
智能电网数字物理混合仿真系统理论及应用研究

摘要

数字物理混合仿真结合了实时数字仿真和动态物理模拟的优点，是研究智能电网中新能源发电、储能、微网等系统的特性及接入技术的关键手段。根据被试装置的不同，数字物理混合仿真系统可分功率连接型闭环仿真及信号型闭环仿真两类，本文分别对两者进行了具体分析。本文首先从稳定性和精确性两方面对功率连接型仿真关键接口算法进行了理论分析并对阻尼阻抗接口进行了简化。得出了在阻抗匹配时，简化后的阻尼阻抗接口算法具有不受接口延迟影响的透明特性，理想变压器算法具有带有源负载能力强的结论。基于该结论提出了一种新混合接口模型，该接口用理想变压器接口构成前向驱动器，以激励物理模拟系统；由简化阻尼阻抗接口构成反向观测器，以获得精确的数字仿真结果。仿真结果表明新接口算法兼顾了简化阻尼接口算法对数字仿真系统的“透明性”以及理想变压器接口的带有源负载能力。

本文其次利用信号型闭环仿真技术实现了双馈风机的控制器硬件在环测试，构建了风电场综合仿真分析平台。本文同时推导了双馈风电场启动转子撬棒保护后的短路故障特性并进行了仿真验证，并讨论了故障特性对比相式距离保护的影响。转子撬棒保护启动后风电场的故障特性会使距离保护的抗过渡电阻能力发生变化。当采用母线记忆电压为极化量时，保护的抗过渡电阻能力与风电场的运行状态有关；当采用正序电压为极化量时，保护的抗过渡电阻能力将减小。最后本文基于上述结果初步探讨了风电场自适应距离保护的设计方法。

关键词：数字物理混合仿真，功率连接型仿真，接口算法，双馈风电机组，距离保护，极化电压

KEY ISSUES IN HARDWARE-IN-THE-LOOP OF SMART GRID

ABSTRACT

Hardware-in-the-loop simulation combines the merits of real-time digital simulation and dynamic physical simulation, which is a key technology to study the system properties and the integration technologies of the renewable energy, energy storage devices and microgrid in the smart grid. According to the difference of physical hardware under test, hardware-in-the-loop simulation system can be divided into two types which are PHIL system and CHIL system. The paper analyzes the two systems respectively in detail. Firstly, the paper studies and establishes the stability and accuracy characteristics of the PHIL interface algorithms. Then the paper simplifies the Damping Impedance model (DIM) interface and discovers that, when the damping impedance in the VES matches the equivalent impedance in the HUT, the simplified DIM interface has ‘transparent’ feature which means that the response in the digital simulation is not affected by the delay introduced by the interface. And it also draws the conclusion that driving capability of the Ideal Transformer model (ITM) interface is good when the HUT contains power source. According to the above conclusion, the paper proposes a novel interface algorithm, which uses the ITM to drive the physical hardware under test and employs the Simplified DIM to obtain accurate response in the virtual electrical system. The result of simulation shows that the novel interface combines the merits of the Simplified DIM and the ITM when the hardware under test is active. Secondly, the paper applies the CHIL simulation technology to test the DFIG controller and establishes the wind farm simulation platform in which the short-circuit fault characteristics after Crowbar’s starting are analyzed and simulated. The results show that the ability of anti-transition impedance in distance relay will be related to the operational status when using bus memory voltage as polarization voltage. By comparison, when using positive sequence voltage as polarization voltage, the ability of anti-transition impedance will be reduced. Based on the results, this paper designs the preliminary adaptive distance protection for wind farm.

KEY WORDS: Hardware-in-the-loop, PHIL, Interface algorithms, DFIG, Distance protection, Polarization voltage

目 录

智能电网数字物理混合仿真系统理论及应用研究	I
摘要	I
ABSTRACT	II
第一章 绪论	1
1.1 课题背景及数字物理混合仿真的基本概念	1
1.2 研究现状	4
1.2.1 数字物理混合仿真接口研究现状	4
1.2.2 风电场短路故障特性研究现状	4
1.3 本文的主要研究内容	5
第二章 功率连接型数字物理混合仿真系统	7
2.1 基本概念及接口代数	7
2.2 接口基本类型及其稳定性	8
2.2.1 理想变压器模型 (ITM)	8
2.2.2 时变一阶近似模型 (TFA)	10
2.2.3 传输线路法 (TLM)	11
2.2.4 部分电路复制法 (PCD)	12
2.2.5 阻尼阻抗法 (DIM)	12
2.3 接口精确性分析	14
2.3.1 VES 子系统的精确性分析	14
2.3.2 HUT 子系统的精确性分析	17
2.3.3 ITM 及 DIM 接口的精确性分析小结	18
2.4 一种适应有源被试系统的新型接口算法	19
2.4.1 基于 SDIM-ITM 的新型接口方法	19
2.4.2 实时阻抗跟踪算法	20
2.5 算例分析及仿真验证	21
2.5.1 无源 R-L 负载	21
2.5.2 有源 R-L 负载	24
2.6 本章小结	27
第三章 信号型数字物理混合仿真系统	28

3.1 CHIL 的基本概念	28
3.2 基于 RTDS 的双馈风电场 CHIL 仿真系统	30
3.2.1 双馈风电机组的基本运行原理及控制策略	30
3.2.2 CHIL 系统结构设计	33
3.2.3 RTDS 小步长仿真系统分析	34
3.2.4 RTDS 的变流器模型	36
3.2.5 RTDS 的小步长异步电机模型	37
3.2.6 RTDS 的风机模型	37
3.2.7 CHIL 算例验证	37
3.3 本章小结	40
第四章 风电场故障特性分析及仿真验证	41
4.1 双馈感应电机故障电流分析	41
4.1.1 序分量分析方法	41
4.1.2 双馈感应电机等值模型	42
4.1.3 定子侧磁链	43
4.1.4 转子侧磁链	45
4.1.5 风电场出口处的故障电流	47
4.2 算例分析及仿真验证	50
4.3 本章小结	52
第五章 风电场故障特性对距离保护的影响及仿真验证	53
5.1 双馈风电场故障特性对距离保护的影响	53
5.1.1 以母线记忆电压为极化量的距离保护	54
5.1.2 以正序电压为极化量	61
5.2 算例分析及仿真验证	62
5.3 仿真结果的进一步讨论	64
5.4 本章小结	66
第六章 结束语	67
6.1 主要工作与创新点	67
6.2 后续研究工作	68
参考文献	69
附录 1 ITM 及 DIM 接口算法的相关推导	74
附录 2 适用有源负荷的新接口算法 SDIM-ITM 相关推导	76

致 谢	79
攻读硕士学位期间已发表或录用的论文	80

图 录

图 1-1 数字物理混合仿真系统原理图	2
图 2-1 功率连接型数字物理混合仿真系统原理图	7
图 2-2 PHIL 系统的传递函数结构图	8
图 2-3 ITM 接口结构图	9
图 2-4 ITM 接口传递函数结构图	9
图 2-5 TFA 接口结构图	10
图 2-6 TLM 接口结构图	11
图 2-7 PCD 接口结构图	12
图 2-8 DIM 接口结构图	13
图 2-9 参考系统等效电路图	14
图 2-10 ITM 接口等效电路图（被试系统有源）	15
图 2-11 SDIM 接口等效电路图（被试系统有源）	16
图 2-12 SDIM-ITM 接口原理图	19
图 2-13 被试系统为无源负载时的等效电路图	21
图 2-14 VES 侧电压响应（无源 HUT）	22
图 2-15 VES 侧电流响应（无源 HUT）	22
图 2-16 HUT 侧电压响应（无源 HUT）	23
图 2-17 HUT 侧电流响应（无源 HUT）	23
图 2-18 被试系统为有源负载时的等效电路图	24
图 2-19 VES 侧电压响应（有源 HUT）	25
图 2-20 VES 侧电流响应（有源 HUT）	25
图 2-21 HUT 侧电压响应（有源 HUT）	25
图 2-22 HUT 侧电流响应（有源 HUT）	26
图 3-1 利用 CHIL 技术对继电保护进行测试	29
图 3-2 双馈风机原理图	30
图 3-3 转子侧变流器定子磁链定向矢量控制	31
图 3-4 电网侧变流器电网电压定向矢量控制	32
图 3-5 CROWABAR 保护原理图	32
图 3-6 双馈风机 CHIL 原理图	33

图 3-7 双馈风机 CHIL 接口原理图	34
图 3-8 大步长、小步长接口原理图	35
图 3-9 RSCAD 的开关管等效 RLC 模型	36
图 3-10 RSCAD 的低损耗理想开关管模型	36
图 3-11 双馈风机的 RTDS 小步长模型	38
图 3-12 大步长电力系统接线图	38
图 3-13 DFIG 定子电流	39
图 3-14 DFIG 转子电流	39
图 3-15 直流母线电压幅值	40
图 3-16 风电场输出的有功、无功波形	40
图 4-1 感应电机正序等效电路图	42
图 4-2 感应电机负序等效电路图	42
图 4-3 单相短路接地时的序电压分布情况	49
图 4-4 两相相间短路时的序电压分布情况	49
图 4-5 风电场短路故障电流算例	50
图 4-6 单相接地故障电流及频谱(故障位置线路全长 20%)	51
图 4-7 单相接地故障电流及频谱(故障位置线路全长 80%)	51
图 4-8 两相相间短路故障电流及频谱(故障位置线路全长 20%)	52
图 4-9 两相相间短路故障电流及频谱(故障位置线路全长 80%)	52
图 5-1 短路故障示意图	54
图 5-2 以母线记忆电压为极化量的欧姆距离继电器实际动作特性	56
图 5-3 正序电网结构图	57
图 5-4 负序电网结构图	57
图 5-5 零序电网结构图	57
图 5-6 欠同步速时以母线记忆电压为极化量的距离继电器实际保护范围	59
图 5-7 超同步速时以母线记忆电压为极化量的距离继电器实际保护范围	59
图 5-8 反方向故障时以母线记忆电压为极化量的距离继电器实际保护范围	61
图 5-9 保护区外故障时以正序电压为极化量的距离继电器实际保护范围	62
图 5-10 最大风力跟踪曲线	65

表 录

表 2-1 接口精确性小结	18
表 2-2 算例 1 参数取值	21
表 2-3 各接口基波仿真精度对比（无源 HUT）	23
表 2-4 算例 2 参数取值	24
表 2-5 各接口仿真精度对比（有源 HUT）	26
表 3-1 DFIG CHIL 算例参数	38
表 4-1 DFIG 短路故障算例参数	50
表 5-1 距离保护保护范围算例参数	63
表 5-2 以母线记忆电压为极化量的距离继电器动作情况	63
表 5-3 以正序电压为极化量的距离继电器动作情况	64

第一章 绪论

1.1 课题背景及数字物理混合仿真的基本概念

电力系统仿真是研究电网动态行为、保证电网稳定及优化运行的重要手段，从方法上可分为物理模拟与数字仿真两种。物理模拟方法基于相似原理，使用经过等值折算的实际物理设备。物理模拟一般具有很高的仿真可信度，但由于其投资巨大、参数更改困难、仿真规模有限，难以模拟大规模电网的运行。数字仿真充分利用现代数值计算方法和计算机处理能力，具有投资较小、易于重构、能进行大规模仿真等一系列优点，但仿真结果严重依赖于设备的数学模型及仿真算法，模型精度会直接影响结果的准确度和可信度。结合数字仿真和物理模拟的混合仿真技术能够兼顾以上两种方法的优点^{[1]-[3]}。

数字物理混合仿真又称硬件在环 (hardware-in-the-loop, HIL) 仿真，这种方法将实际的物理装置或系统(hardware under test, HUT)置于由实时数字仿真系统建立的虚拟电力系统(virtual electrical system, VES)中进行闭环仿真。该方法用物理装置模拟建模效果不理想或模型未知的元件，用数字仿真模拟大型电力系统，是电力系统仿真领域的一个新思路。由于数字仿真可以建立较为真实的电力系统运行环境，并能够灵活模拟诸如故障、振荡、电压跌落等系统极端情况，使被试装置(HUT)在投入现场实际运行前得到充分的测试，在实际运行之前检测其潜在缺陷。所以，数字物理混合仿真技术在未来智能电网研究中将发挥重要作用。

根据被试装置的不同，数字物理混合仿真系统可分功率连接型闭环仿真 (PHIL, Power-Hardware- -in-the-loop) 及信号型闭环仿真 (CHIL, Control-Hardware-in-the-loop) 两类^[1]，后者也常被称为控制器在环仿真或半实物仿真。

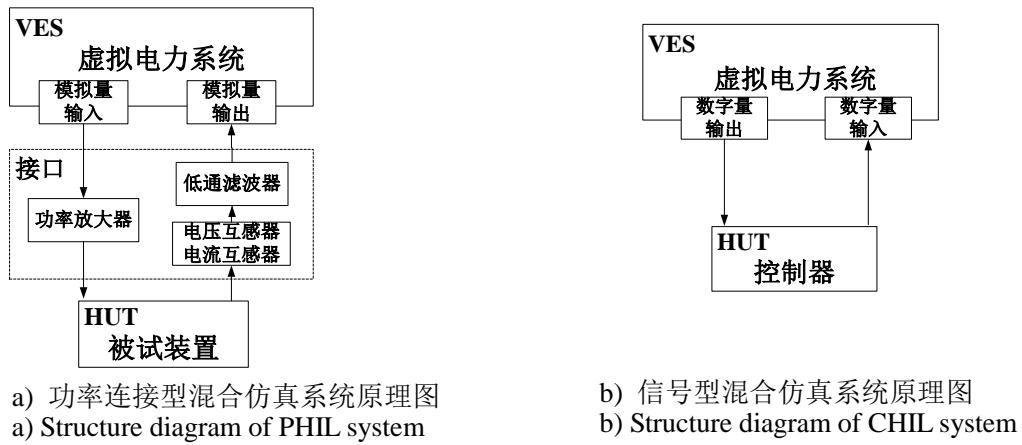


图 1-1 数字物理混合仿真系统原理图
Fig.1-1 Structure diagram of HIL system

PHIL 指数字仿真系统与 HUT 之间需要交换真实的物理功率,如图 1-1a 所示。此时需要由四象限功率变换装置、互感器等物理装置构成接口模块, 并需要考虑系统的稳定性、仿真精度等复杂问题。近年来, 随着智能电网技术研究与设备开发的迫切需求, PHIL 仿真技术虽获得了密切关注^{[1][2][9]-[17]}, 但其理论发展仍较为有限。

对 PHIL 技术开展研究的意义至少体现在以下两方面。首先, 智能电网发展中涌现了大量新能源发电和储能技术, 但目前对这些新设备的物理特性和数学模型研究尚不充分, 难以建立准确的数字仿真模型, 利用 PHIL 技术, 可将其以物理系统接入到由实时数字仿真技术模拟的电力系统中, 这样有利于研究它们的物理特性。其次在 PHIL 系统中, 通过配置大容量的功率变换装置, 可以构成强大的硬件测试平台, 如文献[9]介绍了一个接口单元容量达到 5MW 的大规模 PHIL 系统, 利用该系统实现了对全电动船舶推进电机、风电机组、超导限流器、超导变压器等大型装置或系统的在环测试^{[9]-[12]}。

与 PHIL 技术对应的, CHIL 指数字仿真系统与 HUT 之间只传输低功率的测量信号及控制信号, 如图 1-1b 所示。自电力系统实时数字仿真技术出现的近 20 年来, 其理论发展已较为成熟, 对于 CHIL 领域的研究主要侧重于其技术应用。使用 CHIL 技术可以实现继电保护装置在环测试、双馈风机背靠背变流器控制器半实物仿真等试验。如文献[4]-[6]利用 CHIL 技术进行保护装置的研发测试, 文献[7][8]则利用 CHIL 技术实现了双馈风机模型的控制器在环测试。

利用 CHIL 技术对单装置进行闭环测试后, 可进一步搭建功能更为广泛的实验平台。如基于实时数字仿真器(如 RTDS, Real time digital simulator) 仿真一次侧电力系统, 利用对单台继电保护装置的测试方法, 可以对数字化变电站全站进行模拟, 实现故障录波、变电站运行策略研究、数据挖掘、保护配置等方面的研究。

利用 CHIL 技术实现双馈风机控制器的测试后, 可以搭建风电场综合测试平台。利用数字信号控制器对 RTDS 中的变流器进行控制, 能够更加真实地模拟双馈风电场的实际运行情况。在此基础上可以继续进行低电压穿越策略、风电场并网对系统稳定性影响、风储协调控制、风电场短路故障特性等方面的研究。

近年来智能电网技术及风力发电技术快速发展, 风电装机容量在智能电网中的比重快速增加^{[18]-[35]}。目前, 采用变速恒频技术的双馈感应电机 DFIG(doubly fed

induction generator) 已经具备最大功率跟踪及优质电能输出的特性^[18]。由于其优异的能量转换效率及灵活的运行方式, DFIG 已逐步发展为大容量风电场的主要机型^[32]。

DFIG 的结构及运行原理不同于传统的发电机组, 其发电机部分采用绕线式异步电机, 定子直接或通过变压器并网, 转子则通过背靠背变流器与电网相连。双馈感应风力发电机的结构本身具有欠阻尼特性^[19], 对电力系统中的扰动敏感性较强。当电力系统出现短路故障时, 其定转子电流将会增大, 造成机组及背靠背变流器过电流、过电压, 严重时会损毁设备。为保护设备的安全运行, 一般在直流母线处或转子处加入撬棒 (Crowbar) 保护电路^{[19]-[20]}。

由于双馈感应机组特殊的结构及运行方式, 其故障特性与传统的同步电机、异步电机不同^[22]。当 Crowbar 保护投入后, 由感应电机定子侧提供的短路电流直接受到电网运行方式及故障类型、Crowbar 整定阻抗等因素的影响^[24], 但目前对其特性仍十分有限。

随着风电场规模及容量不断增大, 系统对风电场并网运行的要求日趋严格。新的国网规程 Q/GDW392-2009《风电场接入电网技术规定》要求风电场具备低电压穿越能力 (Low voltage ride through, LVRT), 在一定故障条件下不脱网^[31], 保持并网运行。当汇流母线高压侧电压跌至 20% 时, 至少保证不脱网连续运行 625ms, 这段时间内风电场提供的短路电流将足以对继电保护装置的运行产生影响^[19]。

若电力系统中的风电场渗透率达到一定程度, 基于同步电机故障特性的电网传统继电保护算法、配合关系及整定原则都受到严重挑战^[22]。双馈风电场尤其在 Crowbar 保护启动后的故障特性可能使原有保护范围发生变化, 导致保护拒动或误动。

综上所述, 风电场的 Crowbar 保护与电力系统保护的对象存在差异, 主要表现为 Crowbar 保护以风机及变流器等风电场元器件为保护对象, 而继电保护装置以维护电力系统稳定性为目标^[31]。加深对双馈风电场短路故障特性的研究, 对实现风电场故障穿越运行、促进风电并网技术发展及维护电力系统稳定都具有重要意义, 成为智能电网建设过程中的重要挑战之一。

本课题的研究面向智能电网的数字物理混合仿真系统中的关键技术进行研究, 主要以风电场接入智能电网为实际的应用对象和验证范例, 研究 PHIL 及 CHIL 技术在智能电网中的应用。在实现 CHIL 的基础上对风电场故障特征的理论分析与仿真验证, 并讨论其对继电保护影响。本课题的研究结果将为上海市科委项目

“数字物理混合仿真分析平台及总体方案仿真分析验证”提供支撑，为崇明岛智能电网各环节集成应用示范的全面展开提供科学依据。

1.2 研究现状

1.2.1 数字物理混合仿真接口研究现状

自电力系统实时仿真技术诞生 20 多年以来，CHIL 技术已发展的非常成熟，而应用新发展起来的 PHIL 技术时会面临许多新的问题。PHIL 系统的接口单元中包含大容量的功率变换装置，由其引入的延迟与噪声会对闭环仿真系统的稳定性与精确性产生严重影响^{[1][2][9]-[14]}。通过选择合适的接口算法，可以显著地提高 PHIL 系统的稳定性和精确性，因此对接口算法的研究成为 PHIL 研究中的关键问题。IEEE 于 2009 年专门成立工作组对接口问题进行了研究^[1]。文献[12]总结了 PHIL 常用的 5 种接口模型，包括理想变压器模型（ITM, Ideal Transformer Model）、时变一阶 R-L 模型近似（TFA, Time-variant First-order Approximation）、输电线路解耦（TLM, Transmission Line Model）、部分电路复制松弛解耦（PCD, Partial Circuit Duplication）、阻尼阻抗（DIM, Dampling Impedance Method）等。其中，ITM 法最早提出，原理直观且易于实现，在实践中应用最为广泛。文献[12]利用传递函数分析了上述 5 种算法的稳定性，仿真结果显示 DIM 接口在稳定性、精确性方面都优于其他接口算法，但是未见该文及其他文献对 DIM 接口的特性进行深入研究。同时，文献[12]认为 DIM 接口需要实现阻抗匹配，从而限制了其实际应用。文献[13][14]推导了 ITM, DIM, PCD, TFA 接口的统一结构，详细讨论了接口响应无稳态误差的充要条件及相位偏移问题。文献同时指出接口算法需要根据 HUT 的信息调整接口参数以改善仿真效果。文献[15]讨论了如何通过设置接口最优参数增加系统稳定性的方法。文献[16]利用 Labview 和物理 R-L 负载建立了原型系统，对系统稳定性进行了分析与验证。

上述文献存在的共性问题是：1) 分析或试验中假定作为 HUT 的物理系统是无源的，而这难以适应微网等有源型 HUT 的研究与试验需求；2) 对 DIM 接口模型的分析非常有限，已有的试验系统都采用 ITM 接口。

1.2.2 风电场短路故障特性研究现状

风电场故障特性是目前的理论研究的热点，对该问题已经开展了大量研究。

文献[20]提出接入配电网的 DFIG 所提供的短路电流不仅与 DFIG 的参数有

关，还与短路点和接入点的位置、控制方式以及配电网的运行工况等因素有关。并分 Crowbar 动作与不动作两种情况进行了讨论。但在分析过程中仅考虑了励磁稳态分量及励磁暂态分量，并未考虑其他分量的影响。文献[22]在考虑 DFIG 控制系统和 Crowbar 保护影响的情形下，对 DFIG 的三相短路电流进行了仿真分析。文献[24]对电网故障时 DFIG 的短路特性进行了数学推导和分析。从电网角度对 DFIG 故障进行研究，得出在转子侧 VSC 被闭锁时，网测变流器行为可视作 STATCOM 的结论。文献[25]分析了电网故障时 DFIG 的动态特性，推导了定子磁链在对称及不对称故障情况下的解析表达式。文献[26]基于 DFIG 定子、转子磁链的暂态变化规律，推导了 DFIG 在电网电压不同跌落程度时的定子、转子暂态电流的解析表达式。[27]基于双馈风机的励磁暂态模型，理论了电力系统发生各种故障情况时双馈风机的故障电流特性。文献[32]认为风电场并网处的 SVC 与储能装置都可视为静止无功补偿器，对线路有助增电流的作用。文献[37]讨论了当风电场附近发生三相对称短路故障时，风电机组的对称短路特性，并比较了不同类型风电机组与同容量同步发电机的短路电流波形。文献[38]分析了 DFIG 定子端三相短路时短路电流的产生原因，给出了定子、转子短路电流的近似表达式。文献[39]对 DFIG 的暂态过程进行了分析，给出了短路电流的计算公式，但所提出的短路电流表达式是在系统空载的得到的，并不适用于并网 DFIG 短路电流的研究。文献[40]分析了分布式风力发电的特点，但该文主要关注于对配电网电压降的影响。文献[23][27][35][36]均提出当双馈风电场 Crowbar 保护启动后，其定子侧的故障电流中包含非工频分量（包括衰减直流分量和分数次谐波），但这些文献未具体讨论其对电力系统保护的影响。

上述文献存在的主要问题是：1) 所讨论的风电场故障特性与电力系统联系不够紧密，并主要针对三相短路进行分析，同时未充分考虑 Crowbar 动作之后其阻值大小对故障电流的影响；2) 讨论中将故障后的 DFIG 视为传统的异步电机，因此精确性受到影响；3) 未详细讨论风电场故障特性对电力系统保护的影响。

1.3 本文的主要研究内容

本文从 PHIL 及 CHIL 两方面，对智能电网中数字物理混合仿真中的关键技术进行研究。其中，在 PHIL 方面主要进行理论分析并提出了新型接口算法；在 CHIL 方面主要侧重应用实践，设计了双馈风电场 CHIL 硬件在环控制仿真平台的接口，并实现了控制器硬件在环控制；利用上述平台，对风电场故障特性进行了仿真分析，重点对 Crowbar 保护启动后的故障特性及其对风电场联络线距离保护的影响

进行了理论分析与仿真验证。

本文第二章主要研究 PHIL 技术。在介绍 PHIL 基本概念及基本接口类型的基础上，重点讨论了 ITM 及 DIM 接口的稳定性及精确性，并基于讨论结果设计了一种结合 ITM 及 DIM 各自优点的新型接口算法。

本文第三章到第五章主要研究 CHIL 技术。其中，第三章主要介绍了 CHIL 的基本概念，并基于 RTDS 设计了双馈风电场混合仿真的接口，实现了控制器 CHIL 测试，同时讨论了 RTDS 小步长仿真的技术要点；第四章主要分析双馈感应电机在 Crowbar 保护启动后的故障特性；第五章则主要讨论风电场故障特性对联络线距离保护的影响。

如果说本文第三章主要从控制器角度对数字物理混合仿真系统进行研究与验证，那么第四、五两章则主要从继电保护角度进行分析与验证。

第二章 功率连接型数字物理混合仿真系统

2.1 基本概念及接口代数

本章对功率连接型数字物理混合仿真系统（PHIL）进行分析。PHIL 系统由 VES、HUT、接口 3 个子系统组成，其结构如图 2-1 所示。

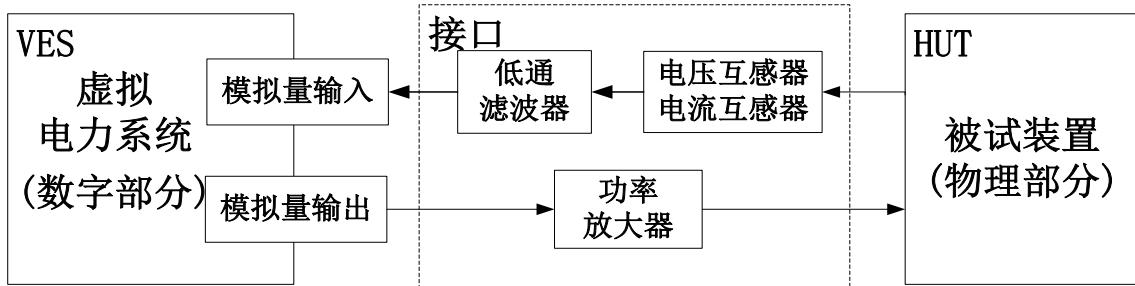


图 2-1 功率连接型数字物理混合仿真系统原理图

Fig.2-1 Structure diagram of PHIL system

VES 子系统运行于实时数字仿真器。在一个仿真步长内（约 $50\sim60\mu s$ ），数字仿真器需要完成采集外部信号、实时求解模型、对物理装置执行激励、控制等功能。HUT 子系统是指被测试的物理装置或系统。HUT 子系统既可能是无源的，也可能是有源的。

接口子系统用于连接数字的 VES 子系统和物理的 HUT 子系统，以实现交换控制信号和传输能量。接口子系统由接口硬件和接口算法 2 部分组成。其中，接口硬件包括四象限功率放大器、互感器等物理装置。功率放大器一般采用大功率电压源变换器，本文在分析时，将其抽象成受控电压源与延迟环节的组合^[1-2,9-12]。电流互感器、电压互感器采集 HUT 侧的电压与电流后，反馈到实时数字仿真系统中，以求解系统下一个仿真步长的状态。在电流互感器和电压互感器后加入后置低通滤波器以滤除由功率放大器和有源型 HUT 产生的高次谐波。

