

柔性电力系统中的电力电子技术

——电力电子技术在电力系统中的应用

陈坚 编著



机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS

柔性电力系统中的电力电子技术

——电力电子技术在电力系统中的应用

陈 坚 编著



机械工业出版社

本书是作者在以往多年为研究生讲授“高等电力电子学”及“电力电子技术
在电力系统中的应用”两门课程讲义的基础上编写的。本书基于电力系统的基本运
行特性和安全、经济、高效、优质运行要求,论述了电力电子技术实现电力系统运
行参数快速、灵活、精确、协调控制的基本原理,并在此基础上深入分析了采用各
类电力电子变换器和补偿控制器后,电力系统的运行特性。

本书可作为高等院校电气工程及其自动化专业和相近专业本科生选修课程
用书或研究生教学用书,也可作为从事电力系统设计、电力电子装备研制和运行
管理的工程师的参考书。

图书在版编目 (CIP) 数据

柔性电力系统中的电力电子技术: 电力电子技术在电力系统中的应用/陈坚编
著. —北京: 机械工业出版社, 2012. 1

ISBN 978-7-111-36565-5

I. ①柔… II. ①陈… III. ①电力电子技术—应用—电力系统 IV. ①TM7

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2011) 第 242208 号

机械工业出版社 (北京市百万庄大街 22 号 邮政编码 100037)

策划编辑: 牛新国 责任编辑: 任 鑫 责任校对: 张 媛

封面设计: 路恩中 责任印制: 李 洋

三河市国英印务有限公司印刷

2012 年 1 月第 1 版第 1 次印刷

184mm×260mm·23 印张·569 千字

标准书号: ISBN 978-7-111-36565-5

定价: 59.80 元

凡购本书, 如有缺页、倒页、脱页, 由本社发行部调换

电话服务

网络服务

社服务中心: (010) 88361066

门户网: <http://www.cmpbook.com>

销 售 一 部: (010) 68326294

教材网: <http://www.cmpedu.com>

销 售 二 部: (010) 88379649

读者购书热线: (010) 88379203 封面无防伪标均为盗版

前 言

现代电力系统是历史上逐步扩建发展起来的地域辽阔、结构庞大、设备众多、运行要求极高的大系统,它的安全、经济、高效、优质运行具有重大的意义。实现全系统发电、输电、配电和负载用电的安全、经济、高效、优质运行的关键技术是对系统中各部分、各类电力设备运行参数能实现快速、灵活、有效的协调控制。为此,在电力系统中应有大量的能快速响应运行指令要求的调控设备和正确的调控策略,通过实时、同步地检测各地运行参数的相量和相关的运行信息,经过分析、处理、预估、决策,经高速信息通道对各地发电设备、输配电设备和调控设备的运行参数实施快速、灵活、有效的协调控制,才有可能实现整个电力系统整体协调的安全、经济、高效、优质运行。

采用大功率半导体开关器件构成开关电路和电力电子变换器,可以高效、便捷地实现各类电力电子变换;对电力电子开关电路和开关型电力电子变换器进行实时、适式的控制,可以使之输出任意频率、任意波形的电压和电流,且其幅值和相位均可精确、快速地调控。因而可以构成各类电力电子补偿控制器,并按系统运行指令要求,调控电力系统中各节点并联等效阻抗和线路串联阻抗,调控系统中的节点电压和支路电流的幅值和相位,调控发电机、储能系统以及电力电子补偿控制器注入系统节点的电流或注入输电线路的电压幅值和相位,调控有功、无功功率,最终实现电力系统的安全、经济、高效、优质运行。

从20世纪60年代初至今近50年间,电力电子技术的应用始于各行各业用电设备的电力电子变换电源(相控整流电源、相控交流-交流直接变频电源、中频感应加热电源,中小功率开关电源以及恒频恒压逆变电源)和电力机械变速传动控制所需的变压、变频电源。从20世纪80年代开始,电力电子技术的应用已经逐渐扩展到发电、输配电和负载用电整个电力系统,电力电子技术已成为现代电力系统柔性化和智能化水平继续发展、实现全系统协调控制和安全、经济、高效、优质运行的基础技术。

电力系统中采用各种电力电子变换器和电力电子补偿控制器的共同特点是:通过改变电力电子开关器件的通、断状态,控制电力电子开关电路输出的电压、电流、功率或等效阻抗,从而实时精确地调控电力系统的运行参数、潮流和运行工况,满足系统运行要求。电力电子开关型调控系统,更适合采用先进的、复杂的控制策略,实现众多被控对象有多目标控制功能的智能化协调控制。

在交流输电系统中,引入并联、串联和综合电力电子补偿控制器可以显著改善交流输电的可控性,提高交流输电的极限容量,改善交流输电系统的运行稳定性和经济性,使交流输电系统发展成控制灵活的柔性交流输电系统(Flexible AC Transmission System, FACTS)。在发电、输电、配电和负载用电整个电力系统中广泛采用电力电子技术、引入各类电力电子变换器和补偿控制器,可以有效地改善、优化电力系统的运行结构,为电力系统提供更多快速、有效、经济、可靠的控制手段,显著地提高电力系统的可控性,使整个电力系统实现全局性的“安全、经济、高效、优质运行”,使传统电力系统发生革命性的变革,

逐步发展成为智能化的柔性电力系统。这一发展过程同时也会为电力电子技术的发展带来新的机遇,推动电力电子技术向更高的水平发展。

本书是在作者多年给电气工程及其自动化专业研究生讲授“高等电力电子学”、“电力电子技术在电力系统中的应用”课程授课内容的基础上,经整理、增补、修改而成的。编写本书的指导思想是:基于电力系统的基本特性和“安全、经济、高效、优质”运行要求,向电气工程及其自动化专业在校研究生和从事电力系统电力电子新技术研究和实际运行工作的专业人士,系统、全面地介绍柔性电力系统中的电力电子技术的基本原理。全书共分7章:首先介绍了电力系统的基本特性和运行要求,接着介绍了电力电子变换器基本电路,然后依次介绍了发电、配电和储能系统中的电力电子技术,高压直流输电系统的基本原理,电力系统并联补偿控制,电力系统串联补偿控制和柔性电力系统中的综合补偿控制。

本书2009年初稿曾请清华大学韩英铎院士、华中科技大学程时杰院士审阅,征得一些原则性修改意见。上海大学陈伯时教授、华北电力大学肖湘宁教授在评审本书2010年第二稿时又提出了许多宝贵的修改意见,编者在此一并表示衷心感谢。

编者还要感谢华中科技大学电气与电子工程学院应用电子工程系和电力电子技术研究中心的相关同事在本书编写过程中给予的支持和帮助,感谢王雪帆、彭力、张宇、林新春、谭智力、赵阳等教授、副教授,胡国珍、陈宇、张锦等博士、硕士研究生以及张睿,感谢他(她)们在本书审阅、校对和书稿计算机录入工作中给予的帮助。编者还要对本书中引用的参考文献的作者表示衷心的感谢。编者殷切希望本专业师生和专业人士对本书的内容、结构、错误和不妥之处给予批评指正。

编 者

华中科技大学电气与电子工程学院

2011年5月

目 录

前言

第 1 章 电力系统的基本特性和运行

要求 1

1.1 电力系统的形成和发展 1

1.2 电力系统的功率、功率损耗和电压损耗 3

1.2.1 输电系统中的功率 3

1.2.2 电力系统中的功率损耗 8

1.2.3 电力系统中的电压损耗 9

1.3 同步发电机的功角特性、运行稳定性和极限输电功率 10

1.3.1 发电机的功角特性 10

1.3.2 发电机运行稳定性和极限输电功率 13

1.4 电力系统功率-电压特性 18

1.4.1 负载的无功功率-电压特性 18

1.4.2 线路电阻 $R \neq 0$ 时输电系统的功率-电压特性 20

1.4.3 线路电阻 $R = 0$ 时输电系统的功率-电压特性 24

1.5 电力系统潮流和潮流控制 26

1.6 电力系统的特点、运行问题和基本要求 26

1.7 柔性电力系统的基本概念 30

1.7.1 柔性交流输电系统和配电系统 30

1.7.2 柔性发电及储能 33

1.7.3 负荷柔性用电及电能质量控制 34

第 2 章 半导体开关型电力电子变换 36

2.1 实现电力变换和补偿控制的两类技术 36

2.2 电力电子开关器件 40

2.3 电力电子开关电路的基本类型 45

2.4 电压变换基本开关电路 46

2.4.1 直流降压(Buck)电路 46

2.4.2 直流升压(Boost)电路 46

2.4.3 交流-交流晶闸管相控电压变换电路 47

2.5 三相桥晶闸管相控整流和有源逆变

电路 47

2.5.1 三相桥相控整流电路工作原理 47

2.5.2 三相桥有源逆变电路工作原理 55

2.6 交流-交流直接变频电路 88

2.7 全控型开关管单相(H)桥脉宽调制(PWM)逆变和整流电路 60

2.7.1 单相(H)桥逆变电路脉宽调制(PWM)基本原理 60

2.7.2 单相(H)桥逆变电路正弦脉宽调制(SPWM) 61

2.7.3 单相(H)桥 SPWM 整流 68

2.8 双电压源三相交流系统不同坐标系电压平衡方程 69

2.8.1 三相静止 ABC 坐标系电压平衡方程 69

2.8.2 两相旋转 d 、 q 坐标系和两相静止 α 、 β 坐标系的电压平衡方程 70

2.8.3 不同坐标系的功率方程 76

2.8.4 d 、 q 坐标系和 α 、 β 坐标系的特点 77

2.9 全控型开关管三相桥脉宽调制逆变和整流电路 78

2.9.1 三相桥逆变和整流正弦脉宽调制(SPWM)工作原理和控制系 统 78

2.9.2 三相桥逆变和整流电压空间矢量脉宽调制(SVPWM)工作原理 和控制系统 88

2.10 电压源型和电流源型逆变、整流电路的对比 98

2.11 实现高压、大功率电力电子变换和补偿控制的技术途径 99

第 3 章 发电、配电和储能系统中的电力电子技术 115

3.1 同步发电机的直流励磁 115

3.1.1 同步发电机励磁系统的功能 115

3.1.2 同步发电机励磁系统的基本类型和电路结构 117

3.2 变速恒频抽水储能电机和水力发电机 交流励磁系统	122	源逆变	186
3.3 风力发电系统结构、类型和运行原理	125	4.2.3 三个相差 20°的三相桥串联成 三重化 18 脉波相控整流和有 源逆变	188
3.3.1 风力发电概况	125	4.2.4 四个相差 15°的三相桥串联成 四重化 24 脉波相控整流和有 源逆变	192
3.3.2 风力发电系统的结构	126	4.3 直流输电系统等效电路	195
3.3.3 风力发电机组的功率调节	127	4.4 直流输电系统的基本控制原理和运 行特性	199
3.3.4 恒速恒频风力发电系统	129	4.4.1 直流输电系统的等效直流电源 和等效负载特性	199
3.3.5 变速恒频风力发电系统	129	4.4.2 基本控制原理和运行限制	200
3.4 并网运行的变速恒频双馈异步发电 机工作原理和控制系统	134	4.4.3 整流器、逆变器的定电流控制和 定关断角控制	203
3.4.1 变速恒频双馈发电机在 d 、 q 坐标系的数学模型	134	4.4.4 整流器和逆变器联合协调控制	205
3.4.2 变速恒频双馈异步发电机稳态 运行时定子、转子功率流向	137	4.5 采用全控型开关器件电压源型变换 器的轻型直流输电系统	207
3.4.3 并网双馈异步发电机转子侧变 流器按定子磁链定向的矢量控 制系统	138	第 5 章 电力系统并联补偿控制	210
3.4.4 并网双馈异步发电机定子侧变 流器按电网电压定向的矢量控 制系统	142	5.1 电力系统并联补偿器的类型和功能	210
3.5 太阳能光伏发电	144	5.1.1 并联补偿器的类型	210
3.5.1 太阳能光伏发电概况	144	5.1.2 并联无功补偿的功能	210
3.5.2 太阳能光伏电池	146	5.2 晶闸管控制阻抗型静止无功补偿器 (SVC)	214
3.5.3 光伏发电系统	148	5.2.1 晶闸管投、切并联电容器(TSC)	214
3.5.4 光伏发电最大功率跟踪控制	153	5.2.2 晶闸管相控并联电抗器(TCR)	217
3.6 配电系统固态断路器和限流器	155	5.2.3 TSC、TCR 投切、触发控制基本 原理	223
3.6.1 机械-电子混合式断路器	155	5.2.4 静止无功补偿器 SVC 控制策略	225
3.6.2 直流电路故障限流器	157	5.3 晶闸管控制制动电阻 TCBR	228
3.6.3 交流电路故障限流器	158	5.4 电压源变流器型静止同步无功功率 补偿器(STATCOM)	229
3.7 储能系统中的电力电子变换器	162	5.4.1 电压源变流器型静止同步无功 功率补偿器(STATCOM)工作原 理	230
3.7.1 储能系统的功能和类型	162	5.4.2 高压大容量静止同步无功补 偿器(STATCOM)主电路结构	233
3.7.2 超导储能系统	163	5.4.3 STATCOM 在 d 、 q 坐标系下的 数学模型	238
3.7.3 电池储能系统	173	5.4.4 STATCOM 的控制策略和控制 系统	244
第 4 章 高压直流(HVDC)输电系统	178	5.5 STATCOM 与晶闸管控制阻抗型 静止无功补偿器 SVC 的比较	250
4.1 直流输电系统结构和优缺点	178		
4.1.1 直流输电系统的结构	178		
4.1.2 直流输电系统的优缺点	181		
4.2 高压直流输电系统中的相控整流和 有源逆变电路特性	184		
4.2.1 三相桥式 6 脉波相控整流和有 源逆变	184		
4.2.2 两个相差 30°的三相桥串联成 两重化 12 脉波相控整流和有			

5.5.1 无功功率特性的比较	251	偿装置的对比	302
5.5.2 对提高输电系统稳定性能力的 比较	251	6.5 晶闸管控制的电压与相角调节器 (TCVR, TCPAR)	303
5.5.3 其他方面的比较	255	6.5.1 电压与相角调节器的基本原理	303
5.6 负荷三相不平衡补偿控制	256	6.5.2 采用相角调节器的潮流控制	305
5.7 并联型无源电力滤波器	258	6.5.3 相角调节器改进暂态稳定性能	307
5.7.1 并联型无源电力滤波器的类型	258	6.5.4 相角调节器抑制系统振荡	308
5.7.2 并联型无源 LC 滤波器基本特性	259	6.5.5 功能要求的总结	309
5.8 并联型有源电力滤波器	264	6.5.6 晶闸管控制的电压与相角调节 器的电路结构	309
5.8.1 并联型有源电力滤波器基本工 作原理	264	6.6 开关变流器型电压和相角调节器	314
5.8.2 谐波电流 i_h 和无功电流 i_{lQ} 的 检测	265	6.7 复合型相角调节器	315
5.8.3 控制系统框图	266	第 7 章 柔性电力系统综合补偿控制	316
5.8.4 并联型有源电力滤波器的主电 路结构	267	7.1 柔性交流输电系统(FACTS)控制器 简介	316
5.8.5 无源和有源电力滤波器的组合 使用	268	7.2 统一潮流控制器(UPFC)	319
第 6 章 电力系统串联补偿控制	271	7.2.1 基本工作原理	319
6.1 串联补偿的类型和基本功能	271	7.2.2 常规的传输控制能力	320
6.1.1 串联补偿的类型	271	7.2.3 有功和无功潮流的独立控制	326
6.1.2 串联电容补偿的基本功能	271	7.2.4 UPFC 与串联补偿器和相角调 节器的对比	328
6.2 晶闸管控制阻抗型串联补偿器	275	7.2.5 控制系统结构	335
6.2.1 门极可关断(GTO)晶闸管控制 串联电容器(GCSC)	275	7.2.6 调节 P 、 Q 潮流的基本控制 系统	338
6.2.2 晶闸管投、切串联电容补偿器 (TSSC)	279	7.3 带有相移变压器的复合 UPFC 装置	341
6.2.3 晶闸管控制串联电容补偿器 (TCSC)	281	7.4 线间潮流控制器(IPFC)	344
6.2.4 次同步谐振	284	7.5 线间潮流控制器(IPFC)与 UPFC 组 合运行	346
6.2.5 GCSC、TSSC、TCSC 基本的运行 控制方案	285	7.6 统一(综合)电能质量控制器(UPQC)	348
6.3 开关变流器型静止同步串联补偿器 (SCCC)	287	7.6.1 UPQC 的电路结构和功能	348
6.3.1 静止同步串联补偿器基本原理	288	7.6.2 UPQC 的控制策略	350
6.3.2 传输功率与传输角的函数关系	289	7.7 柔性电力系统广域信息监测、通信 和协调控制	350
6.3.3 控制范围与额定容量	292	7.7.1 广域信息监测、通信和控制系统 结构	350
6.3.4 提供有功补偿的能力	293	7.7.2 同步采样、同步相量形成和信息 传输	351
6.3.5 抑制次同步谐振	297	7.7.3 柔性电力系统广域信息监测、通 信和控制功能	353
6.3.6 静止同步串联无功补偿器的内 部控制和外部控制	297	柔性电力系统中电力电子装备和系统 汇总表	357
6.3.7 动态电压恢复器(DVR)	301	参考文献	359
6.4 开关变流器型与可控阻抗型串联补			

第 1 章 电力系统的基本特性和运行要求

1.1 电力系统的形成和发展

电能是现代社会中最重要的能源，电能的开发、生产和应用已逾百年。电能具有许多优点：它可以方便地转化为其他形态的能源，如机械能、热能、光能、化学能；其传输、分配易于实现；其应用方式、调节控制也较简便；电能又可以从其他各种形态的能源转换得到。因此，电能被广泛地应用于工农业、交通运输、商业、通信、科学技术、国防装备以及人类日常生活的各个领域。以电作为动力使产业机械化和自动化，实现了人类历史上第二次工业革命。以电力机械取代其他形式的动力机械（如电力机车取代蒸汽机车、内燃机车、汽车等）是降低总能源消耗的一个重要途径。电气化也是当今社会信息化的技术基础。根据美国工程院的评估，20 世纪人类取得的最伟大的技术成就是电气化。

发电、输配电和消费电能的各种电气设备连接在一起而组成的总体称为电力系统，电力系统由发电系统、输配电系统和用电系统三大部分组成。

1) 发电系统：发电系统由发电机、励磁机、开关电器等设备组成。发电系统将一次能源（煤、石油、天然气、水力、风力、太阳能、化学能、核能等）转变为电能。

2) 输配电系统：将发电机生产的电能经升压、传输、降压和配电送至负荷处。它包括升压、降压变压器和各种电压等级的输配电线路和开关电器。输配电系统又称为电力网。

3) 用电系统：在用电设备处，电网的电能经调控或再经电压、频率变换后对用电设备（负载或负荷）供电，用电设备再将电能转变为最终所需要的其他形式的能源（机械能、热能、化学能、光能等），如驱动机械运动、车辆行驶、船舶航行所需的机械能，生活取暖、金属冶炼、机械锻压成型和焊接所需的热能，电解、电镀系统所需的化学能，照明系统的光能等。所以各行业中的各种自动化设备、信息系统也都依赖于具有一定品质、特性的电能供电。

如果把发电机的原动机及其相关设备（火电厂、水电厂、核电站、风电场、太阳能等电站中的锅炉、汽轮机、水轮机、风力机等动力部分）也包括进来，则上述系统称为动力系统。

图 1-1 给出了电力网、电力系统和动力系统总体示意图。

随着经济的发展和电力负荷持续增长，区域电网规模不断增大。为确保供电可靠性，通过区域电网间的互联逐步形成地区电网、全国联网以及跨国联网，从而形成联合电力系统。现代电力系统是历史上逐步扩建发展起来的地域辽阔、结构复杂的大系统。电力系统是分布在地域几百万，甚至上千万平方公里范围内，有数百台甚至上千台发电机，由几十条甚至上百条主干高压输电线路，连接各种不同电压等级的配电网，对不可计数的各类用电负荷提供几千万 kW 甚至上亿 kW 电力的发电、输配电和用电系统。电力系统是国家最大的能源生产、传输和消费系统，其安全、经济、高效、优质运行具有重大意义。遍布全国的电力系统，在运行中会有各种不可避免的事故，严重危害国民经济和社会生活。电力系统中各

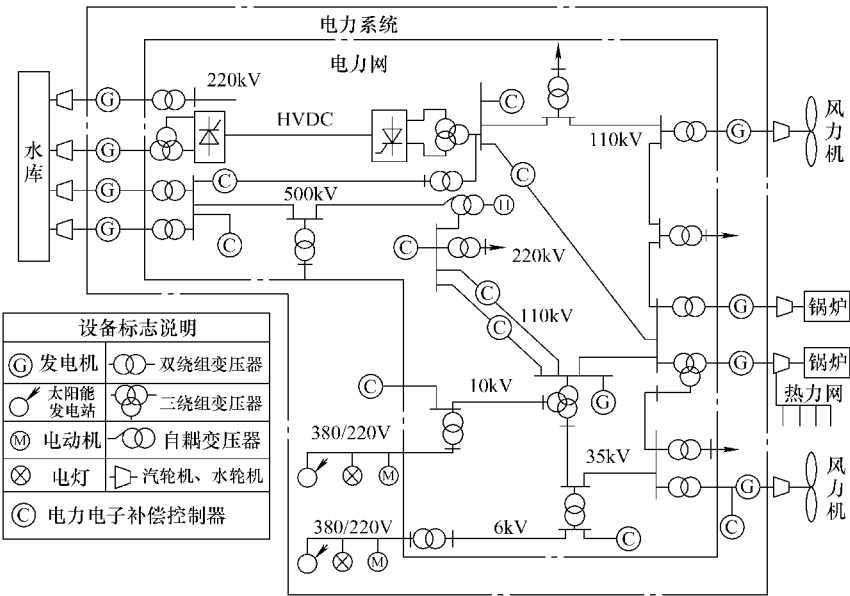


图 1-1 电力网、电力系统和动力系统总体示意图

级自动化设备和控制系统，应能对整个系统中发电机、输电线、配电网和负荷的运行工况和电压、电流、功率等运行参数实现快速、有效地检测、调节和控制，才有可能保证电力系统中各环节设备的安全、经济、高效、优质运行。

至 2010 年底，我国全国电力系统装机容量已超过 9.62 亿 kW，其中火电约占 73.3%，水电约占 22.2%，核电约占 1.2%，风能发电约占 3.2%，太阳能发电量小于 0.1%。从 1996 年起，我国电网总装机容量及总发电量均居世界第二位。2007 年我国投产的装机容量达到 9100 万 kW，超过英国过去 140 年的全国装机总和。尽管我国电力工业发展迅速，但由于人口众多，到 2010 年底人均装机容量仅为 0.72kW，人均用电量仅为 2700kW·h 左右，约为世界平均水平的一半，为发达国家的 1/5 ~ 1/4。电力负荷增加空间巨大。根据有关部门进行的负荷预测，到 2020 年，我国装机规模将超过 14 亿 kW。

由于我国一次能源和负荷中心地域分布很不均衡，石油资源又较短缺，为在全国范围内实现资源优化配置，我国电力系统发展的国策是“优化发展煤电，有序发展水电，积极发展核电，加快发展气电，大力发展可再生能源（风力，太阳能，生物能）发电，大力新建超高压输电系统”，“西电东送，南北互供，全国联网”。

我国现有超高压电网主要为 500kV 交流和 ±500kV 直流系统，2010 年底我国已建成世界上第一个 ±800kV 的高压直流输电工程，2010 年已完成 1000kV 特高压交流输电工程。

到 2020 年西电东送的三条通道总容量将超过 1.2 ~ 1.5 亿 kW。按现有输电能力需要兴建 ±500kV 直流输电线 40 ~ 50 条，或 500kV 交流输电线 120 ~ 150 条。我国超高压电力系统的结构将得到极大的改善。

1.2 电力系统的功率、功率损耗和电压损耗

1.2.1 输电系统中的功率

图 1-2a 所示为最简单的输电系统中，首端（或送端）发电机 G_s 通过升压变压器 T-1、双回路输电线 L、降压变压器 T-2 接到输电线末端（或受端）电力系统等效发电机 G_r 。如果末端等效发电机 G_r 容量相对于首端发电机而言很大，则首端发电机输送任何功率时，末端母线电压 $\dot{V}$ 的幅值、相位、频率均不变，即末端等效为无限大容量的母线。若首端发电机为隐极同步发电机，忽略发电机、变压器和输电线的等效电阻 R 时，可以得到系统的等效电路图 1-2b。图中 E 为首端发电机 G_s 的电动势、 V 为末端母线的电压， X_g 、 X_{T1} 、 X_{T2} 和 X_L 分别为发电机、升压变压器、降压变压器和单回路输电线电抗，则系统的总电抗 X 为

$$X = X_g + X_{T1} + X_{T2} + X_L/2 \quad (1-1)$$

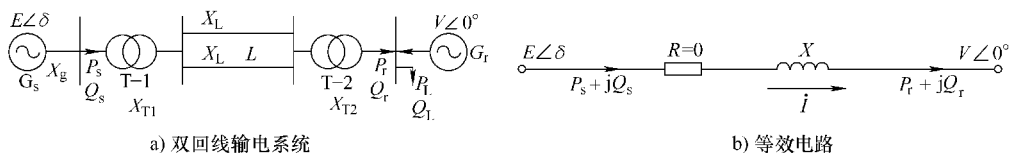


图 1-2 简单电力系统及其等效电路 ($R=0$)

发电机、变压器和输电线路的电阻远小于电抗，因此，若图 1-2b 中全系统的等效电阻 R 近似为零，采用相对值（标么值）表示电力系统的参数，由等效电路图 1-2b 可以得到

$$\dot{E} = \dot{V} + jX \dot{I} = \dot{V} + jX(\dot{I}_p + \dot{I}_q) \quad (1-2)$$

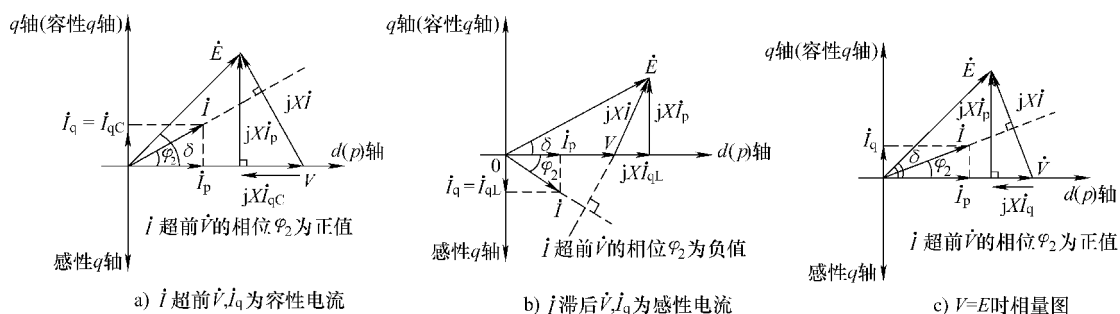
图 1-3a 和图 1-3b 给出电流 $\dot{I}$ 超前电压 $\dot{V}$ 和 $\dot{I}$ 滞后 $\dot{V}$ 两种工况下的电压、电流相量图。图中， $\dot{I} = \dot{I}_p + \dot{I}_q$ 。两种工况都是首端电动势 $\dot{E}$ 的相位超前末端电压 $\dot{V}$ ，相位超前角 δ 又称为功率角。若电压 $\dot{V}$ 相位为 0° ， $\dot{V} = V\angle 0^\circ$ ，则电动势 $\dot{E} = E\angle \delta$ 。图 1-3a 中电流 $\dot{I}$ 超前电压 $\dot{V}$ 的角度为 φ_2 ， $\dot{I}_q$ 对 $\dot{V}$ 而言为容性无功电流 $\dot{I}_{qc}$ ；图 1-3b 中电流 $\dot{I}$ 滞后电压 $\dot{V}$ 的角度为 φ_2 ， $\dot{I}_q$ 对 $\dot{V}$ 为感性无功电流 $\dot{I}_{ql}$ 。图 1-3a 和图 1-3b 中取 $\dot{V}$ 在水平坐标轴 $d(p)$ 方向，即 $\dot{V}$ 的相位角为零。取超前 $d(p)$ 轴 90° 的方向为 q 轴（容性 q 轴）。因此 $\dot{I}$ 在 $d(p)$ 方向的分量为有功电流 I_p ， $\dot{I}$ 在 q 轴方向的分量为无功电流 $\dot{I}_q$ 。对于图 1-3a 所示的工况，即 $\dot{I}$ 的相位角为 φ_2 ，则有

$$\dot{V} = V\angle 0^\circ = V(\cos 0^\circ + j\sin 0^\circ) = V$$

$$\dot{I} = I\angle \varphi_2 = Ie^{j\varphi_2} = I[\cos \varphi_2 + j\sin \varphi_2] = I\cos \varphi_2 + jI\sin \varphi_2 = \dot{I}_p + \dot{I}_q \quad (1-3)$$

有功电流相量为

$$\dot{I}_p = I_p = I\cos \varphi_2 \quad (1-4)$$

图 1-3 简单电力系统相量图($R=0$)

在图 1-3a 中 $\dot{I}_q$ 对 $\dot{V}$ 而言为容性(超前)无功电流相量, 即

$$\dot{I}_q = jI \sin \varphi_2 = jI_q = jI_{qc} \quad (1-5)$$

又有 $E \cos \delta = V - XI_{qc}$, 输出容性(超前)电流 $\dot{I}_q$ 为

$$\dot{I}_q = I_{qc} = \frac{V - E \cos \delta}{X} = I \sin \varphi_2 \quad (1-6A)$$

又 $E \sin \delta = XI_p$, 输出有功电流 I_p 为

$$I_p = \frac{E \sin \delta}{X} = I \cos \varphi_2 \quad (1-7A)$$

首端电源($\dot{E}$)经输电系统送至末端($\dot{V}$)的有功功率 P_r 为

$$P_r = VI_p = VI \cos \varphi_2 = \frac{EV}{X} \sin \delta \quad (1-8)$$

式中, P 、 V 、 E 为相对单位制中的标么值。在相等单位制中, 三相功率等于单相功率。

首端电源($\dot{E}$)经输电系统送到末端 V 的容性(超前)无功功率为

$$Q_{rc} = VI_{qc} = \frac{V(V - E \cos \delta)}{X} = VI \sin \varphi_2 > 0 \quad (1-9A)$$

容性(超前)无功功率 Q_{rc} 等效于负值的感性(滞后)无功功率 Q_{rl} , 即 $Q_{rc} = -Q_{rl}$, 图 1-3a 中, I 超前 V , 电压 V 大于 $E \cos \delta$, 首端电源(E)经输电系统送到末端电压 V 的感性(滞后)无功功率 Q_{rl} 为

$$Q_{rl} = -Q_{rc} = \frac{V(E \cos \delta - V)}{X} \quad (1-9B)$$

对于图 1-3b 所示工况, I_q 为滞后(感性)无功电流 I_{ql} , $E \cos \delta = V + XI_{ql}$ 。

输出感性(滞后)无功电流为

$$I_q = I_{ql} = \frac{E \cos \delta - V}{X} > 0 \quad (1-6B)$$

又 $E \sin \delta = XI_p$, 则输出有功电流为

$$I_p = \frac{E \sin \delta}{X} \quad (1-7B)$$

图 1-3b 中, $\dot{I}$ 滞后于 $\dot{V}$, 首端电源($\dot{E}$)经输电系统送到末端 V 处感性(滞后)的无功功

率 Q_r 为

$$Q_r = Q_{rL} = VI_{qL} = V I \sin \varphi_2 = \frac{V(E \cos \delta - V)}{X} \quad (1-9C)$$

图 1-3a 和图 1-3b 中, $\dot{E}$ 超前于 $\dot{V}$, 即 $\delta > 0$ 时, 由式(1-7A)、式(1-8)可知, $I_p > 0$, $P_r > 0$, 首端电源 $\dot{E}$ 经线路向末端送电; 若 $\dot{E}$ 滞后于 $\dot{V}$, 即 $\delta < 0$ 时, 由式(1-7A)、式(1-8)可知, $I_p < 0$, $P_r < 0$, 则末端电源 $\dot{V}$ 经线路向首端送有功功率。因此在两个电源 $\dot{E}$ 、 $\dot{V}$ 之间, 有功功率总是从相位超前的电源送至相位滞后的电源。

如果 E 的数值比 V 大得很多, 以至于 $E \cos \delta > V$ (见图 1-3b), 则首端电源 $\dot{E}$ 经输电系统送至末端的感性(滞后)无功功率 Q_{rL} 为式(1-9B), $Q_{rL} > 0$; 若 V 较大, 以致 V 的数值大于 $E \cos \delta$, (见图 1-3a), 则首端电源 $\dot{E}$ 经输电系统送至末端 V 处的电流为容性无功电流, 对应的容性(超前)无功功率 Q_{rC} 为式(1-9A), 等效于这时末端电源 $\dot{V}$ 向线路输出感性滞后无功功率 $Q_{rL} = -Q_{rC}$ 。因此感性(滞后)无功功率是从电压值高的电源输出到电压较低的电源。

在图 1-3b 中, 首端发电机输出的有功功率 P_s 和感性(滞后)无功功率 Q_s 为

$$P_s = EI \cos(\delta + \varphi_2) = E \cos \delta I \cos \varphi_2 - E \sin \delta I \sin \varphi_2 = \frac{EV}{X} \sin \delta = P_r \quad (1-10)$$

首端发电机输出的感性(滞后)无功功率为

$$Q_s = EI \sin(\delta + \varphi_2) = E \sin \delta I \cos \varphi_2 + E \cos \delta I \sin \varphi_2 = \frac{E(E - V \cos \delta)}{X} \quad (1-11)$$

电力系统中电抗 X 所消耗的滞后无功功率 Q_X 为

$$Q_X = I^2 X = \frac{P_r^2 + Q_r^2}{V^2} X \quad (1-12)$$

由图 1-3b 可知 $(IX)^2 = E^2 + V^2 - 2VE \cos \delta$, 故有

$$Q_X = I^2 X = \frac{E^2 + V^2 - 2VE \cos \delta}{X}$$

由式(1-9B)和式(1-11)有

$$Q_s - Q_r = \frac{E^2 + V^2 - 2VE \cos \delta}{X} = Q_X = I^2 X = \frac{P_r^2 + Q_r^2}{V^2} X \quad (1-13)$$

由式(1-10)可知, 发电机输出的有功功率 P_s 等于送至末端的有功功率 P_r (忽略了所有元件的电阻, 故有功损耗 $I^2 R = 0$)。由式(1-13)可知, 发电机 G_s 产生的感性(滞后)无功功率 Q_s 经系统电抗 X 消耗 $I^2 X$ 后, 向系统末端输出的感性(滞后)无功功率为 $Q_r = -VI \sin \varphi_2 = Q_s - Q_X = Q_s - I^2 X$ 。

在实际电力系统中, 如果像图 1-3b 中所示, 流入末端的电流 $\dot{I}$ 滞后 $\dot{V}$, φ_2 为负值, 则末端负荷的感性滞后无功负荷也由首端电源 $\dot{E}$ 经系统等效电抗 X 供给, 则在输电系统中不仅引起较大的电压损耗, 而且还有较大的有功功率损耗和无功功率损耗。

如果令电力系统中发电机、变压器、输电线路的全部无功损耗 $I^2 X$ 由输电线路首、末两

端电源($\dot{E}$ 、 $\dot{V}$)平均负担,即令 $-Q_r = Q_s = I^2 X/2$,则由式(1-9c)、式(1-11)或由图 1-3 可得到 $E = V$,这时如图 1-3c 所示。 $\dot{I}$ 滞后 $\dot{E}$ 的角度为 $\delta/2$, $\dot{I}$ 超前 $\dot{V}$ 的角度也是 $\delta/2$,即 $\dot{I}$ 超前 $\dot{V}$ 和 $\dot{I}$ 滞后 $\dot{E}$ 的角度都是 $\delta/2$,这时首、末两端的电源输出相等的感性(滞后)无功功率供输电系统中电抗的无功损耗。

在 d 、 q 坐标系中,取 q 轴超前 d 轴 90° ,复数功率 $\dot{S}$ 可以有两种表达式,即

$$(1) \quad \dot{S} = \dot{V} \dot{I}^* = P + jQ$$

$$(2) \quad \dot{S} = \dot{V}^* \dot{I} = P - jQ$$

式中, $\dot{I}^*$ 为电流 $\dot{I}$ 的共轭相量; $\dot{V}^*$ 为 $\dot{V}$ 的共轭相量; Q 为感性(滞后的)无功功率。若电流 $\dot{I}$ 滞后电压 $\dot{V}$,则有功功率 P 为正,感性(滞后的)无功功率也为正值。由 $\dot{V} = V_d + jV_q$; $\dot{I} = I_d + jI_q$,有

(1)若令:

$$\dot{S} = \dot{V} \dot{I}^* = (V_d + jV_q)(I_d - jI_q) = (V_d I_d + V_q I_q) + j(V_q I_d - V_d I_q) = P + jQ \quad (1-14)$$

则有功率为

$$P = V_d I_d + V_q I_q \quad (1-15A)$$

感性(滞后)无功功率为

$$Q = V_q I_d - V_d I_q \quad (1-15B)$$

若取 $\dot{V}$ 在 d 轴上,如图 1-3 所示,则 $V_d = V$, $V_q = 0$,这时取 $I = I_d + jI_q$ 。 I_q 为正值时则为容性(超前)无功电流, I_q 为负值时则为感性(滞后)无功电流。这时有 $\dot{S} = P + jQ = V I_d - jV I_q = V(I_d - jI_q)$,有功功率: $P = V_d I_d = V I_d$;感性(滞后)无功功率: $Q = -V_d I_q = -V I_q$ 。上式中, I_d 为与 V 同相的有功电流; I_q 为超前 V 的容性无功电流; $-I_q$ 为感性(滞后)无功电流。

在图 1-3b 中, I_d 为正, P 为正; I_q 为负(感性、滞后电流), $Q = -V I_q$ 为正(感性、滞后无功功率)。

在图 1-3a 中, I_d 为正, P 为正; I_q 为正(容性、超前电流), $Q = -V I_q$ 为负(容性、超前无功功率)。

(2)若令:

$$\begin{aligned} \dot{S} &= \dot{V}^* \dot{I} = (V_d - jV_q)(I_d + jI_q) = P - jQ \\ &= (V_d I_d + V_q I_q) - j(V_q I_d - V_d I_q) \end{aligned}$$

则有功率为

$$P = V_d I_d + V_q I_q$$

感性(滞后的)无功功率为

$$Q = V_q I_d - V_d I_q$$

将以上 P 、 Q 表达式与式(1-15)对比可知,复功率 $\dot{S}$ 的两种表达式 $\dot{S} = \dot{V} \dot{I}^* = P + jQ$ 和

$\dot{S} = \dot{V}^* \dot{I} = P - jQ$ 中的 P 、 Q 是相同的。

图 1-4a 是一个更一般化带支路 Z_3 的双电源输电系统网络, 以下分析不忽略输电线路的电阻时输电系统的功率特性。图 1-4b 和图 1-4c 分别为末端电源 $V=0$ 和首端电源 $E=0$ 时的等效电路, I_{11} 、 I_{21} 是 $V=0$ 时的电流; I_{12} 、 I_{22} 是 $E=0$ 时的电流。由叠加原理有

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_{11} - \dot{I}_{12}; \quad \dot{I}_2 = \dot{I}_{21} - \dot{I}_{22}$$

$$\dot{I}_{11} = \dot{E}_1 / (\dot{Z}_1 + \frac{\dot{Z}_2 \dot{Z}_3}{\dot{Z}_2 + \dot{Z}_3}) = \dot{E}_1 / Z_{11}$$

$$Z_{11} = \dot{Z}_1 + \frac{\dot{Z}_2 \dot{Z}_3}{\dot{Z}_2 + \dot{Z}_3}$$

$$\dot{I}_{22} = \dot{V} / (\dot{Z}_2 + \frac{\dot{Z}_1 \dot{Z}_3}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_3})$$

$$= \dot{V} / Z_{22}, \quad Z_{22} = \dot{Z}_2 + \frac{\dot{Z}_1 \dot{Z}_3}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_3}$$

式中, Z_{11} 、 Z_{22} 称为系统的输入阻抗。

$$\text{又有 } \dot{I}_{21} = \dot{I}_{11} \frac{\dot{Z}_2 \cdot \dot{Z}_3}{\dot{Z}_2 + \dot{Z}_3} \frac{1}{\dot{Z}_2} = \dot{E} / (\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2 +$$

$$\frac{\dot{Z}_1 \dot{Z}_2}{\dot{Z}_3}) = \dot{E} / \dot{Z}_{21}$$

$$\dot{I}_{12} = \dot{I}_{22} \frac{\dot{Z}_1 \dot{Z}_3}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_3} \frac{1}{\dot{Z}_1} = \dot{V} / (\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2 + \frac{\dot{Z}_1 \dot{Z}_2}{\dot{Z}_3}) = \dot{V} / \dot{Z}_{12}$$

式中, $\dot{Z}_{21} = \dot{Z}_{12} = \dot{Z}_1 + \dot{Z}_2 + \dot{Z}_1 \dot{Z}_2 / \dot{Z}_3$ 称为系统的转移阻抗。

因此

$$\dot{I}_1 = \dot{E} / \dot{Z}_{11} - \dot{V} / \dot{Z}_{12}$$

$$\dot{I}_2 = \dot{E} / \dot{Z}_{21} - \dot{V} / \dot{Z}_{22}$$

若取 $\dot{V}$ 在水平轴方向上, $\dot{V} = V \angle 0^\circ = V$, $\dot{E}$ 超前 $\dot{V}$ 相角为 δ , $\dot{E} = E \angle \delta = E(\cos \delta + j \sin \delta)$ 。

若输入阻抗和转移阻抗为 $\dot{Z}_{11} = Z_{11} \angle \varphi_{11}$, $\dot{Z}_{22} = Z_{22} \angle \varphi_{22}$, $\dot{Z}_{12} = \dot{Z}_{21} = Z_{12} \angle \varphi_{12}$, 其中线路阻抗角分别为 $\varphi_{11} = \arctan X_{11} / R_{11}$, $\varphi_{22} = \arctan X_{22} / R_{22}$, $\varphi_{12} = \arctan X_{12} / R_{12}$, X_{11} 、 X_{22} 、 X_{12} 、 R_{11} 、 R_{22} 、 R_{12} 分别为阻抗 Z_{11} 、 Z_{22} 、 Z_{12} 的电抗和电阻, 线路阻抗角的余角 $\alpha = 90^\circ - \varphi$, 如图 1-4d 所示。线路首端功率为

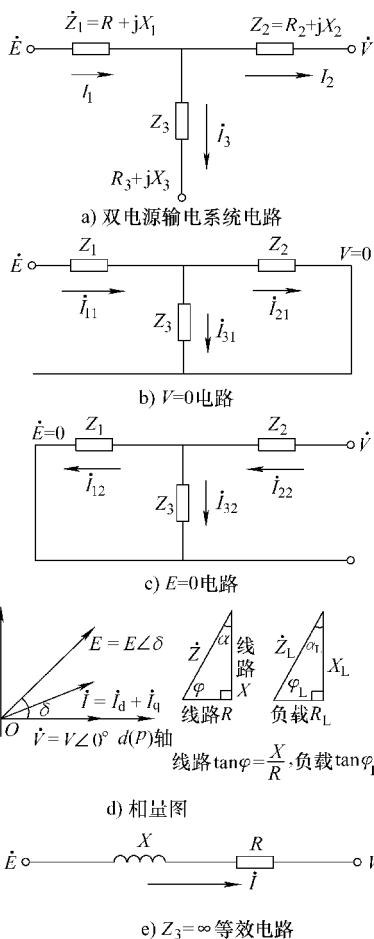


图 1-4 带支路的双电源输电网络

$$\begin{aligned}\dot{S}_s = \dot{E} \dot{I}_1^* &= E \angle \delta \left(\frac{\dot{E}}{\dot{Z}_{11}} - \frac{\dot{V}}{\dot{Z}_{12}} \right)^* = E \angle \delta \left(\frac{E \angle -\delta}{Z_{11} \angle -\varphi_{11}} - \frac{V}{Z_{12} \angle -\varphi_{12}} \right) \\ &= P_s + jQ_s = \frac{E^2}{Z_{11}} \angle \varphi_{11} - \frac{EV}{Z_{12}} \angle \delta + \varphi_{12} = \frac{E^2}{Z_{11}} (\cos \varphi_{11} + j \sin \varphi_{11}) - \frac{EV}{Z_{12}} [\cos(\delta + \varphi_{12}) + j \sin(\delta + \varphi_{12})] \\ P_s &= \frac{E^2}{Z_{11}} \cos \varphi_{11} - \frac{EV}{Z_{12}} \cos(\delta + \varphi_{12}) \quad (1-16A)\end{aligned}$$

$$Q_s = \frac{E^2}{Z_{11}} \sin \varphi_{11} - \frac{EV}{Z_{12}} \sin(\delta + \varphi_{12}) \quad (1-16B)$$

同理，由线路末端功率 $S_r = VI_2^* = V(\dot{E}/\dot{Z}_{21} - \dot{V}/\dot{Z}_{22})^*$ 可得到

$$P_r = -\frac{V^2}{Z_{22}} \cos \varphi_{22} + \frac{EV}{Z_{12}} \cos(\varphi_{12} - \delta) \quad (1-17A)$$

$$Q_r = -\frac{V^2}{Z_{22}} \sin \varphi_{22} + \frac{EV}{Z_{12}} \sin(\varphi_{12} - \delta) \quad (1-17B)$$

如果 Z_3 支路不存在，即 $Z_3 = \infty$ ，则 $Z_{11} = Z_{12} = Z_{22} = Z_1 + Z_2 = Z$ ， $R_{11} = R_{12} = R_{22} = R_1 + R_2 = R$ ， $X_{11} = X_{12} = X_{22} = X_1 + X_2 = X$ ， $Z^2 = R^2 + X^2$ ，由于 $\dot{Z} = Z \angle \varphi = Z \cos \varphi + j Z \sin \varphi$ ， $R = Z \cos \varphi$ ， $X = Z \sin \varphi$ ， $\tan \varphi = X/R$ ， φ 为线路阻抗 $Z_1 + Z_2$ 的阻抗角。式(1-16A)和式(1-16B)可简化为

$$P_s = \frac{E}{Z} [-V \cos(\delta + \varphi) + E \cos \varphi] \quad (1-16C)$$

$$Q_s = \frac{E}{Z} [E \sin \varphi - V \sin(\delta + \varphi)] \quad (1-16D)$$

如果不考虑线路电阻， $R=0$ ， $Z=X$ ，阻抗角 $\varphi = 90^\circ$ ，则式(1-16C)和式(1-16D)简化为式(1-10)和式(1-11)。

如果支路 Z_3 不存在，即 $Z_3 = \infty$ ，式(1-17A)和式(1-17B)可简化为

$$P_r = \frac{V}{Z} [E \cos(\varphi - \delta) - V \cos \varphi] \quad (1-17C)$$

$$Q_r = \frac{V}{Z} [E \sin(\varphi - \delta) - V \sin \varphi] \quad (1-17D)$$

如果不考虑线路电阻， $R=0$ ， $Z=X$ ，阻抗角 $\varphi = 90^\circ$ ，则式(1-17C)和式(1-17D)可简化为式(1-8)、式(1-9C)。有功功率为

$$P_r = P_s = \frac{EV}{X} \sin \delta \quad (1-10)$$

感性(滞后)无功功率为

$$Q_r = \frac{V(E \cos \delta - V)}{X} \quad (1-9B)$$

1.2.2 电力系统中的功率损耗

如果变压器、输电线路等效电阻为 R ，电抗为 X ，有功电流为 I_p ，无功电流为 I_q ，负载功率因数为 $\cos \varphi_L$ ，则电阻 R 的有功功率损耗 ΔP 为

$$\Delta P = I^2 R = (I_p^2 + I_q^2) R = \frac{P^2 + Q^2}{V^2} R = \frac{P^2}{(V \cos \varphi_L)^2} R \quad (1-18A)$$

电抗 X 的无功功率损耗 ΔQ 为

$$\Delta Q = I^2 X = (I_p^2 + I_q^2) X = \frac{P^2 + Q^2}{V^2} X = \frac{P^2}{(V \cos \varphi_L)^2} X \quad (1-18B)$$

发电机、变压器、输电线路等电力设备只允许一定的发热温升，而温升是由电流的有效值 I 确定的，因此由于无功电流、无功功率的存在，负载功率因数 $\cos \varphi_L < 1$ ，使电力设备能承载的有功电流、有功功率能力减小，使电力设备的有功功率 ($P = VI \cos \varphi_L$) 的利用率减小。此外，由于无功电流、无功功率的存在， $\cos \varphi_L < 1$ 又使电力设备的有功损耗 ΔP 加大，无功损耗 ΔQ 加大。欲减少电力设备的功耗，提高电力设备的有功功率的利用率，也应在电力系统的适当节点处或支路上引入无功功率补偿装置。

1.2.3 电力系统中的电压损耗

图 1-5 给出了电力系统中变压器、输电线的等效电阻为 R ，电抗为 X ，发电机端电压为 $\dot{E}$ ，末端电压为 $\dot{V}$ ，由其等效电路图 1-5a 可得到电压、电流、阻抗压降相量图 1-5b。

电压方程为

$$\dot{E} = R \dot{I} + jX \dot{I} + \dot{V} = \dot{I} (R + jX) + \dot{V}$$

阻抗电压降 $\dot{I} (R + jX) = \dot{E} - \dot{V}$ ，它是 $\dot{E}$ 与 $\dot{V}$ 的相量差。

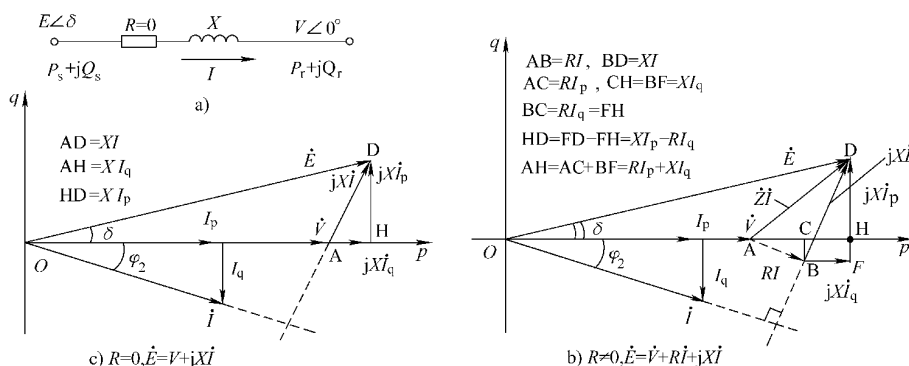


图 1-5 电力系统的电压损耗

在图 1-5b 中， I_q 为滞后无功电流且为负值，阻抗压降为

$$\begin{aligned} \overrightarrow{AD} &= \dot{E} - \dot{V} = \dot{I} \dot{Z} = (I_p + jI_q)(R + jX) = (RI_p - XI_q) + j(XI_p + RI_q) \\ &= (AC + CH) + j(FD - FH) = AH + jHD = \Delta V_d + j\Delta V_q \end{aligned}$$

有功功率 $P = VI_p$ ，感性（滞后的）无功功率 $Q = -VI_q$ 。

$$\text{阻抗电压降 } \dot{I} \dot{Z} \text{ 的水平分量 } \Delta V_d = AH = RI_p - XI_q = R \frac{P}{V} + X \frac{Q}{V} = \frac{PR + QX}{V},$$

$$\text{垂直分量 } \Delta V_q = HD = XI_p + RI_q = X \frac{P}{V} - R \frac{Q}{V} = \frac{PX - QR}{V}。$$

$|\dot{E}|$ 与 $|\dot{V}|$ 的代数差值被称为电压损耗 ΔV ，即 $\Delta V = E - V$ 。

实际电力系统正常运行时,在图 1-5b 中,由于阻抗 Z 中的 R 比 X 小得多,阻抗压降 IZ 又远小于 E 、 V ,电压损耗 ΔV 近似为

$$\Delta V = E - V \approx OH - OA = AH = \Delta V_d = (PR + QX)/V \quad (1-19A)$$

上式表明,电压损耗 ΔV 由无功电流电抗压降和有功电流电阻电压降两部分组成,或由 PR 、 QX 共同确定,由于实际系统中 R 远小于 X ,因此电压损耗为

$$\Delta V \approx QX/V = -I_q X \quad (1-19B)$$

即电压损耗近似等于感性无功电流的电抗压降,与无功功率成正比。由式(1-19A)可知,当线路传输感性(滞后的)无功功率 $Q > 0$ 时,感性(滞后的)无功电流引起的电抗压降将导致电压下降,使 $V < E$ 。感性(滞后的)无功功率 Q 越大,电压下降越严重;如果线路传输容性无功功率, $I_q > 0$, $Q < 0$ 时,则电压损耗 $\Delta V = (PR + QX)/V \approx QX/V$ 可能为负值,即容性电流流过电抗时将使输电线电压上升。输电线空载时,线路对地电容电流流过线路电抗时就使 ΔV 为负值, $V > E$ 。电力系统的主要负载如异步电动机,都是电感-电阻性负载,除需要电网输入有功功率外,还要电网传输、供应感性(滞后的)的无功功率。感性(滞后的)无功功率不仅使电网功率损耗增大,而且使电网电压下降,恶化电力系统的供电品质和负载的正常工作,严重时负载电压下降还可能导致负载的无功功率需求更大(异步电动机电压严重下降时,其转差率增大,电流增大,就有可能使其无功功率增大),这又会使电网负载端电压进一步减小,这种恶性发展有可能导致电力系统的电压崩溃。历史上多次严重的大面积停电事故都与系统电压崩溃有关。为了控制电网电压不致因无功功率的增加而严重波动,通常在电力系统中引入不同类型的无功功率补偿器向负载提供无功功率,减少经由输电线路传输的无功功率,维持电力系统节点电压和负荷端电压,并减少有功和无功功率损耗。

1.3 同步发电机的功角特性、运行稳定性和极限输电功率

1.3.1 发电机的功角特性

电力系统正常运行的一个重要标志是系统中所有的交流同步发电机都处于同步运行。所有并联在电网上运行的交流发电机都有绝对相同的电气角速度,发电机输出电压的频率都绝对相等。图 1-6a 所示的有两个发电机 G_1 、 G_2 的双回路输电线路的交流电力系统中,若两个发电机由转子励磁电流所产生的空载电动势分别为 E_1 、 E_2 ,定子绕组电抗为 X_{g1} 、 X_{g2} ,则正常运行时首端发电机(电动势 E_1)输送到末端 E_2 处的有功功率为

$$P = E_1 E_2 \sin \delta / X$$

式中,系统的电抗 $X = X_{g1} + X_{T1} + X_L/2 + X_{T2} + X_{g2}$; δ 是首端发电机电动势 $\dot{E}_1$ 超前末端电动势 $\dot{E}_2$ 的相位角。当发电机的电动势 E_1 和 E_2 均为恒值时,传输功率 P 是 δ 的正弦函数(见图 1-6b),由于传输功率的大小与相位角 δ 密切相关,因此又称 δ 角为“功角”或“功率角”。传输功率与功角的关系 $P = f(\delta)$,称为“功角特性”或“功率特性”。

在图 1-6c 中,取发电机 G_1 、 G_2 定子绕组 W_s 的空间位置在水平方向上,OA 为定子绕组 W_s 的轴线,若发电机磁极对数 $N_p = 1$ (两极电机),则转子机械角速度 Ω 与电气角速度

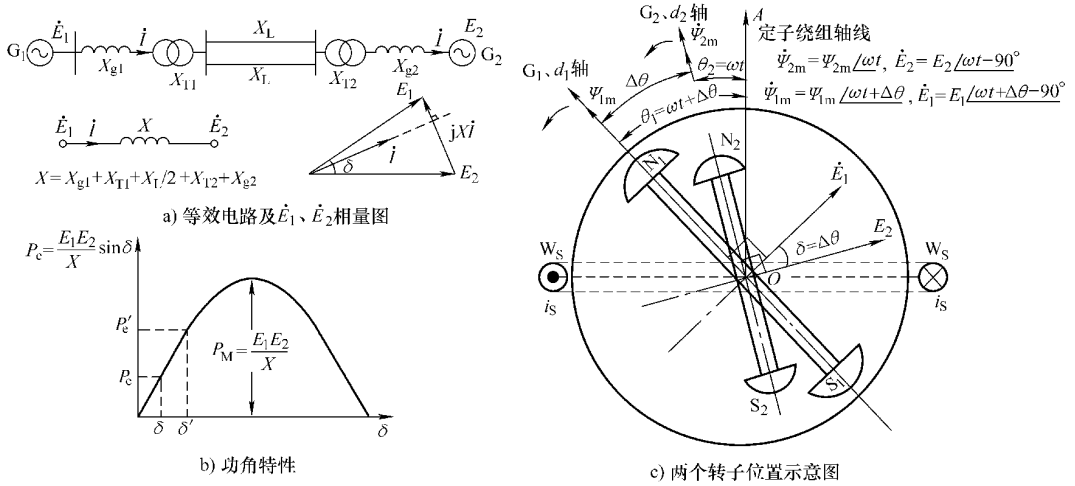


图 1-6 双电源系统运行功角特性示意图

$\omega = 2\pi f$ 相同。若 G_1 、 G_2 转子磁极的直轴 d_1 、 d_2 以角速度 $\Omega = \omega/N_p = 2\pi f$ 逆时针旋转， $t = 0$ 时， G_2 的磁极直轴 d_2 初始位置在 $\overrightarrow{OA}$ 方向，则任意瞬间 t 时， G_2 转子空间位置 $\theta_2 = \omega t$ ；若 G_1 的转子直轴 d_1 位置超前 G_2 一个角度 $\Delta\theta$ ，则任意瞬间 t 时， G_1 转子直轴 d_1 的位置角为 $\theta_1 = \omega t + \Delta\theta$ ，若 G_2 的直流励磁电流产生的 d_2 方向的磁链为 $\dot{\psi}_{2m}$ ，由图 1-6c 可知， $\dot{\psi}_{2m}$ 与 OA 的夹角为 ωt ， $\dot{\psi}_{2m}$ 在 $\overrightarrow{OA}$ 方向的分量 $\dot{\psi}_{2m} \cos \omega t$ 就是 $\dot{\psi}_{2m}$ 与定子绕组交链的磁链 $\dot{\psi}_{2s}$ ($\dot{\psi}_{2s} = \dot{\psi}_{2m} \cos \omega t$)， G_2 定子感应电动势瞬时值 $E_2(t) = -d\dot{\psi}_{2s}/dt = \omega \dot{\psi}_{2m} \sin \omega t = E_{2m} \cos(\omega t - 90^\circ)$ ，即 $\dot{\psi}_{2m}$ 产生的电动势 $\dot{E}_2$ 的幅值 $E_{2m} = \omega \dot{\psi}_{2m}$ ， E_2 的时间相位 ($\omega t - 90^\circ$) 比磁链 $\dot{\psi}_{2m}$ 的相位 (ωt) 滞后 90° ，同理 G_1 转子励磁电流产生其直轴 d_1 方向上的磁链为 $\dot{\psi}_{1m}$ ， $\dot{\psi}_{1m}$ 与 G_1 定子绕组交链的磁链 $\dot{\psi}_{1s} = \dot{\psi}_{1m} \cos(\omega t + \Delta\theta)$ ，在 G_1 定子中产生的电动势 $E_1(t) = -d\dot{\psi}_{1s}/dt = \omega \dot{\psi}_{1m} \sin(\omega t + \Delta\theta) = E_{1m} \cos(\omega t + \Delta\theta - 90^\circ)$ ，电动势 $\dot{E}_1$ 的幅值 $E_{1m} = \omega \dot{\psi}_{1m}$ ， $\dot{E}_1$ 的时间相位 ($\omega t + \Delta\theta - 90^\circ$) 比磁链 $\dot{\psi}_{1m}$ 的相位 $\omega t + \Delta\theta$ 滞后 90° 。同时， $\dot{E}_1$ 的相位 ($\omega t + \Delta\theta - 90^\circ$) 超前 $\dot{E}_2$ 的相位 ($\omega t - 90^\circ$) 为 $\Delta\theta$ ，由图 1-6a 的电动势相量图可知， $\dot{E}_1 = \dot{E}_2 + jIX$ ， $\dot{E}_1$ 超前 $\dot{E}_2$ 的相角是 δ ，因此两个发电机转子空间位置相差角 $\Delta\theta$ 就是两个电动势相量的时间相位角 δ ： $\Delta\theta = \theta_1 - \theta_2 = \delta$ 。从另一个角度分析，在图 1-6c 中， $\dot{E}_2$ 滞后 $\dot{\psi}_{2m}$ 为 90° ， $\dot{E}_1$ 滞后 $\dot{\psi}_{1m}$ 为 90° ， $\dot{\psi}_{1m}$ 、 $\dot{\psi}_{2m}$ 在空间位置上的相差角 $\Delta\theta$ (也是两个转子在空间位置上的相差角) 当然就等于电动势相量 $\dot{E}_1$ 、 $\dot{E}_2$ 之间的相差角 δ 。以上分析是磁极对数 $N_p = 1$ 的情况，在 $N_p \neq 1$ 时类似。只是在 $N_p \neq 1$ 时两个转子磁链 $\dot{\psi}_{1m}$ 、 $\dot{\psi}_{2m}$ 在空间位置上的相差角 $\Delta\theta = \theta_1 - \theta_2 = \delta/N_p$ ， $\dot{E}_1$ 、 $\dot{E}_2$ 的相位差 $\delta = N_p \Delta\theta$ ， δ 与 $\Delta\theta$ 有一个固定的比例关系。在 G_1 、 G_2 同步运行时， δ 为恒值；当 G_1 、 G_2 不同步运行时， $\delta(t) = N_p \Delta\theta(t)$ 完全能反映两个转子的相对运动特性。如果 G_2 是一个容量远大于 G_1 的等

效发电机, 以致 $\dot{\psi}_{2m}$ 随其转子一起恒速旋转, 则 $\delta(t)$ 就可代表首端发电机 G_1 转子的相对运动特性, 其相对运动电气角速度 $\Delta\omega = d\delta/dt$, 相对加速度 $\Delta\dot{\omega} = d\omega/dt = d^2\delta/dt^2$, 因此, 功率角 δ 在电力系统稳定问题的研究中占有特别重要的地位。 δ 不仅表示电动势 $\dot{E}_1$ 超前 $\dot{E}_2$ 的时间相位差, 还表明了首端发电机 G_1 的转子与末端等效发电机 G_2 转子之间的相对空间位置(故又称为发电机转子“位置角”)。 δ 随时间的变化描述了两个发电机转子间的相对运动, 而发电机转子间的相对运动的性质, 恰好是判断各发电机之间是否同步运行的依据。

正常运行时, 发电机输出的电磁功率 P_e 等于原动机的驱动功率 P_0 。此时, 发电机转子上作用着两个转矩(不计摩擦等因素): 一个是原动机的驱动转矩 T_0 (或用功率 P_0 表示, 功率 P_0 等于转矩 T_0 与机械角速度 Ω_0 的乘积, $P_0 = T_0\Omega_0$), 它推动转子旋转; 另一个是与发电机输出的电磁功率 P_e 对应的电磁阻转矩 T_e ($P_e = T_e\Omega_0$), 它阻止转子旋转。在正常的情况下, 两者相互平衡, 即 $T_0 = T_e$ ($P_0 = P_e$), 转子加速转矩 $\Delta T = T_0 - T_e = 0$, 加速功率 $\Delta P = P_0 - P_e = 0$, 因而发电机以恒定速度 ω 旋转, 且与末端系统的发电机的转速(指电角速度)相同(设为同步速度 ω_N), $\omega = \omega_N$, 即两者同步运行, 功角 $\delta = \delta_0$ (见图 1-6a 和图 1-6b)保持不变。在 $P_e = P_0$ 、 $T_e = T_0$ 、 $\omega = \omega_N$ 、 $\delta = \delta_0$ 恒定不变的稳态工况时, 图 1-6b 中如果增大首端发电机的原动机功率到 P'_0 (即 $P'_0 > P_0$), 原动机转动转矩 $T'_0 > T_e$, 则在 δ 角尚未改变的情况下有 $P'_0 > P_0 = P_e = E_1 E_2 \sin\delta_0 / X$, 发电机功率不平衡, $T'_0 = P'_0 / \Omega_0 > T_e = P_e / \Omega_0$, 发电机受到的驱动转矩大于电磁阻转矩, 迫使发电机转子加速运动, 首端发电机转子相对于末端电网等效发电机转子加速运动, 使两个转子的空间位置角(即功角)或电动势 E_1 超前电动势 E_2 的相位角 δ 增大, 发电机的转速 ω 超过电网等效发电机的恒定转速 ω_N , $\omega - \omega_N = d\delta/dt > 0$ 。随着 δ 的加大, 发电机输出的电磁功率 $P_e = E_1 E_2 \sin\delta / X$ 也加大, 首端发电机转子所受到的电磁阻转矩 T'_e 也随之加大, 直到 $T'_e = T'_0$, $P'_e = P'_0$ 为止。此时作用在首端发电机转子上的转矩再次达到新的平衡, 功率也达到新的平衡, $\delta = \delta'_0$ 恒定不变, 首端发电机转速又恢复与末端相同, $\Delta\omega = \omega - \omega_N = d\delta/dt = 0$ 、 $\omega = \omega_N$, 系统在新的工况 $\delta = \delta'_0$, $P'_e = P'_0 = E_1 E_2 \sin\delta'_0 / X$ 下恢复到同步稳定地运行。

如果只考虑原动机施予发电机转子的机械动力矩 T_0 (T_0 对应的机械功率 $P_0 = \Omega T_0$, Ω 为机械角速度)和发电机产生并输出给电网的电磁功率 P_e 所对应的电磁阻转矩 T_e ($P_e = \Omega T_e$), 则在不平衡转矩 $\Delta T = T_e - T_0$ 或不平衡功率 $\Delta P = P_e - P_0$ 作用下, 发电机转子加速运动。加速度 $d\omega/dt \neq 0$ 时, 转子的运动方程为

$$J \frac{d\Omega}{dt} = J \frac{1}{N_p} \frac{d\omega}{dt} = T_0 - T_e = \Delta T \quad (1-20A)$$

式中, Ω 是转子机械角速度; 电气角速度 $\omega = N_p \Omega$; 发电机磁极对数 $N_p = \omega / \Omega = \omega_N / \Omega_N$ 。 ω_N 、 Ω_N 是电机额定电气角速度和额定机械角速度, 单位为 rad/s (弧度/秒); J 是转子转动惯量。采用相对单位制(标么制), 如果取转矩 T 的额定值 T_N 为转矩基准值, 则转矩标么值(相对值) $T_* = T / T_N$ 。取额定电气角速度 ω_N ($\omega_N = 2\pi f$)为电气角速度基值, 则电气角速度标么值 $\omega_* = \omega / \omega_N$, Ω_N 为机械角速度基准值, $\Omega_N = \omega_N / N_p$; 取额定功率 $S_N = T_N \Omega_N$ 为功率基准值, 则功率标么值 P_* 为

$$P_* = P / S_N = P / T_N \Omega_N = T \Omega / T_N \Omega_N = T_* \Omega / \Omega_N = T_* \omega / \omega_N = T_* \omega_*$$

转矩标么值为

$$T_* = \frac{T}{T_N} = \frac{P/\Omega}{P_N/\Omega_N} = P_* \frac{\Omega_N}{\Omega} = \frac{\omega_N}{\omega} P_*$$

若 $\omega = \omega_N$, 则 $T_* = P_*$, 在发电机转矩、功率不平衡的实际暂态过程中, 功角 $\delta = \delta_0 + \omega t$ 变化虽大, 但在短暂的暂态过程中或在转子摇摆过程中 ω 与 ω_N 仍十分接近, 可以认为 $\omega \approx \omega_N$, 因此, 转矩标么值 T_* 近似等于功率标么值 P_* , 不平衡量 $\Delta T_* = \Delta P_*$ 。

在式(1-20A)左右两边都除以转矩基准值 $T_N = S_N / \Omega_N$, 则可变为

$$J \frac{1}{S_N / \Omega_N} \frac{1}{N_P} \frac{d\omega}{dt} = J \frac{\Omega_N^2}{S_N} \frac{1}{\Omega_N N_P} \frac{d\omega}{dt} = J \frac{\Omega_N^2}{S_N} \frac{1}{\omega_N} \frac{d\omega}{dt} = \frac{\Delta T}{T_N} = \frac{T_0 - T_e}{T_N} = T_{0*} - T_{e*} = \Delta T_*$$

由上式得到

$$\frac{M d\omega}{\omega_N dt} = \frac{M}{\omega_N} \frac{d}{dt} \left(\frac{d\delta}{dt} \right) = \frac{M}{\omega_N} \frac{d^2 \delta}{dt^2} = \Delta T_* = \Delta P_* \quad (1-20B)$$

式中, M 为转子的惯性时间常数, $M = J \frac{\Omega_N^2}{S_N} = \frac{2.74GD^2 N_s^2}{S_N} \times 10^{-3}$, 单位为 s; G 为发电机转子的质量; D 为转子直径, GD^2 单位为 $N \cdot m^2$; N_s 为发电机额定转速(即同步转速单位为 r/min)。

式(1-20B)中 $\Delta T_* = T_{0*} - T_{e*} = \Delta P_* = P_{0*} - P_{e*}$, 由此得到

$$\frac{M d\omega}{\omega_N dt} = \frac{M}{\omega_N} \frac{d^2 \delta}{dt^2} = \Delta T_* = \Delta P_* = P_{0*} - P_{e*} \quad (1-20C)$$

或

$$M \frac{d\omega_*}{dt} = \Delta T_* = \Delta P_* = T_{0*} - T_{e*} = P_{0*} - P_{e*} \quad (1-20D)$$

式中, M 、 t 的单位为 s; ω_* 、 ΔT_* 、 ΔP_* 、 T_{0*} 、 T_{e*} 、 P_{0*} 、 P_{e*} 都是标么值。如果时间 t 也用标么值, 取时间基值为 $1/\omega_N$, 则时间 t 的标么值 $t_* = \omega_N t$ 。若式(1-20D)中以 s 为单位的惯性时间常数 M 也用标么值 M_* 表示, 则式(1-20D)变为

$$M_* \frac{d\omega_*}{dt_*} = M_* \frac{d^2 \delta}{dt_*^2} = \Delta T_* = P_{0*} - P_{e*} \quad (1-20E)$$

如果考虑转子以 ω 旋转时的摩擦阻力矩为 T_d , T_d 与 ω 成正比, $T_d = D\omega$, 标么值 $T_{d*} = T_d/T_N = D\omega/T_N = D_0\omega$, $D_0 = D/T_N$ 为摩擦阻力矩系数, 则转子运动方程中应该增加一项摩擦阻力矩 T_{d*} , 由式(1-20C)得到

$$\frac{M d\omega}{\omega_N dt} = \frac{M}{\omega_N} \frac{d^2 \delta}{dt^2} = T_{0*} - T_{e*} - T_{d*}$$

这时转子运动方程为

$$\frac{M d\omega}{\omega_N dt} + D_0\omega = T_{0*} - T_{e*} = \Delta T_* = P_{0*} - P_{e*} = \Delta P_* \quad (1-20F)$$

转子运动方程可用于研究暂态中发电机的动态特性和电力系统的动态工况。请读者留意: 部分书刊、文献中, 为了书写简洁, 常将运动方程中的标么值符号 * 省去。

1.3.2 发电机运行稳定性和极限输电功率

电力系统正常运行时, 发电机经常受到不同类型的扰动, 破坏其功率平衡。我们把电力

系统运行中受到微小的或巨大的扰动之后能否继续保持发电机之间同步运行的问题称为电力系统的稳定问题。电力系统受到的扰动大小不同,其电压、电流、功率、功角 δ 及转子相对运动速度 $\Delta\omega$ ($d\delta/dt$)和相对加速度 $d\Delta\omega/dt$ ($d^2\delta/dt^2$)等运行参数的变化情况也随之不同。对系统受到微小的扰动和遭受大扰动后的过渡过程,实际采用的分析和计算方法也有所不同。国际电气与电子工程师协会(IEEE)把电力系统稳定问题分为暂态稳定(Transient-state stability)和静态稳定(Steady-state stability)两大类并给出了相应的定义。

1) 暂态稳定(大扰动稳定): 对于一个特定的初始稳定运行状态,以及对于某一特定的扰动(例如输电线短路故障),如果扰动后系统可以达到一个可以接受的新的稳定运行状态,则对此初始状态及对此扰动而言称之为是暂态稳定的。这一定义实际上和大扰动稳定对应,只要求最后达到一个可以接受的新的稳定运行状态。对于不同的初始状态及不同的扰动要分别做不同的计算以便确定系统的暂态稳定性。

2) 静态稳定(小扰动稳定): 对于某一特定的初始稳定运行状态,电力系统遭受一个微小的扰动(理论上扰动量趋近于零),系统经历一个过渡过程后,趋于恢复扰动前的运行工况,则称系统在此特定的运行工况下具有小干扰稳定性。如果对系统在小干扰下的动态行为进行分析时,首先将描述系统动态行为的非线性微分方程组在运行工作点线性化,化为线性化微分方程组,然后用线性化理论及相应的方法(如特征根分析、扫描分析等)进行分析,系统模型计及系统元件和调节控制器的动态特性,从而实现严格的小干扰稳定性分析。工程上则称之为动态稳定分析。但是通常在实际小扰动稳定分析时,常对线性化微分方程作进一步简化,即忽略系统元件及调节控制器的动态特性,基于线性化代数方程,用代数判据进行系统的小干扰稳定性分析,如采用功角稳定分析中常用的 $dP/d\delta$ 判据等,这种小干扰稳定分析称为静态稳定分析。因此可以认为:动态稳定分析是严格的小干扰稳定分析,静态稳定分析是简化的小干扰稳定分析,而暂态稳定分析指的是大扰动时电力系统的稳定性分析。

发电机电动势 E 向容量无限大的系统母线电压

V 输电, $\dot{E}$ 、 $\dot{V}$ 之间的相角差为 δ ,电抗为 X 。在图1-7中,当工作点在 $\delta < 90^\circ$ 区域,如在A点 $P_e = P_0$, $\delta = \delta_0$,电力系统稳定工作。如果系统受到小扰动以至 δ 从 $\delta_0 \rightarrow \delta_1$ (C点)时,由于原动机功率 P_0 来不及改变,电磁功率 $P_e = EV\sin\delta_1/X > P_0$,因而发电机的电磁阻转矩 $T_e > T_0$ (原动机转动力矩),转子加速度为负值,致使转子减速,相对速度 $\Delta\omega$

$= d\delta/dt < 0$ 又导致 δ 从 $\delta_1 \rightarrow \delta_0$,即工作点从C点返回到A点。反之,当系统受到小扰动而使 δ 从 δ_0 减少到 δ_2 (D点)时,在 $\delta < 90^\circ$ 区域内, $P_e = EV\sin\delta_2/X < P_0$,因而发电机的电磁阻转矩 $T_e < T_0$ (原动机转动力矩),致使转子加速, $\Delta\omega = d\delta/dt > 0$,转子加速又导致 δ 从 $\delta_2 \rightarrow \delta_0$,即工作点从D点返回到A点。因此,在 $\delta < 90^\circ$ 工作区域内发电机在遭受小干扰后,由于 $dP_e/d\delta > 0$,在 $\delta \uparrow$ 时 $P_e \uparrow$,使 $\delta \downarrow$ 。在 $\delta \downarrow$ 时 $P_e \downarrow$,使 $\delta \uparrow$,故经过一个过渡过程后系统能够恢复到初始稳态运行,发电机或输电系统具有静态稳定性。

在 $\delta > 90^\circ$ 区域,如图1-7中的E点,如果无任何小扰动,则 $\delta = \delta_3$ 时 $P_e = P_0$,系统同步稳定运行。但是一旦遭受微小的扰动后, δ 从 δ_3 增加一点点到达 δ_4 (F点)时, P_e 减小到

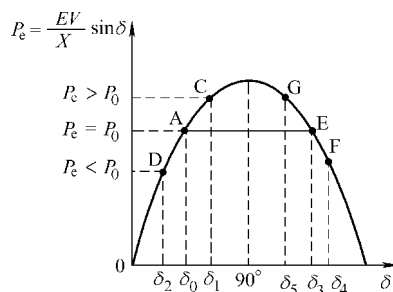


图1-7 小干扰稳定性分析图

P_4 ，由于 $dP_e/d\delta < 0$ ，致使 $P_e = P_4 < P_0$ ，电磁转矩 $T_e < T_0$ （原动机转动力矩）导致发电机加速， δ 从 δ_4 进一步增大。 $\delta > \delta_4$ 后由于 $dP_e/d\delta < 0$ ，使 P_e 变得更小， δ 变得更大，因此电力系统发电机不再可能恢复到最初的 E 点同步稳定运行。类似的分析，当 δ 从 δ_3 受到小扰动后减小到 δ_5 (G 点) 时，由于 $dP_e/d\delta < 0$ ， $\delta \downarrow$ ， $P_e \uparrow$ 使 T_e 更大，发电机减速， δ 会进一步减小，也不能回复到 E 点稳定工作，所以在 $\delta > 90^\circ$ 区域，系统不能稳定工作，即电力系统发电机在 $\delta > 90^\circ$ 区不具有小干扰时的静态稳定性，具有静态稳定性的运行区是 $\delta < 90^\circ$ 。

如图 1-7 所示，若正常运行在输出功率为 P_0 ，而传输功率极限值为 $P_m = EV/X$ ，则定义该运行工况下的静稳定储备系数 K_p 为

$$K_p = \frac{P_m - P_0}{P_0} \times 100\%$$

我国电力系统规定：在正常工况下 K_p 不应低于 15%，在事故后的非常状态下 K_p 不应小于 5%。

下面来分析图 1-8 所示电力系统遭受大扰动后的暂态稳定性。

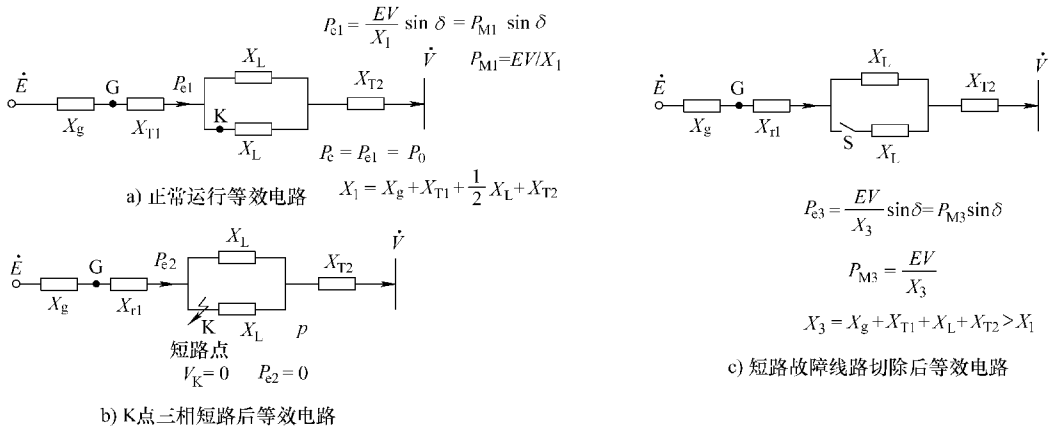


图 1-8 电力系统暂态稳定分析电路

1) 扰动前，假定发电机经双回路输电线向末端传输功率 P_{e1} ，原动机功率为 $P_0 = P_{e1}$ 。功率特性如图 1-9 中曲线①，输电功率的最大值 $P_{M1} = EV/X_1$ ，工作点 A， $\delta = \delta_0$ 。

$$P_{e1} = \frac{EV}{X_1} \sin \delta_0 = P_{M1} \sin \delta_0 = P_0 \quad (1-21)$$

发电机的功角 $\delta = \delta_0$ 恒定，相对运动速度 $\Delta\omega = d\delta/dt = \omega - \omega_N = 0$ ， $\omega = \omega_N$ 。发电机角速度 $\omega = \omega_N$ (末端系统发电机同步角速度)。系统电抗为

$$X_1 = X_g + X_{T1} + X_L/2 + X_{T2} \quad (1-22)$$

2) 如果图 1-8 中一条输电线首端 K 点发生三相短路故障，K 点电压 $V_k = 0$ ，这时发电机输出的电磁功率 $P_{e2} = EV_k \sin \delta / X_2 = 0$ ，这时的电抗 $X_2 = X_g + X_{T1}$ ，电磁转矩 $T_{e2} = 0$ 。如果原动机 P_0 、 T_0 仍不变，短路后发电机输出的电磁功率点从图 1-9a 的 A 点转到 D 点，在不平衡转矩差 $\Delta T = T_0 - T_{e2} = T_0$ 作用下，发电机转子加速运动，相对速度 $\Delta\omega = d\delta/dt$ 从零开始逐渐增大， δ 逐渐加大，转子加速度 $d^2\delta/dt^2$ 与转子所受到的不平衡转矩差 ΔT 成正比，旋转物体的功率 P 等于转矩 T 与机械角速度 Ω 的乘积，即 $T = P/\Omega$ ， T 与 P 成正比， ΔT 与 ΔP 成正

比, $\Delta T = \Delta P / \Omega$ 。若 $\omega = \omega_N + \Delta\omega$, ω_N 为额定角频率, 则 $d\omega/dt = d\Delta\omega/dt = d^2\delta/dt^2$, 忽略摩擦阻力功率 P_d , 由转子运动方程式(1-20C)得

$$\frac{M d^2\delta}{\omega_N dt^2} = \frac{M d\Delta\omega}{\omega_N dt} = P_0 - P_e = P_0 \quad (1-23)$$

式中, P_0 、 P_e 均为标么值; M 、 t 的单位为 s。

短路期间 $V_K = 0$, $P_{e2} = 0$ 。工作点从图 1-9 的 A 点转到 D 点, 然后从 D 点向 E 点增大 δ , 如果经历时间 Δt , 相对速度 $\Delta\omega$ 达到 $\Delta\omega_c$, δ 达到 δ_c 时, 短路线路被开关切除, 则由式(1-23)可得:

$$\begin{aligned} \frac{M}{\omega_N} d(\Delta\omega) &= P_0 dt = P_0 \frac{1}{\frac{d\delta}{dt}} d\delta = \frac{P_0}{\Delta\omega} d\delta \\ \frac{M}{\omega_N} \int_0^{\Delta\omega_c} \Delta\omega d(\Delta\omega) &= \int_{\delta_0}^{\delta_c} P_0 d\delta = P_0 (\delta_c - \delta_0) \\ \frac{1}{2} \frac{M}{\omega_N} (\Delta\omega_c)^2 &= \int_{\delta_0}^{\delta_c} P_0 d\delta = P_0 (\delta_c - \delta_0) = A_+ \quad (\text{面积 ADEJ}) \end{aligned} \quad (1-24)$$

在短路存在的 Δt 期间, 发电机输出的电磁功率 $P_{e2} = 0$, 功率轨迹是图 1-9a 中的 DE 线。如果 K 点不是三相短路, 例如两相短路, 则在短路期间的正序等效电路中, K 点对地应接入一个正序的电抗 X , 短路点 K 的正序电压 $V_K \neq 0$, 发电机电磁功率 $P_{e2} \neq 0$, 因此两相短路时发电机不平衡情况要好于三相短路。如果这时电力系统有并联补偿器能提高节点电压增大发电机电磁功率, 则能进一步改善暂态稳定性。

3) $\delta = \delta_c$ 时, $\Delta\omega = \Delta\omega_c$, 切除短路线路后, 发电机电磁功率为

$$P_{e3} = EV \sin\delta / X_3 = P_{M3} \sin\delta \quad (1-25)$$

式中

$$X_3 = X_g + X_{T1} + X_L + X_{T2} > X_1$$

这时的最大功率为

$$P_{M3} = EV / X_3 < P_{M1} = EV / X_1 \quad (1-26)$$

因此, 短路切除后发电机的电磁功率将是图 1-9 中的曲线③, 运行点从图 1-9 的 E 点转到 C 点。这时 $P_{e3}(\delta_c) > P_0$ 。因此发电机转子所受到的转矩差 $\Delta T = T_0 - T_{e3} < 0$, 转子相对运动的加速度为负值, 相对运动速度 $\Delta\omega$ 开始减小:

$$\frac{M}{\omega_N} \frac{d\Delta\omega}{dt} = \frac{M}{\omega_N} \frac{d\Delta\omega}{dt} \frac{d\delta}{d\delta} = \frac{M}{\omega_N} \Delta\omega \frac{d\Delta\omega}{d\delta} = \Delta P = (P_0 - P_{M3} \sin\delta) < 0 \quad (1-27)$$

因此从 $\delta = \delta_c$ 、 $\Delta\omega = \Delta\omega_c$ 开始, 转子相对运动速度 $\Delta\omega$ 逐渐减小(加速度为负值), 但 δ 仍继续增大(相对速度 $\Delta\omega$ 仍为正值), 工作点沿图 1-9a 中的特性曲线③从 C 点向上运动。如果到达 $\delta = \delta_F$ 时, $\Delta\omega \rightarrow 0$, 则在 $\delta = \delta_c$ 到 $\delta = \delta_F$ 期间, $\Delta\omega$ 从 $\Delta\omega_c$ 减小到零。因此由(1-27)式得到

$$\begin{aligned} \frac{M}{\omega_N} \int_{\Delta\omega_c}^0 \Delta\omega d(\Delta\omega) &= \int_{\delta_c}^{\delta_F} (P_0 - P_{M3} \sin\delta) d\delta \\ -\frac{M}{2\omega_N} (\Delta\omega_c)^2 &= \int_{\delta_c}^{\delta_F} (P_0 - P_{M3} \sin\delta) d\delta = -A_- \quad (A_- \text{ 为 CJQF 的面积}) \\ A_- &= \frac{M}{2\omega_N} (\Delta\omega_c)^2 = P_{M3} (\cos\delta_c - \cos\delta_F) - P_0 (\delta_F - \delta_c) \end{aligned} \quad (1-28)$$

图 1-9a 中画出了短路前正常运行时的电磁功率曲线 P_{e1} 和短路切除后的电磁功率曲线

P_{e3} , 在短路期间发电机加速运行, δ 从 $\delta_0 \rightarrow \delta_C$, 到达 δ_C 时的相对速度达到 $\Delta\omega = \Delta\omega_C$ 。由式(1-24)可知, $\Delta\omega_C$ 可由短路期间图 1-9a 中的加速面积 A_+ 确定。短路切除后, 在 δ 从 $\delta_C \rightarrow \delta_F$ 期间, 发电机减速运行, 相对运动速度 $\Delta\omega$ 从 $\Delta\omega_C$ 减小到零。由式(1-28)和图 1-9a 可知, 从 $\Delta\omega = \Delta\omega_C \rightarrow \Delta\omega = 0$, δ 从 $\delta_C \rightarrow \delta_F$ 期间的减速面积 A_- 应与式(1-24)加速面积 A_+ 大小相等, 即图 1-9a 中面积 CJQF 等于面积 ADEJ。又由图 1-9a 和式(1-24)、式(1-28)可知: 短路期间加速面积越大, 相对速度 $\Delta\omega_C$ 也越大, 在短路切除后的减速期间, 当减速到减速面积 A_- 等于加速面积 A_+ 时, 相对速度才回到零。如果这时运行工作点 F 的 $P_{e3}(\delta_F) > P_0$, 则发电机转子所受的电磁阻转矩 T_{e3} 大于原动机转动转矩 T_0 , 发电机转子会转为减速运动, $\Delta\omega$ 变负, δ 从 F 点的 δ_F 开始减少, 电磁功率 P_{e3} 从图 1-9a 中的 F 点沿曲线③移动经 C 点, 再到 B 点。到达 B 点后, 虽然 $P_{e3} = P_0$, 但这时 $\Delta\omega$ 为负值, 故 δ 将从 B 点的 δ_B 继续减小, $\delta < \delta_B$ 后, $P_{e3} < P_0$, 转子又开始正加速度运行, 到达 $\delta = \delta_C$, 工作点为曲线 P_{e3} 上的 G 点, $\Delta\omega$ 从最大负值减小到零, 然后在加速转矩的作用下 $\Delta\omega$ 为正值, 又使 δ 增大到 δ_B , 然后在 B 点附近来回摆动几次, 最终稳定在新的工作点 B, 恢复到同步稳定运行, $P_{e3}(\delta_B) = EV \sin\delta_B / X_3 = P_0$ 。图 1-9a 还画出了相对运动速度 $\Delta\omega$ 。在图 1-9a 所示的情况下, 即初始稳态运行在 $\delta = \delta_0$ 、 $P_{e1} = P_0$, 遭到短路大扰动后, 经历短路时间 Δt , 在 $\delta = \delta_C$ 时切除故障线路后, 又经过一个过渡过程仍然达到一个新的稳定的工作点 $\delta = \delta_B$ 、 $P_{e3}(\delta_B) = P_0$ 同步稳定运行, 我们称之为具有暂态稳定性。

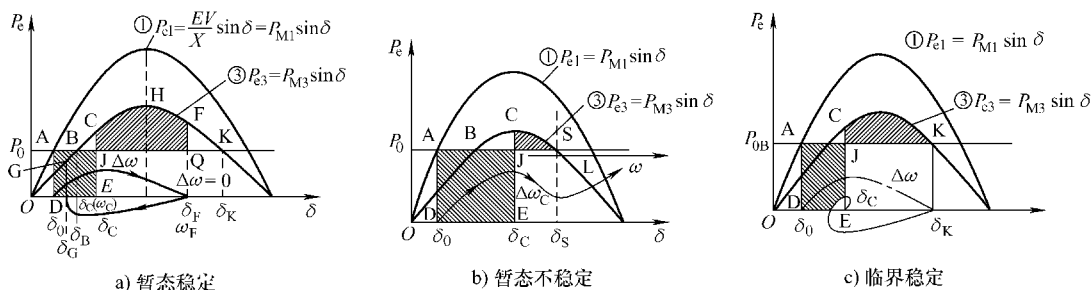


图 1-9 暂态稳定特性

如果短路故障前发电机经输电线路传输的功率很大, $P_0 = P_{e1} = EV \sin\delta_0 / X = P_{M1} \sin\delta_0$ 较大, 而输电距离又较长, 系统的电抗 X_1 较大, 电磁功率最大值 P_{M1} 不是很大, 则正常工作时的功角 δ_0 就较大。此外, 如果短路后, 故障线路不能很快切除, 即在短路期间的加速面积 A_+ (面积 ADEJ) 较大, 如图 1-9b 所示。切除故障时 δ_C 已经很大, 相对运动速度 $\Delta\omega_C$ 很大, 这时故障切除后的减速期间运行点从 C 点移至 S 点时减速面积仍小于加速面积。到 S 点时相对运动速度 $\Delta\omega$ 仍未下降到零, 于是 δ 继续增大, 而一旦 $\delta > \delta_s$, 例如在图 1-9b 中到达 L 点, $P_{e3} < P_0$, 发电机又开始加速, δ 进一步增大, δ 加大使 P_{e3} 更小, 使 $\Delta\omega$ 更大, δ 更大, 因此 δ 一直不停地加大, 发电机再也不能恢复到 $\Delta\omega = 0$ 的同步稳定运行, 这种情况下, 电力系统就不具有暂态稳定性。

如果在切除故障后的减速过程中运行点移到 K 点时正好减速面积等于加速面积 (见图 1-9c), 那么在 K 点 $\Delta\omega = 0$, $P_{e3} = P_0$ 。由式(1-24)、式(1-28)两式令 $A_+ = A_-$ 可以得到这种临界情况时的运行参数的关系。这时的 P_0 是临界 (极限, critical) 暂态稳定时的最大输电功

率 $P_{0\text{crit}}$ 。由 $A_+ = P_{0\text{crit}}(\delta_C - \delta_0) = A_- = P_{M3}(\cos\delta_C - \cos\delta_K) - P_{0\text{crit}}(\delta_K - \delta_C)$ 得到

$$P_{0\text{crit}} = \frac{P_{M3}(\cos\delta_C - \cos\delta_K)}{\delta_K - \delta_0} = \frac{\frac{EV}{X_3}(\cos\delta_C - \cos\delta_K)}{\arcsin \frac{P_{0\text{crit}}}{P_{M3}} - \delta_0} \quad (1-29)$$

当稳态运行时的输电功率 $P > P_{0\text{crit}}$ 时, 暂态不稳定; 当 $P < P_{0\text{crit}}$ 时, 暂态稳定。为了增大临界(极限)暂态稳定时的最大输电功率, 提高或改善暂态稳定性, 由式(1-29)可知, 可以采用以下措施:

1) 提高 P_{M3} , 增大减速面积。快速调控发电机励磁电流增大电动势 E , 通过无功补偿提升短路切除后的电压 V , 均可增大 P_{M3} 。

2) 快速切除故障, 减少加速面积, 这时 δ_C 小, $\cos\delta_C$ 大, $P_{0\text{crit}}$ 增大。

3) 减小输电线的等效电抗, 电抗越小, 使 P_{M3} 大、 P_{M1} 大、 δ_0 小, 使 $P_{0\text{crit}}$ 加大。

4) 在短路期间, 在图 1-8b 所示的发电机端点 G 处并联一个电阻增加短路时发电机的输出功率, 减小短路期间发电机转子的加速转矩, 减小加速面积, 也可增大临界稳定功率 $P_{0\text{crit}}$, 改善电力系统发电机的暂态稳定性。

以上四个技术措施都可以通过在电力系统中采用电力电子技术和引入电力电子补偿控制器实现。

此外, 如果在每条输电线路首端(母线)装设电力电子开关限流型固态限流断路器, 则短路时短路支路等效电抗将从零增大为限流电抗 X_k , 这将使短路时发电机输出功率不为零, 减少加速功率, 提高发电机的暂态稳定能力。

1.4 电力系统功率-电压特性

1.4.1 负载的无功功率-电压特性

电力系统中负载的无功功率 Q_L 与供电电压的关系比较复杂。异步电机在现代电力系统的负荷(特别是无功负荷)中占有的比重很大, 电力系统中无功负荷与电压的特性主要由异步电动机决定。图 1-10a 给出了电源 E 经线路电抗 X 向异步电动机供电, 点画线框内为异步电机忽略定子电阻时的简化等效电路。图中 V 为异步电动机的外加端电压, X_m 为其励磁电抗, X_δ 为电动机定子和转子的等效漏抗, R_2 为转子的等效电阻, 转差率 $s = (N_1 - N)/N_1$ 。 N_1 为异步电机的同步转速, N 为转子负载时的实际转速。由图 1-10a 可知异步电机所消耗的无功功率 Q_1 由励磁功率 Q_m 和漏抗无功功率 Q_δ 组成, 即

$$Q_1 = Q_m + Q_\delta = V^2/X_m + I^2 X_\delta \quad (1-30)$$

电动机消耗的有功功率 P 近似等于其电磁功率 P_{em} 。

$$P = I^2 R_2/s = P_{\text{em}} = T_{\text{em}} \Omega_{\text{em}} = 2\pi f T_{\text{em}}/N_p \quad (1-31)$$

式中, N_p 为异步电动机磁极对数; f 为电压频率; 异步电动机机械角速度 $\Omega_{\text{em}} = \omega/N_p = 2\pi f/N_p$ 。

由式(1-31)可得

$$I^2 = Ps/R_2$$

因此, 由式(1-30)得到

$$Q_1 = V^2/X_m + \frac{P_s}{R_2}X_\delta \quad (1-32)$$

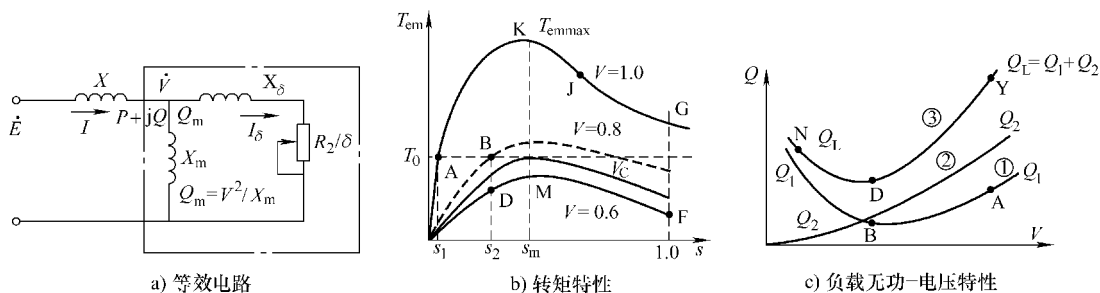


图 1-10 异步电动机无功功率与电压特性

图 1-10b 画出了异步电动机在不同外加端电压时电磁转矩特性:

$$T_{em} = \frac{2}{\frac{s}{s_M} + \frac{s_M}{s}} \frac{3N_p}{4\pi f X_\delta} V^2 = \frac{2}{\frac{s}{s_M} + \frac{s_M}{s}} T_{emmax} \quad (1-33)$$

式中, 产生最大电磁转矩 T_{emmax} 时的转差率叫临界转差率 s_M , $s_M = \frac{R_2}{X_\delta}$, $T_{emmax} = \frac{3N_p}{4\pi f X_\delta} V^2$ 与 V^2 成正比。

由式(1-31)、式(1-33)可得

$$P = I^2 R_2/s = T_{em} \frac{2\pi f}{N_p} = \frac{3}{X_\delta} \frac{V^2}{\frac{s}{s_M} + \frac{s_M}{s}} \quad (1-34)$$

图 1-10b 中电动机在供电电压 $V=1.0$ 时, 若电磁转矩 T_{em} 等于负载阻转矩 T_0 , 稳定工作点为 A, 这时转差率 $s=s_1$ 很小。如果 $V=0.8$, 则稳定工作点为 B, $s=s_2 > s_1$ 。负载阻转矩 $T_0 = T_{em}$ 一定时, 当电压较低时稳定工作点的转差率 s 急剧变大。图 1-10b 显示出了当 $V=0.6$ 时电动机在此低压下它能产生的最大电磁转矩 T_{emmax} 已小于负载阻转矩 T_0 。因此, 若 V 从 0.8 突然下降到 0.6, 由于电动机转速不可能突变, 转差率 $s=s_2$ 也不能突变, 则工作点立即从 $V=0.8$ 的 B 点转到 $V=0.6$ 曲线的 D 点, 这时由于 $T_0 > T_{em}$, 电动机减速, 转差率加大, 工作点从 D 点经 M 点, 直到 F 点 $s=1.0$, 转速 $N=0$, 电动机停转。对于一定的负荷 (T_0, P_{em}), 当电网供电电压小于某一临界点电压 V_C 时, 异步电动机不能工作。

由图 1-10b 还可以看到, 当 $V=0.6$ 时, 如果负载阻转矩为 T_0 , 则电动机在 $N=0, s=1$ 时, 由于 $T_0 > T_{em}$, 电动机根本不能起动。而在 $V=1.0$ 时, 在 $N=0, s=1$ 时的 G 点, $T_0 < T_{em}$, 电动机从 $N=0$ 逐步加速, 经过 J、K 点到达 A 点, 在 A 点 $T_{em} = T_0$ 稳定运行。异步电动机只能在 $s < s_M$ 区域稳定工作。图 1-10c 中的曲线①是在一定的有功负载 P 时异步电动机的无功功率 Q_1 与电压 V 的函数关系, 可由式(1-34)、式(1-32)得到。图中对于一定的有功负载 P , 例如正常工作在 $V=1.0$ 时工作点 A, 这时由于 V 较高, 转差率 s 很小, 由式(1-32)可知, 电动机励磁无功功率 V^2/X_m 成为 Q_1 的主要部分, 总无功功率 Q_1 随 V 的增大(或减小)而增大(或减小), 如图 1-10c 中曲线①的 BA 段。当 V 低于 B 点电压 V_B 时, 由于 V 较小, 转差率 s 已经很大, 图 1-10a 中电流 I_2 很大, 由式(1-32)可知电抗的漏抗无功 $I_2^2 X_\delta =$

$(sPX_s)/R_2$ 的增大(或减小)成为 Q_1 增大(或减小)的主要因素, 这时随着 V 的减小, 转差率 s 增大, 总的无功 Q_1 增大。异步电动机负载电压低于某一临界数值 V_B 时, 电压 V 再进一步下降时, 电动机负载所消耗的无功功率 Q_1 不仅不减小, 反而增大, 如图 1-10c 所示。这一特性非常重要, 因为这时当电网负载电压严重下降时, 负载所消耗的无功功率 Q_1 增大, 流经输电线、变压器、发电机的感性(滞后)无功电流加大, 又会进一步增加电压损耗而使电网负载电压进一步下降。

电力系统中除异步电动机无功负载 Q_1 外, 还有变压器、铁心线圈非线性无功负载 Q_2 。 Q_2 随电压的升、降而单调的增大、减小, 如图 1-10c 中曲线②所示。图 1-10c 中曲线③为电力系统负载节点总的综合感性负载无功功率 $Q_L = Q_1 + Q_2$ 。由于异步电动机负载的无功功率 Q_1 在低电压区 V 减小时 Q_1 反而急剧增大, 故图 1-10c 中总的综合无功负载 $Q_L = Q_1 + Q_2$ 在电压小于 D 点电压 V_D 的低压区, V 减小时 Q_L 反而增大, V 增大时 Q_L 减小。在 $V > V_D$ 的高压区, 例如在图 1-10c 中曲线③ Q_L 的 Y 点电压 V_Y 运行时, 如果电压 V 稍有扰动(例如 V 上升), 则感性负载无功功率 Q_L 增大, 使线路电压降随之增大, 抑制 V 上升, 会使 V 回降; 反之当 V 扰动稍有下降时, 负载的感性无功功率 Q_L 减小, 线路电压降随之减小, 又会使 V 回升, 因此系统能在 Y 点稳定工作。但在图 1-10c 中的 N 点运行时, 一旦电压 V 稍有扰动(例如 V 下降), 这时负载综合感性无功功率 Q_L 反而增大, 使线路压降更大, 导致电压 V 进一步下降, 最终导致系统电压崩溃。为了防止系统电压崩溃, 如图 1-10a 所示可在负载处设置无功功率补偿器稳定负载节点电压。

1.4.2 线路电阻 $R \neq 0$ 时输电系统的功率-电压特性

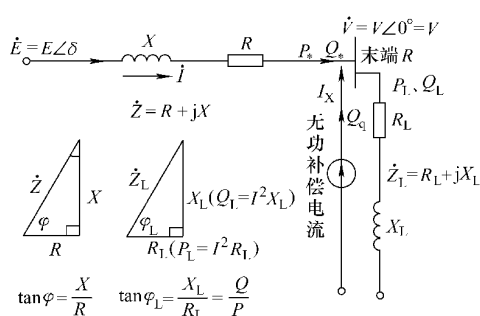
在图 1-11a 中, 电动势 E 经过等效阻抗 Z (含发电机阻抗、线路阻抗及变压器阻抗等) 向末端负载供电。如果负载所需的无功功率为 Q_L , 发电机的电动势 E 经过电抗 X 输送到末端的无功功率 Q_* 等于 Q_L , 若这时末端电压等于额定值(或在指令值的范围内), 我们称这时的运行的工况是无功功率平衡。由于电力系统中的电压降落主要是传输无功功率、无功电流流过电抗引起的, 因此当 E 一定时, 如果负载所需的无功功率过大, 虽然系统供给的无功功率 Q_* 仍然等于 Q_L , 但若这时电压 V 达不到额定值(或偏差超过指令值范围), 我们称这种工况为无功功率不平衡, 因此电力系统中节点电压水平是电力系统中无功功率供需平衡情况的具体体现。在一定的指令电压下, 线路能提供的无功功率 Q_* 低于该指令电压时负载的无功功率 Q_L , 即 $Q_* < Q_L$, 此时称为系统无功不足, 将使 $V_{\text{下降}}$, V 低于指令电压。反之 $Q_* > Q_L$ 时, 称为系统无功过剩, 将使电压 V 上升, 高于指令电压。

在实际的电力系统中, 传输无功功率不仅会产生很大的无功和有功损耗, 而且过大的电压降落会导致电网电压过低, 引发电力系统的电压崩溃。电力系统中同一节点不同时刻无功功率供需平衡情况可能不同, 不同节点同一时刻无功功率供需平衡情况也不尽相同。系统中各点的电压调节主要应靠就地无功功率的供需平衡调节实现。而不同节点间的无功供需相互支援和调节往往受到许多条件的限制, 特别是相距较远的或电气距离(节点间的等效电抗)较远的各节点更是如此。

图 1-11a 所示的输电系统中, 若线路(含折算后的变压器)等效阻抗 $\dot{Z} = Z \angle \varphi = R + jX$, $R = Z \cos \varphi$, $X = Z \sin \varphi$, 负载等效阻抗 $\dot{Z}_L = Z_L \angle \varphi_L = Z_L \cos \varphi_L + jZ_L \sin \varphi_L = R_L + jX_L$, $R_L =$

$Z_L \cos \varphi_L$, $X_L = Z_L \sin \varphi_L$ (φ_L 为负载功率因数角)。取电压 V 相位为零, 电动势 $\dot{E}$ 超前 $\dot{V}$ 的功率角为 δ , 则 $\dot{V} = V \angle 0^\circ = V$, $\dot{E} = E \angle \delta = E \cos \delta + j E \sin \delta$ 。若线路电流 $\dot{I}$ 的共轭相量为 $\dot{I}^*$, 则线路传输给末端负载的功率为

$$P_r + jQ_r = \dot{V} \dot{I}^* = V \left(\frac{\dot{E} - \dot{V}}{Z \angle \varphi} \right)^* = V \left(\frac{E \angle \delta - V}{Z \angle \varphi} \right)^* = \frac{V}{2} [E \angle (\delta - \varphi) - V \angle (-\varphi)]^*$$



a) 辐射型输电线路等效电路

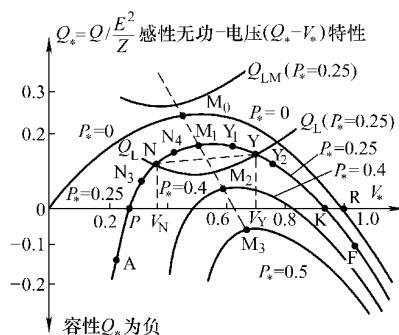
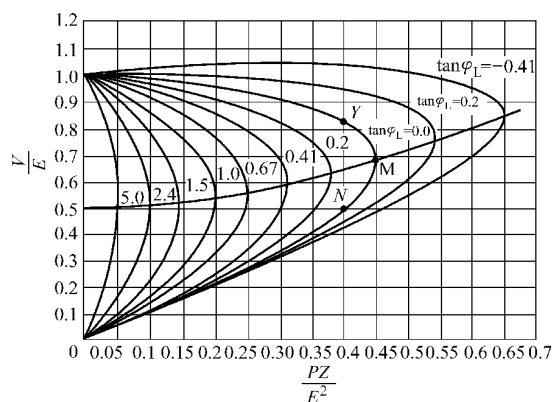
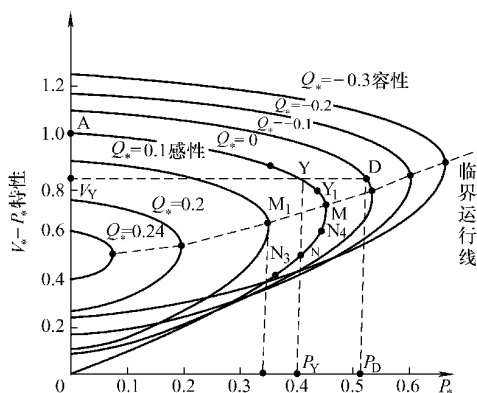
b) $\tan \varphi = 10$, 以 P_r 为参变量的 $Q^* - V^*$ 特性和负载无功特性 Q_L c) $\tan \varphi = 10$, 以 $\tan \varphi_L$ 为参变量的 $V^* - P_r$ 特性d) $\tan \varphi = 10$, 以 Q^* 为参变量的 $V^* - P_r$ 特性

图 1-11 有功功率、无功功率-电压特性

由上式也可得到 1.2 节中 P_r 、 Q_r 的公式。

$$P_r = \frac{V}{Z} [E \cos(\varphi - \delta) - V \cos \varphi] \quad (1-17C)$$

$$Q_r = \frac{V}{Z} [E \sin(\varphi - \delta) - V \sin \varphi] \quad (1-17D)$$

忽略线路电阻, 即 $R = 0$ 、 $\varphi = 90^\circ$ 时, 有

$$P_r = \frac{V}{X} E \sin \delta$$

$$Q_r = \frac{V}{X} (E \cos \delta - V)$$

取电压 V 的基准值为 E , 功率的基准值为 E^2/Z , 则 V 的标么值 $V_* = V/E$, 功率的标么

值 $P_* = P_r Z/E^2$, $Q_* = Q_r Z/E^2$, 由式(1-17C)、式(1-17D)可得

$$P_* = V_* [\cos(\varphi - \delta) - V_* \cos\varphi] \quad (1-35)$$

$$Q_* = V_* [\sin(\varphi - \delta) - V_* \sin\varphi] \quad (1-36)$$

由以上两式消去变量 δ , 可得到 P_* 、 Q_* 、 V_* 标么值(无量纲)方程为

$$V_*^4 + \left(\frac{2P_*}{\tan\varphi} + 2Q_* - 1 \right) V_*^2 + \left(1 + \frac{1}{\tan^2\varphi} \right) (P_*^2 + Q_*^2) = 0 \quad (1-37)$$

1. 无功功率与电压特性

由式(1-37)可得到 V_* 与 P_* 、 Q_* 及 $\tan\varphi$ 的函数关系:

$$V_*^2 = \left(0.5 - \frac{P_*}{\tan\varphi} - Q_* \right) \pm \sqrt{\left(0.5 - \frac{P_*}{\tan\varphi} - Q_* \right)^2 - \left(1 + \frac{1}{\tan^2\varphi} \right) (P_*^2 + Q_*^2)} \quad (1-38)$$

由式(1-37)也可得到 Q_* 与 V_* 、 P_* 以及 $\tan\varphi$ 的函数关系为

$$Q_* = \frac{-V_*^2 + \sqrt{V_*^4 - \left(1 + \frac{1}{\tan^2\varphi} \right) \left[V_*^4 + \left(\frac{2}{\tan\varphi} P_* - 1 \right) V_*^2 + \left(1 + \frac{1}{\tan^2\varphi} \right) P_*^2 \right]}}{\left(1 + \frac{1}{\tan^2\varphi} \right)} \quad (1-39)$$

式(1-39)表明, 线路能传送至末端负载的无功功率 Q_* 与 P_* 、 V_* 及 $\tan\varphi$ (X/R) 有关。对于一个给定的线路阻抗参数 $\tan\varphi$ (X/R), 以 P_* 为参变量, 式(1-39)的 $Q_* = f(V_*, P_*, \tan\varphi)$ 称为无功-电压(Q - V)特性。图 1-11b 给出了 $\tan\varphi = X/R = 10$, 参变量 $P_* = 0$ 、0.25、0.4、0.5 时的 Q - V 特性。图中, $P_* = 0$ 的 Q - V 曲线是线路仅传输无功时的 Q 、 V 函数关系。 $Q_* = 0$ 时线路空负荷, 在空负荷 R 点, $V_* = V/E = 1.0$, 即 $V = E$ 。从空负荷点 R 开始, 感性无功功率 Q_* 从零增大时, V_* 下降, 到达 M_0 点, Q_* 达到最大值, 此后 V_* 继续减小时, 线路能提供给负载的感性无功功率 Q_* 反而减小, M_0 点被称为临界点, M_0 点的电压、功率被称为临界电压 V_{crit} 、临界功率 Q_{crit} 。

对比图 1-11b 中 $P_* = 0$ 和 $P_* = 0.25$ 、 $P_* = 0.4$ 等几个 Q - V 特性关系可知, 线路传输的有功功率 P_* 越大时, 线路能传输的感性无功功率越小, 临界电压 V_{crit} 越高。图 1-11b 中 $P_* = 0.25$ 的 Q - V 特性曲线表明: 当传输有功功率 $P_* = 0.25$ 时, 在 $Q_* = 0$ 的 K 点时, $V_* = V_K = 0.95$ 。若传输无功功率 Q_* (感性) > 0 , 则 $V_* < V_K$; 若传输无功功率 Q_* < 0 (F 点容性无功功率), 则 $V_* > V_K$, 感性无功功率 Q_* 从零增大时, V_* 从 V_K 减小, 到达临界点 M_1 时, Q_* 达到最大值 Q_{crit} , $V_* = V_{M1} = V_{crit}$ 为 $P_* = 0.25$ 时的临界电压。此后 V_* 继续减小时, 线路能提供的 Q_* 不但不能增大反而下降。超过 P 点后, Q_* 为负值, 表明在很低的电压 V_* 下, 必须有容性电流流过线路电抗才能传输 $P_* = 0.25$ 的有功功率。图 1-11b 中将不同参变量 P_* 的 Q - V 曲线的临界点 $M_0 \sim M_3$ 连接, 可得到临界运行线 $M_0 \sim M_3$ 。图中 M 点的纵坐标 V_M 是传输一定有功功率时线路能传送的最大无功功率 Q_{cri*} , M 点的横坐标是对应的电压 V_{cri*} 。图 1-11b 中的曲线 Q_L 是线路 $\tan\varphi = 10$, 传输有功功率 $P_* = 0.25$ 时负载无功功率 Q_L 与负载电压 V_* 的特性(参数见图 1-10c 中的 $Q_L = Q_1 + Q_2$)。 Q_L 与 $P_* = 0.25$ 时的 Q_* - V_* 特性有两个交点 N(V_N)、Y(V_Y)。在这两个交点, 线路能传输的有功功率 P_* 与负载有功功率 P_L 相平衡($P_* = P_L = 0.25$), 线路传送的无功功率 Q_* 与负载在相同电压时的无功功率 Q_L 平衡, $Q_* = Q_L$, 当工作在 Y 点时, 一旦系统受到扰动而使 V_* 略有上升到 Y_2 点的 V_{Y2} 时, 由于电压升高, 图 1-10c 中负载的 Q_L 将增大, 使线路无功电流增大, 电压降增大, 而使 V_* 回落。

同时由于 V_* 上升, 输电线路能提供的无功 Q_* 又减小, $Q_* < Q_L$, 系统无功不足, 不能维持电压 $V_* = V_{Y2}$ 不变, 也使 V_{Y2} 回落到 V_Y 。反之, 当扰动使工作点上移至 Y_1 点时, 由于 $V_{Y1} < V_Y$, 负载 Q_L 减小, 线路无功电流减小, 电压降减小, 又使 V_{Y1} 回升, 同时由于 Y_1 点线路能提供的无功 $Q_{Y1} > Q_Y$, 系统无功过剩, 也要使 V_{Y1} 回升到 V_Y 。因此, 在 Y 点电压 V_Y 下工作, 系统电压是稳定的。但是在电压 V_* 较低的 N 点运行时, 稍有扰动使 V_* 下降到 N_3 点 V_{N3} 时, 由于 Q_L 增大, 线路电压损耗加大, 使 V_* 更下降, 又 $Q_* < Q_L$, 致使系统无功不足以维持 $V_* = V_{N3}$ 而继续不断下降, 致使系统电压崩溃。所以系统能稳定运行的工作点只能是 V_* 高于临界电压 V_{crit} 的 Y 点, 要系统电压不发生电压崩溃, 必须负载节点电压 $V_* > V_{crit}$, 由图 1-11b 可见, 传输的有功 P_* 越大, 临界电压 V_{crit} 越高, 确保运行电压不崩溃所必需的运行电压也越高。 P_* 越大, Q_{crit} 越小, 能传输的最大的感性无功 Q_* 也越小。当 P_* 大到接近 0.5 时, 为了传输 $P_* = 0.5$ 的有功功率, Q_* 必须为容性无功。

若图 1-11b 中 Q_{LM} 为感性无功负载非常大时的无功-电压特性, 则 Q_{LM} 与 $P_* = 0$ 时的 Q_* 没有交点, 说明即使线路不传输有功功率也不能向无功负载供电。这时如果在负载节点处设置无功补偿器, 向负载节点输出感性无功 Q_q 补偿过大的 Q_{LM} (参见图 1-11a), 使线路末端等效无功负载减少到 $Q_L = Q_{LM} - Q_q$, 线路就能传输 P_* 、 Q_* 了。

2. 系统的有功功率-电压特性

由式(1-37)还可得到传输线有功功率 P_* 与 V_* 、 Q_* 的函数关系, 即

$$P_* = \frac{-V_*^2}{\tan\varphi} + \sqrt{\frac{V_*^4}{\tan^2\varphi} - \left(1 + \frac{1}{\tan^2\varphi}\right) \left[V_*^4 + (2Q_* - 1)V_*^2 + \left(1 + \frac{1}{\tan^2\varphi}\right) Q_*^2 \right]} \quad (1-40)$$

$$\left(1 + \frac{1}{\tan^2\varphi}\right)$$

负载功率因数角为 φ_L 时, $\cos\varphi_L = P_*/\sqrt{P_*^2 + Q_*^2}$, $\tan\varphi_L = Q_*/P_*$ 将 $Q_* = P_* \tan\varphi_L$ 代入式(1-37)可解得 P_* 与 V_* 、 $\tan\varphi_L$ 的函数关系为

$$P_* = \frac{-\left(\tan\varphi_L + \frac{1}{\tan\varphi}\right)V_*^2 + V_* \sqrt{(1 + \tan^2\varphi_L) \left(1 + \frac{1}{\tan^2\varphi}\right) - \left(1 - \frac{\tan\varphi_L}{\tan\varphi}\right)^2 V_*^2}}{(1 + \tan^2\varphi_L) \left(1 + \frac{1}{\tan^2\varphi}\right)} \quad (1-41)$$

在一定的线路阻抗角 φ ($\tan\varphi = X/R$), 式(1-41)表达的电压 V_* 与有功功率 P_* 的函数关系被称为 V - P 特性, 例如取 $\tan\varphi = X/R = 10$ 时, 以负载功率因数角 φ_L ($\tan\varphi_L = Q/P$) 为参变量, 如图 1-11c 和表 1-1 所示。图 1-11c 所示曲线俗称鼻形曲线。 $\tan\varphi_L = 0$, 空负荷、 $P_* = 0$ 时 $V_* = 1$, 即 $V = E$ 。 P_* 从零增大时, V_* 下降, 但到达临界点 M 点, $V_* = V_{crit}$ (临界值), P_* 达到最大值 (临界值) P_{crit} 。超过临界点 M , V_* 继续减小时, P_* 反而从 P_{crit} 减小, 线路传输的有功功率 P_* 不能超过 P_{crit} 。 $\tan\varphi$ 不同时, 临界点 M 的 V_{crit} 和 P_{crit} 也不同, 不同 $\tan\varphi_L$ 临界点的连接线称为临界运行线。图 1-11c 中 $\tan\varphi$ 为负值表示传输容性无功 $Q_* = \tan\varphi_L \cdot P_*$, $\tan\varphi_L$ 为正值表示传输感性无功功率。由式(1-41)令 $dP_*/dV_* = 0$, 可求得临界电压 V_{crit} 和线路能传输的临界 (最大) 有功功率 P_{crit} 。

$$V_{crit} = \frac{\sqrt{(1 + \tan^2\varphi_L) \left(1 + \frac{1}{\tan^2\varphi}\right)} \pm \left(\tan\varphi_L + \frac{1}{\tan\varphi}\right) \sqrt{(1 + \tan^2\varphi_L) \left(1 + \frac{1}{\tan^2\varphi}\right)}}{\sqrt{2} \left(1 - \frac{\tan\varphi_L}{\tan\varphi}\right)} \quad (1-42)$$

式中, V_{crit} 为图 1-11c 中的 M 点的电压, M 点所对应的临界有功功率 $P_{\text{cri}*}$ 是一定的 $\tan\varphi$ (Q/P) 线路能传输的最大功率。由图 1-11c 还可看到线路传输感性无功相对值越大 ($\tan\varphi_{\text{L}}$ 正值大) 时, M 点的 P_{crit} 、 V_{crit} 越小; 而传输容性无功 ($\tan\varphi_{\text{L}} < 0$, Q_* 为负值), 则使 M 点 P_{crit} 、 V_{crit} 增大。在线路末端设置无功补偿使 Q_* 为负值, 是改善电力系统电压稳定性、提高线路输电能力的有效措施。

表 1-1 线路中 $\tan\varphi = X/R = 10$, 以负载 $\tan\varphi_{\text{L}} = X_{\text{L}}/R_{\text{L}}$ 为参变量的 V - P 特性

$\tan\varphi_{\text{L}}$	-0.4	0.2	0	0.2	0.4	0.67	1.0	1.5	2.4	5.0
$\cos\varphi_{\text{L}}$	-0.925	-0.98	1.0	0.98	0.925	0.83	0.707	0.555	0.385	0.196
V_{crit}	0.836	0.744	0.674	0.622	0.583	0.552	0.530	0.515	0.505	0.5
P_{crit}	0.644	0.541	0.452	0.377	0.313	0.252	0.198	0.147	0.098	0.049

图 1-11d 是按式(1-40)画出的 $\tan\varphi = 10$, 以 Q_* 为参变量, 传输功率 P - V 特性曲线。与图 1-11c 不同的是, 不用 $\tan\varphi_{\text{L}}$ (Q/P) 作参变量而直接用无功功率 Q_* 作参变量。由于线路电压损耗主要取决于 Q_* 而不是 P_* , 直接用 Q_* 作参变量分析一定传输功率 P_* 、 Q_* 时电压 V_* 的特性更清晰、直观。在图 1-11d 中, $Q_* = 0$ 的一条 V - P 特性是仅传输 P_* 时的 V - P 特性, A 点 $P_* = 0$ 时, $V_* = 1.0$, $V = E$, P_* 从零增大时, V_* 下降, 到达临界点 M 后, V_* 继续下降, P_* 反而减少, 表明线路传送一定的无功功率 Q_* 时, 线路传输的有功功率不能超过临界 M 点的有功功率 $P_{\text{cri}*}$, 与之对应的电压是临界电压 $V_{\text{cri}*}$ 。

1.4.3 线路电阻 $R = 0$ 时输电系统的功率-电压特性

如果忽略线路电阻, $R = 0$, $\tan\varphi = X/R$ 无限大, 则可使式(1-38) ~ 式(1-42), Q_* - V_* 特性和 P_* - V_* 特性大为简化, 致使传输功率 P_* 、 Q_* 和线路电抗等参数影响电压 V_* 的一些物理概念更清晰。当 $R = 0$, $\tan\varphi = X/R = \infty$ 时, 由式(1-37)可得到

$$V_*^4 + (2Q_* - 1)V_*^2 + P_*^2 + Q_*^2 = 0 \quad (1-43)$$

$$\text{由(1-43)式得到} \quad V_*^2 = \left(\frac{V}{E}\right)^2 = \frac{1}{2} [1 - 2Q_* \pm \sqrt{1 - 4Q_* - 4P_*^2}] \quad (1-44)$$

$$\text{由(1-43)式也可得到} \quad Q_* = \frac{QX}{E^2} = \sqrt{V_*^2 - P_*^2} - V_*^2 \quad (1-45)$$

$$\text{由(1-45)式得到} \quad P_* = \frac{PX}{E^2} = \sqrt{V_*^2 - (Q_* + V_*^2)^2} \quad (1-46)$$

1) 对于一定的有功功率 P_* , 由式(1-45), 令 $dQ_*/dV_* = 0$, 可求得图 1-11b 中以 P_* 为参变量的临界电压 $V_{\text{cri}*}$ 及其对应的临界滞后无功功率 $Q_{\text{cri}*}$ 和临界电动势 E_{crit} 的近似值, 即

$$V_{\text{cri}*} = \frac{V_{\text{cri}}}{E} = \frac{1}{2} \sqrt{1 + 4\left(\frac{PX}{E^2}\right)^2} = \frac{1}{2} \sqrt{1 + 4P_*^2} \quad (1-47)$$

由式(1-45)和式(1-47)又可得

$$Q_{\text{cri}*} = \frac{Q_{\text{cri}}X}{E^2} = 0.25 - \left(\frac{PX}{E^2}\right)^2 = 0.25 - P_*^2 = 0.5 - V_*^2 \quad (1-48)$$

由上式还可得到对应于 $V_{\text{cri}*}$ 、 $Q_{\text{cri}*}$ 的首端电动势 E 的临界值, 即

$$E_{\text{crit}}^2 = 2X [Q + \sqrt{P^2 + Q^2}] \quad (1-49)$$

当传输有功功率 P_* 为定值时, 为使电压能稳定运行, 必须使 $V_* > V_{\text{cri}*}$, 同时 $Q_* < Q_{\text{cri}*}$, 由式(1-47)和式(1-48)可得到

$$V_* = \frac{V}{E} > V_{\text{cri}*} = \frac{V_{\text{cri}}}{E} = \frac{1}{2} \sqrt{1 + 4\left(\frac{PX}{E^2}\right)^2} = \frac{1}{2} \sqrt{1 + 4P_*^2} \quad (1-50)$$

$$Q_* = \frac{QX}{E^2} < Q_{\text{cri}*} = \frac{Q_{\text{cri}}X}{E^2} = 0.25 - \left(\frac{PX}{E^2}\right)^2 = 0.25 - P_*^2 = 0.5 - V_*^2 \quad (1-51)$$

由式(1-50)可知: 传输的有功功率 P 越大, 输电线电抗 X 越大, 电源电动势 E 越小, 要电压稳定运行必需的临界电压 V_{cri} 值越高, 同时由式(1-48)可知线路能传输的感性无功功率 Q_* 也应越小。由式(1-51)可知, 当 P_* 、 X 较大, E 不够大时, $Q_* < 0$, 即在负荷节点处必须有感性无功功率源, 才能使线路传输有功功率 P_* 时能维持节点电压的运行稳定性。

2) 对于一定的无功功率 Q_* , 由式(1-46), 令 $dP_*/dV_* = 0$, 可求得图 1-11d 中以 Q_* 为参变量的临界电压 V'_{cri} 及其对应的临界有功功率 $P'_{\text{cri}*}$, 即

$$V'_{\text{cri}*} = \frac{V'_{\text{cri}}}{E} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - 2\frac{QX}{E^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - 2Q_*} = \sqrt{0.5 - Q_*} \quad (1-52)$$

$$P'_{\text{cri}*} = \frac{P_{\text{cri}}X}{E^2} = \frac{1}{2} \sqrt{1 - 4\frac{QX}{E^2}} = \frac{1}{2} \sqrt{1 - 4Q_*} = \sqrt{0.25 - Q_*} \quad (1-53)$$

由式(1-53)也可求得这时的临界电动势, 即

$$E_{\text{cri}}^2 = 2X[Q + \sqrt{P^2 + Q^2}] \quad (1-54)$$

当传输的无功功率 Q_* 为恒定值时, 电压稳定运行的条件是 $V_* > V'_{\text{cri}*}$, 同时 $P_* < P'_{\text{cri}*}$, 由式(1-52)、式(1-53)得到

$$V_* = \frac{V}{E} > V'_{\text{cri}*} = \frac{V'_{\text{cri}}}{E} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - 2\frac{QX}{E^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - 2Q_*} = \sqrt{0.5 - Q_*} \quad (1-55)$$

$$P_* = \frac{PX}{E^2} < P'_{\text{cri}*} = \frac{P_{\text{cri}}X}{E^2} = \frac{1}{2} \sqrt{1 - 4\frac{QX}{E^2}} = \frac{1}{2} \sqrt{1 - 4Q_*} = \sqrt{0.25 - Q_*} \quad (1-56)$$

