

微电网技术及实验丛书

# 光伏发电技术及实验

毕大强 郭瑞光 编著



科学出版社

微电网技术及实验丛书

# 光伏发电技术及实验

毕大强 郭瑞光 编著



社

北 京

## 内 容 简 介

本书是作者近年来从事微电网中光伏发电技术研究的总结,围绕实验、结合理论来介绍光伏发电基本技术。全书共4章,主要内容包括光伏发电技术基础实验、单相光伏并网发电技术实验、三相光伏并网发电技术实验及三相光储发电系统实验。

本书可为光伏发电技术研究、电力电子控制技术研究提供理论参考与实验波形验证,也可作为高等院校本科生及研究生的教学实验参考书。

### 图书在版编目(CIP)数据

光伏发电技术及实验/毕大强,郭瑞光编著. —北京:科学出版社,2018.3  
(微电网技术及实验丛书)

ISBN 978-7-03-050143-1

I. ①光… II. ①毕… ②郭… III. ①太阳能光伏发电 IV. ①TM615

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2016)第 242221 号

责任编辑:裴 育 纪四稳 / 责任校对:张小霞

责任印制:张 伟 / 封面设计:陈 敬

科学出版社出版

北京东黄城根北街16号

邮政编码:100717

<http://www.sciencep.com>

北京九州迅驰传媒文化有限公司印刷

科学出版社发行 各地新华书店经销

\*

2018年3月第一版 开本:720×1000 B5

2018年3月第一次印刷 印张:11 1/4

字数:227 000

定价:85.00元

(如有印装质量问题,我社负责调换)

## 前 言

随着经济的增长与人口的增加,人类社会对能源的需求量越来越大。目前,世界上能源消费的增长率约为人口增长率的3倍,石油、天然气、煤炭等常规能源已不能满足人类日益增长的需要,世界各国化石能源蕴藏量正在日益减少,能源危机问题已日益显露。在这种情况下,必须重视可再生能源的利用和发展,其中最突出的就是对太阳能的研究和应用。光伏发电是当前开发利用太阳能的主要方式。我国绝大多数地区的太阳能资源丰富,开发利用光伏发电对我国具有重要意义。

大规模光伏发电以并网为主,根据系统组成,光伏并网发电可以分为两类:一类为不含蓄电池的不可调度式光伏并网发电系统;另一类为包含蓄电池组作为储能环节的可调度式光伏并网发电系统。可调度式光伏并网发电系统与不可调度式光伏并网发电系统相比,最大的不同是系统中配有储能环节,在功能上优于不可调度式光伏并网发电系统,对电网的能量分配具有调节作用,兼有不间断电源的功能,而且有益于电网调峰。随着微电网技术的发展与应用,光伏发电与储能结合已成为目前最典型的微电网应用和示范形式。

根据变压器的拓扑结构和控制方式,光伏并网发电系统主要分为单级式、双级式和多级式等。其中,双级式光伏并网发电系统由光伏阵列、DC/DC升压环节、逆变环节和滤波环节等构成,一般用DC/DC升压环节来获得光伏阵列的最大功率点,而逆变环节负责并网发电。这种拓扑结构系统环节较多,主要用于单相小功率光伏发电;相比之下,单级式光伏并网发电系统中只有一个能量变换环节,功率点控制和逆变并网同时由一个环节完成,它将光伏发电系统直接与电网相连,结构简单,提高了整个光伏发电系统的使用寿命,效率较高,稳定性较好,在大功率光伏发电中广泛采用。但是,系统控制中既要考虑跟踪光伏电池最大功率点,也要保证供电质量,导致相应的控制系统变得比较复杂。

本书是作者近年来从事光伏发电技术、微电网技术研究与应用的总结,基于清华大学电力电子与电机控制实验室开发的单相双级式光伏变流器、三相单级式光伏变流器和储能变流器展开分析。全书从教学实验的角度出发分析光伏并网发电的关键技术。全书共4章,第1章是光伏发电技术基础实验,包括电量测量技术、Park和Clarke变换技术、SPWM技术、SVPWM技术、单相锁相环技术和三相锁相环技术。第2章是单相光伏并网发电技术实验,包括单相光伏并网发电最大功率点跟踪、阴影遮挡光伏阵列最大功率点跟踪和单相光伏发电孤岛检测等。第3章是三相光伏并网发电技术实验,包括三相光伏并网发电最大功率点跟踪、三相光