由于现有接口装置参数的数量级是基本确定的，因此决定仿真精度、稳定性主要是运行于 VES 中接口算法，以下进行重点分析。

接口算法的分析方法主要采用文献[2]提出的框图分析法，如图2-2所示：

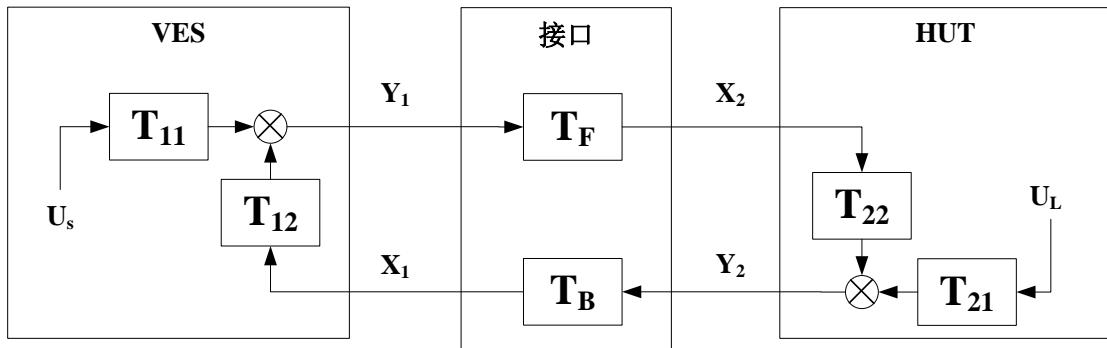


图 2-2 PHIL 系统的传递函数结构图
Fig.2-2 Transfer function diagram of PHIL system

其中 T_F 为前向通路的传递函数。若系统前向通路由纯延时环节构成，则 $T_F = e^{-s\Delta t}$ 。 T_B 为其后向通路的传递函数。若系统后向通路为理想电压、电流互感器，则 $T_B = [E]$ 。如果考虑低通滤波器（Lower power filter, LPF），则 T_B 相应发生变化。 T_{11} 为 VES 中电源 u_s 产生的传输变量 y_1 激励的传递函数。 T_{12} 为反馈变量 x_1 产生的传输变量 y_1 激励的传递函数。 T_{21} 为 HUT 中电源 u_L 产生的反馈变量 y_2 激励的传递函数。 T_{22} 为传输变量 x_2 产生的反馈变量 y_2 激励的传递函数。

根据算法拓扑结构求解传递函数后，可以得到任意位置输入与任意位置输出的传递函数。注意到 $T_F T_B T_{12} T_{22}$ 构成闭环，四者相乘构成系统的开环传递函数，根据奈氏稳定判据，可以判定系统的稳定性。

闭环系统稳定的充分必要条件是：系统开环传递函数 $G(j\omega)H(j\omega)$ 的奈氏曲线 Γ 包围 $(-1, j0)$ 的圈数为： $N = -P$ 。其中 P 为闭合曲线 Γ 所包围的极点个数。对于最小相位系统 $P = 0$ ，此时系统稳定的充分必要条件是 Γ 不包围 $(-1, j0)$ 。若 Γ 穿越 $(-1, j0)$ ，则系统临界稳定。

2.2 接口基本类型及其稳定性

2.2.1 理想变压器模型 (ITM)

ITM (Ideal Transformer Model) 接口的理论依据是电路的替代定理。替代定理普适于线性电路和非线性电路，其原理电路如图 2-3 所示。图中： Z_a 和 Z_b 分别为 VES 侧的戴维南等效阻抗和 HUT 侧的等效阻抗； u_s 为 VES 侧的等效电源； u_i 为受控电流源 i_i 两侧的电压；受控电流源 i_i 为反馈电流，受 HUT 侧回路中的实际

电流 i_2 控制; u_2 为 u_1 经功率放大器放大后的实际电压; Δt 为接口总延时, 主要包括前向通道中电压功率放大器的延时以及反向通道中 A/D 变换、低通滤波器的延时。

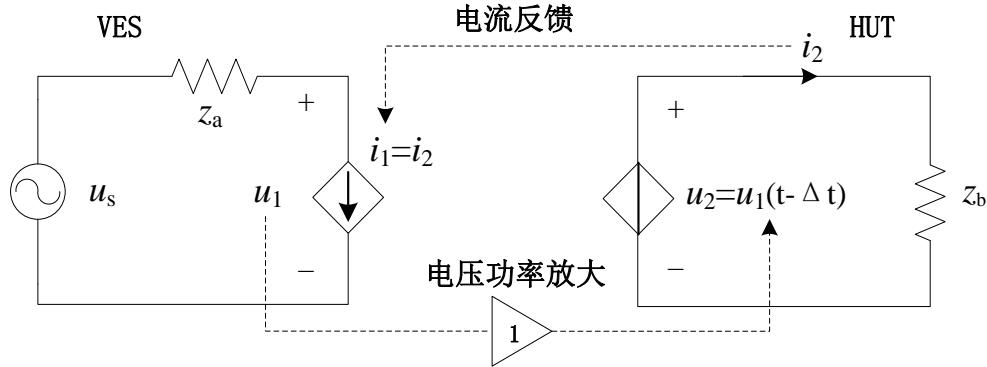


图 2-3 ITM 接口结构图
Fig.2-3 Structure diagram of ITM interface

如果功率放大器只考虑纯延迟环节, 则其控制框图如图 2-4 所示。

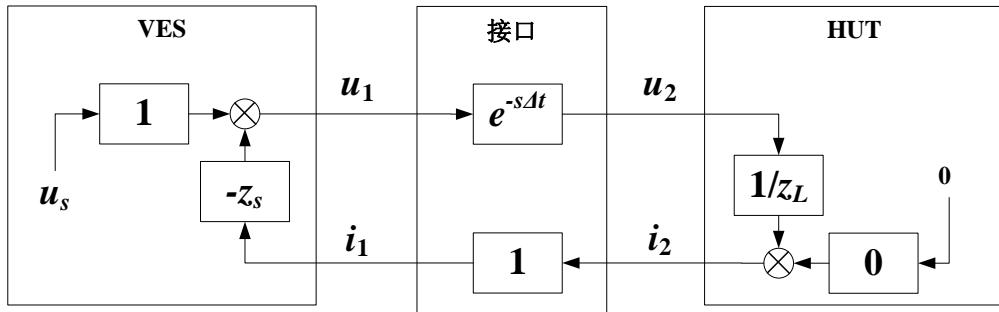


图 2-4 ITM 接口传递函数结构图
Fig.2-4 Transfer function diagram of ITM interface

根据图 2-4, 容易得到其开环传递函数为:

$$G_{L_ITM} = \frac{Z_a}{Z_b} e^{-s\Delta t} \quad (2-1)$$

根据奈奎斯特判据, 其奈奎斯特图不可包含 (-1,0), 可得式 (2-1) 稳定的充要条件为:

$$\left| \frac{Z_a}{Z_b} \right| < 1 \quad (2-2)$$

ITM 法结构简单、易于实现, 是目前论文中广泛采用的一种接口算法。

2.2.2 时变一阶近似模型 (TFA)

TFA (The Time-variant First-order Approximation) 算法的使用前提是被试设备可以用一阶线性电路 (RL 电路或 RC 电路) 近似。其原理图如图 2-5 所示, 被试设备在 RTDS 侧的模型使用一个诺顿电路等效, 其等效电流源与等效电导是时变的。

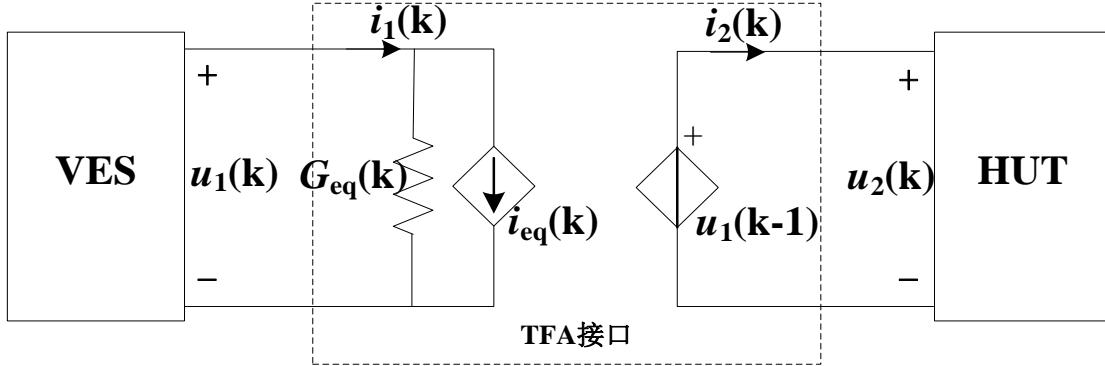


图 2-5 TFA 接口结构图
Fig.2-5 Structure diagram of TFA interface

设物理侧电路动态特性近似为如下时域方程:

$$\frac{di_2}{dt} = ai_2 + bu_2 \quad (2-3)$$

其中 a、b 根据电路采集的数据不断更新。

由梯形积分法:

$$\begin{cases} \frac{dy}{dx} = f(x, y) \\ y_{n+1} = y_n + \frac{h}{2}[f(x_n, y_n) + f(x_{n+1}, y_{n+1})] \end{cases} \quad (2-4)$$

$$i_2(k+1) = i_2(k) + \frac{h}{2}[ai_2(k) + bu_2(k) + ai_2(k+1) + bu_2(k+1)] \quad (2-5)$$

对上式整理得可得:

$$i_2(k+1) = \frac{1}{1 - \frac{ah}{2}} \left[\frac{bh}{2} u_2(k+1) + \left(1 + \frac{ah}{2}\right) i_2(k) + \frac{bh}{2} u_2(k) \right] \quad (2-6)$$

注意到 $u_2(k) = u_1(k-1)$, 且 $i_1(k) = u_1(k)G_{eq}(k) + i_{eq}(k) = i_2(k+1)$, 则有:

$$\begin{cases} G_{eq}(k) = \frac{1}{1 - \frac{ah}{2}} \frac{bh}{2} \\ i_{eq}(k) = \frac{1}{1 - \frac{ah}{2}} [(1 + \frac{ah}{2})i_2(k) + \frac{bh}{2} u_2(k)] \end{cases} \quad (2-7)$$

将(2-6)前推两步可以得到 a、b 的值

$$\begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} = \frac{2}{h} \begin{bmatrix} i_2(k) + i_2(k-1) & u_2(k) + u_2(k-1) \\ i_2(k-1) + i_2(k-2) & u_2(k-1) + u_2(k-2) \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_2(k) - i_2(k-1) \\ i_2(k-1) - i_2(k-2) \end{bmatrix} \quad (2-8)$$

值得注意的是，计算中运用了矩阵求逆，必须保证该矩阵非奇异，而这很难做到。其次，从结构上看两列易成比例，因此该矩阵条件数大，小扰动或高次谐波易导致计算结果出现很大干扰。上述数值特性及其苛刻的使用前提限制了该模型的使用。

2.2.3 传输线路法 (TLM)

TLM (Transmission Line Model) 的基本原理是将接口等效为一条输电线路。其原理图如图 2-6 所示：

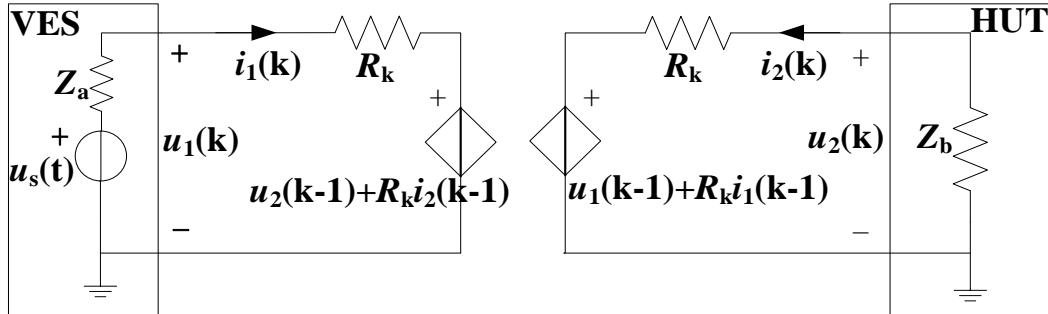


图 2-6 TLM 接口结构图
Fig.2-6 Structure diagram of TLM interface

图中的等效电阻如式 2-9 所示：

$$R_k = \frac{L}{\Delta t} \quad (2-9)$$

式中 L 为输电线路等效电感， Δt 为信号在线路中的传播时间，在 PHIL 系统中即为接口的延迟时间：

TLM 的开环传递函数为^[12]：

$$G_{TLM} = \frac{1 - \alpha e^{-2s\Delta t}}{1 + \alpha e^{-2s\Delta t}} \frac{Z_b}{R_k} \quad (2-10)$$

$$\alpha = \frac{Z_b - R_k}{Z_b + R_k} \quad (2-11)$$

传输线路模型在实际运用当中存在较多限制。首先模型将输电线路的电感、电容等效为电阻，在实际 PHIL 中会导致大量发热。另外 R_k 的取值随线路参数及接口延迟的变化而变化，灵活性很差。如果使用固定取值的 R_k 将会导致精确度严重下降^[12]。

但 TLM 中的等效输电线路能进一步转化为 Bergeron 模型^[12]，因此该接口特别适合对大系统进行解耦。这种技术在混合仿真步长的全数字仿真中尤其有用，为保持本文连贯性，该特性将在 3.2.3 节中予以具体分析。

2.2.4 部分电路复制法（PCD）

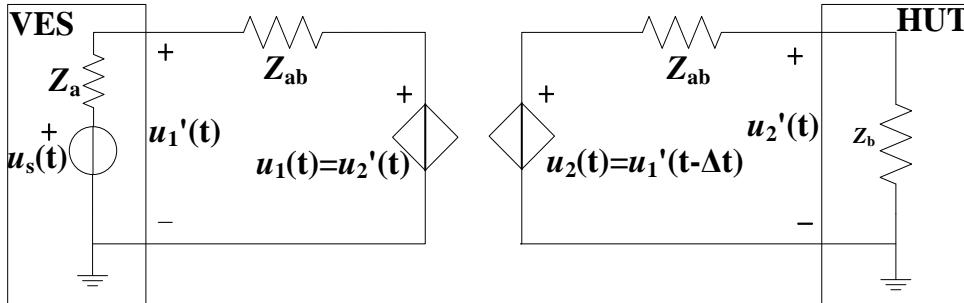


图 2-7 PCD 接口结构图
Fig.2-7 Structure diagram of PCD interface

PCD (Partial Circuit Duplication) 算法以电压作为反馈，添加了连接阻抗 Z_{ab} ，其原理图如图 2-7。依据其接口结构，容易得到 PCD 法的开环传递函数：

$$G_{PCD} = \frac{Z_a Z_b}{(Z_a + Z_{ab})(Z_b + Z_{ab})} e^{-s\Delta t} \quad (2-12)$$

从开环传递函数可知，其分母模值恒大于分子模值，与 Z_a Z_b 取值无关，故系统始终是稳定性的。但注意到为使 $G_{PCD} < 1$ ， Z_{ab} 必须取得较大，这样会导致能量的大量损耗，在实际仿真中也是很难实现的。

在系统稳定的前提下，PCD 法的仿真精度不及 ITM 法^[12]。

2.2.5 阻尼阻抗法（DIM）

DIM (Damping Impedance Method) 接口原理如图2-8所示。图中： Z_{ab} 为接口连接阻抗； Z^* 为VES侧阻尼阻抗； u_1' 是VES端口两端电压， u_2' 是HUT端口两端

电压。

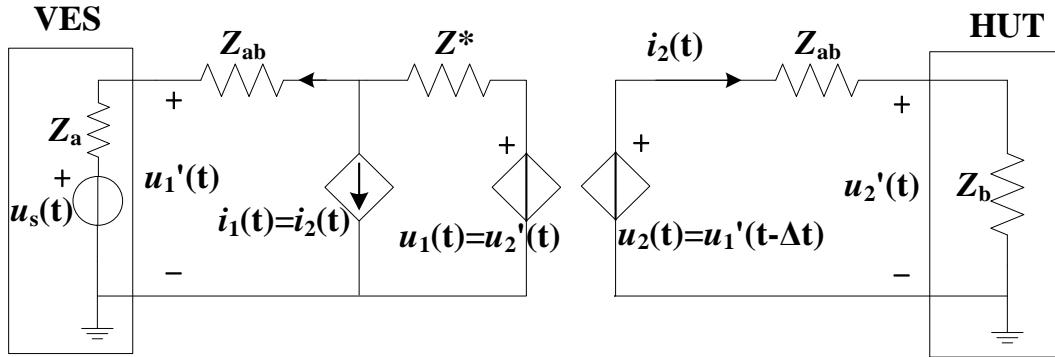


图 2-8 DIM 接口结构图
Fig.2-8 Structure diagram of DIM interface

由图2-8可推导出DIM接口的开环传递函数为^[12]:

$$G_{DIM} = \frac{Z_a(Z_b - Z^*)}{(Z_a + Z_{ab} + Z^*)(Z_b + Z_{ab})} e^{-s\Delta t} \quad (2-13)$$

根据奈奎斯特稳定性判据, 可得到系统稳定的充要条件为是:

$$\left| \frac{Z_a(Z_b - Z^*)}{(Z_b + Z_{ab})(Z_a + Z_{ab} + Z^*)} \right| < 1 \quad (2-14)$$

分析式(2-14)可得到如下结论。

1) 由于存在 Z_{ab} , 使得在HUT侧需装设真实的阻抗元件, 而这不利于大功率混合仿真系统的实现。为简化实现并利于理论分析, 本文假定 $Z_{ab} = 0$, 从而构成简化的DIM模型, 本文简称为SDIM(Simplified-DIM)模型。系统稳定的充要条件变为:

$$\left| \frac{Z_a}{Z_b} \right| \cdot \left| \frac{Z_b - Z^*}{Z_a + Z^*} \right| < 1 \quad (2-15)$$

与式(2-2)比较可见, 当 $Z^* \approx Z_b$ 时, SDIM模型相对于ITM接口具有更高的稳定裕度。

2) 当 $Z^* = Z_b$ 时, 开环传递函数幅值为0, 系统误差不会传递, 即每个计算步长的误差不会累积, 这个特性将在下一节重点分析。

3) 当 $Z^* \rightarrow \infty$ 时, DIM模型退化为ITM。

4) 功率放大器时延 Δt 不影响系统的稳定性。

由此可见, Z^* 的取值对于 SDIM 接口模型的性能起到至关重要的作用。

2.3 接口精确性分析

上节讨论了各基本接口的稳定性并对DIM接口进行的简化。ITM是目前广泛采用的接口形式，而SDIM可以认为是ITM的拓展^[13]。因此本文以ITM接口为基准，重点讨论SDIM的特性，以下重点从精确性的角度进行分析。

在已有的接口精确性研究中，皆假定HUT子系统不含电源。为支持含可再生能源的微网等研究需要，本文不失一般性地研究有源HUT系统，而将无源系统视为一个特例。首先定义图2-9所示的原型系统。原型系统中不包含接口子系统，完全排除了接口延迟、噪声等影响，故可将其作为评价系统精确性的参考系统。图中：VES子系统和HUT子系统皆采用戴维南等效电路表示， u_s 、 Z_a 分别为VES侧等效电源与等效阻抗， u_L 、 Z_b 分别为HUT侧等效电源与等效阻抗。

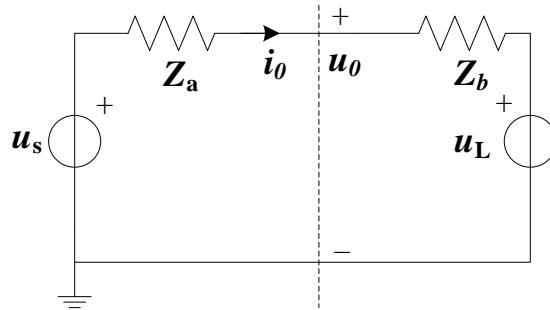


图 2-9 参考系统等效电路图
Fig.2-9 Equivalent circuit of reference system

参考系统中回路电流、关键节点电压分别为：

$$i_0 = \frac{u_s - u_L}{Z_a + Z_b} \quad (2-16)$$

$$u_0 = i_0 Z_b + u_L = \frac{Z_b u_s + Z_a u_L}{Z_a + Z_b} \quad (2-17)$$

需说明的是，PHIL 系统的稳定性是全局的，而其精确性则是局部的，即需分别从 VES 子系统和 HUT 子系统 2 个方面加以研究。下面的分析在复频域进行。

2.3.1 VES 子系统的精确性分析

1) 采用ITM接口

当采用ITM接口并带有源负载时，其电路原理如图2-10所示。

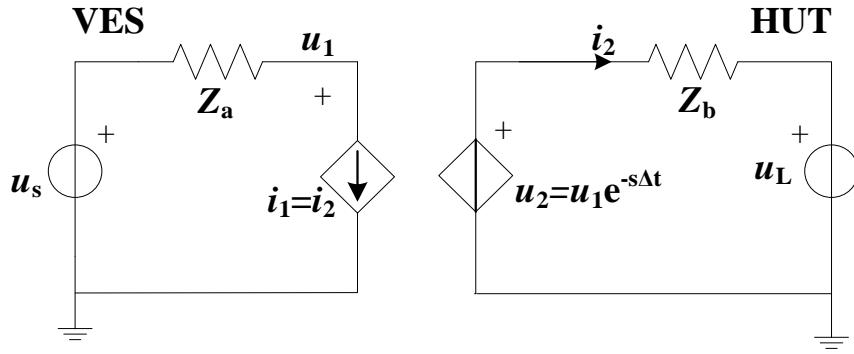


图 2-10 ITM 接口等效电路图（被试系统有源）
Fig.2-10 Equivalent circuit of ITM interface (with active HUT)

根据ITM结构对VES侧列写回路电压方程，容易得到电压响应为：

$$u_{1-ITM} = \frac{Z_b u_s + Z_a u_L}{Z_a e^{-s\Delta t} + Z_b} \quad (2-18)$$

对比式(2-16)给出的精确解可得：由于存在接口延时环节 $e^{-s\Delta t}$ ，VES侧电压响应将发生畸变。下面定量分析这种畸变的程度。设HUT、VES侧阻抗比值为 $Z_b/Z_a = \alpha \angle \theta$, 其中 $\alpha > 1$ 。经推导有（见附录1）：

$$\left| \frac{u_{1-ITM}}{u_0} \right| = \sqrt{\frac{1 + \alpha^2 + 2\alpha \cos \theta}{1 + \alpha^2 + 2\alpha \cos(\theta + \omega\Delta t)}} \quad (2-19)$$

$$\angle \frac{u_{1-ITM}}{u_0} \approx \arctan \left(\frac{\frac{\sin \omega\Delta t}{1 + \alpha \cos \theta}}{1 + \frac{\alpha^2 \sin^2 \theta - \alpha \sin \theta \sin \omega\Delta t}{(1 + \alpha \cos \theta)^2}} \right) \quad (2-20)$$

负载 Z_b 一般呈电阻性。若系统内阻 Z_a 也呈电阻性，则式 (2-19) 和式 (2-20) 简化为：

$$\left| \frac{u_{1-ITM}}{u_0} \right| = \sqrt{\frac{1 + \alpha^2 + 2\alpha}{1 + \alpha^2 + 2\alpha \cos \omega\Delta t}} \quad (2-21)$$

$$\angle \frac{u_{1-ITM}}{u_0} \approx \arctan \left(\frac{\sin \omega\Delta t}{1 + \alpha} \right) \approx \frac{\omega\Delta t}{1 + \alpha} \quad (2-22)$$

此时幅值与参考值相比偏大，相位超前且正比于延时。

而若系统内阻 Z_a 呈电感性，则有：

$$\left| \frac{u_{1-ITM}}{u_0} \right| = \sqrt{\frac{1+\alpha^2}{1+\alpha^2 + 2\alpha \sin \omega \Delta t}} \quad (2-23)$$

$$\angle \frac{u_{1-ITM}}{u_0} \approx \arctan \left(\frac{\sin \omega \Delta t}{1+\alpha^2 + 2\alpha \sin \omega \Delta t} \right) \approx \frac{\omega \Delta t}{1+\alpha^2} \quad (2-24)$$

此时幅值与参考值相比偏小，相位同样超前且正比于延时。

2) 采用SDIM接口

当采用SDIM接口并带有源负载时，其电路原理如图2-11所示。

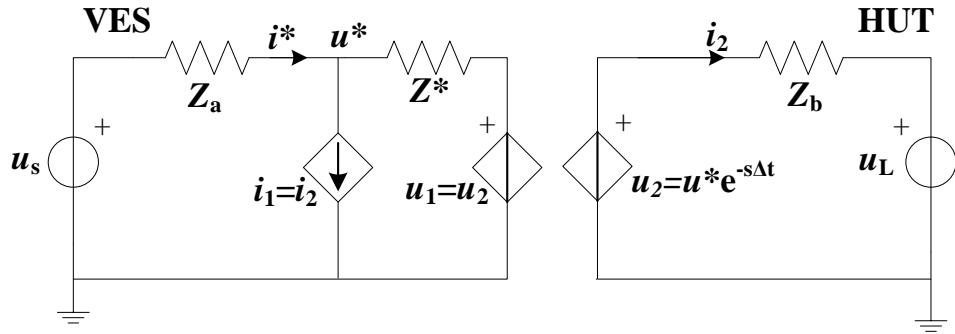


图 2-11 SDIM 接口等效电路图（被试系统有源）
Fig.2-11 Equivalent circuit of DIM interface (with active HUT)

由于

$$u_1 = u_2 = u^* e^{-s\Delta t} \quad (2-25)$$

$$i_1 = i_2 = \frac{u^* e^{-s\Delta t} - u_L}{Z_b} \quad (2-26)$$

对VES侧关键节点使用基尔霍夫电流定律：

$$\frac{u^* - u_s}{Z_a} + \frac{u^* e^{-s\Delta t} - u_L}{Z_b} = \frac{u^* e^{-s\Delta t} - u^*}{Z^*} \quad (2-27)$$

解得

$$u^* = \frac{\frac{Z^*}{Z_b} (Z_b u_s + Z_a u_L)}{Z_a + Z^* + Z_a Z^* e^{-s\Delta t} \left(\frac{1}{Z_b} - \frac{1}{Z^*} \right)} \quad (2-28)$$

对比式(2-16)与式(2-28)，有如下结论。

- 1) 当 $Z^* \approx Z_b$ 时，SDIM的结构使得延迟环节 $e^{-s\Delta t}$ 的影响被因子 $(\frac{1}{Z_b} - \frac{1}{Z^*})$ 削弱

了。

2) 而当 $Z^* = Z_b$ 时, $u^* = u_0$, $i^* = i_0$ 。即从VES看过去, 接口子系统是完全“透明”的, 混合仿真时VES侧的电压、电流响应完全不受接口延迟的影响, 与原型参考系统一致。并且, HUT有源与否对VES侧电压、电流的响应均无影响。

SDIM 接口之所以具有透明特性, 是因为较之 ITM 接口, SDIM 接口在反向通道中同时引入了电压、电流反馈, 从而极大削弱了电压与电流之间因延迟而导致的相位差。由于 PHIL 系统的接口延迟通常达到毫秒级别(对于 50 Hz 系统, 1 ms 延时对应于 18 度相移), 无法忽略不计, 故 SDIM 接口所具有的“透明性”是非常重要的特性。

2.3.2 HUT 子系统的精确性分析

考虑图2-8的参考系统, 其回路电流为:

$$i_0 = \frac{u_s - u_L}{Z_a + Z_b} = \frac{u_0 - u_L}{Z_b} = \frac{\frac{Z_b u_s + Z_a u_L}{Z_a + Z_b} - u_L}{Z_b} \quad (2-29)$$

假定 $Z^* = Z_b$, 由式(2-16)、式(2-17)、式(2-25)容易求得在采用ITM与SDIM接口时其HUT侧的电流分别为:

$$i_{2-ITM} = \frac{u_{1-ITM} e^{-s\Delta t} - u_L}{Z_b} = \frac{\frac{Z_b u_s + Z_a u_L}{Z_a e^{-s\Delta t} + Z_b} e^{-s\Delta t} - u_L}{Z_b} \quad (2-30)$$

$$i_{2-SDIM} = \frac{u_{-SDIM}^* e^{-s\Delta t} - u_L}{Z_b} = \frac{\frac{Z_b u_s + Z_a u_L}{Z_a + Z_b} e^{-s\Delta t} - u_L}{Z_b} \quad (2-31)$$