传输的感性无功功率 Q 越大、输电线电抗 X 越大、电源电动势 E 越小时, 则负载节点电压越低, 同时能够传输的临界有功功率 $P_{\text{cri}*}$ 也越小。由式(1-56)还可看到, 当 Q 、 X 较大, E 又不大时, P_* 可能为零, 这时电源 E 根本不可能经电抗 X 向末端节点传输有功功率 P , 在负载节点处必须有一定的感性无功功率电源才能使线路传输有功功率并维持节点电压运行的稳定性。

电网中某一节点电压的临界值 $V_{\text{cri}*}$, 是由连接到该节点的负载和连接到该节点的系统等效电抗 X 共同确定的。 P 、 Q 、 X 越大, 则确保电压稳定所需的电源电动势 E 也应越高。因此远距离重载输电且传输较大无功功率时, 易于失去电压稳定性, 而且电网中不同节点、不同运行工况时有不同的供电点电压临界值。从安全可靠运行出发, 电力系统当然不能在临界电压附近运行, 应使系统节点电压高于临界电压并保证有一定的稳定裕度, 表示稳定裕度的电压储备系数定义为

$$K = \frac{V_0 - V_{\text{cri}}}{V_{\text{cri}}} \times 100\% \quad (1-57)$$

式中, V_0 为电力系统在一定的运行工况时某节点的实际最低电压; V_{cri} 为该节点在该运行工

况时的临界电压。正常运行时,通常要求 $K > 10\% \sim 15\%$; 在事故后运行和特殊运行方式下,通常要求 $K > 5\% \sim 8\%$ 。

线路传输功率(特别是无功功率 Q)越大,线路电抗 X 越大,首端电源电压 E 越低,则负载节点电压 V 越低。实际电力系统运行中,负载(特别是感性负载)的突增,或则双回路输电线路跳开一回路,使线路电抗增倍,并且/或则由于电源电压 E 降低到一定程度,都可能使电压降到接近电压临界稳定值 V_{crit} ,电压的下降使无功功率不平衡程度更严重,恶性发展将引起电力系统电压崩溃,导致大面积停电事故,造成重大经济损失和社会影响。1973 年 7 月中国大连,1978 年 12 月法国,1983 年瑞典,1987 年 7 月东京,1996 年 7 月 2 日和 8 月 10 日美国西部,2003 年 8 月北美等大停电事故都与系统电压崩溃有关。因此在电力系统中采用电力电子技术、补偿和控制无功功率,对电力系统的安全运行也具有重大意义。

1.5 电力系统潮流和潮流控制

电力系统在一定的运行工况下(网络结构一定,投入系统运行的发电机、变压器、输配电线路和各节点的负载一定等情况下),系统中各发电机、变压器、输电线和电力网络中有功功率、无功功率的产生、传输及功率的分流(布)情况称为电力系统的潮流。在一定的网络结构和各地负荷情况下,潮流分布是否合理在很大程度上影响电力系统的安全、经济、高效、优质运行。为了使电力系统实际运行时的潮流分布跟踪、接近确保全系统安全、经济、高效、优质运行的指令潮流分布,可采用本书第 7 章 7.7 节“柔性电力系统广域信息监测、通信和协调控制”中介绍的基于全球卫星定位系统(GPS),发布统一标准时间的电力系统广域信息(电压、电流相量)检测系统 WAMS,可以直接实时测量电力系统节点电压、支路电流相量(幅值和相位角),得到系统潮流值,再根据潮流指令值与实测值的偏差,调控电力系统中不同地域、不同类型的电力电子补偿控制器,即可快捷、有效地改变电力系统的任意节点电压和改变任意节点向网络注入的有功和无功功率,从而改变电力系统潮流,确保电力系统的安全、经济、高效、优质运行。

例如,①在某线路上引入可控串联电容补偿,即可改变输电线路等效电抗,从而调控线路电流,调控线路潮流;②在某线路中引入一个由电力电子变流器控制的串联补偿同步电压,即可改变节点电压或线路电流、无功功率和有功功率潮流;③在某节点处并联一个可控的阻抗或并联接入一个电力电子变流器,调控其输出的无功功率或/和有功功率,即可改变该节点等效的注入功率,从而控制系统潮流。

1.6 电力系统的特点、运行问题和基本要求

现代电力系统是历史上逐步扩建、发展起来的庞大的、复杂的大系统,其运行特点和运行问题如下:

1. 广大地域内众多交流同步发电机并联同步运行

仅由一个发电机经过一条输电线对负载供电,不能确保对负载的不间断供电,负载供电的安全可靠性低。为了提高对用户(负载或负荷)供电的可靠性而又减少发电和输电设备的备用容量,电力系统中几百万甚至上千万平方公里地域内、几百甚至上千台的发电机都接在

电网上并联同步运行。现代电力系统中 95% 以上的电能都是交流同步发电机生产的, 相隔数千公里的所有交流同步发电机的转子都必须同步稳定运行。在电力系统遭受扰动(如短路故障)后, 如果某发电机的功率失去平衡, 即原动机驱动发电机旋转的原动机机械功率与发电机输出的电功率失去平衡, 或者说当发电机转子从原动机(如汽轮机)处得到的驱动力矩与发电机输出功率所对应的发电机转子所受到的电磁制动阻力矩不相等时, 发电机转子则可能失步(加速或减速)运行, 引起其电流、电压、功率、功角等运行参数的急剧振荡。如果事故处理不当或者调控不及时, 事故的恶性发展可能导致电力系统崩溃、大面积停电和设备严重损坏, 造成巨大的经济损失和社会影响。广大地域内的电力系统遭受扰动, 如线路短路等事故是不可避免的。为了能妥善处理事故, 避免事故的恶性发展, 确保电力系统同步运行的可靠性, 电力系统中必须有快速有效的调控设备和技术措施, 能快速有效地调控电力系统事故时的暂态运行参数和运行工况。至今, 尽管电力系统科学技术和产业已发展了近百年, 但仍缺乏快速有效的调控设备和快速调控技术, 传统的机械式、慢速、间断(不连续)和不甚精确的控制设备难以完全满足广大地域内众多同步发电机同步的并联运行要求。随着电力系统的不断扩大, 系统结构更加复杂, 电力系统的安全稳定运行是一个迫切需要改善的重大问题。在电力系统引入现代电力电子装备(采用电力半导体开关器件的各类电力电子补偿控制器), 有可能对电力系统的运行参数电压、电流、功率、线路阻抗以及发电机转子相对运动实现快速有效地调控, 可以使发电机在遭受大扰动、经历一个暂态过程后仍能恢复到同步稳定运行。

2. 有功功率、无功功率平衡

电力系统中任何一个电源 E 经阻抗 R 、 X 对负载供电, 电压为 $\dot{V}$ 、电流为 $\dot{I}$ 时, 由电压平衡方程 $\dot{E} = \dot{V} + R\dot{I} + jX\dot{I}$, 可得到电源 E 产生的输出功率 $S_s(P_s + jQ_s)$ 、负载消耗的功率 $S_L(P_L + jQ_L)$ 和电阻、电抗的有功损耗($\Delta P = I^2 R$)、无功损耗($\Delta Q = I^2 X$)的平衡关系为

$$\dot{S}_s = P_s + jQ_s = \dot{E} \cdot \dot{I}^* = \dot{V} \dot{I}^* + (R\dot{I} + jX\dot{I})\dot{I}^* = P_L + jQ_L + R\dot{I} \cdot \dot{I}^* + jX\dot{I} \dot{I}^*$$

若与电压 $\dot{V}$ 同相的有功电流为 I_p , 与 $\dot{V}$ 正交的无功电流为 I_q , $\dot{I} = I_p + jI_q$, 共轭相量 $\dot{I}^* = I_p - jI_q$, 则 $\dot{P}_s + j\dot{Q}_s = P_L + jQ_L + I^2 R + jI^2 X$, 故有

$$P_s = P_L + \Delta P = P_L + I^2 R \quad (1-58)$$

$$Q_s = Q_L + \Delta Q = Q_L + I^2 X \quad (1-59)$$

若整个电力系统全部电源产生、输出的有功功率、无功功率为 ΣP_s 、 ΣQ_s , 全部负载有功、无功功率为 ΣP_L 、 ΣQ_L , 系统中电网输配电设备全部有功、无功损耗为 $\Sigma \Delta P$ 、 $\Sigma \Delta Q$, 则

$$\Sigma P_s = \Sigma P_L + \Sigma \Delta P \quad (1-60)$$

$$\Sigma Q_s = \Sigma Q_L + \Sigma \Delta Q \quad (1-61)$$

电力系统在任何运行工况下, 无论系统电压、频率如何改变, 式(1-58)~式(1-61)都是自然成立的。如果系统在额定频率 f_{ref} , 额定(或指令)电压 V_{ref} 下运行, 则式(1-60)和式(1-61)将为

$$\Sigma P_{\text{sref}} = \Sigma P_{\text{Lref}} + \Sigma \Delta P_{\text{ref}} \quad (1-62)$$

$$\Sigma Q_{\text{sref}} = \Sigma Q_{\text{Lref}} + \Sigma \Delta Q_{\text{ref}} \quad (1-63)$$

式(1-62)表明,在额定频率、额定电压下,若发电机提供输出的有功功率 ΣP_{sref} 等于负载所需的有功功率与电网有功功耗之和,我们称这时电力系统有功功率平衡。

式(1-63)还表明,在额定频率、额定电压下,若发电机提供输出的无功功率 ΣQ_{sref} 等于负载所需的无功功率与电网无功功耗之和,我们称这时的电力系统无功功率平衡。

有功功率和无功功率平衡是电力系统理想的运行工况,但是电力系统中的负载所需的功率是时变的,发电机提供的输出功率也可能突变(如投入或切除电源,或线路短路故障时)。一旦有功功率不平衡、整个电力系统发电机有功功率不足时,发电机转速下降将导致系统频率下降。一旦无功功率不平衡,电力系统无功不足将导致电压下降。电力系统中应有适当、足够的发电机功率储备和储能设备,确保电力系统在额定电压、额定频率工况下安全、经济、高效、优质运行。

电力系统的用电量是时变的、渐长的,一年中的不同季节,一天中不同时期,每年的平均负荷量都不相同,用电高峰期和低谷期的用电量相差也很大。为保证负荷高峰期全额供电,低谷负荷时必定会有很大的发电机备用容量,这将使电力设备投资过大,设备的利用率不高。现今电力设备的平均利用率大都较低(美国统计约为55%),浪费了大量的固定投资。此外随着负荷用电量的逐年增加,发电机和传统交流远距离输电线传输的功率已达极限,许多发达国家由于环境保护政策和输电走廊用地有限而又难以新建输电线路,使电力系统缺电而又不能新建输电线的矛盾更加突出。为此,迫切要求采用先进技术,既能保证负荷高峰期的供电而又能减少负荷低谷时发电机等电力设备的闲置,提高现有电力系统的发电、输电、配电的能力,并保证有一定的有功和无功功率储备。此外,风力发电、太阳能光伏发电等分布式发电和分布式储能系统的广泛应用和并网运行,又给现代电力系统的功率平衡带来一些新的问题,在电力系统中采用以电力电子技术为基础的电力电子补偿控制器和储能系统,有可能在充分利用风力发电、太阳能光伏发电时变的发电量的前提下,有效地解决了电力系统的电功率平衡问题并获得显著的技术、经济效益。

3. 远距离传输电能

由于重大的能源基地(煤、石油、水力丰富的地区)往往远离大城市负荷中心,远距离输电是不可避免的,但长达1000~2000km远距离交流输电线将几百万千瓦的交流电能传输到负荷中心地区电力系统,存在一个重大问题:输电线路电抗随线路长度而增大,导致线路输电容量受电力系统稳定性和安全运行的限制,不能充分利用输电线发热温升允许值能达到的输电能力。另一方面,各国环保政策严格限制架设新输电线路,迫切要求提高现有输电线路的输电能力。提高交流远距离输电的极限传输功率的技术措施是减小线路的等效感抗和对电力系统运行参数(电压、电流、阻抗、功角、有功和无功功率)实现快速有效的调控,以提高电力系统的运行稳定性。在电力系统中引入电力电子装置对发电机、输电线的运行参数进行快速有效的调控,可以提高交流远距离输电的输电能力,确保电力系统的运行稳定性。此外,在输电线首端采用整流器将交流电变为直流电,在输电线末端再采用逆变器将直流电变为交流电,即在输电系统中引入两个电力电子变换器就可以实现直流远距离输电,从根本上解决交流输电功率受限于线路电抗过大影响发电机的稳定运行问题。此外,采用电力电子变换直流输电,还有可能减少输电线的建设成本,减少输电损耗,增加电力系统运行的可控性,获得巨大的技术经济效益。

4. 电力系统的经济、高效运行意义重大, 但实现全系统整体高效、最优经济运行十分困难

电力系统的运行涉及广大地域内国家大量能源的生产和消费, 节约能源意义重大。以我国为例, 如果将电力系统的能源损耗降低1%, 每年将节电几百亿kW·h。鉴于电力系统结构复杂, 地域辽阔, 不同地区、不同类型的发电机发电、输电成本不同, 对某一节点的负荷, 不同的输电线供电的经济性也不同。不同类型的高压、大功率被控设备和被控参数众多, 各地负荷又是不断变化的, 在不同时刻各地负荷不同的情况下, 电力系统中各地区不同类型的发电机应发送多少有功、无功功率, 各条主干输电线路应传输多少有功、无功功率, 电力系统的有功、无功的潮流分布如何才能实现全电力系统的发电、输电成本最低, 这些问题可归纳为: 在安全运行的前提下, 如何实现全系统发电成本最低, 输电线路、配电网功耗最小和运行费用最低的综合最优运行, 这也是传统电力系统的一大难题。在电力系统中采用电力电子技术, 引入电力电子补偿控制器以后, 就有可能利用电力系统的某些节点和线路上所采用的并联型阻抗补偿、电流补偿和串联型阻抗补偿、电压补偿, 有效地调控电力系统任意节点的电压和支路电流, 使电力系统配电、发电、输电系统有功、无功功率最优分布(潮流控制), 全系统在发电、输配电总体最优控制下实现经济、高效运行。

电力系统运行中由于三相负荷的不平衡、非线性、负荷的不断变化和电力系统中运行工况的改变, 以及电力设备不断投入、切除, 电力系统的电压、频率都不可能恒定不变。此外, 节点谐波电压、线路谐波电流, 也会严重危害电力系统设备的安全、优质运行。优质的发电、输配电和对用户提供电压、频率稳定的(或在允许偏差之内的)不间断供电, 也是电力系统的一个基本要求。在电力系统中采用电力电子补偿控制设备, 对电力系统的运行参数实时、适式的调控, 可以实现优质发电、输电和对用户的优质供电。

5. 电力系统中的用电设备(负载)需要各种类型大量的电力电子变换器供电, 实现各类负载不同工况的高效、优质、经济最优运行

我国电力系统公用电网只能提供50Hz固定电压的交流电源。通常不能满足电力系统中各类用电设备的最优工况要求, 例如异步电动机变速传动需要变频变压(VFVV)电源供电才能实现经济、优质运行。采用电力电子变换器对新型照明灯具供电时, 其电-光转换效率可成倍提高, 节省大量能源。电解、电镀设备需要可控的低压大电流直流电源供电, 有些负载需要高频电源(中、高频感应加热电源)、脉冲电源供电, 有些重要负载需要电能质量非常好的电源供电, 这都需要大量的电力电子变换设备、电力补偿控制设备和电能质量控制设备作为公用电网和用电设备之间的接口, 使用电设备能在其最优的供电电压幅值、频率甚至一定的波形工况下经济、高效、优质的运行。

6. 电力系统是广大地域内众多电力装备运行参数(变量)相互影响的快速时变系统, 全系统快速有效地统一协调控制十分困难

电力系统是国家最重大的能源生产、输配和消费系统, 基于以上电力系统的运行特点和运行问题, 电力系统的运行必须满足安全、经济、高效、优质四个基本要求。

电力系统遭受各种大扰动都是不可避免的, 不同时刻负荷所需的有功和无功功率都是时变的, 相应的, 电网中的节点电压幅值和相位, 线路有功功率、无功功率的大小和流向, 以及有功、无功损耗也随之不同。电能生产和消费的理想工况应该是任何时刻发电机在额定电压和频率下生产的有功、无功功率都与系统负荷在其额定电压(或指令电压)、额定频率下

消耗的有功、无功功率以及系统功耗平衡(相等),使电力系统的发电机在绝对恒速下同步稳定运行,同时电力系统中各节点和负荷的电压、频率为恒定的额定值(或指令值)。但是一旦出现有功功率不平衡和/或无功功率不平衡,破坏了系统的同步稳态运行,都会引起系统运行参数和运行工况时变而必须进行快速、有效、精确的调控。电力系统是一个结构庞大的众多运行变量强耦合、过渡过程时间很短的快速时变动态系统,系统中发电机、输电线和负荷电力设备数量众多,分布地域辽阔,系统中各节点电压、各支路电流、有功和无功功率、各发电机功率不平衡情况及其相对应的转子相对位置角、角速度和角加速度等众多运行参数的变化又相互影响。在传统电力系统中,由于缺乏有效的调控设备,且可控性差,很难实现对这些众多的运行参数的快速有效的协调控制。在传统电力系统中引入电力电子技术,在电力系统中的某些节点和支路中设置不同类型的电力电子补偿控制器,采用综合协调的控制策略,就有可能对电力系统中关键节点和支路的电压、电流的大小和相位,有功和无功功率以及发电机的运行情况进行快速有效的控制,确保电力系统的安全、稳定、高效、优质运行。

1.7 柔性电力系统的基本概念

电力系统是近百年来逐渐扩建、升压、联网发展起来的地域辽阔、结构复杂的庞大系统。系统结构不可能很合理,又缺乏快速、灵活有效的调控设备和调控技术,其运行参数、运行工况的可控性较差。在电力系统中,广泛应用以半导体开关器件为基础的电力电子技术,采用各类电力电子变换器和电力电子补偿控制器,可以有效地解决系统运行工况和运行参数的快速、连续、精确、灵活(柔性)协调控制问题,改善和实现电力系统的发电(含时变的风力发电、太阳能光伏发电等分布式电源并网发电)和储能、输配电和负荷用电的安全、经济、高效、优质运行。

1.7.1 柔性交流输电系统和配电系统

在图 1-12 所示的输电系统中,首、末端电压为 $\dot{V}_s$ 、 $\dot{V}_r$,相差角为 δ ,线路电抗为 X_L ,则传输功率 P_r 、 Q_r 为

$$P_r = \frac{V_s V_r}{X_L} \sin \delta, \quad Q_r = \frac{V_r (V_s \cos \delta - V_r)}{X_L}$$

改变电抗 X_L ,改变首、末端电压 $\dot{V}_s$ 、 $\dot{V}_r$ 的大小及相角差 δ 三个运行参数,即可调控输电线路传输的有功、无功功率。图 1-12a 中将电容 C 经机械开关 MCB(Mechanical Circuit Breaker)连接到线路中点 M(或末端 R 点),电容 C 向线路注入感性滞后无功电流(或线路向电容 C 流入容性超前无功电流)时,输电系统得到并联无功补偿,使流经线路的无功电流减小,减小了线路压降,提升末端电压 $\dot{V}_r$ 。如果接入了一个电感,则将减小末端电压 $\dot{V}_r$ 。这种并联补偿无功功率、改变电压,可调控输电功率。图 1-12b 中将电容 C 与机械开关 MCB 并联后,再串联在线路上,可使线路串联接入或切除容抗 X_c ,对线路进行串联电容补偿,从而改变输电线等效电抗,调控输电功率。在图 1-12c 中,电源变压器 TP₁ 的二次绕组电压 V_2 经

开关 MCB 和输出变压器 TP_2 ，在 A 相线路上串联插入一个补偿电压 ΔV_A ，使线路首端 A 相电压变为 $\dot{V}_{sAeff} = \dot{V}_{sA} + \Delta \dot{V}_A$ ，如果变压器 TP_1 的一次绕组接在电源 A 相电压上，则 $\Delta \dot{V}_A$ 应与 $\dot{V}_{sA}$ 同相，串联补偿电压 ΔV_A 只改变线路首端有效电压 V_{sAeff} 的大小，相位不变；如果变压器 TP_1 一次绕组接在电源 B、C 两相线电压 V_{sBC} 上，则 $\Delta \dot{V}_A$ 将与 A 相电源电压 $\dot{V}_{sA}$ 相差 90° ， $\Delta \dot{V}_A$ 将改变线路首端有效电压 V_{sAeff} 的相位角 δ ，从而改变线路传输功率。因此可以利用开关 MCB 的通、断控制，对输电线电压进行串联补偿，改变线路首端等效电压大小和/或相角，调控线路的传输功率。

传统电力系统中最基本的控制器件是机械式开关(或断路器)，如图 1-12a ~ c 中 MCB 所示。机械式断路器开关依靠触点的机械位移通、断电路，速度慢(例如通、断转换时间长达 20ms，在 50Hz 交流系统中 20ms 长达电压、电流瞬时值正弦变化 360° 的一个周期)，不可能按电源电压、电流的相位要求快速、精确的实现电路开通或关断，只能相隔很长时间实现一次慢速的接通、关断电路，更不可能在一个电源周期内高速多次地通、断电路。因此，机械开关不可能使图 1-12a ~ c 中并联补偿量、串联补偿量连续、快速地调控。

与机械开关不同，基于半导体 PN 结单向导电特性研制的固态电力电子开关器件，仅靠外加较小的电压或电流即能使之开通(从断态变为通态)或关断(从通态变为断态)。图 1-12d ~ f 中的 VT 是半控型半导体电力电子开关晶闸管，在外加驱动电流作用下立即开通，此后在一个电源周期中，电路电流为零时自然关断。图 1-12g ~ j 中的开关管 V 是全控型电力半导体开关，如绝缘栅双极型晶体管 IGBT，外加驱动电压后立即开通，撤除驱动电压后，立即关断。电力半导体开关的开通、关断时间仅为微秒级(几微秒到几十微秒)，比机械式开关快上千倍。在图 1-12d ~ f 中，在交流电源每个周期(20ms)中，可按电源电压的相位精确地改变晶闸管 VT 的触发开通点(相控)，从而改变一个电源周期中并联补偿输出的电流大小，或改变串联补偿输出的电压大小和传输线路的功角，实现输电线传输功率的快速、连续、精确调控。在图 1-12g、h 中，采用全控型开关构成电力电子变流器，在每个交流电压周期中，对四个开关管 V_1 、 V_2 、 V_3 、 V_4 进行实时、适式的高频脉冲宽度调控，即可调控变流器交流侧输出电压或电流的幅值和相位。在图 1-12g 中，若令变流器输出电压 $\dot{V}_i$ 与并联补偿点 M 的电压 $\dot{V}_M$ 同相，则变流器输出给线路的电流 I_L 为无功电流，将改变线路无功电流，实现并联无功补偿，这种并联补偿器被称为静止同步无功补偿器(STATCOM)。在图 1-12h 中，若指令变流器输出的电压 $\dot{V}_i$ 与 $\dot{V}_s$ 同相，则串联补偿电压 $\Delta \dot{V}$ 与 $\dot{V}_s$ 同相或反相， $V_{seff} = \dot{V}_s \pm \Delta V$ ，可调控线路首端电压 V_{seff} 的大小。若图 1-12h 中直流侧有直流电源 E ，则调控 $\dot{V}_i$ 的幅值和相位，使串联补偿电压 $\Delta \dot{V}$ 与 $\dot{V}_s$ 相差一个角度，则变流器既可向线路串联注入容性或感性电压和无功功率，又可与线路双向交换有功功率，使输电线的可控性更优良。因此，图 1-12h 被称为静止同步串联补偿器(SSSC)。图 1-12i 中是一种双变流器的串、并联综合补偿系统。并联变压器 PT_2 的二次绕组经变流器 II 输出直流电压 V_{dc} ，变流器 I 的交流侧输出串联补偿电压 $\dot{V}_{pq} = \dot{V}_p + \dot{V}_q$ ， $\dot{V}_p$ 是与 $\dot{i}$ 同相的有功电压， $\dot{V}_q$ 是与 $\dot{i}$ 正交的无功电压，在一个

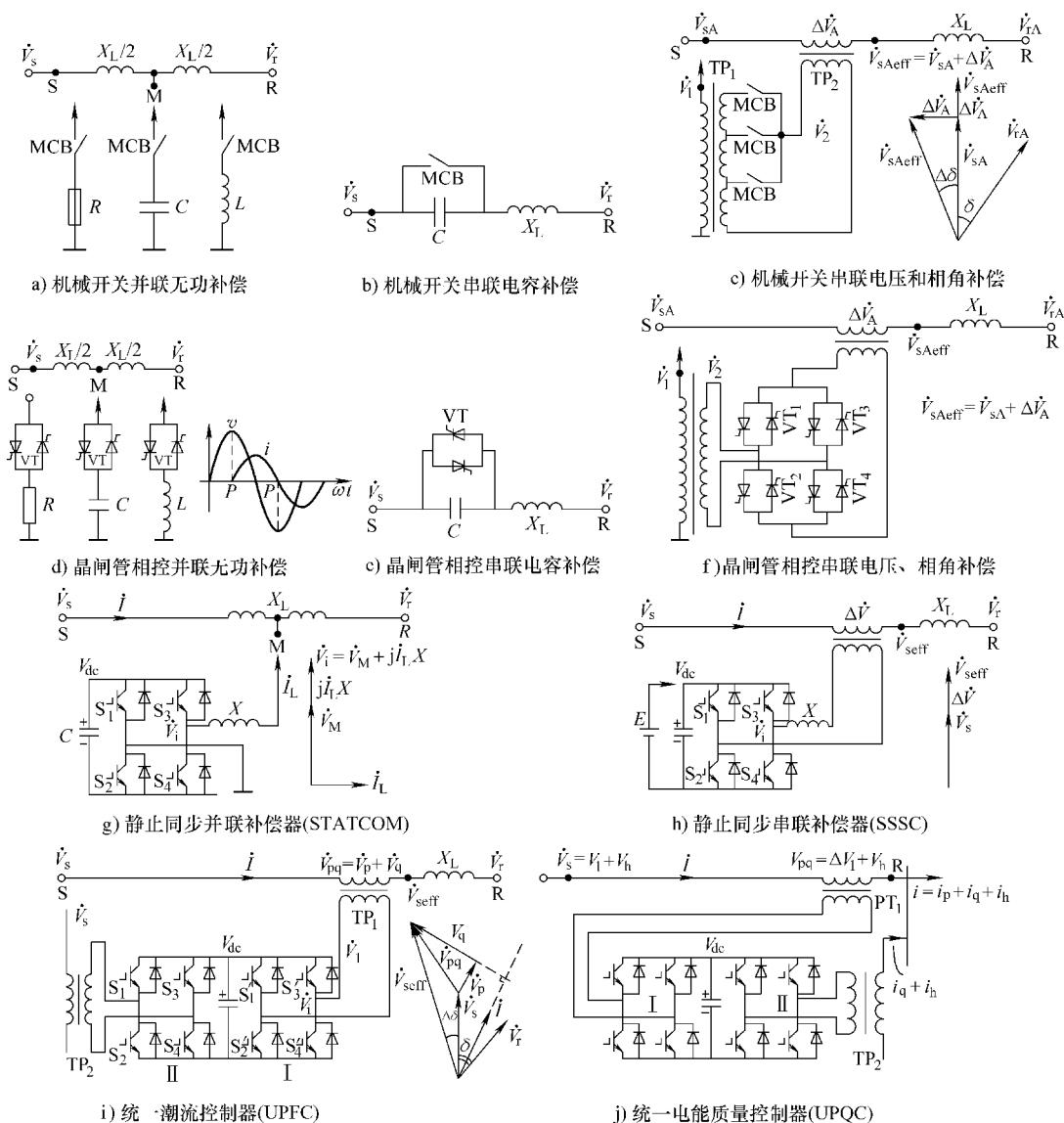


图 1-12 电力系统补偿控制基本原理

交流电压周期中,对变流器 I 的四个开关管进行改变脉冲宽度、高频地通、断控制,调控输出电压 $\dot{V}_2$ 的幅值和相位,改变串联补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 中的有功分量 $\dot{V}_p$ 和无功分量 $\dot{V}_q$,则变流器的输出既可调控线路有功功率,又可独立调控线路的无功功率。在图 1-12i 中,当变流器 I 向线路输出(或输入)有功功率时,应控制变流器 II 经变压器 PT_2 从电网输入(或输出)有功功率,使直流电压 V_{dc} 恒定不变。此外,无论变流器 I 向线路注入有功功率或从线路吸收有功功率,变流器 II 都可被控为独立地经变压器 PT_2 向电网并联输出或输入感性无功功率,具有独立并联无功补偿功能,因此,图 1-12i 由两个变流器构成的串、并联综合补偿系统被称为统一潮流控制器(UPFC)。在交流输电系统中引入电力电子变换和电力电子补偿控制技术,广泛应用类似图 1-12d ~ i 各类电力电子补偿控制器,将能使交流输电的可控性发生革命性

变革,使交流输电系统发展成为其运行工况和运行参数能实现快速、连续、精确、灵活的协调控制,确保交流输电系统的安全、经济、高效、优质运行。这种交流输电系统被称为柔性(灵活)交流输电系统(Flexible AC Transmission System, FACTS)。

除交流输电外,由半控型电力电子开关晶闸管构成类似图 1-12i 中所示的交流/直流-直流/交流两级变流系统,可实现直流输电。输电线首端的交流电压 V_1 经变流器 I 变换为直流电压 V_{dc} (整流),再经直流输电线路直流输电到线路末端,对变流器 II 供电,变流器 II 将直流再变换为交流电压 $\dot{V}_2$ (逆变),实现直流输电。由于电力电子开关型变流器具有优良的快速、连续、精确、灵活的可控性,这种直流输电系统具有优良的控制特性,也可视为一种柔性输电系统。

至今,电力系统的配电系统中仍广泛使用机械式断路器,控制配电电路或负荷支路的通、断。采用电力电子开关可以构成固态(电力电子)断路器或限流式固态断路器,不仅能快速通、断电路(包括快速切断故障支路,或实现重合闸),还可在短路支路中引入限流阻抗,限制短路电流。在配电网中引入限流式固态断路器取代机械式断路器,是从事电力装备研制和运行人员长期以来企盼的先进技术。限流式固态断路器、机械-电力电子混合型限流断路器对配电系统的安全运行,柔性化、智能化运行具有重大意义。

图 1-12d ~ 图 1-12i 中各类可用于柔性交流输电系统的电力电子变换器和补偿控制器,也同样适用于配电系统。由于配电系统电压较低,容量较小,柔性配电系统中的电力电子设备研制和推广应用实现难度要小得多,而用量大得多,有广阔的应用市场。

1.7.2 柔性发电及储能

同步发电机转子绕组直流励磁产生固定的随转子一起以恒速 N 旋转的磁场,在定子绕组产生频率恒定为 $f_s = N_p N / 60$ 的交流电动势(N_p 为磁极对数),运行中电动势频率 f_s 由转速唯一确定。早期转子直流励磁电流由直流发电机供电,现在已广泛应用由交流电源经开关型电力电子变换器(整流器)供电,改善了同步发电机电势的快速调控性能,也提高了发电机运行可靠性。当采用风力发电时,风况、风速是时变的,风力机的转速改变时,直流励磁的同步发电机电势大小和频率随之改变。为了使风电的频率固定,在不同风速时,必须强制风力机转速恒定,这不仅不能充分利用风能,也危害风电系统的安全运行。如果将风力发电机的转子直流励磁改为频率为 f_r 的三相交流电励磁,转子上三相交流励磁电流产生相对于转子的旋转磁场速度为 $N_r = 60f_r / N_p$,转子相对定子以速度 N 旋转,使转子磁场相对于定子绕组的速度为 $N + N_r$,这时,定子电动势频率将是 $f_s = N_p(N + N_r) / 60 = N_p N / 60 + f_r$ 。在转速 N 改变时,只要调控转子外加电动势、电流的频率 f_r ,即可使定子频率 f_s 恒定不变。频率为 f_r 的三相交流电可由电力电子开关型变流器得到,其输出频率为 f_r 的电压、电流容易实现快速、精确的调控,因而在实现充分利用风能、变速恒频发电的同时,也将转速的机械控制改进为电力电子变换器的控制,能显著地提高发电机组的快速可控性和运行安全性。

抽水储能电站在电力系统中已有较广泛的应用。电力系统负荷轻、用电量低谷期,发电机除对负荷供电外,仍以额定功率发电,将剩余功率向作为电动机运行的抽水储能电动机供电,电动机驱动水泵抽水储能。在负荷重、用电高峰期,发电机功率不够时,抽水储能电动机在发电机工况下运行,在水轮机驱动下发电机向系统供电。无论在水泵电动抽水储能或在

水轮机发电工况下运行时,水头水位高度不同时,要使电动水泵和水轮机发电的效率,都必须随水头水位高低的不同而改变电动机和发电机的转速。因此,在电源频率固定为 50Hz (或 60Hz) 情况下,只有采用转子交流励磁的变速恒频抽水储能和水力发电,才能提高运行效率,节省能耗。此外,抽水储能和水力发电的功率随转速的高低变化很大,转速变化 10% ~ 15%,功率变化可达一倍。因此,发电机改用交流励磁,依靠电力电子变换器对交流励磁绕组供电,不仅能改善发电机运行的可控性[快速、连续、精确、灵活(灵性)],还可较容易地扩大功率的调控范围。

太阳能光伏发电组件输出的直流电压也是时变的,需经电力电子变换后才能向负荷提供恒频恒压交流电。光伏电站、风力发电站等分布式电源并网运行时诸多的运行和控制问题,也都可通过电力电子技术妥善应对。为了使电力系统运行时时变的有功功率平衡或改善电能质量,电力系统需要有储能设备,电力电子变换器和补偿控制器又是许多储能系统(如超导储能系统)的关键设备。

1.7.3 负荷柔性用电及电能质量控制

1. 负荷电能质量补偿控制

感性负荷无功电流可降低电力系统发电机、变压器有功功率的利用率,增大系统的电压损耗,增大有功功率损耗和无功功率损耗,还会降低节点电压,影响供电质量。非线性负荷的谐波电流及谐波电压在系统电抗中会产生的谐波电压降,使节点电压含有谐波。谐波电流、电压,既危害电力系统的安全运行,又严重恶化负荷的供电质量。在电力系统中,特别是在负荷供电节点上并联注入谐波补偿电流,在负荷供电线路中串联注入谐波补偿电压,可以有效地改善负荷的供电质量。图 1-12g 中,如果令变流器的输出接在负荷 R 端,如果负荷电流含有谐波电流 i_h ,则只要调控变流器的输出电流 I_L 既含有无功补偿电流 i_q ,又含有谐波电流 i_h ,即 $I_L = i_q + i_h$,那么在并联无功补偿电流 i_q 的同时,可使电网线路中无谐波电流,从而不会在负荷端 R 点产生谐波电压。如果供电电源 S 点电压 V_s 中含有谐波电压 V_h ,则利用图 1-12h 的变流器输出电压 $\Delta V = -V_h$,串联补偿了 V_s 中的谐波电压,则负荷电压中就不再含有谐波电压。所以采用图 1-12g 和图 1-12h 中的变流器可以并联、串联补偿负荷无功电流、谐波电流和电网的谐波电压,这时变流器称为并联有源滤波器和串联有源滤波器。图 1-12i 中的双变流器(双变压器),若设置在负荷端 R 处,如图 1-12j 所示,变流器 I 经并联变压器 TP_1 向负荷节点输出无功和谐波补偿电流($i_q + i_h$),变流器 II 经串联变压器 TP_2 向线路串联注入基波补偿电压 ΔV_1 和谐波补偿电压 V_h ,则构成统一电能质量控制器(UPQC),既能补偿负荷的无功电流、谐波电流,又能补偿线路节点的基波电压和谐波电压。

2. 负荷柔性用电——用户定制电力

电力系统直接由电网的恒频(50Hz)、恒压(如 380/220V 或 10.5kV 等)交流电对用电设备(负荷)供电,往往不能满足不同负荷最优运行工况的要求。例如电力系统中用电量最多的驱动风机、水泵的笼型异步电动机,把电能变为机械能的最优工况常常需要电动机变速传动。但 50Hz 恒频、恒压电源直接对电动机供电时不可能经济有效地实现笼型异步电动机的变速传动,而采用变频变压电源供电,在变速运行时,其电能利用率(电能转换为机械能的效率)较恒频恒压供电时高 20% ~ 30%。在电力系统中用电量居第 2 位的照明,采用电力电子变换器对新型照明灯具供电,其光电效率比 50Hz 恒压供电时高几倍。把电能变为热能时

(如中频、高频感应加热炉),采用电力电子变换和控制技术亦可获得显著的节能效益。用电负载不直接使用电网的恒频恒压交流电,采用电力电子变换器以后再对负荷供电,在很多应用领域、很多运行工况下在节能获得经济效益的同时还能减小用电设备中变压器、电抗器的尺寸,节省原材料,改进产品质量,提高劳动生产率,有利于环保。电网电压经变频、变压后再给用电设备供电有可能更经济、有效地利用电能,获得显著的技术经济效益。这种可控、更灵活的用电系统称之为柔性用电系统。柔性用电量占全国发电总量的比重被国外专业人士看作是一个国家电力技术进步的主要标志之一。至今,美国发电站生产的全部电能中经电力电子变换后再供负荷使用的比例已在70%以上,预计到21世纪20~30年代美国发电站生产的全部电能都将经电力电子变换和处理后再供负荷使用。

20世纪60年代中期,电力系统中晶闸管相控整流最早应用于同步发电机的励磁。从20世纪70年代开始,以电力半导体开关器件为基础的电力电子变换器和各种补偿控制器,迅速应用于电动机传动控制,并逐步应用于低压电力系统。随着电力电子技术的发展进步,特别是较高电压、大电流半导体开关器件的问世,电力电子技术在电力系统中的应用逐步发展。晶闸管相控整流器和有源逆变器组成的直流输电系统,晶闸管构成的静止并联型无功补偿器、串联补偿器、由晶闸管控制变压器二次电压的串联电压幅值和相位补偿器,由全控型开关器件构成的电压源型电力电子补偿控制器等也已相继在电力系统应用或试用。由双变流器构成的统一潮流控制器、统一电能质量控制器和超导磁体储能系统也都在研制和小规模的试用。

在传统的交流输电系统中采用电力电子技术,引入了各种电力电子变换器和电力电子补偿控制器,可实现快速、连续、精确、灵活控制的交流输电系统被称为柔性(灵活)交流输电系统。在整个电力系统(包括发电、输电、配电系统和用电系统)中引入了各种电力电子变换器、电力电子补偿控制器,可实现包括发电、储能、输电、配电和用电全电力系统工况和运行参数快速、连续、精确、灵活、广域信息网络化有效控制的电力系统,可称之为智能化的柔性(灵活)电力系统(Flexible Power System, FPS)。由传统电力系统发展到柔性电力系统将是电力系统发展史上的一个革命性变革,将使电力系统的运行更加安全、经济、高效、优质,同时也将推动电力电子技术在更高水平上的发展。

第2章 半导体开关型电力电子变换

2.1 实现电力变换和补偿控制的两类技术

在电力系统中，发电机向负载提供的电源是电压数值和频率都近于恒定的单相或三相交流电。但是，用电设备的类型、功能千差万别，它们对电能的电压数值和频率要求各不相同。为了满足一定的生产工艺和流程的要求，确保产品质量，提高劳动生产率，降低能源消耗和提高技术、经济效益，负载供电电源的电压大小、频率甚至波形都必须满足该用电设备的不同要求。这就要求电力系统中必须有各类电力变换器，能将发电机生产的、经输电系统供给的恒频、近似恒压的交流电变换为负载最佳工况所需的另一种特性和参数(频率、数值、相位和波形)的电。此外，在地域辽阔、结构庞大、复杂的电力系统中，为了电力系统(发电、输电、配电)的安全、经济、高效、优质运行，需要在一定的线路上和电网节点处配置不同类型的电力补偿器，补偿控制电力系统中的阻抗、电压、功率等运行参数，例如电压补偿控制器、无功电流补偿控制器、电力系统稳定控制器等电力补偿控制器。因此，现代电力系统中，除发电机、交流变压器(只能实现交流电压幅值变换而不能改变频率)、输配电网络和各种开关电器设备外，必须有各种其他类型的电力变换器和电力补偿控制器。

早期，仅采用铁心变压器实现交流电压大小变换和采用发电机或电动机、发电机组实现电力变换和补偿控制。现今广泛应用的是采用电力电子开关器件实现电力电子变换和补偿控制。

1. 采用电动机、发电机组实现电力变换和补偿控制

20 世纪 60 年代以前，电压频率变换一般只能靠电动机、发电机组(即变流机组)来实现。

图 2-1 所示为交流电变直流电的直流发电机组。三相交流电网的 50Hz 电源，经起动器给交流异步电动机供电，异步电动机带动直流发电机，发出负载所需的直流电。一个电压闭环控制系统通过监测直流输出电压 V_D ，并与电压给定值 V_D^* 相比较后控制直流发电机的励磁绕组电流 i_f ，使直流发电机在交流电动机转速波动或直流负载大小变化时也能使其输出电压 V_D 保持为负载要求的给定值 V_D^* 。

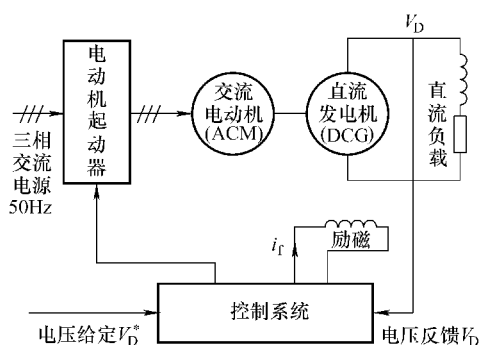


图 2-1 交流电动机、直流发电机组实现交流-直流变换

图 2-2 是将公用电网 50Hz 恒频、恒压交流电变为频率、电压都可变的交流电的交流变流机组。

交流异步电动机带动直流发电机，将 50Hz 交流电变为直流电，再将直流电供给直流电动机，直流电动机再带动交流发电机，发出电压、频率都可控的交流电。检测交流发电机输出的频

率 f_L ，反馈控制直流发电机的励磁电流 i_{f1} ，可以改变直流发电机的输出电压（也是直流电动机的输入电压），从而改变直流电动机的转速 N ，即可控制交流发电机的频率 f_L 。同时，检测交流发电机的输出电压 V_L ，反馈控制其励磁电流 i_{f2} ，可控制交流发电机的输出电压 V_L 为给定值 V_L^* 。图2-2实际上是两个电动-发电机组的串联使用，第一个是交流电动机(ACM)-直流发电机(DCG)的直流发电机组，将交流电变成直流电；第二个是直流电动机(DCM)-交流发电机(ACG)的交流发电机组，将直流电变为交流电。

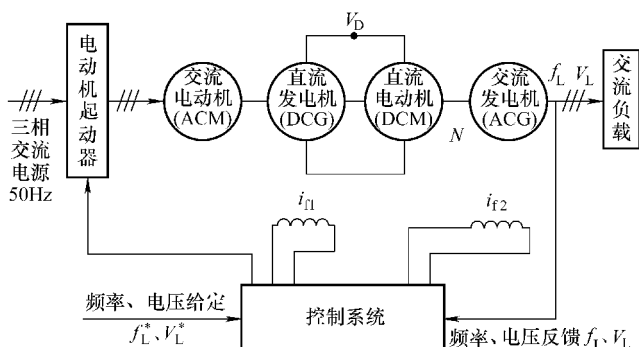


图2-2 直流发电机组和交流发电机组实现交流-交流电压、频率变换

采用电动-发电机组可以实现交流-直流、交流-交流变换，利用空载运行的同步电动机还能实现交流电力系统中无功功率的补偿控制。

图2-3a给出了一个三相交流电网供电的同步电动机，同步电动机空载运行，即电动机无机械负载。若控制其直流励磁电流 i_f ，可使其同步电动势 E 大于电网电压 V_s 。在图2-3c中， $\dot{I}$ 为从电网流入电动机的电流， $\dot{I}$ 的有功分量为 $\dot{I}_p$ ，与 $\dot{V}_s$ 同相，即电动机从电网输入有功功率 $P = V_s I_p$ ， $\dot{I}$ 的无功分量 $\dot{I}_Q$ ，超前 $\dot{V}_s 90^\circ$ ，则从电网输入到电动机的容性无功功率或者说电动机向电网送出的感性无功功率 $Q = V_s I_Q$ 。由于电动机空载，有功功率 P 仅用于电动机的空载损耗， P 值很小， I_p 很小，故由图2-3b所示的等效电路可得到电压平衡方程为

$$\dot{V}_s = jX\dot{I} + \dot{E} = jX(\dot{I}_p + \dot{I}_Q) + \dot{E} \quad (2-1A)$$

$$I_p \approx 0 \text{ 时 } \dot{V}_s = jX\dot{I}_Q + \dot{E} \quad (2-1B)$$

$I_p = 0$ 时，如果电动机过励磁， i_f 大，以致 $E > V_s$ ，则如图2-3e所示，电动机输入的容性无功功率或向电网输出的感性无功功率 $Q_L = V_s(E - V_s)/X$ 。

$I_p = 0$ 时，如果电动机欠励磁， i_f 小，以致 $E < V_s$ ，则如图2-3f所示，电动机输入的感性无功或向电网输出的容性无功功率 $Q_C = V_s(V_s - E)/X$ 。

因此，控制接在交流电网上空载运行的同步电动机的励磁电流 i_f ，即可使之成为一个对电网实现无功补偿（容性、感性都可连续调控）的无功功率补偿器，或称之为无功功率发电机。

采用变流机组实现频率、电压变换，或采用同步电动机实现电力系统无功补偿控制，缺点很多，如耗费的钢、铜材料多，重量、体积大，环节多，维护工作量大，效率低，噪声大，控制准确度和响应速度都不甚理想。为了改进电力变换技术，20世纪30年代就提出了利用电路开关的通、断控制实现电力变换的控制思想，但是由于没有快速通、断电路的大功率开关器件，这种开关型电力变换技术直到最近30多年有了半导体电力开关器件后才得到实际应用。

2. 利用电力电子开关器件实现电力电子变换和电力补偿控制

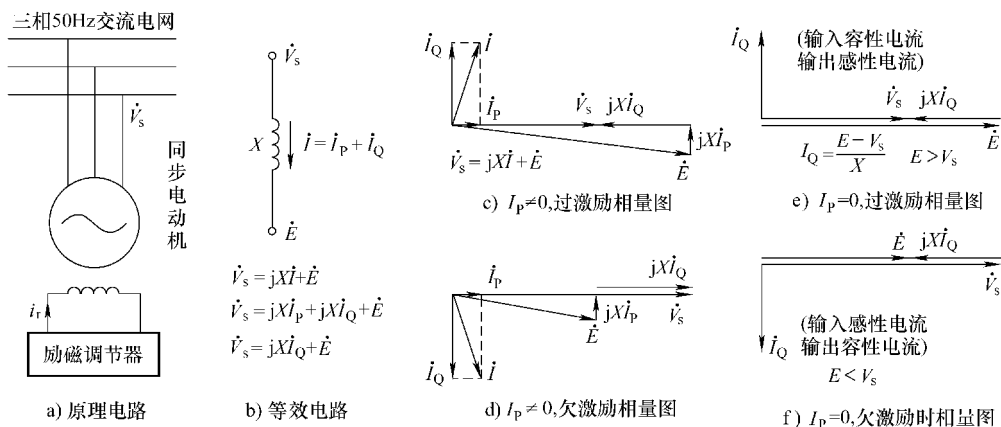


图 2-3 无功功率发电机

以往电路中设置电路开关只是为了将用电负载接通电源或者切断电源, 开关仅用于控制负载是否得电工作, 如图 2-4a 所示。当需要负载工作时, 接通开关 S_1 、 S_2 , 电源电压 v_s 经开关直接接至负载, 负载电压 $v_0 = v_s$ 。当开关 S_1 、 S_2 断开时, $v_0 = 0$, 负载失电, 停止工作。如果不仅要求电源电压正向加至负载, 使负载电压 $v_0 = v_s$, 而且还要求电源电压能反向加至负载, 使 $v_0 = -v_s$, 则可采用如图 2-4b 所示由四个开关 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 所组成的 H 桥式开关电路。电源 v_s 接至开关电路的输入端 A、B, 开关电路的输出端 C、D 接负载, 这时开关电路有三种工作情况:

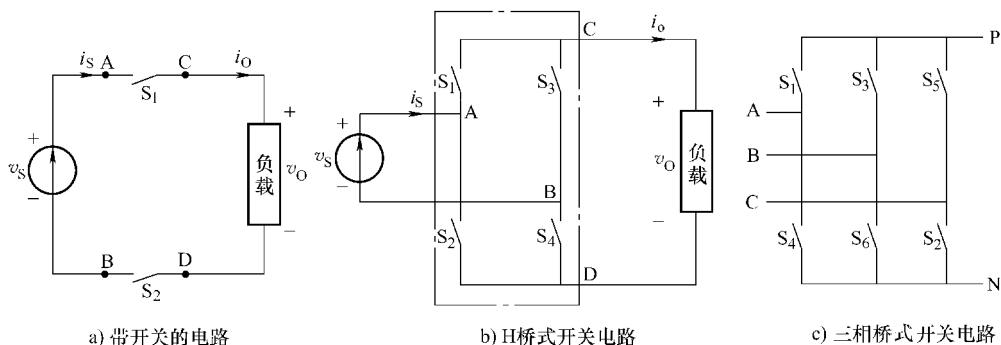


图 2-4 基本开关电路

1) 当 S_1 、 S_4 导通, S_2 、 S_3 阻断(断开)时, 电源正端 A 经 S_1 接至负载正端 C, 电源负端 B 经 S_4 接至负载负端 D, 即电源正、负端经开关 S_1 、 S_4 与负载正、负端 C、D 直接连接。这时经开关电路输出至负载的电压 $v_0 = +v_s$, 负载电流 i_0 也就是电源电流, $i_0 = i_s$ 。

2) 当 S_2 、 S_3 导通, S_1 、 S_4 阻断(断开)时, 电源正端 A 经 S_2 接至负载负端 D, 电源负端 B 经 S_3 接至负载正端 C, 即电源正、负端经开关 S_2 、 S_3 与负载正、负端交叉连接, 这时开关电路输出至负载的电压 $v_0 = -v_s$, 输出电流 $i_0 = -i_s$ 。

3) 当 S_1 、 S_2 导通(S_3 、 S_4 阻断)或 S_3 、 S_4 导通(S_1 、 S_2 阻断)时, 开关电路输出至负载的电压 $v_0 = 0$, 这时负载与电源脱离, 如果负载电流是感性电流, 则可经 S_1 、 S_2 或经 S_3 、 S_4 继续流动。

假定 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 均为全控型(其导通和阻断都是可控的)、可双向导电的理想开关,它们具有以下理想特性:

- ① 导通时开关两端的等效电阻为零,电压降为零,开关导通时功耗为零。
- ② 阻断时开关两端的等效电阻为无限大,漏电流为零,开关阻断时功耗为零。
- ③ 从导通状态转变为阻断状态或阻断状态转变为导通状态都是瞬时完成的,过渡时间

为零。
那么,在任意瞬间,开关电路的输入电压 v_s 与开关电路的输出电压 v_o 有以下函数关系:

$$v_o = S v_s \quad (2-4)$$

式中, S 被称为开关状态变量,其值取决于开关电路中四个开关的通、断状态:

- ① S_1 、 S_4 导通, S_2 、 S_3 阻断期间: $S = 1$, $v_o = v_s$, 电源经开关电路与负载直接连接。
- ② S_2 、 S_3 导通, S_1 、 S_4 阻断期间: $S = -1$, $v_o = -v_s$, 电源经开关电路与负载交叉连接。
- ③ S_1 、 S_2 导通, S_3 、 S_4 阻断, 或反之 S_3 、 S_4 导通, S_1 、 S_2 阻断期间: $S = 0$, $v_o = 0$, 负载与电源脱离。

如果令 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 四个开关按一定的时间顺序,周期性地处于导通→阻断→导通→阻断交变状态,且每次导通和阻断的持续时间都恰如其分,那么图 2-4b 所示的开关电路就成为一个电压变换器。在开关状态变换时,电源电压的瞬时值或被直接引至负载,或被反向引至负载,或者使负载脱离电源而使负载电压的瞬时值为 0。这时,在一个完整的开关电路通、断控制周期中,开关电路输出电压 v_o 的波形,不仅取决于该周期中电源电压的瞬时值,而且与整个周期中开关变量 S 的变化规律有关,控制开关变量 $S(t)$ ($S = +1, -1$ 或 0),即可通过开关电路将一定的电源输入电压 $v_s(t)$ 变为负载所需的另一种电压 $v_o(t)$ 。

图 2-4c 给出了三相桥式开关电路。如果 P、N 端接有直流电源,对图中的 6 个开关 $S_1 \sim S_6$ 进行适时、适式的通、断控制,则在其输出端 A、B、C 可以获得任意波形的三相交流电压、电流,实现直流-三相交流电力变换。如果将 A、B、C 三端分别并联(或串联)接入电力系统,则可向电力系统(或三相负载)输出任意波形的三相电流(或电压),对电力系统进行并联(或串联)补偿。如果 A、B、C 三端接交流电源,对 6 个开关器件进行适时、适式的通、断控制,则可在 P、N 两端输出大小可控的正向或反向直流电压,实现三相交流-直流电力变换和补偿控制。

采用电力电子开关器件实现电力变换和电力补偿控制,与采用发电机或电动-发电机组相比具有明显的技术和经济优势。但要实现这种开关型电力变换和电力补偿控制,这些开关电路中开关器件的通、断速度必须很快。因为即使交流电频率不高,例如 $f = 50\text{Hz}$,开关工作的半周期 $T_s/2$ 也只有 0.01s ,为此要求开关的开通和关断过程的动作时间远小于 0.01s ,因为这半个周期 0.01s 中应包括开关器件导通状态和阻断(截止)状态时间,以及“开通”、“关断”过程。如果取通态、断态工作时间占 0.01s 的 95%,则剩余的 $0.01\text{s} \times 5\% = 0.5\text{ms}$ 的时间可用于“开通”和“关断”两个过渡过程。不难想象,常规机械式开关不可能做到这么快,因此企图用机械式开关来实现电力变换是绝对不可能的,唯一的出路就是研制电力电子开关器件。1957 年以后发展起来的半导体电力开关器件,如晶体闸流管(SCR 或 Thyristor)、电力 MOS 场效应晶体管(P-MOSFET)、双极结型电力晶体管(Bipolar Junction Power Tran-

sistor, BJT 或 BJPT)、门极可关断晶闸管(Gate Turn-Off Thyristor)、绝缘门极双极型晶体管(Insulated - Gate Bipolar Transistor, IGBT)、集成门极换流晶闸管(Integrated Gate Commutated Turn-Off-Thyristor, IGCT)、MOS 控制晶闸管(MCT)、静电感应晶体管(SIT)以及静电感应晶闸管(SITH)等大功率半导体开关器件,都具有很快的开关速度,其中最慢的也不到 0.1ms,最快的不到 0.1 μ s。相应的开关电路中开关的工作频率最低的晶闸管也可在几百赫兹以上,最快的(P-MOSFET)其工作频率可达到几百千赫兹以上。这些开关器件具有不同等级的额定电流和电压值,其中最大的额定工作电流可达 6000A 以上,电压可达 8kV 以上。利用这些大功率半导体开关器件组成各种类型的开关电路,采用大规模集成电路芯片和微处理器组成控制系统,利用现代控制技术对开关器件进行实时、适式的高频通、断控制,就可以实现电力的各类变换和控制。

2.2 电力电子开关器件

半导体器件如二极管、三极管等按其使用功能可分为两类:

- 1) 用于信息变换和处理的微电子器件。微电子器件集成电路是现代信息电子技术的基础。
- 2) 用于电力变换和补偿控制的电力电子开关器件。电力电子开关电路是电力电子技术的基础。

在电力电子变换和电力电子补偿电路中,各种电力半导体器件,如电力二极管、晶闸管及 MOSFET、IGBT 等都是作为电路中的开关使用,这时半导体器件仅处于饱和导电的完全通态,或处于无导电能力、完全截止的断态,因而称之为电力半导体开关器件。由半导体电力开关器件构成的能实现电力变换和电力补偿的电路被称为电力电子开关电路。电力电子开关电路连同其触发、驱动环节,输出、输入滤波器及控制系统就构成了各类电力电子变换器和电力补偿控制器(也被称为变流器或换流器)。

图 2-5 给出了至今已得到广泛应用的 7 种电力半导体开关器件:

- 1) 二极管(Diode, D);
- 2) 双极型晶体管(Bipolar Junction Transistor, BJT);
- 3) 晶闸管(Thyristor, T; 可控硅 SCR, Silicon Controlled Rectifier);
- 4) 门极可关断晶闸管(Gate Turn-off Thyristor, GTO);
- 5) 电力 MOS 场效应晶体管(Power - Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor, P-MOSFET);
- 6) 绝缘门极双极型晶体管(Insulated - Gate Bipolar Transistor, IGBT);
- 7) 集成门极换流晶闸管(Integrated Gate Commutated Thyristor, IGCT)。

电力电子开关器件与机械开关一样,有两种开关状态:通态(等效电阻近似为零)和断态(等效电阻近似无限大)。有两种过渡状态:开通(从断态过渡到通态)和关断(从通态过渡到断态)。其主要优点是开通、关断过程很快,适宜于电力变换和控制;主要缺点是“通”不全通(1~3V 电压降),“断”不全断(有很小的漏电流),因而通态损耗较大,断路时不能完全隔离电路。

为了使电力电子开关器件开通(从断态转为通态),有些类型开关管如 MOS 管、绝缘门

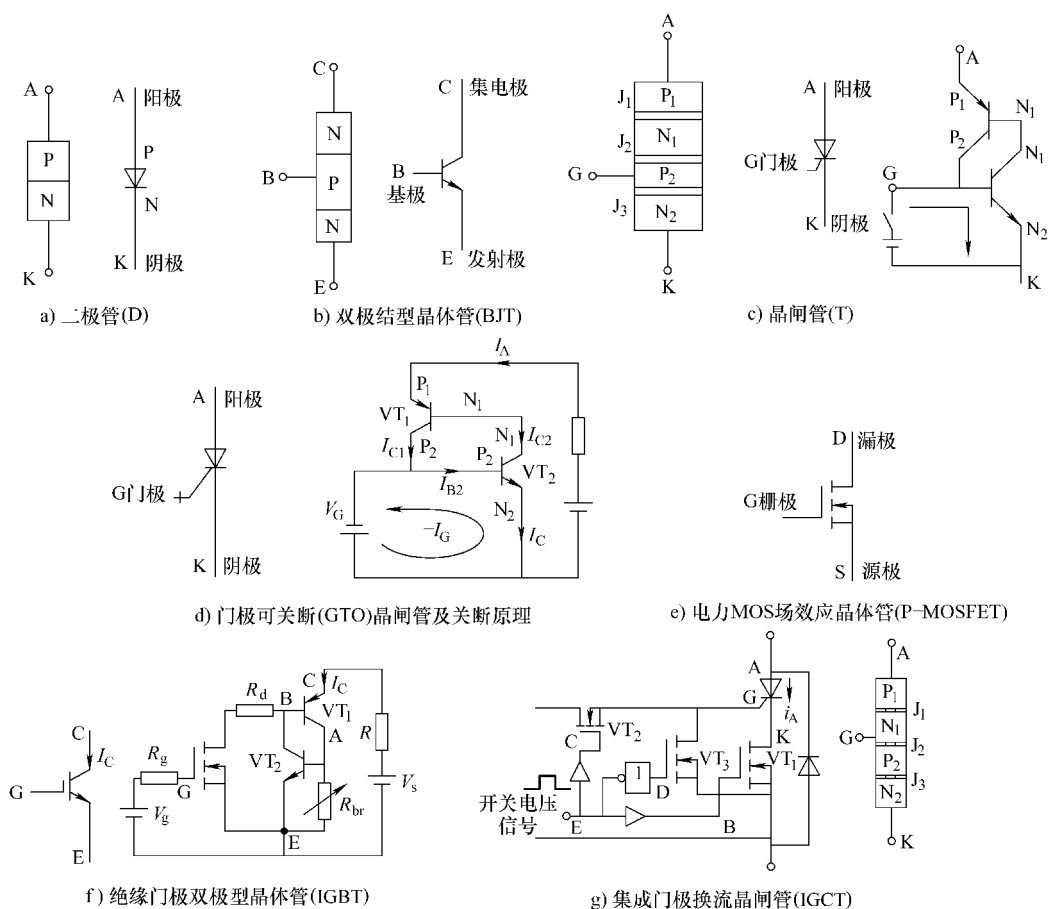


图 2-5 主要开关器件符号、等效电路

极双极型 IGBT，只要求在其门极上施加正向电压形成正电场即可；而另一些开关管如 BJT，则必须向门极注入控制电流(或驱动电流)。有些开关管如晶闸管 T，只要向其门极注入一个幅值和宽度足够的脉冲触发电流即可令其开通，此后即使撤除外电路注入的触发电流，它也能保持通态；而有的开关管如 BJT、IGBT 等，在通态时一旦撤除控制电流、电压，则立即从通态转为断态。因此不同类型的电力电子开关器件，其开通和关断所需要的驱动(或触发)电压、电流和关断电压、电流是不完全相同的。

图 2-5 所示的 7 种电力电子开关器件特性简况见表 2-1。

1. 以上 7 种电力电子开关器件按其开通、关断可控性的不同可分为不可控、半控和全控三类

① 不可控器件。图 2-5a 所示由半导体 PN 结构成的二极管 D 是唯一的不可控开关器件，其阳极 A 与阴极 K 之间有正向外加电压时，自然地导电而处于通态，当阳极 A 与阴极 K 之间无外加电压或有反向电压时，二极管处于断态。

二极管已广泛应用于不控整流，实现交流 - 直流变换，在电路中也可用作断流二极管，在逆变电路中用作反馈二极管。二极管结构简单，其电压、电流额定值都可做得很高，如 6 ~ 8kV，5 ~ 6kA。

② 半控器件。图 2-5c 所示以四层半导体 PN 为基本结构的普通晶闸管 T(SCR)是唯一

的半控型电力电子开关器件。晶闸管阳极 A 与阴极 K 之间有正向电压，同时在其门极 G 和阴极 K 之间外加正向触发脉冲电流 I_g 后，SCR 从断态转入通态。可以通过施加触发电流 I_g 的时刻控制其导通起始时刻。SCR 导通后，撤除 I_g ，SCR 仍继续处于通态。门极只能控制其导通而不能控制其关断。要使处于通态的 SCR 转入断态，除非使其阳极 A 与阴极 K 之间的电压 V_{AK} 为零或反向，阳极电流减小到维持电流 I_H 以下。在交流整流电路中，电源电压周期性地过零变负，使通态的 SCR 电流降为零，SCR 自然地由通态转入断态，所以 SCR 广泛地应用于 AC-DC 相控整流和有源逆变以及 AC-AC 变换。在直流电源供电的 DC-DC、DC-AC 变换电路中，电源电压不可能为零、变负，要使 SCR 从通态转入断态必须设置强迫关断电路，或者利用谐振电路使已处于通态的 SCR 电流为零而关断 SCR，或者利用负载反电动势过零变负使其关断，这都使电路复杂化且工作可靠性降低。所以现在直流电源供电的 DC-DC、DC-AC 变换电路一般都不再用半控器件普通晶闸管。晶闸管只能实现开通控制而不能靠门极实现关断控制，故称为半控器件。

表 2-1 各类电力电子器件比较表

器件名称	可控性	控制要求	触发驱动功率	工作频率	正向电压降	工作电压电流
二极管 D	不控	无	无		不大	大
晶闸管 T(SCR)	半控	脉冲电流开通	不大	不高	不大	大
BJT	全控	持续电流驱动导通	大	较高	较大	中
GTO 晶闸管	全控	正脉冲电流开通、 负脉冲电流关断	关断脉冲 电流大	不高	不大	较大
P-MOSFET	全控	持续电压驱动通态	小	高	大	小
IGBT	全控	持续电压驱动通态	小	较高	不大	中
IGCT	全控	正脉冲电压开通 负脉冲电压关断	小	较高	不大	大

1957 年美国通用电气公司首先研制出 300V/16A 晶闸管，至今已有 50 年。晶闸管在电力电子开关器件中有最高的额定工作电压和额定电流(例如 8kV/6kA)，也是应用最广泛的电力电子开关器件，其制造工艺成熟，价格也相对不高。其工作稳定可靠，特别是可以多个直接串联使用，因此在有交流电源的高压大功率电力电子电路中是首选器件。

③ 全控型器件。除二极管 D 和半控型晶闸管 SCR 外其他 5 种器件都是全控型器件，即通过门极(或基极或栅极)是否施加驱动信号，既能控制其开通又能控制其关断。

2. 图 2-5 中的 7 种开关器件，根据开通和关断所需门极(栅极)触发或驱动要求的不同，开关器件又可分为电流控制型开关器件和电压控制型开关器件两大类

7 种开关器件中，除不可控器件二极管外，其他 6 种可控器件中 SCR、BJT 和 GTO 晶闸管为电流驱动控制型器件，P-MOSFET、IGBT 和 IGCT 为电压驱动控制型器件。6 种开关器件通、断控制要求如下：

① 普通晶闸管只要求脉冲电流触发其开通，并不要求有持续的门极电流保持其通态，脉冲电流的持续时间只要 3 ~ 5 倍 SCR 的开通时间就足以使其从断态可靠地转入通态。当然，阳极、阴极之间必须有外加正向电压。

② GTO 晶闸管要求有正的脉冲电流触发其开通，负的脉冲电流使其关断，并不要求

有持续的正、负门极电流保持其通态或断态。

现今 GTO 晶闸管产品的额定电流、电压已超过 6kA/6kV, 8.2kV/2.5kA, 在 10MVA 以上的特大型电力电子变换装置中已有不少应用。

③ 晶体管 BJT 要求有正的、持续的基极电流开通并保持为通态, 当基极电流为零后, BJT 关断。但为了加速其关断, 最好能提供负的脉冲电流。为了使其可靠地截止, 最好加负基极电压。

电力晶体管 BJT 由于其结构所限, 其耐压难于超过 1800V, 现今商品化的电力晶体管 BJT 其额定电压、电流大都限于 1200V/1000A, 其工作频率可达 10kHz。

④ P-MOSFET 和 IGBT 要求有正的持续的栅极(或门极)驱动电压使其开通并保持为通态, 最好有负的、持续的栅极(或门极)电压使其加速关断并保持为可靠的断态。IGBT 是一种复合器件, 它的输入控制部分为 MOSFET, 输出级为双极结型晶体管, 因此兼有 MOSFET 和电力晶体管的优点: 高输入阻抗, 电压控制, 驱动功率小, 开关速度快, 工作频率可达 10~40kHz(比电力晶体管高), 饱和压降低(比 MOSFET 小, 与电力晶体管相当), 电压、电流容量较大, 安全工作区较宽。目前 2.5kV、3.3kV、4.5kV、800~2.4kA 的 IGBT 都有产品, 可供几千 kVA 以下的高频电力电子装置选用。IGCT 只要求有正、负脉冲电压控制其通、断状态。

电压型驱动器件的驱动功率都远小于 SCR、GTO 晶闸管和 BJT 等电流型开关器件, 驱动电路也比较简单可靠, 开关过程损耗小, 允许的工作频率高。

3. 按照半导体电力开关器件内部电子和空穴两种载流子参与导电的情况之不同, 开关器件又可分为单极型器件、双极型器件和复合型器件

P-MOSFET 开关器件中只有一种载流子(电子或空穴)参与导电, 故称为单极型器件; 二极管、晶闸管、GTO 晶闸管、BJT 中, 电子、空穴两种载流子均参与导电, 故称为双极型器件。IGBT(MOS 管控制的晶体管)是由 MOSFET 和晶体管复合而成, 因此是复合型电力电子器件。单极型器件都是电压驱动型全控器件。IGBT 的驱动输入部分是 MOSFET, 因此 IGBT 是电压驱动型全控器件。电压驱动型器件的特点是输入阻抗高、所需驱动功率小、驱动电路简单、工作频率高, 但通态电压降要大一些。双极型器件大都是电流驱动型器件, 电流驱动型器件的共同特点是通态压降小、通态损耗小, 但所需驱动功率大, 驱动电路比较复杂, 工作频率较低。

目前广泛应用的开关器件中, 电压、电流额定值最高的可控开关器件是 SCR(8kV, 6kA), 其次是 GTO 晶闸管(6kV/6kA、8kV/2.5kA), IGCT(4.5kV、4kA), 再次是 IGBT(3.3kV/4.5kV, 800V/2.4kA)、BJT(1.2kV/1kA), 最小的是 P-MOSFET。允许工作频率最高的是 P-MOSFET, 其次是 IGBT、IGCT 和 GTO 晶闸管, 最低的是 SCR。近十多年来 BJT 已逐渐被 IGBT 所取代, 今后在中、高电压大功率应用领域, IGCT 可能会取代 GTO 晶闸管。

半导体开关是利用外加触发驱动电流或电压, 改变半导体器件的导电性能而使其处于通态和断态。与普通由触头接通、分离的机械开关相比有两个特点; 第一, 其开通和关断过程比机械开关快几千倍到几万倍, 因此它可以在很高频率下通、断电路, 实现电能变换和控制; 第二, 处于通态时, 其等效电阻不可能绝对为零而有 1~3V 左右的饱和管电压降, 处于断态时仍有很小的漏电流, 而绝非理想的通态和断态。断态不理想所产生的漏电流(微安级)一般均可忽略不计, 通态不理想所产生的管电压降的功耗发热在设计和使用中却不容忽

视。

在电力电子变换和控制电路中,开关器件在通态和断态之间周期性转换,要求开关器件开通、关断时间短,通态压降小,断态等效电阻大、漏电流小,器件能承受较大的 dv/dt 和 di/dt ;在任何瞬间其承受的电压、电流均不应超过允许值,电压、电流的乘积所对应的功耗不超过发热温升所允许的限定值,器件无论在开通、关断过程中以及在通态、断态时均不超出器件的安全工作区。

从器件的应用手册可以查到各类不同型号器件的各种特性参数和安全工作区。据此,设计者可根据所需的电力变换的类型和特性要求、供电电源情况(DC 或 AC 电压大小、频率等)以及各类开关器件的优缺点,对性能和所需投资综合分析评估,合理地选用开关器件。

用于电力变换电路中的半导体开关器件,其电压、电流的额定值都比较高,因而称为电力电子开关管。其正向导通流过额定电流 I_{FR} 时的电压降 V_{FR} 一般为 $1 \sim 2V$, 这比变换电路的额定工作电压要小得多,因此在分析计算电力变换电路特性和波形时,开关管正向电压降 V_{FR} 一般可忽略不计。当开关管加反向电压时,只要反向电压小于其击穿电压 V_{BR} , 则反向电流仅为反向饱和电流,其值远小于正向导电额定电流 I_F (例如小上万倍),所以在分析电力变换电路电压、电流关系时开关管的反向电流也可以忽略不计。因此,电力电子开关管可视为一个正方向单向导电、反方向阻断电压的静态单向电力电子开关。与机械开关相比,电力电子开关的通、断速度极快,但其缺点是:处于断态时,等效电阻并非无限大,因而有一定的漏电流,并不能实现完全地断路隔离;而处于通态时,其等效电阻并不为零,因此正向导电时尽管电压降很小,但正向导电时正向电流的功耗及其发热却不容忽略。在电力电子变换器中半导体电力开关器件的功耗、发热及散热都需要妥善处理。

电力电子器件研制和应用中的一个共同趋势是模块化。现在国内外厂商已能供应各种电力电子开关模块。电力电子开关模块是把同类的开关器件或不同类多个开关器件,按一定的电路拓扑连接并封装在一起的开关器件组合体,有的组合还能直接实现一定的电力变换功能(如整流、逆变)。模块化可以缩小开关电路装置的体积、降低成本、提高可靠性,便于电力电子变换器的设计、研制。更重要的是,由于各开关器件之间的连线紧凑,减小了线路电感,在高频工作时可以简化对缓冲电路和保护的要求。电力电子开关模块又称为功率模块(Power Module)。最常见的拓扑结构有串联、并联、单相桥、三相桥以及它们的子电路,而同类开关器件的串、并联目的是要提高整体额定电压、电流。

电力电子器件发展的另一个趋势是将电力电子开关器件与电力电子变换器控制系统中的某些信息电路环节(如工作状态和运行参数的检测、驱动信号的生成和处理、缓冲电路、故障保护和自诊断等)制作在一个整体芯片上,称之为功率集成电路(Power Integrated Circuit, PIC)。不同的 PIC 由于其侧重的性能、要求不同,有的被称为高压集成电路(High Voltage IC, HVIC),有的被称为智能功率集成电路(Smart Power IC, SPIC)或智能功率模块(Intelligent Power Module, IPM)。在 PIC 中,高、低压电路(主电路与控制电路)之间的绝缘或隔离问题以及开关器件模块的温升、散热问题一直是 PIC 发展的技术难点。PIC 把电力电子变换和控制系统中尽可能多的硬件以芯片的形式封装在一个模块内,使之不再有额外的引线连接,不仅极大地方便了使用,而且能大大降低系统成本,减轻重量,缩小体积,把寄生电感减小到几乎为零,大大提高电力电子变换和控制的可靠性, PIC 实现了电能与信息的集成。今后 PIC 将使电力电子技术发生革命性的变革。现在将 IGBT 及其辅助器件,驱动、保护电

路集成在一起的 IPM 已在中、小功率电力电子变换器中得到应用。使用 IGBT 的 IPM 其额定值已达 4500V、1000A 或 3300V、1200A，较大功率的 IGCT 模块也已开始应用。PIC 实现了电能变换和信息处理的集成化，它与高频化、数字化一样是电力电子变换和控制技术的发展方向。

从第一个电力半导体可控开关晶闸管发明(1957 年)至今 50 年间，半导体电力开关器件的类型、电压、电流额定值及特性已经有了重大发展和改进。近半个世纪中，半导体开关器件一直使用硅材料，硅是 20 世纪下半叶最成功、最成熟的电力半导体器件材料，但硅材料半导体器件的临界击穿电场强度并不高，器件阻断电压不高。基于多年的研究结果得知：宽禁带半导体材料如碳化硅(SiC)、氮化镓(GaN)等，其临界击穿电场强度比硅高上 10 倍，器件的工作温度可达 300℃，PN 结耐压易于做到 5kV，通态电阻小，导热性也很好，其本征半导体载流子浓度比硅小十几个数量级，故漏电流特别小。一旦解决材料提纯和结晶工艺方面的问题，碳化硅、氮化镓器件的微细加工工艺和高温运行的外围技术获得突破，那么以碳化硅、氮化镓等为材料的电力电子器件将很快实用化，那时电力电子技术在高压、大功率应用中将会有有一个飞跃发展。

2.3 电力电子开关电路的基本类型

将电力电子开关器件直接串接在电路中，可像机械开关一样用于通、断电路，其开通、关断电路的时间比机械开关快上千倍，只要其电压、电流额定值足够，其运行的安全、可靠性不低于机械开关。但电力电子器件更广泛的应用是将电力电子开关器件，按照一定的方式排列、组合、连接，构成不同类型的电力电子开关电路，实现不同类型的电力电子变换或电力补偿控制。

1) 按照开关电路功能的不同，可分为电压变换(升压或降压)电路，频率变换电路和电压、电流、阻抗补偿控制电路三种。频率变换电路是将频率为 f_1 的电压 V_1 ，变换为频率为 f_2 的电压 V_2 。如果 $f_1 \neq 0$ (交流电)，而 $f_2 = 0$ (直流电)，则此开关电路将把交流电能变为直流电能，实现整流；若 $f_1 = 0$ (直流电)，而 $f_2 \neq 0$ ，则此开关电路将把直流电能变为交流电能，实现“逆变”。因此整流、逆变都可视为变频的特例。若 $f_1 \neq 0$ ，且 $f_2 \neq 0$ ，则此开关电路将实现交-交直接变换。

开关型电压、电流、阻抗补偿控制电路可向电力系统提供运行指令所要求的可控的电压、电流(有功、无功)和阻抗补偿。

2) 按照开关电路采用开关器件的不同，电力电子开关电路可分为不控型开关电路(采用不可控开关管二极管)，相控型(采用半控型开关管晶闸管)开关电路和开通、关断全控型脉冲宽度调制(Pulse Width Modulation, PWM)或脉冲频率调制(Pulse Frequency Modulation, PFM)三种开关电路。

3) 按照电路的基本拓扑结构的不同，电力电子开关电路有两开关(或单臂)开关电路、单相 H 桥(四开关)电路和三相桥(六开关)电路等三类基本拓扑结构。

以下几节将介绍具有不同的电路结构、采用不同的开关器件、能实现不同功能要求的最常用的几种基本电力电子开关电路。

2.4 电压变换基本开关电路

电压变换电路有两类：直流电压变换电路和交流电压变换电路。在交流电路中，电源电压周期性的过零、反向，故可采用半控型开关晶闸管，由触发脉冲的相位控制晶闸管的开通延时，从而调控交流输出电压，但在直流电源系统中，电源电压不会过零，故此应采用全控型开关管控制电路的开通和关断，实现直流电压变换。

2.4.1 直流降压(Buck)电路

图 2-6 所示直流降压电路中，全控型开关管 S_1 (例如 IGBT) 周期性地处于通、断状态。在一个开关周期 T_s 中 (T_s 包括开通和关断、通态和断态两个过渡期和两个稳态期)， S_1 的通态时间若为 T_{on} ，此时 $V_2 = V_D$ ，对负载供电。导通比(或占空比) $D = T_{on}/T_s$ 。在 S_1 断态时期 T_{off} ， i_L 经 VD 续流， $V_2 = 0$ 。由于图 2-6 中在一个开关周期中，电感 L 的直流电压平均值为零， v_o 的直流电压平均值 V_o 应等于二极管 VD 两端电压 v_2 的直流平均值 V_2 ，即

$$V_o = V_2 = V_D T_{on}/T_s = D V_D < V_D \quad (2-5)$$

$$D = T_{on}/T_s = T_{on}/(T_{on} + T_{off}) < 1 \quad (2-6)$$

改变 S_1 导通的占空比值 $D(T_{on}/T_s)$ 即可调控输出直流电压，实现直流-直流降压变换。

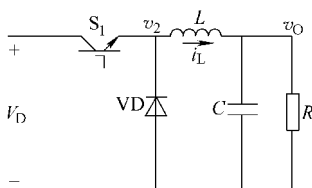


图 2-6 直流降压电路

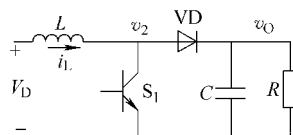


图 2-7 直流升压电路

2.4.2 直流升压(Boost)电路

在图 2-7 中，全控型开关管 S_1 周期性地导通， S_1 闭合时 i_L 线性上升，历时 T_{on} ，这时输出电压为电容电压， $v_o \doteq v_c$ ，随后 S_1 处于断态，历时 T_{off} ， i_L 经 VD 续流， i_L 下降， di_L/dt 为负值，这时有

$$v_o = V_D - di_L/dt = V_D + L |di_L/dt| > V_D$$

根据一个周期 $T_s = T_{on} + T_{off}$ 中， S_1 通态期 (T_{on}) i_L 的增量 Δi_+ 应等于 S_1 断态期 (T_{off}) i_L 的减小量 Δi_- ，可求得直流升压值：

$$S_1 \text{ 导通的 } T_{on} \text{ 期间 } V_D = L di_L/dt = L \Delta i_+ / T_{on}, \quad \Delta i_+ = \frac{V_D}{L} T_{on} = \frac{V_D}{L} D T_s$$

$$S_1 \text{ 关断的 } T_{off} \text{ 期间 } V_o - V_D = L \left| \frac{di_L}{dt} \right| = L \frac{\Delta i_-}{T_{off}}, \quad \Delta i_- = \frac{V_o - V_D}{L} T_{off} = \frac{V_o - V_D}{L} (1 - D) T_s$$

$$\text{由于 } \Delta i_+ = \frac{V_D}{L} D T_s = \Delta i_- = \frac{V_o - V_D}{L} (1 - D) T_s$$

由此得到输出直流电压为

$$V_o = \frac{V_D}{1-D} > V_D \quad (V_D \text{ 为输入电压}) \quad \left(D = \frac{T_{on}}{T_s} < 1 \right) \quad (2-7A)$$

改变 VT_1 的导通占空比 $D(T_{on}/T_s)$ 即可调控输出直流升压值 V_D ，实现直流升压变换。

2.4.3 交流-交流晶闸管相控电压变换电路

图 2-8 中 v 为交流电源电压，采用半控型开关管晶闸管 VT_1 、 VT_2 ，在交流电源 v 正半波时相位角 $\omega t = \alpha$ 时触发开通 VT_1 ，则输出负载电压 $v_o = \sqrt{2}V_1 \sin \omega t$ ，当 $\omega t = \pi$ ， $v_o = 0$ 时，电路电流 $i_R = 0$ ， VT_1 自行关断。待 $\omega t = \pi + \alpha$ 时，触发开通 VT_2 ，则电源负半波电压又输出到负载 $v_o = v = \sqrt{2}V_1 \sin \omega t$ ，直到 $\omega t = 2\pi$ ， $v = 0$ ， $i_R = 0$ ， T_2 自行关断。若 VT_1 、 VT_2 的触发开通相位角为 α (以 $v = 0$ 为起点的触发延迟角或相控角为 α)，则图 2-8b 中的正弦波输入电压仅图中的阴影部分为输出电压 v_o 。 v_o 是与交流电源电压 v 同频率的交流电压。输出电压 v_o 的有效值 V_o 显然要小于输入电压 v 的有效值 V_1 ，因此对 VT_1 、 T_2 的触发延迟角进行相位控制能实现交流-交流电压变换。

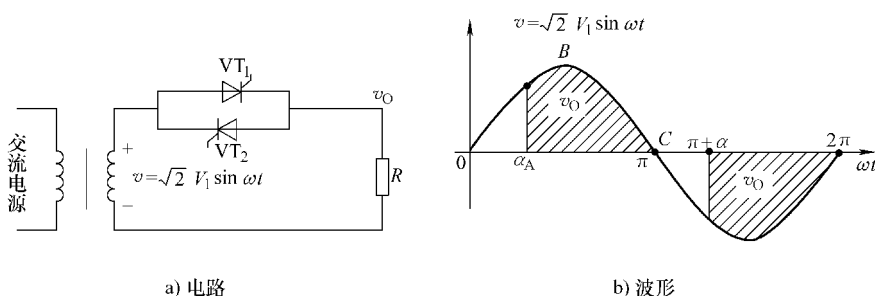


图 2-8 交流-交流降压电路

由图 2-8b 所示电压 v_o 的波形 ABC 可求得 v_o 的有效值 V_o 为

$$V_o = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (\sqrt{2}V_1 \sin \omega t)^2 d(\omega t)} = V_1 \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin \alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} < V_1 \quad (2-8)$$

改变触发延迟角 α ，即可调控输出的交流电压有效值，实现交流-交流电压变换。

图 2-8 交流相控降压电路中的负载为电阻-电感性负载时，电路的分析要复杂些。晶闸管相控三相交流电压变换电路在电力系统并联和串联无功补偿控制中已得到较广泛应用。

2.5 三相桥晶闸管相控整流和有源逆变电路

2.5.1 三相桥相控整流电路工作原理

采用晶闸管的三相桥式相控整流和有源逆变电路已得到广泛应用，特别是在大功率高压电力电子变换如直流输电等领域得到广泛应用。为了简明地论述基本工作原理，在以下分析中假设：

- 1) 交流系统是频率和幅值都恒定的三相对称正弦电压源；
- 2) 开关器件或称阀具有理想特性，即通态正向压降和断态漏电流都可以忽略；
- 3) VT_1 、 VT_2 、 $\dots$ 、 VT_6 6 个桥阀以 $1/6$ 基波周期的等相位间隔依次被轮流触发；

4) 直流电路中的直流平波电抗器的电感 L 很大, 直流侧输出电流中的纹波可以略去, 直流电流可近似为理想直流。

图 2-9 所示为晶闸管三相桥相控整流和有源逆变电路的原理电路图。图中 L_1 为从交流电压源到相控整流桥的每相等效电感, 6 个桥臂已按正常轮流导通次序编号。若将 6 个晶闸管改为 6 个二极管, 则为三相桥不控整流电路, 各个二极管在其阳极电位高于阴极电位时自然导通, 否则自然关断。但在晶闸管相控整流电路中, 晶闸管阀只有在承受正向电压、同时其门极又得到触发信号时才开始导通, 它一经导通, 即使除去触发信号, 仍保持导通状态, 直至承受反向电压时电流降为零后才会关断, 需经过一个阻断能力的恢复期(高压大功率晶闸管约为几十到几百微秒), 待通态时管中的导电载流子完全复合后才能恢复其正向阻断能力。

若 V_1 为交流相电压有效值, $V = \sqrt{3}V_1$ 为线电压有效值, 则图 2-9a 和 b 中有

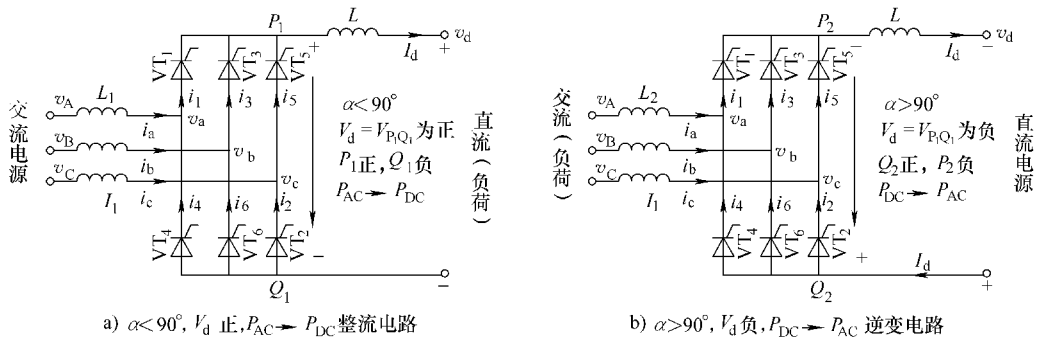


图 2-9 三相相控整流及有源逆变电路

相电压:

$$\begin{aligned} v_A &= \sqrt{2}V_1 \sin \omega t \\ v_B &= \sqrt{2}V_1 \sin(\omega t - 120^\circ) \\ v_C &= \sqrt{2}V_1 \sin(\omega t + 120^\circ) \end{aligned} \quad (2-9)$$

线电压:

$$\begin{aligned} v_{CB} &= v_C - v_B = \sqrt{2}V \sin(\omega t + 90^\circ) \\ v_{AB} &= v_A - v_B = \sqrt{2}V \sin(\omega t + 30^\circ) \\ v_{AC} &= v_A - v_C = \sqrt{2}V \sin(\omega t - 30^\circ) \end{aligned} \quad (2-10)$$

三个相电压 v_A 、 v_B 、 v_C 依序相差 120° , 线电压 v_{AB} 、 v_{AC} 、 v_{BC} 、 v_{BA} 、 v_{CA} 、 v_{CB} 依序相差 60° 。

1. 交流电感 $L_1 = 0$ 、三相桥整流电路触发延迟角 $\alpha = 0$ (或不控整流) 时的基本特性

在图 2-10a 中, 若 $L_1 = 0$ 则 v_a 、 v_b 、 v_c 就是 v_A 、 v_B 、 v_C , 因此有

相电压:

$$\begin{aligned} v_a &= v_A = \sqrt{2}V_1 \sin \omega t \\ v_b &= v_B = \sqrt{2}V_1 \sin(\omega t - 120^\circ) \\ v_c &= v_C = \sqrt{2}V_1 \sin(\omega t + 120^\circ) \end{aligned} \quad (2-11)$$

线电压:

$$\begin{aligned} v_{cb} &= v_{CB} = v_C - v_B = \sqrt{2}V\sin(\omega t + 90^\circ) \\ v_{ab} &= v_{AB} = v_A - v_B = \sqrt{2}V\sin(\omega t + 30^\circ) \\ v_{ac} &= v_{AC} = v_A - v_C = \sqrt{2}V\sin(\omega t - 30^\circ) \end{aligned} \quad (2-12)$$

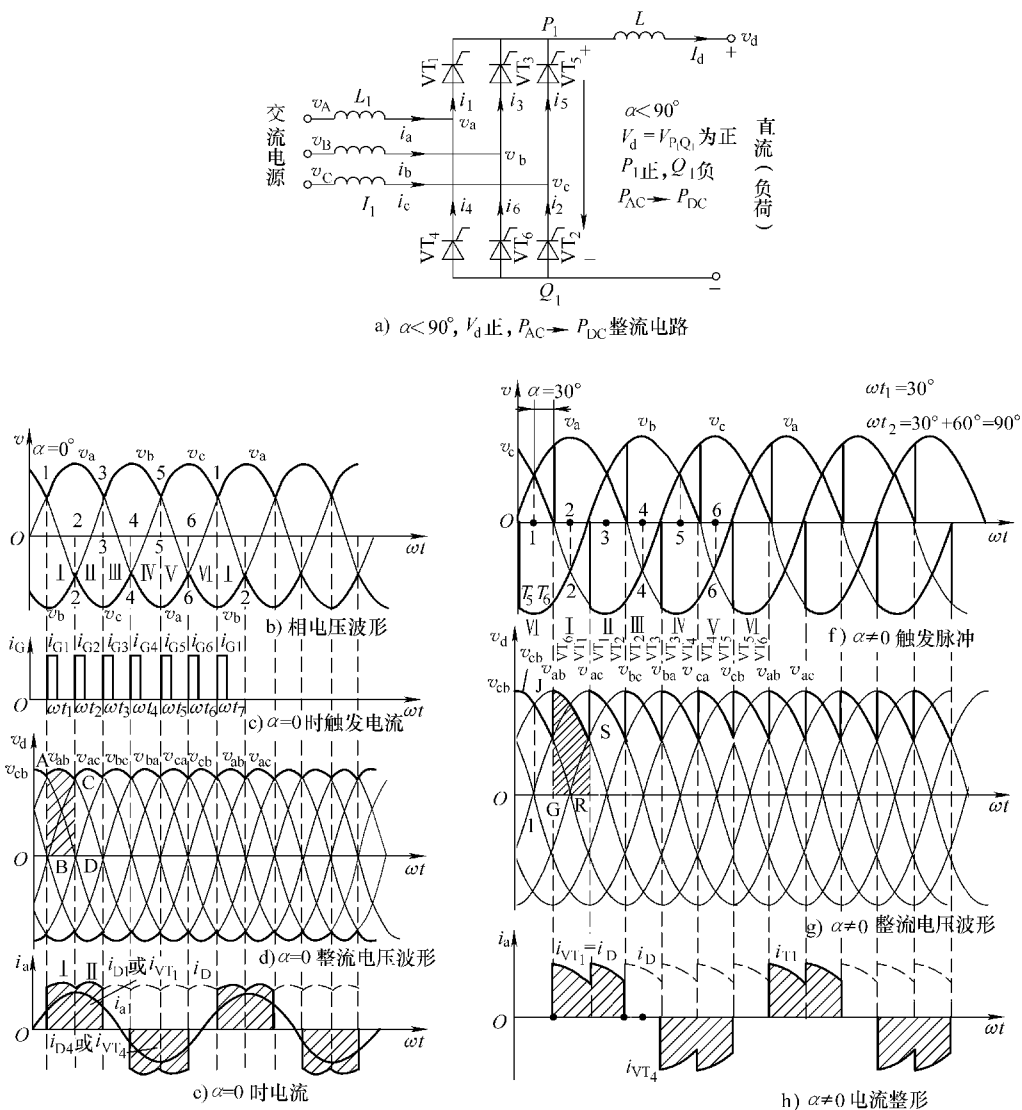


图 2-10 三相桥触延迟角 $\alpha=0$ (或不控整流) 及 $\alpha=30^\circ$ 、 $L_1=0$ 时波形

图 2-10a 中, 若将 6 个晶闸管改为 6 个二极管, 则为三相桥二极管不控整流电路, 由于二极管是不可控开关器件, 当它承受正向电压作用时立即自然导通, 承受反向电压时, 立即自然关断, 所以图 2-10a 为三相二极管不控整流时, v_a 、 v_b 、 v_c 三相中哪一相电压瞬时值最正时该相上的二极管就自然导通, 哪一相电压瞬时值最负时, 该相下的二极管自然导通。如图 2-10b 中在 1 点之前 C 相电压最高, C 相的上管 VT₅ 导通, 使 P₁ 点电位 $V_{P1} = v_C$, 由于这时 v_C 高于 v_a 、 v_b , 故 VT₁、VT₃ 承受反压而关断。过了图中的 1 点, v_a 高于 v_b 、 v_c , 故 A 相

的上管 VT_1 承受正向电压导通, 一旦 A 相 VT_1 导通, $V_{p1} = v_a > v_c$, 反压关断 C 相的 VT_5 , 所以 1 点是由 C 相 VT_5 导电自然过渡到 A 相 VT_1 导电的自然换流(换相)点。同理, 3 点是 A 相上管 VT_1 到 B 相上管 VT_3 的自然换流(换相)点, 5 点是 B 相上管 VT_3 到 C 相上管 VT_5 的自然换流(换相)点。对于三相下管 VT_6 、 VT_4 、 VT_2 , 2 点是 B 相 VT_6 到 C 相 VT_2 的自然换流点, 4 点是 C 相 VT_2 到 A 相 VT_4 的自然换流点, 6 点是 A 相 VT_4 到 B 相 VT_6 的自然换流点。由图 2-10b 和图 2-10d 可知在 1、3 两点之间的 120° 期间(I、II 时期), A 相上管 VT_1 导电, $V_{p1} = v_a$; 若直流负载电流为 I_d , 则 $i_a = i_{T1} = I_d$, 在 4、6 两点之间的 120° 器件(IV、V 时期), A 相下管 VT_4 导电, 则 $i_a = i_{T4} = -I_d$, 因此交流相电流 i_a 是图 2-10e 所示的 120° 脉波电流, 其基波电流 i_{a1} 正好与相电压 v_a 同相, 因此不控整流时电源基波功率因数角 $\phi = 0$, $\cos\phi = 1$ 。幅值为 I_d , 120° 脉宽的 i_a 其傅里叶级数表达式为

$$i_a(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left\{ \sin\omega t - \frac{1}{5}\sin 5\omega t - \frac{1}{7}\sin 7\omega t + \frac{1}{11}\sin 11\omega t + \frac{1}{13}\sin 13\omega t \cdots \right\} \quad (2-13)$$

基波电流有效值 $I_1 = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d$ 。 i_a 中除基波 $i_{a1} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \sin\omega t$ 外还含有 5、7、11、13 各次谐波。三相不控整流且 $L_1 = 0$ 时, 任何时刻, 电路中 6 个二极管中仅有一相上管和另一相下管同时导电, 三相输出的整流电压 v_d 是某个线电压片断, 如图中粗线所标出的 v_{cb} 、 v_{ab} 、 v_{ac} 、 v_{bc} 、 v_{ba} 、 v_{ca} , 在一个交流电源周期 $T = 2\pi$ 中, 直流输出电压 v_d 由 6 个相同的脉波组成(每个脉宽 $360^\circ/6 = 60^\circ$), 例如在 1、2 两点间 VT_6 、 VT_1 同时导电时(图中的时期 I), VT_1 导电使 $v_{p1} = v_a$, VT_6 导电使 $v_{Q1} = v_b$, 直流输出电压 $v_d = v_{p1Q1} = v_{p1} - v_{Q1} = v_a - v_b = v_{ab}$, 即图 2-10d 中的 BACD 脉波, 因此三相桥不控整流或在自然换流(换相)点 1、2 点触发开通 VT_1 、 VT_2 , 在交流电源线电压有效值为 V 、交流回路电感 $L_1 = 0$ 时, 直流输出电压 v_d 在 $\pi/3$ (60°) 期间平均值为

$$V_d = \frac{1}{\pi/3} \int_{30^\circ}^{30^\circ+60^\circ} v_{ab} d(\omega t) = \frac{3}{\pi} \int_{30^\circ}^{90^\circ} \sqrt{2} V \sin(\omega t + 30^\circ) d(\omega t) = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} V = 1.35V \quad (2-14)$$

输出直流电压瞬时值 v_d 是每个电源周期 $T(2\pi)$ 中有 6 个脉波的周期函数, 除直流分量(即平均值 V_d)外, 还含有 $n = 6k$ 次电压谐波($k = 1, 2, 3, \cdots$ 时, $n = 6, 12, 18, \cdots$), 其 n 次谐波电压 v_n 的幅值 V_{nm} 为

$$V_{nm} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V \cos(k\pi) \frac{2}{36k^2 - 1} \quad (2-15)$$

三相不控整流相当于图 2-10c 和图 2-10d 所示在自然换流点 1、2、3、 $\cdots$ 、6 对 6 个晶闸管 VT_1 、 VT_2 、 $\cdots$ 、 VT_6 施加触发脉冲, 如果以自然换相点 1、2、3、 $\cdots$ 、6 作为各晶闸管触发脉冲滞后角 α 的起点, 则三相不控整流就相当于 $\alpha = 0$ 的相控整流工况。表 2-2 是三相桥式 $\alpha = 0$ 相控整流或不控整流时的工况表。

2. $L_1 = 0$ 、 $\alpha \neq 0$ 时三相桥相控整流基本特性

不考虑交流回路的电感 L_1 , 则无换流重叠, 电流从某相一个开关管转移到另一相另一个开关管瞬间完成。图 2-10f 中 1 点对应的 $\omega t_1 = 30^\circ$, 若晶闸管触发延迟角为 α (α 的计算起点定义为图 2-10f 中相电压的交点即自然换相点 1、2、3、4、5、6), 图 2-10f 中在 ωt 尚未到达 1 点($\omega t_1 = 30^\circ$)以前, 电动势 v_c 的瞬时值最高, 电动势 v_b 最低(负得最多), 接于这两相间的阀 VT_5 和 VT_6 正处于通态, 输出电压 $v_d = v_c - v_b = v_{cb}$, 其余四个阀因承受反向电压而

表 2-2 三相桥式全控整流电路在 $\alpha=0$ 或三相桥不控整流时的工况

时区段	I ($\omega t_1 \rightarrow \omega t_2$)	II ($\omega t_2 \rightarrow \omega t_3$)	III ($\omega t_3 \rightarrow \omega t_4$)	IV ($\omega t_4 \rightarrow \omega t_5$)	V ($\omega t_5 \rightarrow \omega t_6$)	VI ($\omega t_6 \rightarrow \omega t_7$)
导通的共阴极管	VT ₁	VT ₁	VT ₃	VT ₃	VT ₅	VT ₅
导通的共阳极管	VT ₆	VT ₂	VT ₂	VT ₄	VT ₄	VT ₆
整流输出电压 v_d 为 $v_d = v_{P1} - v_{Q1}$	$v_{ab} = v_a - v_b$	$v_{ac} = v_a - v_c$	$v_{bc} = v_b - v_c$	$v_{ba} = v_b - v_a$	$v_{ca} = v_c - v_a$	$v_{cb} = v_c - v_b$

处于断态。在 $\omega t = \omega t_1 = 30^\circ$ (即 1 点) 以后, 电动势 v_a 最高, 使共阴极组中的阀 VT₁ 开始承受正向电压而有开通的可能, 但这时 VT₁ 尚未被触发开通, VT₁ 仍关断, VT₅ 仍继续导通, 因此在 $\omega t_1 = 30^\circ \sim 30^\circ + \alpha$ 期间, 输出直流电压仍为 $v_d = v_c - v_b = v_{cb}$ 。经过触发延迟角 α 后, 在 $\omega t = 30^\circ + \alpha$ 时, 阀 VT₁ 接到触发脉冲开始导通, 这时阀 VT₆ 仍处于通态, 电流通过阀 VT₁、负载和阀 VT₆ 形成回路。若交流回路电感 $L_1 = 0$, 则阀 VT₁ 导通后, $i_a = i_{VT_1}$ 立即从零上升到 I_d 。阀 VT₅ 即因承受反向电压而被关断。 $i_c = i_{VT_5}$ 从 I_d 瞬降为 0, 因此从 $30^\circ + \alpha$ 开始电流 I_d 瞬从 VT₅ 转到 VT₁, 此后 VT₆、VT₁ 导通输出电压 $v_d = v_a - v_b = v_{ab}$, 过了 2 点以后, 电动势 v_c 最低, 但从 2 点开始, VT₂ 仍未开通, 再经触发延迟角 α 后, $\omega t = 30^\circ + \alpha + 60^\circ = 90^\circ + \alpha$ 后, 阀 VT₂ 导通, 阀 VT₆ 关断, 电流通过 VT₁ 和 VT₂ 形成回路, $v_d = v_{ac}$ 。接下去是阀 VT₃ 代替阀 VT₁ 导通, 电流继续通过阀 VT₂、VT₃ 和负载形成回路, $v_d = v_{bc}$ 。依次下去, 阀的导通顺序是: VT₃ 和 VT₄ ($v_d = v_{ba}$), VT₄ 和 VT₅ ($v_d = v_{ca}$), VT₅ 和 VT₆ ($v_d = v_{cb}$), VT₆ 和 VT₁ ($v_d = v_{ab}$), VT₁ 和 VT₂ ($v_d = v_{ac}$), 如此周而复始。任何时刻有一个上管 (VT₁ 或 VT₃ 或 VT₅) 导通, 有一个下管 (VT₂ 或 VT₄ 或 VT₆) 导通。每个开关管导通 $120^\circ (2\pi/3)$ 。每个电源周期中换流 6 次, 输出整流电压也是周期为 $\pi/3 (60^\circ)$ 的六脉波电压。若直流回路电感 L 很大, 则直流电流 I_d 近似恒值, 若交流电感 $L_1 = 0$, 则交流电流为幅值 I_d 的 120° 方波。当交流回路电感 $L_1 = 0$, 或不考虑 L_1 所引起的换流重叠压降时, 在图 2-10f 和图 2-10g 中 i_{G1} 使 VT₁ 开通的 G 点 ($\omega t = 30^\circ + \alpha$ 时), VT₆、VT₁ 开始同时导电, $v_d = v_{ab}$, 经过 60° 后直到 i_{G2} 使 VT₂ 开通的 R 点 ($\omega t = 30^\circ + \alpha + 60^\circ = 90^\circ + \alpha$ 时) 关断 VT₆, 使 VT₁、VT₂ 开始同时导电之前的 G-R ($60^\circ = \pi/3$) 期间, $v_d = v_{ab}$, 其直流电压平均值 V_d 为图 2-10g 中阴影面积 GJSR 的线电压 v_{ab} (ωt 从 $30^\circ + \alpha$ 到 $90^\circ + \alpha$) 的平均值 V_d , 即

$$\begin{aligned}
 V_d &= \frac{1}{\pi/3} \int_{30^\circ + \alpha}^{30^\circ + \alpha + 60^\circ} v_{ab}(\omega t) d(\omega t) = \frac{3}{\pi} \int_{30^\circ + \alpha}^{90^\circ + \alpha} \sqrt{2} V \sin(\omega t + 30^\circ) d(\omega t) \\
 &= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V \cos \alpha = V_{do} \cos \alpha
 \end{aligned} \quad (2-16)$$

$$V_{do} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V = 1.35V \quad (2-17)$$

式中, V_{do} 是 $L_1 = 0$ 、 $\alpha = 0$ (或不控整流) 时的三相整流电压平均值。

由图 2-10h 可知, $\alpha \neq 0$ 但 $L_1 = 0$ 时交流电源电流 i_a 仍是脉宽 120° 的矩形波, 其起点 G (VT₁ 触发脉冲的起点) 比自然换相点 1 滞后了 α 角, 因此 i_a 的基波 i_{a1} 也比 v_a 滞后了 α , 这时交流电流基波功率因数 $\cos \varphi = \cos \alpha$ ($\varphi = \alpha$)。

三相桥相控整流 ($\alpha \neq 0$) $L_1 = 0$ 时, 由图 2-10g 整流电压 v_d 的波形可求得输出电压中的 $n = 6k$ 次谐波 ($k = 1, 2, 3, \dots, n = 6, 12, 18, \dots$) 幅值 V_{nm} 为

$$V_{nm} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V \cos(k\pi) \frac{\sqrt{(6k+1)^2 + (6k-1)^2 - 2(6k+1)(6k-1)\cos 2\alpha}}{(6k+1)(6k-1)} \quad (2-18)$$

当 $\alpha = 0$ 时, 式(2-18)即为式(2-15)。

3. $\alpha \neq 0$ 、 $L_1 \neq 0$ 时三相相控整流基本特性

图 2-11 给出了交流电源回路电感 L_1 不为零对换流过程的影响。图中取相电压 v_A 、 v_B 、 v_C 为 $v_A = \sqrt{2}V_1 \sin \omega t$, $v_C = \sqrt{2}V_1 \sin(\omega t + 120^\circ)$, $v_{AC} = v_A - v_C = \sqrt{2}V \sin(\omega t - 30^\circ)$, $V = \sqrt{3}V_1$, 在 $\omega t = 30^\circ + \alpha$ 的 G 点换相前是 VT_5 和 VT_6 导通(v_c 正, v_b 负), 当 $\omega t = 30^\circ + \alpha$ 时, 在 G 点 VT_1 被开通后, 由于电感电流不能突变, $i_a = i_{VT_1}$ 只能逐渐上升到 I_d , 而应被关断的 VT_5 其电流 $i_{VT_5} = i_c$ 也只能逐渐下降到零, 因此这时 VT_5 (C 相 i_c)、 VT_1 (A 相 i_a) 与 VT_6 三个开关管同时导电。图 2-11b 示出 VT_1 、 VT_5 与 VT_6 三管同时导电时的等效电路, 图 2-11b 中 VT_1 、 VT_5 同时导电, 使 $v_a = v_c$, $v_{ac} = 0$ 。在图 2-11b 所示的换相电路中, 若被开通的 A 相电流 $i_a = i_k = i_{VT_1}$, 将被关断的 C 相(即 VT_5)电流 $i_c = I_d - i_a = I_d - i_k$ 由于 $v_a > v_c$, 使换流回路 $v_A - L_1 - a - c - L_1 - v_C$ 中产生短路电流 i_k , 由图 2-11b 可知, 换流回路的电压平衡方程为 $v_{ac} = v_a - v_c = 0$, 即

$$\begin{aligned} v_{ac} = v_a - v_c &= v_A - L_1 \frac{di_a}{dt} - \left(v_C - L_1 \frac{di_c}{dt} \right) = v_A - v_C - L_1 \frac{di_k}{dt} + L_1 \frac{d}{dt}(I_d - i_k) \\ &= v_{AC} - 2L_1 \frac{di_k}{dt} + L_1 \frac{d}{dt}(I_d) = 0 \end{aligned}$$

实际直流回路中的平波电感 L 都很大, 在换相期间 I_d 大致恒定, 即 $dI_d/dt = 0$, 因此换流回路电压方程为

$$2L_1 \frac{di_k}{dt} = v_{AC} = \sqrt{2}V \sin(\omega t - 30^\circ)$$

由图 2-11c 可知, 换流期间, 在电压 $v_{AC} = v_A - v_C > 0$ 作用下, i_k 从零上升, 在 γ 期间 i_k 从零上升到 I_d , 即从 $\omega t = 30^\circ + \alpha$ 到 $\omega t = 30^\circ + \alpha + \gamma$ 期间(γ 称为换相重叠角), 阀 VT_5 的电流 $i_{VT_5} = i_c$ 由 I_d 逐渐降至零, 阀 VT_1 的电流 $i_{VT_1} = i_a$ 则由零上升到 I_d 。这段时间内 VT_5 和 VT_1 共同导通, 对于交流系统相当于图 2-11a 中发生 a、c 两点短路, 所产生的短路电流就是起换相作用的换相电流 i_k 。

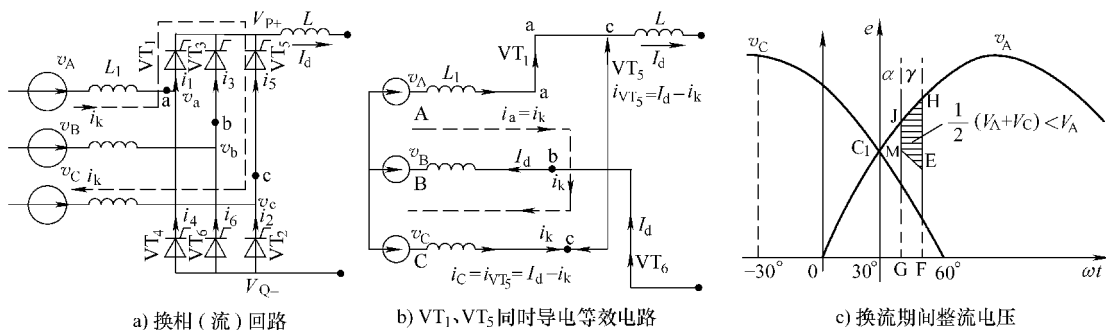


图 2-11 换相(流)回路及电压波形

上述换流过程微分方程的初始条件是: $\omega t = 30^\circ + \alpha$ 时, VT_1 刚被触发开通, $i_k = 0$, 在 $\omega t = \alpha + \gamma$ 时, $i_k = I_d$, 因此由上式得到

$$\int_0^{I_d} d(i_k) = \int_{30^\circ+\alpha}^{30^\circ+\alpha+\gamma} \frac{\sqrt{2}V}{2L_1\omega} \sin(\omega t - 30^\circ) d(\omega t)$$

$$I_d = \frac{\sqrt{2}V}{2\omega L_1} [\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)] = \frac{\sqrt{2}V}{2X_1} [\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)] \quad (2-19)$$

$$\text{由上式得到:} \quad \gamma = -\alpha + \arccos\left(\cos\alpha - \frac{\sqrt{2}X_1 I_d}{V}\right) \quad (2-20)$$

式中, $X_1 = \omega L_1$ 称为换相电抗; 换相重叠角 γ 亦称迭弧角, 当直流电流 I_d 增大和迫使电流换相的换相电动势(图 2-11c 中的 v_{AC}) 较低时, γ 都会增大。

在换相过程中线电压 V_{AC} 全部降落在 A、C 两相的换相电抗上, 因此母线 P 对于中性点的电位 $v_p = v_A - L_1 di_k/dt = v_A - (v_A - v_C)/2 = (v_A + v_C)/2$, 而不是 A 相电动势 v_A 。整流输出电压 $v_d = v_{p+} - v_{q-} = (v_A + v_C)/2 - v_B$ 。图 2-11c 中换相期间 $v_C < v_A$, 若无换相重叠时, 则从 $\omega t = \alpha + 30^\circ$ 开始 VT_1 开通, 整流电压 $v_p = v_A$ (J→H)。有换流重叠时, 整流器正极电压 $v_{p+} = (v_A + v_C)/2 < v_A$, v_{p+} 为图 2-11c 中的线段 ME, 在换流重叠的 GF 期间损失的电压瞬时值是 $\Delta v = V_A - (v_A + v_C)/2 = (v_A - v_C)/2 = \sqrt{2}V \sin(\omega t - 30^\circ)/2$ 。由此可见, 换相压降将使直流电压的波形中每 1/6 周期 (60° , $\pi/3$) 损失图中斜线所表示的面积 JMEH。

利用图 2-11c, 可以计算出在一个脉波 $\pi/3$ 期间, 由于 $L_1 \neq 0$, 换相重叠引起的直流电压平均值的损失量 ΔV (ΔV 又称为换相压降) 为

$$\Delta V = \frac{1}{\pi/3} \int_{30^\circ+\alpha}^{30^\circ+\alpha+\gamma} \Delta v d(\omega t)$$

$$\Delta V = \frac{3}{\pi} \int_{30^\circ+\alpha}^{30^\circ+\alpha+\gamma} \frac{\sqrt{2}}{2} V \sin(\omega t - 30^\circ) d(\omega t) = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} V [\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)]$$

$$= \frac{1}{2} V_{do} [\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)] \quad (2-21)$$

$$\text{利用式(2-19), 又可将 } \Delta V \text{ 表示为} \quad \Delta V = \frac{3\omega L_1 I_d}{\pi} = R_1 I_d \quad (2-22)$$

换相电压降 ΔV 的等效电阻为

$$R_1 = \frac{3}{\pi} \omega L_1 = \frac{3}{\pi} X_1$$

上式说明, 换相压降引起的直流输出电压降低量 ΔV 与电流 I_d 成正比, 其比例系数为 $3\omega L_1/\pi$, 因此, 换相电压降所致的电压损失也可以用一个直流侧的等效电阻 $R_1 = 3\omega L_1/\pi$ 来模拟。但需注意, 这个电阻并不引起有功功率损失。

图 2-11c 考虑了触发延迟角 α 和换相重叠角 γ 以后, 直流电压 v_d 的平均值 V_D 为

$$V_D = V_{do} \cos\alpha - \Delta V = \frac{1}{2} V_{do} [\cos\alpha + \cos(\alpha + \gamma)] \quad (2-23)$$

或

$$V_D = V_{do} \cos\alpha - \frac{3\omega L_1 I_d}{\pi} = V_{do} \cos\alpha - R_1 I_d \quad (2-24)$$

图 2-12 示出了 $L_1 \neq 0$, 换相重叠角为 γ , 触发延迟角为 α 时的三相整流电压、电流波形。图 2-12a 中 A 相上管 VT_1 的自然换相点 C_1 处是 $\omega t = 30^\circ$, 从 $\omega t_1 = 30^\circ$ (1 点) 延迟 α 后在 $\omega t = 30^\circ + \alpha$ 时的 G 点处加触发脉冲开通 VT_1 , 在换流重叠期 γ 期间(图 2-12d 中 GF 时段),

$i_{T3} = i_a$ 从 0 上升到 I_d , 同时 i_{T5} 从 I_d 下降为零。图中的 C 相上管 VT_3 的自然换相点 C_3 处的 $\omega t_3 = 150^\circ$ (3 点), 从 $\omega t_3 = 150^\circ$ (3 点) 延迟 α 后在 $\omega t = 150^\circ + \alpha$ 时 (D 点) 触发 VT_3 , 则在换流期 γ (图 2-12d 中 DL 时段) $i_{T3} = i_b$ 从零上升到 I_d , 而 $i_{T1} = i_a$ 从 I_d 下降为零, 因此:

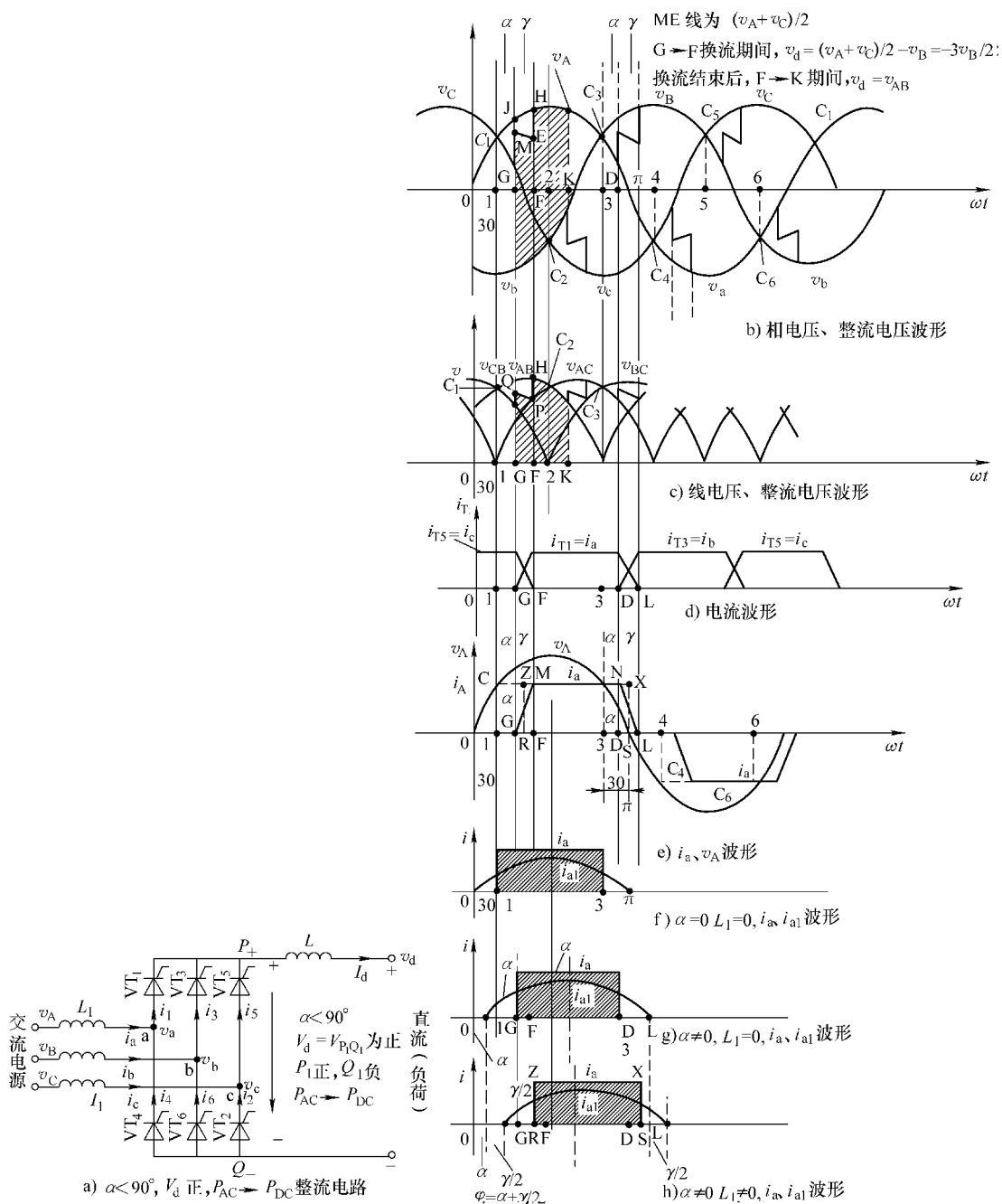


图 2-12 $L_1 \neq 0$, $\alpha \neq 0$ 三相相控整流波形

① 如果 $L_1 = 0$, $\alpha = 0$, 则 i_a 为图 2-12f 中的 1、3 点间 120° 脉宽、幅值为 I_d 的矩形波, 其基波电流 i_{a1} 与 v_A 同相, 功率因数 $\cos \varphi = \cos \alpha = 1$ 。

② 如果 $L_1 = 0$, $\alpha \neq 0$, 则 i_α 为图 2-12g 中 G、D 两点间 120° 脉宽幅值为 I_d 的矩形波, 这时交流电流方波 i_α 较 $\alpha = 0$ 时滞后了一个 α , 因此其基波电流 $i_{\alpha 1}$ 也比 $\alpha = 0$ 滞后 α , 故 $L_1 = 0$, $\alpha \neq 0$ 时基波电流 $i_{\alpha 1}$ 比 v_A 滞后 α , 功率因数 $\cos\varphi = \cos\alpha < 1$ 。

③ 如果 $L_1 \neq 0$, $\alpha \neq 0$, 则 i_α 为图 2-12e 中的梯形波 GMNL, 其起点为 G, i_α 从 G 点上升, 经过 γ 后到 F 点时上升至 I_d (M 点), 在 D 点 i_α 开始从 I_d 下降, 到 L 点时为零, 这个梯形波 GMNL 可近似用图 2-12h 中一个脉宽为 120° 、幅值为 I_d' , 但比 $L_1 = 0$ 时图 2-12g 中的 i_α 滞后 $\gamma/2$ 的矩形波 RZXS 等效, 如图 2-12h 中时段 RS 的矩形波 RZXS, 其起点比图 2-12g 中的 i_α (120° 方波 GD) 的起点 G 又滞后 $\gamma/2$, 因此 $\alpha \neq 0$, $L_1 \neq 0$ 时的基波 $i_{\alpha 1}$ 也比 v_A 滞后 $\varphi = \alpha + \gamma/2$ 。因此, 由于触发延迟角 $\alpha \neq 0$ 和换相重叠 γ 效应, 功率因数为

$$\cos\varphi = \cos\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right) \quad (2-25)$$

这就要求交流系统向整流器提供感性无功功率 $Q = P \tan\varphi = P \tan(\alpha + \gamma/2)$ 。为减少无功功率的消耗, 相控整流器的触发延迟角 α 不宜过大。

当 $\alpha \neq 0$, $L_1 \neq 0$ 时整流电压 v_d 也可由图 2-12a 和图 2-12b 直接求得。在 G 点 ($\omega t = 30^\circ + \alpha$) 前, VT_5 、 VT_6 导通, 整流电压 $v_d = v_C - v_B = v_{CB}$ 。在 G 点 VT_1 开通, 从 G 点 ($\omega t = 30^\circ + \alpha$) 到 F 点 ($\omega t = 30^\circ + \alpha + \gamma$) 的换流重叠期间 γ , VT_5 、 VT_6 、 VT_1 三管同时导通, a、c 两点短路, 使 $v_{P+} = (v_A + v_C)/2$, 整流电压 $v_d = v_{P+} - v_{Q-} = (v_A + v_C)/2 - v_B = (v_A - v_B)/2 + (v_A - v_B)/2 = (v_{AB} + v_{CB})/2$, 这期间 v_d 如图 2-12c 中的 GQPF (线段 QP 纵坐标值)。在 F 点换流结束后, VT_5 关断, 仅 VT_6 、 VT_1 两管导通, 从 F 点 ($\omega t = 30^\circ + \alpha + \gamma$) 到 $\omega t = 30^\circ + \alpha + 60^\circ = 90^\circ + \alpha$ 的 K 点 FK 期间, VT_6 、 VT_1 两管导通时 $v_d = v_A - v_B = v_{AB}$, 此即图 2-12c 中的 FK 期间的线电压 v_{AB} 线段, 因此从 G 点 ($\omega t = 30^\circ + \alpha$) 到 K 点 ($90^\circ + \alpha$) 的 60° 即 $\pi/3$ 期间, 整流电压 v_d 的平均值 V_d 应为

$$\begin{aligned} V_d &= \frac{1}{\pi/3} \left[\int_{30^\circ+\alpha}^{30^\circ+\alpha+\gamma} \frac{1}{2}(v_{AB} + v_{CB}) d(\omega t) + \int_{30^\circ+\alpha+\gamma}^{90^\circ+\alpha} v_{AB} d(\omega t) \right] \\ &= \frac{1}{2} \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V [\cos\alpha + \cos(\alpha + \gamma)] = \frac{1}{2} V_{d0} [\cos\alpha + \cos(\alpha + \gamma)] \end{aligned}$$

上式就是式(2-23), 式中 $V_{d0} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V$, V 是交流电源线电压有效值。上式是在任意 α 角下推证的, 无论 $\alpha < 90^\circ$ 、 v_d 为正值相控整流, 还是 $\alpha > 90^\circ$ 时 v_d 为负的相控有源逆变, 三相交-直流变换的直流电压平均值电压 V_d 的表达式都是相同的。

与单相桥 $L_1 \neq 0$ 时的相控整流一样, 三相桥电路中, $L_1 \neq 0$ 只影响换流重叠期间的整流电压, 在非换流期间, 由于电流为恒值 I_d , L_1 压降为 0, 因此整流交流电压仍应是 v_A 、 v_B 、 v_C 。

2.5.2 三相桥有源逆变电路工作原理

由式(2-16)可知: 当整流器的触发延迟角 α 逐渐增大时, 直流输出电压便要下降, 当 $\alpha = 90^\circ$ 时直流输出电压为零, 随着进一步的触发延迟; 当 $\alpha > 90^\circ$ 时直流平均电压变为负值, 即 $V_{PQ} = V_{d0} \cos\alpha < 0$, 原正极 P 的电位低于负极 Q 的电位。由于阀的单向导电性能, 电流仍从阳极流向阴极, 这时换流器进入逆变工作状态。如图 2-12a 所示 $\alpha < 90^\circ$ 整流工况时, 直流

电流 I_d 从变流器正极 P 流出, 向直流侧(负载)输出直流功率。图 2-13a 所示 $\alpha > 90^\circ$ 逆变工况时, 直流电流 I_d 从直流电源 E 流入变流器高电位的 Q_+ 极, 向变流器输出直流功率。

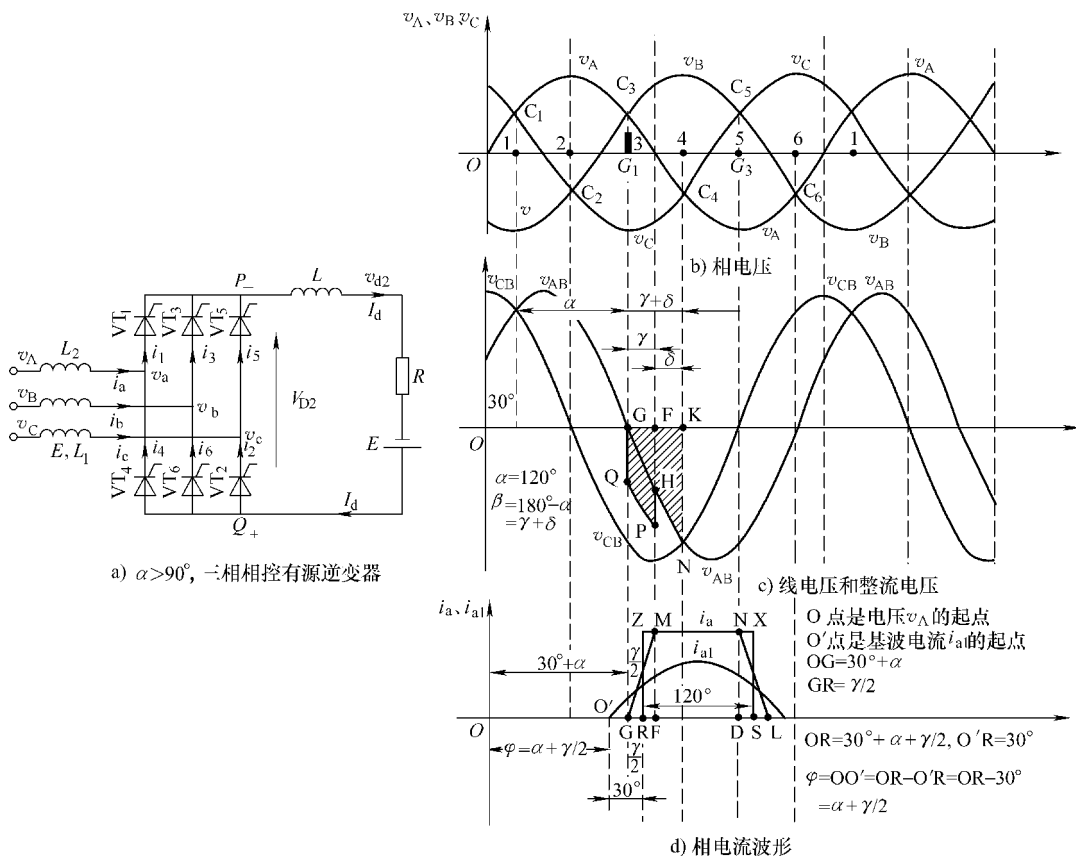


图 2-13 三相相控有源逆变器的电压和电流波形图(图中 $\alpha = 120^\circ$, $\beta = 60^\circ$)