伏并网发电限功率控制策略、三相光伏并网发电孤岛检测和三相光伏并网发电低电压穿越。第4章是三相光储发电系统实验,包括三相光储发电系统并网控制策略、三相光储发电系统孤岛控制策略、三相光储发电系统并离网切换控制策略和基于虚拟同步发电机的三相光储发电系统运行控制。

本书由毕大强、郭瑞光共同撰写完成,其中毕大强负责第3、4章,郭瑞光负责第1、2章。本书在撰写过程中得到了清华大学实验室创新基金的资助,以及电力系统及发电设备控制和仿真国家重点实验室、科学出版社的大力支持,在此一并表示感谢。同时,对本书中所列参考文献的作者也表示由衷的感谢。

由于作者的水平和研究内容有限,本书难免有疏漏和不妥之处,恳请读者指正,为推动光伏发电技术实践教学的发展共同努力。

# 目 录

## 前言

第 1 章 光伏发电技术基础实验	1
实验 1.1 电量测量	1
实验 1.2 Park 变换和 Clarke 变换	9
实验 1.3 正弦脉宽调制	18
实验 1.4 空间矢量脉宽调制	26
实验 1.5 单相锁相环	35
实验 1.6 三相锁相环	42
第 2 章 单相光伏并网发电技术实验	47
实验 2.1 单相光伏并网发电最大功率点跟踪	47
实验 2.2 阴影遮挡光伏阵列最大功率点跟踪	58
实验 2.3 单相光伏发电孤岛检测	65
第 3 章 三相光伏并网发电技术实验	71
实验 3.1 三相光伏并网发电最大功率点跟踪	71
实验 3.2 三相光伏并网发电限功率控制策略	86
实验 3.3 三相光伏并网发电孤岛检测	94
实验 3.4 三相光伏并网发电低电压穿越	103
第 4 章 三相光储发电系统实验	114
实验 4.1 三相光储发电系统并网控制策略	114
实验 4.2 三相光储发电系统孤岛控制策略	124
实验 4.3 三相光储发电系统并离网切换控制策略	134
实验 4.4 基于虚拟同步发电机的三相光储发电系统运行控制	147
参考文献	165
附录 A 三相光伏/储能并网发电教学实验平台	167
附录 B 单相光伏并网发电教学实验平台	170

# 第 1 章 光伏发电技术基础实验

本章主要介绍光伏发电的基础性实验,包括电量测量实验、Park 变换和 Clarke 变换实验、SPWM 实验、SVPWM 实验、单相锁相环实验和三相锁相环实验。

## 实验 1.1 电量测量

### 【实验目的】

- (1) 理解电量测量在光伏发电控制中的重要性。
- (2) 理解电压与电流测量原理。
- (3) 掌握交直流电压电流测量方法。

### 【实验原理】

在光伏发电系统中,电量测量是最基本的一部分,也是做进一步控制与保护的基础。三相或者单相光伏并网变流器(逆变器)在实现最大功率点跟踪(maximum power point tracking, MPPT)控制或限功率控制时,都需要对光伏直流侧直流电压和直流电流进行检测,参与 MPPT 和直流电压外环控制;在实现并网控制时,需要实时检测电网侧交流电流,参与电流内环控制;在计算光伏发电量时,还需要检测电网侧交流电压。所以,对电量信号的采集分析是至关重要的。

#### 1. 电量信号测量过程及作用

电量测量基本过程如图 1.1.1 所示。



图 1.1.1 电量测量基本过程

#### 1) 电压电流传感器

为了实现精确的控制,首先需要对系统中电流电压信号进行精确的采集测量。由于现在电力电子控制需要更加精确的反馈信号,而非线性负载的存在,使传统的电流电压检测元件不能有效地对信号进行采集,测量误差偏大会导致计算与控制不准。经过近几十年的发展,霍尔电流电压传感器模块成为新一代工业电量传感

器,具有很高的测量精度。同一只检测元件不仅可以检测交流,还可以检测直流,甚至是瞬态峰值。

## 2) 信号调理电路

信号调理电路是信号采集过程中必需的环节,通常由低通滤波器电路和过压过流保护电路组成。低通滤波器电路的目的在于滤除线路中高频谐波干扰,提高检测精度。过压过流保护电路的目的在于系统出现过压过流故障时,能够快速关断功率开关器件。