下面分2种情况进行讨论。

1) HUT无源

此时 $u_L = 0$ 。由式(2-30)可见, 采用SDIM接口且阻抗匹配时, 与参考系统相比HUT子系统的电压与电流响应只是被整体延时 Δt , 其电流波形无畸变。而当采用ITM接口时, 由式(2-29)可见, 此时与参考系统相比接口的作用不再是单纯的时间延迟环节, 而是导致了电压、电流波形的畸变。

2) HUT有源

HUT侧为有源负载时, 由式(2-28)-式(2-30), 可推导出(见附录A)采用ITM与SDIM接口时, HUT侧电流响应畸变的相对误差分别为:

$$\left| i_{err-ITM} \right| = \left| \frac{i_{2-ITM} - i_0}{i_0} \right| = \left| \frac{Z_b u_s + Z_a u_L}{u_s - u_L} \right| \left| \frac{(e^{-s\Delta t} - 1)}{Z_b + Z_a e^{-s\Delta t}} \right| \quad (2-32)$$

$$\left| i_{err-SDIM} \right| = \left| \frac{i_{2-SDIM} - i_0}{i_0} \right| = \left| \frac{Z_b u_s + Z_a u_L}{u_s - u_L} \right| \left| \frac{(e^{-s\Delta t} - 1)}{Z_b} \right| \quad (2-33)$$

比较式(2-31)和式(2-32)可知, ITM接口具有更小的相对误差。变换到频域, 并做进一步化简, 可得到电流幅值的相对误差为:

$$\left| i_{err-ITM} \right| < \left| i_{err-SDIM} \right| \approx \omega \Delta t \left| 1 + \frac{\frac{Z_a}{Z_b} + 1}{\frac{u_s}{u_L} - 1} \right| \quad (2-34)$$

由式(2-34)可见, 当HUT子系统有源时, 其电流响应幅值误差的上界正比于信号频率和接口延时, 并与VES子系统和HUT子系统的内阻抗之比呈正相关, 与其电势之比呈负相关。就HUT侧电流畸变程度而言, ITM接口优于DIM接口。值得注意的是, 当VES侧电源与HUT侧电源的幅值与初相完全相同时, 系统会不稳定。

2.3.3 ITM 及 DIM 接口的精确性分析小结

综上所述, ITM 与 SDIM(阻抗匹配时)接口的精确性讨论结果如表 2-1 所示:

表 2-1 接口精确性小结
Table 2-1 Summary of interface accuracy

HUT 无源时	VES 侧电压响应	HUT 侧电流响应
ITM 接口	波形有畸变, 相位超前	波形有畸变, 相位滞后
SDIM 接口	精确	波形整体延时 Δt , 但无畸变
HUT 有源时	VES 侧电压响应	HUT 侧电流响应
ITM 接口	波形有畸变, 相位超前	波形畸变较小
SDIM 接口	精确	波形畸变较大

对接口的精确性比较后可进一步得出如下结论:

- 1) 对于VES子系统, SDIM接口具有“透明”特性, 使得数字仿真结果不受接口延时的影响。而ITM接口不具备这个特性, 当接口延时较大时, 会导致VES子系统的电压、电流产生较大畸变。
- 2) 对于有源型 HUT 子系统, SDIM 和 ITM 接口都将导致物理模拟系统的响应发生畸变。两者比较, ITM 接口所导致的畸变更小。

2.4 一种适应有源被试系统的新型接口算法

2.4.1 基于 SDIM-ITM 的新型接口方法

由上文分析可见,当 HUT 子系统中含有电源时,无论是 SDIM 接口还是 ITM 接口都难以兼顾数字仿真子系统和物理模拟子系统的精度。为此,本文提出一种结合 SDIM 与 ITM 各自优点的新型接口算法,简称 SDIM-ITM 接口算法,其原理如图 2-12 所示。图中变量含义参见 2.3 节, CT 为电流互感器, PT 为电压互感器, DFT 为离散傅里叶变换模块。

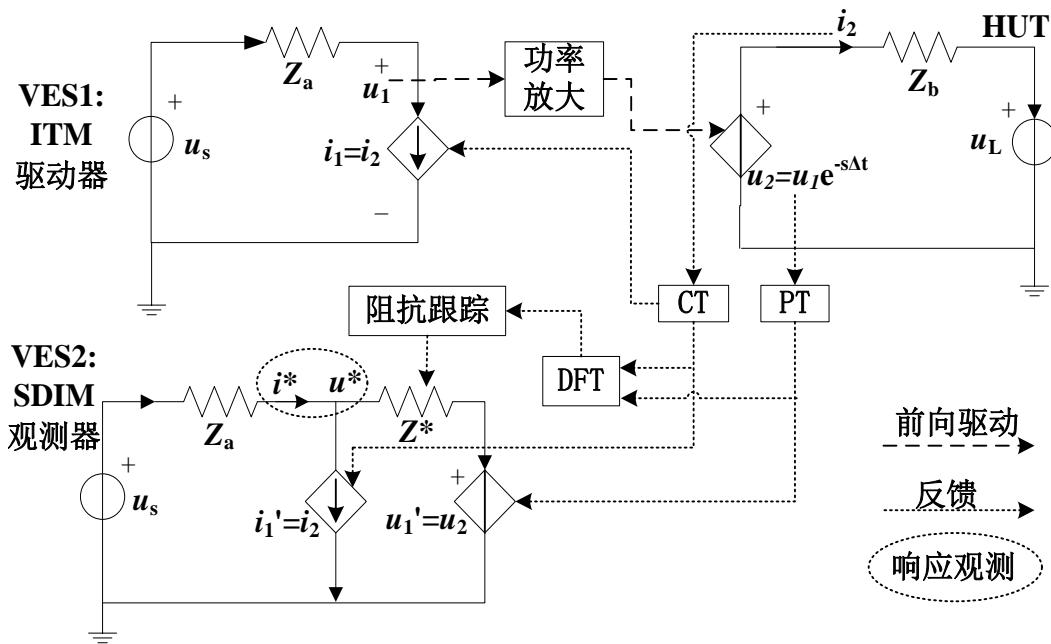


图 2-12 SDIM-ITM 接口原理图
Fig.2-12 Structure diagram of SDIM-ITM interface

新接口方法在实时数字仿真系统中同时建立 2 套相同的 VES 子系统(即 VES1 和 VES2),但分别采用 ITM 接口和 SDIM 接口。在进行闭环仿真时,VES1 和 VES2 具有相同的初始状态。随着仿真的进行,由于采用不同的接口算法,VES1 和 VES2 的响应将逐渐不同。根据本文提出的原理,HUT 只由 VES 子系统通过 ITM 接口进行激励,而数字仿真结果则只取自采用 SDIM 接口的 VES2 子系统。上述 2 个 VES 子系统共用传感器以完成模拟量的采集。其中,VES1 仅用到电流信息,而 VES2 还同时用到电压信息,以实现电压、电流的反馈,同时完成对 HUT 子系统中 Z_b 的动态测量与跟踪。

由于在由 VES1-ITM-HUT 构成的混合仿真系统中采用了 ITM 接口,可以得

到更为精确的物理模拟结果；而在由 VES2-SDIM-HUT 构成的混合仿真系统中采用了 SDIM 接口，使得当满足阻抗匹配条件 $Z^* = Z_b$ 时，数字仿真结果不受接口延迟的影响，即所谓的“接口透明特性”。

该方法的缺点在于需要在实时数字仿真系统中同时运行 2 套 VES 子系统，占用计算资源较大。随着实时数字仿真系统运算能力和处理规模的不断增大，这种算法是可行的。

其“透明性”的证明见附录 2。

2.4.2 实时阻抗跟踪算法

当应用 SDIM 接口时，无论从系统稳定性还是精确性角度，都要求 VES 子系统中的 Z^* 与 HUT 子系统中的 Z_b 实现阻抗匹配。文献[12]提出，可以通过测量 HUT 子系统的端口电压与电流的有效值计算平均阻抗，但该方法仅适用于无源型 HUT 子系统。

本文基于戴维南等值模型实现 HUT 子系统等效阻抗的实时跟踪。该算法已在文献[43][44]中得到应用，可以利用相量测量单元（PMU）数据在 1~2 个周期内测量系统的戴维南等效阻抗值。

由 HUT 侧的电流互感器、电压互感器采集电压、电流后，经全周离散傅里叶变换（DFT）后得到电压、电流相量 $U_1 \angle \varphi_{U_1}$ 及 $I_1 \angle \varphi_{I_1}$ 。DFT 时间窗经过 2 个仿真步长移动后，得到另一组电压、电流相量 $U_2 \angle \varphi_{U_2}$ 及 $I_2 \angle \varphi_{I_2}$ ，可推导出如下的阻抗幅值、相角计算公式为（详细推导过程见附录 2）：

$$Z = \sqrt{\frac{U_1^2 + U_2^2 - 2U_1U_2 \cos(\varphi_{U_1} - \varphi_{U_2})}{I_1^2 + I_2^2 - 2I_1I_2 \cos(\varphi_{I_1} - \varphi_{I_2})}} \quad (2-35)$$

$$\varphi_Z = \arcsin \frac{U_2 \cos \varphi_{U_2} - U_1 \cos \varphi_{U_1}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 - 2U_1U_2 \cos(\varphi_{U_1} - \varphi_{U_2})}} + \arctan \frac{I_1 \cos \varphi_{I_1} - I_2 \cos \varphi_{I_2}}{I_1 \sin \varphi_{I_1} - I_2 \sin \varphi_{I_2}} \quad (2-36)$$

当采用 PMU 获取相量时，计算周期为 10~20 ms。而本文利用实时数字仿真器（RTDS）仿真 VES 子系统，相邻 2 次相量的计算间隔为 2 个仿真步长，约为 100 us，对于 50 Hz 系统，相角变化约为 1.8°。在这样短的时间间隔内，母线电压基本满足幅值、相角保持不变的假设。为更加精确地测量阻抗，文献[43]提出了改进的戴维南等值模型算法，以考虑相邻计算间隔内相角变化时戴维南参数的精确测量。为了解决系统扰动较小时阻抗测量的数值稳定性问题，可以主动地在 VES 子系统中产生一个扰动，也可以采用文献[44]提出的戴维南等值跟踪参数漂移的解决方法。

为了实现在各个频率成分上的阻抗匹配，可由式(2-35)和式(2-36)进一步计算出电阻 R 及电感 L 。当利用 RTDS 实现时，可以直接使用 RTDS 提供的可控 R-L 支路模型 rtds-sharcu-VARL。

2.5 算例分析及仿真验证

本节基于 Simulink 建立混合仿真模型，并对本章的理论分析进行仿真验证，以下分 HUT 无源和有源 2 种情况进行仿真。

2.5.1 无源 R-L 负载

先考虑 HUT 侧为无源 R-L 负载的简单情形。参考系统结构如图 2-13 所示。在图中虚线处设置接口单元，将参考系统分割为 VES 子系统和 HUT 子系统。通过观测 VES 子系统及 HUT 子系统的电压、电流响应并与参考系统比较以评价接口的精确度。

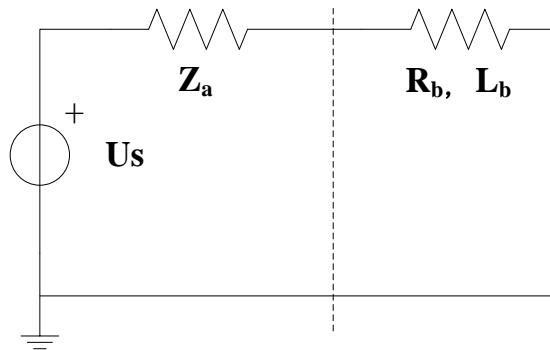


图 2-13 被试系统为无源负载时的等效电路图
Fig.2-13 Equivalent circuit of HUT with passive R-L load

VES 侧电源含有基波与 3 次谐波，接口延迟设定为 1 ms。仿真系统的电路参数见表 2-2：

表 2-2 算例 1 参数取值 Table 2-2 System parameters for example-1	
系统参数	取值
Us	基波：100V, 70° 三次谐波：30V, 15°
Za	50Ω
Rb	100Ω
Lb	1mH
接口延迟	1ms

ITM, SDIM, SDIM-ITM等3种接口对应的VES侧电压、电流响应如图2-14、15所示，HUT侧电压、电流响应如图2-16、17所示。

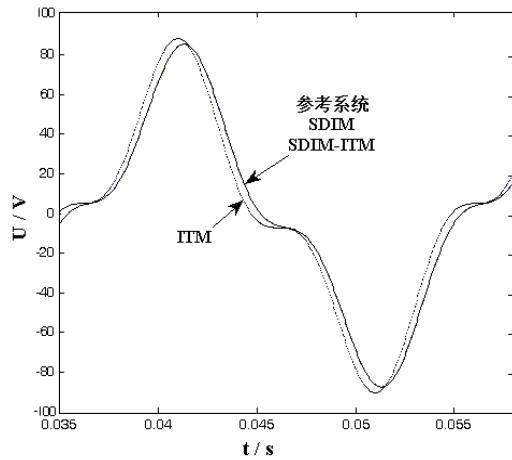


图 2-14 VES 侧电压响应（无源 HUT）
Fig.2-14 Voltage responses of VES (passive HUT)

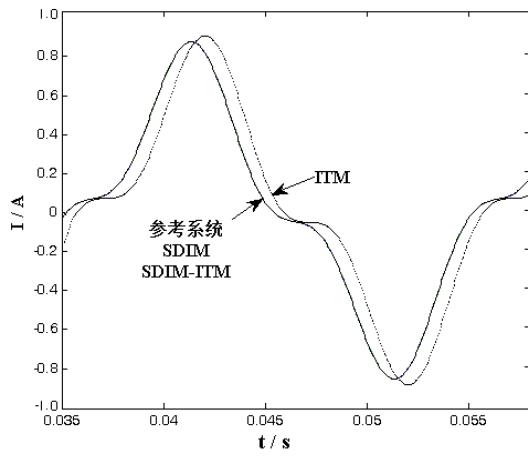


图 2-15 VES 侧电流响应（无源 HUT）
Fig.2-15 Current responses of VES (passive HUT)

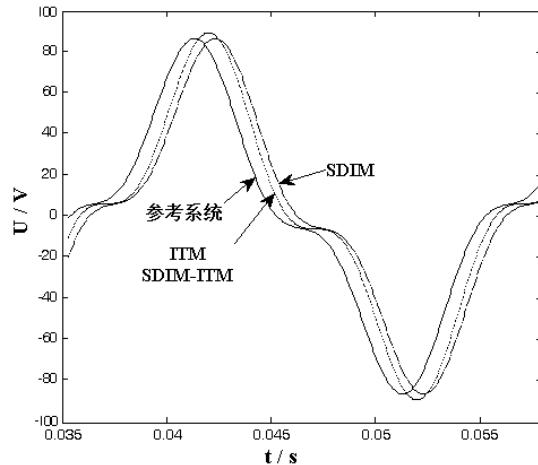


图 2-16 HUT 侧电压响应（无源 HUT）
Fig.2-16 Voltage responses of HUT (passive HUT)

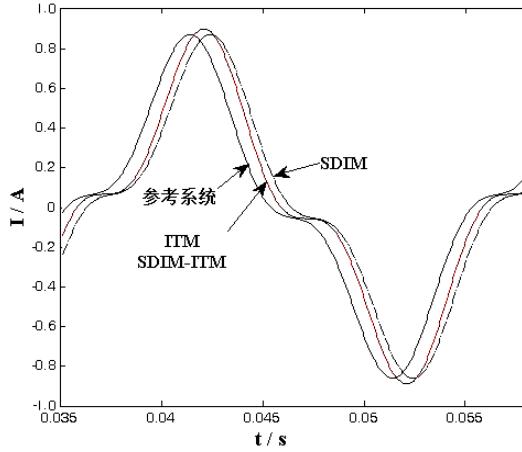


图 2-17 HUT 侧电流响应（无源 HUT）
Fig.2-17 Current responses of HUT (passive HUT)

图 2-14 至 2-17 的波形直观地反映了不同接口算法的差异。为精确评价这些响应的差异，需要进行定量分析。电力系统中常用的仿真可信度评价指标有波形相似度、相量相似度、阻尼相似度等^[45]。本文主要进行稳态误差分析，故选择基波幅值及相位 2 个指标来评价仿真的精度。设参考系统的稳态响应为 $U_0 \angle \varphi_{U_0}$ 及 $I_0 \angle \varphi_{I_0}$ ，混合仿真系统的稳态响应为 $U \angle \varphi_U$ 及 $I \angle \varphi_I$ 。本文以 $(U - U_0)/U_0$ 评价幅值精度，以 $\varphi_U - \varphi_{U_0}$ 评价相位精度。结果如表 2-3 所示。

表 2-3 各接口基波仿真精度对比（无源 HUT）
Table 2-3 Summary of interface accuracy Comparisons of interface accuracy (passive HUT)

接口类型	VES 侧电压		VES 侧电流	
	幅值误差	相角误差	幅值误差	相角误差
ITM	1.10%	-5.98 °	1.10%	12.02 °
SDIM	0.00%	0.00 °	-0.07%	1.00 °
SDIM-ITM	0.00%	0.06 °	0.10%	-0.13 °
接口类型	HUT 侧电压		HUT 侧电流	
	幅值误差	相角误差	幅值误差	相角误差
ITM	1.10%	12.02 °	1.10%	12.02 °
SDIM	0.00%	18.00 °	0.00%	18.00 °
SDIM-ITM	1.10%	12.02 °	1.10%	12.02 °

分析数据可知,如果HUT子系统不含电源,当采用SDIM接口时,VES子系统的电压、电流响应与参考波形一致,完全不受接口延迟的影响,具有“透明性”;而在HUT侧,虽然SDIM接口导致的相移最大,但其响应只是被整体延迟了1ms(对应于 18°),而电压、电流波形并未发生畸变。

当采用ITM接口时,无论VES子系统还是HUT子系统都因接口延时而产生波形畸变。而当采用SDIM-ITM接口时,VES子系统的响应类似于SDIM接口,HUT子系统的响应类似于ITM接口。

综上所述,当HUT为无源系统时,推荐采用SDIM接口。上述仿真结果前文的分析结论一致。

2.5.2 有源R-L负载

下面考虑HUT含有电源的情形,参考系统的结构如图2-18所示^[41],虚线为接口单元的位置。

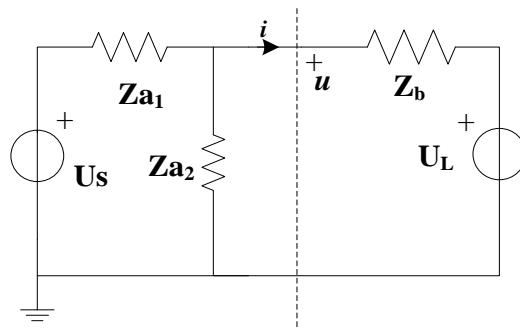


图 2-18 被试系统为有源负载时的等效电路图
Fig.2-18 Equivalent circuit of HUT with active load

仿真的电路参数见表2-4。VES侧电源含有基波与3次谐波,HUT侧含源并带R-L负载。接口单元的延迟同样设为1ms。

表 2-4 算例 2 参数取值
Table 2-4 System parameters for example-2

系统参数	取值
U _s	基波: 100V, 0° 三次谐波: 30V, 30°
U _L	40V, 50Hz, 40°
Z _{a1}	20Ω+50mH
Z _{a2}	10Ω
Z _b	50Ω+1mH
接口延迟	1ms

ITM, SDIM, SDIM-ITM等3种接口对应的VES侧电压、电流响应如图2-19、2-20所示，HUT侧电压、电流响应如图2-21、2-22所示。每幅波形图的第二幅子图为第一幅子图中矩形框中的细节部分。

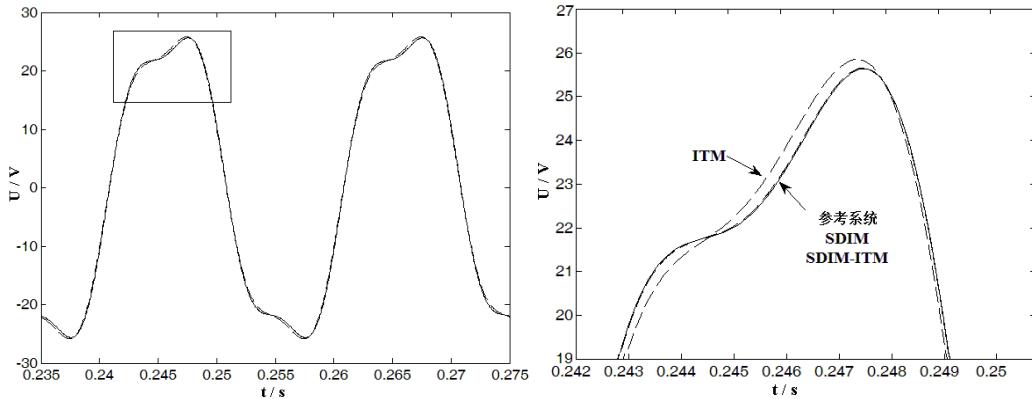


图 2-19 VES 侧电压响应（有源 HUT）
Fig.2-19 Voltage responses of VES (active HUT)

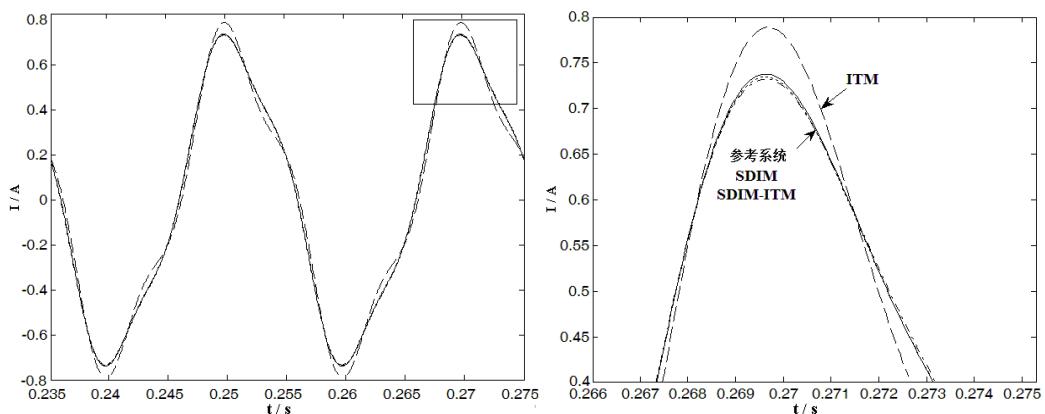


图 2-20 VES 侧电流响应（有源 HUT）
Fig.2-20 Current responses of VES (active HUT)

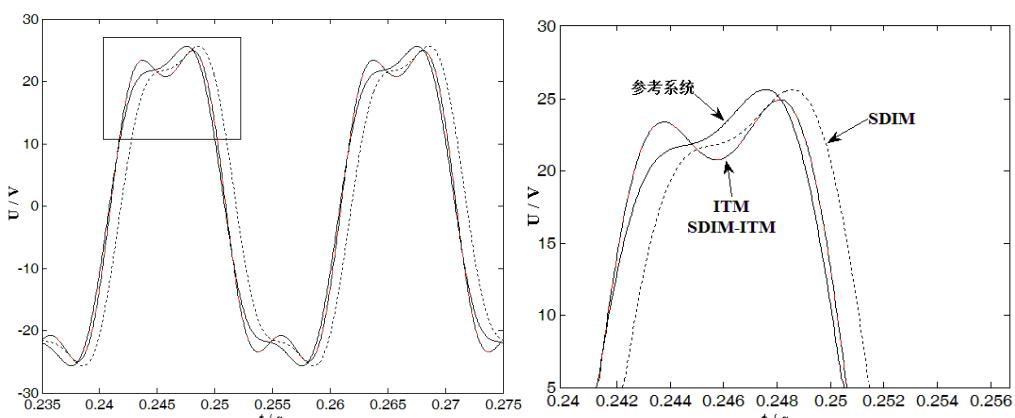


图 2-21 HUT 侧电压响应（有源 HUT）
Fig.2-21 Voltage responses of HUT (active HUT)

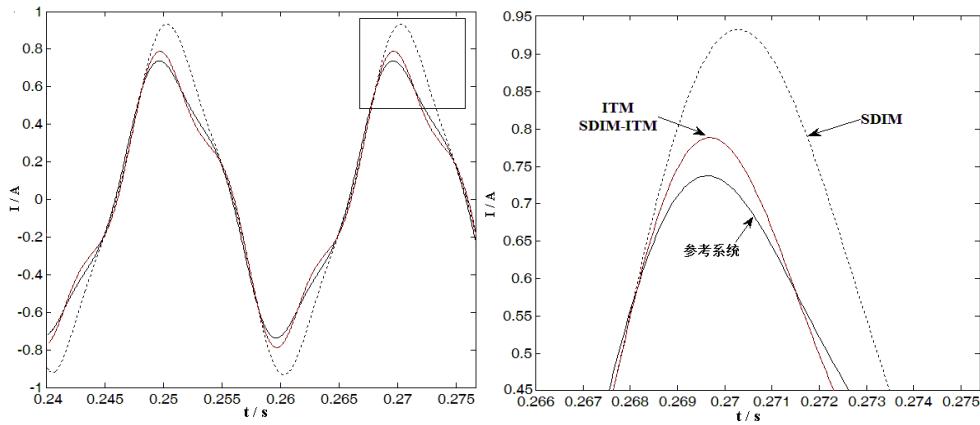


图 2-22 HUT 側电流响应 (有源 HUT)
Fig.2-22 Current responses of HUT (active HUT)

使用前述指标评价 ITM, SDIM, SDIM-ITM 等接口的稳态响应精度, 结果如表 2-5 所示。

表 2-5 各接口仿真精度对比 (有源 HUT)

Table 2-5 Comparisons of interface accuracy (active HUT)

接口类型	VES 側电压		VES 側电流	
	幅值误差	相角误差	幅值误差	相角误差
ITM	1.10%	-5.00 °	9.10%	-10.00 °
SDIM	0.00%	0.02 °	-0.23%	0.03 °
SDIM-ITM	0.00%	0.01 °	0.20%	-0.03 °

接口类型	HUT 側电压		HUT 側电流	
	幅值误差	相角误差	幅值误差	相角误差
ITM	1.10%	6.36 °	4.50%	-8.43 °
SDIM	0.00%	18.00 °	24.60%	3.80 °
SDIM-ITM	1.10%	6.38 °	4.45%	-8.43 °

分析数据可知, 当采用 SDIM 接口并满足阻抗匹配的情况下, 其 VES 子系统的电压、电流响应不受接口延迟以及 HUT 是否有源的影响, 接口同样具有“透明性”, 这与理论分析的结果相符。

当在 HUT 为有源系统的情况下, 无论采用哪种接口, HUT 子系统的响应都因接口延迟而产生畸变。当采用 SDIM 接口时, HUT 子系统电流幅值畸变严重; 而采用 ITM 接口后, 幅值畸变显著减少。

采用本文提出的 SDIM-ITM 接口后, 其在 VES 子系统中的响应等同于 SDIM 接口, 而在 HUT 子系统中的响应等同于 ITM 接口, 兼顾了 SDIM 及 ITM 接口的优点, 提高了整个数字物理混合仿真系统的仿真结果。

上述仿真结果验证了理论分析结论。综上所述，当 HUT 子系统有源时，推荐采用本文提出的 SDIM-ITM 接口。

2.6 本章小结

接口算法直接决定了功率连接型数字物理混合仿真系统的特性，应重点考虑 ITM 和 DIM 这 2 类接口算法。通过去除连接阻抗，可得到简化的 DIM 接口—SDIM 接口。对 DIM 接口进行简化后，既利于分析其特性，又便于实际实现。但 SDIM 接口对阻抗匹配提出了更高的要求。

应从稳定性和精确性 2 个方面分析接口特性。稳定性是一个全系统的概念，而精确性则需分别从 VES 和 HUT 这 2 个子系统进行考察。

当重点关注数字仿真系统（VES）的精确性时，应优先考虑 SDIM 接口。当实现阻抗匹配时，SDIM 接口呈现透明特性，即接口时间延迟不会影响 VES 子系统的响应，仿佛接口不存在一样。