现在分析桥阀的工作状态。由图 2-13b 可见, 从 $\omega t = 30^\circ$ (C_1 点) 到 $\omega t = 210^\circ$ (C_4 点) 的范围内, $v_A > v_C$, $v_{AC} = v_A - v_C > 0$, 阀 VT_1 都处于正向电压作用下。6 个阀的导通顺序是: VT_5 — VT_6 — VT_6 — VT_1 — VT_1 — VT_2 — VT_2 — VT_3 — VT_3 — VT_4 — VT_4 — VT_5 — VT_5 — VT_6 ……。每隔 60° 按 VT_1 、 VT_2 、 VT_3 、 VT_4 、 VT_5 、 VT_6 的顺序, 下一个开关管导通, 上一个开关管关断。因此在阀 VT_1 导通前, 阀 VT_5 和 VT_6 处于通态, 整流电压 $v_d = v_C - v_B = v_{CB}$ 。在 $90^\circ < \alpha < 180^\circ$ 时发出触发脉冲, 如图中 $\omega t = \alpha = 120^\circ$ 的 G 点使阀 VT_1 开通。由于 $v_A > v_C$, 于是阀 VT_5 便因承受反向电压而开始关断, 在 $G \rightarrow F$ 点的换流期间, VT_5 、 VT_6 、 VT_1 同时导通的 γ 期间, $v_d = (v_A + v_C)/2 - v_B = (v_A - v_B)/2 + (v_C - v_B)/2 = (v_{AB} + v_{CB})/2$, 在 F 点换流结束后, 仅 VT_6 、 VT_1 导通, $v_d = v_A - v_B = v_{AB}$, 这与 $\alpha < 90^\circ$ 的 v_d 完全相同, 因此式(2-23)、式(2-24)也适用 $\alpha > 90^\circ$ 的逆变工况。逆变器和整流器虽然作用相反, 但是从原理上讲两者都是换流器, 只是由于触发延迟角 α 取值不同, 因而表现出不同的运行特性。前面对于整流器导出的直流侧电压和交流电流的关系式仍适用于逆变器, 在相控逆变工况下运行时, 触发延迟角 $\alpha > 90^\circ$, 将 $\alpha = 180^\circ - \beta$ 、 $\beta = \gamma + \delta$ 代入式(2-24), 即可得到直流输出电压 V_{d2} 的平均值 V_{D2} , 即

$$V_{D2} = V_{P-Q+} = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} V \cos(180^\circ - \beta) - \frac{3}{\pi} \omega L_2 I_d$$

$$= -V_{d02} \cos \beta - R_2 I_d = -(V_{d02} \cos \beta + R_2 I_d)$$

式中, V 为交流电源线电压有效值。空载($I_d = 0$)、 $\alpha = 0$ ($\beta = 180^\circ$) 时整流电压 V_{d02} 为

$$V_{d02} = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} V$$

R_2 为有源逆变相等效电阻, 即

$$R_2 = \frac{3}{\pi} \omega L_2$$

当 $\alpha > 90^\circ$ ($\beta < 90^\circ$) 时, V_{D2} 为负值, 图 2-13a 中 Q_+ 电位高于 P_- , Q_+ 为正, P_- 为负。 V_{Q+P-} 为正, V_{P-Q+} 为负。

逆变器交流侧相电压和相电流的波形如图 2-13d 所示(只画出 A 相)。定义功率因数角 φ 为电流基波落后电压基波的相位角, 因此 $\alpha > 90^\circ$ 有源逆变时, 如图 2-13b ~ d 所示, 电流 i_a 的基波 i_{a1} 要比电压 v_A 落后 φ , 即

$$\varphi = \alpha + \gamma/2 = 180^\circ - \beta + \gamma/2 = 180^\circ - (\beta - \gamma/2) = 180^\circ - (\delta + \gamma - \gamma/2) = 180^\circ - (\delta + \gamma/2)$$

$$= 180^\circ - \varphi'$$

或

$$\varphi' \approx \delta + \frac{\gamma}{2} = \beta - \frac{\gamma}{2}$$

当 $\alpha > 90^\circ$ 时, $\varphi > 90^\circ$, $\varphi' < 90^\circ$ 。 $P = \sqrt{3} V I_1 \cos \varphi < 0$, $Q = \sqrt{3} V I_1 \sin \varphi > 0$ 。因此, 逆变器从其交流系统接受负的有功功率和滞后的无功功率, 也就是说, 逆变器将向交流系统输出有功功率, 而仍从交流系统吸取感性无功功率。

由图 2-13b 和 c 中可以看出, $\omega t = \alpha$ ($\alpha > 90^\circ$, 有源逆变) 时开通 VT_1 , 经换相重叠期 γ ($\omega t = \alpha + \gamma$) 后, VT_5 被关断。 VT_5 关断后, VT_5 受到反压 $v_{AC} = v_A - v_C > 0$ 的时期很短, 因为到 C_4 点时 $v_{AC} = 0$ 。此后 $v_C > v_A$, VT_5 又有正向电压作用。由于 $\alpha > 90^\circ$, 若 $\beta = 180^\circ - \alpha$ 不大, 则换流结束(γ) 后的剩余关断角 $\delta = 180^\circ - \alpha - \gamma = \beta - \gamma$ 不大, 即 VT_5 关断 $i_{T5} = 0$ 后, 阀 VT_5 承受反向电压作用的时间很短, 在运行中必须保证可靠的关断。如果剩余关断角 δ 过小, 阀 VT_5 关断 $i_{T5} = 0$ 后的正向阻断能力将得不到完全恢复, 在图 2-13b 的 C_4 点以后, v_C 电位高于 v_A , 或 v_A 比 v_C 更负, 这将使应关断的 VT_5 又承受正向电压, 在随后的正向电压作用下, VT_5 不经触发也会重新导通, 并把刚刚转入通态的阀 VT_1 关断, 导致换相失败。因此, 关断角的数值应不小于某一最小容许值 δ_{off} , 或者说 β 不宜太小, α ($> 90^\circ$) 不宜过大。在实际运行中, 如果由于某种原因使交流侧电压下降或直流侧电流上升, 都会延长换相过程, 使换相重叠角 γ 增大, 如果触发延迟角 α 未及时减小, 或者说逆变角 β 未及时增大, 则将使关断角 $\delta = 180^\circ - \alpha - \gamma$ 减小, 如果晶闸管关断后仍需须有外加反压, 历时时间 t_{off} 才能使其完全恢复阻断能力, t_{off} 所对应的角度为 $\delta_{off} = \omega t_{off}$ 。在实际运行时, 必须 $\delta > \delta_{off}$, 若 $\delta < \delta_{off}$ 时, 就会使逆变器换相失败。

图 2-13 中, 如果 $\alpha = 150^\circ$, 则逆变角 $\beta = 180^\circ - \alpha$, 如果在额定负载下换流重叠角 $\gamma = 15^\circ$, 则能提供的关断角 $\delta = 15^\circ$, 如果晶闸管断流后使其完全回复阻断能力所需的反压时间 $t_{off} = 300 \mu s$, 则 $300 \mu s$ 相当的角度 $\delta_{off} = \omega t_{off} = 314 \times 300 \mu s \times 10^{-6} \text{ rad} = 5.4$ 。由于 $\delta = 15^\circ > \delta_{off}$

$= 5.4$, 所以能够使 $\alpha = 150^\circ$, $\beta = 30^\circ$, $\gamma = 15^\circ$ 在额定负载下安全换流。如果 $\alpha = 160^\circ$, $\delta = 5^\circ$, 则额定负载下运行时若选用的晶闸管 t_{off} 仍为 $300\mu\text{s}$, 则不能实现逆变工况安全换流。

2.6 交流-交流直接变频电路

将交流电整流成直流电, 再将直流电逆变为另一种频率的交流电称为间接变频。将交流电直接变为另一频率和电压的交流电, 称为直接变频。若用晶闸管做开关器件, 利用交流电源电压瞬时值变负后的反向电压关断已处于导通状态的晶闸管, 晶闸管按相控方式工作, 可实现晶闸管相控的交流-交流直接变频、变压, 其特点是输出电压的频率只能低于输入交流电源的频率, 实现降频、降压变换, 这种直接变频器又称为周波变换器 (Cyclo-converter)。若采用全控型开关器件, 则可构成电路结构较为简单的矩阵型交流-交流变流电路, 实现交流-交流直接变频。

图 2-14a 中两组三相桥晶闸管相控变流器正组 P 和反组 N 的“直流”侧反并联后再接上交流感性负载 Z, 正组 P 通过相控可输出平均值为正值或负值的电压 V_P , 但只能向负载输出正方向电流 i_P ; 反组 N 可以相控输出平均值为正值或负值的直流电压 V_N , 但只能向负载输出反方向电流 i_N 。若交流电源线电压为 V , 频率为 f_s , 角频率 $\omega_s = 2\pi f_s$, 周期 $T_s = 1/f_s$, 正组变流器触发延迟角为 α_P , 反组变流器触发延迟为 α_N , $\alpha_N = 180^\circ - \alpha_P$, 则其输出电压瞬时值 $v_P(v_{AB})$ 、 $v_N(v_{CD})$ 在一个输出电压脉波周期 T_m 中的直流平均值 $V_P(V_{AB})$ 、 $V_N(V_{CD})$ 为

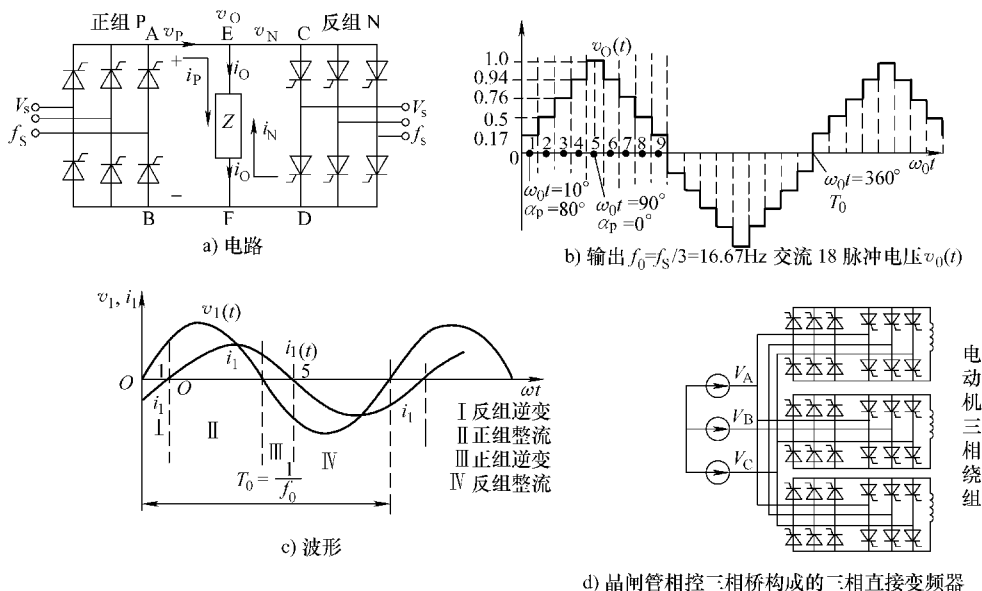


图 2-14 三相交流-交流直接变频器电路

$$V_P = V_{AB} = V_{d0} \cos \alpha_P = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V \cos \alpha_P$$

$$V_N = V_{CD} = -V_{DC} = -V_{d0} \cos \alpha_N = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V \cos \alpha_P = V_{AB} = V_P$$

变流器输出的负载电压为

$$V_0 = V_P = V_N = V_{AB} = V_{CD} = V_{d0} \cos \alpha_P$$

式中, V_{d0} 为 $\alpha_P = 0$ 时输出电压最大的平均值, $V_{d0} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V$ (V 为三相桥电路线电压有效值)。

图 2-14a 中只要对正、反两组变流器的控制角 α_P 、 $\alpha_N = 180^\circ - \alpha_P$ 进行相控, 就可使负载两端电压 v_o 在一个脉波周期 T_m 中的平均电压 V_0 可正, 可负, 且大小可控。负载电流 i_o 也可正(正组 P 供电), 可负(反组 N 供电)。如果电源频率 $f_s = 50\text{Hz}$, 在电流频率的一个周期 $T_s = 1/f_s = 20\text{ms}$ 中, 三相桥电路可相控输出 6 个脉波 V_0 , 每个 V_0 脉波持续时间 $T_m = T_s/6 = 3.34\text{ms}$, 如果要求输出电压频率 f_0 小 3 倍, $f_0 = f_s/3 = 16.67\text{Hz}$, 周期 $T_0 = 3 \times T_s = 60\text{ms}$ 。若如图 2-14b 所示, 在输出电压 $v_o(t)$ 的一个周期 T_0 (相角 360°) 中, 将有 18 个脉宽 T_m (20°) 的电压脉波 $V_D = V_{d0} \cos \alpha_P$ 。如果这 18 个脉波的触发延迟角 α_P 在 $0^\circ \sim 180^\circ$ 之间交变 (最小触发延迟角 $\alpha_{\min} = 0$)。当 $0 < \alpha_P < 90^\circ$ 时, V_0 为正值; 当 $90^\circ < \alpha_P < 180^\circ$ 时, V_0 为负值; 当 α_P 在 $0^\circ \rightarrow 180^\circ \rightarrow 0^\circ$ 以频率 f_0 周期性地变化时, 输出电压 $v_o(t) = V_0 = V_{d0} \cos \alpha_P$ 就成为一个频率为 f_0 、幅值为 V_{0m} 的交流电压。

$$v_o(t) = V_0 = V_{d0} \cos \alpha_P \approx V_{0m} \sin \omega_0 t = V_{0m} \sin(2\pi f_0 t) \quad (2-29A)$$

图 2-14a 实现了三相桥电路相控直接变频。为此图 2-14 中 18 个脉波的触发延迟角 α_P 随时间 t 的变化应按下式确定:

$$\alpha_P = \arccos\left(\frac{V_{0m}}{V_{d0}} \sin \omega_0 t\right) = \arccos[K \sin(2\pi f_0 t)] \quad (2-29B)$$

式中, $K = \frac{V_{0m}}{V_{d0}} = \frac{\pi}{3\sqrt{2}} \frac{V_{0m}}{V}$ 是 $\alpha_{\min} = 0$ 时三相桥变频电路的变压比。

由图 2-14b 和式(2-29A)可知, 输出电压 $v_o(t)$ 是 18 个不同的相位($\omega_0 t$)时间段, 对应 18 个触发延迟角 α_P 的 18 个不等高的脉波电压组成的交流电压。如果变频器运行中 18 个 α_P 的最小值为 $\alpha_{\min} \neq 0$, 当 $\alpha_P = \alpha_{\min}$ 时, $V_0 = V_{d0} \cos \alpha_{\min}$ 有最大正值 V_{0m} , 它应是式(2-29A)中时间相位 $\omega_0 t = 90^\circ$ 的时间段的脉波电压 V_{0m} , $V_{d0} \cos \alpha_{\min} = V_{0m}$, 可得到 $\alpha_{\min} \neq 0$ 时的变压比 K 为

$$K = V_{0m}/V_{d0} = \cos \alpha_{\min} < 1 \quad (V_{0m} < V_{d0}) \quad (2-30)$$

式(2-29B)可变为

$$\alpha_P = \arccos[\cos \alpha_{\min} \sin(\omega_0 t)] = \arccos[\cos \alpha_{\min} \sin(2\pi f_0 t)] \quad (2-29C)$$

如果要求变频器能输出最大的交流电压, 则应选定 $\alpha_{\min} = 0$, 这时变压比 $K = V_{0m}/V_{d0} = \cos \alpha_{\min} = 1.0$, $V_{0m} = V_{d0}$, 此时即图 2-14b 中对应相位角 $\omega_0 t = 90^\circ$ 时间段脉波 5 的电压, 也就是输出正弦基波电压的幅值 V_{0m} 。18 脉波每个脉波中心点相差 $360^\circ/18 = 20^\circ$, 因此图 2-14b 中从第一个脉波开始, 中心点依次为 $\omega_0 t = 10^\circ, 30^\circ, 50^\circ, 70^\circ, 90^\circ, 110^\circ, \dots, 330^\circ, 350^\circ$ 。由式(2-29B)即可得到各脉波所对应的触发延迟角 $\alpha_P = 80^\circ, 60^\circ, 40^\circ, 20^\circ, 0^\circ, 20^\circ, 40^\circ, \dots, 180^\circ, 160^\circ, \dots, 80^\circ$, 得到各脉波电压 $V_0 = V_{d0} \cos \alpha_P = V_{0m} \cos \alpha_P$, $V_0/V_{d0} = V_0/V_{0m} = \cos \alpha_P$, 如图 2-14b 所示。

如果要求 $V_{0m} < V_{d0}$, 即要求 $K = V_{0m}/V_{d0} = \cos \alpha_{\min} < 1$, $\alpha_{\min} > 0$, 则可由所需的 V_{0m} 值按式(2-30)求得变压比 $K = \cos \alpha_{\min}$, 再由式(2-29C)求得不同 $\omega_0 t$ 时各脉波的触发延迟角 α_P , 得到各脉波电压 $V_0 = V_{d0} \cos \alpha_P$ 。

输出基波交流电压 $v_1(t)$ 、基波电流 $i_1(t)$ 如图 2-14c 所示。在图 2-14c 中, 负载为感性,

在 v_1 为正、 i_1 为负期间反组逆变运行；在 v_1 为正、 i_1 为正期间正组整流运行；在 v_1 为负、 i_1 为正期间正组逆变运行；在 v_1 为负、 i_1 为负期间反组整流运行。因此在 v_1 、 i_1 同相期间（Ⅱ、Ⅳ），变流器将交流电源有功功率送至负载；在 v_1 、 i_1 反相期间（Ⅰ、Ⅲ），感性负载向交流电源回馈功率。图 2-14a 就成为一个三相输入、单相输出的晶闸管相控直接变频器。图 2-14d 为三相输入、三相输出的直接变频器电路。

与晶闸管相控整流、相控有源逆变、相控交流调压一样，晶闸管相控交-交直接变频最大的缺点也是变流器的交流输入电源电流中含有大量低次谐波（图 2-14d 三相桥时 $6k \pm 1$ 次， $k=1, 2, 3\cdots$ ），输出电压中含有大量低次电压谐波（ $6k$ 次），因而需要配置滤波器。此外相控变流器的输入功率因数 $\cos\varphi$ 近似等于触发延迟角 α 的 $\cos\alpha$ （ $\cos\varphi = \cos\alpha$ ），因此输出电压越低，即 $\cos\alpha$ 越小，所需无功功率也越大，常常又需配置无功补偿装置，所以晶闸管相控交-交变频仅适用于大功率、低速交流变速传动。对于功率不太大的交流变速传动控制，可选用全控型开关器件，常采用 AC-DC、DC-AC 两级间接 AC-AC 变频器。

2.7 全控型开关管单相(H)桥脉宽调制(PWM)逆变和整流电路

2.7.1 单相(H)桥逆变电路脉宽调制(PWM)基本原理

图 2-15a 给出了由四个全控型开关管所构成的 H 桥式开关电路中，如果在 P、Q 端外接直流电源，对四个全控型开关 $S_1 \sim S_4$ 进行适时、适式的通、断控制，在 A、B 端可得到任意频率和波形、幅值可控的交流电压，实现直流-交流变换。例如，当 S_1 、 S_4 导通时，输出电压 $v_{AB} = V_D$ ；当 S_2 、 S_3 导通时， $v_{AB} = -V_D$ ；当 S_1 、 S_3 （或 S_2 、 S_4 ）导通时， $v_{AB} = 0$ 。如果按一定的通、断控制规律周期性地导通 $S_1 \sim S_4$ ，可以得到图 2-15b ~ e 等任意交流电压波形。图 2-15b 为每半个周期输出一个 180° 方波电压，图 2-15c 和图 2-15d 则输出一个或几个不同宽度的方波电压，称之为脉宽调制（Pulse Width Modulation, PWM）。图 2-15e 在正负半周（ $T_s/2$ ）中有许多脉波，各脉波的宽度按正弦规律变化，称之为正弦脉冲宽度调制波（Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM），这时输出电压 v_{AB} 最接近标准正弦波，其中基波含量大，很多低次谐波都不存在，只有一些特定的谐波，只需在输出电路中引入很小的 LC 滤波器即可使输出电压 $v_o(t)$ 十分接近标准正弦交流电压。同时改变一个周波中各脉波的宽度，可调控输出电压的基波幅值或有效值。若直流电源电压为 V_D ，图 2-15c 中脉宽为 θ 的电压为

$$v_{AB}(t) = \frac{4}{\pi} V_D \sum_{n=1,3,5\cdots}^{\infty} \frac{(-1)^{\frac{n-1}{2}}}{n} \sin\left(n \frac{\theta}{2}\right) \sin n\omega t$$

$$v_{AB}(t) = \frac{4}{\pi} V_D \left\{ \sin \frac{\theta}{2} \sin \omega t - \frac{1}{3} \sin 3 \frac{\theta}{2} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5 \frac{\theta}{2} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7 \frac{\theta}{2} \sin 7\omega t \cdots \right\} \quad (2-31)$$

其中，基波电压有效值 V_1 为

$$V_1 = \frac{4}{\pi} \frac{1}{\sqrt{2}} V_D \sin \frac{\theta}{2} = 0.9 V_D \sin \frac{\theta}{2} \quad (2-32)$$

除基波外, v_{AB} 中还含有所有奇次谐波(谐波阶次 n 为 3、5、7、9…), 其值为基波的 n 分之一。脉宽 $\theta = 180^\circ$ 时, 即图 2-15b 所示 180° 方波, 由式(2-31)、式(2-32)得到

$$v_{AB}(t) = \frac{4}{\pi} V_D \left\{ \sin\omega t + \frac{1}{3}\sin 3\omega t + \frac{1}{5}\sin 5\omega t + \frac{1}{7}\sin 7\omega t \dots \right\} \quad (2-33)$$

其中, 基波电压有效值 V_1 为

$$V_1 = \frac{4}{\pi} \frac{1}{\sqrt{2}} V_D = 0.9 V_D \quad (2-34)$$

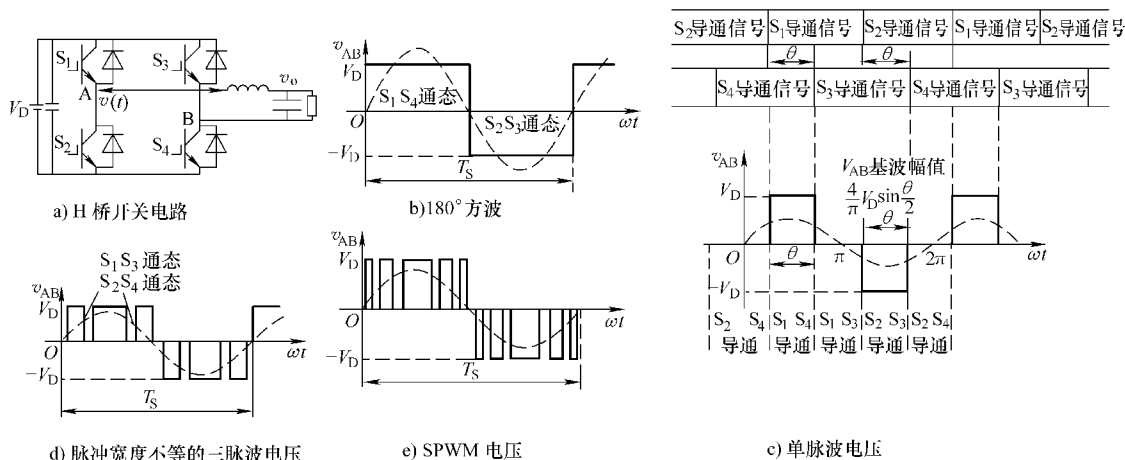


图 2-15 单相 H 桥简单 PWM 逆变

图 2-15b 所示 180° 方波, 其基波电压幅值为 $V_{1m} = 4V_D/\pi$, n 次谐波的幅值为 $V_{nm} = V_{1m}/n$ 。

脉宽 $\theta = 120^\circ$ 时, 由式(2-31)、式(2-32)得到, 这时输出电压中不再含有 3、9、15 等奇次谐波。

$$v_{AB}(t) = \frac{2}{\pi} \sqrt{3} V_D \left\{ \sin\omega t - \frac{1}{5}\sin 5\omega t - \frac{1}{7}\sin 7\omega t + \frac{1}{11}\sin 11\omega t + \frac{1}{13}\sin 13\omega t \dots \right\} \quad (2-35)$$

其中, 基波电压有效值 V_1 为

$$V_1 = \frac{1}{\pi} \sqrt{2} \sqrt{3} V_D = 0.78 V_D \quad (2-36)$$

由式(2-34)和式(2-36)可知, 120° 方波基波电压比 180° 方波小一些, 但电压中不再含 $3n$ 次谐波($n=1、2、3\dots$), 改善了输出电压波形。如果适时、适式地控制图 2-15a 电路中 4 个开关器件的通、断状态, 即在输出电压的半个周期 $T_s/2$ 期间开关器件的通、断变化频率更高, 脉波数更多, 则输出电压 $v_{AB}(t)$ 的基波有效值会更小, 但波形中有可能消除更多的低次谐波, 输出电压波形更接近标准正弦波。

2.7.2 单相(H)桥逆变电路正弦脉宽调制(SPWM)

逆变器理想的输出电压是如图 2-16b 所示的正弦波 $v(t) = V_{1m} \sin\omega t$ 。将图 2-16b 所示正弦波半个周期 π 均分 p 个相等的时区, 图中 $p=6$, 每个时区的时间 $T_s = T/(2 \times 6)$ 对应的时区宽度为 $\theta_s = \omega T_s = 2\pi f T_s = 2\pi/12 = \pi/6 (30^\circ)$, 第 k 个时区 T_s 的终点时间为 kT_s , 起点时间为 $(k-1)T_s$, 第 k 个时区的中心点相位角 α_k 为

$$\alpha_k = \omega t_k = \omega(kT_s - T_s/2) \quad (2-37)$$

图 2-16b 中当时区数 p 很大时, 正弦波 $v(t) = V_{1m} \sin \omega t$ 可以看作是由正、负半波各有 p 个等宽 ($\theta_s = \pi/p$) 但不等高 (高度为 $V_{1m} \sin \omega t$) 的不连续脉波电压 ①、②、③... 组成。图 2-16a 中逆变电路的输入电压是直流电压 V_D , 依靠开关管的通、断状态变换, 逆变电路只能直接输出三种电压值 $+V_D$ 、 0 、 $-V_D$ 。对单相桥逆变器 4 个开关管进行实时、适式的通、断控制, 可以得到图 2-16c 所示在半个周期中有多个脉波电压的交流电压 $v_{ab}(t)$ 。图中正、负半周 (π) 范围也被分为 p 个 ($p=6$) 相等的时区, 每个时区宽度为 $\pi/p = \pi/6 = 30^\circ$, 每个时区有一个幅值为 V_D 、宽度为 θ_k 的电压脉波, 相邻两脉波电压中点之间的距离相等 ($\pi/p = \pi/6 = 30^\circ$), 6 个脉波电压的高度都是 V_D , 但宽度不同, 宽度分别为 θ_1 、 θ_2 、 θ_3 、 $\theta_4 (= \theta_3)$ 、 $\theta_5 (= \theta_2)$ 、 $\theta_6 (= \theta_1)$ 。如果要求图 2-16c 中任何一个时间段 T_s 中的脉宽为 θ_k 、幅值为 V_D 的矩形脉冲电压 $v_{ab}(t)$ 等效于图 2-16b 中该时间段 T_s 中正弦电压 $v(t) = V_{1m} \sin \omega t$, 首要的条件应该是在该时间段 T_s 中, 两者电压对时间的积分值 (即电压和时间乘积所相当的面积) 相等, 即

$$V_D T_k = \int_{(k-1)T_s}^{kT_s} v_{ab}(\omega t) dt = \int_{(k-1)T_s}^{kT_s} V_{1m} \sin(\omega t) dt = \frac{V_{1m}}{\omega} [\cos \omega(k-1)T_s - \cos \omega k T_s] \quad (2-38)$$

$$V_D T_k = \frac{V_{1m}}{\omega} 2 \sin \left(\frac{1}{2} \omega T_s \right) \sin \omega \left(k T_s - \frac{1}{2} T_s \right) \quad (2-39)$$

由图 2-16c 可知, 式 (2-39) 左边为第 k 个逆变电压脉波的积分值, 其电压幅值为 V_D 、作用时间为 T_k , 对应的脉波电压宽度 $\theta_k = \omega T_k$, $T_k = \theta_k / \omega$; 式 (2-39) 右边式中的 $\omega \left(k T_s - \frac{1}{2} T_s \right)$ 是式 (2-37) 的 α_k , 即第 k 个时区中心点的相位角 α_k 。因此, 由式 (2-39) 可得到

$$V_D T_k = V_D \frac{\theta_k}{\omega} = \frac{1}{\omega} 2 \sin \left(\frac{1}{2} \omega T_s \right) V_{1m} \sin \alpha_k \quad (2-40)$$

如果半个周期 $T/2$ 中脉波数 p 很多, 即 $T_s \ll T$, $\frac{T_s}{T} \ll 1$, 则有

$$\sin \left(\frac{1}{2} \omega T_s \right) = \sin \left(\frac{1}{2} \times 2\pi f T_s \right) = \sin \left(\pi \frac{T_s}{T} \right) \approx \pi \frac{T_s}{T}$$

则式 (2-40) 为

$$V_D T_k = V_D \frac{\theta_k}{\omega} = \frac{1}{\omega} 2\pi \frac{T_s}{T} V_{1m} \sin \alpha_k = T_s V_{1m} \sin \alpha_k$$

$$\frac{T_k}{T_s} V_D = V_{1m} \sin \alpha_k$$

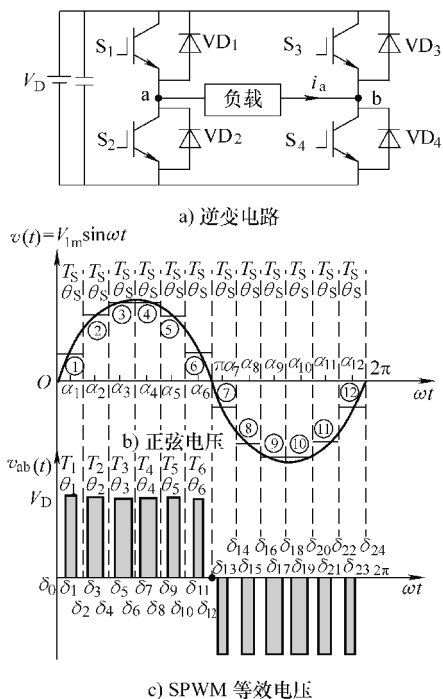


图 2-16 用 SPWM 电压等效正弦电压

因此, 图 2-16c 中第 k 个脉波在时间段 T_s 中电压平均值为

$$\frac{T_k}{T_s} V_D = \frac{\theta_k}{\theta_s} V_D = V_{1m} \sin \alpha_k \quad (2-41)$$

或第 k 个脉波电压的占空比为

$$D_k = \frac{T_k}{T_s} = \frac{\theta_k}{\theta_s} = \frac{V_{1m}}{V_D} \sin \alpha_k \quad (2-42)$$

由图 2-16b 和 c 可知, 在每个脉波电压周期 T_s 中, 逆变器输出一个等高 (V_D) 但宽度 θ_k 不同的脉波电压。式(2-41)左边是宽度为 $\theta_k = \omega T_k$ (存在时间为 T_k)、高度为 V_D 脉波电压在周期 T_s (宽度为 $\theta_s = \omega T_s$) 中的电压平均值, 式(2-41)右边是该脉波周期 T_s 中, 脉波中心点位置角 α_k 处正弦电压 $V_{1m} \sin \omega t$ 的瞬时值, 即 $V_{1m} \sin \alpha_k$ 。因此, 在任何一个脉波周期 T_s 中, 只要等幅 (V_D) 不等宽 (θ_k) 的脉波电压的平均值等于该脉波中心点 (α_k) 处正弦电压的瞬时值, 则等幅不等宽的脉波电压就与该脉波周期 T_s 中的正弦电压等效。换句话说, 只要对逆变电路的开关器件进行实时、适式的通断控制, 使每个脉波的平均电压、脉波宽度或占空比按式(2-41)、式(2-42)的正弦规律变化, 则逆变电路输出的多脉波电压就能与正弦电压等效。

采样控制理论有一个重要的原理——冲量等效原理: 大小、波形不相同的窄脉冲变量 (例如电压 $v(t)$) 作用于惯性系统 (例如 LR 电路) 时, 只要它们的冲量 (即变量对时间的积分) 相等, 其作用效果相同。大小、波形不同的两个窄脉冲电压 (如图 2-16b 在某一时间段 T_s 的正弦电压与图 2-16c 中同一时间段的等幅不等宽的脉冲电压) 作用于 LR 电路时, 只要两个窄脉冲电压的冲量相等, 则它们所形成的电流响应就相同。因此要使图 2-16c 的 PWM 电压波在每一时间段都与该时段中正弦电压等效, 除每一时间段的面积相等外, 每个时间段的电压脉冲还必须很窄, 这就要求脉波数量 p 很多。脉波数越多, 不连续的按正弦规律改变宽度而幅值相同的多脉波电压 $v_{ab}(t)$ 就越等效于连续的正弦电压。详细的分析结论是: 对开关器件的通、断状态进行实时、适式的控制, 使多脉波的矩形脉冲电压宽度按正弦规律变化时, 通过傅里叶分析可以得知, 输出电压中除基波外仅含有与开关频率倍数相对应的某些高次谐波而消除了许多低次谐波。开关频率越高, 脉波数越多, 就能消除更多的低次谐波, 使逆变电路的输出电压 $v_{ab}(t)$ 更近似于连续的正弦波。

如果按同一比例的正弦规律改变图 2-16c 中所有矩形脉波的宽度 θ , 则可成比例地调控输出电压中的基波电压数值。这种控制逆变器输出电压大小及波形的方被称作正弦脉宽调制 (SPWM)。

各种 PWM 控制策略, 特别是 SPWM 控制已在逆变技术中得到了广泛应用。在 DC-DC、AC-DC、AC-AC 变换中, PWM 控制技术也是一种很好的控制方案并已得到广泛的应用。

在单相桥式逆变电路图 2-17a 中, 四个开关器件 $S_1 \sim S_4$ 的驱动信号 V_{G1} 、 V_{G2} 、 V_{G3} 、 V_{G4} 由图 2-17b 生成。图 2-17b 中 A、B 为比较器, -1 为反相器。 $\bar{V}_A = -V_A$, $\bar{V}_B = -V_B$ 。 S_1 、 S_2 的驱动信号 V_{G1} 、 V_{G2} 由正弦波 v_r 和三角波 v_c 的瞬时值相比较确定; S_3 、 S_4 的驱动信号 V_{G3} 、 V_{G4} 由瞬时值 v_r 、 v_c 之和 $v_r + v_c$ 的正、负值确定。图 2-17c 画出了正弦波 v_r 和三角波电压 v_c , 其中 $v_r = V_m \sin \omega t = V_m \sin 2\pi f_r t = V_m \sin (2\pi t/T_r)$, 被称为正弦参考电压, 其幅值为 V_m , 频率 $f_r = 1/T_r$, T_r 为其周期; 三角波 v_c 被称为高频三角载波, 其最大值为 $\pm V_{cm}$, 频率为 f_c 。三角波与正弦波频率比值称为载波比 $N = f_c/f_r$ (图中 $N = 6$), 正弦波幅值与三角波幅值之比值称为调制比 $M = V_m/V_{cm}$ ($V_m \leq V_{cm}$, $M \leq 1$)。由图 2-17b 可知, v_r 、 v_c 的瞬时值决定了 4 个开关

管的驱动信号及其通、断状态。

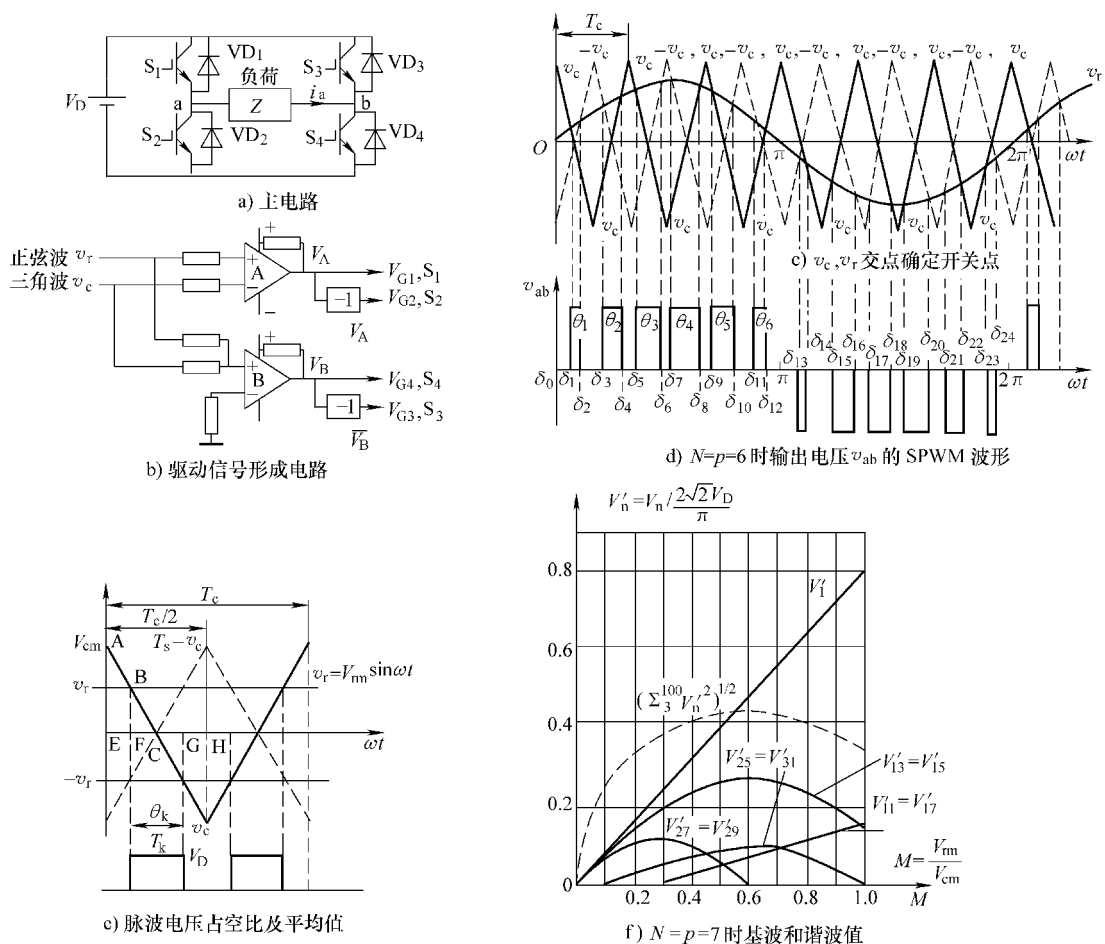


图 2-17 单极倍频正弦脉宽调制原理及输出波形

当 $v_r > v_c$ 时, 比较器 A 输出 V_A 为正值, S_1 被驱动处于通态; $\bar{V}_A = -V_A$ 为负值, S_2 截止。

当 $v_r < v_c$ 时, 比较器 A 输出 V_A 为负值, S_1 截止; $\bar{V}_A = -V_A$ 为正值, S_2 被驱动处于通态。

当 $v_r + v_c > 0$ 时, 比较器 B 输出 V_B 为正值, S_4 被驱动处于通态; $\bar{V}_B = -V_B$ 为负值, S_3 截止。

当 $v_r + v_c < 0$ 时, 比较器 B 输出 V_B 为负值, S_4 截止; $\bar{V}_B = -V_B$ 为正值, S_3 被驱动处于通态。

当 S_1, S_4 被同时驱动处于通态时, $v_{ab} = +V_D$; S_2, S_3 被同时驱动时, $v_{ab} = -V_D$; 当 S_1, S_3 被同时驱动或 S_2, S_4 被同时驱动时, $v_{ab} = 0$ 。

根据图 2-17c 所示 v_c, v_r 波形及图 2-17b 形成的驱动信号可画出在正弦参考电压 v_r 一个周期 T_r 期间, 从 $\omega t = \delta_0 = 0$ 到 $\omega t = \delta_{24}$ 共 24 个时间段中 4 个开关管的通断状态及逆变器输出电压波形, 如图 2-17d 所示。

由图 2-17c 和 d 可知, 逆变电路输出电压 v_{ab} 是一个多脉波、对称的交流电压, 其基波周

期 T 就是正弦参考波 v_r 的周期 T_r , 因此逆变电路输出电压的频率 $f=f_r$, 同时 v_{ab} 的起始相位角也就是正弦参考电压 v_r 的起始相位角。此外, 改变调制比 $M(V_m/V_{cm})$, 例如固定三角波幅值 V_{cm} 改变正弦波幅值 V_m , 将使各脉波宽度同时成比例改变, 从而改变输出电压的大小, 因此逆变器输出电压的大小、频率和相位(基波正弦电压的起始相位)都可由正弦参考电压 $v_r = V_m \sin \omega t$ 控制。

在图 2-17c 和 d 中, v_c 是正、负对称的三角波电压, 在一个三角波周期 T_c 区域中, 形成两个等高(V_D)但宽度 θ 稍有不同的脉波, 脉波周期 T_s (对应的相位角宽度 $\theta_s = \omega T_s$) 为 $T_c/2$ 。载波比 $N=f_c/f_r=6$, v_r 、 v_c 的交点确定了在正(或负)半个周期 $T_r/2$ 中各有 $p=N=6$ 个等高的正(或负)单极性脉波电压。

若第 k 个脉波电压的宽度相角为 θ_k , θ_k 所对应的时间为 T_k , 则 $\theta_k = \omega T_k$, 每个脉波的时区时间为 $T_s \left(T_s = \frac{1}{2} T_c = \frac{1}{2} \times \frac{1}{6} T_r = T_r/12 \right)$, T_s 对应的时区宽度相角 $\theta_s = \omega T_s = 2\pi f_r T_s = 2\pi T_s/T_r = \pi/6$ 。由于波形的对称性, 6 个脉波电压的宽度相角分别是 θ_1 、 θ_2 、 θ_3 、 $\theta_4 = \theta_3$ 、 $\theta_5 = \theta_2$ 、 $\theta_6 = \theta_1$ 。对应的脉波电压 V_D 存在的时间分别是 T_1 、 T_2 、 T_3 、 $T_4 = T_3$ 、 $T_5 = T_2$ 、 $T_6 = T_1$, 若各脉波的中心点相位角为 α_1 、 α_2 、 α_3 、 $\alpha_4 = \pi - \alpha_3$ 、 $\alpha_5 = \pi - \alpha_2$ 、 $\alpha_6 = \pi - \alpha_1$, 各脉波电压的起始和终止相位角为 δ_1 、 δ_2 ; δ_3 、 δ_4 ; δ_5 、 δ_6 ; δ_7 、 δ_8 ; δ_9 、 δ_{10} ; δ_{11} 、 δ_{12} , 其中 $\delta_{12} = \pi - \delta_1$; $\delta_{11} = \pi - \delta_2$; $\delta_{10} = \pi - \delta_3$; $\delta_9 = \pi - \delta_4$; $\delta_8 = \pi - \delta_5$; $\delta_7 = \pi - \delta_6$, 则图 2-17d 的 v_{ab} 是一个半波对称的奇函数, 即

$$v_{ab}(\omega t) = -v_{ab}(\omega t + \pi) = -v_{ab}(-\omega t)$$

由傅里叶级数分析可知:

$$v_{ab}(\omega t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} b_n \sin(n\omega t)$$

$$\begin{aligned} \text{式中, } b_n &= \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} v_{ab}(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \quad n = 1, 3, 5, \dots \\ &= \frac{4}{\pi} \left[\int_{\delta_1}^{\delta_2} v_{ab}(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t) + \int_{\delta_3}^{\delta_4} v_{ab}(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t) + \right. \\ &\quad \left. \int_{\delta_5}^{\delta_6} v_{ab}(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \right] \\ &= \frac{4}{n\pi} V_D (\cos n\delta_1 - \cos n\delta_2 + \cos n\delta_3 - \cos n\delta_4 + \cos n\delta_5 - \cos n\delta_6) \\ v_{ab}(\omega t) &= \frac{4}{\pi} V_D \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} (\cos n\delta_1 - \cos n\delta_2 + \cos n\delta_3 - \cos n\delta_4 + \cos n\delta_5 - \cos n\delta_6) \sin(n\omega t) \end{aligned} \quad (2-43)$$

n 次谐波有效值为

$$V_n = \frac{2\sqrt{2}}{n\pi} V_D (\cos n\delta_1 - \cos n\delta_2 + \cos n\delta_3 - \cos n\delta_4 + \cos n\delta_5 - \cos n\delta_6) \quad (2-44)$$

基波电压有效值为

$$V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_D (\cos \delta_1 - \cos \delta_2 + \cos \delta_3 - \cos \delta_4 + \cos \delta_5 - \cos \delta_6) \quad (2-45)$$

$$= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_D \left[2\sin\left(\frac{\theta_1}{2}\right) \sin \alpha_1 + 2\sin\left(\frac{\theta_2}{2}\right) \sin \alpha_2 + 2\sin\left(\frac{\theta_3}{2}\right) \sin \alpha_3 \right] \quad (2-46)$$

图 2-17c 中, 每半个载波周期 $T_c/2$ 中, 有一个脉波电压(脉宽 θ_k 存在的时间为 T_k , $\theta_k = \omega T_k$), 即脉波周期 $T_s = T_c/2$, 图 2-17e 画出了一个脉波周期 T_s 中的脉波电压。由于脉波数 p 很多, 脉波周期 T_s 很小, 在一个 T_s 中正弦参考电压 $v_r = V_{rm} \sin \omega t$ 变化很小。若脉波中心点的相位角为 α_k , 则在这个脉波周期 T_s 中可以认为 $v_r = V_{rm} \sin \alpha_k$ 不变。图 2-17e 中, 在一个脉波周期 T_s 中, 即 ωt 在 EFCGH 区间: 当 ωt 在 EF 区间, $v_r < v_c$, $v_r + v_c > 0$, S_2 、 S_4 处于通态, $v_{ab} = 0$; ωt 在 FG 区间, $v_r > v_c$, $v_r + v_c > 0$, S_1 、 S_4 处于通态, $v_{ab} = +V_D$; ωt 在 GH 区间, $v_r > v_c$, $v_r + v_c < 0$, S_1 、 S_3 处于通态, $v_{ab} = 0$ 。因此在一个脉波周期 T_s (或 $\theta_s = \omega T_s$) 期间, 脉波电压宽度 $\theta_k = \omega T_k$, 脉波电压在该脉波周期 T_s 中的平均值为

$$V_D \frac{\theta_k}{\theta_s} = V_D \frac{T_k}{T_s} \quad (2-47)$$

由图 2-17e 中三角形 AEC 的简单几何关系得到

$$\frac{\theta_k/2}{\theta_s/2} = \frac{FC}{EC} = \frac{FB}{EA} = \frac{v_r}{V_{cm}} = \frac{V_{rm} \sin \alpha_k}{V_{cm}}$$

因此, 第 k 个脉波电压的平均值为

$$V_D \frac{\theta_k}{\theta_s} = V_D \frac{V_{rm} \sin \alpha_k}{V_{cm}} = V_D M \sin \alpha_k \quad (2-48)$$

第 k 个脉波电压的占空比为

$$D_k = \frac{\theta_k}{\theta_s} = \frac{V_{rm}}{V_{cm}} \sin \alpha_k = M \sin \alpha_k \quad (2-49)$$

SPWM 控制时, 若载波比 $N = f_c/f_r$ 很大, 输出电压半个周波 ($T/2$) 中的脉波数 p 很多, 即 $T_s \ll T$ 时, 逆变电路输出电压将是很多个宽度很窄的不连续脉波电压的集合, 脉波电压在一个很短周期 T_s 中的平均值可看作是該周期 T_s 中 $\alpha_t = \omega t$ 的瞬时值, 即认为第 k 个脉波的占空比 D_k (θ_k/θ_s , $\alpha_k = \omega t$) 就是在 t 瞬间、相位为 $\alpha_t = \omega t$ 时的占空比 D_t , 即

$$D_k = \frac{\theta_k}{\theta_s} = \frac{V_{rm}}{V_{cm}} \sin \alpha_k = M \sin \alpha_k = M \sin \omega t = \frac{T_x}{T_s} (D_t) \quad (2-50)$$

由此可得到逆变电路采用 SPWM 时, 其输出电压瞬时值为

$$v_{ab}(\omega t) = V_D \frac{\theta_k}{\theta_s} = D_k V_D = V_D \frac{V_{rm} \sin \alpha_k}{V_{cm}} = V_D \frac{V_{rm}}{V_{cm}} \sin \omega t = M V_D \sin \omega t \leq M V_D \quad (2-51A)$$

$$V_D = \frac{v_{ab}(\alpha_k)}{D_k} = \frac{v_{ab}(t)}{D_t} = \frac{v_{ab}(t)}{M \sin \omega t} > v_{ab}(t) \quad (2-51B)$$

调制比 $M \leq 1$, 因此采用 SPWM 控制时输出的交流电压总是小于直流电压 V_D 。SPWM 逆变, 就电压变换而言, 本质上类似于 2.4.1 节的 DC-DC 降压变换, 只是占空比 D 在交流电压一个周期中按正弦规律变化。

采用 SPWM 控制时, 逆变器输出电压的基波幅值为

$$V_{1m} = V_D \frac{V_{rm}}{V_{cm}} = M V_D \quad (2-52)$$

$$\text{基波电压的有效值为 } V_1 = M V_D / \sqrt{2} = 0.707 M V_D \quad (2-53)$$

改变调制比 M , 例如固定三角波幅值 V_{cm} 但改变正弦参考波幅值 V_{rm} , 即可调控输出基波电压值。SPWM 控制要求 $V_{rm} \leq V_{cm}$, 调制比 $M = V_{rm}/V_{cm} \leq 1$, 因此 SPWM 控制的单相逆变器

路输出的最大电压幅值为 V_D ，最大的有效值为 $V_D/\sqrt{2} = 0.707V_D$ 。它比 120° 脉宽的单脉波电压有效值 $0.78V_D$ 还要小。由式(2-51)还可看出输出电压的频率、相位就是正弦参考电压 v_r 的频率和相位，所以逆变器输出电压的数值、频率和相位可由正弦参考电压的幅值、频率和相位调控。

前面已经论述，如果要求逆变电路输出的恒幅(V_D)不等宽度 θ_k 的多脉波电压与正弦电压 $V_{1m}\sin\omega t$ 等效，脉波数 p 或载波比 $N=f_c/f_r$ 必须很大，且各脉波电压的宽度 θ_k 或占空比 D_k 应按式(2-42)确定。采用图 2-17b 中三角波 v_c 与正弦波 v_r 的交点确定逆变电路 4 个开关器件的通断状态时，得到的各脉波电压的占空比 D_k 、各脉波电压宽度 θ_k 的公式(2-50)正好就是式(2-42)，即各脉波电压的宽度 θ_k 、占空比 D_k 与该脉波中心点处相位角 α_k 的正弦函数成正比，或脉波电压的平均值等于正弦电压在中心点 α_k 处的瞬时值。

图 2-17d 所示波形特点是输出电压的正半周中只有正值脉波电压 $+V_D$ ，负半周中只有负值脉波电压 $-V_D$ ，这种脉波电压被称为单极性脉波电压。此外，在每个载波周期 T_c 中形成有两个脉波电压。如图 2-17c 中正、负半波各有 3 个载波周期 T_c ，但正、负半波中各有 6 个单极性脉波电压，即载波比 $N=f_c/f_r=6$ 时，一个输出电压周期 $T(2\pi)$ 中共有 $2 \times 6 = 12$ 个正、负脉波，即正、负脉波数 $2p=2 \times 6=12$ ，比载波比 $N=6$ 高一倍，故称这种 SPWM 控制方式为单极性倍频 SPWM 控制。

已知正弦参考波电压 $v_r = V_m \sin\omega t$ 和三角波频率 f_c 、幅值 V_{cm} 后，可以确定图 2-17c 中 v_r 、 v_c 、 $-v_c$ 的电压交点，即确定各脉波电压的起始和终止角 δ_1 、 δ_2 、 δ_3 、 δ_4 、 δ_5 、 δ_6 以及各脉波宽度 $\theta_1=\delta_2-\delta_1$ 、 $\theta_2=\delta_4-\delta_3$ 、 $\theta_3=\delta_6-\delta_5$ ，可以确定各脉波中心点位置角 $\alpha_1=(\delta_1+\delta_2)/2$ 、 $\alpha_2=(\delta_3+\delta_4)/2$ 、 $\alpha_3=(\delta_5+\delta_6)/2$ ，利用式(2-46)或式(2-44)即可计算出基波和各次谐波有效值 V_1 、 V_n 。图 2-17f 画出了载波比 $N=7$ ，每半周中有 $p=N=7$ 个脉波，不同调制比 $M=V_m/V_{cm}$ 时，基波和谐波电压的相对值(取基准值为 $2\sqrt{2}V_D/\pi - 180^\circ$ 单脉波时的基波有效值)的计算结果。当调制比 $M=V_m/V_{cm} \leq 1$ 时，逆变器输出电压 v_{ab} 中的基波电压有效值 V_1 与调制比 M 成正比， $M=1$ 时，由式(2-53)得 $V_1 = V_D/\sqrt{2} = 0.707V_D$ 。

如果输出电压半个周期 $T/2$ 中，有 p 个单极性电压脉波，深入分析这种单极性 SPWM 控制的输出电压波形得知：除基波外， $v_{ab}(t)$ 还含有一系列高次谐波(即 $2p \pm 1$ 、 $2p \pm 3$ 、 $4p \pm 1$ 、 $4p \pm 3$ 等阶次的谐波)，其中幅值较大而阶次又较低的高次谐波阶次为 $2p \pm 1$ 次。图 2-17f 示出了 $p=N=7$ 时的基波和谐波的相对值，由于 $p=N=7$ ，故幅值较大高阶次又较低的高次谐波为 $2p \pm 1 = 2 \times 7 \pm 1 = 13$ 、 15 次。

将 SPWM 波的基波和谐波与 180° 宽单个矩形波的基波和谐波相比较可知：

1) 采用单极性 SPWM 控制后，幅值较大而阶次又较低的谐波为 $2p(p=N)-1$ 次谐波。

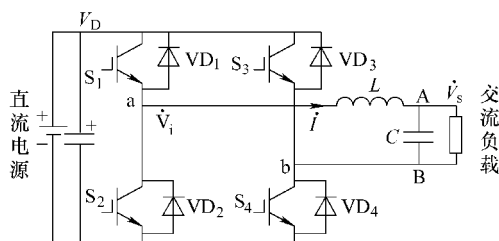
2) 采用 SPWM 控制后，基波最大的有效值 V_1 (在 $M=V_m/V_{cm}=1$ 时)为 $V_{1m}/\sqrt{2} = V_D/\sqrt{2} = 0.707V_D$ ，它与 180° 矩形波的基波有效值 $\frac{2\sqrt{2}}{\pi}V_D = 0.9V_D$ 的比值为 $\frac{V_D}{\sqrt{2}} / \left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi}V_D \right) = \frac{\pi}{4} = 0.7854$ 。因此采用 SPWM 控制在消除低次谐波、改善输出波形的同时使输出电压(即直流电压利用率)减小了 21.46%。

3) 采用 SPWM 控制后尚存的某个频率的高次谐波数值比 180° 宽的矩形波可能还大些。例如 180° 宽矩形波中 11 次谐波为基波的 $1/11$ ，即 9%。而在 SPWM 控制时，图 2-17f 中，

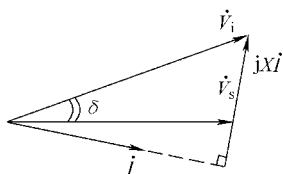
11 次谐波还大于基波的 9%，但这不会带来严重的后果。因为 11 的二次方是 121，经 LC 滤波后，其在负载端 11 次谐波要衰减 11 的二次方倍即 121 倍，因此负载端的电压畸变率还是很小的。

2.7.3 单相(H)桥 SPWM 整流

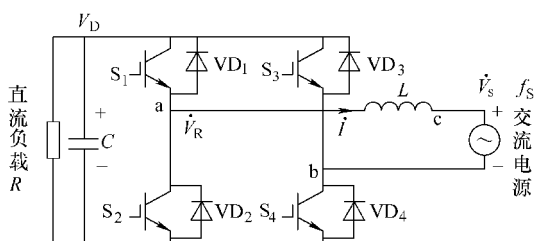
在如图 2-18a 所示单相(H)桥电路中，当 P、Q 端接直流电源，对 $S_1 \sim S_4$ 进行 SPWM 控制，可在 A、B 端输出可控的交流电压，实现 SPWM 逆变。在如图 2-19a 所示单相(H)桥电路中，a、b 两端经电感 L 外接频率为 f_s 的交流电源 $\dot{V}_s$ ，对 $S_1 \sim S_4$ 四个开关进行 SPWM 控制，则构成一个高频 SPWM 整流器，将交流电压 V_s 变为可控的直流电压 V_D 。只要采用图 2-17b 和图 2-17c 相同的驱动形成电路和相同的 SPWM 控制原理，取交流电源的频率 f_s 作 SPWM 控制的参考频率 f_r ，即 $f_r = f_s$ ，取高频整流所需的电压 $\dot{V}_R(v_{ab})$ 及其相位角 δ 为 SPWM 控制中的参考电压 v_r 的数值和相位，对 $S_1 \sim S_4$ 进行 SPWM 控制，改变参考电压 v_r 的大小，即可控制 a、b 两端交流输出电压基波 V_{R1} 的大小，调控整流电压 V_D 的大小。改变 v_r 相对于电源电压 $\dot{V}_s$ 相位(δ 角)关系，即令 a、b 两端输出电压 $\dot{V}_R(v_{ab})$ 滞后 $\dot{V}_s$ 一个角度 δ ，改变电流 i 的幅值和相位，从而调控高频整流时交流电源输出的有功和无功功率，因此，图 2-19a 也可以实现交流功率变成直流功率供给负载的 SPWM 高频整流。图 2-18b 为 SPWM 逆变时的相量图，逆变电路输出的交流电压 $\dot{V}_i$ 超前 $\dot{V}_s$ 的角度为 δ 。图 2-19b 为实现高频整流时的相量图，整流桥交流侧电压 $\dot{V}_R$ 滞后交流电源 $\dot{V}_s$ 的角度为 δ 。因此，同一个 H 桥电路既可实现 SPWM 逆变，又可实现 SPWM 整流。但这时与采用晶闸管的 H 桥相控整流不同之处是：全控型开关管在一个交流电源周期中多次高频地改变通、断状态，从而避免了相控整流的许多缺点。



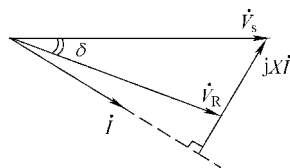
a) SPWM 逆变



b) $\dot{V}_i$ 超前 $\dot{V}_s$ 实现逆变相量图



a) SPWM 高频整流



b) $\dot{V}_R$ 滞后 $\dot{V}_s$ 实现整流相量图

图 2-18 单相桥 PWM 逆变

图 2-19 单相桥 PWM 高频整流

如图 2-18a 所示采用 SPWM 逆变时，前文已说明，由式(2-51)逆变桥输出的交流电压 v_{ab} 数值

小于直流输入电压 V_D ，就电压变换而言，SPWM 逆变本质上是类似 2.4.1 节图 2-6 的斩波式降压(Buck)变换。如图 2-19a 所示采用 SPWM 整流时，整流桥交流输入端电压 v_{ab} 与直流输出电压 V_D 之间的变换关系式仍然是式(2-51)，因此 SPWM 整流就电压变换而言本质上类似于 2.4.2 节图 2-7 的升压(Boost)变换，即输出的直流电压 V_D 高于整流桥输入端交流电压 v_{ab} 。与 DC-DC 降压、升压电压变换不同的是，SPWM 逆变和整流降压、升压变换，在一个交流电压周期中，各脉波的占空比或电压比 $D_k = v_{ab}(\alpha_k)/V_D = \theta_k/\theta_s = M\sin\alpha_k$ (或任意瞬间的变压比 $D_t = v_{ab}(\omega t)/V_D = M\sin\omega t$) 随时间 α_k (或随相位角 ωt ， $\alpha_k = \omega t_k$) 正弦变化，使逆变或整流桥交流侧电压 v_{ab} 为式(2-51)所示的正弦基波。

请注意，SPWM 控制时，在一个开关周期中 $V_1(V_{D1})$ 、 $S_4(V_{D4})$ 同时导通时间定义为 T_{on} ，占空比 D_k 定义为 $D_k = T_{on}/T_s$ ； $V_1(V_{D1})$ 、 $V_3(V_{D3})$ 同时导通的时间定义为 $t_{off} = T_s - T_{on} = (1 - D)T_s$ ，而图 2-7、式(2-7A)升压变换中，占空比 D 定义为在一个开关周期中 V_1 导通，电源 V_D 经 L 短路， i 增大的时间(这个时期类似于 SPWM 控制的图 2-19a 中 $V_1(V_{D1})$ 、 $V_3(V_{D3})$ 同时导通、电源电压 V_s 经 L 短路， i 增大的时间 $t_{off} = (1 - D_k)T_s$ ，即 $D = t_{off}/T_s = 1 - D_k$ ，或 $D_k = 1 - D$ ，因此 SPWM 控制时的式(2-51B)也可改写为：

$$\text{输出直流电压 } V_D = \text{交流输入电压 } v_{ab}/D_k = v_{ab}/(1 - D) > v_{ab} \text{ (输入电压)} \quad (2-7B)$$

式(2-7B)与式(2-7A)完全一致，清楚地表明了 SPWM 整流时将数值为 v_{ab} 的交流电源电压变换、提升至较高直流输出电压 V_D 的升压变换特性。

2.8 双电压源三相交流系统不同坐标系电压平衡方程

2.8.1 三相静止 ABC 坐标系电压平衡方程

图 2-20a 示出了三相电压源 V_1 经电感 L 、电阻 R 对另一电压源 V_2 (或负载)供电的双电压源三相交流系统，首端三相电压瞬时值为 v_{1A} 、 v_{1B} 、 v_{1C} ，末端三相电压瞬时值为 v_{2A} 、 v_{2B} 、 v_{2C} ，三相电流瞬时值为 i_A 、 i_B 、 i_C ，在 A、B、C 三相静止坐标系中三相电压平衡方程为

$$\begin{aligned} v_{1A} &= Ri_A + L \frac{di_A}{dt} + v_{2A} \\ v_{1B} &= Ri_B + L \frac{di_B}{dt} + v_{2B} \\ v_{1C} &= Ri_C + L \frac{di_C}{dt} + v_{2C} \end{aligned} \quad (2-54)$$

如果三相交流系统等效负载为三相平衡线性负载，电压、电流三相对称，即三相电压、电流为幅值相等、相差 120° 的正弦基波，这时，可用图 2-20b 所示的等效电路分析、研究系统运行特性。图中 $\dot{I}$ 、 $\dot{V}_1$ 、 $\dot{V}_2$ 为相电压、相电流时间相量，其值为各相电压、相电流正弦波的有效值，相电压、相电流时间相量平衡方程为

$$\dot{V}_1 = R \dot{I} + jX \dot{I} + \dot{V}_2 \quad (2-55)$$

图 2-20c 为这时正弦基波电压电流相量图。利用图 2-20b 和 c 或相量电压平衡方程式(2-55)，可以简洁地分析、研究系统运行特性。

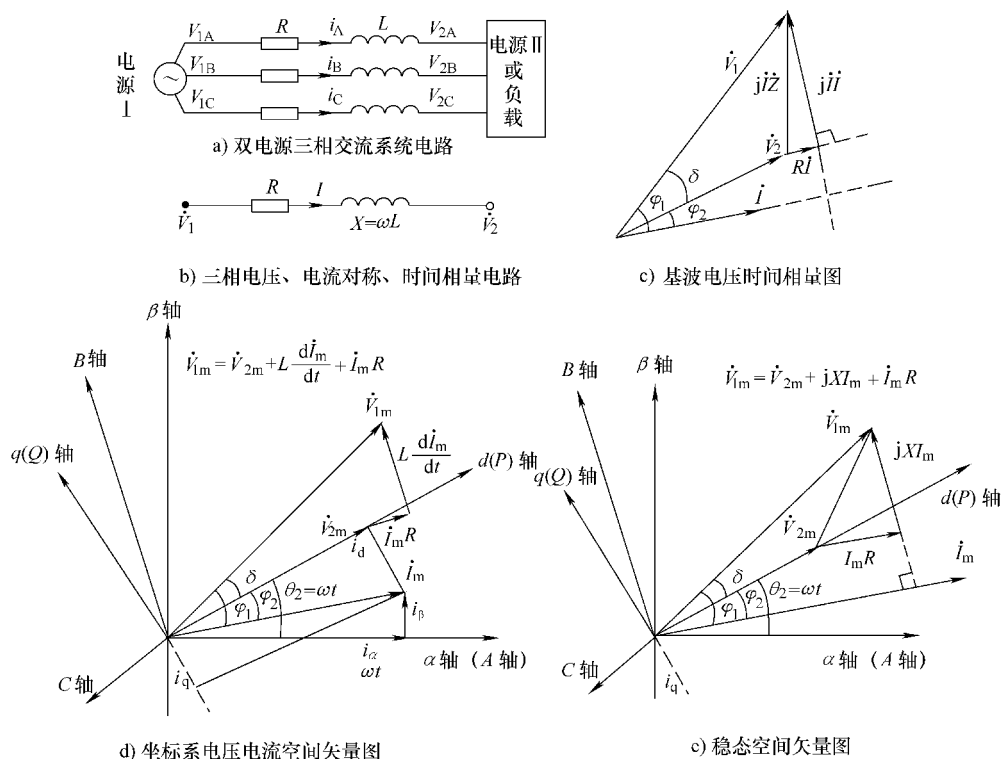


图 2-20 三相系统电路、时间相量图和空间矢量图

如果三相系统有非线性负载，电流有谐波，或者三相电压不对称，或者要分析研究三相系统的暂态运行特性，直接求解 A、B、C 系统瞬时值电压方程式(2-54)就比较困难、费时。若引入另一种坐标系及相应的新的电压、电流变量，如引入两相旋标正交 d 、 q 坐标系及其变量 v_d 、 v_q 、 i_d 、 i_q ，构成新坐标系中的电压平衡方程，则有可能简化电压平衡方程，较简便地分析、研究系统三相电压不对称、负载三相不平衡、非线性、稳态或暂态时的系统特性。对不同的系统情况和不同的研究问题，通常采用不同的坐标系的电压、电流平衡方程。

2.8.2 两相旋转 d 、 q 坐标系和两相静止 α 、 β 坐标系的电压平衡方程

图 2-20d 中示出了三相静止 A、B、C 坐标系，两相旋转 d 、 q 正交坐标系和两相静止 α 、 β 正交坐标系的坐标轴。图中取 A 相轴线固定在水平方向上，三相静止坐标 A、B、C 轴线相差 120° ，取两相静止正交的坐标轴的 α 轴固定在静止的 A 轴方向上， β 轴超前 A 轴(α 轴) 90° ；取以速度 ω 旋转的 d 、 q 正交坐标轴的 q 轴超前 d 轴 90° ， d 轴超前静止的 A 轴的相位角 $\theta_2 = \omega t$ ，即 d 、 q 轴相对于 A、B、C 轴以 $d\theta_2/dt = \omega$ 的速度旋转。在三相交流系统中，幅值为 I_m (V_m) 的三相电流(电压)瞬时值 i_A 、 i_B 、 i_C (v_A 、 v_B 、 v_C) 可用一个在空间以角频率 $\omega = 2\pi f$ 旋转的幅值为 I_m (V_m) 的电流(电压)空间矢量 $\dot{I}_m$ ($\dot{V}_m$) 在 A、B、C 绕组轴线上的投影表示，如图 2-20d 所示。图中将 d 轴取在 $\dot{V}_{2m}$ 方向上。若首端电压的空间矢量 $\dot{V}_{1m}$ 超前电流空间

矢量 $\dot{I}_m$ 的相位角为 φ_1 ，末端电压的空间矢量 $\dot{V}_{2m}$ 超前 $\dot{I}_m$ 相位角为 φ_2 ， $\dot{V}_{1m}$ 超前 $\dot{V}_{2m}$ 的功角为 δ ，则电压空间矢量 $\dot{V}_{2m}$ 、 $\dot{V}_{1m}$ 以及电流空间矢量 $\dot{I}_m$ 都随 d 、 q 轴以角速度 $\omega = 2\pi f$ 同步旋转。 A 、 B 、 C 三相电压、电流瞬时值 v_{2A} 、 v_{2B} 、 v_{2C} 、 i_A 、 i_B 、 i_C 、 v_{1A} 、 v_{1B} 、 v_{1C} 可用以速度 ω 旋转的电压、电流空间矢量 $\dot{V}_{2m}$ 、 $\dot{I}_m$ 、 $\dot{V}_{1m}$ 在 A 、 B 、 C 轴上的投影表示。

$$\begin{aligned} v_{2A} &= V_{2m} \cos \theta_2 = V_{2m} \cos \omega t \\ v_{2B} &= V_{2m} \cos(\omega t - 120^\circ) \end{aligned} \quad (2-56)$$

$$\begin{aligned} v_{2C} &= V_{2m} \cos(\omega t + 120^\circ) \\ i_A &= I_m \cos(\omega t - \varphi_2) \\ i_B &= I_m \cos(\omega t - \varphi_2 - 120^\circ) \end{aligned} \quad (2-57)$$

$$\begin{aligned} i_C &= I_m \cos(\omega t - \varphi_2 + 120^\circ) \\ v_{1A} &= V_{1m} \cos(\omega t + \delta) \\ v_{1B} &= V_{1m} \cos(\omega t + \delta - 120^\circ) \\ v_{1C} &= V_{1m} \cos(\omega t + \delta + 120^\circ) \end{aligned} \quad (2-58)$$

引入两相 d 、 q 旋转坐标系，用 d 、 q 坐标系中新的电流 i_d 、 i_q 及 i_0 代替三相静止坐标系中的 i_A 、 i_B 、 i_C ，并定义 i_d 、 i_q 、 i_0 与三相静止坐标系中 A 、 B 、 C 三相电流 i_A 、 i_B 、 i_C 有以下以 Park 命名的经典 Park 变换关系：

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos(\omega t - 120^\circ) & \cos(\omega t + 120^\circ) \\ -\sin \omega t & -\sin(\omega t - 120^\circ) & -\sin(\omega t + 120^\circ) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = C_{3s \rightarrow 2r} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2-59A)$$

式中， $\omega t = \theta_2$ ， θ_2 是以 ω 旋转的 d 轴超前静止的 A 轴的相位角。三相静止 A 、 B 、 C 坐标系中的电流 i_A 、 i_B 、 i_C ，变换到两相旋转 d 、 q 坐标中的 i_d 、 i_q 、 i_0 的变换阵 $C_{3s \rightarrow 2r}$ 为

$$C_{3s \rightarrow 2r} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos(\omega t - 120^\circ) & \cos(\omega t + 120^\circ) \\ -\sin \omega t & -\sin(\omega t - 120^\circ) & -\sin(\omega t + 120^\circ) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (2-60)$$

采用同一变换式可将三相电压 v_{1A} 、 v_{1B} 、 v_{1C} 、 v_{2A} 、 v_{2B} 、 v_{2C} 变为 V_{1d} 、 V_{1q} 、 V_{10} 、 V_{2d} 、 V_{2q} 、 V_{20} ：

$$\begin{bmatrix} V_{1d} \\ V_{1q} \\ V_{10} \end{bmatrix} = C_{3s \rightarrow 2r} \begin{bmatrix} v_{1A} \\ v_{1B} \\ v_{1C} \end{bmatrix} \quad (2-59B)$$

$$\begin{bmatrix} V_{2d} \\ V_{2q} \\ V_{20} \end{bmatrix} = C_{3s \rightarrow 2r} \begin{bmatrix} v_{2A} \\ v_{2B} \\ v_{2C} \end{bmatrix} \quad (2-59C)$$

由式(2-59)可求得经典 Park 变换的反变换式为

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & -\sin \omega t & 1 \\ \cos(\omega t - 120^\circ) & -\sin(\omega t - 120^\circ) & 1 \\ \cos(\omega t + 120^\circ) & -\sin(\omega t + 120^\circ) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = C_{2r \rightarrow 3s} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2-61A)$$

式中, 将两相旋转 d 、 q 变量变为三相静止 A 、 B 、 C 变量的反变换阵:

$$C_{2r \rightarrow 3s} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & -\sin \omega t & 1 \\ \cos(\omega t - 120^\circ) & -\sin(\omega t - 120^\circ) & 1 \\ \cos(\omega t + 120^\circ) & -\sin(\omega t + 120^\circ) & 1 \end{bmatrix} \quad (2-62)$$

采用同一反变换式 $C_{2r \rightarrow 3s}$ 可将 V_{1d} 、 V_{1q} 、 V_{10} 变为 v_{1A} 、 v_{1B} 、 v_{1C} ; 将 V_{2d} 、 V_{2q} 、 V_{20} 变为 v_{2A} 、 v_{2B} 、 v_{2C} :

$$\begin{bmatrix} v_{1A} \\ v_{1B} \\ v_{1C} \end{bmatrix} = C_{2r \rightarrow 3s} \begin{bmatrix} V_{1d} \\ V_{1q} \\ V_{10} \end{bmatrix} \quad (2-61B)$$

$$\begin{bmatrix} v_{2A} \\ v_{2B} \\ v_{2C} \end{bmatrix} = C_{2r \rightarrow 3s} \begin{bmatrix} V_{2d} \\ V_{2q} \\ V_{20} \end{bmatrix} \quad (2-61C)$$

将式(2-61A)、式(2-61B)、式(2-61C)中的 i_A 、 i_B 、 i_C 代入式(2-54), 可得到 d 、 q 两相旋转坐标系中的电压平衡方程, 即

$$V_{1d} = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - Li_q \frac{d\theta_2}{dt} + V_{2d} = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + V_{2d} \quad (2-63)$$

$$V_{1q} = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + Li_d \frac{d\theta_2}{dt} + V_{2q} = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega Li_d + V_{2q} \quad (2-64)$$

$$V_{10} = Ri_0 + L \frac{di_0}{dt} + V_{20} \quad (2-65)$$

式中, $\theta_2 = \omega t$, $d\theta_2/dt = \omega$ 。

式(2-65)独立于式(2-63)和式(2-64), 可单独求解。因此在 d 、 q 坐标系中, 只有两个相关的电压方程和两组正交的 d 、 q 电压、电流变量。如果像图 2-20d 中所示取 d 轴在某一电压空间矢量方向上, 如 $\dot{V}_{2m}$ 取在 d 轴上, 则 $\dot{V}_{2d} = \dot{V}_{2m}$, $V_{2q} = 0$ 。这时系统特性的分析研究、计算与采用 A 、 B 、 C 三个电压平衡方程相比较要简便得多, 同时在两相旋转坐标系中设计控制系统, 实现许多控制策略还能获得优良的静、动态特性。

如果引入两相静止坐标系(α , β), 取 α 轴与 A 相轴线重合, β 轴超前 A 轴(α 轴) 90° , 定义

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = C_{3s \rightarrow 2s} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2-66A)$$

$$\begin{bmatrix} V_{1\alpha} \\ V_{1\beta} \\ V_{10} \end{bmatrix} = C_{3s \rightarrow 2s} \begin{bmatrix} v_{1A} \\ v_{1B} \\ v_{1C} \end{bmatrix} \quad (2-66B)$$

$$\begin{bmatrix} V_{2\alpha} \\ V_{2\beta} \\ V_{20} \end{bmatrix} = C_{3s \rightarrow 2s} \begin{bmatrix} v_{2A} \\ v_{2B} \\ v_{2C} \end{bmatrix} \quad (2-66C)$$

由式(2-66)可求得反变换式为

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = C_{2s \rightarrow 3s} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2-67A)$$

$$\begin{bmatrix} v_{1A} \\ v_{1B} \\ v_{1C} \end{bmatrix} = C_{2s \rightarrow 3s} \begin{bmatrix} V_{1\alpha} \\ V_{1\beta} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-67B)$$

$$\begin{bmatrix} v_{2A} \\ v_{2B} \\ v_{2C} \end{bmatrix} = C_{2s \rightarrow 3s} \begin{bmatrix} V_{2\alpha} \\ V_{2\beta} \\ V_{20} \end{bmatrix} \quad (2-67C)$$

以上三相静止坐标系电压、电流变到两相静止坐标系的电压、电流变换阵 $C_{3s \rightarrow 2s}$ 及反变换阵 $C_{2s \rightarrow 3s}$ 为

$$C_{3s \rightarrow 2s} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (2-68)$$

$$C_{2s \rightarrow 3s} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1 \end{bmatrix} \quad (2-69)$$

在式(2-59A)中令 $\omega t = \theta_2 = 0$, 即 d 轴固定在 A 轴上, 则原两相旋转 d 、 q 轴即成为两相静止 α 、 β 轴, 这时式(2-59A)中的 i_d 成为 i_α , i_q 成为 i_β , 变换阵 $C_{3s \rightarrow 2r}$ 成为 $C_{3s \rightarrow 2s}$, 变换阵 $C_{2r \rightarrow 3s}$ 成为 $C_{2s \rightarrow 3s}$ 两相旋转 d 、 q 正交坐标系电压平衡方程变为两相静止 α 、 β 正交电压平衡方程。

把 A 、 B 、 C 三相静止坐标中的电压平衡方程式(2-54)中的变量 i_A 、 v_{1A} 、 v_{2A} 用式(2-67A)、式(2-67B)、式(2-67C)中的第一式的 i_α 、 $v_{1\alpha}$ 、 $v_{2\alpha}$ 代换, 即可得到 α 、 β 两相静止坐标系中的电压方程为

$$V_{1\alpha} = Ri_\alpha + L \frac{d}{dt} i_\alpha + V_{2\alpha} \quad (2-70)$$

$$V_{1\beta} = Ri_\beta + L \frac{d}{dt} i_\beta + V_{2\beta} \quad (2-71)$$

将式(2-67A)的 i_A 、 i_B 、 i_C 代入式(2-59A)的 i_d 、 i_q 得到

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\omega t & \sin\omega t \\ -\sin\omega t & \cos\omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{2s \rightarrow 2r} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2-72A)$$

两相静止 $\alpha\beta$ -两相旋转 dq 变换阵 $C_{2s \rightarrow 2r}$ 为

$$C_{2s \rightarrow 2r} = \begin{bmatrix} \cos\omega t & \sin\omega t \\ -\sin\omega t & \cos\omega t \end{bmatrix} \quad (2-73A)$$

同理

$$\begin{bmatrix} V_{1d} \\ V_{1q} \end{bmatrix} = C_{2s \rightarrow 2r} \begin{bmatrix} V_{1\alpha} \\ V_{1\beta} \end{bmatrix} \quad (2-72B)$$

$$\begin{bmatrix} V_{2d} \\ V_{2q} \end{bmatrix} = C_{2s \rightarrow 2r} \begin{bmatrix} V_{2\alpha} \\ V_{2\beta} \end{bmatrix} \quad (2-72C)$$

由式(2-72)可求得反变换式为

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\omega t & -\sin\omega t \\ \sin\omega t & \cos\omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = C_{2r \rightarrow 2s} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2-74A)$$

两相旋转 dq -两相静止 $\alpha\beta$ 变换阵 $C_{2r \rightarrow 2s}$ 为

$$C_{2r \rightarrow 2s} = \begin{bmatrix} \cos\omega t & -\sin\omega t \\ \sin\omega t & \cos\omega t \end{bmatrix} \quad (2-73B)$$

同理

$$\begin{bmatrix} V_{1\alpha} \\ V_{1\beta} \end{bmatrix} = C_{2r \rightarrow 2s} \begin{bmatrix} V_{1d} \\ V_{1q} \end{bmatrix} \quad (2-74B)$$

$$\begin{bmatrix} V_{2\alpha} \\ V_{2\beta} \end{bmatrix} = C_{2r \rightarrow 2s} \begin{bmatrix} V_{2d} \\ V_{2q} \end{bmatrix} \quad (2-74C)$$

如果三相系统无中线或三相电流平衡(即 $i_A + i_B + i_C = 0$)，则式(2-59A)中 $i_0 = 0$ 。如果三相系统三相电压平衡(即 $v_A + v_B + v_C = 0$)，则式(2-59B)、式(2-59C)中 $V_{10} = 0$ ， $V_{20} = 0$ 。这时式(2-59)、式(2-60)、式(2-61)、式(2-62)、式(2-66)、式(2-67)、式(2-68)、式(2-69)可简化为

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\omega t & \cos(\omega t - 120^\circ) & \cos(\omega t + 120^\circ) \\ -\sin\omega t & -\sin(\omega t - 120^\circ) & -\sin(\omega t + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = C_{3s \rightarrow 2r} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2-75)$$

变换阵

$$C_{3s \rightarrow 2r} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\omega t & \cos(\omega t - 120^\circ) & \cos(\omega t + 120^\circ) \\ -\sin\omega t & -\sin(\omega t - 120^\circ) & -\sin(\omega t + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (2-76)$$

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\omega t & -\sin\omega t \\ \cos(\omega t - 120^\circ) & -\sin(\omega t - 120^\circ) \\ \cos(\omega t + 120^\circ) & -\sin(\omega t + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = C_{2r \rightarrow 3s} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2-77)$$

反变换阵为

$$C_{2r \rightarrow 3s} = \begin{bmatrix} \cos\omega t & -\sin\omega t \\ \cos(\omega t - 120^\circ) & -\sin(\omega t - 120^\circ) \\ \cos(\omega t + 120^\circ) & -\sin(\omega t + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (2-78)$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = C_{3s \rightarrow 2s} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2-79)$$

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{2s \rightarrow 3s} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2-80)$$

三相静止-三相静止变换阵为

$$C_{3s \rightarrow 2s} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (2-81)$$

反变换阵为

$$C_{2s \rightarrow 3s} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (2-82)$$

由式(2-63)、式(2-64)的 d 、 q 变量瞬时值电压平衡方程, 可求得空间矢量电压平衡方程。

在图 2-20d 中, d 轴超前 A 轴相位角 $\theta_2 = \omega t$, 则空间电压矢量为

$$\dot{V}_{1m} = \dot{V}_{1d} + \dot{V}_{1q} = V_{1d}e^{j\theta_2} + V_{1q}e^{j(\theta_2+90^\circ)} = e^{j\theta_2}(V_{1d} + jV_{1q})$$

$$\dot{V}_{2m} = \dot{V}_{2d} + \dot{V}_{2q} = V_{2d}e^{j\theta_2} + V_{2q}e^{j(\theta_2+90^\circ)} = e^{j\theta_2}(V_{2d} + jV_{2q})$$

空间电流矢量为

$$\dot{I}_m = \dot{I}_d + \dot{I}_q = i_de^{j\theta_2} + i_qe^{j(\theta_2+90^\circ)} = e^{j\theta_2}(i_d + ji_q)$$

则有

$$\frac{d\dot{I}_m}{dt} = e^{j\theta_2} \left(\frac{di_d}{dt} + j \frac{di_q}{dt} \right) + (i_d + ji_q)j\omega e^{j\theta_2}$$

由式(2-63)、式(2-64)可得到空间矢量 $\dot{V}_{1d}$ 、 $\dot{V}_{1q}$ 为

$$\dot{V}_{1d} = V_{1d}e^{j\theta_2} = e^{j\theta_2} \left(Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + V_{2d} \right)$$

$$\dot{V}_{1q} = V_{1q}e^{j(\theta_2+90^\circ)} = e^{j(\theta_2+90^\circ)} \left(Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega Li_d + V_{2d} \right)$$

因此, 空间矢量电压平衡方程为

$$\dot{V}_{1m} = \dot{V}_{1d} + \dot{V}_{1q} = R\dot{I}_m + L \frac{d\dot{I}_m}{dt} + \dot{V}_{2m} \quad (2-83A)$$

在稳态运行时, $\dot{I}_m$ 是幅值 I_m 不变的旋转矢量, 此时有

$$\begin{aligned} L \frac{d\dot{I}_m}{dt} &= L \frac{d}{dt} [e^{j\theta_2}(i_d + ji_q)] = L(i_d + ji_q) \frac{de^{j\theta_2}}{dt} = e^{j\theta_2} j\omega L(i_d + ji_q) \\ &= e^{j\theta_2} j\omega L(i_d + ji_q) = j\omega L\dot{I}_m = jX\dot{I}_m \end{aligned}$$

因此稳态时式(2-83A)的电压平衡方程简化为

$$\dot{V}_{1m} = R\dot{I}_m + jX\dot{I}_m + \dot{V}_{2m} \quad (2-83B)$$

空间矢量方程式(2-83A)在稳态时简化为式(2-83B), 图 2-20d 变为图 2-20e。

式(2-83B)与三相电压、电流对称且处于稳态时的电压时间相量方程类似, 但以往相量方程中的电压、电流相量为正弦波有效值, 而式(2-83B)中的三相电压、电流是在空间以速度 ω 随同 d 、 q 轴旋转的空间矢量, 其幅值为 $I_m = \sqrt{2}I$, $V_m = \sqrt{2}V$ (I 、 V 为相有效值)。因此, 采用式(2-59A)经典 Park 变换(变换阵有 $2/3$ 因子, 稳态时空间矢量大小为正弦波相电压(电流)的幅值 $\sqrt{2}V(\sqrt{2}I)$, 它在 A 、 B 、 C 轴上的投影(分量)当然就是各相电压(电流)瞬时值。

2.8.3 不同坐标系的功率方程

三相交流 ABC 系统中三相功率的瞬时值 P_3 为: $P_3 = v_A i_A + v_B i_B + v_C i_C$, 将 v_A 、 i_A 、 v_B 、 i_B 、 v_C 、 i_C 用 d 、 q 坐标系和 α 、 β 坐标系中的电压、电流变量代换, 可得到用 d 、 q 和 α 、 β 两相电压、电流表达的实际三相总功率瞬时值 P_3 为

$$P_3 = v_A i_A + v_B i_B + v_C i_C = \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q) + 3v_0 i_0 \quad (2-84A)$$

$$= \frac{3}{2}(v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta) + 3v_0 i_0 \quad (2-84B)$$

三相三线制中 $i_0 = 0$, 三相电压平衡时 $v_0 = 0$, 则有

$$P_3 = \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q) = \frac{3}{2}(v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta) \quad (2-85)$$

若 $\dot{I} = i_d + j i_q = i_\alpha + j i_\beta$ 为电流空间矢量, $\dot{I}^*$ 为其共轭矢量, $\dot{I}^* = i_d - j i_q = i_\alpha - j i_\beta$, 则在两相旋转 d 、 q 坐标系和两相静止 α 、 β 坐标系中的复功率 S_2 按常规定义应为

$$\dot{S}_2 = P_2 + jQ_2 = \dot{V}_2 \dot{I}_2^* = (v_d + j v_q)(i_d - j i_q) = (v_d i_d + v_q i_q) + j(v_q i_d - v_d i_q) \quad (2-86A)$$

$$= (v_\alpha + j v_\beta)(i_\alpha - j i_\beta) = (v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta) + j(v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta) \quad (2-86B)$$

式中, $P_2 = v_d i_d + v_q i_q = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta$; $Q_2 = v_q i_d - v_d i_q = v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta$ 。

而实际三相系统功率为

$$P_3 = \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q) = \frac{3}{2}(v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta) = \frac{3}{2}P_2 \quad (2-87)$$

这表明实际三相系统中的总功率 P_3 应是式(2-86A)定义的两相系统中的功率 P_2 的 1.5 倍, 为了使三相-两相变换前后系统总功率瞬时值不变, 则应将两相系统中的总功率定义为

$$\dot{S} = \frac{3}{2}\dot{V}\dot{I}^*$$

这时

$$P = \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q) = \frac{3}{2}(v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta) \quad (2-88)$$

$$Q = \frac{3}{2}(v_q i_d - v_d i_q) = \frac{3}{2}(v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta) \quad (2-89)$$

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} v_d & v_q \\ v_q & -v_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2-90)$$

式(2-88)、式(2-89)表明由 α 、 β 或 d 、 q 坐标电压、电流亦可直接得到三相有功、无功功率瞬时值。式(2-59A)、式(2-61A)的三相-两相变换式被称为经典 Park 变换。式(2-85)、式(2-88)表明在选用经典 Park 变换式(2-59A)、式(2-61A)后,坐标变换前后系统功率瞬时值不守恒,相差3/2倍。

2.8.4 d 、 q 坐标系和 α 、 β 坐标系的特点

1) 采用变换式(2-59A)(变换式有系数2/3)和反变换式(2-61A)(变换式前系数为1)的经典 Park 变换后,变换前后功率不守恒,这是经典 Park 变换的第一个特点。为了使经典 Park 变换前后系统功率不变,可选用 $\dot{S} = \frac{3}{2} \dot{V} \dot{I}^*$ 定义 d 、 q 坐标系功率,即将两相功率 $v_d i_d + v_q i_q$ 或 $v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta$ 增大3/2倍。如果经典 d 、 q 变换阵 C_{3s-2r} 前的系数不取为2/3而取为 $\sqrt{2/3}$,这时其反变换阵 C_{2r-3s} 前将有系数 $\sqrt{2/3}$,这就使 $v_A i_A + v_B i_B + v_C i_C = v_d i_d + v_q i_q = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta$,即变换前后功率守恒,这时的 d 、 q 变换称为正交 Park 变换。因此,采用正交 Park 变换时按常规定义 $\dot{S} = \dot{V} \dot{I}^*$ 也可得到式(2-88)~式(2-90)。

2) 采用两相 d 、 q 和 α 、 β 经典 Park 坐标变换的第二个特点是:按经典 Park 变换式的定义, i_A 、 i_B 、 i_C , i_d 、 i_q 和 i_α 、 i_β ,分别是电流空间矢量 $\dot{I}_m$ ($\dot{I}_m = \dot{I}_d + j\dot{I}_q = \dot{I}_\alpha + j\dot{I}_\beta$)在三相静止坐标系中 A 、 B 、 C 轴线上、在 d 、 q 轴和 α 、 β 轴上的分量(投影)。 v_A 、 v_B 、 v_C , V_d 、 V_q 和 V_α 、 V_β 则是电压空间矢量 $\dot{V}_m$ ($\dot{V}_m = \dot{V}_d + j\dot{V}_q = \dot{V}_\alpha + j\dot{V}_\beta$)在各自坐标轴上的分量(投影)。电压空间矢量 $\dot{V}_m = \dot{V}_d + j\dot{V}_q$,电流空间矢量 $\dot{I}_m = \dot{I}_d + j\dot{I}_q$,它们在 A 、 B 、 C 轴上的投影即其分量 V_d 、 V_q 、 I_d 、 I_q 在 A 、 B 、 C 轴上的投影之和就是 v_A 、 v_B 、 v_C 和 i_A 、 i_B 、 i_C 。同理 $\dot{V}_m = \dot{V}_\alpha + j\dot{V}_\beta$, $\dot{I}_m = \dot{I}_\alpha + j\dot{I}_\beta$,它们在 A 、 B 、 C 上的投影即其分量 V_α 、 V_β 、 I_α 、 I_β 在 A 、 B 、 C 轴上的投影之和就是 v_A 、 v_B 、 v_C 和 i_A 、 i_B 、 i_C 。由于 d 、 q 轴正交, α 、 β 轴正交,故 $V_m = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2}$, $I_m = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} = \sqrt{I_\alpha^2 + I_\beta^2}$,所以采用经典 Park 变换后的空间矢量 $\dot{V}_m$ 、 $\dot{I}_m$ 的幅值 V_m 、 I_m 就是 A 、 B 、 C 系统各相电压电流的幅值。

3) 采用式(2-59A)~式(2-62)的经典 Park d 、 q 变换的第三个特点是: A 、 B 、 C 三相静止坐标系中的基波电压、电流变换到旋转的 d 、 q 坐标系后对应的电压、电流 v_d 、 v_q 、 i_d 、 i_q 是直流, A 、 B 、 C 三相静止坐标系中 n 次谐波电压、电流变换到旋转的 d 、 q 坐标系后对应电压、电流是 $n-1$ 次谐波电压、电流。在静止 A 、 B 、 C 系统中的基波和 n 次谐波变换到静止的 α 、 β 系统后,基波仍为基波, n 次谐波仍为 n 次谐波。由经典 Park 变换及反变换式中个坐标电压、电流数学关系即可得到以上结论。

在物理概念上,由于图2-20d中, d 、 q 坐标轴以速度 ω 旋转,静止的 A 、 B 、 C 三相合成基波电压(电流)相量 $\dot{V}_m$ ($\dot{I}_m$)也是以速度 ω 旋转,因此 d 、 q 坐标与基波矢量 $\dot{V}_m$ ($\dot{I}_m$)相对静止,故 $\dot{V}_m$ ($\dot{I}_m$)在 d 、 q 坐标轴上的分量(投影) V_d 、 V_q 、 i_d 、 i_q 应是直流。在 A 、 B 、 C 坐

标中的 n 次谐波三相合成的旋转矢量以速度 $n\omega$ 旋转, 它与 d 、 q 轴的相对速度为 $(n-1)\omega$ 。因此 A 、 B 、 C 中的 n 次谐波电压、电流变换到 d 、 q 系统后应是 $n-1$ 次谐波电压、电流。同理由 α 、 β 坐标系的 α 、 β 轴是静止的, 故 i_A 、 i_B 、 i_C 变换到 α 、 β 坐标系后的电压、电流频率不变, 基波仍为基波, n 次谐波仍为 n 次谐波。

采用两相坐标系电压平衡方程和功率方程, 如式(2-63)、式(2-64)、式(2-90), 可以简便地研究三相电力电子变流系统和电力电子补偿控制系统的运行特性, 同时利用这种两相正交的电压(电流)构建控制系统也适宜于采用先进的控制策略, 使电力电子变流系统(逆变、整流)和电力电子补偿控制系统获得优良的控制特性。

2.9 全控型开关管三相桥脉宽调制逆变和整流电路

2.9.1 三相桥逆变和整流正弦脉宽调制(SPWM)工作原理和控制系统

1. 三相桥逆变电路 SPWM 控制基本原理

图 2-21a 中的 6 个开关器件, 如果按 180° 导电方式运行, 即在一个交流输出电压周期 360° 时期中, 每相的上、下两个开关管各持续导电 180° , 并按 6 个开关管的编号依次相差 $\omega t = 60^\circ$ 开始导电, 即 $\omega t = 0^\circ$ 时, VT_1 开通; $\omega t = 60^\circ$ 时, VT_2 开通; $\omega t = 120^\circ$ 时, VT_3 开通; $\omega t = 180^\circ$ 时, VT_4 开通; $\omega t = 240^\circ$ 时, VT_5 开通; $\omega t = 300^\circ$ 时, VT_6 开通。由于每个开关都持续导通 180° , 故任何时刻都有三个开关同时导通, 这时图 2-21a 中三相电压 v_{AO} 、 v_{BO} 、 v_{CO} 都是 180° 脉宽方波, 幅值为 $V_D/2$, 波形如图 2-21b 所示。相电压基波有效值为 $\sqrt{2}V_D/\pi = 0.45V_D$; 相电压中含有 $n=1, 3, 5, 7\cdots$ 奇次谐波, 而线电压 v_{AB} 则为幅值为 V_D 的 120° 方波, 不含 $3n$ 次谐波, 线电压基波有效值为 $\sqrt{6}V_D/\pi = 0.78V_D$ 。三相桥逆变电路中, 在一个交流输出周期中, 上、下开关管仅通、断一次, 正、负半周中持续导电 180° , 使输出电压中含有大量的幅值也不小、频率又不高的谐波。

对于三相逆变器也可以采用本章 2.7.1 节中已介绍的类似于单相逆变器的多脉波 PWM 控制或 SPWM 控制方式。在输出电压的每一个周期中, 各开关器件通、断转换多次, 调控逆变器输出电压的波形, 既可消除输出交流电压中的低次谐波, 改善输出电压波形, 又可调节、控制输出基波电压的大小。

在图 2-21a 中, 若 A 相输出端 A 点对负载中点 N 的输出电压的基波分量为 v_{iA} ($v_{iA} = V_{im}\sin(\omega t + \delta)$), δ 为 v_{iA} 的初相角。A 相负载电压为 v_{sA} , $v_{sA} = V_{sm}\sin\omega t$, v_{iA} 超前 v_{sA} 的相角为 δ 。在三相 A、B、C 坐标系中三相电压平衡方程为

$$v_{iA} = L \frac{di_A}{dt} + v_{sA}, v_{iB} = L \frac{di_B}{dt} + v_{sB}, v_{iC} = L \frac{di_C}{dt} + v_{sC} \quad (2-91)$$

采用 d 、 q 变换, 由式(2-91)可得到类似式(2-63)、式(2-64)的 d 、 q 坐标系中电压平衡方程, 即

$$v_{id} = L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + v_{sd} \quad (2-92)$$

$$v_{iq} = L \frac{di_q}{dt} + \omega L i_d + v_{sq} \quad (2-93)$$

稳态时 $\frac{di_d}{dt} = 0$, $\frac{di_q}{dt} = 0$ 。在图 2-21d 中, d 轴取在 $\dot{V}_s$ 方向上, 故 $V_{sd} = V_s$, $V_{sq} = 0$, i_d 为正值,

但无功电流 i_q 为负值(i_q 滞后 $\dot{V}_s$ 为感性电流)。若取有功电流为 I_d , 感性无功电流为 I_q , 即 $I_d = i_d$, $I_q = -i_q$, 则式(2-92)和式(2-93)可简化为

$$v_{id} = v_{sd} - \omega L i_q = v_{sd} + X I_q \quad (2-94A)$$

$$v_{iq} = v_{sq} + \omega L i_d = X I_d \quad (2-94B)$$

由式(2-83A)空间矢量电压平衡方程为

$$\dot{V}_i = L \frac{d\dot{I}}{dt} + \dot{V}_s \quad (2-94C)$$

$$\text{稳态时} \quad \dot{V}_i = j\omega L \dot{I} + \dot{V}_s \quad (2-94D)$$

由式(1-8)、式(1-9B)或图 2-21d, 逆变器输出至负载的功率为

$$P = \frac{V_s V_i}{X} \sin \delta = V_s I_d \quad (I_d \text{ 为有功电流})$$

$$Q = \frac{V_s (V_i \cos \delta - V_s)}{X} = V_s I_q \quad (I_q \text{ 为滞后无功电流})$$

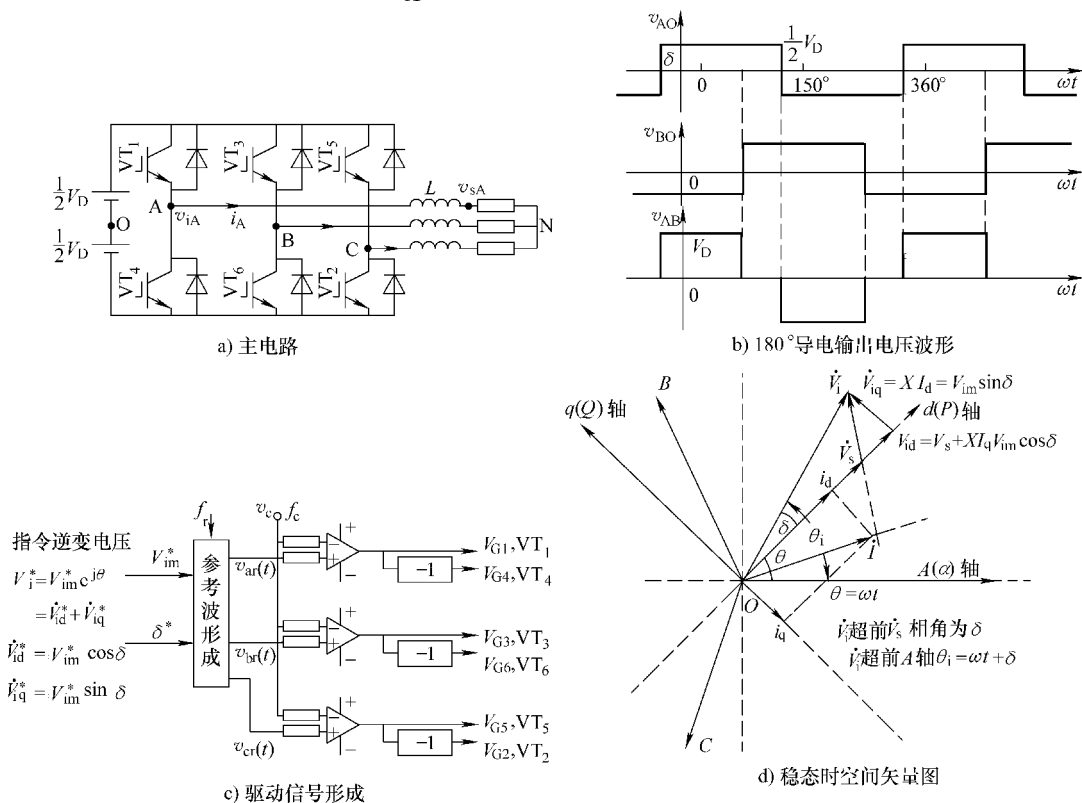
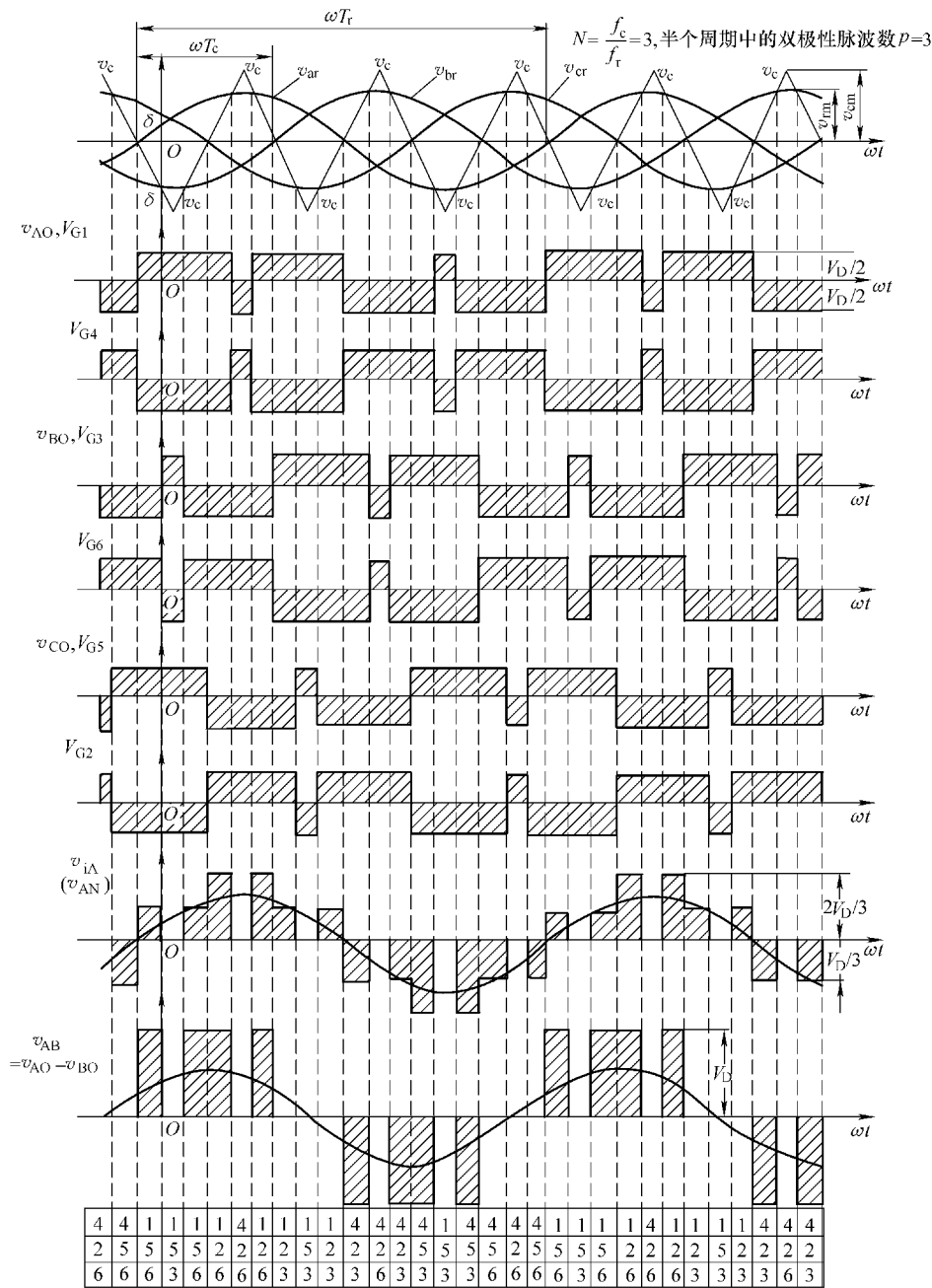


图 2-21 三相逆变器 SPWM 控制原理及波形



c) 驱动电压 V_G 及输出电压波形

图 2-21 (续)

逆变器运行的基本要求是：在任何工况下，负载端电压 $\dot{V}_s = \dot{V}_{sd} + \dot{V}_{sq}$ 为指令值 $\dot{V}_s^*$ ，同时其输出的有功、无功功率独立可控。为此就必须在直流电源电压 V_D 和三相负载改变时，能独立地调控逆变电路交流侧的逆变电压 $\dot{V}_i$ 的幅值 V_{im} 和 $\dot{V}_i$ 超前 $\dot{V}_s$ 的相位角 δ ，改变 V_{id} (V_{im}

$\cos\delta$)和 V_{iq} ($V_{im}\sin\delta$)使逆变器输出电压 $\dot{V}_s$ 跟踪指令值, 输出负载所需的有功和无功功率。

在图 2-21c 和图 2-21e 中, 若三角形高频载波 v_c 幅值为 V_{cm} 、频率为 f_c 。令三相调制波的频率 $\omega_r = 2\pi f_r = \omega = 2\pi f_s$, ω 、 f_s 为逆变器输出电压指令频率, 三相调制参考信号正弦电压为

$$\begin{aligned} v_{ar}(t) &= V_{rm}\sin(\omega_r t + \delta) = V_{im}\sin(\omega t + \delta) \\ v_{br}(t) &= V_{rm}\sin(\omega_r t + \delta - 120^\circ) = V_{im}\sin(\omega t + \delta - 120^\circ) \\ v_{cr}(t) &= V_{rm}\sin(\omega_r t + \delta - 240^\circ) = V_{im}\sin(\omega t + \delta - 240^\circ) \end{aligned} \quad (2-95)$$

式中, δ 为参考电压 v_{ar} 的相角(见图 2-21e); V_{rm} 为调制参考波电压幅值, 取 V_{rm} 为指令电压 $\dot{V}_i$ 的幅值 V_{im} 。

在图 2-21c 中, 三相逆变器输出的逆变电压指令值 $\dot{V}_i$ 是幅值为 V_{im} 、相位角为 δ , δ 是 $\dot{V}_i$ 超前负载端电压 $\dot{V}_s$ 的相位角。 $\dot{V}_i$ 的 d 轴分量 $V_{id} = V_{im}\cos\delta$, q 轴分量 $V_{iq} = V_{im}\sin\delta$, $\delta = \arctan(V_{iq}/V_{id})$, 参考波电压角频率为 $\omega_r = 2\pi f_r$, ω_r 取为逆变器输出电压 $\dot{V}_s$ 的角频率 ω , $\omega = 2\pi f_s$, 因此, $\omega_r = \omega$, $f_r = f_s$ 。将 $\dot{V}_i$ (V_{im} , δ) 和 ω_r 输入参考波形成电路, 由 V_{im} 、 δ 和 $\omega_r t$ (ωt) 共同产生三相调制参考波正弦电压 $v_{ar}(t)$ 、 $v_{br}(t)$ 、 $v_{cr}(t)$ 。 $v_{ar}(t)$ 、 $v_{br}(t)$ 、 $v_{cr}(t)$ 再与频率 f_c 和幅值 V_{cm} 都固定的双极性三角载波电压 $v_c(t)$ 相比较产生驱动信号 V_{G1} 、 V_{G4} 、 V_{G3} 、 V_{G6} 、 V_{G5} 、 V_{G2} , 控制 VT₁、VT₄、VT₃、VT₆、VT₅、VT₂ 6 个全控型开关器件的通、断状态, 从而控制逆变器输出的三相交流相电压(各相输出端对电源中点 O 的电压) $v_{AO}(t)$ 、 $v_{BO}(t)$ 、 $v_{CO}(t)$ 的瞬时值。图 2-21c 中, $v_{ar}(t)$ 与载波电压 $v_c(t)$ 相比较: 当 $v_{ar} > v_c$ 时, V_{G1} 为正值, VT₁ 导通, 在图 2-21a 中, $v_{AO} = +V_D/2$ 为正脉波电压; 当 $v_{ar} < v_c$ 时, V_{G1} 为负值, VT₁ 截止, VT₄ 导通, $v_{AO} = -V_D/2$ 为负脉波电压。因此逆变电路输出的相电压 v_{AO} 与驱动信号 V_{G1} 波形相同, 如图 2-21e 所示, 与图 2-17d 的单极性脉波电压不同, 图 2-21e 中在参考波电压 v_{ar} (v_r) 的正半波(负半波)期间, 输出电压 v_{AO} 既有正极性电压 $V_D/2$, 也有负极性电压 $-V_D/2$, 这时, 输出相电压 v_{AO} 是一个与驱动信号 V_{G1} 波形相同的双极性脉波电压。 v_{AO} 的波形由 v_{ar} 的幅值和相位角 δ^* 决定。

同理当 $v_{br} > v_c$ 时, V_{G3} 为正值, VT₃ 导通, v_{BO} 为正脉波电压, $v_{BO} = +V_D/2$; 当 $v_{br} < v_c$ 时, V_{G3} 为负值, VT₃ 截止, VT₆ 导通, v_{BO} 为负脉波电压, $v_{BO} = -V_D/2$ 。 v_{BO} 也是一个与驱动信号 V_{G3} 波形相同的双极性电压, v_{BO} 比 v_{AO} 滞后 120° 。

同理 v_{CO} 也是一个与驱动信号 V_{G5} 波形相同的双极性电压, v_{CO} 比 v_{AO} 滞后 240° 。 v_{AO} 、 v_{BO} 、 v_{CO} 的波形都由 V_{im}^* 和相位指令 δ^* 决定。

三相电压型逆变电路任何时刻一个桥臂只有一个开关管(例如 A 桥臂的 VT₁ 或 VT₄)被驱动导通, 上、下开关管驱动信号互补。因此三相桥电压型逆变器任何时刻都有 3 个开关管同时被驱动导通, 根据图 2-21e 6 个驱动信号的波形可以列出三相逆变电路这 6 个开关管中处于同时导通状态的 3 个开关管的名称。由此可画出线电压 v_{AB} 及负载星形联结时负载相电压 v_s 等的波形, 例如在 VT₄、VT₅、VT₆ 三管导通期间, 图 2-21a 中 $v_{AB} = v_{AO} - v_{BO} = 0$ 。在 VT₁、VT₅、VT₆ 导通期间, $v_{AB} = v_{AO} - v_{BO} = \frac{1}{2}V_D - \left(-\frac{1}{2}V_D\right) = V_D$, 类似地分析可画出图 2-21e 中线电压 v_{AB} 的波形——单极性 PWM 脉波。同样的分析可知线电压 v_{BC} 、 v_{CA} 与 v_{AB} 一样也

都是单极性脉波电压,且互差 120° , v_{BC} 、 v_{CA} 、 v_{AB} 的波形也都由指令幅值 V_{im}^* 和相位 δ^* 决定。

负载为星形联结时,负载中性点为 N ,当 VT_1 、 VT_5 、 VT_6 同时导通时, A 、 C 两点接电源正端, B 点接电源负端,若负载各相阻抗相等,负载阻抗与输出电抗 (ωL) 等效阻抗为 Z ,则 A 点逆变电压 $v_{iA} = v_{AN} = \frac{V_D}{Z/2 + Z} \times \frac{1}{2}Z = \frac{1}{3}V_D$ 。当 VT_1 、 VT_2 、 VT_6 同时导通时, $v_{iA} = v_{AN} = \frac{V_D}{Z/2 + Z} \times Z = V_D/1.5$ 。当 VT_1 、 VT_5 、 VT_3 同时导通时, A 、 B 、 C 三点都连在一起,故 $v_{iA} = 0$,类似地分析可以画出图 2-21e 所示的负载星形联结时负载相电压 v_{iA} 的波形。类似地分析得知 v_{iB} 、 v_{iC} 与 v_{iA} 一样都是单极性脉波电压而且互差 120° 。图 2-21d 表明: v_{iA} 、 v_{iB} 、 v_{iC} 的相位与三相调制参考电压 v_{ra} 、 v_{rb} 、 v_{rc} 同相,因此改变图 2-21c 中参考电压的相位指令 δ^* 即可改变 $\dot{V}_i$ 的相位。

图 2-21e 中调制比 $M = V_{rm}/V_{cm} \leq 1$ 、载波比 $N = f_c/f_r = 3$ 、输出线电压 v_{AB} 是半周中有 $p = 3$ 个单极性脉波的 SPWM 脉波电压,除基波外其幅值较大阶次又较低的谐波频率为 $2p - 1 = 5$ 次谐波,输出相电压 v_{AO} 是 $p = 3$ 的双极性 SPWM 波,幅值为 $V_D/2$ 。若调制比 $M = V_{rm}/V_{cm}$,则输出相电压 v_{AO} 的基波幅值为

$$V_{AO1m} = M \frac{1}{2}V_D \quad (2-96A)$$

输出线电压 v_{AB} 的基波幅值为

$$V_{AB1m} = \sqrt{3}M \frac{1}{2}V_D = \frac{\sqrt{3}}{2}MV_D = 0.866MV_D \quad (2-96B)$$

输出线电压 v_{AB} 的基波有效值为

$$V_{AB1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\sqrt{3}}{2}MV_D = \frac{\sqrt{6}}{4}MV_D = 0.612MV_D \quad (2-96C)$$

所以三相 SPWM 逆变电路直流电压利用率 $V_{AB1}/V_D = 0.612M$ 。如果三相逆变电路开关管 180° 导电、线电压 v_{AB} 为 120° 脉宽、线电压基波有效值 V_{AB1} 为 $\sqrt{6}V_D/\pi = 0.78V_D$,这时直流电压最高的利用率为 $V_{AB1}/V_D = 0.78 > 0.612M$,因此三相 SPWM 逆变器在改善输出电压波形的同时其直流电压利用率仅为 120° 方波逆变器的 78.5% ($0.612/0.78 \approx 0.785$), 120° 方波逆变器能获得的交流基波电压比 SPWM 逆变器至少要大 27% ($0.78/0.612 \approx 1.27$)。三相逆变器实际应用中常取载波比 $N = 6K - 3$,式中 K 为正奇数, N 为正奇数。例如当 $f_r = 50\text{Hz}$ 时,若取三角波频率 $f_c = 2.55\text{kHz}$,这时 $N = f_c/f_r = 51 = 2550/50$, $K = 9$ 。逆变电路输出的相电压 v_{AO} 、 v_{BO} 、 v_{CO} 为双极性脉波电压。由深入的数学分析得知,双极性脉波相电压中电压谐波聚集在以 N 及其整数倍次谐波为中心的频带上,相电压中一些较低次的谐波电压是 $N \pm 2$ 、 $2N \pm 1$ 等非 3 的倍数的谐波。如果选择 N 为 3 的倍数,在 $f_r = 50\text{Hz}$ 时,若 $f_c = 2.55\text{kHz}$, $N = 51$ 是 3 的倍数,则由于 A 、 B 、 C 三相基波相差 120° ,即 A 、 B 、 C 三相的 N 次谐波相位将相差 $3 \times N \times 120^\circ = 360^\circ N$, A 、 B 、 C 三相的 N 次谐波大小相等、相位相同,因此线电压中不再含 N 次谐波,线电压中仅含 $N \pm 2 = 49$ 或 53 , $2N \pm 1 = 101$ 或 103 等次谐波,最低次谐波频率也要比基波高近 N 倍,这时仅用较小的 LC 滤波就能使逆变电路输出电压波形近似正弦波。

2. 三相桥逆变电路 SPWM 控制系统

图 2-22d 给出了 d 、 q 坐标系中三相逆变电路 SPWM 控制系统框图。其控制基本原理基于式(2-92)、式(2-93)。图 2-22c 为任意工况(稳态或暂态, 三相负载平衡或不平衡)时的通用空间电压矢量图。图 2-22c 中取 d 轴在电压 $\dot{V}_s$ 方向上, 因此输出负载端电压指令值的 d 轴分量 $V_{sd}^* = V_s^*$, q 轴分量 $V_{sq}^* = 0$; i_d 为有功电流, i_q 为无功电流。图 2-22b 中检测交流输出 A 相电压 v_{sA} ($v_{sA} = V_{sm} \sin \omega t$), 经锁相环(PLL)得到相位角 ωt 。检测三相电压 v_{sA} 、 v_{sB} 、 v_{sC} 及电流 i_A 、 i_B 、 i_C 瞬时值, 由三相静止→两相旋转变换得到 d 、 q 轴电压、电流 v_{sd} 、 v_{sq} , i_{sd} 、 i_{sq} 。图 2-22d 中, v_{sd}^* 、 v_{sq}^* 为输出到负载端的电压指令, 将电压差值 $\Delta v_d (v_{sd}^* - v_{sd})$ 、 $\Delta v_q (v_{sq}^* - v_{sq})$ 送入电压调节器 $V_d R$ 、 $V_q R$ 得到 d 、 q 轴补偿控制电压 v_{cd} 、 v_{cq} , 逆变电路交流侧电压 $\dot{V}_i$ 的 d 、 q 分量 $v_{id}^* = v_{cd} - \omega L i_q + v_{sd}$, $v_{iq}^* = v_{cq} + \omega L i_d + v_{sq}$, 对照式(2-92)、式(2-93)可知, v_{cd} 相当于 $L di_d/dt$, v_{cq} 相当于 $L di_q/dt$ 。因此, 这种闭环控制系统结构中的 v_{cd} 、 v_{cq} 仅用于补偿暂态 di/dt , 稳态时 $di_d/dt = 0$, $di_q/dt = 0$, $v_{cd} = v_{cq} = 0$, 故稳态时, $v_{id} = v_{sd} - \omega L i_q = v_s - X i_q = v_s + X I_q$ (图 2-21c 中 i_q 为负值, 即 i_q 为感性无功电流 I_q), $v_{iq} = v_{sq} + \omega L i_d = X I_d$, 与稳态时矢量图 2-21c 一致。而在暂态工况期间, 有功电流 i_d 的变化引起 d 轴多了一个电压降 $L di_d/dt$, 无功电流 i_q 的变化引起 q 轴多了一个压降 $L di_q/dt$, 这时就靠补偿电压 $v_{cd} (L di_d/dt)$ 、 $v_{cq} (L di_q/dt)$ 调控 v_{id}^* 、 v_{iq}^* , 使实际 v_{id} 、 v_{iq} 跟踪 v_{id}^* 、 v_{iq}^* , 从而使输出至负载的实际电压 v_{sd} 、 v_{sq} 跟踪指令值 v_{sd}^* 、 v_{sq}^* 。如果图 2-22d 中不引入交叉反馈 $X i_d$ 、 $X i_q$, 则控制系统中就不必检测实时 i_d 、 i_q , 控制系统结构会简化些, 这时两个电压调节器($V_d R$ 、 $V_q R$)的输出 v_{cd} 应对应 $-L di_d/dt - X i_q$, v_{cq} 应对应 $-L di_q/dt$, v_{cd} 、 v_{cq} 既反应暂态电流变化要求, 又反应正交电抗压降要求($X i_q$ 引起 d 轴电压降, $X i_d$ 引起 q 轴电压降)。而稳态时 $v_{cd} = -X i_q$, $v_{cq} = X i_d$, v_{cd} 、 v_{cq} 仅补偿正交电压降, 以使实际 $\dot{V}_s$ 跟踪指令值 $\dot{V}_s^*$ 。

在图 2-22d 中, 控制系统得到指令值 v_{id}^* 、 v_{iq}^* 以后, 由直角坐标-极坐标变换关系得到指令电压 $\dot{V}_i^*$ 的幅值 $V_{im} = \sqrt{V_{id}^2 + V_{iq}^2}$ 和相角 $\delta = \arctan(V_{iq}/V_{id})$, 然后再由图 2-21c 所示参考电压形成电路, 由 $\theta_i = \omega t + \delta$ 形成 $v_{Ar}(t)$ 、 $v_{Br}(t)$ 、 $v_{Cr}(t)$, 再经驱动信号形成电路产生三相桥 6 个开关管的驱动信号 V_{G1} 、 V_{G4} 、 V_{G3} 、 V_{G6} 、 V_{G2} 和 V_{G5} , 使 $\dot{V}_i$ 跟踪 $\dot{V}_i^*$, 输出至负载的电压 $\dot{V}_s$ 跟踪其指令值 $\dot{V}_s^*$ 。

3. 三相桥整流电路 SPWM 工作原理

全控型开关管 DC $\rightleftharpoons$ AC 变流电路既可实现 PWM 逆变, 又可实现高频 PWM 整流, 同一个变流电路可实现交流-直流双向 PWM 变换。

在图 2-23a 所示三相桥式交流-直流 PWM 整流器电路中, 交流电源的三相电压 $v_{sa}(t)$ 、 $v_{sb}(t)$ 、 $v_{sc}(t)$ 经电感 L 接到三相全控桥式整流器。 $S_1 \sim S_6$ 为 6 个有反并联二极管的自关断器件。输出端接大电容 C 及直流负载(或直流电源), 直流侧电压为平稳的直流 V_D , 三相桥式整流器交流输入端交流相电压为 $v_{ra}(t)$ 、 $v_{rb}(t)$ 、 $v_{rc}(t)$, 电流为 i_a 、 i_b 、 i_c , 如果交流电源相电压有效值为 V_s , 则瞬时值为

$$\begin{aligned} v_{sa}(t) &= \sqrt{2} V_s \sin \omega t \\ v_{sb}(t) &= \sqrt{2} V_s \sin(\omega t - 120^\circ) \end{aligned} \quad (2-97)$$

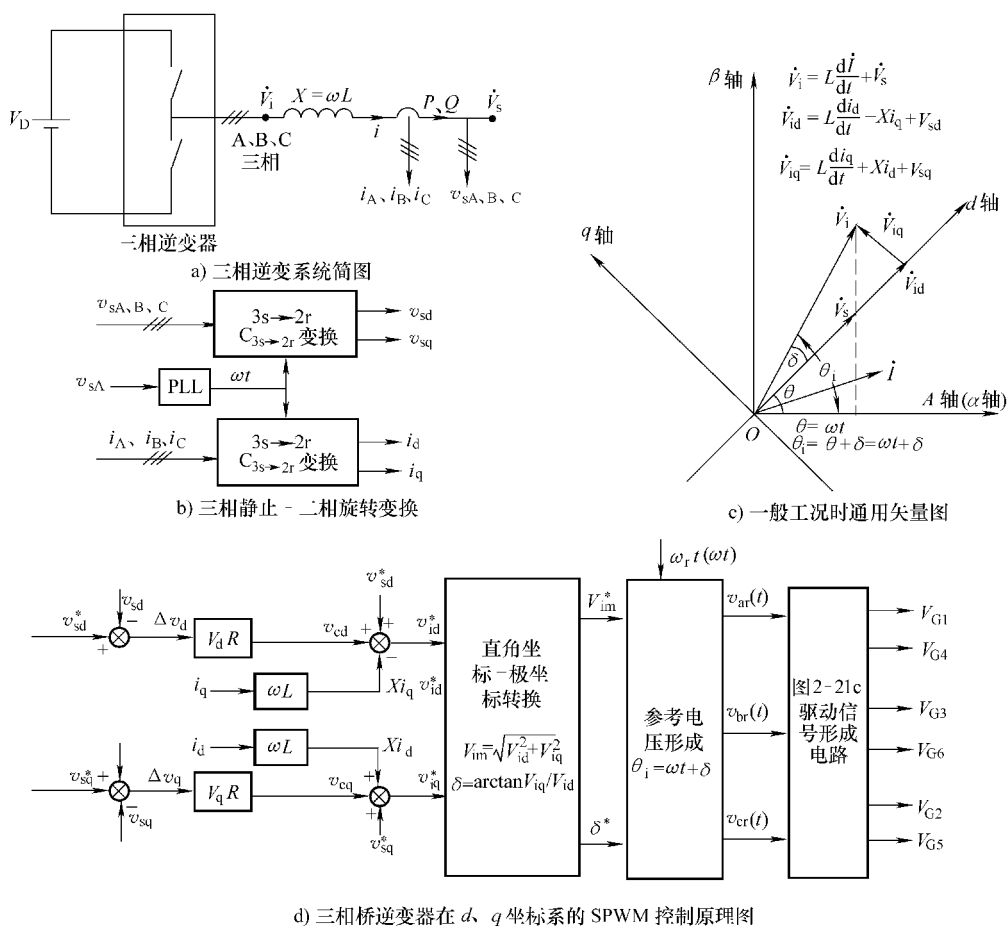


图 2-22 三相桥逆变电路 SPWM 控制系统

$$v_{sc}(t) = \sqrt{2}V_s \sin(\omega t + 120^\circ)$$

如果交流电源流入整流器的电流有效值为 I , $\dot{i}$ 滞后 $\dot{V}_s$ 的功率因数角为 φ , 则理想的整流器交流电源电流应该是

$$\begin{aligned} i_a(t) &= \sqrt{2}I \sin(\omega t - \varphi) \\ i_b(t) &= \sqrt{2}I \sin(\omega t - \varphi - 120^\circ) \\ i_c(t) &= \sqrt{2}I \sin(\omega t - \varphi + 120^\circ) \end{aligned} \quad (2-98)$$

理想的三相桥整流器交流侧相电压基波应是

$$\begin{aligned} v_{rA}(t) &= \sqrt{2}V_r \sin(\omega t - \delta) \\ v_{rB}(t) &= \sqrt{2}V_r \sin(\omega t - 120^\circ - \delta) \\ v_{rC}(t) &= \sqrt{2}V_r \sin(\omega t + 120^\circ - \delta) \end{aligned} \quad (2-99)$$