## 3) A/D 转换

数字控制电路中需要的控制与分析信号为数字信号,传感器采集到的模拟信号经过调理电路后,还需利用 A/D 转换芯片将模拟信号转换成数字信号,最后得到的数字信号交由 DSP 进行分析处理。

## 4) DSP 分析

A/D 转换得到的数字信号最终进入 DSP 分析控制系统,DSP 将数字信号通过一定的数值分析转换成控制所需的电压电流信号,还可以根据传感器变比与 A/D 采样精度计算出当前电压电流实际值。

# 2. 霍尔传感器工作原理

## 1) 霍尔效应原理

如图 1.1.2 所示,金属或半导体薄片置于磁感应强度为  $B$  的磁场中,磁场方向垂直于薄片,当有电流  $I$  流过薄片时,在垂直于电流和磁场的方向上将产生电动势  $E_H$ ,这种现象称为霍尔效应,该电动势称为霍尔电动势,上述半导体薄片称为霍尔元件。用霍尔元件做成的传感器称为霍尔传感器。

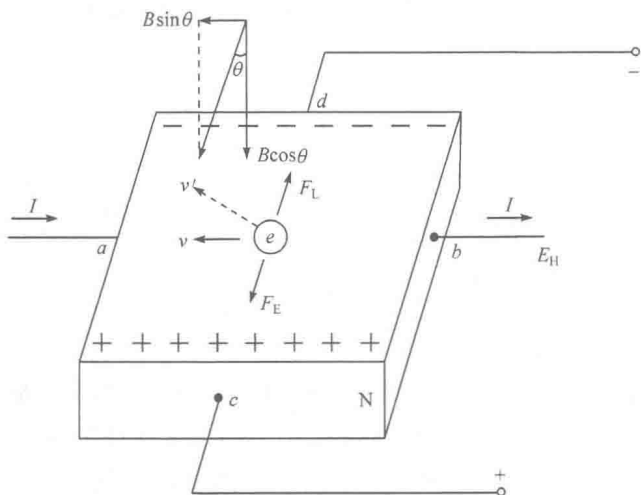


图 1.1.2 霍尔效应原理图



## 2) 霍尔电流传感器

实际的霍尔电流传感器有两种构成形式,即直接测量式和零磁通式。

(1) 直接测量式。将图 1.1.3 中霍尔器件的输出(必要时可进行放大)送到经校准的显示器上,即可由霍尔输出电压的数值直接得出被测电流值。这种方式的优点是结构简单,测量结果的精度和线性度都较高,可测直流、交流和各种波形的电流。但它的测量范围、带宽等受到一定的限制。在这种应用中,霍尔器件是磁场检测器,它检测的是磁芯气隙中的磁感应强度。电流增大后,磁芯可能达到饱和;随着频率升高,磁芯中的涡流损耗、磁滞损耗等也会随之升高。这些都会对测量精度产生影响。当然,也可采取一些改进措施来降低这些影响,例如,选择饱和磁感应强度高的磁芯材料,制成多层磁芯,采用多个霍尔元件进行检测等。

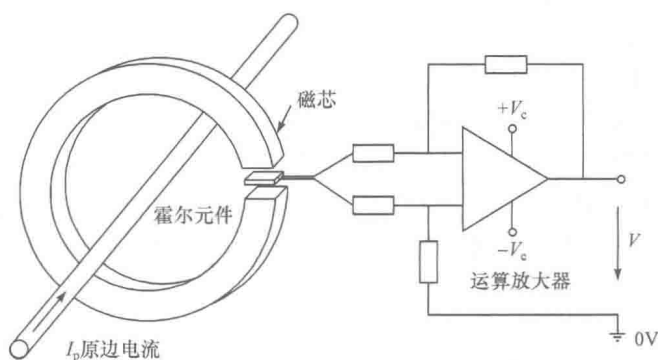


图 1.1.3 直接测量式霍尔电流传感器原理图

(2) 零磁通式。如图 1.1.4 所示,将霍尔器件的输出电压放大,再经电流放大后,让这个电流通过补偿线圈,并令补偿线圈产生的磁场和被测电流产生的磁场方向相反,若满足条件  $I_p N_1 = I_s N_2$ ,则磁芯中的磁通为零,这时式(1.1.1)成立:

$$I_p = I_s \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (1.1.1)$$

式中,  $I_p$  为被测电流,即磁芯中初级绕组中的电流;  $N_1$  为初级绕组的匝数;  $I_s$  为补偿绕组中的电流;  $N_2$  为补偿绕组的匝数。由式(1.1.1)可知,达到磁平衡时,即可由  $I_s$  及匝数比  $N_2/N_1$  得到  $I_p$ 。被测电流的任何变化都会破坏这一平衡。一旦磁场失去平衡,零磁通式霍尔电流传感器就有信号输出。经功率放大后,立即就有相应的电流流过次级绕组以对失衡的磁场进行补偿。从磁场失衡到再次平衡,所需的时间理论上不到  $1\mu\text{s}$ ,这是一个动态平衡的过程。因此,从宏观上看,次级的补偿电流安匝数在任何时候都与初级被测电流的安匝数相等。

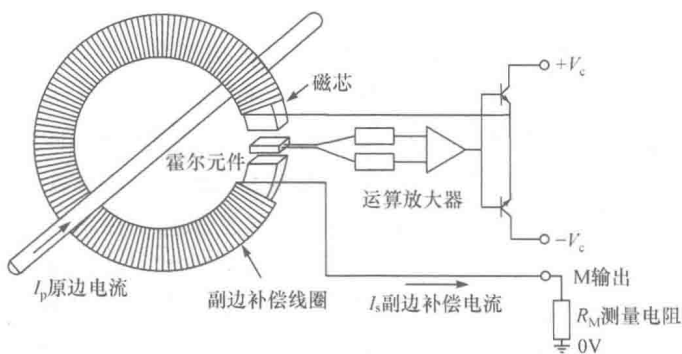


图 1.1.4 零磁通式霍尔电流传感器原理图

### 3) 霍尔电压传感器

霍尔电压传感器(图 1.1.5)利用霍尔效应,将原边电压  $V_p$  通过外置或内置电阻  $R_i$ ,将电流限制在 10mA。此电流经过多匝绕组之后,经过聚磁材料将原边电流产生的磁场被气隙中的霍尔元件检测到,并感应出相应电动势。该电动势经过电路调整后反馈给补偿线圈进而补偿,该补偿线圈中电流  $I_s$  产生的磁通与原边电流(被测电压通过限流电阻产生)产生的磁通大小相等,方向相反,从而在磁芯中保持磁通为零。实际上霍尔电压传感器利用的是和磁平衡闭环霍尔电流传感器即零磁通式霍尔电流传感器一样的技术。

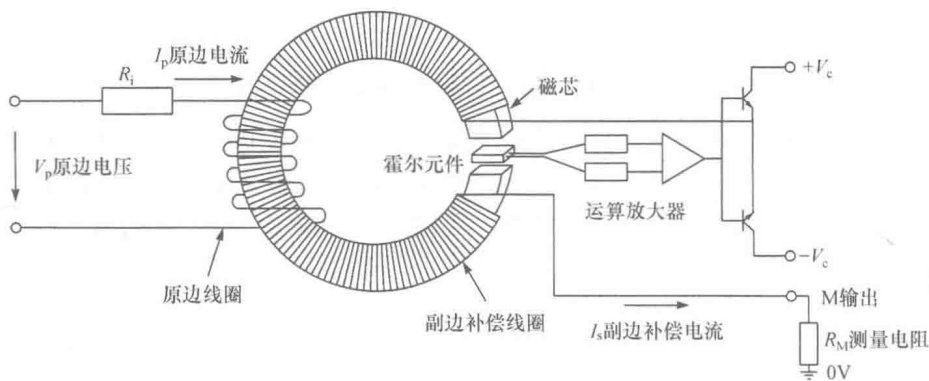


图 1.1.5 霍尔电压传感器原理图

### 3. 低通滤波器工作原理

光伏发电系统中所需的控制信号都是低频信号,需要检测 50Hz 的交流电压和交流电流信号、直流电压和直流电流信号,所以信号调理电路中选用低通滤波器消除高频谐波干扰。模拟电路信号处理常用的低通滤波器有一阶无源低通滤波器

