

Research And Simulink Analysis of Variable-speed Constant-frequency on the Doubly-fed Machine Wind Power System

ABSTRACT

With the lack of general energy source、electric power and the worsening of power supply circumstance problems increasingly, it is provided with very important meanings to partially solve energy lack by using renewable energy source such as wind energy as the one of the most important clear substituted energy source in the future.Comparison with the general wind energy generation system, because of equipped transducer of VSCF AC excitation doubly fed wind energy generation system located at rotor loop, it not only possesses the characteristics of small cubage、light weight and low cost but also realizes flexible connection of mechanical-electric system, which only deals with slip power in double direction.VSCF AC excitation doubly fed wind energy generation system and itscontrol technology is studied in this paper.

Equivalent circuit is the most effective and intuitionistic to investigate different kinds of motors,as usual,the paper begin with the Equivalent circuit of DFIG, quantitatively analysis the key parameter of DFIG ,including power and electromagnetic torque., qualitatively analysis the flow characteristics of power and operating characteristics of the DFIG at different status,concluding that in order to achieve the maximum energy conversion efficiency and to meet and grid-connection conditions, the wind generator must be running with VSCF. And the VSCF of DFIG are implemented by controlling the the rotor side converter, the paper analysis and compares the suitable excitation of doubly-fed the advantages and disadvantages of the various converters, Select the dual PWM converter as a doubly-fed motor Excitation converter.,the paper sets up a mathematical model of grid-side converter.base on the grid voltage vector orientation, deduce the grid side converter control method for doubly-fed machine,base on the dq axis mathematic model, of the DFIG, investigate the dual closed-loop control strategy of rotor side converter on the orientation of stator flux, investigate grid-connection control strategy of DFIG, including the no-load and load.and draw the control diagram.during the control, during the vector control of DFIG, the rotor speed and position detection is essential, because the installation of the sensor reduces the reliability of the system.for speed sensorless has a very good application in VVVF,

- doing some research about speed sensorless in the application of DFIG, through the adaptive rotor flux identification, the motor speed can be estimated..

Based on the above theoretical conclusion, structure the MATLAB /simulink model, simulation results verify the correctness of the control strategy, the research has a foundation for the next hardware platform..

Keywords: Equivalent circuit ; Grid-connection; orientation of stator flux ; SVPWM
speed sensorless ; MRAC

图表清单

图 1-1 世界风机发展趋势.....	5	
图 1-2 恒速恒频风力发电原理图.....	7	
图 1-3 变速恒频风力发电系统原理图.....	7	
图 1-4 同步发电机直驱变速恒频系统.....	8	
图 1-5 双馈发电机的变速恒频系统.....	9	
图 2-1. 风力机发电系统的主要组成部分.....	11	
图 2-2 变桨距风力机特性曲线.....	14	
图 2-3 变桨距风力机特性曲线.....	14	
图 2-4 风机最佳工作曲线.....	14	
图 2-5 双馈电机的工作示意图.....	15	
图 2-6 双馈电机的两种工作状态.....	16	
图 2-7 双馈电机并网等效电路.....	17	
图 2-8 双馈电机时空矢量图.....	17	
图 2-9 利用叠加原理的等值电路分解.....	18	
亚同步速发电状态	超同步发电状态.....	22
图 2-10 双馈电机处于发电状态的两种工况.....	22	
图 2-11 空间坐标系下的转换关系.....	23	
图 2-12 DFIG 在旋转坐标系下的数学模型.....	24	
图 3-1 DFIG 励磁的双 PWM 变换器结构.....	29	
图 3-2 PWM 整流器的工作状态.....	30	
图 3-3 三相电压型 PWM 整流器.....	30	
图 3-4 网侧 PWM 整流器系统的控制策略框图.....	32	
图 3-5 i_d 电流内环简化结构.....	33	
图 3-6 电压外环控制的简化结构.....	33	
图 3-7 坐标变换系统.....	35	
图 3-8 定子磁链定向下的变速恒频风力发电矢量控制系统框图.....	37	
图 3-9 $u-\omega$ 型磁链观测器.....	38	
图 3-10 DFIG 空载并网结构图.....	40	
图 3-11 DFIG 空载并网控制策略.....	41	
图 3-12 DFIG 负载并网的框图.....	42	
图 3-13 DFIG 负载并网的控制策略.....	43	
图 4-1 风力机的仿真模型.....	44	
图 4-2 电压型逆变器.....	45	
图 4-3 空间矢量的扇区.....	46	
图 4-4 空间矢量的调制波形.....	46	

图 4-5 RC 滤波后相电压波形	48
图 4-6 网侧 PWM 整流器控制的仿真图	48
图 4-7 PWM 变换器的控制的仿真图	49
图 4-8 逆变输出的相电压仿真波形图	49
图 4-9 逆变输出的线电压波形图	49
图 4-10 负载突减时的波形	50
图 4-11 负载突加时的波形	51
图 4-12 转子侧 DFIG 空载并网控制仿真图	51
图 4-13 DFIG 空载并网的仿真波形	52
图 4-14 DFIG 并网控制	53
图 4-15 亚同步仿真波形	53
图 4-16 同步运行时仿真波形	54
图 4-17 超同步运行时仿真波形	54
图 4-18 坐标转换关系图	56
图 4-19 模型参考自适应转速辨识系统原理图	59
图 4-20 无速度传感器矢量控制的仿真图	60
图 4-21 速度估算模块	60

独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。据我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得合肥工业大学或其他教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示谢意。

学位论文作者签名：金江华 签字日期：2009年4月13日

学位论文授权使用授权书

本学位论文作者完全了解合肥工业大学有关保留、使用学位论文的规定，有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅和借阅。本人授权合肥工业大学可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。

(保密的学位论文在解密后适用本授权书)

学位论文作者签名：金江华

导师签名：薛美琴

签字日期：2009年4月13日

签字日期：2009年4月12日

学位论文作者毕业后去向：

工作单位：国网电力科学研究院 电话：027-59839836
通讯地址：湖北省武汉市洪山区珞喻路143号 邮编：430074

致谢

论文是在苏建徽、茆美琴教授的精心指导和关怀下完成的，在此向导师表示最衷心的感谢！在整个攻读硕士学位期间，在学业和生活上自始至终得到苏、茆两位老师的悉心关怀，使我在知识能力和学术水平上都得到了很大的提高，并将终身受益。两位老师学识渊博，思维开阔，治学非常严谨，特别是他对工作废寝忘食，一丝不苟，对人关心，诲人不倦，为我树立了为人与治学的榜样，并将激励我不断前进。

在能源所学习期间，始终得到张国荣副研究员，杜雪芳老师在的悉心指导，他们博学、忘我的工作作风，使我受益匪浅。论文能得以顺利完成，与张老师和茆老师的深切关怀和悉心指导是分不开的。感谢三位老师给予我无私的关怀和帮助。

感谢给予我帮助的其他老师！他们是：汪海宁老师，杜燕老师，刘翔老师，刘宁老师，赖继东老师和陈林老师。

感谢给予我帮助和快乐的其他同学和好友！他们是：焦道海、王伟、于德政、吴胜兵、朱国军等，以及能源所的其他同学！我要特别感谢我的父母和亲人，多谢他们不断的支持和鼓励。相信今后同样的支持和鼓励中能够不断的完善自己，取得更大的进步。

作者：全江华
2009年3月10日

第一章 绪论

1.1. 课题的背景和研究的目的和意义

自20世纪70年代初第一次世界石油危机以来，能源日趋紧张，各国相继制定法律，以促进用可再生能源来代替高污染的能源。从世界各国可再生能源的利用与发展趋势看，风能、太阳能和生物质能发展速度最快，产业前景也最好。风力发电在可再生能源发电技术中成本最接近于常规能源，因而也成为产业化发展最快的清洁能源。同时风力发电技术比较成熟，并可大规模应用，具有很多突出的优点。例如，风力发电不消耗一次能源、不污染环境；与火电厂、水电厂相比，风电场的建设周期短，一台风力发电机组的安装时间不会超过3个月千瓦级的风电场建设期小于一年；风电场的装机规模灵活，可安装一台投产一台；风电场实际占地少，有利于土地的综合开发等。截至2006年底，世界风电总装机容量为7422万千瓦，比上年增加了1520万千瓦。根据World Wind Energy Association (WWEA) 的预测，到2010年世界风电装机将达到1.6亿千瓦^[3]。

风力发电也受到中国政府的高度重视。中国风能资源丰富，其中可开发部分约为10亿千瓦（陆上2.5亿千瓦，海上7.5亿千瓦）。2004年除台湾省外全国累计风电装机为76.4万千瓦；2006年达到259.9万千瓦；2009年底将达8.6亿千瓦大力发展以风电为代表的可再生能源，对促进中国可再生能源的开发利用、增加能源供应、改善能源结构、提高能源安全、保护环境、发展循环经济、实现经济社会的可持续发展都发挥着重要的作用。我国的《国民经济与社会发展第十一个五年规划纲要》明确提出：“实行优惠的财税、投资政策和强制性市场份额政策，鼓励生产与消费可再生能源，提高在一次能源消费中的比重。”为了加快可再生能源发展，促进节能减排，积极应对气候变化，更好地满足经济和社会可持续发展的需要，我国政府采取了一系列的重大举措推进包括风能在内的可再生能源的发展。中国在2006年1月正式实施了《可再生能源法》，为推进包括风能在内的可再生能源的发展确立了法律框架。

1980年以来，国际上风力发电机技术日益走向商业化。主要机组容量有300kW、600kW、750kW、850kW、1MW、2MW。1991年丹麦在Vindeby建成了世界上第一个海上风电场，由11台丹麦Bonus 450kW单机组成，总装机4.95MW。随后荷兰、瑞典、英国相继建成了自己的海上风电场。目前，已经备离岸风力发电设备商业生产能力的厂家，主要有丹麦的Vestas（包括被其整合的NEG-Micon），美国的GE风能，德国的Nordex、Repower、Pfleiderer/Prokon、Bonus和德国著名的Enercon公司。单机额定功率覆盖范围从2MW、2.3MW、3.6MW、4.2MW、4.5MW到5MW。叶轮直径从80m、82.4m、100m、110m、114m、116m到126m^[1]。

发展风力发电不仅可以促进我国可再生能源的开发利用，而且对国民经济的发展

有着重要的意义^[2]：

(1) 可以改变矿物能源储量不足、能源结构不合理的现状：

长期以来，中国的经济发展是以煤炭、石油为主的传统矿物能源为保障的，这种以煤炭为主的能源结构导致能源利用率低，经济效益低下。而且我国煤炭资源的 64%集中在华北地区，水电资源约 70%集中在西南地区，而能源消费地区主要分布在东部经济较发达地区，因而，“北煤南运”、“西煤东运”、“西电东送”的不合理格局尚要长期存在，并使能源输送环节中的建设投资增大，能源输送损失增多。因此大力发展可再生能源，代替煤炭，弥补石油、天然气的资源短缺，是我国长期能源发展战略和近期能源结构调整的重要选择。

(2) 可以解决能源开发利用中引发的较严重的环境问题

矿物能源的生产和消费是大气污染物的主要来源，目前我国约 90%的二氧化硫和氮氧化物排放来自能源生产和消费，其所造成的环境污染和生态破坏的压力是十分沉重的。因此，控制煤炭消费过快增长，提高天然气、水电、核电、可再生能源在能源消费中的比例，是环境保护的必然选择。此外，减排温室气体是全球环境保护和可持续发展一个重要问题。因此，从减少气候变化问题国际压力的角度出发，我国也应加大可再生能源的开发利用速度。

(3) 有利于开拓新的经济增长领域

开发利用可再生能源，主要是基于当地的人力和物力，对促进地区经济发展具有重要意义，同时，快速发展可再生能源产业也是一个新的经济增长领域。目前，国际上太阳能光伏发电、风力发电的年增长速度达 30%以上，我国太阳能热水器的年增长速度也达到 20%以上。发达国家和部分发展中国家已把发展可再生能源作为占领未来能源领域制高点的重要战略。据欧盟预测，到 2020 年，欧洲仅风力发电就可带来 180 万个就业岗位，年市场额达 750 亿欧元。我国可再生能源的发展也将拉动制造业等行业的经济增长，带动农业生态建设，巩固封山育林和退耕还林的成果，促进就业和边远地区脱贫致富

1.2 国内外风力发电的现状和发展趋势

1.2.1 世界风力发电的现状

目前，中、大型风力发电机组已在世界上 40 多个国家陆地和近海并网运行，风电增长率比其它电源增长率高的趋势仍然继续。截止 2005 年 12 月 31 日世界装机容量已达 58,982MW，年装机容量为 11,310MW，增长率为 24%；风力发电量占全球电量的 1%，部分国家及地区已达 20%甚至更多。2005 年世界风电累计装机容量最多的十个国家见表 2，前十名合计 51750.9MW，约占世界总装机容量的 87.7%。2005 年国际风电市场份额的分布多样化进程呈持续发展趋势；有 11 个国家的装机容量已高于 1,000MW，其中 7 个欧洲国家（德国、西班牙、意大利、

丹麦、英国、荷兰、葡萄牙), 3 个亚洲国家 (印度、中国、日本), 还有美国。亚洲正成为发展全球风电的新生力量, 其增长率为 48%^[1]。2002 年欧洲风能协会 (EWEA) 与绿色和平组织 (Greenpeace International) 发表了一份标题为 “风力 12 (Wind Force 12)” 的报告, 勾画了风电在 2020 年达到世界电量 12% 的蓝图。报告声明这份文件不是预测, 而是从世界风能资源、世界电力需求的增长和电网容量、风电市场发展趋势和潜在的增长率、与核电和大水电等其他电源技术发展历史的比较以及减排 CO₂ 等温室气体的要求, 论证了风电达到世界电量 12% 的可能性。报告还指出中国 2020 年风电装机有可能达到 1.7 亿千瓦。据欧洲风能协会统计, 在 2003 年全球风电机组供应商市场份额统计中, 处于前十位的是 Vestas (丹麦)、GE 风能 (美国)、Enercon (德国)、Gamesa (西班牙)、NEG Micon (丹麦)、Bonus (丹麦)、REpower (德国)、MADE (西班牙)、Nortex (德国)、MHI (日本^[1])。

1.2.2 国内风力发电的现状

根据国家气象科学院的估算, 我国陆地地面 10 米高度层风能的理论可开发量为 32 亿 kW, 实际可开发量为 2.53 亿 kW。海上风能可开发量是陆地风能储量的 3 倍。主要开发地区实际开发量截至 2008 年^[2]:

内蒙古 实际可开发量 0.618 亿 kW;

西藏 实际可开发量 0.408 亿 kW;

新疆 实际可开发量 0.343 亿 kW;

青海 实际可开发量 0.242 亿 kW;

黑龙江 实际可开发量 0.172 亿 kW ;

2005 年中国除台湾省外新增风电机组 592 台, 装机容量 50.3 万 kW。与 2004 年当年新增装机 19.8 万 kW 相比, 2005 年当年新增装机增长率为 254%。截至 2005 年底, 中国除台湾省外累计风电机组 1864 台, 装机容量 126.6 万 kW, 风电场 62 个。分布在 15 个省 (市、自治区、特别行政区), 它们按装机容量排序如表 3 所示。与 2004 年累计装机 76.4 万 kW 相比, 2005 年累计装机增长率为 65.6%。2005 年风电上网电量约 15.3 亿 kW·h。中国 “十一五” 国家科技支撑计划重大项目 “大功率风电机组研制与示范” 支持 1.5~2.5MW、2.5MW 以上双馈式变速恒频风电机组的研制; 1.5~2.5MW、2.5MW 以上直驱式变速恒频风电机组的研制; 1.5MW 以上风电机组叶片、齿轮箱、双馈式发电机、直驱式永磁发电机的研制及产业化; 1.5MW 以上双馈式风电机组控制系统及变流器、直驱式风电机组控制系统及变流器的研制及产业化; 近海风电场建设关键技术的研究; 近海风电机组安装及维护专用设备的研制; 大型风电机组相关标准制定及风电技术发展分析等 16 个课题的研究。“十一五” 末, 我国风电技术的自主研发能力将接近世界前沿水平。

截至2007年7月底，国内风电机组制造商共有40家，其中产业化落实程度比较好，已基本具备大批量生产能力的风电机组制造企业，包括新疆金风科技股份有限公司、华锐风电科技有限公司、东方汽轮机有限公司和浙江运达风力发电工程有限公司、南通航天万源安讯能风电设备制造有限公司等。由株洲南车电机公司与新疆金风科技强强合作，自主设计的我国最大功率3200kw永磁同步风力发电机施工设计方案在株洲通过专家评审。株洲南车电机公司该项目负责人称，该风力发电机样机预计今年8月份在株洲竣工。

目前，全球风电产业发展已呈“席卷全球、劲吹中国”之势。国内风电设备年产值已逾百亿元，专家估计，2009年，我国将成为世界风力发电机最大生产国。

1.3 风力发电发展的趋势

风力发电机大型化，可以减少占地，降低并网成本和单位功率造价，有利于提高风能利用效率。另外，较传统双馈异步式风力发电机，永磁直驱式风力发电机省掉了齿轮箱，可动件减少，降低了机械故障的概率和定期维修的成本、同时提高了风电转换效率和运行可靠性的优点。因而风电机组的技术也正沿着增大单机容量、提高转换效率的方向发展。如图 1-1 所示。近年来，全球 MW 级机组的市场份额明显增大，1997 年及以前还不到 10%，2001 年则超过一半，2002 年达到 62.1%，2003 年全球安装的风电机组平均单机容量达到 1.2 MW。同时，我国风电机组单机容量也从 600kW 逐步走向 MW 级。此外，随着海上风电场的建设，需要单机容量更大的机组，2.5 MW 的机组目前已经投入运行，3MW 到 5MW 的巨型机组也已经推向市场。2002 年安装的最大样机是德国 Enercon 公司的 E-112 型机组，风轮直径达到 112m，额定功率 4.5 MW；其次是美国 GE 公司的 GE3.6 型机组，叶轮直径 100m，额定功率 3.6 MW。目前 REPOWER SYSTEMS AG 等公司推出的单机容量已达 5MW^[1]。可以预见兆瓦级风力机将在风电市场特别是海上风电场中占主导地位。

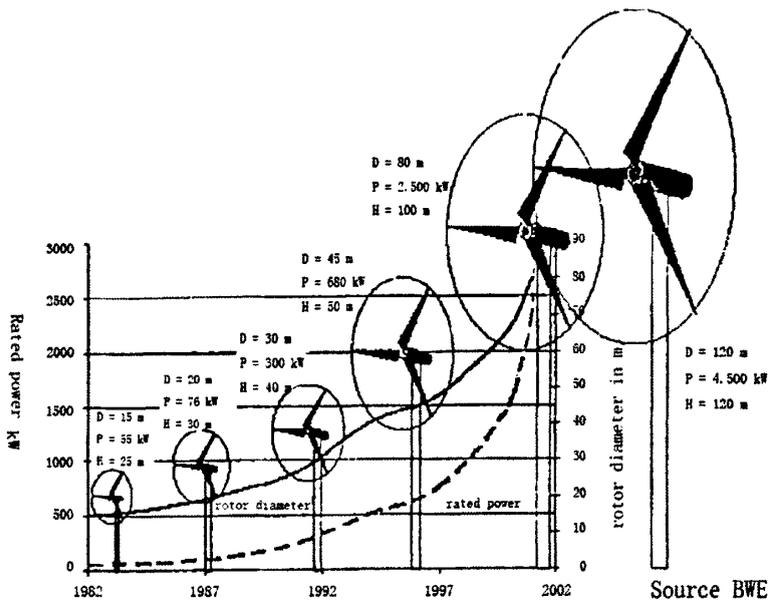


图 1-1 世界风机发展趋势

现将兆瓦级风力机的主要产品性能比较列表如下^[5]：

表 1-1 1.5MW 级陆上风力发电机

公司名与产品型号	Vestas V82	GE 1.5s1e	Nordex S70	MADE AE-46
额定功率(MW)	1.65	1.5	1.5	1.3
切入风速(m/s)	3.5	3.5	3	3.5
额定风速(m/s)	13	12		11
切出风速(m/s)	24(1m)	25(1m)		25
叶片数量	3	3		3
风轮直径(m)	82	77	70	61
风轮扫风面积(m ²)	5281	4657	3848	2922.5
风轮转速(rpm)	14.4 及 10.8	10.1-20.4	10.6-19.0	18.8/12.5
电机型式	异步电机		双馈异步电机, 空冷	三相异步电机, 4/6 极
电机电压(V)	690V/50Hz- 600V/60Hz		690	690V±5%
齿轮箱类型	(行星/螺旋) 复合齿轮		(行星/正) 复合齿轮	平行轴/行星
齿轮箱变速比	1:70.2/50Hz- 1:84.3/60Hz		1:94	1:80.8
塔架型式	锥形/钢/上漆			湍流形/焊钢
轮毂高度(m)	根据审定 情况确定	61.4/64.7 /80/85	65/85/98 /114.5	58.5

表 1-2 2.5MW 级(陆上/海上)风力发电机

公司名与产品型号	GE 2.5	Fuhrländer FL-2500	Nordex N80	Bonus 2.3MW
额定功率(MW)	2.5	2.5	2.5	2.3
切入风速(m/s)	3.5	4	4	3
额定风速(m/s)		13	15	15
切出风速(m/s)	25	25	25	25
叶片数量	3	3	3	3
风轮直径(m)	88	90	80	82.4
风轮扫风面积(m ²)	6082	6362	5026	5330
风轮转速(rpm)	5.5-16.5	10.4/18.1	10.9-19.1	11/17
电机型式		异步汇流环机	双馈异步电机, 液冷	ABB 异步电机
电机电压(V)		690	660	690/50Hz
齿轮箱类型	3级(行星/正)复合齿轮	2级行星齿轮, 一个正齿轮	3级(行星/正)复合齿轮	3级(行星/螺旋)齿轮
齿轮箱变速比		1:72.3	1:68.1	1:91
塔架型式	波纹/钢		波纹/锥形/钢	
轮毂高度(m)	85	80	60/80/100/105	60/80

表 1-3 5MW 级海上风力发电机

公司名与产品型号	Growian II 型	Enercon E-112	REpower 5MW	Nordex 5MW
额定功率(MW)	5	4.5	5	5
切入风速(m/s)	8	2.5		
额定风速(m/s)	11	28-34		
叶片数量	1	3	3	3
风轮直径(m)	145	114	126	115
风轮扫风面积(m ²)		10207		
风轮转速(rpm)	18.5	8-13	6.9-12.1 (15%)	
电机型式		直接驱动式 Enercon 环机		