式中, V_r 为三相桥交流输入端相电压有效值; δ 为 $\dot{V}_r$ 落后于 $\dot{V}_s$ 的相位角, 如图 2-23b 所示。

由式(2-63)、式(2-64)可以得到图 2-23a 所示三相整流电路在 $d-q$ 两相坐标系中的电压平衡方程

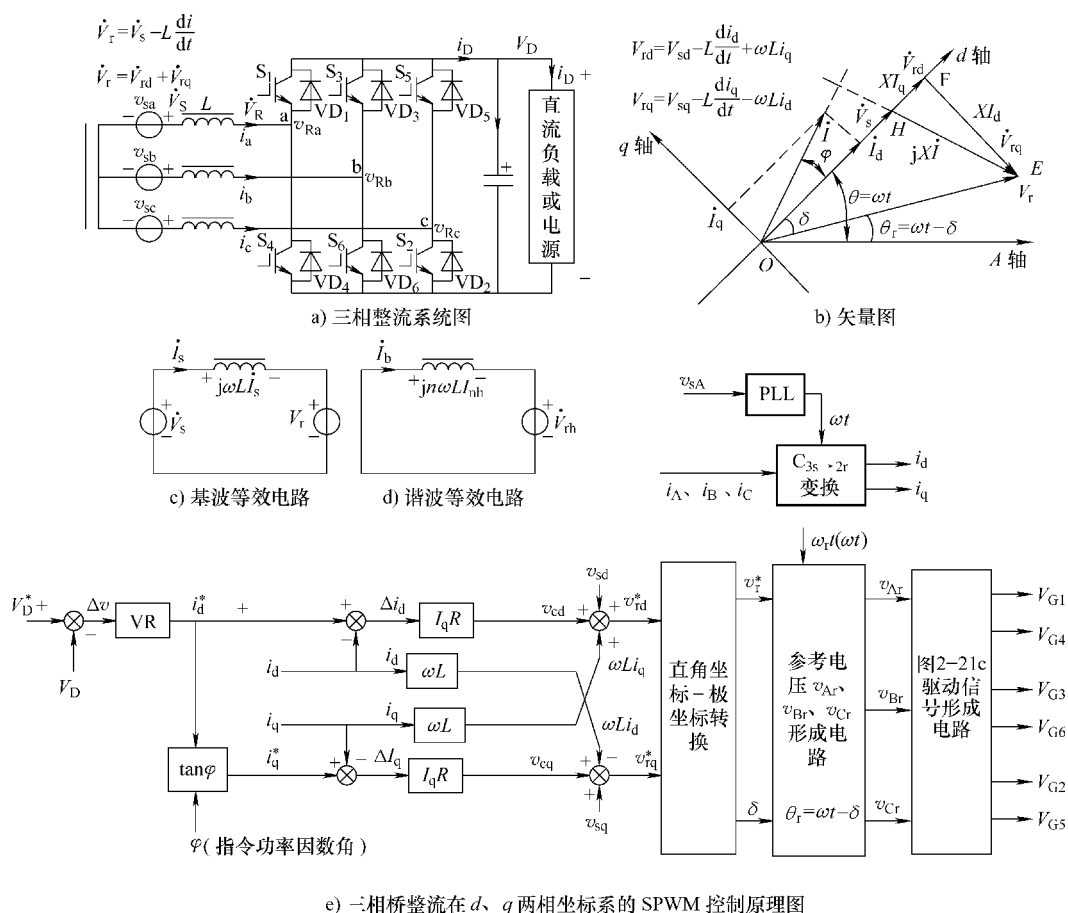


图 2-23 三相桥 SPWM 整流系统

$$v_{sd} = L \frac{di_d}{dt} - \omega L i_q + v_{rd} \quad (2-100)$$

$$v_{sq} = L \frac{di_q}{dt} + \omega L i_d + v_{rq}$$

$$v_{rd} = v_{sd} - L \frac{di_d}{dt} + \omega L i_q \quad (2-101)$$

$$v_{rq} = v_{sq} - L \frac{di_q}{dt} - \omega L i_d$$

稳态时, $di_d/dt=0$, $di_q/dt=0$, 电压、电流矢量关系为

$$\dot{V}_s = \dot{V}_r + j\omega L \dot{I} = V_r + jX \dot{I} \quad (2-102)$$

图 2-23b 中取 $\dot{V}_s$ 方向为 d 轴(或有功 p 轴)方向, 则超前 $\dot{V}_s 90^\circ$ 的纵轴 q 轴为无功功率 Q 轴。稳态时, 整流器交流输入端电压矢量 $\dot{V}_r$ 的 d 轴分量为 V_{rd} 、 q 轴分量为 V_{rq} 。图 2-23b 中, $\dot{V}_s$ 在 d 轴方向, $V_{sd} = V_s$, $V_{sq} = 0$, 又 i_q 为正值, 表明 $\dot{I}$ 超前 $\dot{V}_s$, 交流电网流入整流电路的电流 i_q 为超前容性电流, 或三相桥整流器流入电网的无功电流 $-i_q$ 为感性, 即整流器向交流

电网输出感性无功功率,起到补偿交流电网感性无功功率的作用。同时 i_d 为正值,即交流电网向整流器输入有功功率,变为直流功率后向直流负载提供直流功率。由式(2-100)、式(2-102)或由图 2-23b 可知:

$$\text{无功电流: } I_q = (V_{rd} - V_s)/X = (V_r \cos \delta - V_s)/X = I \sin \varphi \quad (2-103)$$

$$\text{有功电流: } I_d = \frac{V_{rq}}{X} = \frac{V_r \sin \delta}{X} = I \cos \varphi \quad (2-104)$$

交流电网输入到整流器的有功功率 P 和整流器向交流电网输出的感性无功功率 Q 为

$$P = I_d V_s = V_s V_{rq}/X = V_s V_r \sin \delta / X \quad (2-105)$$

$$Q = I_q V_s = V_s \frac{V_r \cos \delta - V_s}{X} \quad (2-106)$$

整流器运行时,最基本的控制要求是在指令所要求的直流负载整流电压 V_D 一定的情况下,可以独立地调控交流电压 $\dot{V}_s$ 输入到整流器的有功和无功功率 P 、 Q ,在交流电压 $\dot{V}_s$ 的幅值和相位一定时,只要调控变流器交流侧电压 $\dot{V}_r$ 的大小和相位($\dot{V}_r$ 滞后 $\dot{V}_s$ 的相位角 δ),就可调控 P 、 Q 值。图 2-23a 中,对 6 个开关器件进行类似于三相逆变器那样的高频 SPWM 控制,可以调控三相桥交流侧的电压 V_r 的大小和相位 δ ,从而对交流电源 $\dot{V}_s$ 输入到整流器的有功、无功功率和电流的大小和方向进行控制,实现高频 PWM 整流。这时,当整流器交流端电压 V_r 数值较大,以致 $V_r \cos \delta > V_s$ 时,交流电源 $\dot{V}_s$ 向整流器 $\dot{V}_r$ 输出正值容性电流 I_q 或整流器 $\dot{V}_r$ 向交流电源 $\dot{V}_s$ 输出感性电流 I_q 和感性无功功率 Q 。当电压 V_r 较小, $V_r \cos \delta < V_s$ 时, I_q 为负值, Q 为负,交流电源向变换器输出感性(滞后)无功电流、无功功率。

当变换器交流输入端电压 $\dot{V}_r$ 滞后于 $\dot{V}_s$ 时,即滞后角 δ 为正值时,式(2-104)、式(2-105)的有功电流 I_d 为正值, P 为正,表示交流电源向变换器输出有功功率,经 AC-DC 变换器输出直流电能给直流负载,变换器工作于整流状态;反之当变换器交流输入端电压 $\dot{V}_r$ 的相位超前 $\dot{V}_s$ 时,则滞后角 δ 为负值, I_d 为负值, P 为负,表示交流电源从变换器输入有功功率,这时变换器实现 DC-AC 变换,将直流电源电能变为交流电能反送给交流电源(或交流负载),变换器工作于逆变状态。因此,两个交流电源(见图 2-23a) $\dot{V}_s$ 和 $\dot{V}_r$,它们之间的有功电流 I_d 、有功功率 P 总是从相位超前的电源流向相位滞后的电源;而电压数值高的电源才有可能向电压低的电源输出滞后的感性无功电流 I_q 和感性无功功率 Q 。

图 2-23a 中,在一定的负载阻抗情况下,输出直流电压 V_D 的大小取决于交流电源输入的有功功率 P 与负载消耗的功率 P_0 之间的平衡关系,增大 P , V_D 升高,反之, V_D 降低。在一定的负载稳定工作情况下,保持 P 恒定, V_D 随之恒定不变,调节 P 即可调节、控制整流器输出的直流电压 V_D 。

4. 三相桥整流电路 SPWM 控制系统

对图 2-23a 中 6 个开关器件 $S_1 \sim S_6$ 进行类似于三相 SPWM 逆变器的通、断控制,可以在三相桥变换器的交流侧 a、b、c 三点产生三相对称的交流相电压 v_{ra} 、 v_{rb} 、 v_{rc} 。 v_{ra} 、 v_{rb} 、 v_{rc} 中除基波交流分量 $\dot{V}_r$ 外,还含高次谐波 $\dot{V}_h$ 。令 $S_1 \sim S_6$ SPWM 控制的调制参考波频率 f_r 等于交流

电源 v_{sa} 、 v_{sb} 、 v_{sc} 的频率 f_s ，则 v_{ra} 、 v_{rb} 、 v_{rc} 中的基波频率 f_1 就是交流电源频率 f_s ，而 v_{ra} 、 v_{rb} 、 v_{rc} 中的谐波频率则由 $S_1 \sim S_6$ SPWM 控制的高频载波频率 f_c 决定。由于通常 SPWM 控制的载波比 $f_c/f_r \gg 1$ ，因此 v_{ra} 、 v_{rb} 、 v_{rc} 中的高次谐波频率很高。根据叠加原理，图 2-23a 所示电路可以用图 2-23c 和图 2-23d 等效。图 2-23c 为基波等效电路，其中 $\dot{V}_s$ 为交流电源电压矢量， $\dot{V}_r$ 为变换器所产生的交流侧的基波电压；图 2-23d 为谐波等效电路，其中交流电源无谐波电压， $\dot{V}_{rh}$ 为变换器交流侧电压中的谐波电压。显而易见，只要对 $S_1 \sim S_6$ 进行 SPWM 控制，控制三相变换器交流侧各相 SPWM 脉波电压 v_{ra} 、 v_{rb} 、 v_{rc} ，即可控制图 2-23c 中的矢量 $\dot{V}_r$ 的大小及 $\dot{V}_r$ 相对于交流电源电压矢量 $\dot{V}_s$ (v_{sa} 、 v_{sb} 、 v_{sc} 的矢量) 的相角差 δ ，就能控制基波电流 $\dot{I}_s$ 的大小和相位，实现有功功率和无功功率在交流电源和直流侧电压 V_D 之间的双向流动。此外由于谐波电压频率很高，图 2-23d 中由 SPWM 控制所产生的谐波电压 v_{rh} 频率较高，幅值不大，因而所产生的谐波电流 i_h 可以被控制得很小，可以忽略不计。因此图 2-23a 所以电路可以实现较理想的高频 PWM 整流变换。

图 2-23e 给出了三相 SPWM 整流控制系统基本原理框图。在图 2-23a 中为了稳定变流器的运行，电容器 C 上的直流电压 V_D 通常被控为恒定不变，为此应对 V_D 采用电压反馈闭环控制。控制系统检测实际的 V_D 并与指令值 V_D^* 相比较，将电压误差 $\Delta V (= V_D^* - V_D)$ 送入 PI 型电压误差调节器 VR，PI 型调节器 VR 的输出作为有功电流指令值 i_d^* ，再根据所要求的三相整流时的指令功率因数角 φ ，得到无功电流指令值 i_q^* ($i_q^* = i_d^* \tan \varphi$)。检测交流电源 v_{sa} ($v_{sa} = \sqrt{2}V_s \sin \omega t$)，由锁相环 (PLL) 得到相位角 ωt 。检测三相交流电源电流 i_A 、 i_B 、 i_C ，经三相静止-两相旋转变换后得到 i_d 、 i_q ，将 i_d 、 i_q 分别与指令值 i_d^* 、 i_q^* 比较，其差值 Δi_d 、 Δi_q 送入 PI 型电流调节器 (I_dR 、 I_qR)，其输出取为 d 、 q 轴补偿控制电压 v_{cd} 、 v_{cq} 。 v_{cd} 、 v_{cq} 分别对应式 (2-100)、式 (2-101) 中的 $-L di_d/dt$ 、 $-L di_q/dt$ ，再按式 (2-100)、式 (2-101) 得到整流器交流侧基波电压指令值 V_{rd} 、 V_{rq} ，再由直角坐标-极坐标变换 (参见矢量图 2-23b) 得到 $V_r = \sqrt{V_{rd}^2 + V_{rq}^2}$ 、 $\delta = \arctan (V_{rq}/V_{rd})$ 以及 V_r^* 相对于 A 相电压的相位角 $\theta_r = \omega t - \delta$ ，最后再按图 2-21c 和图 2-21e 三相 SPWM 逆变波形控制原理，由相位角为 $\theta_r = \omega t - \delta$ 、幅值与 V_r 成正比的三相正弦参考电压 v_{ar} 、 v_{br} 、 v_{cr} 与高频三角波 v_c 相比较形成 6 个开关器件的通、断信号，使图 2-23a 中 a、b、c 三点输出所需的交流电压为 $\dot{V}_r = V_r e^{j(\omega t - \delta)}$ ，三相电压如式 (2-99) 所示。在图 2-23e 中，当整流负载 I_D 改变、 V_D 改变时，或直流电压指令值 V_D^* 改变使电压误差 $\Delta V_D = V_D^* - V_D \neq 0$ 时，将使有功电流指令值 i_d^* 改变， $\dot{V}_r$ 随之改变，从而改变交流电源送入变换器的有功电流、有功功率。一旦实际电压 V_D 偏低， $\Delta V > 0$ ， i_d^* 增大，则增大交流电源输入的有功功率，使图 2-23a 中的直流电流 i_D 增大为正，使 C 充电，提高 V_D ；反之当实际电压 V_D 偏高， $\Delta V < 0$ ， i_d^* 减小，则减小交流电源送入变换器的有功功率，使 i_D 减小， i_c 反向为负值，电容 C 参与对直流负载供电，使 V_D 减小。在交流电源电压 $\dot{V}_s$ 和直流负载任意变化时，这种输出直流电压 V_D 的闭环控制可以使直流输出电压 V_D 维持为指令值恒定不变，同时 $\dot{V}_s$ 和电流 $\dot{I}$ 的相位角 φ 也保持为指令值 φ^* ，整流器从交流电网 ($\dot{V}_s$) 输入指令所要求的有

功和无功功率。

2.9.2 三相桥逆变和整流电压空间矢量脉宽调制(SVPWM)工作原理和控制系统

1. 电压空间矢量脉宽调制(SVPWM)工作原理

若三相交流系统各相电压为

$$\begin{aligned} v_{AN}(\omega t) &= V_{plm} \cos \omega t \\ v_{BN}(\omega t) &= V_{plm} \cos(\omega t - 120^\circ) \\ v_{CN}(\omega t) &= V_{plm} \cos(\omega t - 240^\circ) \end{aligned} \quad (2-107)$$

式中, V_{plm} 为相电压基波幅值; 角频率 $\omega = 2\pi f$, f 为基波电压频率。

式(2-107)的三个相电压瞬时值可以用图 2-24 中的一个以角速度 $\omega = 2\pi f$ 在空间旋转的电压矢量 $\dot{V}$ ($\dot{V} = V_d + jV_q$) 在 A、B、C 各相轴线上的投影表示, $\dot{V}$ 的大小为相电压幅值 V_{plm} 。 $\dot{V}$ 以角速度 ω 逆时针方向旋转。在任意瞬间 t , $\dot{V}$ 的相位角为 $\theta = \omega t$ 。

图 2-24a 中定义的 P 点电位为 V_D , Q 点电位为零。每一桥臂的上下两个开关器件的驱动信号都是互补的, 即 VT_1 有门极驱动信号 V_{G1} 时, VT_4 无门极驱动信号 $V_{G4} = 0$, VT_1 导通, 这时 $v_{AQ} = V_D$ 。当 VT_4 有门极驱动信号 V_{G4} 时, VT_1 的门极驱动信号 $V_{G1} = 0$, VT_4 导通, 这时 $v_{AQ} = 0$ 。如果引入 A、B、C 桥臂的开关变量为 S_a 、 S_b 、 S_c , 定义 $S_a = v_{AQ}/V_D$ 、 $S_b = v_{BQ}/V_D$ 、 $S_c = v_{CQ}/V_D$, 则有

$v_{AQ} = S_a V_D$, 当 $VT_1(D_1)$ 导通、 $VT_4(D_4)$ 截止时, $S_a = 1$, 这时 $v_{AQ} = S_a V_D = V_D$;

当 $VT_4(D_4)$ 导通、 $VT_1(D_1)$ 截止时, $S_a = 0$, 这时 $v_{AQ} = S_a V_D = 0$ 。

$v_{BQ} = S_b V_D$, 当 $VT_3(D_3)$ 导通、 $VT_6(D_6)$ 截止时, $S_b = 1$, 这时 $v_{BQ} = S_b V_D = V_D$;

当 $VT_6(D_6)$ 导通、 $VT_3(D_3)$ 截止时, $S_b = 0$, 这时 $v_{BQ} = S_b V_D = 0$ 。

$v_{CQ} = S_c V_D$, 当 $VT_5(D_5)$ 导通、 $VT_2(D_2)$ 截止时, $S_c = 1$, 这时 $v_{CQ} = S_c V_D = V_D$;

当 $VT_2(D_2)$ 导通、 $VT_5(D_5)$ 截止时, $S_c = 0$, 这时 $v_{CQ} = S_c V_D = 0$ 。

于是, 逆变器每个桥臂交流输出端的电压可用各桥臂的开关变量和直流电源电压 V_D 的乘积表示, 整个三相逆变器的输出电压则由 A、B、C 三相桥臂的开关变量 S_a 、 S_b 、 S_c 共同组合确定。用 (S_a, S_b, S_c) 表示三相逆变器的开关状态, 由于 S_a 、 S_b 、 S_c 各有两种状态: 0 或 1, 因此整个三相逆变器共有 $2^3 = 8$ 种开关状态, 即 (S_a, S_b, S_c) 为 $0(000)$ 、 $1(001)$ 、 $2(010)$ 、 $3(011)$ 、 $4(100)$ 、 $5(101)$ 、 $6(110)$ 、 $7(111)$ 。把以上 8 种开关状态分别称为状态 0、1、2、3、4、5、6、7。每一种开关状态对应一组确定的 A、B、C 各相电压和线电压瞬时值。例如, 处于状态 5、 $(S_a, S_b, S_c) = (101)$ 时, $S_a = 1$ 表示 A 桥臂上管 $VT_1(D_1)$ 导通, $S_b = 0$ 表示 B 桥臂下管 $VT_6(D_6)$ 导通, $S_c = 1$ 表示 C 桥臂的上管 $VT_5(D_5)$ 导通, 这时的等效电路为图 2-26c, 因此 $v_{AB} = V_D$ 、 $v_{BC} = -v_{CB} = -V_D$ 、 $v_{CA} = 0$ 。负载相电压 $v_{AN} = v_{CN}$

$= V_D/3$, $v_{BN} = -v_{NB} = -2V_D/3$ 。这时对应于图 2-24d 中的矢量 $\dot{V} = \dot{V}_5$ 。其他 7 种开关状态时的等效电路、线电压、相电压瞬时值可同样求得, 表 2-3 给出了 8 种开关状态时的开关变量 S_a 、 S_b 、 S_c 及线电压、相电压。

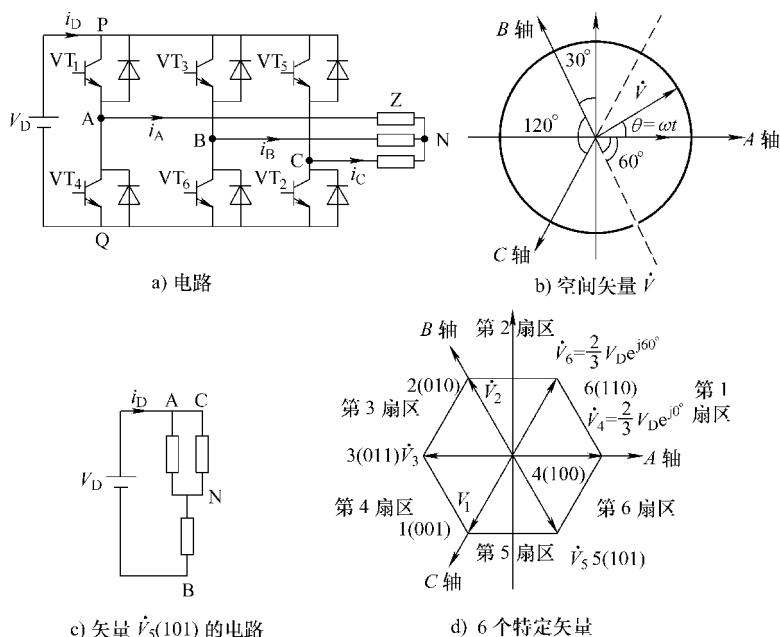


图 2-24 三相逆变器电压空间矢量 PWM 控制原理

表 2-3 开关状态及逆变器输出电压

逆变器状态及 输出电压矢量	$S_a S_b S_c$	v_{AB}/V_D	v_{BC}/V_D	v_{CA}/V_D	v_{AN}/V_D	v_{BN}/V_D	v_{CN}/V_D
0 态 V_0	000	0	0	0	0	0	0
1 态 V_1	001	0	-1	1	-1/3	-1/3	2/3
2 态 V_2	010	-1	1	0	-1/3	2/3	-1/3
3 态 V_3	011	-1	0	1	-2/3	1/3	1/3
4 态 V_4	100	1	0	-1	2/3	-1/3	-1/3
5 态 V_5	101	1	-1	0	1/3	-2/3	1/3
6 态 V_6	110	0	1	-1	1/3	1/3	-2/3
7 态 V_7	111	0	0	0	0	0	0

在以上 8 种开关状态中, 0(000) 和 7(111) 两种开关状态分别为下管 $VT_4(D_4)$ 、 $VT_6(D_6)$ 、 $VT_2(D_2)$ 同时导通和上管 $VT_1(D_1)$ 、 $VT_3(D_3)$ 、 $VT_5(D_5)$ 同时导通, 在这两种开关状态时三相逆变器输出电压全为零, 称之为零态。零态对应的矢量 $V_0(000)$ 及 $V_7(111)$ 称为零矢量 $V_0 = V_7 = 0$, 其他 6 种称为非零状态, 分别对应 6 个非零矢量 V_1 、 V_2 、 V_3 、 V_4 、 V_5 和 V_6 。根据开关变量的定义, 由图 2-24a 有

$$v_{AQ} = S_a V_D, v_{BQ} = S_b V_D, v_{CQ} = S_c V_D \quad (2-108)$$

$$v_{AB} = v_{AQ} - v_{BQ} = (S_a - S_b) V_D$$

$$v_{BC} = v_{BQ} - v_{CQ} = (S_b - S_c) V_D$$

$$v_{CA} = v_{CQ} - v_{AQ} = (S_c - S_a) V_D$$

则

即线电压与开关函数的关系为

$$\begin{bmatrix} v_{AB} \\ v_{BC} \\ v_{CA} \end{bmatrix} = V_D \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2-109)$$

图 2-24a 中负载相电压、线电压关系为

$$v_{AN} - v_{BN} = v_{AB}$$

$$v_{BN} - v_{CN} = v_{BC}$$

$$v_{CN} - v_{AN} = v_{CA}$$

又 $v_{AN} + v_{BN} + v_{CN} = 0$ ，故有

$$\begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{AB} \\ v_{BC} \\ v_{CA} \end{bmatrix} \quad (2-110)$$

由式(2-109)、式(2-110)可得到负载相电压与开关函数的关系式为

$$\begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_D \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2-111)$$

在图 2-24a 中，当 $S_a = 1$ 、 $VT_1(D_1)$ 导电时，A 相电流 i_A 由直流正电源电流 i_D 提供， $S_a = 0$ 时 $VT_4(D_4)$ 导通， i_D 不提供 A 相电流，因此逆变器输入直流电流 i_D 可表达为

$$i_D = S_a i_A + S_b i_B + S_c i_C \quad (2-112)$$

按式(2-112)，图 2-25 中画出了逆变器直流输入电流 i_D 的波形。直流输入电流 i_D 为 6 倍频的脉动电流，脉动周期为 $\pi/3$ 。如果负载相电流为正弦，相电流比相电压落后 30° ， i_C 比 v_{CN} 落后角 $\varphi = 30^\circ$ ，如图 2-25 所示。在 $\omega t = 0 \rightarrow \pi/3$ 时期中， $S_a = S_b = 0$ ， $S_c = 1$ ， $i_D = S_c i_C = i_C$ ，图中 $i_C = I_{pm} \sin(\omega t + 30^\circ)$ 。在 $\omega t = 0$ 时， $i_C = I_{pm} \sin 30^\circ = I_{pm}/2$ ；在 $\omega t = \pi/3 = 60^\circ$ 时， $i_C = I_{pm}$ ，因此在 $\pi/3$ 周期中， i_D 将在图 2-25 中所示的 $I_{pm}/2$ 到 I_{pm} 之间脉动。

已知开关变量 S_a 、 S_b 、 S_c ，可由式(2-109)、式(2-111)直接求得线电压和相电压。如果 S_a 、 S_b 、 S_c 如图 2-25 所示，则线电压为 120° 方波，相电压为阶梯波，这与前面利用不同开关状态时的等效电路所求结果是完全相同的。

三相逆变器具有、也只可能有 6 种非零开关状态，由表 2-3 和图 2-24 可知，状态 4 (100)， $S_a = 1$ ， $S_b = S_c = 0$ ，相当于空间矢量 $\dot{V}$ 处于 $\omega t = 0$ 的位置，即 $\dot{V}$ 位于 A 相轴线上。如果取 $|\dot{V}| = 2V_D/3 = V_{p1m}$ ，由式(2-111)可知，这时 $v_{AN} = V_{p1m} = 2V_D/3$ ， $v_{BN} = v_{CN} = -V_D/3 = -1/2 \times 2V_D/3 = -V_{p1m}/2$ 。这正好是式(2-107)中三相正弦交流相电压在 $\omega t = 0$ 时的瞬时值。

同理，当开关状态为 6(110)、2(010)、3(011)、1(001)和 5(101)时，由式(2-111)所得到的各相电压的数值正好是式(2-107)中三相正弦交流电压在 $\omega t = 60^\circ$ 、 120° 、 180° 、 240° 和 300° 时的瞬时值。因此，三相逆变器处于 6 种开关状态：4(100)、6(110)、2(010)、3(011)、1(001)以及 5(101)时，等效于它产生了图 2-24d 中的 6 个电压矢量 $\dot{V}_4$ 、 $\dot{V}_6$ 、 $\dot{V}_2$ 、 $\dot{V}_3$ 、

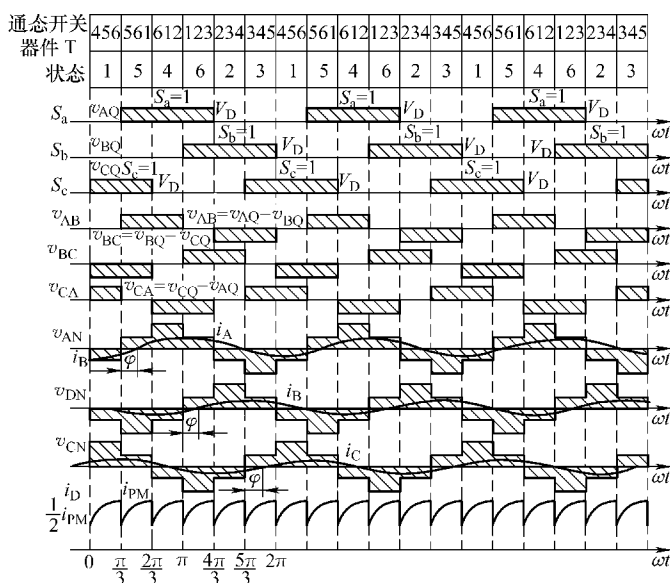


图 2-25 状态、状态变量及电压电流波形

$\dot{V}_1$ 和 $\dot{V}_5$, 这 6 个矢量分别位于 $\theta = \omega t = 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 180^\circ, 240^\circ$ 及 300° 的空间位置上, 这 6 个特定位置的矢量称为逆变器的开关状态非零矢量。另外两个零开关状态, 0(000) 及 7(111) 对应零电压矢量 $\dot{V}_z = \dot{V}_0 = 0, \dot{V}_z = \dot{V}_7 = 0$ 。

改变开关变量 S_a, S_b, S_c , 可以获得而且也只能获得 $\dot{V}_4, \dot{V}_6, \dot{V}_2, \dot{V}_3, \dot{V}_1$ 和 $\dot{V}_5$ 6 个特定矢量(特定位置分别在 $\theta = \omega t = 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 180^\circ, 240^\circ, 300^\circ$, 且大小由直流电源电压 V_D 确定而不能调控)及 $\dot{V}_0, \dot{V}_7$ 两个零矢量 $\dot{V}_z$, 无法直接获得任意相位角 $\theta(\omega t)$ 且绝对值可控的任意矢量 $\dot{V}$, 但是在逆变器运行中要求输出三相交流电压的幅值可控、相位角 $\theta = \omega t$ 能连续变化, 这就要求电压矢量 $\dot{V}$ 大小可控且相位角 $\theta = \omega t$ 是连续变化的任意值。为此可从逆变器的 6 个处于空间特定位置的开关状态矢量中, 选择两个相邻的矢量与零矢量合成一个等效的旋转空间矢量 $\dot{V}$, 调控 $\dot{V}$ 的大小和相位, 来实现三相逆变器输出电压的调控。这种控制原理被称为电压空间矢量脉宽调制控制(Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)。

把图 2-24d 中的 360° 区域划分为 6 个 60° 的扇区, 每个扇区为 60° , 如果某瞬间要求逆变器输出的各相电压瞬时值所对应的空间矢量 $\dot{V}$ 处在第一扇区: $0 < \theta < 60^\circ$, 那么可以选用第 I 扇区边界的两个特定矢量 $\dot{V}_4$ 和 $\dot{V}_6$ 以及零矢量 $\dot{V}_z$ 。在一个开关周期 T_s 中, $\dot{V}_4, \dot{V}_6$ 和 $\dot{V}_z$ 分别存在不同的时间 T_4, T_6, T_0 , 由此来合成所要求的矢量 $\dot{V}$ 。一般情况下, 如果要求 $\dot{V}$ 的相位角 $\theta = \omega t$ 为任意指令值, 则可用矢量 $\dot{V}$ 所在扇区边界的那两个相邻的特定矢量 $\dot{V}_x$ 和 $\dot{V}_y$ 及零矢量 $\dot{V}_z$ 来合成矢量 $\dot{V}$ 。如果 T_s 为时间很短的一个开关周期, 在 T_s 期间, 令开关状态 x 即特定矢量 $\dot{V}_x$ 存在时间为 T_x , 令开关状态 y 即特定矢量 $\dot{V}_y$ 存在时间为 T_y , 令开关状态 0 或 7 即

零矢量 $\dot{V}_z$ 存在时间为 T_0 , 开关周期 $T_s = T_x + T_y + T_0$, 则矢量 $\dot{V}$ 存在 T_s 时间其效应可以用 $\dot{V}_x$ 存在 T_x 时间、 $\dot{V}_y$ 存在 T_y 时间及零矢量 $\dot{V}_z$ 存在 T_0 时间来等效。也就是说可以用逆变器的三个开关状态 x 、 y 、 0 , 在一个周期 T_s 中各自存在 T_x 、 T_y 、 T_0 时间来合成等效空间任意位置的矢量 $\dot{V}$ (存在时间为 T_s), 即

$$\dot{V}_x T_x + \dot{V}_y T_y + \dot{V}_z T_0 = \dot{V} T_s = \dot{V}(T_x + T_y + T_0) \quad (2-113)$$

如果在某一开关周期 T_s 期间要求三相电压瞬时值所对

应的空间电压矢量 $\dot{V}$ 处于第一扇区, 即 $\dot{V}$ 的大小为 $|\dot{V}|$, 相位角为 $\theta (0 \leq \theta \leq 60^\circ)$, 如图 2-26 所示则有

$$\dot{V}_x = \frac{2}{3} V_D \quad (2-114)$$

$$\dot{V}_y = \frac{2}{3} V_D e^{j60^\circ} \quad (2-115)$$

$$\dot{V}_z = 0 \quad (2-116)$$

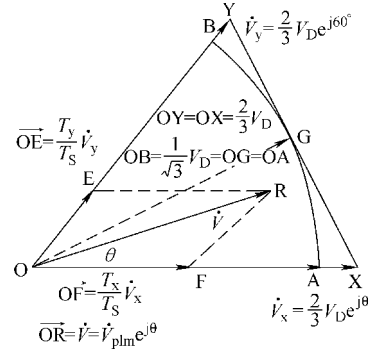


图 2-26 等效空间矢量 $\dot{V}$ 的形成

如果所要求的合成矢量 $\dot{V}$ 幅值为 V_{plm} , 相位角为 θ , 即

$$\dot{V} = V_{plm} e^{j\theta} \quad (2-117)$$

式中, $\theta = \omega t$ 为矢量 $\dot{V}$ 的相位角。把式(2-114)、式(2-115)、式(2-116)、式(2-117)代入式(2-113)可得

$$\frac{2}{3} V_D T_x + \frac{2}{3} V_D e^{j60^\circ} T_y = V_{plm} e^{j\theta} T_s \quad (2-118)$$

由于 $e^{j\theta} = \cos\theta + j\sin\theta$, $e^{j60^\circ} = \cos 60^\circ + j\sin 60^\circ = \frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$, 可得

$$\frac{T_x}{T_s} = \sqrt{3} \frac{V_{plm}}{V_D} \sin(60^\circ - \theta) \quad (2-119)$$

$$\frac{T_y}{T_s} = \sqrt{3} \frac{V_{plm}}{V_D} \sin\theta \quad (2-120)$$

$$T_0 = T_s - T_y - T_x = T_s \left[1 - \frac{\sqrt{3} V_{plm}}{V_D} \cos(30^\circ - \theta) \right] \quad (2-121)$$

已知电源直流电压 V_D 和选定的开关周期 T_s , 在 T_s 时期中有三个开关状态 x 、 y 、 0 存在, 如果开关状态 x 、 y 、 0 的存在时间 T_x 、 T_y 、 T_0 按式(2-119)、式(2-120)、式(2-121)确定, 那么在周期 T_s 时间段中, 三种开关状态的合成效果, 即三相逆变器输出的三个特定位置的矢量作用的效果, 相当于相位角为 $\omega t = \theta$, 长度为 V_{plm} 的空间矢量 $\dot{V}$ 所产生的三相交流电压瞬时值。换言之, 如果需要三相逆变器输出一个 A 相相位角为 $\theta = \omega t$, 相电压幅值为 V_{plm} 的三相交流电压, 在一定的 V_D 和所选定的开关周期 T_s 情况下, 只要让三相逆变器在 T_s 时间段中存在三种开关状态(x 、 y 和 0), 其各自存在的时间 T_x 、 T_y 、 T_0 按式(2-119)、式

(2-120)、式(2-121)确定就可以了。

在一个开关周期 T_s 中设置零矢量的作用时间 T_0 ，可以调控输出电压的大小。 V_D 一定时， T_0 大，输出电压将减小，一定的 T_x 、 T_y 、 T_0 决定了输出电压 $\dot{V}$ 具有一定的相位角和相应的输出电压大小。最大的输出电压对应于 $T_0 = 0$ 。令 $T_0 = 0$ 由式(2-121)可得到采用空间矢量控制时最大可能输出的相电压幅值 $V_{p1m \max}$ 为

$$V_{p1m \max} = \frac{1}{\sqrt{3}} V_D \frac{1}{\cos(30^\circ - \theta)} \quad (2-122)$$

图 2-26 中， $V_x = V_y = 2V_D/3$ ，合成矢量 $\vec{OR} = \vec{V} = (T_x \dot{V}_x + T_y \dot{V}_y)/T_s = V_{p1m} e^{j\theta}$ 。

当 $T_0 = 0$ ， $\theta = 0$ 时，若 $T_y = 0$ ， $T_x = T_s$ ，则 $V_{p1m} = V_{p1m \max} = V_D/(\sqrt{3}\cos 30^\circ) = 2V_D/3 = V_x$ ， $\dot{V}_{p1m \max} = \dot{V}_x$ ；当 $T_0 = 0$ ， $\theta = 30^\circ$ 时，若 $T_x = T_y = \frac{1}{2}T_s$ ，则 $V_{p1m} = V_{p1m \max} = V_D/\sqrt{3}$ ， $\dot{V}_{p1m \max} = \vec{OG} = (V_D/\sqrt{3})j30^\circ$ ；当 $T_0 = 0$ ， $\theta = 60^\circ$ 时，若 $T_x = 0$ ， $T_y = T_s$ ，则 $V_{p1m} = V_{p1m \max} = V_D/(\sqrt{3}\cos 30^\circ) = 2V_D/3 = V_y$ ， $\dot{V}_{p1m \max} = \dot{V}_y$ 。 $T_0 = 0$ 时， θ 从 0 增大到 30° 最长的空间矢量 $\dot{V}_x$ 从图 2-26 中的 X 点移到 G 点，其幅值 $V_{p1m \max}$ 从 $2V_D/3$ 减小 $V_D/\sqrt{3}$ ， θ 再从 30° 增大到 60° 时，最长的空间矢量 $\dot{V}_y$ 从 G 点移到 Y 点，其幅值 $V_{p1m \max}$ 又从 $V_D/\sqrt{3}$ 增大到 $2V_D/3$ 。即 $T_0 = 0$ (矢量幅值可达最大值)，在 $\theta = 0 \rightarrow 60^\circ$ 工况下，最大的空间电压矢量的轨迹只能是图 2-26 中的直线 XGY。因此，当要求在一个周期 θ 从 0 到 360° 期间，由 $\dot{V}_x$ 、 $\dot{V}_y$ 合成的最大空间电压矢量幅值固定为某一指令值 $\dot{V}_m$ ，则 V_m 只能为图 2-26 中 $\theta = 30^\circ$ 时电压矢量幅值 (即 A、B、C 相电压幅值) $OA = OB = OG = V_D/\sqrt{3}$ ，这时 $\theta = 30^\circ$ ，令 $T_0 = 0$ ， $T_x = T_y T_s/2$ ； $\theta \neq 30^\circ$ 时令 $T_0 \neq 0$ ， $T_x \neq T_y$ ， $T_x + T_y < T_s$ ，使合成矢量幅值为 $V_D/\sqrt{3}$ ，相位为 $0 < \theta < 60^\circ$ 。因此采用电压空间矢量脉宽调制 (SVPWM) 控制的三相桥逆变器 (或整流器) 输出的最大可取的电压空间矢量 $V_{p1m \max}$ (即 A、B、C 三相最大相电压幅值)，对应为式(2-122)中 $\theta = 30^\circ$ 的情况，即

$$V_{p1m \max} = V_D/\sqrt{3} = 0.577V_D \quad (2-123)$$

$$\text{最大线电压有效值为 } V_1 = V_{p1m \max} \sqrt{3}/\sqrt{2} = V_D/\sqrt{2} = 0.707V_D \quad (2-124)$$

所以三相逆变电路采用空间矢量控制时，直流电压利用率为 $V_1/V_D = 0.707$ 。

三相逆变电路采用 SPWM 控制时，输出相电压基波幅值由式(2-96A)可得

$$V_{AO1m} = MV_D/2 \leq V_D/2$$

线电压基波有效值为

$$V_{AB1} = \sqrt{3}V_{AO1m}/\sqrt{2} = \sqrt{3}MV_D/2 \times 1/\sqrt{2} = 0.612MV_D \leq 0.612V_D \quad (2-96D)$$

直流电压最大利用率为

$$V_{AB1}/V_D \leq 0.612$$

三相逆变电路采用开关管 180° 导通，输出线电压为脉宽 120° 方波时，由式(4-46)，线电压基波有效值 $V_{AB1} = \sqrt{6}V_D/\pi = 0.78V_D$ ，直流电压利用率

$$V_{AB1}/V_D = 0.78 \quad (2-125)$$

因此三相逆变电路采用开关管 180° 导通、线电压为 120° 宽单脉波时，输出波形最差，但开关频率低，开关损耗小，输出电压高，且直流电压利用率高 (0.78)；采用 SPWM 控制

时, 输出波形最好, 但开关频率高开关损耗大, 且直流电压利用率低(≤ 0.612)。而采用空间矢量控制时在不很高的开关频率时也能较显著地改善输出电压波形, 又能保持较高的直流电压利用率(0.707)。

如果三相逆变器(或三相整流器)运行中, 要求三相桥变流电路交流侧电压空间矢量幅值 V_{PLM} 小于其最大电压空间矢量幅值 $V_{\text{plm max}}$ (图 2-26 中的 $OG = V_D/\sqrt{3}$), 则零矢量的存在时间 $T_0 \neq 0$, 这时若任意时刻运行要求所需的空间矢量为图 2-26 中的 $\vec{OR}$ (幅值为 V_{PLM} , 相位为 θ), 则可由式(2-119)~式(2-121)求出 T_x 、 T_y 、 T_0 得到合成电压矢量 $\vec{OR}$ 。实际运行中调控 T_x 、 T_y 、 T_0 可使空间矢量 $\vec{OR}$ 处于半径为 $V_D/\sqrt{3}$ ($OE = OF = OG$) 的圆周内任何一点。

为了得到一定的输出电压, 在一个开关周期 T_s 中, 无论三种开关状态的切换顺序如何, 只要 3 个开关状态存在时间的分配关系满足式(2-119)~式(2-121)就可以了, 对于 3 个开关状态先后顺序并无限制, 这就为减少开关动作次数的优化控制提供了可能性。例如, 为了使逆变器从一个开关状态转到另一个开关状态时, 为了只改变一个桥臂的开关状态以减少三相逆变器中 6 个开关器件的开通、关断的总次数, 可以按表 2-4 安排各个扇区中的 8 个开关状态的变换顺序。这时在第一扇区中, 开关状态 4(100)(矢量 $\dot{V}_4$) 过渡到开关状态 6(110)(矢量 $\dot{V}_6$), 只需改变 S_b , 即 B 相桥臂由下管 VT_6 导通变为上管 VT_3 导通, A、C 相桥臂开关 VT_1 、 VT_4 、 VT_5 、 VT_2 不必改变通、断状态。接下去从开关状态 6(110)要过渡到零状态时, 应选用 $V_7(111)$ 而不选 $\dot{V}_0(000)$, 这就可以只需要改变 C 相桥臂的开关状态即可, 否则如选用 $V_0(000)$, 则必须同时改变 A、B 两桥臂两组开关的通、断状态。采用 SVPWM 控制, 通过精心安排适当的零矢量次序, 可以免除不必要的开关动作, 降低开关频率, 减少开关损耗。

如果三相逆变器输出频率为 $f = 50\text{Hz}$, 则每个扇区的时间应是 $1/300\text{s}$ 。表 2-4 中, 在每一个扇区中安排了两个开关周期 T_s , 例如扇区 I 中, 第一个 T_s 中是 4、6、7 三个开关状态, 第二个 T_s 中是 6、4、0 三个开关状态。因此每个开关状态的周期 $T_s = \frac{1}{300}\text{s} \times \frac{1}{2} = 1/600\text{s} \approx 1.667\text{ms}$ 。在每个扇区中 $[1/6 \text{ 周期}, 1/(50\text{Hz} \times 6) = 1/300\text{s} = 3.33\text{ms}]$ 各相桥臂的开关都只动作两次, 故开关频率 $f_k = 600\text{Hz}$ 。在表 2-4 的第一扇区, 第一个开关状态周期 T_s (1.667ms) 中, 3 个开关状态 ($S_a S_b S_c$) 分别为 (1 0 0), (1 1 0), (1 1 1)。由式(4-109)、式(4-111)可以得到这时的输出电压, 这 3 个开关状态存在的时间分别是 T_x 、 T_y 、 T_0 。如果为了提高输出电压最低次谐波的频率而将开关器件的开关频率再提高 8 倍, $f_k = 600 \times 8\text{kHz} = 4.8\text{kHz}$, 则每个扇区中就有 2×8 个 = 16 个开关周期 T_s , 每个开关周期的时间为 $T_s = \frac{1}{50} \times \frac{1}{6} \times \frac{1}{16}\text{ms} = 1.667/8\text{ms} = 0.208\text{ms} = 208\mu\text{s}$ 。在 $T_s = 208\mu\text{s}$ 时间内选择相邻的两个开关状态矢量

$\dot{V}_x$ 、 $\dot{V}_y$ 及某一零矢量 V_z ($\dot{V}_0$ 或 $\dot{V}_7$), 分别作用 T_x 、 T_y 、 T_0 时间, $T_x + T_y + T_0 = T_s$, 即可将输出电压调控为所需的数值。同时由于开关频率增加了 8 倍, 最低次谐波的频率也提高了 8 倍, 只需较小的 LC 滤波器就能获得较好的滤波效果。如果采用 IGBT 做开关器件, 开关频率可选为 5~20kHz。如果选用 P-MOSFET 做开关器件, 开关频率还可以更高, 采用很小的

LC 滤波器就能使逆变器输出的负载端电压成为畸变系数很小的正弦波。

表 2-4 扇区、开关变量, 特定电压矢量及开关状态变换顺序

扇区	←1→						←2→						←3→						←4→						←5→						←6→						
	T_s			T_s			T_s			T_s			T_s			T_s			T_s			T_s			T_s			T_s			T_s						
开关 状态及 矢量	4	6	7	6	4	0	2	6	7	6	2	0	2	3	7	3	2	0	1	3	7	3	1	0	1	5	7	5	1	0	4	5	7	5	4	0	
状态 变量	a	1	1	1	1	1	0	0	1	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1	0
	b	0	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	0	0	1	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0
	c	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1	1	0

SVPWM 控制三相逆变器, 通过合理地选择、安排开关变量(开关器件的通断状态)的转换顺序和通、断持续时间, 利用 6 个特定位置的电压空间矢量和零矢量合成任意空间矢量, 可以调控三相输出电压的大小和相位。与正弦脉冲宽度调制 SPWM 控制相比, 其直流电压利用率要高一些, 在获得相同的输出电压波形质量的情况下, 开关器件的工作频率也可以低一些, 开关损耗也要小一些。

三相逆变器 SVPWM 的优化控制比较复杂, 控制系统核心可由微处理器、微型计算机或数字信号处理器(DSP)构成, 这种数字化的控制系统非常适合于三相逆变器 SVPWM 优化控制。同样的三相桥式主电路及相应的数字化控制系统, 不仅可用于三相电压型逆变器 SVPWM 优化控制, 也适用于三相电压型高频整流器, 用于实现高质量、高性能的四象限双向 AC↔DC 变换。

2. 电压空间矢量脉宽调制(SVPWM)控制系统

三相桥 AC↔DC 变流电路(逆变器、整流器、电力电子补偿控制器)采用三相 A、B、C 坐标系正弦脉宽调制(SPWM)控制时, 变流器输入、输出波形较理想, 谐波频率高, 易于滤波, 但开关频率较高, 开关损耗大, 同时直流电压利用率低。因此大容量三相 AC↔DC 变流器或变流器型电力电子补偿控制器都不采用 SPWM 控制, 而采用两相坐标系中的电压空间矢量脉宽调制(SVPWM)控制。这时可采用图 2-27 所示的三相桥逆变器电压空间矢量脉宽调制(SVPWM)控制和图 2-28 所示的三相桥整流器电压空间矢量脉宽调制(SVPWM)控制。

(1) 三相桥逆变器电压空间矢量脉宽调制(SVPWM)控制

与正弦脉宽调制(SPWM)逆变器一样, SVPWM 逆变器运行的基本要求也是: 在指令给定的交流负载(或交流电网)电压 $\dot{V}_s$ 下, 调控逆变电路交流侧电压 $\dot{V}_i$ 的幅值和相位可任意独立的调控逆变电路输出的有功和无功功率。图 2-27a 给出三相桥变流器在逆变工况运行时的主电路和两相坐标系中 $\dot{V}_i$ 、 $\dot{V}_s$ 的电压平衡方程。图 2-27b 为任意逆变工况电压电流矢量图(在稳态时 $L di_a/dt = 0$, $L di_q/dt = 0$, 电压降 $\Delta \dot{V} = \dot{V}_i - \dot{V}_s$)。图 2-27c 为三相静止-两相旋转变换电路。图 2-27d 为基于式(2-92)、式(2-93)和电压空间矢量脉宽调制原理的两相坐标系中的电压空间矢量脉宽调制(SVPWM)控制系统原理框图。与正弦脉宽调制(SPWM)控制系统图一样, 由电压指令 V_{sd}^* 、 V_{sq}^* 和实际运行电压电流的检测值, 按式(2-92)、式(2-93)得到逆变电路交流侧电压指令(幅值 V_{im} 和相位 $\theta_i = \delta + \omega t$)确定电压空间矢量 $\dot{V}_i$ 所在的相区, 选择空

间电压矢量 $\dot{V}_x$ 、 $\dot{V}_y$ 、 $\dot{V}_0$ ，并计算各矢量的作用时间 T_x 、 T_y 、 T_0 ，分别确定各个矢量的开关状态对应的驱动信号 V_{G1} 、 V_{G4} 、 V_{G3} 、 V_{G6} 、 V_{G5} 、 V_{G2} ，使三相逆变电路交流侧输出电压(线电压，负载电压)跟踪指令值，逆变器输出有功、无功功率跟踪指令值。

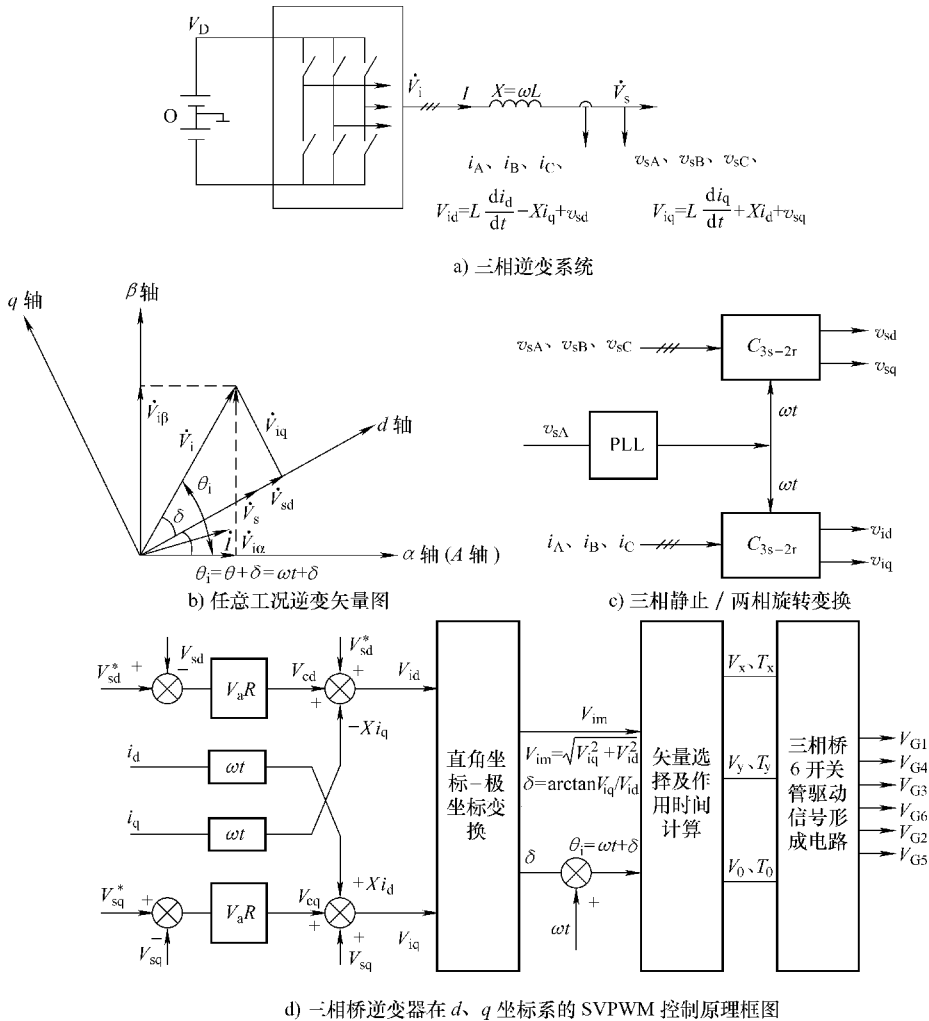


图 2-27 三相逆变器空间矢量脉宽调制(SVPWM)控制

(2) 三相桥整流器电压空间矢量脉宽调制(SVPWM)控制

与正弦脉宽调制(SPWM)整流器一样，SVPWM 整流器运行的基本要求也是：在指令给

定的直流负载整流电压 V_D 一定的情况下，可以独立地调控交流电压源 $\dot{V}_s$ 输入到整流器的有功和无功功率。图 2-28 为一种三相桥整流器空间矢量脉宽调制(SVPWM)控制系统。图 2-

28a 给出了三相桥变流器在整流工况运行时的主电路和两相坐标系中的 $\dot{V}_s$ 、 $\dot{V}_R$ 电压平衡方程；图 2-28b 为任意整流工况电压电流矢量图；图 2-28c 为三相-两相变换关系；图 2-28d 为三相桥整流器在 d 、 q 两相坐标系中的 SVPWM 控制系统原理框图，与图 2-23e 的 SPWM 整流一样，由指令值 V_D^* 及指令功率因数角 φ 和实际运行电流 i_d 、 i_q 按式(2-100)、式(2-101)可

得到整流电路交流侧的电压指令 $\dot{V}_r(V_{rd}^*、V_{rq}^*、\delta$ 及 $\theta_r = \omega t - \delta)$ ，再按电压空间矢量脉宽调制原理即可确定 $\dot{V}_r$ 所在相区，选择矢量 $\dot{V}_x、\dot{V}_y、\dot{V}_0$ ，计算作用时间 $\dot{T}_x、\dot{T}_y、\dot{T}_0$ ，分别确定各个矢量的开关状态所对应的驱动信号 $V_{G1}、V_{G4}、V_{G3}、V_{G6}、V_{G5}、V_{G2}$ ，使三相整流电路交流侧输出电压跟踪指令值，交流电网电源 $\dot{V}_s$ 输入整流器的有功、无功功率为独立可控的指令值，且 V_D 保持为指令值。

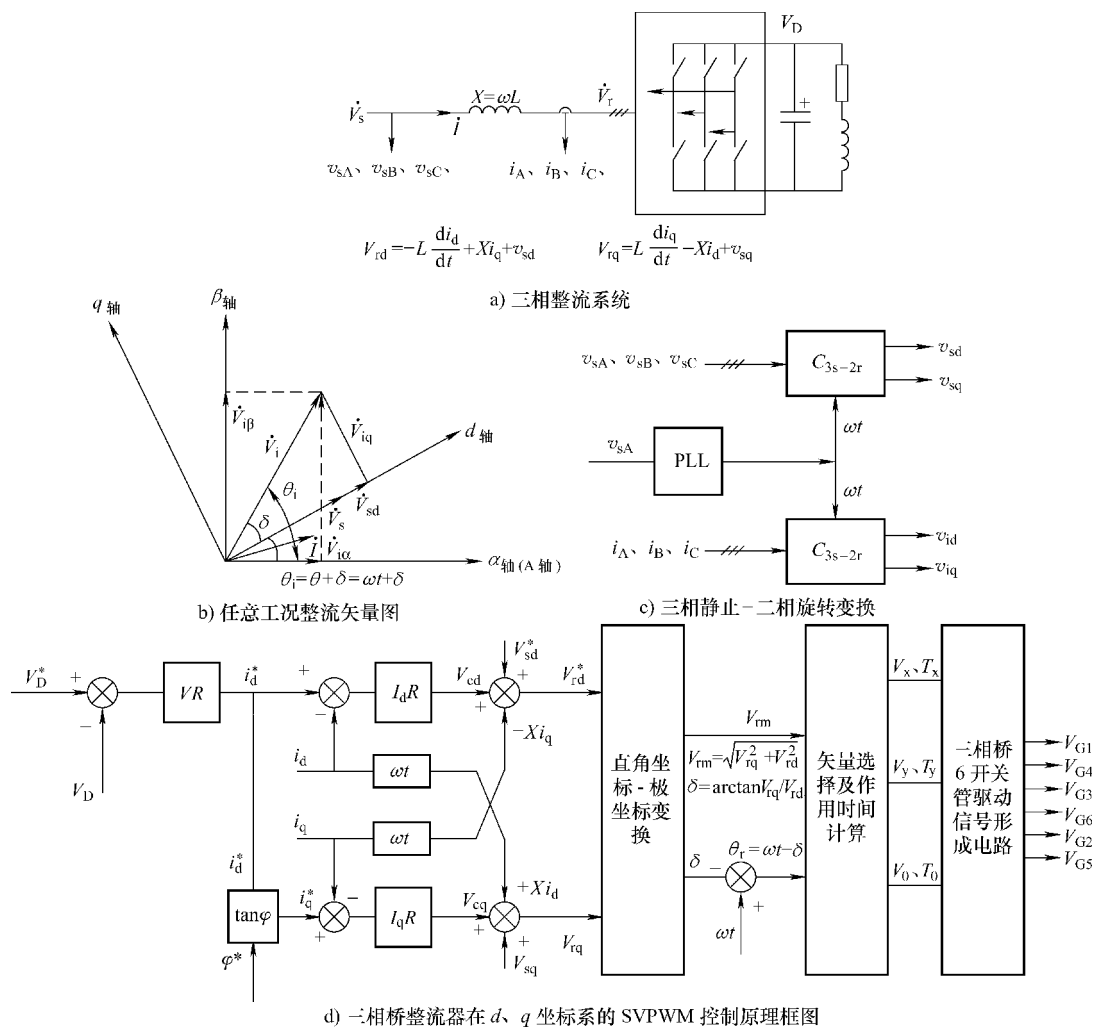


图 2-28 三相整流器空间矢量脉宽调制(SVPWM)控制

图 2-22d 和图 2-27d 所示三相桥逆变器在 $d、q$ 坐标系中的控制系统，是基于任意工况(稳态、暂态、三相平衡、不平衡) $d、q$ 坐标系的电压平衡方程式(2-94A)、式(2-94B)构建的。这时需检测逆变电路的三相输出电流 $i_A、i_B、i_C$ ，经三相-两相变换后，再由 $i_d、i_q$ 引入交叉反馈项压降 Xi_q 和 Xi_d ，形成逆变侧交流电压指令 V_{id} 和 V_{iq} 。如果要简化三相逆变控制系统结构，不检测 $i_A、i_B、i_C$ ，不引入交叉反馈电压 Xi_q 和 Xi_d ，则图 2-22d 和图 2-28d 中的补偿电压 $V_{cd}、V_{cq}$ 将只能隐含交叉反馈量 $-Xi_q、Xi_d$ 的作用，使这种控制系统在暂态中逆变器

输出电压跟踪其指令电压的响应特性要比在 V_{id} 、 V_{iq} 中直接引入交叉反馈 $-Xi_q$ 、 Xi_d 差一些。

图 2-23d 和图 2-28d 所示三相桥型整流器在 d 、 q 坐标系中的控制系统, 是基于任意工况(稳态、暂态; 三相平衡、三相不平衡) d 、 q 坐标系的电压平衡方程式(2-100)、式(2-101)构建的。这时也需检测整流器从交流电网输入的三相电流 i_A 、 i_B 、 i_C , 经三相-两相交换后, 得到 i_d 、 i_q , 将交叉电压降 Xi_q 、 $-Xi_d$ 与电流调节器输出的补偿量 V_{cd} 、 V_{cq} , 再加上交流电压 V_{sd} 、 V_{sq} , 共同形成整流器交流侧电压指令值 V_{rd}^* 、 V_{rq}^* 。如果要简化三相整流控制系统结构, 不检测 i_A 、 i_B 、 i_C , 不引入电流调节器($I_d R$ 、 $I_q R$)环节, 直接由电流指令值 i_d^* 、 i_q^* 按式(2-101)得到三相整流器交流侧的电压指令值 V_{rd}^* 、 V_{rq}^* 也可构成结构较简单的三相整流控制系统(例如第 3 章图 3-55b 所示的超导储能系统 SMES 中的三相变流器控制系统框图), 当然这时整流器运行的暂态特性要差些, 即整流负载直流电压 V_D 跟踪其指令值 V_D^* 、交流电源 $\dot{V}_s$ 输入整流器的有功功率 P , 无功功率 Q 跟踪其指令值 P^* 、 Q^* 的响应特性要比图 2-23e 和图 2-28d 控制系统差些。

2.10 电压源型和电流源型逆变、整流电路的对比

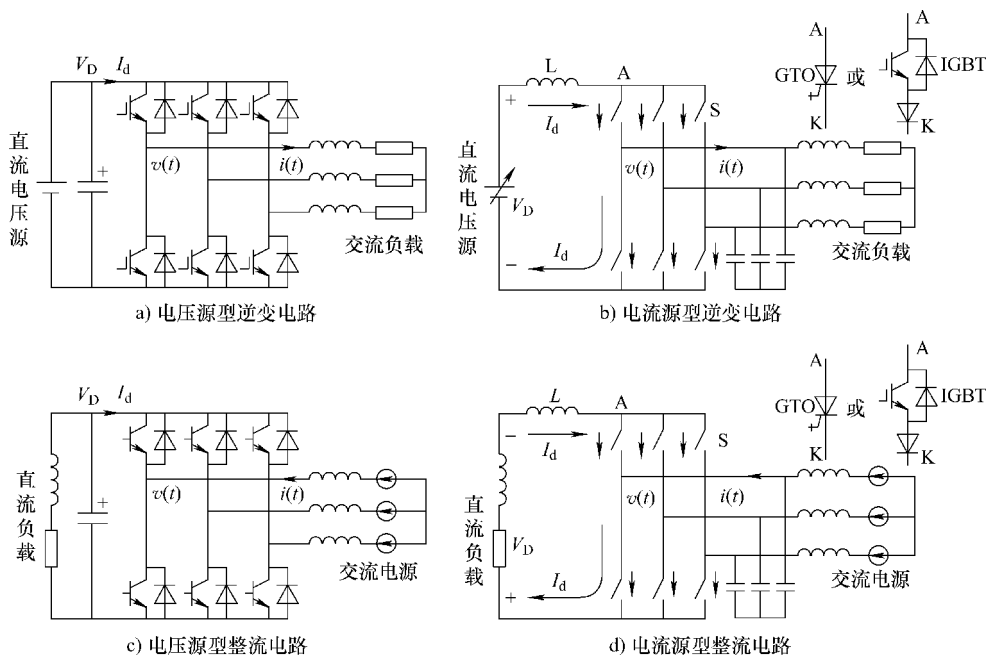
逆变电路根据直流侧电源性质的不同可分为电压源型逆变器 VSI(Voltage Source Inverters)和电流源型逆变器 CSI(Current Source Inverters)两类电路, 如图 2-29a 和图 2-29b 所示。逆变器由直流电源提供能量, 为了使直流电源的电压 V_D 恒定或直流电流 I_d 恒定, 并与负载交换无功功率, 在逆变器中也必需有储能元件大电容或大电感, 图 2-29a 中直流侧并联接有大平波电容以使 V_D 恒定, 逆变器输出的交流电压 $v(t)$ 的波形由直流电压 V_D 或以 V_D 为幅值的 PWM 电压波构成, $v(t)$ 与负载阻抗无关, 对开关器件进行适时、适式的控制, 即可调控 $v(t)$ 的波形和相位。从负载看, 逆变器是一个内阻抗很小的电压源, 故称之为电压源型逆变器电路。而在图 2-29b 中, 直流侧串联接入有一个大的平波电感, 使直流电流 I_d 的脉动很小, 直流电源可视为一个内阻抗很大的直流电流源, 三相桥逆变电路输出的交流电流 $i(t)$ 由 I_d 或以 I_d 为幅值的矩形电流脉波决定, 通常大多调控 $i(t)$ 为脉宽 120° 、幅值为 I_d 的交流方波, 给负载供电。从负载看, 逆变器是一个内阻抗很大的电流源, 故称之为电流源型逆变器电路。

整流电路根据直流侧是否并联接入储能元件大电容或串联接入大电感也有电压源型整流电路(图 2-29c)和电流源型整流电路(图 2-29d)两类。图 2-29c 中交流电压 $v(t)$ 是幅值为 V_D 的 PWM 方波。图 2-29d 中直流侧有一个大平波电感, 而交流电源电流 $i(t)$ 为幅值为 I_d 的 120° 方波或幅值为 I_d 的 PWM 方波。

在图 2-29a 电压源型逆变电路和图 2-29c 电压源型整流电路中, 直流侧为电压源, V_D 方向不变, 因此开关器件只需承受阻断正向电压。开关管是正向可控导通或阻断, 通过并联反相二极管实现反向导通的开关管, 如 IGBT 或 IGCT。同一个电压源型三相桥电路既可实现逆变, 又可实现整流。

图 2-29a 中直流电压源经三相桥电压源逆变后输出交流电压 $v(t)$ 给负载, 实现逆变($P_{DC} \rightarrow P_{AC}$)。图 2-29c 中交流电压源经三桥电压源整流后输出直流电流 I_d 给负载, 实现整流($P_{AC} \rightarrow P_{DC}$)。同一个三相桥电压源型电路既可实现逆变, 又可实现整流。

在图 2-29b 电流源型逆变电路和图 2-29d 电流源型整流电路中, 直流侧是电流源, 直流

图 2-29 电压源变流电路和电流源变流电路 ($AC \rightleftharpoons DC$)

侧加在开关器件上的电压可正可负, 因此开关管应是单向可控导通开关, 且反向阻断, 例如 GTO, 或采用 IGBT (IGCT) 再反串一个反向阻断二极管。图 2-29b 中直流电流源经三相桥电流源逆变后输出交流电流 $i(t)$ 给负载, 实现逆变 ($P_{DC} \rightarrow P_{AC}$)。图 2-29d 中交流电流源经三相桥电流源整流后输出直流电流 I_d 给负载, 实现整流 ($P_{AC} \rightarrow P_{DC}$)。同一个电流源型三相桥电路既可实现逆变, 也可实现整流。

图 2-29a 电压源型逆变器转为图 2-29c 电压源型整流器运行时, V_D 方向不变, 但 I_d 方向改变。使功率方向由 $DC \rightarrow AC$ 转为 $AC \rightarrow DC$; 同理图 2-29b 电流源型逆变器转为图 2-29d 电流源整流器运行时, I_d 方向不变, 但 V_D 方向改变, 使功率方向由 $DC \rightarrow AC$ 转为 $AC \rightarrow DC$ 。

图 2-29a、c 所示电压源变流器由于电容大, 桥臂短路时的过电流保护较困难, 但过电压保护较容易, 而图 2-29b、d 所示电流源变流器由于电感 L 大, 桥臂短路时的过电流保护较容易, 但过电压保护较困难。

电压源型变流器已广泛用于各种功率等级的 $AC \rightleftharpoons DC$ 电力电子变换和电力补偿控制, 而电流源型变流器多用于电动机变频调速频繁再生回馈能量的应用领域和超导储能系统中的 $AC \rightleftharpoons DC$ 电力电子变换和电力补偿控制。

2.11 实现高压、大功率电力电子变换和补偿控制的技术途径

利用单个基本开关电路可以实现直流-直流、交流-直流、直流-交流、交流-交流四类电力电子变换, 也可实现各种电力电子补偿控制, 补偿控制电力系统中的电压、电流、阻抗、

功率和谐波。但是单个电力半导体开关器件其额定工作电压、电流都不可能很高,即使采用 6 个开关器件构成三相桥式开关电路,采用额定电压为 7.5kV、3kA 的晶闸管实现相控整流和有源逆变,交流侧功率只能达到大约 12MVA,直流侧只能达到 7~8MW。采用电压为 6kV、电流 6kA 的门极关断晶闸管 GTO,一个三相桥式开关电路能实现的电力变换或补偿控制的功率最高也只能达到大约 12MVA,这对电力系统中许多领域电力电子变换和补偿控制的应用要求来说还是很不够的。为了能够实现高压、大容量的电力变换和补偿控制,可采用以下四个技术途径:

- 1) 多个开关管直接串、并联使用;
- 2) 二极管钳位型或电容分压型单个变流器多电平输出;
- 3) 直流电压隔离的多个 H 桥变流电路级联(链式)输出;
- 4) 多个三相桥变流电路采用变压器(隔离)组合成高压大容量多重化变流器。

1. 多个开关管直接串联或并联使用

我国 $\pm 500\text{kV}$ 高压直流输电系统中,三相桥式相控整流和有源逆变电路中的每一相上、下桥臂的晶闸管都是由近百个额定电压为 6~7kV 的晶闸管串联成一个等效的高压晶闸管,使用在直流 250kV (500kV 的 1/2) 电路中作相控整流和有源逆变开关使用。但是,全控型开关器件(BJT、IGBT、GTO 和 IGCT)8~10 个以上串联使用目前还很难、也很少应用(日本东芝公司 1993 年投运的 50Mvar 的静止型无功功率补偿器 STATCOM 中采用了 8 个 GTO 串联应用)。由于全控型开关管本身的特性所限,多个开关管串联使用时的同步驱动,开通、关断过渡过程中的动态均压、同步,甚至断态情况下的均压都很难控制。此外无论是晶闸管还是 GTO,实际应用中,多个开关管的直接并联的动态均流和静态均流也都比较困难。

采用多个开关管串联或并联使用,能成倍地扩大输出电压或电流额定值,但不能改变输入电流波形,不能改善输出电压波形。

2. 二极管钳位或电容分压型单个变流器多电平输出

单个变流电路多电平输出有两类:二极管钳位多电平电路和飞跨电容分压型多电平电路。

在如图 2-30 所示全控开关管一相(半桥)二电平变流电路中,输出电压 V_{ao} 对负载 L 、 R 供电, S_1 导通时(S_2 阻断), $v_{ao} = V_d/2$; S_2 导电(S_1 阻断)时, $v_{ao} = -V_d/2$, 输出电压 v_{ao} 只能是脉宽 180° 的两电平($+V_d/2$, $-V_d/2$)方波,或 v_{ao} 只能是幅值为 $V_d/2$ 和 $-V_d/2$ 的两电平高频双极性 PWM 脉波。

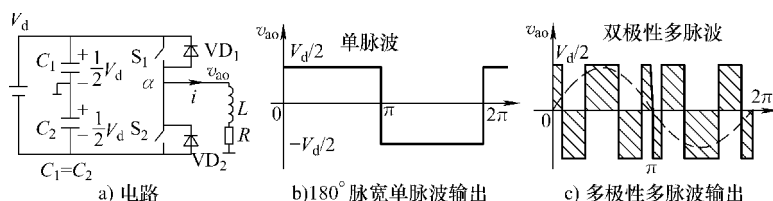


图 2-30 一相半桥二电平电路及波形

为了使采用图 2-30 一相(半桥)全控型开关管的变流电路能成为三电平的变流电路,使其输出电压为图 2-31b 和图 2-31c 所示的三电平($V_d/2$, 0 , $-V_d/2$)波形,可采用图 2-31a 所示的二极管钳位型一相(半桥)三电平变流电路或图 2-35a 所示飞跨电容型三电平变流电路。

图 2-32、图 2-36 分别为采用 8 个全控型开关管的二极管钳位五电平变流电路和飞跨电容五电平变流电路，图中都采用了 8 个全控型开关管(开关管数 $n=8$)都可实现五电平输出电压，电平数 $m=5$ ($m=n/2+1=5$)，二极管钳位和飞跨电容是已得到实际应用的两类多电平拓扑结构的变流电路。

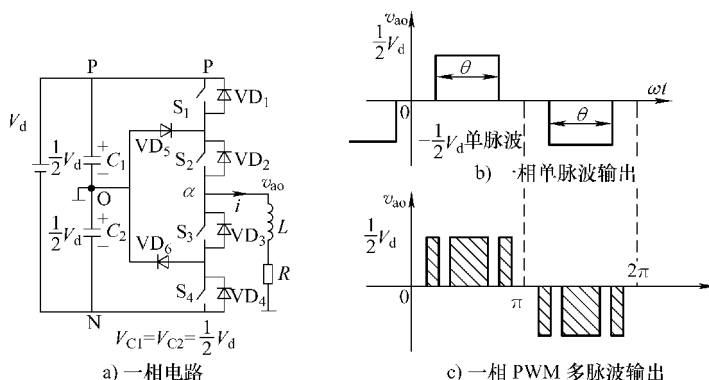


图 2-31 一相(半桥)二极管钳位型三电平电路及波形

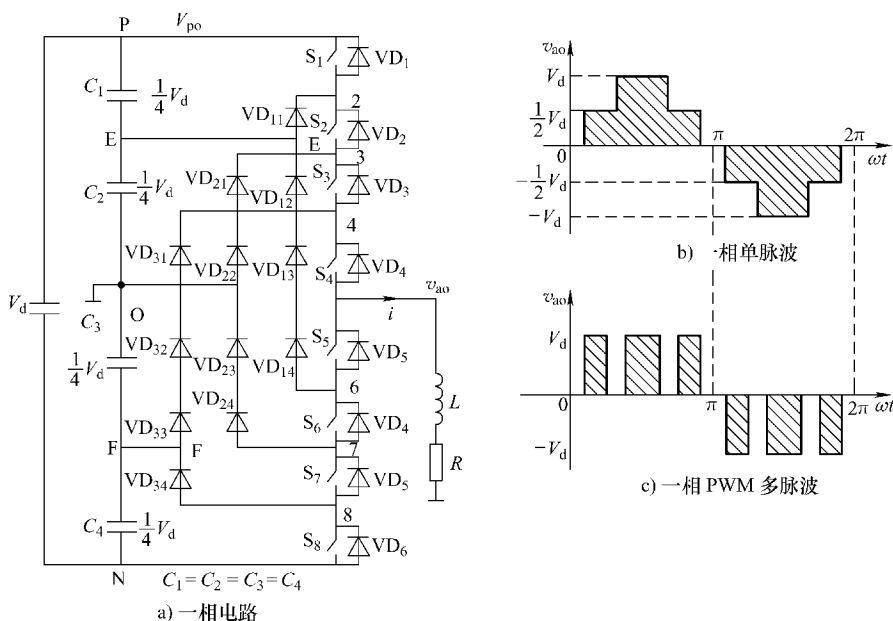


图 2-32 二极管钳位型五电平电路一相电路及波形

(1) 二极管钳位多电平 DC-AC 变流器电路(Diode-Clamped Multilevel Converter)

1980 年 A. Nabac 等人提出了如图 2-31a 所示一相(半桥)四个主控型开关管($S_1 \sim S_4$)、两个钳位二极管(VD_5 、 VD_6)的二极管钳位型三电平变流器电路。图中，当 S_1 、 S_2 导通(S_3 、 S_4 阻断)时， $v_{ao} = V_d/2$ ；当 S_3 、 S_4 导通(S_1 、 S_2 阻断)时， $v_{ao} = -V_d/2$ ；当 S_2 、 S_3 导通(S_1 、 S_4 阻断)时，无论电流 i 为正值(i 从 α 点流入 L 、 R ，再从 O 点流经 VD_5 、 S_2 形成回路，使 $v_{ao}=0$)，或 i 为负值($-i$ 从 O 点经 L 、 R 流至 α 点，再经 S_3 、 VD_6 流回 O 点形成回路使 $v_{ao}=0$)，都由钳位二极管 VD_5 (VD_6) 将 α 点钳位到 C_1 、 C_2 之间的 O 点，使 $v_{ao}=0$ ，因此这种

一相(半桥)电路的输出也能获得零电位 $v_{ao} = 0$, 故称之为二极管钳位三电平 ($V_d/2$, 0 , $-V_d/2$) 电路。

图 2-32 为有 $n = 8$ 个全控型开关管的二极管钳位五电平电路(电平数 $m = n/2 + 1 = 5$), 靠钳位二极管 (VD_{11} 、 VD_{12} 、 VD_{13} 、 VD_{14} 、 VD_{21} 、 VD_{22} 、 VD_{23} 、 VD_{24} 、 VD_{31} 、 VD_{32} 、 VD_{33} 、 VD_{34}) 的钳位作用得到五种电平输出: $+V_d/2$ 、 $+V_d/4$ 、 0 、 $-V_d/4$ 、 $-V_d/2$ 。例如:

① 当 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 导通, S_5 、 S_6 、 S_7 、 S_8 阻断时, $v_{ao} = V_{po} = V_d/2$ 。

② 当 S_8 、 S_5 、 S_6 、 S_7 导通, S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 阻断时, $v_{ao} = V_{po} = -V_d/2$ 。

③ 当 S_2 、 S_3 、 S_4 、 S_5 导通, S_1 、 S_6 、 S_7 、 S_8 阻断时, α 点被钳位到 E 点, 因为:

若 i 为正值, E 点经 VD_{11} 、 S_2 、 S_3 、 S_4 到 α 点, 再经 LR 到 O 点, 使 $v_{ao} = V_{Eo} = V_d/4$;

若 i 为负值, 则负值电流 ($-i$) 由 α 点经 S_5 、 VD_{14} 、 VD_{13} 、 VD_{12} 到 E 点使 $v_{ao} = V_{Eo} = V_d/4$ 。

④ 当 S_4 、 S_5 、 S_6 、 S_7 导通, S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_8 阻断时, α 点被钳位到 F 点, 因为:

若 i 为正值, 正电流 i 从 F 点经 VD_{33} 、 VD_{32} 、 VD_{31} 、 S_4 到 α 点, 再经 L 、 R 到 O 点, 使 $v_{ao} = V_{Fo} = -V_d/4$;

若 i 为负值, 则负值电流 ($-i$) 由 α 点经 S_5 、 S_6 、 S_7 、 VD_{34} 到 F 点, 使 $v_{ao} = V_{Fo} = -V_d/4$ 。

⑤ 当 S_3 、 S_4 、 S_5 、 S_6 导通, S_1 、 S_2 、 S_7 、 S_8 阻断时, α 点被钳位到 O 点, 因为:

若 i 为正值, $+i$ 从电源 O 点经 VD_{22} 、 VD_{21} 、 S_3 、 S_4 到 α 点, 再经 L 、 R 到 O 点, 使 $v_{ao} = 0$;

若 i 为负值, $-i$ 从输出端 α 点经 S_5 、 S_6 、 VD_{24} 、 VD_{23} 到电源 O 点使 $v_{ao} = 0$ 。

图 2-32 中, 由于 E 、 6 两点和 F 、 4 两点间要阻断 $3V_{dc}/4$ 电压, 故用三个钳位二极管串联, 而 O 、 7 两点和 O 、 3 两点间要用二个二极管串联(每个二极管均分 $V_{dc}/4$)。

图 2-33a 是一种实用的三相三电平中点钳位式 DC-AC 变流器电路结构。变流器每相桥臂有 4 个半导体电力开关管 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 , 四个续流二极管 $VD_1 \sim VD_4$ 和 2 个钳位二极管 $VD_5 \sim VD_6$ 。三相桥两电平逆变器每个桥臂只有两个开关器件, 每个桥臂只有两种状态: 例如 A 相桥臂, 上管导通、下管截止时称为 1 态, 这时 A 桥臂的开关变量 $S_a = 1$; 下管导通、上管截止称为零态, $S_a = 0$ 。而图 2-33a 的三电平变流器每桥臂有 4 个开关器件, 每相桥臂有三种开关状态, 若用 S_a 、 S_b 、 S_c 表示 A、B、C 各桥臂的三种开关状态, 则 S_a 、 S_b 、 S_c 应是三态开关变量, 每相桥臂的三种开关状态分别称为零态、1 态和 2 态。

用变量 S_a 表示 A 相桥臂开关状态:

若 S_1 、 S_2 关断, S_3 、 S_4 导通, 如图 2-33b 所示, 定义这种状态为零态, $S_a = 0$;

若 S_1 、 S_4 关断, S_2 、 S_3 导通, 如图 2-33c 所示, 定义这种状态为 1 态, $S_a = 1$;

若 S_1 、 S_2 导通, S_3 、 S_4 关断, 如图 2-33d 所示, 定义这种状态为 2 态, $S_a = 2$;

① 0 态, $S_a = 0$ 说明: S_1 、 S_2 阻断、 S_3 、 S_4 导通。在图 2-33b 中, 当 i_A 为正值时, 电流 i_A 从电源负端 Q 经 VD_4 、 VD_3 流入负载 A 点; 当电流 i_A 为负值时, 电流 i_A 从 A 端经 S_3 、 S_4 流至 Q 端, 因此, 无论 i_A 为何值, A 端都接到 Q 点, 故 $v_{AO} = v_{QO} = -V_D/2$, 这时 S_4 (VD_4) 虽导通, 但 VD_6 防止了 (阻断) 电容 C_2 被开关器件 S_4 (VD_4) 短接。

② 1 态, $S_a = 1$ 说明: S_1 、 S_4 阻断、 S_2 、 S_3 导通。在图 2-33c 中, 当 i_A 为正值时, 电流 i_A 从 O 点经 VD_5 、 S_2 流至负载 A 点; 当 i_A 为负值时, 电流 i_A 从 A 端经 S_3 、 VD_6 流至 O 点, 因此, 无论 i_A 为何值, A 点都接至 O 点, 故 $v_{AO} = 0$ 。

③ 2 态, $S_a = 2$ 说明: S_1 、 S_2 导通、 S_3 、 S_4 阻断。在图 2-33d 中, 当 i_A 为正值时, 电

流 i_A 从 P 点经 S_1 、 S_2 流至负载 A 点；当 i_A 为负值时，电流 i_A 从 A 点经 VD_2 、 VD_1 流至 P 点，因此，无论 i_A 为何值，A 点都接至 P 点，故 $v_{AO} = v_{PO} = +V_D/2$ ，这时 S_1 (VD_1) 导通，但 VD_5 防止了 (阻断) 电容 C_1 被开关器件 S_1 (VD_1) 短接。

由图 2-33b ~ 图 2-33d 的说明可知，A 相输出端 A 对电源中点 O 的电压 v_{AO} 可以用 A 相开关变量 S_a 结合输入直流电压 V_D 来表示，即

$$v_{AO} = (S_a - 1)V_D/2 \quad (2-126)$$

S_a 为 0, 1, 2 时，有

$$v_{AO} = -V_D/2, 0, +V_D/2$$

同理变流器输出 B 相对电源中点 O 的电压为

$$v_{BO} = (S_b - 1)V_D/2 \quad (2-127)$$

变流器输出 C 相对电源中点 O 的电压为

$$v_{CO} = (S_c - 1)V_D/2 \quad (2-128)$$

输出线电压可表示为

$$\begin{aligned} v_{AB} &= v_{AO} - v_{BO} = V_D(S_a - S_b)/2 \\ v_{BC} &= v_{BO} - v_{CO} = V_D(S_b - S_c)/2 \\ v_{CA} &= v_{CO} - v_{AO} = V_D(S_c - S_a)/2 \end{aligned} \quad (2-129)$$

故有

$$\begin{bmatrix} v_{AB} \\ v_{BC} \\ v_{CA} \end{bmatrix} = \frac{V_D}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2-130)$$

由图 2-33a 可知线电压关系为 $v_{AB} = v_{AN} - v_{BN}$ 、 $v_{BC} = v_{BN} - v_{CN}$ 、 $v_{CA} = v_{CN} - v_{AN}$ 和 $v_{AN} + v_{BN} + v_{CN} = 0$ ，那么变流器三相输出端对星形联结的负载中点 N 的相电压可表示为

$$\begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{bmatrix} = \frac{V_D}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2-131)$$

A、B、C 每相桥臂都有三种开关状态 $S_a = 0, 1, 2$ ； $S_b = 0, 1, 2$ ； $S_c = 0, 1, 2$ ，故整个三相三电平变流器共有 $3^3 = 27$ 种开关状态。变流器的每一种开关状态 ($S_a S_b S_c$) 都对应一组确定的 v_{AO} 、 v_{BO} 、 v_{CO} ，从而对应于一个确定的电压空间矢量 $\dot{V}$ ，因此三电平三相变流器共有 27 个开关状态的特定空间电压矢量 $\dot{V}_0$ 、 $\dot{V}_1$ 、 $\dot{V}_2$ 、 $\dots$ 、 $\dot{V}_{26}$ ，如图 2-34a 所示。定义矢量 $\dot{V}$ ($S_a S_b S_c$) 的 $\dot{V}_0$ 为 (000)， $\dot{V}_1$ 为 (001)， $\dot{V}_2$ 为 (002)， $\dot{V}_3$ 为 (010)， $\dot{V}_4$ 为 (011)， $\dot{V}_5$ 为 (012)， $\dot{V}_6$ 为 (020)， $\dot{V}_7$ 为 (021)， $\dot{V}_8$ 为 (022)， $\dot{V}_9$ 为 (100)， $\dot{V}_{10}$ 为 (101)， $\dot{V}_{11}$ 为 (102)， $\dot{V}_{12}$ 为 (110)， $\dot{V}_{13}$ 为 (111)， $\dot{V}_{14}$ 为 (112)， $\dot{V}_{15}$ 为 (120)， $\dot{V}_{16}$ 为 (121)， $\dot{V}_{17}$ 为 (122)， $\dot{V}_{18}$ 为 (200)， $\dot{V}_{19}$ 为 (201)， $\dot{V}_{20}$ 为 (202)， $\dot{V}_{21}$ 为 (210)， $\dot{V}_{22}$ 为 (211)， $\dot{V}_{23}$ 为 (212)， $\dot{V}_{24}$ 为 (220)， $\dot{V}_{25}$ 为 (221)， $\dot{V}_{26}$ 为 (222)。其中 $\dot{V}_0$ (000) 矢量对应的开关状态为 $S_a = S_b = S_c = 0$ ，这时三相输出端 A、B、C 被短接，无输出电压。

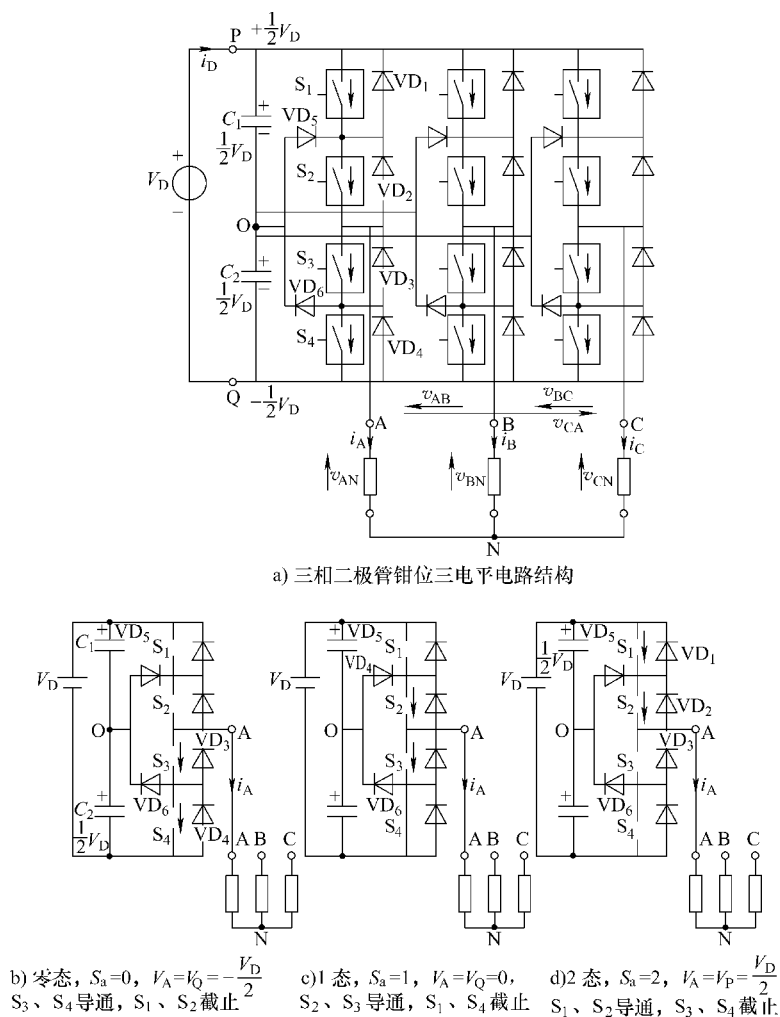


图 2-33 中点钳位三相三电平 DC-AC 变流电路

同理 $\dot{V}_{13}(111)$ 矢量的开关状态为 $S_a=S_b=S_c=1$, A 、 B 、 C 被短接, 无输出电压。

同理 $\dot{V}_{26}(222)$ 矢量的开关状态 $S_a=S_b=S_c=2$, A 、 B 、 C 被短接, 无输出电压。

在 $\dot{V}_0(000)$ 、 $\dot{V}_{13}(111)$ 、 $\dot{V}_{26}(222)$ 这三种开关状态时, 三相变流器无输出电压, 故 $\dot{V}_0$ 、 $\dot{V}_{13}$ 、 $\dot{V}_{26}$ 为三个零矢量, 其他 24 个矢量为非零矢量。以图 2-34b 的 $V_{20}(202)$ 为例, 这时 $S_a=2$, 表示 A 相桥 S_1 、 S_2 导通, 使 A 点接到正端 P 点, $v_{A0} = +V_D/2$; $S_b=0$ 表示 B 相桥 S_3 、 S_4 导通, 使 B 点接到负端 Q 点, $v_{B0} = -V_D/2$; $S_c=2$ 表示 C 相桥 S_1 、 S_2 导通, 使 C 点接到正端 P 点, $v_{C0} = +V_D/2$ 。由此得到 $V_{20}(202)$ 开关状态时的三相电路图 2-34b 对应矢量在 $\omega t = -60^\circ$ 处。这时, 由图 2-34b 或由式 (2-130)、式 (2-131) 都可得到: $v_{AB} = +V_D$; $v_{BC} = -V_D$; $v_{CA} = 0$ 。负载相电压瞬时值 $v_{AN} = V_D/3$, $v_{BN} = -2V_D/3$, $v_{CN} = V_D/3$, v_{AN} , v_{BN} , v_{CN} 也正是矢量 $\dot{V}_{20}$ 在 A 、 B 、 C 轴上的投影, 即

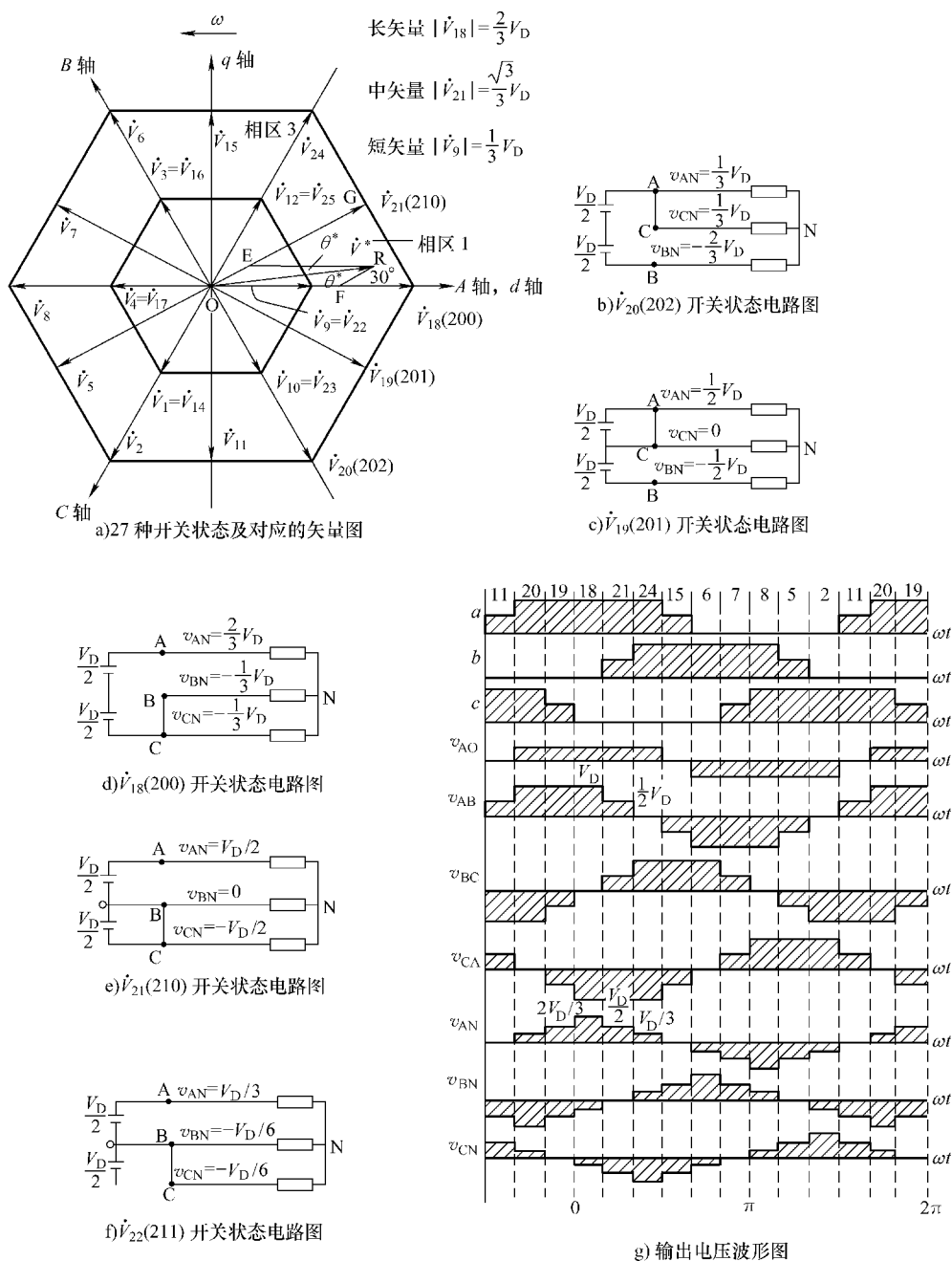


图 2-34 中点钳位三相三电平 DC/AC 变流器电压空间矢量和波形

$$v_{AN} = V_D/3 = \frac{2}{3}V_D \cdot \cos(-60^\circ) = V \cos \omega t \big|_{\omega t = -60^\circ}$$

$$v_{BN} = -\frac{2}{3}V_D = \frac{2}{3}V_D \cos(-180^\circ) = V \cos(\omega t - 120^\circ) \big|_{\omega t = -60^\circ}$$

$$v_{CN} = V_D/3 = \frac{2}{3}V_D \cos(-300^\circ) = V \cos(\omega t - 240^\circ) \big|_{\omega t = -60^\circ}$$

因此,三相负载相电压瞬时值是幅值为 $2V_d/3$ 、相角为 $\omega t = -60^\circ$ 的矢量 $\dot{V}_{20}$ ($\dot{V}_{20}$ 幅值为 $2V_d/3$) 在 A、B、C 轴上的投影,如图 2-34a 所示。

类似地,由不同的 S_a 、 S_b 、 S_c 组合值可以求出其他开关状态所对应的电压空间矢量 $\dot{V}_1 \sim \dot{V}_{25}$,以及各电压矢量所相对应的相电压、线电压及负载相电压 v_{AN} 、 v_{BN} 、 v_{CN} 。如图 2-34c 所示的 $\dot{V}_{19}$ (201),对应矢量在 $\omega t = -30^\circ$ 处, $v_{AN} = V_d/2$ 和图 2-34d 所示的 $\dot{V}_{18}$ (200) (对应矢量在 $\omega t = 0$ 处, $v_{AN} = 2V_d/3$)。图 2-34g 给出了三相三电平变流器按三相开关状态的以下顺序 $\dot{V}_{20}$ (202) $\rightarrow \dot{V}_{19}$ (201) $\rightarrow \dot{V}_{18}$ (200) $\rightarrow \dot{V}_{21}$ (210) $\rightarrow \dot{V}_{24}$ (220) $\rightarrow \dot{V}_{15}$ (120) $\rightarrow \dot{V}_6$ (020) $\rightarrow \dot{V}_7$ (021) $\rightarrow \dot{V}_8$ (022) $\rightarrow \dot{V}_5$ (012) $\rightarrow \dot{V}_2$ (002) $\rightarrow \dot{V}_{11}$ (102) 依序周期运行,且每一状态持续时间为 $1/12$ 周期 (30°) 时的开关变量及输出电压波形。这里只选用了 12 个开关状态,对其他的开关状态以及每个开关状态持续时间不是 $1/12$ 周期 (30°) 时可类似地分析得到等效矢量及其相应的电压波形。

图 2-34a 中,如果电压矢量幅值为六边形的中矢量长度矢量轨迹为圆周,则三电平变流器线电压基波幅值与直流电压 V_d 之比为 $\sqrt{3}V_{21}/V_d = 1.0$,低于两电平逆变器的比值 $2\sqrt{3}/\pi = 1.1$ (三相桥变流器交流线电压为幅值为 V_d 的 120° 方波,由式(2-35)线电压基波幅值与 V_d 比值为 $2\sqrt{3}/\pi = 1.1$),但三电平变流器输出电压波形的正弦性明显要好得多。图 2-34a 将正六边形分为 12 个各 30° 的相区,每个相区两边都有 4 个非零矢量,对应 4 种开关状态,实际运行中,根据所需求的空间电压矢量 $\dot{V}^*$ 所在的相区位置及 $\dot{V}^*$ 的幅值 V^* 和相位 θ^* 的大小,从 4 个可选的非零矢量及零矢量中,选用合适的某几个矢量(对应相应的开关状态)组合,精心安排在一个开关周期 T_s 中这几个矢量的顺序及每个矢量存在的时间(即每个矢量对应的开关状态存在的时间),即可合成该开关周期 T_s 中的等效矢量 $\dot{V}^* = V^* \angle \theta^*$,并可获得运行要求所需的输出电压。在不太高的开关频率下,对开关器件通、断控制也能获得较好的输出波形。对三电平变流器在 30° 相区内设置多个开关周期采用适当的 PWM 控制还可以进一步提高波形质量。此外,在三电平变流器中,直流电压 V_d 由两个开关器件分担,分压电容 C_1 、 C_2 的电压各为 $V_d/2$,钳位二极管 VD_5 、 VD_6 把每个开关器件的端电压限制到不超过 $V_d/2$,所以相对于两电平变流器而言,三电平变流器开关器件的额定电压值可以低一倍,或者同样额定电压值的开关器件用于三电平变流器时直流电压可以高一倍,因而输出功率也可大一倍。所以多电平变流器尤其适合大功率、高电压场合。当然三电平变流器所用半导体开关器件较多是一个缺点,例如:上述的一台三相三电平变流器要用到 30 个开关器件(包括 18 个二极管),而一台三相两电平变流器只需 12 个开关器件(包括 6 个二极管)。此外三电平变流器的控制也比较困难。

由图 2-33a 所示三相 DC-AC 三电平变流器得到的 27 个矢量可分为四类:

- 1) 3 个零矢量 $\dot{V}_0$ (000)、 $\dot{V}_{13}$ (111)、 $\dot{V}_{26}$ (222);
- 2) 6 个长矢量,幅值为 $2V_d/3 = 0.666V_d$ ($\dot{V}_{18}$ 、 $\dot{V}_{24}$ 、 $\dot{V}_6$ 、 $\dot{V}_8$ 、 $\dot{V}_2$ 、 $\dot{V}_{20}$);
- 3) 6 个中矢量幅值为 $V_d/\sqrt{3} = 0.57V_d$ ($\dot{V}_{21}$ 、 $\dot{V}_{15}$ 、 $\dot{V}_7$ 、 $\dot{V}_5$ 、 $\dot{V}_{11}$ 、 $\dot{V}_{19}$);

4) 12 个短矢量幅值为 $V_D/3 = 0.333V_D$ ($\dot{V}_9 = \dot{V}_{22}$, $\dot{V}_{12} = \dot{V}_{25}$, $\dot{V}_3 = \dot{V}_{16}$, $\dot{V}_4 = \dot{V}_{17}$, $\dot{V}_1 = \dot{V}_{14}$, $\dot{V}_{10} = \dot{V}_{23}$)。

除三个零矢量外, 其他 24 个为非零矢量。相区①的边界长矢量为 $\dot{V}_{18}$, 中矢量为 $\dot{V}_{21}$, 短矢量为 $\dot{V}_9$ 、 $\dot{V}_{22}$, $\dot{V}_9$ 、 $\dot{V}_{22}$ 、 $\dot{V}_{18}$ 的相位为零, $\dot{V}_{21}$ 的相位为 30° 。当三相开关状态从 (200) 变为 (210) 时, 即仅 B 相从 0 态变为 1 态时, 三相变流器的空间矢量从 $\dot{V}_{18}$ (200) 跳变为 $\dot{V}_{21}$ (210), v_{AN} , v_{BN} , v_{CN} 的变化如图 2-34g 的波形所示。电压空间矢量的幅值从 $2V_D/3$ 突变为 $V_D/\sqrt{3}$, 同时其相位也从 0° (与 A 轴同相) 突变为 $\omega t = 30^\circ$, 所以实际运行中变流器输出的相电压不可能是瞬时值随时间正弦变化的纯正弦波, 而是阶梯波。

如果要求变流器运行中某时刻其输出电压的空间矢量为 $\dot{V}^* = V^* \angle \theta^*$ (幅值为 V^* , 相位为 θ^*), 例如要求 $\dot{V}^*$ 为处于图 2-34a 中第一个 30° 相区 1 中相位角为 θ^* 的矢量 $\overrightarrow{OR}$, 这时 $\dot{V}^*$ 邻近的矢量为 $\dot{V}_{18}$ 、 $\dot{V}_9$ 、 $\dot{V}_{22}$ 及 $\dot{V}_{21}$, 无论仅采用那一个开关状态都不能直接获得 $\dot{V}^* = V^* \angle \theta^*$ 矢量。为了得到一个等效的矢量 $\dot{V}^* = V^* \angle \theta^*$, 可首先判断所要求的 $\dot{V}^*$ 处于哪个 30° 相区, 如果 $\dot{V}^*$ 处于相区 1, 则可在一个开关周期 T_s 内, 用相区 1 两边的某两个非零矢量和某个零矢量共同产生一个等效的 $\dot{V}^* = V^* \angle \theta^*$ 。例如, 若要求三变流器输出电压矢量 $\dot{V}^*$ 在第一扇区 ($\omega t = 0 \rightarrow 30^\circ$) 内, 要求其相位为 θ^* , 如图 2-34a 中的矢量 $\overrightarrow{OR}(\dot{V}^*)$ 。在一个开关周期 T_s 中, 若要求的 V^* 数值较大则可由相区 1 边界的两个非零开关 $\dot{V}_{21}$ (210) 和 $\dot{V}_{18}$ (200) 与零矢量共同作用产生等效的矢量 $\dot{V}^* \angle \theta^*$ 。若 $\dot{V}_{21}$ (210) 存在的时间为 T_x , $\dot{V}_{18}$ (200) 存在的时间为 T_y 。

$\dot{V}_{21}$ 在 T_x 期间产生 $\dot{V}_{21}$ 方向的电压矢量为

$$\overrightarrow{OE} = \frac{T_x}{T_s} |\dot{V}_{21}| = \frac{T_x}{T_s} \frac{\sqrt{3}}{3} V_D \quad (2-132)$$

$\dot{V}_{18}$ 在 T_y 期间产生 $\dot{V}_{18}$ 方向的电压矢量为

$$\overrightarrow{OF} = \frac{T_y}{T_s} |\dot{V}_{18}| = \frac{T_y}{T_s} \frac{2}{3} V_D \quad (2-133)$$

由图 2-34a 平行的四边形 OERF 中三角形的边、角关系可得

$$\frac{OE}{\sin \theta} = \frac{OF}{\sin(30^\circ - \theta)} = \frac{V^*}{\sin 150^\circ} = 2V^* \quad (2-134)$$

由式(2-132) ~ 式(2-134)可得

$$T_x = \frac{2\sqrt{3}}{V_D} T_s V^* \sin \theta^* \quad (2-135)$$

$$T_y = \frac{3}{V_D} T_s V^* \sin(30^\circ - \theta^*) \quad (2-136)$$

所以, 零矢量 $V_0(000)$ 或 $\dot{V}_{13}(111)$ 、或 $\dot{V}_{26}(222)$ 存在的时间为

$$T_0 = T_s - (T_x + T_y) \quad (2-137)$$

已知 T_s 、 T_0 ，对任意给定的电压指令矢量 $V^* \angle \theta^*$ ，可由式(2-135)、式(2-136)求出 $\dot{V}_{21}$ 的开关状态存在时间 T_x 和 $\dot{V}_{18}$ 的开关状态存在时间 T_y ，再加任一零矢量 $\dot{V}_0(000)$ 或 $\dot{V}_{13}(111)$ 或 $\dot{V}_{26}(222)$ 的存在时间 T_0 ($T_0 + T_x + T_y = T_s$)。在一个开关周期 T_s 中三个矢量共同作用，在该开关周期 T_s 中即可产生等效的空间矢量就是 $\dot{V}^* = V^* \angle \theta^*$ 。若变流器输出电压频率为 $f = 50\text{Hz}$ ，一个周期 (360°) 为 20ms 时，将 30° 的相区均分为三个开关周期，则 $T_s = 20 / (12 \times 3) \text{ms} = 0.555\text{ms}$ ，开关频率 $f_k = 50 \times 12 \times 3 \text{kHz} = 1.8\text{kHz}$ 。若直流电压 $V_D = 400\text{V}$ ，要求空间电压矢量幅值为 230V ，则在图 2-34a 中，长空间电压矢量幅值 $V_{18} = 266.6\text{V}$ ，中矢量幅值 $V_{21} = 231\text{V}$ ，短矢量幅值 $V_0 = 133.3\text{V}$ ；若要求输出电压空间矢量幅值 (即 A 、 B 、 C 三相相电压幅值) 为 $V^* = 230\text{V}$ ，在 $\theta^* = 10^\circ$ 时，由于开关周期 $T_s = 0.555\text{ms}$ ，由式(2-135)、式(2-136)、式(2-137)得到， $T_x = 0.346T_s = 0.192\text{ms}$ ， $T_y = 0.59T_s = 0.327\text{ms}$ ，零矢量开关状态的时间 $T_0 = T_s - T_x - T_y = 0.064T_s = 0.035\text{ms}$ ， $\dot{V}_{21}$ 产生的电压矢量幅值 $OE = 79.86\text{V}$ ， $\dot{V}_{18}$ 产生的电压矢量幅值 $OF = 157\text{V}$ ， $\dot{V}^* = \overrightarrow{OR} = \overrightarrow{OE} + \overrightarrow{OF}$ ， $V^* = 230\text{V}$ 。如果要求变流器在 V^* 恒定为 230V 稳定运行，则电压空间矢量 $\dot{V}^*$ 以 ω 恒速旋转，其轨迹近似为直径为 V^* 的圆周，三相相电压 v_{AN} 、 v_{BN} 、 v_{CN} 为相差 120° 、幅值为 V^* 的正弦波，即三相电压正是指令矢量 V^* 以角频率 ω 旋转时在 A 、 B 、 C 轴上的投影。若指令电压 $\dot{V}^*$ 改变，则矢量 $\dot{V}^*$ 的幅值改变，其终点轨迹仍为图 2-34a 中大六边形内以 V^* 为半径的圆周。

(2) 飞跨电容型多电平变流器电路 (Flying Capacitor Multilevel Converter)

在图 2-35a 中， S_1 、 S_2 导通， S_3 、 S_4 阻断时， S_3 、 S_4 各承担 $V_d/2$ 电压， C_3 跨接在 S_3 两端有

$$v_{C3} = V_d/2, v_{a0} = V_{p0} = V_d/2$$

S_3 、 S_4 导通， S_1 、 S_2 阻断时， S_1 、 S_2 各承担 $V_d/2$ 电压， C_3 跨接在 S_2 两端，有

$$v_{C3} = V_d/2, v_{a0} = V_{N0} = -V_d/2$$

S_1 、 S_3 导通， S_2 、 S_4 阻断时， S_2 、 S_4 各承担 $V_d/2$ 电压， C_3 跨接在 S_2 两端， $v_{C3} = V_d/2$ ，若 i_a 为正值 (i_a 从 α 点流入 R 、 L)，则 i_a 从 P 点 ($V_p = V_d/2$) 经 S_1 流入 C_3 (C_3 充电， V_{C3} 上升)，经 VD_3 至 α 点， $v_{a0} = V_p - V_{C3} = V_d/2 - V_{C3} \approx 0$ ；

S_2 、 S_4 导通， S_1 、 S_3 阻断时， S_1 、 S_3 各承担 $V_d/2$ 电压， C_3 跨接在 S_3 两端， $v_{C3} = V_d/2$ ，若 i_a 为正值，则 i_a 从 α 点流经 R 、 L 到 O 点，再经 C_2 、 N 、 F 点，经 C_3 (放电) 至 α 点， $v_{a0} = V_{C3} + V_{N0} = V_{C3} - V_{O0} = V_{C3} - V_d/2 = V_d/2 - V_d/2 = 0$ 。

因此，若 i_a 为正时，令 S_1 、 S_3 导通 (S_2 、 S_4 阻断) 将使 C_3 充电， V_{C3} 在 $V_d/2$ 附近上升；若 i_a 为负时，令 S_2 、 S_4 导通 (S_1 、 S_3 阻断) 将使 C_3 放电， V_{C3} 在 $V_d/2$ 附近下降。

类似地分析得知：若 i_a 为负时，令 S_1 、 S_3 导通 (S_2 、 S_4 阻断) 将使 C_3 放电， V_{C3} 在 $V_d/2$ 附近下降；若 i_a 为负时，令 S_2 、 S_4 导通 (S_1 、 S_3 阻断) 将使 C_3 充电， V_{C3} 在 $V_d/2$ 附近上升。

所以，无论电流 i_a 为正值或负值，只要控制 S_1 、 S_3 或 S_2 、 S_4 同时开通的时间，就可使钳位电容 C_3 的电压被控到 $v_{C3} = V_d/2$ ，使输出电压 $v_{a0} = 0$ ，使三电平电路中获得零电压输出。

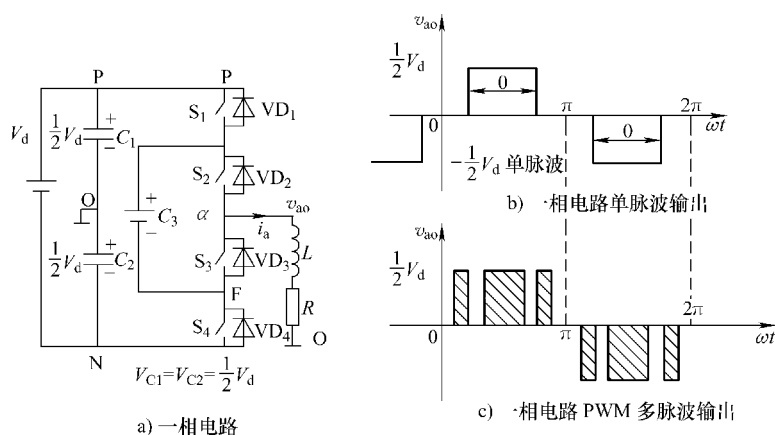


图 2-35 飞跨电容型三电平电路及波形

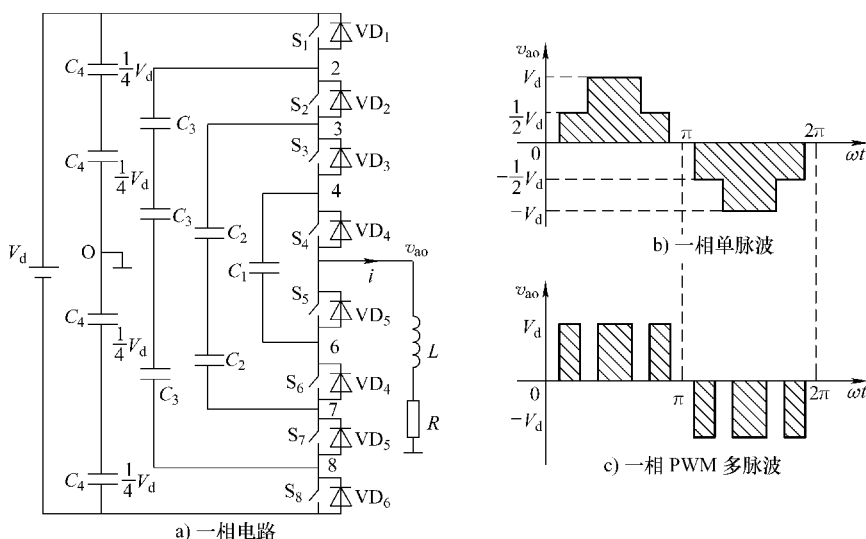


图 2-36 飞跨电容型五电平电路基本电路及波形

1992 年 T. A. Megnard 等人提出了图 2-36 所示由 8 个全控型开关管组成的一相(半桥)飞跨电容型五电平变流器电路, 图中 C_1 、 C_2 、 C_3 为钳位电容, 每个电容都有相同的容值和电压($V_{c3} = V_{c2} = V_{c1} = V_d/4$), C_4 为直流分压电容, $V_{c4} = V_d/4$ 。由图中可见, 与二极管钳位型多电平电路不同, 这种电路是采用跨接在串联开关器件之间的串联电容实现输出电压钳位的。表 2-5 为其开关状态表, 表中如果某开关器件 $S_x = 1$ 表示开该关管 S_x 处于导通状态, $S_x = 0$ 表示开关管 S_x 处于阻断状态。由此表可以看出, 8 个开关的开关电路有 4 种开关状态组合都可获得输出 $V_{ao} = V_{dc}/4$ 和 $V_{ao} = -V_{dc}/4$, 有 6 种开关状态都可获得输出电压 $V_{ao} = 0$, 因此该电路的输出电压合成可选择性更多, 为飞跨电容电压平衡的调控提供了更大的灵活性和可控性。图 2-35、图 2-36 所示电路只是单相输出, 用三个相同的电路可以构成三相飞跨电容三电平和五电平变流器电路。

表 2-5 飞跨电容型五电平变换电路输出电压与开关状态之间的关系

输出电压	开关状态							
	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8
$V_{dc}/2$	1	1	1	1	0	0	0	0
$V_{dc}/4$	1	1	1	0	1	0	0	0
	0	1	1	1	0	0	0	1
	1	0	1	1	0	0	1	0
	1	1	0	1	0	1	0	0
0	1	1	0	0	1	1	0	0
	0	0	1	1	0	0	1	1
	1	0	1	0	1	0	1	0
	1	0	0	1	0	1	1	0
	0	1	0	1	0	1	0	1
	0	1	1	0	1	0	0	1
$-V_{dc}/4$	1	0	0	0	1	1	1	0
	0	1	0	0	1	1	0	1
	0	0	1	0	1	0	1	1
	0	0	0	1	0	1	1	1
$-V_{dc}/2$	0	0	0	0	1	1	1	1

3. 直流电压隔离的多个 H 桥变流电路级联(链式) 输出, 或具有独立直流电压的 H 桥级联多电平变流电路(H Bridge Cascaded Multilevel Converter)

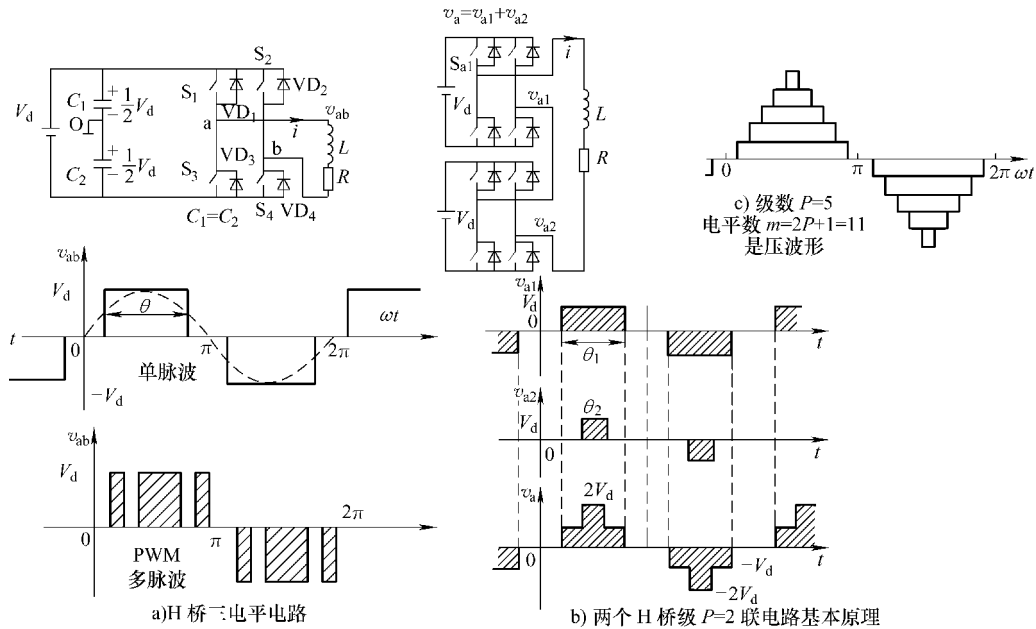


图 2-37 H 桥级联多电平变流电路

图 2-37a 是单相 H 桥电路, 输出电压可有三种电平: S_1 、 S_2 导通(S_2 、 S_3 关断)时, v_{ao}

$= V_d$; 当 S_2 、 S_3 导通(S_1 、 S_4 关断)时, $v_{ab} = -V_d$; 当 S_1 、 S_2 导通(或 S_3 、 S_4 导通)时, 无论 i 为正或负, 都是 $v_{ab} = 0$ 。因此, 图 2-37a 中的 H 桥电路是输出三电平电压的变流电路($+V_d$ 、 0 、 $-V_d$), 与图 2-30 的一相(半桥)二电平变流电路相比, H 桥电路多了一个开关支路、多了两个全控型开关管, 使输出电压 v_{ab} 可以获得零电平($v_{ab} = 0$), 且输出电压为单极性电压, 脉宽可控, 电压基波、谐波都可控。图 2-37b 所示两个 H 桥级联(级联数 $P=2$)电路中, 若第一个 H 桥输出脉宽 θ_1 的单脉波, 第二个 H 桥可输出脉宽为 θ_2 的单脉波, 总的输出电压 $v_a = v_{a1} + v_{a2}$, 这是一个五电平电压($+2V_d$ 、 V_d 、 0 、 $-V_d$ 和 $-2V_d$)的。改变 θ_1 、 θ_2 可调控输出电压的基波和谐波。如果 P 个 H 桥级联, 总开关数为 $n=4P$ 。图 2-37c 示出了级联数 $P=5$, 电平数 $m=2P+1=n/2+1=11$, 如果级联数 P 很多, 则总输出电压阶梯数很多, 输出电压只要适当控制各 H 桥的脉宽和相位, 总输出电压能逼近正弦波。图 2-37b 中各个 H 桥的输出电压也可是 3 个或 5 个脉波, 各个 H 桥的直流电压 V_{d1} 、 V_{d2} 也可不相同, 而使级联后的输出电压大小和波形控制更灵活有效, 当然各 H 桥的直流电压 V_{d1} 、 V_{d2} 必须隔离。三个相差 120° 的 H 桥级联(链式)单相电路可组成一个高压、大容量的三相逆变器, 也可成为一个较大容量的电力电子补偿控制, 例如静止型无功功率补偿器(STATCOM)、静止同步串联补偿器(SSSC), 并联和串联有源电力滤波器等。如果级联数 P 较多, 例如 $P=8$, 电平数 $n=2P+1=17$, 每个 H 桥即使是单脉波输出、开关频率较低的情况下, 也可使交流输出波形逼近正弦波。

4. 三相多绕组移相变压器与多个三相桥变流电路组合构成高压大容量多重化变流器

(1) 三相多绕组移相变压器与多个三相桥整流电路组合成高压多重化整流器

一组三相交流电压对一个三相桥整流电路供电时, 输出直流电压 V_d 为六脉波直流电压, 在一个交流电压周期中 V_d 有 6 个相同形状的脉波。 V_d 中除直流电压平均值 V_D 外, 还含有 $n=6k$ ($k=1, 2, 3 \dots$) = 6, 12, 18 …… 偶次电压谐波。 n 次电压谐波的幅值 V_{nm} 与 V_D 的比值 $V_{nm}/V_D = 2/(6k+1)(6k-1)$, 最低次

电压谐波为 6 次谐波, 其值 $V_{6m}/V_D = 2/35 = 5.7\%$ 。这时交流电源电流中除基波 I_1 外还含有 $n=6k \pm 1 = 5, 7, 11, 13 \dots$ 奇次电流谐波, 其值 I_n 与 I_1 的比值 $I_n/I_1 = 1/n$, 最低次电流谐波为 5 次, $I_5/I_1 = 1/5 = 20\%$ 。受开关器件额定电压、电流的限制, 单个三相桥变流器的电压、电流变流容量不可能很大, 同时其谐波问题也比较严重(谐波频率较高且幅值又较大, 不易滤波)。为了提高变流器的电压、电流, 很自然地想到将几个三相桥变流器串联使用。图 2-

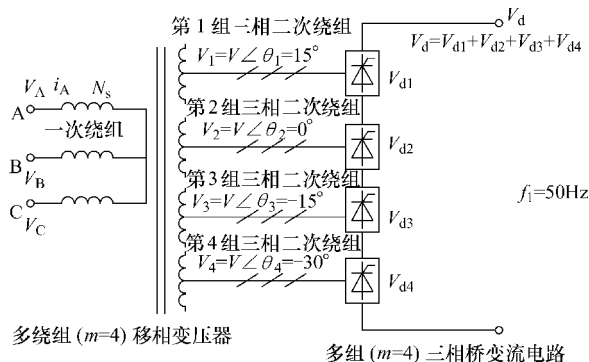


图 2-38 多重化高压整流 ($m=4$)

38 中变压器一次侧三相电源电压 $\dot{V}_A$ 、 $\dot{V}_B$ 、 $\dot{V}_C$ 星形联结。若二次侧有 m 组 ($m=4$) 三相绕组, 通过各自二次侧不同匝数绕组的组合联结, 输出 m 组相位差 $60^\circ/m$ 、幅值相等的三相交流线电压 V_1 、 V_2 、 V_3 、 V_4 , 再经 m 组三相整流得到 $m=4$ 个直流电压 v_{d1} 、 v_{d2} 、 v_{d3} 、 v_{d4} 。由于 $m=4$ 个三相桥的交流三相线电压 $\dot{V}_1$ 、 $\dot{V}_2$ 、 $\dot{V}_3$ 、 $\dot{V}_4$ 大小相等, 而相位依序相差角 $\alpha = 60^\circ/m$ (m

$=4$ 时 $\alpha = 15^\circ$) (见图 2-38a), 那么第二组三相绕组线电压 $\dot{V}_2$ 相位角 $\theta_2 = 0$, $\dot{V}_2 = V \angle 0$, 第一组为 $\dot{V}_1 = V \angle 15^\circ$ ($\dot{V}_1$ 超前 $\dot{V}_2$ 的角度 $\alpha = +15^\circ$), 第三组 $\dot{V}_3 = V \angle -15^\circ$ ($\dot{V}_3$ 滞后 $\dot{V}_2$ 的角度为 15°), 第四组 $\dot{V}_4 = V \angle -30^\circ$ ($\dot{V}_4$ 滞后 $\dot{V}_2$ 的角度为 30°), 则 $m=4$ 个整流电压 v_{d1} 、 v_{d2} 、 v_{d3} 、 v_{d4} 的波形相同但相位依序相差 α 角 ($\alpha = 15^\circ$), 相加后的直流电压 $v_d = v_{d1} + v_{d2} + v_{d3} + v_{d4}$ 将是 $6m = 6 \times 4 = 24$ 次脉波电压。 v_d 中除有增大 4 倍的整流电压平均值 V_d 外, v_d 中谐波电压的频率 $n = 6mk = 6 \times 4k = 24, 48, 72, \dots$, n 次谐波的幅值 $V_{nm}/V_D = 2/[(6 \times 4k + 1) \times (6 \times 4k - 1)]$ 。 $m=4$ 时, 最低次谐波电压频率为 24 次, 其幅值相对值 $V_{24}/V_D = 2/[(6 \times 4 + 1) \times (6 \times 4 - 1)] = 2/25 \times 24 = 0.35\%$ 。这时交流电源电流基波 I_1 比单个三相桥整流时增大 4 倍, 而谐波电流频率 $n = 6mk \pm 1 = 6 \times 4k \pm 1 = 24k \pm 1 = 23, 25, 47, 49 \dots$, 最低次谐波电流为 23 次, 23 次谐波电流 I_{23} 与基波电流 I_1 的比值 $I_{23}/I_1 = 1/23 = 4.34\%$ 。电流、电压谐波频率成倍提高, 相对值显著减小, 整流特性大为改善。

由 m 组三相桥变流电路与 m 组线电压幅值相等, 但相位依序相差 $\alpha = 60^\circ/m$ 的三相交流电压组合而成的变流器称为 m 重变流器(整流器、逆变器)。图 2-38 中这种 m 重整流器输出的直流电压 v_d 为 m 个相差 $\alpha = 60^\circ/m$ 的直流电压相加形成 $6m$ 脉波直流。 m 个相差 α 角的脉波电压中低于 $6m$ 次的谐波电压相互抵消, 而仅存 $n = 6mk$ 次谐波电压, 同时对应的交流电流中低于 $n = 6m - 1$ 的交流谐波电流被抵消而仅存 $n = 6mk \pm 1$ 次电流谐波。因而在增大变流电压、容量 m 倍的同时, 消除了单个三相桥式电力变换引起的一些低次电压谐波和电流谐波, 改善了变流特性。这种多重化组合型整流器的关键技术是如何由一个多绕组变压器获得 m 组线电压数值相同, 而相位依序相差 $\alpha = 60^\circ/m$ 的三相交流电压。普通绕组结构的三相变压器, 无论是三角形联结或星形联结, 其输出线电压都不能移相任意相角 α , 要获得 m 组幅值相等、相差角为 α ($\alpha = 60^\circ/m$, $0 \leq \alpha \leq 30^\circ$) 的 m 组三相电压应采用有特殊绕组(被称为曲折绕组)联结(即所谓延边三角形联结), 使 m 组三相绕组输出的线电压相等而相位依序相差 $\alpha = 60^\circ/m$ 。这种多重化组合整流器中的移相变压器的绕组设计和直流、交流测电压电流特性分析将在第 4 章 4.2 节进行详细介绍。

(2) 共直流电压 V_d 的多个三相桥逆变器经三相多个曲折绕组移相变压器组合成多重化逆变器

图 2-39 示出了共直流电压 V_d 的 m 个 ($m=8$) 三相桥逆变电路。 $m=8$ 个逆变电路输出的三相交流逆变线电压数值相等, 相位依序相差角 $\alpha = 60^\circ/m = 60/8 = 7.5^\circ$ 。图中变压器高压绕组星形联结, 变压器的 $m=8$ 个低压三相绕组采用曲折绕组延边三角形联结, 输出 8 个三相线电压 $\dot{V}_{s1}$ 、 $\dot{V}_{s2}$ 、 $\dot{V}_{s3}$ 、 $\dot{V}_{s4}$ 、 $\dot{V}_{s5}$ 、 $\dot{V}_{s6}$ 、 $\dot{V}_{s7}$ 和 $\dot{V}_{s8}$ 。这 8 个三相绕组线电压数值相等, 相位依序相位差角也是 $\alpha = 60^\circ/m = 7.5^\circ$, 它们对应地接至 $m=8$ 个逆变器的输出线电压, 组合构成 8 重化的高压逆变器。这个 8 重化的逆变器可将全控型开关管额定电压、电流允许值所限定的单个三相桥变流电路的输出功率提升 $m=8$ 倍, 可输出三相高压交流电压。同时又使直流电源电流 i_d 中的仅存的谐波电流频率 $n = 6mk = 48k = 48, 96 \dots$, 最低谐波电流频率为 48 次, 而交流输出电压中仅存在 $n = 6mk \pm 1 = 48k \pm 1 = 47, 49, 95, 97 \dots$ 等次电压谐波, 最低次电压谐波为 47 次。这种多重化的组合型逆变器, 既使三相桥逆变电路仅输出一个单脉波电压使开关频率降至最低, 开关损耗降至最低, 控制及其简单, 也能使输入直流电流脉动频率高

且接近直流电流,而合成的交流输出电压畸变率很小,十分接近正弦波,无需再加滤波器。这种组合型多重化逆变器作为电力系统静止型无功功率补偿器 STATCOM 早已得到应用,相关的电路特性的分析将在第5章5.4节介绍。类似的多重化变流系统也可用于电力系统中串联型有源电力补偿器、串联型动态电压补偿器 DVR。