和二阶有源低通滤波器。

### 1) 一阶无源低通滤波器

电子模拟电路的一阶无源低通滤波器主要由电阻  $R$  和电容  $C$  组成。图 1.1.6 为一阶无源低通滤波器电路及其幅频、相频特性。

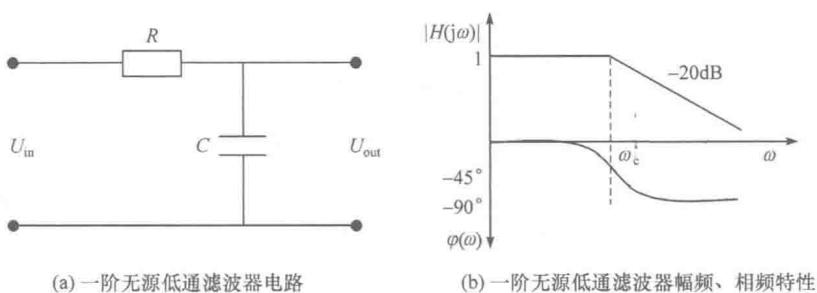


图 1.1.6 一阶无源低通滤波

传递函数为

$$H(s) = \frac{U_{\text{out}}}{U_{\text{in}}} = \frac{1}{RCs + 1} \quad (1.1.2)$$

令  $s = j\omega$ ,  $\omega_c = \frac{1}{RC}$ , 则

$$H(j\omega) = \frac{U_{\text{out}}}{U_{\text{in}}} = \frac{1}{j\omega RC + 1} = \frac{1}{j\frac{\omega}{\omega_c} + 1} \quad (1.1.3)$$

所以可以通过电阻  $R$  和电容  $C$  计算出截止频率  $\omega_c$ 。

### 2) 二阶有源低通滤波器

图 1.1.7 为二阶有源低通滤波器电路及其幅频、相频特性。

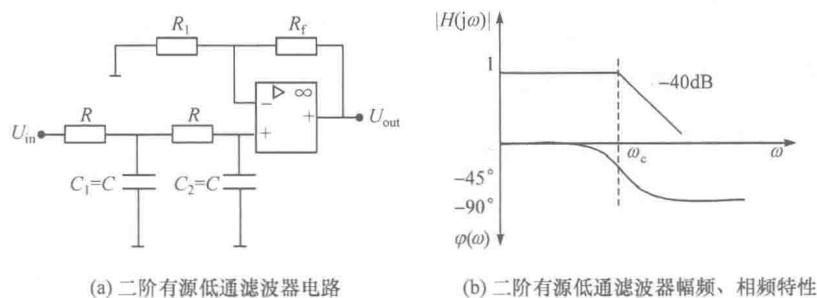


图 1.1.7 二阶有源低通滤波

传递函数为

$$H(s) = \frac{U_{\text{out}}}{U_{\text{in}}} = \frac{A_{\text{VF}}}{1 + s(3 - A_{\text{VF}})RC + (sRC)^2} \quad (1.1.4)$$

式中,  $A_{\text{VF}} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$ 。

令

$$A_0 = A_{\text{VF}} \text{ (通带增益)}$$

$$Q = \frac{1}{3 - A_{\text{VF}}} \text{ (等效品质因数)}$$

$$\omega_c = \frac{1}{RC} \text{ (特征角频率)}$$

则

$$H(s) = \frac{A_0 \omega_c^2}{s^2 + \frac{\omega_c}{Q}s + \omega_c^2} \quad (1.1.5)$$

只有当  $3 - A_{\text{VF}} > 0$ , 即  $A_{\text{VF}} < 3$  时, 滤波器才稳定。

二阶有源低通滤波器对高频信号的衰减度高于一阶无源低通滤波器, 所以其滤除谐波干扰的能力比一阶无源低通滤波器强。

#### 4. A/D 转换工作原理

在控制领域中, A/D 转换器是不可缺少的重要组成部分。A/D 转换器通过一定的电路将模拟信号转变为数字信号。模拟信号可以是电压、电流等电气量, 也可以是压力、温度、湿度、位移、声音等非电气量。但在 A/D 转换前, 输入 A/D 转换器的信号必须经各种传感器把各种物理量转换成电压信号。A/D 转换后, 输出的数字信号可以有 8 位、10 位、12 位和 16 位等, 位数越大, 精度越高。