1.4 风电技术和变速恒频方案^{[1][16][19]}

目前世界上流行的风电技术大体上可分为恒速恒频(CSCF)和变速恒频(VSCF)两大类。恒速恒频的有失速调节和桨矩调节两种, 变速恒频有带齿轮箱的双馈异步电机和不带齿轮箱的直驱永磁同步电机。恒速恒频系统采用同步发电机或感应发电机, 不论风速如何变化, 系统通过一定的调节, 保持风力机转速恒定, 从而实现发电频率的恒定。这样, 叶尖速比不可能总保持在最佳值, 也就不能实现最大风能捕获, 风能转换效率也就不高。除此之外, 恒速恒频系统

是一种刚性机电耦合系统。风速发生突变会使风力机的叶片承受较大的扭应力和风力摩擦，将增加这些部件的疲劳损坏程度，缩短了使用寿命。并网运行时还会潜在的影响到电力系统的稳定运行。工作原理如图 1-2 所示

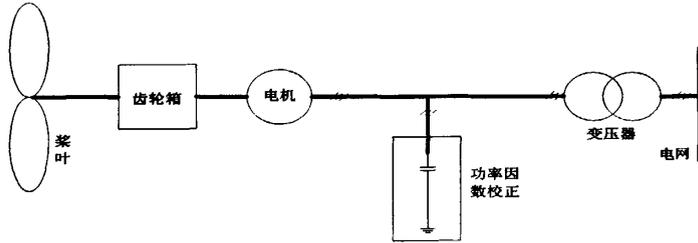


图 1-2 恒速恒频风力发电原理图

变速恒频发电是一种全新的、高质量的电能获取方式。系统运行控制的总体方案是：额定风速以下风力机按优化桨距角定桨距运行，由发电机控制系统来控制转速，调节风力机叶尖速比，从而实现最佳功率曲线的追踪和变速恒频功能。在额定风速以上风力机变桨距运行，由风力机控制系统通过调节桨距角来改变风能系数，使风能的利用率明显减小，发电机的输出功率也相应减小，从而控制风电机组的转速和功率，防止风电机组超出转速极限和功率极限运行而可能造成的事故。控制方式等同于额定风速下的定桨距控制，以实现最佳功率曲线的追踪和变速恒频功能。因此，额定风速以下运行是变速恒频发电运行的主要工作方式，也是经济高效的运行方式，这种情况下系统的控制目标就是追踪与捕获最大风能。工作原理如图1-3所示。

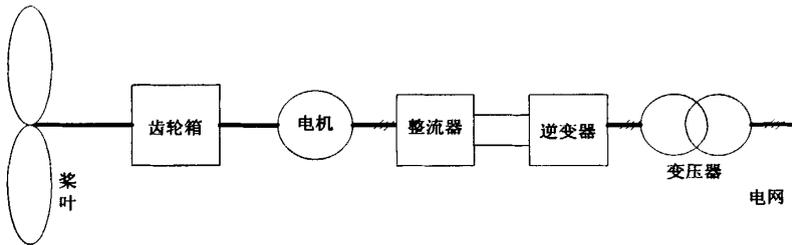


图 1-3 变速恒频风力发电系统原理图

相对于恒速运行方式，变速运行具有如下优点：

(1) 风能转换效率高。变速运行风力机以最佳叶尖速比、最大功率点运行，提高了风力机的运行效率，与恒速恒频风电系统相比，理论上年发电量一般可提高 20% 以上。变速运行的风力机不但年运行小时数较高，而且输出功率上限也比恒速运行的风力机要高。

(2) 变机电动力系统间的刚性连接为柔性连接。当风速跃升时。能吸收阵风能量，把能量储存在机械惯性中，减少阵风冲击对风力机带来的疲劳损坏，减少机械应力和转动脉动，延长风力机寿命。当风速下降时，高速运转的风轮的能量又释放出来变为电能送给电网。

(3) 通过矢量控制调节励磁，可以实现发电机输出的有功功率和无功功率的独立调节。在实现最大风能捕获的同时，还可以调节电网功率因数，提高了电力系

统的动静态性能和稳定性。由于采用了交流励磁，变速恒频发电方式可以实现发电机和电力系统的柔性连接，并网相对容易且并网运行后一般不会发生失步。

为了实现变速恒频，国际上有多种方案，有从发电机本身的设计考虑的，也有采用电力电子学方法的。可以预料，随着电力电子技术、微电子技术的迅速发展，以电力电子器件构成的变流装置为主要特征的变速恒频技术将成为主流。下面对目前广泛应用两种常见方案作一个简单的介绍：

1、采用同步发电机直驱变速恒频系统

如图1-4所示。方法：利用变频器将风力发电机发出的变化频率的交流电，变为固定频率。

优点：降低了对风力机控制的要求，允许电机转速变化范围大，恒频效果好，同时省掉了齿轮箱，减少了维护，稳定性好。

缺点：对发电机输出的全部功率进行频率转换，所需变频器容量大，成本高；由于省掉了齿轮箱，电机转速慢，电机的极对数增加，导致了电机的制造难度加大。

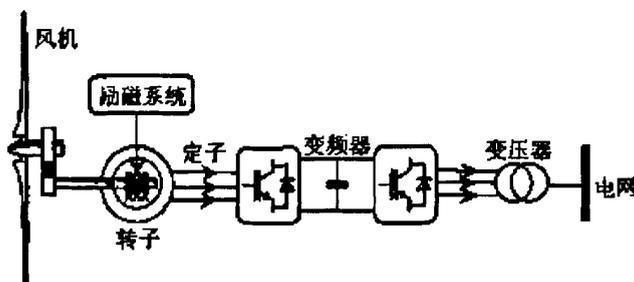


图 1-4 同步发电机直驱变速恒频系统

5、采用双馈发电机的变速恒频系统

如图1-5所示。方法：双馈电机的结构类似绕线式异步电机，其定子绕组直接接入工频电网，转子绕组通过变流器供以低频励磁电流。不论风速如何改变，当电机的转速变化时，利用变流器相应地调节输入转子的励磁电流频率以改变转子磁势的旋转速度，使转子磁势相对于定子的转速始终是同步速，定子感应电势频率即可保持恒定，发电系统可做到变速恒频运行。

优点：电机结构简单，成本低。既可单机运行，也可并网发电；并网运行时可像普通同步发电机那样，通过调节转子励磁电流大小来改善电网功率因数；发电机励磁功率约为转差功率，控制功率小，因此变换器容量小，系统容易设计与调整，变速运行范围宽，既可超同步速运行，也可亚同步速运行。

缺点：由于齿轮箱的存在，系统的维护量大，稳定性降低，控制复杂。

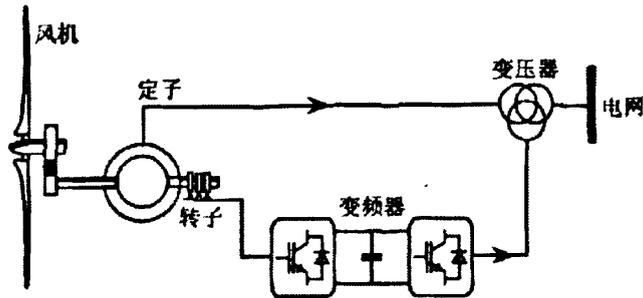


图 1-5 双馈发电机的变速恒频系统

1.5 本文的内容

本文从 DFIG 的等值电路研究出发,通过建立 DFIG 和双 PWM 变换器的数学模型,从理论上推导出了网侧 PWM 变换器的控制方法,DFIG 并网控制的控制方法,包括空载并网和负载并网,利用转子磁链的自适应状态转速辨识,对转速经行估算,通过搭建仿真模型,从仿真结果有力验证了控制策略的正确性。本文的内容如下:

第二章 介绍风力发电基本知识,内容包括风力发电中风机的能量计算方法和风机的最大转换效率理论以及风力机的种类和风力发电系统的组成部分;然后分析了双馈电机的基本原理,以及基于双馈电机等值电路的各种计算公式,给出了双馈电机 d/q 坐标系下的模型。

第三章 介绍了矢量控制的基本概念,然后基于双馈电机的原理,选择了适合双馈电机控制的双 PWM 变流器,研究了 PWM 变换器网侧的电网电压定向控制策略和转子侧的电机定子磁链定向的并网控制策略,并分析了各种 PI 参数的设计,给出了控制框图。

第四章 利用 Matlab/Simulink 软件建立系统各部分的仿真模型,包括:风力机模型、网侧变换器模型、转子侧 DFIG 基于定子磁链定向的空载并网控制模型,然后对系统进行了仿真,对仿真结果进行了分析;通过分析速度传感器存在的缺点,介绍了基于转子磁链的自适应观测器的转速估计方法,构造了仿真模型,仿真研究表明,辨识的转速能最终跟上实际值,并具有一定的抗扰动能力。

第二章 风力机和双馈电机的数学分析

双馈电机，或称为交流励磁电机，它早在四十年代就已经出现。随着电力电子技术和数字控制技术的发展，双馈电机在电气性能方面所具有的一系列优点和巨大的潜力，已经引起国内外的高度重视。它随着转子交流励磁频率的改变，无论在电动机工况，还是在发电机工况下运行，电机的转速可以调节变化而定子输出电压和频率维持不变，既可以调节电网的功率因数，又可以提高系统的稳定性，因而在现代交流电机调速和风力发电等领域有着广泛的应用前景。本文的研究对象是双馈发电机，在对它进行性能分析、控制设计过程中，首先必须建立对象的数学模型。等值电路模型是研究各种电机最有效、最直观的方法。不失一般性，本章也从双馈发电机的等值电路模型出发，对双馈发电机中的功率、电磁转矩等关键控制量进行了定量分析，并对系统功率流动特性、运行特性、稳态特性、静态稳定性等进行了定性分析，为后章节采用矢量控制的分析与设计提供了理论依据。同时对双馈电动机的驱动装置风力机进行简单的介绍，包括风力机的能量关系式，转换效率理论和风力机的最基本的特性参数为双馈电机并网后最大功率的跟踪提供理论基础。

2.1 风力机的基本理论

2.1.1 风力机的发电系统的主要组成^[1]

水平轴风力机主要组成部分有：风轮、发电机、塔架、调向机构、逆变器等如图 2-1 所示。

(1) 风轮

风轮是风力机从风中吸收能量的部件，其作用是把空气流动的动能转变为风轮旋转的机械能。水平轴风力发电机的风轮是由 1~3 个叶片组成的。叶片的结构形式多样，材料因风力机型号和功率大小而定，如木心外蒙玻璃钢叶片、玻璃纤维增强塑料树脂叶片等。

(2) 发电机

在风力发电机中，已采用的发电机有 3 种，即直流发电机、同步交流发电机和异步交流发电机。小型风力发电机多采用同步或异步交流发电机，发出的交流电通过整流装置转换成直流电。

(3) 塔架

塔架用于支撑发电机和调向机构等。因风速随离地面的高度增加而增加，塔架越高，风轮单位面积捕捉的风能越多，但造价、安装费等也随之加大。

(4) 调向机构

垂直轴风力机可接受任何方向吹来的风，因此不需要调向机构。对于水平轴

风力机，为了得到最高的风能利用效率，应用风轮的旋转面经常对准风向，需要对风装置。常用的调向机构主要有尾舵、舵轮、电动对风装置。

(5) 限速机构

当风速高于风力机的设计风速时，为了防止叶片损坏，需要对风轮转速进行控制。

(6) 逆变器

用于将直流电转换为交流电，以满足交流电气设备用电的要求。

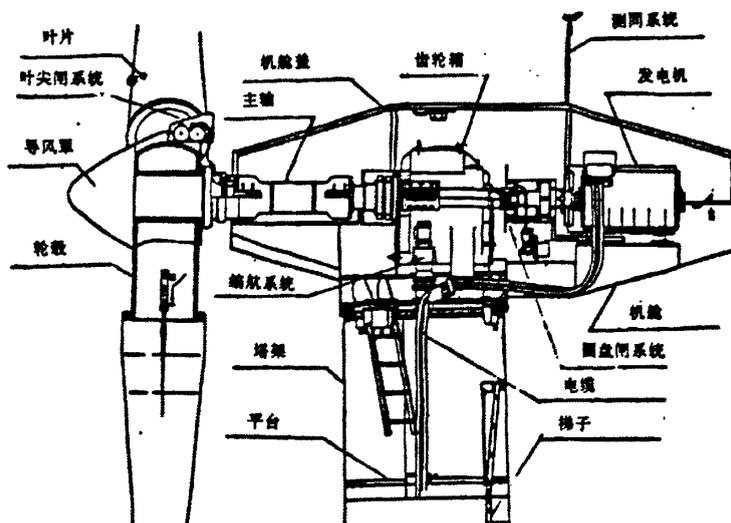


图 2-1. 风力机发电系统的主要组成部分

2.1.2 风能的计算公式^{[16][19]}

空气运动具有动能。风能是指风所具有的动能。如果风力发电机叶轮的断面面积为 S ，则当风速为 V 的风流经叶轮时，单位时间风传递给叶轮的风能为

$$E = \frac{1}{2} m V^2 \quad (2-1)$$

其中：单位时间质量流量 $m = \rho S V$ 。代入 (2-1) 式，得到

$$E = \frac{1}{2} \rho S V^3 \quad (2-2)$$

式中： E —每秒空气流过风力机叶轮断面面积的风能，即风能功率，单位为 W ；

ρ —空气密度，单位为 kg/m^3 ；

S —风力发电机叶轮旋转一周所扫过的面积，单位为 m^2 ；

V —风速，单位为 m/s 。

从风能的公式可以看出，风能的大小与气流的密度和通过的风机扫过的面积成正比，与气流的速度的立方成正比，气流的密度和大小随着地理位置、海拔、地形等因数而变化。通过温度计和气压计测试出实验地点的环境温度和大

气压，由下式计算出空气密度。

$$\rho = \frac{352.99}{273+t} \frac{p}{101325} \quad (2-3)$$

式中： ρ —空气密度，单位为 kg/m^3 ；
 p —当地大气压力，单位为 Pa ；
 t —温度，单位为 $^{\circ}\text{C}$ 。

从空气密度公式可以看出，空气密度的大小与大气压力、温度有关。

2.1.3 贝茨 (Betz) 理论

第一个关于风轮的完整理论是由德国哥廷根研究所的 A·贝茨于 1926 年建立的贝茨假定风轮是理想的，也就是说没有轮毂，而叶片数是无穷多，并且对通过风轮的气流没有阻力。因此这是一个纯粹的能量转换器。此外还进一步假设气流在整个风轮扫掠面上的气流是均匀的，气流速度的方向无论在风轮前后还是通过时都是沿着风轮轴线的。通过分析一个放置在移动空气中的“理想”风轮得出风轮所能产生的最大功率为

$$P_{\max} = \frac{8}{27} \rho S V^3 \quad (2-4)$$

式中： P_{\max} —风轮所能产生的最大功率；单位为 W ；
 ρ —空气密度，单位为 kg/m^3 ；
 S —风力发电机叶轮旋转一周所扫过的面积，单位为 m^2 ；
 v —风速，单位为 m/s 。

这个表达式称为贝茨公式。其假定条件是风速与风轮轴方向一致并在整个风轮扫掠面上是均匀的^[2]。将(2-4)式除以气流通过扫掠面时 S 风所具有的动能，可推得风力机的理论最大效率

$$\eta_{\max} = \frac{P_{\max}}{E} = \frac{\frac{8}{27} \rho S V^3}{\frac{1}{2} \rho S V^3} = \frac{16}{27} \approx 0.593 \quad (2-5)$$

(2-5)式即为有名的贝兹 (Betz) 理论的极限值。它说明，风力机从自然风中所能索取的能量是有限的，其功率损失部分可以解释为留在尾流中的旋转动能。能量的转换将导致功率的下降，它随所采用的风力机和发电机的型式而异，因此，风力机的实际风能利用系数 $C_p < 0.593$ [3]。

单位时间风力机从风中捕获的能量 P_1 为：

$$P_1 = \frac{1}{2} \rho S C_p V^3 \quad (2-6)$$

单位时间风力机传递给发电机的能量 P_2 为:

$$P_2 = \frac{1}{2} \rho S C_p \eta_m V^3 \quad (2-7)$$

式中: C_p —叶轮的风能利用系数;

η_m —齿轮箱和传动系统的机械效率,一般为 0.80—0.95,直驱式风力发电机为 1.0;

2.1.4 风力机的特性参数

1. 风能利用系数 C_p

风力机从自然界风能中吸取能量的大小程度用风能利用率系数用 C_p 来表示,由公式(2-8)得:

$$C_p = \frac{P}{\frac{1}{2} \rho S V^3} \quad (2-8)$$

式中: ρ —空气密度,单位为 kg/m^3 ;

S —风力发电机叶轮旋转一周所扫过的面积,单位为 m^2 ;

V —风速,单位为 m/s 。

P —风力机实际获得的轴功率 单位为 W

2. 叶尖速比 λ

为了表示风轮在不同风速中的状态,用叶片的叶尖圆周速度与风速之比来衡量,称之为叶尖速比 λ

$$\lambda = \frac{\omega R}{V} = \frac{n\pi R}{30V} \quad (2-9)$$

式中 n —风轮的转速,单位为 r/s

ω —风轮的角速度,单位为 rad/s

R —风轮的半径,单位为 m

V —风速,单位为 m/s 。

风力机可分为变桨距和定桨距两种,变速恒频发电方式利用变桨距风力机。变桨距风力机特性常由一簇风能利用系数 C_p 的无因次性能曲线来表示,如图 2-2 所示。因此风能利用系数 C_p 是叶尖速比 λ 和桨叶节距角 β 的函数,即 $C_p(\lambda, \beta)$ 。变速恒频运行时采用固定一优化桨距角下作定桨距运行,此时 C_p 只有在叶尖速比 λ 为某一个定值 λ_{opt} (称为最佳叶尖速比) 时才达到最大 C_{pmax} (最大风能利用系数),获得最大风能的捕获,如图 2-3 所示。

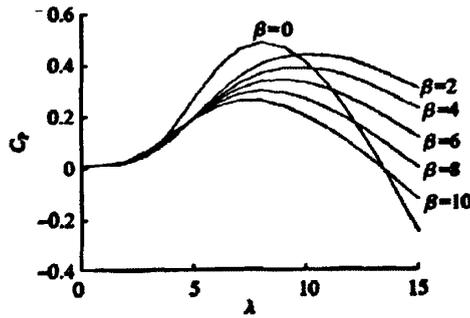


图 2-2 变桨距风力机特性曲线

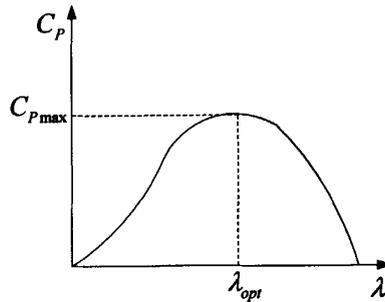


图 2-3 变桨距风力机特性曲线

如图2-4是桨距角一定时，一组在不同风速 $v_1 > v_2 > v_3$ 下风力机的输出功率曲线。 C_{opt} 曲线是各风速下最大输出功率点的连线即最佳功率曲线，观察图2-4不难发现在最佳功率曲线上风速转速和风机获得的最大功率都是一一对应的，那么根据给定风速，确定风力机的获得功率也就控制了风力机的工作运行点。

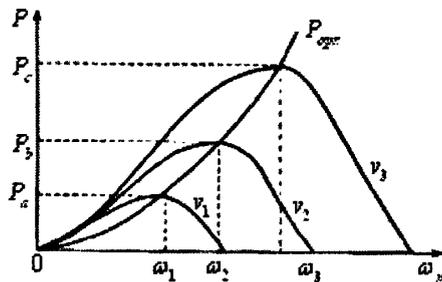


图 2-4 风机最佳工作曲线

2.2. 变速恒频双馈感应发电机的基本原理^{[1][16][19]}

双馈电机在结构上类似绕线式异步感应电机，定子与一般的交流电机一样也有三相分布式绕组；转子与一般电机不同，它也有三相分布式绕组。运行时定子侧直接接入工频的三相电网，转子侧通过变频器接入所需的低频电流。因为定子与转子侧都有能量的流动，所以称为双馈电机。也可以称为交流励磁电机，因为转子是通过变频器接入的低频电流励磁的。若系统工作时转子的转速为 n ，转子通过变频器提供励磁电流在转子绕组上产生的旋转磁场相对转子的

转速为 n_2 ， n_1 为对应于电网频率的电机的同步转速。当电机的转速随着风速变化而变化时，只要能利用变频器相应的调节输入转子的励磁电流频率 f_2 ，从而改变 n_2 ，就可以在定子上感应出对应电机同步转速 n_1 的工频电压，整个发电系统保持变速恒频运行。如图 2-5 所示的双馈电机的工作示意图。

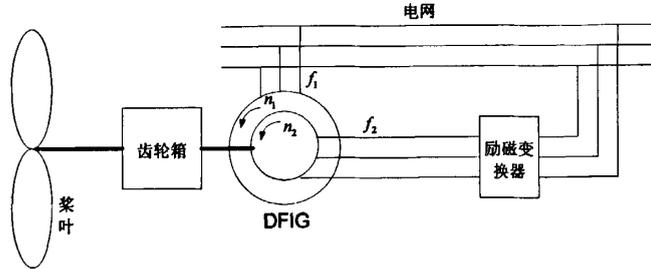


图 2-5 双馈电机的工作示意图

若将双馈电机的定子接入电网上，则定子侧的电流频率可以认为是不变的，由此可以通过检测转子的转速来确定转子绕组通过变频器提供励磁电流的频率 f_2 ，由电机原理可以得出以下关系式：

$$\begin{cases} n_1 = \frac{60f_1}{p} \\ n_2 = \frac{60f_2}{p} \\ f_2 = \frac{pn_2}{60} = \frac{p(n_1 - n)}{60} = \frac{pn_1}{60} \frac{(n_1 - n)}{n_1} = sf_1 \end{cases} \quad (2-10)$$

$n_1 = n \pm n_2$ (其中当 $n < n_1$ ，电机处于亚同步时取正号， $n > n_1$ ，电机处于超同步时取负号)

其中： f_1 为电网频率， f_2 为转子励磁电流频率， p 为电机极对数， s 为转差率

(1) 双馈异步发电机可有以下三种运行状态：

- ①亚同步运行状态。在此种状态下 $n < n_1$ ，由滑差频率为 f_2 ($f_2 > 0$) 的励磁电流产生的磁场转速 n_2 与转子转速 n 方向相同，此时转子电流提供正相序励磁。
- ②超同步运行状态。此种状态下 $n > n_1$ ， $f_2 < 0$ ，改变了通入转子绕组电流的相序，其产生的磁场转速 n_2 的转向与转子 n 的转向相反， $n_2 < 0$ ，此时转子电流提供负相序励磁。
- ③同步运行状态。此种状态下 $n = n_1$ ，滑差频率 $f_2 = 0$ ，此时通入转子绕组的电流为直流电流，运行状态与普通同步发电机一样。

