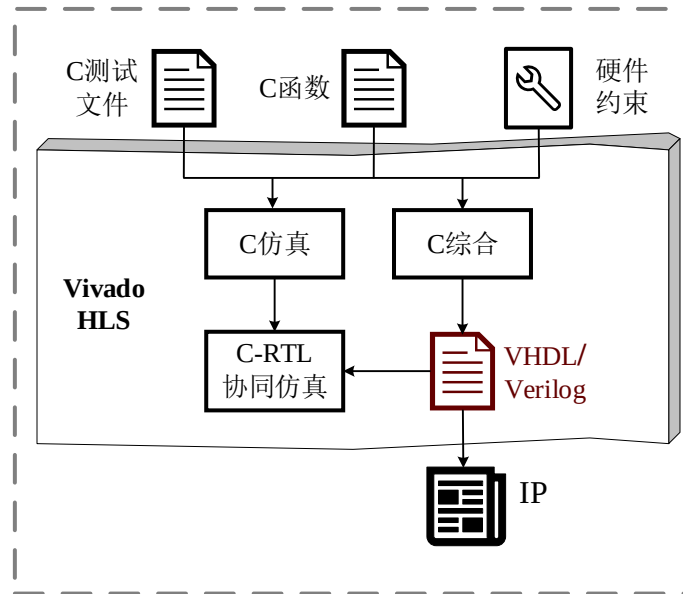


图 3-12 基于 HLS 的实时仿真设计流程

首先，需要对待研究的电力系统进行 C 语言仿真。C 语言中具体电磁暂态仿真算法即为 3.1 小节介绍的 EMPT 算法。在 HLS 设计的过程中，C 代码最终会被转换为硬件描述语言，当系统功能出现问题时，直接调试硬件描述语言是十分困难的。因此，必须要对 C 代码进行编译、运行和调试，确保 C 代码的运行结果符合电力系统实际的暂态行为。

C 代码调试通过后，即可开始高级综合，这是 HLS 最关键的步骤。HLS 编译器首先识别 C 代码顶层函数的参数，并将这些参数作为硬件结构（HLS 结果）的输入和输出，而一个 C 子函数就对应硬件结构中的一个子模块。例如，C 函数 `void func(double x1, double x2, double* y1, double* y2)` 就会被综合成以 `x1` 和 `x2` 为输入、`y1` 和 `y2` 为输出的硬件结构。需要注意的是，对 HLS 而言的 C 顶层函数，并不是 C 程序中的主函数 `main()`，而是主函数中调用到的下一层的子函数。

在 HLS 的过程中，开发者可以根据需要对 C 代码设置硬件约束（Directive），以提高代码的运算速度和硬件资源利用率。常用的硬件约束有宏流水（Pipeline）、数组分割（Array

Partition)、资源限定(Resource)等。Pipeline 约束使得硬件结构在现阶段执行尚未结束时, 下一阶段的运算已经开始, 一般用于 C 循环结构的优化。Array Partition 可以对高维数组按照指定的维度展开, 如二维 C 数组 `int Matrix[2][3]` 按照第一维度(行)展开, 可以得到两个数组 `Matrix_0[3]` 和 `Matrix_1[3]`。Resource 约束可指定硬件结构占用的存储空间, 例如可指定上述数组 `Matrix` 占用 1 端口 RAM。

高级综合完成后, 需要进行 C-RTL 协同仿真(Co-simulation)来验证 HLS 生成的代码的正确性。HLS 工具会自动将 C 代码测试文件(testbench)转换为硬件描述语言, 并与高级综合产生的代码共同仿真。

最后, HLS 工具将高级综合产生的 RTL 代码封装成 IP, 开发者就可以在电磁暂态实时仿真程序中进行调用。通过对各个 C 子函数对应的 IP 进行正确调用, 开发者最终完成基于 FPGA 的电磁暂态实时仿真程序。

3.4 MMC 实时仿真的程序设计

为了进一步阐述 HLS 实时仿真的设计, 本小节将以 MMC 为例, 实现 MMC 正常运行时工况的实时仿真。待仿真的 MMC 结构与图 3-10 相同, 其控制系统系统级采用直接电压控制, 阀组采用载波移相调制进行控制, 与 2.3.3 小节相同。MMC 的仿真算法即为 3.2 小节中所述方法。

3.4.1 程序总体设计

MMC 实时仿真程序流程图如图 3-13, 主要包括以下部分:

(1)交流电压源的仿真

该模块负责生成三相对称的正弦函数, 对应 MMC 中的交流电压源 u_s 。为了提高运算速度, 正弦波采用查表法生成, 输出为

$$u_{sa}(t) = \sqrt{2}U_s \sin(\omega_s t) \quad (3-44)$$

bc 两相依次滞后 120 度。

(2)直接电压控制

该模块对直接电压控制器进行描述, 输入为系统有功、无功功率, 输出为系统的调制度 M 和相移 $\Delta\varphi$ 。

(3)载波移相调制

载波移相调制模块的输入为 M 、 $\Delta\varphi$ 、子模块电容电压和桥臂电流, 通过平均值控制、附加平衡控制并与调制波基频分量叠加最终产生调制波, 与移相的三角载波进行比较, 输出每个子模块的开关信号。其中三角载波同样采用查表法实现, 调制波基频分量 a 相为

$$u_{ma}(t) = \frac{MU_{dc}}{2N} \sin(\omega_s t + \Delta\varphi) \quad (3-45)$$

bc 两相依次滞后 120 度。

(4)MMC 戴维南等效电路生成

该模块采用 3.2.1.3 小节的算法, 输出 MMC 六个桥臂上子模块组的戴维南等效电压源和电阻值。

(5)电路求解

该模块采用式(3-38)的电路求解公式, 求得桥臂中点电压, 进而求得桥臂电流和交流侧电流。

(6)电容电压更新

该模块根据子模块组的仿真模型, 利用式(3-31), 更新子模块电容的电压及其戴维南等效电压源值, 以便在下一时步进行电路求解。

(7)功率计算

该模块负责计算交流电压源发出的瞬时有功和无功功率, 输入为电压源电压 u_{sa} 、 u_{sb} 、 u_{sc} 以及交流电流 i_{sa} 、 i_{sb} 、 i_{sc} , 输出为有功功率 P 和无功功率 Q 。其中

$$\begin{cases} P = u_{sa}i_{sa} + u_{sb}i_{sb} + u_{sc}i_{sc} \\ Q = (u_{sb} - u_{sc})i_{sa} + (u_{sc} - u_{sa})i_{sb} + (u_{sa} - u_{sb})i_{sc} \end{cases} \quad (3-46)$$

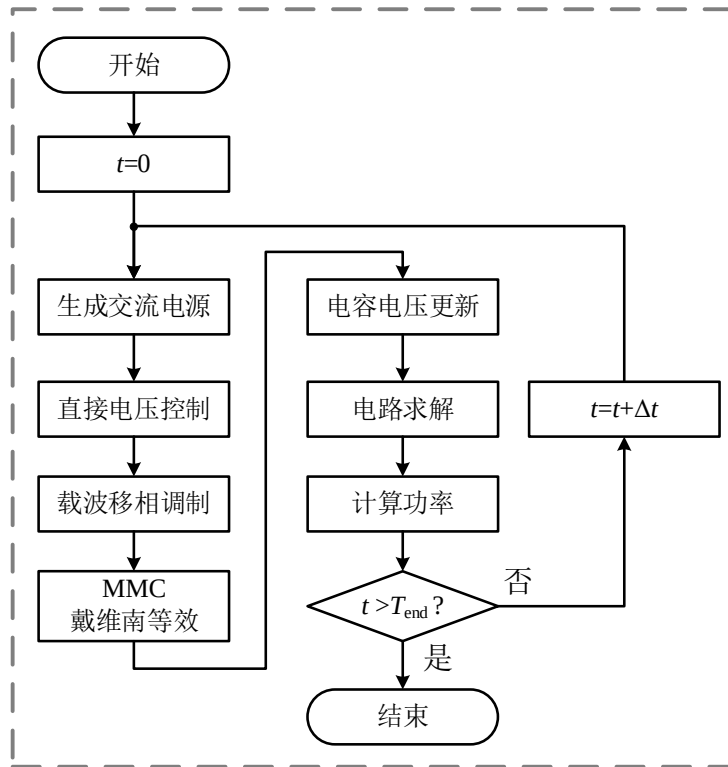


图 3-13 MMC 实时仿真程序流程图（C 语言）

3.4.2 高层次综合与硬件约束的设计

在实现 C 语言仿真程序，需要对程序运行结果的正确性进行验证，以证明本文所提仿真算法的有效性。在算法验证完成后，需要使用 Vivado HLS 工具进行高层次综合。在综合的过程中，为了提高计算性能，需要对高维数组、循环结构等设置硬件约束。本小节将以“三相载波移相调制”这一模块的高层次综合为例，对高层次综合与硬件约束进行阐述。

在 C 语言中，该模块的函数结构定义如下（其内部具体代码实现与参数解释从略）：

```

void phase_shift_HLS_3ph(
    /*----- input -----*/
    ap_uint<1> PI_enable, ap_uint<16> k,
    float mr, float shift,
    float vc_p[3][MOD_NUM], float vc_n[3][MOD_NUM],
    float i_p[3], float i_n[3],

    float saw_table[101],
    /*----- output -----*/
    ap_uint<1> gateP_p[3][MOD_NUM], ap_uint<1> gateN_p[3][MOD_NUM],
    ap_uint<1> gateP_n[3][MOD_NUM], ap_uint<1> gateN_n[3][MOD_NUM],
    float modulation_p[3], float modulation_n[3],
    float PI_0[3], float PI_1[3]
)
  
```

在该函数中，gateP_p[3][MOD_NUM]等二维数组，表示三相上（下）桥臂上（下）IGBT 的开关信号，数值为 0 或 1。但是，代码中并没有使用 C 语言自带的 int 类型，而是调用 Vivado HLS 专门面向 C 语言编程的库，使用库中定义的 ap_uint<1>数据类型，表示 1 位无符号整数。使用 Vivado HLS 的 C 语言库中的数据类型 ap_uint<1>，能够方便地指定数据类型与位数、节约数据位数，更重要的是，Vivado HLS 工具在编译和综合的过程中，会针对 HLS 库函数及数据类型进行专门的优化，有利于提高运算效率。

由于使这些二维数组的寻址更加简单，也考虑到该模块与其他模块的参数传递，本文给 gateP_p[3][MOD_NUM] 等数组设置了数组分割(Array Partition)约束，将其拆分为 gateP_p0[MOD_NUM]、gateP_p1[MOD_NUM]和 gateP_p2[MOD_NUM]三块内存。表 3-1 为

Vivado HLS 生成的关于该约束的 RTL 报告，可见二维数组被拆分为 3 块内存，每块内存都有各自的地址线、读使能端口、写使能端口等等。

表 3-1 二维数组 gateP_p 的 RTL 报告

RTL Ports	Dir	Bits	Protocol	Source Object	C Type
gateP_p_0_V_address0	out	4	ap_memory	gateP_p_0_V	array
gateP_p_0_V_ce0	out	1	ap_memory	gateP_p_0_V	array
gateP_p_0_V_we0	out	1	ap_memory	gateP_p_0_V	array
gateP_p_0_V_d0	out	1	ap_memory	gateP_p_0_V	array
gateP_p_1_V_address0	out	4	ap_memory	gateP_p_1_V	array
gateP_p_1_V_ce0	out	1	ap_memory	gateP_p_1_V	array
gateP_p_1_V_we0	out	1	ap_memory	gateP_p_1_V	array
gateP_p_1_V_d0	out	1	ap_memory	gateP_p_1_V	array
gateP_p_2_V_address0	out	4	ap_memory	gateP_p_2_V	array
gateP_p_2_V_ce0	out	1	ap_memory	gateP_p_2_V	array
gateP_p_2_V_we0	out	1	ap_memory	gateP_p_2_V	array
gateP_p_2_V_d0	out	1	ap_memory	gateP_p_2_V	array

而二位数值 vc_p[3][MOD_NUM]等，由于它们在这段程序中仅为输入，故不仅需要设置 Array Partition 约束进行拆分，还需要设置资源约束（Resource）来指定其占用的存储资源。由于这些数组是只读，不需要写使能信号和写端口，故应该设置为 ROM，如图 3-14。高级综合结果如表 3-2 所示，与预期一致。

```

● vc_p
% HLS RESOURCE variable=vc_p core=ROM_1P_BRAM
% HLS ARRAY_PARTITION variable=vc_p complete dim=1
● vc_n
% HLS RESOURCE variable=vc_n core=ROM_1P_BRAM
% HLS ARRAY_PARTITION variable=vc_n complete dim=1

```

图 3-14 数组拆分和资源约束

表 3-2 二维数组 vc_p 的 RTL 报告

RTL Ports	Dir	Bits	Protocol	Source Object	C Type
vc_p_0_address0	out	4	ap_memory	vc_p_0	array
vc_p_0_ce0	out	1	ap_memory	vc_p_0	array
vc_p_0_q0	in	32	ap_memory	vc_p_0	array
vc_p_1_address0	out	4	ap_memory	vc_p_1	array
vc_p_1_ce0	out	1	ap_memory	vc_p_1	array
vc_p_1_q0	in	32	ap_memory	vc_p_1	array
vc_p_2_address0	out	4	ap_memory	vc_p_2	array
vc_p_2_ce0	out	1	ap_memory	vc_p_2	array
vc_p_2_q0	in	32	ap_memory	vc_p_2	array

对每相分别进行调制时，需要使用循环结构，遍历 a、b、c 每相。对于该循环结构，本文设置了宏流水约束（Pipeline），并将预期的相邻两次计算间隔时间设置为 1。HLS 工具在该约束进行优化的过程中，会尽量使相邻两次计算间隔向 1 个时钟周期靠近。最终优化结果见表 3-3。由表可知，该循环中的程序执行一次需要 135 个时钟周期，优化目标为 1 个时钟周期后进行下一次循环，但实际上是每隔 30 个时钟周期进行下一次计算，优化程度依然很大。如果不进行宏流水优化，进行串行计算，整个大循环执行完需要 $3 \times 135 = 405$ 个时钟周期，但经过宏流水处理后，只需 194 个时钟周期即可完成，开销降低了 52.01%。

表 3-3 宏流水优化报告

Latency		Iteration Latency	Initiation Interval		Trip Count	Pipelined
min	max		achieved	target		
194	194	135	30	1	3	yes

3.4.3 状态机的设计

在 3.4.1 小节中实现的各模块，通过 HLS 工具进行综合，并添加合适的硬件约束，最终都转化为 Verilog 语言封装的 IP，这些过程已经在上一节进行了讨论。更为关键的是，在实时仿真主程序中，需要对各模块对应的 IP 进行实例化，并依据仿真步长和各模块执行的顺序进行调度，还要保证不同功能的执行不产生冲突，并通过合理调度减小运算总时间，才能实现正确而高效的实时仿真。本文利用有限状态机（Finite State Machine, FSM）的方法对各个功能进行调度，下面将重点阐述 FSM 的设计。

在 Vivado HLS 封装的 IP 中，预留了若干与时序有关的接口，其中常用的有：ap_clk、ap_start、ap_rst、ap_done 等。ap_clk 为输入端口，外部时钟信号 CLK 由此输入，为 IP 提供时钟。ap_start 为输入端口，当该引脚被拉到高电平时，IP 开始工作。ap_rst 为输入端口，表示复位。ap_done 为输出端口，默认为低电平输出，当 IP 功能执行完成后，输出高电平。根据外部时钟、复位信号和各个 IP 的接口，即可完成 FSM 设计，正确调度各个功能模块。

当外部复位信号 RST 拉低时，程序首先进入复位(RESET)状态。在此状态中，各个模块被复位，且 ap_start 端口被拉低，计数仿真步长 $\Delta t = 50\mu s$ 的计数器 cnt1 和计数仿真时步个数的累加器 cnt2 也被清零。

当 RST 变为高电平时，程序进入自增（INC）状态。在该状态中，cnt2 自增 1，表示进入下一个仿真时步。

计数器自增完毕后，程序进入直接电压控制状态（VOLT）。在该状态中，直接电压控制功能被执行。

直接电压控制执行完毕后，程序进入载波移相调制状态（PS）。该状态中，交流电源生成和载波移相调制这两个功能被并行执行，这相比于串行执行，能降低运算所需要的时钟周期数。由于载波移相调制功能是执行时间比交流电源功能长，故载波移相调制结束后，就认为该 PS 状态完成。

载波移相完成后，程序进入 MMC 戴维南等效生成状态（GEN）。该状态中，MMC 桥臂子模块组的戴维南等效电压源和电阻值被计算出来，以便进行下一步的电路求解。

电路求解状态（NET）中，桥臂中点电压、交流电流等物理量被计算。

电路求解完成后，程序进入电容电压更新状态(UPDT)。该状态中子模块电容电压以及其戴维南等效电路得到更新。

更新完毕后，程序进入功率计算状态（PQCAL）。该状态中系统有功和无功功率得到更新。更新完成后，程序进入等待状态（WAIT），直到 cnt2 计数满 Δt ，WAIT 状态才结束，并进入 INC 状态。由此，开始下一个计算循环。状态机的设计如图 3-15 所示，在该状态机的调度下，各个功能就按照图 3-13 所示的流程图进行正确执行，并且，交流电源生成和载波移相调制在同一状态中并行执行，有利于提高程序效率。

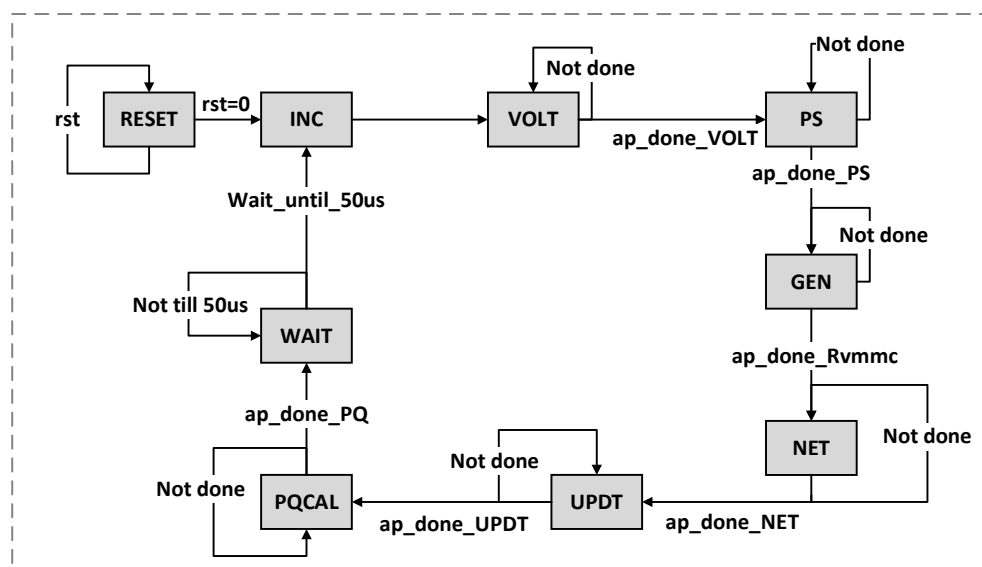


图 3-15 MMC 实时仿真的状态机设计(Verilog)

第四章 MMC 的小信号模型

小信号模型是系统稳定性分析的有力工具^[87]，因此建立 MMC 的小信号模型，是 MMC 电磁稳定性分析的重要手段。MMC 内部有诸多内部动态过程，它们与 MMC 电磁稳定性密切相关。然而，现有的很多 MMC 小信号（状态空间）模型，直接略去了桥臂间二倍频环流、SM 电容电压波动以及环流抑制器等 MMC 重要动态过程^[85]，直接建立简化的 MMC 数学模型，这给系统的电磁暂态描述和稳定性分析带来了一定误差。本章参考上述简化 MMC 小信号模型，并考虑了环流等动态过程，建立了 MMC 详细小信号模型^[83]。

4.1 小信号模型概述

电力系统的数学模型常用非线性的常微分方程进行描述，直接对这些非线性方程进行分析是十分困难的。但是，当电力系统在稳态运行点附近受到较小干扰时，根据李雅普诺夫理论，此时系统的电气量变化接近于在该点线性化后电气量的变化。因此，对 MMC，可在稳定工作点处进行小干扰线性化，建立小信号模型。设 MMC 的状态量为 $\mathbf{x}$ ，输入量为 $\mathbf{u}$ ，输出量为 $\mathbf{y}$ ，则可利用状态空间建立 MMC 小信号模型：

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\mathbf{x}} \\ \Delta \mathbf{y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{C} & \mathbf{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{x} \\ \Delta \mathbf{u} \end{bmatrix} \quad (4-1)$$

其中 $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}, \mathbf{D}$ 为雅可比矩阵：

$$\mathbf{A} = \frac{\partial \dot{\mathbf{x}}}{\partial \mathbf{x}}, \mathbf{B} = \frac{\partial \dot{\mathbf{x}}}{\partial \mathbf{u}}, \mathbf{C} = \frac{\partial \mathbf{y}}{\partial \mathbf{x}}, \mathbf{D} = \frac{\partial \mathbf{y}}{\partial \mathbf{u}} \quad (4-2)$$

从式(4-1)可知，矩阵 $\mathbf{A}$ 为 MMC 的特征矩阵，其特征值反映了 MMC 的电磁稳定性。

4.2 MMC 小信号模型的建立

MMC 主电路和控制系统的模型在 2.2 和 2.3 两个小节中已经建立，本节将在上述模型的基础上，考虑电容电压波动的 1~3 次谐波和桥臂输出电压的 1~2 次谐波，以一种 MMC 的实现为例，推导 MMC 在 dq 坐标系下的小信号模型。下桥臂电流的直流分量、二次谐波分量与上桥臂相等，其基频和三次谐波分量（仅指电容电压）和上桥臂互为相反数；电容电压和桥臂输出电压的各次谐波分量情况与下桥臂电流类似^{[85][86]}，故本节分析如无特别说明，仅涉及上桥臂的相关量；如是 abc 坐标系下的方程式，则仅表示 a 相。

4.2.1 MMC 主电路建模

MMC 上下桥臂的开关函数为

$$\begin{cases} S_p = \frac{U_{dc}^*}{2U_m} - \frac{U_{ref}}{U_m} \sin(\omega t + \alpha_1) + \frac{U_{cir}}{U_m} \sin(2\omega t + \alpha_2) \\ S_n = \frac{U_{dc}^*}{2U_m} + \frac{U_{ref}}{U_m} \sin(\omega t + \alpha_2) + \frac{U_{cir}}{U_m} \sin(2\omega t + \alpha_2) \end{cases} \quad (4-3)$$

其中 U_{dc}^* 是直流电压参考值； U_m 为常数，略大于 U_{dc}^* ； $U_{ref} \sin(\omega t + \alpha_1)$ 表示控制器输出的基频参考电压， $U_{cir} \sin(2\omega t + \alpha_2)$ 表示控制器输出的二倍频参考电压， ω 为 PLL 角速度。

MMC 上下桥臂的电流为

$$\begin{cases} i_p = -\frac{I_{dc}}{3} + \frac{1}{2} I_s \sin(\omega t + \beta_1) + I_{cir} \sin(2\omega t + \beta_2) \\ i_n = -\frac{I_{dc}}{3} - \frac{1}{2} I_s \sin(\omega t + \beta_1) + I_{cir} \sin(2\omega t + \beta_2) \end{cases} \quad (4-4)$$

其中 I_{dc} 为直流电流， $I_s \sin(\omega t + \beta_1)$ 为交流侧电流， $I_{cir} \sin(2\omega t + \beta_2)$ 为内部环流。

根据式(2-11)，桥臂电容总电压 V_{cap} 、桥臂输出电压 u_p 满足

$$C_{\text{arm}} \frac{dV_{\text{cap}}}{dt} = S_p i_p, \quad u_p = S_p V_{\text{cap}} \quad (4-5)$$

考虑 V_{cap} 的 1~3 次谐波分量，即

$$V_{\text{cap}} = V_{\text{cap_dc}} + \sum_{k=1}^3 V_{\text{cap_ack}} \sin(k\omega t + \theta_k) \quad (4-6)$$

4.2.1.1 桥臂电容总电压

将式(4-3)(4-4)代入(4-5)，利用积化和差公式化简，可以得到

$$C_{\text{arm}} \frac{dV_{\text{cap}}}{dt} = S_p i_p = A_{\text{dc}} + A_1 + A_2 + A_3 + A_4 \quad (4-7)$$

其中各次谐波分量表达式为（忽略四次分量 A_4 ）

$$\left\{ \begin{aligned} A_{\text{dc}} &= \frac{U_{\text{cir}} I_{\text{cir}}}{2U_m} \cos(\alpha_2 - \beta_2) - \frac{U_{\text{ref}} I_s}{4U_m} \cos(\alpha_1 - \beta_1) - \frac{U_{\text{dc}}^* I_{\text{dc}}}{6U_m} \\ A_1 &= \frac{U_{\text{dc}}^* I_s}{4U_m} \sin(\omega t + \beta_1) + \frac{U_{\text{ref}} I_{\text{dc}}}{6U_m} \sin(\omega t + \alpha_1) \\ &\quad + \frac{U_{\text{cir}} I_s}{4U_m} \cos(\omega t + \alpha_2 - \beta_1) - \frac{U_{\text{ref}} I_{\text{cir}}}{2U_m} \cos(\omega t + \beta_2 - \alpha) \\ A_2 &= -\frac{U_{\text{cir}} I_{\text{dc}}}{3U_m} \sin(2\omega t + \alpha_2) + \frac{U_{\text{ref}} I_s}{4U_m} \cos(2\omega t + \alpha_1 + \beta_1) + \frac{U_{\text{dc}}^* I_{\text{cir}}}{2U_m} \sin(2\omega t + \beta_2) \\ A_3 &= \frac{U_{\text{ref}} I_{\text{cir}}}{2U_m} \cos(3\omega t + \alpha_1 + \beta_2) - \frac{U_{\text{cir}} I_s}{4U_m} \cos(3\omega t + \alpha_2 + \beta_1) \\ A_4 &= -\frac{U_{\text{cir}} I_{\text{cir}}}{2U_m} \cos(4\omega t + \alpha_2 + \beta_2) \end{aligned} \right. \quad (4-8)$$