A/D 转换芯片的作用是将一个范围的小电压信号转换成数字信号。以 AD7606 芯片为例, 其可以将  $-10 \sim 10\text{V}$  的电压信号转换成以 16 位二进制数字形式输出的数字信号, 如图 1.1.8 所示。

### 【实验内容与步骤】

#### 1. 实验内容

电量测量实验通过采集交流电压、交流电流、直流电压和直流电流信号, 验证光伏变流器中各种电压、电流测量方法的准确性。

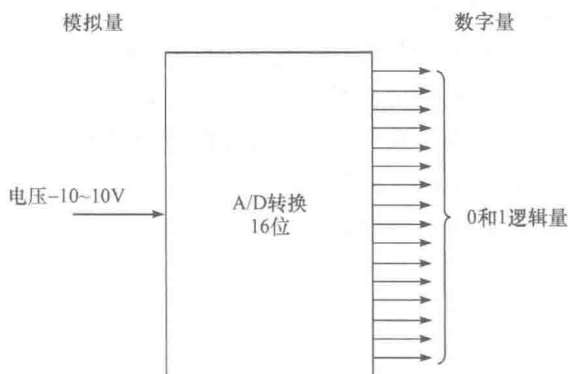


图 1.1.8 AD7606 芯片工作原理

## 2. 实验准备

所需主要硬件:计算机、仿真器、控制板、驱动板、电压源、电阻负载、示波器等。

所需软件:CCS 3.3。

在单相或三相光伏逆变器中找到与测量电量相关的器件与电路,如霍尔电压传感器、霍尔电流传感器、电流电压调理电路、A/D 转换芯片和 DSP2812 控制芯片,如图 1.1.9 所示。

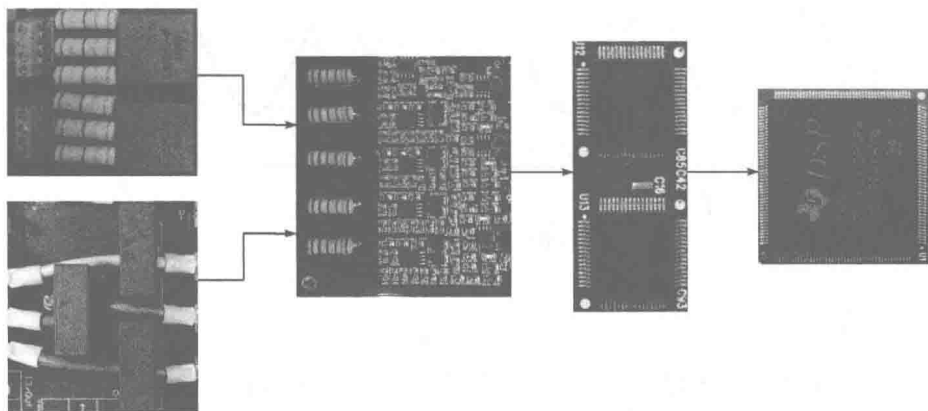


图 1.1.9 电量测量过程实物

## 3. 实验步骤

- (1) 电压源接到电压传感器上,电压源穿过电流传感器后接到电阻负载。
- (2) 检查控制板和驱动板线路连接。
- (3) 控制 D/A 输出端接示波器。

- (4) 为控制板和驱动板上电。
- (5) 打开 CCS 3.3, 并利用仿真器连接 DSP 控制板。
- (6) 打开电量测量程序, 编译连接生成 .out 文件。
- (7) 将生成的 .out 文件下载到 DSP 中, 并且运行电量测量程序。
- (8) 在 CCS 3.3 中实时观测采集数据。
- (9) 利用示波器观察 D/A 输出端的信号。
- (10) 记录波形。

#### 4. 实验结果

实际单相电压信号通过 A/D 采样后生成数字量, 然后通过 D/A 输出采集的信号波形, 如图 1.1.10 所示。其中, 通道 CH1 是实际电压信号, CH2 是采样信号。