(2) 功率传递关系

双馈异步发电机在亚同步运行及超同步运行时的功率流向如图2-6所示，图中 p_{em} 为发电机的电磁功率， s 为电机的滑差率， p_m 为风机输入机械功率。

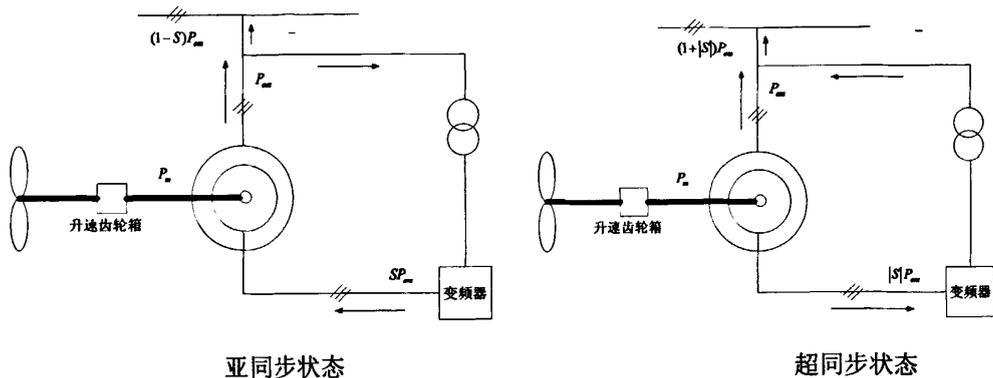


图 2-6 双馈电机的两种工作状态

转子侧三相电流的相序取决于 $n_1 - n$ 的符号，当 $n < n_1$ 时， $s > 0$ ， $f_2 > 0$ ，变流器向转子侧馈送能量，电机定子侧向电网馈送能量；当 $n > n_1$ 时， $s < 0$ ， $f_2 < 0$ ，转子侧向变流器馈送能量，电机定子侧向电网馈送能量。

双馈异步发电机励磁电流可以调节的量有：励磁电流的频率、幅值和相位可以通过转子侧的变流器来调节励磁电流的频率，保证在风速变化的情况下发出恒定频率的电流，通过调节励磁电流的幅值和相位来控制电机定子输出的电压幅值和相位，来调节输出的有功功率和无功功率。

2.3 双馈电机的等值电路极其分析

双馈感应发电机的基本结构与绕线式异步电机相似，其定、转子上均有三相对称绕组，磁路、电路对称，且具有均匀的气隙分布。本文作了以下的设定

- (1) 忽略定、转子电流高次谐波分量；
- (2) 忽略电机铁心磁滞、涡流损耗及磁路饱和的影响；
- (3) 电机定子并入无穷大电网；
- (4) 转子均折算到定子侧；
- (5) 定子侧物理量正方向按照发电机惯例选取。

当原动机拖动电机转子以速度 n_r 旋转，转子绕组中施以转差频率 $f_2 = sf_1$ 的三相对称电源时，转子电流产生的基波旋转磁势 F_2 相对于转子以转差速度 $n = sn_1$ 旋转（ $n_1 = 60f_1/p$ 为电机同步转速），相对于定子以同步速度旋转，该磁势与定子三相电流产生的定子基波磁势 F_1 相对静止，在气隙中形成合成磁势 F_m 。根据电磁感应定律，该合成磁势 F_m 在气隙中产生的合成磁场 ψ_m 将在定转子绕组中分别感应电势 E_1 和 E_2 。与感应电机类似，将转子各物理量折算到定子方向时，可写出折算后的基本方程式如下：（定子侧采用发电机惯例，转子侧采用电动机惯例）

$$\begin{cases} \dot{V}_1 = \dot{E}_1 - \dot{I}_1(r_1 + jx_1) \\ \frac{\dot{V}_2}{s} = \dot{E}_2 + \dot{I}_2(\frac{r_2}{s} + jx_2) \\ \dot{I}_2 = \dot{I}_1 + \dot{I}_m \\ \dot{E}_1 = j\dot{I}_m x_m = \dot{E}_2 \end{cases} \quad (2-11)$$

式中 \dot{E}_1 、 \dot{E}_2 ——定、转子感应电势；

\dot{I}_1 、 \dot{I}_2 ——定、转子电流；

r_1 、 x_1 ——定子绕组的电阻、电抗；

r_2 、 x_2 ——转子绕组的电阻、电抗；

r_m 、 x_m ——励磁回路电阻、电抗。

与一般的电机 T 型等效电路一样，它也是对应于转子静止的状态，PWM 变换器提供给转子的电压 \dot{V}_2 在这里表现为 $\frac{\dot{V}_2}{s}$ ， s 为转差率。由此可画出相应的等效电路如图 2-7 所示^{[12][13][15]}：（励磁电阻忽略不计）

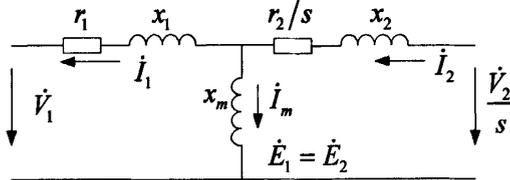


图 2-7 双馈电机并网等效电路

根据以上的等效电路图。可以画出相应的矢量图，如图 2-8：

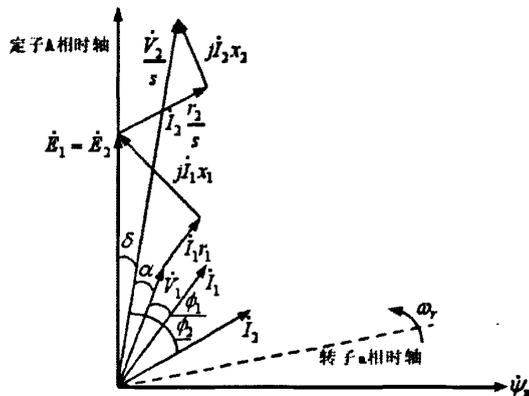


图 2-8 双馈电机时空矢量图

2.4 双馈发电机的功率计算

由时空矢量图及等值电路，利用叠加原理，将图2-7分解成为图2-9。

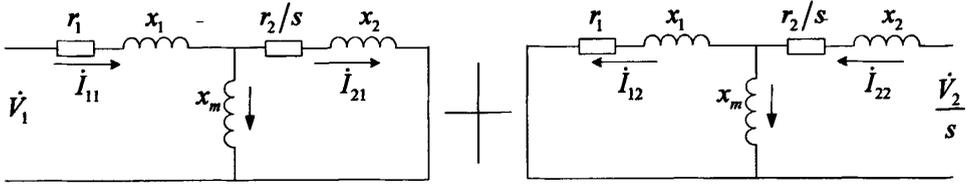


图 2-9 利用叠加原理的等值电路分解

若以定子电压 V_1 为参考量，即 $\dot{V}_1 = V_1 \angle 0^\circ$ ，则 $\dot{V}_2 = V_2 \angle \alpha = V_2 (\cos \alpha + j \sin \alpha)$ ，可以得到以下关系式。

$$\dot{I}_{11} = \frac{\dot{V}_1}{Z_1 + Z_m \parallel Z_2} \quad (2-12)$$

$$\dot{I}_{21} = \dot{I}_{11} \frac{Z_m}{Z_m + Z_2} \quad (2-13)$$

$$\dot{I}_{22} = \frac{\dot{V}_2 / s}{Z_2 + Z_m \parallel Z_1} \quad (2-14)$$

$$\dot{I}_{12} = \dot{I}_{22} \frac{Z_m}{Z_m + Z_1} \quad (2-15)$$

式中： $Z_1 = r_1 + jx_1$ 为定子电路阻抗

$Z_2 = \frac{r_2}{s} + jx_2$ 为转子电路阻抗

$Z_m = jx_m$ 为励磁电路阻抗，其中电阻可以忽略不计。

由叠加原理可知，

$$\begin{cases} \dot{I}_1 = \dot{I}_{12} - \dot{I}_{11} \\ \dot{I}_2 = \dot{I}_{22} - \dot{I}_{21} \end{cases} \quad (2-16)$$

将式 (2-12)、(2-13)、(2-14)、(2-15) 代入可得

$$\dot{I}_1 = -\frac{1}{c} \left\{ a \left(\frac{V_2}{s} x_m \sin \alpha + V_1 \frac{r_2}{s} \right) + b \left[V_1 (x_2 + x_m) - \frac{V_2}{s} x_m \cos \alpha \right] \right\} \quad (2-17)$$

$$-j \frac{1}{c} \left\{ a \left[(V_1 x_2 + x_m) - \frac{V_2}{s} x_m \cos \alpha \right] + b \left[\frac{V_2}{s} x_m \sin \alpha + V_1 \frac{r_2}{s} \right] \right\}$$

$$\dot{I}_2 = \frac{1}{c} \left\{ a \frac{V_2}{s} [r_2 \cos \alpha - (x_m + x_1) \sin \alpha] + b \left[\frac{V_2}{s} (x_m + x_1) \cos \alpha + \frac{V_2}{s} r_1 \sin \alpha - V_1 x_m \right] \right\} \quad (2-18)$$

$$+ j \frac{1}{c} \left\{ a \left[\frac{V_2}{s} (x_1 + x_m) \cos \alpha + \frac{V_2}{s} r_1 \sin \alpha - V_1 x_m \right] - b (x_m + x_1) \sin \alpha \right\}$$

式中：

$$\begin{cases} a = \frac{r_1 r_2}{s} - (x_1 x_2 + x_1 x_m + x_2 x_m) \\ b = r_1 r_2 + \frac{r_2}{s} x_1 + x_m \left(r_1 + \frac{r_2}{s} \right) \\ c = a^2 + b^2 \end{cases}$$

得到分解电路各量计算如下：由上述对双馈感应发电机基本方程及电路分析可

知，定子、转子电流均有两部分组成，-其中一部分为定子边加有电压 \dot{V}_1 ，转子短路时的定子和转子电流，此电流相当于普通感应电机内的电流，第二部分则是转子边加有电压 \dot{V}_2 ，定子边短路时的定子和转子电流。所以定子电流一个分量是类似于异步电机的由定子电压决定的电流分量，另一个是由转子外加励磁电压所产生的电流分量，因此定子电流的负载分量不仅由不可控分量，如定子电压 \dot{V}_1 、转差率 s 和电机参数来决定，而且由转子励磁电压的大小以及与 \dot{V}_1 的相位差来决定，此分量为可控分量，所以可以在转子励磁侧采取一定的控制措施，来达到减小谐波的目的。

双馈电机的功率计算：

对发电机来说，从转子输入的机械能，克服气隙磁场中导体所受的电磁力而做功，使导体不断地感应电势，从而源源不断地发出电能，实现机械能到电能的转换。

由于绕组每相输出的功率可表示为：

$$\begin{cases} P = \operatorname{Re}(\dot{V} \dot{I}^*) \\ Q = \operatorname{Im}(\dot{V} \dot{I}^*) \end{cases} \quad \text{其中 } \dot{I}^* \text{ 为 } \dot{I} \text{ 的共轭值}$$

定子每相有功功率为

$$P_1 = \operatorname{Re}(\dot{V}_1 \dot{I}_1^*) \quad \text{其中 } \dot{I}_1^* \text{ 为 } \dot{I}_1 \text{ 的共轭值。}$$

$$P_1 = -\frac{V_1}{c} \left[\frac{r_1 r_2^2}{s^2} + r_1 (x_2 + x_m)^2 + \frac{r_2 x_m^2}{s} \right] - \frac{V_1 V_2 x_m}{sc} (b \cos \alpha - a \sin \alpha) \quad (2-19)$$

定子每相无功功率为

$$Q_1 = \operatorname{Im}(\dot{V}_1 \dot{I}_1^*)$$

$$Q_1 = -\frac{V_1 V_2 x_m}{sc} (a \cos \alpha + b \sin \alpha) - \frac{V_1^2}{c} [(x_2 + x_m) [x_1 x_2 + x_m (x_1 + x_2)] + \frac{r_2^2}{s^2} (x_1 + x_2)] \quad (2-20)$$

定子每相铜耗为：

$$P_{r1} = I_1^2 r_1 \quad (2-21)$$

定子每相漏抗产生的无功为：

$$Q_{x1} = I_1^2 x_1 \quad (2-22)$$

激磁电抗产生的无功为：

$$Q_{xm} = |\dot{I}_2 - \dot{I}_1|^2 x_m \quad (2-23)$$

则定子方从气隙中获得的有功功率为

$$\begin{aligned} P_{g1} = P_1 + P_{r1} = & \frac{x_m^2}{c} \left(\frac{V_2^2}{s^2} r_1 - \frac{V_1^2}{s} r_2 \right) + \frac{V_1 V_2}{sc} \left[\cos \alpha \left(\frac{r_2}{s} (x_1 + x_m) - r_1 (x_2 + x_m) \right) \right. \\ & \left. + \frac{V_1 V_2}{sc} \left[\sin \alpha \left(\frac{r_1 r_2}{s} + x_1 x_2 + x_m (x_1 + x_2) \right) \right] \right] \end{aligned} \quad (2-24)$$

同理，定子方从气隙中获得的无功功率为

$$\begin{aligned}
Q_{g1} &= Q_1 + Q_{x1} + Q_{xm} \\
&= \frac{x_m}{c} \left[\frac{V_2^2}{s^2} (x_1 x_m + x_1^2 + r_1^2) - V_1^2 x_2 x_m \right] + \frac{V_1 V_2 x_m}{sc} \left[\cos \alpha \left(\frac{r_1 r_2}{s} - x_1 x_m + x_2 (x_1 + x_m) \right) \right. \\
&\quad \left. + \frac{V_1 V_2 x_m}{sc} \left[\sin \alpha \left(r_1 x_2 - x_1 \frac{r_2}{s} - x_m \left(r_1 + \frac{r_2}{s} \right) \right) \right] \right] \quad (2-25)
\end{aligned}$$

转子侧的功率关系如下:

转子每相有功功率为 $P_2 = \text{Re}(\dot{V}_2 \dot{I}_2^*)$ 其中 \dot{I}_2^* 为 \dot{I}_2 的共轭值。

$$\begin{aligned}
P_2 &= \frac{V_2^2}{s^2 c} \left[\frac{r_1^2 r_2}{s} + (x_1 + x_m) x_2 \frac{r_2}{s} + x_m \left(x_1 \frac{r_2}{s} + x_m \left(r_1 + \frac{r_2}{s} \right) \right) \right] \\
&\quad - \frac{V_1 V_2 x_m}{sc} (b \cos \alpha + a \sin \alpha) \quad (2-26)
\end{aligned}$$

转子每相无功功率为 $Q_2 = \text{Im}(\dot{V}_2 \dot{I}_2^*)$

$$\begin{aligned}
Q_2 &= \frac{V_2^2}{s^2 c} \left[(x_1 + x_2) r_1^2 + (x_1 + x_m) (x_1 x_2 + x_m (x_1 + x_2)) \right] \\
&\quad + \frac{V_1 V_2 x_m}{sc} (a \cos \alpha + b \sin \alpha) \quad (2-27)
\end{aligned}$$

转子每相铜耗为:

$$P_{r2} = I_2^2 r_1 \quad (2-28)$$

转子每相漏抗产生的无功为:

$$Q_{x2} = I_2^2 x_1 \quad (2-29)$$

从转子传递至气隙的有功功率为:

$$\begin{aligned}
P_{g2} &= P_2 - P_{r2} = \frac{x_m^2}{c} \left(\frac{V_2^2}{s} r_1 - V_1^2 r_2 \right) + \frac{V_1 V_2}{c} \left[\cos \alpha \left(\frac{r_2}{s} (x_1 + x_m) - r_1 (x_2 + x_m) \right) \right. \\
&\quad \left. + \frac{V_1 V_2}{sc} \left[\sin \alpha \left(\frac{r_1 r_2}{s} + x_1 x_2 + x_m (x_1 + x_2) \right) \right] \right] \quad (2-30)
\end{aligned}$$

从转子传递至气隙的无功功率为:

$$\begin{aligned}
Q_{g2} &= Q_2 - Q_{r2} = \frac{x_m}{c} \left[\frac{V_2^2}{s} (x_1 x_m + x_1^2 + r_1^2) - s V_1^2 x_2 x_m \right] \\
&\quad + \frac{V_1 V_2 x_m}{c} \left[\cos \alpha \left(\frac{r_1 r_2}{s} - x_1 x_m + x_2 (x_1 + x_m) \right) + \sin \alpha \left(r_1 x_2 - x_1 \frac{r_2}{s} - x_m \left(r_1 + \frac{r_2}{s} \right) \right) \right] \quad (2-31)
\end{aligned}$$

由以上可得,

$$\begin{cases} sP_{g1} = P_{g2} \\ sQ_{g1} = Q_{g2} \end{cases} \quad (2-32)$$

可以看出, 转子方传递至气隙的功率等于定子方从气隙中获取的功率与转差率之积。在不计铁耗和机械损耗的情况下, 由以上公式可以得出转子励磁双馈发电机的能量流动关系:

$$\begin{cases} P_{mech} + P_2 = P_1 + P_{r1} + P_{r2} \\ P_{g2} = P_2 - P_{r2} \\ P_{g1} = P_1 + P_{r1} \\ sP_{g1} = P_{g2} \\ P_{mech} = (1-s)P_{g1} \end{cases} \quad (2-33)$$

式中: P_{mech} — 转子轴上风机输入的机械功率;

P_{g1} — 发电机的电磁功率;

s — 转差率;

其中转子轴上输入机械功率:

$$\begin{cases} P_{mech} = K\omega_m^3 \\ P_1 = \frac{K\omega_m^3}{1-s} - \Delta P \\ \Delta P = P_{r1} + P_{f1} + \frac{P_m}{1-s} \end{cases} \quad (2-34)$$

在变速发电系统中, 通过实时检测转速 ω_m , 按照上面公式计算出 P_1 作为发电机的有功功率指令值给定 P_1^* , 实现最大风能跟踪和捕获。

在忽略电机定、转子铜耗的情况下, 可以得到

$$P_2 = sP_1; \quad P_{g1} = P_1 = 3V_1 I_1 \cos \varphi_1; \quad (2-35)$$

忽略电机定转子铜损耗、铁损耗及各种机械摩擦损耗等, 只研究电磁功率 P_{g1} 、机械功率 $P_{mech} = (1-s)P_{g1}$ 和转差功率 $P_2 = sP_1$ 流向确定其运行状态。

(1) 转子运行于亚同步速的电动状态

此时 $0 < s < 1$, 磁功率 $P_1 = 3V_1 I_1 \cos \varphi_1 > 0$, 此功率的流动方向是从定子电源到电机; 机械功率 $P_{mech} = (1-s)P_{g1} > 0$, 电机输出给机械负载; 转差功率 $P_2 = sP_1 > 0$ 部分功率回馈给转子外接电源, 这种情况属于电动运行状态, 电磁转矩为拖动性转矩。

(2) 转子运行于超同步速的电动状态

此时 $s < 0$, 电磁功率 $P_{g1} = 3V_1 I_1 \cos \varphi_1 > 0$, 功率由定子电源输给电机; 机械功率 $P_{mech} = (1-s)P_{g1} > P_{g1} > 0$, 电机输出给机械负载; 转差功率 $P_2 = sP_1 < 0$, 转子外接电源输入电功率, 这种情况属于电磁转矩为拖动性转矩。

(3) 转子运行于亚同步速的发电状态

此时 $0 < s < 1$, 电磁功率 $P_1 = 3V_1 I_1 \cos \varphi_1 < 0$, 功率由电机回馈给定子电源; 机械功率 $P_{mech} = (1-s)P_{g1} < 0$, 由原动机输入给电机; 转差功率 $P_2 = sP_1 < 0$, 外接电源输入给电机, 这种情况下电磁转矩为制动性转矩

(4) 转子运行于超同步速的发电状态

此时 $s < 0$, 磁功率 $P_1 = 3V_1 I_1 \cos \varphi_1 < 0$, 功率由电机回馈给定子电源; 机械功率

$P_{mech} = (1-s)P_{g1} > P_{g1} < 0$ ，由原动机输入给电机；转差功率 $P_2 = sP_1 > 0$ ，回馈给转子外接电源的功率，这种情况下电磁转矩为制动性转矩。

(5) 转子处于同步转速状态

此时 $s=0$ ，机械功率 $P_{mech} = (1-s)P_{g1} = P_{g1}$ ，转差功率 $P_2 = sP_1 = 0$ ，此时无论处于发电状态还是电动状态，转子外接变流器电路均不传递能量。

。综上所述可见，双馈发电机可以运行于不同的工作状态，对于风力发电中的双馈电机来说，主要运行于亚同步速定子回馈制动和超同步速定子回馈制动状态，其功率流动如图 2-10 所示。

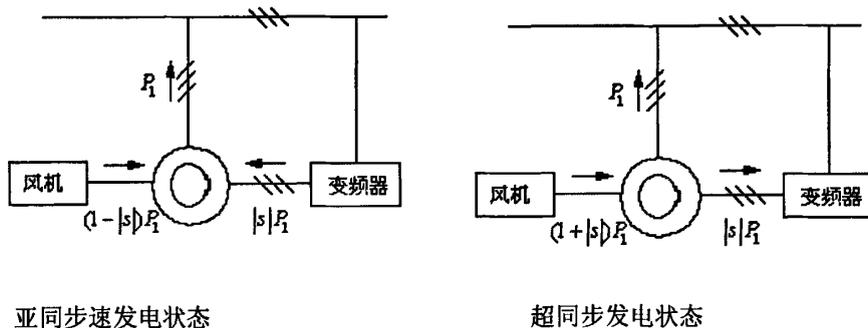


图 2-10 双馈电机处于发电状态的两种工况

根据上述分析，为了实现风力机组的最大能量转换效率和满足并网条件，风力发电机必须变速恒频运行，为了控制发电机转速和输出的功率因数，必须对发电机的有功功率和无功功率进行解耦控制。这一过程是采用磁场定向的矢量控制技术，通过对用于励磁的 PWM 变频器各分量的电压、电流的调节来实现的。