(1) 直流分量

电容总电压的直流分量 $V_{\text{cap_dc}}$ 满足微分方程

$$\frac{dV_{\text{cap_dc}}}{dt} = \frac{1}{T} A_{\text{dc}} = \frac{U_{\text{cir}} I_{\text{cir}}}{2TU_m} \cos(\alpha_2 - \beta_2) - \frac{U_{\text{ref}} I_s}{4TU_m} \cos(\alpha_1 - \beta_1) - \frac{U_{\text{dc}}^* I_{\text{dc}}}{6TU_m} \quad (4-9)$$

以 dq 分量表示，可得

$$\frac{dV_{\text{cap_dc}}}{dt} = \frac{U_{\text{cird}} I_{\text{cird}} + U_{\text{cirq}} I_{\text{cirq}}}{2TU_m} - \frac{U_{\text{refd}} I_{\text{sd}} + U_{\text{refq}} I_{\text{sq}}}{4TU_m} - \frac{U_{\text{dc}}^* I_{\text{dc}}}{6TU_m} \quad (4-10)$$

(2) 基频分量

电容总电压的基频分量 $V_{\text{cap_ac1}}$ 满足微分方程

$$\begin{aligned} \frac{dV_{\text{cap_ac1}}}{dt} &= \frac{A_1}{T} = \frac{U_{\text{dc}}^* I_s}{4TU_m} \sin(\omega t + \beta_1) + \frac{U_{\text{ref}} I_{\text{dc}}}{6TU_m} \sin(\omega t + \alpha_1) \\ &\quad + \frac{U_{\text{cir}} I_s}{4TU_m} \cos(\omega t + \alpha_2 - \beta_1) - \frac{U_{\text{ref}} I_{\text{cir}}}{2TU_m} \cos(\omega t + \beta_2 - \alpha_1) \end{aligned} \quad (4-11)$$

对上式的三相进行式(2-17)的基频 Park 变换，可得

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{dV_{\text{cap_1d}}}{dt} - \omega V_{\text{cap_1q}} &= \frac{U_{\text{dc}}^* I_s}{4TU_m} \sin \beta_1 + \frac{I_{\text{dc}} U_{\text{ref}}}{6TU_m} \sin \alpha_1 \\ &\quad + \frac{U_{\text{cir}} I_s}{4TU_m} \cos(\alpha_2 - \beta_1) - \frac{U_{\text{ref}} I_{\text{cir}}}{2TU_m} \cos(\beta_2 - \alpha_1) \\ \frac{dV_{\text{cap_1q}}}{dt} + \omega V_{\text{cap_1d}} &= -\frac{U_{\text{dc}}^* I_{\text{sq}}}{4TU_m} \cos \beta_1 - \frac{I_{\text{dc}} U_{\text{refq}}}{6TU_m} \cos \beta_1 \\ &\quad + \frac{U_{\text{cir}} I_s}{4TU_m} \sin(\alpha_2 - \beta_1) - \frac{U_{\text{ref}} I_{\text{cir}}}{2TU_m} \sin(\beta_2 - \alpha_1) \end{aligned} \right. \quad (4-12)$$

化简有

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{dV_{\text{cap_1d}}}{dt} &= \frac{U_{\text{dc}}^* I_{\text{sd}}}{4TU_m} + \frac{I_{\text{dc}} U_{\text{refd}}}{6TU_m} + \frac{U_{\text{cird}} I_{\text{sd}} + U_{\text{cirq}} I_{\text{sq}}}{4TU_m} - \frac{U_{\text{refd}} I_{\text{cird}} + U_{\text{refq}} I_{\text{cirq}}}{2TU_m} + \omega V_{\text{cap_1q}} \\ \frac{dV_{\text{cap_1q}}}{dt} &= \frac{U_{\text{dc}}^* I_{\text{sq}}}{4TU_m} + \frac{I_{\text{dc}} U_{\text{refq}}}{6TU_m} + \frac{U_{\text{cirq}} I_{\text{sd}} - U_{\text{cird}} I_{\text{sq}}}{4TU_m} + \frac{U_{\text{refq}} I_{\text{cird}} - U_{\text{refd}} I_{\text{cirq}}}{2TU_m} - \omega V_{\text{cap_1d}} \end{aligned} \right. \quad (4-13)$$

(3) 二倍频分量

电容总电压的二倍频分量 $V_{\text{cap_ac2}}$ 满足微分方程

$$\frac{dV_{\text{cap_ac2}}}{dt} = \frac{A_2}{T} = \frac{U_{\text{ref}} I_s}{4TU_m} \cos(2\omega t + \alpha_1 + \beta_1) + \frac{U_{\text{dc}}^* I_{\text{cir}}}{2TU_m} \sin(2\omega t + \beta_2) - \frac{U_{\text{cir}} I_{\text{dc}}}{3TU_m} \sin(2\omega t + \alpha_2) \quad (4-14)$$

对式(4-14)的三相进行式(2-18)所示的二倍频 Park 变换, 可得

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{dV_{\text{cap_2d}}}{dt} - 2\omega V_{\text{cap_2q}} &= \frac{U_{\text{dc}}^* I_{\text{cir}}}{2TU_m} \sin \beta_2 + \frac{U_{\text{ref}} I_s}{4TU_m} \cos(\alpha_1 + \beta_1) - \frac{U_{\text{cir}} I_{\text{dc}}}{3U_m} \sin \alpha_2 \\ \frac{dV_{\text{cap_2q}}}{dt} + 2\omega V_{\text{cap_2d}} &= -\frac{U_{\text{dc}}^* I_{\text{cir}}}{2TU_m} \cos \beta_2 + \frac{U_{\text{ref}} I_s}{4TU_m} \sin(\alpha_1 + \beta_1) + \frac{U_{\text{cir}} I_{\text{dc}}}{3U_m} \cos \alpha_2 \end{aligned} \right. \quad (4-15)$$

化简得到

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{dV_{\text{cap_2d}}}{dt} &= \frac{U_{\text{dc}}^* I_{\text{cird}}}{2TU_m} + \frac{U_{\text{refq}} I_{\text{sq}} - U_{\text{refd}} I_{\text{sd}}}{4TU_m} - \frac{U_{\text{cird}} I_{\text{dc}}}{3U_m} + 2\omega V_{\text{cap_2q}} \\ \frac{dV_{\text{cap_2q}}}{dt} &= \frac{U_{\text{dc}}^* I_{\text{cirq}}}{2TU_m} - \frac{U_{\text{refd}} I_{\text{sq}} + U_{\text{refq}} I_{\text{sd}}}{4TU_m} - \frac{U_{\text{cirq}} I_{\text{dc}}}{3U_m} - 2\omega V_{\text{cap_2d}} \end{aligned} \right. \quad (4-16)$$

(4) 三倍频分量

电容总电压的二倍频分量 $V_{\text{cap_ac3}}$ 满足微分方程

$$\frac{dV_{\text{cap_ac3}}}{dt} = \frac{A_3}{T} = \frac{U_{\text{ref}} I_{\text{cir}}}{2TU_m} \cos(3\omega t + \alpha_1 + \beta_2) - \frac{U_{\text{cir}} I_s}{4TU_m} \cos(3\omega t + \alpha_2 + \beta_1) \quad (4-17)$$

另外,

$$V_{\text{cap_ac3}} = V_{3x} \sin 3\omega t + V_{3y} \cos 3\omega t \quad (4-18)$$

(4-17)(4-18)两式分别求导, 并使 $\sin 3\omega t$ 和 $\cos 3\omega t$ 对应系数相等, 得到:

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{dV_{3x}}{dt} &= 3\omega V_{3y} + \frac{U_{\text{cird}} I_{\text{sq}} + U_{\text{cirq}} I_{\text{sd}}}{4TU_m} - \frac{U_{\text{refd}} I_{\text{cirq}} + U_{\text{refq}} I_{\text{cird}}}{2TU_m} \\ \frac{dV_{3y}}{dt} &= -3\omega V_{3x} + \frac{U_{\text{cird}} I_{\text{sd}} - U_{\text{cirq}} I_{\text{sq}}}{4TU_m} - \frac{U_{\text{refd}} I_{\text{cird}} - U_{\text{refq}} I_{\text{cirq}}}{2TU_m} \end{aligned} \right. \quad (4-19)$$

4.2.1.2 交流侧电流

将式(4-6)代入(4-5)，可提取 u_p 的基频分量 u_{p1} 为

$$u_{p1} = -\frac{V_{\text{cap_dc}} U_{\text{ref}}}{U_m} \sin(\omega t + \alpha_1) + \frac{U_{\text{dc}}^* V_{\text{cap_ac1}}}{2U_m} \sin(\omega t + \theta_1) + \frac{U_{\text{cir}} V_{\text{cap_ac1}}}{2U_m} \cos(\omega t + \alpha_2 - \theta_1) \\ - \frac{U_{\text{ref}} V_{\text{cap_ac2}}}{2U_m} \cos(\omega t + \theta_2 - \alpha_1) + \frac{V_{3x} U_{\text{cir}}}{2U_m} \cos(\omega t - \alpha_2) - \frac{V_{3y} U_{\text{cir}}}{2U_m} \sin(\omega t - \alpha_2) \quad (4-20)$$

经过基频 Park 变换，有

$$u_{p1_d} = -\frac{V_{\text{cap_dc}} U_{\text{refd}}}{U_m} + \frac{U_{\text{dc}}^* V_{\text{cap_1d}}}{2U_m} + \frac{U_{\text{cirq}} V_{\text{cap_1q}} + U_{\text{cird}} V_{\text{cap_1d}}}{2U_m} \\ - \frac{U_{\text{refq}} V_{\text{cap_2q}} + U_{\text{refd}} V_{\text{cap_2d}}}{2U_m} + \frac{V_{3x} U_{\text{cirq}}}{2U_m} + \frac{V_{3y} U_{\text{cird}}}{2U_m} \quad (4-21)$$

$$u_{p1_q} = -\frac{V_{\text{cap_dc}} U_{\text{refq}}}{U_m} + \frac{U_{\text{dc}}^* V_{\text{cap_1q}}}{2U_m} - \frac{U_{\text{cird}} V_{\text{cap_1q}} - U_{\text{cirq}} V_{\text{cap_1d}}}{2U_m} \\ + \frac{U_{\text{refq}} V_{\text{cap_2d}} - U_{\text{refd}} V_{\text{cap_2q}}}{2U_m} + \frac{V_{3x} U_{\text{cird}}}{2U_m} - \frac{V_{3y} U_{\text{cirq}}}{2U_m} \quad (4-22)$$

由式(2-15)得

$$-u_s = u_{p1} + L_{\text{eq}} \frac{di_s}{dt} + R_{\text{eq}} i_s \quad (4-23)$$

于是交流电流的 dq 分量满足

$$\frac{dI_{\text{sd}}}{dt} = -\frac{R}{L} I_{\text{sd}} + \omega I_{\text{sq}} - \frac{1}{L} U_{\text{sd}} - \frac{1}{L} v_{p1_d} \quad (4-24)$$

$$\frac{dI_{\text{sq}}}{dt} = -\frac{R}{L} I_{\text{sq}} - \omega I_{\text{sd}} - \frac{1}{L} U_{\text{sq}} - \frac{1}{L} v_{p1_q} \quad (4-25)$$

4.2.1.3 桥臂环流

类似式(4-21)，桥臂电压的二倍频分量为

$$v_{p2} = \frac{V_{\text{cap_dc}} U_{\text{cir}}}{U_m} \sin(2\omega t + \alpha_2) + \frac{V_{\text{cap_ac1}} U_{\text{ref}}}{2U_m} \cos(2\omega t + \theta_1 + \alpha_1) \\ + \frac{U_{\text{dc}}^* V_{\text{cap_ac2}}}{2U_m} \sin(2\omega t + \theta_2) - \frac{V_{3x} U_{\text{ref}}}{2U_m} \cos(2\omega t - \alpha_1) + \frac{V_{3y} U_{\text{ref}}}{2U_m} \sin(2\omega t - \alpha_1) \quad (4-26)$$

经过二倍频 Park 变换，

$$v_{p2_d} = \frac{V_{\text{cap_dc}} U_{\text{cird}}}{U_m} + \frac{U_{\text{dc}}^* V_{\text{cap_2d}}}{2U_m} + \frac{U_{\text{refq}} V_{\text{cap_1q}} - U_{\text{refd}} V_{\text{cap_1d}}}{2U_m} - \frac{V_{3x} U_{\text{refq}}}{2U_m} - \frac{V_{3y} U_{\text{refd}}}{2U_m} \quad (4-27)$$

$$v_{p2_q} = \frac{V_{\text{cap_dc}} U_{\text{cirq}}}{U_m} + \frac{U_{\text{dc}}^* V_{\text{cap_2q}}}{2U_m} - \frac{U_{\text{refd}} V_{\text{cap_1q}} + U_{\text{refq}} V_{\text{cap_1d}}}{2U_m} - \frac{V_{3x} U_{\text{refd}}}{2U_m} + \frac{V_{3y} U_{\text{refq}}}{2U_m} \quad (4-28)$$

式(2-16)提取二倍频分量有

$$2v_{p2} + 2L_{\text{arm}} \frac{di_{\text{cir}}}{dt} + 2R_{\text{arm}} i_{\text{cir}} = 0 \quad (4-29)$$

上式经过二倍频 Park 变换得到环流的 dq 分量

$$\frac{dI_{\text{cird}}}{dt} = -\frac{R_{\text{arm}}}{L_{\text{arm}}} I_{\text{cird}} + 2\omega I_{\text{cirq}} - \frac{1}{L_{\text{arm}}} v_{p2_d} \quad (4-30)$$

$$\frac{dI_{\text{cirq}}}{dt} = -\frac{R_{\text{arm}}}{L_{\text{arm}}} I_{\text{cirq}} - 2\omega I_{\text{cird}} - \frac{1}{L_{\text{arm}}} v_{p2_q} \quad (4-31)$$

4.2.1.4 直流电压

提取 u_p 的直流分量可得

$$\begin{aligned}
u_{p_dc} &= \frac{U_{dc}^* V_{cap_dc}}{2U_m} - \frac{V_{cap_1} U_{ref}}{2U_m} \cos(\theta_1 - \alpha_1) + \frac{V_{cap_2} U_{cir}}{2U_m} \cos(\theta_2 - \alpha_2) \\
&= \frac{U_{dc}^* V_{cap_dc}}{2U_m} - \frac{V_{cap_1d} U_{refd} + V_{cap_1q} U_{refq}}{2U_m} + \frac{V_{cap_2d} U_{cird} + V_{cap_2q} U_{cirq}}{2U_m}
\end{aligned} \quad (4-32)$$

式(2-16)提取直流分量有

$$2u_{p_dc} - \frac{2}{3} R_{arm} I_{dc} - \frac{2}{3} L_{arm} \frac{dI_{dc}}{dt} = U_{dc} \quad (4-33)$$

当直流侧开路运行， $I_{dc} = 0$ ，则上式最终变为

$$U_{dc} = \frac{U_{dc}^* V_{cap_dc}}{U_m} - \frac{V_{cap_1d} U_{refd} + V_{cap_1q} U_{refq}}{U_m} + \frac{V_{cap_2d} U_{cird} + V_{cap_2q} U_{cirq}}{U_m} \quad (4-34)$$

4.2.2 MMC 控制系统建模

4.2.2.1 电流矢量控制器

电流矢量控制器的方块图如所示

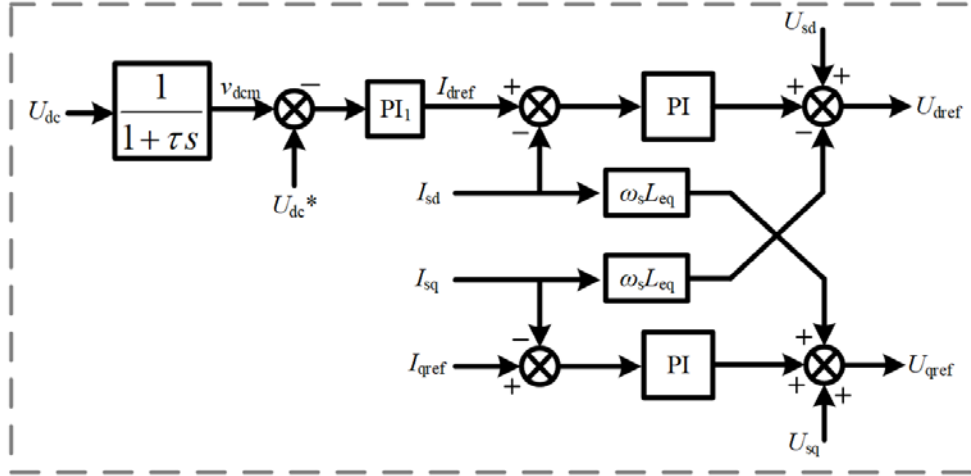


图 4-1 电流矢量控制器

惯性测量环节为直流电压测量时，经过的环节 $\frac{1}{1+\tau s}$ 。设直流电压测量值为 v_{dcm} ，于是

$$\frac{dv_{dcm}}{dt} = \frac{U_{dc} - v_{dcm}}{\tau} \quad (4-35)$$

对直流电压外环，设积分量 $x_1 = \int (v_{dcm} - U_{dc}^*) dt$ ，则直流电压外环的模型为

$$\frac{dx_1}{dt} = v_{dcm} - U_{dc}^* \quad (4-36)$$

对电流内环，设 $x_2 = \int (I_{dref} - I_{sd}) dt$ 、 $x_3 = \int (I_{qref} - I_{sq}) dt$ ，于是

$$\frac{dx_2}{dt} = I_{dref} - I_{sd} \quad (4-37)$$

$$\frac{dx_3}{dt} = I_{qref} - I_{sq} \quad (4-38)$$

$$U_{refd} = U_{sd} - \omega_0 L I_{sq} + k_{p2} (I_{dref} - I_{sd}) + k_{i2} x_2 \quad (4-39)$$

$$U_{refq} = U_{sq} + \omega_0 L I_{sd} + k_{p3} (I_{qref} - I_{sq}) + k_{i3} x_3 \quad (4-40)$$

4.2.2.2 锁相环

锁相环的方块图如图 4-2 所示

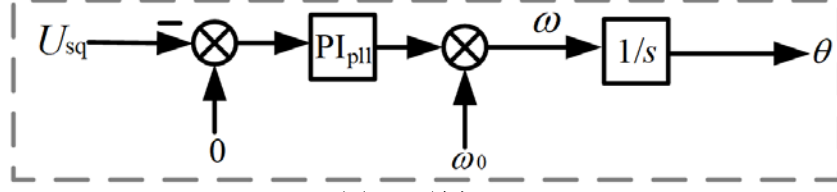


图 4-2 锁相环

设 $x_4 = \int U_{sq} dt$ ，于是 PLL 的输出为

$$\begin{cases} \frac{dx_4}{dt} = U_{sq} \\ \omega = \omega_0 - k_p U_{sq} - k_i x_4 \end{cases} \quad (4-41)$$

4.2.2.3 环流抑制器

环流抑制器的方块图如图所示

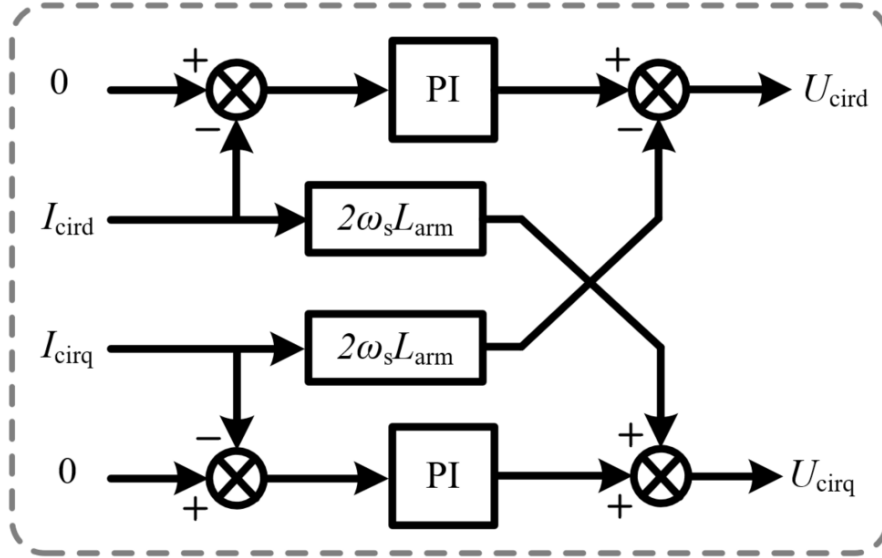


图 4-3 环流抑制

设 $x_5 = \int I_{cird} dt$ 、 $x_6 = \int I_{cirq} dt$ ，于是有

$$\begin{cases} \frac{dx_5}{dt} = I_{cird}, U_{cird} = k_{pcir} I_{cird} + k_{icir} x_5 - 2\omega_s I_{cirq} \\ \frac{dx_6}{dt} = I_{cirq}, U_{cirq} = k_{pcir} I_{cirq} + k_{icir} x_6 + 2\omega_s I_{cird} \end{cases} \quad (4-42)$$

4.2.3 MMC 的小信号模型

根据以上对 MMC 主电路以及控制系统的分析，系统的状态变量为 $\Delta \mathbf{x} = [\Delta \mathbf{V}_{cap} \Delta \mathbf{I} \Delta \mathbf{x}_c]^T$ ，其中电容电压向量为 $\mathbf{V}_{cap} = [V_{cap_dc} V_{cap_1d} V_{cap_1q} V_{cap_2d} V_{cap_2q} V_{3x} V_{3y}]$ ，电流向量为 $\mathbf{I} = [I_{sd} I_{sq} I_{cird} I_{cirq}]$ ，控制系统向量为 $\mathbf{x}_c = [v_{dcm} x_1 x_2 x_3 x_4 x_5 x_6]$ 。系统的输入量为 $\mathbf{u} = [U_{sd} U_{sq} U_{dc}^* I_{qref}]^T$ ，输出量为 $\mathbf{y} = [U_{dc} \omega]^T$ 。于是，MMC 的小信号模型为

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\mathbf{x}} \\ \Delta \mathbf{y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{C} & \mathbf{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{x} \\ \Delta \mathbf{u} \end{bmatrix} \quad (4-43)$$

其中 $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}, \mathbf{D}$ 为雅可比矩阵，均可由 4.2.1 和 4.2.2 两小节的方程中导出：

$$\mathbf{A} = \frac{\partial \dot{\mathbf{x}}}{\partial \mathbf{x}}, \mathbf{B} = \frac{\partial \dot{\mathbf{x}}}{\partial \mathbf{u}}, \mathbf{C} = \frac{\partial \mathbf{y}}{\partial \mathbf{x}}, \mathbf{D} = \frac{\partial \mathbf{y}}{\partial \mathbf{u}} \quad (4-44)$$

第五章 仿真实例与分析

本章主要针对第三章和第四章提出的 MMC 电磁暂态仿真模型和 MMC 小信号模型进行运行、分析和验证。为了验证 MMC 电磁暂态仿真模型的正确性，本章将模型进行 C 语言实现，并将结果与 2.4 小节中相应的 PSCAD 仿真结果进行对比。对比的工况包括正常运行、交流侧三相接地和交流侧单相接地三种情况。对比结果表明，C 程序测试结果与 PSCAD 高度一致，这验证了 MMC 仿真模型的正确性。之后，在 C 程序基础上使用 Verilog 语言对 MMC 正常运行情况进行 FPGA 实时仿真，结果也与 PSCAD 结果高度一致，并在四模块 MMC 实时仿真程序的基础上对十模块 MMC 进行了仿真，以比较模块数对 MMC 输出电压 THD 的影响。MMC 小信号模型是 MATLAB 符号运算工具箱实现，其与 PSCAD 仿真结果具有很好的一致性，由此验证了小信号模型的正确性。最后，在小信号模型的基础上，分析了系统特征值与稳定性的关系。

5.1 电磁暂态数值仿真的实例与分析

为了测试 3.2 小节提出的 MMC 电磁暂态仿真模型，将其用 C 语言实现，并将 C 语言离线仿真结果与 PSCAD 进行对比。对比内容包括正常运行、三相对称接地和 a 相单相接地三个工况下 4 子模块 MMC 的输出电压、并网电流、故障点电压电流、系统有功无功功率等。之后，在 C 语言仿真程序的基础上，使用 Vivado HLS 工具进行高层次综合，并利用 3.4 小节提出的程序流程图和状态机进行 Verilog 语言实现，并针对 4 模块 MMC 正常运行情况的 MMC 输出电压和功率，与 PSCAD 进行对比。上述对比显示，C 语言软件仿真和 FPGA 实时仿真结果均与 PSCAD 高度一致。最后，利用 FPGA 实时仿真对比 4 模块 MMC 和 10 模块 MMC 正常运行时的输出电压，观察子模块数 N 对 MMC 输出波形质量的影响。

5.1.1 MMC 电磁暂态仿真模型验证

本小节将 3.2 小节提出的 MMC 电磁暂态仿真模型进行 C 语言实现，并将 C 语言仿真程序结果与 4 模块 MMC 的 PSCAD 仿真模型进行对比。对比的工作状况为：正常运行、交流侧三相对称接地和 a 相单相接地。