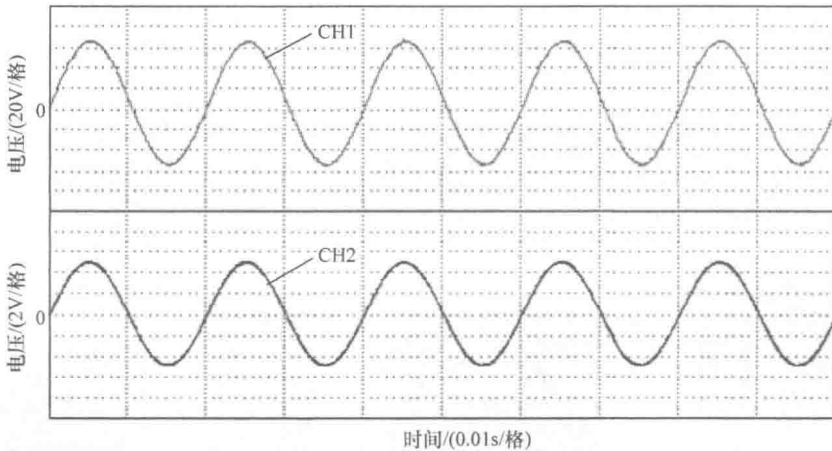


图 1.1.10 单相电压测量波形

#### 【思考问题】

- (1) 如果选用的穿心式霍尔电流传感器额定电流有效值是 25A, 但实际测量的电流有效值为 5A, 如何接线及数据处理使测量结果更加准确?
- (2) 如果霍尔电压传感器的原边电流额定有效值为 10mA, 被测电压为 300V, 如何选取原边串联电阻的阻值, 才能使传感器获得最佳精度?

## 实验 1.2 Park 变换和 Clarke 变换

### 【实验目的】

- (1) 了解 Park 变换和 Clarke 变换的重要性。
- (2) 掌握 Park 变换和 Clarke 变换的基本原理。
- (3) 掌握 Park 变换和 Clarke 变换在 DSP2812 中的实现方法。

### 【实验原理】

三相光伏变流器中多采用空间矢量技术,其核心思想来源于交流异步电机的控制。因为交流异步电机的电压、电流、磁通等物理量之间有较强的耦合性,而且是多变量、非线性系统,直接建立准确的数学模型比较困难,所以采用矢量控制思想进行坐标变换、解耦控制。

#### 1. 三相交流电机坐标变换和矢量变换

##### 1) 静止 ABC 坐标系到静止 DQ 坐标系的坐标变换

在异步交流电动机中,为满足功率不变约束,设定 DQ 坐标系中定子 DQ 绕组以及转子 dq 绕组的有效匝数均为 ABC 坐标系每相绕组有效匝数的  $\sqrt{3/2}$  倍,如图 1.2.1 所示。

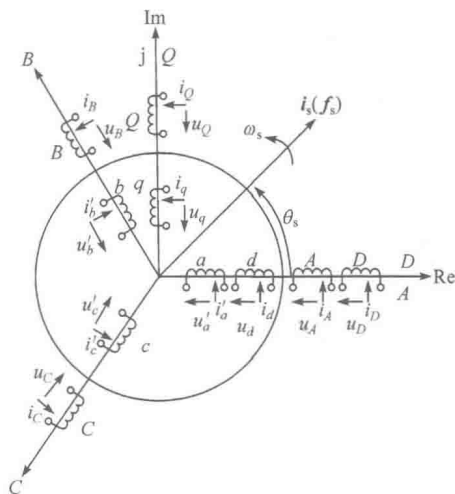


图 1.2.1 静止 ABC 坐标系与静止 DQ 坐标系

磁动势等效是坐标变换的基础和原则,因为只有这样,坐标变换后才不会改变电机内的气隙磁场,不会影响机电能量转换和电磁转矩生成。

ABC 坐标系定子三相电流  $i_A$ 、 $i_B$  和  $i_C$  产生的磁动势与两相定子电流  $i_D$  和  $i_Q$  产生的磁动势,若能满足式(1.2.1)和式(1.2.2)的关系,则两个坐标系产生的是同一个定子磁动势矢量  $f_s$ ,即有

$$\sqrt{\frac{3}{2}}N_s i_D = N_s i_A \cos 0^\circ + N_s i_B \cos 120^\circ + N_s i_C \cos 240^\circ \quad (1.2.1)$$

$$\sqrt{\frac{3}{2}}N_s i_Q = 0 + N_s i_B \sin 120^\circ + N_s i_C \sin 240^\circ \quad (1.2.2)$$