2.5 双馈异步发电机在 dq 坐标系下的数学模型

矢量控制的核心是要实现对异步电机定子电流有功和无功两个正弦交变分量单独控制和调节，坐标变换为解决这一问题提供了有效的方法。首先通过坐标变换，将交流异步机的模型与直流机统一起来。将控制对象异步机等效为一台直流机；进而将作为异步机控制量的两个交流分量，转换为在空间上正交的两个直流量进行控制。然后，再通过反变换还原成交流变量来控制交流机，以达到实际单独控制异步机两个交流分量的目的。在实际的控制系统中，可以将异步机实际交变量变换和分解为两个独立的直流量作为反馈控制量，从而实现与直流机相似的双闭环控制。所以为了DFIG简化分析和应用于矢量变换控制，应通过坐标变换的方法简化数学模型^{[23][27]}。

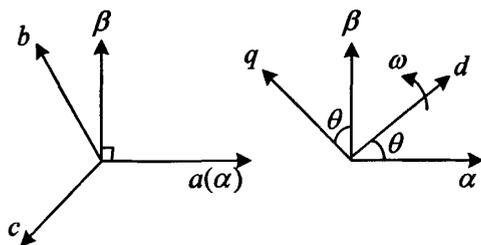


图 2-11 空间坐标系下的转换关系

空间坐标位置关系如图2-11所示。经常采用的基本坐标变换关系有：

(1) 三相静止abc坐标系与两相静止坐标系 α β 之间的变换关系

由三相静止abc坐标系到两相静止 α β 坐标系的变换关系可用变换矩阵(恒功率变换)表示。

$$C_{3s/2s} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2-36)$$

由两相静止 α β 坐标系到三相静止 abc 坐标系的变换矩阵(恒功率变换)则为

$$C_{2s/3s} = C_{3s/2s}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2-37)$$

(1) 两相静止 α β 坐标系与两相 d/q 旋转坐标系之间的变换关系

由两相静止 α β 坐标系到两相 d/q 旋转坐标系的变换矩阵为

$$C_{2s/2r} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad \theta = \omega t \quad (2-38)$$

由两相 d/q 旋转坐标系到两相 α β 静止坐标系的变换矩阵为

$$C_{2r/2s} = C_{2s/2r}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2-39)$$

(3) 三相静止 abc 坐标系与两相 d/q 旋转坐标系之间的变换关系

根据(1)、(2)，可得由三相静止 abc 坐标系到两相 d/q 旋转坐标系的变换矩阵为

$$C_{3s/2r} = C_{2s/2r} C_{3s/2s} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2-40)$$

同理可得到从两相 d/q 旋转坐标系到三相静止 abc 坐标系的变换矩阵为

$$C_{2r/3s} = C_{3s/2r}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta - 120^\circ) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2-41)$$

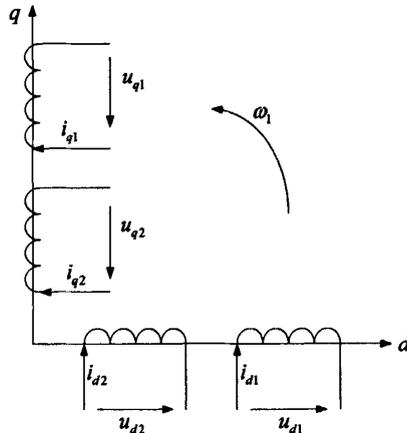


图 2-12 DFIG 在旋转坐标系下的数学模型

如果 $\omega = \omega_1$ (ω_1 为同步角速度), 则 d/q 坐标系即为两相同步速旋转坐标系。利用上述的坐标变换关系, 将三相静止坐标系下 DFIG 数学模型中的电压、电流、磁链和转矩变换到 dq 坐标系下, 可得到两相同步速旋转坐标系下的 DFIG 的数学模型。变换后 DFIG 的绕组等效为图 2-12 的物理模型。由于 dq 坐标轴相互垂直, 两相绕组之间没有磁的耦合, DFIG 的数学模型得到很大的简化。同步旋转 dq 坐标系下的 DFIG 的数学模型表示如下^{【10】【13】【16】【24】}。

(1) 电压方程

定子绕组电压方程:

$$\begin{cases} u_{d1} = -R_1 i_{d1} - p\psi_{d1} + \omega_1 \psi_{q1} \\ u_{q1} = -R_1 i_{q1} - p\psi_{q1} - \omega_1 \psi_{d1} \end{cases} \quad (2-42)$$

转子绕组电压方程:

$$\begin{cases} u_{d2} = R_2 i_{d2} + p\psi_{d2} - \omega_s \psi_{q2} \\ u_{q2} = R_2 i_{q2} + p\psi_{q2} + \omega_s \psi_{d2} \end{cases} \quad (2-43)$$

其中, $u_{d1}, u_{q1}, u_{d2}, u_{q2}$ 分别为定、转子电压的 dq 轴分量;

$i_{d1}, i_{q1}, i_{d2}, i_{q2}$ 分别为定、转子电流的 d、q 轴分量;

$\omega_s = \omega_1 - \omega_r$ 为 pq 坐标系相对于转子的角速度。

(2). 磁链方程

定子磁链方程:

$$\begin{cases} \psi_{d1} = L_1 i_{d1} - L_m i_{d2} \\ \psi_{q1} = L_1 i_{q1} - L_m i_{q2} \end{cases} \quad (2-44)$$

转子磁链方程:

$$\begin{cases} \psi_{d2} = -L_m i_{d1} + L_2 i_{d2} \\ \psi_{q2} = -L_m i_{q1} + L_2 i_{q2} \end{cases} \quad (2-45)$$

式中: $\psi_{d1}, \psi_{q1}, \psi_{d2}, \psi_{q2}$ 分别为定、转子磁链的 d、q 轴分量;

$L_m = 1.5L_{m1}$ 为 dq 坐标系下同轴定、转子绕组间的等效互感;

$L_1 = L_{11} + 1.5L_{m1}$ 为 dq 坐标系下两相定子绕组的自感;

$L_2 = L_{22} + 1.5L_{m2}$ 为 dq 坐标系下两相转子绕组的自感。

由以上关系式可得到电压与电流之间的关系:

$$\begin{bmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \\ u_{d2} \\ u_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_1 - L_1 p & \omega_1 L_1 & L_m p & -\omega_1 L_m \\ -\omega_1 L_1 & -R_1 - L_1 p & \omega_1 L_m & L_m p \\ -L_m p & \omega_s L_m & R_2 + L_2 p & -\omega_s L_2 \\ -\omega_s L_m & L_m p & \omega_s L_2 & R_2 + L_2 p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} \quad (2-46)$$

3. 转矩方程:

$$T_e = p_n (\psi_{q1} i_{d1} - \psi_{d1} i_{q1}) = p_n L_m (i_{d1} i_{q2} - i_{q1} i_{d2}) \quad (2-47)$$

式中 T_e 为发电机的电磁转矩。

4. 运动方程

$$T_L - T_e = \frac{J_g}{p_n} \frac{d\omega_m}{dt} + \frac{D_g}{p_n} \omega_r + \frac{K_g}{p_n} \theta_r \quad (2-48)$$

式中： T_L 为风力机提供的拖动转矩；

J_g 为发电机的转动惯量；

D_g 为与转速成正比的阻转矩阻尼系数；

K_g 为扭转弹性转矩系数。

2.6 本章小结

本章是对风力机和双馈电机进行基本的数学分析,对风力机的能量以及与双馈电机的能量传递进行了定量分析,对风力机的参数,包括最大风能利用系数 C_p ,最佳叶尖速比 λ ,进行简单介绍,说明最大风能利用系数 C_p 和叶尖速比 λ 以及桨叶节距角 β 的函数关系。分析了双馈电机工作的基本原理,表明可以通过调节转子侧的励磁电流频率,幅值和相位,来实现DFIG的变速恒频,同时调节输出的有功功率和无功功率。通过DFIG的等效电路,分析了变流器输入输出的功率 P_2 、电机定子输出的功率 P_1 和电机转子轴上输入机械功率 P_{mech} 的关系,在忽略定子和转子电阻的条件下, $P_{mech} = (1-s)P_1$, $sP_1 = P_2$,变流器功率为转差功率。对DFIG在各种不同工作状态下的分析,说明了DFIG变速恒频运行的必要性。建立了DFIG在两相旋转坐标系下的数学模型,为下一章DFIG的矢量控制提供理论基础。

第三章 双馈电机的矢量控制策略

本章主要研究双 PWM 变换器以及通过 PWM 变换器励磁的 DFIG 的控制策略。首先根据 DFIG 励磁的要求，选择双 PWM 变换器作为 DFIG 励磁装置，分析了其存在的优点和缺点，然后对变换器分析、建模，提出了网侧变换器的矢量控制策略，绘制出了控制框图。接着就 DFIG 控制的主要目标，即最大功率跟踪控制和有功无功控制，研究了转子侧变换器控制 DFIG 励磁电流的方法，根据定子磁场定向控制理论，基于第二章 DFIG 在 dq 轴的数学模型，研究了 DFIG 的并网控制方法，为系统仿真和实际研究提供理论依据。

3.1 引言^{[6][13]}

通常的变频调速系统的控制量是交流电动机的定子电压幅值和频率（电压控制型）或定子电流幅值和频率（电流控制型），它们都是标量。在由它们构成的标量控制系统中，只能按电动机稳态运行规律进行控制。标量控制系统中只控制了大小，没控制瞬时方向，不能使转子磁链和转差角速度解耦。因此，欲改善电磁转矩控制性能，必须对定子电压或电流实施矢量控制，既控制大小又控制方向。

一个矢量通常可用它在直角坐标系上的两个分量表达，异步电动机中的所有矢量（磁通势、磁链、电压、电流等）都在空间以同步速度旋转，它们在静止坐标系上的各分量都是交流量，控制和计算不方便。借助于坐标变换，使人从静止坐标系站在同步旋转坐标系上看电动机各矢量都变成了静止矢量，它们在同步速度旋转坐标系上的各分量都是直流量。所有矢量经过坐标变换，从旋转坐标系回到静止坐标系，把直流给定量变换成物理上实际存在的交流给定量在静止坐标系对交流量进行控制，使其实际值等于给定值。这就是整个矢量控制思想和过程。

从现有文献看，绝大多数变速恒频双馈发电系统的励磁控制策略都采用矢量控制来实现定子端口有功和无功功率的解耦控制。其中，尤以采用定子磁场或定子电压定向的矢量控制居多，原因在于励磁控制模型经过定向后，定子端口有功和无功功率的表达式形式简洁，有利于控制系统的构成和实现。本章根据第二章建立的双馈发电机在两相同步旋转坐标系下的数学模型，揭示了双馈发电机并网运行和独立运行在定子磁场定向控制策略下的内在统一和区别。重点研究了基于背靠背电压源变换器并网型双馈发电机的控制目标、控制方式、运行特性和系统功率流动等关键技术及其实现方法，并给出了系统控制框图。其中，电网侧 PWM 变换器采用电网电压矢量定向控制技术，保证了电网电流的正弦性。转子侧 PWM 变换器采用定子磁场定向控制技术，在转速大范围变化的

运行条件下,可获得定子端口有功和无功功率的解耦控制。

3.2 双馈发电机交流励磁用双 PWM 变换器^{[21][22][23][24][36]}

变速恒频双馈异步风力发电机的控制是通过转子交流励磁用变换器的控制实现的,从电力电子技术角度看,有不少可实现频率变换的变换电路可用但必须满足变速恒频双馈风力发电的特殊要求,故其选型至关重要。变速恒频双馈风力发电机对转子交流励磁电源有如下要求:

1. 为了追踪最大风能并最大限度地减少励磁变换器的容量,发电机需要在同步速上、下运行,要求变换器具有能量双向流动的能力。

2. 发电机的转子与定子之间存在电磁耦合,转子侧的谐波电流会在定子侧感应出相应的谐波电势。为确保定子侧所发出的电能的质量,要求励磁变换器要有优良的输出特性。

3. 随着风力发电机组单机容量的增大,励磁变换器的容量也在增大,为了防止变换器作为电网的非线性负载对电网产生谐波污染和引起无功问题,要求变频器的输入特性好,即输入电流的谐波少,功率因数高。

4. 目前变速恒频双馈风电机组的单机容量已达到几个MW,尽管双馈发电机采用转子交流励磁只需转差功率大小容量,但大风量的风电机组的变换器容量仍可达到MW级,故励磁装置属于大容量的半导体变流装置。

5. 随着风电技术的发展,风电在电网中所占比例越来越大,电网对风电机组在电网故障下的不间断运行能力提出了要求。因而不仅要求交流励磁电源具有一定的对电网故障的适应能力,而且还应具有对DFIG的有效的控制能力。

采用当前电力电子技术构造可满足交流励磁要求的变换器主要两电平电压型双PWM变换器、交一直一交电压源、电流源并联型变换器、矩阵式变换器、多电平变换器、以及普通钳位谐振变换器这六种。其中三相两电平电压型PWM变换器是三相变换器中最常用的一种,关于它的研究是最充分的,控制技术是最成熟。虽然存在直流母线电容体积庞大,容值随时间减少和运行时的开关损耗大,以及一般需要在网侧PWM变换器与电网联接处附加EMI滤波器和在转子侧变换器的输入端增加一个用于限制输出电压变化率的滤波器。但是其优点是明显的。

两电平电压型双PWM变换器是由两个完全相同的两电平电压型三相PWM变换器通过直流母线连接而成,如图3-1所示,其英文名称为back-to-back PWM converter. 由于在变速恒频交流励磁双馈风力发电系统的运行过程中,两个PWM变换器的工作状态经常变换,通常不再以它们工作于整流或逆变的状态来区分它们,而是按照它们的位置分别称之为网侧PWM变换器和转子侧PWM变换器,如图3-1所示。很多文献讨论了这种双PWM变换器在变速恒频风力发电系统中的应用。

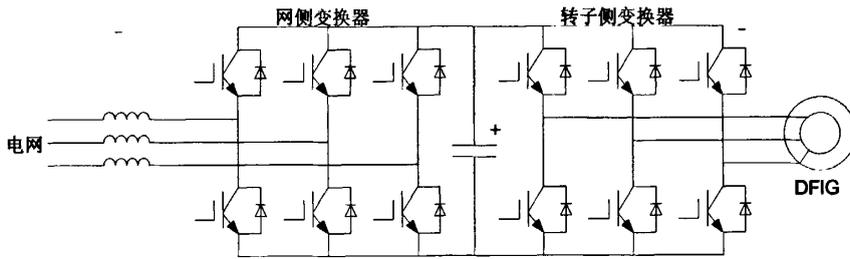


图 3-1 DFIG 励磁的双 PWM 变换器结构

在具体的运行控制过程中，这两个 PWM 变换器各司其职。其中，网侧变换器的任务主要有两个，一是保证其良好的输入特性，即输入电流的波形接近正弦，谐波含量少，功率因数符合要求，理论上网侧 PWM 变换器可获得任意可调的功率因数，这就为整个系统的功率因数的控制提供了另一个途径；二是保证直流母线电压的稳定，直流母线电压的稳定是两个 PWM 变换器正常工作的前提，是通过对输入电流的有效控制来实现的。转子侧变换器的作用是也主要分两个方面，一是给 DFIG 的转子提供励磁分量的电流，从而可以调节 DFIG 定子侧所发出的无功功率；二是通过控制 DFIG 转子转矩分量的电流控制 DFIG 的转速或控制 DFIG 定子侧所发出的有功功率，从而使 DFIG 运行在风力机的最佳功率曲线上，实现最大风能追踪（捕获）运行。

两电平电压型双 PWM 变换器用作变速恒频双馈风力发电用交流励磁电源有如下的优势：

1. 三相电压型 PWM 变换器是三相变换器中最常用的一种，有关的研究也最成熟许多功率器件的生产商专门针对这种结构的变换器设计了功率模块，并已大批量生产。因此，与需要特殊设计的功率器件的其它形式的变换器相比较，功率器件的成本会节省很多。

2. 其主电路简单，性能可靠，有现成的控制方案可供借鉴，硬件、软件的开发周期短。

3. 在这种交一直一交的结构中，两个变换器之间的直流母线电容使两个变换器实现了解耦，这使得两个变换器可以独立地分开控制而不会相互干扰。如果电网侧出现轻度故障时，可以通过有效地控制网侧 PWM 变换器保持直流母线电压不变，这样不至于影响转子侧变换器的控制，反之，DFIG 转子出现不正常运行的情况，只需要通过对转子侧的有效控制即可，对网侧 PWM 变换器而言只是相当于一个负载扰动。这种结构使得这种变换器自身具有对电网故障有较强的适应能力。

4. 由于这种变换器的网侧变换器采用的是 Boost 升压电路，所以从理论上讲，只要选取合适的电路参数，直流母线电压可以达到很大，但实际上往往根据器件的容量、耐压、DFIG 运行要求及整个系统的损耗等因素综合决定直流母线电压的大小。若采用 SVPWM，在没有过调制的情况下，转子侧变换器的直流母线电压利用率就可达到 1。所以电压型双 PWM 变换器的电压传输比高，对转子侧输出

电压的控制能力强，这是DFIG在电网故障下不间断运行所希望的。

由于电能双向传输，PWM整流器即可以工作在整流状态，又可以工作在逆变状态，实际上是一个交、直流测可控的四象限变流装置，其工作矢量图如图3-2所示，其中：a)为输入电压与输入电流同相位，工作在整流状态；b)为输入电压与输入电流反相位，工作于逆变状态。

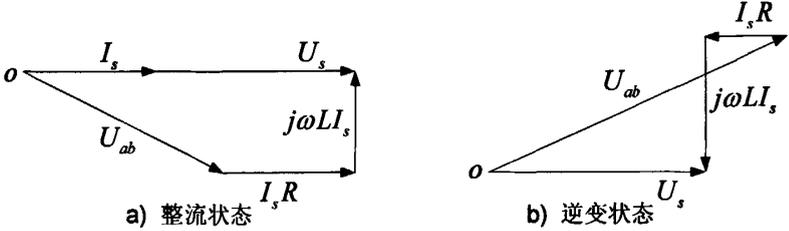


图 3-2 PWM 整流器的工作状态

从向量图可知，理论上整流器可实现单位功率因数控制，具有能量双向流动的功能，只要控制交流侧电压幅值和相位，就可以控制输入电流的相位而实现单位功率因数控制，控制输入电流的大小，可以控制直流侧的电压。

3.3 电压型 PWM 整流器的数学模型及控制方法

PWM 高频整流器主电路采用 IGBT 与续流二极管反并联的方式构成开关元件单元，可控全桥的三个桥臂共使用 6 个开关单元，三相电压型 PWM 整流器的主电路及有关变量的定义如图 3-3 所示。

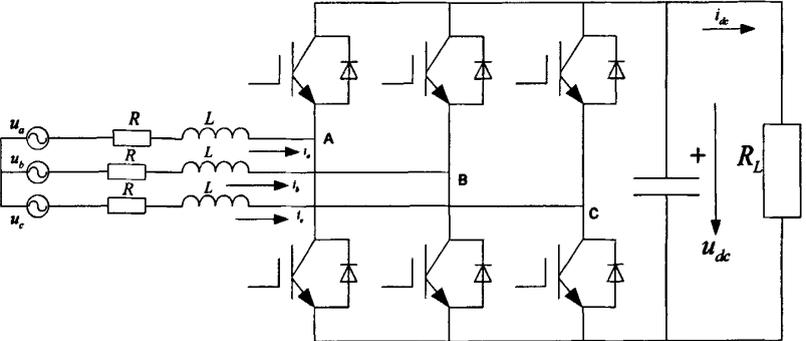


图 3-3 三相电压型 PWM 整流器

其中 R_L 为直流侧负载，直流电容 C 上的电压为 u_{dc} ，输入回路等效参数 R, L

设三相电网电压 u_a, u_b, u_c 平衡，根据电路拓扑结构和工作机理，可以得出 PWM 整流器在三相静止坐标下的一般数学模型如下：

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = u_a - u_{dc} \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} - Ri_a \\ L \frac{di_b}{dt} = u_b - u_{dc} \frac{2S_b - S_a - S_c}{3} - Ri_b \\ L \frac{di_c}{dt} = u_c - u_{dc} \frac{2S_c - S_a - S_b}{3} - Ri_c \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_{dc} \end{cases} \quad (3-1)$$

式子中： S_a 、 S_b 、 S_c 表示三个桥臂的开关状态，

$S_k = 1$ ：上桥臂导通，下桥臂关断

$S_k = 0$ ：下桥臂导通，上桥臂关断（k取a, b, c）

3.3.1 网侧整流器控制策略和控制框图

电网侧 PWM 变换器采用电网电压矢量定向控制技术，控制目标将是^{[11][12]}：①输出直流电压恒定且有良好的动态响应能力。②确保网侧输入电流正弦，输入功率因数接近 1。输入电流的有效控制是网侧变换器控制的关键。将式子（3-1）进行 3/2 转换，得到电网电压定向下两相同步速旋转坐标系中的网侧变换器模型。

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = u_d - v_d - Ri_d + L\omega i_q \\ L \frac{di_q}{dt} = u_q - v_q - Ri_q - L\omega i_d \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{v_d}{u_{dc}} i_d + \frac{v_q}{u_{dc}} i_q - i_{dc} \end{cases} \quad (3-2)$$

式子中： v_d 、 v_q 表示整流器交流侧的 d, q 分量，

u_{dc} 、 i_{dc} 表示整流直流侧的电压和电流

在以电网电压定向的前提下， $u_d = U$ ， $u_q = 0$ ，其中 U 为电网电压空间矢量的幅值。稳态运行中，直流电压稳定，变换器作空间矢量脉宽调制，功率器件开关频率很高，变换器交流侧电压包含有基波和高次谐波。

稳态时式（3-2）中的各状态变量恒定，导数为零，故有

$$\begin{cases} u_d = v_d + Ri_d - L\omega i_q = U \\ u_q = v_q + Ri_q + L\omega i_d = 0 \end{cases} \quad (3-3)$$

转换格式后有：

$$\begin{cases} v_d = u_d - Ri_d + L\omega i_q = U - Ri_d + L\omega i_q \\ v_q = u_q - Ri_q - L\omega i_d = -Ri_q - L\omega i_d \end{cases} \quad (3-4)$$

根据功率的定义，在同步 dq 坐标系下，整流器的有功功率 P 和无功功率 Q 的表达式为：

$$W_{oi}(s) = \frac{K_{ip}K_{PWM}}{R\tau_s(1.5T_s+1)} \quad (3-7)$$

根据典型 I 型系统参数整定关系，当取系统阻尼比 $\zeta = 0.707$ 时求解得：

$$\begin{cases} K_{ip} = \frac{R\tau_i}{3T_sK_{PWM}} \\ K_{ii} = \frac{K_{ip}}{\tau_i} = \frac{R}{3T_sK_{PWM}} \end{cases} \quad (3-8)$$