而当重点关注物理模拟系统（HUT）的精确性时，采用何种接口算法应视 HUT 是否有源而定。当 HUT 为无源系统时，SDIM 接口呈现一个单纯的时间延迟环节，电压、电流波形不会畸变，应优先考虑；而当 HUT 含有电源时，ITM 接口则具备更强的带有源负载的能力，其导致的波形畸变较之 SDIM 接口更小，应优先考虑。

为了对微网系统进行研究与试验，本章针对含有源被试系统的功率连接型数字物理混合仿真系统的接口算法进行了研究，设计了实时阻抗跟踪模块，解决了有源被试系统的阻抗跟踪与匹配问题；提出了一种 SDIM-ITM 混合接口，该接口由 ITM 接口构成前向驱动器，由 SDIM 接口构成反向观测器，兼顾了数字仿真和物理模拟的精确性；设计了 2 组仿真算例，验证了理论分析结论，并验证了新型接口算法的有效性。

第三章 信号型数字物理混合仿真系统

3.1 CHIL 的基本概念

本章对信号型数字物理混合仿真系统（CHIL，Control Hardware-in-the-loop）进行分析。

在进行信号型数字物理混合仿真时，被试装置和 RTDS 之间只交换低功率的测量信号和控制信号，其传输延时可被忽略不计。此时被试装置一般为控制器或继电保护装置，即 HUT 子系统是信号系统。因此，与功率连接型数字物理仿真系统相比，信号型数字物理仿真系统一般认为不存在稳定性的问题^[1]。

使用 CHIL 的前提是数字侧仿真器必须是实时的，并且提供精确的 I/O 接口。实时仿真要求所有代码在一个仿真步长内（约 50~60 μs）完成。数字仿真器需要完成采集外部信号、实时求解模型、对物理装置执行激励、控制等功能。目前，电力系统中多采用 RTDS 技术公司开发的实时数字仿真器 RTDS（Real time digital simulator）。

CHIL 技术被广泛应用在继电保护装置在环测试、电力电子控制器半实物仿真等试验领域。当使用 CHIL 技术进行继电保护装置测试时，可以利用 RTDS 仿真电力系统一次系统，并生成各种类型的故障。通过 RTDS 的 GTAO（模拟量输出卡）将保护安装位置的虚拟电压、电流互感器的二次侧信号输出。由于保护装置一般接在 CT、PT 之后，因此需要在 GTAO 及继电保护装置之间添加一个功率放大器来放大 GTAO 输出的电压、电流模拟量，以满足对继电保护装置的驱动要求。

保护装置采集电压、电流信号，并判断是否跳闸。如保护发出跳闸命令，则跳闸信号发送给 RTDS 的 GTFPI 卡，RTDS 会通过 GTFPI 感受到一个脉冲信号，用 S-R 触发器将该脉冲信号锁存住即可用于控制 RTDS 内部的虚拟断路器的开闭。其原理如图 3-1 所示。

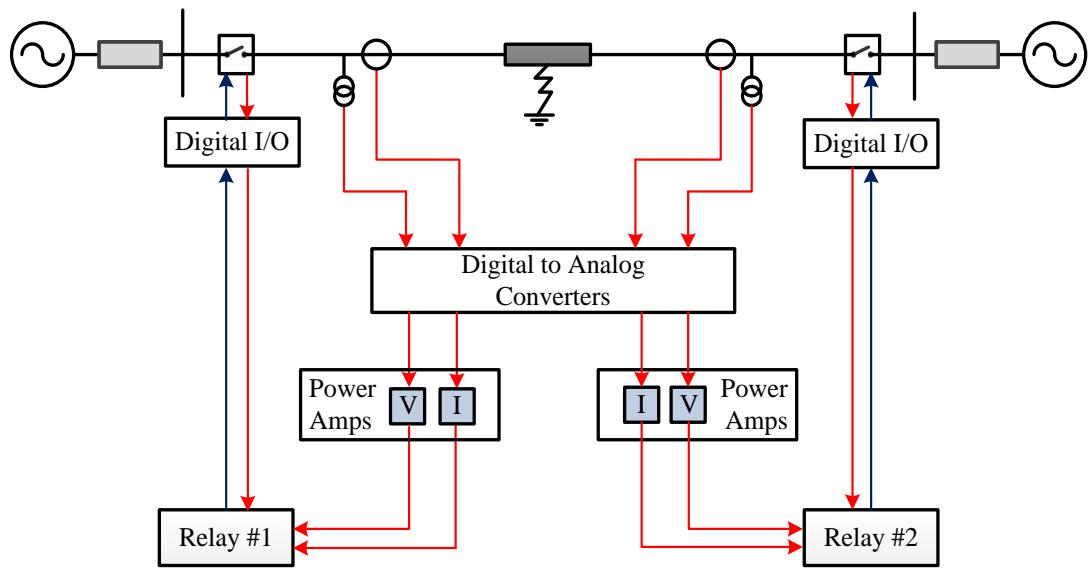


图 3-1 利用 CHIL 技术对继电保护进行测试

Fig.3-1 Test the relay by RTDS and CHIL

由于电力系统的数学模型已经非常成熟，因此保护感受到的电压、电流与其接在实际现场几乎完全一样。这样，研究开发人员即可通过 RTDS 来测试继电保护装置，而不需要将装置带到现场去实际测试。

近年来智能变电站技术飞速发展，现在的微机继电保护装置已能通过基于 IEC61850 协议的合并单元来收集采样信号，而合并单元能够通过适当的小信号接口来连接 RTDS 的 GTAO 板卡，使得不用功率放大器成为可能。

CHIL 技术的另一典型应用是用于测试电力电子装置的控制器。随着智能电网技术的不断发展，电力系统中涌现出大量的电力电子装置，如双馈风机、太阳能光伏、储能设备的并网接口中含有的 DC-AC 逆变器及背靠背 AC-DC-AC 变流器等。这些逆变器的控制器一般由 DSP 或 PLC 构成，其有效性测试也可用通过 CHIL 技术来实现。此时 RTDS 将系统中的电压、电流、功率等状态信息通过 GTAO 卡输出，通过 DSP 或 PLC 根据系统状态生成 PWM 点火脉冲，通过 GTDI（数字量输入）输入到 RTDS 模型中，对模型中的逆变器进行控制。

本章基于 RTDS 对一个双馈风电场的一次侧进行建模，设计了控制器在环仿真的接口，实现了双馈风力发电机控制器的 CHIL 硬件在环仿真测试。以下将详细叙述该技术的具体实现方法及技术要点。

3.2 基于 RTDS 的双馈风电场 CHIL 仿真系统

3.2.1 双馈风电机组的基本运行原理及控制策略

在针对双馈风机的 CHIL 测试系统中，变流器的控制器采用物理实物，其他部分则采用 RTDS 建立全数字仿真模型。由于控制器部分及模型部分均为信号系统，因此不存在稳定性的问题。

变速恒频双馈风力发电机组(DFIG)发电机部分的原理如图 3-2 所示。DFIG 的基本结构主要包括：风机、齿轮箱、双馈感应电机、脉宽调制器、控制环节等部分。

DFIG 的发电机主要采用绕线式异步感应电机，它具有定、转子两套绕组，其定子直接或通过变压器与电网相联、转子通过一个背靠背变流器实现交流励磁。转子励磁变频器采用背靠背两电平电压型变换器，按其位置可分别称为网侧变换器和转子侧变换器。在网侧变换器和电网之间有一个网侧滤波器用来消除由变换器引起的谐波。

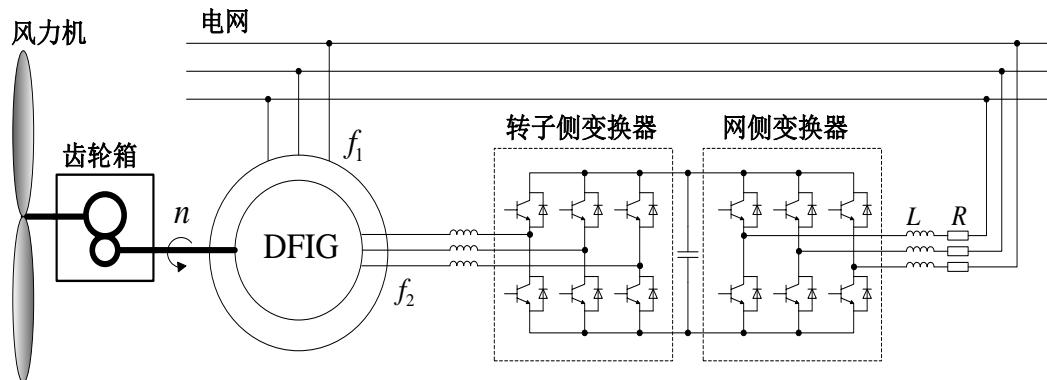


图 3-2 双馈风机原理图
Fig.3-2 Schematic of DFIG

当 DFIG 处于稳定运行状态时，定子旋转磁势与转子旋转磁势是同步旋转的。在图 3-2 中， f_1 、 f_2 分别为 DFIG 定、转子电流的频率。其中 f_1 与电网频率相同， n 为发电机转子的转速。设发电机极对数为 p ，同步转速为 n_1 ，则有：

$$\frac{np}{60} \pm f_2 = f_1 \quad (3-1)$$

当 $n < n_1$ 时，发电机转速处于同步速以下运行，为欠同步状态，电网通过励磁变换器向双馈电机的转子回路提供功率；当 $n > n_1$ 时，发电机转速高于同步速，为

超同步状态，双馈电机的转子通过励磁变换器向电网输出功率；当 $n = n_1$ 时，为同步状态，此时的双馈电机类似于同步机运行，励磁变换器提供直流励磁。因此，当转速 n 发生变化时只要适当调节转子的供电频率 f_2 ，就可保持 f_1 始终与电网一致，从而实现变速恒频运行。

电网侧控制器主要负责调节双馈风机的功率因数及直流母线电压，转子侧控制器主要负责实现双馈风机的 P、Q 解耦控制^[8]。网侧控制器采用基于电网电压定向矢量控制策略，由 d 轴分量控制直流母线电压，由 q 轴分量控制交流功率因数。转子侧控制器采用定子定磁链定向矢量控制，实现 P、Q 解耦控制策略^[8]。其结构原理图如图 3-3 及 3-4 所示：

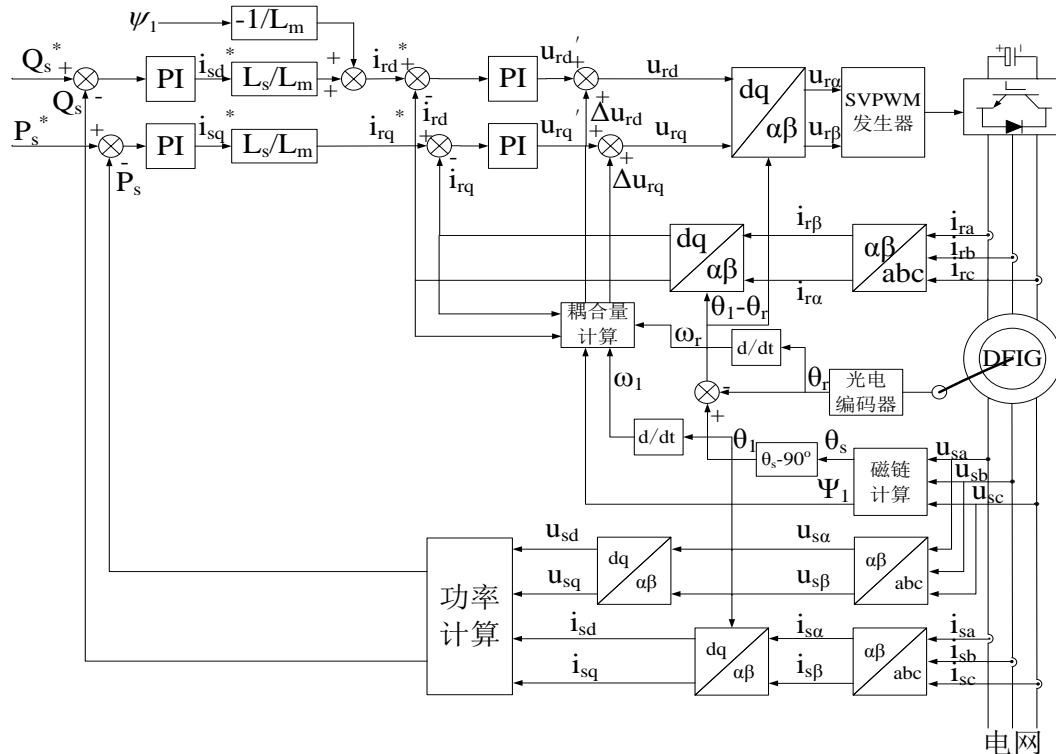


图 3-3 转子侧变流器定子磁链定向矢量控制
Fig.3-3 RSC stator flux oriented vector control strategy

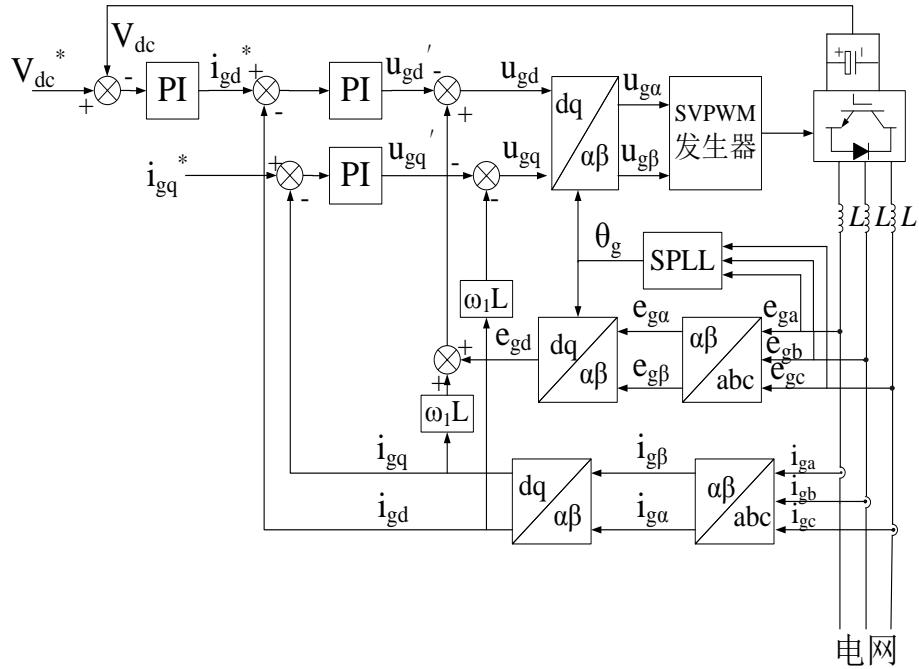


图 3-4 电网侧变流器电网电压定向矢量控制
Fig.3-4 GSC grid voltage oriented vector control strategy

智能电网要求风力发电系统具有低电压穿越能力，增加保护电路后，可以极大提高其故障穿越能力。Crowbar 的启动方式采用电阻短接转子绕组来旁路 RSC，从而为转子侧浪涌电流提供通路，其结构分为主动式、被动式两种^[20]。当风电场系统需要重新并网时，为尽快切除保护电路，需要选用自关断元件构成的主动式保护，如可采用 GTO、IGBT 等和二极管构成整流桥。在电网故障时，转子侧变流器可快速与保护电阻相接。故障清除后，通过快速切除保护电路可使风电系统快速恢复正常运行。本系统中采用主动式 Crowbar，并采用 IGBT 等可关断元件，其结构如图 3-5 所示：

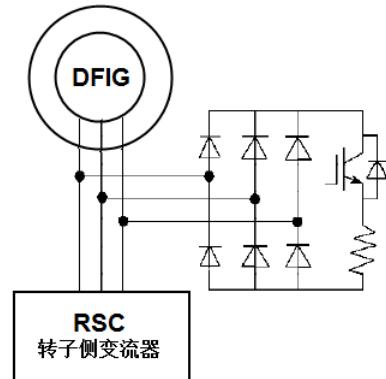


图 3-5 Crowabar 保护原理图
Fig.3-5 Schematic of Crowbar in DFIG

3.2.2 CHIL 系统结构设计

本节基于 3.2.1 节中介绍的双馈风机基本运行原理及控制策略，对控制器 CHIL 测试系统进行分析。首先基于 RTDS 对电力系统及双馈风电机组的一次侧的风机、异步发电机、背靠背变流器及电力系统元件进行建模。变流器的控制策略则由 DSP 实现，该 DSP 即为接受测试的 HUT。

变流器控制 DSP 的硬件系统采用上海交通大学风电中心自主研发的 DSP 控制器。其内置软件算法包括电网侧控制、转子侧控制及变桨控制等。根据上节叙述的控制策略，抽象出本系统的仿真接口原理图如图 3-6 所示：

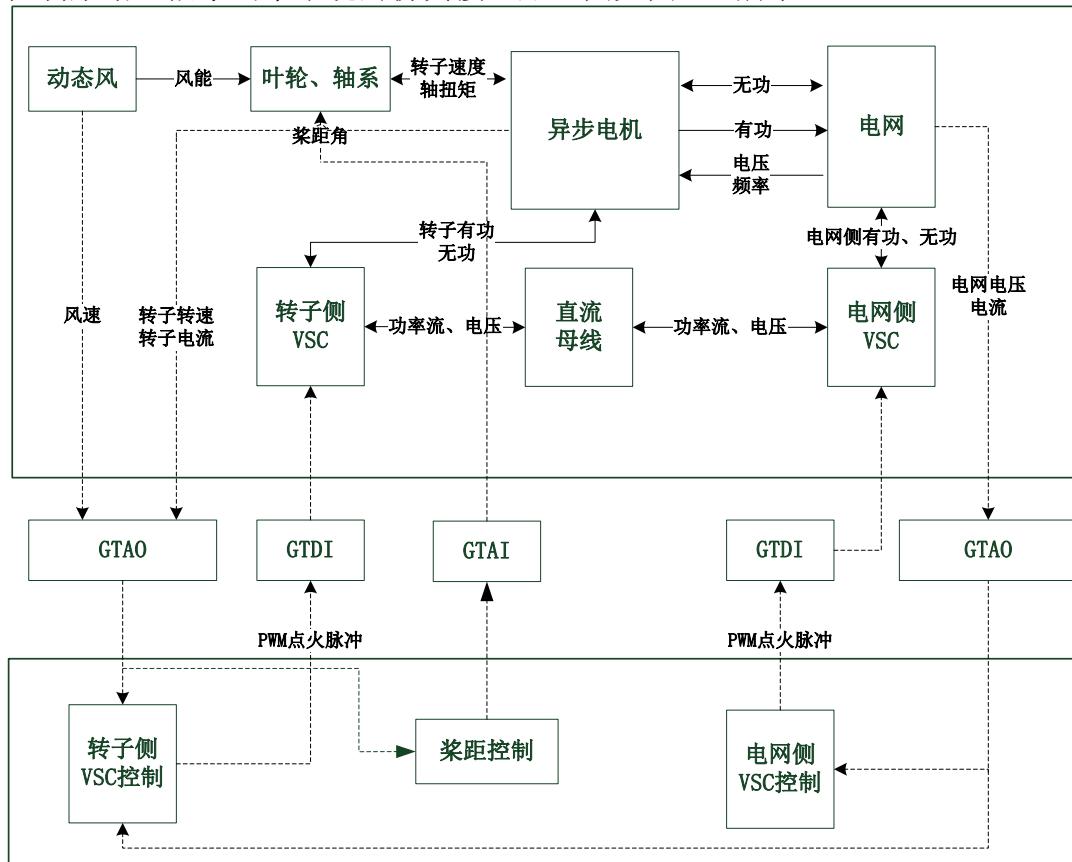


图 3-6 双馈风机 CHIL 原理图
Fig.3-6 CHIL Schematic of DFIG

图中，接口部分由 RTDS 的 GTA0、GTDI 卡及 GTAI 卡实现。GTA0 卡用于输出系统中的电压、电流、功率等信号。GTDI 用于接受 DSP 发出的点火脉冲以控制变流器的工作。GTAI 用于接受桨距控制发出的桨距角信号，以达到最大风力跟踪。

3.2.3 RTDS 小步长仿真系统分析

本节基于 RTDS 对上节叙述的电力系统及双馈机组进行建模分析。

为兼顾仿真的实时性及精确性, RTDS 采用了典型值为 50us 的大步长仿真及 2us 的小步长仿真^[8]。50us 的大步长仿真用于传统交流电力系统及控制系统仿真, 2us 的小步长系统用于仿真具有快速动态特性的电力电子元件。RTDS 在小步长元件库中提供了丰富的小步长元件, 包括各种 GTO、IGBT 等电力电子元件, 并提供了完整的小步长异步感应电机、PWM 变频器、小步长接口变压器等元件, 能够满足智能电网中各种分布式能源(包括风电、太阳能、储能等)的建模要求。

由于双馈风机包括一组背靠背变流器, 因此需要将其放入小步长系统。转子也需要连接变流器, 为满足其快速的电磁特性, 采用 RTDS 提供的小步长交流电机模型。本系统将风机模型分割为大步长系统、小步长系统两部分。其中大步长模型包括动力部分(风速、风力机、传动链)和电网模型部分, 而小步长模型则包括双馈风力发电机、变流器及 Crowbar 保护电路。仿真系统的总体结构图如图 3-7 所示:

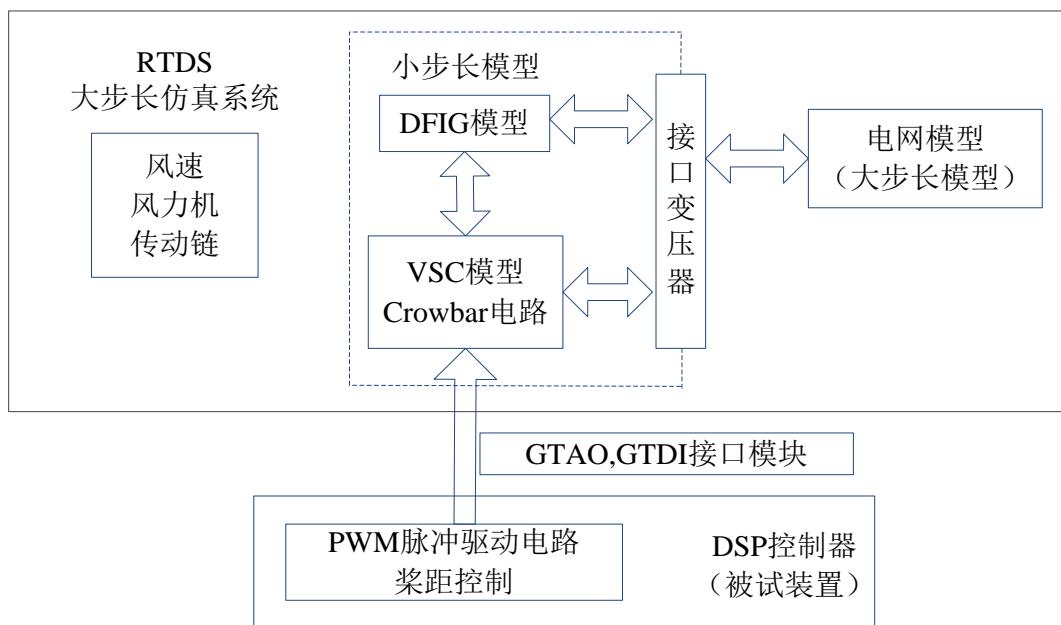


图 3-7 双馈风机 CHIL 接口原理图
Fig.3-7 CHIL interface Schematic of DFIG

由此引出一个关键问题: 大步长系统及小步长系统如何连接? 可以认为这是一个采用不同仿真步长的混合仿真系统。混合仿真系统就需要用到某种接口

算法, RTDS 中即使用专门的接口模型来连接大步长系统及小步长系统, 其使用的接口算法为本文第二章中分析的 PHIL 接口技术。

RTDS 中有两种接口变压器模型。一种是 2.2.1 节中分析的 ITM 理想变压器模型。其示意图如图 3-8 所示:

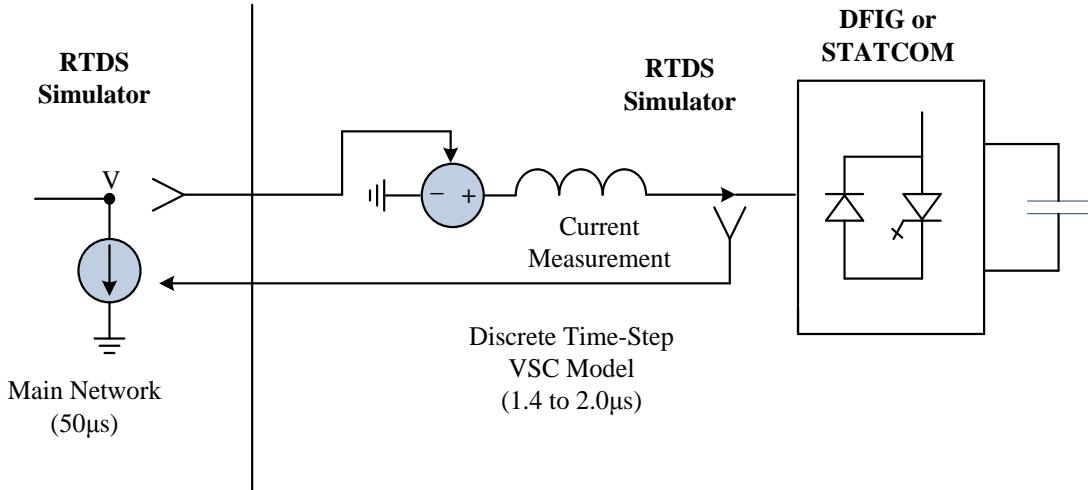


图 3-8 大步长、小步长接口原理图
Fig. 3-8 Interface of large step-system and small-step system

如前所述, ITM 接口适用于大步长系统较强的情况 (即系统等效阻抗较小), 否则混合仿真系统稳定性裕度会较小甚至失稳。大步长侧使用电流源等效小步长系统, 小步长侧使用电压源等效大步长系统。该接口的局限性在于小步长侧的等效阻抗必需严格大于大步长侧的等效阻抗。由于等效阻抗针对各次谐波是不同的, 因此对于高次谐波如果出现小步长侧阻抗小于大步长侧的情况, 则会引入正反馈使得系统不稳定。在目前的 RSCAD3.0 版本中使用该接口时 RTDS 会给出警告。

另一种是 2.2.3 节中分析的 TLM 传输线路模型。这种模型将接口变压器等效为一条输电线路。TLM 接口特别适合于连接两个不同的系统, 并在连接处对系统进行分割, 从而利于并行处理。由于将接口等效为一条输电线路, 在接口处添加了一个虚拟电容 C , 接口变压器的电感 L 等效为线路电感, 其数学关系满足:

$$\Delta t = \sqrt{LC} \quad (3-2)$$

式中 Δt 为大步长系统的仿真步长。由上式可得:

$$C = \frac{\Delta t^2}{L} \quad (3-3)$$

由于实际电路中并不存在该电容, 因此对接口变压器的电抗提出了要求: 若该电抗太小, 则虚拟电容会较大并导致仿真结果失真。实际中为保证仿真精度,

接口电抗的标幺值应大于 0.05p.u。

3.2.4 RTDS 的变流器模型

小步长系统中的另一核心问题是变流器的选取，RTDS 提供了以下两种方式。

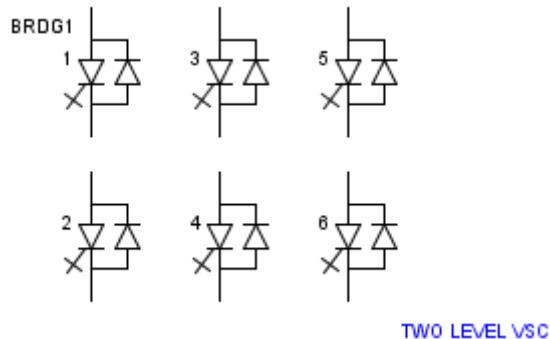


图 3-9 RSCAD 的开关管等效 RLC 模型
Fig.3-9 The equivalent RLC switch model in RSCAD

第一种是如图 3-9 所示等效开关管模型。该模型并未使用理想开关，而是基于 Dommel 算法^[47]对其进行等效。导通时由 L 代替开关管；关断时由 RC 支路代替开关管。因为系统发生突然换路，L 及 C 上将会产生能量损失。

