

# 风力发电并网装置设计

## 摘要

风能作为越来越受人类青睐的一种清洁能源，无论是在陆地上，还是在海洋中，都有着十分广阔的开发利用前景，目前，全世界对风能最主要的利用途径当属风力发电，风力发电研究的核心部分就是并网装置尤其是变流器部分。永磁直驱式风力发电装置凭借着价格低廉、无齿轮箱等优势，其在未来风电市场中的占有率正在不断扩大。

本设计以永磁直驱风力发电系统的并网装置为设计对象，选取背靠背式的双 PWM 变流器拓扑结构，针对机侧变流器中设计了转速外环、电流内环的双闭环控制策略，针对网侧变流器中设计了电压外环、电流内环的双闭环控制策略。另外，在最大功率点跟踪控制中应用了定步长爬山搜索法。

利用 MATLAB/Simulink 环境在恒定风速、阶跃风速、斜坡风速三种情况下进行了仿真模拟，对仿真模型各个部分做了详细介绍，仿真结果表明了变流器矢量控制方法的科学性，所采用的控制方法使得最大功率跟踪效果好、并网电流谐波含量少系统适应风速的能力强。

**关键词：** 永磁直驱风力发电系统；变流器；矢量控制；最大功率点跟踪控制；爬山搜索法

# THE DESIGN OF WIND POWER GRID CONNECTION DEVICE

## ABSTRACT

As a kind of clean energy favored by more and more people, wind energy has a very broad prospect of development and utilization, whether on land or in the sea. At present, the most important way to use wind energy in the world should be wind power generation, and the core part of wind power generation research is the grid-connected device, especially the converter part. Permanent magnet direct drive wind power device with low price, no gearbox and other advantages, its share in the wind power market is expanding.

In this design, the grid-connected device of permanent magnet direct drive wind power generation system is taken as the design object, and the back-to-back dual-PWM converter topology is selected. In view of the machine side converter, the double closed-loop control strategy of speed outer loop and current inner loop is designed. In view of the grid-side converter, the double closed-loop control strategy of voltage outer loop and current inner loop is designed. In addition, fixed step - length mountain climbing search method is used in MPPT control.

MATLAB/Simulink software is used to simulate the constant wind speed, step wind speed and slope wind speed. The simulation model is introduced in detail. The simulation results show that the converter vector control method is scientific. The control method adopted has good tracking effect of maximum power, less harmonic content of grid-connected current, and strong ability to adapt to wind speed.

**Key words:** Permanent magnet direct drive wind power generation system; converter; vector control; maximum power point tracking control; mountain climbing search method

# 目 录

1 绪论.....	1
1.1 风力发电的背景及发展趋势.....	1
1.1.1 风力发电技术的背景.....	1
1.1.2 风力发电技术的发展趋势.....	2
1.2 风力发电技术的研究现状.....	2
1.2.1 风力发电装置的研究现状.....	3
1.2.2 变流器拓扑结构的研究现状.....	5
1.2.3 变流器控制技术的研究现状.....	6
1.2.4 最大功率跟踪控制的研究现状.....	10
1.3 本文主要的与研究内容.....	10
2 永磁直驱风力发电系统结构及其数学模型.....	12
2.1 系统整体结构.....	12
2.2 风力机的数学模型.....	12
2.3 永磁同步电机的数学模型.....	14
2.4 直流部分.....	16
2.5 机侧变流器的数学模型.....	16
2.5.1 机侧变流器的拓扑结构.....	17
2.5.2 机侧变流器的数学模型.....	17
2.6 网侧变流器部分.....	18
2.6.1 网侧变流器的拓扑结构.....	18
2.6.2 网侧变流器的数学模型.....	19
2.7 本章小结.....	20
3 变流器的矢量控制方法研究.....	22
3.1 引言.....	22
3.2 机侧变流器的矢量控制策略.....	22
3.3 网侧变流器的矢量控制策略.....	25

3.4 本章小结 .....28

4 直驱式永磁同步风力发电装置建模与仿真分析 .....29

4.1 引言 .....29

4.2 永磁直驱式风力发电并网装置的仿真模型 .....29

4.2.1 整体仿真模型 .....29

4.2.2 风力机的仿真模型 .....29

4.2.3 机侧整流器的仿真模型 .....30

4.2.4 网侧逆变器的仿真模型 .....30

4.2.5 MPPT 的仿真模型 .....31

4.3 仿真结果分析 .....31

4.3.1 系统在恒定风速下启动的仿真结果 .....31

4.3.2 阶跃风速下的仿真结果 .....35

4.3.3 斜坡风速下的仿真结果 .....38

4.4 本章小结 .....41

5 总结与展望 ..... 错误!未定义书签。

参考文献 ..... 错误!未定义书签。

致谢 ..... 错误!未定义书签。

# 1 绪论

## 1.1 风力发电的背景及发展趋势

### 1.1.1 风力发电技术的背景

随着时代的前进与经济社会的发展,人类对能源的使用量日益增加,由于人们对化石能源的大量利用,造成环境和气候变化问题的日益严峻<sup>[1]</sup>。为在实现整个人类社会能供需平衡的基础上,逐步减少煤、石油、天然气等化石燃料对环境产生的直接影响,世界各国都在结合实际具体情况,积极探索可再生能源的合理发展、使用、推广之路<sup>[2]</sup>。

在可再生能源中,风能虽然出现时间较晚,但是其兼具安全性、储量大、污染小的优点,正在逐渐成为最受人们青睐的一种发电形式,正因如此,近年来风力发电技术被社会各界频繁研究、探讨,被世界上多个国家大力推广使用,风力发电技术有望成为优化电力系统结构、保障社会经济可持续发展的强心剂<sup>[3]</sup>。结合我国实际,对风能的合理开发利用,有望使我国大幅度减少对传统能源的进口依赖。

在世界范围内最早开始研究风力发电技术的地区是北欧,在北欧国家进行初步研究之后,风能发电技术也被逐步推广<sup>[4]</sup>。现如今,德国凭借着其雄厚的风电产业基础,德国全国已建成且可正常工作的风电设备数占到整个欧盟风电设备数的 50%左右,德国具有最高端的风电技术。目前中国在风电技术开发方面已较为成熟,随着中国风能工业的进一步发展,海洋风力利用也产生了全新的发展趋势,人们开始将风能利用场景从陆地转向海洋<sup>[5]</sup>。而相对于陆地来说,海洋风能资源更为充沛,所以,中国海洋风能开发领域的发展前景也更加宽广。由于中国幅员辽阔,拥有着极为丰富的风力资源,因地制宜发展风电、提升风机装机容量是解决我国能源短缺现状的有效途径。根据近年来的调查数据,我国在风电产业的资金、人力投入呈现逐渐增长的趋势,与此同时,风电机组的单机容量也在不断扩大。按照世界海洋风电委员会公布的《2021 全球海上风电报告》,中国于 2020 年已经实现了 3GW 以上的海洋风能市场新增并网,连续第三年成为了世界最大的海洋风能交易市场,在现行风能发电制度的推动下,在未来十年内全世界将增加海洋风能装机 235GW 以上。

总而言之,增加风力发电技术的研究投入,大力推进规模化风电场的建设进程,一部分

火电厂将被风能发电取代,能够显著减少温室气体、污染性气体的排放量,积极回应我国“绿水青山便是金山银山”的环保建设观念,助力“碳达峰、碳中和”目标的尽早达成,推动社会经济的创造性、战略性、高质量发展,符合当代社会的环境观念,对人类文明的发展进步有着极其重要的影响<sup>[6]</sup>。

现阶段,风电市场的最主要的风力发电系统分为双馈和永磁直驱风力发电系统,永磁体材料的直驱风力发电系统因机械消耗较小、风电转换率较高、占用空间小等优点更加受到学术界研究人员的关注<sup>[7]</sup>。对永磁直驱的风能发电系统来说,在并网之前需要对定子产生的电能进行变换与控制,所以功率变流器是风电并网装置的关键部分,对变流器原理研究的深度是决定了风力发电并网的效果。目前,永磁直驱风力发电系统功率变流器主要面临着并网电流谐波多、动态特性差等问题<sup>[8]</sup>,为了促进永磁直驱式风力发电系统的广泛应用,本设计对永磁直驱风力发电系统的并网装置进行探究。

### 1.1.2 风力发电技术的发展趋势

在全球各地的大力推进下,风能开发技术日趋完善,推动全球范围内风能领域的蓬勃发展,未来风电的发展趋势表现在以下几个方面<sup>[9-12]</sup>:

(1)机组的单机发电能力也会进一步增加。随着风能设备单机容量的提高,对风能的利用限度也会随之增加,风力利用的范围也将会相应扩大,从而显著减少了风电场的占地面积,从而大大降低了风能发电的运维成本,显著增加了风能效益,从而提高了风能行业的社会竞争力。

(2)将风能发电的基础建设从陆地上逐步走向海洋。因为海洋空间辽阔且风力资源也比较充足,而且没有浪费土地资源,综合起来发电成本也更低廉,所以利用海洋风能的利用潜力很大,海上风能的开发利用将会成为未来风电产业的重中之重。

(3)直驱风机将会被越来越广泛采用。直驱风力发电系统省去了传动齿轮箱,减少了能量转换过程中的机械损耗,大大降低了对风电转换效率的影响,因此,直驱风机凭借着无增速齿轮箱的优势,在未来风电产业中的占有率将继续增大。

(4)微型风力发电系统产生了新的活力。相比于规模化的大型风电场,微型风力发电系统具有安装灵活、投入较低、应用便捷等优点,在西方的一些国家,微型风力发电系统被高度重视,已经逐渐占据了风电产业的半壁江山。在我国,近年来微型风力发电系统的研发也取得了较大进展,呈现出上升趋势。

## 1.2 风力发电技术的研究现状

1.2.1 风力发电装置的研究现状

风力发电控制装置设计类型很多,构造也多种多样,一般根据运行时的转速如何变化,可分成恒速风力发电控制装置和变速风力发电控制装置<sup>[13-14]</sup>。

恒速风能发电控制装置基本上包括了五组成部分,依次是风轮机、异步发电机、变速环节、变压器系统和电容组,其结构如图 1.1 所示。这种风能系统,尽管在构造方面的设计很简洁,却是一个比较典型的风电机组结构,它首先诞生于上个世纪初,由丹麦的风能公司研发而成,后来随着恒速风能发电体系的逐步趋于完善,因此被人们普遍称作"丹麦型"风能机组。但这种系统的主要缺陷是在发电中由于使用了异步电动机,不得不要求电容器为它供给无功励磁电流,因此功率因数很低,而且,无论风速如何变化,该类型的发电装置只能够保持恒速运行,无法根据实际的风速波动来捕获风能,因此风能利用率较低,导致其发电效率并不高。

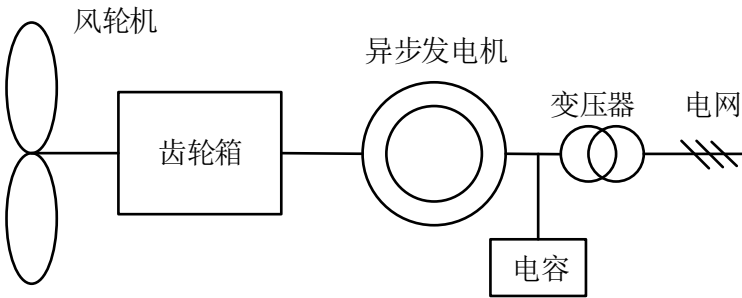


图 1.1 恒速风电装置的结构示意图

相对于传统恒速风力发电装置,变速风能发电装置能够按照现场环境的风力变化规律,调节发电机组的速度,从而达到了变转速恒频率发电的功效,而且,结合最大功率跟踪控制方法,该类型的风电机组可以使实际风能利用率始终保持在最大风能利用率附近,使得发电效率有显著提高。目前,这类机组类型已经被广泛应用于兆瓦级以上的风电市场,变转速恒频率的风力发电装置的具体类型如表 1-1 所示。

表 1-1 变速风电装置的具体类型

类型	齿轮箱类型	发电机类型
直驱	无齿轮箱	永磁同步发电机、电励磁同步机
半直驱	中速齿轮箱	永磁同步发电机、双馈发电机
多级传动型	高速齿轮箱	笼型发电机、永磁同步发电机

在变速风力发电装置中,直驱风力发电装置十分显著的一个特点就是省去了齿轮箱结构,这样就可以大量减少了机械损耗,提高发电效率。然而,省略齿轮箱的同时,使得该类型风力机转速较慢;此外,直驱风力发电装置还需要一个整流+逆变的变流器,

通过变流器与无限大电网进行连接，只有这样系统才能实现变速运行。图 1.2 为直驱永磁风力发电装置结构示意图。

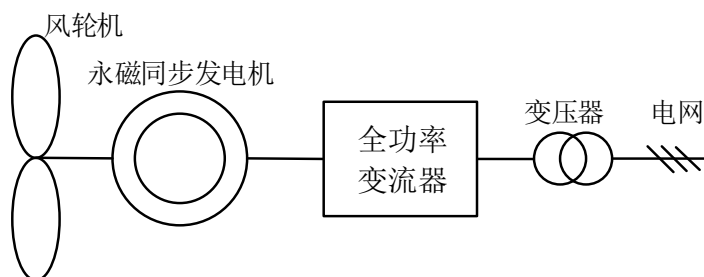


图 1.2 直驱永磁风电装置的结构示意图

直驱风能发电装置中的直流电励磁风力发电机,是在直驱永磁风能发电装置的基础上加以改进,将永磁转子替换成电励磁装置,电励磁风力发电装置的结构示意图如图 1.3 所示。

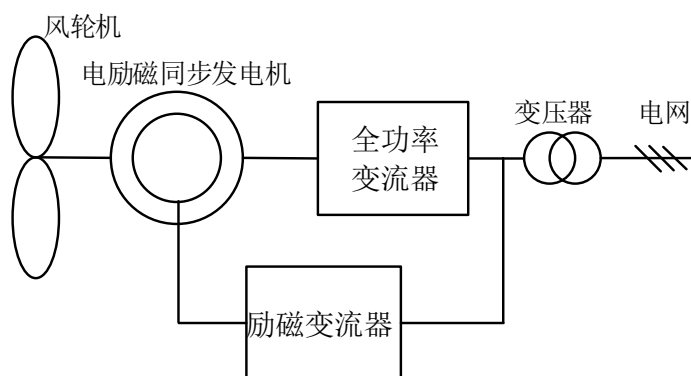


图 1.3 电励磁风电装置的结构示意图

半直驱风力发电控制装置是处于直驱风力发电控制装置与多级传动风力发电控制装置中间的一个类型,由于其中的增速齿轮箱上通常安装有一级和二级的传动齿轮以实现加速,因此相对于多级传动风力发电控制装置,半直驱风力发电控制装置中的齿轮箱数量和所占空间在一定范围上均大大下降,其结构示意图如图 1.4 所示。

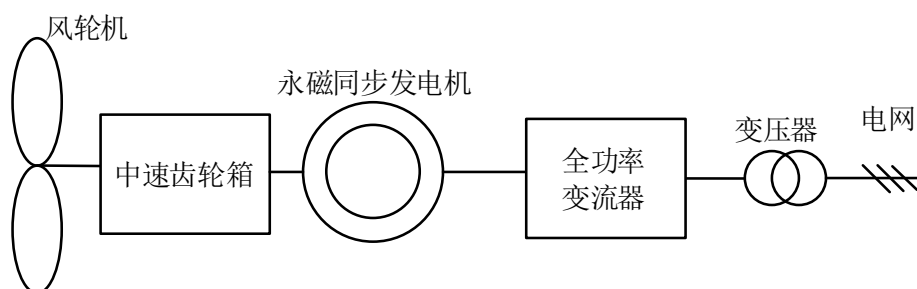


图 1.4 半直驱风电装置的结构示意图

变速风力发电装置中的多级增速风力发电装置,其中的增速齿轮箱一般设置三个齿轮来实现转速的传递,这样设计的传动结构,使得运行时发电机转速较快,一般能够使转



速保持在同步转速附近,电机的体积就可以设计得更小一些。然而,由于多级增速齿轮的存在,机械损耗会随之增加,使得风电转换效率有所降低,此外,还导致了风机系统的故障发生率变高,提高了运维成本。目前,双馈风力发电装置是风电市场上最为典型的多级传动风力发电装置,其示意图如图 1.5 所示。