MMC 的相关参数见表 5-1。

表 5-1 MMC 系统参数表

参数	数值
仿真步长 Δt	50 μ s
子模块个数 N	4
额定容量 S_B	3.5MVA
交流侧电阻 R_s	3m Ω
交流源线电压 U_s	3.6kV(rms)
系统频率 f_s	60Hz
子模块电容 C	4000 μ F
桥臂电感 L_{arm}	2.4mH
交流侧电感 L_s	2mH
直流电压 U_{dc}	7.2kV
故障接地电阻 R_g (正常时)	1M Ω
故障接地电阻 R_g (故障时)	0.01 Ω
故障点距交流源的电阻 R_{s1}	1.5m Ω
故障点距交流源的电感 L_{s1}	1mH

5.1.1.1 正常运行情况

(1) 输出电压

由于正常情况下，MMC 三相对称运行，故仅对 a 相输出电压进行对比。图 5-1 为 0~0.2s 时间内，MMC 交流输出电压（桥臂中点电压）的波形图。从图中可以看出，在 0~0.06s 时间段内，C 语言仿真结果与 PSCAD 结果有少许偏差，但在 0.06s 以后，系统达到稳态，C 语言与 PSCAD 的输出波形高度一致，基本重合。稳态时 PSCAD 和 C 语言仿真的波形图分别由图 5-2 和图 5-3 所示。两图中可以清晰看出输出电压阶梯，且幅值与相位是一致的。这初步验证了本文所提出的 MMC 电磁暂态仿真模型的正确性。

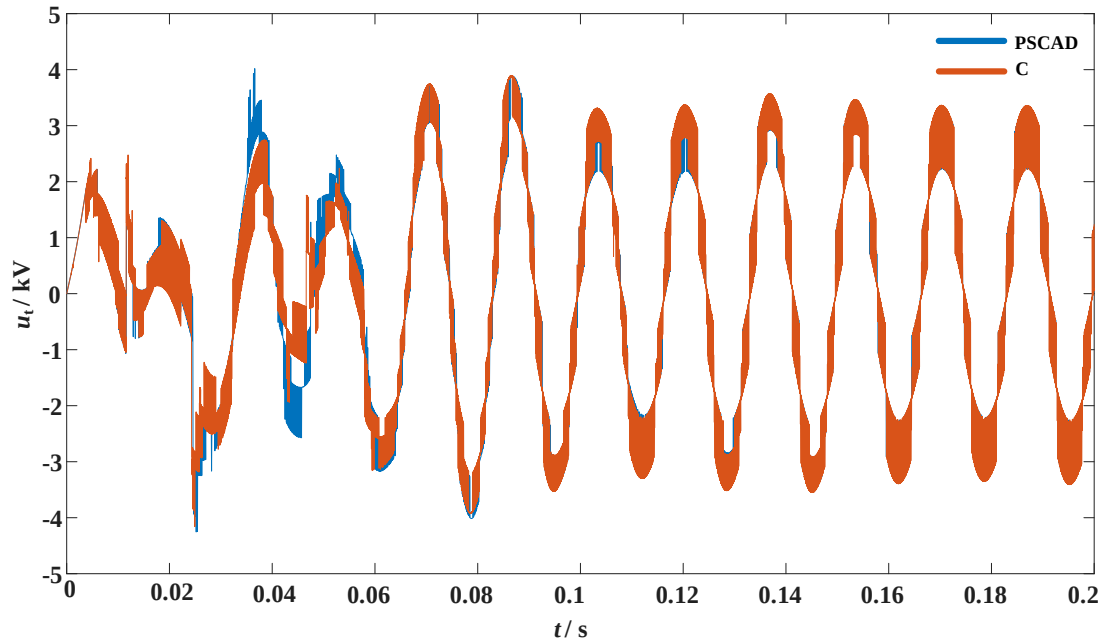


图 5-1 MMC 交流侧输出电压（a 相）

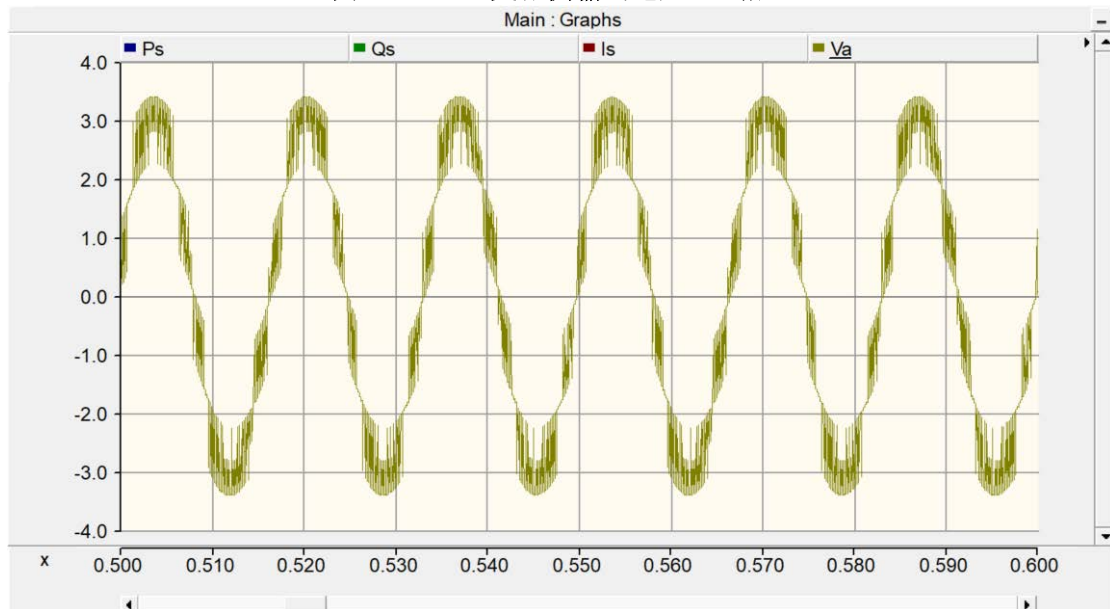


图 5-2 MMC 交流侧输出电压（PSCAD）

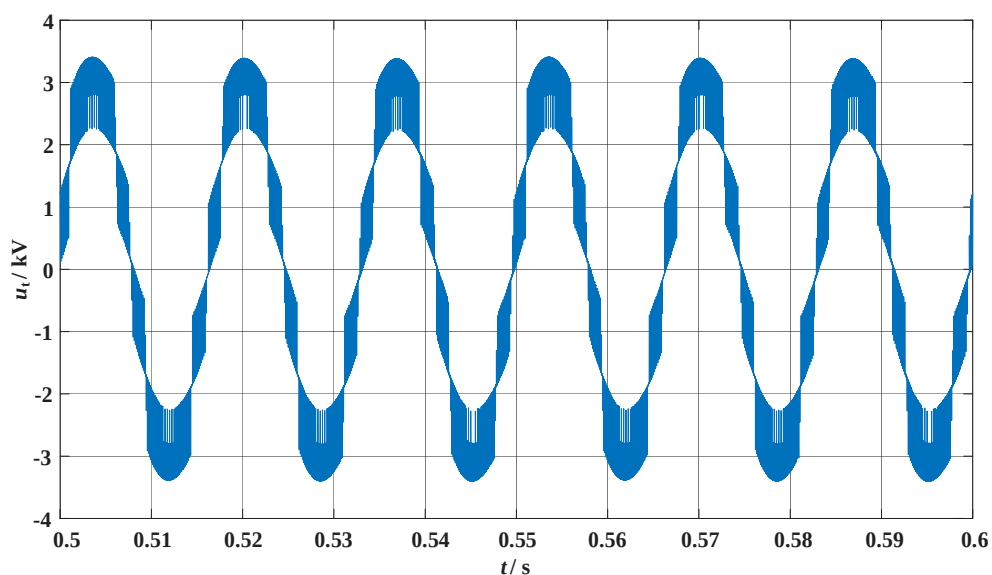


图 5-3 MMC 交流侧输出电压 (C)

(2) 交流并网电流

图 5-4 为 MMC 交流侧并网电流 (a 相) 的波形图。在 0.025s~0.125s 时间段, C 语言程序结果与 PSCAD 结果只有少许偏差, 但基本趋势相同。在电流达到稳定之后, 两者的电流波形在图中完全重合, 这再一次说明本文所提出模型的正确性。图 5-5 和图 5-6 分别为 PSCAD 和 C 程序稳态时并网电流的局部波形图, 可以看出 C 程序和 PSCAD 结果高度一致。

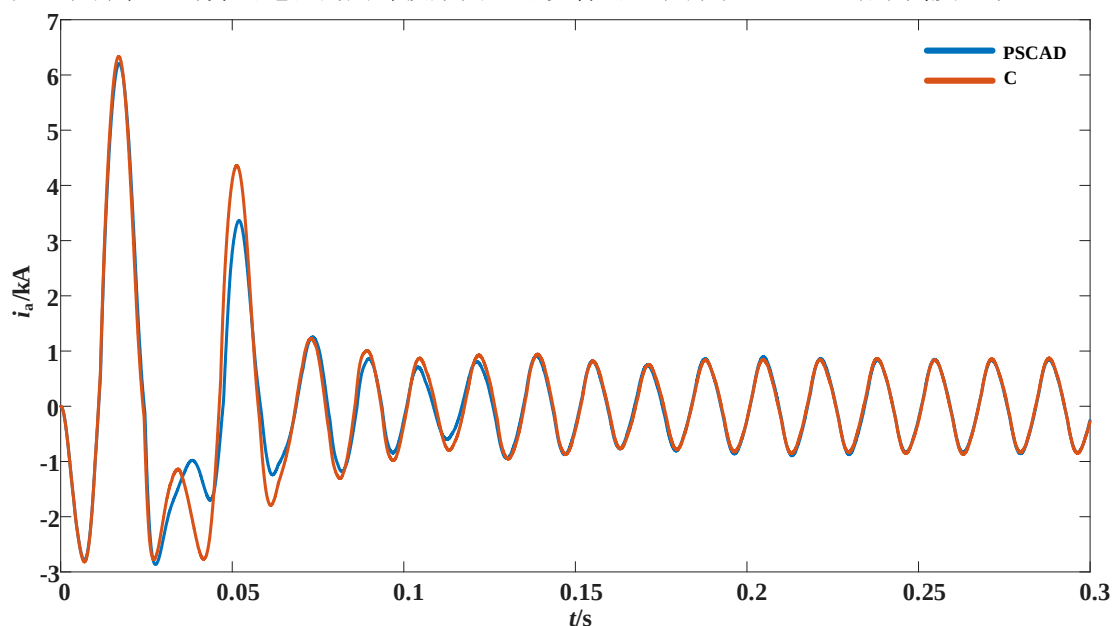


图 5-4 MMC 并网电流 (a 相)

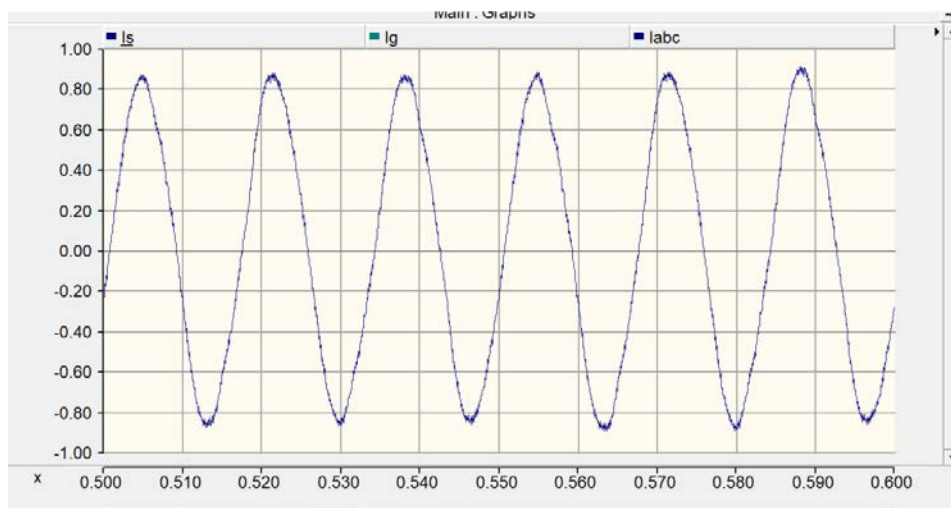


图 5-5 MMC 并网电流 (PSCAD)

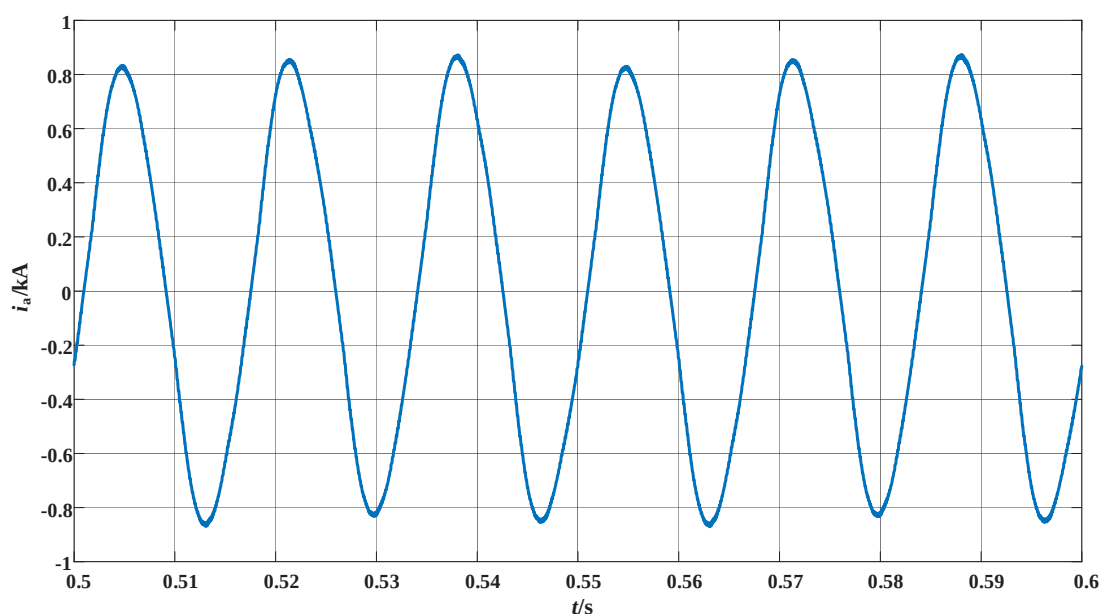


图 5-6 MMC 并网电流 (C)

(3) 系统功率

系统有功功率标幺值参考值为 1 时，MMC 的有功功率波形如图 5-7 所示。从图中可以看出，0.25s~0.3s，C 程序运行至稳态时，有功功率标幺值稳定在 1，与 PSCAD 相同。而在 0~0.25s 时间段内，C 程序结果与 PSCAD 波形趋势相同，只有少许偏差。同时，MMC 无功功率的参考值为 0.3pu。从图 5-8 中可看出，稳态时 C 程序和 PSCAD 结果都达到了参考值。而在 0~0.25s 时间段内，C 程序结果与 PSCAD 波形趋势相同，只有少许偏差。

5.1.1.2 三相对称接地

在 $t = 0.5s$ 时，施加三相对称接地故障，在 $t = 1s$ 时故障清除。

(1) 输出电压

故障发生过程中，MMC 输出电压波形如图 5-9 所示。为了验证 C 程序的正确性，下针对将 a 相波形进行对比。PSCAD 与 C 程序波形对比如图 5-10 所示，从图中可以看出，C 程序和 PSCAD 的运行结果仅有少许毛刺有差别，总体波形高度吻合。故障清除过程的输出电压波形如图 5-11 所示。

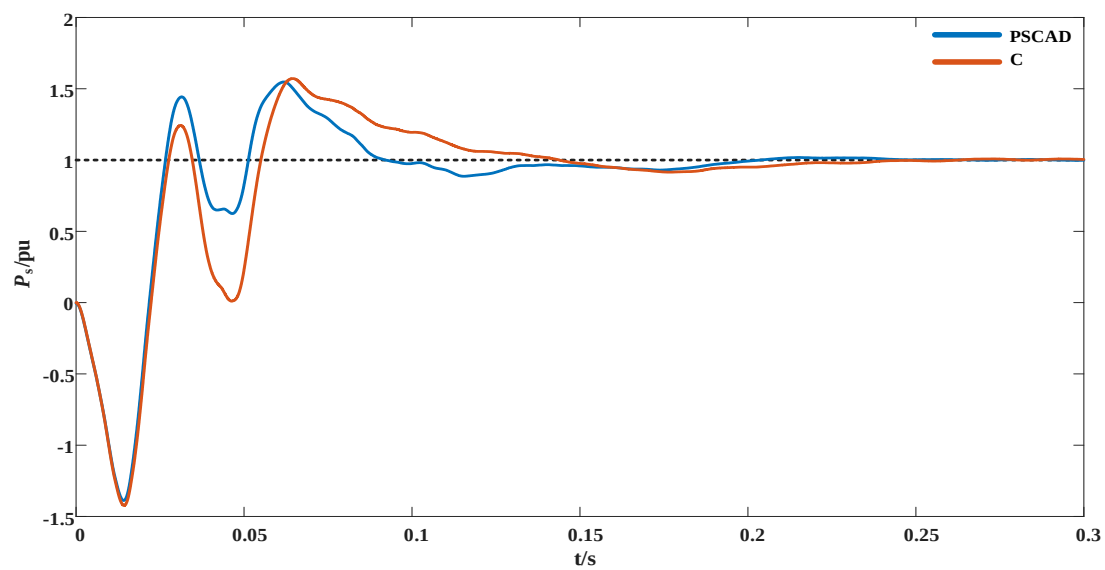


图 5-7 MMC 有功功率 (标么值)

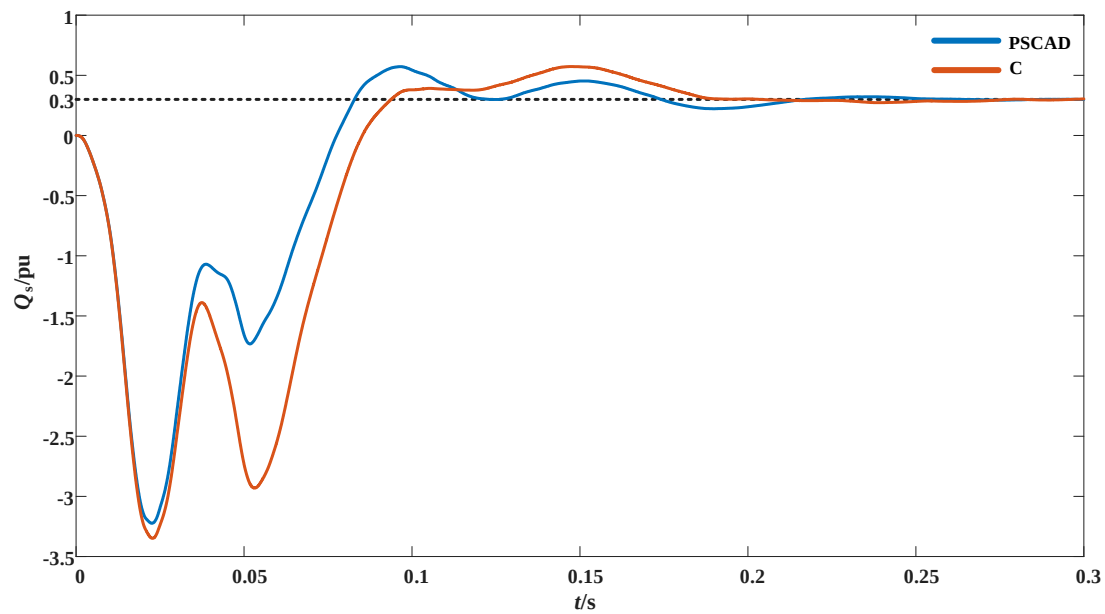


图 5-8 MMC 无功功率 (标么值)

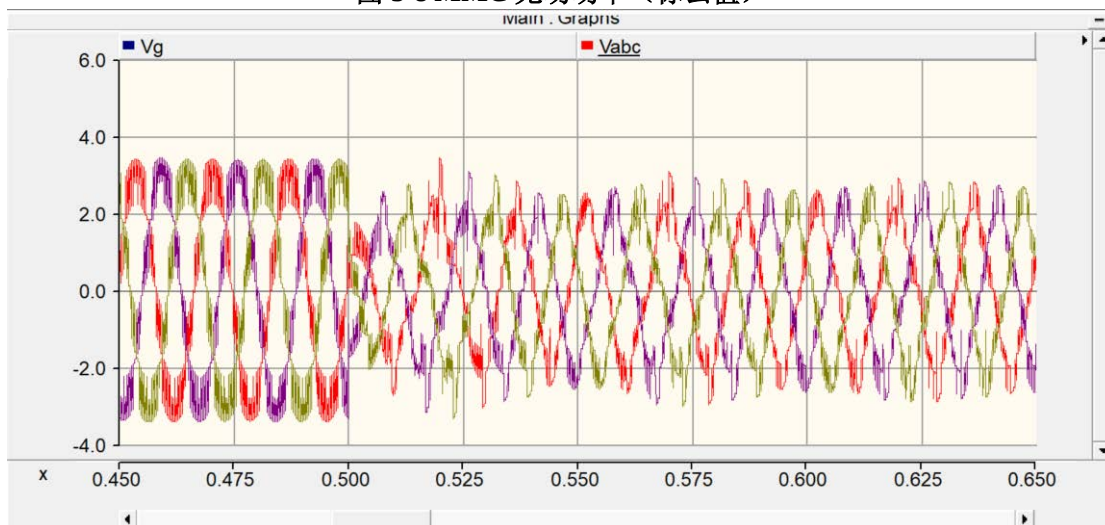


图 5-9 对称故障时 MMC 输出电压

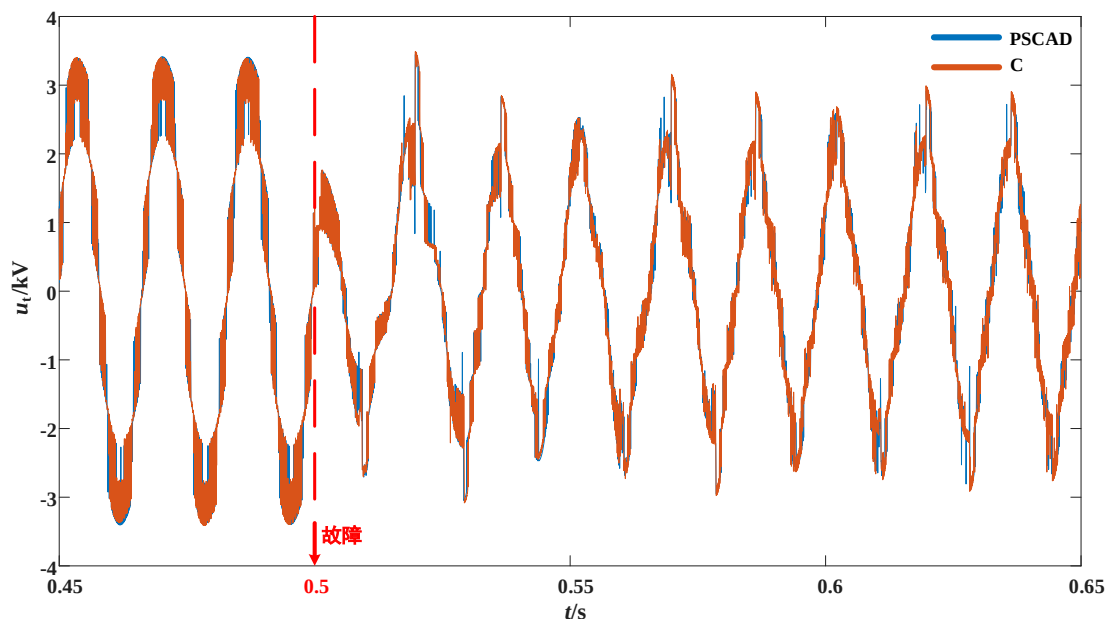


图 5-10 对称故障时 MMC 输出电压 (a 相)

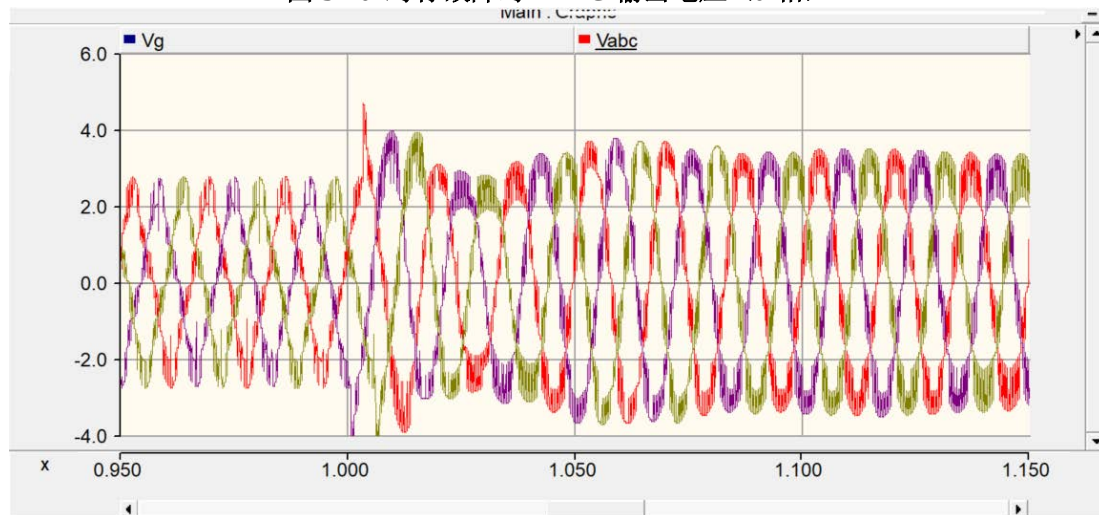


图 5-11 对称故障清除时 MMC 输出电压

图 5-12 为 PSCAD 与 C 程序的对比 (a 相)。显然, 在故障清除过程中, C 程序与 PSCAD 结果也保持了高度一致。图中可以观察到, 在 $t=1.0035\text{s}$ 时 C 程序输出有一个尖峰, 这是由于故障清除后, 接地电阻 R_g 突变的瞬间, 故障点电压发生了突变, 产生了数值振荡。C 程序在仿真该过程时, 对交流侧的两段 RL 支路, 使用了基于阻尼梯形法的仿真模型, 即式 (3-27)(3-28), 这种方法有效抑制了振荡, 因此数值振荡只持续了不到 0.5ms 就结束了, 之后 C 程序结果和 PSCAD 再次重合。