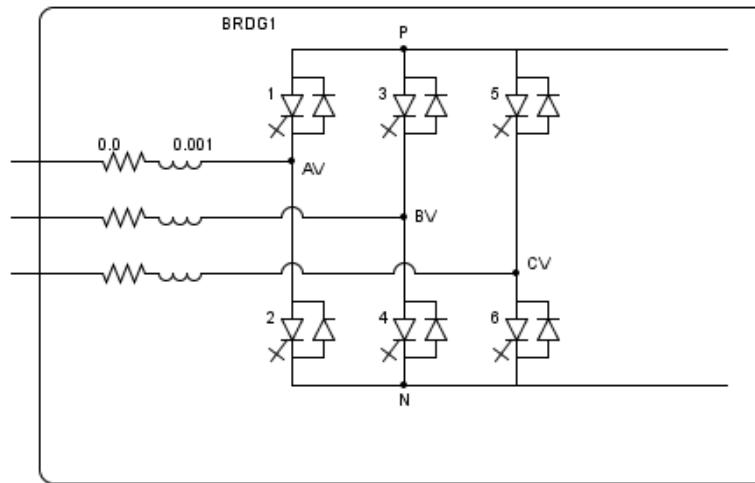


图 3-10 RSCAD 的低损耗理想开关管模型
Fig.3-10 Low loss ideal switch model in RSCAD

另一种是如图 3-10 所示的低损耗理想开关管模型。该模型中使用的开关是理想开关，故不存在能量损失。但为使系统保持稳定，在图示方框位置处加入了虚

拟输电线路以防止状态突变。逆变器交流侧出口电感 L 与虚拟电容 C 之间关系为：

$$\sqrt{LC} = 1 \text{ SDT T/L} \quad (3-4)$$

其中 $SDT T/L$ 为小步长仿真步长。由于添加了一条对地的电容支路，会对出口电流产生影响。由于电容电感乘积为常数，电感越大，则电容效应越小。

3.2.5 RTDS 的小步长异步电机模型

RTDS 提供的小步长异步电机能够满足双馈风电机组的仿真需要，该模型采用了基于 $dq0$ 坐标系的详细电磁暂态描述。其转子侧可以选择添加附加电阻、外接有源电路，并可选择励磁曲线饱和特性^[8]。

该模型有两种运行方式：输入转速模式及输入转矩模式。当选择输入转速模式时转速由变量直接给定，可以用于仿真初始化并快速建立电磁关系；当选择输入转矩模式时，输入量为机械转矩，此时转速由运动方程求出。

3.2.6 RTDS 的风机模型

RTDS 的元件库中提供了风机的模型。其输入变量为风速 v 及桨距角控制信号 β ，输出为功率 P_m 及转矩 T_m 满足：

$$P_m = \frac{\pi}{2} C_p(\lambda, \beta) \frac{\rho R^2}{2} v^3 \quad (3-5)$$

$$T_m = \frac{\pi}{2\lambda} C_p(\lambda, \beta) \frac{\rho R^3}{2} v^2 \quad (3-6)$$

式中 ρ 为空气密度， R 为风轮半径， λ 为叶尖速比。 C_p 为风能利用系数，满足下式：

$$C_p(\lambda, \beta) = [(C_1 - C_2 \beta) \sin[1.57 \frac{\lambda - 3(1 - e^{-\frac{\lambda}{3}})}{C_3 - C_4 \beta}]] - (\lambda - 3(1 - e^{-\frac{\lambda}{3}})) C_5 \beta + \frac{C_6}{(1 + \lambda)} \quad (3-7)$$

其中 $C_1 \sim C_5$ 为参数，RTDS 中使用的典型值见文献[48]。

3.2.7 CHIL 算例验证

根据图 3-6 的系统原理图，搭建整个风电场的一次侧小步长系统，如图 3-11 所示，图中包含接口变压器、低通滤波器、小步长变流器、Crowbar 保护电路及低损耗背靠背变流器。图 3-12 为大步长电力系统，包括输电线路、负荷及无穷大电源。

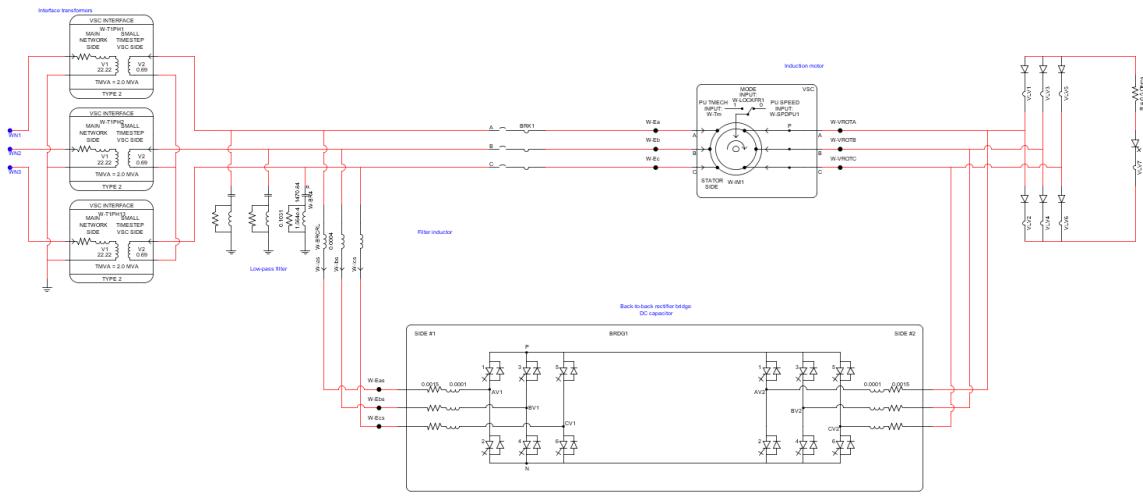


图 3-11 双馈风机的 RTDS 小步长模型
Fig.3-11 The DFIG model in RTDS small step system

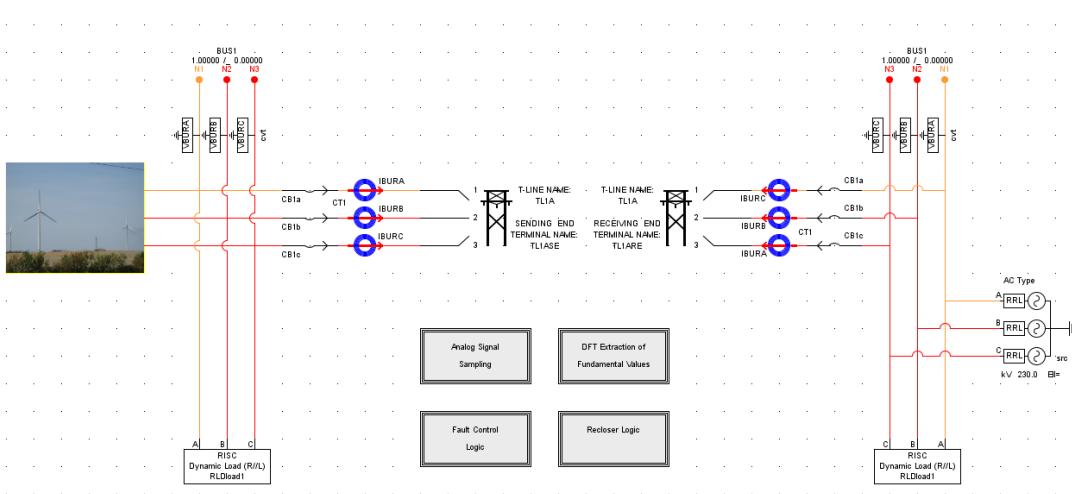


图 3-12 大步长电力系统接线图
Fig.3-12 Schematic of power system in large-step system

风电场内部母线电压为 690V，升压到 35kV 后经一条 20km 的输电线路并入电网。整个系统的运行参数如下表所示：

表 3-1 DFIG CHIL 算例参数

Table 3-1 System parameters for example-DFIG-CHIL

系统参数	参数取值	系统参数	参数取值
风机容量	2MW	定子电阻	0.0042 p.u.
控制器开关频率	3kHz	定子电抗	0.1021 p.u.

风机额定电压	690V	转子电阻	0.0060 p.u.
额定风速	12m/s	转子电抗	0.0859 p.u.
		励磁电抗	4.38 p.u.

针对一套 2MW 的双馈风机组，运用上文叙述的方法构建了 CHIL 系统，对机组在各种风速下的运行控制情况进行了混合仿真实验。

系统正常运行时 DFIG 定子电流如图 3-13 所示。观察波形可知其接近正弦波，经过分析计算得到谐波 THD 值为 1.05%，符合 GB14549《电能质量公用电网谐波》中规定的并网标准。

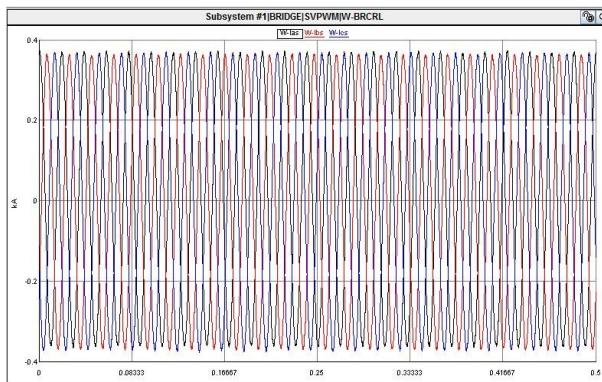


图 3-13 DFIG 定子电流
Fig.3-13 Stator current of DFIG

正常运行时 DFIG 转子电流波形如图 3-14 所示，波形质量较好。

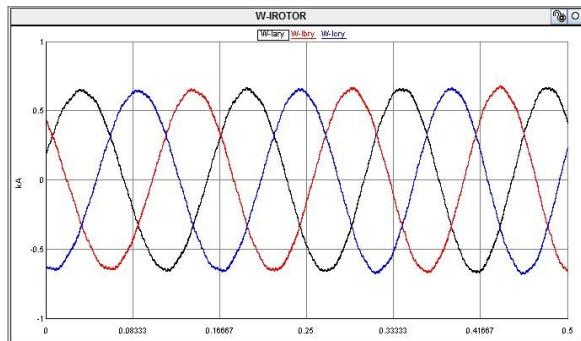


图 3-14 DFIG 转子电流
Fig.3-14 Rotor current of DFIG

正常运行时直流母线电压稳定，其波动幅值小于 0.2%。在快速切换指令值时，跟踪速度良好。其波形如图 3-15 所示：

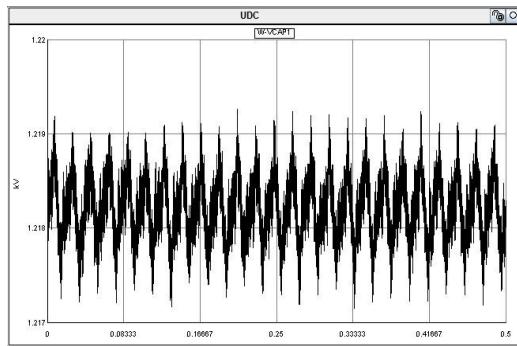


图 3-15 直流母线电压幅值
Fig.3-15 DC bus voltage amplitude

正常运行时有功无功输出稳定，波动率小于 1%，平均有功功率约为 1.93MW，
并网效率达 96.5%。输出的有功、无功波形如图 3-16 所示：

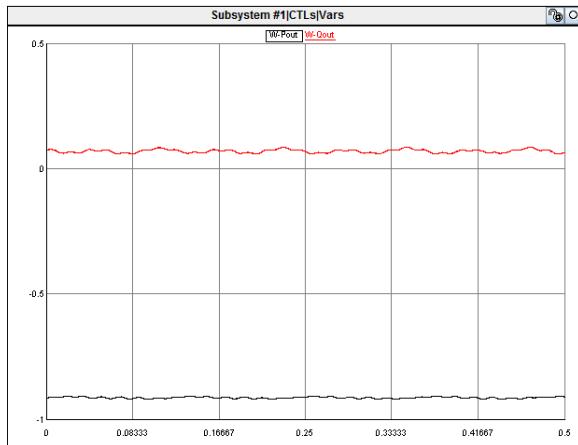


图 3-16 风电场输出的有功、无功波形
Fig.3-16 Wind farm output waveform of active and reactive power

以上仿真结果与双馈风电机组在正常运行时的理论分析结论相符，验证了 CHIL 硬件在环系统的有效性及 DSP 控制器的有效性。

3.3 本章小结

本章介绍了 CHIL 技术的基本概念及使用要点，介绍了利用 CHIL 技术进行继电保护实验的方法，重点分析了利用 CHIL 技术对双馈风电场的变流器控制器进行测试方法；专门讨论了 RTDS 的大步长和小步长接口算法和混合仿真技术；详细给出了基于 RTDS 的双馈风电场建模方法，设计了 CHIL 方案，并完整搭建了双馈风电场硬件在环仿真分析系统；基于该系统，完成了对 DFIG 及其控制系统的硬件在环测试。

第四章 风电场故障特性分析及仿真验证

第三章利用 CHIL 技术对 DFIG 进行了硬件在环测试，并构建了风电场综合实验平台。本章利用该平台进一步对风电场故障特性进行分析。

DFIG 的结构及运行原理不同于传统发电机组，其发电机采用绕线式异步电机，定子直接或通过变压器并网，转子则通过背靠背变流器与电网相连。由于双馈感应风力发电机的结构本身具有欠阻尼特性^[19]，对电力系统中的扰动敏感性较强。当电力系统出现短路故障时，其定转子电流将会增大，造成机组及背靠背变流器过电流、过电压，严重时会损毁设备。且若不切除风机转子变流器电流，则其一直试图调节转子电流，使转子电流谐波成份严重。为保护设备的安全运行，一般在故障时由 Crowbar 保护电路将转子短路^{[19]-[20]}，并闭锁转子侧变流器。

在电网发生故障时，双馈风电机组的故障特性与传统同步机有显著不同，需要详细分析其故障特性。虽然 DFIG 采用绕线式异步发电机，但其故障特性与传统的异步感应电机（SCIG）也有许多不同，主要体现在以下两方面：

- 1) 由于 Crowbar 电阻较大，因此转子侧电阻不能忽略；
- 2) DFIG 转子转差率在[-0.3,0.3]，而一般异步电机具有 $s \approx 0$ 的特性。

一般 Crowbar 启动后，可将等效聚合后的集中式风电场视作转子串入大电阻且转速偏离同步速的异步发电机。根据这些特性，本章基于双馈感应电机的电磁暂态模型，讨论当风电场出口处故障后集中式风电场的故障特征，重点结合 LVRT 分析故障后 DFIG 电流的变化规律。

4.1 双馈感应电机故障电流分析

4.1.1 序分量分析方法

本文在讨论故障特性时主要使用文献[30]分析的序分量方法。对于三相对称的系统，其三相电压可表示为：

$$u_a = U \cos(\omega t + \varphi), u_b = U \cos(\omega t + \varphi - \frac{2\pi}{3}), u_c = U \cos(\omega t + \varphi + \frac{2\pi}{3}) \quad (4-1)$$

对上式进行序分量变换，可使用一个正序矢量等效上述三个瞬时表达式：

$$\vec{u} = \frac{2}{3}[u_a(t) + \alpha u_b(t) + \alpha^2 u_c(t)] = ue^{j\varphi} e^{j\omega t} \quad (4-2)$$

式中 $\alpha = e^{\frac{j2\pi}{3}}$, U 为正序电压幅值, ω 为矢量旋转角频率。

对于三相不对称系统, 经序分量变换后就可得正序、负序、零序三个旋转矢量。由于风电场内部与外部系统之间没有零序通路, 因此可不考虑零序分量。此时进行序分量变换后, 并用一个综合电压矢量表示正序、负序分量有:

$$\vec{u} = \frac{2}{3}[u_a(t) + \alpha u_b(t) + \alpha^2 u_c(t)] = U_1 e^{j\varphi_1} e^{j\omega t} + U_2 e^{j\varphi_2} e^{-j\omega t} \quad (4-3)$$

其中 U_1 为正序分量幅值, φ_1 为正序分量初相, U_2 为负序分量幅值, φ_2 为负序分量初相。对式 4-3 的综合序分量做反变换^[27], 可得各相分量的瞬时值:

$$u_a = \text{Re}(\vec{u}), U_b = \text{Re}(\alpha^2 \vec{u}), U_c = \text{Re}(\alpha \vec{u}) \quad (4-4)$$

4.1.2 双馈感应电机等值模型

感应电机电磁暂态模型的正序、负序等效电路图如图 4-1 及 4-2 所示:

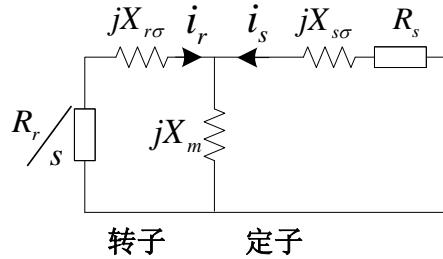


图 4-1 感应电机正序等效电路图
Fig.4-1 Positive sequence equivalent circuits of SCIG

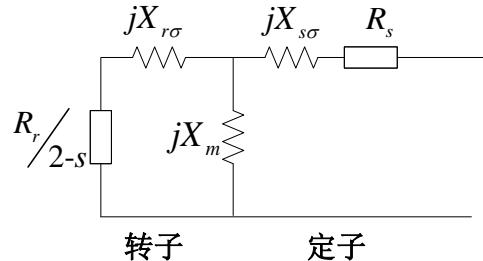


图 4-2 感应电机负序等效电路图
Fig.4-2 Negative sequence equivalent circuits of SCIG

利用上节叙述的空间矢量法并以定子为参考平面, 在静止坐标系下感应电机的磁链方程为^[29]:

$$\begin{aligned}\vec{\psi}_s &= L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r \\ \vec{\psi}_r &= L_m \vec{i}_s + L_r \vec{i}_r\end{aligned}\quad (4-5)$$

其中 $L_s = L_{s\sigma} + L_m$, $L_r = L_{r\sigma} + L_m$, $L_{s\sigma}$ 为定子漏抗, $L_{r\sigma}$ 为转子漏抗, L_m 为励磁电抗, \vec{i}_s 为定子电流矢量, \vec{i}_r 为转子电流矢量。

由式 4-5 的磁链方程可解得 \vec{i}_s 及 \vec{i}_r 表达式:

$$\vec{i}_s = \frac{1}{L_s - L_m^2/L_r} \vec{\psi}_s - \frac{L_m}{L_r} \frac{1}{L_s - L_m^2/L_r} \vec{\psi}_r \quad (4-6)$$

$$\vec{i}_r = -\frac{L_m}{L_s} \frac{1}{L_r - L_m^2/L_s} \vec{\psi}_s + \frac{1}{L_r - L_m^2/L_s} \vec{\psi}_r \quad (4-7)$$

为使上式更加简洁, 可简记定子侧耦合系数 $k_s = \frac{L_m}{L_s}$, 转子侧耦合系数 $k_r = \frac{L_m}{L_r}$,

$$L'_s = L_s - L_m^2/L_r, \quad L'_r = L_r - L_m^2/L_s.$$

由电路图可知 L'_s 为从定子侧看去的等效电抗:

$$L'_s = L_{s\sigma} + \frac{L_{r\sigma} L_m}{L_{r\sigma} + L_m} = L_{s\sigma} + \frac{L_{s\sigma} L_m}{L_{r\sigma} + L_m} + L_m - \frac{L_m (L_{r\sigma} + L_m)}{L_{r\sigma} + L_m} = L_s - L_m^2/L_r \quad (4-8)$$

L'_r 为从转子侧看去的等效电抗:

$$L'_r = L_{r\sigma} + \frac{L_{s\sigma} L_m}{L_{s\sigma} + L_m} = L_{r\sigma} + \frac{L_{s\sigma} L_m}{L_{s\sigma} + L_m} + L_m - \frac{L_m (L_{s\sigma} + L_m)}{L_{s\sigma} + L_m} = L_r - L_m^2/L_s \quad (4-9)$$

综上所述, 定子侧出口电流简化为:

$$\vec{i}_s = \frac{\vec{\psi}_s}{L'_s} - k_r \frac{\vec{\psi}_r}{L'_s} \quad (4-10)$$

即 $\vec{i}_s = f_{i_s}(\vec{\psi}_s, \vec{\psi}_r | L_m, L_r, L_s)$, 其中 $\vec{\psi}_s, \vec{\psi}_r$ 为与系统状态有关的变量, L_m, L_r, L_s 为系统参数。可见, 只要求出定子磁链 $\vec{\psi}_s$ 及转子磁链 $\vec{\psi}_r$, \vec{i}_s 也可以求得了。以下从分别求出 $\vec{\psi}_s$ 及 $\vec{\psi}_r$ 。

4.1.3 定子侧磁链

当电力系统发生短路故障后, 相当于电路结构发生突变, 此时定子磁链矢量 $\vec{\psi}_s$ 由三部分构成^[27]:

$$\vec{\psi}_s = \vec{\psi}_{sf1} + \vec{\psi}_{sf2} + \vec{\psi}_{sn} \quad (4-11)$$

其中 $\vec{\psi}_{sf1}$ 为系统正序强制响应（零状态响应）， $\vec{\psi}_{sf2}$ 为系统负序强制响应，与外系统状态有关。 $\vec{\psi}_{sn}$ 为系统自然响应（零输入响应），仅与系统内部参数有关。以下分别讨论。

故障后系统（风电场定子、转子）外部出现了正序、负序的激励，该激励会在系统内部产生响应，对于感应电机，忽略其定子电阻影响后^[24]，并考虑到：

$$\vec{\psi} = L_s \vec{i} = L_s' \frac{\vec{u}}{j\omega L_s'} = \frac{\vec{u}}{j\omega} \quad (4-12)$$

则磁链正序、负序的强制分量可表示为：

$$\vec{\psi}_{sf1} = \frac{\vec{u}_1}{j\omega_s} = \frac{U_1 e^{j\varphi_1}}{j\omega_s} e^{j\omega_s t} \quad (4-13)$$

$$\vec{\psi}_{sf2} = \frac{\vec{u}_2}{j\omega_s} = \frac{U_2 e^{j\varphi_2}}{j\omega_s} e^{-j\omega_s t} \quad (4-14)$$

式中 U_1 为正序电压幅值， φ_1 为正序电压初相， U_2 为负序电压幅值， φ_2 为负序电压初相。

式 4-11 中的自然响应为直流衰减量，其物理过程为系统突变时定子绕组释放其存储的能量，具有表达式：

$$\vec{\psi}_{sn} = \vec{\psi}_{sn}(0) e^{-t/T_s} \quad (4-15)$$

根据磁链守恒原理，换路前后磁链不能突变，可以求得自然响应的初始状态：

$$\begin{aligned} \vec{\psi}_{sn}(0) &= \vec{\psi}_{s,pre} - [\vec{\psi}_{sf1}(0^+) + \vec{\psi}_{sf2}(0^+)] \\ &= \frac{U_{pre} e^{j\varphi_{pre}} e^{j\omega_s t}}{j\omega_s} - \frac{U_1 e^{j\varphi_1} e^{j\omega_s t}}{j\omega_s} - \frac{U_2 e^{j\varphi_2} e^{-j\omega_s t}}{j\omega_s} \Big|_{t=0} = \frac{U_{pre} e^{j\varphi_{pre}} - U_1 e^{j\varphi_1} - U_2 e^{j\varphi_2}}{j\omega_s} \end{aligned} \quad (4-16)$$

其中 $\vec{\psi}_{s,pre}$ 为故障前的磁链矢量， U_{pre} 为故障前电压幅值， φ_{pre} 为故障前电压初相。

由图 4-1 的等效电路图可以求取时间常数如式 4-17 所示：

$$T_{s0} = \frac{L_s - L_m^2/L_r}{R_s} = \frac{L_s'}{R_s} \quad (4-17)$$

由此，双馈风机 Crowbar 启动后定子侧磁链的自然响应表达式如式 4-18 所示：

$$\vec{\psi}_{sn} = \frac{U_{pre} e^{j\varphi_{pre}} - U_1 e^{j\varphi_1} - U_2 e^{j\varphi_2}}{j\omega_s} e^{-t/T_s} \quad (4-18)$$

这部分分量是由系统强制环路后定子绕组释放自身存储的能量导致的，并以

时间常数 T_s 衰减。

综上所述，双馈风机 Crowbar 启动后定子侧磁链的表达式如式 4-19 所示：

$$\vec{\psi}_s = \vec{\psi}_{sf1} + \vec{\psi}_{sf2} + \vec{\psi}_{sn} = \frac{U_1 e^{j\varphi_1}}{j\omega_s} e^{j\omega_s t} + \frac{U_2 e^{j\varphi_2}}{j\omega_s} e^{-j\omega_s t} + \frac{U_{pre} e^{j\varphi_{pre}} - U_1 e^{j\varphi_1} - U_2 e^{j\varphi_2}}{j\omega_s} e^{-t/T_s} \quad (4-19)$$

即 $\vec{\psi}_s = f_{\psi_s}(U_1 \angle \varphi_1, U_2 \angle \varphi_2, U_{pre} \angle \varphi_{pre}, t | T_s)$ ，其中 $T_{s, DF}$ 与系统内部参数 L_s, L_m, L_r, R_s, R_c 有关， $U_1 \angle \varphi_1, U_2 \angle \varphi_2, U_{pre} \angle \varphi_{pre}$ 则与系统外部故障类型有关。

4.1.4 转子侧磁链

与定子侧磁链类似，转子侧磁链也由三部分构成^[27]：

$$\vec{\psi}_r = \vec{\psi}_{rf1} + \vec{\psi}_{rf2} + \vec{\psi}_m \quad (4-20)$$

文献[26]在推导时，认为在感应电机情况下，转差率 $s \approx 0$ ，因此转子侧近似开路，此时的转子侧、定子侧磁链关系有：

$$\begin{aligned} \vec{\psi}_s &= L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r \approx L_s \vec{i}_s \\ \vec{\psi}_r &= L_m \vec{i}_s + L_r \vec{i}_r \approx L_m \vec{i}_s \end{aligned} \quad (4-21)$$

但该式在 Crowbar 电阻存在时并不适用。同时，双馈风机可大范围调速，其转差率的取值范围为 $[-0.3, 0.3]$ ，并不满足 $s \approx 0$ 的结论。以下在考虑这些问题的基础上进行讨论。

首先求取正序分量所产生的磁链 $\vec{\psi}_{rf1}$ 。在系统发生故障时，其定子侧正序电流为：

$$\vec{i}_{s,1} = \frac{\vec{u}_1}{Z_1} \quad (4-22)$$

根据正序等效电路图，若设 R_c 为 Crowbar 电阻阻值，根据分流关系可得转子侧的电流为：

$$\vec{i}_{r,1} = \frac{j\omega_s L_m}{R_c/s + j\omega_s L_r} \vec{i}_{s,1} \quad (4-23)$$

代入 4-5 可得转子磁链的正序强制响应为：

$$\vec{\psi}_{rf1} = L_m \vec{i}_{s,1} + L_r \vec{i}_{r,1} = (L_m + \frac{j\omega_s L_m L_r}{R_c/s + j\omega_s L_r}) \vec{i}_{s,1} = L_{r1}'' \vec{i}_{s,1} = L_{r1}'' \frac{\vec{u}_1}{Z_1} \quad (4-24)$$

其中 $L_{r1}'' = L_m + \frac{j\omega_s L_m L_r}{R_c/s + j\omega_s L_r}$ 为计及 Crowbar 电阻的转子侧正序等效电感。

其次求取由负序分量导致的磁链 $\vec{\psi}_{rf2}$, 根据图 4-2 所示的负序等效电路图, 并根据分流关系, 转子侧负序电流为:

$$\vec{i}_{r,2} = \frac{j\omega_s L_m}{R_c/(2-s) + j\omega_s L_r} \vec{i}_{s,2} = \frac{j\omega_s L_m}{R_c/(2-s) + j\omega_s L_r} \frac{\vec{u}_2}{Z_2} \quad (4-25)$$

代入 4-5 可得转子磁链的负序强制响应为:

$$\vec{\psi}_{rf,2} = L_m \vec{i}_{s,2} + L_r \vec{i}_{r,2} = (L_m + \frac{j\omega_s L_m L_r}{R_c/(2-s) + j\omega_s L_r}) \vec{i}_{s,2} = L_{r2} \vec{i}_{s,2} = L_{r2} \frac{\vec{u}_2}{Z_2} \quad (4-26)$$