最近十多年,中压(10kV、6kV、3kV)交流电机变频传动所需的交-直-交变频变压电源,已广泛应用,如图2-40所示即为AC/DC-DC/AC两级变流系统。这种变流系统由两部份组成:整流(AC/DC)部分采用类似图2-38所示的三相多绕组移相变压器与多个三相桥移相多重化整流电路,逆变(DC/AC)部分采用类似图2-37b H桥级联式(链式)DC/AC逆变器。图中整流部分由10kV电网($f=50\text{Hz}$)对输入变压器供电,变压器二次侧每相有五套、三组共15套有一定相位差(图中5组三相电压各相差 $60^\circ/5=12.5^\circ$)的三相曲折二次绕组。每个三相曲折副绕组对一个三相不控整流供电,得到15个隔离的直流电压。这种由曲折绕组变压器供电的多重化整流系统,可使交流电源电流 i_A 中最低次谐波电流的频率为 $6 \times 5 \pm 1 = 29$ 或

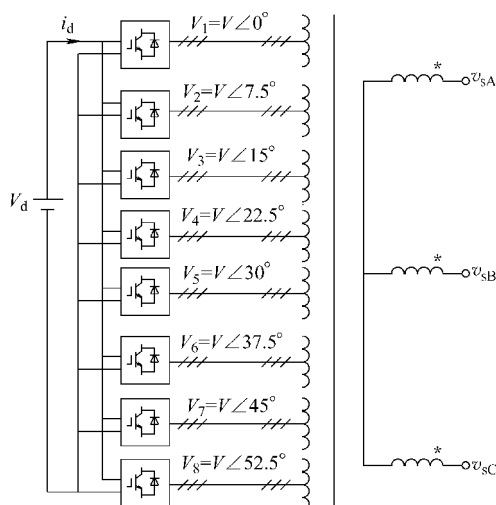


图 2-39 多重化($m=8$, $\alpha=60^\circ/8=7.5^\circ$)逆变器

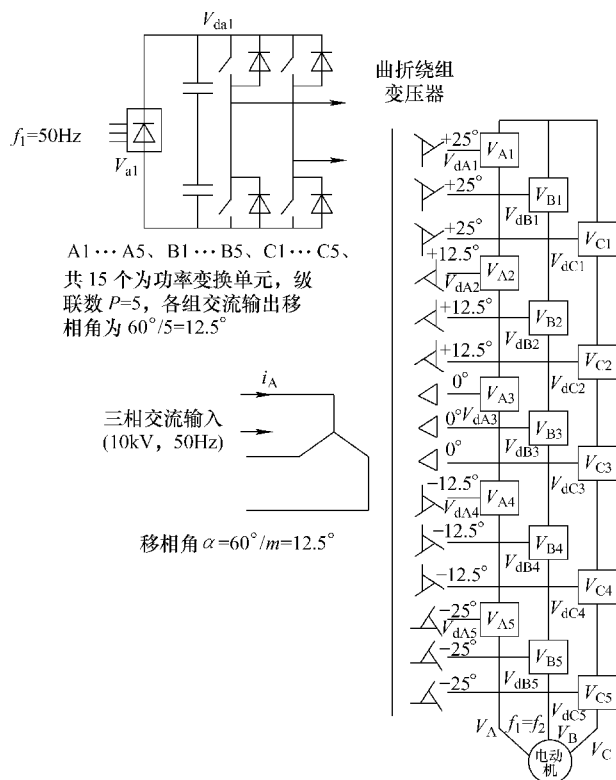


图 2-40 多重化整流、级联数 $P=5$, 11 电平高压变频器对电机供电

31 次, 谐波电流的幅值也显著减小, 有效地改善了整流负载对交流电网的危害。图中的逆变部分由 15 个隔离的直流电压经 H 桥逆变电路输出频率为 f_2 的单相交流电, $A_1 \sim A_5$, $B_1 \sim B_5$, $C_1 \sim C_5$ 共 15 个功率变换单元的输出电压, 级联成三相电压 $v_A = v_{A1} + \cdots v_{A5}$, $v_B = v_{B1} + \cdots v_{B5}$, $v_C = v_{C1} + \cdots v_{C5}$ 。其中 5 个级联电压依序相差 $60^\circ/5 = 12.5^\circ$, A 、 B 、 C 三相电压各相差 120° , 构成由 15 个相互隔离的直流电压 V_d 、15 个单相 H 桥逆变器组成的三相变频器、实现交流电机变频、变压、变速传动。由于输出电压电平多、接近正弦波, 因而能显著改善交流电机的运行特性。图 2-40 由于整流部分采用了多重化整流、逆变部分采用了 H 桥级联输出, 因而整个 AC/DC-DC/AC 变流系统作为交流电网的负载并不会对交流电网产生多大恶性影响, 而作为一个变频变压电源又可大大改善了对负载电动机的供电质量, 因而得到较为广泛的应用。

为了提高直流-直流变换器的容量, 通常采用多个基本直流-直流变换器移相组合输出, 相关电路将在本书第 3 章图 3-56 中进行介绍。

第3章 发电、配电和储能系统中的电力电子技术

3.1 同步发电机的直流励磁

电力系统中的发电机95%以上都是三相交流同步发电机。原动机(汽轮机、水轮机、风力机或柴油机)驱动发电机转子以恒速 N_s (每分钟转速)旋转,转子上的直流励磁绕组外加直流电流 i_f 产生的磁场相对转子是静止的磁场,这个磁场随转子一起以机械速度 N_s 旋转,并在发电机定子绕组中产生交流电势。发电机三相定子绕组在空间布置上相差 120° ,转子直流励磁绕组的旋转磁场在三相定子绕组中产生时间上相差 120° 的三相交流电势、电流,若电机转子的磁极对数为 N_p ,则定子感应电动势、电流的频率 f_s 与转速 N_s 成正比,即

$$f_s = N_s N_p / 60 \quad (N_s \text{ 被称为同步转速}) \quad (3-1A)$$

在空间位置上相差 120° 的三相静止的定子绕组,流过时间上相差 120° 、频率为 f_s 的正弦交流电流时,定子电流产生的旋转磁场,其速度也是 $N_s = 60f_s / N_p$,即定子旋转磁场的速度与转子磁场的速度相同,与转子同步旋转。因此,直流励磁(即转子电流频率 $f_r = 0$)的三相交流电机(发电机、电动机)被称为同步电机。转子绕组直流电流产生的直流磁场和定子电流旋转磁场的电气角速度(每秒弧度)都是

$$\omega_s = 2\pi N_p N_s / 60 = 2\pi f_s \quad (3-1B)$$

直流励磁系统由两部分构成:

- 1) 励磁功率单元,它向同步发电机的励磁绕组提供直流励磁电流;
- 2) 励磁调节器,它根据发电机的运行工况,自动调节励磁功率单元输出的励磁电流的大小,改变发电机的输出电压以满足发电机运行的要求。

早期励磁系统中励磁功率单元是直流发电机,称为直流励磁机,励磁调节采用机电型或电磁型调节器。随着同步发电机单机容量的增大和电力电子技术的广泛应用,以半导体整流器为励磁功率单元和由电子元器件构成的励磁调节器共同组成的半导体励磁系统得到了广泛应用。

3.1.1 同步发电机励磁系统的功能

在正常运行或事故情况下,都需要调节同步发电机的励磁电流,励磁调节的功能如下:

1. 电压控制及无功分配

在发电机正常运行工况下,当发电机负荷改变而端电压随之变化时,励磁系统应维持发电机端电压(或升压变压器高压侧电压)在给定水平。依靠励磁调节器的调节作用,励磁系统将自动地增大或减小其输出的励磁电流,使发电机端电压恢复到给定水平。当几台机组并列运行时,励磁系统应能稳定地按发电机额定功率均匀分配机组的无功功率,维持电压水平,这是励磁调节应执行的基本任务。

2. 提高同步发电机并列运行的稳定性

电力系统运行中最基本的要求是系统中所有同步发电机保持同步运行。系统在运行中随

时会遭受各种扰动,在暂态过程结束后,依靠励磁调节系统若能恢复到它原来的同步运行状态,或者由一种平衡状态过渡到另一种新的平衡状态,这种情况下则称系统是稳定的。如果系统受到某种微小的扰动,例如负荷发生小的变化,同步发电机在小干扰后能稳定运行,称为静态稳定。如果扰动是一种大的冲击,例如输电网中发生短路,系统将发生较强烈的振荡,这种情况下的稳定问题称为暂态稳定。励磁系统对提高同步发电机并列运行的稳定性具有重要作用。

(1) 励磁对静态稳定的影响

静态稳定是指发电机在稳态运行时遭受到某种微小的扰动后,能够自动地恢复到原来的运行状态。静态稳定是电力系统能够正常运行的基本条件。

图 3-1 中曲线①是正常运行时发电机的功角特性, $P = EV\sin\delta/X$, 工作点 α 处 $P = P_0$, 最大功率在 $\delta = 90^\circ$ 时为 $P_m = EV/X$, 定义静稳定功率储备系数 $\mu_p = (P_m - P_0)/P_0$, 当励磁电流不变即电势 E 恒定时, 曲线①被称为励磁不调节的内功率特性曲线。当采用灵敏快速的励磁调节后, 功率特性可如图中曲线②所示, 增大励磁电流使电势 E 增大可显著增大 P_m 。若仍按功率 P_0 运行, 则提高了静稳定储备, 如果按原来 E 不变时的静稳定储备系数运行, 则可增大输送功率。因此, 发电机的励磁调节, 特别是采用性能优良的励磁系统, 对增大传输功率、提高静态稳定的效果是显著的, 而且是经济的。

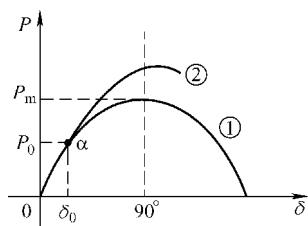


图 3-1 调节励磁对功角特性的影响

(2) 励磁对暂态稳定的影响

当发电机受到大的扰动时, 是否能保持同步运行, 这属于暂态稳定研究的问题。励磁系统提高暂态稳定性主要表现在快速励磁和强行励磁的作用上。

以图 1-2 所示单机对无穷大系统供电为例, 在电网发生短路后的暂态期间, 同步发电机端电压和传输功率都将显著降低, 而原动机的调速器在暂态期间(例如 1s 以内)尚来不及动作。这就要求励磁系统快速地强行励磁到顶值, 使 E 增大, 以保证传输功率不致过分降低, 使发电机的功率特性曲线的加速面积减小, 制动面积增大, 阻止发电机摇摆角过度增大, 以利于提高暂态稳定性。

由于发电机励磁回路时间常数较大, 即使是快速响应和高顶值电压(或称高顶值倍数)的励磁系统, 对暂态振荡的第一个周期中摇摆角度的限制作用也并不显著, 但能抑制后继的摇摆。

在短路切除后, 转子达到最大功角后受制动力矩作用可能会不停地摇摆, 功角摇摆阶段往往容易失步。如果励磁系统在这个阶段发挥作用, 当转子加速向最大角度摆动时, 应继续进行强励以增加制动作用; 当角度回摆减小到一定数值时, 励磁系统强行减磁, 使励磁电流及制动作用减小, 这样便能减小最初几个周期的摆幅。如果再引入附加控制信号和镇定环节, 适当地提高阻尼转矩, 可使振荡迅速减缓, 并过渡到事故后较高的功率特性曲线上运行, 从而确保暂态稳定性。

较高的顶值励磁电压能快速响应的励磁系统, 还能使发电机及时向系统提供大量的无功功率, 使系统电压得到一定程度的提高, 改善电力系统中的异步电动机运行条件, 不致引发电力系统电压崩溃, 提高电力系统暂态稳定性。

3.1.2 同步发电机励磁系统的基本类型和电路结构

同步发电机早期的直流励磁电源都是在同步发电机轴上装设一个直流发电机提供主发电机的直流励磁电流。现代同步发电机的直流励磁电源都是由交流励磁电源经半导体整流器变为直流后向转子直流励磁绕组提供直流电流。根据励磁电源种类的不同,同步发电机的励磁系统可分为他励系统和自励系统。

1. 他励系统

他励系统是采用与主发电机同轴的另一个小容量交流发电机的交流电源,经不控整流器或晶闸管相控整流后供给直流励磁。这类励磁系统由于励磁电源来自主发电机之外的另一独立交流电源,故称为他励整流器励磁系统,简称他励系统。同轴的用作励磁电源的交流发电机称为交流励磁机(也称为同轴辅助发电机)。

他励系统按整流器是静止的还是整流器装在转子上随转子旋转,以及交流励磁机是磁场旋转还是电枢绕组旋转的不同,又可分为下列四种励磁方式:

- 1) 磁场旋转式交流励磁机加静止不控整流器,如图 3-2 所示。
- 2) 磁场旋转式交流励磁机加静止晶闸管相控整流,如图 3-3 所示。
- 3) 电枢旋转式交流励磁机加旋转不控整流器,如图 3-4 所示。
- 4) 电枢旋转式交流励磁机加旋转晶闸管相控整流,如图 3-5 所示。

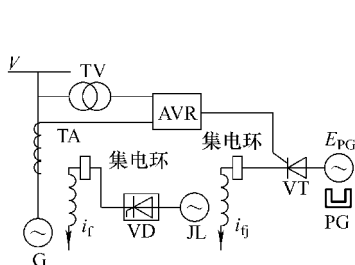


图 3-2 交流励磁机、磁场旋转(他励)、静止不控整流器励磁方式原理图

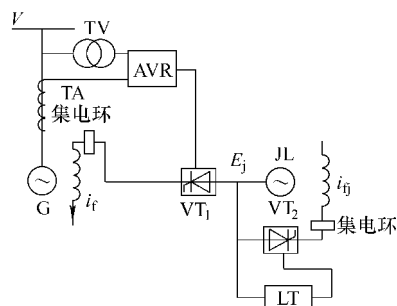


图 3-3 交流励磁机、磁场旋转、(他励)、静止相控整流励磁方式原理图

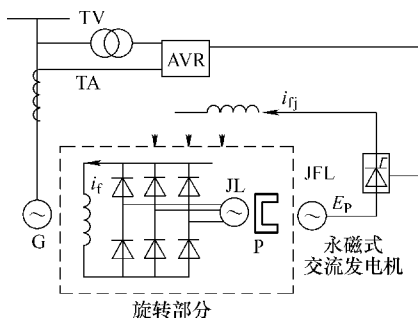


图 3-4 交流励磁机(电枢旋转)带旋转不控整流器的无刷励磁系统

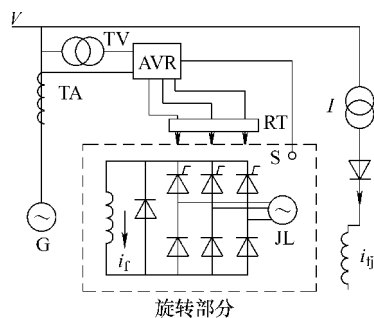


图 3-5 交流励磁机(电枢旋转)带旋转相控整流器的无刷励磁系统

图 3-2、图 3-3 所示的两种励磁系统中的半导体整流元件 VD 或 V 是处于静止状态

的,故称为他励静止半导体励磁方式。图 3-4、图 3-5 所示的两种方式,整流元件和交流励磁机 JL 的电枢与主轴一同旋转,直接给主发电机转子励磁绕组供励磁电流,不需要经过转子集电环及电刷引入,故称为无刷励磁方式,或称为他励旋转半导体整流器励磁方式。

图 3-2 ~ 图 3-5 他励励磁系统的共同特点是,采用与主发电机同轴的交流励磁机 JL 作为励磁整流器的交流电源。

(1) 磁场旋转交流励磁机带静止二极管不控整流励磁系统

在图 3-2 中,同步发电机 G 的励磁电流 i_f ,由一个与主发电机同轴的交流励磁发电机 JL 的三相定子绕组电势(通常频率为 400Hz)经二极管不控整流器 VD,再经集电环(电刷)送入 G 的励磁绕组,交流励磁机的转子励磁电流 i_{fj} 由一个同轴的永磁同步发电机 PG 的定子绕组电势 E_{pg} ,经晶闸管相控整流器 V 变成直流,再经集电环向其励磁绕组提供励磁电流 i_{fj} 。同步发电机 G 的电压、电流,由电压、电流检测环节 TV、TA 送至自动电压调节器 AVR,AVR 根据发电机的输出电压是否满足运行要求,改变晶闸管 VT 的触发相位角,调控 i_{fj} ,进而调控同步发电机 G 的励磁电流 i_f ,改变同步发电机的电势 E ,满足电力系统运行要求。

(2) 磁场旋转交流励磁机带静止晶闸管相控整流励磁系统

图 3-3 与图 3-2 不同的是,同步发电机的直流励磁电流 i_f 由交流励磁机 JL 的输出电压 E_j 经相控整流器 V_1 供电,而交流励磁机 JL 的直流励磁电流 i_{fj} 由交流励磁机自身的交流电压 E_j 经晶闸管 V_2 相控整流后,再经集电环向其转子上直流励磁绕组输入直流励磁电流 i_{fj} ,同时 i_{fj} 又受其电流调节器 LT 控制。图 3-3 所示电路结构在我国一些中型水轮发电机和汽轮发电机上早已采用,并已在新建的 20 万 kW 水轮发电机上采用。

(3) 电枢旋转交流励磁机带旋转不控整流器的无刷励磁系统

图 3-4 中交流励磁机 JL 的电枢三相绕组和三相不控整流器及同步发电机 G 的直流励磁绕组都在同步发电机转子上,与转子一道被原动机驱动旋转,另一个交流永磁式副励磁机 JFL 的永磁体磁极 P 也在转子上随同步发电机转子一起旋转,在其静止的定子绕组上感应的交流电势 E_p ,经相控整流器 V 后给交流励磁机 JL 提供励磁电流 i_{fj} 。图 3-4 所示励磁系统中采用了电枢旋转的交流励磁机和整流器,没有转子集电环和电刷接触部分,因此是无刷励磁方式。这种无刷励磁系统在几十万 kW 的机组上已得到广泛应用,国外在 135 万 kW 的一台汽轮发电机组上也得到应用(励磁功率达到 5300kW),我国生产这种无刷励磁系统已装备 60 万 kW 的汽轮发电机。

(4) 电枢旋转交流励磁机带旋转相控整流器的无刷励磁系统

图 3-5 与图 3-4 不同之处是,旋转整流器是三相桥晶闸管半控型整流电路(图 3-4 为三相桥不控整流)。此外,交流励磁机 JL 的直流励磁绕组电流 i_{fj} 由同步发电机的交流输出电压 V 经降压、二极管 VD 不控整流后提供。图 3-5 中自动电压调整器 AVR 输出的三路脉冲触发信号经旋转变压器 RT 触发三个晶闸管,改变晶闸管的触发延迟角,调控主发电机的励磁电流 i_f 。图中 S 为装在旋转部分上的测速、位置传感器,它配合旋转变压器 RT 给晶闸管提供所需触发延迟角的脉冲信号。

无刷励磁没有机械式换向器(集电环和电刷),励磁系统运行可靠性高,维修工作量少;没有电刷炭粉和铜末引起电机绕组污染,故绝缘的寿命较长。即使周围环境中有易燃气体存在,也不会因集电环和电刷间产生火花而造成事故,因此,适于在条件较恶劣的环境中运行。

在图 3-4 所示无刷励磁方式中, 由于是控制交流励磁机的励磁电流, 而不是直接控制同步发电机的励磁电流, 所以励磁电压响应的快速性差些; 图 3-5 所示相控整流直接控制同步发电机励磁电压, 励磁电流响应更快, 并为无触头快速灭磁提供了有利条件。晶闸管的控制信号, 可由旋转变压器输入, 也可利用光电耦合方式输入。

2. 自励系统

自励系统是采用一个励磁变压器 LB 作为交流励磁电源, 励磁变压器接在发电机出口或厂用电母线上。因励磁电源取自发电机自身或发电机所在的电力系统, 这种励磁方式称为自励整流器系统, 简称自励系统。在他励系统中, 交流励磁机是旋转机械, 而自励系统中, 励磁变压器、整流器等都是静止元件, 故自励系统又称为全静态励磁系统。

自励系统有两类不同的励磁系统: 自并励系统和自复励系统。如果只用一台励磁变压器并联在发电机端, 则称为自并励系统, 如图 3-6 所示。除了并励的励磁变压器 BV 外还有与发电机定子电流回路串联的励磁变流器 BI(或串联变压器), 两者组合形成励磁电流 I_f , 则称为自复励系统, 如图 3-8a, 图 3-9, 图 3-10, 图 3-11 所示。

自励励磁系统的共同特点是, 同步发电机直流励磁的交流励磁电源取自发电机自身, 用励磁变压器(或励磁变流器)供电给励磁整流装置。另外, 整个励磁装置没有转动部分, 属于全静态励磁系统。这类全静态的励磁系统又分下列几种方式:

(1) 自并励系统

自并励系统是自励系统中接线最简单的一种励磁系统, 其典型原理图如图 3-6 所示。只用一台接在同步发电机端口的励磁变压器 LB 作为励磁电源, 通过晶闸管相控整流装置 KZ 直接控制交流发电机的直流励磁。这种励磁系统又称为简单自并励系统或晶闸管相控自并励系统。自并励系统的优点是, 设备和电路比较简单, 由于无图 3-2 ~ 图 3-5 中的交流励磁发电机 JL 的转动部分, 具有较高的可靠性, 且造价低, 励磁变压器可放置在任意空间位置, 缩短了机组长度或高度, 励磁调节速度快。自并励系统越来越多地得到采用。国外某些公司甚至把这种励磁系统列为大型机组的定型励磁系统。我国一些中小型机组以及引进的一些大型机组, 也采用这种自励系统。

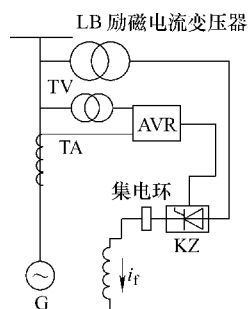


图 3-6 自并励系统原理图

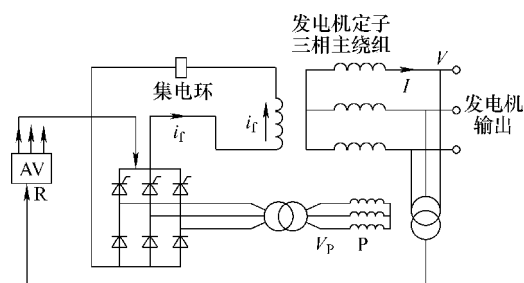


图 3-7 发电机有独立交流励磁电源的相控自并励系统

图 3-6 中自并励的交流电源取自发电机的输出电压, 这就会受负载变化时端电压随之改变的影响。图 3-7 给出美国通用电气公司的 Generrex-Pss 励磁系统, 它的交流励磁电源由发电机内部另一组定子绕组 P 供给。电压 V_p 经降压和三相桥半控整流后再经集电环为主同步发电机提供直流励磁电流 i_f , 由于主发电机的交流励磁电源 V_p 和电流 i_f 是独立于主发电机

定子输出电压 V 和负载电流 I , 即 V_p 与主发电机的运行工况 (V, I) 无直接关系, 不受电力系统工况变化的影响, 故改善了图 3-6 中自并励磁的缺点。

(2) 自复励系统

自复励系统的励磁电流由并联在发电机端点的并联变压器 BV 和串联在定子(线路)中的电流互感器 BI 两部分组合而成, 按两者结合情况的不同, 又可有图 3-8 ~ 图 3-11 所示四种不同的自复励系统。

① 交流侧电流并联叠加的相复励励磁系统。图 3-8a 所示为交流侧电流并联叠加的相复励励磁系统原理图。 E 是发电机 G 的电势, X 是定子绕组电抗, 电流互感器 BI 输出电流 $\dot{I}_{ii} = K_2 \dot{I}$, 电压互感器 BV 输出电压 $\dot{V}/K_1$, 假设发电机 G 的电势 E 正比于直流励磁电流 I_f , $E = KI_f$, $K = E/I_f$ 称为电势系数, 负载电流 $\dot{I}$ 在发电机定子绕组电抗 X 上的电压降为 $j\dot{I}X$, 母线节点电压为 V 。由图 3-8a, 励磁电流 I_f 产生的发电机电势为

$$\dot{E} = \dot{V} + jX\dot{I} = K\dot{I}_f \quad (3-2A)$$

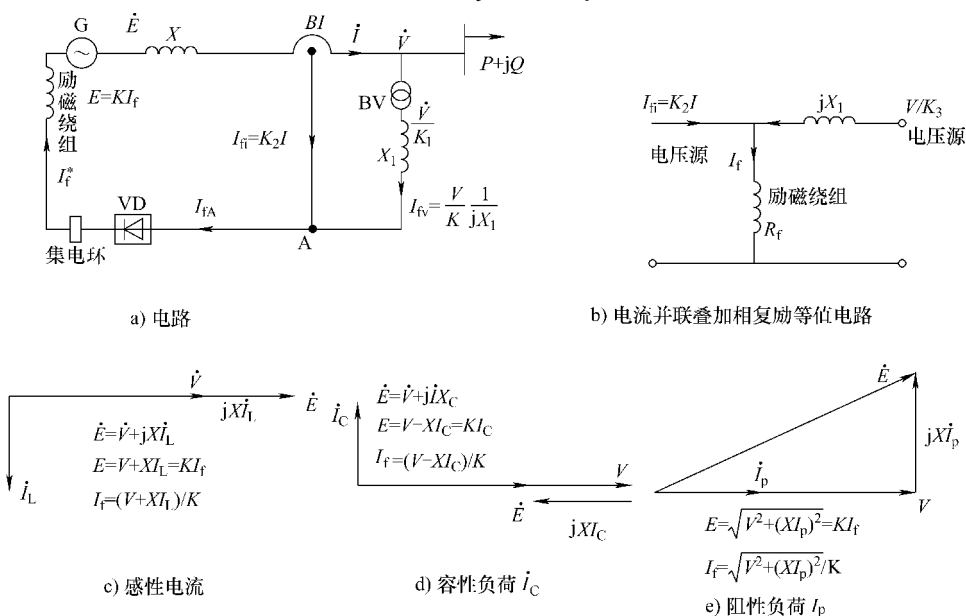


图 3-8 交流侧电流并联叠加的相复励系统原理图

如果要求发电机电压为 $\dot{V}$, 当负载电流相量为 $\dot{I}$ 时所需的励磁电流为

$$\dot{I}_f = \dot{V}/K + j\dot{I}X/K \quad (3-2B)$$

图 3-8a ~ 图 3-8e 和式 (3-2) 表明, 要维持发电机输出电压为 V , 在负载电流相量 $\dot{I}$ 不同(数值 I 和/或负载功率因数 $\cos\varphi_L$ 不同时)时, 发电机的电势 E 及其对应的直流励磁电流 I_f 应有所不同, 发电机所需的 E 或 I_f 应由两个相量分量组成, 一个与 $\dot{V}$ 同相, 另一个与 $j\dot{I}$ 同相(即超前 $\dot{I}$ 90°)。因此同步发电机带负载时所需的励磁电流 I_f 及其产生的电势 E 不仅应与所需的输出电压 V 有关, 还应与负载电流 I 的大小及相位 ($\cos\varphi_L$) 有关。这就要求同步发电机

的励磁电流应为“相复励”。在图 3-8a 中, 发电机电压 V 经变压器 BV 降压后得到 V/K_1 (K_1 为降压比), 再经一个大电抗 X_1 向 A 点输出电流 $\dot{I}_{fv}$ 正比于 V/K_1 , 同时发电机输出的负载电流 $\dot{I}$ 经电流互感器 BI 向 A 点输出与 $\dot{I}$ 成正比的电流 $\dot{I}_{fi} = K_2 \dot{I}$ (K_2 为比例系数), 两个交流电流 $\dot{I}_{fv}$ 与 $\dot{I}_{fi}$ 相加得到交流励磁电流 $\dot{I}_{fa} = \dot{I}_{fv} + \dot{I}_{fi} = \dot{I}_{fv} + K_2 \dot{I}$, $\dot{I}_{fa}$ 从 A 点流入三相整流器 VD, 整流后得到直流励磁电流 I_f^* 供同步发电机的励磁绕组励磁, 产生所需的电势 $E^* = KI_f^*$ 。若比值 $K_3 = I_{fa}/I_f$ 为交流-直流电流变流系数 (三相整流电路 i_{fa} 为 120° 方波时, 三相交流电流基波有效值 I_{fa} 与直流电流 I_f^* 的比值), $K_3 = I_{fa}/I_f^* = \sqrt{6}/\pi = 0.78$ (参见式 (2-13)), 因此有 $I_f^* = I_{fa}/K_3 = |\dot{I}_{fv} + K_2 \dot{I}|/K_3$ 。图 3-8a 中, $\dot{I}_{fa}$ 分别是电流源 $K_2 \dot{I}$ 和电压源 $\dot{V}/K_1$ 产生的 $\dot{I}_{fv}$ 之和。由叠加原理, $\dot{V}=0$ 时 $i_{fa} = K_2 \dot{I}$; $\dot{I}=0$ 时的 $\dot{I}_{fv}$ 是 $\dot{V}/K_1$ 经 jX_1 和整流后的直流励磁绕组 (电阻为 R_f) 形成的电流。由于交流电感 X_1 阻抗远大于直流励磁绕组电阻 R_f , 忽略 R_f , 则 $\dot{I}_{fv} = (\dot{V}/K_1)/jX_1 = \dot{V}/jK_1X_1$ 。上式表明: X_1 的作用是由 $\dot{V}$ 产生移相 90° 的感性励磁电流, 故 X_1 称为移相电抗。由此得到:

$$I_f = I_{fa}/K_3 = \frac{1}{K_3} \left| \frac{V/K_1}{jX_1} + K_2 \dot{I} \right| = \left| \frac{\dot{V}}{K_1 K_3 X_1} + \frac{jK_2 \dot{I}}{K_3} \right|$$

因此相复励系统能提供的励磁电流为

$$I_f^* = \dot{V}/(K_1 K_3 X_1) + j\dot{I}K_2/K_3 \quad (3-3A)$$

相复励系统能产生的发电机电势为

$$E^* = KI_f = K\dot{V}/(K_1 K_3 X_1) + j\dot{I}KK_2/K_3 \quad (3-3B)$$

对比式 (3-2A) 和式 (3-3B) 可知, 只要设计励磁系统使 $K_1 K_3 X_1 = K$ (发电机电势系数 $K = E/I_f$), 且 $KK_2/K_3 = X$ (X 为发电机定子绕组电抗), 则相复励系统在任何所要求的发电机输出电压下, 任何负载电流幅值和相位时, 它提供的励磁电流 I_f^* 能产生的电势 E^* 正好是发电机在该电压 V 、电流 $\dot{I}$ 运行工况下所需的励磁电流 I_f 及相应的发电机电势 E ($E^* = E$, $I_f^* = I_f$)。

相复励不仅能满足不同性质负载的励磁要求, 在电力系统突增大量感性负载时, 其快速 (负载电流增大时励磁电流也同时成比例增大) 的强复励功能对维系电力系统的电压稳定和安全运行具有重大意义。

② 交流侧电压串联叠加的相复励励磁系统。图 3-9 是交流侧励磁电压串联相加的相复励系统。励磁变压器 BV 输出的交流电压 $\dot{V}_{fv}$, 与励磁变流器 BI 输出的交流电压 $\dot{V}_{fi}$ 串联后, 经可控整流器 VT 输出同步发电机的励磁电流 I_f , I_f 的大小受自动电压调节器 AVR 控制。

③ 直流侧电流并联叠加的自复励系统。与图 3-8 (交流侧电流并联叠加)、图 3-9 (交流侧电压串联叠加) 不同, 图 3-10 为直流侧

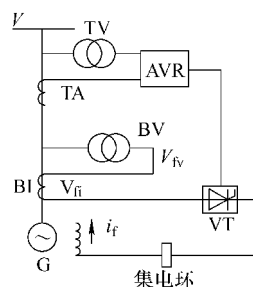


图 3-9 交流侧电压串联叠加的相复励系统原理图

控整流桥 GZ 与相控整流桥 KZ 并联供给。不控整流桥 GZ 由励磁变流器 BI 供电，相控桥 KZ 由励磁变压器 BV 供电。BV 并接于机端，BI 串接于发电机输出线路中或中性点侧。发电机空载时由相控桥 KZ 单独供给励磁电流，发电机带负载时，由相控桥 KZ 与不控整流 GZ 共同供给励磁电流。其中不控整流桥的输出电流与发电机定子电流成正比，相控桥的输出电压受励磁调节器 AVR 的控制，起电压校正作用。这种直流侧电流并联叠加的自复励方式，在我国一些中小型汽轮发电机和水轮发电机上采用较早，有一定的运行经验，但未得到推广，因为其复励部分无按负载功率因数不同的相复励作用。

④ 直流侧电压串联叠加的自复励系统。图 3-11 为我国引进的中型水轮发电机采用的直流侧电压串联叠加的自复励系统，图中与发电机电流有关的不控整流器 GZ 输出的直流电压 V_{GZ} 和与发电机电压 V 有关的相控整流器 KZ 的输出电压 V_{KZ} 相加，共同产生发电机励磁电流 i_f 。这种励磁方式是直流侧电压串联相加，BI 是铁心带空气隙的电流-电压变换器。

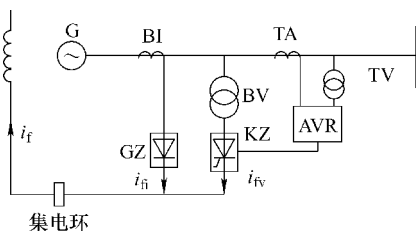


图 3-10 直流侧电流并联叠加自复励方式原理图

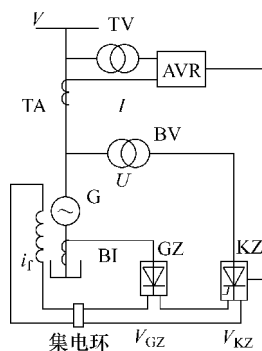


图 3-11 直流侧电压串联自复励方式原理图

3.2 变速恒频抽水储能电机和水力发电机交流励磁系统

发电机在不同的输出功率运行时，其效率是不同的。电机设计通常使在 80% ~ 90% 负载功率运行时效率最高。电力系统的负载功率是时变的，在每天的日间和前夜，是用电的高峰期，而午夜至凌晨则是用电低谷期。为使发电机保持在其高效率的 80% ~ 90% 功率下运行而又能满足任何时刻时变的负载用电需求，一个显见的技术措施是在负载用电低谷期将发电机高效运行的剩余发电能量存储起来，而在用电高峰期再将存储的能量变为电能，向电力系统供电，以补充电力系统发电机发电功率的不足。交流电机既可作发电机，也可作电动机运行。当它被原动机驱动时，可在发电状态下运行，将原动机的机械能变为电能；当电机由电网供电时又可作为电动机运行，拖动机械旋转，将电能变为机械能。图 3-12 是交流电机 G_1 (电动运行或发电运行) 与水泵/水轮机组构成的抽水储能/水力发电系统图。图中电机 G_1 的定子绕组接在电网上， G_1 的转子与一个水泵/水轮机相连接，在电力系统负载的低谷期 (深夜)，令电机 G_1 作电动机运行，从电网取得电功率变为机械功率，驱动水泵抽水，把水从水坝低水位处抽至高水位处，将电能变为水的位能。在日间电力系统负载的高峰期，电机 G_1 作发电机运行，高水位的水冲击水轮机，驱动交流发电机 G_1 发电，向电网部分负载供

电。电业部门为了维持发电机在恒定高功率下持续高效运行而采用分时电价制度,夜间低谷期电价低,日间高峰期电价高。抽水储能电站的交流电机 G_1 在用电低谷、电价低的夜间,作电动机驱动水泵,买电、抽水储能,在白天用电高峰期、电价高时,电机 G_1 在水轮机驱动下作水力发电机运行,发电、卖电,从而可从电价差获得收益,而电业部门也因维持了发电机在一个固定的较高功率下高效运行而降低了发电成本。

抽水储能电厂水库的水头高低是时变的,水泵/水轮机经常在变化较大的水头(水位落差高度)发电或在扬程相差较大的情况下抽水。水泵抽水时电动机从电网吸取的功率 P 与水坝上、下水位落差(扬程 m)及电机转速 N 有关。如图 3-13 所示,在任何扬程 m 下电动机功率 P 都随转速 N 急剧变化,而 P 与扬程 m 的关系不大。因此要调控电动机/发电机作电动机抽水储能运行时从电网吸取的储能功率 P ,只要微调 5% ~ 15% 的转速就能满足要求。交流电动机由恒定频率($f_s = 50\text{Hz}$)的电网供电,如果电机转子绕组由直流励磁,则其转速 N_s 与电网供电频率 f_s 有严格的同步关系(同步电机),即 $N_s = 60f_s/N_p$ 。因此采用直流励磁的同步电动机无法调控转速,从而在图 3-13 中它作为同步电动机抽水储能时不能显著地调控从电网输入的功率 P 。为了能显著地调控 P ,必须改变转速 N ,而且只要在不大的范围内,改变转速 N 就显著改变功率 P 。这就要求电动机在恒频供电时能变速运行。采用绕线转子异步电机(将同步电机用绕线转子异步电机取代),转子励磁电压、电流从直流(转子电流频率 $f_r = 0$)改为交流($f_r \neq 0$),即可实现交流电机恒频(定子 $f_s = 50\text{Hz}$)变速(转子速度 $N \neq N_s$)运行,这时转子绕组是在空间位置上相差 120° 的三个(三相)绕组,外加频率 f_r 的三相交流电。转子上三相绕组电流 i_a 、 i_b 、 i_c 形成的相对于转子的交流励磁旋转磁场转速 $N_r = 60f_r/N_p$ (N_p 为转子磁极对数)。由于转子转速为 N ,则转子上的旋转磁场相对于定子的转速为 $N_r + N = 60f_r/N_p + N$,定子感应电势电流的频率 f_s 为

$$f_s = \frac{N_r + N}{60} N_p = \left(\frac{60f_r}{N_p} + N \right) \frac{N_p}{60} = f_r + \frac{N_p}{60} N \quad (3-4)$$

$$\text{同步转速为} \quad N_s = 60f_s/N_p = N + N_r = N + 60f_r/N_p \quad (3-5A)$$

$$\text{转差率 } s \text{ 为} \quad s = (N_s - N)/N_s = N_r/N_s \quad (3-5B)$$

$$N_r = N_s - N = sN_s \quad (3-5C)$$

转子转速为

$$N = 60(f_s - f_r)/N_p = N_s - 60f_r/N_p = N_s(1 - s) = N_s - N_r \quad (3-5D)$$

式中, N_s 为直流励磁($f_r = 0$)时的同步转速。

由式(3-5D)可知,只要将电机转子的直流励磁($f_r = 0$)改为频率 f_r 的三相交流励磁,在电网频率恒定为 $f_s = 50\text{Hz}$ 运行时,电机转速 N 可由改变转子交流励磁频率 f_r 简便地调控。如果要求转子超同步运行,即 $N > N_s$,则 f_r 应为负值,即转子三相交流电流的相序应反向,使其旋转磁场的方向与转子磁场的旋转方向相反;如果要求次同步运行(即 $N < N_s$),则 f_r 应为正值,即转子磁场的旋转方向应与转子旋转方向相同。在抽水电动运行时常采用转子超同步运行,转速 $N > N_s$,而在采用水轮机发电运行工况时常采用次同步运行,转速 $N \leq N_s$ 。

图 3-13 示出了在一定的扬程 m 时只要改变转速 8%,即可调控近 50% 的功率 P ,而 P

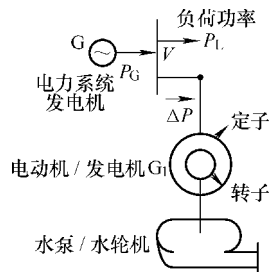


图 3-12 电动机/发电机-水泵/水轮机组结构图

随扬程 m 的增大仅略有下降。图 3-14 示出电动机抽水运行时功率 P 、效率 η 与转速 N 的关系, 在 $N=0.9 \sim 1.0$ 实际应用范围内功率 P 随转速 N 快速上升。

图 3-15 示出了某个抽水储能电站中的水泵-水轮机/电动机-发电机组, 作为水轮机发电机发电运行时要获得最高的运行效率, 水坝上下水位落差 h 与发电机功率 P 和转速 N 的关系。在一定的水位落差下, 转速改变不到 10% 即可改变发电功率 P 达 50% 左右, 转速 N 增高可显著增大发电功率 P 。由图 3-15 可以看出在一定的水位落差 h , 要求发电机输出一定的功率 P 时, 要使发电机组发电效率最高, 发电机转子所对应的最佳转速。采用交流励磁变速恒频发电, 通过改变转子交流励磁电流的频率 f_r , 即可使水力发电机组在不同的水位落差 h 和不同的发电功率 P 时, 都在最高运行效率所对应的转速下运行, 提高水能的利用率, 降低发电成本。

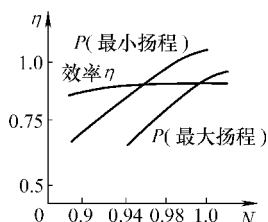


图 3-14 抽水电动机的效率及功率 P 与转速的关系

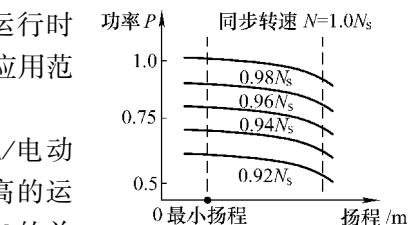


图 3-13 水泵-水轮机/电动机-发电机的抽水扬程与电功率输入的关系

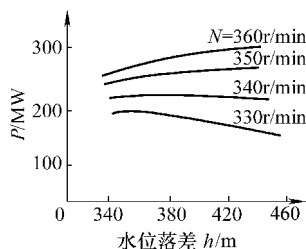


图 3-15 在水力发电机组最高发电效率时, 落差 h , 发电功率 P 与转速 N 的函数关系

图 3-16 示出了抽水储能水电站发电机交流励磁系统结构原理图, 图中电动机/发电机的三相定子绕组接在电网上, 发电机的转子采用三相交流绕组。电网三相交流电压经降压变压器降压后再由变频器将电网频率 $f_s = 50\text{Hz}$ 的三相交流变为低频 f_r 三相交流电, 再由集电环向转子三相励磁绕组供电, 使发电机(或电动机)在恒频(定子恒频 $f_s = 50\text{Hz}$)变速下运行。图中的变频器可以是第 2 章中 2.6 节中的交流-交流直接变频器, 也可以是 AC/DC-DC/AC 两级间接变频器。前者采用晶闸管相控直接变频很适用于输出三相低频交流功率, 容量可以做得很大, 后者采用全控型开关器件。在图 3-16 中如果转子只与水轮机相连而无水泵, 则为转子交流励磁的变速恒频水力发电机组结构, 在水坝上下水位落差改变时, 改变转子交流励磁电流的频率 f_r , 使水力发电机在不同水位落差时都在一个水轮机组效率最高的转速 N_{opt} 下变速恒频运行。在发电机转速为 N , 电机磁极对数为 N_p 时, 变频器输出的转子电流频率 f_r 应为 $f_r = f_s - N_p N/60$ 。

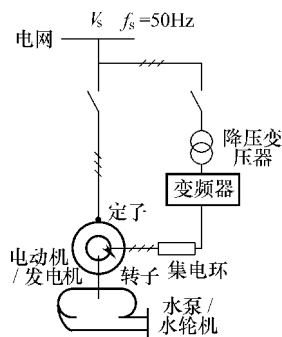


图 3-16 抽水储能电站交流励磁系统结构

3.3 风力发电系统结构、类型和运行原理

3.3.1 风力发电概况

从18世纪末人类历史上第一次工业革命以来的200多年间,人类所利用的一次能源主要是煤炭、石油和天然气等化石能源。这些化石能源是数亿年前甚至更长时间以来太阳能辐射到地球上的一部分能源储存到古生物(古动物和古植物)中,经沧海桑田的变化而演变成今天地球上的主要能源。经过人类数千年,特别是近两百年的消费,这些化石能源已被消耗了很大的份额。随着经济的发展、人口的增加和社会生活水平的提高,未来世界能源消费量将持续增长,世界上的化石能源每年的消费总量也会越来越大。

随着化石能源的逐步消耗,能源危机已展现在人类面前。在21世纪初进行的关于世界能源储量数据的调查显示:全世界石油可采量仅为40年(我国不足20年),天然气可采量为61年(我国仅为30年),煤炭可采量为227年(我国不足100年,而煤是现今我国的主要能源,2000年占中国能源生产总量的67%)。化石能源的可采量已经屈指可数了。我国的能源资源储量情况更是危机逼人。按2000年底的统计,我国已探明经济可开发能源总储量仅占世界总量的10.1%,而我国是一个人口占世界的四分之一尚在发展中的大国,各种一次能源资源均低于世界平均水平,而在未来几十年内对能源的需求还会高于世界平均水平,所以我国的能源需求面临着严重的挑战,唯一的出路就是必须及早开发利用风能、太阳能等可再生能源。

据勘测,我国水能经济可开发量约4亿kW,近半数已被开发。至2010年,我国发电装置容量已达9.6亿kW,到2020年所需装机容量还需增加6~8亿kW,因此我国水力资源也难于应对几十年后的发展需求。除水力发电之外,风力发电是当今世界上可再生能源开发利用中技术成熟、最具规模开发和商业化发展前景的发电技术,而且风能资源丰富。按目前的技术水准,只要离地10m高,平均风速达到5m/s以上,风力发电就是经济的。据估计,全世界风力源资源每年高达53万亿kW·h,潜力十分可观。我国也拥有大规模可开发、利用的风能资源,据初步探明陆上可开发的近3万亿kW·h,加上近海风力资源,全国总共风力资源在10万亿kW·h,超过水力资源的两倍以上且基本上未被开发利用。此外,风能利用无污染、施工周期短、实际占地少,因此,无论是发展中国家还是发达国家都在大力发展风力发电。预计到2020年全球风电装机容量将达到12亿kW,风力发电将占全球发电量的12%。风电机组造价已逐年下降,从1990年的1330美元/kW,降低到2000年仅790美元/kW。1980年风力发电成本为35美分,到2005年发电成本已降至3~4美分/kW·h,与煤电成本已差不多,专家预测世界风力发电能力每增加一倍,成本就会下降15%,而煤、油发电成本却逐年上升。

风力发电最早出现在19世纪末的丹麦,而现代风力发电产业在20世纪80年代初始发于美国加利福尼亚州。到了20世纪90年代,许多国家制定了一系列促进风力发电发展的优惠政策,为风电的发展提供了极为有利的条件。因此,全球近年来风力发电发展迅速,至2010年全球风力发电总装机容量已达到1.94亿kW。全球风电市场的发展已经超过其他任何种类的可再生能源。我国风力发电事业在20世纪80年代开始发展,先后从丹麦、比利

时、瑞典、美国、德国引进一批大、中型风力发电机组, 在新疆、内蒙古的风口以及山东、浙江、福建、广东的岛屿建立了许多示范性兆瓦级风电场。2010 年底我国风电的实际并网容量为 3107 万 kW, 仅低于美国的 4018 万 kW, 居全球第二。预计到 2015 年将达到 9000 万 kW, 2020 年将达到 1.5 亿万 kW。2009 年, 世界上最大规模的风电站已在我国开始建设。

3.3.2 风力发电系统的结构

风力发电系统由风力机(或风力涡轮机)和发电机两大部分组成。风轮是风力发电机组最主要的部件, 由桨叶和轮壳组成。桨叶在气流作用下能产生空气动力使风轮旋装, 将风能转化为机械能, 再通过变速齿轮箱增速或直接驱动发电机, 将机械能转变成电能。理论上, 风能发电机组能将约 60% 的风能转化为机械能, 现代风力发电机组风轮的效率可以达到 40%。风电机组输出的功率与风速的三次方成正比, 可见风力发电的功率与当地的风速关系很大。

风力发电机的原动机是风力机, 其桨叶受风力驱动旋转, 风力机的运行特点是转速可能随风况的不同而变化, 且桨叶的转速都较低, 例如 $N = 150 \text{ rad/min}$ 。若风机与发电机转子直接相连, 要求直接驱动发电机转子产生频率 $f = 50 \text{ Hz}$ 的交流电, $f = N_p N / 60 = 50 \text{ Hz}$, 则采用直流励磁的同步发电机或接近同步速度运行的笼型(无刷)异步发电机(笼型异步发电机只能在接近同步转速附近稳定运行)的磁极对数 N_p 将是 $N_p = 60f / N = 20$, 制造磁极对数 20 的转子直流励磁绕组的低速同步电机既困难, 又不经济。制造磁极对数很多的绕线转子(有刷)低速异步电机也较困难, 也不经济。所以如果采用直流励磁的同步电机或交流励磁的绕线转子(有刷)异步电机, 则常采用带增速齿轮箱升速后再驱动发电机的转子, 如图 3-19 或图 3-23a 所示。如果不用齿轮箱升速, 由风力机直接驱动发电机转子, 这种直驱型的风力发电系统中常采用图 3-20 所示结构简单、制造不太困难的多极低速永磁同步发电机, 或采用图 3-21 所示结构也较简单的多极笼型转子异步发电机, 或采用图 3-22 所示转子无绕组的开关磁阻发电机。风况不同, 风力机转速 N 不同时, 永磁多极同步发电机、笼型异步发电机和开关磁阻电机输出电压 V 的频率 f 随之改变, 经变压变频后或经整流-逆变后向电网输出恒频、恒压交流电。

目前大力研发和应用的中、大功率的直驱风力发电系统是图 3-20 所示的直驱型多极永磁同步发电机——PWM 变流器系统和图 3-23a 所示的有增速齿轮箱升速、采用绕线转子(有刷)双馈异步发电机变速恒频风力发电系统。

风力发电机的运行方式有两类: 独立运行供电系统和并网运行供电系统。独立运行供电系统(Stand-Alone System), 一般应用在电网未能覆盖的偏远地区。用小型风力发电机组先给蓄电池充电, 再通过逆变器转换成交流电向终端用电负荷供电, 单机容量一般都较小; 或者采用中型风电机组与柴油发电机或太阳能光伏电池组成混合供电系统, 系统的容量约为 10 ~ 200 kW, 可解决小型社区用电问题。另一类是作为并网的电源, 与电网并联运行, 并网风力发电是大规模利用风能资源最经济的方式。目前大机组单机容量范围大都在 200 ~ 2500 kW, 最大单机容量已达到 6 MW, 既可以单独并网, 又可以由多台, 甚至几百台并网型发电机安装在风力资源好的场地, 按照地形和主风向排成阵列, 组成机群向电网供电, 构成风电场。

风电机组中配备不同类型的发电机, 并辅之相关的电力电子变流装置, 配合发电机组实

现功率控制,可构成形式多样的风力发电系统。

3.3.3 风力发电机组的功率调节

风能是随机性很大、不稳定的能源,不同地区、不同时间风速和风向都不相同,而风力发电机组又必需输出恒频恒压交流电,并要求最充分的利用风能并维持安全运行,这就要求对风力发电机组的运行进行有效的控制。

风力发电机组的控制包括对风力机的控制和对发电机的控制两部分。不同风况(风速、风向)下,对风力机和发电机进行控制,能最充分的捕获风能提高风力发电效率,并确保风力发电机组的安全运行。风力驱动风力机的风轮(桨叶)旋转将风能变为机械动能,根据贝兹理论,风力机输出的机械功率 P_m 为

$$P_m = 0.5\rho\pi R^2 C_p(\lambda\beta)v^3 \quad (3-6A)$$

式中, ρ 为空气密度,单位为 kg/m^3 ; R 为风力机风轮半径,单位为 m ; C_p 为风能利用系数; v 为风速,单位为 m/s ; β 为桨叶节距角; λ 是风轮叶片的叶尖速比; πR^2 又称为风力机转子桨叶的掠过面积(m^2)。风力机运行中输出的功率由风速 v 和风能利用系数 C_p 决定。

由于通过风轮旋转面的风能不能被风轮吸收利用,定义风能利用系数 C_p 来表征风力机效率。它是风轮叶片的叶尖速比 λ 和桨叶节距角 β 的函数 $C_p(\lambda, \beta)$, 其中,叶尖速比 λ 是风轮叶尖线速度(线速度等于角速度 Ω_m 与半径 R 的乘积)与风速 v 之比,即

$$\lambda = \Omega_m \frac{\pi D}{2\pi} \frac{1}{v} = \frac{\Omega_m R}{v} \quad (3-6B)$$

式中, Ω_m 为风力机旋转的机械角速度,单位为 rad/s ,它与发电机转子旋转的电角速度 ω_N 之间的关系为 $\omega_m = \omega_N / (kN_p)$, 其中 k 为风力机和发电机之间齿轮箱变比, N_p 为电机磁极对数,发电机的机械转速 N (每分钟转数)为

$$N = k\Omega_m / 2\pi = k\lambda v / 2\pi R \quad (3-6C)$$

风力机可分为变桨距和定桨距两种形式。

1. 变桨距风力机

变桨距风力机可通过改变(调节)桨叶节距角 β 充分利用风能,变桨距风力机的风能利用系数 C_p 通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 3-17a 所示。图 3-17a 中的桨叶节距角 β (或气流的攻角)是风力机翼型的弦与气流速度矢量的夹角。从图中可以看出,当桨叶节距角 β 逐渐增大时, $C_p(\lambda)$ 将显著减小。对于一定的桨叶节距角 β , 在某一最佳 λ 值时风能利用系数 C_p 有最大值 $C_{p\max}$ 。由式(3-6B)可知,对于某一风速 v , 存在一个最佳转速 Ω_m , 使 λ 为最佳值, C_p 为最佳值 $C_{p\max}$, 最充分的利用风能。

在风电机组采用同步发电机工作在恒定转速或采用异步发电机近似恒速运行时,因为有不同的风速 v , 则式(3-6B)的叶尖速比 λ 也不同。由图 3-17a 可知,为了使风能利用系数 C_p 最大,在转速 Ω_m 固定,不同的风速 v , 因而叶尖速比 λ 不同时,必需调节桨叶节距角 β 才能使风能利用系数 C_p 为最大值,这就要采用桨叶节距角 β 可变的风力机,靠调节桨叶节距角 β 的方法调节风力机的运行才能充分利用风能,这种调节风电功率属于机械调节。为达到最大风能利用率,在不同的风速 v 时如果要求转速 $\Omega_m(N)$ 固定,使风力发电机组直接输出固定频率 $f_s = 50\text{Hz}$ 的交流电,则应由式(3-6B)求出 λ 。例如,当求出的 $\lambda = 9$ 时,则应将 β 调节到使 $C_p = C_{p\max} = 0.24$ 的最佳值 $\beta_{\max} = 10^\circ$, 这时风电机组靠机械调节,由风力机的桨距

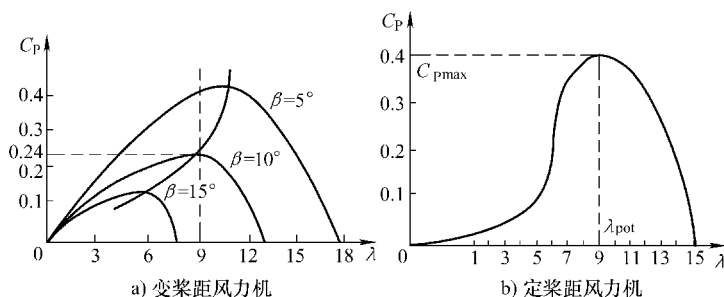


图 3-17 风力机风能利用系数

调节系统进行变桨距控制, 当风速 v 改变时, 桨叶节距角 β 应随风速改变, 实现最大风能利用率跟踪控制。

2. 定桨距风力机

采用定桨距风力机保持桨叶节距角 β 为一个很小的固定值, 风速 v 改变时靠改变发电机转速调节风电机组功率属于变速恒频电气调节。

根据式(3-6A)和定桨距风力机风能利用系数(图 3-17b), 可推导出采用定桨距、发电机可变速运行时, 在不同风速下风力机输出的机械功率和转速(P_m - Ω_m)的特性曲线。图 3-18 给出了一组在不同风速($v_1 < v_2 < v_3$)下风力机的输出机械功率特性曲线。由图 3-18 可以看出, 在某个风速下, 风力机输出机械功率随风轮转速 Ω_m (或发电机转速 N) 变化而变化, 对应于最大的风能利用系数 C_{pmax} , 存在一个最大输出机械功率点。将各个风速下的最大输出功率点连接起来, 就可以得到风力机的最佳功率曲线(P_{mopt} 曲线)。

对于特定的定桨距风力机, 在任意一个风速 v 时, 调节电机转速可使叶尖比 λ 为最佳值 $\lambda = \lambda_{opt}$, 风能利用系数 C_p 为最佳值 C_{pmax} , 使风力机输出功率 P_m 达到最佳值 P_{mopt} 。将式(3-6B)中的 v 代入式(3-6A)可得到其最佳功率曲线对应的最大输出功率 P_{mopt} , P_{mopt} 与转速成三次方成正比, 即

$$P_{mopt} = \frac{0.5\rho\pi R^5 C_{pmax}}{\lambda_{opt}^3} \Omega_m^3 = k_{opt} \Omega_m^3 \quad (3-6D)$$

式中, $k_{opt} = 0.5\rho\pi R^5 C_{pmax} / \lambda_{opt}^3$, λ_{opt} 为对应最大风能利用系数 C_{pmax} 的最佳叶尖速比

如上所述, 当风速一定时, 风力机要保证能输出最大机械功率, 风力机必须能稳定在相对应的最优转速下, 发电机输出的电磁功率(考虑风电机组效率, 还应该加上从齿轮箱到发电机的损耗)必需和其他相平衡。因此, 在风速变化时应及时调整发电机转速, 并相应的调节发电机的输出功率, 使风力机保持最佳叶尖速比, 风力机将会获得最大风能捕获, 有最大机械功率输出。如图 3-18 所示, 风速为 v_2 在 B 点转速为 $\omega_m = \omega_2$ 稳定运行时, 若风速增大到 v_3 , 则工作点应沿 P_{mopt} 曲线上移, 直到 C 点风力发电机组在 $\omega_m = \omega_3$, $P_m = P_3$ 工况下稳定运行。当风速从 v_2 减小到 v_1 时, 则工作点将从 B 点转到 A 点运行, 这时 ω_m 应减小到 ω_1 , P_m 应减小到 P_1 。

因此, 风力机为定桨距风力机, 即保持桨叶节距角 β 为一个很小的固定值不变, 风能利

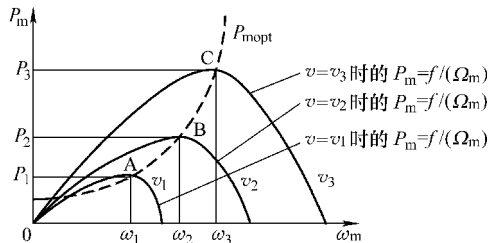


图 3-18 不同风速下风力机输出机械功率特性曲线

用系数 C_p 只与叶尖速比 λ 有关, 可用一条曲线描述 $C_p(\lambda)$ 特性, 这就是定桨距风力机的特性曲线, 如图 3-17b 示。这时为了最充分利用风能(即 C_p 最大), 则应在不同风速 v 时, 改变发电机转速 N , 即改变 Ω_m 使叶尖速比 λ 达到最佳值 λ_{opt} , 使 $C_p = C_{pmax}$, 由式(3-6C), 发电机转速 N 应为 $N = k\Omega_m/2\pi = k\lambda_{opt}v/2\pi R$ 。这时

$$P_{max} = 0.5\rho\pi R^2 C_{pmax} v^3 \quad (3-6E)$$

3.3.4 恒速恒频风力发电系统

发电机及其控制系统是风力发电系统的另一大核心部分, 其运行状况和控制技术决定着整个风力发电系统的性能、效率和输出电能质量。根据发电机组的运行特性, 风力发电机组可以分为恒速恒频风力发电机组和变速恒频风力发电机组两大类。

风力发电机组输出电压的频率应保持为额定值 $f_s = 50\text{Hz}$ 不变。风速变化时通过调控风力机发电机的转速恒定不变, 输出恒频交流电的风电机组称为恒速、恒频风电机组。风速改变时控制发电机转速随风速改变, 使风力机叶尖速比入为最佳值, 通过调控发电机的运行工况使其输出频率保持恒定 $f_s = 50\text{Hz}$ (见图 3-23a 所示的绕线转子(有刷)双馈异步发电机)或通过整流器-逆变器使输出电压的频率保持恒定 $f_s = 50\text{Hz}$ (参见图 3-20、图 3-21 和图 3-22), 被称为变速、恒频风力机组。

恒速恒频风力发电系统有以下几个缺点: 一是与发电机相连的风力机转速不能随风速而变, 从而降低了对风能的利用率; 二是当风速突变时, 巨大的风能变化将通过风力机传递给主轴、齿轮箱和发电机等机械部件, 在这些部件上会产生很大的机械应力, 频繁出现的冲击性机械应力可能会引起这些部件的疲劳损坏, 因此设计时需要加大安全系数, 从而导致机组重量加大, 制造成本增加; 三是并网时可能产生较大的电流冲击。

3.3.5 变速恒频风力发电系统

采用变速恒频风力发电技术可以克服上述恒速恒频风力发电技术的缺点。当风力发电机采取变速运行时, 风速改变时风力机的转速随之变化, 风力机实现变速运行, 可以在很宽风速范围内保持最佳叶尖速比, 实现风能最大效率转换, 提高了风能利用率。而风速跃变产生的巨大风能波动, 小部分通过风力机的加速或减速以动能的形式存储于风轮中, 大部分为电网所吸收, 使风力发电机组内部能量传输部件应力变化平稳, 从而避免了主轴及传动机构承受过大的转矩及应力, 使风力发电机组运行更加平稳和安全。此外, 通过变流器调控输出电压还可以实现无冲击电流的软并网, 也使风力发电机组的运行更加平稳和安全。由于变速恒频风力发电技术较恒速恒频风力发电技术有以上优势, 因此, 它是目前风力发电技术应用和发展的热点。

在变速恒频风力发电机系统中由于采用了电力电子变流器或变频器, 无论采用哪种类型的发电机, 风力发电机都能够在变速恒频下运行。通过电力电子变换装置使发电机和电网实现了柔性“软连接”, 发电机转子的转速和电网频率解耦, 使得风力发电机组的变速恒频运行成为可能。虽然应用电力电子变换装置增加了风力发电系统的成本, 控制技术也较为复杂, 但变速恒频风力发电系统具有较宽的转速运行范围, 提高了风能利用率, 从风力发电机组整个使用期的成本来看还是经济的。

根据在变速恒频风力发电系统中使用的电力电子变换器容量大小, 可以将变速恒频风力

发电系统分为两类：一类是全额功率变换型，即电力电子变换器容量和发电机容量相当；另一类是转差功率变换型，即电力电子变换器容量仅为发电机容量的一部分（与转差成比例的一部分）。

1. 全额功率变换型变速恒频风力发电系统

全额功率变换型变速恒频风力发电系统根据齿轮箱的有无，又分为带齿轮箱的全额功率变换型变速恒频风力发电系统和直驱式变速恒频风力发电系统。

(1) 带齿轮箱的全额功率变换器变速恒频风力发电系统

风力机转速一般都较低，如大型风力机的转速低至每分钟几十转甚至十几转。由于在相同功率下发电机的体积与其转速成反比，为了减小发电机的体积，发电机都设计成 750rad/min 、 1000rad/min 或 1500rad/min 高速旋转，在风力机和发电机之间通过升速齿轮箱连接，使风力机轴上的低速旋转输入转变为高速旋转输出，以便与发电机高转速相匹配。

图 3-19 所示是带齿轮箱、采用直流励磁的同步发电机和全额功率变换器的风力发电机组。

当风速变化时，风力机以及发电机转子的转速变化，发电机的电压频率 $f = NN_p/60$ 也随之变化。通过全额功率的电力电子变换装置（AC-AC 直接变频或 AC-DC-AC 间接变频）向电网输出恒压、恒频交流电能。

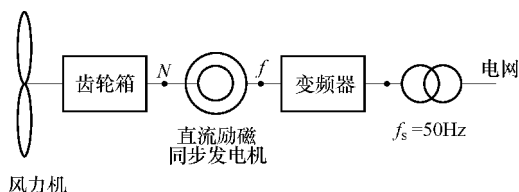


图 3-19 齿轮箱升速的直流励磁同步电机变速恒频风力发电系统

(2) 直驱式全额功率变换器变速恒频风力发电系统

齿轮箱增加了系统损耗，并且在大容量风电机组中齿轮箱造价昂贵，容易过早损坏，且维护保养工作量也大。为了提高风力发电系统的效率和可靠性，从 20 世纪 90 年代起开始人们研究取消升速齿轮箱，由风力机直接驱动发电机，即直驱式变速恒频风力发电系统。

直驱式变速恒频风力发电系统中发电机的类型有多极永磁同步发电机（见图 3-20）、多极笼型（无刷）异步发电机和开关磁阻发电机等。

采用图 3-20 所示永磁发电机，其定子与普通交流电机相同，转子为永磁式结构，无需励磁绕组，因此易于做成多极电机，又不存在励磁损耗，提高了效率，而且转子上没有集电环，运行更安全可靠，不足之处是使用磁性材料而成本较高。图 3-20 所示的兆瓦级的直驱型多极式永磁同步发

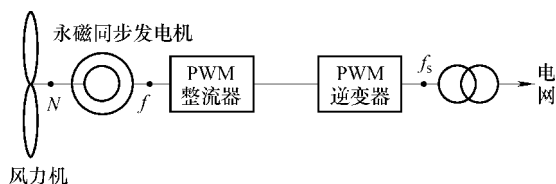


图 3-20 直驱多极永磁同步发电机—PWM 变流器风力发电系统

电机型风力发电系统也已得到广泛应用。多极永磁同步发电机制造不太困难，其输出频率 $f = NN_p/60$ ，由于磁极对数数值 N_p 较大，在较低的风力机转速 N 时，其输出电压的频率 f 也可 为 50Hz ，不必采用升速齿轮箱，也能输出恒频（频率为 $f_s = 50\text{Hz}$ ）恒压交流电，但也必须采用全额功率的电力电子变换器。

笼型异步电机的转子易于制成多极。图 3-21 为直驱多极笼型异步发电机型风力发电系统结构。这种结构适用于大容量风力发电系统。由异步电机运行原理得知，当异步电机连接到电网上并由原动机驱动（如风力机）驱动时，只要原动机的转速 N 略超过由电网频率 f_s 和

电机磁极对数 N_p 所决定的同步转速 N_s , 则异步电机就处于发电运行状态, 向电网输出有功功率。直驱式风力发电时, 原动机转速 N 不高, 要求转速 $N > N_s = 60f_s/N_p$, 则必需的电机磁极对数 N_p 很多。笼型异步发电机运行中其定子绕组必须从电网输入其额定容量 30% 左右的感性无功功率使转子“励磁”, 通常在其定子侧加接大量的电容器。图 3-21 中采用笼型异步发电机实现变速恒频风力发电也必需引入全额功率电力电子变换器。图中异步发电机转速 N 随风力机速度变化时, 异步发电机定子输出电压的频率也随之改变, 在异步发电的稳定工作区转差 S 的绝对值仅 $0.02 \sim 0.05$, 其定子电压的频率 f 近似与转速 N 成正比的变化, 图中整流—逆变器将频率 f 的交流电变为电网频 $f_s = 50\text{Hz}$ 的交流电。变频器的容量必须与发电机的容量相等, 使系统成本也较高, 但笼型异步电机结构简单工作可靠, 维护也很简便。

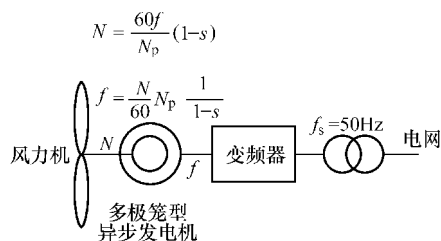


图 3-21 直驱多极笼型异步发电机型风力发电系统

直驱开关磁阻发电机型风力发电系统结构如图 3-22 所示, 一般应用于输出功率小于 30kW 的小型风力发电系统。开关磁阻发电机为双凸极电机, 靠磁阻转矩运行, 转子由硅钢片叠压而成, 因此机械结构简单、成本低廉、转动惯量小、起动转矩低、动态性能好。开关磁阻发电机的励磁绕组与集中嵌放的定子电枢合二为一, 并通过控制器分时控制实现励磁与发电。该发电机各相在物理和电磁上相互独立, 相绕组间无电耦合, 即使在断相的情况下, 仍可维持工作, 具有很强的容错能力。此外, 这种发电机耐高温特性也很好。开关磁阻电机的缺点是功率密度不高。

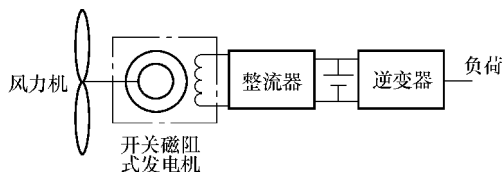


图 3-22 直驱开关磁阻发电机型风力发电系统

以上介绍的变速恒频风力发电系统中定子侧电力电子变换器, 需要将发电机输出的全部电功率进行电力电子变换, 变换器的容量与发电机额定容量相当, 这也增加了系统运行损耗。

2. 转差功率变换型变速恒频风力发电系统

(1) 绕线转子(有刷)双馈异步发电机变速恒频风力发电系统

在图 3-23a 所示绕线转子(有刷)双馈异步发电机变速恒频风力发电系统中, 电力电子变换器的功率仅为异步电机运行时的转差功率, 故称之为转差功率变换型变速恒频风力发电系统。当风速变化引起发电机转速变化时, 通过控制三相转子励磁绕组电流的频率 f_r , 可使定子侧输出频率恒定为 $f_s = 50\text{Hz}$ 。由于转差功率仅为发电机输出功率的一部分, 所以功率变换装置(变频器)的容量较小。另一个显著的优点是双馈感应发电机励磁控制有三个可调量: 一个是与同步电机一样, 可调节转子励磁电流的幅值; 二是可改变转子励磁电流的频率 f_r ; 三是可调节转子励磁电流的相位和相序。因此, 转子励磁的双馈异步发电机可以实现有功、无功功率的灵活控制, 同时可使电机在一定的转速下, 既可作变速电动机运行, 又可作变速发电机运行。由于风力机转速可以随着风速发生改变, 提高了风能利用率和机组运行效率, 且风况突变时能减少风电系统内部机械应力, 实现了发电机和电网“软连接”。由于以上优势, 这种双馈异步发电机的转差功率变换型变速恒频风力发电系统是目前风力发电系统应用和发展的主要类型之一。双馈异步发电机不仅应用在风力发电领域, 在所有原动机转速变化

的发电系统都可以采用双馈异步发电机,例如潮汐电站和水力发电站(希望转速随着水头改变时变化),船舶与航空用变速恒频发电机(其转速随推进器速度改变)。

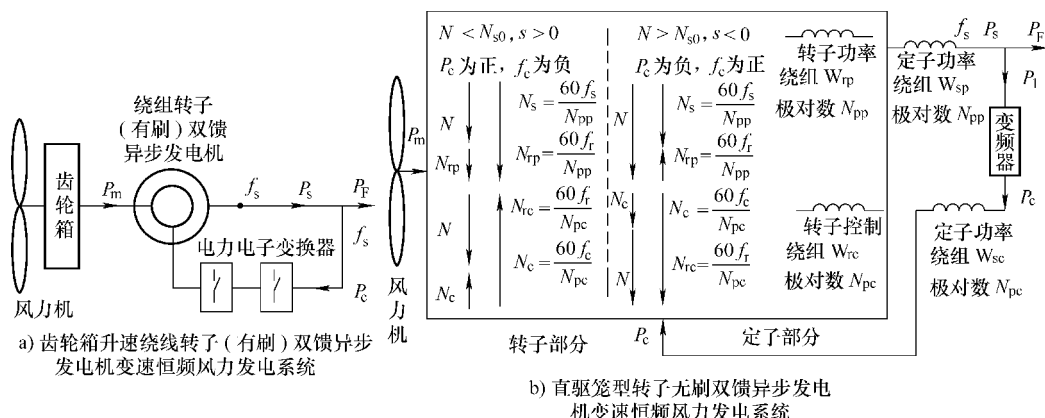


图 3-23 双馈异步发电机变速恒频型风力发电系统

(2) 笼型转子(无刷)双馈异步发电机变速恒频风力发电系统

图 3-23b 中定子有两套三相绕组。第一套为定子功率绕组 W_{sp} , 磁极对数为 N_{pp} , 接频率为 f_s 的电网, 输出功率为 P_s 。第二套为定子控制绕组 W_{sc} , 磁极对数为 N_{pc} , 经变频器接电网, 变频器向定子控制绕组 W_{sc} 输出频率为 f_c 的三相电流, f_c 的相序可控。 f_c 为正值, 表示 f_c 的旋转磁场与定子功率绕组频率 f_s 的旋转磁场方向相同; f_c 为负值表示 f_c 的旋转磁场与定子功率绕组频率 f_s 的旋转磁场方向相反。变频器功率为 P_c 。忽略变频器损耗, 图 3.23b 中 $P_c = P_1$ 。电机转子上由特殊笼型导电铜条构成磁极对数为 N_{pp} 和 N_{pc} 的两套转子绕组, 第一个为磁极对数 N_{pp} 的三相转子功率绕组 W_{rp} , 第二个为磁极对数 N_{pc} 的三相转子控制绕组 W_{rc} , 所以该电机可视为两个三相异步电机。第一个异步机定子、转子绕组为功率绕组 W_{sp} 、 W_{rp} , 输出功率为 P_s ; 第二个异步机定子、转子绕组为控制绕组 W_{sc} 、 W_{rc} , 传输控制功率 P_c 。这两个异步电机的转子在机械上同轴, 两个转子绕组 W_{rp} 、 W_{rc} 设计成反相序串联, 其电流在转子上形成两个旋转方向相反的旋转磁场, 两个转子绕组随转子一道以转速 N 旋转。变频器输出频率为 f_c 的电流所形成的旋转磁场使转子绕组中感应电流的频率为 f_r 。当转子速度 N 小于定子功率绕组频率 f_s 对应的同步转速 N_{s0} 时, 即 $N < N_{s0}$ 时, 图 3-23b 中转子上三相功率绕组 W_{rp} 频率为 f_r 的电流在转子上形成的旋转磁场的机械速度 $N_{rp} = 60f_r/N_{pp}$ 与转子速度 N 旋转方向相同, 使定子功率绕组 W_{sp} 感应电势的频率为 f_s , 则 $N + N_{rp} = N + 60f_r/N_{pp} = 60f_s/N_{pp}$, 由此得到

$$N = 60(f_s - f_r)/N_{pp} \quad (3-7A)$$

由于转子控制绕组 W_{rc} 的相序与转子功率绕组的 W_{rp} 相序相反, 这时 ($N < N_{s0}$) 转子 W_{rc} 三相控制绕组 W_{rc} (电流频率为 f_r) 在转子上形成的旋转磁场的机械旋转速度 $N_{rc} = 60f_r/N_{pc}$ 与转子速度 N 的旋转方向相反, 定子控制绕组 W_{sc} 电流频率为 f_c , 则有

$$N - N_{rc} = N - 60f_r/N_{pc} = 60f_c/N_{pc}, \text{ 由此得到}$$

$$N = 60(f_c + f_r)/N_{pc} \quad (3-7B)$$

式(3-7A)、式(3-7B)相加可得到:

$$N = 60f_s / (N_{pp} + N_{pc}) + 60f_c / (N_{pp} + N_{pc}) = N_{so} + 60f_c / (N_{pp} + N_{pc}) = N_{so} + \Delta N \quad (3-7C)$$

$$f_c = N(N_{pp} + N_{pc}) / 60 - f_s \quad (3-7D)$$

式中, $N_{so} = 60f_s / (N_{pp} + N_{pc})$ 是磁极对数为 $(N_{pp} + N_{pc})$ 、频率为 f_s 的同步转速。

$\Delta N = N - N_{so} = 60f_c / (N_{pp} + N_{pc})$, 定义转差率为 $s = (N_{so} - N) / N_{so}$, 则有

$$N = N_{so} - sN_{so} \quad (3-8)$$

由式(3-7A)、式(3-7B)相减得到

$$f_r = N_{pc}f_s / (N_{pp} + N_{pc}) - N_{pp}f_c / (N_{pp} + N_{pc}) \quad (3-9A)$$

将式(3-7D)中的 f_c 代入上式, 得到

$$f_r = f_s - N_{pp}N / 60 \quad (3-9B)$$

当图 3-23b 中风力机转速 N 改变时, 只要按式(3-7D)调控变频器输出的电流频率 f_c , 即可保持发电机定子功率绕组输出电压频率 f_s 恒定不变, 实现变速恒频发电。

当频率 $f_c = 0$, $N = N_{so}$ 时, 由式(3-7C)和式(3-9)得

$$\text{发电机转速} \quad N = 60f_s / (N_{pp} + N_{pc}) = N_{so} \quad (3-10)$$

$$\text{转子电流频率} \quad f_r = N_{pc}f_s / (N_{pp} + N_{pc}) = f_{ro} \quad (3-11)$$

这时定子控制绕组 W_{sc} 电流为直流, 形成一个静止的磁场, 在转速 $N = N_{so}$ 的转子绕组中产生频率为 f_{ro} 的交流电流, 转子功率绕组电流形成的旋转磁场速度为 $60f_{ro} / N_{pp}$, 转子速度为 $N = N_{so}$, 转子功率绕组电流 f_{ro} 旋转磁场在定子功率绕组 W_{sp} 中产生的电势频率正是 f_s , 即 $(60f_{ro} / N_{pp} + N_{so})N_{pp} / 60 = f_s$ 。

图 3-23b 中, 当 $N > N_{so}$, $s < 0$, $sP_s < 0$ 时, 由式(3-7C)可知 f_c 应为正值, 即变流器输出给定子控制绕组 W_{sc} 的电流相序与定子绕组 W_{sp} 定子电流相序相同, 同时转子功率绕组 W_{rp} 中频率 f_r 的电流产生的旋转磁场(速度 $N_{rp} = 60f_r / N_{pp}$)与转速 N 方向相反, 使 $N > N_{so}$ 超同步运行时定子功率绕组 W_{sp} 电压频率仍保持为 f_s 。

当 $N < N_{so}$ 转差率 $s > 0$, 转差功率 $sP_s > 0$ 时, 由式(3-7C)可知 f_c 应为负值, 即变流器输出给定子控制绕组 W_{sc} 的交流电压、电流相序应变为与定子功率绕组 W_{sp} 的电流相序相反。 $N < N_{so}$ 时, f_c 变负, 转子功率绕组中 f_r 电流旋转磁场的旋转方向随之改变, 这时转子功率绕组 W_{rp} 中频率为 f_r 的三相电流产生的旋转磁场(速度 $N_{rp} = 60f_r / N_{pp}$)方向变为与转子速度 N 方向相同, 使 $N < N_{so}$, 次同步运行时定子功率绕组 W_{sp} 电压频率仍保持为 f_s 。

当 $f_c = 0$ 时, N 为同步转速 $N_{so} [60f_s / (N_{pp} + N_{pc})]$, 变频器输出直流电流, 变频器功率 $P_c = P_1 = 0$, 忽略发电系统中的功率损耗, 风力机输入的机械功率 P_m 等于定子功率绕组 W_{sp} 输出的电功率 P_s , P_s 全部输出给电网即 $P_F = P_s$ 。当 $f_c \neq 0$ 时, 变流器传输的功率 $P_c = P_1 \neq 0$ 。电机中功率等于机械线速度与转矩的乘积, 电机恒速稳态运行时风力机的驱动转矩 T_o 等于发电机的电磁阻力转矩 T_e , 即 $T_o = T_e$ 。由(3-8)式可得到

$$T_o N = T_e (N_{so} - sN_{so}) = T_e N_{so} - sT_e N_{so}$$

式中, $T_o N$ 对应风力机输入的机械功率 P_m 电磁转矩 T_e 与定子同步速度 N_{so} 的乘积 $T_e N_{so}$ 对应定子功率绕组输出的电功率 P_s ; $sT_e N_{so} = sP_s$ 对应 $N \neq N_{so}$ 时转差功率, sP_s 也就是变流器的功率 P_c 。当 $N < N_{so}$ 时, $s = (N_{so} - N) / N_{so}$ 为正值, 转差功率 sP_s 为正值, 图 3-23b 中 $P_s = sP_s$ 为正值。 $P_s = P_m + sP_s$, 发电机向电网输出的功率 $P_F = P_s - P_c = P_m + sP_s - sP_s = P_m$; 当 $N > N_{so}$ 时, s 为负值, P_c 为负值, 即变流器从电网输入 $|P_c| = |sP_s|$ 传送给转子, $P_s = P_m + sP_s$

$= P_m - |P_c|$, 发电机向电网输出的功率仍然是 $P_F = P_s + |P_c| = P_m - |sP_s| + |sP_s| = P_m$ 。因此当 $N \neq N_{so}$ 时无论 N 大于还是小于 N_{so} , 变流器传输的功率 P_c 都仅是转差功率 sP_s , 且 $|sP_s| < P_s$ 。

华中科技大学王雪帆教授等 2010 年成功研制了类似图 3-23b 所示的, 但由船舶螺旋桨推进轴带动的变速恒频无刷双馈异步发电机 (64kW), 其三相定子功率绕组频率 $f_s = 50\text{Hz}$, $N_{pp} = 2$, $N_{pc} = 4$ 。由式 (3-10) 可知, $N_{so} = 500$ 。发电机转速若 N 在 250 ~ 500 ~ 800 之间改变, 由式 (3-7C)、式 (3-9) 可得

当 $N = 250$ 时, $f_c = -25\text{Hz}$, $f_r = 125/3\text{Hz} = 41.67\text{Hz}$, 转差率 $s = (N_{so} - N)/N_{so} = 0.5$;

当 $N = 500$ 时, $f_c = 0$, $f_r = 100/3\text{Hz} = 33.33\text{Hz}$, 转差率 $s = 0$;

当 $N = 800$ 时, $f_c = 30\text{Hz}$, $f_r = 70/3 = 23.33\text{Hz}$, 转差率 $s = -0.6$ 。

改变变频器输出的电压 (电流) 幅值、相位和频率 f_c , 即可调控电机的运行工况或独立地调控变速恒频发电机输出的电压、有功和无功功率。

无刷双馈异步发电机易维护、可靠性高。采用特殊笼型转子结构 (或采用磁阻式转子), 易于制成多极且有可能省去升速齿轮箱, 特别适用于风力发电系统。但这种电机结构较复杂, 至今设计和运行经验还不十分成熟, 在大功率变速恒频发电系统中广泛应用还有待时日。

转差功率变换型变速恒频风力发电系统仅需要对发电机输出的部分电能 (变速范围所对应的转差能量) 进行电力电子功率变换, 变换器容量较小, 减少了系统损耗, 降低了发电系统的成本。

3.4 并网运行的变速恒频双馈异步发电机工作原理和控制系统

3.4.1 变速恒频双馈发电机在 d 、 q 坐标系的数学模型

图 3-24a 为变速恒频双馈异步发电机系统原理电路。图中风力机经齿轮箱升速后驱动发电机转子以速度 N 旋转。交-直-交间接变频器从发电机端输入功率 P_1 , 变频后经电刷、集电环向转子三相绕组 a 、 b 、 c 输出频率为 f_r 的三相交流电压 V_r , 功率为 P_r 。风力机供给转子的功率为 P_m , 发电机定子输出功率 P_s 由风力机供给转子的功率 P_m 和变流器供给发电机转子绕组的功率 P_r 两部分组成, $P_s = P_m + P_r$, 故又称之为双馈发电机。

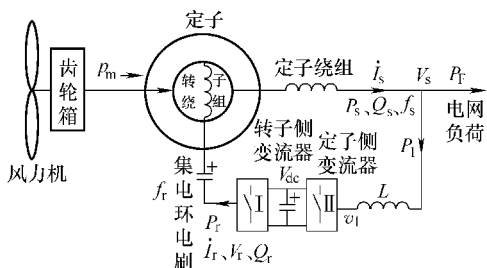


图 3-24 变速恒频双馈异步风力发电系统原理电路

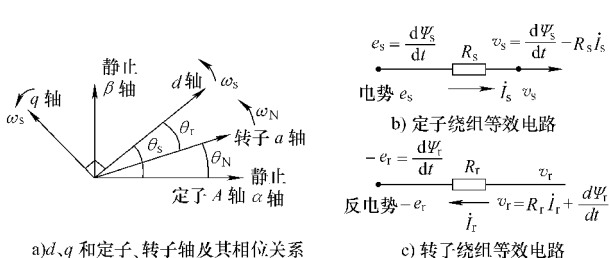


图 3-25 定子、转子绕组等效电路及坐标系

不考虑变流器功率损耗时 $P_r = P_1$ ，发电机向电网输出的功率 $P_F = P_s - P_1 = P_s - P_r$ ，又 $P_s = P_m + P_r$ ，因此 $P_F = P_m + P_r - P_r = P_m$ ，即风力发电系统中，发电机定子向电网输出的功率 P_F 等于风力机经齿轮箱输出的功率 P_m ，转子变频器只是从定子取出频率为 f_s 、电压为 V_s 的电功率 $P_1 = P_r$ ，经变频、变压后再输出给转子(f_r , V_r)，以实现变速恒频发电(或电动)运行。

1. d 、 q 系统中定子、转子电压平衡方程

图 3-25b、图 3-25c 所示为定子绕组和转子绕组等效电路，定子绕组端电压 v_s 应等于定子绕组全部感应电动势 $e_s = d\psi_s/dt$ 减去电阻电压降 $R_s i_s$ ，转子绕组外加电压 V_r 应与转子绕组反电势 $-e_r = d\psi_r/dt$ 和电阻电压降 $R_r i_r$ 平衡，由此可得到定子三相绕组和转子三相绕组电压平衡方程为

$$\begin{aligned} v_{sA} &= \frac{d\psi_{sA}}{dt} - R_s i_{sA} & v_{ra} &= \frac{d\psi_{ra}}{dt} + R_r i_{ra} \\ v_{sB} &= \frac{d\psi_{sB}}{dt} - R_s i_{sB} & v_{sb} &= \frac{d\psi_{rb}}{dt} + R_r i_{rb} \\ v_{sC} &= \frac{d\psi_{sC}}{dt} - R_s i_{sC} & v_{rc} &= \frac{d\psi_{rc}}{dt} + R_r i_{rc} \end{aligned} \quad (3-12) \quad (3-13)$$

式中， ψ_{sA} 、 ψ_{sB} 、 ψ_{sC} ， v_{sA} 、 v_{sB} 、 v_{sC} ， i_{sA} 、 i_{sB} 、 i_{sC} 和 ψ_{ra} 、 ψ_{rb} 、 ψ_{rc} ， v_{ra} 、 v_{rb} 、 v_{rc} ， i_{ra} 、 i_{rb} 、 i_{rc} 分别是定子、转子绕组的磁链、电压、电流； R_s 、 R_r 分别是定子和转子绕组的电阻。采用第 2 章 2.8 节中的 dq - ABC 变换，图 3-25a 中以定子电流角频率 $\omega_s = 2\pi f_s$ 旋转的 d 轴超前定子 A 相绕组轴的相角为 $\theta_s = \omega_s t$ ， $\omega_s = d\theta_s/dt = 2\pi f_s$ ， d 轴超前转子上 α 相绕组轴相角为 $\theta_r = \theta_s - \theta_N$ 。 d 轴超前转子 α 轴的相对速度为 $\omega_r = d\theta_r/dt = d\theta_s/dt - d\theta_N/dt = \omega_s - \omega_N = 2\pi f_r$ ， f_r 是转子三相绕组电流的频率，转子角速度 $\omega_N = d\theta_N/dt$ ，利用 2.8 节中的经典 Park 变换式(2-75) ~ 式(2-78)，可将三相静止坐标电压、磁链、电流，变换为 d 、 q 坐标系电压，磁链、电流，将定子绕组 A 、 B 、 C 坐标系的电压方程和转子绕组的电压方程变为 d 、 q 坐标系的电压方程。

$$\text{定子绕组:} \quad V_{ds} = \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \psi_{qs} \frac{d\theta_s}{dt} - R_s i_{ds} \quad (3-14)$$

$$V_{qs} = \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \psi_{ds} \frac{d\theta_s}{dt} - R_s i_{qs} \quad (3-15)$$

$$\text{转子绕组:} \quad V_{dr} = \frac{d\psi_{dr}}{dt} - \psi_{qr} \frac{d\theta_r}{dt} + R_r i_{dr} \quad (3-16)$$

$$V_{qr} = \frac{d\psi_{qr}}{dt} + \psi_{dr} \frac{d\theta_r}{dt} + R_r i_{qr} \quad (3-17)$$

若转子转速为 N ，磁极对数为 N_p ，则转子相对于定子的电气角速度 $\omega_N = d\theta_N/dt = 2\pi N_p N/60 = 2\pi f_N$ ， f_N 是与转速 N 对应的频率。图 3-25a 中以电气角速度 $\omega_s = d\theta_s/dt = 2\pi f_s$ 旋转的 d 轴超前定子 A 轴相位 $\theta_s = \theta_r + \theta_N$ ，因此有

$$\omega_s = d\theta_s/dt = 2\pi f_s = d\theta_r/dt + d\theta_N/dt = \omega_r + \omega_N = 2\pi f_r + 2\pi N_p N/60 \quad (3-18)$$

式中， $\omega_r = d\theta_r/dt = 2\pi f_r$ 是频率 f_r 的转子电流在转子上产生的相对于转子的旋转磁场角速度。

$$\text{由式(3-18)可知定子电流频率为 } f_s = f_r + N_p N/60 \quad (3-19)$$

$$\text{转子电流频率} \quad f_r = f_s - N_p N / 60 \quad (3-20)$$

$$\text{转子转速} \quad N = 60(f_s - f_r) / N_p = N_s - N_r \quad (3-21)$$

定子电流频率 f_s 对应的同步速度为

$$N_s = 60f_s / N_p = N + N_r \quad (3-22)$$

转子电流频率 f_r 对应的旋转磁场转速为

$$N_r = 60f_r / N_p = N_s - N \quad (3-23)$$

由式(3-20)可知, 如果电机在发电工况下运行要求发电机定子电势频率固定为 $f_s = 50\text{Hz}$, 当发电机如风力发电机转速 N 改变时, 只要按式(3-20)改变向转子绕组供电的变频器的输出频率 f_r 即可。如果电机作电动机运行电网频率固定为 $f_s = 50\text{Hz}$ 时, 只要改变转子电路变频器输出的转子电流频率 f_r , 即可调控式(3-21)中的电动机的转速 N 。

在三相静止坐标系中, 电机定子磁链 ψ_s 、转子磁链 ψ_r 都是由定子三相电流 i_{sA} 、 i_{sB} 、 i_{sC} 和转子三相电流 i_{ra} 、 i_{rb} 、 i_{rc} 共同产生的。而相互垂直(正交)的 d 、 q 轴的定子、转子磁链 ψ_{ds} 、 ψ_{qs} 、 ψ_{dr} 、 ψ_{qr} 分别由 d 轴和 q 轴的定子、转子电流产生, d 轴电流不产生 q 轴磁链 q 轴电流不产生 d 轴磁链。电感 L 的定义是单位电流产生的磁链, $L = \psi / I$, $\psi = LI$, 所以有

$$\text{定子 } d \text{ 轴磁链 } \psi_{ds} = L_m i_{dr} - L_s i_{ds} \quad \text{转子 } d \text{ 轴磁链 } \psi_{dr} = L_r i_{dr} - L_m i_{ds} \quad (3-24)$$

$$\text{定子 } q \text{ 轴磁链 } \psi_{qs} = L_m i_{qr} - L_s i_{qs} \quad \text{转子 } q \text{ 轴磁链 } \psi_{qr} = L_r i_{qr} - L_m i_{qs}$$

L_m 是 d 、 q 坐标系中同轴的定子与转子绕组之间的互感, L_s 、 L_r 是定子、转子绕组自感, $L_{s\sigma}$ 、 $L_{r\sigma}$ 是定子、转子绕组的漏感, 则有

$$L_s = L_{s\sigma} + L_m, L_r = L_{r\sigma} + L_m \quad (3-25)$$

定子电抗 $X_s = \omega_s L_s$, 定子漏抗 $X_{s\sigma} = \omega_s L_{s\sigma}$ 。转子电抗 $X_r = \omega_r L_r$, 转子漏抗 $X_{r\sigma} = \omega_s L_{r\sigma}$ (折算到定子频率 $f_s \omega_s$)。互感 L_m 对应定子频率的电抗 $X_m = \omega_s L_m$ 。

双馈变速恒频电机在稳态运行时, 电压、电流、磁链空间矢量在 d 、 q 坐标系中的 d 、 q 分量都是恒定的, 各项微分量都为零, 这时将式(3-24)和式(3-25)代入式(3-14)~式(3-17)可得到 d 、 q 坐标系中定子、转子的电压平衡方程为

$$V_{ds} = \omega_s L_s i_{qs} - \omega_s L_m i_{qr} - R_s i_{ds} \quad (3-26)$$

$$V_{qs} = -\omega_s L_s i_{ds} + \omega_s L_m i_{dr} - R_s i_{qs} \quad (3-27)$$

$$V_{dr} = -\omega_r L_r i_{qr} + \omega_r L_m i_{qs} + R_r i_{dr} \quad (3-28)$$

$$V_{qr} = \omega_r L_r i_{dr} - \omega_r L_m i_{ds} + R_r i_{qr} \quad (3-29)$$

2. 功率、转矩和运动方程

在两相旋转 d 、 q 坐标系中, 由式(2-90)定子输出的三相有功功率 P_s 和无功功率 Q_s 为

$$P_s = \frac{3}{2} (V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs}) \quad (3-30)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} (V_{qs} i_{ds} - V_{ds} i_{qs}) \quad (3-31)$$

在两相旋转 d 、 q 坐标系中, 双馈发电机的转子磁场与定子电流所产生的电磁转矩 T_e 为

$$T_e = \frac{3}{2} N_p (i_{qs} \psi_{ds} - i_{ds} \psi_{qs}) \quad (3-32)$$

发电机电磁转矩 T_e 对应发电机的电磁功率 $P_e = T_e \omega_N / N_p$ (N_p 为磁极对数, ω_N / N_p 为转子机械角速度), 若转子旋转时的摩擦阻力矩 $T_d = D\omega$, 风力机输出给发电机转子上的机械功

率 P_m 对应的驱动力矩为 T_m ，则由式(1-20F)可得发电机转子的运动方程为

$$\frac{M}{\omega_N} \frac{d\omega}{dt} + D_0 \omega = \frac{M}{\omega_N} \frac{d^2\theta_N}{dt^2} + D_0 \frac{d\theta_N}{dt} = T_{m*} - T_{e*} \quad (3-33)$$

式中， ω_N 为额定电气角速度即同步角速度； D_0 为摩擦阻尼矩系数； θ_N 为图 3-25a 中转子 α 相轴与定子 A 相轴之间的相位角，转子旋转的电气角速度 $\omega = d\theta_N/dt$ ，转子转速 $N = 60f_N/N_p$ ， f_N 为转速 N 所对应的频率； T_{m*} 、 T_{e*} 分别为风机驱动机械的转矩标么值和发电机电磁转矩标么值。

3.4.2 变速恒频双馈异步发电机稳态运行时定子、转子功率流向

图 3-26 示出了变速恒频双馈发电机次同步 ($N < N_s$) 运行时，即发电机转速 N 小于电网频率 f_s 的同步速度 N_s 时定子、转子功率的流向图。图中风机施于发电机转子的功率 $P_m = T_e \omega_N$ ($T_e = T_m$ 为电机运行时的电磁转矩)，若电机定子、转子的损耗分别为 P_{cus} 、 P_{cur} ，变流器的损耗为 P_c ，定子产生的电磁功率 $P_{es} = \omega_s T_e$ ，在次同步时 $N < N_s$ 、 $\omega_N < \omega_s$ ，因此 $P_m < P_{es}$ ，这时转子需有额外的转差功率 P_{er} 输入，使 $P_m + P_{er} = P_{es}$ ，如图 3-26 所示。发电机输出端向定子变流器 I 输出功率 P_1 ，减去两个变流器损耗 P_c 后再从转子变流器 II 输出 P_r 给转子，再减去转子功率损耗 P_{cur} 后得到转差功率 P_{er} 。 P_{er} 与 P_m 共同形成定子电磁功率 P_{es} ，再减去定子功率损耗 P_{cus} 后输出 P_s ，因此有

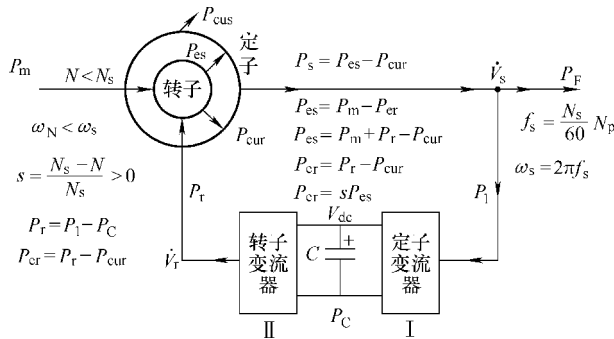


图 3-26 次同步运行， $N < N_s = 60f_s/N_p$ ， $P_m < P_s$ ，

转差率 $s = (N_s - N)/N_s > 0$ 功率流向图

$$P_{er} = P_{es} - P_m = \omega_s T_e - \omega_N T_e = T_e \frac{\omega_s - \omega_N}{\omega_s} \omega_s = ST_e \omega_s = SP_{es} \quad (3-34)$$

$$\text{转差 } s = (\omega_s - \omega_N)/\omega_s = N_s - N/N_1 > 0 \quad (3-35)$$

由式(3-34)及图 3-26 和图 3-27 可知，变流器功率 $P_e = P_1 = P_{er} = sP_{es}$ 仅为发电机变速运行时的转差功率。

在 $N < N_s$ 的次同步工况运行时， $s > 0$ ，图 3-26 中 P_r 流进转子， P_r 减去转子损耗 P_{cur} 后得到的 P_{er} 再与 $N < N_s$ 的转子机械功率 $P_m = T_e \omega_N$ 共同形成电磁功率 $P_{es} = T_e \omega_s$ ，再减去定子损耗 P_{cus} 后从定子输出 $P_s = P_{es} - P_{cus}$ 。如果不考虑电机的定子损耗 P_{cus} 、转子损耗 P_{cur} 及变流器损耗 P_c (即 $P_c = 0$ 、 $P_{cur} = 0$ 、 $P_{cus} = 0$)，这时定子变流器从发电机输出端获得 $P_{r1} = P_r = P_{er}$ ，这时 P_{r1} 与 P_m 共同形成 P_s ，并向电网输出 $P_s = P_m + P_1$ ，发电机向电网输出的功率 P_F 为 $P_F = P_s -$

$P_r = P_m + P_1 - P_1 = P_m$ 。如果考虑损耗 P_c 、 P_{cur} 、 P_{cus} ，则发电机向电网输出功率 $P_F = P_m - P_c - P_{\text{cur}} - P_{\text{cus}}$ 。无论是否考虑损耗 P_c 、 P_{cur} 、 P_{cus} ，式(3-34)所示的转子的转差功率 P_{er} 总是

$$P_{\text{er}} = SP_{\text{es}} \quad (3-36)$$

图 3-27 示出了超同步运行，即发电机转速 $N > N_s$ 、转差率 $s = (N_s - N)/N_s < 0$ 时的功率流向图，由于 $N > N_s$ ， $P_m(T_e \omega_N) > P_{\text{es}}(T_e \omega_s)$ ，因此转子这时应输出功率 P_r (P_r 反向)，经变流器再向定子侧输出功率 P_1 ，风力机械功率 $P_m(T_e \omega_N)$ 一部分由转子输出(转差功率 P_{er})给转子变流器再经定子变流器输出给定子侧电网，另一部分直接传递到定子由定子输出 P_s ， P_s 与 P_1 共同输出给电网负载。如果不考虑功耗，则 $P_F = P_m$ ，考虑功耗后 $P_F = P_m - P_{\text{cus}} - P_{\text{cur}} - P_c$ 。由于变流器 I、II 都是全控型开关电压源型变流器，它们在 $N > N_s$ 或 $N < N_s$ 的任何工况下都可从定子变流器输出滞后或超前的无功。

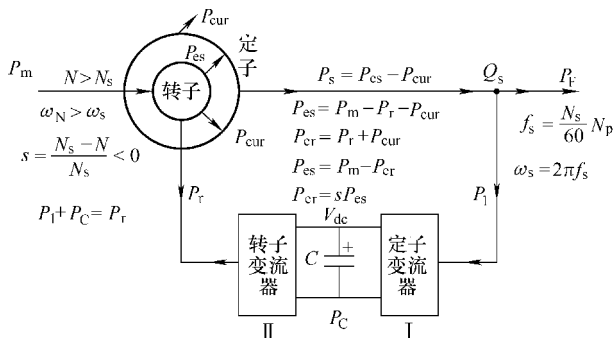


图 3-27 超同步运行， $N > N_s = 60f_s/N_p$ ， $P_m > P_s$ ，转差率
 $s = (N_s - N)/N_s < 0$ 功率流向图

3.4.3 并网双馈异步发电机转子侧变流器按定子磁链定向的矢量控制系统

风能是一种不稳定的能源，如果没有储能装置或与其他发电装置互补运行，风力发电本身难以提供稳定的电能输出，因此一般大型风力发电机都要并网运行。为保证并网后电网和风电机组的运行效率、安全性和稳定性，风电机组与电网间的协调控制显得尤为重要。因此常将并网运行的变速恒频风电系统变流器的控制策略分为两个层次：外层控制器根据电力系统以及风电机组本身的安全可靠、优化运行的要求完成对风电机组电气部分运行参考值指令的给定；内层控制器则按外层控制器的输出指令采用双馈发电机定子磁链定向(图 3-28c)和电网电压定向(图 3-29c)矢量控制技术实现对控制参考指令值的跟踪。

变速恒频双馈异步发电机的控制包括两个控制系统：一是按定子磁链 ψ_s 定向控制转子侧变频器，使其输出频率为 f_r 、电压为 $\dot{V}_r$ 、电流为 $\dot{I}_r$ 的三相交流电，对转子绕组供电，实现电机在指令速度 ω_N^* (或功率 P_s^* 或电磁转矩 T_e^*) 和无功指令 Q_s^* 下的变速恒频运行，如图 3-28 所示；另一个控制系统是按电网电压定向控制定子侧变频器，使其维持图 3-26 和图 3-27 中变流器直流中间电压 V_{dc} 为指令值 V_{dc}^* ，同时又可使定子侧变频器从电网输入或向电网输出的有功 P_s 和无功 Q_s 跟踪指令值。

式(3-14)~式(3-17)、式(3-24)、式(3-30)~式(3-33)构成了双馈变速恒频异步发电机在 d 、 q 坐标系的数学模型，采用定子磁链定向控制转子侧变流器，为简化分析，图 3-28a

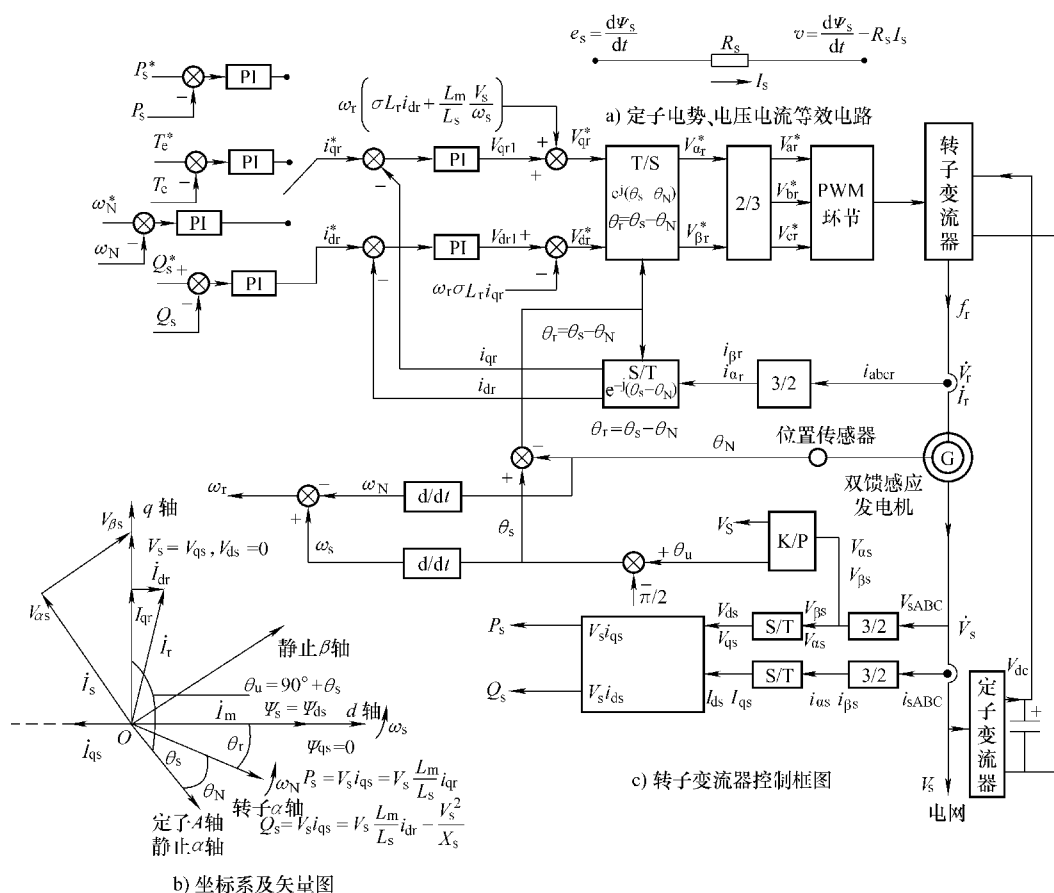


图 3-28 并网运行双馈异步发电机转子侧变流器按定子磁链定向矢量控制原理图

中将 d 轴取在定子磁链 ψ_s 方向上, 则有

$$\psi_{ds} = \psi_s \quad (3-37)$$

$$\psi_{qs} = 0 \quad (3-38)$$

忽略定子电阻 (即 $R_s = 0$), 由图 3-28a, 定子感应电势瞬时值 $e_s(t)$ 等于电网电压 $v_s(t)$ 。

$e_s(t) = d\varphi_s(t)/dt = v_s(t)$, 矢量 $\dot{E}_s = \dot{V}_s$ 。若电网系统容量很大, 以至可认为 $v_s(t)$ 是幅值为 V_s 的正弦波, 则定子感应电势 $e_s(t)$ 和电机定子磁链瞬时值 $\psi_s(t)$ 也都应是同一频率的正弦波, 若定子磁链幅值为 φ_s , 定子感应电势幅值为 E_s , 且 $\psi_s(t) = \psi_s \sin \omega_s t$, 则

$$e_s(t) = d\psi_s(t)/dt = \omega_s \psi_s \cos \omega_s t = V_s \sin(\omega_s t + 90^\circ) \quad (3-40)$$

$$\text{式中, } V_s = \omega_s \psi_s = E_s. \quad (3-41)$$

因此, 定子电压矢量幅值 $E_s = V_s$ 与定子磁链 ψ_s 成正比。矢量 $\dot{E}_s = \dot{V}_s$ 超前磁链 $\dot{\psi}_s$ 90° 。在图 3-28a 中已取出 ψ_s 在 d 轴上, $\psi_{ds} = \psi_s$, $\psi_{qs} = 0$, $\dot{E}_s = \dot{V}_s$ 在超前 d 轴 90° 的 q 轴方向上, 因此

$$V_{ds} = 0 \quad (3-42A)$$

$$V_{qs} = V_s = E_s = \psi_{ds} \omega_s = \psi_s \omega_s \quad (3-42B)$$

由式 (3-37) 和磁链方程式 (3-24) 第一式得到:

$$i_{ds} = \frac{L_m i_{dr} - \psi_s}{L_s} = \frac{L_m i_{dr} - V_s / \omega_s}{L_s} = \frac{L_m}{L_s} i_{dr} - \frac{V_s}{X_s} \quad (3-43)$$

$$\text{式中, } X_s = \omega_s L_s, \psi_s = V_s / \omega_s \circ \quad (3-44)$$

又由式(3-24)的第二式, $\psi_{qs} = L_m i_{qr} - L_s i_{qs} = 0$ 得到

$$i_{qs} = i_{qr} L_m / L_s \quad (3-45)$$

再由式(3-43)、式(3-45)、式(3-24)中转子磁链方程以及转子电压方程式(3-28)、式(3-29)得到:

$$\psi_{dr} = \sigma L_r i_{dr} + \frac{L_m}{L_s} \psi_s = \sigma L_r i_{dr} + \frac{L_m}{L_s} \frac{V_s}{\omega_s} \quad (3-46)$$

$$\psi_{qr} = \sigma L_r i_{qr} \quad (3-47)$$

$$V_{dr} = (R_r + \sigma L_r P) i_{dr} - \omega_r \sigma L_r i_{qr} = v_{dr1} - \omega_r \sigma L_r i_{qr} \quad (3-48)$$

$$V_{qr} = (R_r + \sigma L_r P) i_{qr} + \omega_r \left(\sigma L_r i_{dr} + \frac{L_m}{L_s} \frac{V_s}{\omega_s} \right) = V_{qr1} + \omega_r \left(\sigma L_r i_{dr} + \frac{L_m}{L_s} \frac{V_s}{\omega_s} \right) \quad (3-49)$$

式中, σ 称为漏感因子, 为

$$\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r \quad (3-50)$$

$V_{dr1} = (R_r + \sigma L_r P) i_{dr}$ 、 $V_{qr1} = (R_r + \sigma L_r P) i_{qr}$ 分别为 d 、 q 轴转子电阻 R_r 、漏抗 $\sigma L_r P$ 的电压降。由式(3-32)、式(3-44)、式(3-45)得到:

$$T_e = \frac{3}{2} N_p \frac{L_m}{L_s} \frac{V_s}{\omega_s} i_{qr} \quad (3-51)$$

由式(3-30)、式(3-31)、式(3-42A)、式(3-42B)、式(3-43)、式(3-45)得到

$$P_s = \frac{3}{2} V_s i_{qs} = \frac{3}{2} V_s \frac{L_m}{L_s} i_{qr} \quad (3-52A)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} V_s i_{ds} = \frac{3}{2} V_s \left(\frac{L_m}{L_s} i_{dr} - \frac{V_s}{X_s} \right) \quad (3-52B)$$

双馈发电机的控制可通过对发电机的转子绕组提供适当的交流电源电压 V_{dr} 、 V_{qr} , 产生相应的电流 i_{dr} 、 i_{qr} 、 i_{ds} 、 i_{qs} 和磁链 ψ_{dr} 、 ψ_{qr} 实现。由式(3-48)、式(3-49)可知, 在一定的定子电压 V_s 和外加转子励磁电压 V_{dr} 、 V_{qr} (角频率 f_r , $\omega_r = 2\pi f_r$) 下, 可得到相应的转子电流 i_{dr} 、 i_{qr} 。通过式(3-43)、式(3-45), 也可由定子电流 i_{ds} 、 i_{qs} 及定子电压 V_s 控制转子电流 i_{dr} 、 i_{qr} , 从而调控电机的电磁转矩 T_e 和电磁功率 P_{es} , 并利用运动方程式(3-33)研究双馈变速恒频异步发电机的机电动态特性。

风力发电机组运行中, 由于风力、风向的随机性, 不同的风速 v 工况下各有一个最佳的风机转速 $\omega_{N_{opt}}$ 或发电机的转速 N_{opt} , 在此速度下运行的风力发电机对风能的捕获效率最高, 而且风力施予风力机的应力和磨损最小。因此应根据风速的不同而改变电机转速的指令值 ω_N^* 。另一方面为了调控发电机的输出功率 P_s 或电磁转矩 T_e , 亦可将发电机功率和转矩的指令值 P_s^* 、 T_e^* 作为控制系统的输入量。由于发电机的转速 ω_N 、转矩 T_e 、功率 P_{es} ($P_{es} = T_e \omega_s$) 都可由转子电流 q 轴分量 i_{qr} 控制 (参见式(3-51)), 因此并网运行时, 风力发电机组的输入指令可以是 ω_N^* 、 P_s^* 或 T_s^* 。此外定子输出的无功功率 Q_s 也可独立调控, 即通过无功功率闭环控制使实际输出的无功 Q_s 跟踪定子输出的无功指令 Q_s^* 。

图 3-28b 中与图 3-25a 一样, d 轴超前定子 A 轴的相位角为 θ_s , d 轴超前转子 a 轴的相位角为 θ_r , 转子 a 轴与定子 A 轴的相位差角为 θ_N 。 d 轴取在定子磁链 ψ_s 方向上, 超前 $\psi_s 90^\circ$ 的定子电压即电网电压 $\dot{V}_s$ 则在 q 轴方向上, i_{qr} 应是有功电流。图 3-28c 中转子的有功电流指令 i_{qr}^* 可以是发电机转速 PI 调节器的输出[使转速 $\omega_N(N)$ 跟踪指令值 $\omega_N^*(N^*)$], 也可能是来自发电机输出功率 PI 调节器的输出(使 P_s 跟踪 P_s^*), 或来自电磁转矩 PI 调节器的输出(使 T_e 跟踪 T_e^*)。转子无功电流的指令值 i_{dr}^* 来自输出无功功率 Q_s 的 PI 调节器的输出。根据不同的控制目标, 图 3-28c 中检测发电机转子三相电流 i_{ar} 、 i_{br} 、 i_{cr} 经三相-两相静止变换后得到两相静止 α 、 β 坐标中的转子电流 $i_{\alpha r}$ 、 $i_{\beta r}$, 再经两相静止/两相旋转 d 、 q 坐标变换(S/T)得到转子电流 i_{dr} 、 i_{qr} 。

检测发电机输出电网电压 v_{sA} 、 v_{sB} 、 v_{sC} 经三相-两相静止变换后得到定子 α 、 β 电压 $V_{\alpha s}$ 、 $V_{\beta s}$, 再经两相静止直角坐标/旋转坐标 K/P 变换后得到定子电压幅值 $V_s = \sqrt{V_{\alpha s}^2 + V_{\beta s}^2}$ 及图 3-28b 中电子电压 $\dot{V}_s$ 超前 A 轴的相位角 $\theta_u = \arctan V_{\beta s}/V_{\alpha s} = 90^\circ + \theta_s$, 由此得到 d 轴超前定子 A 轴的相位角 $\theta_s = \theta_u - \pi/2$ 。图 3-28c 中又将检测到的定子电压、电流 V_{sA} 、 V_{sB} 、 V_{sC} 、 i_{sA} 、 i_{sB} 、 i_{sC} 经 3/2 变换再经两相静止/旋转变换后(S/T)得到 $V_{ds}(0)$ 、 $V_{qs}(=V_s)$ 和 i_{ds} 、 i_{qs} , 输出发电机的有功和无功功率检测值 Q_s 、 P_s 。

图 3-28c 中由位置传感器检测转子 α 相与定子 A 相之间的相位差角 θ_N (转速 $\omega_N = d\theta_N/dt$)。由图 3-28b 得知, 将 θ_s 与 θ_N 相减可得到 d 轴超前转子 α 轴的相角 $\theta_r = \theta_s - \theta_N$, 转差速度 $\omega_r = d\theta_r/dt = d\theta_s/dt - d\theta_N/dt = \omega_s$ (同步角速度)减去 ω_N (转子旋转角速度)。由 θ_r 即可实现转子电压、电流两相静止-两相旋转 S/T 变换和两相旋转-两相静止 T/S 变换。

图 3-28c 中检测转子电流 i_{qr} 、 i_{dr} , 与其指令值 i_{qr}^* 、 i_{dr}^* 比较后经 PI 调节器输出 V_{qrl} 和 V_{drl} , 分别作为转子电压指令 V_{dr}^* 和 V_{qr}^* 的一部分, 即 V_{drl} 和 V_{qrl} 。由转子电压方程式(3-48)和式(3-49)可知, 转子 d 轴电压指令 V_{dr}^* 应由 V_{drl} 即 $(R_r + \sigma L_r P)i_{dr}$ 和 $\omega_r \sigma L_r i_{qr}$ 两部分构成, 转子 q 轴电压指令值 V_{qr}^* 应由 V_{qrl} , 即 $(R_r + \sigma L_r P)i_{qr}$ 、 $\omega_r \sigma L_r i_{dr}$ 和 $\omega_r \frac{L_m}{L_s} \frac{V_s}{\omega_s}$ 三部分构成, 其中 $\omega_r \sigma L_r i_{dr}$ 、 $\omega_r \sigma L_r i_{qr}$ 是 d 、 q 变量的交叉耦合量漏抗电压降(i_{dr} 影响 V_{qr} , i_{qr} 影响 V_{dr}), 而 $\omega_r \frac{L_m}{L_s} \frac{V_s}{\omega_s} = \omega_r \psi_s \frac{L_m}{L_s}$ 是定子磁链 ψ_s 在转子绕组中产生的旋转电势。因为由式(3-25), 定子电流 i_s 产生的全部定子磁链 $\psi_s = i_s L_s = i_s L_{s\sigma} + i_s L_m$, ψ_s 中与转子交链的定子磁链是 $\psi_m = i_s L_m = i_s L_s L_m / L_s = \psi_s L_m / L_s$, 频率为 f_s 的三相定子电流 i_s 所形成的与转子交链的旋转磁场($\psi_s L_m / L_s$)以速度 $\omega_s = 2\pi f$ 旋转, 由图 3-28b 可知它与转子之间的相对速度为 $\omega_r = d\theta_r/dt$, 因此与转子交链的定子电流磁链 $\psi_s L_m / L_s$ 在转子绕组中的旋转的电势 E_2 正是 $\omega_r \psi_s L_m / L_s$ 。

图 3-28c 中的 V_{drl} 、 V_{qrl} 分别作为 d 、 q 轴上转子电阻 R_r 和漏抗 $\sigma L_r P$ 的电压降补偿量。 V_{drl} 为式(3-48)中的 $(R_r + \sigma L_r P)i_{dr}$, V_{qrl} 为式(3-49)中的 $(R_r + \sigma L_r P)i_{qr}$ 。在图 3-28c 中按式(3-48)将 V_{drl} 与 $\omega_r \sigma L_r i_{qr}$ 相加得到转子 d 轴电压指令 V_{dr}^* , 按式(3-49)将 V_{qrl} 与 $\omega_r [\sigma L_r i_{dr} + L_m / L_s (V_s / \omega_s)]$ 相加得到转子 q 轴电压指令 V_{qr}^* , 再经两相旋转-两相静止 T/S 变换得到两相静止电压 $V_{\alpha r}^*$ 、 $V_{\beta r}^*$, 再经 2/3 变换得到 a 、 b 、 c 系统转子电压指令 V_{ar}^* 、 V_{br}^* 、 V_{cr}^* , 以此控制转子变流器输出的电压、电流实际值跟踪指令值 V_{dr}^* 、 V_{qr}^* 、 i_{dr}^* 、 i_{qr}^* , 转速 ω_N (或转矩 T_e , 或功率

P_s)跟踪指令值 $\omega_N^*(T_e^*, P_s^*)$, 定子无功输出 Q_s 跟踪指令值 Q_s^* 。例如, 在图 3-28c 中, 当实际转速 $\omega_N < \omega_N^*$ 时, PI 调节器输出的 i_{qr} 将减小, 电机转子受到的电磁制动转矩 T_e 减小, 使 ω_N 上升, 跟踪 ω_N^* ; 当 $Q_s < Q_s^*$ 时, i_{dr} 将增大, 使 i_{ds} 增大, Q_s 增大, 跟踪 Q_s^* 。

3.4.4 并网双馈异步发电机定子侧变流器按电网电压定向的矢量控制系统

图 3-29a 中, 定子侧变流器 I 输出电压 V_1 经 R 、 L 接至电网电压 V_s (R 、 L 代表定子变流器输出滤波器和升压变压器总的等效电阻、电感)。若电网流入定子变流器的电流为 $\dot{I}$, 坐标系和矢量图如图 3-29b 所示, 即取定子电压 V_s 在 d 轴方向, $V_s = V_{ds}$, $V_{qs} = 0$, 则由定子 A 、 B 、 C 系统电压平衡方程为 $v_{1A} = v_{sA} - (Ri_A + Ldi_A/dt)$ 。

经三相静止-两相旋转坐标变换后得到 d 、 q 系统电压平衡方程为

$$V_{1d} = V_{ds} - Ri_d - L \frac{di_d}{dt} + \omega Li_q = V_s - (R + PL)i_d + \omega Li_q = V_s + \omega Li_q - V_{1dl} \quad (3-53)$$

$$V_{1q} = V_{qs} - Ri_q - L \frac{di_q}{dt} - \omega Li_d = V_{qs} - (R + PL)i_q - \omega Li_d = -\omega Li_d - V_{1ql} \quad (3-54)$$

式中, $V_{1dl} = (R + PL)i_d$ 、 $V_{1ql} = (R + PL)i_q$ 分别是 R 、 L 的阻抗电压降。

电网输入定子变流器的有功功率为

$$P_1 = V_{ds}i_d + V_{qs}i_q = V_s i_d \quad (i_d \text{ 与 } V_s \text{ 同相是有功电流}) \quad (3-55)$$

电网输入定子变流器的无功功率为

$$Q_1 = V_{qs}i_d - V_{ds}i_q = -V_s i_q \quad (i_q \text{ 与 } V_s \text{ 正交是无功电流}) \quad (3-56)$$

图 3-29c 中采用电网电压定向对双馈异步发电机定子侧变流器进行矢量控制实现了两个功能: 一是使直流电压 V_{dc} 跟踪指令值 V_{dc}^* , 另一个是使电网流入定子变流器的无功 Q_1 或从定子变流器输出到电网的无功 $-Q_1$ 跟踪指令值 Q_1^* 。

由图 3-29a 所示电流方向和功率流向以及图 3-29b 中的矢量 $\dot{I}$ 、 $\dot{V}_1$ 、 $\dot{V}_s$ 相位可知, 这时双馈发电机运行在次同步工况, 即 $N < N_s$, 电流 I_d 与 $\dot{V}_s$ 同相, 故 P_1 为正值, 即定子变流器从电网吸取有功功率 P_1 , 经两个变流器 AC-DC-AC 变换, 将频率为 f_s 的电功率变为频率为 f_r 的电功率对转子绕组供电, 转差频率 f_r 在转子上形成速度为 $N_r = 60f_r/N_p$ 的旋转磁场。由于转子速度为 N , 故这个旋转磁场对定子的相对转速为 $N_r + N$, 在定子绕组中产生频率为 f_s 的交流电, $f_s = (N_r + N)N_p/60 = N_s N_p/60$, $N = N_s - N_r < N_s$, 电网输入定子变流器的功率为 P_1 , 再从转子变流器输送功率 P_r 给转子, P_r 与风力机的功率 P_m 相加, 使风力发电机在次同步转速下 ($N < N_s$) 变速恒频发电。若风力发电机在超同步工况下运行, 即转速 $N > N_s$, 则图中 P_r 、 P_1 , 应为负值, 即功率流反向。这时图 3-29b 中的电流 $\dot{I}$ 的有功分量 I_d 应为负值, 即 I_d 与 $\dot{V}_s$ 方向相反。图 3-29b 中当 P_1 为正时 $\dot{V}_1$ 滞后 $\dot{V}_s$, 当 P_1 为负时 $\dot{V}_1$ 超前 $\dot{V}_s$ 。从电网输入到定子变流器的有功功率 P_1 取决于功角 δ 的正负和 δ 的大小。图 3-29b 中的 $\dot{I}_q$ 超前 $\dot{V}_s$ 90° , 即电网向定子变流器输入超前的容性无功功率, 或者说这时定子变流器向电网输出滞后的感性无功功率, 这种工况时 $\dot{V}_1$ 大于 $\dot{V}_s$ 。反之当 $\dot{I}$ 的无功分量 $\dot{I}_q$ 滞后 $\dot{V}_s$ 90° , 即电网向定子变

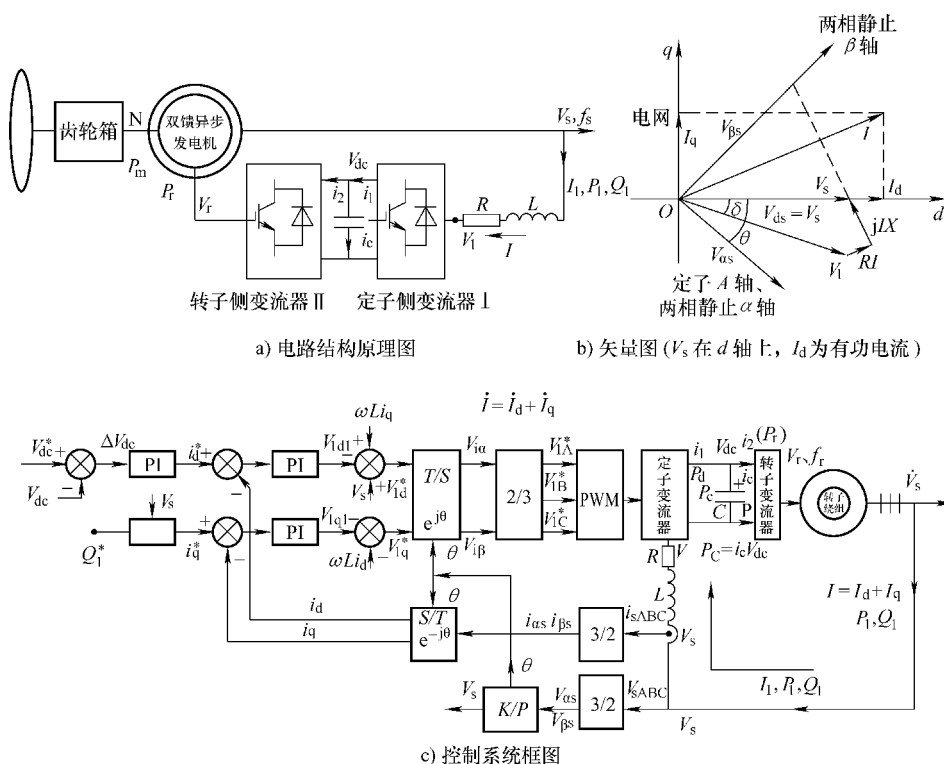


图 3-29 并网双馈异步发电机定子变流器按电网电压定向控制原理图

流器输出滞后的感性无功功率时, $V_1 < V_s$ 。因此调控定子侧变流器交流电压 $\dot{V}_1$ 相对于电网电压 $\dot{V}_s$ 的相位角 δ , 可调控变流器与电网交换的有功功率 P_1 的大小和方向, 调控定子变流器交流电压 $\dot{V}_1$ 相对于电网电压 V_s 的大小即可调控变流器与电网交换的无功功率 Q_1 的大小和方向。

图 3-29c 中定子变流器从电网吸收的有功功率经变流器交流-直流变换后, 从其直流侧输出功率 P_d , 输出电流为 i_1 , $P_d = i_1 V_{dc}$ 。 V_{dc} 变化时, 直流电容 C 的充电电流 $i_c = C dV_{dc}/dt$, 充电功率为

$$P_c = V_{dc} i_c = V_{dc} C dV_{dc}/dt \quad (3-57)$$

若流入转子变流器的直流电流为 i_2 , 功率 $P_r = i_2 V_{dc}$, 则电网输入定子变流器的功率 P_1 应为:

$$P_1 = I^2 R + P_d = I^2 R + P_r + P_c = I^2 R + P_r + V_{dc} C dV_{dc}/dt = V_s i_d$$