为了更明显地观察阻尼梯形法抑制数值振荡的作用, 将上述 C 程序改为使用隐式梯形法实现, 得到 MMC 输出电压波形如图 5-13 所示。从该图可以看出, 在 1s 故障清除之后, 仿真结果发生了明显的数值振荡, 虽然振荡幅值很快下降, 但稳态波形具有丰富的毛刺, 严重失真。而图 5-12 的阻尼梯形法波形, 不仅振荡峰低于图 5-13, 且很快衰减至 0, 之后的波形没有出现大量毛刺, 与 PSCAD 结果取得了很好的一致性。

(2) 故障点电压

故障发生时故障点电压波形如图 5-14 所示。

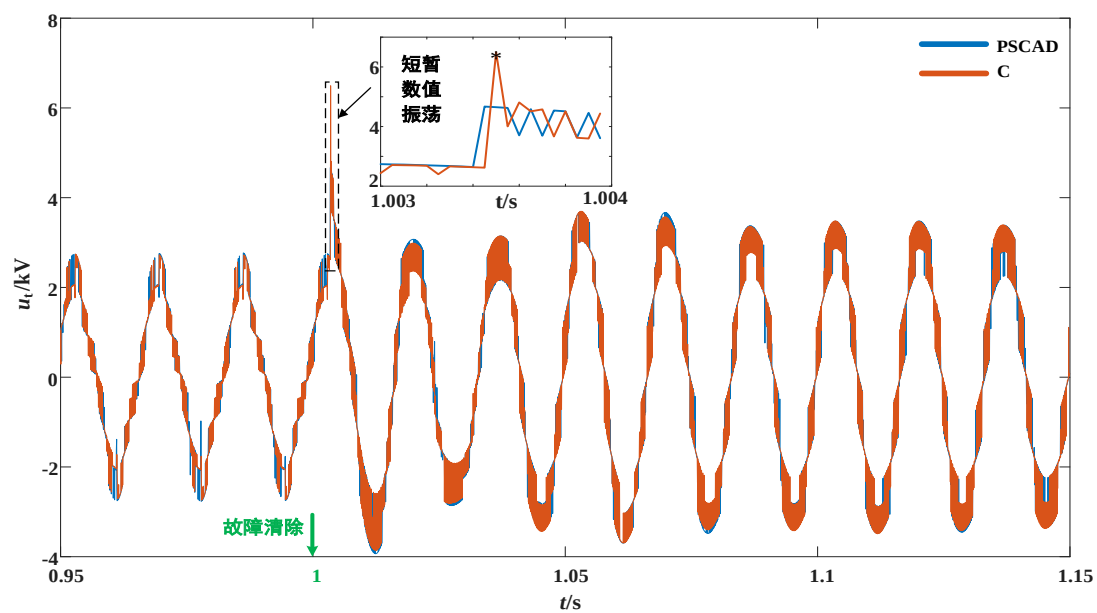


图 5-12 对称故障时清除 MMC 输出电压 (a 相, 阻尼梯形法)

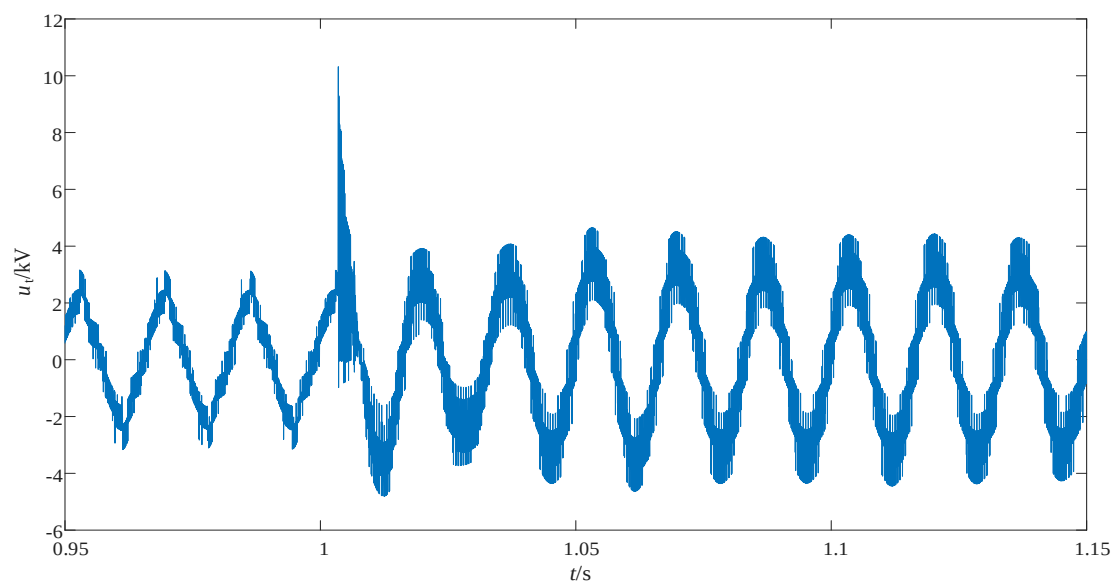


图 5-13 对称故障时 MMC 输出电压 (a 相, 隐式梯形法)

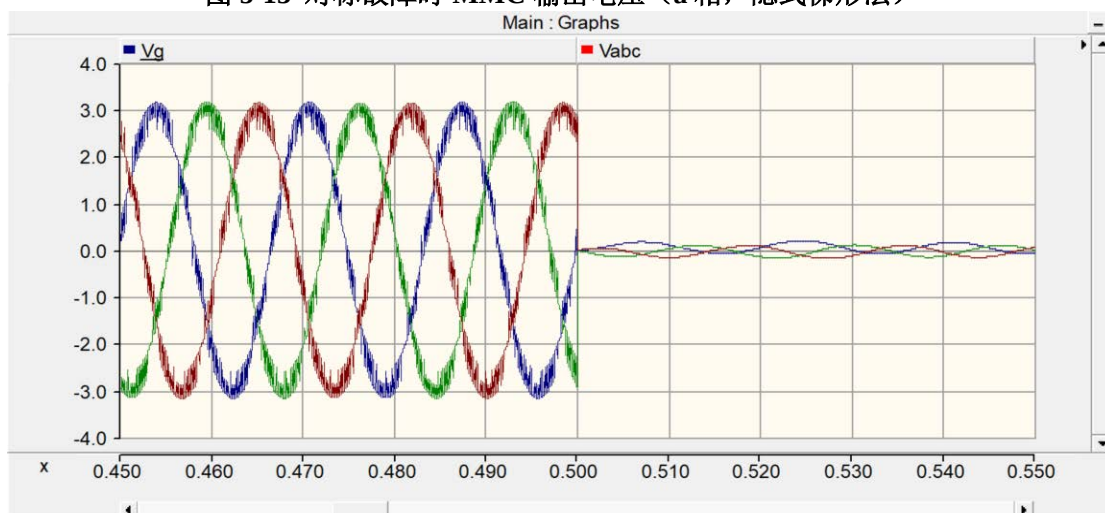


图 5-14 对称故障时故障点电压

图 5-15 为 PSCAD 和 C 程序 a 相的波形对比图，在 $t = 0.5\text{s}$ 接地故障发生后，故障点电压很快下降到 0 附近，C 程序与 PSCAD 的波形基本重合。

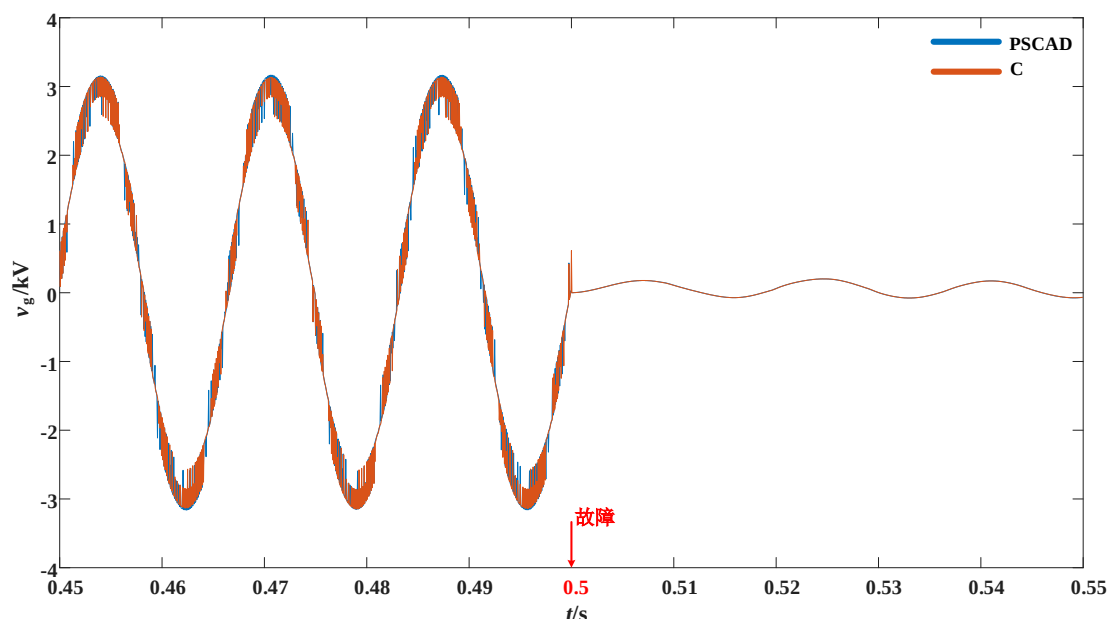


图 5-15 对称故障时 MMC 故障点电压 (a 相)

故障恢复过程的故障点电压波形如图 5-16 所示，a 相波形对比如图 5-17 所示，C 程序和 PSCAD 结果仍然保持了高度一致性。在 $t = 1\text{s}$ 附近，故障点电压波形也出现了短暂的数值振荡现象，但由于阻尼梯形法的抑制作用，数值振荡转瞬即逝，波形很快达到稳定。

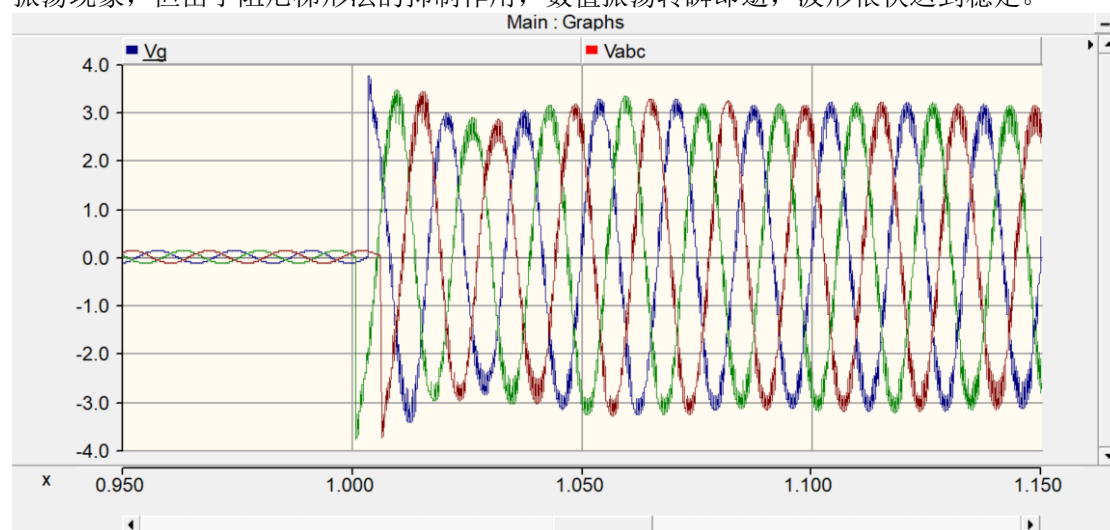


图 5-16 对称故障清除时 MMC 故障点电压

(2) 故障点对地电流

图 5-18 为故障点对地电流的波形。图 5-19 为 a 相对地电流 PSCAD 与 C 程序的对比图，由于两曲线几乎完全重合，故使用圆形和三角形进行标记。

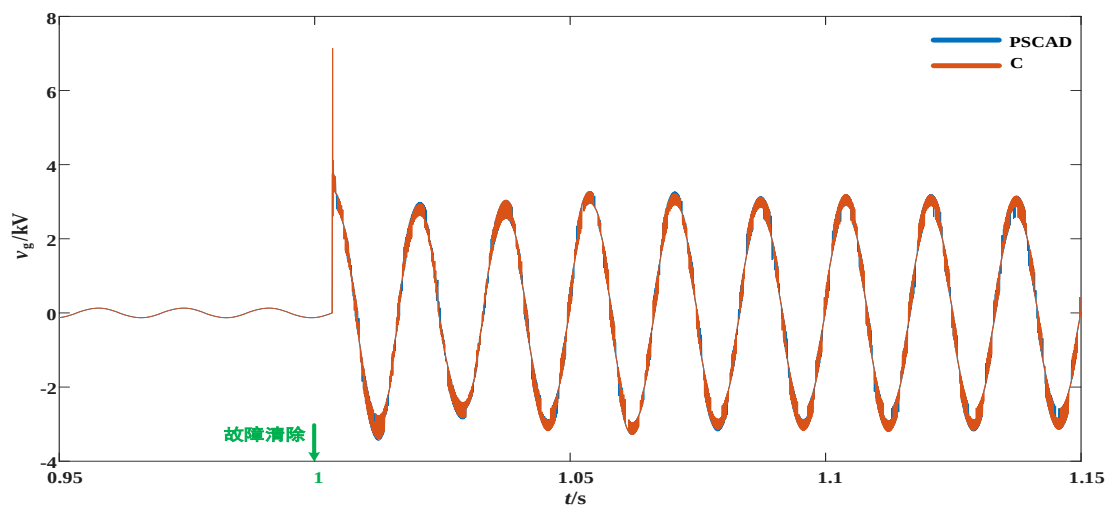


图 5-17 对称故障清除时 MMC 故障点电压 (a 相)

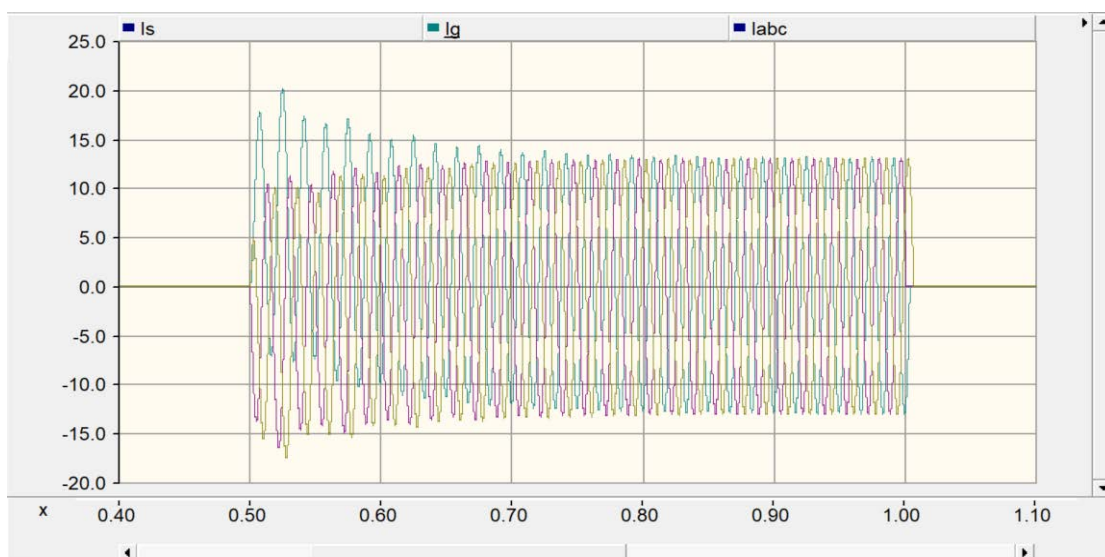


图 5-18 故障点对地电流

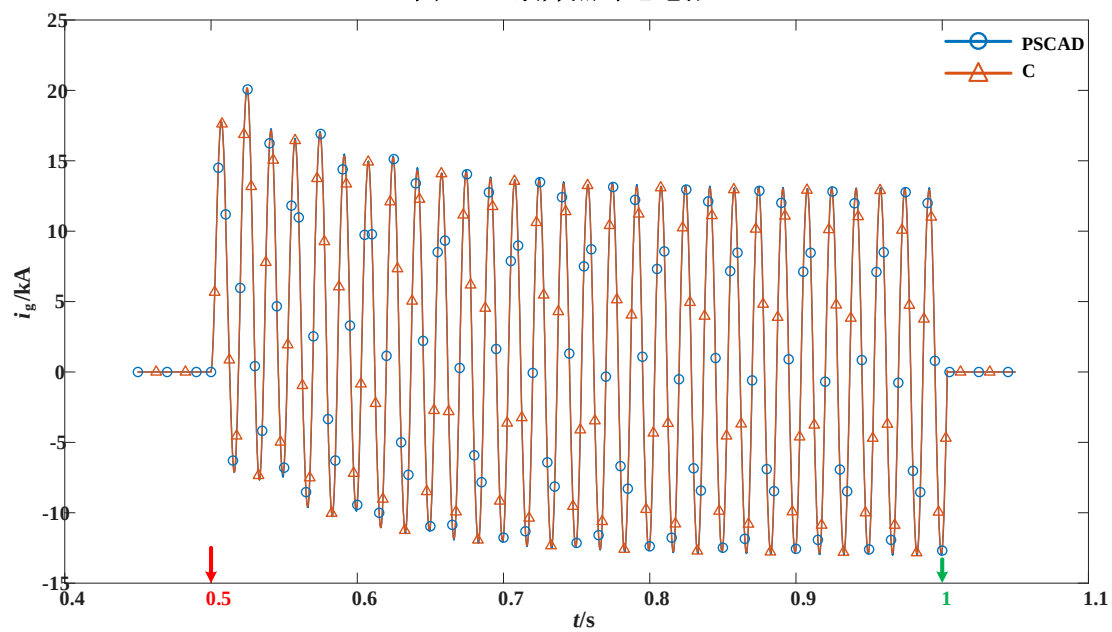


图 5-19 故障点对地电流 (a 相)

(3) 并网电流

并网电流仿真结果和 a 相并网电流波形对比分别见图 5-20 和图 5-21。图 5-21，PSCAD 波形与 C 程序仿真结果几乎重合，故同样使用几何图形进行区分。

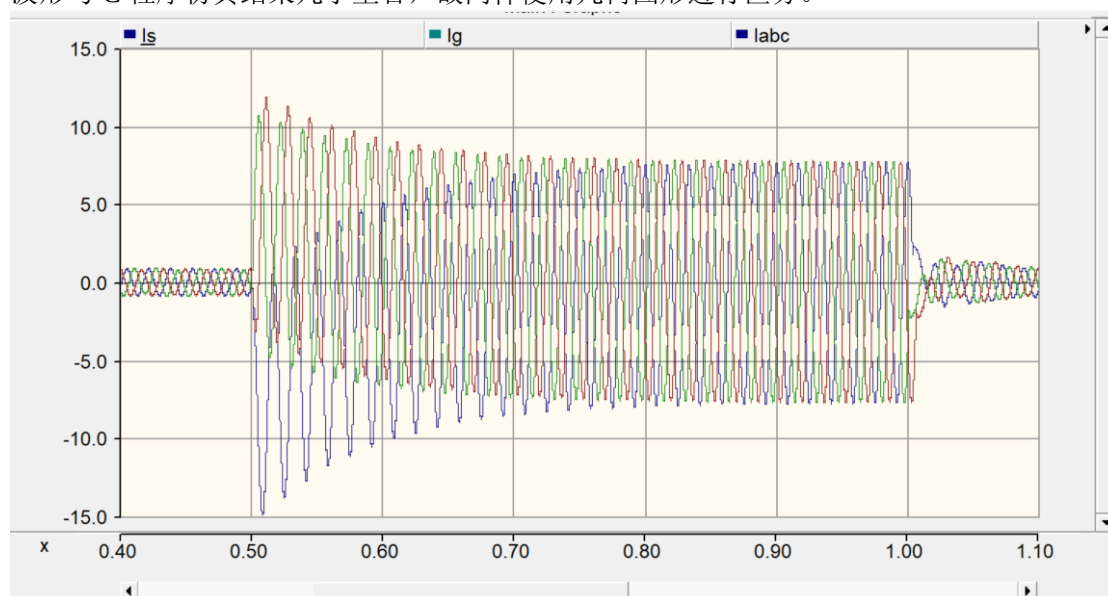


图 5-20 MMC 并网电流

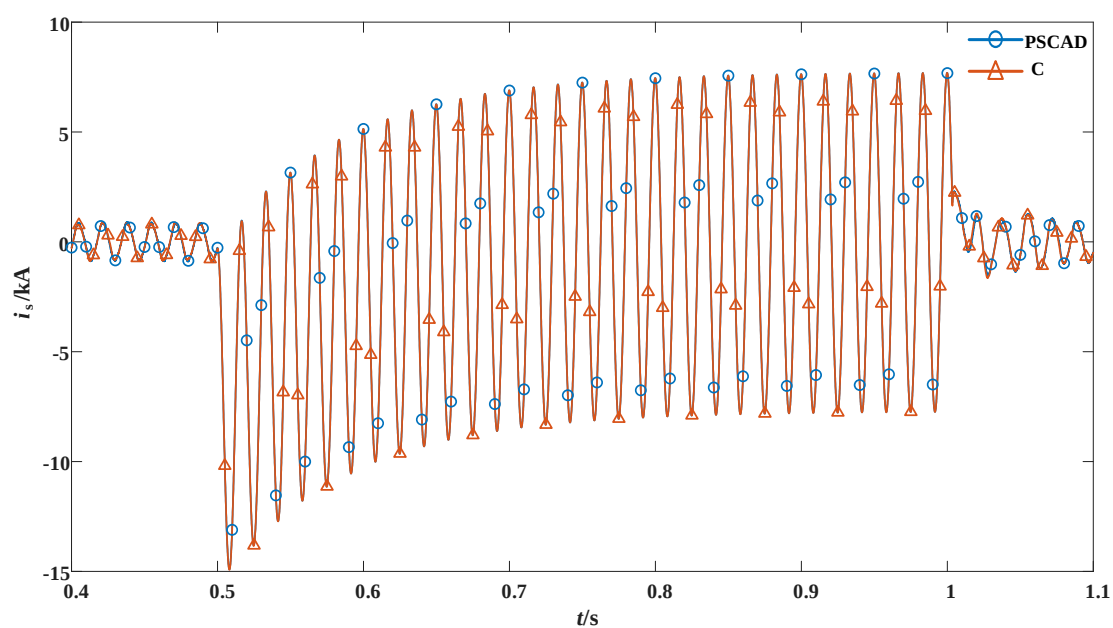


图 5-21 MMC 并网电流 (a 相)

(4) 系统功率

系统有功和无功功率的对比分别见图 5-22 和图 5-23。仔细观察两图可以发现，除了稳态时功率在参考值附近的小幅度振荡略有区别之外，C 程序结果和 PSCAD 基本一致。故障清除后，系统功率重新回到参考值。