电流内环简化等效传递函数为：

$$W_{ci} = \frac{1}{1+3T_s s} \quad (3-9)$$

当开关频率足够高时，电流内环具有较快的动态响应。简化后的电压环控制结构如图 3-5 所示

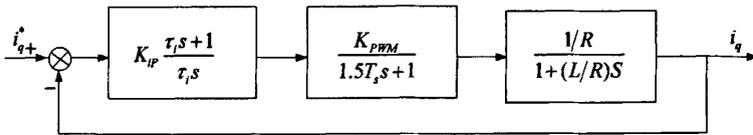


图 3-5 i_q 电流内环简化结构

(2) 电压控制器设计

为简化控制结构，将电压采样小惯性时间常数 τ_v 与电流内环等效小时间常数 $3T_s$ 合并，即 $T_{ev} = \tau_v + 3T_s$ ，且不考虑负载电流 i_L 的扰动，简化后的电压环控制结构如图 3-6 所示。

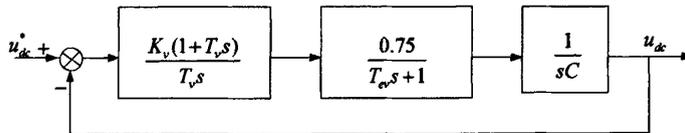


图 3-6 电压外环控制的简化结构

由于电压外环的主要控制作用是稳定三相VSR直流电压，故其控制系统整定时，应重点考虑电压环的抗干扰性能。按文献[1]中典型 II 型系统设计电压调节器，电压环的开环传递函数为：

$$W_{ov}(s) = \frac{0.75K_v(T_v s + 1)}{CT_v s^2(T_{ev} s + 1)} \quad (3-10)$$

由此，得电压环中频宽 h_v 为：

$$h_v = \frac{T_v}{T_{ev}} \quad (3-11)$$

由典型 II 型系统控制器参数整定关系得：

$$\frac{0.75K_v}{CT_v} = \frac{h_v + 1}{2h_v^2 T_{ev}^2} \quad (3-12)$$

工程上一般取 $h_v = 5$ ，代入公式得到电压环 PI 调节器参数为：

$$\begin{cases} T_v = 5T_{ev} = 5(\tau_v + 3T_s) \\ K_v = \frac{4C}{\tau_v + 3T_s} \end{cases} \quad (3-13)$$

实际参数在调试时需略微修改。

3.4 转子侧 PWM 变流器和 DFIG 的控制策略

变速恒频双馈风力发电系统的主要运行目标有两个，首先是实现最大风能追踪，其核心是对DFIG转速或者是有功功率的控制；其次是对DFIG定子输出无功功率的控制。DFIG的有功和无功功率与转子电流密切相关，所以这两个目标又是通过转子侧PWM变换器对DFIG转子电流的有效控制来实现的。由此可见，DFIG是控制的对象，转子侧PWM变换器是控制指令的执行者。转子侧PWM变换器控制包括两个部分的控制，即DFIG定子端口有功和无功功率的解耦控制和DFIG的并网控制，DFIG的控制常用的有基于定子磁场矢量定向控制技术和定子电压矢量定向控制技术的，与定子磁链定向矢量控制相比较，定子电压定向矢量控制，省去了定子磁链观测器，直接用测得的电网电压计算坐标变换的角度。在电网电压一定的情况下，在忽略定子电阻的情况下，定子电压定向矢量控制与定子磁链定向矢量控制可以认为是等效的，它们的具体控制方式略有不同，但实质上基本一致，本节仅对定子磁链定向矢量控制加以研究。DFIG并网方式有两种：①空载并网方式：并网前DFIG空载，调节DFIG的定子空载电压实现并网的方法；②负载并网方式：并网前DFIG接独立负载（如电阻），调节其定子电压实现并网的方法。两种并网方式都允许机组转速在较大的范围内变化，故适用于变速恒频风力发电系统。在两种并网方式控制下，DFIG定子电压均能迅速向电网电压收敛，实现较小冲击的并网。

3.4.1 DFIG 的数学模型和定子磁链定向

DFIG 定子绕组直接连在无穷大电网上，可以近似地认为定子的电压幅值、频率都是恒定的，所以 DFIG 矢量控制一般选择定子电压或定子磁场定向方式。我们将同步速旋转 dq 坐标系中的 d 轴定在 DFIG 定子磁链方向，并将磁场定向后的坐标系重新命名为 mt 坐标系，如图 3-7 所示。图中 $\alpha_1\beta_1$ 为定子两相静止坐标系， α_1 轴取定子 a 相绕组轴线正方向； $\alpha_2\beta_2$ 为转子两相坐标系， α_2 取转子 a 相绕组轴线正方向。 $\alpha_2\beta_2$ 坐标系相对于转子静止，相对于定子绕组以转子角速度 ω_r 逆时针方向旋转。mt 坐标系以同步速 ω_1 逆时针旋转。 α_2 轴与 α_1 轴的夹角 θ_r ，m 轴与 α_1 轴夹角为 θ_s 。

$$\begin{cases} P_1 = u_{m1}i_{m1} + u_{t1}i_{t1} \\ Q_1 = u_{t1}i_{m1} - u_{m1}i_{t1} \end{cases} \quad (3-18)$$

定子磁链定向时，定子磁链矢量 ψ_1 与m轴方向一致，因此m、t轴上的磁链分量分别为： $\psi_1 = \psi_{m1}$ ， $\psi_{t1} = 0$ 。由于DFIG定子侧频率为工频，定子电阻远小于定子绕组电抗，可以忽略，即 $R_1 = 0$ 。因而DFIG感应电动势近似等于定子电压。因为感应电动势矢量 \bar{E}_1 落后 ψ_1 90° ，故感应电动势矢量 \bar{E}_1 和定子电压矢量 u_1 （并网后的定子电压矢量 u_1 等于电网电压矢量 u_0 ）应于t轴的负方向，从而有 $u_{m1} = 0$ ， $u_{t1} = -u_1$ 关系其中 u_1 为定子电压矢量 u_{t1} 的幅值，当DFIG连接到理想电网上时 u_1 为常数。将 $u_{m1} = 0$ ， $u_{t1} = -u_1$ 代入上面关系式可得

$$\begin{cases} P_1 = -u_1 i_{t1} \\ Q_1 = -u_1 i_{m1} \end{cases} \quad (3-19)$$

从而可以将模型进一步简化，可以看出，定子侧的有功功率 P_1 和 Q_1 无功功率分别与定子电流在m、t轴上的电流成正比，调节转矩电流分量 i_{t1} 和励磁电流分量 i_{m1} 可以独立的调节 P_1 和 Q_1 [6] [19]。

3.4.2 定子磁链定向的DFIG矢量控制 [11] [19] [32] [33]

因为对于 P_1 和 Q_1 的控制是通过DFIG转子侧的变换器进行的，应推导转子电流、电压和定子电流转矩分量 i_{t1} 和励磁分量 i_{m1} 之间的关系。将 $R_1 = 0$ ， $u_{m1} = 0$ ， $u_{t1} = -u_1$ 及 $\psi_{m1} = \psi_1$ ， $\psi_{t1} = 0$ 代入(3-16)，可以得到：

$$\begin{cases} \psi_1 = \frac{u_1}{\omega_1} \\ p\psi_1 = 0 \end{cases} \quad (3-20)$$

$$\begin{cases} i_{m2} = \frac{1}{L_m}(L_1 i_{m1} - \psi_1) \\ i_{t2} = \frac{L_1}{L_m} i_{t1} \end{cases} \quad (3-21)$$

再将式(3-21)代入式(3-17)中，得到：

$$\begin{cases} \psi_{m2} = m_1 \psi_1 + m_2 i_{m2} \\ \psi_{t2} = m_2 i_{t2} \end{cases} \quad (3-22)$$

式中： $m_1 = -L_m/L_1$ ， $m_2 = L_2 - L_m^2/L_1$

把式(3-22)代入式(3-15)

$$\begin{cases} u_{m2} = u'_{m2} + \Delta u_{m2} \\ u_{t2} = u'_{t2} + \Delta u_{t2} \end{cases} \quad (3-23)$$

其中：

$$\begin{cases} u'_{m2} = (R_2 + m_2 p) i_{m2} \\ u'_{i2} = (R_2 + m_2 p) i_{i2} \end{cases} \quad (3-24)$$

$$\begin{cases} \Delta u_{m2} = -m_2 \omega_s i_{i2} \\ \Delta u_{i2} = m_1 \omega_s \psi_1 + m_2 \omega_s i_{m2} \end{cases} \quad (3-25)$$

其中， u_{m2}^* 、 u_{i2}^* ：为实现转子电压、电流解耦控制的解耦项， Δu_{m2} 、 Δu_{i2} ：为消除转子电压、电流交叉耦合的补偿项。将转子电压分解为解耦项和补偿项后，既简化了控制，又能保证控制的精度和动态响应的快速性。系统的控制框图如图 3-8

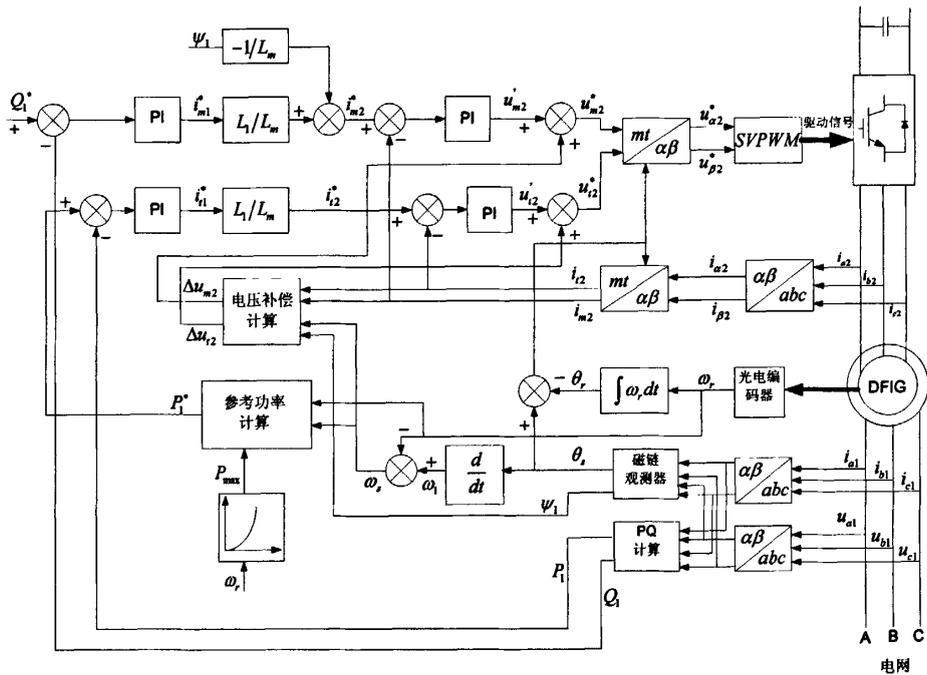


图 3-8 定子磁链定向下的变速恒频风力发电矢量控制系统框图

根据发电机数学模型和交流电机矢量变换控制原理，可设计出如图所示的交流励磁变速恒频发电机定子励磁定向的矢量变换控制系统。整个控制系统采用双闭环结构，外环为功率控制环，内环为电流控制环。在功率环中，有功功率参考值 P_1^* 按式 (2-34) 计算，参考无功功率 Q_1^* 可根据电网对无功功率的要求来计算，也可以从发电机的功率损耗角度来计算。 P_1^* 和 Q_1^* 参考值与反馈值 P_1 、 Q_1 进行比较，差值经 PI 率调节器运算，输出定子电流无功分量 i_{m1}^* 及有功分量 i_{i1}^* 参考指令值。根据式子 (3-21) 算得到转子电流的无功分量 i_{m2}^* 和有功分量 i_{i2}^* 参考指令值， i_{m2}^* 和 i_{i2}^* 和转子电流反馈量 i_{m2} 和 i_{i2} 比较后的差值送入 PI 型电流调节器，调节后输出电压分量 u_{m2}' 、 u_{i2}' ， u_{m2}' 、 u_{i2}' 加上电压补偿分量 Δu_{m2} 、 Δu_{i2} 就可获得转子电压指令 u_{m2}^* 和 u_{i2}^* 。经坐标变换后得到 DFIG 转子电压在两相静止坐标系的控制指令 $u_{\alpha 2}^*$ 、 $u_{\beta 2}^*$ 。根据 $u_{\alpha 2}^*$ 、 $u_{\beta 2}^*$ 进行空间电压矢量 PWM (SVPWM) 调制后输出对机侧变换器的驱动信号，实现对 DFIG 的控制。

3.4.3 定子磁链观察器的构建^{[13][23][27]}

双馈电机矢量控制系统中需要对磁链矢量的幅值和相角进行直接或者间接观测，磁链观测的精确定位对矢量控制系统的性能有重要的影响。为了将电流和磁通矢量变换到磁场定向的 MT 坐标系上，必须正确检测和计算出双馈电机内部产生的磁通矢量，这也是磁场定向矢量控制中的关键问题。感应电机内部磁通的检测方法通常有：磁敏式检测法，探测线圈法，电流模型法和电压模型法他们各有优缺点，需要根据实际应用情况合理选择。具体来说：磁敏式检测法需要在电机中安放两只霍尔元件来直接检测气隙磁通；探测线圈法需要在电机内部安放探测线圈，通过对线圈的输出电压积分，间接获得电机内部的磁通。这两种方法虽然都可以较精确地检测出电机的磁通，但却要很好的解决在电机定子上安放检测元件的复杂技术问题。由于需要对电机定子采取特殊的结构，给实际应用带来一定的困难，不利于广泛用。

电流模型法也是间接型的检测方法之一，它依据电机定子电流来进行磁通的计算。电流模型法虽然可以在电机的全速范围内运用，但是对电机参数的变化比较敏感。为了保证磁通的运算精度，随着磁通饱和或者电动机绕组温度的变化，即配合电动机常数的变化，需要对模拟电路的参量进行修正。相应的，电压模型法也是间接型的检测方法之一。它是从电动机的端电压中减去绕组的阻抗压降，而将电机的反电动势进行积分运算，从而求得电机的磁通，它适合于中、高速运行的系统，在低速时误差很大，甚至无法正常工作。

现介绍一种更为实用和简单的 $u-\omega$ 型磁链观测器，其运算关系如图 3-9 所示。由于 DFIG 定子磁链矢量 ψ_1 超前于定子端电压矢量 u_1 90° 空间角度，若 u_1 的相角为 θ_u ，则的 ψ_1 相角 θ_s 为：

$$\theta_s = \theta_u + \frac{\pi}{2} \quad (3-26)$$

ψ_1 幅值可根据(3-20)式求出。

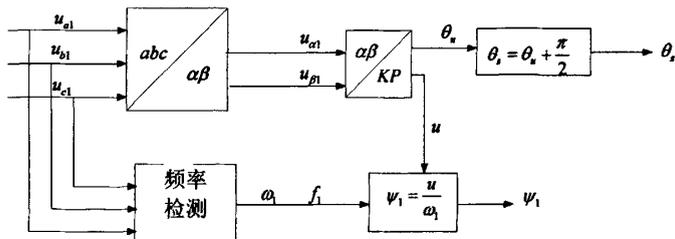


图 3-9 $u-\omega$ 型磁链观测器

该模型构建的定子磁链观测器具有以下明显的优点：

- (1) 由于双馈电机定子侧直接连在电网上，因而定子侧电压是稳定的工频电网电压，电压谐波小，因此电压的检测、积分都比较容易实现；
- (2) 与普通感应电机调速相比，由于双馈电机通常在同步速附近工作，不存在由

于转速过低而使反电势过低，从而导致检测反电势以及积分运算困难的问题；
(3) 该电压模型构建的定子磁链观测器，整体结构简单，工作可靠、准确。

3.5 磁场定向的交流励磁的 DFIG 并网控制^{[7][8][11]}

在电力系统运行过程中，经常需要把发电机接入电力系统并列运行。因此，发电机的并网运行直接关系到电力系统运行的稳定性和发电机的安全性。目前，实现发电机并网的方式有两种，一种被称为准同期方式，另一种被称为自同期方式。准同期方式是将已经励磁的发电机在达到同期条件后并入电网；自同期方式则是将没有被励磁的发电机在达到额定转速时并入电网，随即给发电机加上励磁，接着转子被拉入同步。自同期方式由于当发电机合闸时，冲击电流较大，母线电压跌落较多而很少采用。因此，现在发电机的主要并网方式为准同期方式，它能控制发电机快速满足准同期条件，从而实现准确、安全并网。不失一般性，双馈发电机并网条件是发电机输出电压和电网电压在幅值、频率以及相位上完全一致。因此，并网之前应对发电机的输出电压进行调节，当满足并网条件时进行并网操作，并网成功后双馈发电机控制策略从并网控制切换到功率解耦控制。双馈发电机采用空载并网控制策略，取电网电压（包括幅值、频率以及相位）作为控制信息提供给控制系统，据此调节发电机的励磁，按并网条件控制发电机定子空载电压。为了实现双馈发电机并网前定子端空载电压准确调节和并网后定子输出有功功率、无功功率的解耦控制，控制策略仍然采用磁场定向矢量控制。

根据 DFIG 并网前的运行状态，DFIG 并网方式有两种：①空载并网方式：并网前 DFIG 空载，调节 DFIG 的定子空载电压实现并网的方法；②负载并网方式：并网前 DFIG 接独立负载(如电阻)，调节其定子电压实现并网的方法。两种并网方式都允许机组转速在较大的范围内变化，故适用于变速恒频风力发电系统。在两种并网方式控制下，DFIG 定子电压均能迅速向电网电压收敛，实现较小冲击的并网。

3.5.1. 空载并网方式

当定子绕组开路，双馈发电机作空载运行时，定子绕组开路相电压的有效值为

$$U_0 = 4.44 f_1 N_1 k_{w1} \psi_0 \quad (3-27)$$

式中， f_1 为定子绕组电压频率； N_1 和 k_{w1} 分别为定子绕组每相串联匝数和绕组系数； ψ_0 为每极磁通，由转子绕组励磁电流决定。定子绕组电压频率指令由电网电压给定，可视为恒定值。因此，在不同转速下只要保持转子绕组励磁电流值不变，便可使定子绕组端电压保持不变。如图所示 DFIG 的空载并网控制系统图：

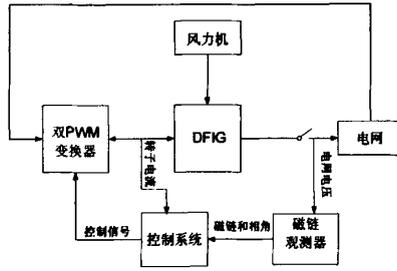


图 3-10 DFIG 空载并网结构图

由第二章双馈发电机在两相同步旋转坐标系下的数学模型，并考虑发电机空载时定子电流为零，可以得到式 (3-28)。

$$i_{d1} = i_{q1} = 0 \quad (3-28)$$

将 (3-28) 代入 dq 轴下的 DFIG 方程，得到 (3-29) 到 (3-32) 公式

(1) 定子电压方程：

$$\begin{cases} u_{d1} = -p\psi_{d1} + \omega_1\psi_{q1} \\ u_{q1} = -p\psi_{q1} + \omega_1\psi_{d1} \end{cases} \quad (3-29)$$

(2) 转子电压方程：

$$\begin{cases} u_{d2} = R_2 i_{d2} + p\psi_{d2} - \omega_2\psi_{q2} \\ u_{q2} = R_2 i_{q2} + p\psi_{q2} + \omega_2\psi_{d2} \end{cases} \quad (3-30)$$

(3) 定子、转子磁链方程：

$$\begin{cases} \psi_{d1} = L_m i_{d2} \\ \psi_{q1} = L_m i_{q2} \\ \psi_{d2} = L_2 i_{d2} \\ \psi_{q2} = L_2 i_{q2} \end{cases} \quad (3-31)$$

(4) 电磁转矩方程：

$$T_{em} = n_p L_m (i_{d2} i_{q2} - i_{d1} i_{q2}) = 0 \quad (3-32)$$

根据电机空载条件，将 (3-28) 代入 (3-29)，同时根据定子磁链定向的原则可以得到，定子电压方程为：

$$\begin{cases} u_{d1} = -L_m p i_{d2} \\ u_{q1} = \omega_1 L_m i_{d2} \end{cases} \quad (3-33)$$

转子电压方程：

$$\begin{cases} u_{d2} = (R_2 + L_2 p) i_{d2} \\ u_{q2} = \omega_2 L_2 i_{d2} \end{cases} \quad (3-34)$$

图 3-11 中，空载并网控制是从检测三相电网电压 u_{as} 、 u_{bs} 、 u_{cs} 开始的，通过坐标转换，计算出电网电压的空间矢量幅值 u_s 和相角 θ_u ，磁链相角 $\theta_s = \theta_u + 90^\circ$ ， θ_s 与转子的位置角 θ_r 的差用来作为坐标转换的角度，通过 u_s 和同步角速度 ω_1 通过式 (3-20) 计算出参考定子磁链 ψ_1^* ，然后通过 (3-21) 计算出转子 m 轴的参考电流 i_{m2}^* ，通过 (3-21) 知道 $i_{i2}^* = 0$ ， i_{m2}^* 和 i_{i2}^* 和转子电流反馈量 i_{m2} 和 i_{i2} 比较后的差值送入 PI 型电流调节器，调节后输出电压分量 u_{m2}^* 、 u_{i2}^* ， u_{m2}^* 、 u_{i2}^* 加上电压补偿分量 Δu_{m2} 、 Δu_{i2} ，如 (3-38) 就可获得转子电压指令 u_{m2}^* 和 u_{i2}^* 。经坐标变换后得到 DFIG 转子电压在两相静止坐标系 $\alpha\beta$ 的控制指令 $u_{\alpha 2}^*$ 、 $u_{\beta 2}^*$ 。根据 $u_{\alpha 2}^*$ 、 $u_{\beta 2}^*$ 进行空间电压矢量 PWM (SVPWM) 调制后输出对机侧变换器的驱动信号，实现对 DFIG 的并网控制。

3.5.2 负载并网方式

负载并网方式的思路是：并网前 DFIG 负载运行（如电阻性负载），根据电网信息和定子电压、电流对 DFIG 进行控制，在满足并网条件时进行并网。负载并网方式的特点是并网前 DFIG 已带有独立负载，定子有电流，因此并网控制所需的信息不但取自于电网侧，同时还取自 DFIG 定子侧，如图 3-12 所示。