当稳态运行 V_{dc} 恒定不变时, $dV_{dc}/dt = 0$, $P_1 = I^2 R + P_r \approx P_r = V_s i_d$ 。

当 V_{dc} 变化时, $dV_{dc}/dt \neq 0$, $P_c \neq 0$, 这时有

当 V_{dc} 增大时, $i_c > 0$, C 充电, $P_c > 0$, $P_1 = I^2 R + P_r + P_c = V_s i_d$; 当 V_{dc} 减小时, i_c 为负值, C 放电, $P_c < 0$, $P_1 = I^2 R + P_r - |P_c| = V_s i_d$ 。

图 3-29c 中将直流电容电压的指令值 V_{dc}^* 与运行中的实测值 V_{dc} 的差值 ΔV_{dc} 送入 PI 调节器, 其输出作为电网向定子变流器输入有功电流的指令值 I_d^* 。

$$I_d^* = K_p (V_{dc}^* - V_{dc}) + K_i \int (V_{dc}^* - V_{dc}) dt \quad (3-58)$$

由式(3-58)可知,只要直流电压 V_{dc} 与其指令值 V_{dc}^* 有偏差(例如当 $V_{dc} < V_{dc}^*$ 时),则 I_d^* 不停地增大,电网送入定子变流器的功率 P_1 不停地增大,图 3-29c 中的定子变流器直流侧输出电流 i_1 和功率 P_d 也不停地增大, $i_1 > i_2$, V_{dc} 不停地增高,直到 $V_{dc} = V_{dc}^*$ 为止,于是 I_d 固定为 I_d^* , $i_c = 0$, $i_1 = i_2$, $P_c = 0$, $P_1 = I_d^2 R + P_r = I_d^* V_s$ 。若 $V_{dc} > V_{dc}^*$,则 I_d^* 将不停地减小,电网送入定子变流器的功率 P_1 不停地减小, P_d 减小, i_1 减小, $i_1 < i_2$, i_c 为负,即 C 放电,使 V_{dc} 减小,直到 $V_{dc} = V_{dc}^*$ 为止,于是 I_d 固定为 I_d^* , $i_c = 0$, $i_1 = i_2$, $P_c = 0$, $P_1 = I_d^2 R + P_r = I_d^* V_s$ 。

稳态运行时 $V_{dc} = V_{dc}^*$ 恒定不变, $i_c = 0$, $P_c = 0$, $i_1 = i_2$, $P_1 = P_r$, 电网输入定子变流器的有功电流 I_d^* 恒定,其值供变流器运行时的功耗 $I_d^2 R$ 和送给转子绕组的功率 P_r 。 $N < N_s$ 次同步运行时, I_d^* 为正值, P_r 为正值;当 $N > N_s$ 超同步运行时, I_d 、 P 、 P_r 均为负值,功率流反向,在 $V_{dc} \neq V_{dc}^*$ 的调节过程中 I_d 的指令除对应 P_r 外还要应付电容 C 充放电的要求,图 3-29c 中设置直流电压闭环 PI 控制器正好满足这一运行要求。

图 3-29c 为按式(3-53)、式(3-54)所构成的控制系统原理性框图。图中检测定子电压 V_{sA} 、 V_{sB} 、 V_{sC} 和电流 i_A 、 i_B 、 i_C ,经 3/2 和两相直角坐标/极坐标变换后得到定子电压 V_s 及其相位角 θ ,用于实现两相静止 α 、 β 和两项旋转 d 、 q 变量之间的变换,由两相静止坐标系电流 $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$ 得到 d 、 q 坐标的电流实测值 i_d 、 i_q 。图中由定子变流器输入的无功功率指令 Q_1^* 和电网电压 V_s 可得到无功电流指令 $i_q^* (Q^*/V_s)$,无功电流指令 i_q^* 与实例值 i_q 相减,经 PI 调节器输出电压 V_{1q1} ,只要 $\Delta i_q = i_q^* - i_q \neq 0$, V_{1q1} 随差值 Δi_q 不停的变化直到 $i_q = i_q^*$ 为止,即 PI 的输出 V_{1q1} 最终补偿 q 轴电压降 $(R + PL)i_q$,实现 $V_{1q}^* = -V_{1q1} - \omega L i_d^* = -(R + PL)i_q^* - \omega L i_d^*$ 。同时,图中由电容器 C 直流电压指令值 V_{dc}^* 与实测值 V_{dc} 之差值 $\Delta V_{dc} = V_{dc}^* - V_{dc}$,经 PI 调节器后的输出作为定子从电网输入有功电流指令值 i_d^* ,与检测值 i_d 相比较后,差值 $\Delta i_d = i_d^* - i_d$ 经 PI 调节器后,输出 V_{1d1} 作为定子变流器 d 轴阻抗电压降的补偿量 $V_{1d}^* = (R + PL)i_d$ 。由式(3-53)将 $-V_{1d1}$ 与 V_s 和 $\omega L i_q$ 相加后,形成定子变流器 d 轴电压的指令值 $V_{1d}^* = -(R + PL)i_d + V_s + \omega L i_q$ 。在图 3-29c 中的 T/S 变换环节,将 V_{1d}^* 、 V_{1q}^* 变为 $V_{1\alpha}$ 、 $V_{1\beta}$;再由 2/3 静止变换环节得到定子 A、B、C 相电压指令 V_{1A}^* 、 V_{1B}^* 、 V_{1C}^* ,控制定子变流器的开关器件的通、断工况,使定子变流器交流侧的端电压 PWM 波形的基波分量 V_{1A} 、 V_{1B} 、 V_{1C} 跟踪指令值 V_{1A}^* 、 V_{1B}^* 、 V_{1C}^* ,使电网输入定子变流器的电流 $\dot{i}$ 和功率 Q_1^* 跟踪指令值,且维持 $V_{dc} = V_{dc}^*$,使双馈异步发电机在变速恒频下稳定运行。

3.5 太阳能光伏发电

3.5.1 太阳能光伏发电概况

每天太阳直接辐射到地球的能量相当于 45 万亿桶石油燃烧的能量。开发和利用太阳能,对环境仅产生很少污染,不论从社会经济可持续发展,还是从保护人类赖以生存的地球生态环境的高度来审视,开发利用太阳能都具有重大意义。

太阳是一个主要由氢和氦组成的炽热的气体火球,半径为 $6.96 \times 10^5 \text{ km}$ (是地球半径的 109 倍),质量为 $1.99 \times 10^{27} \text{ t}$ (是地球的 33 万倍),表面温度为 5762 K ,内部中心区域的温

度高达几千万摄氏度。太阳的能量来源于氢聚变为氦的核聚变反应,连续不断地产生 $3.9 \times 10^{23} \text{ kW}$ 的能量,这些能量以电磁波的形式穿越太空射向四面八方。太阳距地球约 1.5 亿千米,地球只接受到太阳总辐射能量的二十二亿分之一,但也有 $1.77 \times 10^{14} \text{ kW}$ 到达地球大气层上边缘(上界)。由于穿越大气层时衰减,最后约有 $8.5 \times 10^{13} \text{ kW}$ 到达地球表面,相当于每 40s 就有 210 亿桶石油的能量送到地球,相当于全球现在每天所消耗的能源。根据目前太阳产生的聚变核能速率估算,氢的储量足够维持 600 亿年。地球内部氢聚变为氦的核聚变反应,其寿命约为 50 亿年,因此可以说来源于太阳的能量是取之不尽,用之不竭的。

太阳能发电虽受昼夜、晴雨、季节的影响,但可以分散利用,适合各家各户分散利用。也可将太阳能光伏发电连接到供电网络上,使各个家庭在太阳能富裕时将剩余的电力卖给电力公司,太阳能不足时则从电力公司电网买电家用。这种分布式光伏发电并网系统将是今后住宅和办公楼宇用电的主要模式。当然也应在适当的地方(如沙漠和海洋上)建立大型太阳能光伏电站并网发电系统。此外,还可以利用太空太阳能光伏发电。

太阳能的利用有光-热转换、光-电转换和光-化学转换三种方式。接受或聚集太阳能使之转换为热能,可用于生产和生活需要,如太阳能热水系统就是目前太阳能利用的主要形式。利用光生电效应原理制成的光伏电池将太阳能直接转换成电能加以利用称为光-电转换,又称为光伏发电。光-化学能转化尚处于研究试验阶段。

半导体 P-N 结器件在阳光照射下能产生电势,这类光电器件又称为“光伏电池”(Solar Cell)。初期的光伏电池光-电能量转换效率很低,生产成本很高。1954 年美国贝尔实验室第一次做出了光-电转换效率为 6% 的实用单晶硅光伏电池。现在单晶硅太阳电池在实验室实现的光-电转换效率已经达到 24.7%,小批量商品最高可达到 18%,一些大公司早已建有年产量达到几十兆瓦的生产线。如果将高纯硅不是拉成单晶而是熔化后浇灌成正方形的硅锭,然后切成薄片加工,制成多晶硅太阳电池,多晶硅太阳电池加工成本要低一些,但其转换效率也要低一些,最高可达 10% ~ 15%。对非晶硅基材料进行掺杂处理而制成的非晶硅太阳电池于 1976 年首次被研制出来,1980 年商品化并实现了工业化生产。目前全世界非晶硅太阳电池生产能力远超过 50MW/年,其成本较低但效率也较低,仅 5% ~ 8%,最高为 13%,其应用广泛,从多种电子消费产品,如手表、计算器、玩具到用户电源,光伏电站都有应用。至今,应用较广泛的太阳电池有两类:晶硅太阳电池和非晶硅太阳能薄膜电池。非晶硅薄膜太阳电池最大的特点是有可能充分吸收太阳光而又可节省大量高纯硅材料。此外作为半透明光伏组件也可用于门窗或天窗、幕墙、瓦片等,非晶硅电池作为建筑材料也得到应用。

随着生产工艺的不断改善,商品化硅太阳电池的生产成本也不断下降,2000 年以来至今 10 年间世界晶体硅光伏组件的生产成本降低了 40% ~ 50%,不到 3 美元/ W_p (W_p 为峰瓦),电价成本降至 10 ~ 15 美分/ $\text{kW} \cdot \text{h}$,再过 5 ~ 10 年或许发电成本和设备成本与煤、油发电就不相上下了。世界上第一座独立运行的兆瓦级光伏电站于 1982 年在美国建成。1993 年德国建成第一座兆瓦及光伏并网发电站。2004 年葡萄牙建成世界最大的 64 兆瓦 MW_p 光伏电站。我国从 2004 年开始引进安装了兆瓦级光伏并网电站,到 2010 年 6 月底我国太阳能电池的累计装机已经达到 140 MW_p ,预计 2020 年中国光伏电站装机量达到 1800 MW_p 。至 2010 年全世界光伏系统总装机容量已达到 4000 万 kW 。预计到 2020 年,光伏发电在世界电力生产所占比例将达到 19%。我国一次能源过分依赖污染严重的煤发电,煤、油发电总量

占发电量 90% 以上, 不仅我国, 全世界也都是远未开发应用清洁、可再生的风能和太阳能, 特别是取之不尽的太阳能。

我国太阳能资源开发利用潜力非常广阔, 大多数地方平均日辐射量在 $3\text{kW} \cdot \text{h}/\text{m}^2$ 以上, 年日照时数大于 2000h。从 20 世纪 90 年代开始, 引进了多条单晶硅、多晶硅、非晶硅薄膜生产线。最近十多年全国广泛开展了光伏发电技术的研究开发工作, 经过 10 多年的努力已有一定的基础。在光伏发电系统关键技术和设备研制方面发展很快, 已建成了一大批兆瓦级独立和并网光伏示范电站。对屋顶光伏发电系统, 建筑集成光伏系统和大规模光伏并网发电系统的研究也已在全国广泛开展。

3.5.2 太阳能光伏电池

1. 太阳能光伏电池等效电路和基本特性

半导体 PN 结在太阳光照射下所形成的光伏单元电池的等效电路如图 3-30a 所示。图中在光照射下所产生的电流为 I_{ph} 。光生电流 I_{ph} 正比于光伏电池的面积和入射光的辐射强度, 面积为 1cm^2 的光伏电池入射光辐射强度为 $25 \sim 100\text{mW}/\text{cm}^2$ 时, 光生电流 I_{ph} 约为 $16 \sim 50\text{mA}$, 温度每上升 1°C 时 I_{ph} 增大约 $78\mu\text{A}$ 。PN 结的等效二极管 VD 的正向电流为 I_{D} , 端电压为 V_{D} 。 R_{p} 和 R_{s} 分别为并联旁路电阻和串联等效电阻。并联电阻 R_{p} 主要等效于电池边缘漏电或耗尽区内的复合电阻, R_{p} 数值很大约为几千欧, 故流过的电流小, 一般可忽略不计。串联等效电阻 R_{s} 主要等效于电池的体电阻、表面电阻、金属电阻, 金属电极与半导体材料的接触等, R_{s} 很小, 一般不到 1Ω 。图中并联等效电容为 C_{p} , V_{L} 、 I_{L} 为负载电压和电流。由于实际 V_{D} 仅为 0.5V 左右, R_{p} 很大, C_{p} 很小, 故 C_{p} 、 R_{p} 支路的影响都不大, 所以可用图 3-30b 电路分析研究单元光伏电池的基本特性。光伏电池的 PN 结等效二极管 VD 在电压 V_{D} 的作用下流过的电流 I_{D} 与其端电压 V_{D} 的函数关系为图 3-31a 中的曲线①所示。由半导体物理理论得

$$I_{\text{D}} = I_{\text{s}} \left(e^{\frac{qV_{\text{D}}}{kT}} - 1 \right) = I_{\text{s}} \left(e^{\frac{V_{\text{D}}}{V_{\text{T}}}} - 1 \right) \quad (3-59)$$

式中, I_{s} 是二极管反向饱和电流, I_{s} 与光照强度关系不大, 近似为常数; V_{T} 为 PN 结的温度电压当量, 在室温下

$$V_{\text{T}} = AkT/q = 26\text{mV} \quad (3-60)$$

q 是电子电荷 1.6×10^{-19} 库仑; k 是波尔兹曼常数 $0.86 \times 10^{-4}\text{eV}$; A 是 PN 结的曲线常数; T 为温度(绝对温度)。

图 3-30b 中 V_{oc} 是光伏电池空载($I_{\text{L}}=0$)时间开路电压, 由半导体物理理论, 其值为

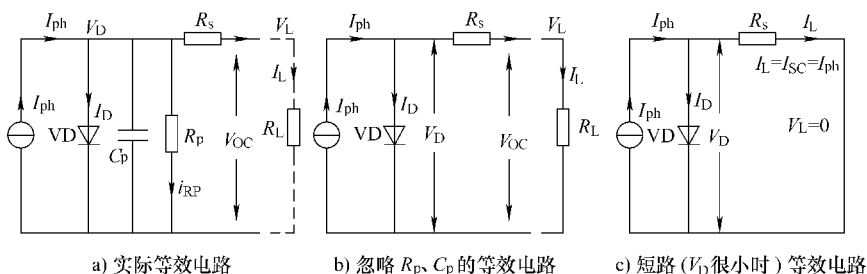


图 3-30 光伏电池单元等效电路

$$V_{OC} = \frac{AkT}{q} \ln\left(\frac{I_{ph}}{I_s} + 1\right) = V_T \ln\left(\frac{I_{ph}}{I_s} + 1\right) \quad (3-61)$$

由式(3-61)可得到光生电流为

$$I_{ph} = I_s \left(e^{\frac{qV_{OC}}{AkT}} - 1 \right) \quad (3-62A)$$

由式(3-61)可知, 入射光强度较大时, $I_{ph} \gg I_s$, V_{OC} 与入射光所对应的光生电流 I_{ph} 的对数成正比。 I_{ph} 增大时, V_{OC} 增大。 V_{OC} 与电池面积无关, 而温度每升高 1°C 时, V_{OC} 约下降 $2 \sim 3\text{mV}$ 。

由图 3-30a 和图 3-30b 可知, 负载为 R_L 时, $V_D = V_L + R_s I_L$, 由此可得到输出负载电流 I_L 为

$$I_L = I_{ph} - I_D = I_{ph} - I_s \left[e^{\frac{q}{AkT}(V_L + R_s I_L)} - 1 \right] \quad (3-62B)$$

由上式可得到:

$$V_L = \frac{AkT}{q} \ln\left(\frac{I_{ph} - I_L + I_s}{I_s}\right) - R_s I_L \quad (3-63)$$

光伏电池输出功率为

$$P = I_L V_L \quad (3-64)$$

式(3-63)为光伏单元电池的外特性, 即输出电压 V_L 与输出电流 I_L 的函数关系, 如图 3-31a 的曲线②所示。由式(3-63)及图 3-31a 可见, $I_L = 0$ 时, $V_L = V_{OC}$, 即 V_L 为式(3-61)的开路(空载)电压。当短路时 $V_L = 0$, 这时的输出电流定义为短路电流 I_{SC} 。由式(3-62B)令 $V_L = 0$ 可得到短路电流 I_{SC} 为

$$I_{SC} = I_{ph} - I_D = I_{ph} - I_s \left(e^{\frac{qV_D}{AkT}} - 1 \right) < I_{ph} \quad (3-65)$$

由于这时 $V_D = I_{SC} R_s$ 很小, I_D 很小, 故有 $I_{SC} \approx I_{ph}$, 即短路电流 I_{SC} 近似为光生电流 I_{ph} 。图 3-31a 中曲线②为光伏电池的外特性, 它与横坐标的交点 A ($I_L = 0$) 为开路电压 V_{OC} , 与纵坐标的交点 B ($V_L = 0$) 为短路电流 $I_{SC} \approx I_{ph}$ 。光伏电池外特性曲线②的 AM 段, 从 $I_L = 0$ 的 $V_L = V_{OC}$ 的空载点 A 开始, 负载电流 I_L 从零增大时, V_L 从 V_{OC} 下降很少, 在到达 M 点 ($V_L = V_m$, $I_L = I_m$) 之前的 AM 段负载电压 $V_c \approx V_A = V_{OC}$ 。光伏电池近似为一个恒压源, 在近似恒压区 AM, 负载电流 I_L 增大时, V_L 仅略有下降, 故功率 $P = V_L I_L$ 随 V_L 的下降而上升。当 V_L 增大时, P 减小, $dP/dV_L < 0$, M 点功率最大, 如图 3-31b 所示。到达 M 点以后, I_L 再增大时, V_L 急剧减小, 功率 $P = I_L V_L$ 也减小, 直到 B 点 $V_L = 0$, 即光伏电池输出端短路, $I_L = I_{SC} =$

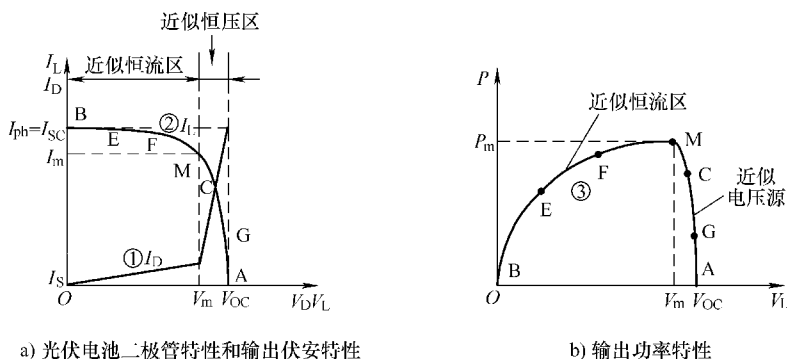


图 3-31 光伏电池输出伏安特性和功率特性

I_{ph} , $P=0$ 。图 3-31a 中曲线②的 BM 区 V_L 从零上升到 V_m , I_L 变化很少, 光伏电池等效于一个近似恒流源 $I_B \approx I_M$ 。图中 M 点是光伏电池恒流源和恒压源运行的分界点。图 3-31a 中稍微近似恒流区 BM, I_m 与 I_{ph} 相差很少, V_L 增大时光电池的输出功率 $P = V_L I_L$ 增大, $dP_L/dV_L > 0$, 在恒流段 BM 的 M 点有最大值 P_M 。在 B 点 ($V_L = 0$), 功率 P 为零。在最大功率点 M, $dP_L/dV_L = 0$ 。由式(3-63)的 V_L 可得到 $P = V_L I_L$, 令 $\partial P/\partial V_L = 0$, 即可得到光伏电池输出功率点 M 时的 V_m 、 I_m 、 P_m 。

2. 温度和入射光辐射强度对光伏电池伏安特性和功率特性的影响

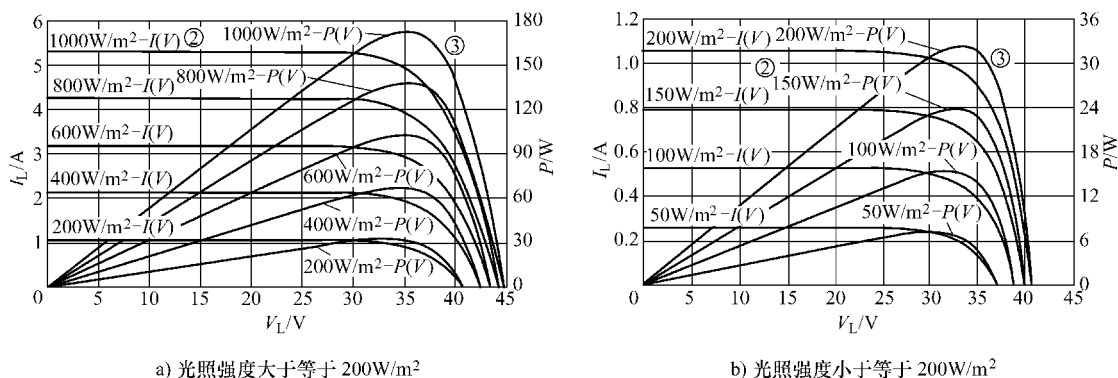


图 3-32 温度一定时不同光照条件下光伏组件的 I - V 和 P - V 特性

图 3-32 中示出温度一定时, 入射光辐射强度 (每平方米的瓦数) 不同时, 光伏电池组件的伏安特性和功率输出特性。图中横坐标为输出电压 V_L (V), 曲线②为输出电压 V_L 与电流 I_L 伏安特性; 曲线③为输出功率特性。由图可见在温度一定时, 入射光照强度越大时光生电流 I_{ph} 越大, 开路电压 V_{OC} 也略大些, 最大功率 P_{max} 也要大些, 同时可看到不同光照强度时出现 $P = P_{max}$ 的电压 V_m 相差并不大。

图 3-33 示出了光伏电池在不同温度时, 短路电流 I_{sc} ($I_{sc} \approx I_{ph}$)、开路电压 V_{OC} 、最大功率 P_{max} 与温度的函数关系。由图可见, 温度上升时光生电流 I_{ph} 略有增加, 而开路电压 V_{OC} 和最大功率 P_{max} 都近似线性减小。

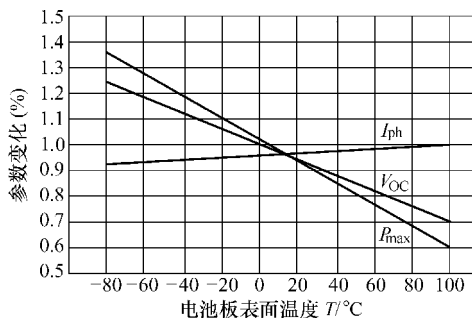


图 3-33 光伏电池在不同温度下参数变化曲线

3.5.3 光伏发电系统

光伏发电系统由光伏电池阵列、电力电子变换器、蓄电池组 (储能元件)、控制系统、电路开关及保护电器等构成。

光伏发电系统可分为独立光伏发电系统和并网光伏发电系统两类。独立光伏发电系统是不与其他电力系统相连而孤立运行的发电系统, 通常建设在远离电网的偏远地区, 或作为野外移动式便携电源, 其中光伏阵列接收太阳能并转换为电能, 发出的电能经变换器变换成用电负载所需要的电压和频率, 经配电设备向负载供电, 并将发电与负载用电剩余的电能供给充电器向蓄电池充电。控制系统则采用光伏电池的最大功率点跟踪控制 (Maximum Power

Point Tracking, MPPT)、能量管理和变换器输出控制。太阳能发电的特点是白天发电,而负荷往往是全天候用电,因此在独立光伏发电系统中储能元件是必不可少的,工程上使用的储能元件主要是蓄电池。

并网光伏发电系统是与电力系统连接在一起的光伏发电系统。光伏并网系统分集中式和分散式两种,集中式并网电站一般容量较大,通常在几百千瓦到兆瓦级,而分散式并网系统一般容量较小,在几百瓦、几千瓦到几十千瓦。光伏电池产生的直流电能经变换器变换成与电网相同频率的交流电能,以电压源或电流源方式送入电力系统,其中控制器是非常重要的部件,它控制着并网逆变器电压、电流的频率,相位、波形、光伏电池的最大功率点等。并网系统不需要蓄电池,减少了蓄电池的投资与损耗,降低了系统运行成本。并网是光伏发电的最合理的运行方式。

1. 光伏电池阵列的组成

单体光伏电池又称为光伏电池片(cell),是光伏电池的最基本单元。光伏电池片容量很小,输出电压只有零点几伏、截面积为 1cm^2 的光伏电池片在 $100\text{mW}/\text{cm}^2$ 的光照下光生电流 I_{ph} 仅几十毫安,输出峰值功率 W_p 仅十多毫瓦,光电转换效率约 $10\% \sim 18\%$ 。一般不能满足负载用电的需要,也不便于安装使用,通常不直接使用。实际应用都是将几片、几十片单体太阳能电池片串、并联连接起来构成光伏电池组件,例如将36个或40个电池片(每个约 0.45V)串联,构成电压约为 $16 \sim 18\text{V}$ 的光伏组件或模块。为了增大光伏发电的容量通常再将多个一定电压的光伏组件并联连接,构成组合体。将组合体封装在透明的薄板盒子内,引出正负极引线,便于独立使用。封装前的组合体也称之为光伏电池模块组件(module);而封装后的薄板盒子称之为光伏电池组合板(简称光伏电池板)。工程上使用的光伏电池板是光伏电池使用的基本单元,其输出电压一般在十几至几十伏左右。此外,还可将若干个光伏电池板根据负载容量大小要求,再串、并联组成较大功率的实际供电装置,称之为光伏阵列。

光伏电池板串联使用时,总的输出电压是单个电池组件工作电压之和,如图3-34a所示,而总的输出电流受原有电池组件中工作电流最小的一个组件所限,总的输出电流只能等于该电池组件的电流。所以要选择工作电流相等或近似相等的电池组件串联使用。电池组件并联使用时,总的输出电压是各电池组件工作电压的平均值,而总的电流为各单个电池组件工作电流之和,如图3-34b所示。

确定光伏电池板串联数,即光伏阵列总的输出电压时,主要考虑负载对电压的要求,同时考虑蓄电池的浮充电压、温度以及控制电路等的影响。如果总的输出电压过低不能满足蓄电池正常的充电要求,就可能出现光伏电池只有电压无电流输出的现象。而且光伏电池的输出电压随温度的升高还会降低,所以在计算电池组件串联级数时,要留有一定的裕量,但也不能把串联数定得过高,造成较大的浪费。光伏阵列串、并联后的伏安特性曲线是各电池片串、并联组合的集合,其形状类似单片光电池。

图3-35所示为光伏组件串、并联组合输出的结构示意图。图中在光伏组件两端并联一个旁路二极管 VD_1 ,其作用是当该光伏组件的入射光被阴影遮挡,或出现故障而不能发电时,与它串联的其他光伏组件的输出电流从旁路二极管 VD_1 流通,同时二极管 VD_1 的导通,

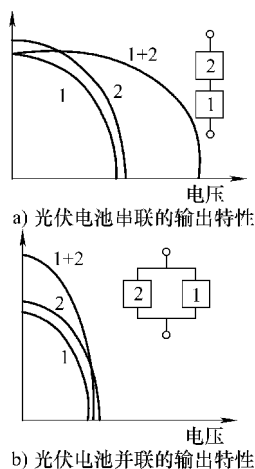


图3-34 光伏电池串并联特性

其两端电压被钳位到 0.7V 左右, 也使该光伏组件不受到高压危害。图 3-35 中的串联二极管 VD_2 的功能是: 当该串联的组件支路由于故障或无光照射电压过低时, 防止其他串联组件的电压或外部(如蓄电池电压)串入而使该光伏组件流入反向电流而损坏, 故称 VD_2 为方向阻塞二极管。由于 VD_2 经常有电流通过, 为降低其功耗, 可采用管电压降仅为 0.2 ~ 0.3V 的肖特基二极管(Schottky Diode)。这样对节省功率损耗有一定的效果, 但肖特基二极管容量和耐压值一般相对较小。

光伏发电系统中还常采用稳压二极管。稳压管一般并联在光伏阵列的输出终端, 安装在与逆变器或充电器相连的输入端子处, 其作用是限制光伏电池板其后的电子产品的过电压, 保护对电压敏感的电子元件免受过电压损伤。但现在更多的是使用金属氧化物变阻器(Metal Oxide Varistor, MOV)或压敏电阻。当其两端电压小于其动作值 V_R 时, 其电阻很大, 无电流流过; 当其两端外加电压超过其动作值 V_R 时, 其等效电阻迅即突降, 形成通道, 其过电压导通速度极快, 可以防止操作过电压和雷击等。

2. 电力电子变换器

光伏发电系统中有 DC-DC 和 DC-AC 两类变换, DC-DC 变换器将光伏电池直流低电压变换为较高电压等级的直流电压; 而 DC-AC 逆变器是将直流电能逆变成交流电能。

光伏发电系统中变换器及其控制系统一般包括太阳能最大功率点控制器、蓄电池充电控制器、光伏直流电压升、降压变换器、逆变器等, 它们的作用是:

1) 太阳能最大功率点控制器。通过调节控制光伏电池板的输出电压, 使光伏电池板输出电压工作在最大功率点电压处, 实现光伏发电最大功率跟踪控制。

2) DC-DC 直流升、降压电力电子变换器。用于将光伏电池或蓄电池不高的电压升压输出, 给后续的逆变器供电。其降压功能则可能用于光伏电池工作点控制、负载调节控制或用于匹配蓄电池充电电压。

3) 蓄电池充电控制器。它也是一个专用的 DC-DC 变换器, 通过调节控制器的直流电压和电流输出值, 达到对蓄电池电流或电压不同模式的充电控制。如恒流充电是以蓄电池充电电流恒定为控制目标进行控制; 恒压充电是以蓄电池充电电压恒定为控制目标进行控制。

4) DC-AC 逆变器。它是将光伏电池阵列的直流电源或将升压后的直流电压逆变为交流后对负载供电或并网。光伏发电系统中的逆变器一般都采用电压源型逆变器。并网发电时的光伏发电逆变器与电网之间还要设置限流电感。逆变器的控制除常规的电压幅值、相位、频率及 PWM 波形调控外还可能涉及光伏电池最大功率点跟踪控制功能。

3. 独立运行的光伏发电系统

独立光伏发电系统是不并网、孤立的发电系统, 主要应用于偏远地区。其供电可靠性受气象、环境、负荷等因素影响很大, 供电稳定性也相对较差, 很多时候需要加装能量储存和能量管理环节。独立的光伏发电系统的典型应用之一是户用光伏发电系统。图 3-36 为系统

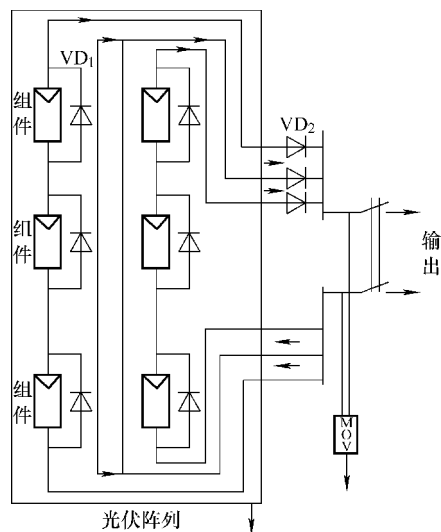


图 3-35 光伏组件串并联和二二极管的应用

结构示意图。图 3-36a 为仅采用一个 DC-AC 逆变器的独立光伏发电系统, DC-AC 变换将光伏阵列的不稳定直流电变为恒频恒压交流电对交流负载供电。图 3-36b 为有 DC-DC 和 DC-AC 两级变换的独立光伏发电系统。第一级 DC-DC 变换将数值较低且不稳定光伏阵列直流电压变为适当高的直流电压, 再由第二级 DC-AC 将直流变为负载所需的恒频、恒压交流电。

户用独立运行光伏系统的容量一般在几十瓦到几千瓦, 主要用于照明和小型家电、小型农用机械等。独立运行的光伏系统, 也可用于野外供电, 如通信塔、广播差转台、灯塔等。对供电能力和稳定性要求较高、供电功率较大的孤立户用系统, 通常都应在直流母线上挂有蓄电池, 稳定供电电压, 同时兼作晚间和阴雨天气期间的供电。为提高供电可靠性和经济性, 还可将风力发电、柴油机发电与光伏发电联为一体互补发电, 构成风、光、油混合的独立电力系统。

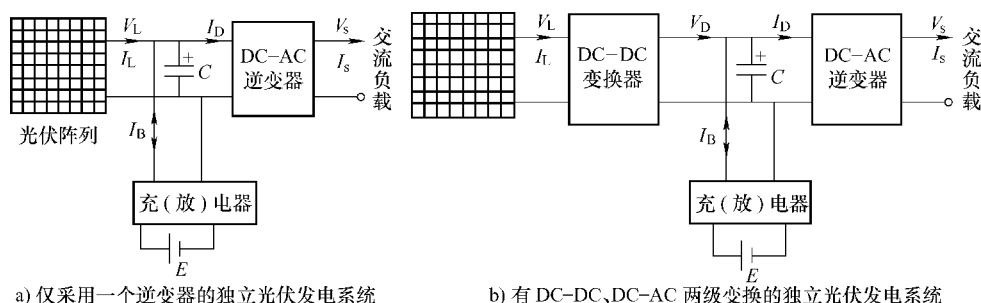


图 3-36 独立光伏发电系统

当光伏阵列的输出功率大于交流负载功率时, 电池 E 处于充电状态, 反之则处于放电状态运行。在图 3-36 中, DC-AC 逆变器输出恒频、恒压交流, 向负载提供负载电流 I_s , 通过对充(放)电器和/或 DC-DC 变换器进行控制, 改变电压 V_L , 使光伏阵列电池在光照强度和电池板表面温度发生变化时, 光伏电池总是在最大输出功率下运行, 实现最大功率跟踪控制。

4. 并网运行的光伏发电系统

光伏并网发电系统有两种典型的系统结构: 图 3-37 所示的单级式并网光伏发电系统和图 3-38 所示的两级式并网光伏发电系统。与独立运行的光伏发电系统不同的是, 在并网运行的光伏发电系统中, 必须配置并网控制开关, 一般不配置蓄电池。

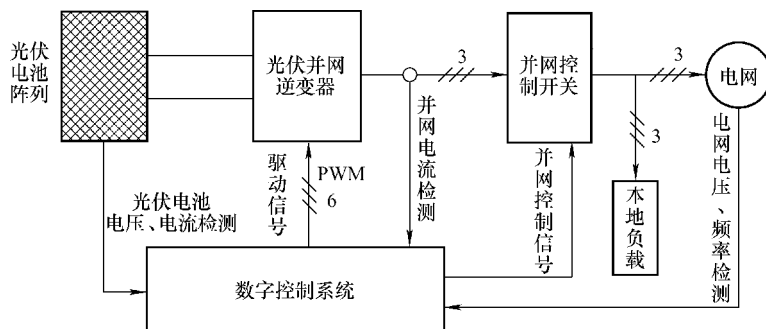


图 3-37 典型的单级式并网光伏发电系统结构图

(1) 单级式并网光伏发电系统

图 3-37 所示单级式并网光伏发电系统, 由光伏电池阵列、DC-AC 光伏逆变器、控制系

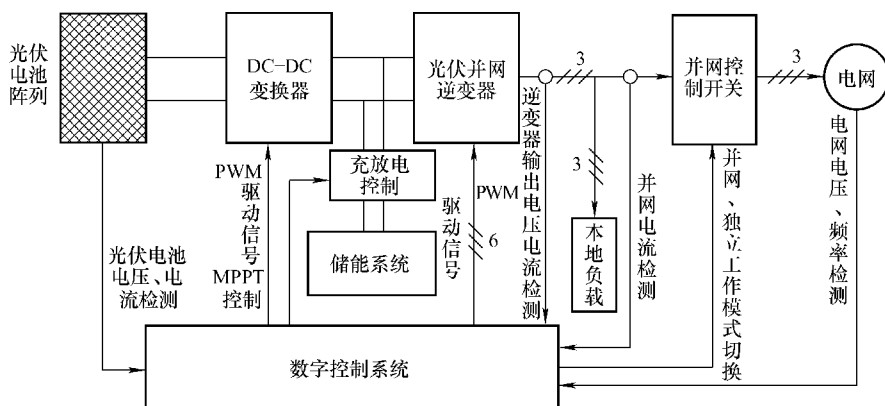


图 3-38 两级式并网光伏发电系统结构图

统、并网开关、本地负载等五部分组成。其工作原理是：光伏电池组件所产生的直流电通过 DC-AC 光伏逆变器变换为交流电馈送到电网。光伏电池阵列通过多个光伏组件串联，将直流电压提升到足够的电压等级以保证光伏逆变器正常工作所需的直流母线电压。与此同时，通过对光伏逆变器并网功率的控制实现光伏电池最大功率点的跟踪。单级式并网光伏发电系统的优缺点如下：

1) 优点：系统电路结构比较简单、系统所需的元器件少；整个并网系统无需中间储能环节，节约投资成本；相对于下面要介绍的二级式和多级式电路，只有一个能量变换环节，因此效率高。

2) 缺点：光伏逆变器的控制系统同时实现最大功率跟踪 (MPPT) 和并网功能，对控制器性能要求高；由于在不同入射光照强度和温度时，最大功率点所对应的光电池直流电压 V_m 不同，为实现最大功率跟踪，需调控直流电压实现最大功率跟踪功能。

图 3-37 中并网逆变器的电路结构及其调控基本原理与本书前几章介绍的三相电压源 PWM 逆变器基本相同，不同的只是控制系统中还应增加光伏电池的最大功率点跟踪控制和电网故障检测保护。

(2) 两级式并网光伏发电系统

图 3-38 是两级式并网光伏发电系统结构示意图，它由光伏电池阵列、DC-DC 变换器、DC-AC 光伏并网逆变器、储能系统、控制系统、并网控制开关、本地负载等部分组成。光伏电池阵列的直流电通过 Boost 升压型 DC-DC 变换器变换成较高电压等级的直流电，然后再通过 DC-AC 光伏并网逆变器变换为交流电输入电网。第一级变换将光伏电池阵列的直流电通过 DC-DC 升压成受控的直流电，提供给后级的光伏并网逆变器，或存储到储能系统中。第一级变换同时要实现对光伏电池阵列的最大功率跟踪功能。第二级的光伏并网逆变器将直流母线上的受控直流电压逆变为恒频恒压交流电，提供给本地负载并将多余的能量馈送到电网。两级式并网光伏发电系统的优缺点如下：

1) 优点：两个变换器环节可以分开独立控制，控制器设计简单；系统增加的储能环节，可以实现并网/独立两种工作模式的切换运行；光伏电池阵列无需串联到很高的电压等级，这样光伏阵列的并联扩容更加容易；在 DC-DC 环节中很容易实现高频隔离。

2) 缺点：由于系统结构相对于单级式变换比较复杂，所需的元器件相对多一些，增加了储能环节，整个系统投资成本也会增加；此外，整个系统需要通过两个变换环节实现并

网,多了一级能量损耗环节,这样系统的整机效率没有单级式高。

对光伏发电系统除按电力电子变换器的级数(单级或两级、多级)分类外,也可对不同的光伏发电系统从另一方面进行分类,如从光伏电池阵列串、并联的方式以及变换器的级联方式进行分类可将光伏发电系统分为:集中式、串式、多串式、DC 模块式、AC 模块式等。

图 3-39 为集中式光伏发电系统结构,所有光伏组件串、并联后由一个逆变器集中逆变输出并网。图 3-40 为德国 SMA 公司的 Sunny Boy 500TL 型多串式光伏发电系统结构,采用三个直流模块,三串光伏组件分别经 Boost DC-DC 变换器升压后并联,再经一个单相半桥逆变电路输出单相交流电,每串功率为 2.2kW,电压范围系列为 125 ~ 750V。每串进行独立的最大功率跟踪控制。这种系统结构不复杂、特性也好、扩容非常方便,适合批量生产,是光伏发电系统的发展方向。

交流模块式结构光伏发电系统是直接将光伏组件与并网逆变器集成在一起,构成标准化的交流模块,这种结构的优点是消除了各组件间的不一致、不匹配引起的损耗问题,各个组件可进行单独的最大功率跟踪,且设计和安装都较方便。其缺点是将升压和逆变集成在一起,结构较复杂,这种结构也被一部分人认为是今后小容量光伏发电系统的发展方向。

光伏 DC-DC 变换器和 DC-AC 逆变器的模块化并联是当前的发展趋势,模块化具有变换器特性一致性好、运行可靠性高、安装灵活、扩容方便、维护方便、工作效率高等优点。荷兰 MASTERVOLT 公司 Sunmaster QS6400 型光伏并网逆变器(5kW),由两个功率模块并联组成,每个功率模块可对 2 ~ 4 串光伏组件进行最大功率跟踪控制。奥地利 Fronius 公司 Fronius1G60HV 型光伏并网逆变器额定功率 4.6kW 也是由两个功率模块并联组成。

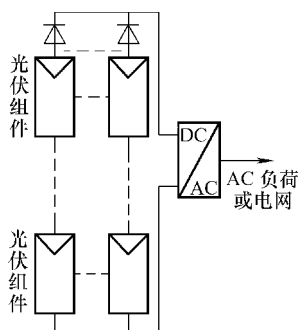


图 3-39 集中式光伏系统结构

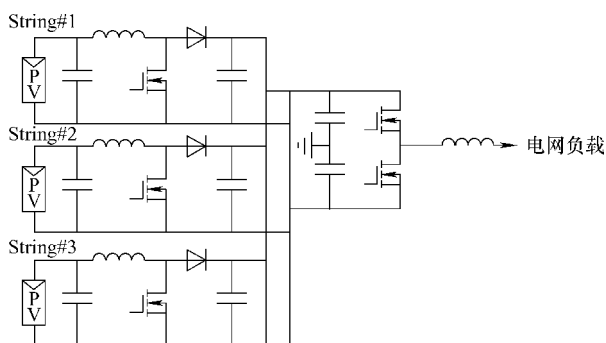


图 3-40 Sunny Boy 5000TL 型多串式逆变器拓扑

3.5.4 光伏发电最大功率跟踪控制

图 3-32a 示出了光伏电池板表面温度 T 一定时,不同光照辐射强度 S (W/m^2) 时光电池伏安特性和光电池输出功率特性。例如某个光伏组件在光照辐射强度为 $S = 1000 \text{W}/\text{m}^2$ 时,光生电流 $I_{\text{ph}} = 5.4 \text{A}$,开路电压 $V_{\text{OC}} = 45 \text{V}$,其功率特性曲线③上最大功率点发生在 $V_{\text{L}} = 35 \text{V}$,最大功率 $P_{\text{L}} = P_{\text{Lmax}} = 175 \text{W}$,这时 $I_{\text{L}} = 5 \text{A}$ 。如果光照变小为 $S = 600 \text{W}/\text{m}^2$,则光伏电流 $I_{\text{ph}} = 3.15 \text{A}$,开路电压 $V_{\text{OC}} = 43 \text{V}$,最大功率也近似发生在 $V_{\text{L}} = 35 \text{V}$,最大功率 $P_{\text{L}} = P_{\text{Lmax}} = 105 \text{W}/\text{m}^2$,这时 $I_{\text{L}} = 3 \text{A}$ 。因此,在温度 T 不变时,若光照强度从 $S = 1000 \text{W}/\text{m}^2$ 减小到 $600 \text{W}/\text{m}^2$ 时,最大功率 P_{maxhh} 从 175W 减小到 105W ,同时还看到当光照辐射强度 S 再减小到 $S = 100 \text{W}/\text{m}^2$ 时最大功率减小到 $P_{\text{max}} = 15 \text{W}$,这也发生在 $V_{\text{L}} = 35 \text{V}$ 左右。因此只要电池板表面温

度 T 不变, 当光照强度在较大范围内变化时, 最大功率所对应的电压 V_m (V_L) 都近似为一个定值, 但温度变化时, V_m 改变。由图 3-33 可知, 当温度上升时, 光生电流 I_{ph} ($\approx I_{sc}$) 随之缓慢线性上升, 而开路电压 V_{oc} 则显著线性下降, 最大功率 P_{max} 也显著下降, 因此光伏电池的伏安特性受温度影响很大, 温度上升时由于 V_{oc} 线性显著减小, 故出现最大功率所应的电压 V_m (V_L) 也显著减小, 所以在温度改变时应随之改变光伏电池的输出电压 V_L , 使 $V_L = V_m$ 才能使其输出达到最大功率, 充分利用光能。

由图 3-32 和图 3-33 可知, 太阳光照射强度改变和电池板温度变化都会使光伏电池的伏安特性和功率特性发生变化, 为使运行中任意光照强度和任意温度 T 时都能使光伏电池在输出最大功率 P_{max} 所对应的电压 V_m 、电流 I_m 下运行, 只要电力电子变换器运行的指令电压 V^* 或电流指令 I^* 跟踪输出最大功率所对应的电压 V_m (或电流 I_m), 即可实现最大功率点 M 的跟踪控制 MPPT (Maximum Power Point Tracking)。实现光伏发电最大功率跟踪控制有两类方法:

1. 按温度修正指令电压的最大功率跟踪法

由图 3-32 和图 3-33 可看到, 在电池板表面温度 T 一定时, 无论入射光强度多大, 出现最大输出功率的电压 V_m 都是近似一定的, 因此事先制定该光伏组件输出最大功率 P_{max} 时的电压 V_m 与温度 T 的函数关系 $V_m = f(T)$, 再根据光伏电池运行中实测的电池表面温度 T , 即可得知 V_m 、 P_{max} , 取此值为光伏系统中变换器的控制指令电压 $V_L^* = V_m$, 即可实现任意温度和光强时的最大功率跟踪控制。

2. 扰动观测法最大功率点跟踪控制

图 3-31a 和图 3-31b 中, V_m 、 I_m 为最大功率点 P_{max} 时对应的电压、电流, 若 V_L 、 I_L 为实际运行电压、电流, 当 $V_L < V_m$ 时, 光伏电池在近似恒流区下工作, V_L 增大时, I_L 减小很少, 且 P 增大, $dP/dV_L > 0$, 同时工作点越接近最大功率点 M 时 $|dP/dV_L|$ 越小; 当 $V_L > V_m$ 时, 光伏电池在近似恒压源区工作, V_L 增大时, I_L 急剧减小, P 减小, $dP/dV_L < 0$, 也是工作点越接近最大功率点 M 时 $|dP/dV_L|$ 越小; 当 $V_L = V_m$ 时, 光伏的电池在最大功率点运行, 这时 $V_L = V_m$, $P = P_{max}$, $I_L = I_m$, $dP/dV_L = 0$ 。

扰动观测法最大功率跟踪控制的基本原理是: 运行中不断改变光伏电池组电压闭环控制系统中输出电压指令值 V_{Ln}^* , 若 $V_{L(n-1)}^*$ 为前一个电压指令值, ΔV_{Ln}^* 为第 n 次电压指令值的增量或步长, 则 $\Delta V_{Ln}^* = V_{L(n-1)}^* + \Delta V_{Ln}^*$ 。连续检测前后两个指令电压后光伏电池组实际输出的电压、电流 $V_{L(n-1)}$ 、 $I_{L(n-1)}$ 和 V_{Ln} 、 I_{Ln} , 计算此两个指令电压时光伏电池组实际输出的功率 $P_{L(n-1)}$ 、 P_{Ln} 或电压、电流、导纳 (dI/dV_L) 变化。由图 3-31 或图 3-32 即可判断前后两次指令电压时的工作点是处于图 3-31 中的近似恒流区 $V_L < V_m$ (如 E、F 点) 还是处于近似恒压 $V_L > V_m$ (如 C、G 点), 同时可判断第 n 次电压指令后工作点是更接近最大功率点 M ($|dP/dV_L|$ 变小), 还是更远离最大功率点 M ($|dP/dV_L|$ 变大)。据此, 即可确定下一个, 即第 $n+1$ 个电压指令 $V_{L(n+1)}^*$ 的增量 $\Delta V_{L(n+1)}^*$ 应是正值 (增大 V_L 使之更接近 V_m) 还是负值 (减小 V_L 使之更接近 V_m), 使下一个指令电压 $V_{L(n+1)}^* = V_{Ln}^* + \Delta V_{L(n+1)}^*$ 时的 P 更接近 P_{max} 。如此不停的一步一步地改变电压指令, 直到指令电压 V_L^* 使 $dP/dV_L = 0$, $V_L = V_m$, $P = P_{max}$ 为止, 指令电压 V_L^* 就不再改变, 实现了最大功率跟踪控制, 但此后仍继续不停地检测光伏电池组的输出功率或电压电流, 一旦光伏电池的光照强度或温度有所改变, 而使检测值 $P_{Ln} \neq P_{L(n-1)}$ 时, 则改变指令电压 $V_{L(n+1)}^* = V_{Ln}^* + \Delta V_{L(n+1)}^*$, 使 P 跟踪新的 P_{max} 。

从图 3-31b 还可看到, 工作点离 M 点越远(如 E、G 点), 则 $|dP/dV_L|$ 越大; 工作点离 M 点越近(如 F、C 点), $|dP/dV_L|$ 越小。因此, 若最大功率跟踪控制的指令步长不固定, 即每次指令电压的增量 ΔV_L 不固定, 而取步长 ΔV_L 与 $|dP/dV_L|$ 成正比, 即 $\Delta V_L = k|dP/dV_L|$ (k 为一个系数), 则当检测到 $|dP/dV_L|$ 越大时, 则表明跟踪过程中工作点还远离 M 点, 应取较大的步进长度 ΔV_L , 而当检测到 $|dP/dV_L|$ 越小时, 表明跟踪过程中工作点已接近 M 点, 应取较小的步进长度 ΔV_L 。依此可实现变步长的最大功率跟踪控制, 既可快速完成最大功率跟踪过程, 又能实现接近最大功率点附近的精细调节, 提高跟踪性能。这种变步长的扰动观察法显然是一种比较好的最大功率跟踪控制方法。

3.6 配电系统固态断路器和限流器

通、断电路和通、断负载供电电源的开关器件是配电系统中最重要的电力设备。

电力系统中电力线路的通、断控制目前国内外大都仍采用具有机械式断口的接触器和断路器。这些带触头断口的机械开关在运行中存在以下问题: ①触头开断短路电路时巨大的电弧不仅有损触头, 维修工作量大, 且故障率高, 触头很容易熔焊。在矿山、化工等存在易燃、易爆气体的场合使用极不安全, 只能装入防爆壳内, 但也未能杜绝事故的根源。②传统的机械断路器依靠触头分离断开电路不可能实现快速断路(断路时间一般在几个周波, 20 ~ 80ms 以上), 同时机械断路器的制造水平难以提高, 其断路器容量(额定电压与断路电流对应的功率)也难于满足电力系统短路电流不断增大的要求。此外机械式断路器触头断开后又难以实现快速重合闸要求, 在电力系统容量不断扩大又难以选择断路容量足够的机械断路器的情况下, 有时不得不通过加装限流电抗器或放弃采用最佳主接线方式和最优运行方式, 或采用降低线路正常传输功率能力和牺牲某些运行指标来确保机械断路器能可靠地断开故障电路。

基于电力半导体开关器件和开关电路的固态断路器、限流器, 相对于传统的机械断路器其优点是: 通、断电路快捷且较容易实现, 易于同时实现限流、断路和快速重合闸, 维修工作小, 无电弧危害, 寿命长。因此研制高压、大功率固态限流器、断路器, 限制短路电流, 减少电压下降幅度, 快速切断故障电路, 缩短事故时间, 在确保电力系统动态稳定运行的前提下可显著提高正常工作时的传输功率。由于目前电力电子器件额定电压仍远低于主干输电系统运行电压, 在高压系统中一时还不大可能应用固态断路器、限流器。近年来晶闸管和 GTO 的额定电流已达 6000A, 电压达 6 ~ 8kV, IGBT 也可达 4.5kV 以上, 因此在配电系统中, 电力电子开关用作固态断路器和限流器是现实的。此外, 固态断路限流器取代传统机械式断路器用于某些电力电子补偿控制器的投入、切除或功能转换也具有重大意义(如晶闸管控制电阻 TCBR, 晶闸管控制变压器分接头的通、断位置转换等)。

半导体开关作为断路器应用最致命的弱点是导通时通态电压降都在 2 ~ 3V, 功耗大, 此外其电流过载能力较低, 一般晶闸管只允许工频半波 6 倍额定电流的过载, 大容量 IGBT 的过载能力更低, 通常在短路时允许承受 5 ~ 6 倍额定电流的过载时间仅为 10 μ m 以内。

3.6.1 机械-电子混合式断路器

将机械式断路器(Mechanical Circuit Breaker, MCB)和电力电子开关固态断路器(Solid

State Circuit Breaker, SSCB)组合成混合式断路器(Hybrid Circuit Breaker, HCB),可使两者的优缺点互补构成较理想的新型断路器。图 3-41a 是 1994 年 Takamu 提出的由门极关断(GTO)晶闸管与机械型真空断路器构成的混合式断路器。正常运行工况时,线路电流 i_L 由 MCB(通态)供电给负载,SSCB 关断。当要分断电路时,同时发出 MCB 的关断信号和固态断路器 SSCB 的开通信号。一旦 MCB 开始断开,MCB 两端电弧电压使 SSCB 在电弧形成的正向电压下开始导通而分担部分线路电流,由于 SSCB 导电后通态压降仅几伏,这就使与 SSCB 并联的 MCB 两端触头间电压也被立即限制到几伏,在机械开关的触头分开时要维持触头间的电弧需要的电压比 SSCB 开通后的管压降(几伏)要高得多,所以一旦 SSCB 导通,机械开关的触头电弧会很快熄灭,此后 MCB 触头在熄弧情况下的几毫秒内迅速断开,线路电流从 MCB 全部转移到 SSCB。当机械断路器的触头间耐压绝缘强度足以阻断电网电压时,应立即给固态断路器发关断信号,强迫关断 SSCB,断开电路。图 3-41a 中的缓冲电路和限压元件氧化锌压敏电阻则抑制 MCB 断开、SSCB 关断过程中由于线路或负载电感所引起的过电压,保护电力电子开关关断过程中免受由电感能量所引起的过电压。由于关断 MCB 时,电流转移到 SSCB,MCB 端电压低,电弧熄灭快,故切断线路故障电流的时间大为缩短,也使

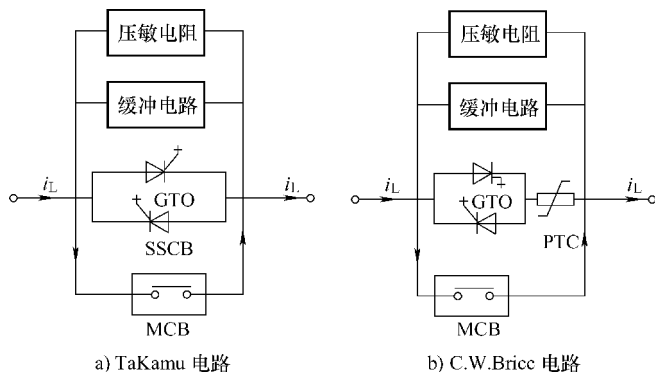


图 3-41 自然换流混合型断路器

固态开关在短路电流还不很大时安全关断电路。由于故障后分断电流时间可快到 $1 \sim 2\text{ms}$,这就需要准确快速的检测电路,使关断 SSCB 的信号能适时发出,为此 C. W. Brice 在图 3-41a 结构基础上增加了正温度系数热敏电阻(PTC)。在换流的同时通过 PTC 限制固态开关上的电流,避免因不能快速检测故障大电流而损坏固态开关,同时也能在机械断路器触头分断距离的耐压强度足以阻断电网电压时,即时发出开断 GTO 的关断信号,减小关断时的故障电流。

除图 3-41 所示自然换流混合断路器外,也发展了如图 3-42 所示 LC 串联谐振换流的混合型断路器。

图 3-42 所示的谐振换流关断 MCB 的原理基于故障后电感电容 LC 串联谐振。图 3-42a 中正常工作时线路电流 i_L 经机械断路器 MCB 供电, $i_M = i_L$, 晶闸管 VT_1 、 VT_2 为断态,若电流 i_L 、 i_M 为图 3-42a 所示正方向发生故障,一旦检测到故障电流 i_L 的急剧增长,应对已处于通态的 MCB 发出关断指令,同时立即给图中的晶闸管 VT_1 发出触发开通信号,使谐振电流 i_c 经 VT_1 、 C 、 L 、 VD_2 再经 MCB(R_r) 串联谐振。当故障电流 i_L 与图 3-42a 所示方向相反时,则应触发开通 VT_2 ,使反方向的 $-i_L$ 经 VT_2 、 C 、 L 、 VD_1 再经 MCB(R_r) 形成谐振电路。在图 3-42 中当故障电流流入 A 点时, VT_1 被触发开通后,故障电流 $i_L = i_M + i_c$,从 A 点 i_L 分两路,一路电流 i_M 经 MCB,另一路 i_c 经 VT_1 、 C 、 L 、 VD_2 , i_M 与 i_c 在 B 点汇和后,再从 B 点流出 $i_L = i_M + i_c$ 到故障支路,检测到 i_L 方向触发开通 VT_1 或 VT_2 ,又同时发出关断机械开关 MCB 的信号后,若 MCB 在其触头分离断开过程中电弧电阻为 R_r ,则谐振电流 i_c 的二阶微分

方程为

$$\frac{1}{C} \int i_C dt + L \frac{di_C}{dt} = V_{AB} = R_r i_M = R_r (i_L - i_C)$$

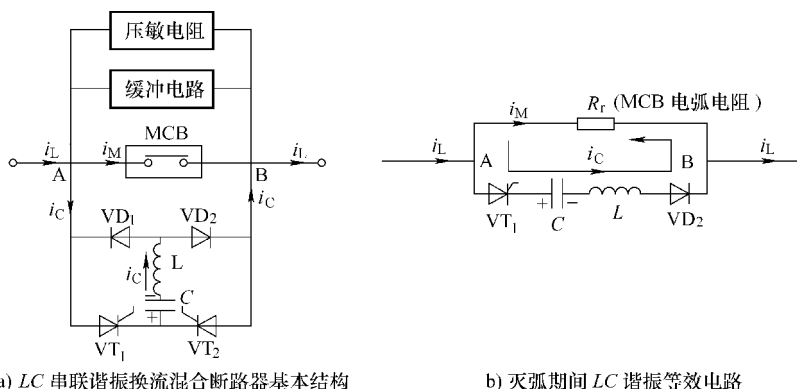


图 3-42 采用 GTO、LC 谐振电路的混合型断路器

流过 VT_1 和 LC 的电流 i_C 按上式从零增大到 $i_C = i_L$ 时, $i_M = 0$, MCB 电弧熄灭, MCB 断流。此后 $i_L = i_C$ 。在交流故障电流瞬时值过零时 $i_L = 0$, 不再对 VT_1 (VT_2) 触发开通, 故障支路随即被阻断。在电弧存在的 MCB 关断期间及 MCB 关断后 VT_1 (VT_2) 的关断过程中, 图中的限压压敏电阻和缓冲电路电阻分别吸收部分能量, 防止过电压损害开关管。

3.6.2 直流电路故障限流器

当线路电流 i_L 超过指令的限定值 i_{lim} 以后 (包括负载过电流和短路故障引起的故障过电流), 如果仍不希望线路分断电路, 而要求将线路电流限制在 $i_L = i_{lim}$ 下继续运行, 则要求有限流装置。采用电力电子开关电路的限流器被称为固态限流器 (Solid State Current Limiter, SSCL)。

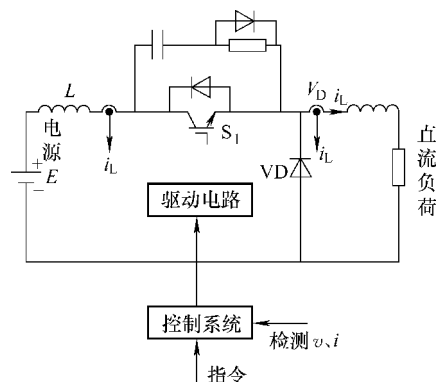


图 3-43 最简单的直流固态限流电路

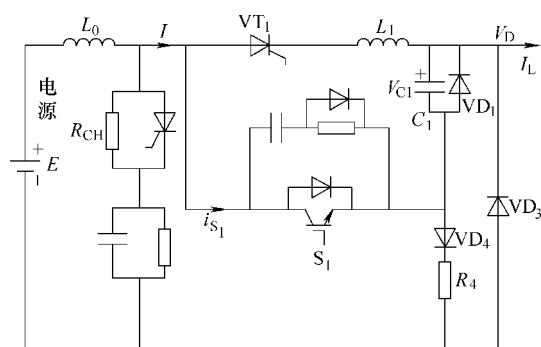


图 3-44 采用两个开关管的直流限流器

图 3-43 是一种最基本的直流电流限流器, 它实际上是一个直流 DC-DCBuck 型降压变换电路。正常工作时, 全控型开关管 V 处于通态, 使 $V_D = E$, 电源 E 经由 S_1 对负载供电。一当检测到过电流时, 令开关管 S_1 运行于 PWM 斩波工况, 通过改变占空比控制输出电压 V_D , 而使电流 $I \equiv I_{lim}$ 。如果要求这种恒流运行只维持一段时间 T_{min} , 那么可在限流时间 T_{lim} 以后,

关断 S_1 ，则电路立即分断故障(或负载)支路。

由于全控型开关管 IGBT 的额定电压、额定电流值都不如晶闸管，而通态电压降又比晶闸管高，通态时功耗大，为此在较大功率应用中可采用图 3-44 所示的另一种电路结构的直流电流限流器。图 3-44 中主开关管 VT_1 为晶闸管，与 VT_1 并联的辅助关断开关 S_1 是 IGBT。正常工作时晶闸管主开关 VT_1 导通，电源 E 经 VT_1 对线路负载网络供电， $V_D = E$ ，这时 S_1 为断态。图中 C_1 也充电至电源电压 E 。当线路过电流而 I_L 大于限流值 I_{Lim} ，则触发开通 S_1 ， S_1 后，电容 C_1 的电压 V_{C1} 作为反压关断晶闸管 VT_1 (图中 S_1 、 C_1 、 VD_1 、 L_1 、 VT_1 形成闭合回路)， C_1 放电至零后，电源 E 经 S_1 、 VD_1 对负载供电，此后根据检测到的线路电流 I_L 的大小对 S_1 的输出电压、电流进行 PWM 控制，即当 $I_L > (I_{Lim} + \Delta i)$ 时令 S_1 关断， $i_{S1} = 0$ ， I_L 经续流二极管 VD_3 续流，使 I_L 下降。当 I_L 下降到 $I_L < (I_{Lim} - \Delta i)$ 时，则令 S_1 再次开通，由电源 E 经 S_1 再对负载电网供电，使 I_L 上升，若对 S_1 采用恒频(如 $f_k = 5\text{kHz}$) PWM 控制，控制 S_1 的导通期占空比，即可使故障电流在 $(I_L + \Delta i)$ 到 $(I_L - \Delta i)$ 之间高频脉动，使电流平均值保持为 $I_L = I_{Lim}$ ，实现固态开关电路限流功能。

3.6.3 交流电路故障限流器

电力系统运行中，短路是危及电力系统安全稳定运行、导致大面积停电最为常见的故障。短路故障对电力系统破坏的严重程度，主要取决于短路电流的大小。随着电力负荷不断增加、发电厂及发电机单机容量的不断增大以及各大区电网的互联等，使得电力系统中短路电流值不断提高，这已成为电力系统安全、稳定运行的严重隐患和关键技术难题。短路故障电流限制器就是要限制电网线路短路后的短路电流水平值，限制电力系统的短路容量，从而极大地减轻断路器等各种电气设备的负担，提高其工作可靠性和使用寿命，提高电力系统运行可靠性。

至今已有许多技术措施用于限制交流电力系统的短路故障电流。例如，超导限流器、正温度系数电阻限流器(Positive Temperature Coefficient, PTC)，以及固态限流器。

1. 超导故障限流器

图 3-45a 是桥路型超导故障电流限流器(Super Conductive Fault Current Limiter, SFCL)，它由二极管 $VD_1 \sim VD_4$ 、高温超导线圈 HTS 和直流偏压 V_b 组成。调节 V_b 可使流过 HTS 的电流为系统额定限流峰值 I_{Lim} ， V_b 与 HTS 构成一个恒流源，电流为 I_{Lim} 。图 3-45b 中示出交流线路电流 i_s 正半波时的电流方向。图中流经四个二极管支路的电流 i_1 、 i_2 、 i_3 、 i_4 由线路电

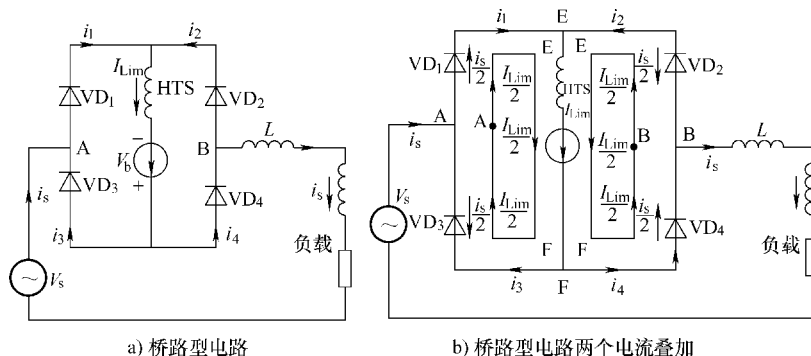


图 3-45 超导限流器基本原理

流 i_s 和 HTS 的电流源 I_{Lim} 共同决定, 则由叠加原理可知各支路电流分别是 $i_s = 0$ 时 I_{Lim} 产生的电流与 $I_{Lim} = 0$ 时 i_s 产生的电流之和。由图 3-45b 可知, $i_s = 0$ 时 $I_{Lim}/2$ 流入 FAE 支路, $I_{Lim}/2$ 流过 FBE 支路, 则在每个二极管支路都有 $I_{Lim}/2$ 正向电流; 当 $I_{Lim} = 0$ 时, i_s 一分为二, $i_s/2$ 分别流入 AEB 和 AFB 支路。这时, VD_1 、 VD_4 流入正向电流 $i_s/2$, VD_2 、 VD_3 流入反向电流, 即 $-i_s/2$, 所以 i_s 、 I_{Lim} 同时存在时, 有

$$i_1 = (I_{Lim} + i_s)/2 = i_4 \quad (3-66A)$$

$$i_2 = (I_{Lim} - i_s)/2 = i_3 \quad (3-66B)$$

图 3-45b 中各二极管总电流方向不可能反向, 只要线路电流 i_s 小于限流值 I_{Lim} , 或者 HTS 中的电流 I_{Lim} 大于线路电流 i_s , 由式 (3-66) 可知: i_1 、 i_2 、 i_3 、 i_4 都为正值, 即 VD_1 、 VD_2 、 VD_3 、 VD_4 都导电, 忽略二极管通态电压降, 则图中 A、B 两点电压 $V_{AB} = 0$, 等效阻抗 $Z_{AB} = 0$, 超导线圈 HTS 被 $VD_1 \sim VD_4$ 短接, 其电流经 VD_3 、 VD_1 和 VD_4 、 VD_2 自行续流不影响线路正常运行。一旦线路短路故障, i_s 超过限流值 I_{Lim} , 式 (3-66) 中的 i_2 、 i_3 为负值, 即 $i_s > I_{Lim}$ 时 VD_2 、 VD_3 不可能导通, 于是正方向的短路故障电流 i_s 经 VD_1 -HTS- VD_4 再从 B 点经线路短路阻抗构成短路电路中, 即这时超导电抗被串在短路电路中, 恒流源 I_{Lim} 限制了短路电流幅值。由此可知, 正常运行时桥路始终导通, 超导故障电流限流器 SFCL 不表现任何阻抗。一旦发生短路故障, HTS 转变为高阻态恒流源自动串入故障线路限流。在图 3-45 中, 当交流电流 i_s 为负半周反向时, 正常 $|i_s| < I_{Lim}$ 时, VD_1 、 VD_2 、 VD_3 、 VD_4 导通, $Z_{AB} = 0$, 一旦 $|i_s| > I_{Lim}$ 时, VD_1 、 VD_4 截止, VD_2 、 VD_3 仍导通, HTS 串入短路回路, 限制反向短路电流。

2. 正温度系数 (Positive Temperature Coefficient, PTC) 电阻限流器

将正温度系数 PTC 电阻串联在线路中, 利用 PTC 材料的正温度系数非线性电阻特性可构成 PTC 电阻限流器。正常运行情况下, 流过 PTC 电阻的电流是正常运行电流, 因此温度较低, 呈现的电阻也很低; 当系统发生短路故障时, 短路电流流过 PTC 电阻, 引起 PTC 材料发热膨胀, 热量来不及散发使电阻温度迅速增加, 并在微秒时间内使 PTC 的电阻值急剧增加, 从而起到限制故障电流的目的。

PTC 限流器在美国海军新型战舰上已有应用, 在低压商业领域也有应用。但 PTC 电阻限流器在每次限制短路电流、故障被切除后, 需要好几分钟时间才能冷却恢复到常态低电阻, 并且在使用多次后会致性能变坏。

3. 固态故障电流限流器 (Solid State Fault Current Limiter, SSFCL)

交流固态限流器是利用电力电子技术开发的一张新型交流电力系统短路限流器, 其具有动作速度快、允许动作次数多、控制简单等优点。美国 EPRI (电力研究院) 于 20 世纪 90 年代在全面调研现有各种可用的限流技术后认为, 应用电力电子技术发展交流固态限流器是比较现实的技术途径。

(1) 采用反并联门极关断晶闸管的固态限流器

图 3-46 为美国 EPRI 于 1991 年提出的 GTO 开关型交流固态限流器拓扑, 图中反并联的 GTO 根据不同的电压等级可能有多组串联, 且一般并联有缓冲电容器 (未画出), 以缓冲 GTO 关断时其两端的电压上升率 dV/dt , 氧化锌压敏电阻器 ZnO 则用以吸收开关 SSCB 切断故障回路时限流器两端可能出现的瞬时过电压, 以保护 GTO 不受损害。该限流器正常运行时 GTO 为通态, 将限流电感 L 短接; 当负荷侧发生短路故障时, 其控制器快速检测、判断

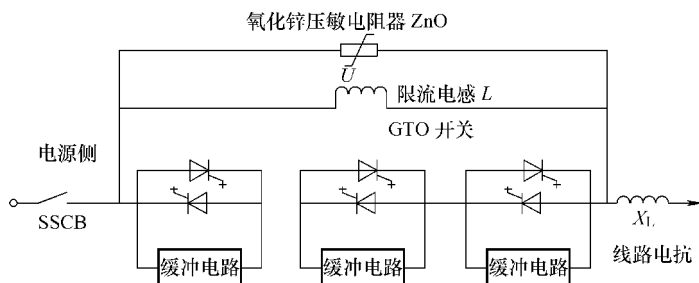


图 3-46 美国 EPRI 提出的交流固态限流器拓扑

并在短路电流达到第一峰值前关断 GTO，从而使限流电感 L 接入故障回路限制短路电流。基于上述原理，1993 年美国研制出了由反并联 GTO 构成的 6.6MVA 固态断路器，并安装在新泽西州 Mort Monmount 的 Army Power Center 的一条 4.6kV/800A 交流馈电线路上；日本东北电力公司与日立公司研制出了 6.6kV/400A 的 DCLD (Distribution Current Limiting Device)；1995 年，西屋公司与 EPRI 合作，研制出了 13.8kV/675A 的 SSFCL (与固态短路器 SSCB 组合) 并安装在变电站上运行。但这种限流器对功率开关器件有较高的电流变化率 di/dt 和电压变化率 dV/dt 应力要求，此外当限流电感中短路电流数值较大时，断路器 SSCB 断开时有可能产生暂态振荡和过电压。

(2) 具有串联补偿作用的固态故障电流限流器

图 3-47 是在图 3-46 基础上发展的一种具有串联补偿作用的限流器，它也可分为可控限流串补以及固定限流串补两种，图 3-47 为日立公司和 Chubu-EPC (Chubu Electric Power CO., Hamaoka) 于 1995 年提出的具有固定限流串补功能的限流器拓扑。正常运行时，固态开关 SW_1 与机械式旁路开关 BPS 均断开，电流通过输电线路电感 L 和串联补偿电容 C 。通过适当选择 C ，可以补偿部分线路电抗。当发生短路故障时， SW_1 迅速闭合 (与 SW_1 串联的电抗 L_1 很小，其作用是当 SW_1 闭合时防止电容 C 过大的放电电流)，电容被旁路，由线路电感 L 限制线路短路电流；确认 SW_1 已闭合 (进入短路限流状态) 且在短路电流较小情况下，闭合旁路机械开关 BPS (L_2 的作用同 L_1)，然后封锁 SW_1 触发脉冲，使 SW_1 断开以减少短路限流状态下的功耗。

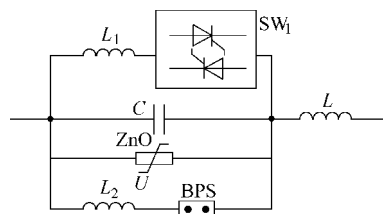


图 3-47 具有串联补偿作用的限流器

在实际应用中，由于串补电抗 X_C 与线路电抗 $X(\omega L)$ 之比值并不很大，因此当 BPS 闭合短接 X_C 后，也不能使等效短路阻抗增大很多，这就使具有串联补偿作用的限流器的限流水平具有很大的约束性。

(3) 电力电子开关变流器型限流器

图 3-48 和图 3-49 示出了几种三相桥变流器型固态交流限流器原理电路。三相桥式固态限流器是一个由 SCR 构成的变流器和普通限流电感组成的固态交流限流器，它通过控制各晶闸管触发脉冲相位使桥路工作在不同的状态，从而达到限流目的。桥式固态限流器可分为单相式和三相式两个大类，无论单相或三相又可细分为经变压器耦合和无变压器耦合而直接串接在线路上两种，又有耦合变压器一次侧带交流旁路限流电感和不带交流旁路限流电感等多种类型。图 3-48 所示为一种无耦合变压器直接接入电网的三相桥式固态限流器原理电路。

三相桥式固态限流器结构紧凑,且可减少所需晶闸管数量,图3-48中三相桥和直流限流电感接在三相电源 V_a 、 V_b 、 V_c 的三相中点,这种无耦合变压器直接插入电网线路中的限流器在非三相故障限流时会影响非故障相,而图3-49经变压器耦合三相桥式固态限流器串联插入线路便于接入系统,且可有效降低桥路晶闸管的电压等级,但正常运行时将因耦合变压器的漏抗作用而使限流器等效阻抗有所增大。

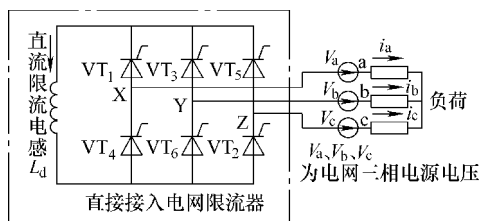


图3-48 无耦合变压器直接接入电网的三相桥式固态限流器

图3-48带限流电感 L_d 的三相桥X、Y、Z三点分别接在三相电源 V_a 、 V_b 、 V_c 的中点,正常运行时三相桥六个开关管 VT_1 、 VT_2 、 VT_3 、 VT_4 、 VT_5 、 VT_6 都(有触发脉冲信号)处于通态,等效于X、Y、Z三点短接,限流器对主电路运行无任何影响,一当发生短路,故障电流突增到限流值时,将三相桥式转入相控运行,产生一定的电压 V_x 、 V_y 、 V_z ,同电源电压 V_a 、 V_b 、 V_c 共同作用限制故障短路电流 i_a 、 i_b 、 i_c 。

带耦合变压器的三相桥式固态限流器拓扑如图3-49所示。在系统正常运行时,开关管 VT_7 、 VT_8 同时导通使换流桥直流侧“短接”,从而使耦合变压器二次侧等效于短接状态,一次侧电压降等效为“零”,整个限流器对系统呈现“零”阻抗。负载侧发生短路时,令 VT_7 、 VT_8 有一个或两个关断,限流电感 L_d 通过耦合变压器自动串入系统,从而达到短路期间自动限制故障电流迅速上升的目的。通过合理控制 $VT_1 \sim VT_6$ 触发脉冲相位角,可以有效地控制故障电流的大小。由图3-49可知,不论电网主电路和系统电源采用何种接线方式,带耦合变压器三相固态限流器都可以方便地接入限流回路。

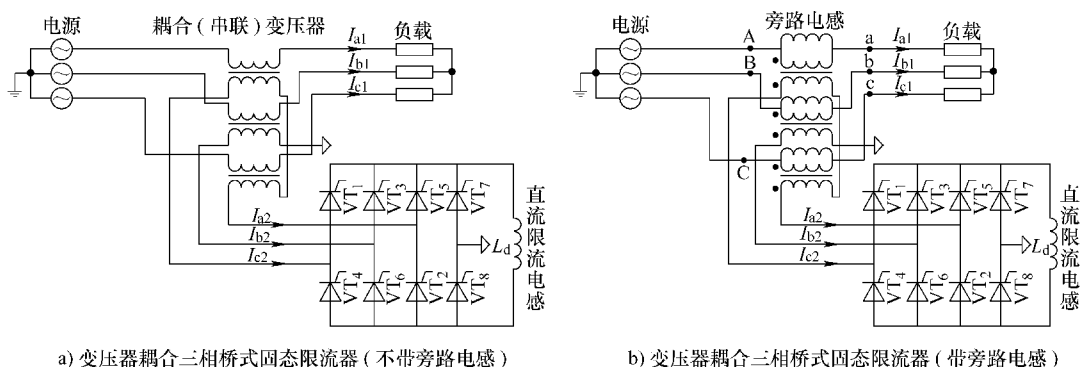


图3-49 三相桥式固态限流器原理拓扑

图3-49b中在耦合(串联)变压器一次绕组两端并接了一个旁路电感 L 。虽有了旁路电感 L ,但正常运行时由于 $VT_1 \sim VT_6$ 都有触发脉冲, VT_7 、 VT_8 又都处于通态,三相桥将直流电感 L_d 短接,使a、A两点间等效电感仍然是 $L_{aA} = 0$,限流器不影响系统供电;当故障时若 $VT_1 \sim VT_6$ 全部关断,由于 L_d 与交流系统完全断开,故使 $L_{aA} = L$ 。若故障期间 $VT_1 \sim VT_6$ 仍相控运行,则 L_d 折算到交流侧的等效电感 L_d' 是可控的,因而a、A两点间的等效限流电感 L_{aA} 为 L 与 L_d' 的并联电感 $L_{aA} = L L_d' / (L + L_d')$ 在 $0 \sim L$ 可控,可在一定范围内连续调控限流值。当然,由于增加了旁路限流电感,整个设备的体积也要大一些。此种结构综合了传统与新型固态限流器的特点,成为目前电力系统专业人士可以接受的设计方案,原理上它能够快速抑

制短路电流的上升和限制稳态短路电流到设定水平,同时也具有良好的故障隔离、网络保护等功能。但新型高压大容量的固态限流断路装置的实用化与推广应用,还需要解决一些实际问题:①目前所研制的新型固态限流器电压等级与容量(10kV/500A/2500A)远不能满足电力系统发展需要,需要进一步开发更高电压等级、更大容量新型固态限流器并使其小型化、实用化;②与已有自动控制装置和继电保护装置等的协调配合上网试验和应用中的安全、可靠性问题;③多个固态限流器之间以及与其他 FACTS 装置之间的协调配合与优化控制问题;④新型固态限流器控制纳入现有电网调度控制系统问题等。

3.7 储能系统中的电力电子变换器

3.7.1 储能系统的功能和类型

电力系统运行的特点是任何时刻电力系统发电设备生产的电能等于负载实时消费和电力系统损耗的电能。电力系统的负载用电量是时变的,如果装机容量按未来一定时期的最大负载设置,则在很长时间内发电设备投资利用率会很低;若装机容量不按最大负载设置,则负载满载或负载随时间增长后将缺电。“缺电”的确切定义是:电力系统负载在指令参数下(如额定电压、频率、有功功率、无功功率)运行时,若发电设备、输配电线路不能提供指令参数要求(如额定电压、频率)的负载有功和无功,则称之为“缺电”。电力系统稳态运行时,如果有功不足(有功不平衡)则系统频率会下降,无功不足,则系统电压下降,电力系统电能质量下降,影响甚至危害电力系统安全、经济运行。此外,电力系统中并网的风力发电机和太阳能光伏电站的发电功率也都是时变的,影响着电力系统有功功率的平衡和稳定运行。电力系统遭受扰动后的暂态中,即使很短时间的功率不平衡也有可能危害电力系统的安全运行。如果电力系统有储能设备,在负载低谷期,发电机仍高效的全额定功率运行,将多余的电能存在储能系统,在负载高峰期发电机全功率高效运行,储能设备也参与发电,与发电机共同承担高峰负载供电,则发电机的装机容量适当的情况下,既能经济地发电(发电机额定功率运行时效率高),又能平衡高峰与低谷用电期的功率需求,还节省了装机容量的投资。另一方面即使引入了储能能量不大的储能系统,在很短的时期里输出或吸收较大的功率,也能使电力系统在遭受扰动后的暂态期间,减少系统功率不平衡,确保电力系统的暂态稳定性。因此,在电力系统中增加一个具有能吸收和输出电能的储能环节,使原来发电-输配电-负载用电完全“刚性”的电力系统变成发电-输配电-负载用电“柔性化”电力系统,其安全、经济、高效、优质运行能力会得到显著提高。

在电力系统中可用作储能系统的有抽水储能、压缩空气储能、飞轮储能、蓄电池储能、超级电容器储能和超导线圈磁储能。

1) 抽水储能。利用水位位能抽水储能发电的基本原理已在本章 3.2 节中介绍。图 3-16 中抽水储能电站中功率的双向流动由大功率 AC/DC-DC/AC 变换器的控制实现。目前全球总共有 90GW 的抽水储能机组投入运行,约占全球总装机容量的 3%。抽水储能的最大特点是储存能量很大,因此适合于电力系统调峰和用作备用电源的长时间储能和供电。

2) 压缩空气储能。压缩空气储能常用于调峰用的燃气轮机发电机组。对于相同的发电功率,采用压缩空气的燃气轮机所消耗的燃气要比常规燃气轮机发电机少 40%,这是因为

常规燃气轮机在发电时大约需要消耗输入燃料的 60% 用于空气压缩, 而带压缩空气的燃气轮机则可利用电网负荷低谷时的廉价电能预先将空气压缩, 然后根据需要释放已压缩空气的动能(量), 再加上一些燃气进行发电。压缩空气可储存在合适的地下矿井或熔岩下的洞穴中。这种压缩空气储能系统于 1978 年已有一台 290MW 机组在德国建成, 另有一台 829MW 的机组美国 GE 公司正在兴建中。

3) 飞轮储能。飞轮储能系统大都是由一个圆柱形高速旋转质量块和通过磁悬浮轴承支撑的机构组成。采用磁悬浮轴承的目的是消除摩擦损耗, 提高系统的寿命。为了保证足够高的储能效率, 飞轮系统应该运行于真空度较高的环境中, 以减少风阻损耗。飞轮与电动机/发电机组相连, 通过电力电子变换器及控制系统调控飞轮转速, 实现储能装置与电网之间的功率交换。储存在飞轮中的电能 E 为 $E = J\omega^2/2$, 式中 J 和 ω 分别是飞轮的转动惯量和转动机械角速度。

飞轮储能的突出优点是几乎不需要运行维护, 设备寿命长, 具有优良的循环使用性能以及负载跟踪性能, 适用于那些在时间和容量方面介于短时储能应用和长时间储能应用之间的应用场合。

4) 蓄电池储能。近年来新型蓄电池如液流电池、钠流电池、动力锂电池等相继被开发成功并在电力系统中得到应用。普通铅酸电池作为储能电源的不间断电源设备(UPS)在电力系统中的应用已有几十年的运行历史了, 只是由于铅酸电池的储能密度小, 允许使用的充放电次数不很多, 充放电效率不很高, 电池的生产污染等问题而限制了其在大容量储能工况下的应用。

5) 超级电容器储能。超级电容器(Super Capacitor)也称为化学电容器, 或电化学双层电容器(Electric Double Layer Capacitor, EDLC)。与常规电容器相比, 超级电容器具有更高的介电常数、更大的表面积或者更高的耐压能力。例如, 陶瓷超级电容器具有相当高的耐压水平和绝缘强度, 它具有优良的充放电性能和大容量储能性能。因其功率密度大、质量轻、无污染、可多次充放电, 其存储的能量为 $E = CV^2/2$ 。现今高至数千法拉的电容量, 瞬时放电可达数千安培, 使用安全可靠, 适用温度范围也很宽。超级电容器在电动汽车, 混合燃料汽车, 通信、国防装备和消费性电子产品中都已应用。在电力系统中, 在电压跌落和瞬态闪变期间, 短时提供大功率和脉冲功率等应用领域都有巨大的应用价值和市场潜力。

6) 超导磁储能。载流线圈所具有的磁能 $E = LI^2/2$ 。为了增大电感 L 的储能, 必须制作庞大的线圈(L 大)承载极大的电流 I 。常温下线圈的损耗 I^2R 将使其储能效率很低而无实际使用价值。如果将载流线圈的温度降至接近绝对零度(-273°C), 则其电阻很小而成为超导线圈, 即使线圈的电流密度比常温下使用的电流密度高两个数量级, 其功耗发热也很少。将超导线圈短接时由于 R 很小, 电流也衰减很慢, 储存的能量可长期保存。当电网负荷用电功率小于发电机额定容量时, 发电机仍全额定功率(高效)运行, 除承担负载供电外, 剩余的发电功率经电力电子变换器变为直流电对超导线圈电感 L_{sc} 供电, 使其电流 I_{sc} 增大, 磁能 $E = L_{sc}I_{sc}^2/2$ 增大, 将电能变为磁能存储在超导线圈中。在电力系统高峰负荷期, 发电机额定功率不足以承担全部负载功率时, 控制电力电子变换器使超导线圈的磁能变为直流电能, 再经变流器逆变为交流电返回电网, 与发电机共同承担高峰负载。

3.7.2 超导储能系统

1. 超导储能系统结构和基本工作原理

图 3-50 所示为超导储能系统的基本结构。超导储能(Superconducting Magnetic Energy Store, SMES)的提出始于 20 世纪 70 年代初石油危机时期,当时只是企图利用 SMES 在一定的发电设备容量下,平衡电力系统高峰负载和低谷负载的供电,目的是满足高峰负载用电需求,低谷负载时发电机又满载运行,提高发电效率、节约能源。

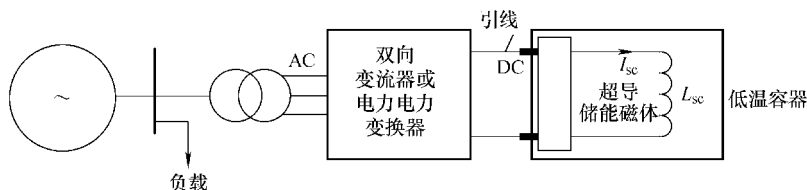


图 3-50 SMES 基本系统结构

从减少发电设备装机容量及其自身的成本考虑,由于电力系统容量已经很大,用于负载峰-谷期的 SMES 工作时间又长,SMES 的储能量要求很大,早期超导储能研究的重点在于力图设计开发出储能量在 $5000\text{MW} \cdot \text{h}$ 以上的超导电感线圈。以螺旋管结构超导线圈为例,储能量为 $5000\text{MW} \cdot \text{h}$ 的超导线圈直径大约为 1000m ,如此庞大的超导线圈不仅比当时的设计制造能力大几个数量级,而且比现在最大的超导线圈还大几十倍。因此,在 20 世纪 70、80 年代甚至 90 年代初,SMES 在人们心目中仍是一个可望而不可即的概念。

超导储能实用技术研究始于 20 世纪 90 年代初,超导储能所储存的是电磁能,其特点是利用电力电子变换器使电网和超导线圈之间电磁能量交换,向电网输出或从电网吸收的都是电磁功率。与其他形式的储能,如蓄电池储能、压缩空气储能、抽水储能(水位势能)和飞轮惯性动能储能(机械动能)等相比较超导储能有许多明显的优点:储能损耗极小,与交流电网之间的能量交换可以采用电力电子开关电路高效率的实现,能量转换效率高达 90% 以上(电池储能和抽水储能效率仅 70% ~ 75%),且响应速度可快至几个至几十毫秒。此外,超导储能装置还具有调控容易,建造不受地点限制,维护方便以及无污染等优点。

由于超导储能系统与电网的接口是一个双向电力电子变换器(见图 3-50),直流侧等效为一个可控的直流电源或直流负载,变流器的交流侧可输出或输入与电网频率同步的电压、电流且幅值、相位均可控的三相交流电,波形也可调控,它可与电网交换可控的有功和无功功率(功率大小、流向均可调控),因此 SMES 不仅可作为独立的有功和无功电源,或者有功、无功负载,还可作为带直流电源的多种类型的电力电子补偿控制器,即使其储能容量不是很大,也能显著地提高电力系统运行稳定性,改善电力系统电能质量。

SMES 系统的 AC-DC 功率变换和调节器一般有两种 AC-DC 主电路拓扑,图 3-51 所示为 GTO 电流源型变流器(Current Source Converter, CSC)和图 3-52 所示为 IGBT 电压源型变流器(Voltage Source Converter, VSC)。图中 CSC 和 VSC 均可使有功功率在电网和 SMES 线圈之间双向流动,双向变流器既可向电网输出无功又可从电网输入无功,并且有功、无功相互独立可控。为了减小 SMES 系统对电网造成的谐波污染,SMES 的 AC-DC 功率调节器的调控策略一般都采用脉宽调制(Pulse Width Modulation, PWM)技术,主电路则采用多个单元变流电路组合成多重化的变流系统。

对图 3-51 中的 6 个开关器件依序进行实时、适式的通、断控制,可以控制图 3-51 中电流源变流器向电网交流电源流出的电流 i_A 、 i_B 、 i_C 幅值和相对于电网电压 V_{sA} 、 V_{sB} 、 V_{sC} 的相位,因而能控制变流器从电网吸取或反送回电网的有功功率 P 和无功功率 Q 。当电力系统负

载功率较小时,可使电网流入变流器的有功功率 P 为正值,变流器将交流功率 P 整流为直流功率对超导线圈充电, I_{sc} 增大,将功率为 P 的交流电能变为磁能存储在超导线圈中。当电力系统负载功率超过发电机发电容量时可控制电网流入变流器的有功功率 P 为负值,则超导线圈向电网输出有功功率,这时变流器运行在逆变工况,将超导线圈的磁能从直流侧的直流电功率逆变为交流电功率送回电网。同样,图 3-52 所示的三相桥电压源型变流器,在高频整流工况运行时,将从电网取得的交流电功率 P 变为直流功率,再通过后级的直流斩波电路,用直流功率对超导线圈充磁,使 I_{sc} 加大,将电网输入的交流电能变为磁能存储起来。当变流器在逆变状态运行时,由斩波电路将超导线圈的磁能变为直流电能再经三相桥电压源变流器逆变为交流电返送回电网。

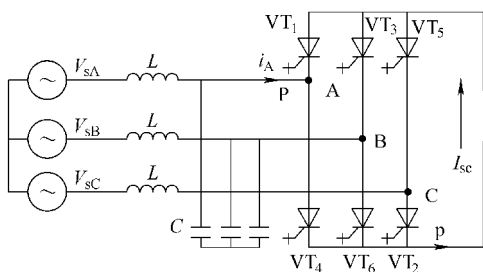


图 3-51 采用 GTO 的电流源型变流器(CSC)SMES 系统原理图

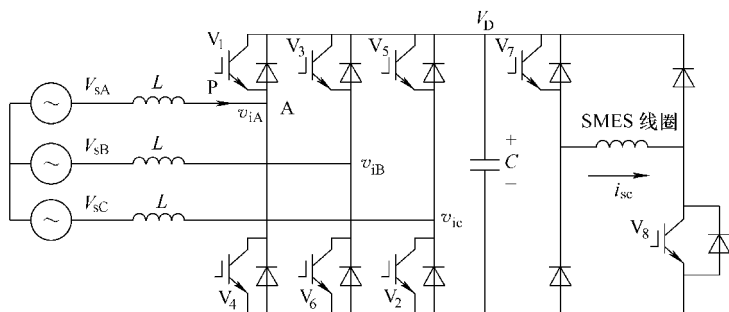


图 3-52 采用 IGBT 的电压源型 SMES 系统原理图

因此,无论是电流源型变流器还是电压源型变流器都可用于在电网和超导线圈之间交换有功功率,向电网发出或吸收可控的无功功率。

SMES 除了用于平衡大电力系统的高峰负载和低谷负载外,还可用于海岛供电系统。由于海岛与大陆联网造价高,一般用柴油发电机或用燃气轮机独立发电或用风力发电机、太阳能发电站独立发电,SMES 可参与平衡负载用电。SMES 还可用作太阳能发电系统、风力发电的储能环节,风力发电和太阳能发电的随机不稳定性输出给配电网带来的诸多问题都可通过与 SMES 并网运行得到较好的解决。在这类应用中,SMES 所需容量可大可小,一般都不需很大。

2. 电流源型 SMES 电力电子变换器

图 3-53a 示出了采用门极关断晶闸管 GTO 作为主开关器件的电流源型变流器 SMES 装置电路结构。它由电流源型变流器、超导磁体线圈和超导磁体保护器三部分组成,图中 VT_7 用于 I_{sc} 续流(短接超导线圈防止断路过电压), VT_8 、 R 提供放电支路,正常运行时 VT_7 、 VT_8 应关断。当三相桥变流器在整流工况运行时, $V_{PN} = V_P - V_N > 0$, P 点电位高于 N 点,交流电网向 SMES 供电,对超导线圈充电, $i_d = I_{sc}$ 上升,磁场储能增加,反之当三相桥变流器逆变工况运行时,电压 V_{PN} 反向, $V_{NP} = V_N - V_P < 0$, $V_N > V_P$, i_d 、 I_{sc} 方向不变,而超导线圈向三相变流器输出直流功率 $V_{NP} i_d = V_{NP} I_{sc}$, I_{sc} 减小,将磁能变电能返送回电网。图 3-53b 为电流源型 SMES 装置与电网系统的连接图,SMES 经升压变压器与电网相连,根据电网对功

率的需求, SMES 装置向电网输出或从电网输入与电网同步的且相位和幅值均可迅速调控的三相基频正弦波电流, 向电网输出或从电网输入数值可控的有功和无功功率。

图 3-53a 中 SMES 向电网输出的相电流可能是一个幅值为 I_m , 脉宽为 θ 的单脉波, 也可能是一个幅值为 I_m 的 PWM 电流脉波或 SPWM 脉波。由于采用 GTO 作开关器件, 开关频率一般不可能很高, SMES 的容量又较大, 通常一个 SMES 中都由多个三相或单相基本单元电路组合而成, 即使每个基本的单元电路的输出仅是单脉波, 但可通过多个单元电路的级联、多重化技术和适当的 LC 高频滤波电路, 也可使 SMES 中向电网输出的交流电流波形接近正弦波。

电网电压为 $v_{SA} = V_m \sin \omega_s t = \sqrt{2} V_s \sin \omega_s t$

$$v_{SB} = V_m \sin(\omega_s t - 120^\circ) = \sqrt{2} V_s \sin(\omega_s t - 120^\circ) \quad (3-67)$$

$$v_{SC} = V_m \sin(\omega_s t + 120^\circ) = \sqrt{2} V_s \sin(\omega_s t + 120^\circ)$$

如果 SMES 单元电路向电网输出的相电流 i_A 、 i_B 、 i_C 为幅值为 I_{sc} 、脉宽为 θ 的单脉波, 则相电流 i_A 、 i_B 、 i_C 的基波分量 i_{A1} 、 i_{B1} 、 i_{C1} 为:

$$\begin{aligned} i_{A1} &= \frac{4}{\pi} I_{sc} \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \sin(\omega_s t - \varphi_1) = \sqrt{2} I \sin(\omega_s t - \varphi_1) \\ i_{B1} &= \frac{4}{\pi} I_{sc} \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \sin(\omega_s t - \varphi_1 - 120^\circ) = \sqrt{2} I \sin(\omega_s t - \varphi_1 - 120^\circ) \\ i_{C1} &= \frac{4}{\pi} I_{sc} \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \sin(\omega_s t - \varphi_1 + 120^\circ) = \sqrt{2} I \sin(\omega_s t - \varphi_1 + 120^\circ) \end{aligned} \quad (3-68)$$

式中, φ_1 为输出电流基波 i_{A1} 滞后电网电压 v_{SA} 的相位角; I_{sc} 为 SMES 线圈电流; I 为基波电流 i_{A1} 的有效值, 即

$$I = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{sc} \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \quad (3-69)$$

图 3-53c 画出了三相桥电流源型变流器交流侧 A 相电压 v_A 、变流器向电网输出的 A 相基波电流 i_{A1} 以及变流器从 A 点输出的脉宽为 θ , 幅值为 I_{sc} 的方波电流 KCDP。

图 3-53a 和图 3-53c 中在 K 点开通 VT_1 时, I_{sc} 经由 VT_1 形成正值 $i_A = i_d = I_{sc}$, VT_1 的开通点 K 对 O 点触发延迟角为 α_1 , VT_1 导电 θ 角以后, 若在图中的 P 点关断 VT_1 , 则在 i_A 的正半周导电的 θ 期间 $i_A = I_{sc}$ 为方波 KCDP; 然后在负半周, 若在 J 点开通 VT_4 , 则 $-i_A$ 经 VT_4 流经超导线圈, 即 $i_A = -I_{sc}$, VT_4 导历时 θ 角后, 在 H 点关断 VT_4 , 负半周电流 $-i_A$ 为图中的 JEFH 波形。图 3-53c 中幅值为 I_{sc} 、脉宽为 θ 的单脉波电流 i_A (KCDP) 的基波 i_{A1} 的起点 B 较电网电压 v_A 的起点 O 滞后功率因数角 φ_1 , 图中方波 KCDP 的起点 K 的相位比 $\dot{V}_A$ 的零点 (起点) 滞后角是 α_1 。图 3-53c 中, 脉宽 θ 的中点为 E, $KE = EP = \theta/2$, 在 E 点处正弦基波电流 i_{A1} 有最大值, A 点处为 v_A 最大值, 则 $AE = OB = \varphi_1$, $KA = \theta/2 - \varphi_1$, $BK = BE - KE = 90^\circ - \theta/2$ 。

由图 3-53c 可知, VT_1 的开通延迟角为

$$\alpha_1 = OK = OA - KA = 90^\circ - \left(\frac{\theta}{2} - \varphi_1\right) = 90^\circ - \frac{\theta}{2} + \varphi_1 \quad (3-70A)$$

$$\varphi_1 = \alpha_1 + \frac{\theta}{2} - 90^\circ \quad (3-71)$$

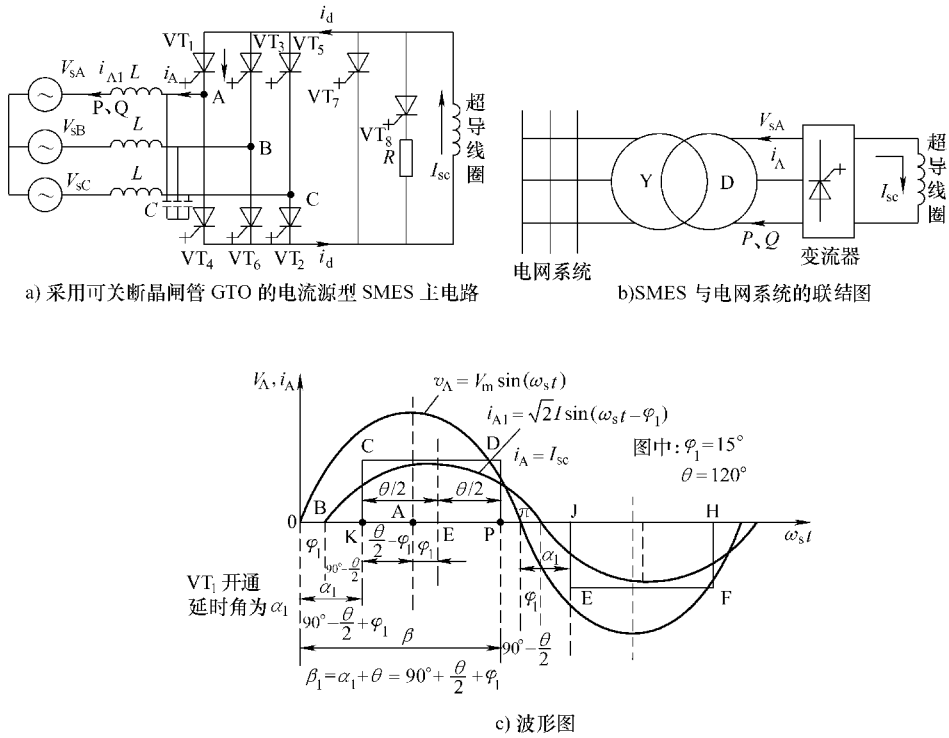


图 3-53 电流源型 SMES 基本电路结构波形图

在图 3-53c 中的 P 点关断 VT_1 ，关断角为

$$\beta_1 = \alpha_1 + \theta = 90^\circ + \theta/2 + \varphi_1 \quad (3-70B)$$

VT_4 的开通延时角为 $\alpha_4 = \alpha_1 + 180^\circ$ 。

VT_4 的关断角为 $\beta_4 = \alpha_4 + \theta = \alpha_1 + \theta + 180^\circ = \beta_1 + 180^\circ$ 。

因此，检测电网电压 v_A 的过零点，触发延时 $\alpha_1 (90^\circ - \theta/2 + \varphi_1)$ 后，在 K 点开通 A 相的开关管 VT_1 ，经历导电机 θ 角，在 P 点关断 VT_1 。只要从 VT_1 的开通和关断时间点推迟 180° 再去开通和关断 VT_4 ，即在 J 点和 H 点开通、关断 VT_4 ，则可得到基波电流 i_A 的负半波，由此即可由式 (3-68) 和式 (3-69) 得到基波幅值为 $\sqrt{2}I$ 、相位滞后 $\dot{V}_A \varphi_1$ 的 A 相基波电流 i_{A1} 。SMES 向电网输出的有功功率 P 和无功功率 Q 为

$$P = 3V_s I \cos \varphi_1 = \frac{6\sqrt{2}}{\pi} V_s I_{sc} \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \cos \varphi_1 = S_m \cos \varphi_1 \quad (3-72)$$

$$Q = 3V_s I \sin \varphi_1 = \frac{6\sqrt{2}}{\pi} V_s I_{sc} \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \sin \varphi_1 = S_m \sin \varphi_1 \quad (3-73)$$

式中，

$$S_m = \frac{6}{\pi} \sqrt{2} V_s I_{sc} \sin(\theta/2) \quad (3-74)$$

式 (3-72)、式 (3-73) 中， P 为正表示向电网输出有功功率， P 为负时表明电网向 SMES 输出有功功率。 Q 为正表示 SMES 向电网输出感性(滞后)无功功率(φ_1 为 SMES 输出电流 $\dot{I}$ 滞后电网电压 $\dot{V}_s$ 的相角)， Q 为负表明 SMES 向电网输出容性(超前)无功功率，或 SMES 从

电网输入感性(滞后)无功功率。由 $\varphi_1 = \alpha_1 + \theta/2 - 90^\circ$ 可知, 改变 GTO 延迟开通角 α_1 即可改变 φ_1 , 控制 SMES 向电网输出或从电网输入的有功功率及无功功率的大小。此外, 在 α_1 角一定时, 改变脉宽 θ 也可调控 P 、 Q 值, P 、 Q 还与超导线圈电流 I_{sc} 有关。

由式(3-72)、式(3-73)、式(3-70)可得到

$$\theta/2 = \arcsin \frac{\sqrt{P^2 + Q^2}}{\left(\frac{6\sqrt{2}}{\pi} V_s I_{sc}\right)} \quad (3-75)$$

功率因数角为

$$\varphi_1 = \arctan Q/P$$

G_1 的触发延迟角为

$$\alpha_1 = 90^\circ - \theta/2 + \varphi_1 = 90^\circ - \arcsin \frac{\sqrt{P^2 + Q^2}}{\left(\frac{6\sqrt{3}}{\pi} V_s I_{sc}\right)} + \arctan Q/P \quad (3-76A)$$

G_1 的关断角为

$$\beta_1 = \alpha_1 + \theta = 90^\circ + \theta/2 + \varphi_1 = 90^\circ + \arcsin \frac{\sqrt{P^2 + Q^2}}{\frac{6\sqrt{3}}{\pi} V_s I_{sc}} + \arctan Q/P \quad (3-76B)$$

图 3-53a 中 VT_1 、 VT_2 、 VT_3 、 VT_4 、 VT_5 、 VT_6 、 VT_1 的开通和关断角依序滞后(相差) 60° 。已知运行要求的指令值 P^* 、 Q^* , 按所需的触发延迟角 α 、关断角 β 依序开通、关断 6 个 GTO, 即可使实际运行的 P 、 Q 跟踪指令值: $P = P^*$ 、 $Q = Q^*$ 。

当 SMES 装置与电网之间交换有功功率时, 超导线圈的电流 I_{sc} 和磁能 $E = L_{sc} I_{sc}^2/2$ 将发生变化, 由于超导线圈中存储的磁能有限, SMES 装置不可能长时间地放电, 但却能在短期快速地提供巨大的功率与电网交换、适应电网短时快响应大功率变化的需求, 所以储能容量不大的 SMES 也既能适合于无功功率的调控, 又适宜周期性脉动或振荡的有功功率调节。

在图 3-53a 中当 I_{sc} 减小时, 超导线圈两端的电势为

$$E_{sc} = -L_{sc} dI_{sc}/dt \quad (3-77)$$

超导线圈输出的功率为 $P_{sc} = I_{sc} E_{sc} = -I_{sc} L_{sc} dI_{sc}/dt$, 忽略变流器损耗, 超导线圈输出的功率 P_{sc} 应与 SMES 向电网输出的功率 P 相等, 即 $P = P_{sc}$, 由此得到

$$|P| = I_{sc} L_{sc} |dI_{sc}/dt| \quad (3-78)$$

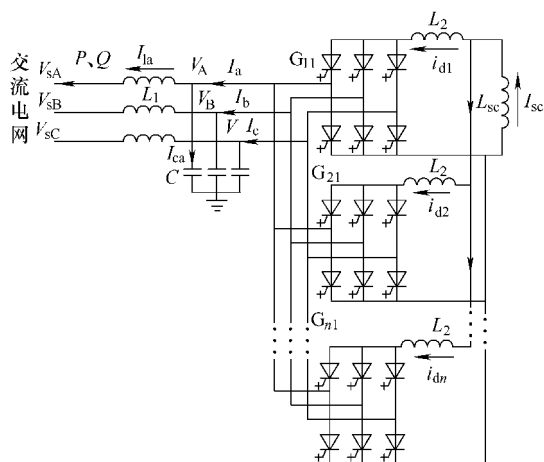
$|dI_{sc}/dt|$ 越大, 则 $|P|$ 也越大。

超导磁体在超导状态下, 由于超导材料本身性能的限制, 超导磁体存在一个定值的临界磁场、临界电流、临界温度以及 I_{sc} 上升时的临界励磁速度或 I_{sc} 下降时临界的退磁速度的上限, 如果超过上限值, 磁体将会失去其超导性能, 这就使得超导磁体运行中 SMES 与电网交换的输出或输入有功功率 P 有一个极限值, 若超导线圈的额定电流为 I^* , 额定励磁速度为 $|di/dt|^*$, 则 SMES 装置与电网交换的最大功率应限于:

$$P_{\max} \leq I^* L_{sc} |di/dt|^* \quad (3-79)$$

利用 SMES 装置调节电网的有功与无功功率, 除要求 SMES 装置除具有较大的功率容量之外还要求有较低的交流输出电压谐波。对于较大容量的 SMES 变流器来讲, 目前电流源型变流器大多选用 GTO 作开关器件, GTO 器件的开关损耗较大, 为了减小开关损耗并确保器

件的安全运行, GTO 的工作频率通常都选在 300Hz 以下, 所以对变流器输出谐波的抑制还不能单纯地依靠 PWM 方法。变流器多重化和低频 PWM 技术相结合是扩大装置功率容量和减小谐波的一个有效技术途径。图 3-54 示出了一种采用 GTO 作开关器件的电流源型 SMES 装置多重化电路结构, 图中 V_{sA} 、 V_{sB} 和 V_{sC} 为电网三相电压, SMES 装置与电网之间等效串联电感为 L_1 , 超导磁体的电感为 L_{sc} , 整个 SMES 装置由 m 个并联的移相 PWM 控制的三相桥式电流源型变流器 G_{11} 、 G_{21} 、 $\dots$ 、 G_{n1} 组成, 每个变流器的直流侧串有平波、均流电感 L_2 , L_2 的使用

图 3-54 m 重化电流型 SMES 装置主电路

便于控制各个变流器的均流运行, 使每个变流器承担 I_{sc}/N 超导线圈电流。若 SMES 装置总的有功和无功指令为 P^* 和 Q^* , 则对每一个变流器的功率指令都是 P^*/N 、 Q^*/N 。将各个单元变流器中各个开关的开通, 关断相位依序设置一个合适的移相角, 使各个单元变流器的输出电流错开一个移相角, 可使叠加形成的输出电流基波成倍增大, 而低次谐波相互抵消。这种移相、多重化 PWM 技术已经被广泛应用到实际变流装置并获得了良好的效果。

3. 电压源型 SMES 电力电子变换器

图 3-55 示出了电压源型 SMES 电路结构图和其控制原理框图。图中 V_{sA} 为电网电压, V_{rA} 为变流器交流侧电压, L 为输出电感, $X = \omega L$, C 不大, 仅对高次谐波起作用。图中采用 IG-BT 的三相桥式电压型 AC $\leftrightarrow$ DC 双向变流器, 经过 LC 滤波器接交流电网, 直流侧接一个电容, 再经一个两象限 (L_{sc} 的两端电压 V_{EF} 可正、可负, 电流 I_{sc} 方向不变, V_D 的极性(方向)不变, I_D 可正可负) DC-DC 电压变换器 VT_7 (VD_7)、 VT_8 (VD_8) 接超导线圈 L_{sc} 。

1) 当交流电网负载不足、发电机有功功率过剩时, 令三相桥式电压型变流器工作在高频率整流工作情况, 其输出的直流电压 $V_{PN} = V_D$ (电容 C 电压) 为正值, $V_P > V_N$ 。三相变流器从交流电网输入交流电能, 整流成直流电能, 这时 DC-DC 变换器在一个开关周期 T_s 的 T_{on} ($T_{on} = DT_s$, D 为占空比) 期间, 令 VT_7 、 VT_8 导通, 直流电压 V_D 加在超导线圈上, 电流 i_D 对超导线圈供电, $v_{EF} = V_D$, 超导线圈电流 I_{sc} 和储能增加。在 DC-DC 变换器一个开关周期 T_s 的剩余时间 $T_{off} = T_s - T_{on} = (1 - D)T_s$ 期间, 令 VT_7 阻断, 仅 VT_8 导通, 超导线圈电流 I_{sc} 经 VT_8 、 VD_7 续流, 超导线圈端电压 v_{EF} 为零。在 DC-DC 变换器一个开关周期 T_s 中, L_{sc} 两端直流平均电压 $V_{EF} = (T_{on}/T_s)V_D = DV_D$, 超导线圈输入的功率平均值为 $P_{DC} = V_{EF}I_{sc}$, 这时电网向三相桥变流器输出交流有功功率, 三相桥工作在整流状态, DC-DC 变换器和超导线圈接收直流功率, 图 3-55 中 V_{PN} 为正值, i_D 为正值。如果忽略各开关器件和电感、电容功率损耗, 超导线圈电感很大以致其电流 I_{sc} 在一个开关周期 T_s 中的脉动可忽略不计, i_D 的直流平均值为 I_D , 则变流器从交流电网输入的交流功率 P_{AC} 应等于三相桥式变流器整流输出的直流功率 $V_D I_D$, 交流电网输出的交流功率 P_{AC} 应等于超导线圈接收的直流功率 P_{DC} , 即

$$P_{AC} = V_D I_D = I_{sc} V_{EF} = I_{sc} V_D T_{on}/T_s = D I_{sc} V_D = P_{DC} \quad (3-80)$$

VT_7 、 VT_8 同时导电的占空比为

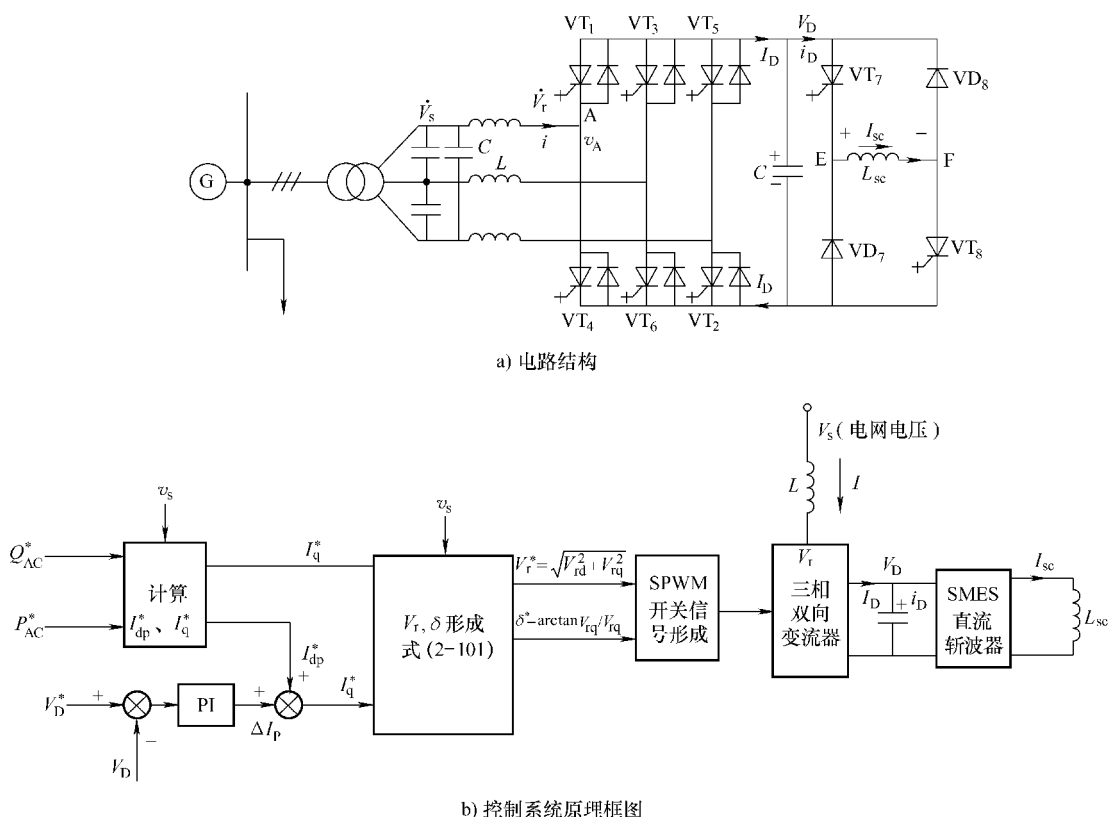


图 3-55 电压源型超导磁体储能系统的电力电子变换电路

$$D = T_{\text{on}}/T_s = P_{\text{AC}}/V_D I_{\text{sc}} \quad (3-81)$$

$$I_D = P_{\text{AC}}/V_D = P_{\text{DC}}/V_D = D I_{\text{sc}} \quad (3-82)$$

在 V_D 一定时, 根据所要求的从交流电网输入功率指令值 P_{AC}^* 和检测到的实际 I_{sc} , 由式 (3-81) 即可确定 DC-DC 变换器开关器件 VT_7 、 VT_8 同时导通的占空比 D , 形成 DC-DC 变换器 VT_7 、 VT_8 的 PWM 驱动信号, 使交流电网输入功率为指令值, 超导线圈增加磁能储存。这时, 三相桥变流器处于整流状态。在图 3-55b 所示控制系统框图中, 根据所要求输入交流有功功率指令值 P_{AC}^* 和无功功率指令值 Q_{AC}^* 的大小, 以及交流电源电压 $\dot{V}_s$ 的大小, 首先计算出无功电流指令 $I_q^* = Q_{\text{AC}}^*/V_s$ 和有功电流指令 $I_{\text{dp}}^* = P_{\text{AC}}^*/V_s$ 。为了使系统在一定得直流电压指令 V_D^* 下稳定运行, 图 3-55b 中设置了直流电压 V_D 闭环反馈控制环, 将差值 $\Delta V_D = V_D^* - V_D$ 经 PI 调节器后输出的 ΔI_p 与 I_{dp}^* 相加, 得到三相变流器有功电流指令值 I_d^* , 再由式 (2-101) 求得三相变流器输出指令值 V_r^* 的有功分量 V_{rd}^* 和无功分量 V_{rq}^* , 再求出三相桥变流器所应输出的交流电压指令值 $\dot{V}_r$ 的幅值 V_r^* 和 $\dot{V}_r$ 与 $\dot{V}_s$ 之间的相位角 δ^* 。按 SPWM 控制原理, 确定三相桥式变流器六个开关器件 $\text{VT}_1 \sim \text{VT}_6$ 的驱动信号或按空间电压矢量 SVPWM 控制原理对 6 个开关器件进行通断控制, 使交流侧产生三相交流电压矢量 $\dot{V}_r$, $\dot{V}_r$ 与电源电压 $\dot{V}_s$ 之差形成交流电流 $\dot{i}$, $\dot{V}_s$ 与 $\dot{i}$ 形成的功率跟踪指令值 P_{AC}^* 、 Q_{AC}^* 。

2) 当交流电网负载过大, 发电机有功功率不够时, 应使三相桥式电压型变流器工作在

逆变状态,向交流电网输出有功功率。这时 DC-DC 变换器将超导线圈的磁能变为直流电能,再经三相桥逆变器变为交流电,向交流电网输出有功功率。超导线圈输出功率时,其磁能减少,其电流 I_{sc} 方向不变但数值减小, dI_{sc}/dt 为负值,使 $V_{EF} = V_E - V_F$ 变为负值。 $V_{FE} = V_F - V_E > 0$ 为正值,这时三相桥电压源变流器应在逆变工况运行,将直流功率 $V_D | I_D |$ 变为交流功率返回电网。由于电容 C 两端电压 V_D 方向不变,这时直流电流 $i_D (I_D)$ 方向为负。在整个开关周期 T_s 中 VT_7 都应阻断,对 VT_8 进行 PWM 控制。在一个开关周期 T_s 中的 $T'_{on} = D'T_s$ ($D' = T'_{on}/T_s$) 期间, VT_7 阻断令 VT_8 导通,超导线圈电流 I_{sc} 经 VT_8 、 VD_7 续流, $v_{EF} = 0$, 在一个开关周期 T_s 随后的剩余时期 $T'_{off} = T_s - T'_{on} = (1 - D')T_s$ 期间,令 VT_7 、 VT_8 都不导通,超导线圈电流 I_{sc} 经 VD_8 、 VD_7 输出电流(图 3-55 中 i_D 、 I_D 反向),这时超导线圈端电压 $V_{FE} = V_D$ 。所以在一个开关周期 T_s 中,超导线圈两端的平均直流电压 $V_{FE} = (1 - D')T_s V_D / T_s = (1 - D')V_D$,超导线圈的平均输出功率为

$$P_{DC} = V_{FE} I_{sc} = (1 - D') V_D I_{sc} = P_{AC} \quad (3-83)$$

$$D' = 1 - P_{AC} / V_D I_{sc} \quad (3-84)$$

根据一定的 V_D 值和检测到的 I_{sc} ,即可由交流电网所需的功率 P_{AC} 按式(3-84)确定占空比 D' ,确定 VT_8 导通的 PWM 驱动信号(VT_7 在整个周期 T_s 中都被阻断)。同时也可由交流电网所需的 P_{AC} 和 Q_{AC} 以及交流电源电压 V_s 的大小,由图 3-55b 得到三相桥逆变器所应输出的电压 $\dot{V}_r$ 和相位角 δ 的指令值,再按 SPWM 控制原理确定逆变器的 6 个开关器件的驱动信号或按空间电压矢量 SVPWM 控制原理对 6 个开关器件进行通断控制。因此,只要根据交流功率 P_{AC}^* 、 Q_{AC}^* 、直流电压指令值 V_D^* 以及超导线圈电流检测值 I_{sc} ,对三相桥变换器和 DC-DC 变换器进行实时、适式地协调控制,就能使图 3-58 的 SMES 装置与电网之间实现有功和无功功率双向传送。

由于 SMES 中变流功率很大,其中的电压源型 AC $\rightleftharpoons$ DC 双向变流器要扩大容量、提高电压,但既不希望变流器的开关频率过高,又要求输出电压波形好(谐波含量少),为此,通常也采用多重化移相 AC $\rightleftharpoons$ DC 电压源型组合变流器。电压源型 SMES 变流系统中的 DC-DC 双向两象限斩波器,也常采用多重化直流斩波器。图 3-56 示出了一个 N 重化移相斩波器电路原理图。图中在直流侧电容 C 与超导线圈 L_{sc} 之间接有 1、2、 $\dots$ 、 N 个移相的两象限斩波电路。图中第一个斩波器 VT_{17} 、 VD_{17} 、 VT_{18} 、 VD_{18} 在 P_1 、 N_1 端经均流电感 L_1 与超导线圈 L_{sc} 相连,输出电流 i_1 ,第 N 个斩波器 VT_{N7} 、 VD_{N7} 、 VT_{N8} 、 VD_{N8} 在 P_N 、 N_N 端经均流电感 L_n 与超导线圈 L_{sc} 相连,输出电流 i_N 。第一、第二 $\dots$ 第 N 个斩波器的驱动信号依序有一个相移角,因而 i_1 、 i_2 、 $\dots$ 、 i_N 波形相同,但依序有一个相移角,由于图中总的直流电流等于 i_1 、 i_2 、 $\dots$ 、 i_N 之和,而 i_1 、 i_2 、 $\dots$ 、 i_N 的波形依序有一个适当的相移角,因此电流、电压 i_D 、 i_{DC} 、 V_D 的脉动频率成倍增大,脉动量减小,这就可使斩波器在不太高的开关频率下工作,又显著地稳定了 V_D 的数值,改善了电压源变流器交流端电压波形和系统的运行特性。

20 世纪末,美国曾设计了一个 5000MW $\cdot$ h 的 SMES 装置,它由 10 个 100MW 的变流器组成,10 个 100MW 的变流器共同将电网和超导线圈连接起来(总容量 1000MW),每个 100MW 的变流器又由移相多重化的变流单元构成。表 3-1 给出了该 SMES 装置的设计参数,图 3-57 画出了该变流系统的示意图。5 个 100MW 的变流器并联运行对串联的线圈 1、2 供电,另 5 个 100MW 的变流器并联对串联的线圈 3、4 供电。每个变流器电压范围从 2.5kV 到 8.33kV,电流从 12kA 到 40kA。图 3-57 中每个 100MW 的变流器都由一个 12 相 GTO 变流器

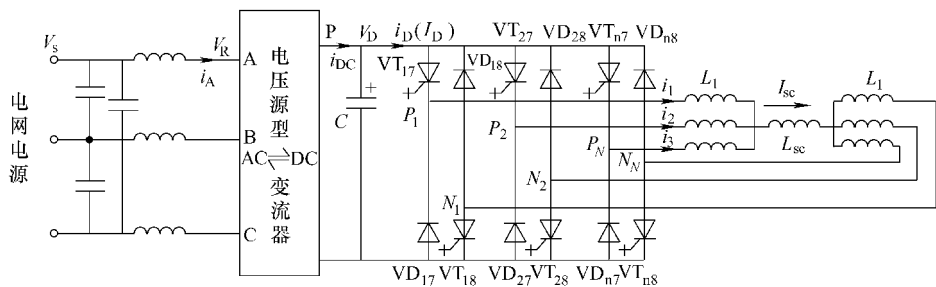


图 3-56 N 重化移相两象限斩波器电路原理图

和一个带抽头的变压器构成，带抽头的变压器在线圈增磁时（AC-DC 整流变换）调高 12 相变换器的交流输入电压，在线圈减磁时（DC-AC 逆变变换）调低 12 相变换器的交流输出电压。每个 12 相变流器由两个并联连接的三相桥变流器组成，通过一个 Y-Y/D 联结的三相三绕组变压器供电（类似图 4-7a 结构），两个三相桥的 Y、D 绕组电压有 $60^\circ/2 = 30^\circ$ 的相移，构成 12 相变流器。

电压源型和电流源型变换器用于 SMES 时各有优缺点，由于超导线圈是个大电感， I_{sc} 在工作时一个开关周期中可认为是恒定的，因此 SMES 中采用电流源型 AC-DC 变流器似为可取，但高压、大容量、多重化的电压源型变流器控制技术更为成熟，而且成本也较低，运行也可靠，许多专业人士也同样看好电压源型变流器在 SMES 中的应用。

表 3-1 5 000MW · h SMES 装置设计参数

最大储能	5500MW · h
最小储能	500MW · h
最大功率	1000MW
最大电压	16. 7kV
最小电压	5. 0kV
最大电流	200kA
最小电流	60kA
线圈电感	990H
线圈直径	2000m
线圈高度	19m
最大磁场	6. 69T

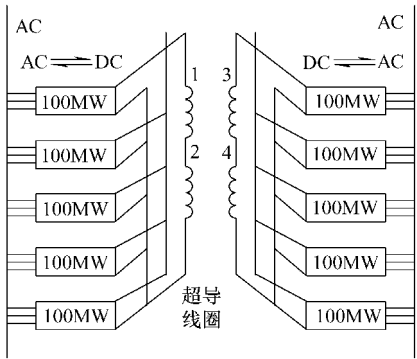


图 3-57 线圈层和变流器模块示意图

4. 中小型储能的 SMES 应用功能

一个 5000MW · h 的 SMES 装置，若用于每天的电力系统负载功率平衡，假若每天用电高峰和低谷的时间各为 8h，则 SMES 与电网间交换的有功功率也不可能超过 625MW，这对一个实际的百万千瓦容量的电力系统需求也并不充裕。而一个 5000MW · h 的 SMES 能用于实际电力系统的运行，可能还要经历一段相当长的研发阶段，因为 20 世纪 90 年代设计和计划的有些大容量 SMES 项目，至今由于各种原因似已停顿。