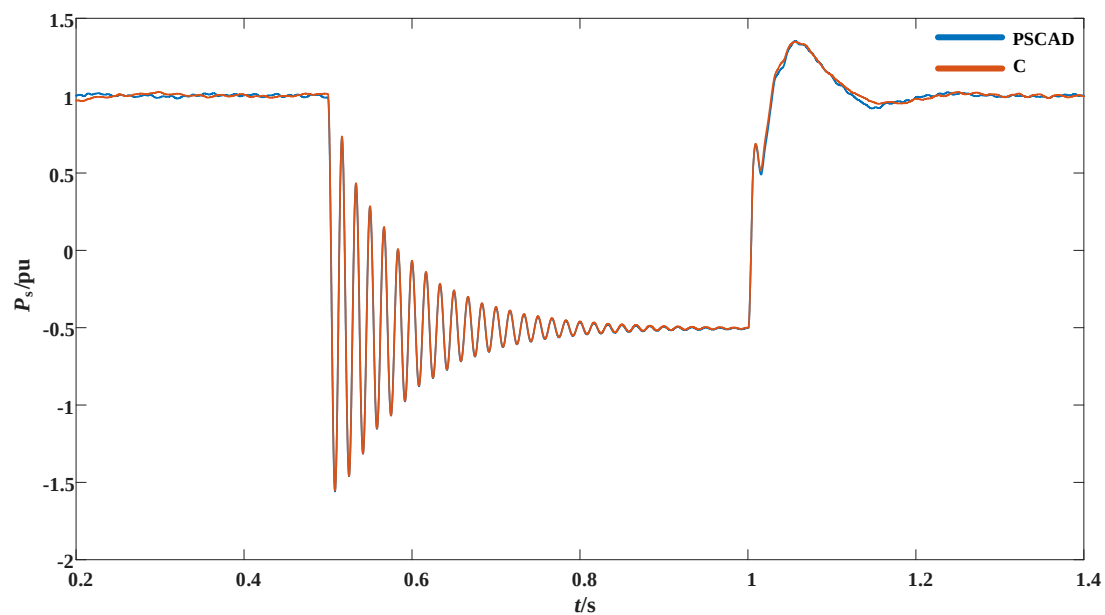


图 5-22 系统有功功率

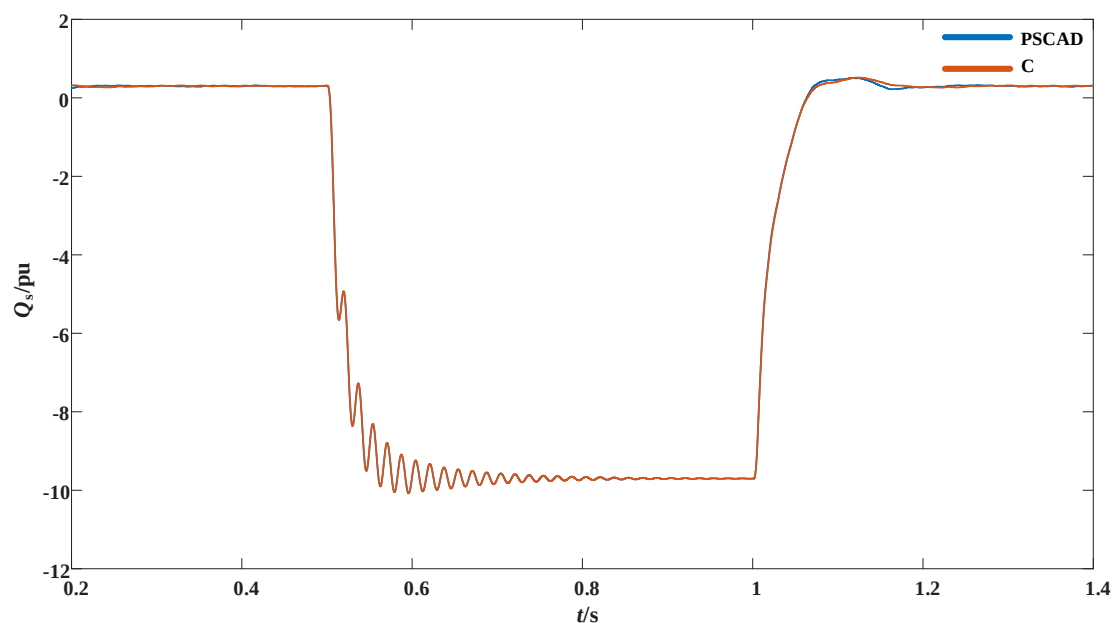


图 5-23 系统无功功率

5.1.1.3 a 相单相接地

(1) 输出电压

单相接地故障发生过程中，MMC 三相输出电压波形见图 5-24。其中 a 相电压的波形对比见图 5-25。除个别毛刺差别外，C 程序与 PSCAD 结果基本吻合。故障清除过程中，三相电压波形和 a 相电压对比分别见图 5-26、图 5-27。

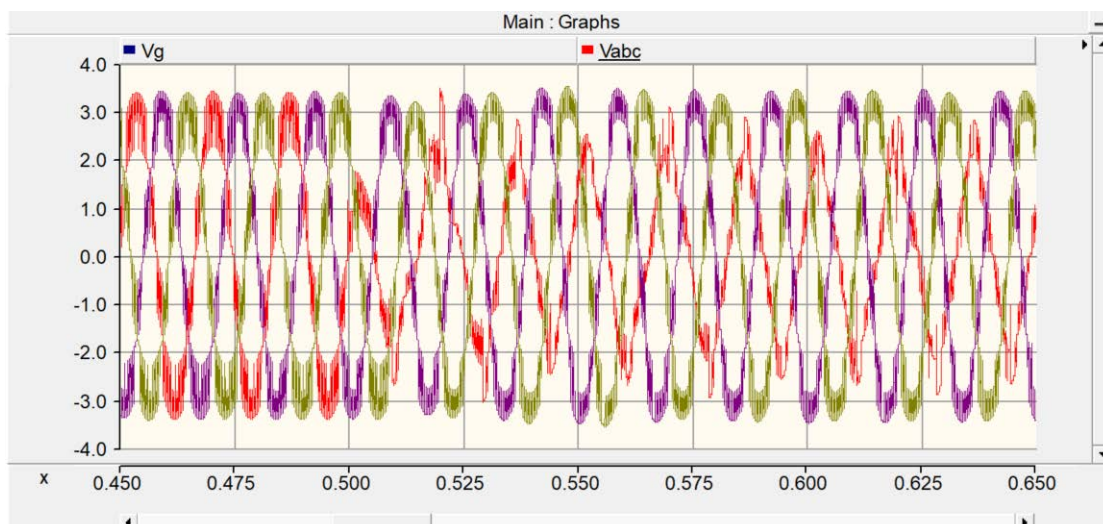


图 5-24 单相接地过程中 MMC 输出电压

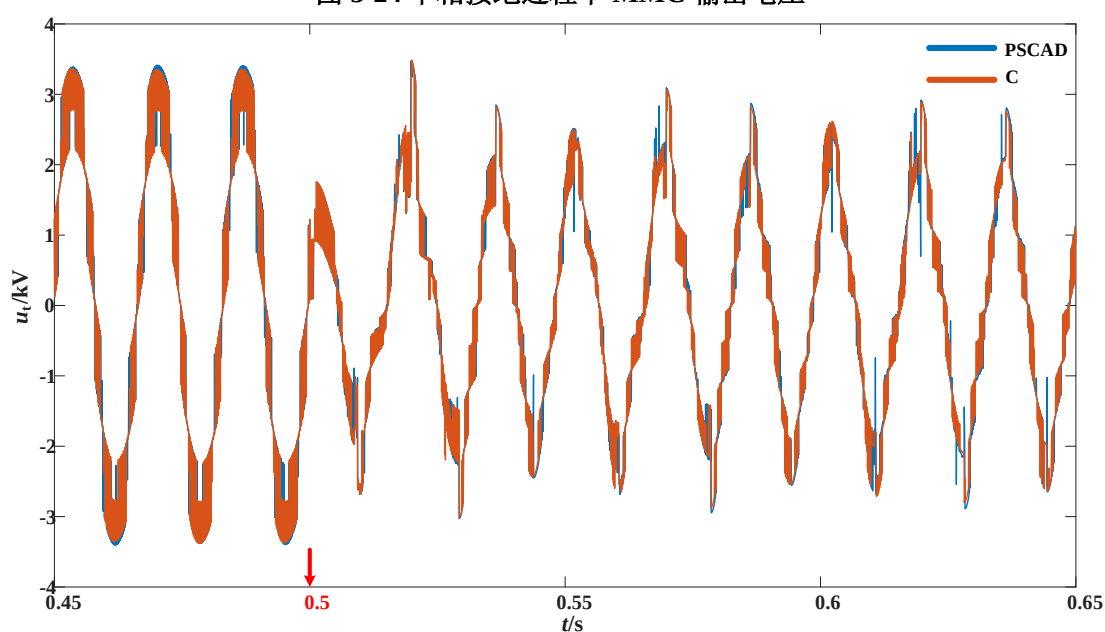


图 5-25 单相接地过程中 MMC 输出电压 (a 相)

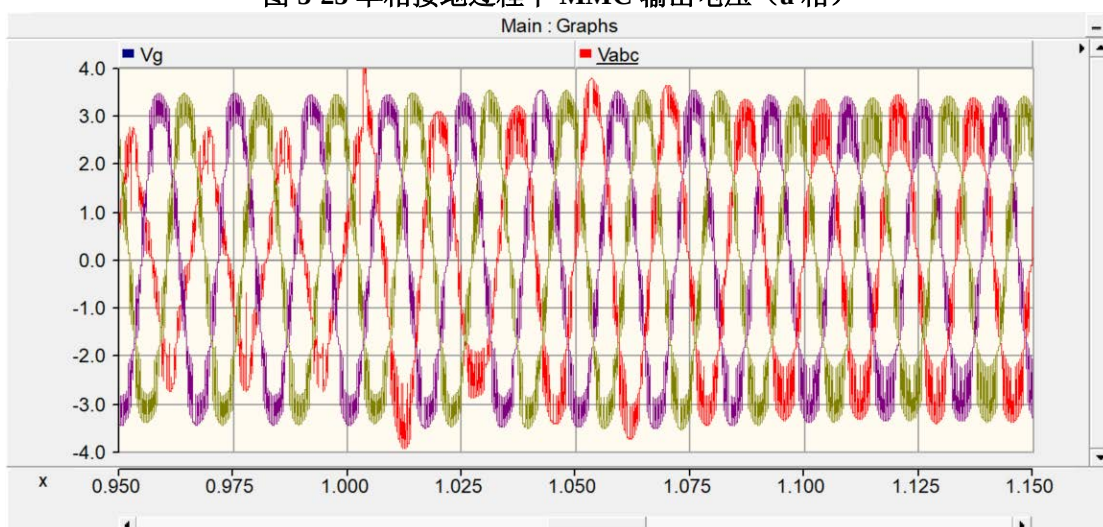


图 5-26 故障清除时 MMC 输出电压

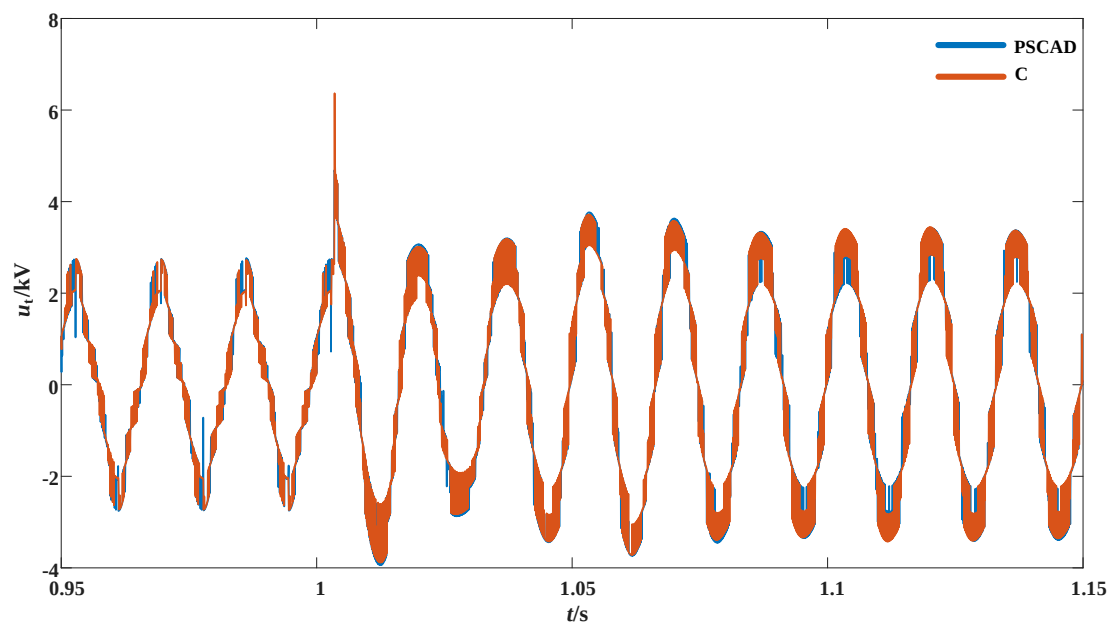


图 5-27 故障清除时 MMC 输出电压 (a 相)

(2) 故障点对地电流

故障点对地电流如图 5-28 所示。可以看出 PSCAD 与 C 程序结果基本重合。

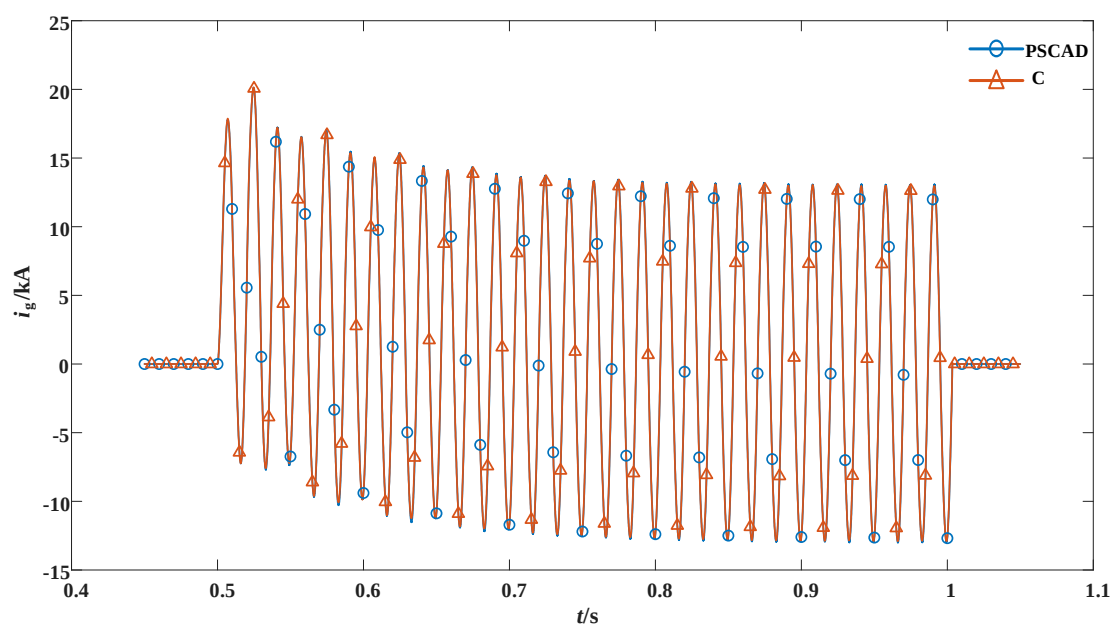


图 5-28 故障点对地电流 (只有 a 相)

(3) 并网电流

ab 两相的并网电流分别如图 5-29、图 5-30 所示。

(4) 系统功率

系统有功功率和无功功率分别见图 5-31、图 5-32。

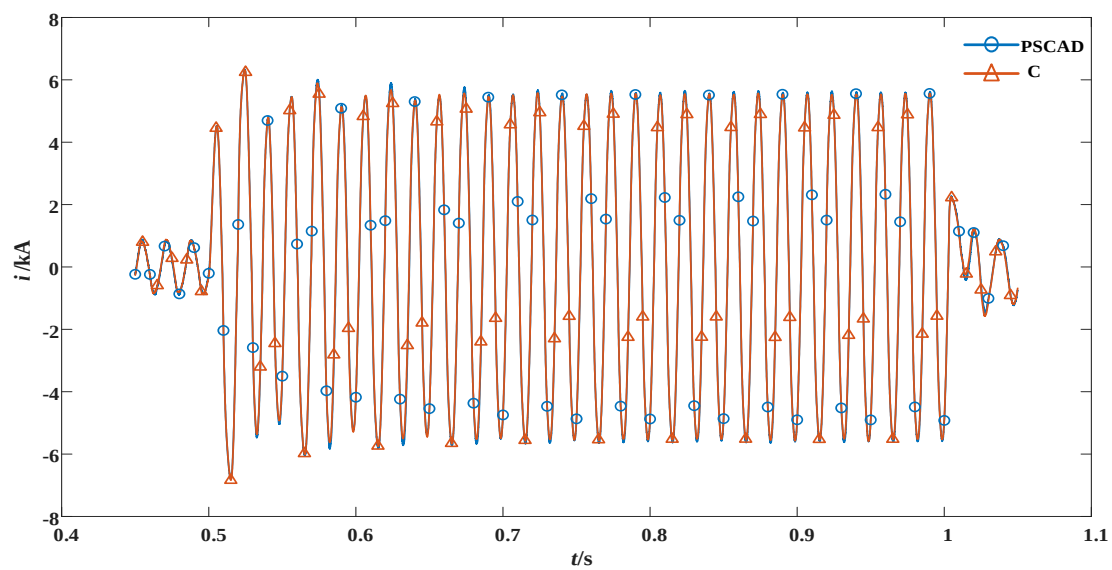


图 5-29 并网电流 (a 相)

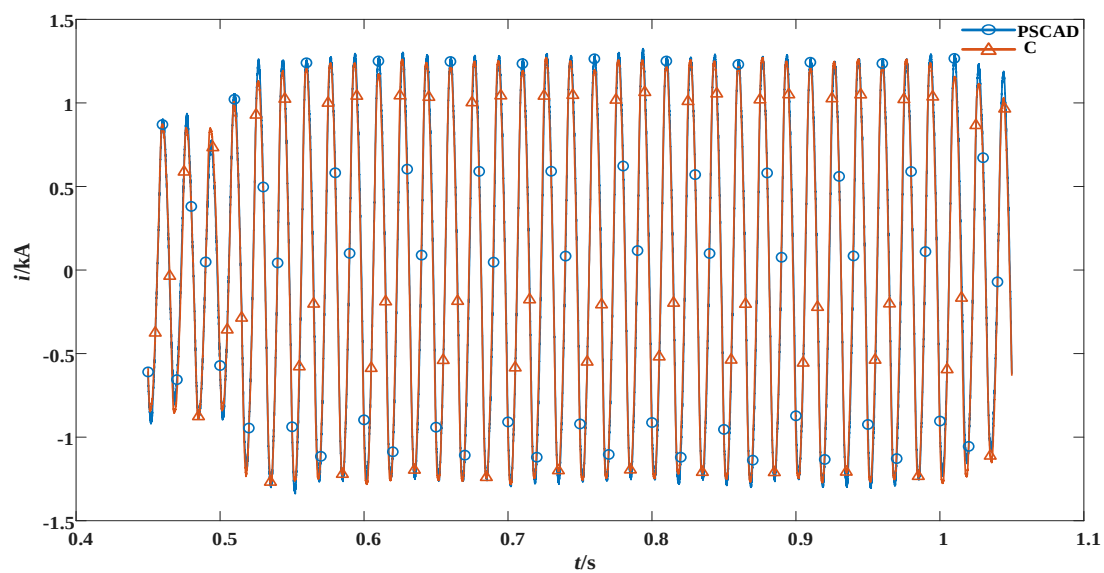


图 5-30 并网电流 (b 相)

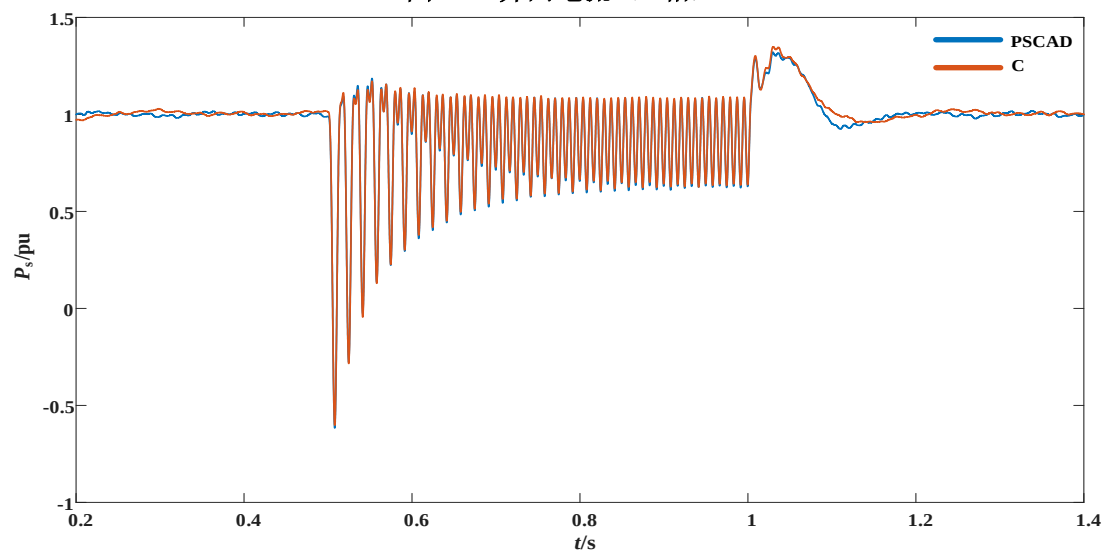


图 5-31 有功功率

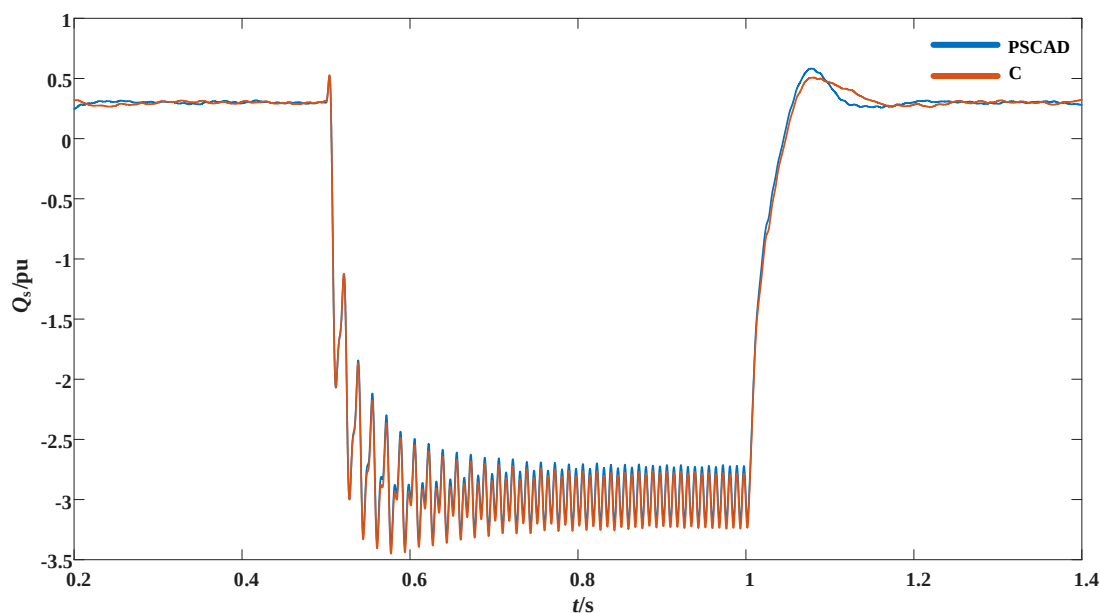


图 5-32 无功功率

5.1.2 FPGA 实时仿真验证

5.1.1 小节中，正常运行、三相接地和单相接地三种工况下仿真结果表明，C 程序与 PSCAD 结果具有高度一致性，这验证了本文提出的 MMC 暂态仿真算法的正确性。本小节在上述 C 程序的基础上，对正常运行这一情况进行 FPGA 实时仿真，对比 FPGA 仿真结果与 C 语言结果是否一致。

在 Vivado 中对 Verilog 代码进行 Behavior Simulation，时钟频率为 100MHz，运行截图如图 5-33 所示。图中的模拟信号波形上到下的波形依次为 a 相输出的电压、有功功率、无功功率、a 相调制波。从截图中即可看出，MMC 输出电压达到稳态并有明显的调制阶梯，功率和电压波形的形状与 0 一致。



图 5-33 FPGA 仿真结果（4 模块）

图 5-34、图 5-35 分别为 C 程序和 FPGA 对 MMC 输出电压的仿真结果，由于两者一致性极高，故分别绘图。其他物理量的对比与 5.1.1 小节类似，故不再一一列举。