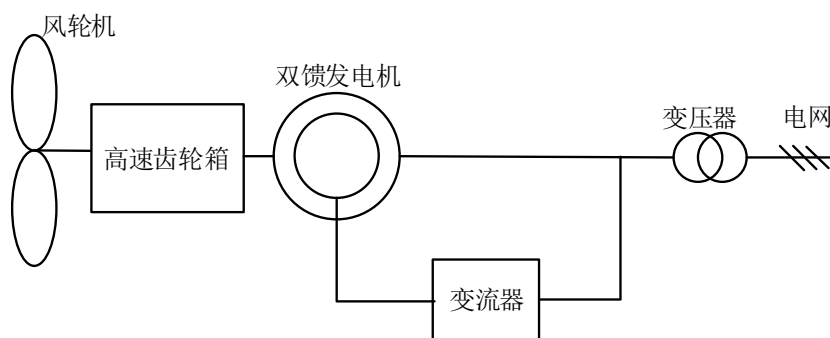


图 1.5 多级传动风电装置的结构示意图

### 1.2.2 变流器拓扑结构的研究现状

由于目前学术界对风力发电技术变流器部分的不断研究,仅仅直驱永磁同步风力发电装置,其中的变流器拓扑构造就已产生了多种形式,被广泛使用的三种拓扑结构总结如下。

第一种是不可控整流拓扑结构,其示意图如图 1.6 所示,这种拓扑结构的优点是控制方法较为简单,变流器制造成本较低,其缺点主要是采用不可控整流电路会导致定子电流中产生较大的谐波,这些谐波带来的影响包含脉动转矩以及电枢反应,对风力发电的稳定运行存在着一定的威胁。另外,由于机侧变流器为不可控整流器,所以能量的流动方向只能是从发电机流向网侧,使得发电机的输出功率难以调节,在波动的风速下,随着风力机转速的变化,直流母线电压稳定性较差,甚至会拉低并网电压,达不到理想的并网效果<sup>[15]</sup>。

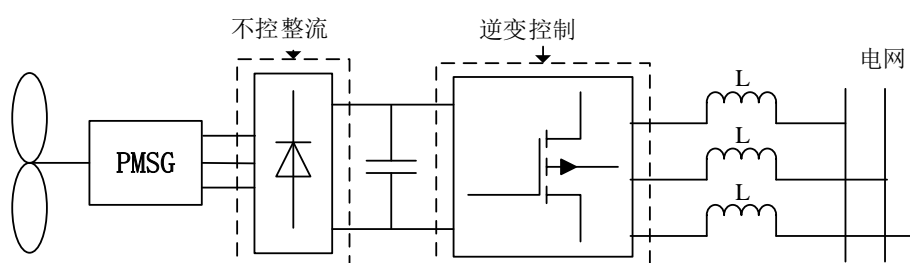


图 1.6 不可控整流拓扑结构图

第二种则是采用了带升压电路的不可控整流拓扑架构,其示意图如图 1.7 所示,图中的 *boost* 电路的主要功能就是在电容电压下降时,能够让直流母线的电压得到上升,从而

完成最大功率跟踪控制,顺利完成风力发电机并网。然而,这种拓扑结构的机侧依旧使用不可控整流,无法减少谐波。

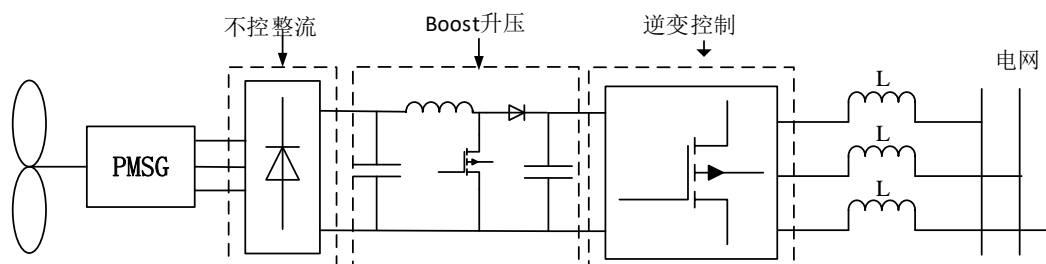


图 1.7 带升压电路的不可控整流拓扑结构图

最后一种常用的变流器拓扑结构是背靠背式 *PWM* 变流器,其示意图如图 1.8 所示,这种拓扑结构的控制方法灵活,具有四象限处理控制能力,可以对系统的功率因数进行调整控制,降低系统能量损耗。其中,与风力发电机直接连通的变流器称为机侧整流器,从另一方直接并入电网的变流器称为网侧逆变器,对整流装置与逆变器来说,它们均有相应的控制方式,而机侧与网侧均采用双直流母线与电容串联,这种拓扑结构与不控整流电路拓扑比较,明显降低了发电机在定子电流中的低次谐波含量,所以,这种背靠背型的双 *PWM* 变流器,已被普遍应用于直驱永磁风力发电机中,本设计也是采用这种双 *PWM* 变流器,且表现出优良的运行性能和并网效果。

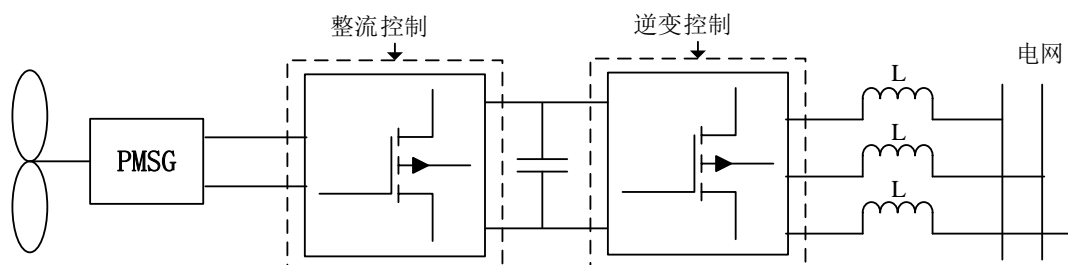


图 1.8 双 *PWM* 变流器拓扑结构图

### 1.2.3 变流器控制技术的研究现状

#### (1) 机侧整流器控制技术

机侧整流器的主要工作目的,是用来把电机产生的交流电转化为比较平稳的直流电,同时要兼顾对风机最大输出功率跟踪调节的功效。目前,机侧整流器的重要调节对策是矢量控制策略和直接转矩控制策略<sup>[16]</sup>。

机侧整流器的矢量控制结构如图 1.9 所示,在该控制策略中,把定子电流直轴分量  $i_d$  的参考值给为零,这样,前端电机的电磁转矩和定子电流交轴分量  $i_q$  之间就会出现线性关系,但由于没有与直轴电枢绕组反应,发电机的定子电流全部用来提供电磁转矩,所有电

机转速的控制速度快、控制效果明显。该系统的缺点是至少要设置 3 个  $PI$  控制器，控制方法稍显繁琐<sup>[17]</sup>。另外，由于在控制过程中需要进行旋转坐标变换运算，使得系统的运算量较大，运算时间长。针对上述问题，目前有研发人员已经将模糊控制理论和  $PI$  控制技术进行了融合，并在转速外环的控制系统中进行了运用，在一定程度上降低了并网装置的响应时间，也增强了系统的抗干扰能力。

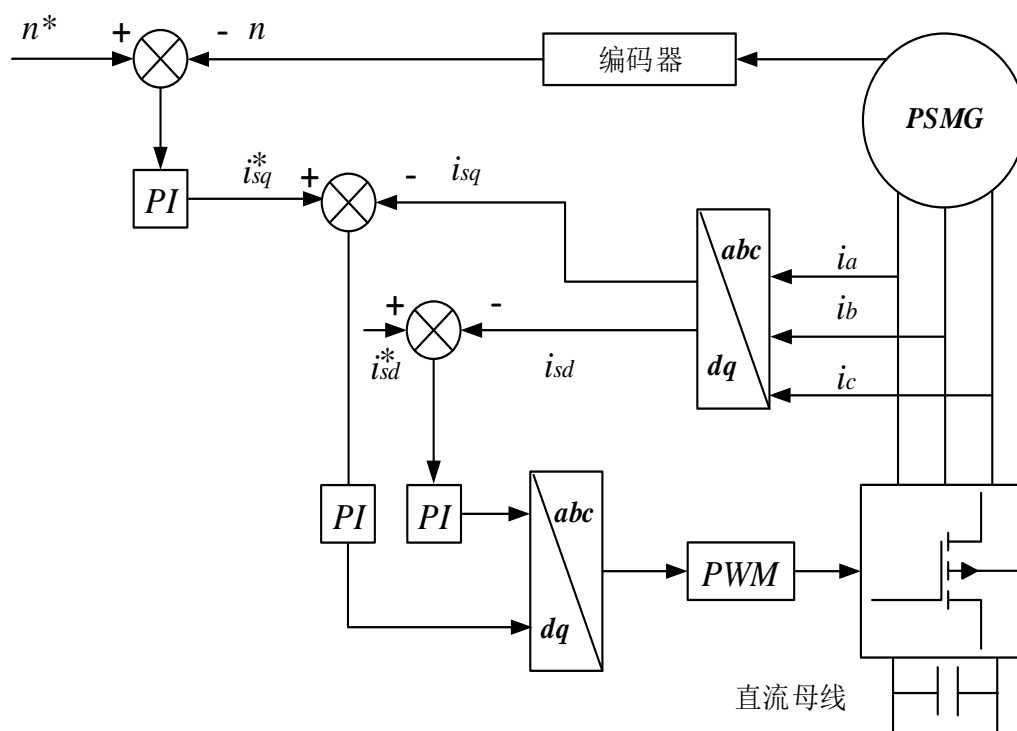


图 1.9 机侧变流器的矢量控制策略示意图

机侧整流器的另一个重要控制对策为直接转矩控制，其流程图如图 1.10 所示，相比于上文的矢量控制策略，直接转矩控制以发电机定子端口输出电压和端口电流为基础变量，并在定子磁链旋转坐标系上对发电机电磁转矩加以计量和实时控制，使得直接转矩控制有运算时间相对较短、运算方法简单、动态响应更高的特性。这种直接转矩控制策略优点是：通过使用电压矢量来进行改变磁链、电磁转矩，省去了分解定子电流的过程，避免了相对的复杂的坐标变换运算，同时， $PI$  控制器的数量显著减少，解决了因使用  $PI$  控制器带来的系统控制精度下降的影响。然而，美中不足的是，因为矢量的个数限制，所以其转矩和磁链脉动都很大<sup>[18]</sup>。

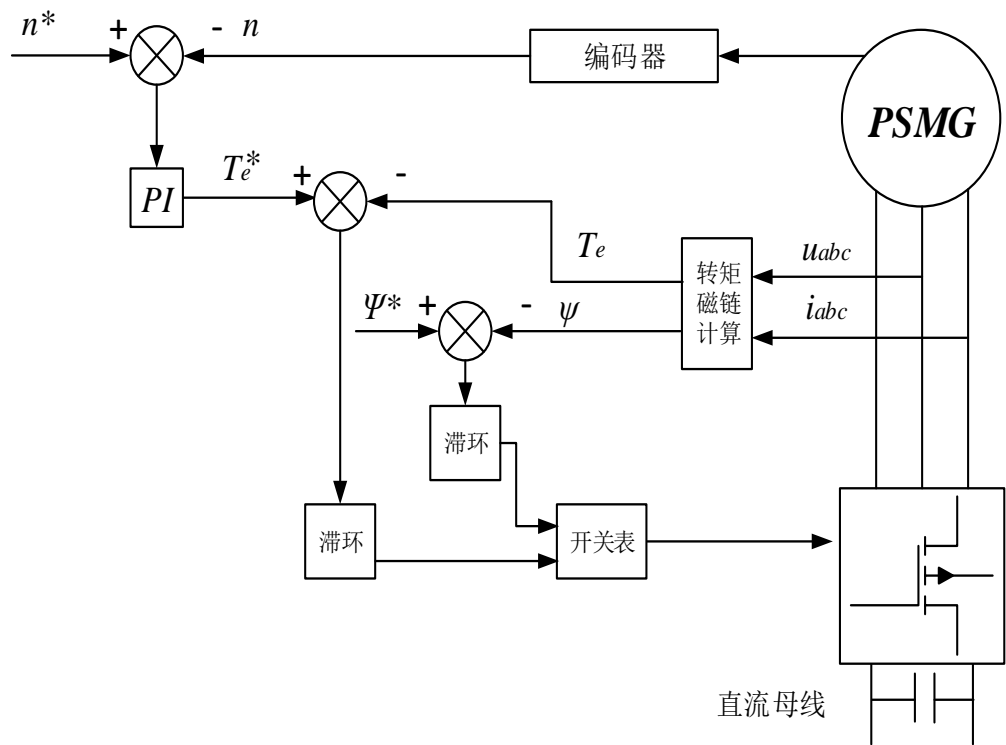


图 1.10 直接转矩控制策略示意图

(2) 网侧逆变器控制技术

网侧逆变器的主要工作目的是:处理直流母线上传输的电,能,把其转化为幅值、频率、相位均符合并网条件的交流电。

目前,网侧逆变器的一般控制对策为矢量控制、直接功率控制两种,前者的优势在于开关频率恒定、静动态性能优良,劣势是坐标变换算法较繁琐,且易受网侧电压畸变影响<sup>[19]</sup>。后者的优点在于省去了坐标变换、系统动态特性优异,但功率易受电网电压的影响,对采样精度要求较高。

其中,电压定向矢量控制策略如图 1.11 所示。为了控制逆变器并网电流,该控制策略是通过调节变流器输出端口的电压来实现的。为了进一步简化控制策略的结构,直接将电网电压矢量固定在  $d$  轴的方向上,同时令并网电流的交流分量参考值为 0。与机侧整流器的矢量控制策略相似,该控制策略也需要设置 3 个  $PI$  控制器,控制方法稍显繁琐、运算量较大、运算时间较长。

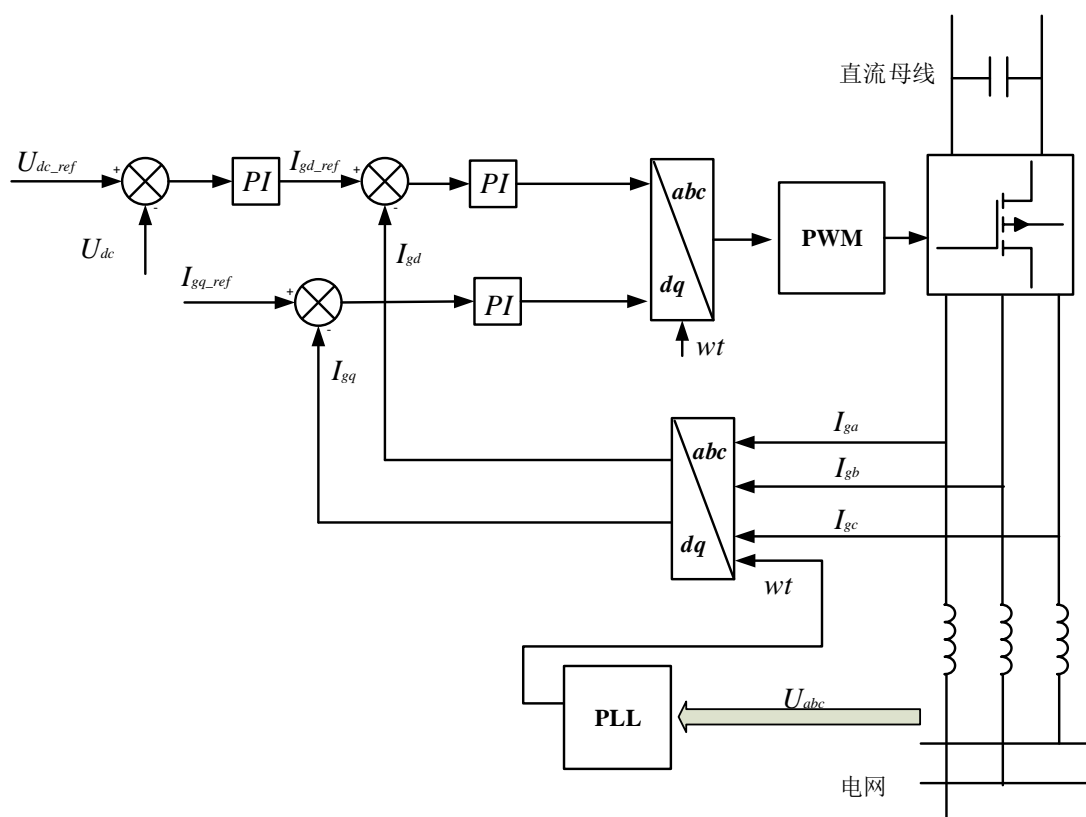


图 1.11 定向矢量控制示意图

网侧逆变器的另一种常用控制技术是直接功率调节策略,如图 1.12 所示。与机侧部分的直接转矩控制策略相似,直接功率调节策略的主要控制量是每一时刻的并网有功功率和无功电量,进而实现了对并网功率的实时调整,所以该控制策略具有速度快的优点,但也面临着功率脉动的问题。