其中 $L_{r2}'' = L_m + \frac{j\omega_s L_m L_r}{R_c/(2-s) + j\omega_s L_r}$ 为计及 Crowbar 电阻的定子侧负序等效电感。

最后求取磁链的自然响应部分 $\vec{\psi}_m$ 。与定子侧不同的是, 转子侧存在由 Crowbar 保护电路构成的大电阻, 类似一阶电路在正弦激励下的自然响应, 该自然响应由直流与交流两部分构成。

先考虑交流部分, 交变的磁链会感应出电动势, 并在回路中产生感应电流以阻碍磁链的变化。

$$i_{ac}(t) = \frac{-\frac{d\vec{\psi}_{sn}}{dt}}{R_c + j\omega_s L_r'} = \frac{-j\omega_s \psi_{sn} e^{j\omega_s t}}{R_c + j\omega_s L_r'} \quad (4-27)$$

而转子绕组中原本存储的能量会产生直流的衰减分量, 具有如下形式:

$$i_{dc}(t) = K_{dc} \frac{\psi_m}{L_r'} e^{-t/T_r} \quad (4-28)$$

其中 K_{dc} 为直流比例常数, 衰减时间常数 T_r 为:

$$T_r = \frac{L_r'}{R_c} = \frac{L_r - L_m^2/L}{R_c} \quad (4-29)$$

由 4-27 及 4-28, 可得出转子绕组中的总磁链的待定系数表达式为:

$$\vec{\psi}_m(t) = \psi_{sn} e^{j\omega_s t} + L_r' i_{ac}(t) + L_r' i_{dc}(t) = \left(1 - \frac{j\omega_s L_r'}{R_c + j\omega_s L_r'}\right) \psi_{sn} e^{j\omega_s t} + K_{dc} \psi_m e^{-t/T_r} e^{j\omega_s t} \quad (4-30)$$

由于磁链不能突变, 可以通过磁链守恒的关系求取 K_{dc} 。首先, 若记故障前转子侧磁链为 $\vec{\psi}_{r,pre}$, 则根据磁链守恒定理可得:

$$\begin{aligned}\vec{\psi}_m(0) &= \vec{\psi}_{r,pre} - [\vec{\psi}_{rf1}(0^+) + \vec{\psi}_{rf2}(0^+)] = (\psi_{r,pre} e^{j\omega_s t} - L_{r1}'' \frac{U_1 e^{j\varphi_1}}{Z_1} e^{j\omega_s t} - L_{r2}'' \frac{U_2 e^{j\varphi_2}}{Z_2} e^{-j\omega_s t})|_{t=0} = \\ &= \psi_{r,pre} - L_{r1}'' \frac{U_1 e^{j\varphi_1}}{Z_1} - L_{r2}'' \frac{U_2 e^{j\varphi_2}}{Z_2}\end{aligned}\quad (4-31)$$

结合式 4-16 求得的 $\vec{\psi}_{sn}(0)$ ，利用式 4-30 在故障前后磁链守恒的性质，则有：

$$(1 - \frac{j\omega_s L_r'}{R_c + j\omega_s L_r'}) \psi_{sn} e^{j\omega_s t} + K_{dc} \psi_m e^{-t/T_r} |_{t=0} = (1 - \frac{j\omega_s L_r'}{R_c + j\omega_s L_r'}) \psi_{sn}(0) + K_{dc} \psi_m(0) = \psi_m(0)\quad (4-32)$$

则可求出直流比例常数 K_{dc} ：

$$K_{dc} = 1 - (1 - \frac{j\omega_s L_r'}{R_c + j\omega_s L_r'}) \frac{\psi_{sn}(0)}{\psi_m(0)}\quad (4-33)$$

不妨简记交流比例常数 K_{ac} 如下式所示：

$$K_{ac} = 1 - \frac{j\omega_s L_r'}{R_c + j\omega_s L_r'}\quad (4-34)$$

注意到 ψ_{sn} 为衰减分量，满足式 4-18，则有：

$$\vec{\psi}_m(t) = K_{ac} \psi_{sn}(0) e^{-t/T_s} + K_{dc} \psi_m(0) e^{-t/T_r} e^{j\omega_r t}\quad (4-35)$$

综上所述，由式 4-20、24、26、35 可得转子侧的磁链响应为：

$$\begin{aligned}\vec{\psi}_r(t) &= L_{r1}'' \frac{U_1 e^{j\varphi_1}}{Z_1} e^{j\omega_s t} + L_{r2}'' \frac{U_2 e^{j\varphi_2}}{Z_2} e^{-j\omega_s t} + K_{ac} \psi_{sn}(0) e^{-t/T_s} + K_{dc} \psi_m(0) e^{-t/T_r} e^{j\omega_r t}\end{aligned}\quad (4-36)$$

即 $\vec{\psi}_r = f_{\vec{\psi}_r}(U_1 \angle \varphi_1, U_2 \angle \varphi_1, U_{pre} \angle \varphi_{pre}, t, \omega_r | T_s, T_r)$ 。其中 T_s, T_r 与系统内部参数 L_s, L_m, L_r, R_c 有关， $U_1 \angle \varphi_1, U_2 \angle \varphi_1, U_{pre} \angle \varphi_{pre}$ 与系统外部故障类型有关。 ω_r 为转子转速。

4.1.5 风电场出口处的故障电流

综合 4.1.2-4.1.4 的结论，将式 4-19 的 $\vec{\psi}_s$ 及 4-36 的 $\vec{\psi}_r$ 表达式代入式 4-10，得到双馈风机定子侧外部短路时，定子侧的短路电流：

$$\vec{i}_s = I_{ac-1} \dot{e}^{j\omega_s t} + I_{ac-2} \dot{e}^{-j\omega_s t} + I_{dc} \dot{e}^{-t/T_s} + I_{ac-\omega_r} \dot{e}^{-t/T_r} e^{j\omega_r t}\quad (4-37)$$

其中 $I_{ac-1} = \frac{U_1}{j\omega_s L_s} - k_r L_{r1}'' \frac{U_1}{Z_1 L_s}$ ，为正序分量幅值； $I_{ac-2} = \frac{U_2}{Z_2}$ ，为负序分量幅值；

$$\dot{I}_{dc} = [1 - \frac{k_r K_{ac}}{L_s}] \vec{\psi}_{sn}(0), \text{ 为直流衰减分量幅值; } \dot{I}_{ac-\omega_r} = -\frac{k_r K_{dc}}{L_s} \vec{\psi}_m(0), \text{ 为与转速相}$$

关的非工频衰减分量的幅值。

将式 4-37 进行反序分量变换，可得电力系统故障时定子侧故障电流的时域表达式。若以 A 相位为基准，其电流表达式为：

$$i_{sa}(t) = I_{ac-1} \cos(\omega_s t + \varphi_{ac-1}) + I_{ac-2} \cos(\omega_s t + \varphi_{ac-2}) + I_{dc} e^{-t/T_s} + I_{ac-\omega_r} \cos(\omega_r t + \varphi_{ac-\omega_r}) e^{-t/T_r} \quad (4-38)$$

由上式可知该故障电流由四部分组成：第一部分是故障后的正序稳态电流，第二部分是负序稳态电流，第三部分是直流衰减分量，第四部分是与转子转速相关的暂态非工频分量。

其中第一、第二部分可以理解为由系统故障后的强制换路导致的工频突变量及稳态负荷电流之和。第三部分可理解为由于转子存储的电磁能量导致的直流衰减分量（或者由于 Crowbar 电阻所导致的直流衰减分量）。第四部分可理解为由于转子存储的电磁能量导致的非工频衰减分量。由于磁势不能突变，造成了转子侧电流产生了正弦激励下的一阶电路全响应，出现了直流衰减分量。该直流衰减分量随着转子以非同步速旋转（例如 1.1 倍同步速），产生了 1.1 倍同步速旋转的磁势（ $F=Ni$, N 为匝数）。该磁势切割定子绕组产生了 1.1 倍额定频率的交流电（55Hz 并随时间衰减，因为励磁随时间衰减）。

另外还需要考虑网侧变流器提供的助增电流，其大小与变流器容量有关。若容量为风机容量的 1/3，则助增电流最大值不超过风机稳态输出电流的 1/3^[27]。该助增电流主要是稳态值，从零增大到稳态值的时间取决于网侧变流器（GSC）的控制速度，但该电流基本不影响第一个周波的故障电流。

故障情况下，电网侧变流器在交流侧负序电压作用下还会提供 2 次谐波，转子侧变流器交流侧将产生 3 次谐波^[52]，与上述定子故障电流、变流器助增电流共同构成风电场出口处的故障电流。

式 4-38 中的第一、第二部分是若干文献中都讨论过的分量。第一部分的正序稳态分量的幅值主要与风电场的出口母线的电压跌落水平有关，电压跌落水平越高，幅值越大；第二部分的负序稳态电压则与三相不平衡度有关，负序分量越大，则其幅值越大；第三部分的直流衰减分量的幅值也与母线电压跌落水平正相关，

尤其值得注意的是第四项的非工频衰减分量。其衰减时间常数由式 4-29 决定，一般为 1~3 周波，从时间上足以影响快速保护的运行。其幅值由式 4-31 决定，其中 $\psi_{r,pre}$ 、 L_{r1}'' 、 L_{r2}'' 均与系统运行状态有关， $U_1 e^{j\varphi_1}$ 及 $U_2 e^{j\varphi_2}$ 与电力系统故障类型

及故障位置有关，其幅值主要由故障后的正序、负序电压之和决定。

当电力系统发生单相短路接地时，其各序电压分布情况如图 4-3 所示：

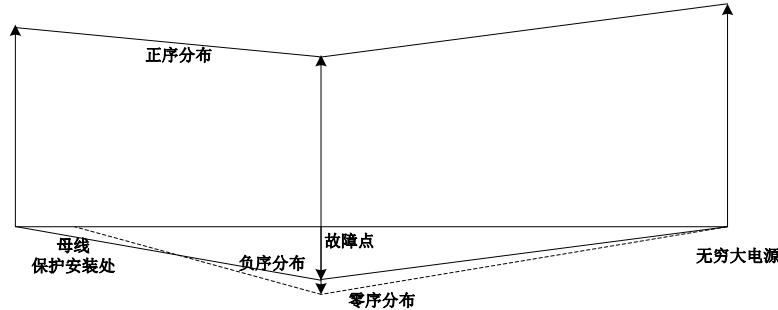


图 4-3 单相短路接地时的序电压分布情况
Fig.4-3 Negative sequence equivalent circuits of SCIG

此时，故障点正序电压最低并逐渐向电源处升高，负序电压在故障点处最高并逐渐向电源中性点处降落至 0。由上图可知，若不计正、负序电压之间的相角差，当故障位置逐渐远离风电场时，正负序电压之和将逐渐升高。因此当保护范围末端发生单相短路接地故障时，由 DFIG 导致的非工频分量效应最为明显。而此时恰为保护临界动作状态，极端情况下保护存在不正确动作的可能。

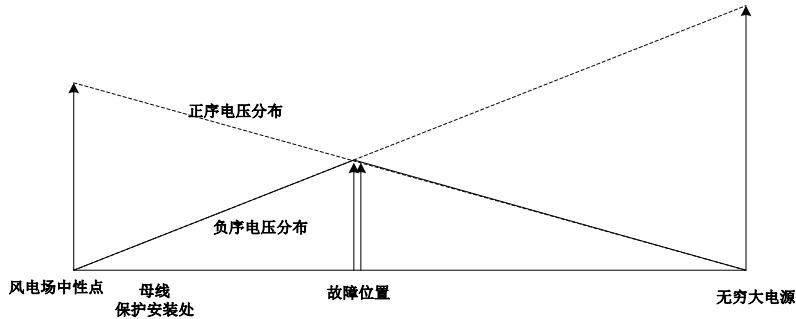


图 4-4 两相相间短路时的序电压分布情况
Fig.4-4 Negative sequence equivalent circuits of SCIG

当系统发生两相相间短路时，序电压分布情况如图 4-4 所示^[54]。正序电压在故障点处最低并逐渐向电源处升高，且保护安装处正序电压不低于正常运行电压的 50%；故障点负序电压最高，逐渐向电源中性点处降落至 0。

从序电压分布上看，若不计正、负序电压之间的相角差，当故障位置逐渐远离风电场时，正负序电压之和将逐渐减小。因此故障位置离风电场越近，由 DFIG 导致的非工频效应越为明显。而在出口位置处故障恰为一些方向元件和距离元件的死区，因此极端情况下相关保护元件存在不正确动作的可能。

现有保护原理多基于相量法，相量计算基于离散傅里叶算法。离散傅里叶算法能够很好地滤除直流分量和整数次谐波分量，但衰减的非工频分量中所包含的非整数次谐波则对相量计算产生严重干扰，从而引起保护的不正确动作。为抑制非工频分量，可在进行离散傅里叶计算之前先让采样值通过 50Hz 带通滤波器。另外，也可考虑诸如 R-L 模型法等时域算法。

4.2 算例分析及仿真验证

基于上一章建立的风电场仿真分析平台，本文利用 RTDS 小步长元件库搭建了含 Crowbar 保护的双馈风电机组实时暂态模型，仿真电网侧发生不同故障时双馈风电机组的暂态电流特性，并讨论 Crowbar 电阻对双馈风电机组机端电压和短路电流的影响。算例中的参数选取详见下表所示：

表 4-1 DFIG 短路故障算例参数

Table 4-1 System parameters for example-DFIG-Fault

系统参数	参数取值	系统参数	参数取值
风机容量	2MW	定子电阻	0.0042 p.u.
控制器开关频率	3kHz	定子电抗	0.1021 p.u.
风机额定电压	690V	转子电阻	0.0060 p.u.
额定风速	12m/s	转子电抗	0.0859 p.u.
Crowbar 启动时间	5ms	励磁电抗	4.38 p.u.
Crowbar 阻值	1ohm	线路额定电压	35kV
线路额定电流	0.4kA		

其故障后系统模型如下图所示：

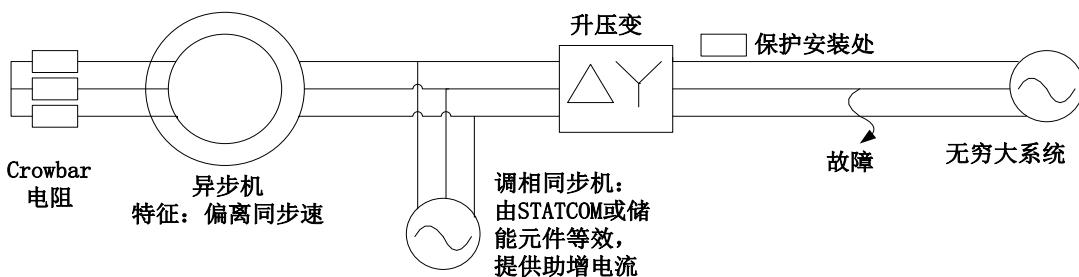


图 4-5 风电场短路故障电流算例
Fig.4-5 System circuits for example-DFIG-Fault

首先在线路中设置单相接地故障，分别在线路全长的 20% 及 80% 位置处设置故障，故障后 5ms 内 Crowbar 保护启动。检测保护安装处的故障电流，其波形及频谱如下图所示：

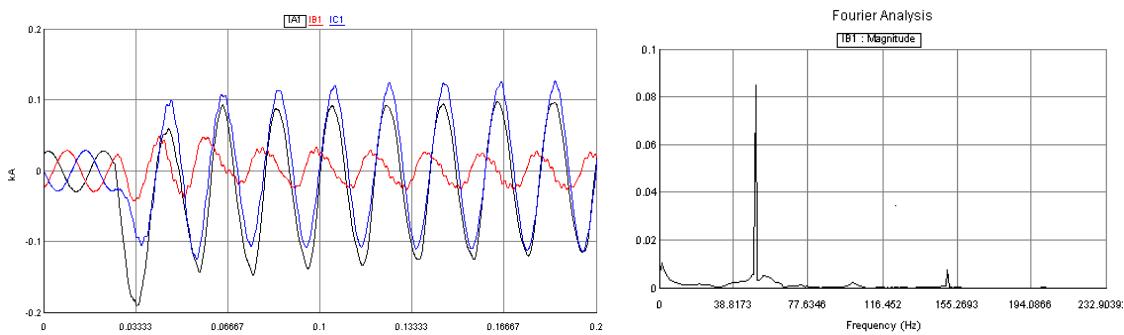


图 4-6 单相接地故障电流及频谱(故障位置线路全长 20%)
Fig.4-6 Phase-ground short circuit fault current and spectrum (Fault in 20% of Line)

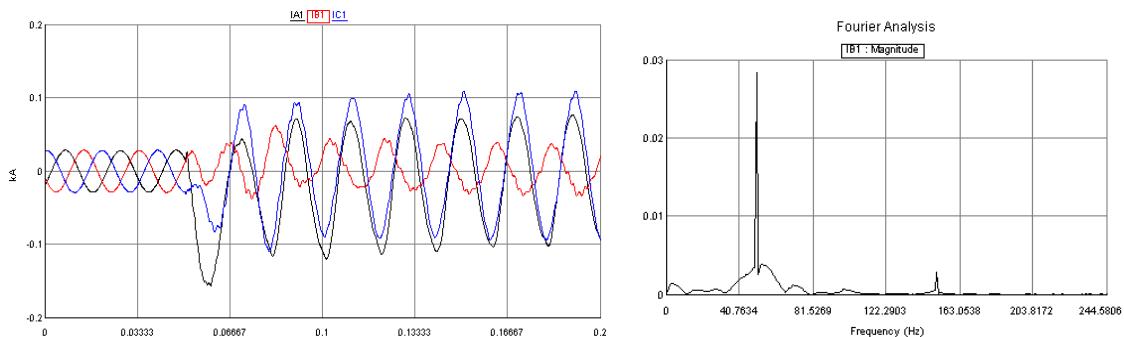


图 4-7 单相接地故障电流及频谱(故障位置线路全长 80%)
Fig.4-7 Phase-ground short circuit fault current and spectrum (Fault in 80% of Line)

分析故障电流的时域波形可直观得知，其中含有衰减直流分量及稳态交流分量。观察其频谱可知故障电流由直流、50Hz 基波分量、150Hz 三次谐波构成。注意到在 50Hz 主峰附近有一段连续频谱，根据理论分析其主要构成为与转子转速相关的非工频分量。当故障位置从线路全长的 20% 变为 80% 位置时，非工频分量含量相对变多，该现象与理论分析相符。

其次在风电场并网的输电线路中设置两相相间短路。分别在线路全长的 20% 及 80% 位置处设置故障，故障后 5ms 内 Crowbar 保护启动。检测保护安装处的故障电流，其波形及频谱如下图所示：

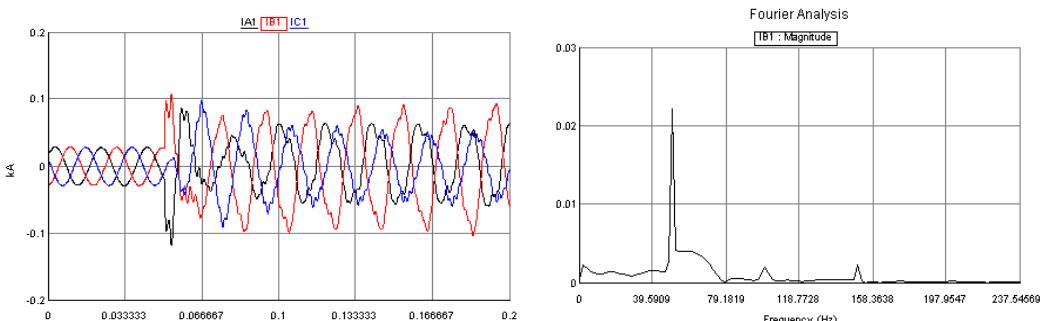


图 4-8 两相相间短路故障电流及频谱(故障位置线路全长 20%)
Fig.4-8 Phase-phase short circuit fault current and spectrum (Fault in 20% of Line)

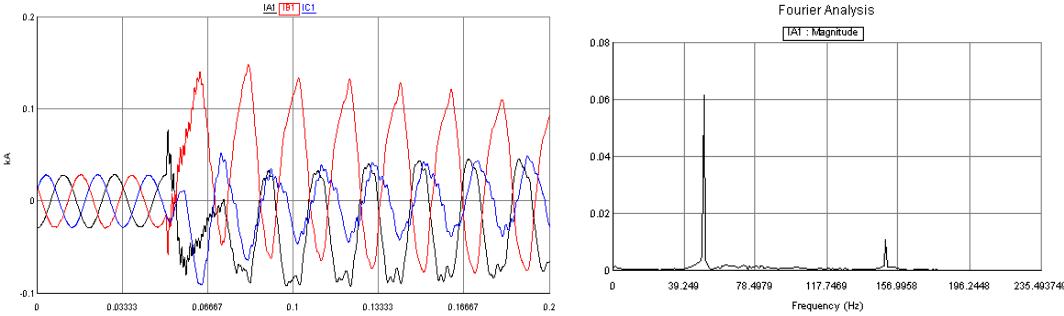


图 4-9 两相相间短路故障电流及频谱(故障位置线路全长 80%)
Fig.4-9 Phase-phase short circuit fault current and spectrum (Fault in 80% of Line)

与接地故障时类似，观察其频谱可知故障电流由直流、50Hz 基波分量、150Hz 三次谐波等分量构成，在 50Hz 附近仍存在非工频分量的频谱。当故障位置从线路全长的 20% 变为 80% 位置时，非工频分量的含量相对变少，该现象与理论分析相符。

4.3 本章小结

本章对 DFIG 风电场计及 Crowbar 保护的故障电流特征进行了理论分析和仿真验证，重点讨论了在电力系统发生各种类型故障的情况下故障电流。理论分析表明，当风电场联络线发生故障时，故障电流由四部分组成：第一部分是故障后的正序稳态电流，第二部分是负序稳态电流，第三部分是直流衰减分量，第四部分是与转子转速相关的暂态非工频分量。

其中第一、第二部分为由系统故障后的强制换路导致的工频突变量及稳态负荷电流之和；第三部分为由于转子存储的电磁能量导致的直流衰减分量；第四部分为由于转子存储的电磁能量导致的非工频衰减分量。

第一部分的正序稳态分量的幅值主要与风电场的出口母线的电压跌落水平有关，电压跌落水平越高，幅值越大；第二部分的负序稳态电压则与三相不平衡度有关，负序分量越大，则其幅值越大；第三部分的直流衰减分量的幅值也与母线电压跌落水平正相关，并且 Crowbar 阻值越大，衰减时间越短；第四部分的暂态非工频分量的特性与故障类型和故障位置有关。单相短路接地时，线路末端较之始端发生故障时，非工频分量的含量更为明显；两相相间故障时，线路始端较之末端发生故障时，非工频分量的含量更为明显。

第五章 风电场故障特性对距离保护的影响及仿真验证

第四章对双馈风电场的故障特性进行了分析。本章利用第四章的结论分析其故障特性对现有距离保护原理的影响。兆瓦级集中式风电场一般接入 110kV 或更高的电压等级。随着风电场规模不断增大，系统对风电场并网运行的要求日趋严格。新的国家规程 Q/GDW392-2009《风电场接入电网技术规定》要求风电场具备低电压穿越能力，一定故障条件下不脱网^[31]，当汇流母线高压侧电压跌至 20%时，至少保证不脱网连续运行 625ms，这段时间内风电场提供的短路电流将足以对继电保护装置的运行产生影响^[19]。

若电力系统中的风电渗透率达到一定程度，基于同步电机故障特性的传统继电保护算法、配合关系及整定原则都将受到严重挑战^[22]。双馈风电场尤其是 Crowbar 保护启动后的故障特性可能使原有保护范围发生变化，导致保护拒动或误动。文献[31][35]报道了多起风电场并网线路故障但继电保护装置误动作的例子。大型风电场一般通过 110kV 及以上电压等级的联络线接入大电网，对于 110kV 及以上输电线路，距离保护的配置非常普遍，因此本章专门分析风电场故障特性对距离保护的影响。

5.1 双馈风电场故障特性对距离保护的影响

对于采用稳态量的距离保护，从原理上大致可分为两类：基于极化电压和工作电压比相的 MHO 继电器，以及兼具测距功能的距离继电器（基于相量法或 R-L 模型法）。由于前者在正、反方向故障时都具有良好的动态特性，故得到了广泛应用。本章主要对该原理进行分析。对于这种原理，为了防止死区，极化电压一般采取母线记忆电压或正序电压。由于采用母线记忆电压时，可以在阻抗平面上进行动作特性分析。对于同步发电机，在进行保护动作行为分析时，可以认为其正负序阻抗相等，即 $Z_{s1} = Z_{s2}$ 。但大型风电场联络线发生故障时，Crowbar 保护可能投入，导致电源 $Z_{s1} = Z_{s2}$ 的条件不成立。本章主要从这点出发，详细分析由此可能对距离保护产生的影响。

一般距离保护需要讨论过渡电阻的影响，且系统中大多数故障类型均为单相接地短路。为此本节主要讨论单相接地故障，主要以 A 相位基准。相应的继电器

接线方式采用单相电压作为测量电压，记为 $\dot{U}_J = \dot{U}_a$ 。带零序补偿的相电流作为测量电流，记为 $\dot{I}_J = \dot{I}_a + K\dot{I}_0$ ，其中 K 为零序补偿系数。并记 Z_{set} 为继电器整定阻抗， Z_{L0}, Z_{L1}, Z_{L2} 分别为风电场并网输电线路的零序、正序、负序阻抗。 Z_{w0}, Z_{w1}, Z_{w2} 为风电场等值零序、正序、负序阻抗。

5.1.1 以母线记忆电压为极化量的距离保护

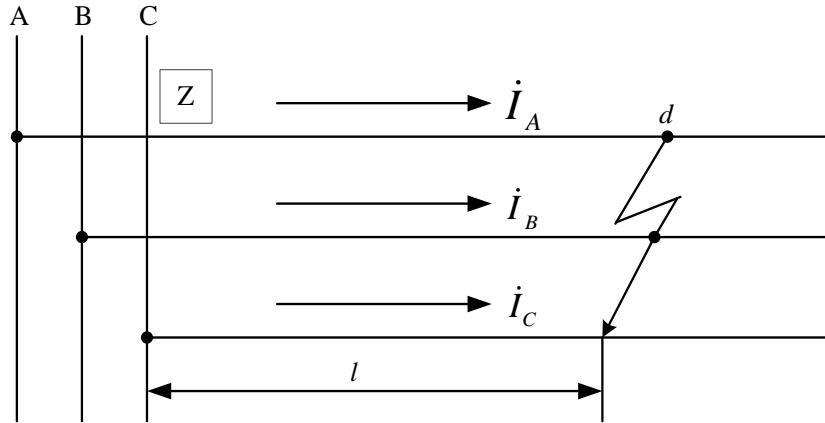


图 5-1 短路故障示意图
Fig.5-1 Short-circuit fault schematic diagram

如图 5-1 所示，当 d 处发生短路时，保护安装处的相电压与输电线路上的压降之和：

$$\dot{U}_J = \dot{I}_{a1} Z_{L1} + \dot{I}_{a2} Z_{L2} + \dot{I}_{a0} Z_{L0} + R_g \dot{I}_{ag} \quad (5-1)$$

其中 Z_{L0} 、 Z_{L1} 及 Z_{L2} 为保护安装处至故障点线路阻抗。若假设故障点处过渡电阻 $R_g = 0$ ，且线路的正序阻抗等于负序阻抗 $Z_{L1} = Z_{L2}$ ，则有：

$$\begin{aligned} \dot{U}_J &= (\dot{I}_{a1} + \dot{I}_{a2}) Z_{L1} + \dot{I}_{a0} Z_{L1} - \dot{I}_{a0} Z_{L1} + \dot{I}_{a0} Z_{L0} \\ &= \dot{I}_a Z_{L1} + (Z_{L0} - Z_{L1}) \dot{I}_{a0} \\ &= Z_{L1} \left(\dot{I}_a + \frac{Z_{L0} - Z_{L1}}{3Z_{L1}} \cdot 3\dot{I}_{a0} \right) \stackrel{\text{def}}{=} Z_{L1} (\dot{I}_a + K \cdot 3\dot{I}_{a0}) \stackrel{\text{def}}{=} Z_{L1} \dot{I}_J \end{aligned} \quad (5-2)$$