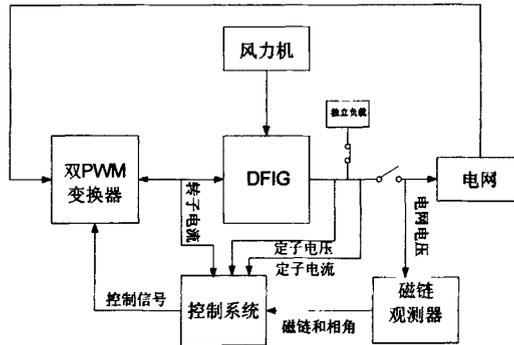


图 3-12 DFIG 负载并网的框图

依然采用定子磁场定向，忽略定子电阻时， $u_{m1} = 0$ ， $u_{i1} = -u_1$ 及 $\psi_{m1} = \psi_1$ ， $\psi_{i1} = 0$ 成立，式 (3-20) 到 (3-25) 仍然成立。

定义 i_{ms} 为定子等效励磁电流，它满足以下关系：

$$\psi_1 = L_m i_{ms} \quad (3-39)$$

则 i_{ms} 与 ψ_1 成正比关系。由于同步速恒定，发电机电压 u_1 ，和定子磁链 ψ_1 成线性关系，所以调节 i_{ms} 可以调节 u_1 。

由式 (3-21) 和式 (3-39) 可得出 i_{m2} 和 i_{ms} 的关系为

$$i_{m2} = \frac{L_1}{L_m} i_{m1} - L_m i_{ms} \quad (3-40)$$

第四章 双 PWM 控制系统仿真及实验分析

本章是根据前几章研究的控制策略,分别搭建了网侧 PWM 整流器的模型和转子侧 DFIG 空载并网的控制模型,通过仿真结果验证了 DFIG 的变速恒频以及 PWM 变换器的能量双向流动性。研究了速度和位置传感器在 DFIG 控制系统中存在的问题,提出了基于转子磁链的自适应观测器的转速估计方法,通过建立转子磁链电压模型和电流模型,在 DFIG 负载网控制系统中,构造了仿真模型,仿真研究表明,辨识的转速能最终跟上实际值,并具有一定的抗扰动能力。

4.1 风力机的仿真模型^{[19][26]}

根据第二章推导出的风能输入的机械功率 P_m 和转矩 T_1 、 T_2 、 T_m ：

$$\begin{cases} P_m = \frac{1}{2} \rho S C_p V^3 = \frac{\pi}{2} \rho C_p R^2 V^3 \\ T_1 = \frac{P_m}{\Omega} = \frac{\pi}{2\Omega} \rho C_p R^2 V^3 \\ \frac{dT_2}{dt} = \frac{T_1 - T_2}{\tau_s} \\ \omega_m = N\omega, T_m = T_2/N, \lambda = \omega R/V = \Omega R/30V \end{cases} \quad (4-1)$$

根据式 (4-1), 可以建立风力机的仿真模型如图 4-1:

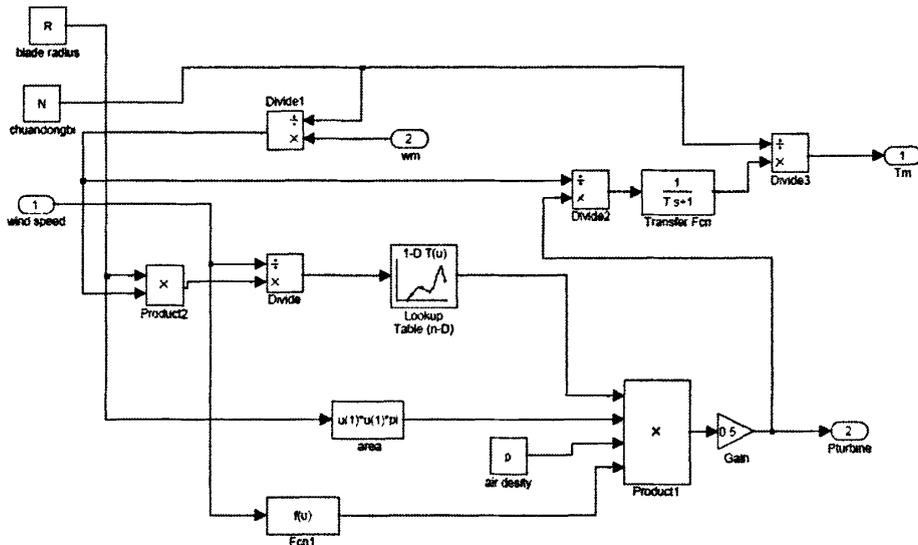


图 4-1 风力机的仿真模型

对应一个风速值 V , 检测风力机的转速 Ω , 计算叶尖速比 $\lambda = \omega R/V$, 通过查风力机的固有特性表, 可以查出风能利用系数 C_p , 再根据功率公式可以得到机械功率 P_m , T_1 为风轮输出的转矩, T_2 为齿轮箱输入转矩, T_m 为齿轮箱输给电机的机械转矩。轮毂用一个一阶惯性环节来表示, N 为齿轮箱的传动比, R 为风轮半径, ρ 为空气密度, λ 为叶尖速比, τ_s 为轮毂一阶惯性环节时间常数。

4.2 空间矢量脉宽调制 (SVPWM) 的仿真

4.2.1 SVPWM 的原理^{[4][5][6]}

为了使整流器交流侧功率因数单位化和整流器输出的电压稳定，可以用正弦波脉宽调制 SPWM 与空间矢量脉宽调制 SVPWM 两种调制方法，在相同情况下 SVPWM 产生的谐波和转矩脉动较小且直流利用率比 SPWM 高出 15%，所以选用 SVPWM 调制方法。SVPWM 是从电动机的角度出发，着眼于使电机获得幅值恒定的圆形磁场它以三相对称正弦波电压供电时的理想圆形磁通轨迹为基准，用逆变器不同的开关模式产生的实际磁通去逼近基准磁通圆，从而达到较高的控制性能。典型的三相电压源逆变器电路结构如图 4-2，它由 6 个 IGBT 组成；a, b, c 分别代表 3 个桥臂的开关状态。规定：当上桥臂 IGBT “开” 状态时(此时下桥臂 IGBT 为 “关” 状态)，开关状态为 “1”；相反开关状态为 “0”。可通过三相桥式电路来按一定的规律控制对桥臂 IGBT 的通和断，将直流侧电压变换为三相正弦电压，因此 a, b, c 形成了八种开关模式。其中 000 和 111 称为零状态。

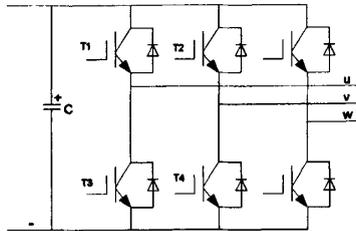


图 4-2 电压型逆变器

由上推导出三相逆变器输出的相电压矢量与开关状态矢量的关系如下：

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (4-2)$$

通过 Clarke 变换，可将三相坐标系转化成两相坐标系

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} \quad (4-3)$$

将八种向量排成扇形，相邻向量仅变换 1 位，可将空间区域分为 6 个扇区，如图 4-3 可以得到扇区的调制波形如图 4-4 所示

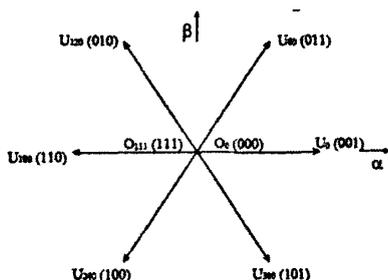


图 4-3 空间矢量的扇区

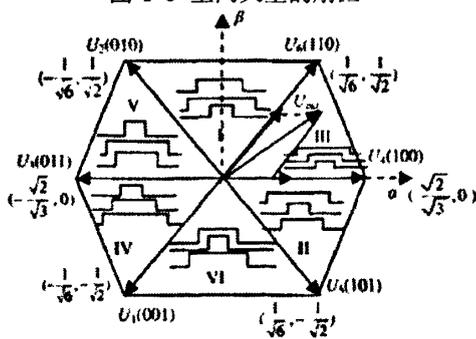


图 4-4 空间矢量的调制波形

4.2.2 SVPWM 算法的实现^{[5][6]}

空间矢量调制实现分为三步, 第一步确定合成的电压矢量所在的扇区, 第二步计算矢量作用的时间 t_1 和 t_2 , 第三步确定各矢量作用的时间顺序。扇区计算如下: 一般而言, 可以用矢量 u_{out} 的 (α, β) 轴分量 U_α 和 U_β 来表示矢量本身, 则可以把 3 个参考量 V_{ref1} 、 V_{ref2} 、 V_{ref3} 用 U_α 、 U_β 来表示, 其关系式如下

$$\begin{cases} V_{ref1} = U_\beta \\ V_{ref2} = \frac{-U_\beta + U_\alpha \times \sqrt{3}}{2} \\ V_{ref3} = \frac{-U_\beta - U_\alpha \times \sqrt{3}}{2} \end{cases} \quad (4-4)$$

定义 3 个变量 x, y, z 。

如果 $V_{ref1} > 0$, 则 $x=1$, 否则 $x=0$;

如果 $V_{ref2} > 0$, 则 $y=1$, 否则 $y=0$;

如果 $V_{ref3} > 0$, 则 $z=1$, 否则 $z=0$ 。

设 $N=4*z+2*y+x$, 则 N 与扇区数的对应关系如表 4-1 所示。

表 4-1 N 与扇区数的对应关系表

N	1	2	3	4	5	6
扇区数	1	5	0	3	2	4

矢量对应扇区作用的时间如下：

取X、Y、Z三个变量，有如下公式

$$\begin{cases} X = U_{\beta} T m \\ Y = \frac{1}{2} (\sqrt{3} U_{\alpha} + U_{\beta}) T m \\ Z = \frac{1}{2} (-\sqrt{3} U_{\alpha} + U_{\beta}) T m \\ m = \frac{\sqrt{3} u_{out}}{u_{dc}} \end{cases} \quad (4-5)$$

式中 m 为调制度， T 为载波周期，不同扇区对应 T1、T2 如表 4-2 所示

表 4-2 不同扇区电压矢量作用的时间

扇区	0	1	2	3	4	5
T1	-Z	Z	X	-X	-Y	Y
T2	X	Y	-Y	Z	-Z	-X

矢量的切换点对应时刻 T_{cm1} 、 T_{cm2} 、 T_{cm3} ：

$$\begin{cases} T_a = (T - T_1 - T_2) / 4 \\ T_b = T_a + \frac{1}{2} T_1 \\ T_c = T_b + \frac{1}{2} T_2 \end{cases} \quad (4-6)$$

表 4-3 不同扇区对应的切换点时间

扇区	0	1	2	3	4	5
Tcm1	Ta	Tb	Tc	Tc	Tb	Ta
Tcm2	Tb	Ta	Ta	Tb	Tc	Tc
Tcm3	Tc	Tc	Tb	Ta	Ta	Tb

PWM的输出：根据表4-3和式子(4-6)，计算矢量的切换时刻 T_{cm1} 、 T_{cm2} 、 T_{cm3} 后，将它们与一定频率和幅值的三角波比较，当切换点的值与三角载波的值相等时，改变PWM波形的输出状态。

在一个开关周期中，三相桥臂功率开关器件共开关6次，开关函数对称，PWM谐波仍主要集中在开关频率 f_s 的整数倍附近，但幅值较其它方法有明显降低。采用电压空间矢量调制后，得到的相电压调制波(经RC滤波后)波形如图4-5所示。

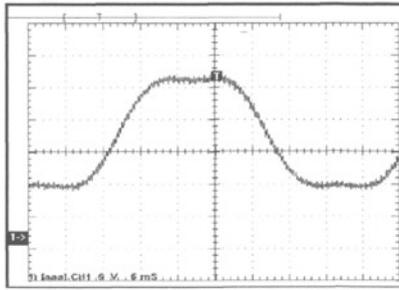


图 4-5 RC 滤波后相电压波形

4.3 网侧 PWM 整流器的仿真

为了实现 DFIF 网侧 PWM 整流器控制目标的实现,即保证中间直流母线电压稳定以及网侧输入电流和电压同相位,根据图 3-4,搭建仿真模型如图 4-5 所示仿真参数如下,输入电压为 311V/50Hz,给定直流侧的电压为 600V,网侧电感选取 6mH,电阻为 $0.01\ \Omega$,直流侧滤波电容选取 $2200\ \mu\text{F}$,负载 R 选取 $10\ \Omega$,开关频率设为 10K。利用 MATLAB 软件进行系统仿真。

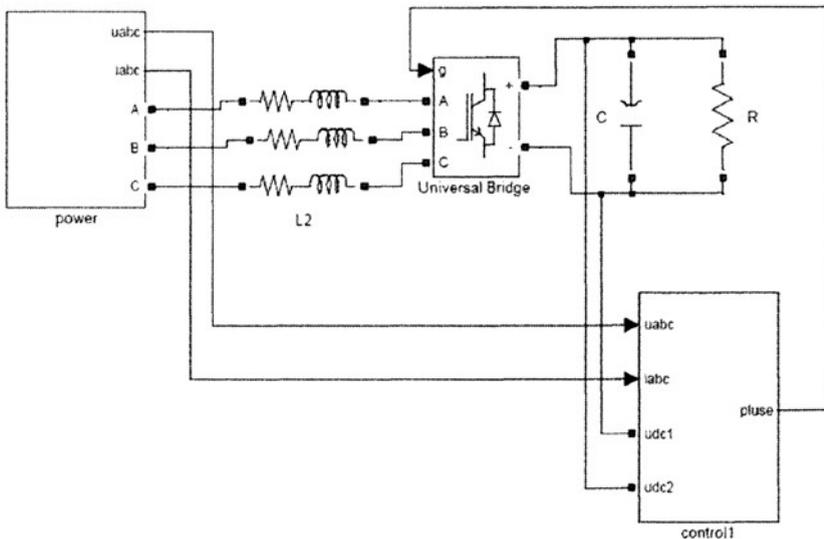


图 4-6 网侧 PWM 整流器控制的仿真图

图 4-6 中, power 为三相对称的三相电压源, control1 为 PWM 变换器的控制模块。control1 模块如图 4-7: 由于以电网电压定向,所以 $u_q = 0$, $u_d = u$, u 电压的幅值,又因为要实现单位功率因数输出,所以 i_q 的给定值 $i_q^* = 0$ 。

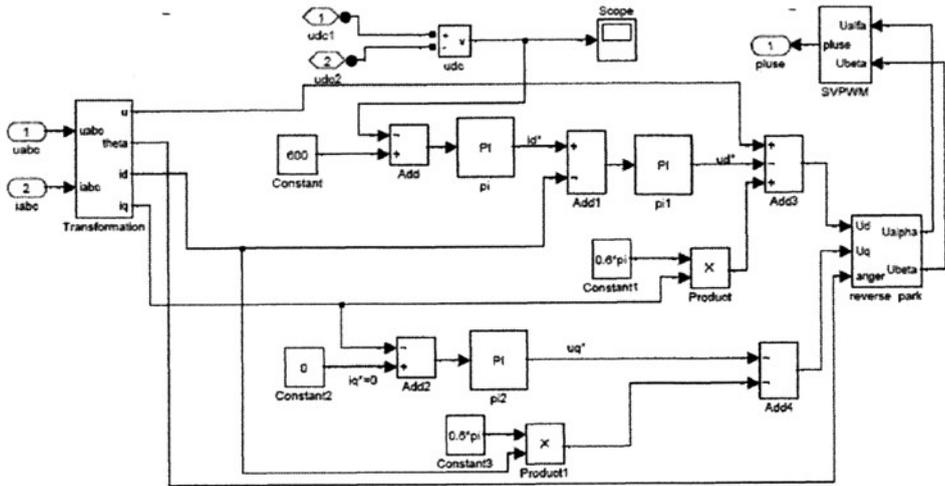


图 4-7 PWM 变换器的控制的仿真图

图中的 SVPWM 模块用 Matlab 中的 s 函数来编写^[20]，程序如附录。下图为 $v_{dc}=600V$ ，开关频率为 $10K$ 时，S 函数的仿真的波形图，其中图 4-8 为逆变的相电压波形，下图 4-9 为逆变的线电压波形。

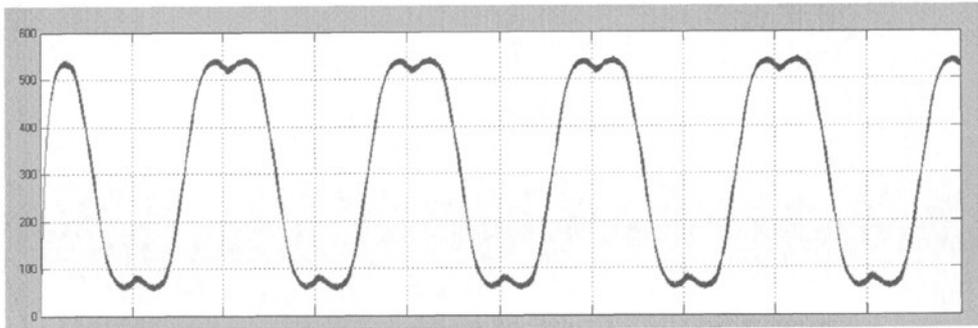


图 4-8 逆变输出的相电压仿真波形图

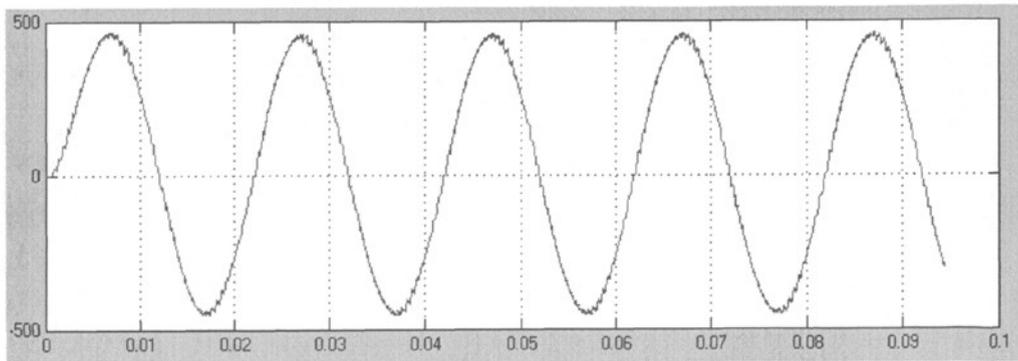


图 4-9 逆变输出的线电压波形图

由波形图可以看出，相电压输出为标准的马鞍型波形，线电压为正弦曲线，验证了 S 函数的正确性。

PWM 整流器的波形如下：仿真时间为 0.2 秒，在 0.1 秒时，通过突加负载和突减负载来观察直流母线电压和网侧电流波形。

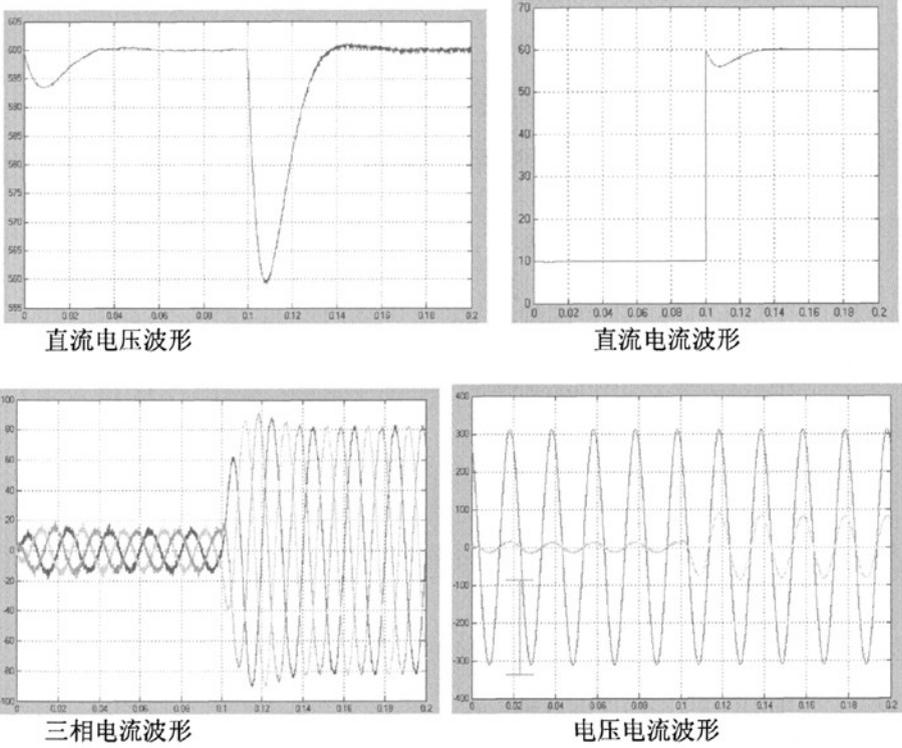
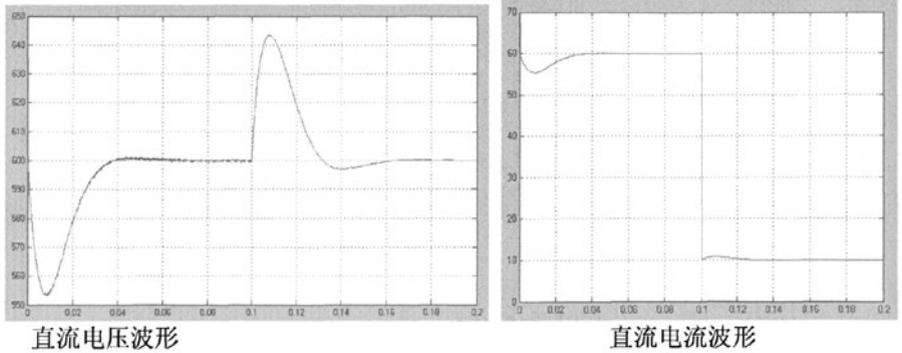
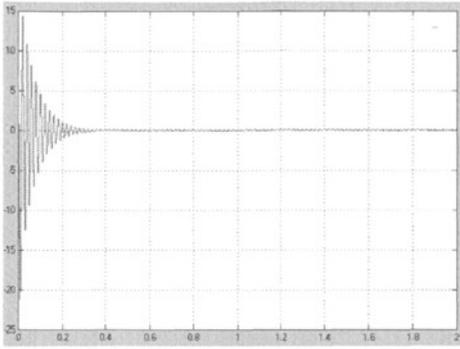
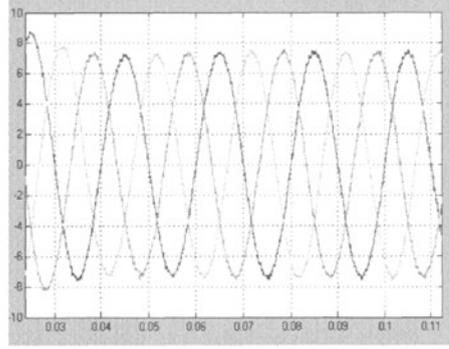