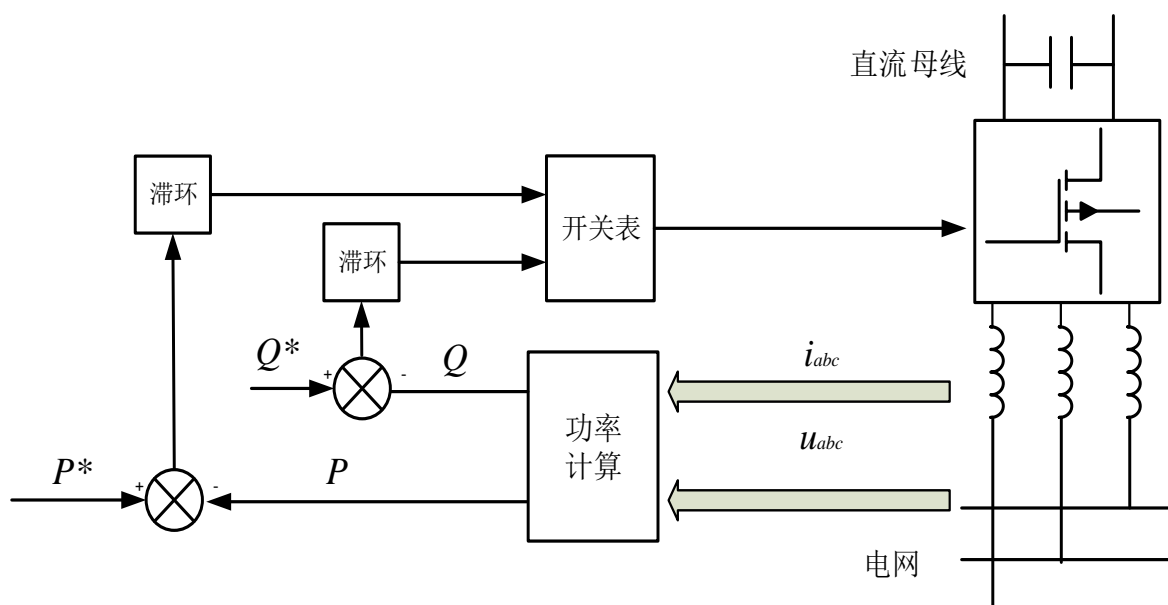


图 1.12 直接功率控制示意图

### 1.2.4 最大功率跟踪控制的研究现状

环境风速和风机转速决定了风力机捕获风能的大小,由于风力发电机组所在的环境风速存在随机性、不稳定性,为了在不同的风速下都有最大风能转换效率,需要变流器控制系统能够在系统运行稳定的前提下,使风力机尽可能多地捕获风能<sup>[20]</sup>。针对本设计的研究对象,最大功率控制方法一般涉及以下三种常用方法。

(1)叶尖速比法.该方法是指在不平稳的风速下,通过改善风力发电机角速度的方式,让风力机始终维持在最高叶尖速比的状况下,以便实现捕获最大输出功率的目的。影响叶尖速比的主要物理量为风速和风力机的旋转角速度,所以在测出了实际的风力速度后,通过使用最佳叶尖速比就能够得到当此风力产生时对应的最优转速,从而可以通过转矩控制系统来调整风力机的实际速度,使之在最优转速下稳定地工作,并根据实际风速的波动快速调整。然而,该方案也存在着许多弊端,叶尖速比法需要非常精确地测量环境风速,测量精度的高要求带来了成本的增加。此外,该方案中最佳叶尖速比曲线的计算过程较为繁琐,风力机的结构也会对该曲线带来很大的影响。

(2)功率信号反馈控制法。该方法的原理是通过控制后级的功率变流器的来控制机组的输出功率,这种控制方式比较简单,也省略了风速检测环节,只要能够得到风力机转动速度以及功率曲线,根据最佳功率曲线,调整输出功率。该方案的缺点是随着风力机运行时间的推移最佳功率曲线发生偏移。此外,在风力机转动惯量很大的情景下,功率信号反馈控制方法将会降低最大功率的跟踪速度,使得系统的响应时间增加。

(3)爬山法搜索法。该方法如图 1.14 所示,搜索步长对爬山法的控制精度和控制效率有着极大的影响,当步长较大时,搜索速度较快,可以在较短的时间内到达最大功率点周围,但容易产生震荡,功率跟踪误差大。相反,当步长较小时,对最大功率点的跟踪精度会更高,但是精度提高的同时也降低了搜索速度。

## 1.3 本文主要的与研究内容

本设计主要研究的是风电装置中的背靠背式 *PWM* 变流器,探讨了机侧、网侧变流器的矢量控制技术,验证了爬山搜索法的最大功率跟踪控制技术,主要内容如下:

第一章介绍了风能开发的背景与趋势,详细阐述了风力发电装置的分类,对比分析了常用的几种变流器拓扑结构及其控制技术,介绍了目前风电市场上广泛使用的几种最大功率跟踪控制技术,同时对本设计的主要内容进行了总结概括。

第二章介绍了风力机、永磁同步发电机、传动结构、变流器的数学模型。

第三章研究了机侧变流器、网侧变流器的矢量控制技术，设计出双闭环控制系统。

第四章建立了永磁直驱式风力发电装置的整体模型，分析了仿真数据。证明了将矢量控制应用于变流器控制时能够实现系统的稳定运行。研究了系统在恒定风速下启动、阶跃风速扰动、斜坡风速扰动三种情况下的功率追踪效果，对并网电流进行了 *FFT* 分析，均达到了风力发电的并网标准。

第五章对全文进行了总结与展望。

## 2 永磁直驱风力发电系统结构及其数学模型

永磁直驱风力发电装置所涉及的学科数目众多,应用了动力学、电磁学、控制科学的理论,为了更加清晰地介绍风力发电并网装置的工作原理,本章将详细说明磁直驱风力发电系统各个部分的结构和数学模型<sup>[21]</sup>。

### 2.1 系统整体结构

永磁直驱风力发电装置的结构如图 2.1 所示,包括了风力机、采用永磁体材料的同步发电机、整流部分、逆变部分、控制部分等主要组成部分,工作在变速恒频状态下,没有传动齿轮箱,发电机发出电能通过变流器处理后并入电网中,能大幅度系统的提高发电效率。

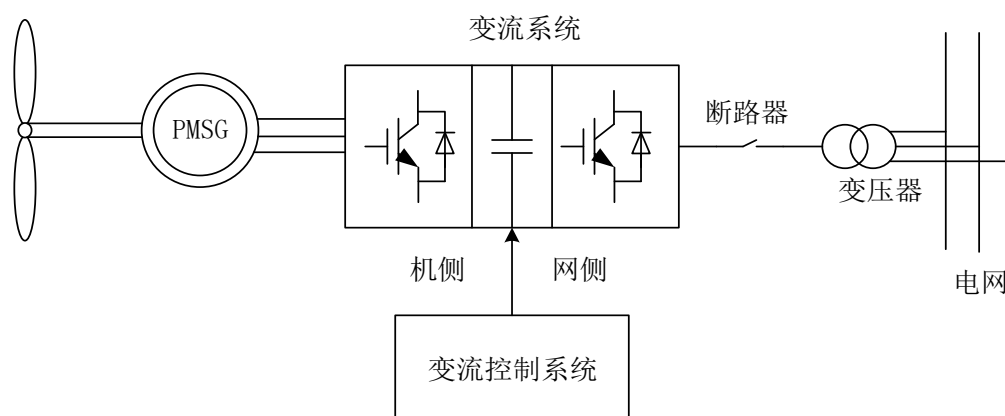


图 2.1 永磁直驱风力发电机组整体结构

其中,永磁同步发电装置的风力机是把风力转化为机械能的关键元件,由于变速装置内并无传动齿轮,而风力机旋转轴又和发电机转子轴直接相连,所以,风机速度与转子转速始终一致,永磁同步机不需要设置励磁回路,结构得到了简化,缩小了体积。变流器的功能是对永磁同步风力发电机所产生的频谱、幅值均不恒定的电能加以处理,将其变换成与电网频率、幅值、相位一致的交流电,而机侧变流器的功能将交流电转换为直流电,同时调节发电机输出功率中的电磁功率,借以改善风力机速度;网侧变流器的功能是将直流电转换为交流电,并同时调节直流母线上电容两端的电压,使其保持恒定。

### 2.2 风力机的数学模型

风力机接收风能,然后将其转化为机械能,其过程属于一种较为复杂的空气动力学推导,为了更好地表示不同风速下的风力机状态,引入叶尖速比 $\lambda$ 来作为分析指标,其



数学含义是风轮的叶尖圆周速度与实际风速的比值：

$$\lambda = \frac{\omega \cdot R}{v} \quad (2-1)$$

其中， $\omega$  表示风力机转轴角速度， $R$  表示叶片半径， $v$  表示环境风速。

在恒定的风速下，存在一个最佳转速，在该最佳转速下，叶尖速比即为最佳叶尖速比， $C_p$  维持在最大值  $C_{p\max}$ ， $C_p$  代表风能利用系数，它是衡量一台风力机从风能中捕获能量多少的物理量，它与叶尖速比  $\lambda$  和桨距角  $\beta$  呈现的表达式如下：

$$C_p = 0.5176 \times \left( \frac{116}{\lambda_1} - 0.4\beta - 5 \right) e^{-\frac{21}{\lambda_1}} + 0.0068\lambda \quad (2-2)$$

$$\frac{1}{\lambda_1} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (2-3)$$

由式 (2-2) 可以绘制出风能利用系数  $C_p$  与叶尖速比  $\lambda$ 、桨距角  $\beta$  之间的函数关系曲线，如图 2.1 所示。

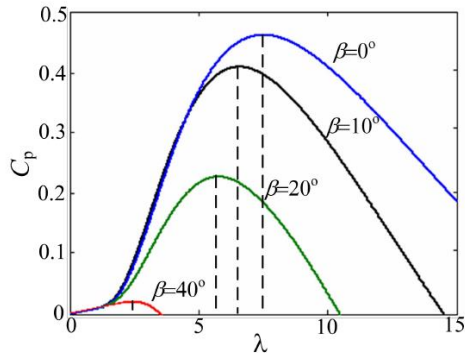


图 2.1 风能利用系数函数曲线图

通过空气动力学知识,能够推导出风力机的机械功率  $P_m$  为：

$$P_m = 0.5 C_p \pi \rho R^2 v^3 \quad (2-4)$$

则机械转矩  $T_m$  为：

$$T_m = P_m / \omega \quad (2-5)$$

其中： $\rho$  表示空气密度， $R$  表示叶片半径， $v$  表示环境风速， $\omega$  表示风力机转轴角速度。

因为直驱系统的传动结构不设置齿轮箱，因此，风力机转速始终与发电机转速相等，则转矩平衡方程为：

$$\begin{cases} \omega = \frac{d\theta}{dt} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{(T_m - T_e - B_d \omega)}{J_d} \end{cases} \quad (2-6)$$

其中， $\theta$  表示转子位置角度， $\omega$  表示风力机、发电机的机械角速度， $T_m$  表示机械转矩， $T_e$  表示电磁转矩， $J_d$  表示转动惯量， $B_d$  表示转动粘滞系数。

### 2.3 永磁同步电机的数学模型

永磁同步电机的结构如图 2.2 所示，转子上无结构复杂的励磁回路，采用永磁体提供磁场，定子中包含了在空间上完全对称的  $A$ 、 $B$ 、 $C$  三相绕组。

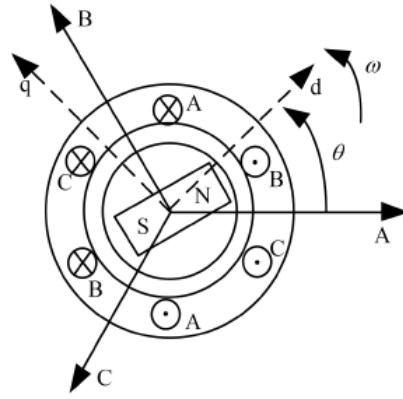


图 2.2 永磁同步电机结构示意图

分析永磁同步发电机之前，进行一下四点基本假设：

- (1) 永磁同步发电机定子的空载电势波形为正弦波；
- (2) 分析过程中忽略磁路饱和的情形；
- (3) 永磁同步发电机的转子磁链呈正弦特性；
- (4) 定子  $A$ 、 $B$ 、 $C$  三相绕组的材料与结构没有任何差别。

此时，同步电机在  $abc$  旋转坐标系中的电压方程为：

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \frac{3}{2} p L_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s + \frac{3}{2} p L_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s + \frac{3}{2} p L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + p \psi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

式中： $u_a$ 、 $u_b$ 、 $u_c$  分别表示发电机三相  $A$ 、 $B$ 、 $C$  绕组的相电压， $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  分别表

示三相  $A$ 、 $B$ 、 $C$  绕组的相电流， $R_s$  代表定子绕组的电阻， $L_s$  代表定子绕组的电感， $\psi_f$  表示转子磁链， $p$  代表微分算子  $\frac{d}{dt}$ 。

根据坐标变换的原理，可推导出其在  $dq$  坐标系中的电压方程为：

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p & -\omega_e \\ \omega_e & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} \quad (2-8)$$

在  $dq$  坐标系中的电流方程为：

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left( \theta - \frac{2}{3} \pi \right) & \cos \left( \theta + \frac{2}{3} \pi \right) \\ -\sin \theta & -\sin \left( \theta - \frac{2}{3} \pi \right) & -\sin \left( \theta + \frac{2}{3} \pi \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2-9)$$

在  $dq$  坐标系中的磁链方程为：

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 \\ 0 & L_{sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-10)$$

在分析之前的假设中，已经假设定子绕组的电感  $L_{sd}$  和  $L_{sq}$ 、转子磁链  $\psi_f$  均恒定不变，则根据式 (2-9) 和 (2-10)，可以将  $dq$  旋转坐标系中的电压方程表示为：

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_{sd} & -\omega_e L_{sq} \\ \omega_e L_{sd} & R_s + pL_{sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \psi_f \end{bmatrix} \quad (2-11)$$

由式 (2-11) 可以推导出在  $dq$  坐标系中对应的等效电路图，如图 2.3 所示。

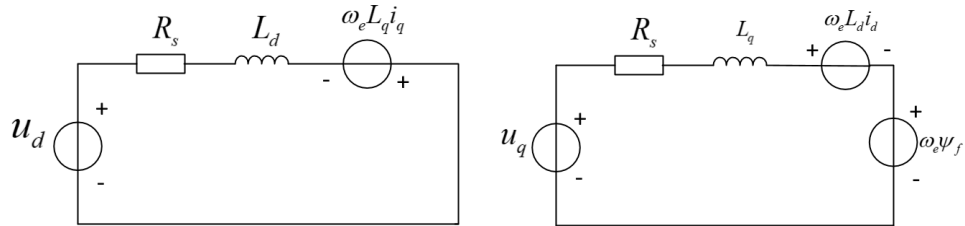


图 2.3 永磁同步电机在  $dq$  轴的等效电路图

则电磁转矩方程为：

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} p_n (\psi_d i_{sq} - \psi_q i_{sd}) \\ &= \frac{3}{2} p_n \left[ (L_{sd} i_{sd} + \psi_f) i_{sq} - (L_{sq} i_{sq}) i_{sd} \right] \\ &= \frac{3}{2} p_n \left[ \psi_f i_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq} \right] \end{aligned} \quad (2-12)$$

式中： $p_n$  表示极对数， $T_e$  表示电磁转矩。

在大多数情况下，风电产业所应用的永磁同步电机类型为隐极机，对隐极机来说， $L_d = L_q$ ，那么式(2-12)可以进一步简化为：

$$T_e = \frac{3}{2} p_n \left[ \psi_f i_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq} \right] = \frac{3}{2} p_n \psi_f i_{sq} \quad (2-13)$$

由式(2-13)可以得知，对于特定结构的风力发电系统，在极对数  $p_n$  和转子磁链  $\psi_f$  不变的条件下，发电机输出的电磁转矩  $T_e$  与  $i_{sq}$  呈现线性关系。