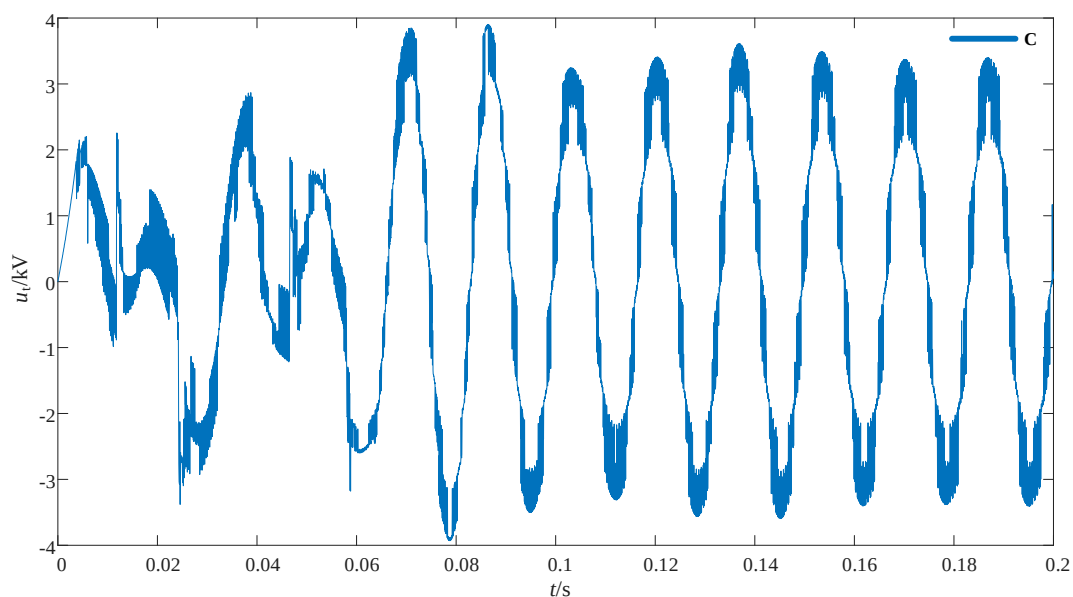


图 5-34 C 语言输出电压仿真结果（4 模块）

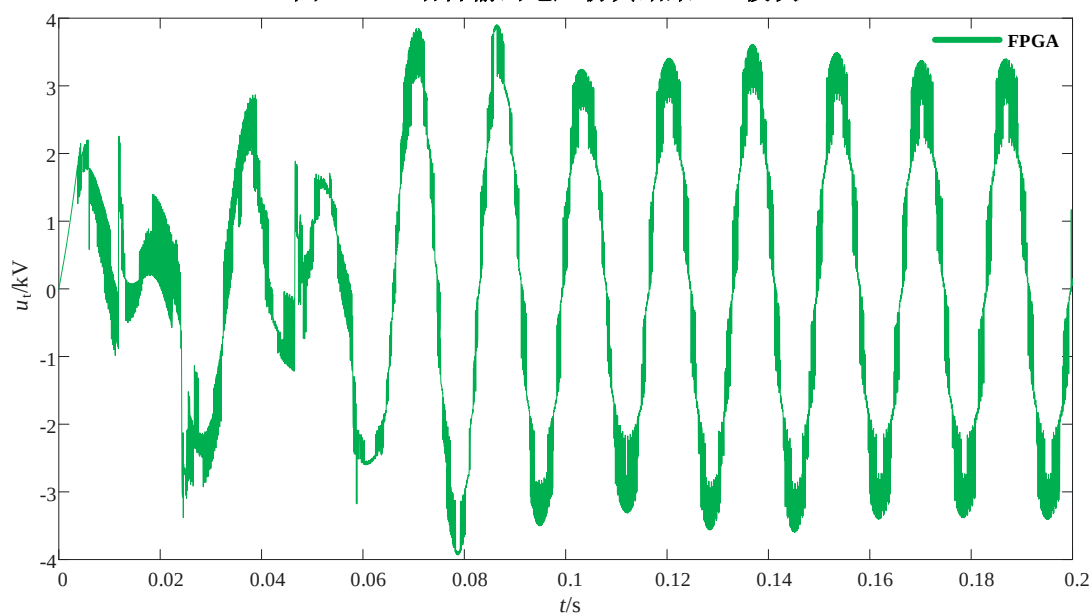


图 5-35 FPGA 输出电压仿真结果（4 模块）

为了对比子模块数对波形质量的影响，本文还对 10 模块 MMC 正常工作情况进行了仿真。由于子模块增加将提高交直流侧电压，将系统更改过的参数枚举如下。

表 5-2 MMC 系统参数表

参数	数值
子模块个数 N	10
额定容量 S_B	3.5MVA
交流侧电阻 R_s	3m Ω
交流源线电压 U_s	3.6kV(rms)
桥臂电感 L_{arm}	2.4mH
交流侧电感 L_s	2mH
直流电压 U_{dc}	7.2kV
故障点距交流源的电阻 R_{s1}	1.5m Ω
故障点距交流源的电感 L_{s1}	1mH

其 Vivado 仿真截图如图 5-36，模拟波形从上到下依次为 a 相输出电压、有功功率、无功功率、abc 三相调制波。从该图中可大致看出，10 模块 MMC 的输出电压毛刺比 4 模块更少，更加接近正弦波。

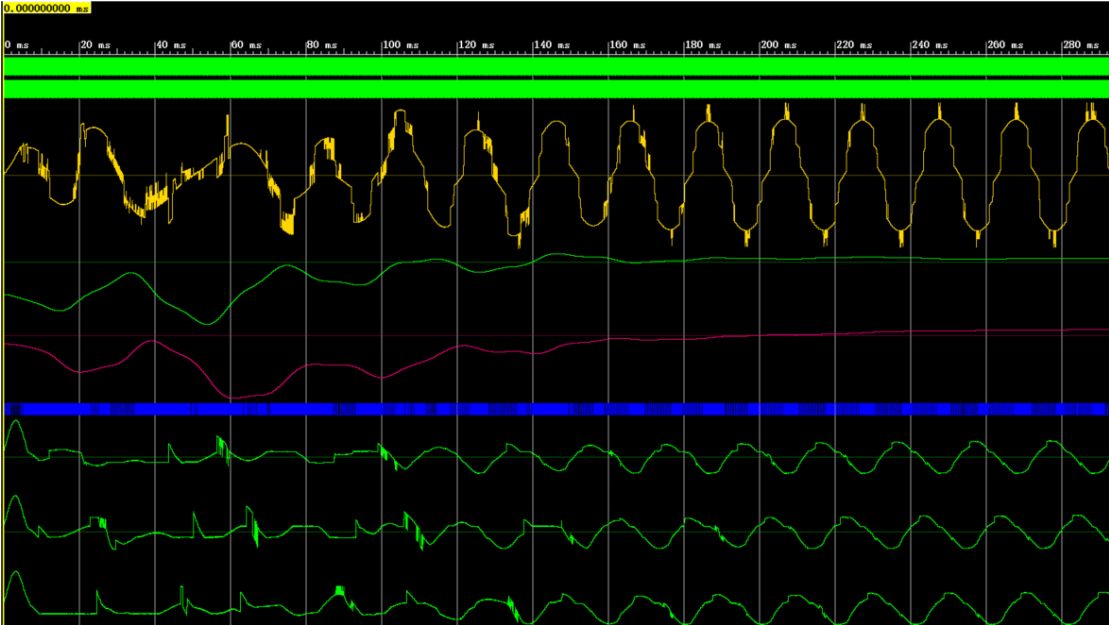


图 5-36 FPGA 仿真结果（10 模块）

图 5-37 为 4 模块与 10 模块的波形对比，图 5-38 和图 5-39 分别为 4 模块和 10 模块输出电压的频谱，其中基频占据绝大部分，其次为微小的三次谐波。经过计算，4 模块的 THD 为 2.83%，10 模块的 THD 为 1.83%，可见模块数增大确实可以提升输出电压的电能质量。

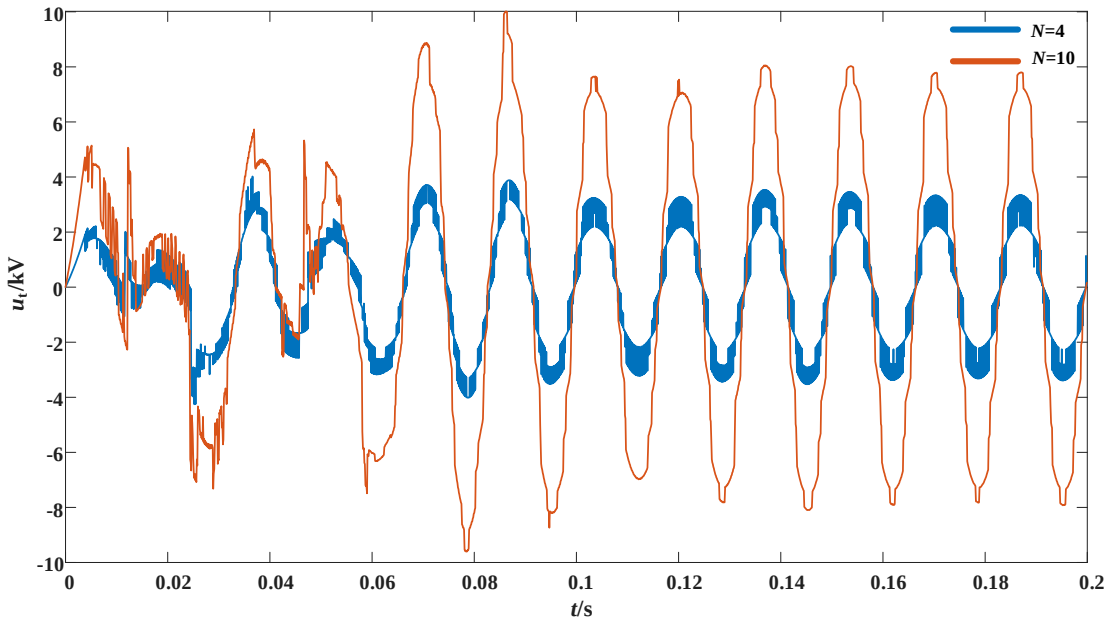


图 5-37 不同模块数对比

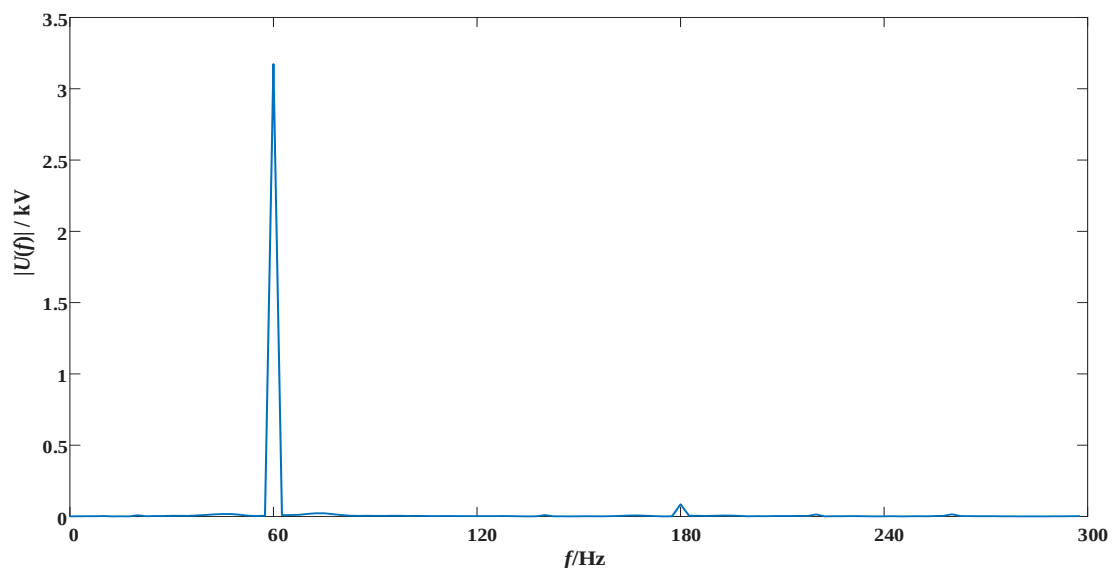


图 5-38 MMC 输出电压频谱（4 模块，THD=2.83%）

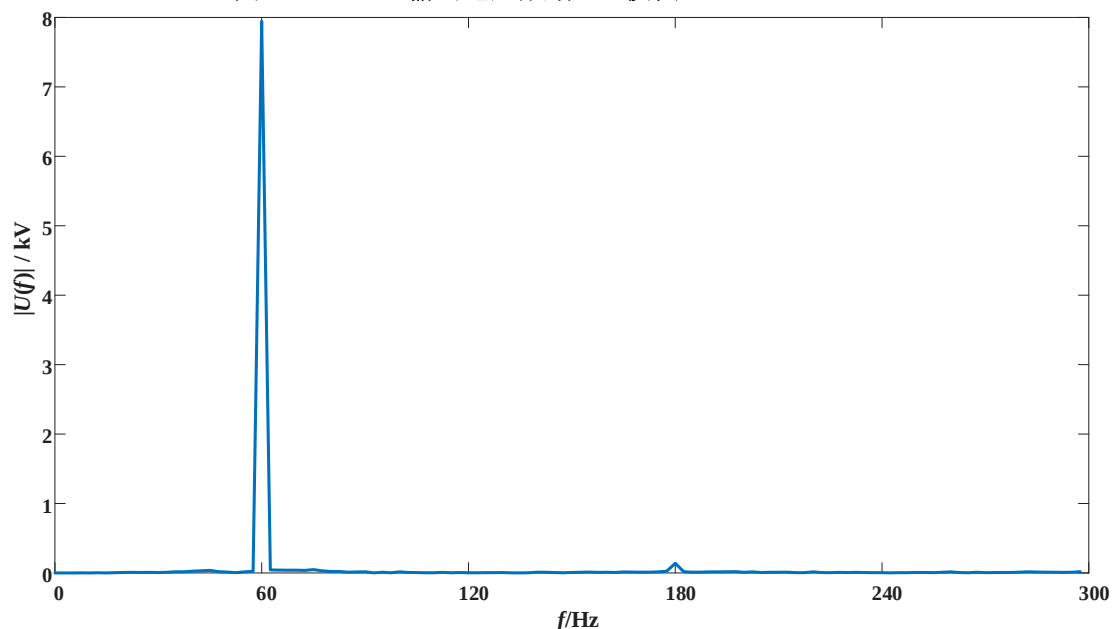


图 5-39 MMC 输出电压频谱（10 模块，THD=1.83%）

5.2 小信号模型仿真实例与分析

本小节将 4.2 小节建立的 MMC 小信号模型，用 MATLAB 符号工具箱进行实现。同时，在 PSCAD 中搭建对应的仿真模型（见 2.4.1 小节）。为了验证小信号模型的有效性，本文对模型中的一个状态量——桥臂电容总电压直流量施加阶跃，并将电容电压、并网电流等物理量的相应与 PSCAD 相应结果进行对比。对比结果表明，MATLAB 程序与 PSCAD 有较好的一致性，故验证了小信号模型的有效性。最后，基于所建立的小信号模型，本文求出了 MMC 系统的特征根，计算结果显示，所有特征根的实部均小于 0，因此进一步验证了系统的稳定性。

在 $t = 8\text{s}$ 施加桥臂电容总电压直流量阶跃，仿真系统的关键参数如下：

表 5-3 MMC 系统参数表

参数	数值	参数	数值
仿真步长 Δt	$50\mu\text{s}$	系统频率 f_s	50Hz
交流电源相位	0 rad	桥臂等效电容 C_{arm}	12 μF
交流侧电阻 R_t	2m Ω	桥臂电感 L_{arm}	318mH
交流源相电压幅值 U_s	163.31kV	交流侧电抗 X_t	36.364 Ω
q 轴电流参考值	0.16kA	直流电压参考值 U_{dc}^*	400kV

5.2.1 小信号模型验证

a 相的交流电流 d 轴、上桥臂电流、电容电压 dq 分量、电容电压、直流电压的仿真结果见图 5-40~图 5-45。从图中可以看出，模型的运算结果与 PSCAD 具有较好的一致性。

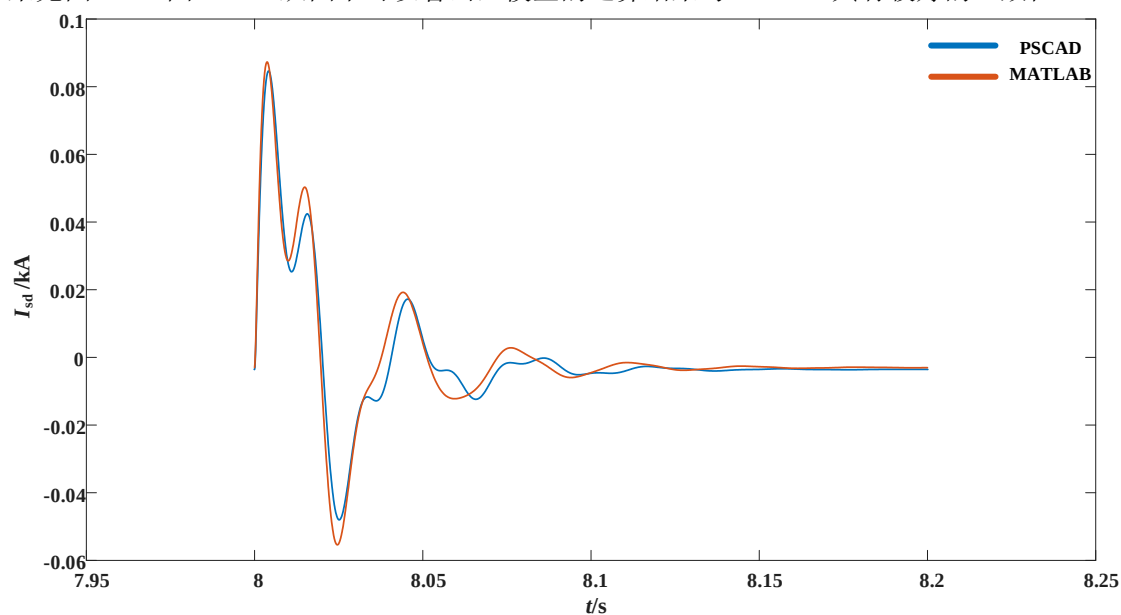


图 5-40 交流电流 d 轴

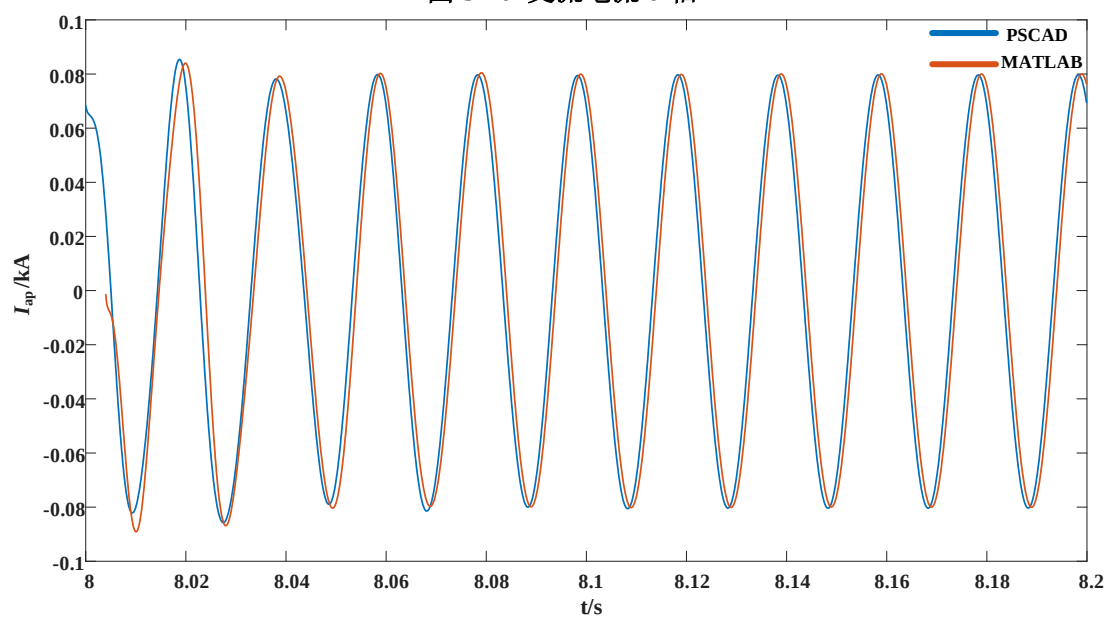


图 5-41 a 相上桥臂电流

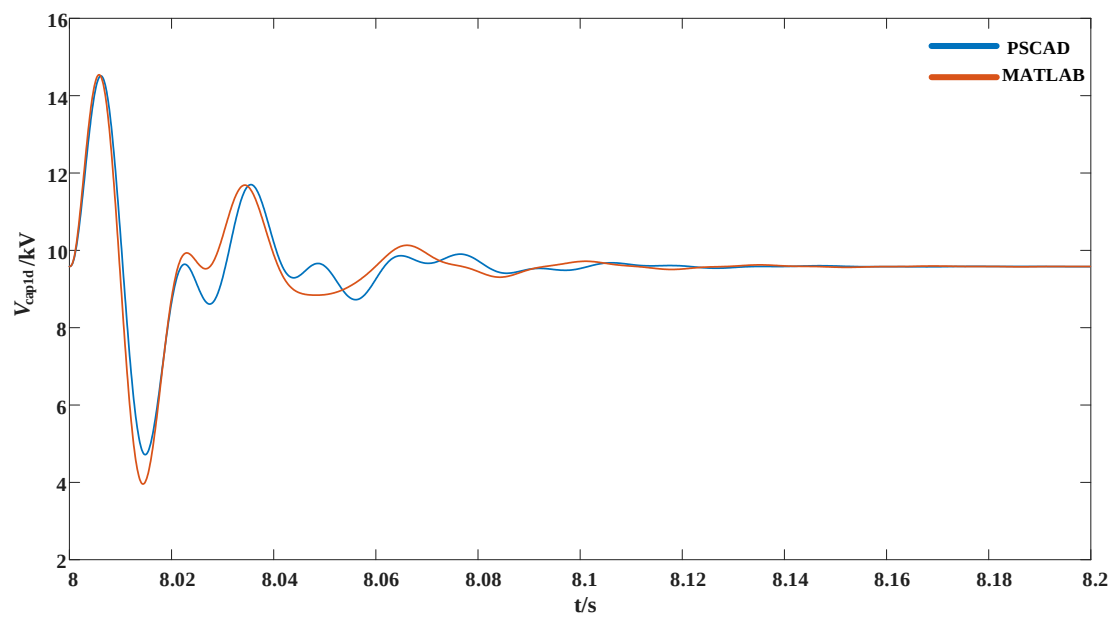


图 5-42 电容电压 d 轴

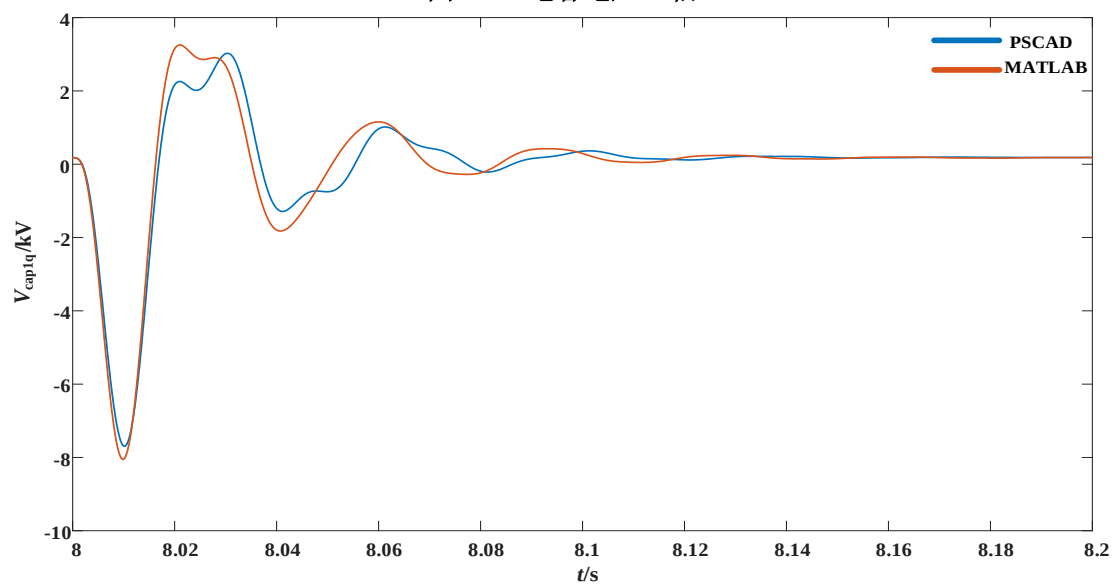


图 5-43 电容电压 q 轴

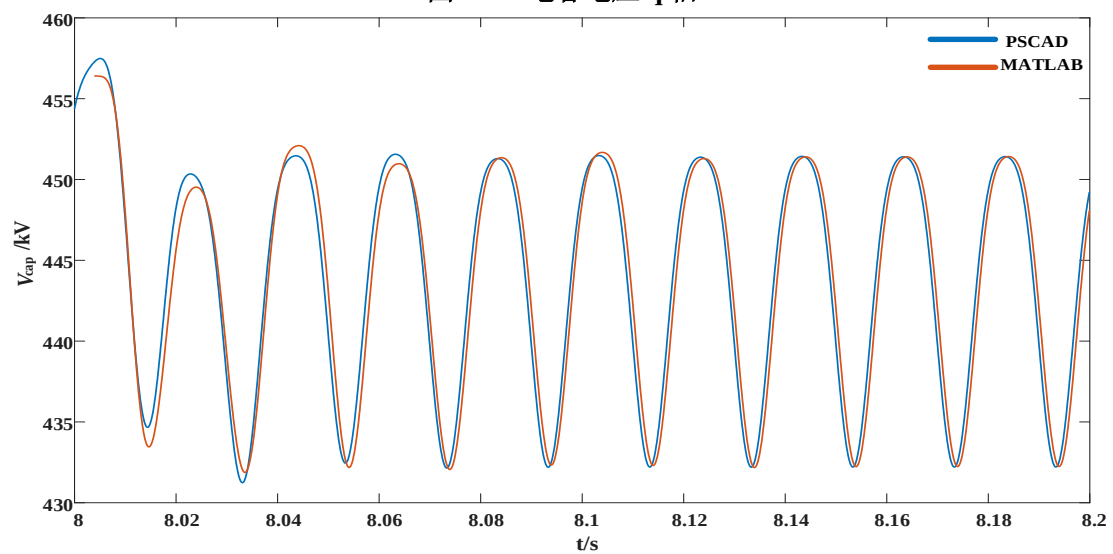


图 5-44 电容电压

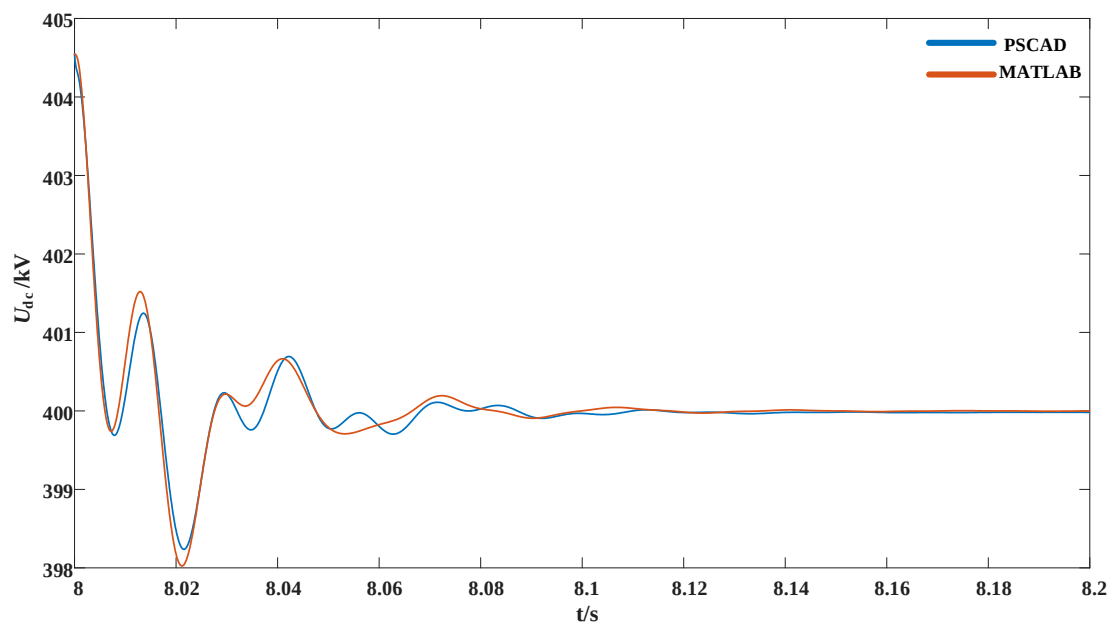


图 5-45 直流电压

5.2.2 MMC 电磁稳定性分析

基于上述小信号模型，可以得出系统的特征矩阵，如果该矩阵的特征值均落在复平面的左半平面，则系统稳定，否则不稳定。该 MMC 系统的特征值如图 5-46 所示。可以看出，各个特征根均落在复平面的左半平面，这说明该 MMC 系统是稳定的，5.2.1 小节的响应结果也说明了这一点。