图 4-10 负载突减时的波形

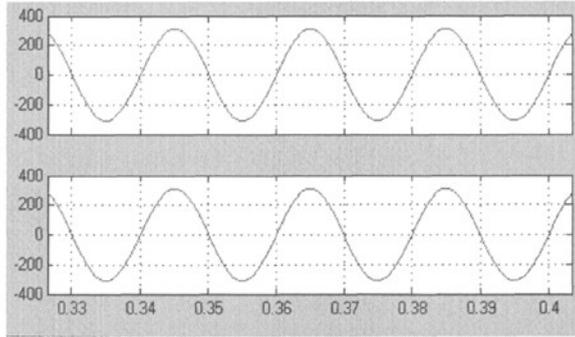




转子的转矩电流



转子的三相电流



定子电压和电网电压

图 4-13 DFIG 空载并网的仿真波形

4.5 变速恒频的系统仿真及分析

双馈发电机变速恒频仿真模型如图 4-14：仿真参数同上，双 PWM 变换器额定功率为 1KW，网侧电感选取 6mH，电阻为 0.01Ω，直流侧滤波电容选取 2200 μF，直流侧电压为 600V，开关频率为 10K；DFIG 仿真参数为 $P_n=3KW$ ； $U_n=380V$ ； $I_n=6.9A$ ； $f=50Hz$ ； $R_1=1.873\Omega$ ； $R_2=0.512\Omega$ ； $L_1=240mH$ ； $L_2=240mH$ ； $L_m=234mH$ ； $n_p=3$ ；风力机仿真参数为：风轮半径 $R=5m$ ，额定功率为 3.5KW，最佳叶尖速比为 $\lambda_{opt}=9$ ， $C_{pmax}=0.48$ ，此轮箱的增速比 $N=6.24$ ，空气密度为 $\rho=1.25kg/m^3$ 。

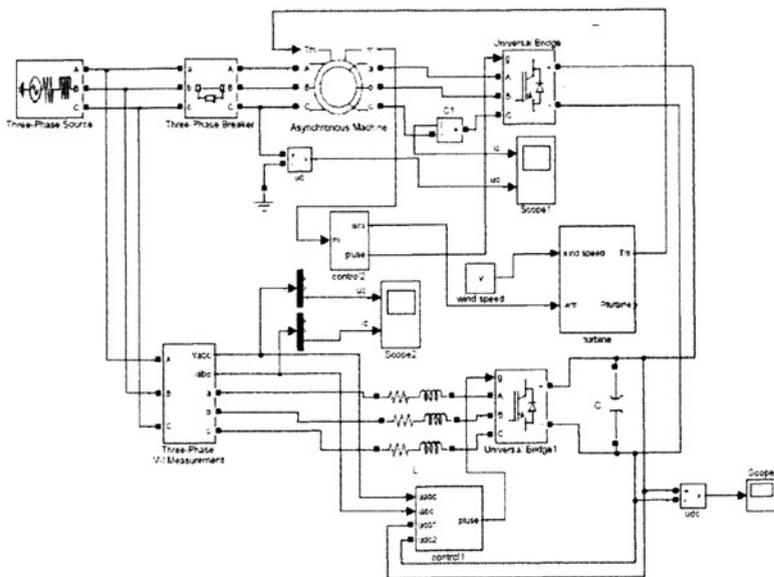


图 4-14 DFIG 并网控制

并网后发电机运行在亚同步、同步、超同步三种状态。亚同步运行时仿真波形如图4-15所示。当风速为6.4m/s的时，对应的最佳叶尖速比的的转速 $\Omega = 9.55N \lambda_{opt} V/R$ 为920m/s。低于电机的同步转速，电机运行在亚同步转速。根据 $s = (n_1 - n)/n_1 = 0.08$ ， $f_2 = sf_1 = 0.08 \times 50 = 4 \text{ Hz}$. 可以看到，此时母线电压保持不变，网侧变换器处于整流状态，能量从电网侧输送到电机侧电机的定子侧输出的无功功率为零，有功功率为负，表明向电网输送能量。

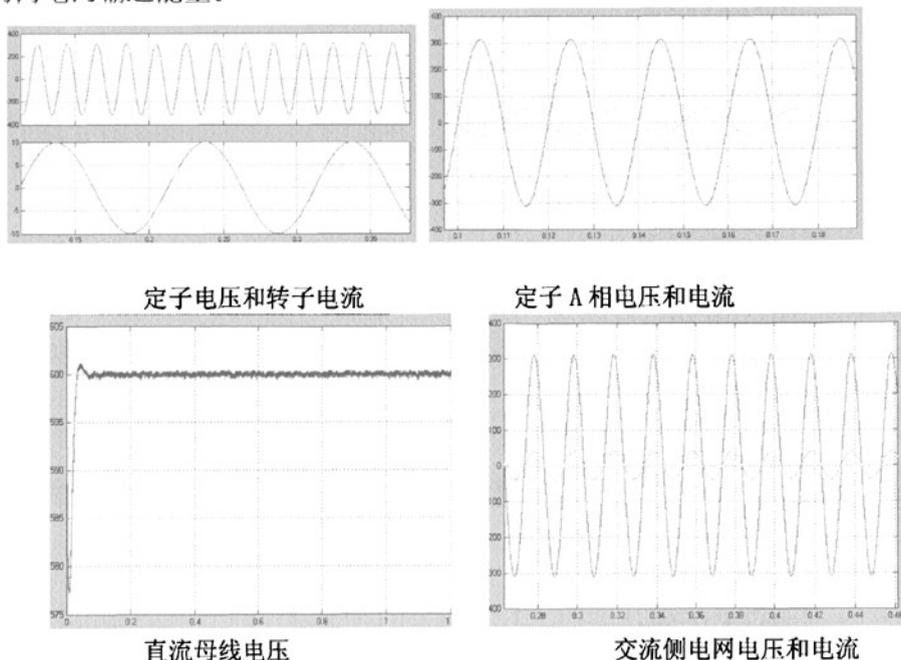


图 4-15 亚同步仿真波形

当风速为7m/s的时，对应的最佳叶尖速比的的转速 $\Omega = 9.55 N \lambda_{opt} V / R$ 为1005m/s，等价同步转速1000m/s.，电机运行在同步转速,可以看到，此时转子侧变流器向转子的提供直流励磁，定子侧同样向电网输送有功功率。

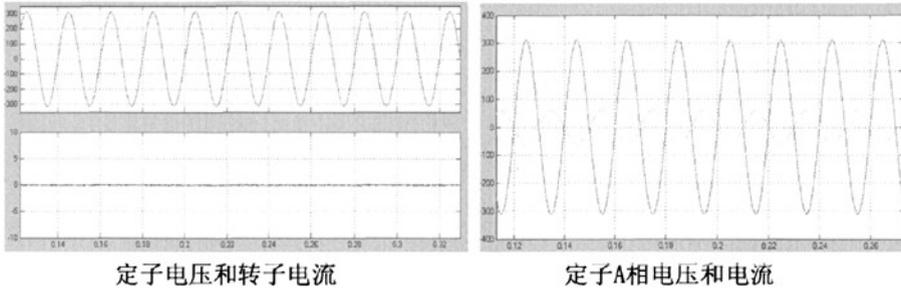


图 4-16 同步运行时仿真波形

当风速为8m/s的时，对应的最佳叶尖速比的的转速 $\Omega = 9.55 N \lambda_{opt} V / R$ 为1200m/s，电机处在超同步状态， $s = (n_1 - n) / n_1 = 0.2$ ， $f_2 = sf_1 = 0.2 \times 50 = 10$ ，此时母线电压保持不变，网侧变换器处于逆变状态，能量从电机转子侧输送到电网，电机的定子侧输出的无功功率为零，有功功率为负，表明向电网输送能量。

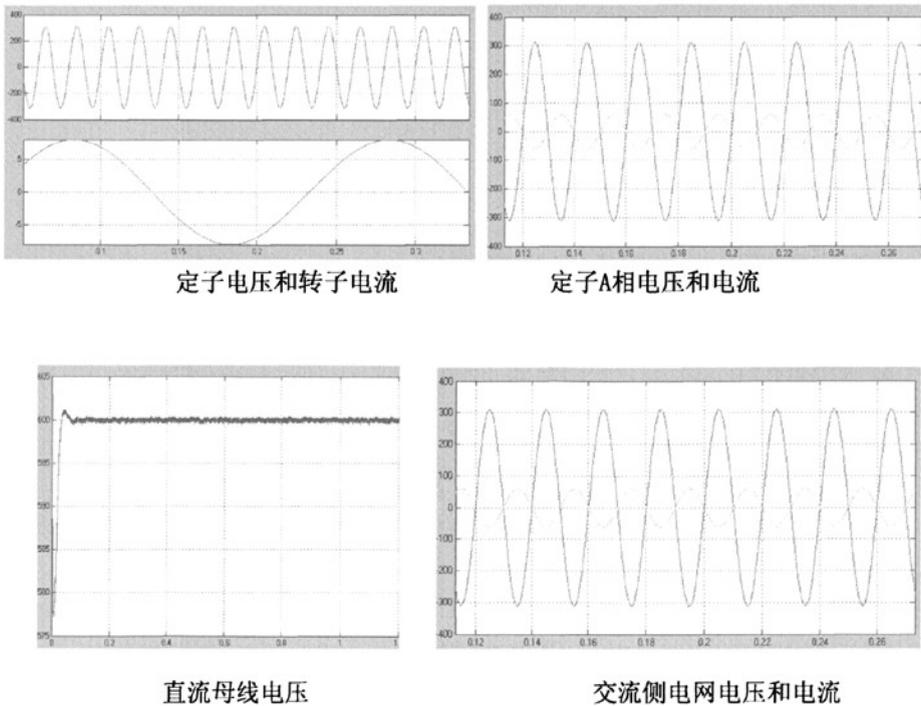


图 4-17 超同步运行时仿真波形

从以上仿真图可以看出，双 PWM 变换器具有能量双向流通的能力，输入输出特性好，谐波少，无论是整流还是逆变，直流环节的电压都比较稳定。

4.6 无速度传感器矢量控制

4.6.1 无速度传感器的应用^{[13][21][25]}

在双馈电机矢量控制系统中,速度和位置传感器起到两个作用:速度信号用来构成速度闭环;位置信号实现定转子两个坐标系的转换,并利用该信号实现对所定向矢量位置的检测。通常利用电机定子电压和电流信号得到在定子坐标系上电机的定向磁通,然后再利用电机转子位置信号将其转化为转子坐标系上的定向矢量。对于通常的双馈电机磁场定向矢量控制来说,高解析度的机电式速度传感器是必须的。通常采用光电码盘位置传感器。由于位置传感器的安装给系统带来以下一些缺陷:

- (1)码盘在电机轴上的安装,存在同心度的问题,安装不当将影响测速精度
- (2)使电机轴向上体积增大,而且给电机的维护带来一定困难,同时降低了系统的鲁棒性。
- (3)在高温高湿的恶劣环境下无法工作,而且码盘工作精度容易受环境条件的影响。
- (4)对于风力发电系统,变流器安装在塔下,发电机安装在塔顶,所以转子位置信号线需要穿越50m的距离,虽然可以用光纤传递信号,但是增加了系统结构的复杂性降低了控制的可靠性。

所以对于风力发电的应用,位置传感器的安装降低了系统的可靠性,无速度传感器的双馈电机的控制方法意义重大。无速度传感器控制系统的核心问题就是对转子的速度进行估计,主要的出发点就是利用直接计算、参数辨识、状态估计、间接测量等手段,从定子侧容易测量的量如定子电压、定子电流中获得与速度有关的量,通过上面的手段,从而得到转子速度,并将其运用到速度反馈控制子系统当中。

一般说来,异步电动机无速度传感器控制系统,按其理论上的特点,可以把获得转速的方法大致分为三大类。一是利用电机的运动方程进行转速的推算二是利用电机的状态方程直接进行转速的计算;三是利用自适应状态观测器观测磁链并同时转速进行辨识。

目前转速观测方法基本上可以分为基于电机模型算法、PI调节器法、MRAS模型法、MRAS观测器法、卡尔曼滤波器和神经网络等方法。其中基于MRAS全阶观测器的转速估计方法受电机参数变化和噪声干扰的影响较小,具有较好的鲁棒性,受到了国内外研究人员的广泛关注。这种方法实现了状态的重构,可以采用稳定性理论来设计转速自适应率,并且通过设计合适的误差反馈矩阵来保证观测器的稳定性。本节根据矢量控制的基本原理,构建了一个无速度传感器的矢量控制系统。系统采用全阶速度自适应转子磁链观测器实现对转子磁通和转速的估计。通过在MATLAB/ Simulink下的仿真表明,系统估算的误差很小,能够满

足实际运用要求。

4.6.2 利用转子磁链的自适应状态观测器^{[28][29]}

基于MRAS全阶观测器的转速估计方法受电机参数变化和噪声干扰的影响较小,具有较好的鲁棒性,受到了国内外研究人员的广泛关注。这种方法实现了状态的重构,可以采用稳定性理论来设计转速自适应率,并且通过设计合适的误差反馈矩阵来保证观测器的稳定性。若把速度推定归结为参考辨识,则可以用自适应理论来构筑能够辨识速度的系统,在这种情况下系统为非线性系统。在设计模型参考自适应(MRAC)速度辨识算法时,应着重考虑系统的全局稳定性以及被辨识参数在跟踪实际值时的动态特性。因此,利用波波夫超稳定性理论设计模型参考自适应系统的基本思想是:选择合适的自适应律,使得整个非线性时变系统是超稳定的,从而保证系统误差趋近于零,使受控对象参数趋近于参考模型,从而达到自适应控制的目的。

无论是通常的感应电动机还是本文所要研究的双馈发电机系统,其转子磁链观测器都存在电压模型和电流模型。从电压模型中可以看出,转子磁链与电机转速无关,而电流模型观测的转子磁链受电机转速影响。于是就可以认为无速度传感器矢量控制系统中,用电压模型得到的转子磁链观测值是准确的,而利用辨识转速从电流模型计算得到的转子磁链应跟踪利用电压模型得到的转子磁链,也就是使辨识转速跟踪电机运行的实际转速,这种方法最早是由Schauder提出的,用于鼠笼型感应电动机无速度传感器控制系统当中。

令 $\omega_1 = 0$,如图4-18,双馈电机在dq下的模型就转换成了在 $\alpha\beta$ 下的模型。以下为双馈电机 $\alpha\beta$ 模型下的方程。

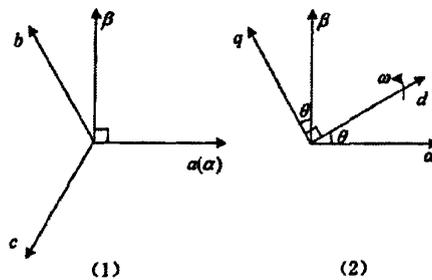


图4-18 坐标转换关系图

(1) 电压方程

定子绕组电压方程

$$\begin{cases} u_{\alpha 1} = -R_1 i_{\alpha 1} - p\psi_{\alpha 1} \\ u_{\beta 1} = -R_1 i_{\beta 1} - p\psi_{\beta 1} \end{cases} \quad (4-7)$$

转子绕组电压方程

$$\begin{cases} u_{\alpha 2} = R_2 i_{\alpha 2} + p\psi_{\alpha 2} + \omega_r \psi_{\beta 2} \\ u_{\beta 2} = R_2 i_{\beta 2} + p\psi_{\beta 2} - \omega_r \psi_{\alpha 2} \end{cases} \quad (4-8)$$

其中, $u_{\alpha 1}, u_{\beta 1}, u_{\alpha 2}, u_{\beta 2}$ 分别为定、转子电压的 α β 轴分量;

$i_{\alpha 1}, i_{\beta 1}, i_{\alpha 2}, i_{\beta 2}$ 分别为定、转子电流的 α β 轴分量;

ω_r 为转子的角速度; 方程下标中“1”代表定子,“2”代表转子;

(2) 磁链方程

定子磁链方程

$$\begin{cases} \psi_{\alpha 1} = -L_1 i_{\alpha 1} + L_m i_{\alpha 2} \\ \psi_{\beta 1} = -L_1 i_{\beta 1} + L_m i_{\beta 2} \end{cases} \quad (4-9)$$

转子磁链方程

$$\begin{cases} \psi_{\alpha 2} = -L_m i_{\alpha 1} + L_2 i_{\alpha 2} \\ \psi_{\beta 2} = -L_m i_{\beta 1} + L_2 i_{\beta 2} \end{cases} \quad (4-10)$$

式中: $\psi_{\alpha 1}, \psi_{\beta 1}, \psi_{\alpha 2}, \psi_{\beta 2}$ 分别为定、转子磁链的 α β 轴分量;

$L_m = 1.5L_{m1}$ 为 α β 坐标系下同轴定、转子绕组间的等效互感;

$L_1 = L_{11} + 1.5L_{m1}$ 为 α β 坐标系下两相定子绕组的自感;

$L_2 = L_{22} + 1.5L_{m2}$ 为 α β 坐标系下两相转子绕组的自感。

由式 (4-10) 可得:

$$\begin{cases} i_{\alpha 2} = \frac{\psi_{\alpha 2} + L_m i_{\alpha 1}}{L_2} \\ i_{\beta 2} = \frac{\psi_{\beta 2} + L_m i_{\beta 1}}{L_2} \end{cases} \quad (4-11)$$

将式 (4-11) 代入 (4-8) 可以得到:

$$\begin{cases} \psi_{\alpha 2} = \frac{1}{1+T_2 p} (T_2 u_{\alpha 2} - L_m i_{\alpha 1} - T_2 \omega_r \psi_{\beta 2}) \\ \psi_{\beta 2} = \frac{1}{1+T_2 p} (T_2 u_{\beta 2} - L_m i_{\beta 1} + T_2 \omega_r \psi_{\alpha 2}) \end{cases} \quad (4-12)$$

以 $\psi_{\alpha 2}, \psi_{\beta 2}$ 为变量, 将 (4-12) 写成矩阵形式有:

$$\begin{bmatrix} \psi_{\alpha 2} \\ \psi_{\beta 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_2} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{1}{T_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{\alpha 2} \\ \psi_{\beta 2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{\alpha 2} \\ u_{\beta 2} \end{bmatrix} - \frac{L_m}{T_2} \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \end{bmatrix} \quad (4-13)$$

其中 $T_2 = \frac{L_2}{R_2}$ ，转子回路的时间常数

式 (4-12) 由电机转子侧导出，就是的转子磁链电流模型。

由式 (4-9) 可得：

$$\begin{cases} i_{\alpha 2} = \frac{\psi_{\alpha 1} + L_m i_{\alpha 1}}{L_2} \\ i_{\beta 2} = \frac{\psi_{\beta 1} + L_m i_{\beta 1}}{L_2} \end{cases} \quad (4-14)$$

将 (4-14) 代入 (4-10) 可以得到：

$$\begin{cases} \psi_{\alpha 2} = \frac{L_2}{L_m} (\psi_{\alpha 1} + \sigma L_1 i_{\alpha 1}) \\ \psi_{\beta 2} = \frac{L_2}{L_m} (\psi_{\beta 1} + \sigma L_1 i_{\beta 1}) \end{cases} \quad (4-15)$$

再将 (4-15) 代入 (4-7)，可以得到

$$\begin{cases} \psi_{\alpha 2} = \int \frac{L_2}{L_m} [u_{\alpha 1} + (R_1 + \sigma L_1 p) i_{\alpha 1}] dt \\ \psi_{\beta 2} = \int \frac{L_2}{L_m} [u_{\beta 1} + (R_1 + \sigma L_1 p) i_{\beta 1}] dt \end{cases} \quad (4-16)$$

将 (4-16) 写成矩阵形式：

$$\begin{bmatrix} \psi_{\alpha 2} \\ \psi_{\beta 2} \end{bmatrix} = \frac{L_2}{L_m} \begin{bmatrix} u_{\alpha 1} \\ u_{\beta 1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_1 + \sigma L_1 p & 0 \\ 0 & R_1 + \sigma L_1 p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \end{bmatrix} \quad (4-17)$$