## 2.4 直流部分

根据电路理论，直流母线上的稳压电容的储能公式为：

$$W = \frac{1}{2} C U_{dc}^2 \quad (2-14)$$

其中， $U_{dc}$  代表机侧整流器输出的母线电压。

直流部分的功率流动如图 2.4 所示。

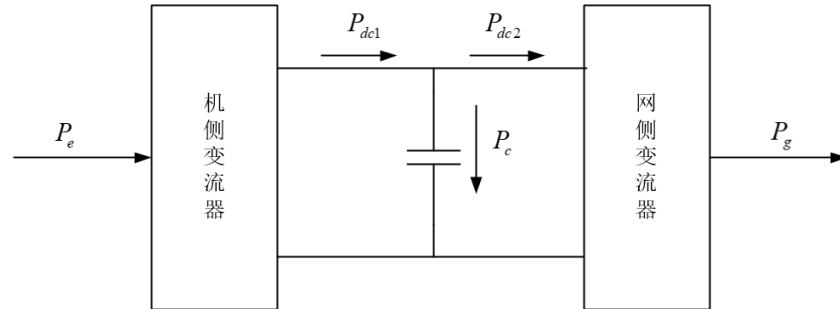


图 2.4 直流部分的功率流动示意图

式中， $P_e$  为风力发电机定子输出的电磁功率， $P_{dc1}$  为整流器向直流母线上传送的有功功率， $P_c$  为流入电容的有功功率， $P_{dc2}$  为直流母线向逆变器输入的有功功率， $P_g$  为逆变器输出的并网有功功率。

则有

$$\frac{1}{2} C \frac{dU_{dc}^2}{dt} = P_{dc1} - P_{dc2} \quad (2-15)$$

为了使电能直流部分传输时没有损耗，要对变流器进行控制来实现，满足  $P_{dc1} = P_{dc2}, P_c = 0$  的条件。

## 2.5 机侧变流器的数学模型

### 2.5.1 机侧变流器的拓扑结构

机侧整流器的拓扑结构如图 2.5 所示，其中， $e_{sa}$ 、 $e_{sb}$ 、 $e_{sc}$  分别表示永磁同步发电机的定子感应电势， $u_{sa}$ 、 $u_{sb}$ 、 $u_{sc}$  分别表示机侧整流器输入端口的相电压， $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$ 、 $T_4$ 、 $T_5$ 、 $T_6$  分别表示开关管，表示负载电阻， $i_{dc}$  表示电容的充电电流。

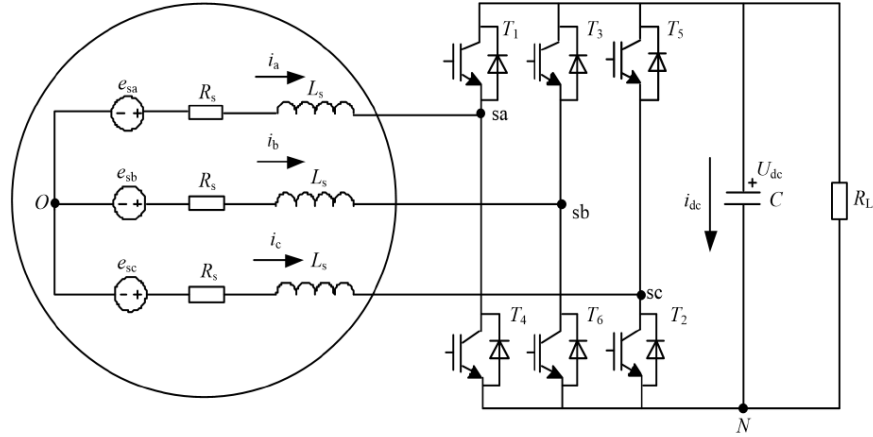


图 2.5 机侧变流器拓扑结构图

为简化分析过程，对机侧整流器进行一下两个方面基本假设：

- (1)当开关管工作时，没有功率损耗，并将其导通压降视为 0；
- (2)整流器的三对桥臂参数完全一致。

### 2.5.2 机侧变流器的数学模型

由图 2.5，不难推导出机侧整流器电路的电压方程为：

$$\begin{cases} e_{sa} = R_s i_a + L_s \frac{di_a}{dt} + u_{sa} \\ e_{sb} = R_s i_b + L_s \frac{di_b}{dt} + u_{sb} \\ e_{sc} = R_s i_c + L_s \frac{di_c}{dt} + u_{sc} \\ C \frac{dU_{dc}}{dt} = i_{dc} \end{cases} \quad (2-16)$$

其中：

$$\begin{cases} u_{sa} = u_{saN} + u_{NO} \\ u_{sb} = u_{sbN} + u_{NO} \\ u_{sc} = u_{scN} + u_{NO} \end{cases} \quad (2-17)$$

$u_{saN}$ 、 $u_{sbN}$ 、 $u_{scN}$  分别为  $sa$ 、 $sb$ 、 $sc$  点与  $N$  点之间的电压差， $u_{NO}$  是  $N$  点到  $O$  点之间的电压差， $u_{sa}$ 、 $u_{sb}$ 、 $u_{sc}$  分别为  $sa$ 、 $sb$ 、 $sc$  点与  $O$  点之间的电压差。

设变流器的开关函数  $S_x$  为:

$$S_x = \begin{cases} 1, & \text{上桥臂导通且下桥臂关断} \\ 0, & \text{下桥臂导通且上桥臂关断} \end{cases} \quad (x = a, b, c) \quad (2-18)$$

将式 (2-18) 带入式 (2-17), 可得

$$\begin{cases} u_{sa} = S_a U_{dc} + u_{NO} \\ u_{sb} = S_b U_{dc} + u_{NO} \\ u_{sc} = S_c U_{dc} + u_{NO} \end{cases} \quad (2-19)$$

则电容电流可表示为:

$$i_{dc} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (2-20)$$

将式 (2-19) 带入式 (2.16), 可以得到

$$\begin{cases} e_{sa} = R_s i_a + L_s \frac{di_a}{dt} + (S_a U_{dc} + U_{NO}) \\ e_{sb} = R_s i_b + L_s \frac{di_b}{dt} + (S_b U_{dc} + U_{NO}) \\ e_{sc} = R_s i_c + L_s \frac{di_c}{dt} + (S_c U_{dc} + U_{NO}) \\ C \frac{dU_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \end{cases} \quad (2-21)$$

由于三相参数对称, 满足  $e_{sa} + e_{sb} + e_{sc} = 0$  和  $i_a + i_b + i_c = 0$  的条件, 可以将  $U_{NO}$  表示为

$$U_{NO} = -\frac{S_a + S_b + S_c}{2} U_{dc} \quad (2-22)$$

对式 (2-16) 进行坐标变换, 可得到机侧整流器在  $dq$  轴坐标系中的电压方程为:

$$\begin{cases} e_{sd} = R_s i_{sd} + L_{sd} \frac{di_{sd}}{dt} - \omega L_{sq} i_{sq} + S_d U_{dc} \\ e_{sq} = R_s i_{sq} + L_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} - \omega L_{sd} i_{sd} + S_q U_{dc} \\ C \frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (S_d i_{sd} + S_q i_{sq}) \end{cases} \quad (2-23)$$

## 2.6 网侧变流器部分

### 2.6.1 网侧变流器的拓扑结构

网侧逆变器的拓扑结构如图 2.6 所示,  $e_{ga}$ 、 $e_{gb}$ 、 $e_{gc}$  代表电网侧相电压,  $i_{ga}$ 、 $i_{gb}$ 、

$i_{gc}$  代表电网侧相电流， $u_{ga}$ 、 $u_{gb}$ 、 $u_{gc}$  代表逆变器输出端口的相电压， $L_g$  表示电网侧的滤波电感， $R_g$  表示电网侧电感的等效电阻。

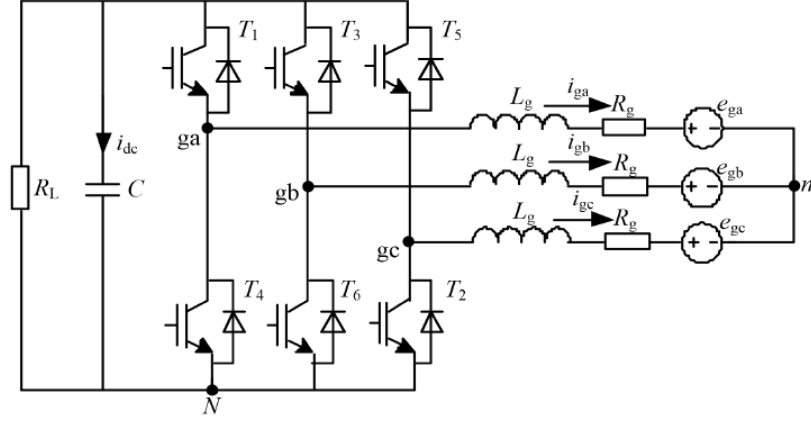


图 2.6 网侧变流器拓扑结构图

为简化分析过程，对网侧整流器进行一下两个方面基本假设：

- (1) 当开关管工作时，没有功率损耗，并将其导通压降视为 0；
- (2) 整流器的三对桥臂参数完全一致；
- (3) 网侧电压波形为标准的正弦波，不含谐波；
- (4) 忽略电网侧电感的饱和现象。

### 2.6.2 网侧变流器的数学模型

由图 2.6，不难推导出网侧逆变器电路的电压方程为：

$$\begin{cases} u_{ga} = e_{ga} + R_g i_{ga} + L_g \frac{di_{ga}}{dt} \\ u_{gb} = e_{gb} + R_g i_{gb} + L_g \frac{di_{gb}}{dt} \\ u_{gc} = e_{gc} + R_g i_{gc} + L_g \frac{di_{gc}}{dt} \\ C \frac{dU_{dc}}{dt} = -(S_a i_{ga} + S_b i_{gb} + S_c i_{gc}) \end{cases} \quad (2-24)$$

将  $N$  点与电网中性点  $n$  点之间的电压差表示为  $U_{Nn}$ ，则电压方程可改写为：

$$\begin{cases} u_{ga} = S_a U_{dc} + u_{Nn} \\ u_{gb} = S_b U_{dc} + u_{Nn} \\ u_{gc} = S_c U_{dc} + u_{Nn} \end{cases} \quad (2-25)$$

系统参数对称，则

$$i_{ga} + i_{gb} + i_{gc} = 0 \quad (2-26)$$

联立式 (2-24)、(2-25)、(2-26)，得

$$u_{Nn} = \frac{e_{ga} + e_{gb} + e_{gc}}{3} - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} U_{dc} \quad (2-27)$$

将式 (2-27) 代入式 (2-24)，可得

$$\begin{cases} L_g \frac{di_{ga}}{dt} = -e_{ga} - R_g i_{ga} + \frac{e_{ga} + e_{gb} + e_{gc}}{3} + \left( S_a - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) U_{dc} \\ L_g \frac{di_{gb}}{dt} = -e_{gb} - R_g i_{gb} + \frac{e_{ga} + e_{gb} + e_{gc}}{3} + \left( S_b - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) U_{dc} \\ L_g \frac{di_{gc}}{dt} = -e_{gc} - R_g i_{gc} + \frac{e_{ga} + e_{gb} + e_{gc}}{3} + \left( S_c - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) U_{dc} \\ C \frac{dU_{dc}}{dt} = -(S_a i_{ga} + S_b i_{gb} + S_c i_{gc}) \end{cases} \quad (2-28)$$

由式 (2-25)，得

$$\begin{cases} u_{ga} - u_{gb} = S_a U_{dc} - S_b U_{dc} \\ u_{gb} - u_{gc} = S_b U_{dc} - S_c U_{dc} \\ u_{gc} - u_{ga} = S_c U_{dc} - S_a U_{dc} \end{cases} \quad (2-29)$$

根据前面的基本假设，电网电压为标准正弦且不含谐波，则

$$u_{ga} + u_{gb} + u_{gc} = 0 \quad (2-30)$$

将式 (2-30) 代入式 (2-29)，可得

$$\begin{cases} u_{ga} = \left( S_a - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) U_{dc} \\ u_{gb} = \left( S_b - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) U_{dc} \\ u_{gc} = \left( S_c - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) U_{dc} \end{cases} \quad (2-31)$$

利用坐标的转换,就可以求得网侧逆变器在  $dq$  坐标系中的电压方程为:

$$\begin{cases} u_{gd} = e_{gd} + R_g i_{gd} + L_g \frac{di_{gd}}{dt} - \omega L_g i_{gq} \\ u_{gq} = e_{gq} + R_g i_{gq} + L_g \frac{di_{gq}}{dt} + \omega L_g i_{gd} \\ C \frac{dU_{dc}}{dt} = -\frac{3}{2} (S_{gd} i_{gd} + S_{gq} i_{gq}) \end{cases} \quad (2-32)$$

## 2.7 本章小结



本章推导了其所有组成部分的数学模型,涵盖了风力机、永磁同步发动机、直流部分、机侧整流器,以及网侧逆变器等的数学模型。通过在理论方面的研究,为下文中探讨永磁同步风力发电装置的控制技术、建立仿真模型打下了基础。

### 3 变流器的矢量控制方法研究

#### 3.1 引言

机侧变流器在永磁同步风力发电并网装置中发挥了极其重要的作用，其必须要在控制系统的调控下发挥以下几种功能：

- (1) 对前级发电机产生的幅值、频率均不恒定的交流电进行处理，输出直流电，并要求直流电压相对稳定；
- (2) 能够根据风速变化，对发电机转速进行控制，以维持最大发电功率；
- (3) 实时测量对发电机运行参数，使系统处于稳定运行状态。

网侧变流器作为背靠背式 *PWM* 变流器的另外一个组成部分，其必须要在控制系统的调控下发挥以下几种功能：

- (1) 对来自直流母线上的电能进行处理，输出  $50\text{Hz}$ 、相位相差  $120^\circ$  的三相电流。
- (2) 将直流母线电压稳在给定值。
- (3) 通过降低逆变器在输出电流中的总谐波畸变率，减少对电网的不利影响。

本章在变流器模型的基础上，针对机侧整流器与网侧逆变器的矢量控制方法，开展了较深入的理论探究。

#### 3.2 机侧变流器的矢量控制策略

矢量控制理论，也被称为磁场定向控制理论，最早是在二十世纪七十年代被提出。在矢量控制理论中，对发电机定子电流进行分解，转换为一对正交矢量，其中，有一个矢量直接与电机磁通量相关联，另一个与电磁转矩相关联。在  $dq$  旋转坐标系中，将定子电流空间矢量分解为  $d$  轴（直轴）分量  $i_{sd}$  与  $q$  轴（交轴）分量  $i_{sq}$ 。永磁同步电机的矢量控制一般涉及以下三种方法：

- (1)  $i_{sd} = 0$  电流控制法。该方法的核心是控制定子电流的直轴分量始终为 0，为了达到该控制目标，一般是对发电机的定子侧电流进行 *park* 变化，然后再调节  $i_{sd}$  使其等于零，此时只要调整定子电流的交轴分量  $i_{sq}$  的大小，就能实现调节发电机电磁转矩的功能。

$i_{sd} = 0$  电流控制法的应用场景十分广泛，相比其他控制方法，该方案具备十分显著的优

势，不会出现起磁反应，也不存在退磁反映，使得发电机的使用寿命在一定程度上得到了延长。

(2) 单位功率因数控制法。这种方法的核心部分就是调节整流器输出的电流，测量其无功分量以及所含谐波，进而对输出电流进行控制，使其功率因数等于 1。然而，这种控制方法的缺点是：实际情况下，发电机的电磁转矩与定子电流之间并非稳定的线性关系，因此对于采用这种单位功率因数控制方法的系统来说，控制精度并不是很高。

(3) 最大转矩电流比控制法。这种方法在凸极机控制中的使用频率较高，该控制方法的工作原理是：在转子磁链保持不变的条件下，由前文的公式推导可得出电磁转矩直接与  $i_{sd}$ 、 $i_{sq}$  相关联，因此，只要能够调整  $i_{sd}$ 、 $i_{sq}$  并使其取值合适，那么当转矩给定时，存在某个时间段使得  $i_{sd}$ 、 $i_{sq}$  最小，在该时间段内对应的功率损耗也是最小的。