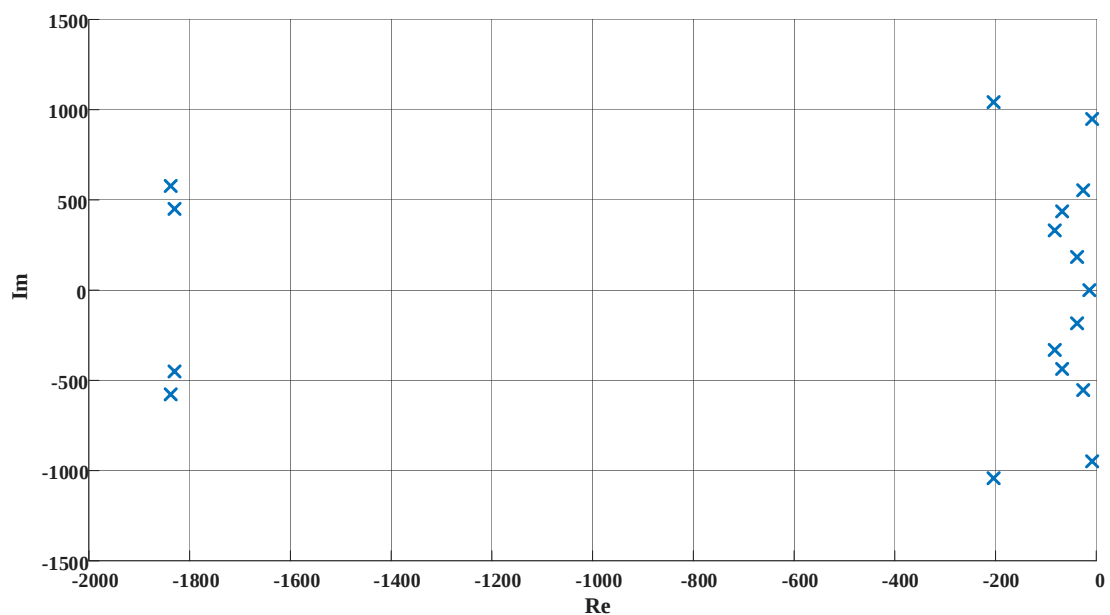


图 5-46 系统的特征值

如果将直流电压外环 PI 控制器的 P 参数扩大 99 倍，系统的特征值变为图 5-47，此时已经有部分特征值在右半平面，说明系统失去稳定。图 5-48 所示的交流电流 d 轴波形也证明了这一点，从图中可以看出，电流是发散的。利用小信号模型的特征值，可以研究某控制参数变化时的根轨迹，可以指导控制器各参数设计，

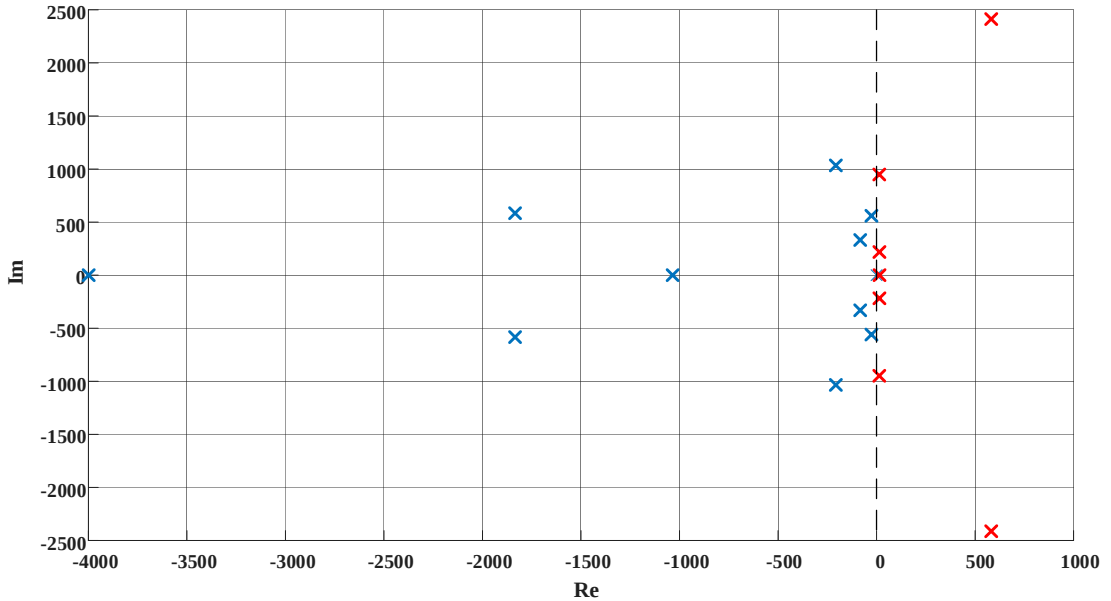


图 5-47 系统的特征值（不稳定）

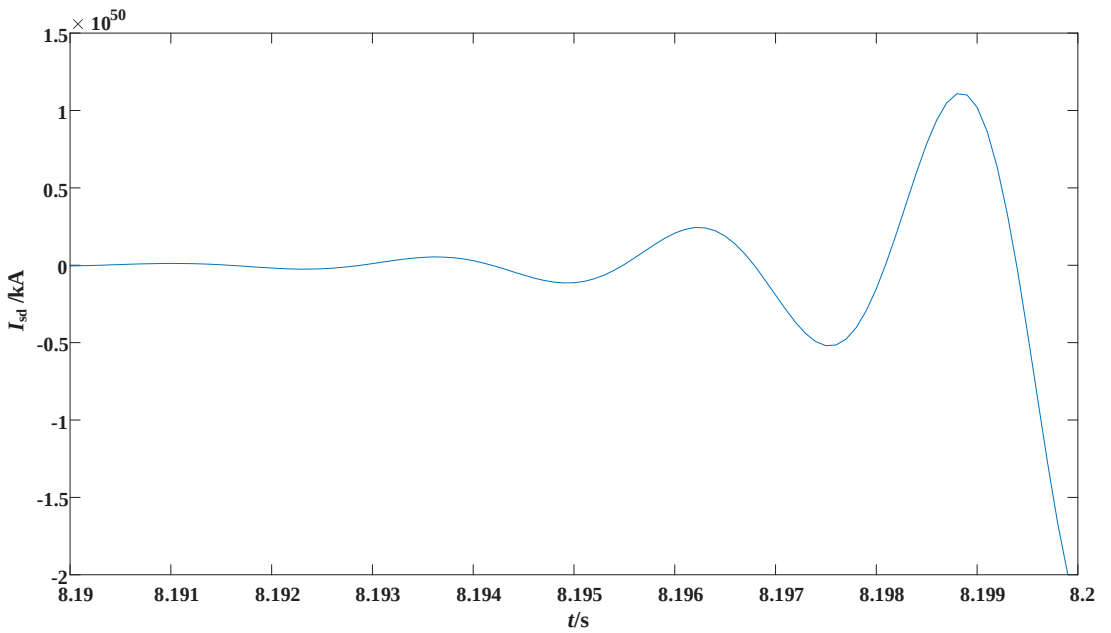


图 5-48 交流电流 d 轴（不稳定）

第六章 结论

6.1 本文结论

传统交流电网的仿真方法和电磁稳定性分析方法,在研究现代电力电子化电力系统中并不能完全胜任。随着技术的进步,一方面,实时仿真的出现很大程度上解决了电力电子的仿真问题,使得小步长、高效率和高精度得以兼顾;另一方面,针对 MMC 等直流输电模式的暂态稳定性分析模型不断被研究和提出,有利于电力电子化电力系统稳定性的判定和次超同步振荡等问题的解决。

本文就柔性直流输电关键设备 MMC 的工作特性进行了电磁暂态实时仿真,并针对案例建立 MMC 的小信号模型,以分析其电磁稳定性,具体工作成果和结论归纳如下:

(1) 对 MMC 的工作原理和典型结构进行了研究,并基于开关函数模型,建立了 MMC 在 dq 两相旋转坐标系中的数学模型。然后,分析了系统级、装置级和阀组级三个层次的控制策略,可以实现定有功无功功率、定交直流电压、抑制桥臂环流、均衡子模块电容平均电压等控制目标。建立控制策略后,给 MMC 交流侧施加最严重的故障——三相接地故障研究不同控制策略下 MMC 的工作特性。PSCAD 仿真分析结果表明,定电压控制可以抑制故障点电压的跌落,支撑 MMC 并网电压;而定功率控制可以抑制故障时并网电流的提升,且恢复比定功率控制更快。

(2) 对电力系统电磁暂态仿真中关键的微分方程数值解法进行了归纳,重点推导了各数值方法的截断误差和数值振荡(及其抑制)。然后,基于隐式梯形法或阻尼梯形法,推导了 MMC 的仿真模型,并编写 C 语言程序、搭建对应的 PSCAD 模型。在正常运行、交流侧三相接地和单相接地三个工况下,本文提出的 MMC 仿真模型的结果均与 PSCAD 高度一致,且能在故障清除瞬间有效抑制数值振荡。在 C 程序的基础上,本文还基于 HLS 工具和 FSM 思想编写了 Verilog 程序,进行 FPGA 实时仿真,仿真结果与 C 程序高度一致。

(3) 基于 MMC 的数学模型,考虑电容电波动、桥臂环流等动态,建立了 dq 坐标系下的详细小信号模型,并搭建对应的 PSCAD 模型。本文所提出小信号模型对状态量阶跃的响应,与 PSCAD 具有较好的一致性。最后,在小信号模型的基础上,分析系统的特征值:若特征值全部在左半平面,则 MMC 稳定,否则不稳定,并通过稳定和发散两个实际案例进行阐释。

6.2 工作展望

随着功率半导体、新能源发电和直流输电技术的发展,电力电子器件在电网中的渗透率越来越高,交直流混合输电的形式愈发常见,电力电子化已经称为电力系统的必然趋势。当前,针对电力电子化电力系统的高效率仿真,并不止实时仿真这一种方法,还有电磁——机电暂态多速率混合仿真等其他方法。关于 MMC 的电磁稳定性分析,除小信号分析法之外还有阻抗分析法。本文在关于实时仿真和小信号模型的工作中取得了一定的成果,但本文所讨论的部分只涉及相关课题的部分内容,尚存在下列问题值得进一步深入探究。

(1) 本文讨论了 MMC 在定功率、定电压等控制策略下的工作特性以及在三相对称故障下的故障穿越特性,而上述分析都是基于交流侧负荷对称的前提。下一步,本文将考虑正负零序网络,针对不对称电网的情况进行进一步研究。

(2) 本文所进行的 MMC 实时仿真,虽然与 PSCAD 取得了很好的一致性,但在仿真算法上,只是简单地将 IGBT 和二极管当成了可变电阻,而并未涉及电力电子器件电热模型。下一步,本文将细化对电力电子器件特性的建模,并对 MMC 进行电热仿真。

(3) 目前所分析的电力电子器件,仍然以硅为主。事实上,最近几年宽禁带电力电子器件迅猛发展,如氮化镓(GaN)、碳化硅(SiC)等。因此,下一步,可以将 MMC 中的普通 IGBT 更换为宽禁带器件,并对其工作特性进行仿真,与传统器件 MMC 进行对比。

(4) 本文在 MMC 故障的仿真与算例中,故障位置均选取在交流侧。下一步,可以将故障选定在直流侧,研究 IGBT 闭锁时直流单极故障、双极故障下 MMC 的工作特性,并进行建模与实时仿真。

参考文献

- [1] 刘筌.电气工程基础(第二版)[M].科学出版社,2005. 刘筌.电气工程基础(第二版)[M].科学出版社,2005.
- [2] 别朝红,林超凡,李更丰,邱爱慈.能源转型下弹性电力系统的发展与展望[J].中国电机工程学报,2020,40(09):2735-2745.
- [3] 徐政, 李宁璨, 肖晃庆,等. 大规模交直流电力系统并行计算数字仿真综述[J]. 电力建设, 2016, 37(2):1-9.
- [4] 刘斌,李伦全,叶昌,李俊.一种新型高效的多功能 Buck/Boost/Buckboost 型 PFC 电路[J/OL].电网技术:1-9[2020-06-06].
<http://kns.cnki.net/kcms/detail/11.2410.tm.20200528.1823.005.html>.
- [5] 王兆安,刘进军.电力电子技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2009.
- [6] 张娟. 用于压接式 IGBT 模块的 PCB 罗氏线圈电流互感器的研究[D]. 2019.
- [7] 刘亚簾. 电子电器知识讲座 第二讲 常用半导体器件(上)[J]. 电工技术, 1983(7).
- [8] 冷海滨. 现代电力电子技术的发展趋势探析[J]. 电子技术与软件工程, 2014, 000(001):P.156-157.
- [9] 谢仕宏,孟彦京,高钰淇,马汇海.小电容变频器及感应电机回馈能量分析[J].电工技术学报,2020,35(04):734-744.
- [10] 王秀茹,刘刚,王一振,张科,董平平,赵航宇.一种适用于多端柔性直流输配电系统的新型电压下垂控制方法[J/OL]. 电力系统及其自动化学报 :1-8[2020-06-06].
<https://doi.org/10.19635/j.cnki.csu-epsa.000445>.
- [11] 钱照明,何湘宁.电力电子技术及其应用的最新发展(一)[J].中国电机工程学报,1997(06):2-7+48.
- [12] 盛况,任娜,徐弘毅.碳化硅功率器件技术综述与展望[J].中国电机工程学报,2020,40(06):1741-1753.
- [13] S. Selvakumar,V. Kamatchi Kannan. FPGA based PV grid-connected inverter using partition input union output dual impedance qZSI[J]. Microprocessors and Microsystems,2020,75.
- [14] Shaowu Li. A variable-weather-parameter MPPT control strategy based on MPPT constraint conditions of PV system with inverter[J]. Energy Conversion and Management,2019,197.
- [15] 杨涛.综述现代电力电子技术在电力系统中的发展现状[J].科技风,2020(05):196.
- [16] 徐政.《交直流电力系统动态行为分析》[J]. 高电压技术, 2004(6):3-3.
- [17] Narain G. Hingorani, Laszlo Gyugyi. Understanding FACTS: Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems. IEEE, 2000
- [18] 张涛,徐雪琴,冉华军.基于改进差分回声搜索算法的 FACTS 设备的多目标优化配置[J].中国电机工程学报,2018,38(03):727-734.
- [19] Wu Nan. Research on DFACTS Configuration and Coordinated Control in Premium Power Park[C]. Research Institute of Management Science and Industrial Engineering.Proceedings of 2017 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems(IEPS 2017).Research Institute of Management Science and Industrial Engineering:计算机科学与电子技术国际学会 (Computer Science and Electronic Technology International Society),2017:63-69.
- [20] Lai H , Huai-Chao W , Ning D , et al. Comparative study on speed regulation of MCMS-10 spindle motor based on SVPWM vector control and frequency conversion[J]. Journal of the Brazilian Society of Mechanical Sciences and Engineering, 2019, 41(5).
- [21] Gene Wolf. A Short History of The Mercury-Arc Valve[J]. Transmission & Distribution World,2017.
- [22] 罗任志. 直流微电网的线路保护方案研究[D]. 2018.
- [23] 刘景晖,万振东,李飞科.大规模海上风电场集群交直流输电方式的等价距离研究[J].电力勘测设计,2020(04):1-5.
- [24] ABB. It' s time to connect: technical description of HVDC light technology[R]. Ludivika, Sweden, 2007.

- [25] 周孝信,陈树勇,鲁宗相.电网和电网技术发展的回顾与展望——试论三代电网[J].中国电机工程学报,2013,33(22):1-11+22.
- [26] 倪时龙. 电力电子技术在智能电网中的应用[J]. 电子世界, 2018, 000(003):186-187.
- [27] 姚良忠,吴婧,王志冰,李琰,鲁宗相.未来高压直流电网发展形态分析[J].中国电机工程学报,2014,34(34):6007-6020.
- [28] 温家良,吴锐,彭畅,王宇.直流电网在中国的应用前景分析[J].中国电机工程学报,2012,32(13):7-12+185.
- [29] Flourentzou N , Agelidis V G , Demetriades G D . VSC-Based HVDC Power Transmission Systems: An Overview[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(3):592-602.
- [30] 李国杰,阮思烨.应用于并网风电场的有源型电压源直流输电系统控制策略[J].电网技术,2009,33(01):52-55.
- [31] Lesnicar A , Marquardt R . An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range[C]// 2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings. IEEE, 2004.
- [32] 许建中,李钰,陆锋,樊强,赵成勇,熊小玲,屈海涛.降低 MMC 子模块电容电压纹波幅值的方法综述[J].中国电机工程学报,2019,39(02):571-584+654.
- [33] 汤广福. 基于电压源换流器的高压直流输电技术[M]. 北京: 中国电力出版社, 2010.
- [34] 陈名,饶宏,李立涅,等. 南澳柔性直流输电系统主接线分析[J]. 南方电网技术, 2012(06):9-13.
- [35] 翟冬玲. 柔性直流送端系统的频率与阻尼特性研究[D].华北电力大学(北京),2019.
- [36] 周浩,沈扬,李敏,等. 舟山多端柔性直流输电工程换流站绝缘配合[J]. 电网技术, 2013(04):7-18.
- [37] 高冲,贺之渊,王秀环,等. 厦门±320 kV 柔性直流输电工程等效试验技术[J]. 智能电网, 2016, 004(003):257-262.
- [38] 赵创业,卢铁兵,陈宁,等. 直流断路器对张北柔直电网中单极接地过电压的影响分析[J]. 高压电器, 2019(9).
- [39] 许建中,赵成勇,刘文静.超大规模 MMC 电磁暂态仿真提速模型[J].中国电机工程学报,2013,33(10):114-120+11.
- [40] 2012 年电力系统实时仿真技术交流会议材料.中国电力科学研究院.
- [41] 刘南平,黄东山. 高压线路断电保护动模试验系统的研究[J]. 广西电力, 2002.
- [42] 刘涛,杜明,时燕新,等. 基于 RTDS 的备自投装置的数模试验研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010(08):133-137.
- [43] 王博,周宗川,田蓓,等. 基于 ADPSS 的宁夏电网安全稳定控制装置试验[C]// 电力系统实时仿真技术交流会议. 2012.
- [44] 宋福海,林其煌,王大光,等. 基于 RTDS 的发电机励磁系统闭环试验[J]. 电力与电工, 2005, 025(002):4-6,59.
- [45] Liu Y , Steurer M , Woodruff S , et al. A novel power quality assessment using real time hardware-in-the-loop simulation[C]// International Conference on Harmonics & Quality of Power. 2004.
- [46] Pak L F , Dinavahi V , Chang G , et al. Real-Time Digital Time-Varying Harmonic Modeling and Simulation Techniques IEEE Task Force on Harmonics Modeling and Simulation[J]. 2007, 22(2):0-1227.
- [47] Kuffel R , Giesbrecht J , Maguire T , et al. RTDS - A Fully Digital Power System Simulator Operating in Real Time[C]// Conference on Electrical & Computer Engineering. 1996.
- [48] Fatos Xhafa, Leonard Barolli, David Martos. A web interface for the HyperSim-G Grid simulation package[M]. Inderscience Publishers, 2009.
- [49] Dufour C , Abourida S , Belanger J . Hardware-In-the-Loop Simulation of Power Drives with RT-LAB[C]// International Conference on Power Electronics & Drives Systems. IEEE, 2005.
- [50] 冯小玲,郭袅,谭建成. 实时数字仿真系统(RTDS)在继电保护上的应用研究%Researches and Applications of real-time digital simulation system to relay protection[J]. 国际电力, 2005, 009(004):43-47.
- [51] Miller W . Real world applications for field programmable gate array devices-an overview[C]// Wescon/94 Idea/microelectronics Conference Record. IEEE, 1994.
- [52] Xie L , Xiang Y , Mu Q . The Hardware Implementation of FPGA-Based Electromagnetic

- Transient System for New Energy Components[C]// 2019 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC). IEEE, 2019.
- [53] Hadizadeh A , Hashemi M , Labbaf M , et al. A Matrix-Inversion Technique for FPGA-Based Real-time EMT Simulation of Power Converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018:1-1.
- [54] Yang C , Xue Y , Zhang X P . FPGA-based detailed EMTP[C]// IEEE Manchester Powertech. IEEE, 2017.
- [55] 陈武晖,吴明哲,张军,余浩.模块化多电平换流器电磁暂态模型研究综述[J/OL].电网技术:1-11[2020-05-28].<https://doi.org/10.13335/j.1000-3673.pst.2020.0322>.
- [56] Miyake M , Ohashi A , Yokomichi M , et al. A Consistently Potential Distribution Oriented Compact IGBT Model[C]// Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE. IEEE, 2008.
- [57] Miyake M , Ohashi A , Yokomichi M , et al. A Consistently Potential Distribution Oriented Compact IGBT Model[C]// Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE. IEEE, 2008.
- [58] Lesnicar A , Marquardt R . An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range[C]// 2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings. IEEE, 2004.
- [59] Gnanarathna U N , Gole A M , Jayasinghe R P . Efficient Modeling of Modular Multilevel HVDC Converters (MMC) on Electromagnetic Transient Simulation Programs[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(1):316-324.
- [60] 喻悦箫,刘天琪,王顺亮,彭乔,王峰.基于平均值模型的双端 MMC-HVDC 系统小信号建模[J].中国电机工程学报,2018,38(10):2999-3006+3150.
- [61] 李云丰,汤广福,贺之渊,等. Damping Control Strategy Research for MMC Based HVDC System%MMC 型直流输电系统阻尼控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2016, 036(020):5492-5503.
- [62] 饶宏. 南方电网大功率电力电子技术的研究和应用[J]. 南方电网技术, 2013(01):7-11.
- [63] Xu L , Fan L . Impedance-Based Resonance Analysis in a VSC-HVDC System[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(4):2209-2216.
- [64] Xu L , Fan L , Miao Z . DC impedance-model-based resonance analysis of a VSC-HVDC system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(3):1221-1230.
- [65] Agbemuko A J , Luis Dominguez-Garcia J , Prieto-Araujo E , et al. Dynamic modelling and interaction analysis of multi-terminal VSC-HVDC grids through an impedance-based approach[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2019, 113(DEC.):874-887.
- [66] 吕敬,蔡旭,张占奎,等. 海上风电场经 MMC-HVDC 并网的阻抗建模及稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2016, 036(014):3771-3780.
- [67] Zhang S , Li B , Xu Z , et al. Harmonic state space impedance model of MMC considering internal impedance of AC and DC Grid[C]// 8th Renewable Power Generation Conference (RPG 2019). 2019.
- [68] 薛英林,徐政,张哲任,等. MMC-HVDC 换流器阻抗频率特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2014, 034(024):4040-4048.
- [69] 吕敬,蔡旭. 提高风场柔直并网系统稳定性的控制器参数优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2018, 038(002):431-443.
- [70] 吕敬,蔡旭. Harmonic Linearization Based Impedance Modeling of Modular Multilevel Converters%基于谐波线性化的模块化多电平换流器阻抗建模[J]. 电力系统自动化, 2017, 041(004):136-142.
- [71] Sun J , Liu H . Sequence Impedance Modeling of Modular Multilevel Converters[J]. Emerging & Selected Topics in Power Electronics IEEE Journal of, 2017, 5(4):1427-1443.
- [72] Wolovich, W. State-space and multivariable theory[M]// State-space and multivariable theory /.
- [73] 林志鸿. 基于模块化多电平变换器的分布式光伏发电系统研究[D].
- [74] Sun J , Chen J . A survey on Lyapunov-based methods for stability of linear time-delay systems[J]. Frontiers of Computer ence, 2016.
- [75] Liu D , Tang G , Zheng J , et al. Small signal modeling and analysis of open-loop response time constant of MMC[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 74(4):449-457.