式子中： $\sigma = \frac{L_1 L_2 - L_m^2}{L_1 L_2}$ 漏感因子

式子 (4-17) 就是转子磁链电压模型。

电压模型法只利用定子电压、定子电流这两种反馈量，观测器中无速度信息。电压模型观测器中包含一个纯积分环节，同时观测器中不包含转子电阻，受电机参数变化的影响较小，并将不含有真实转速的转子磁链认为是真实的、准确的。电流模型观测器中使用转速作为其输入，可利用电流模型设计速度辨识系统的可调模型。无论是电压模型还是电流模型，转子磁链的幅值都是 ψ_r ， $\psi_r = \sqrt{\psi_{ra}^2 + \psi_{r\beta}^2}$ ，在电压模型中不含转速项，所以选取电压模型为参考模型，电流模型为理想模型。构造出一个模型参考自适应系统，选择合适的自适应规律，可以使得可调模型的 ω_r 逼近真实的电机转速 ω_r 。 ψ_{rn} 和 ψ_{ri} 分别表示电压模型和电流模型的转子磁链输出值，如果转速估计准确，则认为它们的值相等。取 ψ_{rn} 和 ψ_{ri} 的误差进行 PI 调节，可以采用幅值误差，也可以采用 α β 坐标的广义误差 e ，本文采用的是广义误差，即

$$e = \psi_{ra}^i \psi_{r\beta}^u - \psi_{r\beta}^i \psi_{ra}^u \quad (4-18)$$

式中： ψ_{ra}^i 、 $\psi_{r\beta}^i$ —按电流模型计算的转子磁链

ψ_{ra}^u 、 $\psi_{r\beta}^u$ —按电压模型计算的转子磁链

根据Popov超稳定理论，取比例积分自适应率可得角速度的辨识公式为

$$\dot{\omega}_r = (K_p + \frac{K_I}{S})e \quad (4-19)$$

根据模型参考自适应原理，当误差趋近为零时，可跳模型中的参数趋近于实际值，这样速度就被辨识了出来，整个辨识系统的原理如图 4-19

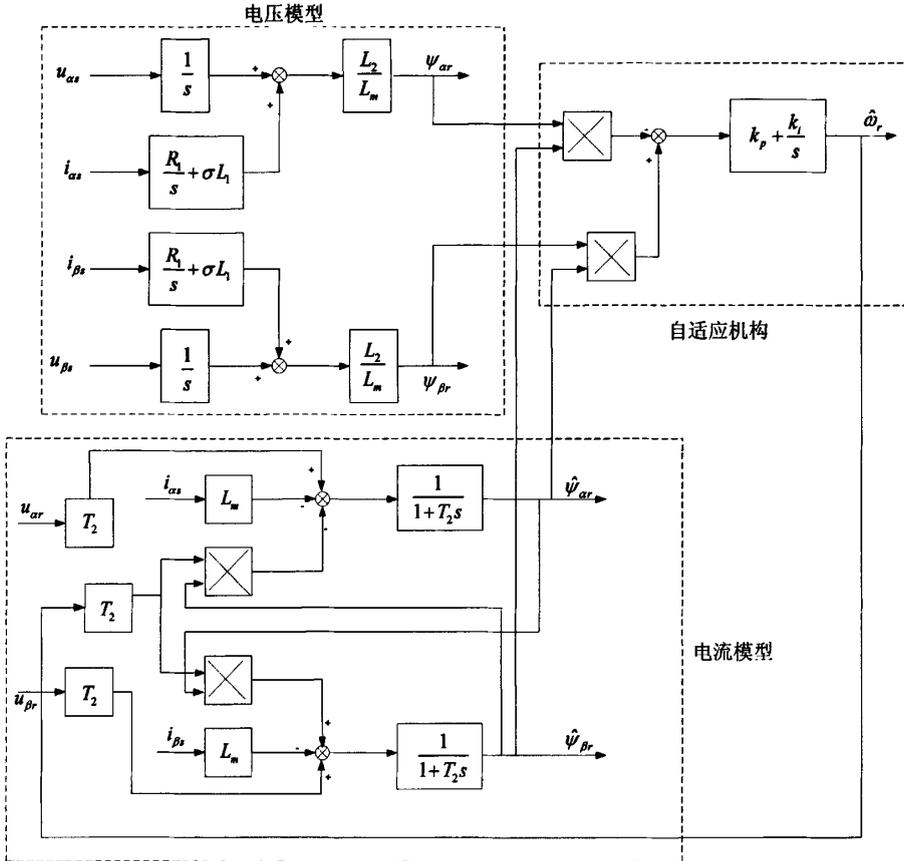


图 4-19 模型参考自适应转速辨识系统原理图

4.6.3 系统的仿真及分析

根据式子 (4-12), (4-13), (4-16) 和 (4-17) 可以得到自适应速度观测器，可以估算出转子的转速 ω_r 。利用 Matlab/Simulink^{[17][20]} 搭建无速度传感器仿真系统如图 4-20

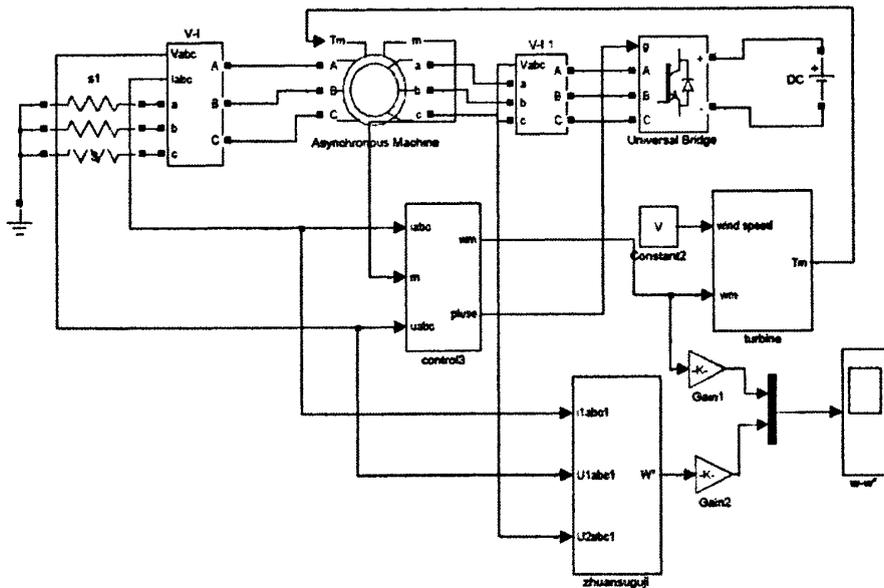


图 4-20 无速度传感器矢量控制的仿真图

系统采用 DFIG 负载并网的控制策略,控制策略同样是双闭环,跟空载并网类似。其中的转速估算模块如下图所示。

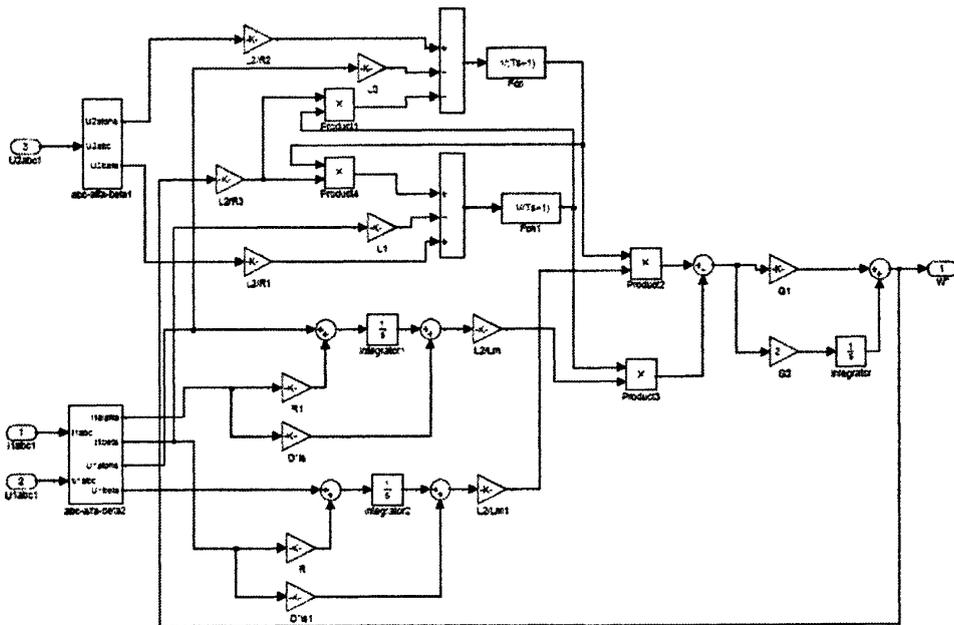


图 4-21 速度估算模块

模块上半部分为转子磁链的电流模型,下半部分为转子电压模型,通过自适应法辨识出转子的转速。图 4-22 到 4-24 为仿真结果。

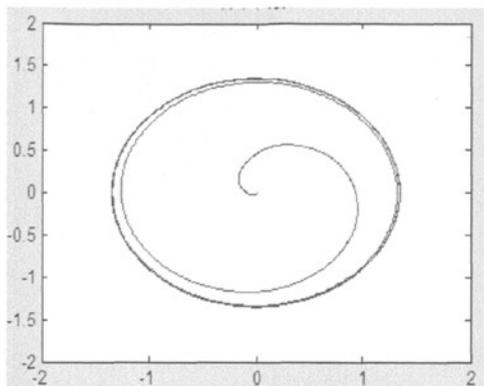


图 4-22 电流模型合成的转子磁链

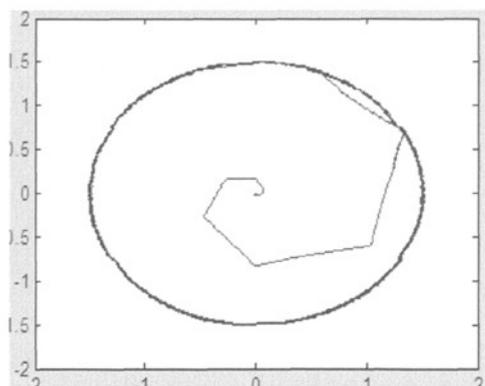


图 4-23 电压模型合成的转子磁链

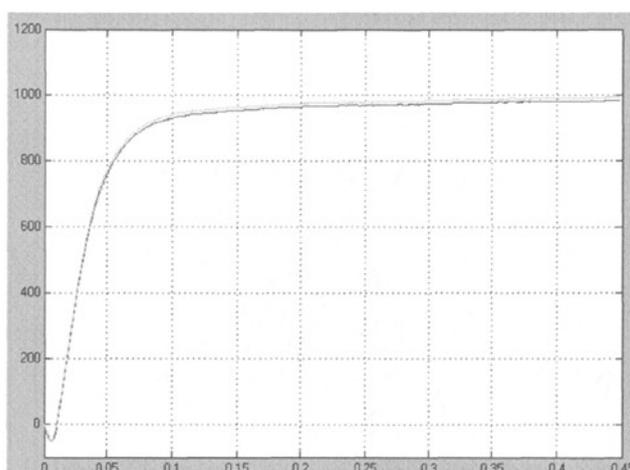


图 4-24 估算转速与实际转速的比较

仿真结果表明速度估算系统动态响应加快，超调量减小，稳态精度有所提高。转子磁链在电机起动时有一些超调，但很快就回到了给定的磁链值，且圆形成度较好

4.7 本章小结

本章就第三章建立的控制策略进行了仿真分析。主要包括对网侧的整流器的仿真，DFIG 空载并网控制的仿真和 DFIG 并网后在亚同步、同步、超同步下不进行仿真分析，由于转子速度和位置的检测在 DFIG 控制过程中至关重要，而编码器的安装减低了系统的稳定性，因此就无速度传感器在 DFIG 下的应用进行了初步的研究，提出了基于转子磁链的模型参考自适应的转速辨识，能很好的跟踪实际转速。仿真结果表明控制策略的正确性，为硬件的实现提供一定的理论基础。

第五章 结论与展望

5.1 结论

在全球能源危机和环境污染日益加剧的今天,风力发电作为一种清洁可再生的绿色能源得到越来越广泛的应用。世界各国对风能资源越来越重视,而风力发电技术成为世界各国的研究热点。本文从DFIG的等值电路开始研究,通过建立DFIG和双PWM变换器的模型,从理论上推导出了网侧PWM变换器的控制方法DFIG并网控制的控制方法,包括空载并网和负载并网,利用转子磁链的自适应状态转速辨识,对转速经行估算,通过搭建仿真模型,从仿真结果有力验证了控制策略的正确性。

5.2 展望

本文的研究存在的一些不足,需要以后进一步的研究:

1. 随着变速恒频双馈风力发电机组容量的越来越大,多电平变换技术的优势将更加明显,因此多电平技术在大功率的变速恒频双馈风力发电系统中的应用值得进一步研究。
- 2 变速恒频双馈风力发电系统中发电机定子绕组直接与电网相连,通过对发电机转子侧变流器的控制,产生与电网同频率的电能。运行过程中,电网电压的三相不平衡,电网的短路故障,电网电压的跌落等都将影响发电机的安全运行,因此发电机在电网故障下不间断运行,就必须对电机的转子和定子进行保护,这个也是研究的热点^{[14][30][31][37][38]}。
- 3 由于时间有限,本文只是进行了一般性的仿真,进一步的搭建硬件平台,进行必要的实验是应该要完成的。

参考文献

- [1] 马晓爽, 高日, 陈慧, 风力发电发展简史及各类型风力机比较概述[J], 应用能源技术, 2007 年第 9 期, 24-27;
- [2] 于午铭 新疆风能开发的现状与前景 国家风力发电工程技术研究中心, www.nwtc.cn
- [3] 中国到 2009 年底电力装机达 8.6 亿千瓦 世界风力发电网信息中心 www.86wind.com
- [4] 张崇巍、张兴, PWM 整流器及其控制. 北京: 机械工业出版社 2003
- [5] 刘和平、邓力、江渝、郑群英, DSP 原理及电机控制应用—基 TMS320LF240 系列, 北京: 北京航空航天大学出版社 2006
- [6] 陈伯时, 电力拖动自动控制系统, 北京: 机械工业出版社, 1997
- [7] 刘其辉、贺益康、卞松江, 变速恒频风力发电机空载并网控制, 中国电机工程学报, 2004, 24 (3): 6-11
- [8] 李辉、杨顺昌、廖勇, 并网双馈发电机电网电压定向励磁控制的研究, 中国电机工程学报, 2003, 23 (8): 159-162
- [9] 卞松江. 变速恒频双馈风力发电关键技术研究. 浙江大学博士学位论文. 2003. 6.
- [10] Li, S.; Haskew, T.A.; Xu, L.;DFIG characteristic and control integration study under decoupled d-q vector control in stator flux oriented frame Power Electronics, Machines and Drives, 2008. PEMD 2008. 4th IET Conference on 2-4 April 2008
- [11] 刘其辉、贺益康、张建华 并网型交流励磁变速恒频风力发电系统的研究 中国电机工程学报 2006 12
- [12] 孙秋霞. 双馈感应风力发电系统的基础理论与仿真分析 哈尔滨工业大学硕士学位论文 2006. 7
- [13] 邹旭东. 变速恒频交流励磁双馈风力发电系统及其控制技术研究 华中科技大学博士学位论文 2005 .3
- [14] 许洪华、李建林 风力发电中的电力电子变流技术 北京:机械工业出版社 2008
- [15] 王承煦、张源风力发电 北京: 中国电力出版社 2002
- [16] 汤蕴璆、史乃 电机学 北京: 机械工业出版社 1999
- [17] 洪乃刚 电力电子和电力拖动控制系统的 MATLAB 仿真 北京: 机械工业出版社 2006
- [18] 王兆安 电力电子技术 北京: 机械工业出版社 2000
- [19] 叶航治 风力发电机组的控制技术 北京: 机械工业出版社 2006
- [20] 李维波 MATLAB 在电气工程中的应用 北京: 中国电力出版社 2006

- [21] 扬淑英 双馈型风力发电变流器及其控制 合肥工业大学博士学位论文 2007
- [22] 谢震. 变速恒频双馈风力发电模拟平台的研究 合肥工业大学博士学位论文 2005
- [23] 刘其辉 速恒频风力发电系统运行与控制研究 浙江大学博士学位论文 2005
- [24] 顾绳谷 电机及拖动基础(上册) 第三版 北京: 机械工业出版社 2003 .12
- [25] 闫耀民等:无速度传感器的双馈电机在风力发电系统中的应用研究 太阳能学报 2003
- [26] 陆城 变速恒频率风力发电用的双PWM变换器协调控制 中国科学院电工研究所 2004 年
- [27] 赵仁德 变速恒频双馈风力发电机交流励磁电源研 浙江大学博士学位论文 2005
- [28] Dong Lei; Yang Dong; Liao Xiaozhong; Speed Sensorless Control with Neuron MRAS Estimator of an Induction Machine Power Electronics and Drive Systems, 2007. PEDS '07. 7th International Conference on 27-30 Nov. 2007
- [29] Wei Qiao; Wei Zhou; Aller, J.M.; Harley, R.G; Wind Speed Estimation Based Sensorless Output Maximization Control for a Wind Turbine Driving a DFIG Power Electronics, IEEE Transactions on Volume 23, Issue 3, May 2008
- [30] 李建林、赵栋利、李亚西、许洪华. 适合于变速恒频双馈感应发电机的 Crowbar 对比分析闭. 可再生能源, 2006
- [31]. 胡家兵, 贺益康, 郭晓明, 年布. 不平衡电压下双馈异步风力发电系统的建模与控制[J]. 电力系统自动化, 2007, 31(14):47-56
- [32] Chengwu Lin, Jun Geng, Fengxiang Wang, Modeling and Simulation of A VSCF Wind Generator and Control System[J], Transmission and Distribution Conference and Exhibition: Asia and Pacific, 2005
- [33] Li H, Chen Z, Pedersen J.K, Optimal Power Control Strategy of Maximizing Wind Energy Tracking and Conversion for VSCF Doubly Fed Induction Generator System[J], Power Electronics and Motion Control Conference, 2006
- [34] Shuhui Li; Haskew, T.A.; Analysis of Decoupled d-q Vector Control in DFIG Back-to-Back PWM Converter Power Engineering Society General Meeting, 2007. IEEE 24-28 June 2007
- [35] Shuhui Li; Haskew, T.A.; Jackson, J.; Power generation characteristic study of integrated DFIG and its frequency converter Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 I
- [36] Yu Fang; Liu Qi-hui; Zhang Jian-hua; Flexible Grid-connection Technique and Novel Maximum Wind Power Tracking Algorithm for Doubly-Fed Wind Power Generator Industrial Electronics Society, 2007. IECON 2007. 33rd Annual Conference of the

IEEE 5-8 Nov. 2007

- [37] Lie Xu; Coordinated Control of DFIG's Rotor and Grid Side Converters During Network Unbalance Power Electronics, IEEE Transactions on Volume 23, Issue 3, May 2008
- [38] Lie Xu Coordinated Control of DFIG's Rotor and Grid Side Converters During Network Unbalance ,IEEE transactions on power electronics Vol.23,No,3,May 2008

附录

仿真过程中 SVPWM 模块是利用 Matlab 中 S-function 生成的，其中直流侧电压 $u_{dc} = 600V$ ， $T_{pwm} = 0.0001s$

```
function [sys,x0,str,ts] = svpwm(t,x,u,flag)
switch flag,,
    case 0,
        [sys,x0,str,ts]=mdlInitializeSizes;
    case 3,
        sys=mdlOutputs(t,x,u);
    case 4,
        sys=mdlGetTimeOfNextVarHit(t,x,u);
    case 9,
        sys=mdlTerminate(t,x,u);
        sizes = simsizes;
        sizes.NumContStates = 0;
        sizes.NumDiscStates = 0;
        sizes.NumOutputs = 3;
        sizes.NumInputs = 3;
        sizes.DirFeedthrough = 1;
        sizes.NumSampleTimes = 1;

        sys = simsizes(sizes);
        function sys=mdlOutputs(t,x,u)
            a1=u(1)*(-0.5)-(sqrt(3)/2)*u(2);
            b1=u(1)*(-0.5)+(sqrt(3)/2)*u(2);
            c1=u(1);
            if (a1>0)sa1=1;else sa1=0;end
            if (b1>0)sb1=1;else sb1=0;end
            if(c1>0)sc1=1;else sc1=0;end
            sn=4*sa1+2*sb1+sc1;
            if (sn==1)k=1;
            elseif (sn==2)k=5;
            elseif (sn==3)k=0;
            elseif (sn==4)k=3;
            elseif (sn==5)k=2;
            elseif (sn==6)k=4;end
            vdc=600;
            ua=u(1)*sqrt(3)/vdc;
            ub=u(2)*sqrt(3)/vdc;
            z=ua*(0.5)-(sqrt(3)/2)*ub;
            y=ua*(0.5)+(sqrt(3)/2)*ub;
            x=ua;
            switch k,
                case 0,
                    T1=-z;T2=x;
                case 1,
                    T1=z;T2=y;
                case 2,
                    T1=x;T2=-y;
                case 3,
                    T1=-x;T2=z;
                case 4,
                    T1=-y;T2=-z;
```

```

case 5,
T1=y;T2=-x;
end
TPWM=1/10000;
t1=T1*TPWM;
t2=T2*TPWM ;
t0=TPWM-t1-t2;
if(u(3)<=t0/4) k1=1;
elseif (u(3)<=((t0/4)+(t1/2)))
k1=2;
elseif (u(3)<=((t0/4)+(t1/2)+(t2/2)))
k1=3;
elseif (u(3)<=((3*t0/4)+(t1/2)+(t2/2)))
k1=4;
elseif (u(3)<=((3*t0/4)+(t1/2)+t2))
k1=5;
elseif (u(3)<=((3*t0/4)+t1+t2))
k1=6;
else k1=7 ;
end
switch k
case 0,if (k1==1)sa=0; b=0;sc=0;
    elseif (k1==2)sa=1;sb=0;sc=0;
    elseif (k1==3)sa=1;sb=1;sc=0;
    elseif (k1==4)sa=1;sb=1;sc=1;
    elseif (k1==5)sa=1;sb=1;sc=0;
    elseif (k1==6)sa=1;sb=0;sc=0;
    elseif (k1==7)sa=0;sb=0;sc=0;end
case 1,
    if (k1==1)sa=0;sb=0;sc=0;
    elseif (k1==2)sa=0;sb=1;sc=0;
    elseif (k1==3)sa=1;sb=1;sc=0;
    elseif (k1==4)sa=1;sb=1;sc=1;
    elseif (k1==5)sa=1;sb=1;sc=0;
    elseif (k1==6)sa=0;sb=1;sc=0;
    elseif (k1==7)sa=0;sb=0;sc=0;end
case 2,
    if (k1==1)sa=0;sb=0;sc=0;
    elseif (k1==2)sa=0;sb=1;sc=0;
    elseif (k1==3)sa=0;sb=1;sc=1;
    elseif (k1==4)sa=1;sb=1;sc=1;
    elseif (k1==5)sa=0;sb=1;sc=1;
    elseif (k1==6)sa=0;sb=1;sc=0;
    elseif (k1==7)sa=0;sb=0;sc=0;end
case 3,
    if (k1==1)sa=0;sb=0;sc=0;
    elseif (k1==2)sa=0;sb=0;sc=1;

    elseif (k1==3)sa=0;sb=1;sc=1;
    elseif (k1==4)sa=1;sb=1;sc=1;
    elseif (k1==5)sa=0;sb=1;sc=1;
    elseif (k1==6)sa=0;sb=0;sc=1;
    elseif (k1==7)sa=0;sb=0;sc=0;end
case 4,
    if (k1==1)sa=0;sb=0;sc=0;
    elseif (k1==2)sa=0;sb=0;sc=1;
    elseif (k1==3)sa=1;sb=0;sc=1;

```

```
elseif (k1==4)sa=1;sb=1;sc=1;
elseif (k1==5)sa=1;sb=0;sc=1;
elseif (k1==6)sa=0;sb=0;sc=1;
elseif (k1==7)sa=0;sb=0;sc=0;end
case 5,
if (k1==1)sa=0;sb=0;sc=0;
elseif (k1==2)sa=1;sb=0;sc=0;
elseif (k1==3)sa=1;sb=0;sc=1;
elseif (k1==4)sa=1;sb=1;sc=1;
elseif (k1==5)sa=1;sb=0;sc=1;
elseif (k1==6)sa=1;sb=0;sc=0;
elseif (k1==7)sa=0;sb=0;sc=0;end
end
sys=[sa ,sb ,sc];
```

攻读学位期间发表的学术论文

全江华, 茆美琴. 基于 SVPWM 控制的电压型整流器的控制策略与仿真分析 电源技术应用 已录用