对比分析以上三种控制方法的优劣，根据本课题所研究的对象，本文最终选取  $i_{sd} = 0$  电流控制策略，由式 (2-13) 可知，对于固定结构的永磁直驱风力发电系统，其电磁转矩与  $i_{sq}$  直接关联。满足：

$$T_e = \frac{3}{2} p_n \psi_f i_{sq} \quad (3-1)$$

从式 (3-1) 可以看出，可以将定子电流  $i_s$  的方向与  $q$  轴的方向设为一致，由于  $d$  轴和  $q$  轴是垂直的，所以  $d$  轴的电流分量  $i_{sd} = 0$ 。式 (3-1) 中的极对数  $p_n$  和转子磁链  $\psi_f$  都是恒定的，那么电磁转矩一定正比于  $i_{sq}$ ，所以控制  $i_{sq}$  就可以对电机的电磁转矩进行控制，使其达到最大功率跟踪的功能。

在永磁同步发电机中，由于定子铜耗、铁耗都很小，因此可以忽略，则发电机输出的有功功率  $P_s$  表达式为：

$$P_s = P_e = T_e \cdot \omega_e = \frac{3}{2} p_n \psi_f i_{sq} \omega_e \quad (3-2)$$

式中， $P_e$  为电磁功率， $\omega_e$  为发电机的机械角速度。

由式 (2-11) 可知，发电机定子电流的直轴分量  $i_{sd}$ 、交轴分量  $i_{sq}$  与发电机定子电压直轴分量  $u_{sd}$ 、交轴分量  $u_{sq}$  有关联，另外，与  $\omega_e L_{sq} i_{sq}$ 、 $\omega_e L_{sd} i_{sd}$ 、 $\omega_e \psi_f$  也有关联，要达到对定子电流的直轴分量  $i_{sd}$ 、交轴分量  $i_{sq}$  分别控制的目的，不得不进行解耦控制。在本设计中，机侧变流器采用转速外环、电流内环的双闭环控制理论，均采用  $PI$  控制器，可得

到  $u_{sd}$ 、 $u_{sq}$  的控制方程：

$$\begin{cases} u_{sd} = \left( k_{sp} + \frac{k_{si}}{s} \right) (i_{sd}^* - i_{sd}) - \omega_e L_{sq} i_{sq} + R_s i_{sd} \\ u_{sq} = \left( k_{sp} + \frac{k_{si}}{s} \right) (i_{sq}^* - i_{sq}) + \omega_e L_{sd} i_{sd} + \omega_e \psi_f + R_s i_{sq} \end{cases} \quad (3-3)$$

式中： $k_{sp}$ 、 $k_{si}$  分别为电流内环的比例系数、积分系数， $i_{sd}^*$  是  $i_{sd}$  的参考量， $i_{sq}^*$  是  $i_{sq}$  的参考量。

对于转速外环，由于采用  $i_{sd} = 0$  电流控制策略，因此将  $i_{sd}^*$  设置为 0。则转速外环的控制方程为：

$$\begin{cases} i_{sq}^* = \left( k'_{sp} + \frac{k'_{si}}{s} \right) (\omega_e^* - \omega_e) \\ i_{sd}^* = 0 \end{cases} \quad (3-4)$$

式中： $k'_{sp}$ 、 $k'_{si}$  分别为转速外环的比例系数、积分系数， $\omega_e^*$  为实际风速下对应的最佳角速度。

在本设计中，机侧变流器采用的控制对策是由转速外环和电流内环两部分组成的内外环控制系统，转速外环的作用在于调节角速度，电流内环的作用在于控制  $i_{sd}$ 、 $i_{sq}$ ，机侧变流器的控制系统结构图如图 3.1 所示。

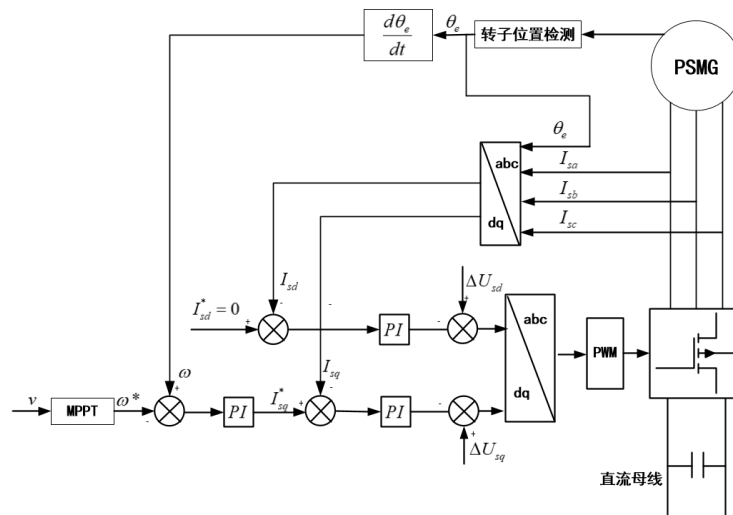


图 3.1 机侧变流器控制系统的结构图

在图 3.1 中，由测量元件实时测量发电机机械角速度  $\omega_e$ ，将机械角速度换算为电角度  $\theta_e$ ，然后对定子电流做  $abc/dq$  坐标变换处理，即可得到定子电流的  $d$  轴分量  $i_{sd}$  和  $q$

轴分量  $i_{sq}$ ，本设计采用爬山搜索法，根据实际风速搜索求解最大风能利用系数  $C_{p\max}$  对应的最佳角速度  $\omega_e^*$ ，将最佳角速度  $\omega_e^*$  与实际角速度  $\omega_e$  做差，得到差值  $(\omega_e^* - \omega_e)$ ，经过  $PI$  调节器输出定子电流  $q$  轴分量参考值  $i_{sq}^*$ ，将  $i_{sq}^*$  与实际定子电流  $q$  轴分量  $i_{sq}$  做差得到差值  $(i_{sq}^* - i_{sq})$ ，经过  $PI$  调节器并叠加上耦合项，即可得出  $u_{sq}$ 。对于直轴分量的控制方法也是类似地，由于  $i_{sd} = 0$ ，所以将  $0$  与实际定子电流  $d$  轴分量  $i_{sd}$  做差，得到差值  $(0 - i_{sd})$ ，经过  $PI$  调节器并叠加上耦合项，即可得出  $u_{sd}$ 。对前面过程中得到的  $u_{sq}$  和  $u_{sd}$  做  $dq/abc$  坐标变换处理，进而利用  $SPWM$  调制技术产生  $SPWM$  波对机侧整流器进行控制，并实现最大功率跟踪的功能。

### 3.3 网侧变流器的矢量控制策略

网侧变流器是风力发电并网装置的另一个重要部分，它的核心作用是对风力发电系统的功率流进行控制。功率流从发电机定子产生，经过整流器后汇集到直流母线上，之后进入网侧逆变器中，经过逆变处理最终送入电网。本设计中网侧逆变器的矢量控制策略也是内外环控制，包括了电压外环与电流内环两大部分。其中的电压外环的功能在于使前端直流母线的电压尽可能保持恒定，而另一个电流内环的功能在于对逆变器输出端口的电流加以调控，使其频率保持在  $50Hz$ 、相位与电网电压一致，同时幅值大小可控。

那么由逆变器所传递至电网的有功功率  $P_g$ 、无功功率  $Q_g$  分别为：

$$\begin{cases} P_g = u_{gd} i_{gd} + u_{gq} i_{gq} \\ Q_g = u_{gd} i_{gq} - u_{gq} i_{gd} \end{cases} \quad (3-5)$$

在  $dq$  旋转坐标系中，为简化分析，在本设计中将网侧电压矢量与  $d$  轴方向保持一致，则  $u_{gq}$  等于零，该简化过程的表达式为：

$$\begin{cases} e_{gd} = e \\ e_{gq} = \sqrt{e^2 - e_{gd}^2} = 0 \end{cases} \quad (3-6)$$

故有功功率  $P_g$ 、无功功率  $Q_g$  分别与  $i_{gd}$ 、 $i_{gq}$  呈正比例的函数关系：

$$\begin{cases} P_g = e \cdot i_{gd} \\ Q_g = e \cdot i_{gq} \end{cases} \quad (3-7)$$

由式 (3-7) 可以看出, 只需调节并网电流在直轴上的分量  $i_{gd}$  就可以来调节有功功率  $P_g$ 、只需调节并网电流在交轴上的分量  $i_{gq}$  可以来调节无功功率  $Q_g$ 。此外, 网侧变流器还可以在四象限的范围内运行, 其中, 无功功率  $Q_g$  的正负决定了变流器性质是感性或者容性, 有功功率的正负决定了逆变还是整流。

由式 (2-32) 知, 当变流器稳定工作时, 控制方程为:

$$\begin{cases} u_{gd} = e_{gd} + R_g i_{gd} + L_g \frac{di_{gd}}{dt} - \omega L_g i_{gq} \\ u_{gq} = R_g i_{gq} + L_g \frac{di_{gq}}{dt} + \omega L_g i_{gd} \end{cases} \quad (3-8)$$

由式 (3-8) 可知, 并网电流在直轴上的分量  $i_{gd}$ 、在交轴上的分量  $i_{gq}$  与逆变器输出端口电压在直轴上的分量  $u_{gd}$ 、在交轴上的分量  $u_{gq}$  有关, 另外, 还与  $e_{gd}$ 、 $\omega L_g i_{gq}$ 、 $\omega L_g i_{gd}$  有关, 要达到对逆变器输出电流的直轴分量  $i_{sd}$ 、交轴分量  $i_{sq}$  分别控制的目的, 不得不进行解耦控制。在本设计中, 网侧逆变器采用电压外环、电流内环的双闭环控制理论, 均采用  $PI$  控制器。

令:

$$\begin{cases} u'_{gd} = R_g i_{gd} + L_g \frac{di_{gd}}{dt} \\ u'_{gq} = R_g i_{gq} + L_g \frac{di_{gq}}{dt} \end{cases} \quad (3-9)$$

将式 (3-9) 代入式 (3-8), 可得

$$\begin{cases} u'_{gd} = e_{gd} - u_{gd} - \omega L_g i_{gq} \\ u'_{gq} = -u_{gq} + \omega L_g i_{gd} \end{cases} \quad (3-10)$$

将  $u'_{gd}$ 、 $u'_{gq}$  作为控制量时,  $i_{gd}$ 、 $i_{gq}$  分别可以被单独控制,  $u'_{gd}$ 、 $u'_{gq}$  可由电流内环控制系统中的  $PI$  控制器得到, 即

$$\begin{cases} u'_{gd} = \left( k_{gp} + \frac{k_{gi}}{s} \right) (i_{gd}^* - i_{gd}) \\ u'_{gq} = \left( k_{gp} + \frac{k_{gi}}{s} \right) (i_{gq}^* - i_{gq}) \end{cases} \quad (3-11)$$

$k_{gp}$  为电流内环的比例系数,  $k_{gi}$  为电流内环的积分系数。

将式 (3-11) 代入式 (3-8), 得:

与机侧变流器的控制策略类似，本设计在电压外环部分采用的也是  $PI$  控制器，可以推导得到控制方程为：

$k_{gp}'$  为电压外环的比例系数,  $k_{gi}'$  为电压外环的积分系数,  $u_{dc}^*$  为前端直流母线的电压参考值。

在本设计中，网侧逆变器采用的是由电压外环和电流内环两部分构成的内外环控制系统，电压外环的作用在于控制直流母线电压稳定在给定参考值附近，电流内环的作用在于调节  $i_{gd}$ 、 $i_{gq}$ ，则网侧逆变器控制部分的流程图如图 3.2 所示。

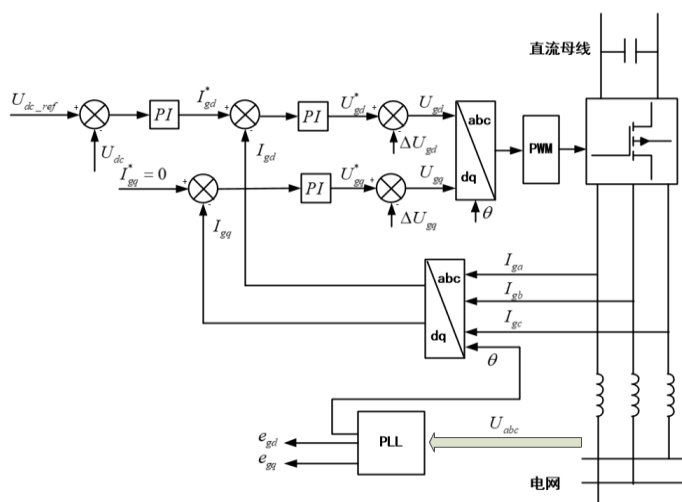


图 3.2 网侧变流器控制系统的结构图

在图 3.2 中，利用锁相环处理电网电压，得到网侧电压的相位，由测量元件实时测量直流母线电压  $U_{dc}$ ，将直流母线电压参考值  $U_{dc}^*$  与直流母线电压实际值  $U_{dc}$  做差，得到差值  $(U_{dc}^* - U_{dc})$ ，经过  $PI$  调节器输出并网电流的  $d$  轴分量的参考值  $i_{gd}^*$ ，将  $i_{gd}^*$  与实际定子电流  $d$  轴分量  $i_{gd}$  做差得到差值  $(i_{gd}^* - i_{gd})$ ，经过  $PI$  控制器并叠加上耦合项，即可得出

$$\mathcal{U}_{gd} \circ$$

对于交轴分量的控制方法也是类似地, 由于  $i_{gq}^* = 0$ , 所以将 0 与实际定子电流  $q$  轴分量  $i_{gq}$  做差, 得到差值  $(0 - i_{gq})$ , 经过  $PI$  调节器并叠加耦合项, 即可得出  $u_{sq}$ 。对前面步骤得到的  $u_{gd}$  和  $u_{sq}$  进行  $dq/abc$  坐标变换, 进而利用  $SPWM$  调制技术产生  $SPWM$  波对网侧逆变器进行控制, 实现稳定直流电压、控制并网功率的功能。

### 3.4 本章小结

本章根据前文推导的数学模型, 分别对永磁直驱风力发电装置机侧变流器、网侧变流器的控制方式做了深入的研究, 详尽地介绍了矢量控制系统设计的基本原理, 为建立并网装置的仿真模型进行铺垫。



4 直驱式永磁同步风力发电装置建模与仿真分析

4.1 引言

在本章节借助 *Matlab/Simulink* 平台,对前面各个部分搭建仿真模型,分析仿真结果,成功满足了并网要求,验证了本设计中并网装置的可靠性。

4.2 永磁直驱式风力发电并网装置的仿真模型

4.2.1 整体仿真模型

如图 4.1 所示为风电装置的整体仿真模型。

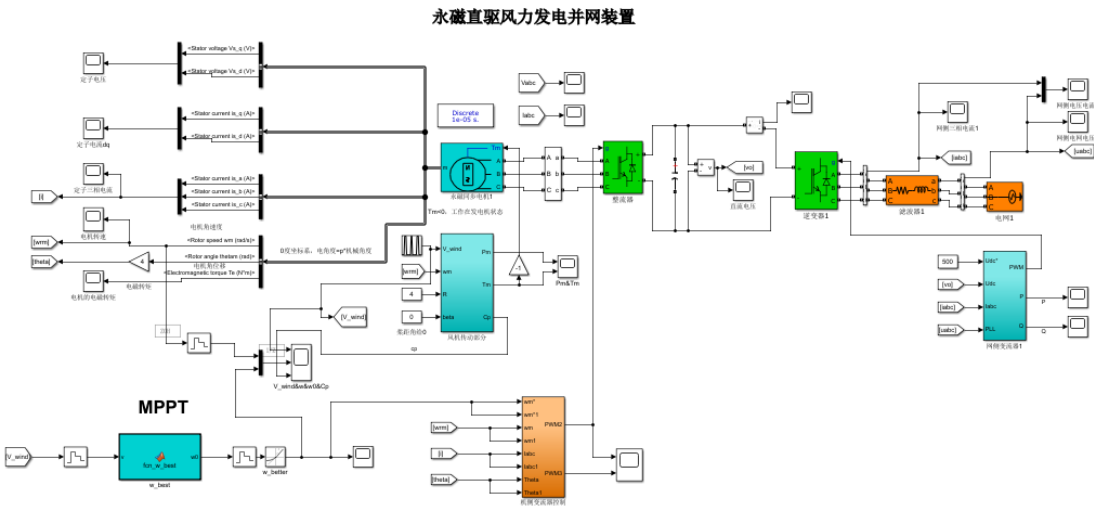


图 4.1 风电装置整体仿真模型图

4.2.2 风力机的仿真模型

如图 4.2 所示为风力机传动部分的仿真模型,如图 4.3 所示为风力机中  $C_p$  计算过程的仿真模型,如图 4.4 所示为输出机械功率  $P_m$ 、机械转矩  $T_m$  的仿真模型。