20 世纪 90 年代后，随着电力系统及电力市场化趋势的不断发展及用户对电力质量要求的提高，人们迫切需要开发出电力传输及分配的能量管理系统，以保证电力系统运行的稳定性、可靠性及供电质量。超导储能系统以其能快速吸收和释放能量的功能，不再被看成是电力系统长时间段（如日、夜间）发电、用电功率平衡单纯的能量存储装置，它被人们赋予能量管理系统中一个全新的角色，这时的 SMES 系统更确切的说是超导能量管理系统（Super-

conducting Energy Management System, SEMS), 如果仅从保证供电质量和系统稳定性功能考虑, 而不要求满足很长时段电力系统功率平衡功能, 则对 SMES 的容量要求就小得多, 只要开发容量不很大的 SMES 装置。

作为能量管理系统, 超导储能装置既可用于提高电网的稳定性和可靠性, 又可用于改善工业用户的电力质量。用于提高电网的稳定性和可靠性的中型 SMES 系统的储能量一般为兆瓦时($\text{MW} \cdot \text{h}$)数量级, 这意味着 SMES 在技术及市场可行性方面朝前迈进了一大步, 而用于改善工业用户的电力质量的储能量为兆焦(MJ)数量级的小型或微型超导储能(Micro-SMES)系统现在已经开始进入市场。这种中小型储能的 SMES 应用功能是:

(1) 在柔性交流输电系统中应用 SMES 提高电力系统稳定性

由于 SMES 系统对有功和无功功率需求的响应速度很快, 它具有以较小的储能量能短时输出大功率的特点。在电网出现瞬态故障时, SMES 系统可迅速反应, 通过对功率的大量吸收或释放, 在较短的扰动期阶段给电网提供电压及频率的强力支持, 以保证电网的动态稳定性。对于发电机的突然故障, SMES 的迅速响应可以避免电网的频率失控。SMES 系统在改善电网稳定性方面的作用还包括无功补偿、抑制次同步振荡、补偿电压波动和支撑负载电压等。以美国 Babcock&Wilcox 公司 1997 年开发成功的 $0.5 \text{ MW} \cdot \text{h}/40 \text{ MW}$ 超导储能装置为例, 该装置的功能包括在发电机发生故障时输出有功功率, 对系统的频率提供支持, 阻尼传输线的振荡, 无功补偿以支撑系统电压。除此之外, 该装置还可以不间断地提供 30 Mvar 的无功功率、 10 MW 的自动发电控制以及 6 MVA 的持续时间不超过 20 s 的系统稳定支持。

(2) 在柔性电力系统中应用 SMES 改善用户电能质量

工业生产过程自动化的持续发展使得越来越多的用户对供电的质量提出更高的要求, 低劣的电力质量会干扰生产过程、造成生产系统误操作甚至使生产中断。

世界各国, 每年由于电力质量问题给用户所造成的经济损失巨大。对于一个工业用户来说, 一年中经历 20 次引起生产中断的电力故障是常有的事情, 而在所有的电力故障中, 持续时间 $1 \sim 2 \text{ s}$ 的电压扰动所占的比例高达 80% 左右。这样的电压扰动给那些高度自动化的工业生产过程带来非常大的危害, 造成的经济损失十分严重。电力系统的谐波, 过量的无功功率及不平衡负载也给电力系统的安全、经济、高效和优质运行带来严重危害。

1988 年 N. G. Hingorani 提出了基于电力电子技术应用的用户供电电力电子技术(Custom Power Electronics)。这是一个用于改善配电系统的新技术, 世界各国电力界都对此给予极大地重视和关注。小型或微型超导磁体储能系统是用户电力电子技术应用方案的一个重要单元。SMES 作为直流蓄能设备, 它与相应的变流器结合可以作为敏感负载和智能化办公大楼的不间断电源; 它与动态电压恢复器(DVR)配合, 可以减少或消除短时停电(outage)、电压瞬时突降(sag)、谐波、瞬态脉冲(impulse)或瞬态过电压(swell)等干扰对用户侧的冲击; 与静态同步无功补偿器(STATCOM)配合, 还可以有效地在低耗下控制二次侧的无功功率和有功功率, 同时还能起到有源滤波器的作用, 而且其快速的能量补偿功能还可以减少用户中的冲击负荷对配电网的不良影响。中小型超导储能还可以用来补偿大型电动机起动及焊机、电弧炉、机械大锤、轧钢机等冲击性负载所引起的电网电压闪变。

3.7.3 电池储能系统

现今用于电力系统储能的蓄电池, 是铅酸电池、液流电池、钠硫(NaS)电池和动力锂电

池。

1) 铅酸电池。技术成熟,成本也低。但传统铅酸电池寿命较短,为提高其充放电循环使用寿命,近年来研制的长循环寿命阀控式铅酸电池,改进极板工艺和充放电使用条件,仅在 70%~80% 放电容量后,再监控恒流、恒压充电,循环寿命也可达 3000 次以上,放电效率可高达 87%。

2) 液流电池。又称为液流氧化还原电池(Flow Redox Cell 或 Redox Flow Cell),是 1974 年才研制的一种新电池。具有较高的比能密度、较高的效率、较长的寿命,安全、可靠、成本也不很高,是一种极有发展前途的新型电池。英国国防部正在试验将多硫化钠/液流蓄电池系统作为潜艇主电源。与潜艇现在的铅酸电池相比较成本也不高,维护要求低,充电状态容易控制,充电时没有酸雾,寿命长。英国 2002 年已有 120MW·h,最大输出功率 15MW 的液流蓄电池站投入示范运行。美国 2004 年也兴建了世界上第二座 120MW·h/12MW 的液流电池站,耗资 2500 万美元,用于密西西比州哥伦比亚空军基地提供非正常时期 24h 电力供应。丹麦也在沿海风电站兴建类似的蓄电池储能系统。日本在北海道 30MW 风电场使用全钒液流电池(Vanadium Redox Battery, VRB)也兴建了 4MW/1.5h(6MW·h)的全世界最大的全钒液流电池储能系统。

3) 钠硫(NaS)电池。具有较高的储能效率(约 89%),有很强的输出脉冲功率的能力,这一特性使钠硫电池可以同时用于电能质量调节(功率、电压短时大幅度波动补偿)和日、夜间负荷削峰填谷调节两种目的,从而提高电站整体设备的经济性。在日本,目前采用钠硫电池的储能示范工程已有 30 多处,用于 8h 的日负荷峰谷调节。英国一个 15MW/120MW·h 的钠流电池储能电站也将建成。

4) 动力锂电池。与铅酸电池、液流电池、钠硫电池相比较,动力锂电池优点是储能密度高($300 \sim 400 \text{ kW} \cdot \text{h}/\text{m}^3$)储能效率高(接近 100%),使用寿命长(每次放电不超过额定储能能量的 80% 时,循环充放电寿命也可达到 3000~4000 次以上),但至今价格太贵。尽管在近几年内锂电池已经占有小型移动设备电源市场份额的 50%,但大容量锂电池,生产成本仍很高,现在用作电力系统储能电站,经济上还不占优势,尚无电力系统的工程应用实例。

图 3-58 是一个含有风电(功率 P_w)、光伏电站(功率 P_{Li})和主发电机(功率 P_G)的电力系统,设置了额定功率为 P_B (kW)的蓄电池,在系统实时的发电能力($P_G + P_w + P_{Li}$)小于实时负荷($P_1 + P_2 + P_3$)(例如白天高峰负荷时)时,令储能系统的变流器作逆变器运行将电池放电的功率 P_B 逆变后向电网发送交流电 $P_B = V_B I_B$ 。在系统的发电能力(图中 $P_G + P_v + P_L$)大于实时负荷($P_1 + P_2 + P_3$)(例如在夜间)时,令储能系统中的变流器作整流器运行,将电网多余的电能经整流后给图中电池充电(图 3-58 中 I_B 、 P_B 反向)。储能系统在夜间负荷低谷期电价较低时从电网买电储能,在日间负荷高峰期向电网送电,高价向电网卖电,靠电价时差在不满十年时间里所获得收益就可能收回储能电站的投资。而电力系统由于储能电站能快速的实现功率的双向流动和控制,满足了电力系统功率的动态平衡要求,确保了负载突变和/或风电、光伏发电功率突变时,或主发电机 G 故障时电力系统的功率平衡和动态稳定,储能系统在电力系统一天 24h 中的削峰填谷功能又可减小主发电机组 G 的总装机容量。

图 3-60a 给出了由三相桥变流器构成的电池储能系统,图 3-60b~d 分别为忽略电阻 R 时的基波电压、电流等效电路和相量图,图中 V_B 、 I_B 为电池电压和输出电流, V_2 为电网相

电压。图中电池储能变流器输出基波电压 $\dot{V}_1 = \dot{V}_2 + jIX$, $X = \omega L_1$, L 为等效电感(变压器漏感和输出滤波电感), C 为滤波及补偿电容。取 d 轴在电网电压 $\dot{V}_2$ 方向上, q 轴超前 d 轴 90° , $\dot{V}_2$ 的 d 轴分量 $V_{2d} = V_2$, q 轴分量 $V_{2q} = 0$, i_d 为与 $\dot{V}_2$ 同方向的有功电流(i_p), i_q 为与 $\dot{V}_2$ 正交的无功电流, 由式(2-63)、式(2-64) $\dot{V}_1$ 的 d 、 q 轴分量为

$$V_{1d} = L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + V_{2d} = L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + V_2 \quad (3-85A)$$

$$V_{1q} = L \frac{di_q}{dt} + \omega Li_d + V_{2q} = L \frac{di_q}{dt} + \omega Li_d \quad (3-85B)$$

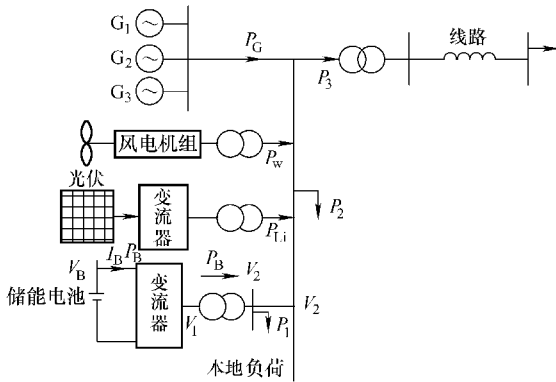


图 3-58 再生能源电站、电池储能电站联合运行

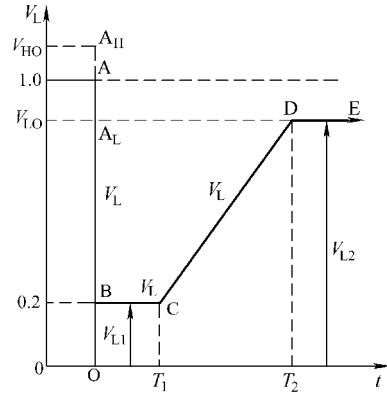


图 3-59 变流器低压穿越电压特性

由式(2-90), 变流器向电网输出的有功功率

$$P = \frac{3}{2}(V_{2d}i_d + V_{2q}i_q) = \frac{3}{2}V_2i_d \quad (3-86A)$$

变流器向电网输出的感性无功功率

$$Q = \frac{3}{2}(V_{2q}i_d - V_{2d}i_q) = -\frac{3}{2}V_2i_q \quad (3-86B)$$

图 3-60e 给出了一种基于 d 、 q 坐标系电压方程式(3-85A)、式(3-85B)的控制系统原理框图。储能电站变流器应能实现以下功能:

1) 电池放电、变流器在电网给定的有功和无功输出指令 P^* 、 Q^* 下逆变运行(见图 3-60c)。在图 3-60e 中, 检测电网电压 V_2 , 由功率指令 P^* 、 Q^* 得到有功、无功电流指令 i_d^* 、 i_q^* (图 3-60a 中若 C 为无功补偿电容, 指令电流 i_q 中应考虑 i_c)再与实测值 i_d 、 i_q 比较(由实测值 i_A 、 i_B 、 i_C 经 A 、 B 、 C/d 、 q 变换得到 i_d 、 i_q)后, 送至 i_d 、 i_q 电流调节器, 其输出取作 Ldi_d/dt 、 Ldi_q/dt , 再按电压方程式(3-85A)、式(3-85B)与 V_2 、 $-\omega Li_q$ 、 $+\omega Li_d$ 合成, 得到变流器输出电压 $\dot{V}_1$ 的指令值 V_{1d}^* 、 V_{1q}^* , 再经 V_1^* 、 δ^* 形成电路得到 V_1^* 、 δ^* , 即 $V_1^* = \sqrt{V_{1d}^{*2} + V_{1q}^{*2}}$, $\delta^* = \arctan V_{1q}^*/V_{1d}^*$ 。 V_1^* 再经参考波形形成电路和驱动信号形成电路, 产生三相桥 6 个开关管的驱动信号 $V_{G1,2,3,4,5,6}$, 使变流器输出电压 $\dot{V}_1$ 跟着指令值 $\dot{V}_1^*$, 从而使输出功率 P 、 Q 跟踪指令值 P^* 、 Q^* 。

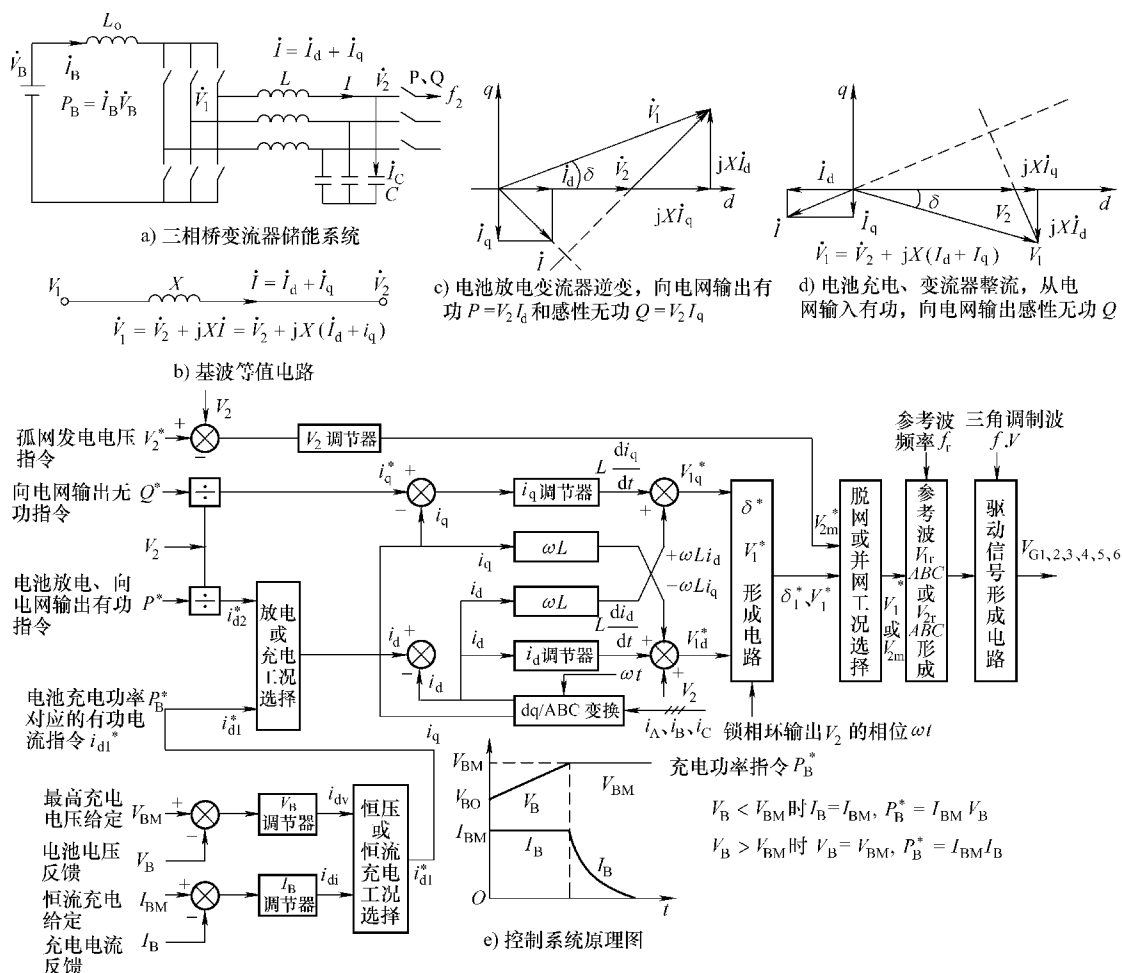


图 3-60 电池储能系统及控制系统原理图

2) 电池充电，变流器在整流工况下运行，从电网输入有功功率 P 供电池充电。变流器在电池所需的直流充电功率 P_B^* 下整流运行。这时图 3-60a 中 I_B 反向、 P 反向为负值。电池放电后再次开始充电时，其电压 V_{B0} 小于额定值，初始充电按恒流 I_{BM} 充电，通过电流 I_B 调节器闭环控制实现恒流 $I_B = I_{BM}$ 充电。在恒流充电过往中，电池电压 V_B 从 V_{B0} 逐渐上升，当 V_B 达到指令最高充电电压（一般为浮充电压） V_{BM} 时，充电模式改为由 V_B 电压调节器闭环控制的恒压 $V_B = V_{BM}$ 充电。这时 $V_B = V_{BM}$ ，而充电电流 I_B 则从 I_{BM} 逐渐减小，直到 $V_B = V_{BM}$ 时的电池自放电相平衡的小电流。 $V_B < V_{BM}$ 恒流充电时，充电功率指令 $P_B^* = I_{BM} V_B$ ；当 $V_B = V_{BM}$ 恒压充电时，充电功率指令值 $P_B^* = V_{BM} I_B$ 。图 3-60e 中 V_B 调节器和 I_B 调节器的输出是与 P_B^* 对应的有功电流 i_{dv} 、 i_{di} ，经恒压、恒流工况选择后输出电池充电所需的变流器电流指令 i_{d1}^* ，再经放电、充电选择电路输出变流器整流运行（电流充电）时的指令电流 i_d^* （这时 i_d^* 为负值），再与电网无功功率指令 Q^* 所对应的 i_q^* ，共同形成 $\dot{V}_1^*$ ，产生 6 个驱动信号，使 $\dot{V}_1$ 跟踪 $\dot{V}_1^*$ ， P 跟踪 P_B^* ， Q 跟踪 Q^* 。

3) 电网异常或短路故障时，储能系统变流器低压穿越运行。为提高电网运行的可靠性，

储能系统中的变流器与风电、光伏电站中的变流器一样,都不应在电网故障、电压深度降低时立即脱网“孤岛”运行,而是希望变流器此时仍接在故障电网中,在电网深度低压 V_L 下仍坚持并网,变流器应能安全地在异常的低电压下向电网输出一定的无功,支撑电网电压,甚至输出、输入一定的有功功率抑制功率振荡,经历故障低电压运行时段而不受损坏(称为具有低压穿越能力)。图 3-59 示出了电网故障、电网电压 V_L 深度降低时,要求变流器具有的低压穿越能力的电压-时间特性,图中纵坐标电压 V_L 为电网故障低电压相对值(额定电压为 1.0),横坐标为时间 t ,在 $t=0$ 时电网电压突降为 V_{L1} ,从 A 点(或 A_H 、 A_L 点)降到 B 点,故障后从 $t=0$ 到 T_1 期间 $V_L = V_{L1}$ 。从 C 点到 D 点、在 $t=T_1$ 到 T_2 期间, V_L 从 C 点 V_{L1} 上升到 B 点 V_{L2} 。图 3-58 中当变流器并网节点电压 $V_2(t)$ 处在图 3-59 中 BCDE 线段上方区域时,变流器必须并接在电网在低压继续下运行,故障时仅在电网电压 $V_2(t)$ 处在图 3-51 中线段 BCDE 以下区域的电压-时间点时才允许变流器脱网“孤岛”运行,图 3-59 中 V_{H0} 、 V_{L0} 为电网正常最高、最低电压, V_{L1} 为变流器必须承受的电压下限, T_1 是变流器必须能承受低压 V_{L1} 的时间, T_2 是电网回升到 V_{L2} 的时间,作为电池储能系统的规范可能要求 $V_{L1} = 0.2$, $T_1 = 1\text{s}$ 。 $T_2 = 3\text{s}$, $V_{L2} = 0.9$ 或 0.8 。在实际系统的运行中, V_{L1} 、 T_1 、 T_2 、 V_{L2} 的确定涉及许多因素,如变流器和所在局部电网配电系统容量、结构、故障保护、故障切除时间、重化闸时间等因素。

4) 孤网运行。当电网故障、变流器脱网运行时,变流器应在额定频率 f_R 和额定指令输出电压 $V_2^* = V_{2R}$ 下运行,并对图 3-58 中的本地负荷供电。这时,图 3-60e 中,将实测的输出电压 V_2 与其指令值 V_2^* 比较后送入 V_2 调节器,其输出作为变流器脱网运行时对本地负荷供电的电压指令 V_{2m}^* 。脱网或并网工况选择器选择 V_{2m} ,产生六个开关管的驱动信号,使变流器在额定电压 V_{2R} 、额定 f_R 下对本地负荷独立供电。当电网恢复正常运行后,首先应使孤网运行的变流器的频率 f_R 跟踪电网实时频率 f_2 ,并令变流器输出电压从 $\dot{V}_{2m}^*$ 改为实时跟踪电网电压 $\dot{V}_2$,在变流器频率、电压大小和电压相位与电网电压 $\dot{V}_2$ 完全相同时,方可将变流器投入电网,此后即可在电网输出功率指令 P^* 、 Q^* 下,电池放电,变流器逆变运行或在电池充电功率 P_B 对应的有功电流指令下,变流器整流运行,从电网输入有功功率,同时也可按电网无功功率指令 Q^* 向电网输出无功功率 $Q = Q^*$ 。

图 3-60e 控制系统原理框图没有涉及运行参数的限幅、运行工况的保护、监控、告警等相关环节,也没有涉及变流器与电网调度控制中心之间的数据传送与通信,在实际系统运行中,这些都是必不可少的重要环节。

第 4 章 高压直流（HVDC）输电系统

4.1 直流输电系统结构和优缺点

4.1.1 直流输电系统的结构

在远离负荷中心地区的燃料产地建设大容量的火力发电厂或者在水力资源丰富的边远地区建造大型水电站，都必须解决远距离输送大容量电能的问题。输电线的输送能力正比于电压的二次方，输电电压提高一倍，输送功率将增大四倍。此外，线路传输功率 P 一定时，电压升高一倍，线路电流减小一倍，线路导线截面积可小一倍。线路投资和功耗 ($I^2R = P^2R/V^2$) 都可能显著减少。输送每千瓦·时 (kW·h) 电能的成本都会显著下降。因此，采用高压、超高压输电在经济上是合理的。不仅如此，提高线路的电压等级也能显著地提高电力系统并联运行的稳定性。高压输电线路在电力系统中的主要功能是

- 1) 将远距离的大容量电厂接于强大的电力系统；
- 2) 向没有或不宜建设大容量电厂的负荷集中地区供电；
- 3) 连接两个不同步运行甚至频率不同的电力系统，在它们之间交换有功功率。

因此，建设高压输电线路和组成联合电力系统能够改善电力系统供电区域内动力资源的利用，从而提高电力系统的经济效益。

电能传输既可采用交流输电，也可采用直流输电。

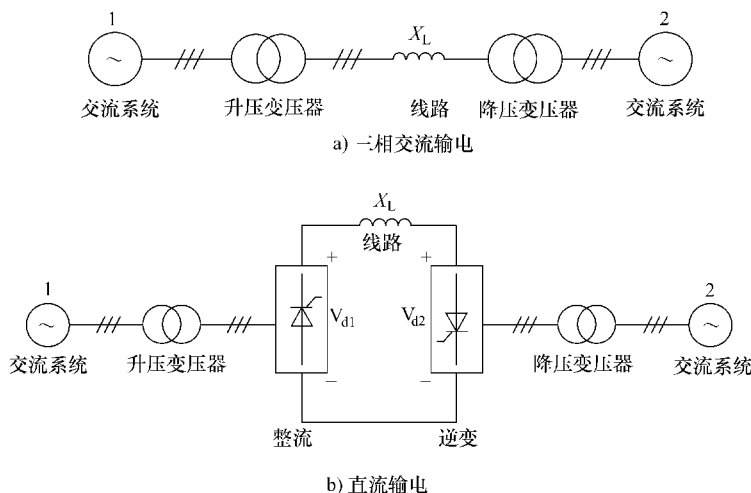


图 4-1 两种输电系统

1) 高压交流输电：现今大型发电机都是三相交流同步发电机，交流发电机输出的交流电经升压变压器升压后，从输电线路首端 (或送端) 经高压输电线路送至线路末端 (或受端)，再由降压变压器降压后对负荷配电、供电，如图 4-1a 所示。自 1891 年世界上第一条

15.2kV、175km 的安芬-法兰克福三相交流输电线投入运行以来, 高压输电技术发展的特点是不断提高线路电压、输送能力和距离。目前已投入运行的交流输电线路的最高电压已达 1000kV, 一些国家正在研究或兴建 1000kV 以上的特高压交流输电线路。我国的第一条交流 330kV 输电线于 1972 年投入运行, 第一条交流 500kV 线路于 1981 年投入运行。三相交流高压输电至今仍是电力系统主要的高压输电方式。

2) 高压直流输电: 直流输电是将发电厂发出的交流电经升压后, 由输电线路首端(送端)的换流器(换流器又称为变流器或整流器)将交流电变为直流电, 通过直流线路送到线路末端(受端), 再经换流器(逆变器)变成交流电, 供给线路末端(受端)的交流系统如图 4-1b 所示。需要改变输电方向时, 只要让两端的换流器互换工作状态即可。换流设备是直流输电系统最关键的元件。早期, 换流器大多采用汞弧阀即充气管汞弧整流(逆变)器。如世界上最早的直流输电是 1954 年瑞典由哥特兰岛至本土的工业性直流输电线(20MW, 100kV, 96km), 以及 1962~1965 年的伏尔加格勒-顿巴斯工程(720MW, $\pm 400\text{kV}$, 470km)。自 20 世纪 70 年代以来, 新建的直流输电工程已普遍应用固态晶闸管换流元件。如 1978 年的莫桑比克赞比河与南非约翰内斯堡直流输电工程(1920MW, $\pm 533\text{kV}$, 1360km)和 1986 年伊泰普工程(两个双级 DC $\pm 600\text{kV}$, 每级内 4 个 12 脉波水冷阀换流器, 6000MW)。我国第一个 $\pm 500\text{kV}$ 直流输电线路(葛南工程 $\pm 500\text{kV}$, 1200MW, 1045km)于 1989 年投入运行。现在已有许多交流 500kV 和直流 $\pm 500\text{kV}$ 、3000MW、860~1225km 的输电线路投入运行, 2010 年 $\pm 800\text{kV}$ 的直流输电工程也已投入运行。由于直流输电自身固有的优点, 随着高压大功率电力半导体开关管器件的发展和价格的不断下降, 直流输电正得到越来越多的应用。

在图 4-1b 中, 若无线路电抗 X_L , 两个反并联的变流器设置在同一场所, 它们之间仅有一个平波电抗器, 则可构成一个不同频率、不必同步运行的交流异步背靠背(Back to Back)连接点, 在两个甚至异步运行的交流系统之间交换有功功率。

目前世界上已投入运行的直流输电系统绝大多数是两端送电。两端直流送电系统的主电路有多种结构, 其中使用较多的是如图 4-2 所示的四种方式。

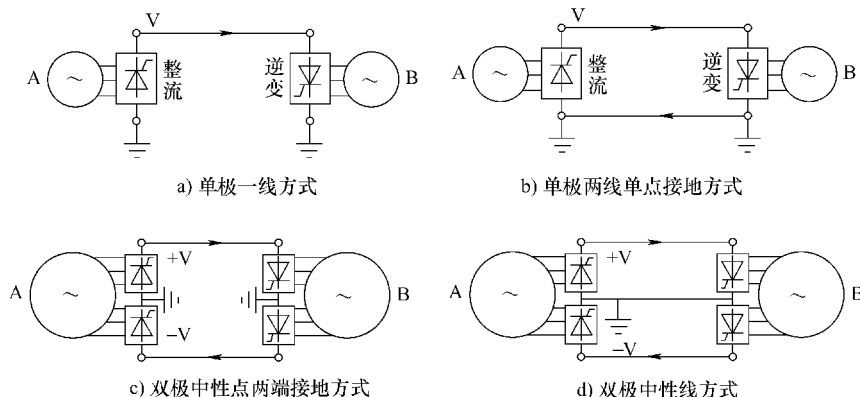


图 4-2 两端直流送电方式

(1) 单极一线方式

单极一线方式是用一根架空导线或电缆以大地或海水作回路组成送电系统。由于线路导线根数少, 所以送电是很经济的。但是, 输电电流要经过大地或海水, 因此要注意接地电极的材料、埋置方法和地下埋置物的腐蚀, 以及对通信线、航海磁罗盘的影响。通常用正极接

地的情况较多,采用这种方式的有哥特兰岛、康梯-斯堪、撒丁岛等工程。

(2) 单极两线单点接地方式

这种方式是将导线中的任何一根在一侧换流站进行单点接地。单点接地后,电流对地不构成回路,然而却将某一线的电位钳制到零,因此绝缘设计就简单了。虽然接地点电位等于零,但是强大的负荷电流在流过导线时,仍要产生不小的电压降,所以需要考虑适当的绝缘强度。这种方式大多用于无法采用大地或海水作回路以及过渡方案等。日本北海道-本州的直流联络线在第一阶段和第二阶段就采用了这种接线方式。

(3) 双极中性点两端接地方式

这种方式是将整流站和逆变站的中性点均接地,双极对地的电压为 $+V$ 和 $-V$ 。从理论上来说,正常时接地点没有电流流过,但在实际上,由于变压器的阻抗和换流器相控角不平衡,总有百分之几的不平衡电流自接地回路流过。一线故障时,可以利用健全极和大地作回路,输送 $1/2$ 的功率。但是,如果要作较长时间运行时,就要考虑电腐蚀及对通信线影响等问题。

采用这种接线的工程很多,如伏尔加格勒-顿巴斯、美国太平洋沿岸联络线等工程。

(4) 双极中性线方式

正、负两根导线和原来一样,但是把两端的中性点用中性线连接,并在整流侧或逆变侧任何一方接地。这种方式在一线故障时,能够用健全极继续输送 $1/2$ 的功率。同时没有电腐蚀,也不会对船舶航行、通信线产生影响,这是它的优点。如果中性线比较短的话,投资也不会增加太多,但与双极中性点两端接地方式相比不够经济。日本的北海道-本州工程在最终阶段时采用了这种接线方案。

图 4-3 所示是我国目前使用较多的双极中性点两端接地方式高压直流输电系统电路结构示意图。输电线直流电压为 $\pm 500\text{kV}$, 电流 3000A , 输电功率 300 万 kW 。图中输电线首端发电机供电的两组三绕组变压器升压输出 220kV 交流电压经两组三相相控整流器分别产生正极 ($+V$) 和负极 ($-V$) 两组 500kV 直流电, 输电线路末端的两组三绕组降压变压器的一次侧分别接两组三相相控有源逆变器, 两个降压变压器的二次侧接线路末端的交流电力系统, 线路两端直流电压在中性点 O 处接地。相控整流器和相控有源逆变器运行时相控角 α 、 β 都不为零, 因此无论线路首端或线路末端都需要无功功率, 因而需要装设无功补偿装置(如电容器)。此外, 晶闸管相控整流和有源逆变都会使交流线路电流中含有电流谐波, 因此在交流侧应设置无功补偿和交流滤波器, 同时相控整流和有源逆变又使直流电压中含有电压谐波, 因此线路首、末两端都需要设置滤波器以确保供电质量。系统中为了测量、保护和控制, 还设有电压互感器(PT)、电流互感器(CT)。

为了提高直流电压和改善相控整流、有源逆变的电流、电压波形, 实际系统中的整流器、逆变器都不是三相 6 脉波电路, 而是由两个三相桥串联而成的 12 脉波电路。图 4-3 中的升压、降压变压器各有两套相差 30° 的三相绕组分别接到两个三相桥式电路[一套绕组 Y (星形)联结, 一套绕组 D (三角形)联结]。两个三相桥输出的直流电压串联成正极电压 ($+V$) 或负极电压 ($-V$)。这时交流电源电流中就不存在 5 次和 7 次谐波, 仅含有 $12k \pm 1$ 次电流谐波($k=1, 2, 3, \dots$), 而直流电压中也只含有 $12k$ 次电压谐波(12、24、36 次高次谐波), 从而大大减轻了交、直流滤波器的重量、体积和造价。

如果图 4-3 中每个三相桥中的阀(开关管)由 100 个 7.2kV 、 3000A 晶闸管串联组成一个

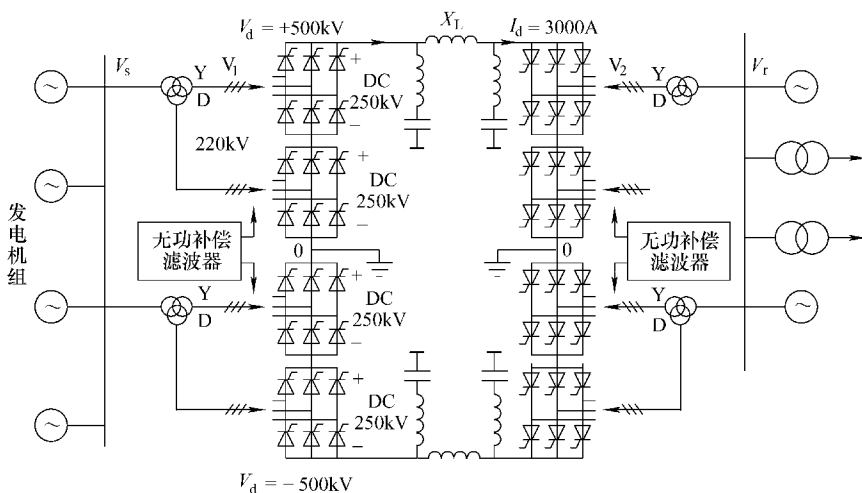


图 4-3 双极中性点两端接地方式高压直流输电系统回路结构示意图

阀，总共有 48 个阀。每个阀都有均压、缓冲、触发、监控、通信、水冷设备。每个阀承受电压峰值均为 $\sqrt{2} \times 220\text{kV} = 310\text{kV}$ ，每个 7.2kV 器件承受 3.1kV 电压。晶闸管电压安全系数为 $7.2/3.1 = 2.3$ 。额定电流 3kA 的晶闸管能承受 $1.57 \times 3000\text{A} = 4.7\text{kA}$ ，流过晶闸管的电流是 120° 脉宽方波电流，其有效值为 $\sqrt{3}\text{kA}/\sqrt{3} = 1730\text{A}$ ，故晶闸管电流安全系数为 $4.7/1.73 = 2.7$ 倍。3kA 电流的输电功率 $P_d = 1000\text{kV} \times 3\text{kA} = 300$ 万 kW。

直流输电是一项新技术，在一定条件下，它具有很大的技术经济效益。我国幅员广阔，西南地区水力资源丰富，此外沿海岛屿星罗棋布，有不少场合都适宜采用直流输电。

4.1.2 直流输电系统的优缺点

采用直流输电主要有以下优点：

(1) 线路造价低，运行费用也较低

以下从架空输电线和电缆输电线两类应用进行比较。

对于架空输电线，交流输电线路要用三根导线，而直流输电线路只要用两根导线，当采用大地或海水作回路时，甚至只要一根导线即可。若每根导线电流密度和导线截面都相等，线路绝缘水平也相等（若交流线电压 V 的峰值为 $\sqrt{2}V = V_{\text{DC}}$ ）时，三根线的交流线路输送

的功率 $P_{\text{AC}}(\sqrt{3}VI)$ 仅比两根线的直流输电系统多 22% ($P_{\text{AC}} = \sqrt{3}VI = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}\sqrt{2}VI = \sqrt{1.5}V_{\text{DC}}I =$

$1.22P_{\text{DC}}$)，但三根线比两根线的投资多 50%。因此，在输送相同功率的条件下，直流输电省一根导线就可节省大量有色金属、钢材、绝缘子等物力与人力。换句话说，如果输电线路建设费用相等，则直流输送的功率可为交流输送功率的 1.22 倍 ($1.5/\sqrt{1.5} = 1.22$)。

直流架空输电线仅使用两根导线组成回路，因此在导线上电阻功率损耗较交流输电为小。同时，它没有感抗和容抗，线路上也就没有无功损耗，它也没有集肤效应，导线的截面能得到充分利用。另外，直流架空线路由于具有“空间电荷效应”，它的电晕损耗和无线电干扰都比交流线路小。这样，不但在初始投资，而且在年运行费用上，直流架空输电线都比交流架空输电线经济。

对于电缆,直流电缆比交流电缆的造价在同样电压等级下要低许多。绝缘介质的直流强度远高于交流强度。对于通常的油浸纸电缆,直流的允许工作电压比交流允许工作电压高3倍,例如交流35kV的电缆就可以用于直流100kV左右。因此,直流电缆输电的投资比交流输电要小得多。

(2) 采用直流易于实现地下或海底电缆输电

如果交流线路每公里串联的等值电感为 L ,并联等值电容为 C ,线路运行电压为 V ,电流为 I ,则每公里线路产生的无功功率为 $Q_C = \omega CV^2$ 。电容 C 的容性无功功率 Q_C 会使线路电压升高。每千米线路消耗的无功功率为 $Q_L = \omega LI^2$,电感 L 的感性无功功率 Q_L 会使线路电压降低。如果产生的无功功率正好等于消耗的无功功率(即 $\omega CV^2 = \omega LI^2$),则 $V/I = \sqrt{L/C} = Z_s$,输出功率 $P = VI = V^2/Z_s$ (自然功率)。上式中 Z_s 称为波阻抗,由这个阻抗计算出来的功率 V^2/Z_s 称为自然功率,即当 $Q_C = Q_L$ 时,输电线输电功率等于自然功率,这时输电线受端电压近似等于送端电压。如果线路输送的功率大于自然功率,线路消耗的无功功率就大于线路产生的无功功率,受端的电压将低于送端的电压,反之,则接受端电压就会高于发送端的电压,这就是所谓“费兰弟效应”。

由于实际电缆的波阻抗 Z_s 约为 $15 \sim 25\Omega$,要比架空线($300 \sim 400\Omega$)小十几倍,所以它的自然功率就要比架空线大十几倍。但为了避免电缆芯线过热,电缆输送的功率总是远低于自然功率。因此,采用电缆交流输电时,线路消耗的无功功率小于线路产生的无功功率,使受端电压远高于送端,所以,采用交流输电时,为了能正常运行,只有沿电缆线路定距离安装并联电抗器来加以补偿,才能抑制线路受端或中间电压的过分升高,但这对海底电缆是办不到的。如果采用直流输电,敷设海底直流电缆,不存在交流输电时的 Q_C 、 Q_L 和波阻抗问题,因而也就不存在线路沿线电压升高而需装设感性无功补偿的问题。

(3) 没有系统稳定问题

在交流电力系统中,所有连接在电力系统中的同步发电机都要保持同步运行。而所谓系统稳定,就是指在系统受到扰动后(不管这种扰动是大是小)所有互连的同步发电机具有保持同步运行的能力。由于交流输电线路具有电抗,输送的功率有一定的极限。当系统受到某种扰动后,就有可能使线路上的输送功率超过其极限允许值,这时连接在电力系统中的发电机失去同步,导致系统的瓦解。为了保证系统正常运行,必须使输送功率限制在“动态稳定”的极限以下,最低限度也必须满足“静态稳定”的要求。

线路输送功率的特性,可用下式表示

$$P = \frac{E_1 E_2}{X_L} \sin \delta_{12} = P_M \sin \delta_{12} \quad (4-1)$$

式中, E_1 、 E_2 分别是电力系统中发电机的电动势; X_L 是线路、发电机、变压器的等效电抗; δ_{12} 是两电势的相角差;静态稳定极限功率为

$$P_M = E_1 E_2 / X_L \quad (4-2)$$

线路越长, X_L 越大,稳定运行的极限功率也就越小。为了提高稳定极限,必须采取一定的措施,例如使用串联电容器补偿线路电抗,但这就不可避免地增加了投资。

如果采用直流输电线,由于直流线路没有电抗,所以不存在上述的稳定问题。因而,直流输电就不受距离的限制,同时它还可以用于连接两个不同频率的交流电力系统。

(4) 限制短路电流

如果用交流输电线连接第二个交流系统,当交流输电线发生短路事故时,两个交流电源同时向短路点送出短路电流,将使短路点电流增大,有时会增大到超过原有断路器的遮断容量,这就要更新大量设备。然而用一条直流线路来连接两个交流系统时,直流系统可采用“定电流控制”,从而快速地把短路电流限制在额定电流左右,即使在暂态过程也不超过2倍额定值。直流线路这种限制短路电流的功能,对于两个大系统的连接具有很大的实用意义。

(5) 调节快速,运行可靠

直流输电通过晶闸管换流器能简易地快速调控有功功率和实现“潮流翻转”(功率流动方向的改变),这不仅在正常运行时能保证稳定的输出,而且在事故情况下,可由健全正常的交流系统对另一端事故系统进行紧急支援;或者在交、直流线路并列运行时,当交流线路发生短路,可短暂增大直流输送功率以减少发电机转子加速,因而能确保运行稳定性,提高系统的运行可靠性。

例如,当交、直流输电系统有一端连接在一起并列运行(见图4-4a)或两端都分别连接在一起并联运行(见图4-4b)时,就可以利用直流系统来提高交流系统的运行稳定性。当交流系统受到扰动出现原动机功率和发电机功率不平衡时,可以迅速调节直流线路的功率来改善交流系统的功率平衡。通过适当选择直流功率的调节方式,还可以增强交流系统的阻尼作用,有效地抑制振荡。

如果采用双极型的直流输电,一根导线是正极,另一根是负极,中性点接地(见图4-2c、图4-2d)。在正常时中性点没有电流通过,当一根导线发生故障时,另一根导线即能以大地作回路,继续输送一半的功率,这样也提高了供电运行的可靠性。

直流输电也存在以下缺点:

1) 换流装置造价较贵。直流线路比交流线路便宜,但直流系统的换流站则比交流变电所的造价贵很多。就整个输电工程来看,当线路达到一定长度时,直流线路所节约的投资才能抵偿换流站所增加的投资。这个长度称为交、直流输电的经济等价距离,如图4-5所示。对于给定的输送容量,当输电距离超过等价距离时,采用直流输电才比较经济。根据国际大电网会议的统计资料,当输送功率为540~2160MW时,架空线路的等价距离为640~960km。最近二十年间,随着电力电子开关器件价格的持续下降,输电线路的经济等价距离也在逐渐下降,如图4-5所示。

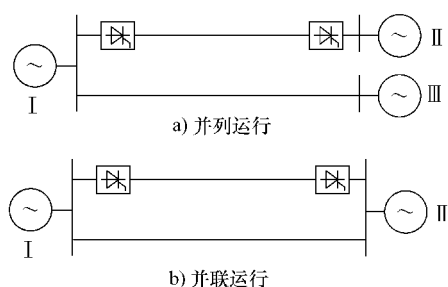


图4-4 交、直流输电系统的并列运行和并联运行

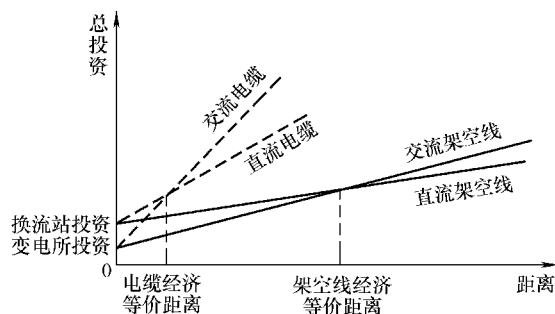


图4-5 直流和交流输电投资和输电距离的关系

2) 采用半控型开关晶闸管的换流装置在运行中需要消耗无功功率, 为了向换流装置提供无功功率, 必需装设无功补偿设备。无功补偿设备的容量取决于实际运行时的相控角, 一般情况下可能达到直流功率的 50%, 逆变侧的逆变角 β 比整流侧的触发延迟角 α 要大些, 所消耗的无功功率也要大些。

3) 变流系统会产生电压谐波和电流谐波。晶闸管相控整流和有源逆变换流器在直流侧和交流侧将产生直流谐波电压和交流谐波电流, 从而使电容器和发电机过热, 使换流器的控制不稳定, 对通信系统产生干扰。为了限制这些谐波并降低其不良影响, 一般都在交流侧安装调谐滤波器。这种滤波器由电容、电感、电阻串并联组成, 其中电容能兼作无功补偿。对于直流架空线路, 在直流侧有时也需要装设滤波器。

4) 缺乏直流开关。由于直流不存在电压过零点, 以致熄弧比较困难。尽管已试制成功中、小容量的直流断路器, 但大功率高压直流开关制造技术目前尚未成熟到可供使用。目前把换流器的控制脉冲信号闭锁, 能起到部分开关功能的作用, 但在多端供电时, 就不能单独切断事故线路, 而要切断整个线路。

根据以上分析, 直流输电适用范围包括:

- ① 长距离、大功率的电力输送;
- ② 采用海底电缆隔海输送电力, 或用地下电缆向负荷密度很高的大城市中心供电;
- ③ 用于限制互联交流系统的短路容量;
- ④ 两大交流电力系统联络线或不同频率的两个交流电网的连接;
- ⑤ 新能源, 如海岛风电场向大陆输电。

传统交流输电所存在的功角稳定运行问题、潮流控制问题, 以及无功和电压稳定问题, 除改用直流输电外, 现在也都可通过在传统交流输电系统中采用各类电力电子补偿控制器得到解决。引入了各种电力电子补偿控制器的交流输电系统将具有极强的可控性, 也可以实现交流输电的安全、经济、高效、优质运行, 这种交流输电系统被称为柔性交流输电系统 (Flexible Alternating Current Transmission System, FACTS)。

4.2 高压直流输电系统中的相控整流和有源逆变电路特性

4.2.1 三相桥式 6 脉波相控整流和有源逆变

图 4-6a 和图 4-6c 分别为三相桥式相控整流和有源逆变电路, 图 4-6b 和图 4-6d 分别为两种工况时的相量图。本书第 2 章中图 2-10、图 2-12 和图 2-13 分别示出晶闸管触发延迟角 $\alpha < 90^\circ$ 时相控整流和 $\alpha > 90^\circ$ 时有源逆变的直流电压 v_d 和交流电流 i_a 波形。若交流电源线电压有效值为 V_1 , 交流电源内电感为 L_1 , 电源角频率 $\omega = 2\pi f = 2\pi/T_s$ (T_s 为交流电源周期), 触发延迟角为 α , 则直流电压 v_d 的平均值 (直流分量) V_D 为

$$V_D = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} V_1 \cos \alpha - \frac{3}{\pi} \omega L_1 I_d = V_{d01} \cos \alpha - \frac{3}{\pi} \omega L_1 I_d \quad (4-3A)$$

在三相桥式整流电路中每个电源周期 T_s 中, $VT_1 \sim VT_6$ 个开关依序每个开关通、断一次, v_d 就脉动一次。因此, 在一个电源周期 T_s 中, v_d 脉动 6 次, 故称之为 6 脉波直流电压。 v_d 中除直流分量 V_D 外还有 $n = 6k$ 次 ($k = 1, 2, 3 \dots, n = 6, 12, 18 \dots$) 电压谐波, $n = 6k$ 次谐

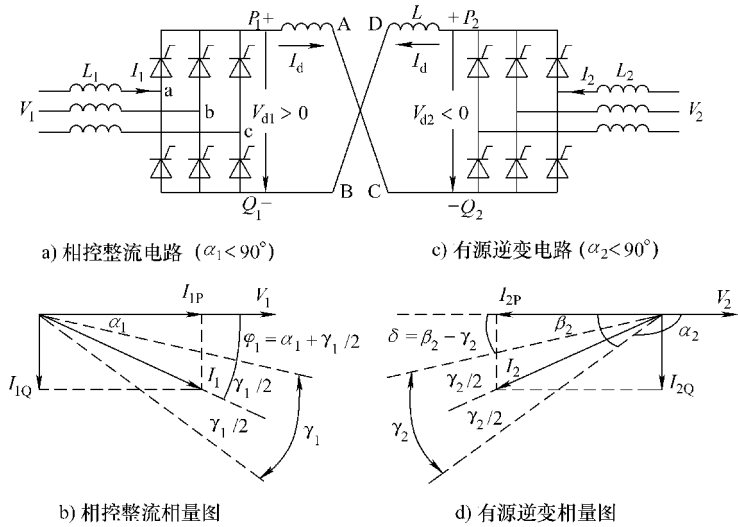


图 4-6 三相桥式相控整流、有源逆变电路和相量图

波幅值 V_{nm} 为

$$V_{nm} = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} V_1 \cos(k\pi) \frac{\sqrt{(6k+1)^2 + (6k-1)^2 - 2(6k+1)(6k-1)\cos 2\alpha}}{(6k+1)(6k-1)} \quad (4-3B)$$

$$v_d(t) = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} V_1 \cos \alpha - \frac{3}{\pi} \omega L_1 I_d - \sum_{k=1}^n V_{nm} \cos 6k\omega t \quad (4-3C)$$

若晶闸管触发延迟角 $\alpha = 0^\circ$ ，且忽略换流重叠压降 $\frac{3}{\pi} \omega L_1 I_d$ ，则有

$$v_d(t) = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_1 \left(1 + \frac{2}{5 \times 7} \cos 6\omega t - \frac{2}{11 \times 13} \cos 12\omega t + \frac{2}{17 \times 19} \cos 18\omega t - \frac{2}{23 \times 25} \cos 24\omega t + \dots \right) \quad (4-3D)$$

当 $\alpha = 0^\circ$ 时，最低次即 6 次谐波电压幅值与直流电压平均值 V_d 的比值为 5.7%。

当 $\alpha = 90^\circ$ 时，谐波电压最严重，6 次谐波电压幅值与交流电源线电压幅值的比值达到 32.7%。

若直流回路电感很大以致直流电流近似恒定为 I_d 时，则交流电源电流 i_a 波形为 120° 方波。除基波外，还有 $n = 6k \pm 1$ 次电流谐波，即 $n = 5, 7, 11, 13, \dots$ 等次电流谐波。a 相电流瞬时值为

$$i_a(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left\{ \sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \frac{1}{13} \sin 13\omega t \dots \right\} \quad (4-4A)$$

$$\text{基波幅值 } I_{1m} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d = 1.1 I_d; \text{ 基波有效值 } I_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \approx 0.78 I_d \quad (4-4B)$$

$n = 5, 7, 11, 13$ 等次谐波电流的幅值 I_{nm} 为

$$I_{nm} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \frac{1}{n} = I_{1m}/n \quad (4-4C)$$

最低次(即 5 次)谐波电流幅值仅比基波电流幅值 I_{1m} 小 5 倍，即 5 次谐波电流达到基波电流的 20%。因此，单个三相桥式相控整流和有源逆变特性不好，直流输出电压和交流电

源电流都含有数值很大的谐波,不宜在直流输电系统中应用。此外,一个三相桥晶闸管电路也不可能满足高压直流输电中高电压要求。

4.2.2 两个相差 30° 的三相桥串联成两重化 12 脉波相控整流和有源逆变

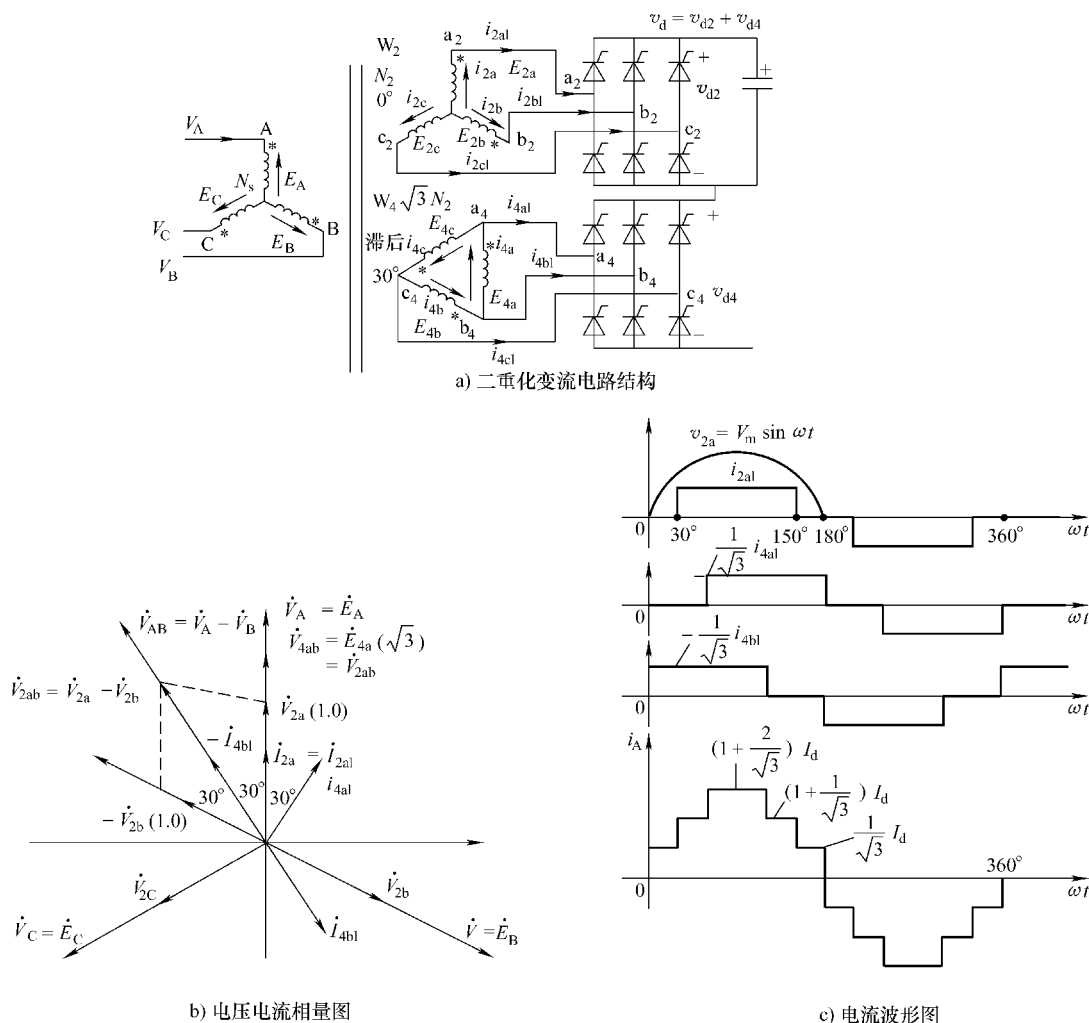
图 4-7a 示出了由两个相位差 30° 三相桥串联输出的相控整流和有源逆变系统电路结构。为突出基本原理概念、简化分析,假设变压器三相绕组感应电动势 E 、电压 V 、电流 I 三相对称、平衡,幅值相等、相位差 120° ,且忽略变压器绕组电阻、漏抗,这时 $|\dot{E}_A| = |\dot{E}_B| = |\dot{E}_C| = |\dot{V}_A| = |\dot{V}_B| = |\dot{V}_C|$ 。此外,还忽略变压器励磁电流,因而一次绕组安匝数等于二次绕组安匝数。三相变压器一次绕组 A、B、C 为星形联结,每相绕组匝数为 N_s 。三相变压器有两套三相二次绕组,编号为 W_2 的三相二次绕组也为星形联结,每相匝数为 N_2 ,电压比 $k_V = N_2/N_s$, W_2 与一次绕组都是星形联结,电压、电动势同相。 W_2 的三相绕组感应电动势 $\dot{E}_{2a} = N_2 \dot{E}_A / N_s = k_V \dot{E}_A$, $\dot{E}_{2b} = k_V \dot{E}_B$, $\dot{E}_{2c} = k_V \dot{E}_C$; W_2 的线电压 $\dot{V}_{2ab} = \dot{E}_{2a} - \dot{E}_{2b} = k_V (\dot{E}_A - \dot{E}_B) = k_V (\dot{V}_A - \dot{V}_B)$ 与一次线电压 $\dot{V}_{AB} = \dot{V}_A - \dot{V}_B$ 同相,故 W_2 称为相移角 $\varphi = 0$ 的零度二次绕组,其输出的三相桥称为零度桥。图中编号为 W_4 的三相二次绕组为三角形联结,每相绕组匝数为 $\sqrt{3}N_2$ (大 $\sqrt{3}$ 倍)。二次侧两个 a 相绕组 a_2 、 a_4 与一次绕组 A 在同一个铁心上, b_2 、 b_4 与 B 在同一个铁心上, c_2 、 c_4 与 C 在同一个铁心上,即 a_2 、 a_4 与 A 同相, b_2 、 b_4 与 B 同相, c_2 、 c_4 与 C 同相,但绕组 a_4 、 b_4 、 c_4 相电动势 E_{4a} 、 E_{4b} 、 E_{4c} 等于线电压 V_{4ab} 、 V_{4bc} 、 V_{4ca} 。 W_4 三相绕组感应电动势 $\dot{E}_{4a} = \sqrt{3}N_2 \dot{E}_A / N_s = \sqrt{3}k_V \dot{E}_A$, $\dot{E}_{4b} = \sqrt{3}N_2 \dot{E}_B$, $\dot{E}_{4c} = \sqrt{3}k_V \dot{E}_C$, 线电压 $V_{4ab} = E_{4a} = \sqrt{3}k_V E_A = \sqrt{3}k_V V_A$, $V_{4bc} = E_{4b} = \sqrt{3}k_V V_B$, $V_{4ca} = E_{4c} = \sqrt{3}k_V V_C$ 。 W_4 整流线电压 $\dot{V}_{4ab} = \dot{V}_{4a}$ 与 W_2 的整流线电压 $\dot{V}_{2ab}$ 幅值相同,由于三角形联结的 W_4 线电压 $\dot{V}_{4ab} = \dot{V}_{4a}$ 滞后 W_2 的线电压 $\dot{V}_{2ab}$ 30° ,因此整流电压 v_{d4} 与整流电压 v_{d2} 波形相同,但 v_{d4} 滞后 v_{d2} 30° ,故 W_4 输出的三相桥称为 30° 桥。总的输出电压 $v_d = v_{d2} + v_{d4}$,在一个交流电源周期 T_s 中, V_{d2} 脉动六次,滞后 30° 的 V_{d4} 也脉动 6 次,故 $v_d(t)$ 脉动 12 次为 12 脉波直流电压, $v_d(t)$ 的直流平均值 V_D 比单个三相桥的直流电压高一倍,即

$$V_D = 2 \left(\frac{3}{\pi} \sqrt{2} V_1 \cos \alpha - \frac{3}{\pi} \omega L_1 I_d \right) \quad (4-5A)$$

由于 v_{d4} 与 v_{d2} 波形相同,但基波相位差 30° ,而 v_{d4} 、 v_{d2} 中的 6 次谐波在相位上相差 $30^\circ \times 6 = 180^\circ$,因此 $v_d = v_{d4} + v_{d2}$ 中不含有 6 次谐波。 v_d 中除直流分量(直流平均值) V_D 外,仅含有 $n = 2 \times 6k$ 次电压谐波,即 $k = 1, 2, 3 \dots$ 时的 $n = 12, 24, 36 \dots$ 次谐波。当 $\alpha = 0^\circ$,同时又忽略换流重叠电压降 $\frac{3}{\pi} \omega L_1 I_d$,则 $v_d(t)$ 为

$$v_d(t) = 2 \frac{3}{\pi} \sqrt{2} V_1 \left(1 - \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2}{(12k+1)(12k-1)} \cos 12k\omega t \right) \quad (4-5B)$$

$$v_d(t) = \frac{6\sqrt{2}}{\pi} V_1 \left(1 - \frac{2}{11 \times 13} \cos 12\omega t - \frac{2}{23 \times 25} \cos 24\omega t + \dots \right) \quad (4-5C)$$

图 4-7 两个相位差 30° 三相桥串联输出的两重相控整流和有源逆变

最低次即 12 次电压谐波幅值与直流电压平均值的比值为 1.4%。

图 4-7a 中, 若 W_2 的 a_2 相电压 $v_{2a} = V_m \sin \omega t$, 在 $\omega t = 30^\circ \sim 150^\circ$ 期间, a 相电压 v_{2a} 的正值高于 v_{2b} 、 v_{2c} , 若触发延迟角 $\alpha = 0^\circ$, 则图 4-7a 中 $i_{2a} = i_{2a1}$ 的波形为图 4-7c 中脉宽的 120° 方波, 幅值为 I_d 。 $i_{2a1} = i_{2a}$ 的基波与 v_{2a} 、 $\dot{E}_A$ 、 $\dot{V}_A$ 同相, 由图 4-7b, W_2 的线电流 $\dot{i}_{2a1}$ 滞后整流线电压 $\dot{V}_{2ab}$ ($\dot{V}_{2a} - \dot{V}_{2b}$) 30° ; 对三角形绕组 W_4 , $\alpha = 0^\circ$ 时 i_{4a} 与 E_{4a} 同相, 由图 4-7a 可知 $i_{4a1} = i_{4a} - i_{4c}$, 因此图 4-7b 中线电流相量 $\dot{i}_{4a1} = \dot{i}_{4a} - \dot{i}_{4c}$ 也应滞后其整流线电压 $\dot{V}_{4ab}$ ($= \dot{V}_{4a}$) 30° 。又因 $\dot{i}_{4b1}$ 滞后 $\dot{i}_{4a1}$ 120° , 因此 $-\dot{i}_{4b1}$ 超前 $\dot{i}_{2b1}$ 30° 。忽略变压器励磁电流, 由磁势平衡原则, 对图 4-7a 中的对 A 相有

$$\begin{aligned} i_A N_s &= i_{2a1} N_2 + i_{4a} \sqrt{3} N_2 \\ i_A / k_V &= i_{2a1} + \sqrt{3} i_{4a} \end{aligned} \quad (4-6A)$$

对图 4-7a 中的三角形绕组 W_4 , 线电流 $i_{4a1} = i_{4a} - i_{4c}$, 线电流 $i_{4b1} = i_{4b} - i_{4a}$, $i_{4a1} - i_{4b1} = 2i_{4a}$

$-(i_{4c} + i_{4b})$, 故有

$$i_{4a} = (i_{4al} - i_{4bl})/3 \quad (4-6B)$$

由式(4-6A)得到

$$i_A/k_V = i_{2al} + (i_{4al} - i_{4bl})/\sqrt{3} = i_{2al} + i_{4al}/\sqrt{3} + (-i_{4bl}/\sqrt{3}) \quad (4-6C)$$

$i_{4al}/\sqrt{3}$ 、 $-i_{4bl}/\sqrt{3}$ 与 i_{2al} 一样都是 120° 方波, i_{4al} 、 i_{4bl} 的幅值与 i_{2al} 一样都是 I_d 。如图4-7b、c所示, $i_{4al}/\sqrt{3}$ 滞后 $i_{2al} 30^\circ$, $-i_{4bl}/\sqrt{3}$ 超前 $i_{2al} 30^\circ$, 因此有

$$i_{2al} = \frac{2}{\pi} \sqrt{3} I_d \left\{ \sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5 \omega t - \frac{1}{7} \sin 7 \omega t + \frac{1}{11} \sin 11 \omega t + \frac{1}{13} \sin 13 \omega t \cdots \right\} \quad (4-6D)$$

$$i_{4al} = \frac{2}{\pi} \sqrt{3} I_d \left\{ \sin(\omega t - 30^\circ) - \frac{1}{5} \sin 5(\omega t - 30^\circ) - \frac{1}{7} \sin 7(\omega t - 30^\circ) \right. \\ \left. + \frac{1}{11} \sin 11(\omega t - 30^\circ) + \frac{1}{13} \sin 13(\omega t - 30^\circ) \cdots \right\}$$

$$-i_{4bl} = \frac{2}{\pi} \sqrt{3} I_d \left\{ \sin(\omega t + 30^\circ) - \frac{1}{5} \sin 5(\omega t + 30^\circ) - \frac{1}{7} \sin 7(\omega t + 30^\circ) \right. \\ \left. + \frac{1}{11} \sin 11(\omega t + 30^\circ) + \frac{1}{13} \sin 13(\omega t + 30^\circ) \cdots \right\}$$

由此得到

$$i_A(t)/k_V = 2 \frac{2}{\pi} \sqrt{3} I_d \left\{ \sin \omega t + \frac{1}{11} \sin 11 \omega t + \frac{1}{13} \sin 13 \omega t + \frac{1}{23} \sin 23 \omega t + \frac{1}{25} \sin 25 \omega t + \cdots \right\} \quad (4-6E)$$

基波电流有效值 $I_1 = 2 \times 0.78 I_d = 1.56 I_d$ 。 (4-7)

$i_A(t)$ 中除基波电流外, 仅含 $n = 12k \pm 1$ 次电流谐波, $n = 2 \times 6k \pm 1$ 次即 11、13、23、25...等次电流谐波, 最低 $n = 11$ 次谐波幅值为基波幅值的9%。

移相 30° 两个三相桥串联形成的12脉波相控整流和有源逆变系统, 输出直流电压提高一倍, 电压、电流谐波频率提高一倍, 电压、电流谐波值大为减小。

4.2.3 三个相差 20° 的三相桥串联成三重化18脉波相控整流和有源逆变

上节已分析两重化12脉波相控整流和有源逆变特性, 为了更进一步提升直流输出电压并减小电压、电流谐波危害, 可采用图4-8a所示三个三相线电压幅值相等、但相位差 $\varphi = 60^\circ/2 = 20^\circ$ 的三重化18脉波相控整流及有源逆变系统。

图4-8a中变压器二次有三组三相副绕组(W_1 、 W_2 、 W_3), 连接到三个三相桥变流器, 三个变流器的直流电压 v_{d1} 、 v_{d2} 、 v_{d3} 串联相加输出 v_d , 一次绕组每相匝数为 N_s , 星形联结, 三相电动势 $\dot{E}_A = \dot{V}_A$, $\dot{E}_B = \dot{V}_B$, $\dot{E}_C = \dot{V}_C$, $E_A(\dot{V}_A)$ 、 $E_B(\dot{V}_B)$ 、 $E_C(\dot{V}_C)$ 幅值相等, 相位差 120° , 线电压 $\dot{V}_{AB} = \dot{E}_{AB} = \dot{V}_A - \dot{V}_B = \dot{E}_A - \dot{E}_B$, V_{AB} 比 V_A 大 $\sqrt{3}$ 倍。 $\dot{V}_{AB}$ 相位超前 $\dot{V}_A 30^\circ$ 。三相二次绕组 W_2 , 也是星形联结, 每相绕组匝数为 N_2 , 电压比 $k_V = N_2/N_s$, 相电动势 $\dot{E}_{2a} = N_2 E_A/N_s = k_V E_A = k_V V_A$, $E_{2b} = N_2 E_B/N_s = k_V \dot{E}_B = k_V \dot{V}_B$, $\dot{E}_{2c} = N_2 \dot{E}_C/N_s = k_V \dot{E}_C = k_V \dot{V}_C$, 线电压 $\dot{V}_{2ab} = \dot{V}_{2a} - \dot{V}_{2b} = \dot{E}_{2a} - \dot{E}_{2b} = k_V (\dot{E}_{2a} - \dot{E}_{2b}) = k_V (\dot{V}_A - \dot{V}_B) = k_V \dot{V}_{AB}$, 即线电压 $\dot{V}_{2ab}$ 与

$\dot{V}_{AB}$ 同相, W_2 的线电流 i_{2al} 与相电流 i_{2a} 是同一个电流。由图 4-8b 可知, 线电流 i_{2al} (i_{2a}) 滞后线电压 V_{2ab} 30° , 线电压幅值 $V_{2ab} = \sqrt{3}V_{2a} = \sqrt{3}k_V V_A$ 。线电压 $\dot{V}_{2ab}$ 相位超前 $\dot{V}_{2a}$ 、 $\dot{V}_A$ 30° , 图 4-8b 相量图中相量 $\overrightarrow{OD}$ 即为 $\dot{V}_{2ab}$ 。

图 4-8a 中, W_1 、 W_3 两组三相绕组的结构称为延边三角形联结, 每个相绕组一分为二, 由 x、y 两部分组成。例如 W_1 的 a 相绕组 a_1 由匝数为 N_{1x} 和 N_{1y} 两部分组成, a_1 、 b_1 、 c_1 三个相的 N_{1y} 绕组接成三角形, 三相的 N_{1x} 绕组从三角形顶点伸延连接成延边三角形。这种连接的绕组又称为曲折形绕组。

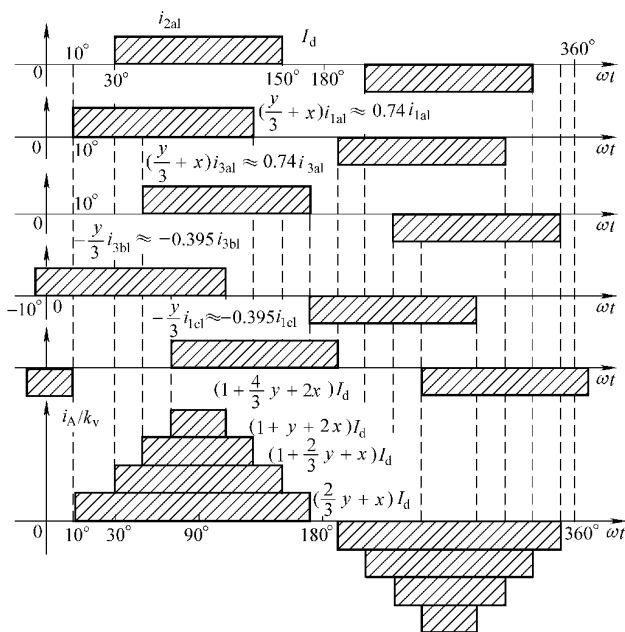
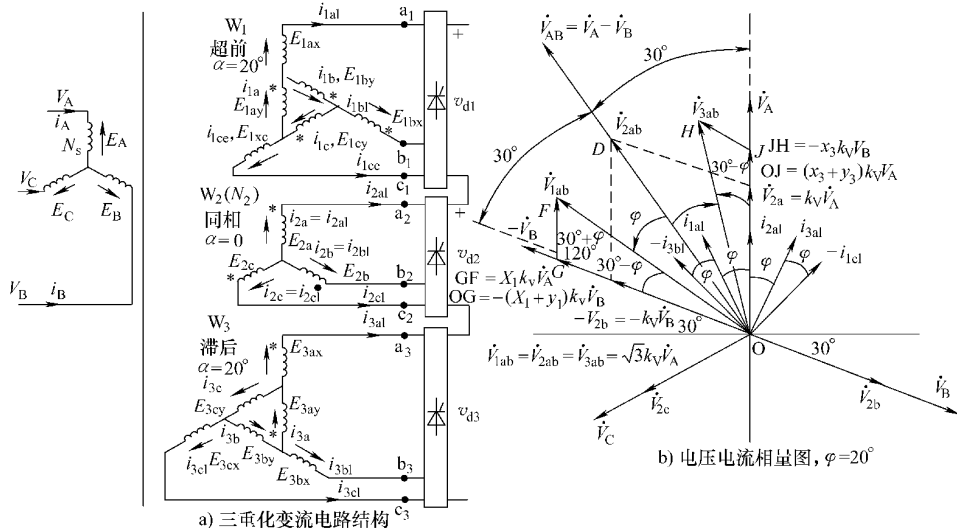


图 4-8 三个相位差 20° 三相桥串联输出的三重化相控整流和有源逆变

图 4-8a 中 W_1 的 a_1 相绕组 N_{1x} 感应电动势 $\dot{E}_{1ax} = N_{1x} \dot{E}_A / N_s = \frac{N_{1x}}{N_2} \frac{N_2}{N_s} E_A = x_1 k_V \dot{V}_A$, N_{1x} 对 N_2 的匝比 $x_1 = N_{1x} / N_2$ 。 a_1 绕组 N_{1y} 感应电动势 $\dot{E}_{1ay} = N_{1y} E_A / N_s = \frac{N_{1y}}{N_2} \cdot \frac{N_2}{N_s} \dot{E}_A = y_1 k_V \dot{V}_A$, N_{1y} 对 N_2 的匝比 $y_1 = N_{1y} / N_2$ 。 a_1 相电动势 $\dot{E}_{1a} = \dot{E}_{1ax} + \dot{E}_{1ay} = (x_1 + y_1) k_V \dot{V}_A$ 。同理对 b_1 相, $\dot{E}_{1bx} = x_1 k_V \dot{V}_B$, $\dot{E}_{1by} = y_1 k_V \dot{V}_B$, $\dot{E}_{1b} = \dot{E}_{1bx} + \dot{E}_{1by} = (x_1 + y_1) k_V \dot{V}_B$; c_1 相 $\dot{E}_{1cx} = x_1 k_V \dot{V}_C$, $\dot{E}_{1cy} = y_1 k_V \dot{V}_C$, $\dot{E}_{1c} = \dot{E}_{1cx} + \dot{E}_{1cy} = (x_1 + y_1) k_V \dot{V}_C$ 。 W_1 的延边三角形联结使线电压 $V_{1ab} = \dot{E}_{1ax} - (\dot{E}_{1by} + \dot{E}_{1bx}) = x_1 k_V \dot{V}_A - (x_1 + y_1) k_V \dot{V}_B$, 如图 4-8b 中相量 $\overrightarrow{OF}$ 所示。这时由于 W_1 的延边三角形联结使线电压 $\dot{V}_{1ab}$ 超前 $\dot{V}_{2ab}$ 的角度为 φ , 故 W_1 的延边三角形联结称为超前移相顺延连接。如果设计选择 x_1 、 y_1 的数值使 W_1 、 W_2 线电压相等, 即 $V_{1ab} = V_{2ab} = \sqrt{3} k_V V_A$, 由图 4-8b 的三角形 OGF 的边、角关系得

$$\frac{x_1 k_V V_A (\text{GF})}{\sin(30^\circ - \varphi)} = \frac{(x_1 + y_1) k_V V_B (\text{OG})}{\sin(30^\circ + \varphi)} = \frac{\sqrt{3} k_V V_A (\text{OF})}{\sin 120^\circ} = 2 k_V V_A \quad (4-8)$$

得到 $x_1 = 2 \sin(30^\circ - \varphi)$, 要求 W_1 的 $\dot{V}_{1ab}$ 超前 W_2 的 V_{2ab} 相角 $\varphi = 20^\circ$, 则 $x_1 = 0.347$ 。

又有

$$x_1 + y_1 = 2 \sin(30^\circ + \varphi) \quad (4-9A)$$

$$y_1 = 2 \sqrt{3} \sin \varphi$$

$$x_1 + y_1 = 1.53 \quad (4-9B)$$

$$y_1 = 1.18$$

图 4-8a 中 W_3 的三相二次绕组每相绕组也由匝数 N_{3x} 、 N_{3y} 两部分组成, a_3 相的绕组 N_{3x} 感应电动势 $E_{3ax} = N_{3x} E_A / N_s = \frac{N_{3x}}{N_2} \frac{N_2}{N_s} E_A = x_3 k_V V_A$, 匝比 $x_3 = N_{3x} / N_2$; a_3 相的 N_{3y} 绕组产生的电动势 $E_{3ay} = y_3 k_V V_A$, 匝比 $y_3 = N_{3y} / N_2$, $E_{3a} = E_{3ax} + E_{3ay} = (x_3 + y_3) k_V \dot{V}_A$ 。 b_3 相的绕组 N_{3x} 感应电动势 $E_{3bx} = x_3 k_V \dot{V}_B$, $E_{3by} = y_3 k_V \dot{V}_B$, $E_{3b} = E_{3bx} + E_{3by} = (x_3 + y_3) k_V \dot{V}_B$ 。 c_3 相的绕组 N_{3x} 感应电动势 $E_{3cx} = x_3 k_V \dot{V}_C$, $E_{3cy} = y_3 k_V \dot{V}_C$, $E_{3c} = E_{3cx} + E_{3cy} = (x_3 + y_3) k_V \dot{V}_C$ 。图 4-8a 中 W_3 延边三角形联结使线电压 $\dot{V}_{3ab} = \dot{E}_{3ax} + \dot{E}_{3ay} - \dot{E}_{3bx} = (x_3 + y_3) k_V \dot{V}_A - x_3 k_V \dot{V}_B$, 如图 4-8b 中的相量 $\overrightarrow{OH}$ 所示。要求 $|\dot{V}_{3ab}| = |\dot{V}_{1ab}| = |\dot{V}_{2ab}|$, 由图 4-8b W_3 的延边三角形联结使 W_3 的线电压 $\dot{V}_{3ab}$ 滞后 W_2 的线电压 $\dot{V}_{2ab}$ 的角度为 φ , 故 W_3 的三相连接称为滞后移相逆延连接。则由三角形 OHJ 的边角关系得

$$\frac{x_3 k_V V_B (\text{JH})}{\sin(30^\circ - \varphi)} = \frac{(x_3 + y_3) k_V V_A (\text{OJ})}{\sin(30^\circ + \varphi)} = \frac{\sqrt{3} k_V V_A (\text{OH})}{\sin 120^\circ} = 2 k_V V_A \quad (4-10)$$

$$\left. \begin{aligned} x_3 &= 2 \sin(30^\circ - \varphi) \\ x_3 + y_3 &= 2 \sin(30^\circ + \varphi) \\ y_3 &= 2 \sqrt{3} \sin \varphi \end{aligned} \right\} \quad (4-11A)$$

若要求 $\dot{V}_{3ab}$ 滞后 $\dot{V}_{2ab}\varphi=20^\circ$, 则有

$$\begin{aligned}x_3 &= 0.347 = x_1 \\x_3 + y_3 &= 1.53 = x_1 + y_1 \\y_3 &= 1.18 = y_1\end{aligned}\quad (4-11B)$$

由图 4-8a 中的 W_1 、 W_2 、 W_3 三组三相二次绕组匝比关系, 三者线电压幅值等相 $V_{2ab} = V_{1ab} = V_{3ab}$, 但依序相差 φ 角, (三重化相差角 $\varphi = 60^\circ/3 = 20^\circ$), W_2 的 $\dot{V}_{2ab}$ 与二次线电压 $\dot{V}_{AB}$ 同相为零度绕组, W_1 的 $\dot{V}_{1ab}$ 超前 $\dot{V}_{2ab}$ 的相位角为 φ 。 W_3 的 $\dot{V}_{3ab}$ 滞后 $\dot{V}_{2ab}$ 的相位角为 φ 。 6 脉波的整流直流电压 v_{1d} 、 v_{2d} 、 v_{3d} 依序相位差 $\varphi = 20^\circ$, 总的直流输出电压瞬时值 $v_d(t) = v_{d1} + v_{d2} + v_{d3}$ 为 18 脉波电压。除直流分量 V_D 外, 仅含 $n = 3 \times 6k = 18k$ ($k = 1, 2, 3, \dots$), $n = 18, 24, 36$ 等次谐波电压, 直流平均值比单个三相桥整流大三倍。

$$V_D = 3 \left(\frac{3}{\pi} \sqrt{2} V_1 \cos \alpha - \frac{3}{\pi} \omega L_1 I_d \right) \quad (4-12A)$$

$\alpha = 0^\circ$, 忽略换流重叠压降 $\frac{3}{\pi} \omega L_1 I_d$ 时, 整流电压瞬时值为

$$v_d(t) = 3 \frac{3}{\pi} \sqrt{2} V_1 \left(1 - \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2}{(18k+1)(18k-1)} \cos 18k\omega t \right) \quad (4-12B)$$

$$= \frac{9\sqrt{2}}{\pi} V_1 \left(1 - \frac{2}{17 \times 19} \cos 18\omega t - \frac{2}{35 \times 37} \cos 36\omega t - \dots \right) \quad (4-12C)$$

最低次即 18 次电压谐波幅值与直流电压平均值 V_D 的比值仅为 0.6%。

由变压器绕组安匝平衡原则, 对图 4-8a 中的绕组连接有

$$i_A N_s = i_{1a} N_{1y} + i_{1al} N_{1x} + i_{2al} N_2 + i_{3a} N_{3y} + i_{3al} N_{3x}$$

由于 $k_V = N_2/N_s$, $x_1 = N_{1x}/N_2 = x_3 = N_{3x}/N_2 = x$, $y_1 = N_{1y}/N_2 = y_3 = N_{3y}/N_2 = y$, 有

$$i_A/k_V = i_{2al} + x_1 i_{1al} + y_1 i_{1a} + x_3 i_{3al} + y_3 i_{3a} \quad (4-13A)$$

由 W_1 的超前移相延边三角形联结 $i_{1al} = i_{1a} - i_{1b}$, $i_{1cl} = i_{1c} - i_{1a}$ 可得到

$$i_{1a} = (i_{1al} - i_{1cl})/3 \quad (4-14A)$$

由 W_3 的滞后移相延边三角形联结 $i_{3al} = i_{3a} - i_{3c}$, $i_{3bl} = i_{3b} - i_{3a}$ 可得到

$$i_{3a} = (i_{3al} - i_{3bl})/3 \quad (4-14B)$$

则有
$$i_A/k_V = i_{2al} + (x + y/3) i_{1al} + (x + y/3) i_{3al} - \frac{y}{3} i_{3bl} - \frac{y}{3} i_{1cl} \quad (4-13B)$$

由图 4-8a 和图 4-8c, i_{1al} 超前 i_{2al} , $\varphi = 20^\circ$ 。 i_{3al} 滞后 i_{2al} , $\varphi = 20^\circ$ 。 $-i_{3bl}$ 超前 i_{2al} 角度为 40° 。 $-i_{1cl}$ 滞后 i_{2al} 角度为 40° 。 i_{2al} 、 i_{1al} 、 i_{3al} 、 $-i_{3bl}$ 、 $-i_{1cl}$ 都是 120° 方波, 这 5 个电流及其合成电流 i_A/k_V 如图 4-8c 所示, i_A/k_V 是一个 5 台阶 9 电平的阶梯波, 5 个台阶的高度分别是 0 、 $\frac{2}{3}y + x$, $1 + \frac{2}{3}y + x$, $1 + y + 2x$, $1 + \frac{4}{3}y + 2x$ 。 i_{2al} 是类似式(4-4A)幅值为 I_d 的 120° 方波:

$$i_{2al} = 2 \frac{\sqrt{3}}{\pi} I_d \left\{ \sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \frac{1}{13} \sin 13\omega t \dots \right\} \quad (4-4A)$$

由式(4-13B)或由图 4-8c 所示 5 个电流相加, 可得到

$$i_A/k_V = 3 \frac{2}{\pi} \sqrt{3} I_d \left\{ \sin \omega t - \frac{1}{17} \sin 17\omega t - \frac{1}{19} \sin 19\omega t - \frac{1}{35} \sin 35\omega t - \frac{1}{37} \sin 37\omega t \dots \right\} \quad (4-15)$$

图 4-8c 示出交流电源相电流 i_A 的波形。 i_A 中除基波外, 仅含 $n = 18k \pm 1$ 次即 $n = 17、19、35、37 \dots$ 等次电流谐波, 最低次即 17 次谐波幅值仅为基波幅值的 5.88%。类似于式(4-4B)、式(4-7), 基波电流的幅值 $I_{1m} = 3 \times \frac{2}{\pi} \sqrt{3} I_d$, 有效值 I_1 为 $I_1 = 3 \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d = 2.34 I_d$ 。

4.2.4 四个相差 15° 的三相桥串联成四重化 24 脉波相控整流和有源逆变

图 4-9a 中有四组三相副绕组, 其中 W_2 为星形联结, 绕组匝数为 N_2 。 W_4 为三角形联结, 每相匝数为 $\sqrt{3}N_2$ 。 W_2 、 W_4 与图 4-7a 中的 W_2 、 W_4 相同。 W_2 线电压 V_{2ab} 与一次线电压 $\dot{V}_{AB}$ 同相, W_2 是移相角为零的同相绕组, 而 W_4 是线电压 $\dot{V}_{4ab} = \dot{E}_{4a}$ 滞后 $\dot{V}_{AB}$ 30° 的移相绕组, 幅值 $V_{2ab} = V_{4ab} = E_{4a}$ 。而 W_1 、 W_3 与图 4-8a 中的 W_1 、 W_3 类似, W_1 、 W_3 都是曲折绕组延边三角形联结, 但 W_1 的线电压 $\dot{V}_{1ab}$ 超前 $\dot{V}_{2ab}$ 相角 $\varphi = 60^\circ/4 = 15^\circ$, W_3 的线电压 $\dot{V}_{3ab}$ 滞后 $\dot{V}_{2ab}$ 相角 $\varphi = 15^\circ$ 线电压幅值 $V_{1ab} = V_{3ab} = V_{4ab} (E_{4a}) = V_{2ab}$ 。4 个相差 15° 的整流电压 v_{1d} 、 v_{2d} 、 v_{3d} 、 v_{4d} 在一个交流电源周期 T_s 中各脉动六次, 使总的输出直流电压 $v_d = v_{d1} + v_{d2} + v_{d3} + v_{d4}$ 在一个电源周期 T_s 中脉动 $4 \times 6 = 24$ 次, v_d 是 24 脉波直流电压, v_d 中除直流平均值 V_D 外仅含有 $n = 24k$ 次电压谐波, 即 $n = 24、48、72$ 等次电压谐波。其直流电压平均值比单个三相桥大 4 倍:

$$V_D = 4 \left(\frac{3}{\pi} \sqrt{2} V_1 \cos \alpha - \frac{3}{\pi} \omega L_1 I_d \right) = \frac{12 \sqrt{2}}{\pi} V_1 \cos \alpha - \frac{12}{\pi} \omega L_1 I_d \quad (4-16A)$$

当 $\alpha = 0^\circ$, 且忽略换流重叠压降 $\frac{3}{\pi} \omega L_1 I_d$ 时, 直流整流电压瞬时值为

$$v_d(t) = 4 \frac{3}{\pi} \sqrt{2} V_1 \left(1 - \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2}{(24k+1)(24k-1)} \cos 24k\omega t \right) \quad (4-16B)$$

$$= 4 \frac{3 \sqrt{2}}{\pi} V_1 \left(1 - \frac{2}{23 \times 25} \cos 24\omega t - \frac{2}{47 \times 49} \cos 48\omega t + \dots \right) \quad (4-16C)$$

最低次(即 24 次)电压谐波幅值与直流电压平均值 V_D 的比值仅为 0.35%。

图 4-9a 中 W_1 为超前移相 $\varphi = 60^\circ/4 = 15^\circ$ 的延边三角形联结。 W_3 为滞后移相 $\varphi = 60^\circ/4 = 15^\circ$ 的延边三角形联结, 这里 W_1 、 W_3 类似图 4-8a 和图 4-8b 中的 W_1 、 W_3 , 只是 $\varphi = 60^\circ/4 = 15^\circ$ 而不是 $\varphi = 60^\circ/3 = 20^\circ$ 。因此类似式(4-9)、式(4-11), 由 W_1 、 W_3 的 N_{1x} 、 N_{1y} 、 N_{3x} 、 N_{3y} 的匝比关系, 可得

$$\begin{aligned} x_1 &= 2 \sin(30^\circ - \varphi) = x_3 = 2 \sin(15^\circ) = x = 0.518 \\ y_1 &= 2 \sqrt{3} \sin \varphi = y_3 = 2 \sqrt{3} \sin 15^\circ = y = 0.896 \end{aligned} \quad (4-17)$$

图 4-9a 中三角形联结的 W_4 绕组匝数为 $\sqrt{3}N_2$, 类似图 4-7a 和图 4-7b 的 i_{4a} , 由式(4-6B)

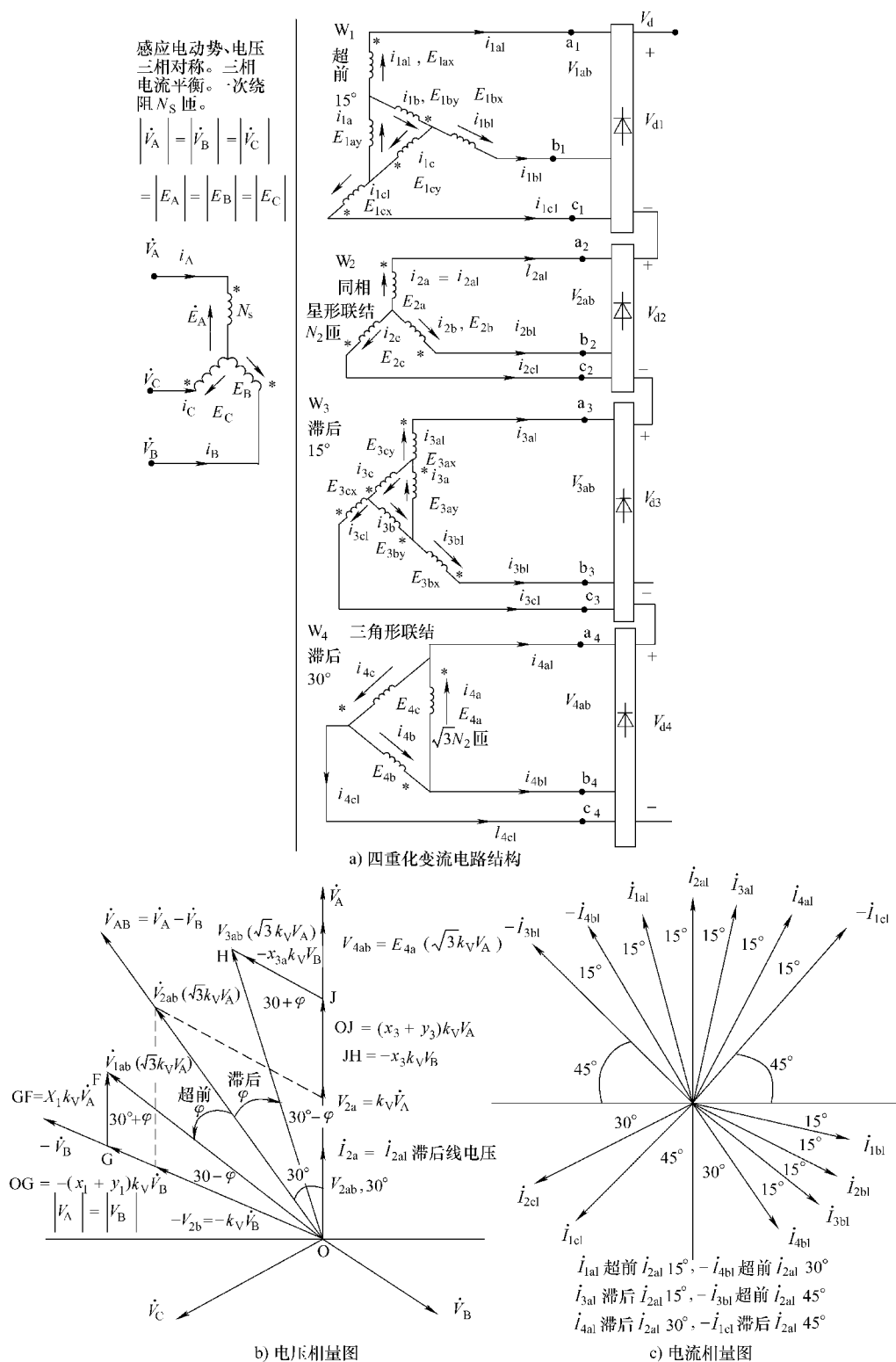
$$i_{4a} = (i_{4al} - i_{4bl})/3$$

由磁动势安匝平衡原理, 在图 4-9a 电路中有

$$i_A N_S = i_{1al} N_{1x} + i_{1a} N_{1y} + i_{2al} N_2 + i_{3al} N_{3x} + i_{3a} N_{3y} + i_{4a} \sqrt{3} N_2$$

即

$$i_A/k_V = x_1 i_{1al} + y_1 i_{1a} + i_{2al} + x_3 i_{3al} + y_3 i_{3a} + \sqrt{3} i_{4a} \quad (4-18)$$



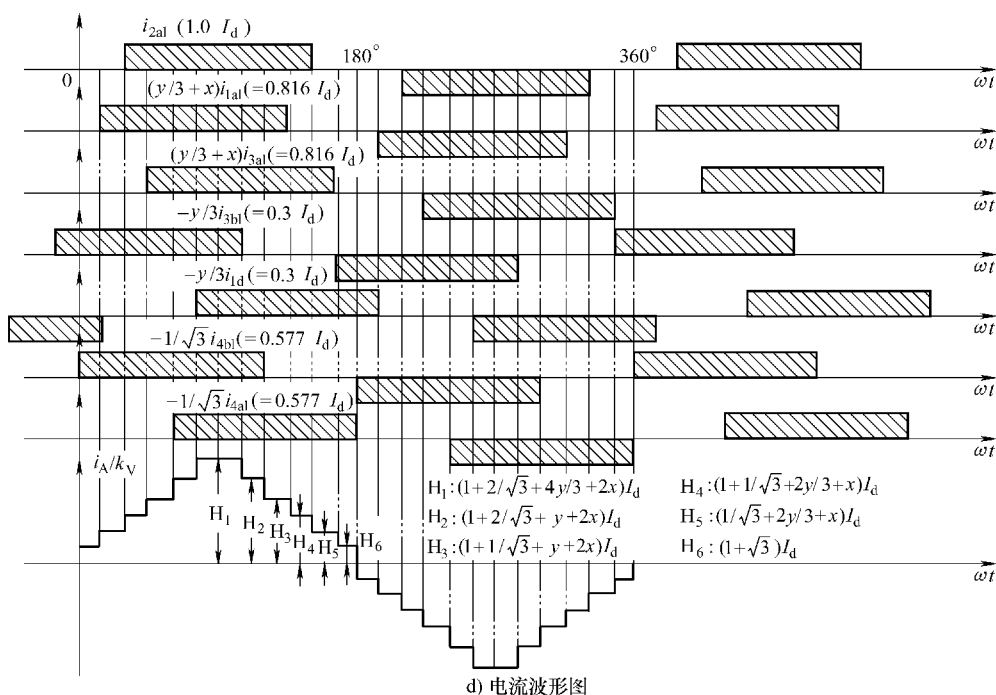


图 4-9 (续)

由于 $x_1 = x_3 = x$, $y_1 = y_3 = y$, 由式(4-14A)的 i_{1a} , 式(4-14B)的 i_{3a} 和式(4-6B) i_{4a} 得到

$$i_A/k_V = i_{2al} + \left(x + \frac{y}{3}\right)i_{1al} + \left(x + \frac{y}{3}\right)i_{3al} + \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{4al} - i_{4bl}) - \frac{y}{3}i_{1cl} - \frac{y}{3}i_{3bl} \quad (4-19)$$

式(4-19)中 i_A/k_V 的七个电流分量如图 4-9d 所示。七个电流 i_{2al} 、 i_{1al} 、 i_{3al} 、 i_{4al} 、 i_{4bl} 、 $-i_{1cl}$ 和 $-i_{3bl}$ 都是脉宽 120° 、幅值为 I_d 的方波电流。由于三相电流相位差为 120° , 由图 4-9c 的电流相量图可知若 $\dot{i}_{2al}$ 相位为零, 即 i_{2al} 为式(4-4A)所示, 则 $\dot{i}_{1al}$ 相位超前 $\varphi = 15^\circ$, $\dot{i}_{3al}$ 相位滞后 $\varphi = 15^\circ$, $-\dot{i}_{3bl}$ 相位超前 $60^\circ - \varphi = 45^\circ$, $-\dot{i}_{1cl}$ 相位滞后 $60^\circ - \varphi = 45^\circ$ 。 $-\dot{i}_{4bl}$ 相位超前 $\dot{i}_{2al} 30^\circ$, $\dot{i}_{4al}$ 滞后 $\dot{i}_{2al} 30^\circ$ 。由此可得到

$$i_A/k_V = 4 \frac{2}{\pi} \sqrt{3} I_d \left\{ \sin \omega t - \frac{1}{23} \sin 23 \omega t - \frac{1}{25} \sin 25 \omega t - \dots \right\} \quad (4-20)$$

图 4-9d 示出了交流电源相电流 i_A 的波形。 i_A 中除基波电流外, 仅含有 $n = 24k \pm 1$ 次即 $n = 23, 25, 47, 49, 71, 73 \dots$ 等高次谐波, 最低的 23 次谐波电流幅值与基波电流幅值的比值仅为 $1/23$, 即 4.3%。类似于式(4-4B), 基波电流幅值 $I_{1m} = 4 \times (2\sqrt{3}I_d/\pi)$, 有效值 $I_1 = 4 \times (\sqrt{6}I_d/\pi) = 3.128I_d$ 。

小结: 有 m 组线电压幅值相等, 相差 $\varphi = 60^\circ/m$ 的三相交流电压、与 m 个直流侧串联相加的三相桥变流器组成 m 重化 $6m$ 脉波相控整流和有源逆变系统, 其直流电压平均值 V_D 比单个三相桥变流器高 m 倍, 即

$$V_D = m \left(\frac{3}{\pi} \sqrt{2} V_1 \cos \alpha - \frac{3}{\pi} \omega L_1 I_d \right), \quad \alpha = 0^\circ, L_1 = 0 \text{ 时}, V_D = m \frac{3}{\pi} \sqrt{2} V_1$$

直流电压瞬时值 $v_d(t)$ 为 $6m$ 脉波电压, 除平均值 V_D 外, 仅含有 $n = 6mk = 6m、12m、18m \cdots$ 等谐波电压。 $v_d(t) = V_D \left\{ 1 - \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2}{(6mk+1)(6mk-1)} \cos(6mk\omega t) \right\}$

最低次谐波电压为 $n = 6m$ 次, 当 $m = 2$ 时谐波电压为 12、18、24…次, 当 $m = 4$ 时为 24、48、72…次, 当 $m = 8$ 时为 48、96、144…次。谐波电压的幅值 V_{nm} 与 V_D 的比值 $V_{nm}/V_D = 2/[(6mk-1)(6mk+1)]$, $m = 2$ 时最低次 12 次谐波与 V_D 的比值为 1.4%。 $m = 4$ 时最低次 24 次谐波与 V_D 的比值仅为 0.35%。当 $m = 8$ 时最低次即 48 次电压谐波与 V_D 的比值为 0.087%。

m 重化变流系统交流电流基波比单个三相桥变流器大 m 倍, 基波电流幅值为 $I_{1m} = m \frac{2}{\pi} \sqrt{3} I_d$ 。

交流电流 $i_A(t)$ 中除基波外, 仅还有 $6mk \pm 1$ 次, 即 $6m \pm 1、12m \pm 1、18m \pm 1 \cdots$ 次电流谐波 i_{hm} 。 I_{hm} 与 I_{1m} 的比值为 $I_h/I_{1m} = 1/(6km \pm 1)$ 。

当 $m = 2$ 时最低次电流谐波为 11 次, $I_{h11}/I_{1m} = 1/11 = 9\%$; 当 $m = 4$ 时最低次电流谐波为 23 次电流谐波 $I_{h23}/I_{1m} = 1/23 = 4.3\%$; 当 $m = 8$ 时最低次电流谐波为 47 次, $I_{h47}/I_{1m} = 2.1\%$ 。

4.3 直流输电系统等效电路

图 4-10a 和图 4-10b 为直流输电首端相控整流电路及相控整流相量图。 $\alpha_1 < 90^\circ$, $V_{d1} > 0$, 即 $P_1(A)$ 点为正, $N_1(B)$ 点为负, 交流电源电压 V_1 输入三相整流桥的电流为 $\dot{I}_1$, 换流重叠角为 γ_1 , 功率因数角为 φ_1 , 则整流电路输出的整流电压 V_{d1} 、有功功率 P_r 和无功滞后功率 Q_r 分别为

$$V_{d1} = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} V_1 \cos \alpha_1 - \frac{3}{\pi} \omega L_1 I_d = V_{d01} \cos \alpha_1 - R_1 I_d \quad (4-21A)$$

$$= V_{d01} \cos(180^\circ - \beta_1) - R_1 I_d = -V_{d01} \cos \beta_1 - R_1 I_d \quad (4-21B)$$

$$P_r = V_{d1} I_d = \sqrt{3} V_1 I_1 \cos \varphi_1 = \sqrt{3} V_1 I_1 \cos(\alpha_1 + \gamma_1/2) \quad (4-22A)$$

$$Q_r = \sqrt{3} V_1 I_1 \sin \varphi_1 = \sqrt{3} V_1 I_1 \sin(\alpha_1 + \gamma_1/2) \quad (4-22B)$$

式中, $R_1 = \frac{3}{\pi} \omega L_1$ 是送端换流器换相电压降等效电阻; V_{d01} 是 $\alpha_1 = 0$ 时空负荷电压。

直流输电功率为 $P_{DC} = P_r$, 功率因数角为

$$\varphi_1 = \alpha_1 + \gamma_1/2 \quad (4-23)$$

线路送端换流器考虑换流重叠过程时的直流电流 I_d , 由式(2-19)可得

$$\begin{aligned} I_d &= \frac{\sqrt{2} V_1}{2 \omega L_1} [\cos \alpha_1 - \cos(\alpha_1 + \gamma_1)] = \frac{\sqrt{2} V_1}{2 \omega L_1} [\cos(180^\circ - \beta_1) - \cos(180^\circ - \beta_1 + \gamma_1)] \\ &= \frac{\sqrt{2} V_1}{2 \omega L_1} [\cos(\beta_1 - \gamma_1) - \cos \beta_1] = \frac{\sqrt{2} V_1}{2 \omega L_1} (\cos \delta_1 - \cos \beta_1) \end{aligned}$$

式中, β_1 为逆变角, $\beta_1 = 180^\circ - \alpha_1$; γ_1 为换相重叠角; 关断角 $\delta_1 = \beta_1 - \gamma_1$ 。

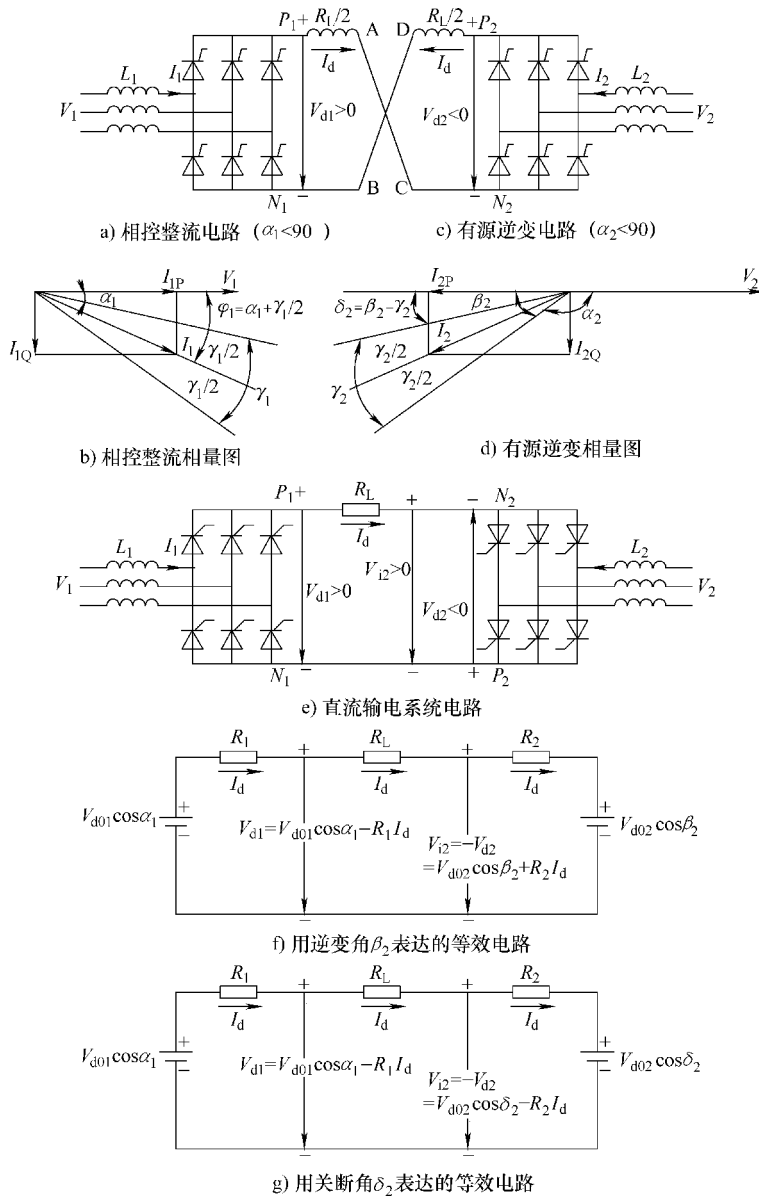


图 4-10 直流输电系统电路、相量图和等效电路

$$\text{由此得到: } \cos\delta_1 - \cos\beta_1 = \frac{2\omega L_1}{\sqrt{2}V_1} I_d = \frac{2 \frac{3}{\pi} \omega L_1 I_d}{\frac{3}{\pi} \sqrt{2} V_1} = \frac{2R_1 I_d}{V_{d01}}$$

$$V_{d01} \cos\delta_1 - V_{d01} \cos\beta_1 = 2R_1 I_d \quad (4-24A)$$

由上式, 式(4-21B)可改写为

$$V_{d1} = 2R_1 I_d - V_{d01} \cos\delta_1 - R_1 I_d = R_1 I_d - V_{d01} \cos\delta_1 \quad (4-21C)$$

逆变电压为

$$V_{i1} = -V_{d1} = V_{d01} \cos \delta_1 - R_1 I_d \quad (4-25)$$

因此, 在图 4-10 中, V_{d1} 可用式(4-21A)、式(4-21B)或式(4-21C)的 α_1 、 β_1 或 δ_1 函数关系表达。式(4-24A)是 β_1 、 δ_1 和换相电压降的关系式。

图 4-10c 和图 4-10d 分别为直流输电受端相控有源逆变电路及相量图, 这时触发延迟角 $\alpha_2 > 90^\circ$, $\alpha_2 = 180^\circ - \beta_2$, β_2 为逆变角。若换流重叠角为 γ_2 , 关断角 $\delta_2 = \beta_2 - \gamma_2$, 则三相逆变桥直流端输出电压 $V_{d2} = V_{p2N2} < 0$, 即图 4-10c 中 N_2 (C) 点为正, P_2 (D) 点为负。负值整流电压 $-V_{d2}$ 被称为逆变电压 V_{i2} , 则 $V_{i2} = -V_{d2} = -V_{p2N2} = V_{N2P2}$ 。图 4-10c 中若令交流电源电压 $\dot{V}_2$ 送入三相逆变桥的电流为 $\dot{I}_2$, 则有源逆变电路直流侧整流电压 V_{d2} , 逆变电压 V_{i2} ($V_{i2} = -V_{d2}$) 以及交流电源 $\dot{V}_2$ 送入三相逆变桥的有功功率 P_i 、无功功率 Q_i 分别为

$$V_{d2} = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} V_2 \cos \alpha_2 - \frac{3}{\pi} \omega L_2 I_d = V_{d02} \cos \alpha_2 - R_2 I_d \quad (4-26A)$$

$$= -V_{d02} \cos \beta_2 - R_2 I_d \quad (4-26B)$$

$$V_{i2} = -V_{d2} = -V_{d02} \cos \alpha_2 + R_2 I_d \quad (4-27A)$$

$$= V_{d02} \cos \beta_2 + R_2 I_d \quad (4-27B)$$

$$P_i = \sqrt{3} V_2 I_2 \cos(\alpha_2 + \gamma_2/2) = -\sqrt{3} V_2 I_2 \cos(\beta_2 - \gamma_2/2) \quad (4-28)$$

$$Q_i = \sqrt{3} V_2 I_2 \sin(180^\circ - \beta_2 + \gamma_2/2) = \sqrt{3} V_2 I_2 \sin(\beta_2 - \gamma_2/2) \quad (4-29A)$$

式中, $R_2 = \frac{3}{\pi} \omega L_2$ 是受端换流器换相电压降等效电阻; $V_{d02} = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} V_2$ 是 $\alpha_2 = 0^\circ$ 时整流空载电压。

类似于式(2-19), 对受端换流器有

$$I_d = \frac{V_2}{\sqrt{2} \omega L_2} [\cos \alpha_2 - \cos(\alpha_2 + \gamma_2)] \quad (4-30)$$

由此式得知: $R_2 I_d = \frac{3}{\pi} \omega L_2 I_d = \frac{3}{\pi} \omega L_2 \frac{V_2}{\sqrt{2} \omega L_2} [\cos(180^\circ - \beta_2) - \cos(180^\circ - \beta_2 + \gamma_2)]$

$$= V_{d02} \frac{1}{2} (\cos \delta_2 - \cos \beta_2) \quad (\text{关断角 } \delta_2 = \beta_2 - \gamma_2)$$

故有

$$V_{d02} \cos \beta_2 = V_{d02} \cos \delta_2 - 2 R_2 I_d \quad (4-24B)$$

$$\cos \delta_2 = \cos \beta_2 + \frac{2 R_2 I_d}{V_{d02}} = \cos \beta_2 + 2 \frac{\frac{3}{\pi} \omega L_2 I_d}{\frac{3}{\pi} \sqrt{2} V_2} = \cos \beta_2 + \sqrt{2} \frac{\omega L_2 I_d}{V_2} = \cos \beta_2 + \sqrt{2} \frac{\omega L_2}{V_2} \frac{\pi}{\sqrt{6}} I_2$$

$$= \cos \beta_2 + \frac{\pi}{3} \frac{\omega L_2 I_2}{V_2 / \sqrt{3}} = \cos(\delta_2 + \gamma_2) + \frac{\pi}{3} \Delta V_{i2}^* \quad (4-31A)$$

$$= \cos(180^\circ - \alpha_2) + \frac{\pi}{3} \frac{\omega L_2 I_2}{V_2 / \sqrt{3}} \quad (4-31B)$$

式中, 交流电流基波有效值 $I_2 = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d$, $I_d = \frac{\pi}{\sqrt{6}} I_2$; $V_2 / \sqrt{3}$ 是交流相电压有效值; $\omega L_2 I_2$ 是换相

电抗 ωL_2 引起的交流电压降, 换相交流压降的相对值 $\Delta V_{12}^* = \omega L_2 I_2 / V_2 / \sqrt{3}$, 通常额定交流电压、电流时的 ΔV_{12}^* 约为 5% (0.05), 故

$$\frac{\pi}{3} \Delta V_{12}^* = \frac{\pi}{3} \frac{\omega L_2 I_2}{V_2 / \sqrt{3}} = \frac{\pi}{3} \Delta V_{12}^* \approx 0.052 \quad (4-31C)$$

由式(4-31A)可得换流重叠角为

$$\gamma_2 = \arccos \left(\cos \delta_2 - \frac{\pi}{3} \frac{\omega L_2 I_2}{V_2 / \sqrt{3}} \right) - \delta_2 \quad (4-32)$$

由式(4-31A)也可得到关断角为

$$\delta_2 = \arccos \left[\cos(\delta_2 + \gamma_2) + \frac{\pi}{3} \frac{\omega L_2 I_2}{V_2 / \sqrt{3}} \right] \quad (4-33)$$

由式(4-31B)也可得到相控触发延迟角

$$\alpha_2 = 180^\circ - \beta_2 = 180^\circ - \arccos \left(\cos \delta_2 - \frac{\pi}{3} \frac{\omega L_2 I_2}{V_2 / \sqrt{3}} \right) \quad (4-34A)$$

将式(4-24B)代入式(4-27B)可得到

$$V_{12} = -V_{d2} = V_{d02} \cos \delta_2 - 2R_2 I_d + R_2 I_d = V_{d02} \cos \delta_2 - R_2 I_d \quad (4-27C)$$

相控有源逆变器的滞无功功率为

$$Q_i = \sqrt{3} V_2 I_2 \sin(\beta_2 - \gamma_2 / 2) = \sqrt{3} V_2 I_2 \sin(\delta_2 + \gamma_2 / 2) \quad (4-29B)$$

图 4-10f 和图 4-10g 分别示出用相控逆变器的逆变角 β_2 ($\beta_2 = 180^\circ - \alpha_2$) 和关断角 δ_2 表达的等效电路。关断角 $\delta_2 = \beta_2 - \gamma_2 = 180^\circ - \alpha_2 - \gamma_2$, 请注意图 4-10f 和图 4-10g 中的有源逆变换相重叠等效电压降的等效电阻分别为 R_2 和负值 $-R_2$ 。 $R_2 = \frac{3}{\pi} \omega L_2$ 与 $R_1 = \frac{3}{\pi} \omega L_1$ 一样, 都是换流重叠电压降的等效虚拟“电阻”, 并不产生功耗。读者还应注意逆变运行时的关断角的物理意义: 某个晶闸管如 VT_1 被触发开通后, 其电流 i_{VT_1} 在 γ 期间逐渐从零上升至 I_d , 原来处于导通的晶闸管 VT_5 电流 i_{VT_5} ($i_{VT_5} = I_d - i_{VT_1}$) 在 VT_5 、 VT_1 同时导通电流的换流重叠 γ 期间从 I_d 下降为零(关断), 换流结束。若换流结束 VT_5 断流后, VT_5 在电路中仍有一段时间 t_δ 使已关断的晶闸管 VT_5 仍承受反压阻止其再导通, 逆变工况运行时反压时间 t_δ 所对应的角度 $\delta = \omega t_\delta$ 就被称为关断角(参见图 2-13 相关说明)。关断角 $\delta = 180^\circ - \alpha - \gamma = \beta - \gamma$ 。晶闸管断流后, 其内部导电载流子需经过一段恢复时间 t_{off} 才能复合消失, 经恢复时间后才能具有阻断能力, 阻断外加正向电压时再次误导通。因此实际逆变工况的运行中, $t_\delta = \delta / \omega > t_{off} = \delta_{off} / \omega$, 即逆变运行时, 关断角 δ 必须大于 t_{off} 对应的相位角 δ_{off} , 即必须 $\delta > \delta_{off}$ 。

若输电线电阻为 R_L , 则由等效电路图 4-10f 得:

$$I_d = \frac{V_{d1} - (-V_{d2})}{R_L} = \frac{V_{d1} - V_{d2}}{R_L} = \frac{V_{d01} \cos \alpha_1 - R_1 I_d - V_{d02} \cos \beta_2 - R_2 I_d}{R_L}$$

得到:

$$I_d = \frac{V_{d01} \cos \alpha_1 - V_{d02} \cos \beta_2}{R_1 + R_L + R_2} \quad (4-35)$$

或

$$I_d = \frac{V_{d01} \cos \alpha_1 + V_{d02} \cos \alpha_2}{R_1 + R_L + R_2} \quad (4-36)$$

由等效电路图 4-10g 及式(4-27C)的 $-V_{d2}$ 可得

$$I_d = \frac{V_{d1} - (-V_{d2})}{R_L} = \frac{V_{d1} - V_{d2}}{R_L} = \frac{V_{d01} \cos \alpha_1 - R_1 I_d - V_{d02} \cos \delta_2 + R_2 I_d}{R_L}$$

$$I_d = \frac{V_{d01} \cos \alpha_1 - V_{d02} \cos \delta_2}{R_1 + R_L - R_2} \quad (4-37)$$

式(4-35)和式(4-37)分别是由逆变角 β_2 和关断角 δ_2 所确定的直流电流表达式。如果交流电流为 120° 脉宽的方波, 则 $I_d = \pi I_1 / \sqrt{6}$ 或交流电流基波有效值 $I_1 = \sqrt{6} I_d / \pi$ 。式(4-21)、式(4-27)和式(4-35)、式(4-36)、式(4-37)及图 4-10b、d、f 和 g 可方便地用于分析研究直流输电系统特性和控制策略。

再次强调, 半控型开关器件晶闸管相控整流和有源逆变实现有功功率变换的同时必须由交流系统提供滞后的(感性)无功功率; 图 4-10c 中的 $\dot{I}_2$ 是交流电源 $\dot{V}_2$ 送入三相有源逆变桥的电流。式(4-28)的 P_i 是交流电源 $\dot{V}_2$ 送入三相逆变桥的有功功率, P_i 为负值, 表明这个有功功率是从三相逆变桥流出到交流电压 $\dot{V}_2$, 即逆变桥实现将直流侧有功功率变换为交流有功功率, 送入交流电压 $\dot{V}_2$ 的电力系统; 相控整流时的功率因数角为 $\varphi_1 = \alpha_1 + \gamma_1/2$; 有源逆变时的功率因数角 φ_2 为 $\alpha_2 + \gamma_2/2$ 或 $\beta_2 - \gamma_2/2$, $\beta_2 = 180^\circ - \alpha_2 = \gamma_2 + \delta_2$ 。

4.4 直流输电系统的基本控制原理和运行特性

4.4.1 直流输电系统的等效直流电源和等效负载特性

在等效电路图 4-11a 中取线路中点为 M, 把线路电阻 R_L 一分为二, 将中点 M 左侧的 $\frac{1}{2}R_L$ 看作整流电压 $V_{d01} \cos \alpha_1$ 的内阻的一部分, 中点 M 右侧的 $\frac{1}{2}R_L$ 看作逆变电压 $V_{d02} \cos \delta_2$ 内阻的一部分, 令线路中点 M 左侧整流电压为 $V_{r1m} = V_M$, M 点右侧逆变电压为 $V_{i2m} = V_M$ 。若把 $V_{d01} \cos \alpha_1$ 看作整流得到的直流电源电压, 把 $R_1 + 0.5R_L$ 看作电源 $V_{d01} \cos \alpha_1$ 的内阻, 再把 $V_{d02} \cos \delta_2$ 看作等效负载反电动势, 把 $0.5R_L - R_2$ 看作负载内电阻, 则直流输电系统可视为直流电源 $V_{d01} \cos \alpha_1$ (内阻为 $R_1 + 0.5R_L$) 端电压为 $V_M = V_{r1m} = V_{i2m}$ 向电阻 $(0.5R_L - R_2)$ 和反电动势负载 $V_{d02} \cos \delta_2$ 供电。则由图 4-10g 和图 4-10f 可得到图 4-11。

整流电压为

$$V_{d1} = V_{d01} \cos \alpha_1 - R_1 I_d \quad (4-21A)$$

中点 M 整流电压为

$$V_{r1m} = V_{d01} \cos \alpha_1 - (R_1 + 0.5R_L) I_d \quad (4-38A)$$

$$= -V_{d01} \cos \beta_1 - (R_1 + 0.5R_L) I_d \quad (4-38B)$$

$$= -V_{d01} \cos \delta_1 + (R_1 - 0.5R_L) I_d \quad (4-38C)$$

逆变电压为

$$V_{i2} = -V_{d2} = V_{d02} \cos \delta_2 - R_2 I_d \quad (4-27C)$$

中点 M 逆变电压为

$$V_{i2m} = V_{i2} + 0.5R_L I_d = V_{d02} \cos \delta_2 - (R_2 - 0.5R_L) I_d \quad (4-39A)$$

由图 4-11b 可得

$$V_{i2m} = V_{d02} \cos \beta_2 + (R_2 + 0.5R_L) I_d \quad (4-39B)$$

$$= -V_{d02} \cos \alpha_2 + (R_2 + 0.5R_L) I_d \quad (4-39C)$$

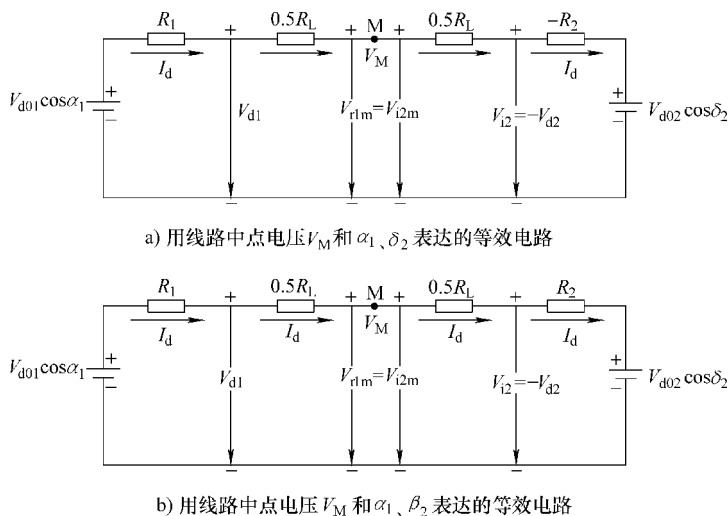
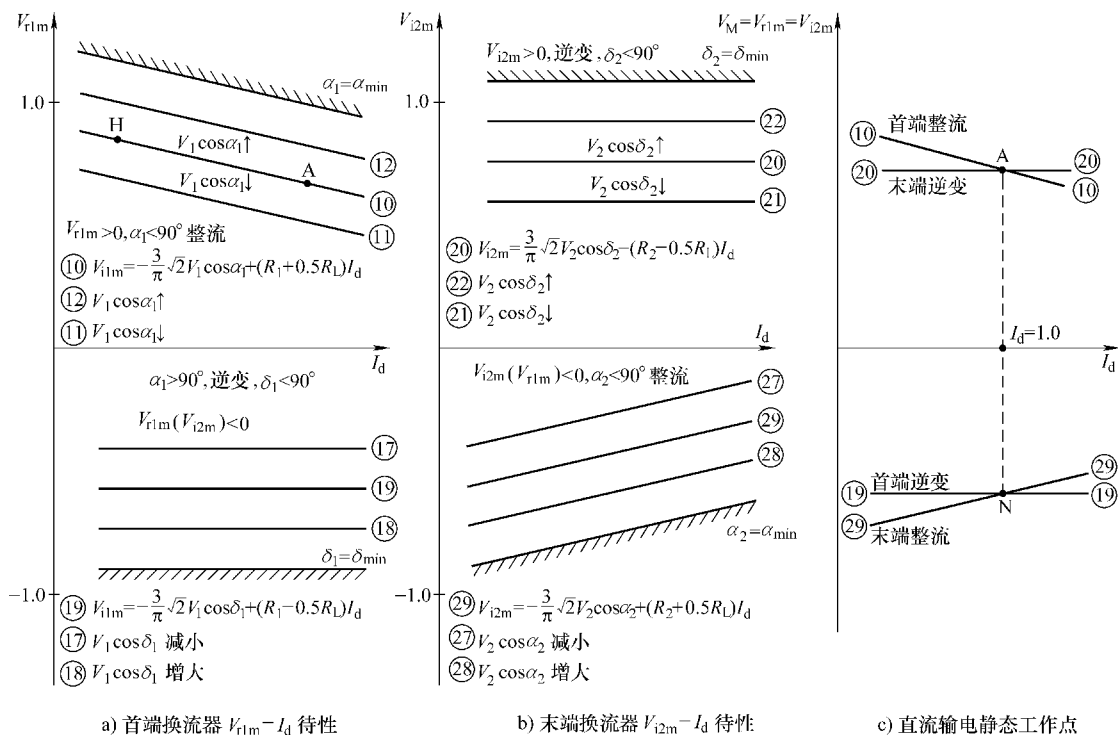


图 4-11 用线路中点电压表达的等效电路

4.4.2 基本控制原理和运行限制

图 4-12a 和图 4-12b 示出了首端换流器 V_1, α_1, δ_1 或末端换流器 V_2, α_2, δ_2 固定为某一值时, 中点电压 $V_{r1m} (V_M), V_{i2m} (V_M)$ 与 I_d 的函数关系, 可称之为直流输电系统的自然特性。

图 4-12 首端、末端换流器在整流、逆变工况时的 $V_M = f(I_d)$ 自然特性

1. 调控运行特性和工作点的两种方法

直流输电系统最重要的被控变量是直流电流 I_d 、直流电压 V_d 和功率 $P_d = V_d I_d$ 。由图 4-11 和整流电压、逆变电压及电流 I_d 的表达式 (4-35)、式 (4-36) 和式 (4-37) 可知调控直流输电电流 I_d 、电压 V_d 或功率 P_d 的途径有两个：一是调控交流电源电压 V_1 或 V_2 的大小；二是改变变换器的相控角 α_1 、 α_2 (或 $\beta_2 = 180^\circ - \alpha_2$) 或 δ_2 (或 $\delta_2 = \text{逆变角 } \beta_2 - \text{换相重叠角 } \gamma_2$)。

(1) 调控变换器交流电压 V_1 、 V_2

图 4-23 中首端变流器交流电压 V_1 与升压变压器电压比有关，在 V_s 一定时，改变变压器绕组的分接头，即可增高或降低 V_1 ，从而调控 V_d 、 I_d 、 P_d ；在 V_R 一定时，改变末端降压变压器的分接头，即可调高 V_2 或降低 V_2 ，从而调控 V_d 、 I_d 、 P_d 。在输电系统运行中，负荷过大、过小或故障，使 V_1 、 V_2 过高或过低时，调控变压器分接头可改变 V_1 、 V_2 ，可改善系统运行特性。

(2) 改变首端或末端变流器晶闸管触发延迟角 α_1 或 α_2 (β_2 、 δ_2)，可改变 V_{d1} 、 V_{d2} ，从而改变直流电压、直流电流和直流输出功率

图 4-12a 中直线⑩ (AH) 是当 V_1 、 α_1 一定时式 (4-38A) 的整流器输出的线路中点电压 V_{r1m} 随 I_d 下降的自然外特性。当 V_1 、 $\cos\alpha_1$ 改变时该特性斜率不变，但平行向上或向下平移。直线⑩是首端换流器处于 $\alpha_1 < 90^\circ$ 的整流工况， V_{r1m} 为正值。直线⑪是 $\alpha_1 > 90^\circ$ 首端变换器处于逆变工况 V_{r1m} (式 (4-38C)) 为负值时的特性。图 4-12b 示出了类似的末端换流器的 $V_{i2m} - I_d$ 特性，直线⑫为 $\alpha_2 > 90^\circ$ ， $\delta_2 < 90^\circ$ 末端换流器逆变工况时的式 (4-39A)，直线⑬为 $\alpha_2 < 90^\circ$ 整流公式 (4-39C)。直流输电系统实际运行中，改变变压器分接头使 V_1 、 V_2 改变调控 V_d 、 I_d 、 P_d 速度较慢，每次调节约需 5 ~ 6s，而改变换流器的触发相位 (α 、 β 、 δ) 调节 V_d 、 I_d 、 P_d 则很迅速，仅需 20 ~ 30ms。因此在实际运行中，这两种调控 V_d 、 I_d 、 P_d 的方法总是配合使用，当检测到实际运行的 V_d 、 I_d 或 P_d 与指令值有偏差时，为了快速调节应立即改变换流器相控角 α (β 、 δ)，使 V_d (I_d 、 P_d) 恢复到指令值。如果相控角已达到极限值， I_d 仍达不到指令值，或当检测到交流电源电压 V_1 、 V_2 偏离正常值超过一定的偏差时，则立即改变变压器分接头。经这种粗调后调控 α 、 β (或 δ) 角，就能使 V_d 、 I_d 或 P_d 跟踪指令值，使输电系统能在指令工作点稳态运行，且相控角 α 、 δ 均在一个合理的范围内。如果系统受到某种扰动使 I_d 偏离指令值 I_d^* ，则由式 (4-37) 可知，通过改变变换器相控角 α_1 和/或 δ_2 可以快速调控 I_d ，使 I_d 趋近 I_d^* 。若改变相控角已达到极限值时仍不能使 $I_d = I_d^*$ ，则应再改变变压器分接头，调节 V_1 和/或 V_2 ，使 I_d 回复到 I_d^* ，同时使相控角 α 、 δ 从极限值又回到合理的范围稳定运行。图 4-12a、图 4-12b 示出首端、末端换流器在整流 ($\alpha < 90^\circ$) 和逆变 ($\alpha > 90^\circ$) 工况时线路中点直流电压 $V_M = V_{r1m} = V_{i2m}$ 与直流电流 I_d 的函数关系，即 $V_M = f(I_d)$ 自然特性。图 4-12c 的特性⑩是首端换流器处于整流工况时的 V_{r1m} (V_M) 与输电电流 I_d 的自然伏安特性，图 4-12c 中的特性⑫是末端换流器处于逆变工况时的 V_{i2m} (V_M) 与输电电流 I_d 的自然伏安特性。当输电系统从首端向末端传输功率时，工作点应是图 4-12c 所示的 A 点。这时线路中点直流电压为 $V_M = V_A$ ，输电电流为 $I_d = I_A$ ， $P_d = V_A \cdot I_A$ 。同理当输电系统从末端向首端传输功率时 (潮流翻转， P_d 反向为负值)，末端换流器应处于整流工况特性⑬ (V_M 为负值， I_d 方向不变，功率 P_d 反向)，而首端换流器应处于逆变工况特性⑪。这时的工作点为直线⑪和⑬的交点 N。 V_M 为负值 V_N ， I_d 仍为正值， P_d 反向为负值。在交流电源电压 V_1 、 V_2 一定的情况下，改变两个换流器的 α 、 β 角可以调控 I_d 的大小，调控 V_M 的大小及正负值，调控 P_d 的大小和方向，即