其中， $K = \frac{Z_{L0} - Z_{L1}}{3Z_{L1}}$ 为零序补偿系数。当单相短路接地时，继电器测量电流

与故障相实际相电流有如下关系：

$$\dot{I}_J = \dot{I}_a + K \cdot 3\dot{I}_{a0} = (1+K)\dot{I}_a \quad (5-3)$$

设 \dot{E}_a 为风电场戴维南等值电源 A 相电动势，并考虑到风电场 Crowbar 启动后正负序阻抗不同，则有：

$$\begin{aligned} \dot{E}_a &= Z_{W1}\dot{I}_{a1} + Z_{W2}\dot{I}_{a2} + Z_{W0}\dot{I}_{a0} + \dot{U}_J = (Z_{W1}\dot{I}_{a1} + Z_{W2}\dot{I}_{a2} + Z_{W0}\dot{I}_{a0}) + Z_{L1}\dot{I}_J \\ &= \frac{\dot{I}_a}{3}(Z_{W1} + Z_{W2} + Z_{W0}) + Z\dot{I}_J = \frac{\dot{I}_J}{3(1+K)}(Z_{W1} + Z_{W2} + Z_{W0}) + Z_{L1}\dot{I}_J \end{aligned} \quad (5-4)$$

由上式可推导得测量电流与风电场内部故障相电势的关系为：

$$\dot{I}_j = \frac{\dot{E}_a}{Z_{W1} + Z_{W2} + Z_{W0} + Z} \quad (5-5)$$

以母线电压为记忆电压的欧姆继电器（MHO）动作判据为^[55]：

$$90^\circ < \arg \frac{\dot{U}_{|0|}}{\dot{U}_j - Z_{set}\dot{I}_j} < 270^\circ \quad (5-6)$$

当线路内部即保护正方向短路时，由式 5-5 及 5-6 可得以母线记忆电压为极化量的距离保护的比相判据为：

$$90^\circ < \arg \frac{Z + \frac{Z_{W1} + Z_{W2} + Z_{W0}}{3(1+K)}}{Z - Z_{set}} \frac{\dot{U}_{|0|}}{\dot{E}_a} < 270^\circ \quad (5-7)$$

观察上式，当风电场内部正序阻抗等于负序阻抗，即 $Z_{W1}=Z_{W2}$ 时，且满足风电场内部与线路的正、零序电抗之比相同，即满足下式时：

$$K = \frac{Z_{L0} - Z_{L1}}{3Z_{L1}} = \frac{Z_{W0} - Z_{W1}}{3Z_{W1}} \quad (5-8)$$

由于：

$$\frac{Z_{W1} + Z_{W2} + Z_{W0}}{3(1+K)} = \frac{2Z_{W1} + Z_{W0}}{3 + \frac{Z_{W0} - Z_{W1}}{Z_{W1}}} = Z_{W1} \quad (5-9)$$

则式 5-7 转化为传统的欧姆继电器比相判据：

$$90^\circ < \arg \frac{Z + Z_{W1}}{Z - Z_{set}} \frac{\dot{U}_{|0|}}{\dot{E}_a} < 270^\circ \quad (5-10)$$

但是，当风电场并网输电线路发生短路故障时， $Z_{w1}=Z_{w2}$ 及式 5-8 这两个条件均不再满足，因此保护实际动作特性与依据式 5-10 所分析的结果将有很大不同，保护范围将发生变化。

考察以母线记忆电压为极化电压的一般判据^[55]：

$$A < \arg \frac{Z + Z_p}{Z - Z_c} \frac{\dot{U}_{|0|}}{\dot{E}_a} < B \quad (5-11)$$

由复变函数概念可知，当 $B - A = 180^\circ$ 时，阻抗轨迹为圆形。其中 Z_p 为阻抗轨迹极点偏移矢量， Z_c 为保护末端处的整定阻抗，矢量 $|Z_c - Z_p|$ 表示阻抗圆的直径，如图 5-2 所示：

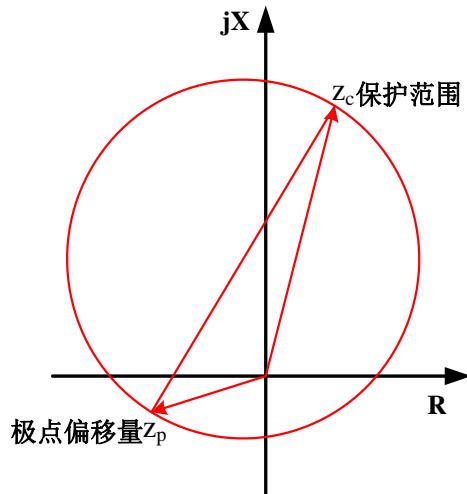


图 5-2 以母线记忆电压为极化量的欧姆距离继电器实际动作特性
Fig.5-2 The actual region of distance relay when using bus memory voltage as polarization voltage

因此问题转化为求取实际的极点偏移量 $\frac{Z_{w1} + Z_{w2} + Z_{w0}}{3(1+K)}$ 与 Z_{w1} 之间的数量关系，以此分析保护的实际范围，主要从幅角方面考虑。

根据双馈风机的基本结构，其发电机采用绕线式异步感应发电机。当电力系统故障时，Crowbar 保护启动后将转子用大电阻短路，同时将转子侧的 VSC 变流器闭锁。因此 Crowbar 启动后双馈风机可等效为一台转子串入大电阻的感应电机。如第四章详细分析的，其与普通感应电机的不同之处体现在两方面。

首先由于双馈风机的转速在大范围内受控，转速 $n \in [0.7, 1.3]$ 。因此其转差率

$s = \frac{n_0 - n}{n_0} \in [-0.3, 0.3]$ 。而普通异步感应电机转速趋近于同步速， $s \rightarrow 0$ ；其次普通异步感应电机的转子侧电阻相对于转子侧电抗及励磁电抗来说几乎可忽略不计，而 Crowbar 启动后，转子串入大电阻，在数量上与励磁电抗为同一数量级。

其中风电场升压变压器一般采用 Y-Δ 接线方式，因此零序电流不能通过。网侧变流器可等效为一受控电流源，输出固定的电流，在分析风电场内部等效阻抗时可近似断路。当 Crowbar 保护启动后，综合风电场内部结构及电力系统故障的正序、负序、零序网络分别如图 5-3 至 5-5 所示：

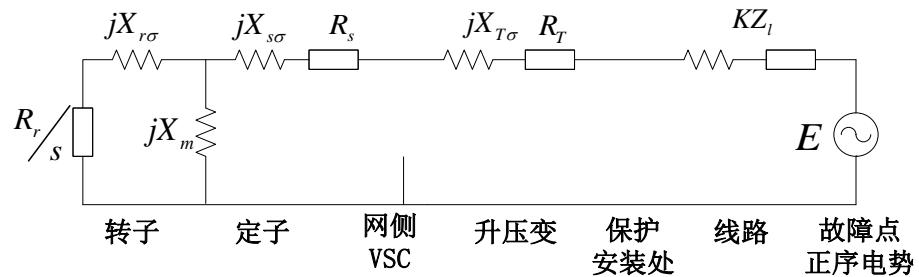


图 5-3 正序电网结构图
Fig.5-3 The structure of positive sequence net

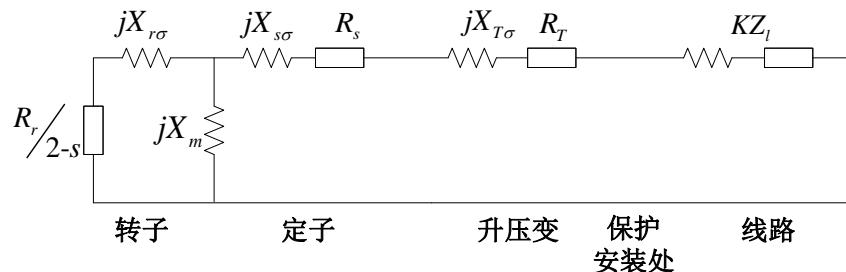


图 5-4 负序电网结构图
Fig.5-4 The structure of negative sequence net

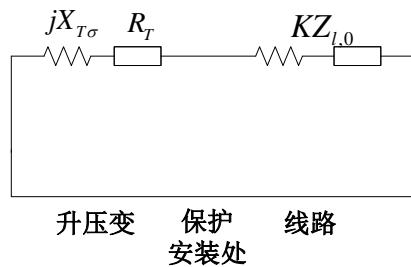


图 5-5 零序电网结构图
Fig.5-5 The structure of zero sequence net

由上图可知，保护背侧（风电场内部）的正序、负序、零序等值阻抗分别为：

$$Z_{W1} = \left(\frac{R_r}{s} + jX_{r\sigma} \right) // jX_m + jX_{s\sigma} + R_s + jX_{T\sigma} + R_T \quad (5-12)$$

$$Z_{W2} = \left(\frac{R_r}{2-s} + jX_{r\sigma} \right) // jX_m + jX_{s\sigma} + R_s + jX_{T\sigma} + R_T \quad (5-13)$$

$$Z_{W0} = jX_{T\sigma} + R_T \quad (5-14)$$

其中 R_r 为转子侧电阻及 Crowbar 电阻之和， $X_{r\sigma}$ 为转子侧漏抗； $X_{s\sigma}$ 为定子侧漏抗， R_s 为定子侧电阻； X_m 为风机励磁电抗； $X_{T\sigma}$ 为风电场升压变压器电抗。

由上式可知，风电场内部的正、负序参数是风机转速的函数。由于风电场在大范围内变速运行，因此需按双馈风机的转速状态分为：超同步速、同步速、欠同步速三种情况讨论。

当风机以同步速运行时，此时转差率 $s=0$ 。其故障后的外特性类似于异步机空载运行。其正序、负序阻抗分别为：

$$\begin{aligned} Z_{W1} &= \left(\frac{R_r}{s} + jX_{r\sigma} \right) // jX_m + jX_{s\sigma} + R_s + jX_{T\sigma} + R_T \\ &= jX_m + jX_{s\sigma} + R_s + jX_{T\sigma} + R_T \approx jX_m \end{aligned} \quad (5-15)$$

$$Z_{W2} = \left(\frac{R_r}{2-s} + jX_{r\sigma} \right) // jX_m + jX_{s\sigma} + R_s + jX_{T\sigma} + R_T \approx \frac{R_r}{2} // jX_m \quad (5-16)$$

将 5-15 及 5-16 代入 5-9 可得同步速时距离保护阻抗圆极点偏移量为：

$$\frac{Z_{W1} + Z_{W2} + Z_{W0}}{3(1+K)} \approx \frac{jX_m + \frac{R_r}{2} // jX_m}{3 \cdot (1+0.66)} \approx \frac{jX_m + \frac{R_r}{2} // jX_m}{5} \quad (5-17)$$

将双馈风电场聚合模型的典型参数代入其中后可计算得，其幅角约为 70 度，与风电场内部正序阻抗的幅角相近。因此保护以母线记忆电压为极化量的距离保护与传统情况类似，其保护范围不发生变化。

当风机欠同步速运行，极端情况下转差率 $s=0.3$ 。此时，其正序、负序阻抗分别为：

$$Z_{W1} = \left(\frac{R_r}{s} + jX_{r\sigma} \right) // jX_m + jX_{s\sigma} + R_s + jX_{T\sigma} + R_T \approx (3.3R_r) // jX_m \quad (5-18)$$

$$Z_{W2} = \left(\frac{R_r}{2-s} + jX_{r\sigma} \right) // jX_m + jX_{s\sigma} + R_s + jX_{T\sigma} + R_T \approx \frac{R_r}{1.7} // jX_m \quad (5-19)$$

代入 5-9 可得超步速时距离保护阻抗圆极点偏移量为：

$$\frac{Z_{W1} + Z_{W2} + Z_{W0}}{3(1+K)} \approx \frac{(3.3R_r) // jX_m + \frac{R_r}{1.7} // jX_m}{5} \quad (5-20)$$

结果偏向电容性，其幅角范围约为 20 度到 60 度，小于线路阻抗角。由此导致阻抗圆向第 II 象限偏转。由于式 5-11 中的 Z_c 未发生变化，因此沿线路灵敏角方向的保护范围不变，但抗过渡电阻能力变小，如图 5-6 所示：

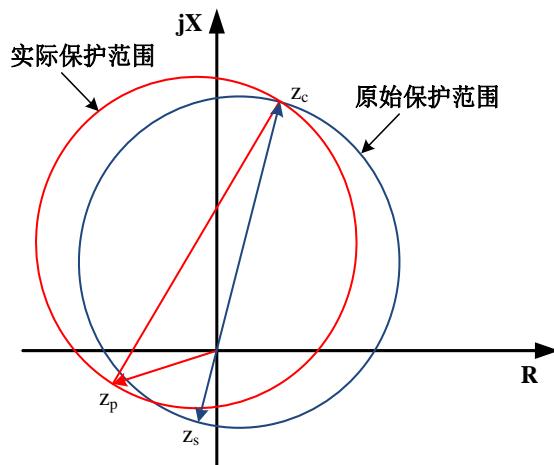


图 5-6 欠同步速时以母线记忆电压为极化量的距离继电器实际保护范围
Fig.5-6 In Less-synchronous-speed case, the actual region of distance relay when using bus memory voltage as polarization voltage

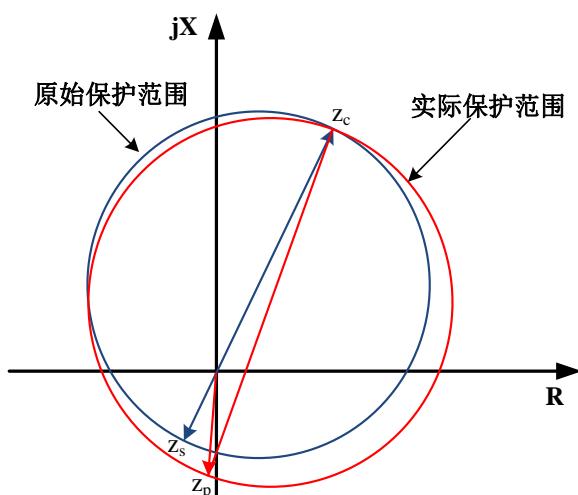


图 5-7 超同步速时以母线记忆电压为极化量的距离继电器实际保护范围
Fig.5-7 In Over-synchronous-speed case, the actual region of distance relay when using bus memory voltage as polarization voltage

当风机超同步速运行时，极端情况下转差率 $s = -0.3$ 。此时，其正序、负序阻抗分别为：

$$Z_{W1} = \left(\frac{R_r}{s} + jX_{r\sigma} \right) // jX_m + jX_{s\sigma} + R_s + jX_{T\sigma} + R_T \approx (-3.3R_r) // jX_m \quad (5-21)$$

$$Z_{W2} = \left(\frac{R_r}{2-s} + jX_{r\sigma} \right) // jX_m + jX_{s\sigma} + R_s + jX_{T\sigma} + R_T \approx \frac{R_r}{2.3} // jX_m \quad (5-22)$$

代入 5-9 可得欠同步速时距离保护阻抗圆极点偏移量为：

$$\frac{Z_{W1} + Z_{W2} + Z_{W0}}{3(1+K)} \approx \frac{(-3.3R_r) // jX_m + \frac{R_r}{2.3} // jX_m}{5} \quad (5-23)$$

由于正负序实部部分抵消，其结果偏向电感性，幅角范围约为 80-110 度，大于线路阻抗角。阻抗圆向第 IV 象限偏转，保护抗过渡电阻能力变强，但避重负荷能力变弱，如图 5-7 所示。

综上所述，风电场的等效转速决定了阻抗圆极点偏移量 $\frac{Z_{W1} + Z_{W2} + Z_{W0}}{3(1+K)}$ 相角的大小，以母线记忆电压为极化量的距离继电器保护范围相应发生变化；风电场综合阻抗的幅值与风电场容量反相关，即容量越大幅值越小，导致的阻抗平面的原点极化量越小，对保护范围的影响越小。

当保护反方向故障时，流经保护的短路电流是风电场对侧系统的电动势 E' 提供的。如假设保护对侧系统为大电网，可认为保护正向系统总的零序补偿系数 K' 与本线路零序补偿系数 K 相同，此时有：

$$\dot{E}'_a = \dot{U}_J - Z'_s \dot{I}_J = \dot{I}_J (Z - Z'_s) \quad (5-24)$$

$$\dot{I}_J = \frac{\dot{E}'_a}{Z - Z'_s} \quad (5-25)$$

可见，保护反方向故障时不受风电场内部参数影响。其中 Z_s' 为保护正向系统的总阻抗，从而可得距离继电器比相判据为：

$$90^\circ < \arg \frac{Z - Z'_s}{Z - Z_{set}} \frac{\dot{U}_{|0|}}{\dot{E}'_a} < 270^\circ \quad (5-26)$$

其阻抗圆示意图如图 5-8 所示，由于极化量大于补偿量，反方向故障时保护不会误动。

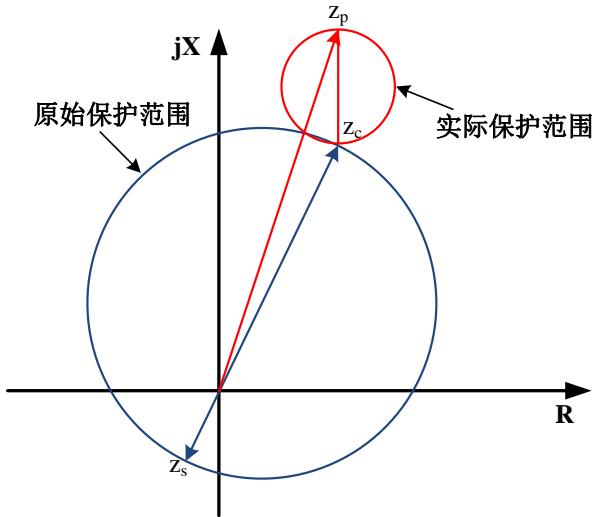


图 5-8 反方向故障时以母线记忆电压为极化量的距离继电器实际保护范围
Fig.5-8 In Reverse-fault case, the actual region of distance relay when using bus memory voltage as polarization voltage

5.1.2 以正序电压为极化量

另一种典型的比相原理为以正序电压为极化量的距离继电器。其比相动作判据为^[53]:

$$90^\circ < \arg \frac{\dot{U}_{a-1}}{\dot{U}_J - Z_{set} \dot{I}_J} < 270^\circ \quad (5-27)$$

其中 \dot{U}_{a-1} 为以故障相为基准的母线正序电压。

当发生单相接地短路时, 如不计及电流分配系数, 则正、负、零序电流认为相等:

$$\dot{I}_{a0} = \dot{I}_{a1} = \dot{I}_{a2} \quad (5-28)$$

代入 5-3 及 5-4 有:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{a-1} &= \dot{E}_a - Z_{w1} \dot{I}_{a1} = Z_{w2} \dot{I}_{a2} + Z_{w0} \dot{I}_{a0} + \dot{U}_J = \frac{\dot{I}_a}{3} (Z_{w2} + Z_{w0}) + Z \dot{I}_J \\ &= \frac{\dot{I}_J}{3(1+K)} (Z_{w2} + Z_{w0}) + Z \dot{I}_J \end{aligned} \quad (5-29)$$

将上式代入 5-27 的比相判据, 可得当电源正负序阻抗不同时以正序电压为极

化量的距离继电器的比相动作判据为：

$$90^\circ < \arg \frac{Z + \frac{Z_{W2} + Z_{W0}}{3(1+K)}}{Z - Z_{set}} < 270^\circ \quad (5-30)$$

当 Crowbar 启动时，负序分量占主要成分。风机转速为同步速、超同步速、欠同步速时的距离保护阻抗圆极点偏移量分别为：

$$Z_{W2-\text{同步速}} \approx \frac{R_r}{2} // jX_m \quad (5-31)$$

$$Z_{W2-\text{欠同步速}} \approx \frac{R_r}{1.7} // jX_m \quad (5-32)$$

$$Z_{W2-\text{超同步速}} \approx \frac{R_r}{2.3} // jX_m \quad (5-33)$$

代入双馈风电场典型值，计算可得其幅角范围约为 20 度到 30 度，此时阻抗圆向第 II 象限偏移，如图 5-9 所示。可见，不论风机转速如何，保护抗过渡电阻能力变小。

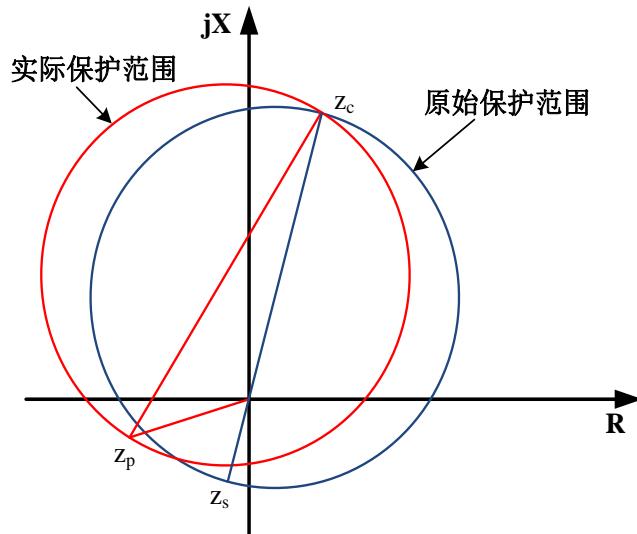


图 5-9 保护区内的故障时以正序电压为极化量的距离继电器实际保护范围
Fig.5-9 In zone-fault case, the actual region of distance relay when using positive sequence voltage as polarization voltage

5.2 算例分析及仿真验证

以上一章搭建的风电场综合仿真分析平台为基础，对前述理论分析进行仿真验证。

模型选取 2MW 双馈风电场经升压变压器至 35kV 电压等级。基于 RTDS 的基本元件库搭建距离保护的模型（包括采样、计算测量阻抗、计算极化电压、进行方向判别及比相等功能）。风电场模型中的具体参数与上一章中的表 4-1 一致，输电线路及保护的参数如表 5-1 所示。

表 5-1 距离保护保护范围算例参数
Table 5-1 System parameters for protection region of distance-Relay

系统参数	参数取值	系统参数	参数取值
风机容量	2MW	额定电压	0.0042 p.u.
正序电阻	0.018Ω/km	零序电阻	0.361Ω/km
正序电抗	0.376Ω/km	零序电抗	1.227Ω/km
线路长度	50km	距离 I 段 保护范围	85%

算例中将距离保护 I 段的保护范围整定为线路全长的 85%，设置的故障类型为单相短路接地。

首先以母线记忆电压作为极化量。调节等效风速，使双馈风机分别处于超同步速、同步速、欠同步速三种运行状态。启动短路单相接地故障后，Crowbar 保护在 5ms 内启动。

改变故障发生位置及过渡电阻，使故障点的测量阻抗位于 MHO 继电器的动作边界附近，测试双馈风机处于不同运行状态时保护所能承受的最大过渡电阻，并与根据阻抗圆计算得到的理论值进行比较，其结果如表 5-2 所示。

表 5-2 以母线记忆电压为极化量的距离继电器动作情况
Table 5-2 Distance relay operation condition when using bus memory voltage as polarization voltage

线路 故障位置	双馈风机转速	运行状态	使保护启动的 最大过渡电阻	理论计算值
80%	0.8 p.u.	欠同步速	0.9 Ω	
	1.0 p.u.	同步速	1.9 Ω	2.0 Ω
	1.2 p.u.	超同步速	2.8 Ω	
75%	0.8 p.u.	欠同步速	2.4 Ω	
	1.0 p.u.	同步速	3.6 Ω	3.5 Ω
	1.2 p.u.	超同步速	4.5 Ω	
70%	0.8 p.u.	欠同步速	3.9 Ω	
	1.0 p.u.	同步速	5.0 Ω	5.0 Ω
	1.2 p.u.	超同步速	5.8 Ω	

上述实验结果表明：当双馈风电场处于超同步速状态运行时，以母线记忆电压为极化量的距离保护的阻抗圆向第IV象限偏转，抗过渡电阻能力将变强；当双馈风电场处于欠同步速状态运行时，以母线记忆电压为极化量的距离保护的阻抗圆向第II象限偏转，抗过渡电阻能力变弱。仿真结果与5.1.1节的理论推导完全一致。

下面再以母线正序电压作为极化量。使双馈风机分别处于超同步速、同步速、欠同步速运行状态。并改变故障位置及过渡电阻，测试双馈风机处于不同运行状态时保护所能承受的最大过渡电阻，并与根据阻抗圆计算的理论值相比较。其结果如表5-3所示。

表5-3 以正序电压为极化量的距离继电器动作情况
Table 5-3 Distance relay operation condition when using positive sequence voltage as polarization voltage

线路 故障位置	双馈风机转速	运行状态	最大过渡电阻	理论计算值
80%	0.8 p.u.	欠同步速	0.8 Ω	
	1.0 p.u.	同步速	0.9 Ω	2.0 Ω
	1.2 p.u.	超同步速	0.9 Ω	
75%	0.8 p.u.	欠同步速	2.4 Ω	
	1.0 p.u.	同步速	2.4 Ω	3.5 Ω
	1.2 p.u.	超同步速	2.5 Ω	
70%	0.8 p.u.	欠同步速	3.9 Ω	
	1.0 p.u.	同步速	3.9 Ω	5.0 Ω
	1.2 p.u.	超同步速	4.0 Ω	

实验结果显示，保护的实际抗过渡电阻能力小于理论计算值。即当故障时的测量阻抗位于原来保护范围的临界位置时，不论双馈风电场的运行状态，以正序电压为极化量的距离保护均不动作。该现象表明以正序电压为极化量的距离保护在双馈风电场出口的阻抗圆会向第II象限偏转，其抗过渡电阻能力会变弱。仿真结果与5.1.2节的理论推导完全一致。

5.3 仿真结果的进一步讨论

由上述仿真算例可知，双馈风电场的转速状态会对距离保护的抗过渡电阻能力产生重要影响。因此需要根据风电场的当前实际状态采用自适应的方法以减少

影响。

当采用正序电压为极化量时，不论双馈风电场的当前的转速状态，距离继电器的抗过渡电阻能力都将减小，且其变化范围基本恒定。因此可以考虑在整定继电保护时使式 5-27 中整定阻抗 Z_{set} 的相角小于实际的线路阻抗角，以减轻抗过渡能力减小的影响。

当采用母线记忆电压为极化量时情况较为复杂，保护的抗过渡电阻能力与双馈风电场的当前的转速状态有关。在距离保护不与风电场进行通信的前提下，保护无法确切获得当前的风速状态或发电机实际转速。但是保护能够当前的三相电压与三相电流计算得出当前风电场实际发出的有功功率，而该有功功率与风机当前的运行状态有关。设风电场始终以最大容量的方式运行，由于风电场的额定容量是已知的，通过保护计算得到当前实际有功功率，可以根据如图 5-10 所示的经验曲线或理论计算值推测出当前的风机的运行状态。

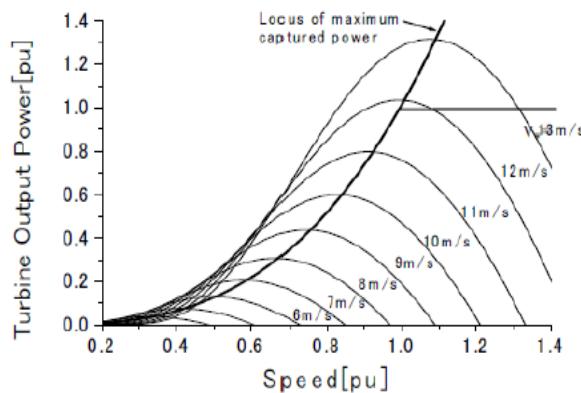


图 5-10 最大风力跟踪曲线
Fig.5-10 The maximum wind power tracking curve

当有功功率处于额定容量附近时，说明当前风力充足，风机处于超同步速运行时，此时保护抗过渡电阻能力较大。当有功功率低于额定容量，则说明当前处于欠同步速状态，保护的抗过渡电阻能力减小，此时可使式 5-7 中整定阻抗 Z_{set} 的相角暂时小于实际的线路阻抗角。由于目前微机继电保护支持动态修改当前的整定值，因此该方法是可行的。