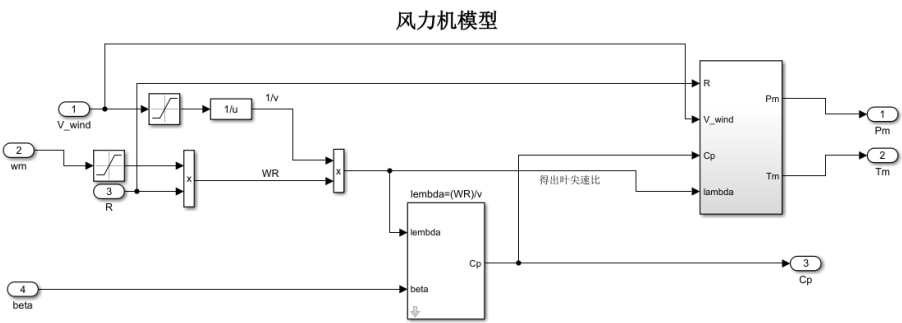


图 4.2 风力机的仿真模型

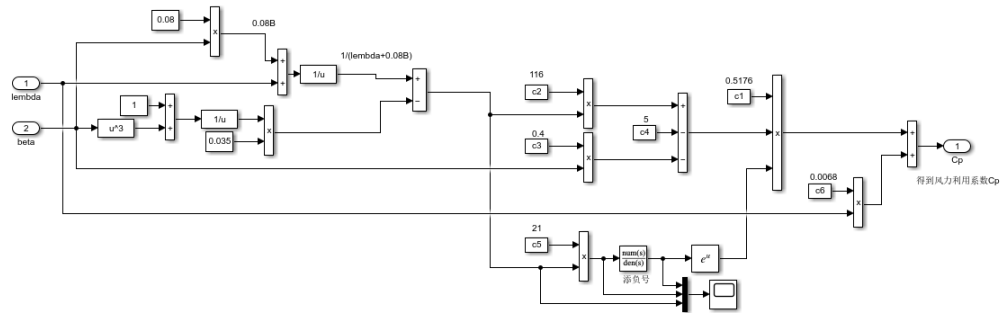


图 4.3  $C_p$  计算过程的仿真模型

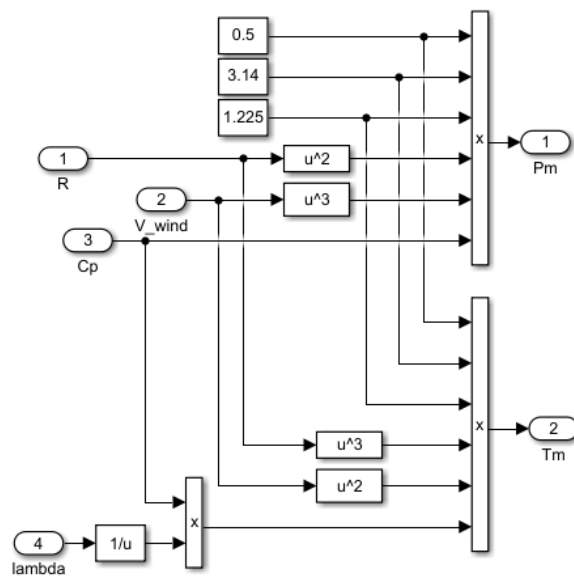


图 4.4 机械功率  $P_m$ 、机械转矩  $T_m$  的仿真模型

#### 4.2.3 机侧整流器的仿真模型

图 4.5 所示为整流器部分的内环外控制策略的仿真模型。

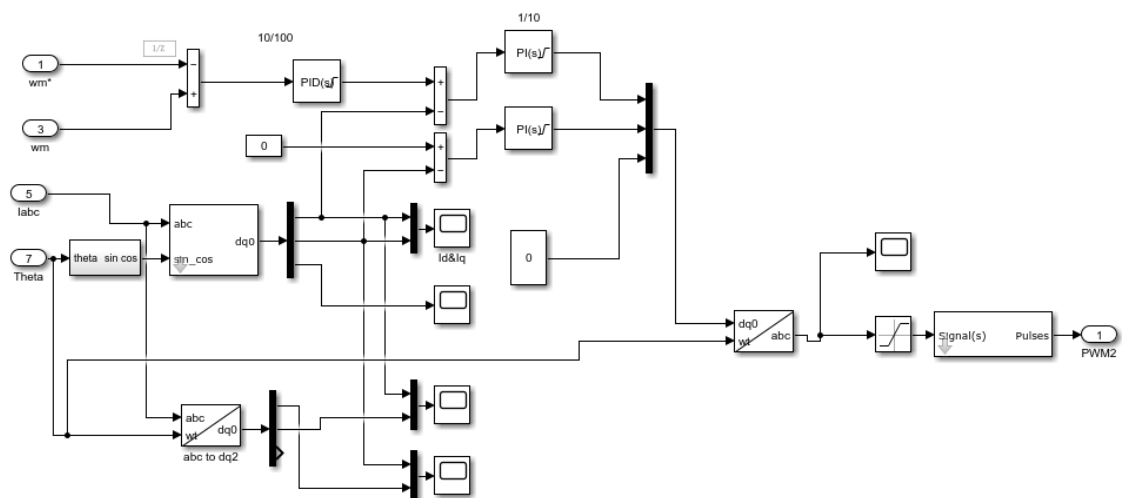


图 4.5 整流器部分的内环外控制策略仿真模型

#### 4.2.4 网侧逆变器的仿真模型



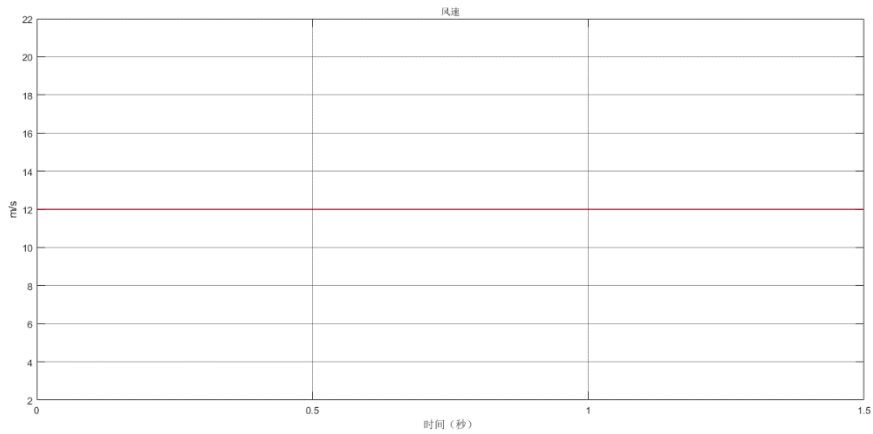


图 4.8 风速曲线图

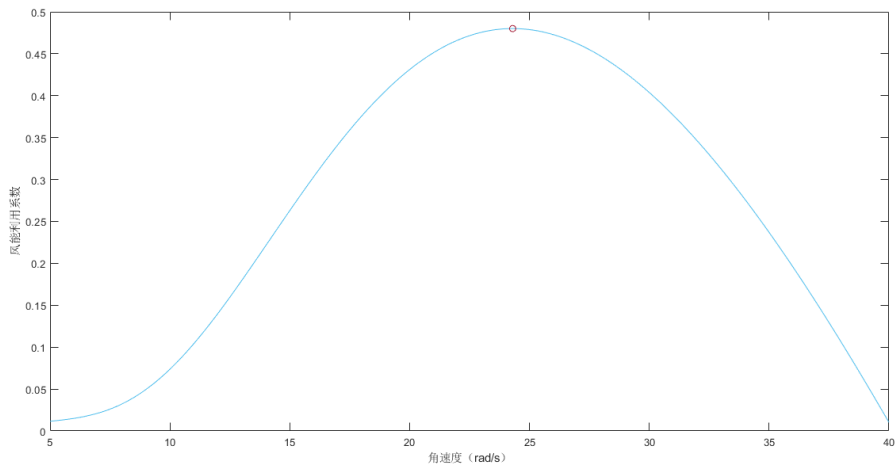


图 4.9 MPPT 中的最佳角速度扫描过程示意图

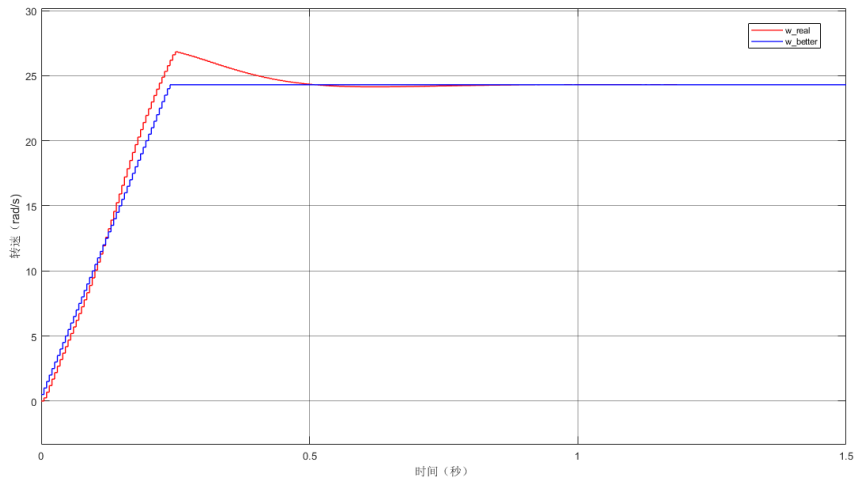


图 4.10 角速度曲线图

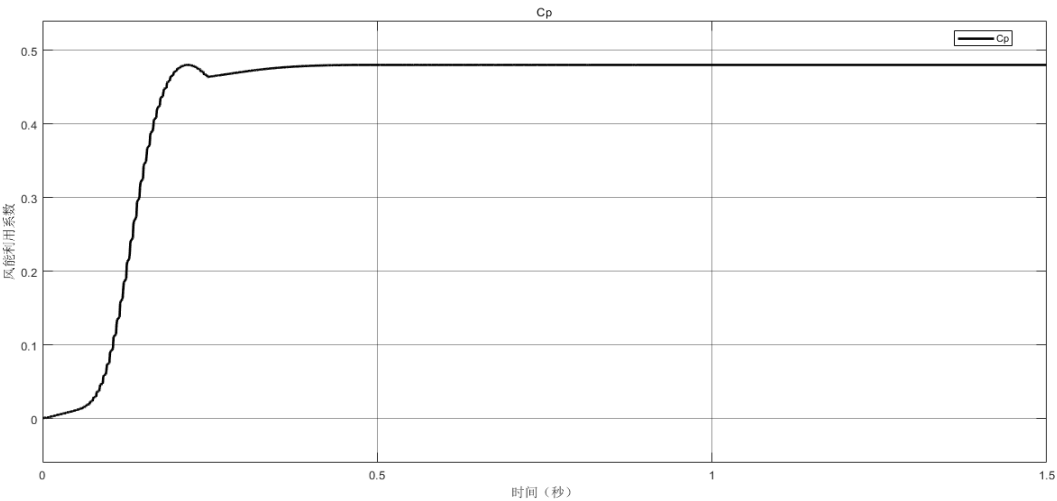


图 4.11 风能利用系数曲线图

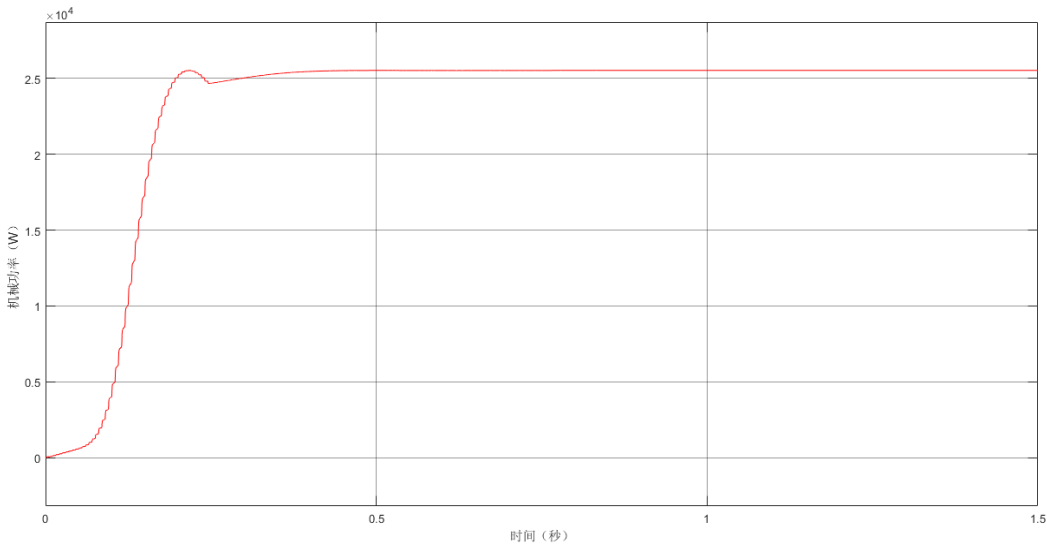


图 4.12 风力机输出功率曲线图

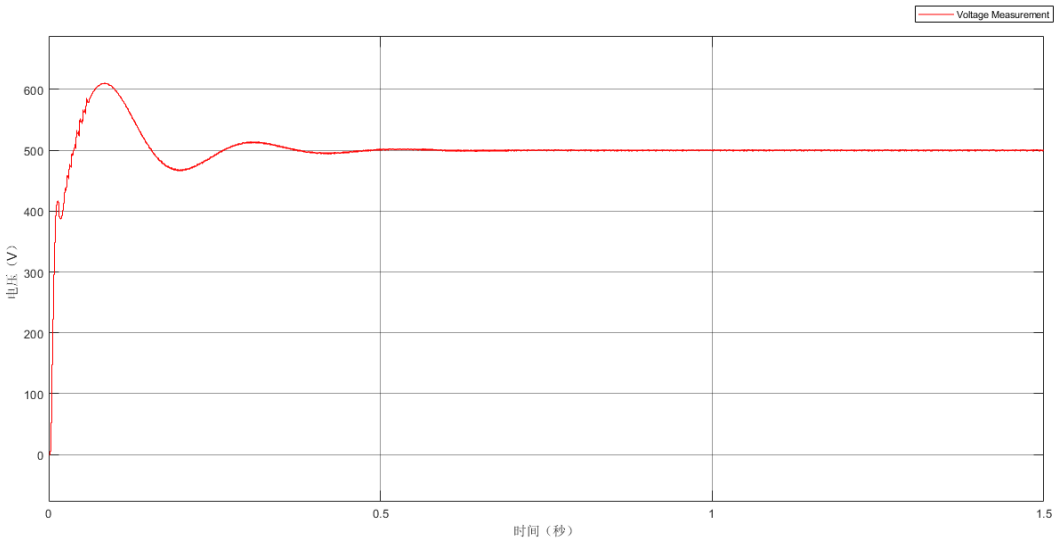


图 4.13 直流母线电压波形图

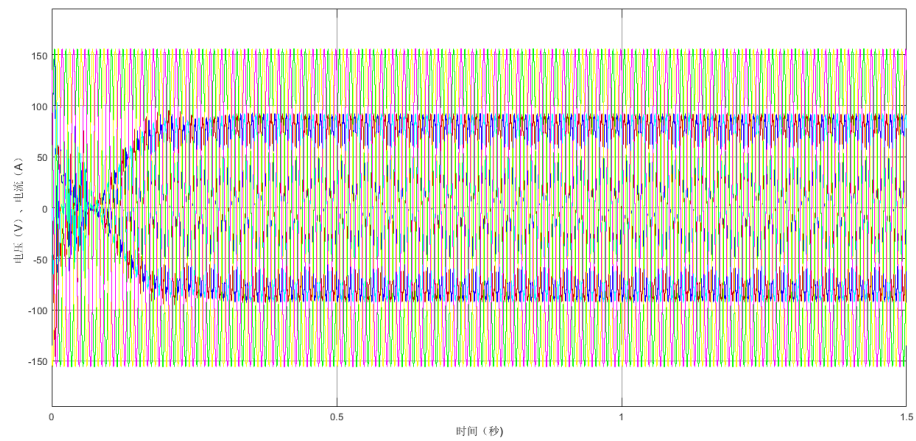


图 4.14 逆变器输出端口的电压、电流波形图

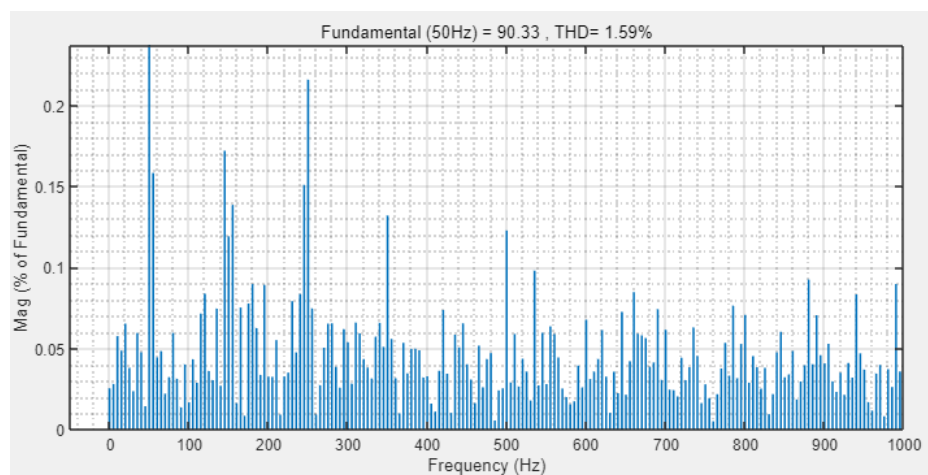


图 4.15 网侧电流的 *FFT* 分析结果图

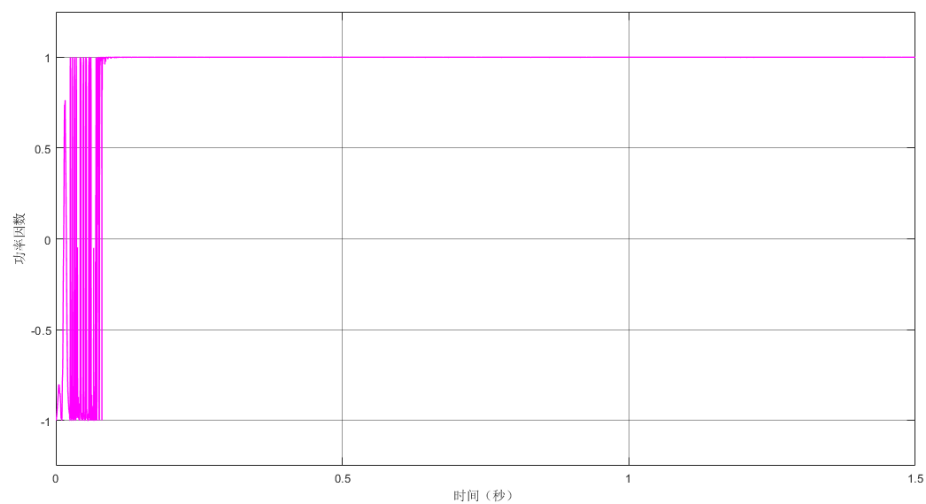


图 4.16 并网功率因数测量结果图

由图 4.8-图 4.16 可知，风力发电系统在  $12\text{m/s}$  恒定风速下启动时，在  $0.5\text{s}$  前就可以运行在相对稳定状态，并可以跟随最佳转速  $24.3\text{rad/s}$ ，直流母线电压可稳在参考电压  $500\text{V}$  附近，风能利用系数保持最大值  $0.48$ ，风力机输出最大功率为  $2.55 \times 10^4\text{W}$ ，并网电

流总谐波畸变率为 1.59%，满足并网标准中总畸变率小于 5%的要求，功率因数始终达到 0.999 以上，可以满足并网标准中功率因数高于 0.98 的要求，综上所述，启动速度较快，满足并网条件。

#### 4.3.2 阶跃风速下的仿真结果

风力发电系统在 12m/s 恒定风速下稳定运行，在 1.5s 时风速阶跃变化为 11m/s 并保持，仿真时间共 2.5s。如图 4.17 所示为实际风速的曲线图，如图 4.18 所示为 MPPT 中的最佳角速度扫描过程示意图，如图 4.19 所示为实际角速度与最佳角速度的曲线图，如图 4.20 所示为风能利用系数曲线图，如图 4.21 所示为风力机输出功率曲线图，如图 4.22 所示为直流母线电压波形图，如图 4.23 所示为逆变器输出端口的电压、电流波形图，如图 4.24 所示为网侧电流的 FFT 分析结果图，如图 4.25 所示为并网功率因数测量结果图。