- [76] Taffese A A , Tedeschi E , Jong E C W D . Modelling of DC-DC converters based on front-to-front connected MMC for small signal studies[C]// IEEE Workshop on Control & Modeling for Power Electronics. IEEE, 2016.
- [77] Sawata R. Deore, Pranav B. Darji, Anil M. Kulkarni. Dynamic phasor modeling of Modular Multi-level Converters[C]// 2012 IEEE 7th International Conference on Industrial and Information Systems (ICIIS). IEEE, 2012.
- [78] 曹立杨. 模块化多电平换流器控制策略研究[D].
- [79] 刘光辉, 徐春丽, 张新刚. 两种柔性直流输电技术的比较研究[J]. 山东电力高等专科学校学报, 2011, 014(005):14-18.
- [80] Far A , Jovcic D . Small Signal Dynamic DQ Model of Modular Multilevel Converter for System Studies[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 31(1):1-1.
- [81] by H W Dommel. EMTP theory book", 2nd Ed, Microtran Power System Analysis Corporation[C]// He Got His Phd In, at Feup, in the Area of Electromagnetic Transients in Power Systems – High & Medium Voltage Systems. 1996.
- [82] 刘益青, 陈超英. 用以消除数值振荡的阻尼梯形法误差分析与修正[J]. 中国电机工程学报, 2003(07):57-61.
- [83] 朱国平. 并网双馈风力发电系统数学建模与小信号稳定性分析[D].湖南工业大学,2019.
- [84] 杨黎明, 朱智恩, 杨荣凯,等. 柔性直流电缆绝缘料及电缆结构设计[J]. 电力系统自动化, 2013, 37(15):117-124.
- [85] 李探. 模块化多电平换流器直流输电系统稳定性关键问题研究[D]. 2016.
- [86] 李探, Aniruddha M.Gole, 赵成勇. 考虑内部动态特性的模块化多电平换流器小信号模型[J]. 中国电机工程学报, 2016(11):2890-2899.
- [87] Ahmed Mohamed Othman Abd ElMagsoud. Power System Stability And Control[J]. 2006.

谢辞

2016年9月，我踏入了交大校园，从此开始了大学生活。现在，2020年6月，我最终完成了我的毕业论文。大学的四年之间，学术精湛的老师们、我的父母、亲人和我的同学们给予了我很多指导和帮助，谨以这篇谢辞表达我对他们的衷心感谢。

感谢我的导师，舒德元老师。2020年10月，我加入舒老师科研团队，开始进行毕业设计。从毕设开题到中间工作开展，再到最后的收尾，舒老师在科研工作上给了我非常多的指导。对我不理解的知识点，舒老师总是耐心地为我在答疑解惑，并常常启发我独立思考。当我对实习、升学和未来规划等问题产生困惑时，舒老师也十分关心学生的发展，详尽地帮助我拨开迷雾，分析问题和局势，帮我理清思路。舒老师经常教育我们，要紧跟时代步伐，学习领域内的核心技术，并且放眼于专业之外，将电力系统当作一个对象去分析。能够在舒老师的指导下继续读研，我感到十分幸运。还要感谢同实验室的侍凡师兄、欧阳自强师兄、刘鸿超师兄等团队前辈，他们在我的科研过程中也给了我很大的帮助；微电子学院的张家良学长，带我初步入门 HLS 和 Verilog，并耐心地帮我调试程序、讲解 FSM 等知识点，我也要对他表示衷心的感谢。

感谢冯冬涵、周云两位老师，两位老师高超的学术水平和严谨的治学态度深深影响着我，他们对学生成长的关心也令我十分感激。在两位老师的指导下进行研究学习，我受益良多。感谢 EV++实验室的苏浩博士和史一炜博士，两位学长引导我进行电动汽车有序充电等方面的学习，并在我大三面临保研以及对学习产生困惑时，帮助我分析问题，告诉我一些相关信息，给予了我很大的帮助，

感谢计算机系的杨旻老师和外国语学院潘之欣老师。我大一暑假进入杨老师团队进行科研作为社会实践，当时对科研一无所知的我得到了杨老师的很多指导，在她的指导下，我使用 C++/STL 完成了团队分配编程任务。潘老师是我两年大学英语的听说课老师，也是我的 PRP 导师。还记大一刚开学时，我完全跟不上潘老师的课程节奏，担心挂科。是潘老师对我进行了耐心的指导，并教了我每天听一篇 BBC 的方法，虽然一开始倍感艰涩，后来通过这个学习方法逐渐适应了 BBC 的语速和词汇，顺利通过了期末考试，这个习惯我也一直坚持到现在，并有了看 TED、美剧等新的爱好。大学英语免修考试结束后，我在潘老师的指导下做外语学院的 PRP，潘老师经常对我进行指导，给我讲解语言测试理论，并细致地给我修改项目论文，教我如何分析数据、解释实验结果，这对我日后的学习是非常有益的。我非常感谢杨老师和潘老师，在我低年级时，给了我如此多的课内外指导。

感谢黄英杰老师、柴康敏老师和陈笑行、黄煜傑、王子超、何沐蔚、李蛟等学长学姐对我武术训练给予的专业而耐心的指导。感谢同届王梓桐、高逸飞、郭洪一和吴正翰、黄菲菲、李欣越、谢雅馨、马艺源等学弟学妹，在我任交大武术协会会长期间，对协会的付出，以及对我工作的大力支持。和同学们一起在训练室、南体、东下院、市锦标赛赛场和校内各大舞台上挥洒汗水，是我大学生活浓墨重彩的一笔。至今，排练电院 110 周年院庆晚会时在东下院的一个个辛苦的夜晚仍然历历在目。压腿踢腿、比赛、编动作、剪音乐、彩排……这些别样的回忆将继续伴随我前行。

还要感谢 RoboCup SRC 团队陈笑行、张钦圣、杨达三位学长对我的指导，我在他们的带领下接触了机器人足球赛。从平时跑车，到全国赛通宵奋战，再到共同夺冠并登上交大官微，是大学中最难忘的日子之一。感谢同系的卢致麒、方晓涛、戚钰豪、杨骥箐、王利国等同学，他们在专业课学习和考前复习时，给大量时间花在课外的我以很多帮助。我们还一起参加电子设计竞赛，那些做变流器烧掉板子、写 DSP 代码、调 PI 参数的日子也十分难忘。感谢师大附中的朱正奇、陆柏成、徐子钦等高中同学，他们与我一起进入交大，一起适应新的生活，虽然现在各奔前程，但 7 年的同学情谊从未消散，外滩等景点都留下了我们的足迹。

特别要感谢我的父母和姥姥姥爷。自我出生起，我的父母和姥姥姥爷一直给予我最无私、最无微不至的照顾和关爱，让我在一个幸福的家庭里健康成长，并安心在校园中完成本科的学业。在我遇到各种挫折时，他们给予我最多的安慰和鼓励，在我取得一些成绩时，他们也第一个与我分享，并鼓励我继续努力和前进。希望自己能够尽快成才、早日步入社会和工作岗位，通过自己的劳动报答他们的养育之恩。

REAL-TIME SIMULATION AND ELECTROMAGNETIC STABILITY ANALYSIS OF MMC BASED HIGH VOLTAGE DIRECT CURRENT

Key words: EMT, electromagnetic stability, real time simulation, small signal model, MMC

The 19th century has seen a series of breakthroughs in electromagnetic theories which leads human beings to an unprecedented age of electricity. Since the first commercialized thyristor was manufactured in 1957 which marks its origin, power electronic technology has started a continuous and thorough evolution in traditional power system monopolized by three-phases Alternating Current (AC). From then on, an increasing number of novel power electronic equipment has penetrated in the generation, transmission and distribution segment of power system profoundly, making the previous AC grid become a power electronics dominated modern power system.

One of the most widely used power electronic equipment in power transmission system is High Voltage Direct Current (HVDC), which involved conversion between AC and DC. Compared to the old AC power transmission, HVDC has larger power capacity, longer transmission distance and better economy. Rudimentary HVDC is based on thyristor to form Line Commutated Converter based HVDC (LCC-HVDC). Despite of its great success and wide application, LCC-HVDC has several apparent drawbacks such as line commutation failure and bad need of AC filter and reactive compensation equipment. Driven by the invention and development of Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT), Voltage Source Converter based HVDC (VSC-HVDC), also known as flexible DC transmission, came into being and eradicated those defects of LCC-HVDC along with additional advantages such as the ability to control active and reactive flow separately and the competence in providing electricity to insulated grid. A typical VSC-HVDC can be demonstrated by Fig.1

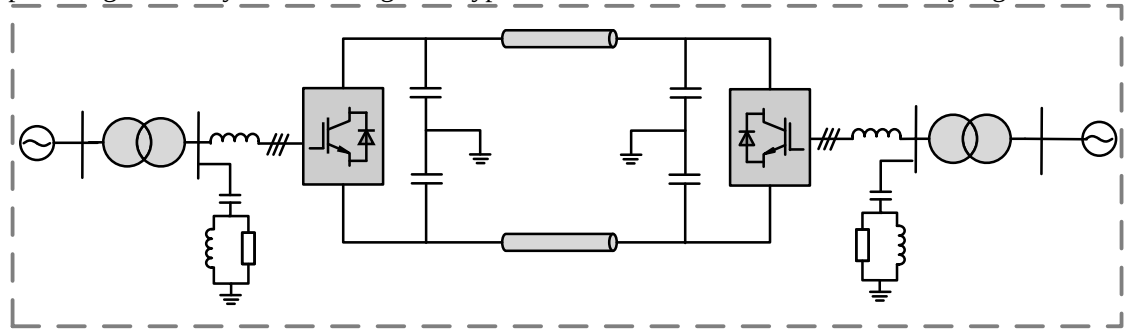


Fig.1 Typical VSC-HVDC

However, traditional 2 or 3 levels VSC (see Fig.2) has low power quality and is not suitable for high voltage scenarios unless direct serial structure of IGBT is introduced, which in the meantime brings the problem of complex control strategy.

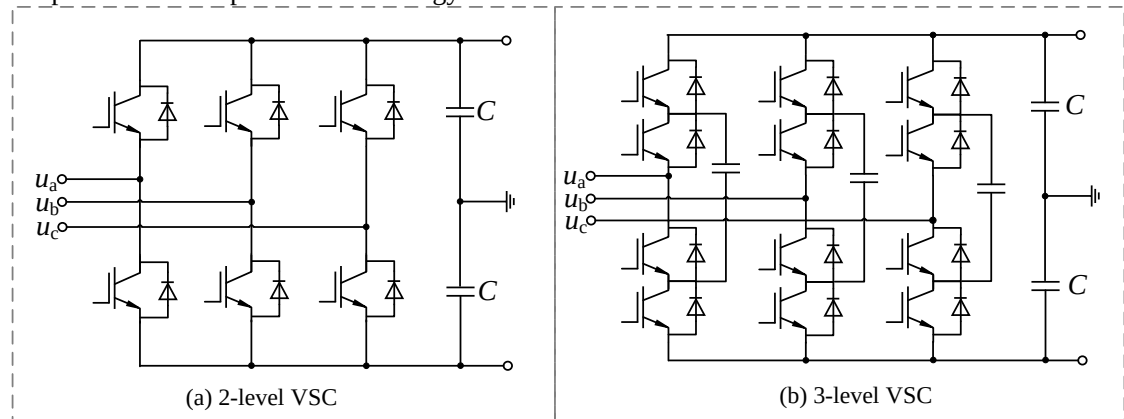


Fig.2 Traditional 2 or 3-level VSC

Thanks to the invention of Multi-modular Converter (MMC), a brand new form of VSC, the shortcomings of traditional VSC can be overcome. The core of MMC is a serial structure of sub-modules (SM) in each of 6 arms divided into three phase units, as shown in Fig.3. There are several typical topologies of SM, such as half-bridge SM (HBSM), full-bridge SM (FBSM) and clamp diode SM (CDSM), among which HBSM is most commonly adapted.

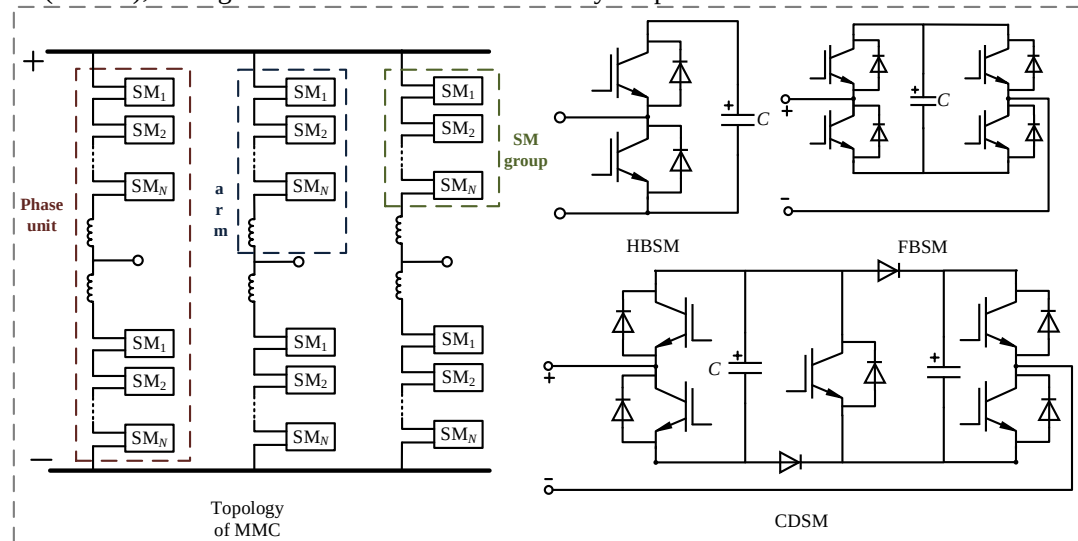


Fig.3 Topology of MMC and SMs

MMC has a great many advantages which is nearly impossible to be surpassed by traditional VSC. Firstly, the SM serial structure eradicates the active IGBT voltage balancing problem existed in VSC. Secondly, the levels of MMC overwhelm VSC, thus the Total Harmonic Distortion (THD) is much lower than VSC. Thirdly, the switching frequency of every IGBT in MMC is lower than VSC, so MMC has lower switching loss. Lastly, MMC has higher voltage tolerance. Compared with MMC, traditional VSC is literally an underdog.

Like any technology in the world, MMC is inevitably a double-edged sword, especially in aspects of power system simulation and stability. Because of its limited frequency range and accuracy, electromechanical transient simulation is unable to simulate the high frequency switching process of IGBTs which demands a much smaller simulation step. Conventional off-line Electromagnetic Transient Program (EMTP), which is based on differential equations of power system components and nodal analysis, also failed to simulate a grid with MMC containing too many SMs, for the simulation process is ridiculously lengthy. As a feasible solution, real time simulation does not have the problem of off-line EMTP, because it is synchronous with time line in real world and can form a Hardware in-the-Loop (HIL) simulation, as showed in Fig.4.

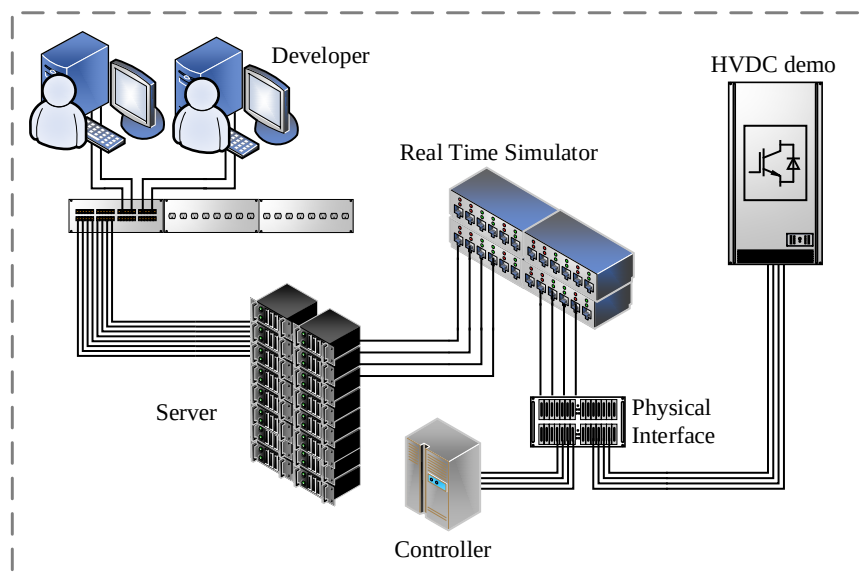


Fig.4 Hardware in-the-loop Real Time Simulation

However, analog Transient Network Analyzer (TNA) is difficult to maintain and Digital Signal Processor (DSP) which is the basis of Real Time Digital Simulation (RTDS) is not quick enough. Furthermore, the parallel computation methodology in RTDS creates great communication cost, which is heavily against simulation efficiency especially in small step cases for HVDC. Free of communication cost in parallel computation, Field Programmable Gate Arrays (FPGA) is a more powerful computation tool. Though DSP has not yet been replaced by FPGA and such researches are not mature, it is foreseeable that FPGA will play a critical role in real time simulation.

Power system instability problem is another detrimental phenomenon derived from the introduction of MMC. It has been reported that a 25Hz sub-synchronous oscillation and a 1.27kHz sup-synchronous oscillation was observed in some MMC-HVDC projects, which threatened the safety and stability of power grid. Classical stability theory such as Lyapunov's Theory and small signal method can be adapted in the analysis of those MMC accidents, however, those oscillations will still remain enigmatic and insurmountable without a proper MMC mathematical model. Some of the present models which omit several key dynamics are too simple to analyze MMC instability, others are too complex, impossible to be utilized in practice.

Aiming at those problem originated from MMC, this paper discusses the real time simulation and stability of MMC. In the first part of this thesis lies the EMT simulation model of MMC with its realization in both C language and Verilog, a kind of Hardware Description Language (HDL) executed in FPGA. The MMC EMT simulation model inspired by classical EMTP algorithm, which derives a Norton or Thevenin numerical equivalent circuit of components and solve the network by nodal analysis method, use a Thevenin equivalent circuit to simulate an MMC arm and a Norton equivalent circuit to depict AC grid. This model is useful in normal state and AC fault state, where damping trapezoid method is used to suppress numerical oscillation in AC fault state. The EMT simulation model of MMC can be illustrated by the equivalent circuit in Fig.5 and Fig.6.

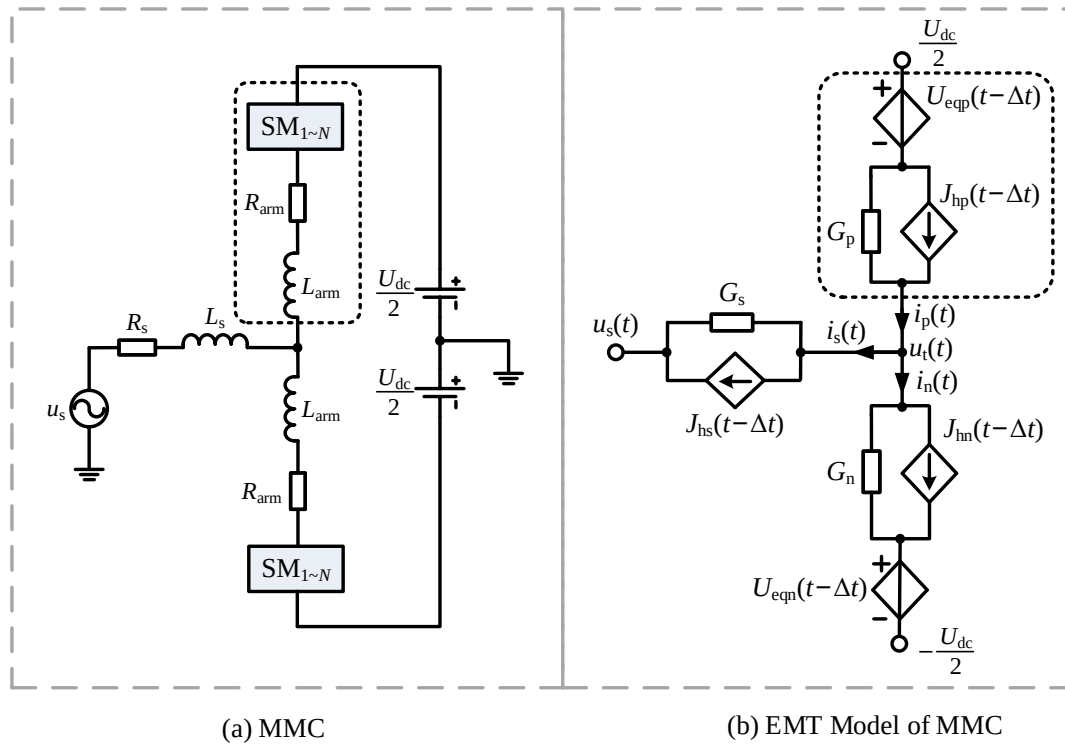


Fig.5 EMT Simulation Model of MMC (Normal)

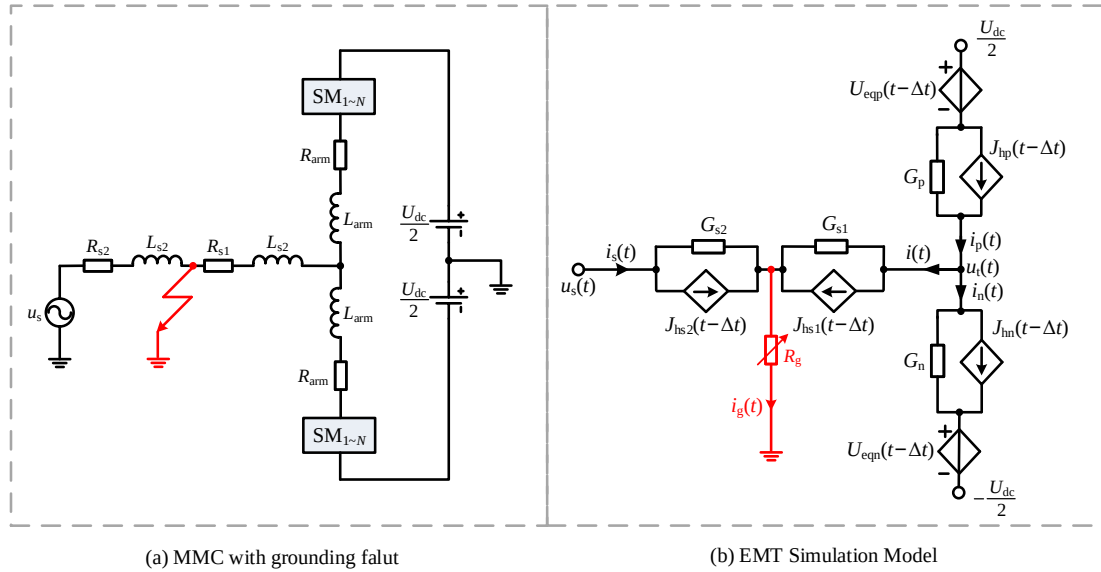


Fig.6 EMT Simulation Model of MMC (Fault)

As for MMC stability analysis, a small signal model of MMC is conducted, which comprehensively considers crucial MMC interior dynamics such as circulation current and its controller, capacitor voltage fluctuation and PLL. Based on the switch function average equivalent model, an MMC main circuit model is deduced under dq two phase rotating axes, and then MMC control system model is derived directly from the block diagram of MMC controllers.

In order to verify the proposed EMT simulation program, a four-SMs-per-arm MMC model is built in PSCAD, a widely used commercial simulation application, and three cases are studied, which is normal state, AC symmetrical ground fault state and AC single phase ground fault. The proposed MMC EMT model is primarily programmed in C language to make an off-line test. Then a High-Level Synthesis (HLS) tool is deployed to generate Verilog modules, which can convert C code to HDL and significantly enhance development efficiency. In the end a finite state machine (FSM) is used to schedule multiple Verilog modules and finally form the real time EMT program. Additionally, the comparison of MMCs which has 4 and 10 SMs per arm respectively are carried out based on the real time EMT program.

Another MMC model containing main circuit, dq decoupled current controller and circulation current suppression controller and PLL is set up to verify the proposed small signal model. A step function stimulation is exerted on DC component of total capacitor voltage, which is one of the state variables, to get the step responds of state and output variables. MATLAB symbolic toolbox is applied to obtain MMC small signal model, which can avoid the ordeal and great endeavor to calculate and simplify lots of equations by hand.

The following conclusions can be made from those case studies.

(1) The C language off-line test and FPGA real time EMT simulation results are in accord with PSCAD outputs, which verifies the EMT model and HLS based methodology.

(2) Damping trapezoid method in the proposed EMT model can effectively suppress numerical oscillation. In AC fault cases, when damping trapezoid method is replaced by implicit trapezoid method in order to observe, significant numerical oscillation in the MMC output voltage curve can be observed, which does not match the PSCAD results. However, when using damping trapezoid method, such oscillation is fleeting and virtually invisible.

(3) The MMC which has 10 SMs per arm generates AC voltage with lower THD than that with 4 SMs. That is to say, the more the number of SMs per arm, the higher the power quality.

(4) The step response of small signal model and PSCAD is generally consistent, which prove the validation of the proposed MMC small signal model.

(5) The MMC stability can be determined by eigenvalues of the state matrix derived from small signal model. All of those eigenvalues have negative real part, so the MMC-HVDC system is stable according to Lyapunov's Theory. However, when a control parameter is amplified by 100 times, the real part of some eigenvalues become positive, and the q-axis AC current curve becomes divergence, which serves as an evidence of the link between positive real part eigenvalues and instability.