当考虑风电场存在停运一部分机组的情况时，风电场的总容量相当于发生了变化，图 5-9 所示的经验曲线不再适用。此时只能通过通信的方式动态获取当前风电场的实际运行状态。由于在智能电网中均采用基于 IEC61850 技术的智能变电站，因此保护通过站控层与风电场的 SCADA 系统进行信息交互并动态修改整定

值也是可能的。

5.4 本章小结

本章讨论了风电场故障特性对 MHO 距离保护的影响并进行了仿真验证，主要结论如下：

1) 当距离继电器采用母线记忆电压作为极化量时，Crowbar 保护启动后，距离保护的抗过渡电阻能力与风机的运行状态有关。风机故障前处于超同步速状态时，距离保护抗过渡电阻能力增强；处于欠同步速状态时，距离保护抗过渡电阻能力减小。

2) 当距离继电器采用正序电压为作极化量时，Crowbar 保护启动后，不论风机处于何种转速状态，距离保护的抗过渡电阻能力都会减小。

在上述结果的基础上，初步探讨了减轻保护抗过渡电阻能力变化的自适应保护方案。

第六章 结束语

6.1 主要工作与创新点

本文从功率连接型数字物理混合仿真（PHIL）及信号型数字物理混合仿真（CHIL）两方面，对智能电网中数字物理混合仿真关键技术进行研究。其中 PHIL 方面主要进行理论分析并对现有接口进行了优化创新。CHIL 方面主要侧重应用实践，设计了双馈风电场 CHIL 硬件在环控制仿真平台的接口，并利用该平台对风电场故障特性进行仿真分析，对其在转子撬棒保护（Crowbar）启动后的故障特性及其对电力系统继电保护装置的影响进行了分析。

在 PHIL 方面，主要工作与创新点如下：

- 1) 对阻尼阻抗接口（DIM）进行了化简，以适应大功率功率连接型混合仿真的需要，并对化简后的 DIM 接口的透明特性进行了详细分析；
- 2) 对有源型被试装置（HUT）子系统进行了详细分析，以适应分布式能源和微网的试验与研究需要。

3) 针对含有源被试系统的功率连接型数字物理混合仿真系统的接口算法进行了研究，设计了实时阻抗跟踪模块，解决了有源被试系统的阻抗跟踪与匹配问题；提出了一种 SDIM-ITM 混合接口，该接口由理想变压器接口（ITM）构成前向驱动器，由简化阻尼阻抗接口（SDIM）构成反向观测器，兼顾了数字仿真和物理模拟的精确性。

在 CHIL 方面，主要工作与创新点如下：

- 1) 建立了双馈风电场（DFIG）控制器闭环仿真系统，进行了实时仿真验证，实现联网运行时的 P/Q 控制，完成了 RTDS 与 DSP 控制器的硬件在环测试。
- 2) 基于 DFIG 的电磁暂态基本方程，在考虑 Crowbar 保护的前提下，推导了电网发生各种类型故障时的风电场故障行为及其短路电流表达式，分析了故障电流的构成，并进行了仿真验证。重点讨论了其中非工频分量的来源、严重程度及其对电力系统的影响。
- 3) 研究了双馈风电场的故障特性对比相式距离保护的影响并进行了仿真验证。主要分析风电场正、负序阻抗不同时，采用母线记忆电压、正序电压作为极化量时距离保护的抗过渡电阻能力的变化情况。初步探讨了风电场自适应距离保护的设计方法。

6.2 后续研究工作

虽然本课题已取得一定的成果，但由于条件和时间的限制，所研究的问题仍存在不足之处，需要在将来的工作中进一步完善，主要可以从以下几个方面着手。

1) 功率连接型数字物理混合仿真系统是一个新的研究课题。下一步的研究重点将包括以下 2 个方面：

(1) 当接口单元存在更大延迟（如 6 ms）时，应研究接口延迟补偿技术。延迟补偿可以在时域或频域进行，也可利用预测控制技术；

(2) 进一步研究在发生诸如故障等大扰动时整个混合仿真系统的稳定性和精度。大扰动对阻抗跟踪模块的跟踪速度和精度提出了更高的要求，同时需采用能评价暂态响应结果的仿真可信度指标。

2) 本文虽初步提出了针对双馈风电场的新型自适应距离保护方案的构想，但尚未具体实现。下一步可重点研究以下 2 个方面：

(1) 当采用正序电压为极化量时，量化整定阻抗的相角偏移使抗过渡电阻能力变化最小；

(2) 当采用母线记忆电压为极化量时，使用在线、离线两种手段获取风电场的运行状态信息并对距离保护进行动态整定。

参 考 文 献

- [1] REN W, SLODERBECK M. Interfacing issues in real-time digital simulators[J]. IEEE Trans on Power Delivery, 2011, 26(2): 1221:1230.
- [2] BACIC M. On hardware-in-the-loop simulation[C], Proceedings of the 44th IEEE Conference on Decision and Control, and 2005 European Control Conference, December 12-15, 2005,Seville, Spain: 3194-3198.
- [3] 高源,陈允平,刘会金. 电力系统物理与数字联合仿真[J]. 电网技术, 2005, 29(12): 77-80.
- [4] Sunil Palla, Anurag K Srivastave, Noel N. Schulz, Hardware in the Loop Test for Relay Model Validation[C], Electric Ship Technologies Symposium, 2007. ESTS'07, May 21-23,Arlington, VA:449-454.
- [5] O. Crăciun, A. Florescu, I. Munteanu, S. Bacha, Protection Devices Testing based on Power-Hardware-in-the-Loop Simulation[C], IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 7-10 Nov. 2011, Melbourne, VIC:3736 – 3741.
- [6] Sham, M.V.; Vittal, K.P. Development of DSP Based High Speed Numerical Distance Relay and its Evaluation Using Hardware in Loop Power System Simulator[C], Innovative Smart Grid Technologies - India (ISGT India), 2011 IEEE PES, 1-3 Dec. 2011, Kollam, Kerala:37 – 42.
- [7] 王涛, 邹毅军, 年晓红, 等. 并网双馈风机发电实时仿真控制方案研究[J]. 系统仿真学报, 2009, 21(14): 4306-4311.
- [8] 刘其辉,李万杰.双馈风力发电及变流控制的数模混合仿真方案分析与设计[J]. 电力系统自动化, 2011, .35(1): 83-86.
- [9] STEURER M, EDRINGTON C S, SLODERBECK M, A Megawatt-Scale power hardware-in-the-loop simulation setup for motor drives[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 57(4):1254-1260.
- [10]REN W, STEURER M., WOODRUFF S. Applying controller and power hardware-in-the-loop simulation in designing and prototyping apparatuses for future all electric ship[C], Electric Ship Technologies Symposium, 2007. ESTS '07, 21-23 May 2007, Arlington, VA:443-448.
- [11]Ren, W., Steurer, M., Qi, L., Evaluating dynamic performance of modern electric drives via power-hardware-in-the-loop simulation[C], Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008. IEEE International Symposium, June 30 2008-July 2 2008, Cambridge:

2201 – 2206.

- [12]REN W, STEURER M. Improve the stability and the accuracy of power hardware-in-the-loop simulation by selecting appropriate interface algorithms [J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2008, 44(4): 1286-1294.
- [13]陈磊,闵勇,叶骏,等. 数字物理混合仿真系统的建模及理论分析_(一)系统结构与模型[J]. 电力系统自动化, 2009, 33(23): 9-13.
- [14]陈磊,闵勇,叶骏,等. 数字物理混合仿真系统的建模及理论分析(二)接口_稳定性与相移分析[J]. 电力系统自动化, 2009, 33(24): 26-29.
- [15]HONG Miao, HORIE S. A Method to Stabilize a Power Hardware- -in-the-loop Simulation of Inductor Coupled Systems[C], International Conference on Power Systems Transients (IPST2009), June 3-6,2009, Kyoto, Japan:1-7.
- [16]AYASUN S, FISCHL R, VALLIEU S. Modeling and stability analysis of a simulation–stimulation interface for hardware-in-the-loop applications[J], Elsevier, Simulation Modeling Practice and Theory, 2007(15): 734-746.
- [17]胡涛,朱艺颖,张星,等. 全数字实时仿真装置与物理仿真装置的功率连接技术[J]. 电网技术, 2010,34(1):51-55.
- [18]熊小伏,欧阳金鑫,文安. 电网故障时双馈风机组定子电压特细及影响分析[J]. 电力系统自动化, 2012, 36(14):143-149.
- [19]郭家虎,张鲁华,蔡旭. 双馈风力发电系统在电网三相短路故障下的响应与保护[J]. 电力系统保护与控制,2010,38(6):40-48.
- [20]胡书举,李建林,许洪华. 变速恒频风电系统应对电网故障的保护电路分析[J]. 变流技术与电力牵引,2008(1): 45-50
- [21]欧阳金鑫,熊小伏. 接入配电网的双馈风力发电机短路电流特性及影响[J]. 电力系统自动化, 2010,34(23): 106-113.
- [22]撖奥洋,张哲,尹项根等. 双馈风力发电机系统故障特性及保护方案构建[J]. 电工技术学报, 2012, 27(4): 233-239.
- [23]李辉,赵猛,叶仁杰等. 电网故障下双馈风电机组暂态电流评估与分析[J]. 电机控制学报, 2010,14(8): 45-51.
- [24]欧阳金鑫,熊小伏,张涵轶. 电网短路时并网双馈风电机组特性研究[J]. 中国电机工程学报, 2011,31(22): 17-25.
- [25]贾俊川, 刘晋, 张一. 电网电压故障时双馈异步发电机定子磁链的动态特性研究[J]. 中国电机工程学报,2011,31(3):90-96.
- [26]李辉, 赵猛叶, 仁杰等. 电网故障下双馈风电机组暂态电流评估及分析[J]. 电

- 机与控制学报,2010,14(8):45-51.
- [27]F.Sulla, J.Svensson, O.Samuelsson. Symmetrical and unsymmetrical short-circuit current of squirrel-cage and doubly-fed induction generators[J]. Electric Power Systems Research 81(2011)1610-1618.
- [28]R.A.Walling, E.Gursoy, B.English. Current Contributions from Type 3 and Type 4 Wind Turbine Generators During Faults[C], IEEE Power and Energy Society General Meeting. San Diego, CA:IEEE, 2011,1-6.
- [29]Johan Morren, Sjoerd W.H.de Haan. Short-Circuit Current of Wind Turbines With Doubly Fed Induction Generator[J], IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION, VOL.22,No.1,March 2007.
- [30]C.Schauder, H.Mehta. Vector analysis and control of advanced static VAR compensators.[J], IEE PROCEEDINGS-C, Vol.140,No.4, JULY 1993.
- [31]张保会,王进,李光辉等. 具有低电压穿越能力的风电接入电力系统继电保护的配合[J]. 电力系统自动化设备, 2012,32(3):1-6.
- [32]熊小伏,张涵轶,欧阳金鑫. 含 SVC 双馈风电机组暂态输出特性仿真分析[J]. 电力系统保护与控制, 2011,39(19): 89-99.
- [33]熊小伏,张涵轶,欧阳金鑫. 基于 RTDS 的双馈感应风电机组实时暂态仿真[J]. 计算机仿真, 2011,28(10): 282-286.
- [34]刘超,杨永明,熊小伏,欧阳金鑫. SVC 对故障分量方向保护影响分析[J]. 电力系统保护与控制, 2011,39(19): 110-120.
- [35]张保会,李光辉,王进等. 风电接入电力系统故障电流的影响因素分析及对继电保护的影响[J], 电力自动化设备, Vol.32 No.2 Feb.2012
- [36]Dustin F.Howard, Travis M.Smith, Michael Starke, el. Short Circuit Analysis of Induction Machines-Wind Power Application[C], IEEE PES Transmission and Distribution Conference and Exposition,Orlando, FL: IEEE,2012:1-8.
- [37]关宏亮, 赵海翔, 刘燕华等. 风力发电机组对称短路特性分析[J]. 电力自动化设备,2008,28(1):61-64.
- [38]张学广, 徐殿国, 李伟伟. 双馈风力发电机三相短路电流分析[J]. 电机与控制学报,2008,28(1):493-497.
- [39]LI DD. Analysis and calculation of short circuit current of doubly fed induction generator[C] //Proceeding of 2008 Transmission and Distribution Conference and Exposition., April 21-24,2008,Chicago,1L,USA:1-4
- [40]MILANOVIC J, ALI H, AUNG M. Influence of distributed wind generation and load composition on voltage sags. IET Proceedings: Generation, Transmission and

- Distribution,2007,1(1):13-22.
- [41] GOYAL S, LEDWICH G, GHOSH A. Power network in loop: A paradigm for real-time simulation and hardware testing[J]. IEEE Trans on Power Delivery, 2010, 25(2): 1083-1092.
- [42] ROSCOE A J, MACKAY A, BURT G M, et al. Architecture of a network-in-the-loop environment for characterizing AC power-system behavior[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2010, 57(4): 1245-1253.
- [43] 刘明松,张伯明,姚良忠,等. 基于 PMU 和改进戴维南等值模型的电压稳定在线监视[J]. 电力系自动化, 2009, 33(10): 6-10.
- [44] 李来福,于继来,柳棹. 戴维南等值跟踪的参数漂移问题研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(20): 1-5.
- [45] 贾旭东,李庚银,赵成勇,等. 电力系统仿真可信度评估方法的研究[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(19): 51-57.
- [46] 陈仲,徐德鸿. 基于基波相位补偿策略的无延迟谐波检测[J]. 电力系统自动化,2005, 29(10): 50-54.
- [47] DOMMEL H W. Digital computer solution of electromagnetiv transients in single and multi-pahse net works[J]. IEEE Trans on Power Apparatus and Systems, 1969, 88(4):388-399.
- [48] J.G. Slootweg, S.W.H. de Han, H. Plinder, el. General Model for Representing Variablce Speed Wind Turbines in Power System Dynamics Simulation”[J]. IEEE TPS Vol.18, No.1, Feb.2003.
- [49] 卢继平,双馈型风电场等值模型及储能容量取值研究[硕士论文]. 重庆:重庆大学. 2010.5
- [50] 杨晓波,岳程燕,谢海莲. 用于电磁暂态仿真分析的永磁同步发电机风电场模型聚合方法[J]. 电网技术,2011,35(2):115-120.
- [51] 李欣, 风电机组的短路电流特性及低电压穿越的研究[硕士论文]. 北京:华北电力大学. 2009.1
- [52] Akhmatov V. Variable speed wind turbines with doubly-fed induction generators, Part 2: power system stability[J]. Wind Engineering, 2002,26(3):171-188.
- [53] 江苏省电力公司.电力系统继电保护原理与实用技术[M]. 北京:中国电力出版社. 2006
- [54] 国家电力调度通信中心.国家电网公司继电保护培训教材[M]. 北京:中国电力出版社. 2009
- [55] 葛耀中.新型继电保护盒故障测距的原理与技术[M]. 西安:西安交通大学出版

社. 2007

- [56]朱声石. 高电压电网继电保护原理与技术[M]. 北京:中国电力出版社. 2005
- [57]贺家李,宋从矩. 电力系统继电保护原理(增订版) [M]. 北京:中国电力出版社.
2004
- [58]杨奇逊, 黄少锋.微型机继电保护基础[M]. 北京:中国电力出版社. 2005

附录 1 ITM 及 DIM 接口算法的相关推导

1. 采用ITM接口时VES子系统的响应误差

根据文中图2-10, 对VES侧列写回路电压方程, 容易得到采用ITM接口时VES侧的电压响应为:

$$u_{1-ITM} = \frac{Z_b u_s + Z_a u_L}{Z_a e^{-s\Delta t} + Z_b} \quad (1-1)$$

对比文中图2-9参考系统的电压响应 $u_0 = \frac{Z_b u_s + Z_a u_L}{Z_a + Z_b}$ 可知, 电压响应在幅值

与相位上都有畸变。记 $Z_b/Z_a = \alpha \angle \theta$, 其中 $\alpha > 1$, 则有

$$\frac{u_{1-ITM}}{u_0} = \frac{Z_a + Z_b}{Z_a e^{-s\Delta t} + Z_b} = \frac{1 + \alpha \angle \theta}{e^{-j\omega\Delta t} + \alpha \angle \theta} = \frac{1 + \alpha \cos \theta + j\alpha \sin \theta}{\cos \omega\Delta t - j \sin \omega\Delta t + \alpha \cos \theta + j\alpha \sin \theta} \quad (1-2)$$

其幅值误差为:

$$\left| \frac{u_{1-ITM}}{u_0} \right| = \sqrt{\frac{1 + \alpha^2 + 2\alpha \cos \theta}{1 + \alpha^2 + 2\alpha \cos(\theta + \omega\Delta t)}} \quad (1-3)$$

注意到当 Δt 较小时, $\cos \omega\Delta t \approx 1$, 可得其相角误差为:

$$\begin{aligned} \beta &= \arctan\left(\frac{\alpha \sin \theta}{1 + \alpha \cos \theta}\right) - \arctan\left(\frac{\alpha \sin \theta - \sin \omega\Delta t}{\cos \omega\Delta t + \alpha \cos \theta}\right) = \\ &= \arctan\left(\frac{\frac{\alpha \sin \theta}{1 + \alpha \cos \theta} - \frac{\alpha \sin \theta - \sin \omega\Delta t}{\cos \omega\Delta t + \alpha \cos \theta}}{1 + \frac{\alpha \sin \theta}{1 + \alpha \cos \theta} \cdot \frac{\alpha \sin \theta - \sin \omega\Delta t}{\cos \omega\Delta t + \alpha \cos \theta}}\right) \approx \arctan\left(\frac{\frac{\sin \omega\Delta t}{1 + \alpha \cos \theta}}{1 + \frac{\alpha^2 \sin^2 \theta - \alpha \sin \theta \sin \omega\Delta t}{(1 + \alpha \cos \theta)^2}}\right) \end{aligned} \quad (1-4)$$

2. 采用ITM和DIM接口时, HUT子系统的响应误差

对于ITM接口:

根据式2-30和式2-31, 可知由延迟引入的相对误差为:

$$\begin{aligned}
i_{err-ITM} &= \frac{i_{2-ITM} - i_0}{i_0} = \frac{\frac{Z_b u_s + Z_a u_L}{Z_a e^{-s\Delta t} + Z_b} e^{-s\Delta t} - u_L}{Z_b} - \frac{\frac{Z_b u_s + Z_a u_L}{Z_a + Z_b} - u_L}{Z_b} = \\
&= \frac{(Z_b u_s + Z_a u_L) (Z_a + Z_b - Z_a - Z_b e^{s\Delta t})}{Z_b (Z_a + Z_b) (Z_a + Z_b)} = \frac{Z_b u_s + Z_a u_L}{u_s - u_L} \frac{(e^{-s\Delta t} - 1)}{Z_b + Z_a e^{-s\Delta t}}
\end{aligned} \tag{1-5}$$

对于DIM接口：

根据式2-30至式2-32，则由延迟引入的相对误差为：

$$\begin{aligned}
i_{err-DIM} &= \frac{i_{2-DIM} - i_0}{i_0} = \frac{\frac{Z_b u_s + Z_a u_L}{Z_a + Z_b} e^{-s\Delta t} - u_L}{Z_b} - \frac{\frac{Z_b u_s + Z_a u_L}{Z_a + Z_b} - u_L}{Z_b} = \\
&= \frac{Z_b u_s + Z_a u_L}{u_s - u_L} \frac{(e^{-s\Delta t} - 1)}{Z_b} = (e^{-s\Delta t} - 1) \left(1 + \frac{Z_a / Z_b + 1}{u_s / u_L - 1} \right)
\end{aligned} \tag{1-6}$$

变换到频域，并注意到当 Δt 较小时，可得到电流幅值相对误差的简化表达式为：

$$|i_{err-DIM}| \approx \omega \Delta t \left| 1 + \frac{Z_a / Z_b + 1}{u_s / u_L - 1} \right| \tag{1-7}$$

综合起来有如下结论：

$$|i_{err-ITM}| < |i_{err-DIM}| \approx \omega \Delta t \left| 1 + \frac{Z_a / Z_b + 1}{u_s / u_L - 1} \right| \tag{1-8}$$

附录 2 适用有源负荷的新接口算法 SDIM-ITM 相关推导

1. SDIM-ITM混合接口的透明特性

考虑如图2-1所示的参考系统，VES子系统和HUT子系统皆采用戴维南等效电路表示。

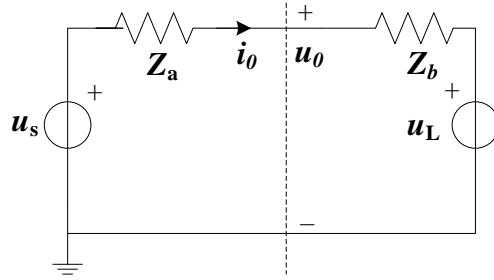


图 2-1 参考系统

Fig. 2-1 Reference system

参考系统中回路电流、关键节点电压分别为：

$$i_0 = \frac{u_s - u_L}{Z_a + Z_b} \quad (2-1)$$

$$u_0 = i_0 Z_b + u_L = \frac{Z_b u_s + Z_a u_L}{Z_a + Z_b} \quad (2-2)$$

现考虑SDIM-ITM接口如图2-2所示。

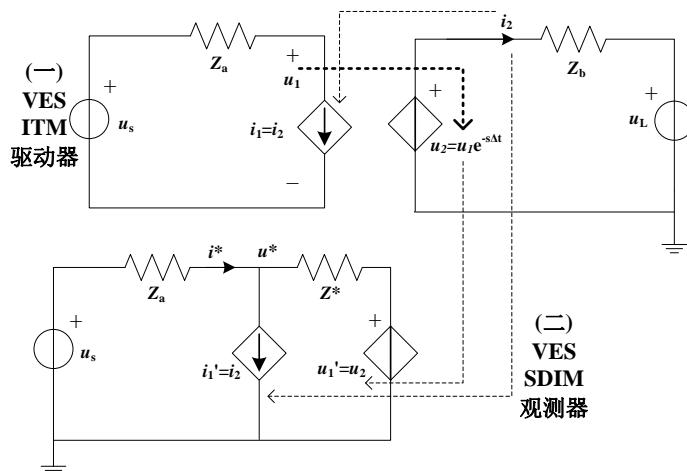


图 2-2 SDIM-ITM 接口框图

Fig. 2-2 Structure of SDIM-ITM interface

对VES-ITM列写电流方程：

$$i_1 = \frac{u_s - u_1}{Z_a} = i_2 = \frac{u_1 e^{-s\Delta t} - u_L}{Z_b} \quad (2-3)$$

整理得：

$$u_1 = \frac{Z_b u_s + Z_a u_L}{Z_a e^{-s\Delta t} + Z_b} \quad (2-4)$$

$$u_2 = u_1 e^{-s\Delta t} \quad (2-5)$$

对VES-DIM关键节点列写基尔霍夫电流方程：

$$\frac{u^* - u_s}{Z_a} + \frac{u_1 e^{-s\Delta t} - u_L}{Z_b} = \frac{u_1 e^{-s\Delta t} - u^*}{Z^*} \quad (2-6)$$

当阻抗匹配时有 $Z^* = Z_b$ ，消去 $u_1 e^{-s\Delta t}$ 得到：

$$\frac{u^* - u_s}{Z_a} - \frac{u_L}{Z_b} = -\frac{u^*}{Z^*} \quad (2-7)$$

整理得：

$$u^* = \frac{Z_b u_s + Z_a u_L}{Z_a + Z_b} = u_0 \quad (2-8)$$

2. 有源被试系统的阻抗测量方法

戴维南等值电路如图 2-3 所示。图中：端口处为被研究节点； $E \angle \varphi_{U_E}$ 为戴维南等值电势； $Z \angle \varphi_Z$ 为戴维南等值阻抗； $U \angle \varphi_U$ 为 HUT 端口电压； $I \angle \varphi_I$ 为 HUT 回路电流。

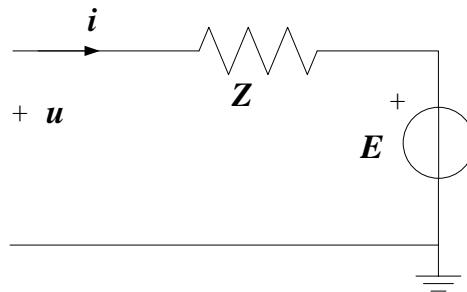


图 2-3 戴维南等值模型电路

Fig. 2-3 Diagram of Thevenin equivalent model

设前一时刻的电压和电流分别 $U_1 \angle \varphi_{U_1}$ 为及 $I_1 \angle \varphi_{I_1}$ ，当前时刻的电压和电流分

别为 $U_2 \angle \varphi_{U_2}$ 及 $I_2 \angle \varphi_{I_2}$ 。假设戴维南参数未变，根据基本交流理论有：

$$\begin{aligned} U_1 \angle \varphi_{U_1} &= I_1 \angle \varphi_{I_1} \cdot Z \angle \varphi_Z + E \angle \varphi_{U_E} \\ U_2 \angle \varphi_{U_2} &= I_2 \angle \varphi_{I_2} \cdot Z \angle \varphi_Z + E \angle \varphi_{U_E} \end{aligned} \quad (2-9)$$

由式可得：

$$Z[I_2 \angle (\varphi_{I_2} + \varphi_Z) - I_1 \angle (\varphi_{I_1} + \varphi_Z)] = U_2 \angle \varphi_{U_2} - U_1 \angle \varphi_{U_1} \quad (2-10)$$

展开为实部及虚部有：

$$Z[I_2 \cos(\varphi_{I_2} + \varphi_Z) - I_1 \cos(\varphi_{I_1} + \varphi_Z)] = U_2 \cos \varphi_{U_2} - U_1 \cos \varphi_{U_1} \quad (2-11)$$

$$Z[I_2 \sin(\varphi_{I_2} + \varphi_Z) - I_1 \sin(\varphi_{I_1} + \varphi_Z)] = U_2 \sin \varphi_{U_2} - U_1 \sin \varphi_{U_1} \quad (2-12)$$

注意到两式平方后相加，消去了变量 φ_Z ：

$$Z^2[I_1^2 + I_2^2 - 2I_1 I_2 \cos(\varphi_{I_1} - \varphi_{I_2})] = U_1^2 + U_2^2 - 2U_1 U_2 \cos(\varphi_{U_1} - \varphi_{U_2}) \quad (2-13)$$

$$Z = \sqrt{\frac{U_1^2 + U_2^2 - 2U_1 U_2 \cos(\varphi_{U_1} - \varphi_{U_2})}{I_1^2 + I_2^2 - 2I_1 I_2 \cos(\varphi_{I_1} - \varphi_{I_2})}} \quad (2-14)$$

由式(2-11)展开并整理得：

$$\begin{aligned} Z[\sin \varphi_Z (I_1 \sin \varphi_{I_1} - I_2 \sin \varphi_{I_2}) + \cos \varphi_Z (-I_1 \cos \varphi_{I_1} + I_2 \cos \varphi_{I_2})] \\ = U_2 \cos \varphi_{U_2} - U_1 \cos \varphi_{U_1} \end{aligned} \quad (2-15)$$

若记 $A = I_1 \sin \varphi_{I_1} - I_2 \sin \varphi_{I_2}$, $B = -I_1 \cos \varphi_{I_1} + I_2 \cos \varphi_{I_2}$, $C = U_2 \cos \varphi_{U_2} - U_1 \cos \varphi_{U_1}$

则上式变为：

$$Z \cdot \sqrt{A^2 + B^2} \sin(\varphi_Z + \arctan \frac{B}{A}) = C \quad (2-16)$$

并注意到：

$$\sqrt{A^2 + B^2} = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 - 2I_1 I_2 \cos(\varphi_{I_1} - \varphi_{I_2})} \quad (2-17)$$

整理后得到相角计算公式：

$$\begin{aligned} \varphi_Z &= \arcsin \frac{C}{Z \sqrt{A^2 + B^2}} - \arctan \frac{B}{A} = \\ &= \arcsin \frac{U_2 \cos \varphi_{U_2} - U_1 \cos \varphi_{U_1}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 - 2U_1 U_2 \cos(\varphi_{U_1} - \varphi_{U_2})}} + \arctan \frac{I_1 \cos \varphi_{I_1} - I_2 \cos \varphi_{I_2}}{I_1 \sin \varphi_{I_1} - I_2 \sin \varphi_{I_2}} \end{aligned} \quad (2-18)$$