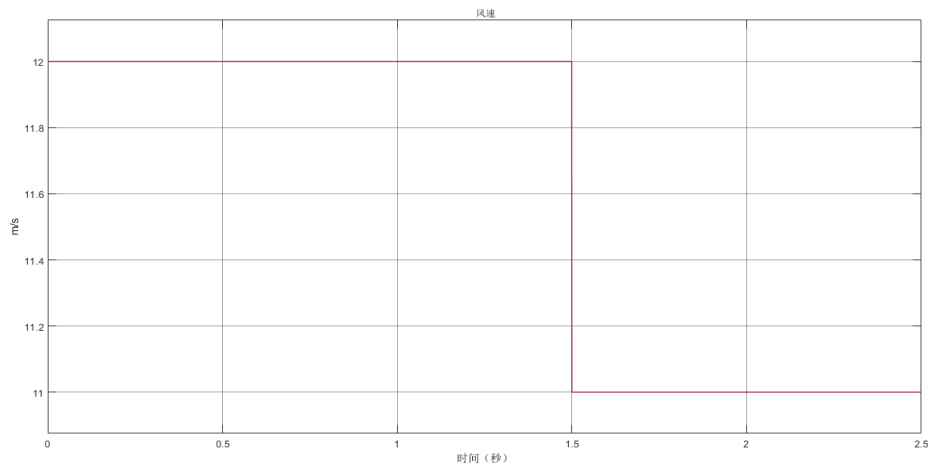


图 4.17 风速曲线图

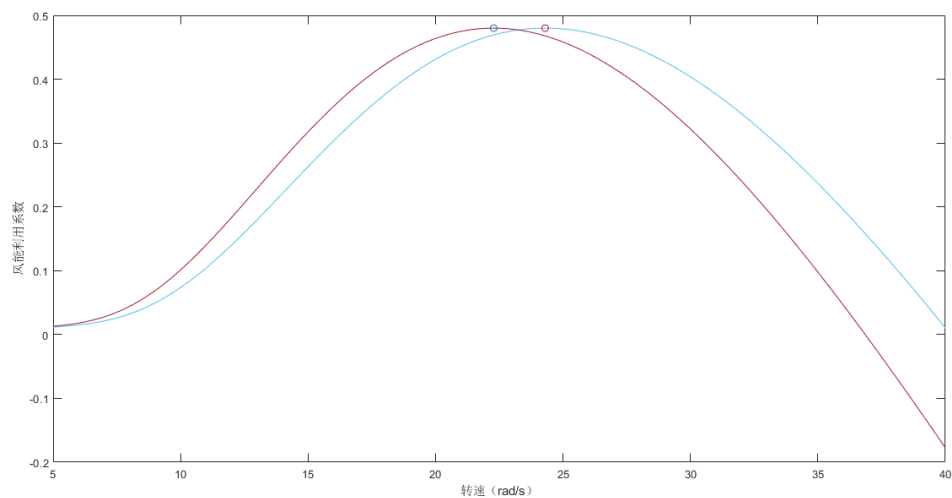


图 4.18 最佳角速度扫描过程示意图

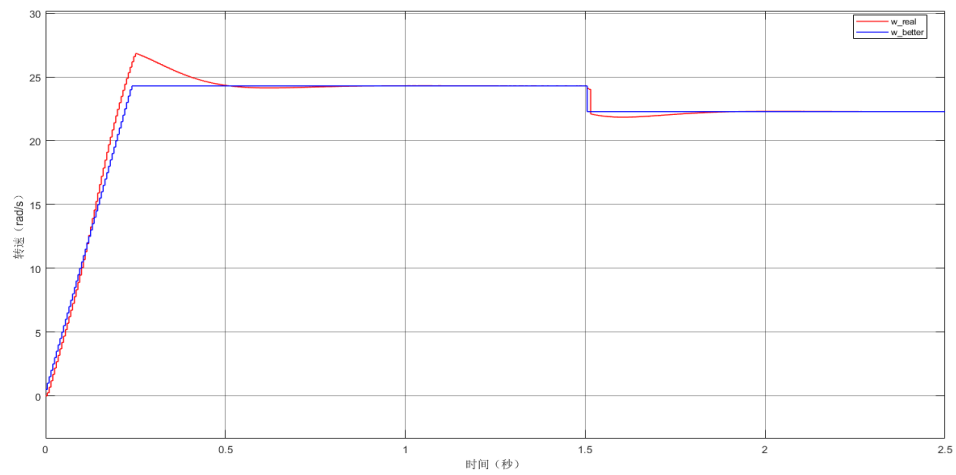


图 4.19 角速度曲线图

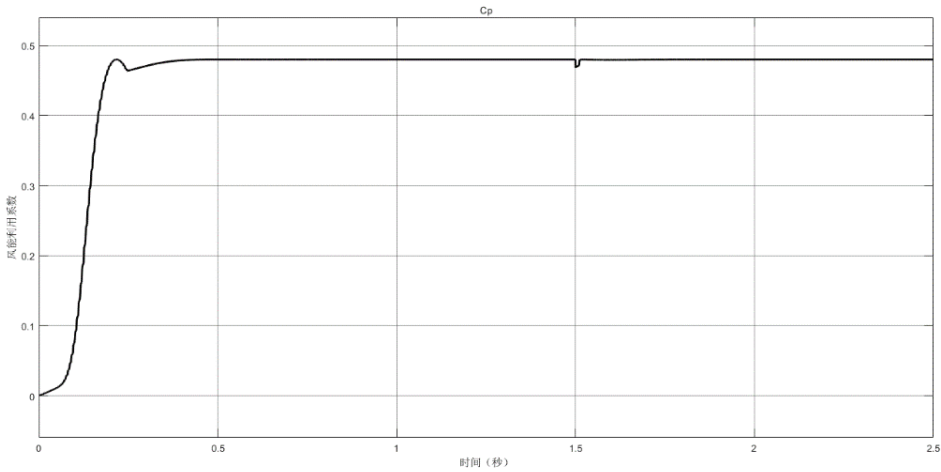


图 4.20 风能利用系数曲线图

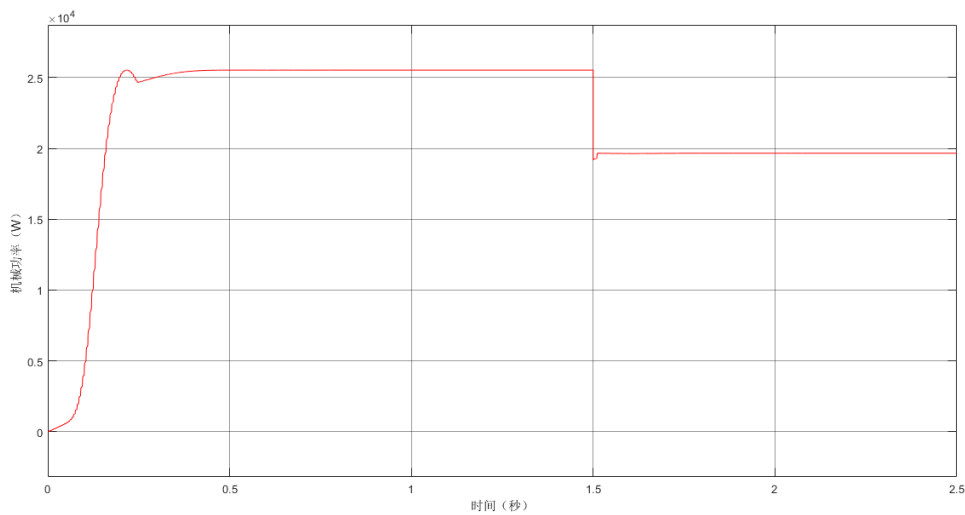


图 4.21 风力机输出功率曲线图



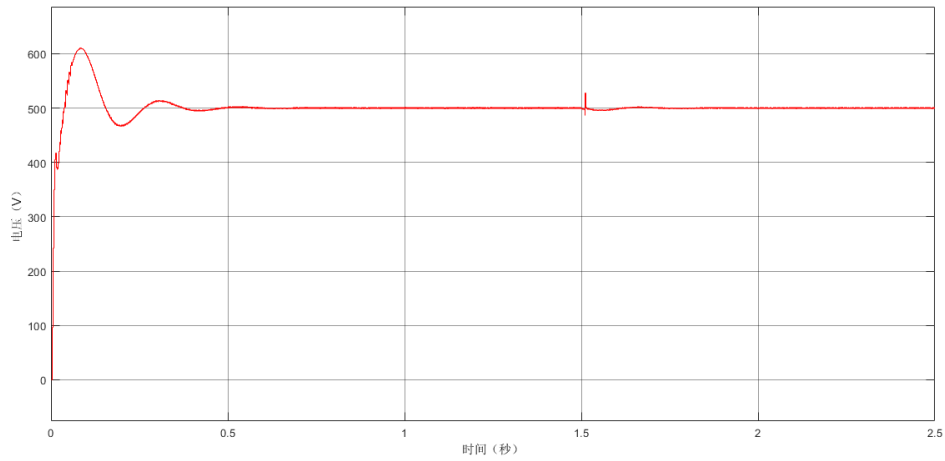


图 4.22 直流母线电压波形图

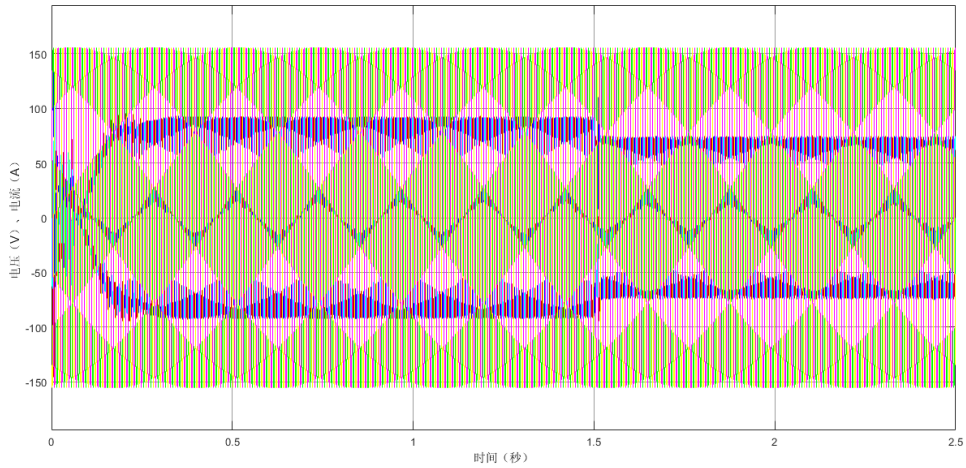


图 4.23 逆变器输出端口的电压、电流波形图

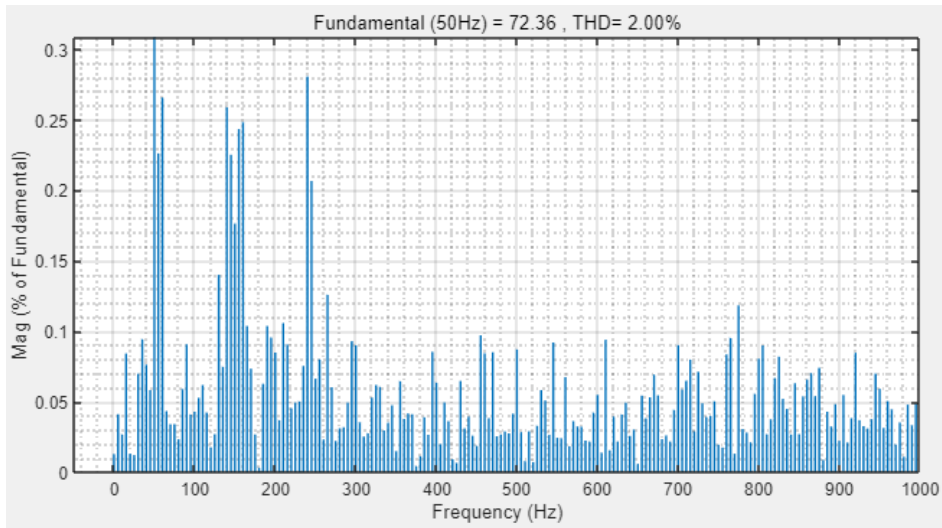


图 4.24 网侧电流 *FFT* 分析结果图

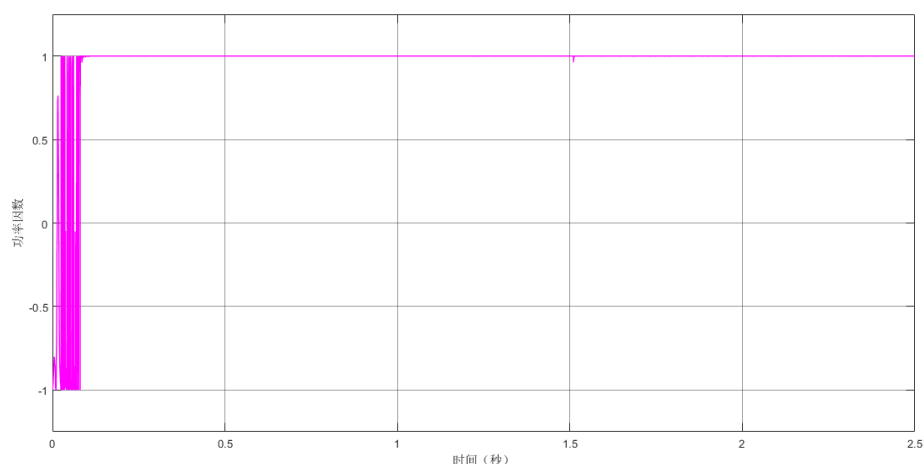


图 4.25 阶跃风速干扰下的功率因数测量结果图

由图 4.17-图 4.25 可知, 风力发电系统在  $12\text{m/s}$  的恒定风速下进入稳态运行后,  $1.5\text{s}$  时刻受到阶跃风速变化的扰动, 直流母线电压在  $1.512\text{s}$  时刻达到峰值  $528.4\text{V}$ , 风能利用系数在  $1.5\text{s}$  时刻降到最小值  $0.468$ , 在  $1.514\text{s}$  前恢复到  $0.48$  左右。系统在  $1.9\text{s}$  时刻进入新的稳定状态, 在该稳态状况下, 风力机可以较好地跟随最佳转速  $22.28\text{rad/s}$ , 直流母线电压可稳在参考电压  $500\text{V}$  附近, 风能利用系数保持最大值  $0.48$ , 风力机输出最大功率为  $1.97 \times 10^4\text{W}$ , 并网电流总谐波畸变率为  $2.00\%$ , 满足并网标准中总畸变率小于  $5\%$  的要求, 功率因数保持在  $0.999$  以上, 满足并网标准中功率因数高于  $0.98$  的要求。综上所述, 在阶跃风速的干扰下, 系统可以快速回到稳定运行状态, 抗干扰能力较好, 符合并网要求。