于是,可得

$$\begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (1.2.3)$$

或者

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (1.2.4)$$

这种变换同样适用于其他矢量。

基于磁动势等效原则,由  $\mathbf{i}_s = i_D + j i_Q$  和  $\mathbf{i}_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(i_A + \mathbf{a} i_B + \mathbf{a}^2 i_C)$ ,可直接得到

$$i_D + j i_Q = \sqrt{\frac{2}{3}}(i_A + \mathbf{a} i_B + \mathbf{a}^2 i_C) \quad (1.2.5)$$

利用关系式  $e^{j\theta} = \cos\theta + j\sin\theta$ ,并令式(1.2.5)左右两边虚、实部相等,同样可得如式(1.2.3)和式(1.2.4)所示的坐标变换。

在正弦稳态下,设定子三相电流为

$$i_A = \sqrt{2} I_s \cos(\omega_s t + \varphi_1) \quad (1.2.6)$$

$$i_B = \sqrt{2} I_s \cos(\omega_s t + \varphi_1 - 120^\circ) \quad (1.2.7)$$

$$i_C = \sqrt{2} I_s \cos(\omega_s t + \varphi_1 - 240^\circ) \quad (1.2.8)$$

式中,  $\varphi_1$  为定子 A 相电流初始相位角。

将式(1.2.6)~式(1.2.8)代入式(1.2.3),可得



$$\begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3}I_s \cos(\omega_s t + \varphi_1) \\ \sqrt{3}I_s \sin(\omega_s t + \varphi_1) \end{bmatrix} \quad (1.2.9)$$

式(1.2.9)表明,ABC坐标系到DQ坐标系的变换,仅是一种相数的变换,只是将对称的三相正弦电流变换为对称的两相正弦电流。就产生圆形旋转磁动势而言,两者没有本质的区别,都是在静止的对称绕组内通以对称的交流电流,在满足式(1.2.3)的变换要求后,两者产生了同一个磁动势矢量。

## 2) 静止 DQ 坐标系到任意同步旋转 MT 坐标系的变换

在图 1.2.2 中,设定 MT 坐标系中定、转子每线圈的有效匝数与 DQ 坐标系中定、转子每线圈的有效匝数相同,且 MT 坐标系与定子电流矢量  $i_s$  同步旋转,旋转速度同为  $\omega_s$ 。

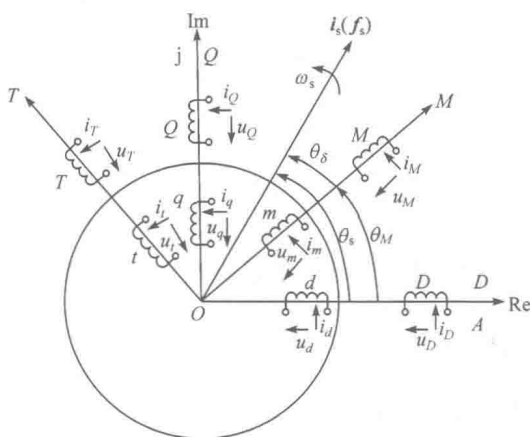


图 1.2.2 静止 DQ 坐标系与任意同步旋转 MT 坐标系

在 MT 坐标系中,可将  $i_s$  表示为  $i_s^M = |i_s| e^{j\theta_s}$ ; 在 DQ 坐标系中,可将  $i_s$  表示为  $i_s^D = |i_s| e^{j\theta_s}$ 。于是,有

$$i_s^M = i_s^D e^{-j\theta_M} \quad (1.2.10)$$

$$i_s^D = i_s^M e^{j\theta_M} \quad (1.2.11)$$

式(1.2.10)和式(1.2.11)表示 DQ 坐标系与 MT 坐标系间的矢量变换。其中,  $e^{-j\theta_M}$  为 DQ 坐标系到 MT 坐标系的变换因子;  $e^{j\theta_M}$  为 MT 坐标系到 DQ 坐标系的变换因子。  $e^{-j\theta_M}$  和  $e^{j\theta_M}$  可同样用于其他矢量的变换。

依据磁动势等效原则,由图 1.2.2 可得

$$i_M = i_D \cos\theta_M + i_Q \sin\theta_M \quad (1.2.12)$$

$$i_T = -i_D \sin\theta_M + i_Q \cos\theta_M \quad (1.2.13)$$

或者