### 4.3.3 斜坡风速下的仿真结果

风力发电系统在  $12\text{m/s}$  恒定风速下稳定运行, 在  $1.5\text{s}$  时风速均匀增加,  $1.5\text{s}$  时增加到  $14\text{m/s}$ , 随后均匀减慢,  $2\text{s}$  时减到  $13\text{m/s}$  并保持, 仿真时间共  $3\text{s}$ 。如图 4.26 所示为实际风速的曲线图, 如图 4.27 所示为 *MPPT* 中的最佳角速度扫描过程示意图, 如图 4.28 所示为实际角速度与最佳角速度的曲线图, 如图 4.29 所示为风能利用系数曲线图, 如图 4.30 所示为风力机输出机械功率曲线图, 如图 4.31 所示为逆变器输出端口的电压、电流波形图, 如图 4.32 所示为网侧电流的 *FFT* 分析结果图, 如图 4.33 所示为并网功率因数测量结果图。

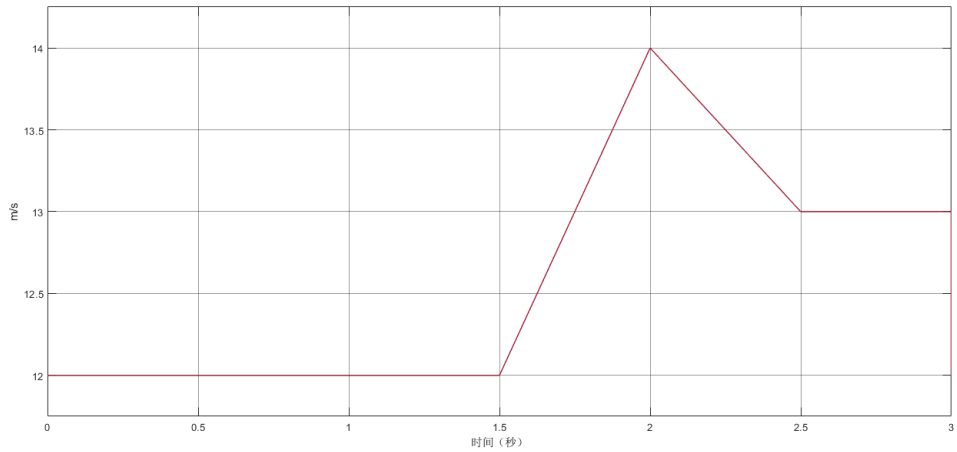


图 4.26 风速曲线图

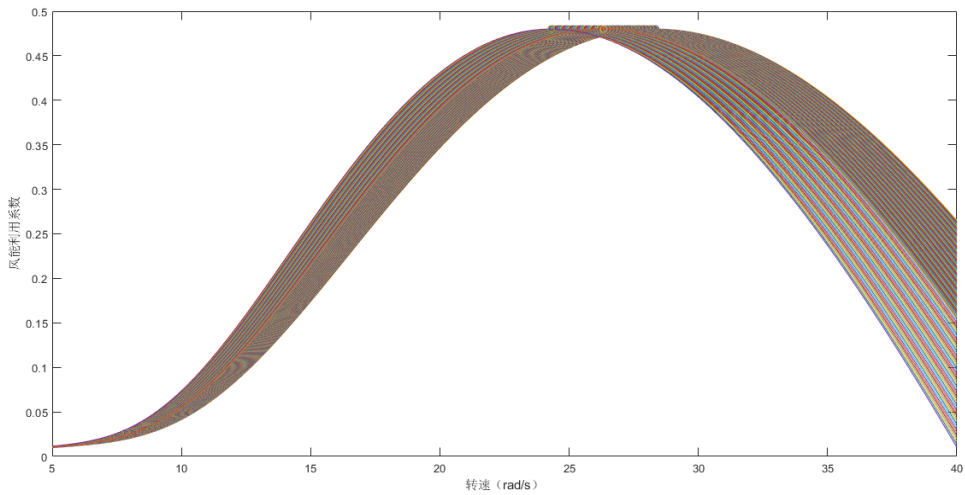


图 4.27 最佳角速度扫描过程示意图

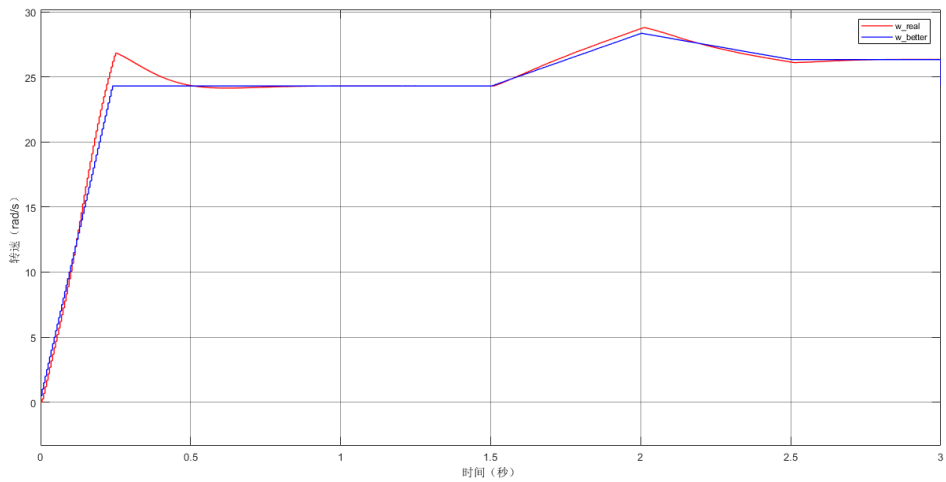
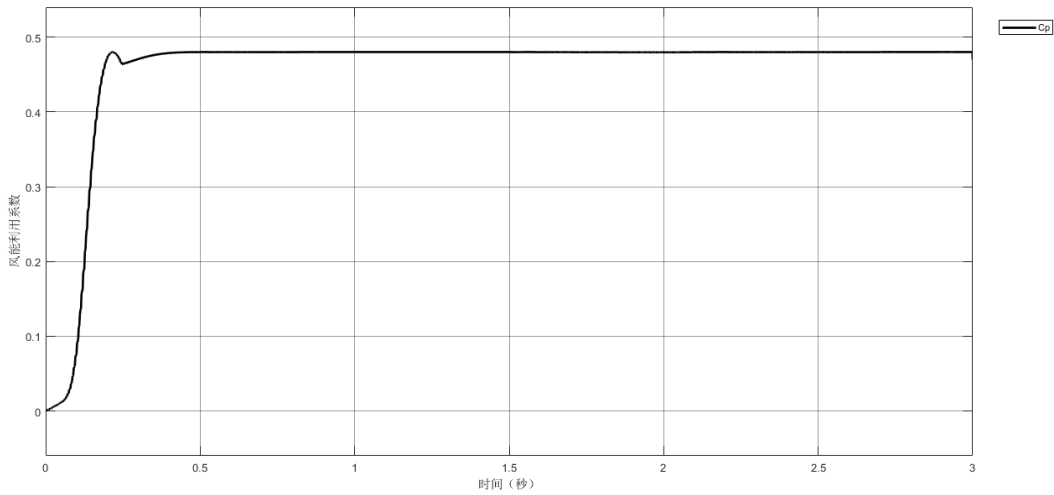
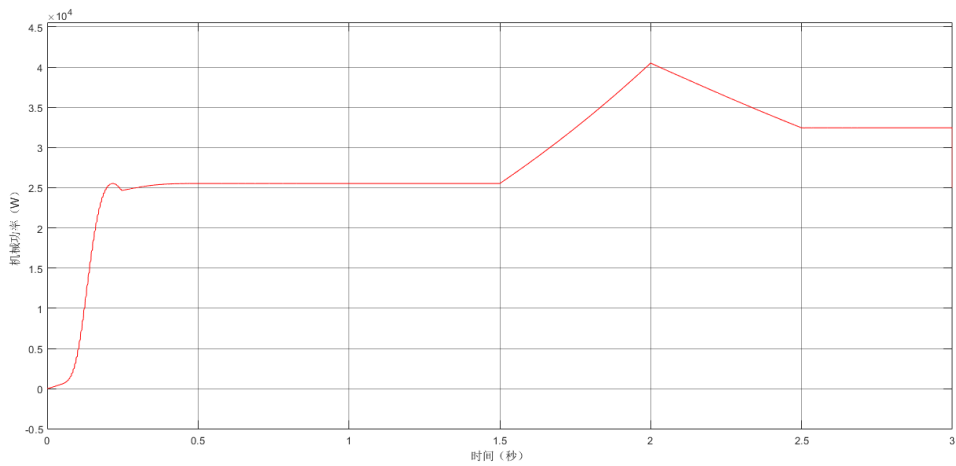


图 4.28 角速度曲线图



4.29 风能利用系数曲线图



4.30 风力机输出功率曲线图

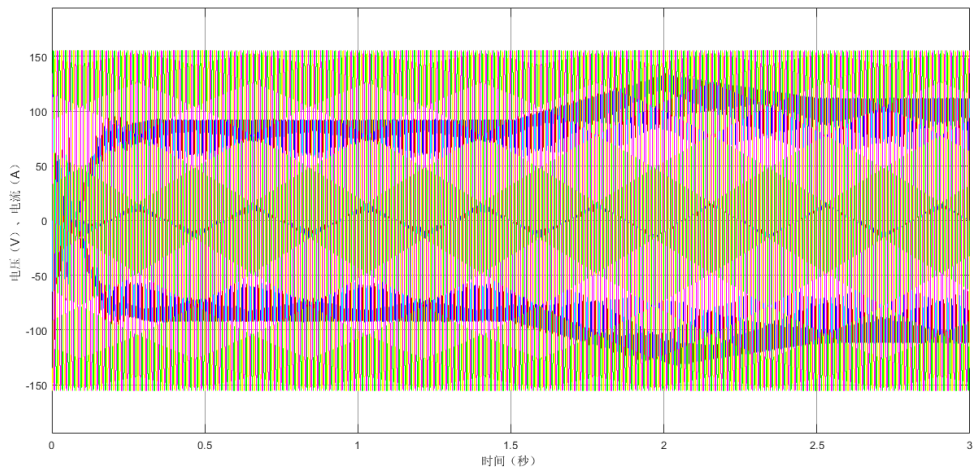


图 4.31 逆变器输出端口的电压、电流波形图

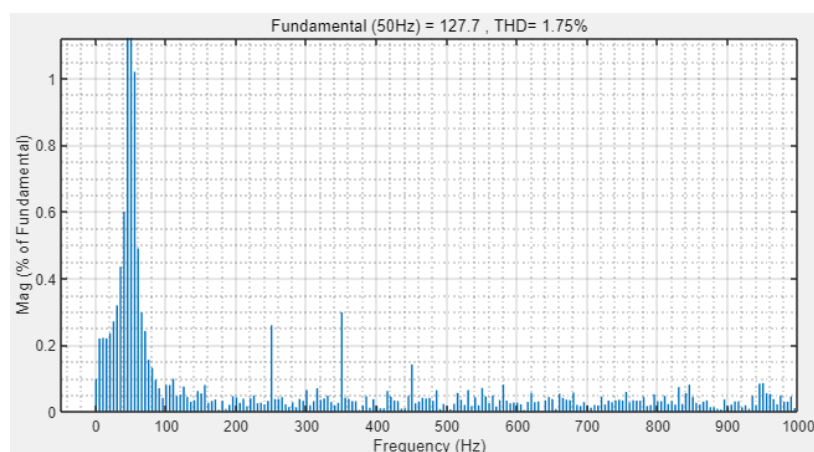
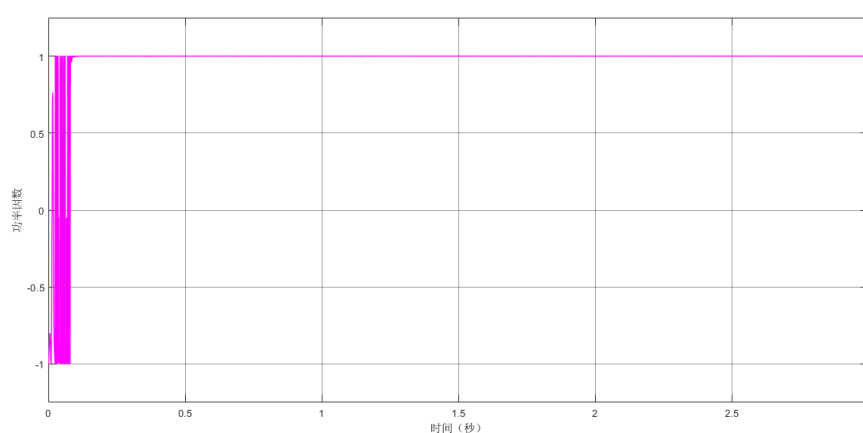

 图 4.32 网侧电流的 *FFT* 分析结果图


图 4.33 并网功率因数测量结果图

由图 4.26-图 4.33 可知，在斜坡风速的影响下，系统依然能够保持较高的风能利用率，并网电流总谐波畸变率为 1.75%，满足并网标准中总畸变率小于 5%的要求，功率因数保持在 0.998 以上，满足并网标准中功率因数高于 0.98 的要求，成功验证了并网装置在斜坡风速下的功率调节与跟踪控制能力。

## 4.4 本章小结

本章在 *Simulink* 中搭建了直驱永磁风力发电机组的仿真模型，模拟了恒风速启动、阶跃风速、斜坡风速三种其情况下的运行情况。通过仿真分析，由仿真结果可以得出结论：设计中的控制方法可以较好地抵抗风速干扰，风力机可以在较短时间内恢复稳定运行状态，而且逆变器输出的三相电流谐波含量低，功率因数高，满足风力发电的并网要求。