调控直流输电的工作点。

2. 整流运行最小触发延迟角 $\alpha_{\min}$ 和逆变运行最小关断角 $\delta_{\min}$ 限制

(1) 整流运行时最小触发延迟角 $\alpha_{\min}$ 限制

由图 2-12a 和图 2-12b 可知, 在 A 相晶闸管 VT_1 自然换相点 C_1 之前, B 相电压瞬时值 v_b 最负, C 相电压 v_c 最正, 因此 VT_6 、 VT_5 同时导电。从 C_1 点开始到 C_4 点的 180° 时期中, v_a 高于 v_c , $v_{ac} = v_a - v_c$ 为正值。当 VT_6 、 VT_5 仍在导电时, 图 2-12a 中 P 点电压 $V_p = v_c$, 在 C_1 点 $\omega t = 30^\circ$ 时, $v_a = v_c$, $v_{ac} = 0$ 。从 C_1 点开始 VT_1 承受正向电压, $V_{ap} = v_{ac} = \sqrt{2}V\sin(\omega t - 30^\circ) = \sqrt{2}V\sin\alpha$ (V 为线电压有效值)。晶闸管外加触发脉冲时必须承受一定的外加正向电压, 才能即时从断态转入通态, 因此为了使外加触发脉冲时晶闸管能即时可靠地准确开通, 触发延迟角 α (图中 $\alpha = \omega t - 30^\circ$) 不能太小, 通常取 $\alpha_{\min} = 5^\circ$, 这时外加触发脉冲时晶闸管承受的正向电压 $V_{ap} = v_{ac} = \sqrt{2}V\sin\alpha_{\min} = \sqrt{2}V\sin 5^\circ \approx 0.12V$, 足以确保晶闸管可靠准时地开通。控制系统设计中应确保相控整流运行时 $\alpha \geq \alpha_{\min}$ 。

(2) 逆变运行时最小关断角 $\delta_{\min}$ 限制

由图 2-13b 可知, 逆变运行时 $\alpha > 90^\circ$, 逆变角 $\beta = \gamma_2 + \delta_2 < 90^\circ$, 在 $\omega t = 30^\circ + \alpha$ 时触发开通晶闸管 VT_1 后, A 相电流 $i_a = i_{T1}$ 从零上升, 同时 C 相电流 $i_c = i_{T5}$ 从 I_d 下降。经过一段换流重叠时间 t_γ 对应的相位角 γ 后 ($\gamma = \omega t_\gamma$), $i_a = i_{T1}$ 上升到 I_d , 而 $i_c = i_{T5}$ 下降到零, 完成了 I_d 从 VT_5 到 VT_1 的换流过程, 即在 $\omega t = 30^\circ + \alpha + \gamma$ 时, VT_5 断流。晶闸管断流后必须在其中导电载流子完全中和使其丧失导电性后, 才能恢复阻断能力, 阻断正向电压下重新导电。如果断流后其阳极-阴极之间又有外加的正向电压, 这时即使不再受到触发脉冲作用, 晶闸管由于其内部导电的载流子未被中和而仍具有导电性, 也会重新开通导电, 而使逆变器换流 (电流 I_d 从 VT_5 转至 VT_1) 失败。如果晶闸管断流后, 仍需有一个时期 t_{off} 使它承受外加反向电压才能使其丧失正向导电性和恢复正向阻断电压的能力, t_{off} 对应的角度 $\delta_{off} = \omega t_{off}$ 。图 2-13b 中从 $\omega t = 30^\circ + \alpha + \gamma$ 晶闸管断流到 $\omega t = 30^\circ + \alpha + \gamma + \delta = 180^\circ$ (C_4 点) 的关断角 δ 期间, 图 2-13a 中由于 VT_1 已导通, VT_5 已关断, $V_p = v_a$, $v_c < v_a = V_p$, VT_5 承受反压, 关断角 δ 对应的反压时间 $t_\delta = \delta/\omega$, 为了逆变运行时能可靠地换流, 必须使 $t_\delta > t_{off}$, 或者必须使 $\delta = \omega t_\delta > \delta_{off} = \omega t_{off}$ 。在频率 $f = 50\text{Hz}$ 的交流系统中, 相角 $\delta = \omega t = 2\pi ft$ (弧度) $= 2\pi \times 50 \times 180t/\pi = 18 \times 10^3 t$ 。如果晶闸管恢复阻断正向电压能力所需的时间 $t_{off} = 0.2 \sim 0.4\text{ms}$ ($200 \sim 400\text{ms}$), 则对应的重新获得阻断正向电压能力所需的恢复角 $\delta_{off} = 3.6^\circ \sim 7.2^\circ$ 。因此为了换流器逆变运行时的安全可靠, 逆变运行中换流时晶闸管断流后所剩余的反压期 δ 角 (或称之为关断角 δ) 必需大于 δ_{off} 。所以换流器控制系统在运行中任何时候必须使关断角 $\delta > \delta_{off} = 3.6^\circ \sim 7.2^\circ$ 。为了确保换流安全而留有余地, 常取 $\delta_{\min} > \delta_{off}$ 。例如当 $\delta_{off} = 7.2^\circ$ 时, 实际工程中常取 $\delta_{\min} = 15^\circ \sim 18^\circ$, 因此直流输电运行中为了确保逆变工况时的安全换流必须使关断角 $\delta > \delta_{\min} = 15^\circ \sim 18^\circ$ 。由于晶闸管触发延迟角 $\alpha = 180^\circ - \beta = 180^\circ - (\gamma + \delta)$, $\delta = 180^\circ - \gamma - \alpha$ 。由于 δ 必须大于 $\delta_{\min}$, 故由上式 $\delta = 180^\circ - \gamma - \alpha > \delta_{\min}$, 必须有

$$\alpha < 180^\circ - \gamma - \delta_{\min} \quad (4-40)$$

因此换流器运行时受限于 $\alpha > \alpha_{\min}$, $\delta > \delta_{\min}$, 或 $\alpha < (180^\circ - \gamma - \delta_{\min})$, 所以换流器触发延迟角 α 的允许调控范围是

$$\alpha_{\min} \leq \alpha \leq (180^\circ - \gamma - \delta_{\min}) \quad (4-41)$$

如果要求换流器在指令关断角为 δ^* 下运行, 这时的晶闸管对应的相控触发延迟角 α_s^* 为 $\alpha_s^* = 180^\circ - \beta = 180^\circ - (\gamma + \delta^*)$ 。由式(4-34A)可知这时晶闸管触发延迟角 α_s 应为

$$\alpha_s = 180^\circ - (\gamma + \delta^*) = 180^\circ - \beta = 180^\circ - \arccos\left(\cos\delta^* - \frac{\pi}{3} \frac{\omega LI}{V/\sqrt{3}}\right) \quad (4-34B)$$

$$= 180^\circ - \arccos\left(\cos\delta^* - \frac{\pi}{3} \cdot \Delta V_{L2}^*\right)$$

$$\cos\beta = \cos(\gamma + \delta^*) = \cos\delta^* - \frac{\pi}{3} \frac{\omega LI}{V/\sqrt{3}} \quad (4-34C)$$

直流输电运行时, 触发延迟角 α 和关断角 δ 都不能太小, 但也不宜过大。 α 从 $\alpha_{\min}$ 增大到 90° 时, 由式(4-22B)可知, 整流器功率因数越来越低。而逆变运行时, δ 由 $\delta_{\min}$ 增大时, 由式(4-29B)可知, 逆变器功率因数越来越低, 这都使直流输电时无功功耗增大。直流电压 V_d 降低, 降低了输电容量, 或传输一定有功功率时的电流 I_d 必须增大, 这又增大了有功功率损耗。实际运行中应保证在 $\alpha \geq \alpha_{\min}$ 和 $\delta \geq \delta_{\min}$ 范围内, 同时联合协调控制整流器的 α 角和逆变器的 β 角, 实现直流输电的安全、经济、高效、优质运行。

3. 最大电流 $I_{d\max}$ 和最小电流 $I_{d\min}$ 限流控制

(1) 最大电流 $I_{d\max}$ 限制

由于换流阀只允许有限的发热温升, 因此不能长时间承受超过其额定值的大电流, 也不允许短时(暂态)通过过大的冲击电流。一般地, 换流阀的电流上限指定为 $I_{d\max} = 1.2 \text{ pu}$ 。

(2) 最小电流 $I_{d\min}$ 限制

加上这个限制是为了保证阀中有足够的直流电流以免出现电流中断运行, 电流突然中断断开电路会导致非常危险的暂态直流高电压。这是由于当直流平均电流值较小时, 如果有较大的谐波电流存在, 谐波电流叠加在直流平均电流上可能出现某一时刻的直流电流中断现象, 这时会引起晶闸管上突然出现极高的过电压。 $I_{\min}$ 的典型值为 $0.2 \sim 0.3 \text{ pu}$, 如果输电系统中的平波电抗较大, 则谐波电流会小些, 这时最小电流限制也可取小些。

4.4.3 整流器、逆变器的定电流控制和定关断角控制

两端直流输电系统运行时最重要的运行参数是直流电流 I_d 和逆变工况时的关断角。图4-13示出了直流输电系统线路首、末两端整流器定电流控制和逆变器定关断角控制基本原理框图。图中定电流和定关断角控制系统由四个基本环节构成。

1) 电流调节器。根据偏差量 e 的大小和正负值, 改变输出的换流器晶闸管触发延迟角 α 。

图4-13中环节[1]中为PI型相控整流工况电流调节器, 其输出 $\alpha_1(\alpha_2)$ 为定电流触发延迟角, 设计 $\alpha_1(\alpha_2)$ 与输入 $e(e = I_d^* - I_d)$ 的函数关系为

$$\alpha_1(\alpha_2) = \alpha_{10}(\alpha_{20}) - K_p e_1(e_2) - K_i \int_0^t e_1(e_2) dt = \alpha_{10}(\alpha_{20}) + K_p (I_d - I_d^*) + K_i \int_0^t (I_d - I_d^*) dt \quad (4-42)$$

2) 关断角检测计算环节。输出关断角 δ 为指令值 δ^* 时所对应的换流器触发延迟角 α_s 。

图4-13中环节[2]为有源逆变工况时触发延迟角 α_s 的计算环节, 其输出 α_s 按式(4-34B)

由关断角指令值 δ^* 、运行工况的电压、电流检测值计算得到。

3) 触发延迟角指令值 α^* 选择环节。从输入的 α 和 α_δ 中选择一个较小的 α 值输出: $\alpha^* = \alpha$ 或 α_δ 。

图 4-13 中环节 [3] 为触发延迟角指令值 α^* 选择电路, [3] 从其输入的两个量 α_1 (α_2) 和 $\alpha_{1\delta}$ ($\alpha_{2\delta}$) 中选一个较小的输入值作为输出触发延迟角的指令 α_1^* (α_2^*)。

4) 阀组控制器。图 4-13 中环节 [4] 为变换器晶闸管触发脉冲形成电路。

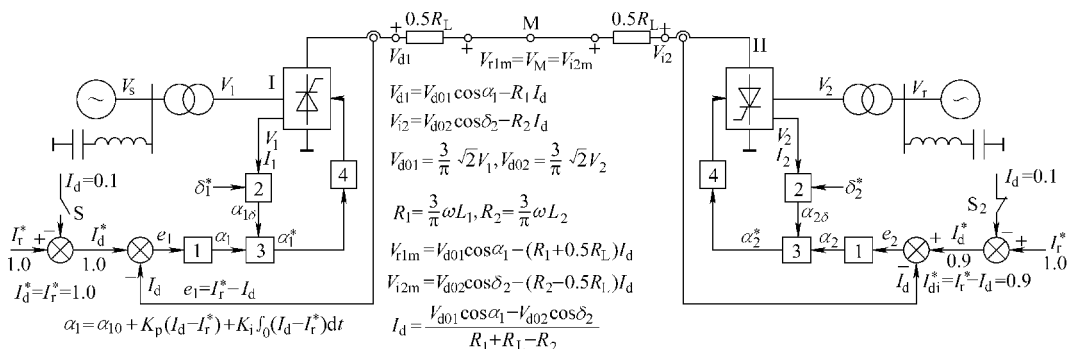


图 4-13 定关断角和定电流控制系统框图

1. 定电流控制

图 4-13 中当输电系统正向传输功率时, 线路首端换流器在整流工况运行 ($\alpha_1 < 90^\circ$), 末端换流器在逆变工况运行 ($\alpha_2 > 90^\circ$), 首端电流偏差量 (ΔI_d) 开关器件 S_1 断开, 末端处 S_2 闭合。这时若首端整流器运行时的电流指令 $I_d^* = I_r^* = 1.0$, 则末端逆变器的电流调节器输入的电流指令 $I_d^* = I_r^* - \Delta I_d = 0.9$; 反之, 当输电功率翻转 (反向) 时, 末端 S_2 断开, 末端整流运行时的电流指令值 $I_d^* = I_r^* = 1.0$, 而首端 S_1 闭合, 首端逆变运行电流指令为 $I_d^* = I_r^* - \Delta I_d = 0.9$, 即设计成无论首端还是末端换流器, 在整流运行时其电流调节器指令电流都比换流器逆变运行时其电流调节器的电流指令大一个偏差量 $\Delta I_d = 0.1$ 。从以下的分析可以得知, 这种设计控制模式可使直流输电系统在运行参数调控过程中和运行工况改变时整流器和逆变器能协调控制和顺利过渡。

图 4-13 中要求线路首端换流器 I 运行在整流工况, 其电流调节器的电流指令 $I_d^* = I_r^* = 1.0$, 误差输入为 $e_1 = I_d^* - I_d = 1.0 - I_d$, 当稳态运行 $I_d = I_d^* = I_r^* = 1.0$ 时, $e_1 = 0$ 。PI (比例-积分) 型电流调节器的输出 α_1 为定值 α_{10} 。整流器输出电压 V_{d1} 形成的 $I_d = I_d^* = I_r^* = 1.0$ 。若 $I_d \neq I_d^* = 1.0$, 由式 (4-42) 可知, 电流调节器在 $e_1 = I_d^* - I_d \neq 0$ 作用下, 改变 α_1 角使 V_{d1} 改变从而使 I_d 趋近于 I_d^* 。最终 $I_d = I_d^* = 1.0$, $e_1 = 0$ 。 α_1 固定为另一新值。式 (4-42) 中 α_{10} 是 $t = 0$ 时 α_1 的初值。因此当稳态 $I_d = I_d^* = I_r^*$ 运行的输电系统受到扰动, 一旦 I_d 略大于 $I_d^* (1.0)$ 时, α_1 从初值 α_{10} 不停地增大, 使 V_{d1} 减小, I_d 减小, I_d 趋近 $I_d^* = 1.0$, 最终 $I_d = I_d^* = 1.0$, $\alpha_1 = \alpha_{10} + \Delta\alpha$ ($\Delta\alpha > 0$); 当 $I_d < I_d^*$ 时, α_1 从初值 α_{10} 不停地减小, 使 V_{d1} 增大, I_d 趋近 I_d^* , 最终 $I_d = I_d^*$, $\alpha_1 = \alpha_{10} + \Delta\alpha'$ ($\Delta\alpha' < 0$), 即通过整流器的相控实现定电流运行: $I_d = I_d^* = I_r^* = 1.0$ 。

在首端整流侧电流调节器靠改变触发延迟角 α_1 实现定电流运行的同时, $\alpha_1 < 90^\circ$, 这时图 4-13 中换流器 1 触发延迟角 $\alpha_{1\delta}$ 大于 90° 。这是由式 (4-34B) 可知, 指令值 δ_1^* 越大, $\alpha_{1\delta}$ 越

小;换相压降相对值 ΔV_L^* 越大, α_{18} 也越小;实际系统中指令值 δ_1^* 都不超过 18° , 系统正常额定电压、电流时 ΔV_L^* 仅 5% 左右, 即使瞬时电流 I 过载 1 倍, 电压 V 低一倍, 换相电压降 ΔV_L^* 也仅 0.2 左右, 这时由式(4-34B)、式(4-34C)计算的最小值的 α_{18} 也仍为 145° (这时 $\delta_1^* = 18^\circ$, 换流重叠角 $\gamma_1 \approx 17^\circ$, $\beta_1 = \delta_1^* + \gamma_1 \approx 35^\circ$, $\alpha_{18} = 180^\circ - 35^\circ = 145^\circ$)。

由于 $\alpha_1 (< 90^\circ) < \alpha_{18} (= 145^\circ)$, 故图 4-13 中变换器 I 的触发延迟角指令 $\alpha_1^* = \alpha_1$, 使变换器 I 按定电流整流运行。

2. 定关断角控制器

图 4-13 中变换器 II 的定关断角控制器[2]的输入是关断角的指令值 δ_2^* 、交流电压 V_2 和电流 I_2 , 由指令关断角 δ_2^* 和运行参数检测值 V_2 、 I_2 , 可按式(4-34B)计算出在交流电压、电流为 V_2 、 I_2 和关断角 $\delta_2 = \delta_2^*$ 下逆变运行时换流器晶闸管的触发延迟角 α_{28} 。 $\alpha_{28} = 180^\circ - (\delta_2^* + \gamma_2)$, δ_2^* 、 γ_2 都为正值, 故 $\alpha_{28} < 180^\circ$ 。由于首端换流器 I 在整流工况下定电流运行, 使 $I_d = I_d^* = 1.0$, 图 4-13 中换流器 II 电流调节器[1]的指令电流 $I_d^* = I_r^* - \Delta I_d = 0.9$, 使电流调节器[1]的输入 $e_2 = I_d^* - I_d = 0.9 - 1.0$ 为负值, 由式(4-42)可知, $e_2 = I_d^* - I_d$ 为负值, 使 α_2 不停地增大, 直到 α_2 为最大限值 $\alpha_2 = \alpha_{\max} \approx 180^\circ$, 而变流器 II 的关断角控制器[2]的输出 $\alpha_{28} = 180^\circ - (\gamma_2 + \delta_2^*) < 180^\circ$, 由于 $\alpha_{28} < \alpha_2 = \alpha_{\max} \approx 180^\circ$, 所以, 变流器 II 的最小值选择环节[3]选择了 α_{28} 输出 $\alpha_2^* = \alpha_{28}$, 使逆变器在 $\delta = \delta_2^*$ 工况下定关断角逆变运行。

4.4.4 整流器和逆变器联合协调控制

图 4-13 中所示的整流器、逆变器采用定电流控制和定关断角控制是直流输电最基本的运行方式。如图 4-12c 所示, 直流输电运行点 (I_d 和中点直流电压 V_M) 由整流侧电压 $V_{r1m} = f(I_d)$ 和逆变侧电压 $V_{i2m} = f(I_d)$ 两条自然特性的交点 A 或 N 点决定, A 点对应首端整流、末端逆变从首端向末端正向输电, I_d 为正, V_M 为正。N 点对应反向输电, 末端整流, 首端逆变, 从末端向首端反向输电, I_d 为正, V_M 为负。当交流系统电压 V_1 、 V_2 改变时, $V_{r1m} = f(I_d)$ 和 $V_{i2m} = f(I_d)$ 两条直线斜率不变, 上下平移, 如图 4-12a 和图 4-12b 所示。这时调控触发延迟角 α_1 、 α_2 , 就有可能实现由整流器控制定电流运行且维持逆变器的定关断角运行, 如 4.4.3 节所述。但是当交流电源电压变化过大, 特别是当 V_1 、 V_2 严重下降时, 固定逆变器关断角不变, 仅靠调整整流器的触发延迟角 α , 可能直到 α 达到直流输电晶闸管安全、可靠运行的极限值 $\alpha_{\min}$ 和 $\alpha_{\max}$ 时仍不能达到整流器定电流 $I_d^* = I_r^* = 1.0$ 运行, 这时就需要逆变器参与在其指令电流 $I_{di}^* = I_r^* - \Delta I_d = 0.9 < I_r^* = 1.0$, 或逆变器在 $\alpha_{2\min}$ 工况下, 或在低压限流 $I_r^* < 1.0$ 下运行。所以直流输电实际运行中除整流器定电流 $I_d^* = I_r^* = 1.0$ 、逆变器定关断角 δ^* 运行外, 在 V_1 、 V_2 改变时还可能其他运行方式。

如果正常稳态运行点为图 4-14 中 A 点, A 点是图 4-12a 和图 4-12b 中首端换流器整流工况自然特性直线⑩ (V_{10} 、 α_{10}) 和末端换流器逆变工况自然特性直线② (V_{20} 、 δ_2^*) 的交点, 这时 $I_d = I_A = 1.0 = I_r^*$, $V_M = V_{r1m} = V_{i2m} = V_A$ 。当 V_1 、 V_2 改变时直流输电系统中整流器、逆变器的联合协调控制特性如下:

1. 首端换流器的交流电压 V_1 升高 (V_2 不变) 时的运行工况特性

稳态工作点为整流器特性⑩与逆变器特性②的交点 A 时, 若 V_1 从 V_{10} 升高, 在 $\alpha_1 = \alpha_{10}$

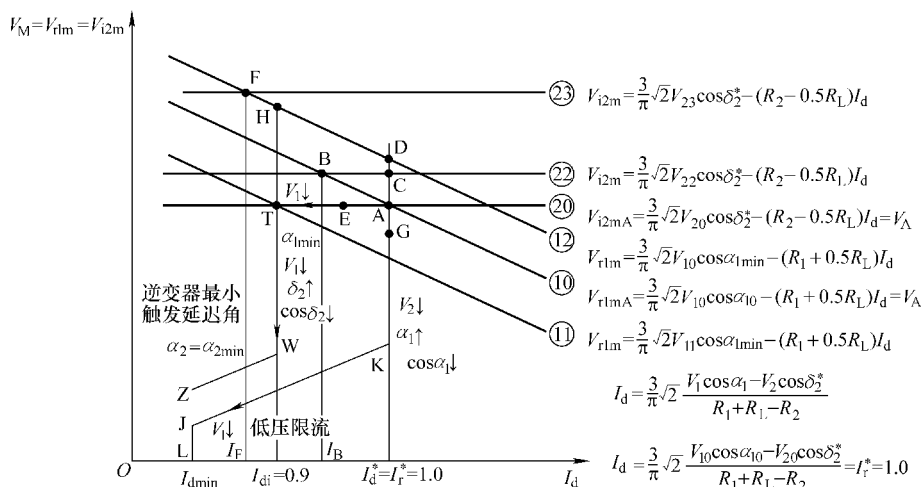


图 4-14 直流输电两个换流器联合协调控制特性

未改变前, 将使式(4-37)中的 $I_d > I_r^* = 1.0$ 。图 4-13 整流器的电流调节器在电流误差 $e_1 = I_r^* - I_d = 1.0 - I_d < 0$ 作用下, 其输出 α_1 不停地增大, $\cos \alpha_1$ 不停地减小, 直到 $V_1 \cos \alpha_1 = V_{10} \cos \alpha_{10}$ 为止, I_d 下降到 $I_d = I_r^* = 1.0$, 整流器电流调节器定电流 $I_d = I_r^* = 1.0$ 调节过程结束后, 工作点又回到 A 点。因此 V_2 不变, V_1 升高时仅靠整流器的定电流调节增大 α_1 , 减小 $\cos \alpha_1$ 即可实现定电流运行。稳态工作点可维持 A 点不变。

2. 末端逆变器的交流电压 V_2 下降 (V_1 不变) 时的运行工况特性

在 A 点稳态工作时, 当 V_2 下降而 $\alpha_1 = \alpha_{10}$ 未改变前, $I_d > I_r^* = 1.0$, 这将使整流器电流调节器在 $I_d > I_r^* = 1.0$ 的电流差作用下其输出的 α_1 角不停地增大, $\cos \alpha_1$ 不停地减小, 直到 $\cos \alpha_1$ 的减小量抵消 V_2 的减小量时, I_d 回落到 $I_d = I_r^* = 1.0$ 为止。但这时由于 $\alpha_1 > \alpha_{10}$, $V_2 < V_{20}$, 故直流电压 $V_M = V_{rlm}$ 将低于 V_A , 即工作点为图 4-14 中的 G 点。当 V_2 继续下降时工作点继续下降到 K 点后, 由于 V_K 较低, 为了不使 V_2 继续下降、直流电压 V_M 下降而危害电力系统的安全运行, 从 K 点开始, 将电流调节器的电流指令 I_r^* 随 V_2 的下降而减小, 即输电系统从定电流 $I_d = I_r^* = 1.0$ 运行改变为低压限流运行。如图 4-14 中斜线 KJ 所示。当到达最小运行电流限值 $I_d = I_{dmin}$ 时, 将电流调节器的指令 I_r^* 固定为 $I_r^* = I_{dmin} = 0.2$, 防止谐波电流的存在可能使电流 i_d 瞬时值变为零, 电流中断引起过电压危害运行安全。因此 V_1 不变, V_2 下降时, 仅靠整流器电流调节器调控 I_d 、 V_d 的运行特性轨迹是图 4-14 中的 AGKJL。

3. 首端整流器交流电压 V_1 降低 (V_2 不变) 时运行工况特性

V_2 不变, V_1 从 V_{10} 降低后, 在 α_1 仍为 α_{10} 未变时, V_1 减小使 $I_d < I_r^* = 1.0$, 一旦 $I_d < I_r^* = 1.0$, 则整流器定电流调节器输出 α_1 从 α_{10} 减小, $\cos \alpha_1$ 增大, 若 V_1 减小, $\cos \alpha_1$ 增大后能使 $V_1 \cos \alpha_1$ 增大到等于原值 $V_{10} \cos \alpha_{10}$, 则 $I_d = I_r^* = 1.0$, 这个调节过程中 $V_M = V_{i2m} = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} V_2 \cos \delta_2^* - (R_2 - 0.5 R_L) I_d$ 未变, 故工作点仍为图 4-14 中的 A 点。如果 V_1 下降较多, 以致 α_1 减小到极限值 $\alpha_{1min} = 5^\circ$ 时, $\frac{3}{\pi} \sqrt{2} V_1 \cos \alpha_{1min}$ 仍小于原值 $V_{10} \cos \alpha_{10}$, 则 α_1 从 α_{10} 减小到限值 α_{1min} 时 I_d 仍小于 $I_r^* = 1.0$, 即 $I_d < I_r^*$, 工作点为特性②①上的 E 点。当 V_1 继续下降时 I_d 继续下降, 工作点在逆变器电压自然特性②①上向 I_d 减小方向移至 T 点, T 点是 $\alpha_1 = \alpha_{1min} = 5^\circ$ 、

V_1 减小到 V_{11} 后整流器自然特性①与逆变器自然特性②的交点。在 T 点 $V_M = V_T$, 但 $I_{di}^* = I_r^* - \Delta I_d = 0.9$, 这时当 V_1 再减小, 以致使 I_d 小于 $I_{di}^* = 0.9$ 时, 逆变器的定电流调节器输出触发延迟角 α_2 将从 $\alpha_{20} = 180^\circ$ 不停地减小, 当 α_2 减小到小于图 4-13 中的 α_{28} ($\alpha_{28} = 140^\circ \sim 150^\circ$) 时, 触发延迟角选择环节③的输出就选择 α_2 , 即末端逆变器的触发延迟角 $\alpha_2^* = \alpha_2$, 当 V_1 下降使 $I_d < I_{di}^* = 0.9$ 时, $\alpha_2^* = \alpha_2$ 不停地减小, $\cos\alpha_2$ 不停地增大, $\delta_2 = 180^\circ - \alpha_2 - \gamma_2$ 不停地增大, $\cos\delta_2$ 不停地减小直到 I_d 回升到 $I_{di}^* = 0.9$, 因此这时就靠逆变器的触发延迟角 α_2 、关断角 δ_2 的改变使 $I_d = I_{di} = 0.9$ 定电流运行。这时由于 δ_2 随 V_1 的下降不断增大, $\cos\delta_2$ 不断减小, 直流电压 $V_M = V_{i2m} = \frac{3}{\pi}\sqrt{2}V_2\cos\delta_2 - (R_2 - 0.5R_L)I_d$ 不断降低, 工作点从 T 点向下移至 W 点。若到达 W 点时 α_2 已降至 $110^\circ \sim 100^\circ$, 则从 W 点开始保持 $\alpha_2 = \alpha_{2min} = 110^\circ \sim 100^\circ$ 不变, 因此随着 V_1 的再下降, I_d 将从 $I_d = I_{di}^* = 0.9$ 减小, 而直流电压 $V_M = V_{i2m} = \frac{3}{\pi}\sqrt{2}V_2\cos\delta_2 - (R_2 - 0.5R_L)I_d$ 随 V_2 的下降继续下降, 如图 4-14 中直线 WZ 所示。对逆变器限制 α_2 不小于 $\alpha_{2min} = 110^\circ \sim 100^\circ$ 是为了使逆变器运行时绝不容许 α_2 小于 90° 而变为整流工况, 限制 α_2 为 $110^\circ \sim 100^\circ$ 可留有余地确保即使有不利的扰动存在也能防止换流器在逆变器工况时错误地转为整流工况 ($\alpha_2 < 90^\circ$), 引发事故。所以当 V_2 不变 V_1 下降时, 直流输电 V_d 、 I_d 运行特性轨迹是图 4-14 中的 AETWZ。

4. 末端逆变器交流电压 V_2 升高 (V_1 不变) 时运行工况特性

在 A 点稳态工作时, 若 V_1 不变, V_2 上升到 V_{22} 时, 逆变器自然特性由直线②改变为直线②②, 工作点从①、②的交点 A 变为①、②②的交点 B。这时 $I_d = I_B < I_r^* = 1.0$, 因此整流器的定电流调节器输出触发延迟角 α_1 从 α_{10} 不停地减小, $\cos\alpha_1$ 增大, 使整流器特性从 α_{10} 时的特性①不停地、平行地向上移, 工作点则从 B 点沿直线②②向 I_d 增大的右边移动, 直到 C 点 $I_d = I_r^* = 1.0$ 为止, 稳定在 C 点 ($I_d = I_r^* = I_A$, 但 $V_C > V_A$)。当 V_2 再从 V_{22} 继续增高时, 工作点从 C 点在 $I_d = I_r^* = 1$ 直线上继续上移至 D 点。D 点是 $V_1 = V_{10}$ 、 $\alpha_1 = \alpha_{1min}$ 时的整流器自然特性工作点。此后当 V_2 再增高时, 由于 α_1 已达到极限值 $\alpha_1 = \alpha_{1min}$ 不能再减小, 而固定为 $\alpha_1 = \alpha_{1min}$ 、 $V_1 = V_{10}$ 不变, 故工作点只能在特性①②上从 D 点沿特性①②向左上方移动直到 H 点时, I_d 减小到 $I_H = I_{di}^* = 0.9$ 。当 V_2 再升高到 V_{23} 时, 直线②③与①②的交点 F 的电流 $I_d < I_{di}^* = 0.9$ 。这时逆变器的电流调节器输出的触发延迟角 α_2 就不停地减小。当 α_2 减小到比图 4-13 中的 α_{28} 更小时, 末端逆变器的触发延迟角指令值 α_2^* 就选取 α_2 。随着 α_2 不停地减小, $\delta_2 = 180^\circ - \alpha_2 - \gamma_2$ 不停地增大, $\cos\delta_2$ 不停地减小, 使 $V_2\cos\delta_2$ 保持定值, 工作点从 F 向 H 移动, $I_d = I_{di}^* = 0.9$ 不变, 即靠逆变器电流调节器调控 α_2 、 δ_2 , 在 H 点 $I_d = I_{di}^* = 0.9$ 下定电流运行。所以在 V_1 不变 V_2 升高时, 直流输电 V_d 、 I_d 运行特性轨迹是图 4-14 中的 ACDHFH。

4.5 采用全控型开关器件电压源型变换器的轻型直流输电系统

至今大容量 (300MW 以上) 的高压远距离直流输电系统都是采用晶闸管开关器件构成换流器。由电网电压换流实现相控整流和相控有源逆变, 而不采用全控型开关器件自换流的电

压源型 PWM 逆变和变频整流。这不仅因为晶闸管价格低, 额定电压、电流容量较大, 更主要的原因是晶闸管多管直接串联应用技术已经成熟。现在已能实现上百只 $6 \sim 8\text{kV}$ 的晶闸管串联使用(有均压措施)而应用于 $\pm 500\text{kV}$ 甚至更高电压的直流输电系统。而较高电压的全控器件如 GTO、IGBT、IGCT 至今尚很难实现十只以上串联安全使用。但是基于晶闸管相控整流和有源逆变的高压直流输电系统的无功和谐波问题比较突出, 因此, 在额定电压要求不太高、容量不太大的某些特定应用场合的直流输电系统中, 采用全控型开关器件构成电压源型 PWM 变流器实现 PWM 整流和 PWM 逆变, 有可能是一种可取的技术方案。这种方案被称为轻型直流输电。这种轻型直流输电方案的优势在于:

1) 采用电压源型 PWM 整流器和逆变器实现直流输电, 可以对有功和无功进行独立的控制, 即在 P - Q 功率平面上四象限运行。因此特别适宜于风力发电场与大电网的互联, 适宜于向大城市负荷中心地下电缆供电, 适宜于将两个独立的交流系统互联解列而形成一个异步连接点。

2) 电压源型 PWM 整流器和逆变器产生的谐波幅值较小、频率较高、易于滤波。滤波装置体积小, 费用也较低。

3) 变流器结构较紧凑, 易模块化、标准化, 可靠性较高, 现场安装、检修都方便。变流站的容量大小也可以分期扩建, 以适应电力系统发展的需要。

4) 将中心城市供电或近岛海底输电由交流输电改为直流输电, 由于交流电缆运行中具有充电电流(交流电压在电缆电容 C 上流过电容电流, 而直流电缆无充电电流), 交流电缆的输电距离不宜超过 50km , 且寿命低于直流电缆, 因此, 将新型直流电缆(交联聚乙烯电缆)安装在现有的交流电缆管内, 或线路走廊内, 能使输出容量提高约 50% 。由于向城市中心区供电或近岛海底输电容量一般不很大, 电压等级不很高, 采用全控型开关管的轻型直流输电的性能/投资价格比值相对也要高一些。

5) 在输电容量不大、电压不太高的情况下, 无论是将几个全控器件直接串联, 或采用三电平变换器或采用两组变流器的串联组合, 在现有 GTO、IGBT、IGCT 器件额定电压、电流值情况下, 都不难实现直流 $10 \sim 50\text{kV}$ 、 750MW 的直流输电, 同时在经济上也有竞争力。

图 4-15 示出以全控型开关管三相电压源型变流器构成的轻型直流输电系统原理图。图中线路首端电压源型变流器 I 在 PWM 整流工况下运行, 将频率 f_s 的交流电压 V_s 变为直流电压 V_D 。经直流输电后, 在线路末端再经电压源型变流器 II 在 PWM 逆变工况下运行, 将直流电变为频率为 f_c 的交流电压 V_c 。轻型直流输电系统中变流器为采用全控型开关器件的电压源型变流器, 实现 PWM 高频整流和 PWM 逆变, 不存在晶闸管相控整流和相控有源逆变时不可避免的无功功率需求和较大的谐波危害, 因此这种直流输电系统体积小, 重量轻(故又称轻型直流输电系统)。轻型高压直流输电系统的另一个重要优点是它具有强大的调控能力, 它通过全控型开关管的 PWM 控制, 可灵活、快捷、有效地调控整流、逆变工况; 调控中间直流电压, 调控交流电流、电压、有功和无功功率, 当然也可以通过变压器分接头辅助扩大调控区域。

晶闸管高压直流输电系统主要应用于高压(如 $\pm 500\text{kV}$ 或更高)、大功率(如 500MW 以上), 而轻型高压直流输电传输功率目前大多只能在几十到 500MW 以下, 直流输电电压在几十 kV 以下。

轻型直流输电系统的一个实例如图 4-16 所示。图中在离海岸大于 50km 的大规模近海风

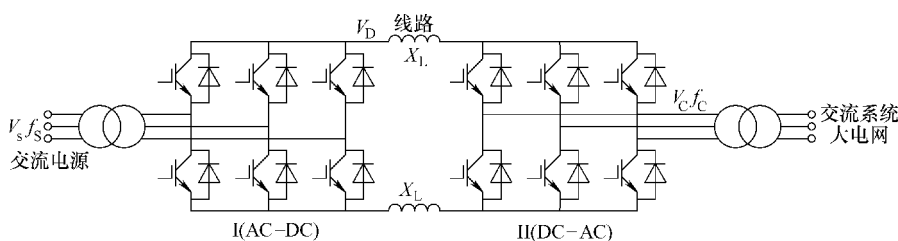


图 4-15 轻型直流输电系统原理图

电场的四台风力发电机生产的交流电，经由变流器 I 整流后得到 9kV、7.2MW 的直流电。经直流电缆输电，在线路末端再由变流器 II 变换为 10.5kV 的交流电与大电网连接。采用直流输电电缆无充电电流，近海风电场离海岸的距离就有限制。此外，有直流中间环节，风力发电的不稳定频率、不稳定电压与大电网电压、频率解耦，风力发电机可随风况的不同在其最优转速下充分利用风能，而不必被调控到与大电网频率匹配。由于采用了全控型开关管电压源型 PWM 变流器，变流器可在 P - Q 平面内所有四个象限中运行，它能够实现有功功率双向流动，即在风况不足以满足该地区的本地负荷时也可以从大电网向风电场地区的负荷输送有功功率，而同时向交流电网发出或吸收无功功率。因此，基于电压源型变流器的直流轻型输电系统不仅适宜做两个非同步的交流电网的异步连接点，也同时适宜于将风电馈送到大电网，并在大电网与风电场之间交换有功功率。

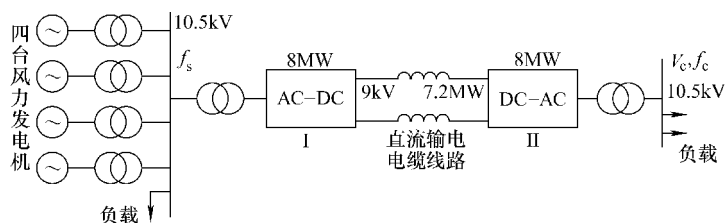


图 4-16 风电场风力发电直流输电示意图

1997 年第一个试验性的轻型直流输电工程在 Hellsjun 投运 (3MW, ± 10 kV)。1999 年 6 月在瑞典哥特兰岛 (Gotland) 投运的轻型直流输电系统将当地的风电系统与主电网互联，解决了风电并网的电能质量问题，至今已有十多条轻型直流输电线路投入运行。工程的应用目的覆盖了风力发电传输、提高地区间功率传输能力、海上平台供电、非同步电网互联。工程投运地点包括了欧洲、美国和澳大利亚等地区。随着全控型开关器件额定电压、电流的提高和价格的下降，轻型直流输电会得到更多的应用。

第 5 章 电力系统并联补偿控制

5.1 电力系统并联补偿器的类型和功能

5.1.1 并联补偿器的类型

在图 5-1a 所示两个电源经一条输电线联网的电力系统中, 如果在输电线上某一点(如图中线路中点 M 处), 或在负荷节点 L 处, 或在母线节点 G、S、R 处并联接入一个由电力电子开关器件控制的电容、电感或电阻构成阻抗补偿器, 或并联接入一个由电力电子开关变流器构成的无功电源, 则可控在节点 M、L、G、S、R 处向系统注入(或从系统吸取)的无功功率 Q_c , 若在 G 点处有可控电阻 R、或储能系统如超导磁能存储系统 SMES, 就可调控发电机等效负载的有功功率 P 。在负荷节点 L 处加谐波电流补偿器又可补偿(向系统注入或吸入)非线性负荷的谐波电流。这种并联在系统节点上的电力电子补偿器被称为并联补偿器。

并联补偿器根据补偿对象和功能的不同可分为

- 1) 无功功率补偿器;
- 2) 谐波电流补偿器;
- 3) 三相不平衡负载补偿器;
- 4) 发电机有功功率补偿控制器。

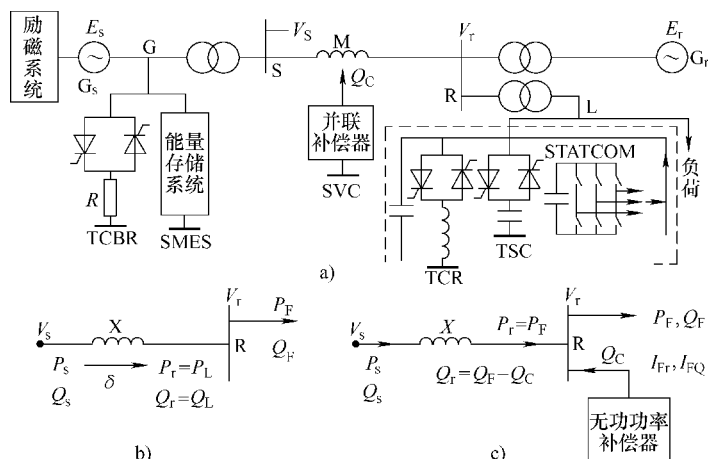


图 5-1 两电源电力系统

5.1.2 并联无功补偿的功能

图 5-1b 中若线路末端 R 点负荷有功功率为 P_F , 无功功率为 Q_F , 线路电抗为 X , 线路首端电压 $\dot{V}_s$ 超前末端节点电压 $\dot{V}_r$ 的相角为 δ , 忽略线路电路损耗则线路末端、首端输出的有功功率为

$$P_r = P_s = P_F = \frac{V_s V_r}{X} \sin \delta \quad (5-1)$$

线路末端输出的感性无功功率为

$$Q_r = Q_F = \frac{V_r(V_s \cos \delta - V_r)}{X} \quad (5-2)$$

线路无功电流 I_q 流经线路感抗 X , 引起的电压损耗为

$$\Delta V = V_s - V_r = I_q X = \frac{Q_F X}{V_r} \quad (5-3)$$

线路电抗 X 的无功功率损耗为

$$Q_X = I^2 X = \frac{P_r^2 + Q_r^2}{V_r^2} X = \frac{P_F^2 + Q_F^2}{V_r^2} X \quad (5-4)$$

线路电阻 R 的有功功率损耗 P_R 为

$$P_R = I^2 R = \frac{P_r^2 + Q_r^2}{V_r^2} R = \frac{P_F^2 + Q_F^2}{V_r^2} R \quad (5-5)$$

输电线首端电源输出的感性无功功率 Q_s 为

$$Q_s = \frac{V_s(V_s - V_r \cos \delta)}{X} = Q_r + Q_X \quad (5-6)$$

并联无功补偿的功能是:

1) 减少电力系统的电压损耗, 减少有功功率损耗和无功功率损耗, 提高发电机、变压器和输电线路等电力设备的功率因数, 提高其发电、输配电的利用率。

如果在图 5-1c 所示末端负荷节点 R 处与负荷并联接入一个无功功率补偿器, 补偿器向系统输出感性(滞后电压 90°)的无功电流和感性无功补偿功率 Q_C , 补偿负载的感性无功 Q_F , 则输电系统经电抗 X 向负荷提供的无功功率将减小为 $Q_r = Q_F - Q_C$, 而有功功率仍为 P_F , 这

$$\Delta V' = \frac{Q_r X}{V_r} = \frac{(Q_F - Q_C) X}{V_r'} \quad (5-7A)$$

$$\text{线路无功功率损耗减小到: } Q_X' = \frac{P_L^2 + (Q_F - Q_C)^2}{V_r'^2} X \quad (5-7B)$$

$$\text{电阻 } R \text{ 功率损耗减小到: } P_R' = \frac{P_L^2 + (Q_F - Q_C)^2}{V_r'^2} R \quad (5-7C)$$

负荷无功被补偿后, 线路、变压器、发电机流过的无功电流减少, 在同样允许温升的情况下, 这些电力设备可以发送更多的有功功率, 提高发电机、变压器、输电线有功功率利用率。

2) 调控输电线中点 M 点电压, 可提高极限输电容量, 增强发电机运行的暂态稳定性。

① 在图 5-2 中, 若输电线路中点 M 处不装无功功率补偿器, 且电压 V_s 、 V_r 幅值相等为 V 时, 输电功率为

$$P_s = P_r = \frac{V_s V_r}{X} \sin \delta = \frac{V^2}{X} \sin \delta = P_{\max} \sin \delta \quad (5-8)$$

式中, $P_{\max} = V^2/X$ 为无补偿时的极限输电功率。

线路首端电源 $\dot{V}_s$ 向线路输出的感性无功功率为

$$Q_s = \frac{V_s(V_s - V_r \cos \delta)}{X} = \frac{V^2}{X} (1 - \cos \delta) \quad (5-9)$$

线路末端输出给电源 $\dot{V}_r$ 的感性无功功率为

$$Q_r = \frac{V_r (V_s \cos \delta - V_r)}{X} = \frac{V^2}{X} (\cos \delta - 1) = -Q_s \quad (5-10)$$

线路末端电源 $\dot{V}_r$ 向线路输出的感性无功功率为 $-Q_r = Q_s$ 。

线路电抗无功损耗为

$$Q_X = I^2 X = Q_s + (-Q_r) = 2 \frac{V^2}{X} (1 - \cos \delta) = 2Q_s = -2Q_r \quad (5-11)$$

$-Q_r = Q_s$ 表明传输有功功率时两端电源 G_s 、 G_r 共同平均分担线路电抗 X 的无功损耗 Q_X 。无补偿装置时中点电压为

$$\dot{V}_{MO} = \dot{V}_s - j\dot{I} \cdot \frac{X}{2} = \dot{V}_s - j \frac{\dot{V}_s - \dot{V}_r}{jX} \cdot \frac{X}{2} = \dot{V}_s - \frac{\dot{V}_s - \dot{V}_r}{2} = \frac{\dot{V}_s + \dot{V}_r}{2}。$$

由图 5-2b 可知, 无补偿时中点 M 电压为

$$V_{MO} = V \cos(\delta/2) < V = V_s = V_r \quad (5-12)$$

② 在 M 点装设无功补偿器输出感性无功 Q_c 以后, 若 V_{MO} 被提升到 V_{MC} , 且 $V_{MC} = V_s = V_r$, 则电抗为 X 的输电线将被分割为相同长度的两段 S-M 和 M-R, 且每段电压相位差均为 $\delta/2$, 每段线路电抗为 $X/2$, 因此线路首、末端输电功率为

$$P'_s = P'_r = \frac{V^2}{X/2} \sin \frac{\delta}{2} = 2 \frac{V^2}{X} \sin \frac{\delta}{2} = 2P_{\max} \sin \frac{\delta}{2} = P'_{\max} \sin \frac{\delta}{2} \quad (5-13)$$

有补偿后极限输电功率为

$$P'_{\max} = 2 \frac{V^2}{X} = 2P_{\max} \quad (5-14)$$

首端无功功率为

$$Q'_s = \frac{V^2}{X/2} (1 - \cos \delta/2) = 2 \frac{V^2}{X} (1 - \cos \delta/2) \quad (5-15)$$

末端无功功率为

$$Q'_r = \frac{V^2}{X/2} (\cos \delta/2 - 1) = 2 \frac{V^2}{X} (\cos \delta/2 - 1) = -Q_s \quad (5-16)$$

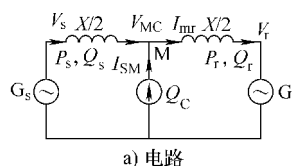
由图 5-2b 可得, 补偿后电流 $I_{sm} = I_{mr} = I$, 电压降 $\left(\frac{X}{2} I_{sm}\right) \frac{1}{2} = V_s \sin \delta/4$, 即

$$I_{sm} = I_{mr} = I = \frac{4V}{X} \sin \delta/4 \quad (5-17)$$

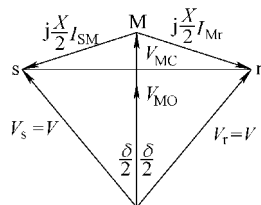
补偿后线路 X 无功损耗为

$$Q'_X = I^2 X = \frac{8V^2}{X} (1 - \cos \delta/2) \quad (5-18)$$

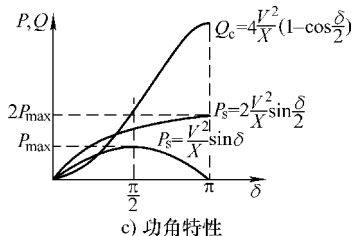
若补偿器输出的无功功率为 Q_c , 则有补偿时线路无功损耗 Q'_X 应等于线路首、末两端电源向线路输出的无功功率 ($Q'_s + (-Q'_r) = 2Q'_s$) 与补偿器输出的无功功率 Q_c 之和, 即



a) 电路



b) 相量图



c) 功角特性

图 5-2 两电源电力系统输电线中点无功补偿

$$Q'_x = Q'_s + (-Q'_r) + Q_c = 2Q'_s + Q_c = I^2 X = \frac{8V^2}{X}(1 - \cos\delta/2)$$

$$Q_c = Q'_x + Q'_r - Q'_s = \frac{4V^2}{X}(1 - \cos\delta/2) \quad (5-19)$$

在中点 M 引入无功补偿使中点电压提升到 $V_{MC} = V$ ，对比式(5-8)、式(5-13)可知：使输电线路静稳定运行区扩大到功角 $\delta = 90^\circ - 180^\circ$ 区域，极限输电功率 $P'_{\max} = 2V^2/X$ 提高一倍，显著地提高了系统运行的稳定性。

在图 5-2a 中，若无补偿时 $V_s = V_r = V$ ，功率角 $\delta = 30^\circ$ ，若中点有补偿使 $V_s = V_r = V_M = V$ ，将线路分割为两段相差 $\delta/2 = 15^\circ$ 后，由式(5-11)和式(5-18)可得知补偿前线路无功损耗 $Q_x = I^2 X = 0.268V^2/X$ ，有补偿后，线路无功损耗 $Q'_x = I^2 X = 0.2726V^2/X$ 。中点加装无功补偿器使极限传输功率 $P'_{\max}$ 提高一倍时，线路电流和电抗无功损耗基本不变。

在电力系统中采用并联型无功补偿器，实时、适式地调控补偿量，还可调控发电机的电压、电磁功率 $P_e(P_s)$ 和电磁阻力矩 T_e 的大小，这就可能使系统在遭受大扰动后减小转子相对运动的加速度，减小相对运动速度及发电机功角 δ 的变化幅度，并使发电机迅速恢复到新的平衡状态，增强发电机运行的暂态稳定性。利用图 1-9 研究暂态稳定性的等面积法则可以分析研究在线路中引入并联补偿增强发电机暂态运行稳定性。

3) 阻尼发电机功角振荡和抑制电力系统振荡。电力系统的互联提高了全系统运行的经济性和供电可靠性，但电力系统互联后，容易发生振荡。系统某些环节受到一个不大的干扰，就可能引起发电机功率振荡、输电线功率振荡、系统节点电压不停的低频振荡，这就表明电力系统互联后系统中的阻尼能力很弱。弱阻尼的电力系统通常在某些情况下输电功率上升到某值后即会发生振荡。为了避免出现振荡，通常只好降低输电线传输的功率值，这会导致不能充分利用输电线的传送能力。以往当发电机功角、功率出现振荡时，通过对发电机励磁电流适当、快速地调控(如采用线性最优励磁调控)，即采用电力系统稳定器 PSS(Power System Stabilizer)抑制电力系统的振荡曾取得较好的效果。但现今由于大型互联电力系统规模越来越大，发电机越来越远离负荷中心，因此仅通过发电机电压偏差调控励磁电流抑制电力系统的振荡效果越来越差。此外，现代电力系统中由于采用了某些新电力设备和新的控制策略，又出现一些稍高频的振荡，如次同步振荡 SSO(Subsynchronous Oscillation)和超同步振荡等。由于发电机励磁绕组时间常数大、励磁调控响应速度慢，其调控时间常在几百毫秒以上，采用励磁调控已经不能完全满足阻尼或抑制较高频率振荡的要求，而采用并联无功补偿，其调控电压和调控发电机功率的响应时间一般不超过几十毫秒，甚至可减少到 10ms 以下，因此采用并联无功补偿并与励磁调节协调控制可以较经济而有效的阻尼、抑制电力系统可能出现的各种振荡。采用并联无功补偿器调控节点电压即可能调控发电机的电磁功率，从而有可能控制发电机的不平衡功率的大小和正负值，可以快速、有效地阻尼系统振荡，从而提高发电机、输电系统传输功率的极限值。

4) 支持输电线末端或负荷端电压，防止电压崩溃。在第 1 章 1.4.2 节已经分析了图 1-11a 所示输电系统中无功功率与电压特性，并且知道了线路传输有功功率 P_* 和感性无功功率 Q_* 时，电压损失 $\Delta V = E - V \approx QX/V$ 与 Q 成正比。传输的感性无功功率 Q 越大， ΔV 越大，电网负载电压 V_* 越低。由图 1-11b 可知，当电网负载电压 V_* 低于临界电压 V_{cri*} (图 2-11b 中传输一定有功负载时的 M 点电压)时，系统将发生电压崩溃。因此，在线路负载处引入无

功补偿, 减少线路传输的感性无功功率 Q_* 和电压损失, 提升电网电压 V_* 可有效地防止系统电压崩溃。

5.2 晶闸管控制阻抗型静止无功补偿器(SVC)

5.2.1 晶闸管投、切并联电容器(TSC)

1. 晶闸管投、切并联电容器 TSC 的工作原理

采用电力电子开关与电容、电感组合可以构成静止型无功功率补偿器 SVC(Static Var Compensators)。晶闸管投、切并联电容器 TSC 是众多不同类型的静止型无功功率补偿器 SVC 中比较简单、使用广泛的一种静止型无功功率补偿器 SVC。

在图 5-3a 中, 在负载处, 经双向晶闸管开关接入一个电容器, 电容器的容抗为 $X_C = 1/2\pi fC$, 电网流入电容 C 的容性电流 I_C 超前电压 $V_2 90^\circ$ 。从电容器流入到电网的电流 $-\dot{I}_C$ 滞后 $V_2 90^\circ$, 即电容 C 向电网输出感性滞后无功电流 $-\dot{I}_C$ 。如果选取 C 的大小使 $-\dot{I}_C$ 的绝对值等于负载感性无功电流 I_Q , 即

$$I_C = V_2/X_C = 2\pi fCV_2 = I_Q = I\sin\varphi_L, \text{ 则 } C = I\sin\varphi_L/2\pi fV_2 \quad (5-20)$$

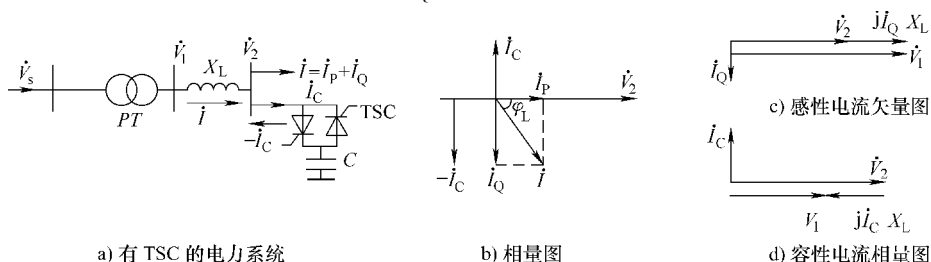


图 5-3 晶闸管投切电容器 TSC 原理图

这时负载的感性无功电流 $\dot{I}_Q$ 将被电容器 C 输出的感性无功电流 $-\dot{I}_C$ 所补偿, $\dot{I}_Q + \dot{I}_C = 0$, 于是电容器和感性负载并联后的等效负载就只有有功电流 I_P ($\dot{I} + \dot{I}_C = \dot{I}_P + \dot{I}_Q + \dot{I}_C = \dot{I}_P$), 等效负载的功率因数为 1, 发电机、变压器、线路就只流过有功电流 I_P , 只传送负载的有功功率 P , 减少了功率损耗, 减小了发热、温升, 使发电机、变压器、线路可以发送更大的有功功率。

电容器向电网输出滞后于电压 90° 的感性无功电流 ($-\dot{I}_C$), 电容器相当于一个滞后无功电流源、滞后无功功率 ($V_2 I_C$) 发生器。晶闸管投、切并联电容器 TSC 所能补偿的滞后无功功率大小由电容 C 的大小和电网交流电压的大小决定。负载无功功率的大小是随时变化的, 设置一个或两个固定值电容器不可能任何时候都恰如其分地满足需要。因此设置多个容量适当的 TSC, 根据实际负载无功的情况进行分级投、切, 才有可能得到较好的补偿效果。

当负载电流是感性电流 I_Q 时, $\dot{V}_2$ 比 $\dot{V}_1$ 小 $I_Q X_L$, 如图 5-3c 所示。如果负载电流是容性电流 $\dot{I}_C$, $\dot{V}_2$ 比 $\dot{V}_1$ 大 $I_C X_L$, 如图 5-3d 所示。所以感性负载电流流过变压器和线路电抗时会使

负载端电压 $\dot{V}_2$ 下降, 而容性负载电流流过变压器和线路电抗时则会使负载端电压 $\dot{V}_2$ 上升。

2. 晶闸管投、切电容器(TSC)的投、切控制

图 5-4a 中电容器投入时刻控制原则是: TSC 投入电容的时刻, 也就是晶闸管开通电路的时刻, 也必须是电网电压瞬时值 v_s 与电容器预充电电压 V_C 相等的时刻。否则电容上的电压 v_C 有阶跃变化时, 将产生一个冲击电流 i (电容上的电荷 $Q = Cv_C$, 电流 $i = Cdv_C/dt$), 很可能损坏晶闸管或给电源带来不利影响。通常希望电容预充电电压为电网电压峰值 V_m , 而且将晶闸管的触发电流 I_C 的相位也固定在电网电压的峰值点, 如图 5-4b 中的 G 点, 这时在导通前电容器充电电压等于电网电压峰值, 在电网电压峰值点投入电容时, 由于在这一点电压的变化率为零, 因此电流 $i_C = Cdv_C/dt$ 为零, 随后电压就按正弦规律变化, 电流 i_C 按正弦规律变化。整个投入过程中电流没有阶跃变化。但是, 在工程实际中, 电容投入时由于电网电压波动、电容器初始电压又难以维持为定值 V_m 等原因, 使得实际投入过程要做到无过渡过程是困难的。在实际工程中也常采用在电网电压瞬时值接近电容电压时投入电容 C 以减小过渡过程中的暂态电流分量。若将电流的暂态分量幅值与稳态分量幅值之比定义为电流过冲击系数 k_i , 工程实际中按照上述原则投入时, k_i 的值应被限制在 1 以下。

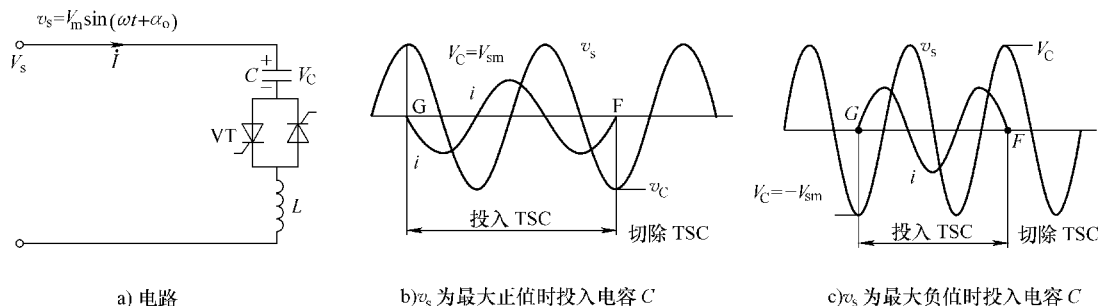


图 5-4 无过渡过程理想投入 TSC 的电流波形

实际应用中如图 5-4 所示, 常在 TSC 电路中串联一个小电感 L ($X_L = \omega L \ll X_C = 1/\omega C$) 以减少晶闸管被触发开通的瞬间电源电压瞬时值与电容器上残留电压不相等时引起的电流冲击, 使 $t=0$ 瞬间电流的变化率 $di/dt = (v_s - V_{C0})/L$ 受到限制。此外还应设置抗干扰措施防止晶闸管在 $v_s \neq V_{C0}$ 情况下被误触发, 在实际装置中还应配置有氧化锌等过电压保护器件, 防止过电压损坏电容器。

电容器组的切除很容易, 只要封锁晶闸管的触发信号, 晶闸管在电路中交流电流随后过零时即自动关断, 相应的电容器就被切除。

如果在电源电压瞬时值为最大瞬间 (在图 5-4b 的 G 点) 开通晶闸管, 投入电容 C , 而且这时电容器残留电压 $V_{C0} = V_m$, 则电容投入过程将无暂态电流分量, 从 $t=0$ 开始就只有稳态电流分量, 即

$$i(t) = \frac{V_m}{X_C - X_L} \cos(\omega t + 90^\circ) = -\frac{V_m}{X_C - X_L} \sin \omega t \quad (5-21)$$

完全实现这种理想的无暂态过程的 TSC 投入实际运行中较为困难, 因为每当要投入 TSC 时都必须由充电装置将电容 C 的初始电压 V_{C0} 充电到电源电压的峰值 V_m , 然后在电源电压 v_s 达到峰值准确无误的开通晶闸管。

图 5-5 示出了一种晶闸管触发和 TSC 投、切控制电路原理。霍尔传感器 LEM 检测晶闸

管端电压 $V_T = v_s - V_{C0}$, 当 $v_s(t) = V_{C0}$ 、晶闸管两端电压 $V_T = 0$ 时, 限幅和电平转换电路输出检测信号给霍尔传感器 LEM。LEM 经电压过零触发器输出过零信号, 过零信号受投切指令信号控制后将晶闸管开通脉冲经高频调制和功率放大后输出晶闸管脉冲列触发信号, 开通 VT_1 、 VT_2 。

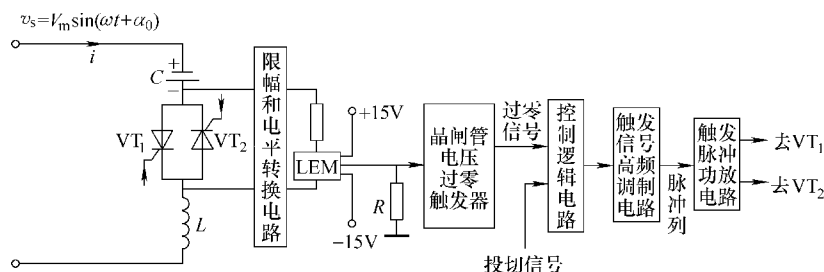


图 5-5 晶闸管触发和投、切电路原理

3. 多个 TSC 组合电路

图 5-6a 是中、高压晶闸管投切电容(TSC)型静止无功补偿器(SVC)的原理电路。它由降压变压器、电容器(分为若干小组)、晶闸管阀(与电容器相应的分为若干小组)和控制系统组成。反并联晶闸管只是起将电容器并入电网或从电网断开的作用, 串联的小电感 L_0 用来抑制电容器投入电网时可能造成的冲击电流。根据电网无功功率补偿的需求投、切电容器组的组数, 图中的 TSC 型 SVC 就成为分段可调的提供容性无功功率的无功补偿器, 其电压-电流特性按照投入电容器组数的不同可为图 5-6b 中的某一直线。电网输入 TSC 的容性无功电流 $I_c = V/X_c = 2\pi fCV$, I_c 随 V 线性增大, C 越大 I_c 越大。

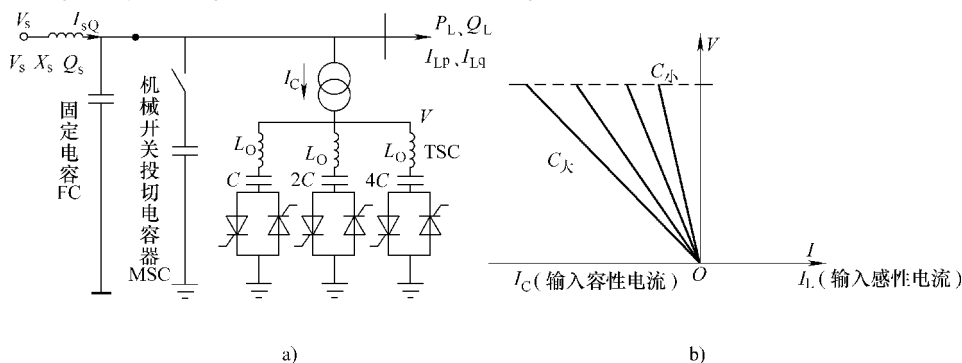


图 5-6 中压、高压 TSC 型 SVC 电路

图 5-6 中提供容性无功补偿的电容器也可用机械开关(如接触器)投切, 称之为机械开关投切电容器 MSC。MSC 的投切时间比 TSC 长得多, 投切过程中, 机械开关的触头受电弧作用易损坏, 寿命较短, 不适于频繁投切。低压晶闸管价格较低, 所以 380/220V 低压系统一般都只采用 TSC。10kV 以上系统投、切电容不频繁, 而高压 TSC 价格较高, 一般尽量采用固定电容 FC 或机械投、切电容器 MSC, 仅在需要深度快速改变补偿量时才采用 TSC。

TSC 型 SVC 中晶闸管在运行中要么全接通, 要么断开电容 C , 而不相控, 所以不产生谐波, 这是其优点。但是无功补偿量不可能连续调控, 且响应速度不如相控快, 这是其缺点。

图 5-6a 中电容器分组的具体方法比较灵活, 当然希望能组合产生的电容补偿的级数多一些, 但是综合考虑到系统复杂性以及经济性的问题, 常采用所谓二进制的方案, 即各电容

组的电容分别为 C 、 $2C$ 、 $4C\cdots$ 。如果组数为 k ，例如 $k=3$ ，共三组，则可得到 0 、 C 、 $2C$ 、 $3C$ 、 $4C$ 、 $5C$ 、 $6C$ 、 $7C$ 共 8 种电容值，即共 $2^k=2^3=8$ 种，电容值调控量相差 7 倍。另一种方案是 K 组中一组电容为 C ，其他各组都是 $2C$ ，这时若 $k=3$ ，则 C 、 $2C$ 、 $2C$ 三组组合共得到 $2K=6$ 种电容值： 0 、 C 、 $2C$ 、 $3C$ 、 $4C$ 、 $5C$ ，电容值调控量相差 5 倍。这种方法调控量较小，但调控电容值时投、切电容较简单。

5.2.2 晶闸管相控并联电抗器 (TCR)

1. TCR 工作原理

采用晶闸管投、切电容器 TSC 可以补偿负载感性无功电流，但 TSC 输出的无功电流不能连续调控。为此，可采用一个能连续调控感性无功电流的晶闸管相控电抗器 (Thyristor Phase Controlled Reactor, TCR) 与 TSC 组合使用，如图 5-7a 所示。TSC 从电网输入一个固定的容性电流 I_C ，TCR 从电网输入一个可控的感性电流 I_X ，若 I_X 小于 I_C ，则两者相加 $\dot{I}_C + \dot{I}_X$ 成为一个连续可控的等效容性电流。

在图 5-7a 由晶闸管 VT_1 、 VT_2 和电抗器 L 组成的晶闸管相控电抗器 TCR 中， VT_1 、 VT_2 按相控方式工作。图 5-7b 示出三相电路中的 3 个 TCR 电路。以 A、B 相间的 TCR 为例，如果 $v_{AB} = \sqrt{2}V_2 \sin \omega t$ ，令 VT_1 的触发控制角为 α_0 ，如图 5-7c 所示，在 $\omega t = \pi/2 + \alpha = 0A = \alpha_0$ 时刻 A 点触发 VT_1 ，从 $\omega t = 0A$ 开始 VT_1 导通，电感 L 流过的电流 i 由下式确定：

$$L \frac{di}{dt} = v_{AB} = \sqrt{2}V_2 \sin \omega t \quad (5-22)$$

当 $\omega t = \alpha_0$ 时 $i=0$ ，故有 $i(t) = \int_0^i di = \int_{\alpha_0}^{\omega t} \frac{\sqrt{2}V_2}{\omega L} \sin \omega t d(\omega t)$

$$i(t) = \frac{\sqrt{2}V_2}{\omega L} [\cos \alpha_0 - \cos \omega t], \quad \alpha_0 \leq \omega t \leq (2\pi - \alpha_0) \quad (5-23)$$

在图 5-7c 的 AB 期间， v_{AB} 为正值， i 上升，到 B 点 $\omega t = \pi$ 时电流达到最大值：

$$i(t) = I_m = \frac{\sqrt{2}V_2}{\omega L} (1 + \cos \alpha_0) \quad (5-24)$$

此后 v_{AB} 为负值， i 减小，到 C 点 $\omega t = 2\pi - \alpha_0$ 时， $i=0$ 。正半周电流 i 的导电角度 $\theta = 2(\pi - \alpha_0)$ ，从 $\omega t = \alpha_0$ 的 A 点经过半个周期 (π) 后触发 VT_2 ， VT_2 在 D 点 $\omega t = \alpha_0 + \pi$ 被触发开通，初期 DE 期间 v_{AB} 为负值时 i 从零变负， v_{AB} 为正值时， i 又从负变为零，负半周电流导电角度 θ 也是 $2(\pi - \alpha_0)$ ，从 $\omega t = \pi + \alpha_0$ 的 D 点直到 $\omega t = \alpha_0 + \pi + 2(\pi - \alpha_0) = 3\pi - \alpha_0$ 的 F 点结束导电的电流负半波 DF 期间：

$$i(t) = \frac{1}{\omega L} \int_{\pi+\alpha_0}^{\omega t} \sqrt{2}V_2 \sin \omega t d(\omega t) = -\frac{\sqrt{2}V_2}{\omega L} (\cos \alpha_0 + \cos \omega t), \quad (\pi + \alpha_0) \leq \omega t \leq 3\pi - \alpha_0 \quad (5-25)$$

当 $\omega t = 2\pi$ 时，有

$$i(t) = -I_m = -\frac{\sqrt{2}V_2}{\omega L} (1 + \cos \alpha_0) \quad (5-26)$$

交流电源直接对 RL 负载供电时，如图 5-7d 所示，电流 i 滞后电压 v 的相位角为 φ ，若

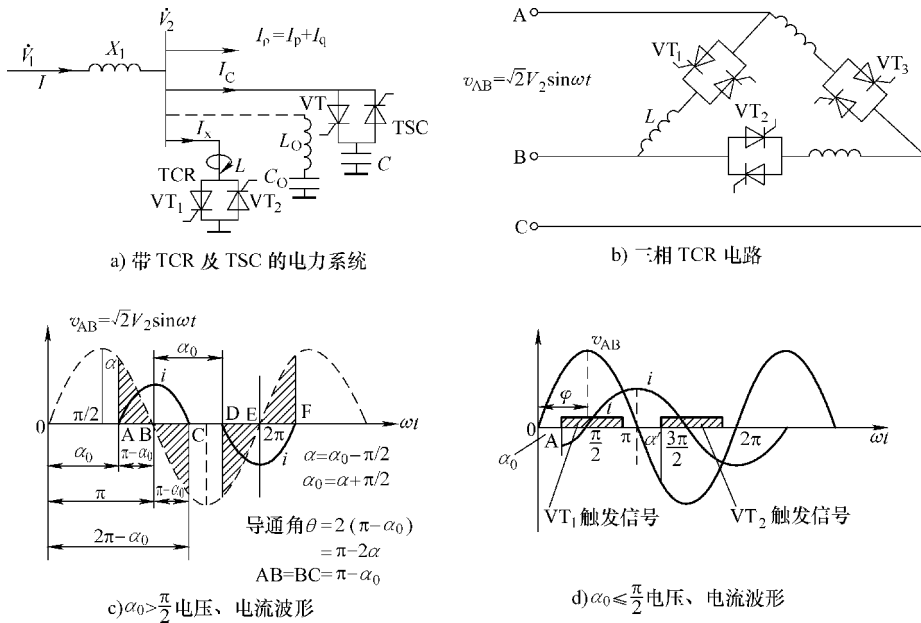


图 5-7 晶闸管相控电抗器 TCR

经晶闸管相控供电，触发延迟角 $\alpha_0 \leq \varphi$ 时，图 5-7d 中在 A 点触发 VT_1 ，由于 $\alpha_0 < \varphi$ ，这时 i 为负值， i 不能立即为零，故 VT_1 不可能开通，直到 $\omega t = \varphi$ 时 $i = 0$ ，才能开通 VT_1 ，电流 i 为正弦波。纯电感负载的功率因数角 $\varphi = 90^\circ$ ，所以要对电感电流进行相控，触发延迟角 α_0 必须大于 90° ，如图 5-7c 所示。当 $\alpha_0 \leq \varphi = 90^\circ$ 时，正方向接入电路的晶闸管 VT_1 并不能在触发延迟角 α_0 时开始正向导电而必须到 $\omega t = 90^\circ$ 时，负电流为零后，才能正方向导电。因此， $\alpha_0 < \varphi$ 时，TCR 失去相控功能，等效为固定电抗 $X = \omega L$ ，如图 5-7d 所示，电流为宽度 180° 的正弦波，正反向并联的晶闸管 VT_1 、 VT_2 各 180° 导电。在图 5-7c 所示 $\alpha_0 > 90^\circ$ 的情况下、在 $\alpha_0 \leq \omega t \leq \pi$ 的 AB 期间，电感 L 外加正电压 v_{AB} ，电流 i 从零上升。在 B 点 $\omega t = \pi$ ，电压 $v_{AB} = 0$ ， i 达到最大值 I_m 。在 BC 期间，即在 $\pi < \omega t \leq (2\pi - \alpha_0)$ 期间， $v_{AB} < 0$ ，电流 i 下降。 $\omega t = 2\pi - \alpha_0$ 时 i 下降为零。在 AB 期间电感存储磁能，在 BC 期间电感释放磁能。半个周期中 VT_1 导通持续的角度 $\theta = 2(\pi - \alpha_0) < \pi$ 。在电源电压负半周 $\omega t = \pi + \alpha_0$ 时 VT_2 被触发导通，负电流 i 在 E 点 $\omega t = 2\pi$ 、 $v_{AB} = 0$ 时达到最大负值，然后负值电流在 F 点降为零。 VT_2 在半个周期中导电角也是 $\theta = 2(\pi - \alpha_0) < \pi$ 。因此，图 5-7b 电路中晶闸管触发延迟角 α_0 的调控范围是 $90^\circ \sim 180^\circ$ ，电流正、负半波导电宽度角 θ 为 $\theta = 2(\pi - \alpha_0) \leq \pi (180^\circ)$ 。

由式(5-23)、式(5-25)和对图 5-7c 中的电流 i 作傅里叶分析可求得其基波和 n 次谐波电流有效值 I_1 、 I_n 为

$$I_1 = \frac{V_2}{\omega L} \frac{\sin 2\alpha_0 + 2(\pi - \alpha_0)}{\pi} \quad (5-27)$$

$$I_n = \frac{V_2}{\omega L} \frac{2}{\pi} \left[\frac{\sin(n+1)(\alpha_0 - \pi/2)}{n+1} - \frac{\sin(n-1)(\alpha_0 - \pi/2)}{n-1} - \frac{2\sin(\alpha_0 - \pi/2)\cos n(\alpha_0 - \pi/2)}{n} \right] \quad (n=3, 5, 7\cdots) \quad (5-28)$$

电感 L 的等效基波电抗为

$$X_1 = \frac{V_2}{I_1} = \frac{\pi}{\sin 2\alpha_0 + 2(\pi - \alpha_0)} \omega L \quad (5-29)$$

当 $\alpha_0 \leq \pi/2 (90^\circ)$ 时, 电流为完整的正弦波, 无谐波, $I_1 = I = V_2/\omega L$, 导电角 $\theta = \pi$ 。当 α_0 从 90° 增大时, I_1 减小, 谐波电流 $I_n \neq 0$ 。控制晶闸管的触发延迟角 α_0 , 即可改变基波等效电抗 X_1 的大小, 调控电抗器的基波无功电流 I_1 。

图 5-7a 中的 TSC 根据负载无功功率情况投入电网或从电网切除, TCR 则实时地控制触发延迟角 α_0 的大小, 连续地调控其基波感性无功电流, 并与 TSC 支路的基波电容电流相加共同无级、连续地补偿负载的无功电流, 使电网功率因数接近于 1 或调控无功补偿量使节点 (负载) 电压达到某指令值。请留意图 5-7c 中及式 (5-23) ~ 式 (5-29) 中的晶闸管触发延迟角 α_0 控制是从交流电源电压零点 ($v_{AB} = 0$) 到开始触发晶闸管的 A 点的触发延迟角。如果定义触发延迟角 α 为从 v_{AB} 最大值 ($\omega t = \pi/2$ 时) 到开始触发晶闸管的 A 点的触发延迟角, 那么 α 与 α_0 的关系应是 $\alpha_0 = \pi/2 + \alpha$, 而导通角 $\theta = 2(\pi - \alpha_0) = \pi - 2\alpha$ 。因此式 (5-27) ~ 式 (5-29) 可改写为

$$I_1 = \frac{V_2}{\omega L} \left[\frac{\pi - 2\alpha - \sin 2\alpha}{\pi} \right] \left(0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2} \right) = \frac{V_2}{\omega L} \left(\frac{\theta - \sin \theta}{\pi} \right) (0 \leq \theta \leq \pi) \quad (5-30)$$

$$I_n = \frac{V_2}{\omega L} \frac{4}{\pi} \left[\frac{\sin \alpha \cos n\alpha - n \cos \alpha \sin n\alpha}{n(n^2 - 1)} \right] \quad (5-31)$$

式中, $n = 2k + 1$, $k = 1, 3, 5, 7 \dots$, $n = 3, 5, 7, 9, 11, 13 \dots$ 。

相控电感 L 的等效基波电抗为

$$X_1 = \frac{V_2}{I_1} = \frac{\pi}{\pi - 2\alpha - \sin 2\alpha} \omega L \quad (5-32)$$

等效基波电纳为

$$B_1 = \frac{1}{X_1} = \frac{1}{\omega L} \left(\frac{\pi - 2\alpha - \sin 2\alpha}{\pi} \right) = \frac{1}{\omega L} \left(\frac{\theta - \sin \theta}{\pi} \right) \quad (5-33)$$

TCR 从系统吸取的感性无功功率为

$$Q_L = VI = \frac{V^2}{X_1} = V^2 B_1 = V^2 \frac{1}{\omega L} \left(\frac{\pi - 2\alpha - \sin 2\alpha}{\pi} \right) = V^2 \frac{1}{\omega L} \left(\frac{\theta - \sin \theta}{\pi} \right) \quad (5-34)$$

图 5-7a 中触发延迟角 $\alpha = 0$ 时 ($\alpha_0 = \pi/2$), 晶闸管正负半波全导通, 导电角 $\theta = 180^\circ$, 基波电抗 $X_1 = \omega L$, 电导 $B_1 = 1/\omega L$, 电感电流为正弦波电流 $I_1 = V_2/\omega L$ 。

当 α 从 0 增大时 (α_0 从 $\pi/2$ 增大), 导电角 θ 减小, 电抗 X_1 从 ωL 增大, 电纳 B_1 从 $1/\omega L$ 减小, $I_1 = V_2 B_1$ 减小。 $\alpha = 90^\circ$ 时 ($\alpha_0 = \pi$), 导电角 $\theta = 0$, 晶闸管完全不导通, 电抗 X_1 无限大, 电纳 $B_1 = 0$, $I_1 = 0$ 。

图 5-8 示出了不同触发延迟角 α ($\theta = \pi - 2\alpha$) 时电抗器的基波电流 I_1 以及各次谐波电流 I_n 随 α 和晶闸管导通角 θ 的变化曲线。表 5-1 为 TCR 正常运行时不同导通角时最大谐波电流标么值。

表 5-1 TCR 正常运行时各次谐波电流最大值与 α 、 θ 的关系

谐波阶数	3	5	7	9	11	13	15	17
触发延迟角 α	30°	18°	12.85°	10°	8.18°	6.92°	6°	5.29°
晶闸管导通角 θ	120°	144°	154.3°	160°	163.6°	166.2°	168°	169.4°
最大谐波值	0.1378	0.0504	0.0257	0.0156	0.0126	0.0078	0.0056	0.0044

2. TCR 电路类型

晶闸管开关阻抗型无功补偿器 SVC (包括晶闸管投、切并联电容器 TSC 和晶闸管相控电抗器 TCR 等) 自 1977 年由美国通用电气公司 (GE) 和 1978 年美国西屋公司 (Westinghouse 等) 研制并投入实际应用后, 30 年来世界各大电气公司都竞相研制, 并推出了各具特点的系列产品, 实际应用中都是将 TCR 与 TSC 并联组成可连续调控的无功补偿器。由于这种无功补偿装置不复杂, 技术已成熟, 且有较好的补偿效果, 最近 20 多年来在全世界其市场一直迅速而稳定的增长。由于各国对节电节能的要求越来越迫切, 这种无功补偿装置生产和应用今后还会迅速发展。

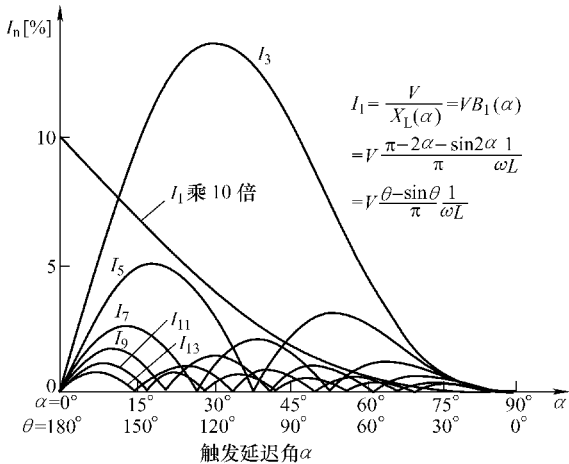


图 5-8 TCR 的基波电流和各次谐波与触发延迟角 α 、晶闸管导角 θ 的关系

在中压和高压系统中 TCR 常用的电路结构形式与低压应用电路结构有所不同。

(1) 用于高压电网的无功功率补偿

基本电路原理如图 5-9 所示。由于电网电压高, 将变压器的一次绕组 N_1 接成星形。为了防止 3 倍频谐波电流 (3 次、9 次) 流入电网, 将变压器二次绕组 N_2 接成三角形。三相三角形联结还可以对静止无功补偿装置的三相进行独立的不对称控制, 使三相无功不对称的电网被补偿到三相无功平衡。

(2) 用于工矿企业的无功功率补偿

基本电路如图 5-10 所示。无功补偿装置由变压器、空心电抗器 L (见图 5-10a) 或代替两者的高阻抗变压器 (见图 5-10b) 和晶闸管组成。图 5-10b 晶闸管控制的高阻抗变压器方案中, 可利用变压器的漏抗 ωL_σ 替代空心电抗, 省去了外接电抗。为了抑制由相控阀产生的 3 倍频谐波, 变压器一次绕组往往成三角形联结。对于三相不对称负载 (如电弧炉), 为了进行分相调节, 一般将变压器二次绕组接成“开口”星形。对于三相对称变化的负载补偿 (如扎机),

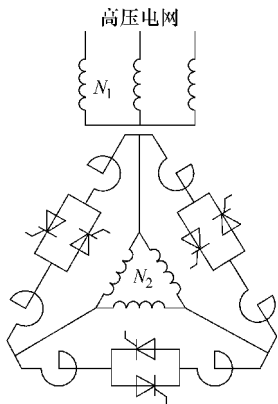


图 5-9 高压电网用 SVC 原理电路

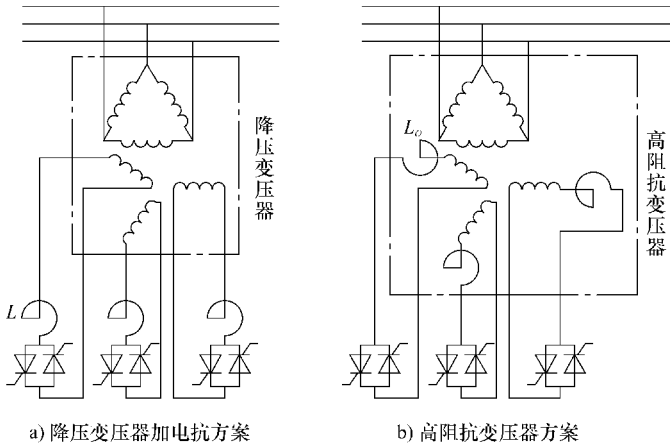


图 5-10 工矿企业用中压 SVC 原理电路

二次绕组接成一般的星形或三角形。

变压器的二次电压直接决定了高压晶闸管的成本及运行效率。按照补偿要求的无功补偿容量,应根据可能选定的晶闸管额定电流值确定相控电抗器支路的额定电流,然后计算变压器二次电压及串联晶闸管数,力求使用的晶闸管数最少。如果晶闸管额定电压值能与电网电压相匹配,可省去降压变压器,从而降低设备成本,提高运行效率。

3. TCR 的谐波削弱和抑制方法

图 5-7c 所示的 TCR 中电抗器电流波形,含有式(5-31)中的大量谐波。由于 3 次谐波在 SVC 的三角形变压器绕组中环流,不流入电网,所以从三相 TCR 流入电网的谐波电流的阶次为 $n = 6k \pm 1$ (k 为正整数)。

为了削减、抑制 TCR 进入电网的谐波电流,通常也采用 LC 无源滤波器。但是 LC 无源滤波器的价格较高、重量体积大、占地面积大,且无源滤波特性不理想,容易在电力系统中引发谐振。要使整个滤波效果好、减小滤波装置投资及小型化,应尽量减小 TCR 型 SVC 中产生的谐波电流。常用的方法有如下两种:

(1) 分组控制方式

这种方法是把 TCR 型 SVC 按容量分成 N 组等分的 TCR,全部接在电网上,根据要求补偿的无功功率量来决定同时工作的 TCR 组数 M ($M \leq N$) 及其触发延迟角。在投入工作的 M 组 TCR 中,除 1 组外,其他 $M-1$ 组都运行在产生谐波最小的触发延迟角,即图 5-7c 及式(5-31)中的 $\alpha = 0$ 或 $\alpha_0 = \pi/2$,导通角 $\theta = \pi$ (180°),仅调控余下的一组 TCR 的触发延迟角,使总无功功率与要求的无功功率相等,而使注入电网的谐波电流最小。

图 5-11 示出了由 4 个相同的 TCR 组成的无功功率补偿器。总的补偿电流 i_L 为 $i_L = i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} + i_{L4}$ 。通常根据需要补偿的电流的不同,这 4 个 TCR 中只有一个相控运行,其他的 TCR 要么全通 $i_L = I_m$,要么完全阻断 $i_L = 0$ 。由于每个 TCR 的最大电流仅为总电流最大值的 $1/4$,因此,4 个 TCR 分组控制时的谐波电流要比只用一个 4 倍容量大的 TCR 相控时的谐波电流小得多,同时也减少了总的开关损耗。当需要 100% 的补偿电流时,4 个 TCR 都全通,当需要 75% ~ 100% 时,3 个全通,相控一个;当要求补偿的 i_L 从 75% 的最大值减小时,逐次关断 1、2、3 组,由第 4 组 TCR 提供所需的小于 25% 的连续可控的补偿电流。

(2) TCR 的多重化

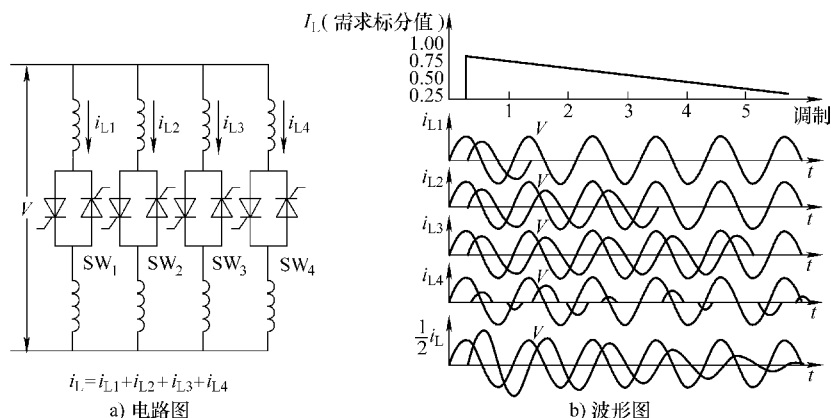


图 5-11 分组控制 TCR 原理

图 5-12 所示的 12 脉波 TCR 是 TCR 多重化的一个例子。图中, 三相三绕组变压器一次绕组匝数为 N_1 , 两个三相二次绕组分别接成星形和三角形, 因此, 两个三相二次绕组输出的线电压相差 30° 。若星形绕组匝数为 N_2 , 三角形绕组匝数为 $\sqrt{3}N_2$, 分别对 TCR_2 和 TCR_1 供电, 则 TCR_1 、 TCR_2 六个支路的电压幅值相同, 若两组三相 TCR 中 6 对双向可控晶闸管的触发延迟控制角 α 都相等, 如果三相电源电压 V_A 、 V_B 、 V_C 对称, 则两个 TCR 的电流为相差 30° 的六脉波电流、变压器一次绕组电流为 12 脉波电流, 构成一个 12 脉波 TCR。类似 4.2.2 节的分析得知: 只有 $12k \pm 1$ 次 (11、13、23、25...) 次谐波电流注入电网, 由于最低次谐波为 11 次且相对值已很小 (参考表 5-1, $n=11$ 时 11 次谐波电流最大相对值仅 1.26%), 易于采用无源 LC 滤波器或采用有源滤波器予以补偿或削弱。

类似于对图 5-12 两组相差 $\pi/6(30^\circ)$ 的 TCR 的分析, 若将 TCR 分为 3 组, 各组相位差 20° , 可构成 18 脉波 TCR, 谐波电流只有 $18k \pm 1$ 次能流入电网。若将 TCR 分为 4 组, 各组相差 15° , 可构成 24 脉波 TCR, 这时只有 $24k \pm 1$ 次谐波电流流入电网, 谐波数值也大为减小。这种多个三相电路组合的多重化相控技术削弱谐波策略与在本书第 4 章高压直流输电系统中, 采用两个、三个、四个三相桥分别移相 30° 、 20° 、 15° 的多重化相控整流和有源逆变在原理上是类似的。

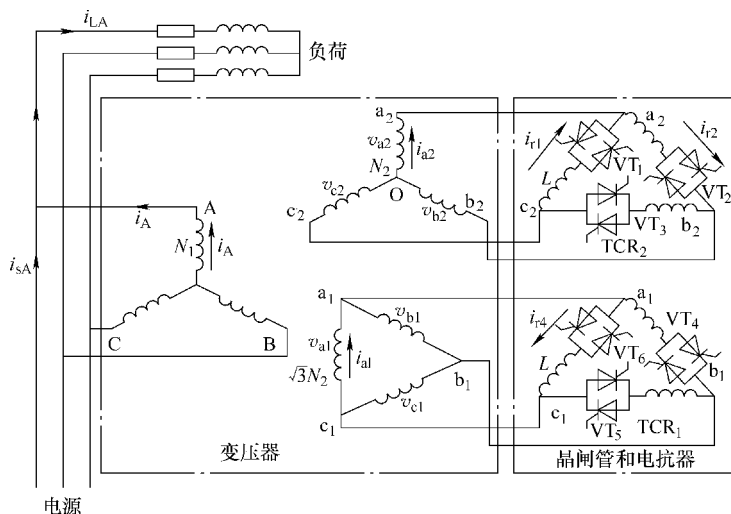


图 5-12 12 脉波 TCR 电路

4. 混合型静止无功补偿器 SVC 的补偿特性

在图 5-13a 中 FC 为固定电容器, 电容器电流 $I_c = \omega CV$ 。图 5-13b 中曲线①、②、③分别是一个 TSC 支路、二个 TSC 支路和三个 TSC 支路补偿时的电压-电流特性; ④为 TCR 中晶闸管全导通 (即图 5-7c 中触发延迟角 $\alpha = 0$) 时, $I_L = V/\omega L$ 的电压电流特性; 如果 TCR 中晶闸管完全阻断, 即 $\alpha = 90^\circ$, $X_L = \infty$, 则 $I_L = 0$, 这就是图 5-13b 中的曲线⑤; 曲线⑥为 TCR 在 $0^\circ < \alpha < 90^\circ$ 时的电压-电压特性。各曲线与水平电压线的交点就是该电压时 TSC、TCR 的工作点, 如果负载感性无功电流很大, 则应使所有的补偿电容, 即 n 个 TSC 同时工作提供最大的容性补偿电流。

图 5-13a 中除晶闸管投切电容器 TSC 外, 还采用了机械开关 S 投切电容器 (又被称为固定电容 FC, 提供固定的补偿电流 I_{co})、TCR 及无源滤波器 L_h 、 C_h 支路, 对某次谐波电流谐

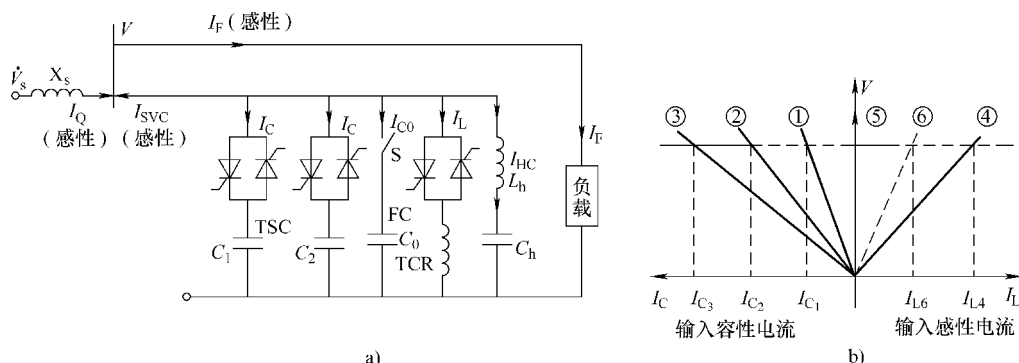


图 5-13 混合型静止无功补偿

振, 例如对负载中的 5 次谐波电流谐振, L_h 、 C_h 支路对 5 次电流谐波阻抗为零, 负载中的 5 次谐波电流全部流入该支路, 电网中不会有 5 次谐波电流, 但对电网负载端的基波电压, 该支路是容抗比感抗大 25 倍, 因而该支路也是一个容性电流发生器, 类似于一个固定电容器。如果电网负载很轻, 输电线电容电流使电网节点电压升高到超过额定值, 则应使所有的 TSC 全部退出工作, 对 TCR 进行相控, 增大电网感性无功电流(功率)把电网电压减小到额定值。表 5-2 是静止无功补偿系统 SVC 中各种装置的比较简表。

表 5-2 静止补偿系统(SVC)各装置的比较

装置名称	特 点	应 用
机械开关投切电容器(固定电容器 FC)	1) 分组投切 2) 不产生谐波 3) 操作有涌流和过电压 4) 不可频繁操作 5) 使用简便 6) 价格不高	广泛用于负载无功和电压补偿, 适合于电压变动不频繁的情况, 可配合其他静补设备使用
晶闸管投切电容器(TSC)	1) 分组投切 2) 快速反应, 反应时间小于 0.02s 3) 操作没有涌流和过电压 4) 可任意频繁动作 5) 全自动 6) 高压价格较高 7) 不产生谐波	对频繁变化的负荷作无功补偿, 尤其适合于低压系统。可作电压支撑, 可配合其他静补设备提供感性负荷的无功补偿
晶闸管控制电抗器(TCR)	1) 连续调节感性无功量 2) 快速反应 3) 产生谐波 4) 可频繁动作 5) 全自动	补偿系统的中心环节, 将 FC 与 TSC 多送的无功量抵消到最合适的位置, 是系统快速电压调节和扩大稳定极限的有效手段, 可抑制闪变、电压变动
LC 无源滤波器	消除系统原有的谐波, 同时抑制 TCR 产生的谐波, 但有可能引发系统振荡	工频下, 对系统产生的作用与 FC 和 TSC 相同

5.2.3 TSC、TCR 投切、触发控制基本原理

图 5-14a 中无功补偿器 SVC 由高次谐波陷波电路元器件 L_h 、 C_h 、机械开关投切电容 C_0 、

晶闸管投切电容 TSC 和晶闸管相控电抗器 TCR 组成。对基波而言, 陷波电路 L_h 、 C_h 是容性电路, 等效为一个电容, 其基波电容电流为 i_{ch} , 因此它与 C_0 、 C_1 、 C_2 、 C_3 共同从电网输入基波容性电流 $\dot{I}_C$, 或共同向电网输出感性补偿电流 $-\dot{I}_C$ 。TCR 则从电网输入感性电流 I_L , 因此整个无功补偿器 SVC 向电网输出的感性无功补偿电流 I_{SVC} 为

$$\dot{I}_{SVC} = -\dot{I}_C - \dot{I}_L = -(\dot{i}_{ch} + \dot{I}_{C0} + \dot{I}_{C1} + \dot{I}_{C2} + \dot{I}_{C3}) - \dot{I}_L \quad (5-35)$$

式中, $I_C = \dot{i}_{ch} + \dot{I}_{C0} + \dot{I}_{C1} + \dot{I}_{C2} + \dot{I}_{C3}$ 。 (5-36)

投入或切除 VT_1 、 VT_2 、 VT_3 , 可以调控容性补偿电流 I_C 的大小。对 TCR(VT_4) 进行相控, 可以连续控制感性电流 I_L 的大小, 因此可以连续调控整个 SVC 向电网输出的等效的感性补偿电流 $\dot{I}_{SVC} = -(\dot{I}_C + \dot{I}_L)$ 的大小和性质。若数值 $I_C > I_L$ 时, I_{SVC} 为向电网输出感性的补偿电流; 当 $|I_L| > |I_C|$ 时, I_{SVC} 为负值, 即从电网向补偿器输入感性电流。如果负载感性无功电流为感性 I_F , 要求补偿感性负载电流, 则应使补偿器总的等效输出补偿电流 I_{SVC} 为感性, 以补偿负载感性电流 I_F , 使电源线路中的感性无功电流、无功功率减小。这时, 根据实际运行时负载感性无功电流 I_F 的大小和系统运行对输电线路末端感性无功电流的要求值 I_Q , 可以得到所需的总的等效感性输出补偿电流 I_{SVCref} 。由图 5-14a 可知, $I_{SVCref}(\text{感性}) = I_F(\text{感性}) - I_Q(\text{感性})$, 适当地选定 TSC 的投入或切除的数目, 即投入或切除 S_0 、 VT_1 、 VT_2 、 VT_3 中的一个或几个, 再同时调控 TCR 的触发延迟角, 连续调控 $I_L(I_1)$ 的大小(参见式(5-30)), 即可连续调控总的补偿电流 I_{SVC} 跟踪指令值 I_{SVCref} , 并且在达到稳态时 $I_{SVC} = I_{SVCref} = I_F - I_Q$ 。如果负载的等效无功电流 I_F 已是容性电流, 则应断开图 5-14 中的机械开关投切电容支路 MSC(断开 S_0), 关断 VT_1 、 VT_2 、 VT_3 , 仅调控 TCR 的 I_L , 使 I_L 与 i_{hc} 的差值($I_L - i_{hc}$)跟踪指

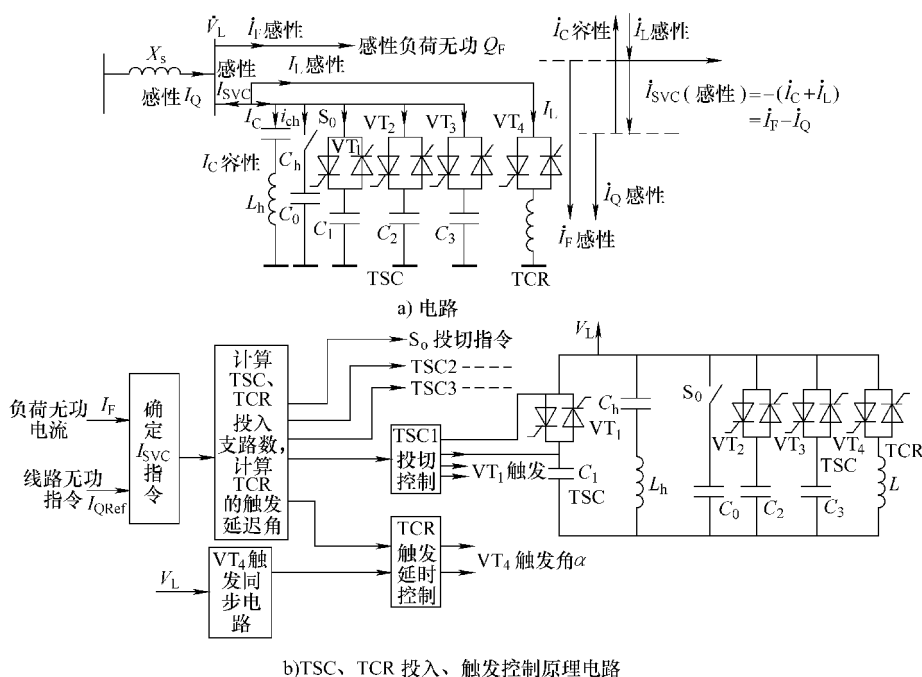


图 5-14 SVC 控制系统

令电流 I_{SVCreff} 。通常可根据实际系统运行情况的需要设置几个 TCR 支路, 既满足运行要求, 又能优化补偿器 SVC 的运行, 减少功耗, 简化操作。

图 5-14b 给出了 TSC-TCR 型静止无功补偿器 SVC 基本触发控制框图。图中首先根据无功负载电流 I_F 和要求的线路无功 $I_{Q\text{ref}}$, 确定补偿指令 I_{SVCreff} 的大小和性质(容性还是感性), 计算投入几个 TSC, 以及 TCR 的延迟触发延迟角 α 。为了使投入 TSC 时暂态过程尽量短, 冲击电流小, 电容电压振荡小, 应检测 TSC 中晶闸管两端电压 V_T , 使 $V_T = v_s - V_{C0} = 0$ 时触发晶闸管; 对 TCR 的触发延迟角 α 的控制也应采取措施防止误触发。

TSC 的控制系统在得到投入指令后要等到一个电源周期中电源电压瞬时值 $v_s = V_m \sin(\omega t + \theta) = V_{C0}$ (电容器上残压) 时, 才触发晶闸管。因此单相 TSC 支路对指令的响应时间可能长达一个电源周期 $T = 20\text{ms}$ ($f = 50\text{Hz}$), 对三相 TSC, 对指令 I_{ref} 的响应时间可能缩短到 $1/3$ 周期约 7ms 。

5.2.4 静止无功补偿器 SVC 控制策略

根据电力系统的运行要求, 静止无功补偿 SVC 有三种基本控制要求或控制目标: 维持负荷节点母线电压不变或维持节点母线电压为指令值、输出指令要求的无功功率和改善电力系统的动态性能。

1. 维持负荷节点母线电压 V_L 为指令值 ($V_L = V_{\text{ref}}$)

在图 5-15a 中, 在系统电压 V_s 和线路电抗 X_s 一定时, 若负荷无功电流 I_F 改变, 可通过调控静止无功补偿器 SVC 向电网输出的感性无功电流 I_{SVC} (矢量 $\dot{I}_{\text{SVC}} = -\dot{I}_C - \dot{I}_L$, 数值 $I_{\text{SVC}} = I_C - I_L$), 改变线路无功电流 I_Q ($I_Q = I_F - I_{\text{SVC}}$), 从而改变 I_Q 在电抗 X_s 上的电压降 $X_s I_Q$ 的大小 ($X_s I_Q = X_s (I_Q - I_{\text{SVC}})$), 维持母线节点电压 V_L 为指令值 V_{ref} 。

图 5-15b 是一种通过相控 TCR 使 SVC 维持节点电压 V_L 的闭环控制系统结构框图, 图中实时检测负荷电压 $\dot{V}_L$ 和电流 $\dot{I}$, 通过负荷无功电流计算环节求出负荷电流中的感性无功电流 I_F 。实时检测负荷节点电压 V_L 并与负荷节点电压指令值 V_{ref} 相比较, 将其差值 $\Delta V = V_L - V_{\text{ref}}$ 送入比例积分 (PI) 型自动电压调节器 AVR。AVR 的输出作为使电网节点电压 V_L 跟踪指令值 V_{ref} 所需的电网线路无功电流的指令值 $I_{Q\text{ref}}$, 即

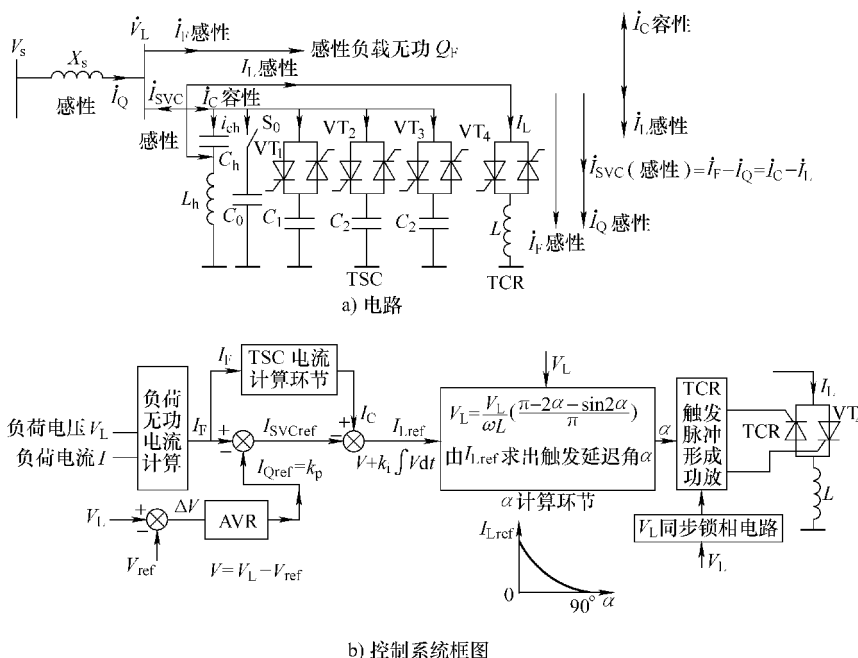
$$I_{Q\text{ref}} = K_p \Delta V + K_i \int \Delta V dt \quad (5-37)$$

式中, $\Delta V = V_L - V_{\text{ref}}$; K_p 、 K_i 分别为比例系数和积分系数。

将负荷无功电流 I_F 与线路无功电流指令 $I_{Q\text{ref}}$ 相减, 得到 SVC 应输出的无功电流指令值, 即

$$I_{\text{SVCreff}} = I_F - I_{Q\text{ref}} = I_F - [K_p (V_L - V_{\text{ref}}) + K_i \int (V_L - V_{\text{ref}}) dt] \quad (5-38)$$

图 5-15b 中的 TSC 电流计算环节的功能是根据检测到的负载无功电流 I_F 的大小, 确定多少组 TSC 投入和可能提供的容性补偿电流 I_C 。再将 I_{SVCreff} 与 I_C 相减得到 TCR 的指令电流 $I_{L\text{ref}}$ 。再由图 5-15b 中的 TCR 晶闸管触发延迟角 α 的计算环节, 根据 TCR 的指令电流 $I_{L\text{ref}}$ 算出 $I_L = I_{L\text{ref}}$ 时必须的触发延迟角 α , 同时锁相电路检测出节点电压 V_L 瞬时值的相位, 再根据要求的触发延迟角 α 值, 发出晶闸管触发信号, 开通 TCR 的晶闸管, 产生所需的电感电流 I_L 。

图 5-15 调控维持节点电压 V_L 的控制系统框图

由图 5-15a 可知, SVC(TSC、TCR 组合)向电网输出的感性补偿电流 I_{SVC} 与线路传输的感性电流 I_Q 之和供给负载感性无功电流即:

$$I_{SVC} + I_Q = I_F \quad I_{SVC} = I_F - I_Q \quad (5-39)$$

在图 5-15a 中, 各电容器输入的容性电流之和为 $\dot{I}_C$, 等效于电容向电网输出感性电流 I_C , 电容输出的感性电流的数值 $|I_C|$ 应于等 $|I_L|$ (感性) 与 I_{SVC} (感性) 之和: $|I_C| = I_L + I_{SVC}$

因此, 有

$$I_L (\text{感性}) = |I_C| - I_{SVC} = |I_C| - (I_F - I_Q) = |I_C| + I_Q - I_F \quad (5-40)$$

式中, I_F 为图 5-15a 中负荷感性无功电流; I_Q 为电网线路感性无功电流。

如果图 5-15b 中电网无功电流 I_Q 的指令值为 I_{Qref} , 由式(5-37)和式(5-40)可得, TCR 电流 I_L 的指令值 I_{Lref} 为

$$I_{Lref} = |I_C| - I_{SVCref} = |I_C| + I_{Qref} - I_F = |I_C| + K_p(V_L - V_{ref}) + K_i \int (V_L - V_{ref}) dt - I_F \quad (5-41)$$

图 5-15b 中自动电压调节器 AVR 的功用是: 当出现 $\Delta V = V_L - V_{ref} \neq 0$, 即 $V_L \neq V_{ref}$ 时, AVR 输出的 I_{Qref} 改变, 从而按式(5-41)改变 I_{Lref} , 使 TCR 输出的实际电流 I_L 跟踪指令值 I_{Lref} , 改变线路无功 I_Q , 改变线路电压降 $X_s I_Q$, 直到 V_L 改变到 $V_L = V_{ref}$, $\Delta V = 0$ 达到新的稳态。

1) 当 $V_L < V_{ref}$ 时, 这时应减小电网线路电流中的感性滞后无功电流 I_Q , 以减小线路电压降, 提升 $V_L \rightarrow V_{ref}$ 。具体调节过程是: 当 $V_L < V_{ref}$ 时, $\Delta V = V_L - V_{ref}$ 为负值, 图 5-15b 中线路无功电流指令值 I_{Qref} 持续减小, I_{SVCref} 按式(5-38)持续增大, 因而 TCR 的电流指令值 I_{Lref} 持续减小, TCR 的晶闸管触发延迟角 α 持续增大, 使 TCR 的感性无功电流 I_L 持续减小。随着 I_L 的减小, 图 5-15a 中的 SVC 输出的感性补偿电流 I_{SVC} (感性) 增大, 补偿了更多的负荷感性无

功电流, 因而使电网线路中的感性无功电流 I_Q 减少, 减少了线路电压降。于是, 节点电压 V_L 逐渐上升恢复到 $V_L = V_{ref}$, 这时 $\Delta V = 0$, 指令值 I_{Qref} 不再增大, I_{Lref} 也不再增大, TCR 中晶闸管触发延迟角 α 不再增大, I_L 不再减小, 系统稳定在 $V_L = V_{ref}$ 稳定工作。

2) 当 $V_L > V_{ref}$ 时, $\Delta V = V_L - V_{ref}$ 为正值, I_{Qref} 持续增大, I_{Lref} 持续增大, TCR 的晶闸管触发延迟角 α 持续减小, TCR 从电网吸收的感性电流 I_L 不断增大, 使电网线路感性无功电流 I_Q 不断加大, 线路电抗电压降 $X I_Q$ 不断增大, 从而使节点电压 V_L 不断下降到 $V_L = V_{ref}$ 后, $\Delta V = 0$, I_{sqref} 、 I_{Lref} 、 α 及 I_L 都不再变化, 系统在 $V_L = V_{ref}$ 下稳态工作。

如果图 5-15b 中的自动电压调节器采用 PI 型控制策略, 则最终的稳态工况总是 $V_L = V_{ref}$, 但有时 SVC 受设计容量所限不足以输出足够大的无功补偿功率使 $V_L = V_{ref}$ 。这时应对指令值 V_{ref} 加以限制, 仅使节点电压达到一个可以允许的稍低的电压水平。此外, 为改善调控过程中实际运行特性, 调节器除采用 PI 型控制外, 还可采用其他控制规律, 如较复杂的非线性控制等。

2. SVC 输出指令要求的无功功率

仅要求 SVC 实现输出指令所要求的无功功率时, 控制系统比较简单。这时如图 5-16b 所示, 将指令要求 SVC 输出的无功功率指令值 Q_{SVCref} 与实时检测的 SVC 输出的无功功率 Q_{SVC} 相减, 将其差值 ΔQ_{SVC} 送入自动无功功率调节器 AQR。AQR 也可能是 PI 型调节器, 其输出作为 SVC 的输出无功电流指令值 I_{SVCref} , 再根据要求输出的无功指令值 Q_{ref} 的大小和性质, 由 TSC 电流计算环节给出 SVC 中 TSC 应输入的容性电流或应输出的感性电流 I_C 。| I_C | 与 I_{SVC} 之差就是 SVC 中 TCR 的感性电流指令值 I_{Lref} , 再由 TCR 的电流指令值 I_{Lref} 计算出 TCR 晶闸管触发延迟角 α , 形成 TCR 晶闸管触发脉冲信号对晶闸管进行相控, 产生相应的 I_L , 使 SVC 输出的无功 Q_{SVC} 跟踪指令值 Q_{ref} 。

3. 改善电力系统的动态(暂态)性能

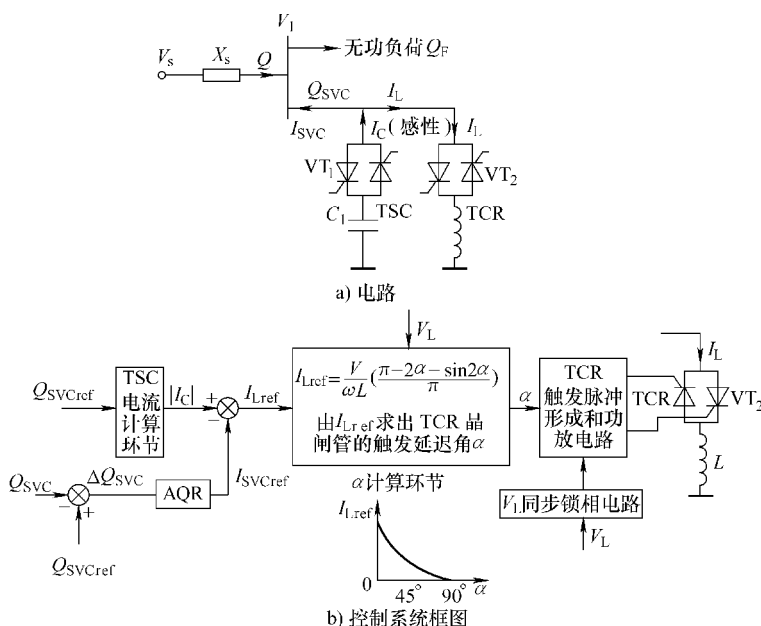


图 5-16 输出指令无功功率控制系统框图

调控 SVC 输出的无功功率的大小和性质, 可以改变节点电压、发电机的输出功率, 调控电力系统暂态中节点电压和发电机的电磁功率, 能抑制电压振荡和功率振荡, 改善电力系统的运行稳定性。图 5-17 示出了一种能维持电力系统节点电压和改善同步发电机暂态稳定性的控制系统框图。其基本思路是在维持节点电压闭环控制系统(参见图 5-15b)中的自动电压调节器 AVR 按电压偏差输出控制量的基础上, 再增加一个控制量 V_{pss} , 图 5-17 中 APR 是电力系统功率振荡调节器, 实时检测和计算发电机的电磁功率 P_e 、发电机功率角 δ , 相对速度 $\Delta\omega$ ($\Delta\omega = d\delta/dt$) 及加速度 $d\Delta\omega/dt = d^2\delta/dt^2$ 等运行参数的大小, 经功率振荡调节器 APR 输出一个适当的控制量 V_{pss} , V_{pss} 再与电压偏差量 ΔV 一起作为自动电压调节器 AVR 的输入。这时 AVR 的输出(电网线路的电流指令 I_{Sref})不仅反映了电压偏差, 而且包含有为抑制功率振荡所必需的控制量两种作用。这种控制策略的闭环控制系统同时具有 AVR 和功率振荡镇定器 PSS 两种功能。自动电压调节器可以维持节点电压不变或暂态中在一定的范围内对电压扰动进行控制, 而功率振荡镇定器 PSS 的调节器 APR 则向 AVR 提供附加控制量 V_{pss} , 在暂态过程中发挥对节点电压变化和有功功率的快速控制能力, 增强系统的阻尼作用, 抑制功率振荡, 提高电网遭受小干扰时的静态稳定性和遭受大干扰时的暂态稳定性。

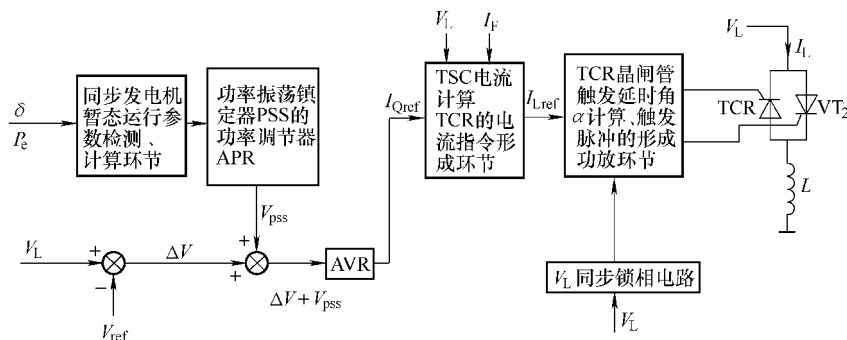


图 5-17 AVR 和 PSS 组合的 SVC 控制框图

仔细分析以上两种控制功能, 不难看到 SVC 同时实现上述两种控制目标存在一定的矛盾。电压控制的目标本来是按电压偏差的大小和正负值的不同调控无功的大小, 要求稳定节点电压 V_L 不变。但引入附加控制量 V_{pss} 以后, 在暂态中为了能调控发电机有功功率以抑制功率振荡, 增加系统阻尼, 改善稳定性, 又必须改变节点电压 V_L 以改变发电机的电磁功率。为协调、兼顾这种相互矛盾的控制要求, 图 5-17 中采用的控制策略原则是: 系统稳态运行时令附加控制量 V_{pss} 趋近于零, 这时功率振荡调节器 APR 不起作用, 当系统发生故障或遭受其他重大扰动时, 在 AVR 的输入中引入附加控制量 V_{pss} , 这就等效于适当放宽了无功补偿器 SVC 的电压指令 V_{ref} , 功率振荡镇定器 PSS 起作用, 功率调节器 APR 输出一个适当的控制量 V_{pss} , V_{pss} 与 ΔV 一起送入自动电压调节器 AVR, 改善电力系统的动态(暂态)稳定性能。

5.3 晶闸管控制制动电阻 TCBR

在第 1 章 1.3.2 节中分析同步发电机暂态稳定问题时已说明, 当发电机功率不平衡时, 即原动机施予发电机的功率 P_0 与发电机输出的电磁功率 P_e 不相等时, 例如输电线发生三相短路时, $P_e = 0$, 在不平衡功率 $\Delta P = P_0 - P_e = P_0$ 作用下发电机将加速运动 ($\Delta P > 0$)。在经

历一段加速过程后, 相对速度达到某一数值, 即使短路被切除, 由于相对速度仍不为零, 功率角 δ 继续增大, 当功率角 δ 超过 90° 后, 随着 δ 的加大电磁功率 $P_e = P_m \sin \delta$ 反而变小, 又可能使 $P_0 > P_e$ 导致加速, δ 继续增大而使发电机不再能回复到 δ 不变的同步稳定运行。为了减小短路期间发电机的加速度, 一个简单有效的措施就是在图 5-18 所示的发电机端口处接入一个晶闸管控制的电阻 R 。当 K 点发生三相短路时, 短路点电压 $V_k = 0$, 但 G 点电压 $V_G \neq 0$, 发电机的电磁功率 $P_e = \frac{EV_G}{X_g} \sin \delta > 0$ 。因此短路期间发电机的加速度为 $M \frac{d\Delta\omega}{dt} = M \frac{d^2\delta}{dt^2} = (P_0 - P_e) < P_0$ 。

这使得短路切除发电机的相对速度 $\Delta\omega$ 以及 δ 值比较小, 发电机暂态中不失步的可能性就增大, 这就增强了同步发电机短路后的暂态稳定性。

在暂态中接入的电阻使发电机输出电磁功率 P_e , P_e 所对应的电磁转矩 $T_e = P_e / \Omega$ (Ω 为机械角速度) 对发电机的转子是制动的, 因此 R 被称为制动电阻。

早期, 在远距离交流输电系统的发电机端口设置的制动电阻 R 是由机械开关断路器或真空开关投切, 由继电保护及相关自动控制器控制。由于机械开关投入、切除电阻动作时间长, 所以很难在短路后快速投入制动电阻。而在暂态中发电机振荡的减速期间又难于立即切除制动电阻, 更难于在理想的要求时刻重新及时投入制动电阻, 因此效果不是很理想。用晶闸管控制制动电阻 R 情况就大为改善, 当发生短路事故时可以快速投入制动电阻, 也可在暂态振荡的加速期间立即投入电阻, 还可在暂态振荡减速的适当时刻切除制动电阻, 更可在适当时刻重复投切, 而且通过相控晶闸管还可调控等效电阻的数值。这样就增大了制动电阻的效用且不会发生因机械开关不能快速断开电路切除电阻而发生过渡制动问题。晶闸管制动电阻可以看作是一种对电力系统发电机等效有功功率负荷并联补偿技术, 是一种快速、灵活、高效、简单的提高电力系统的稳定性, 增大正常运行时传输功率极限值的技术措施。

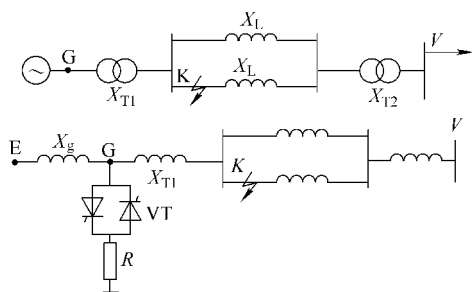


图 5-18 采用晶闸管控制的电阻的电力系统

5.4 电压源变流器型静止同步无功功率补偿器 (STATCOM)

采用晶闸管投、切电容器 TSC 只能向系统输出数值恒定的感性无功功率。采用晶闸管控制的电抗器 TCR 只能从系统吸进感性无功功率, 对晶闸管进行相控, 可连续地改变 TCR 从系统吸进的感性无功功率, 但是正是由于对 TCR 中晶闸管进行相控, 会使电电流波形畸变, 生成大量的电流谐波。此外, 由于电容器向电网输出的感性无功功率和电抗器从电网吸收的感性无功功率都与电网节点电压的二次方成正比, 当电网电压降低时, 其无功功率调控能力大为削弱。再者 TCR、TSC 这种变阻抗型的无功功率补偿器对无功功率的调控有一定的响应延迟时间 (单相晶闸管延迟开通、关断可能延迟半个周波), 这对需要瞬时快速补偿无功的应用而言 (例如对冲击性无功负荷所引起的电压闪变补偿), 就显得慢了。

1976 年 L. Ggagy 等人首先提出了利用电力电子开关器件构成三相桥变流器, 并研制了电压源变流器型静止同步无功功率补偿器, 也被称为静止同步无功功率发生器。这种无功功率补偿器有别于前节介绍的晶闸管控制阻抗型无功功率补偿器 SVC, 它是利用全控开关器件变流器产生与电网频率相同的交流电压, 通过调控变流器输出电压 V_i 的大小(类似于同步旋转的空负荷同步电动机调节励磁电流, 调控定子绕组电势 E)向电网输出或从电网输入可控的无功功率。因此这种静止无功发生器被称为电压源变流器型静止同步无功功率补偿器(Static Synchronous Compensator, STATCOM), 在美国也被称为“静止同步补偿机”(Static Synchronous Condenser, STATCON), 在欧洲又被称为先进的静止无功补偿器(Advance Static Var Compensator, ASVC), 在某些书刊中也称为静止无功功率发生器(Static Var Generator, SVG)。本书统一称之为变流器型静止同步无功功率补偿器 STATCOM, 或简称静止同步补偿器以区别于阻抗型无功功率补偿器 SVC。由于 STATCOM 优良的控制特性, 从 20 世纪 80 年代被研制成功以后, 至今全世界各大电气公司都有不同类型的大、中、小容量产品, 最大容量已超过 100MVA, 现在仍在竞相开发、研制可投入高压电力系统使用的更大容量产品。

5.4.1 电压源变流器型静止同步无功功率补偿器(STATCOM)工作原理

1. 基本工作原理

全控型开关器件三相电压源型变流电路采用 PWM 控制, 可输出电压大小、频率及相位均可控的三相交流电压 V_i 。将变流器的输出电压经电感 L (电抗 X)接至三相交流电网, 如图 5-19a 所示。控制 6 个开关器件使变流器交流侧输出电压的频率 f_i 等于电网电压频率 f_s , 调控变流器输出电压 V_i 与交流电网电压 V_s 同相, 则变流器输出电流 I 为

$$\dot{I} = (\dot{V}_i - V_s)/jX = -j(\dot{V}_i - V_s)/X \quad (5-42)$$

当 $\dot{V}_i$ 与 $\dot{V}_s$ 同相时(相位角 $\delta=0$, 见图 5-19b、c), 变流器向电网输出的电流 I 与电网电压 V_s 相差 90° , 变流器只输出无功电流、无功功率, 成为一个无功功率发生器。图 5-19 中的电压、电流为 A、B、C 坐标系中的相量(相电压、相电流有效值), 对应的功率 P 、 Q 为一相功率。如果令变流器或无功功率发生器向电网输出感性(滞后)无功电流为 I_q , 变流器输出到电网的感性滞后无功功率为 Q , 则有

$$I_q = (V_i - V_s)/X \quad (5-43)$$

$$Q = V_s I_q = V_s (V_i - V_s)/X \quad (5-44)$$

$$V_i = V_s + XQ/V_s \quad (5-45)$$

当输出电压 V_i 高于电网电压 V_s 时, 变流器输出的滞后无功电流 I_q 滞后 $\dot{V}_s 90^\circ$ (见图 5-19b、d), 并向电网输出滞后(感性)无功功率, 即式(5-44)中的 $Q > 0$ 。

当输出电压 V_i 低于电网电压 V_s 时, I_q 超前 $\dot{V}_s 90^\circ$ (见图 5-21c、e), 向电网输出容性(超前)无功功率, 即式(5-44)中的 $Q < 0$, 或者说这时无功功率发生器从电网吸取感性滞后无功功率, 成为电网的无功负荷。

为了使图 5-19a 所示无功功率发生器能稳定地工作, 直流侧必须有一个稳定的直流电压 V_D 。如果无功功率发生器输出电流 $\dot{I}$ 与 $\dot{V}_s$ 相位差为 90° , 则电网不向无功功率发生器输入

有功功率，但无功功率发生器实际工作中存在有功损耗，这时图 5-19a 中直流电容的电压 V_D 将不断减小。为了维持直流电压 V_D 恒定，在交流电源每个周期中都应给无功功率发生器补充能量。

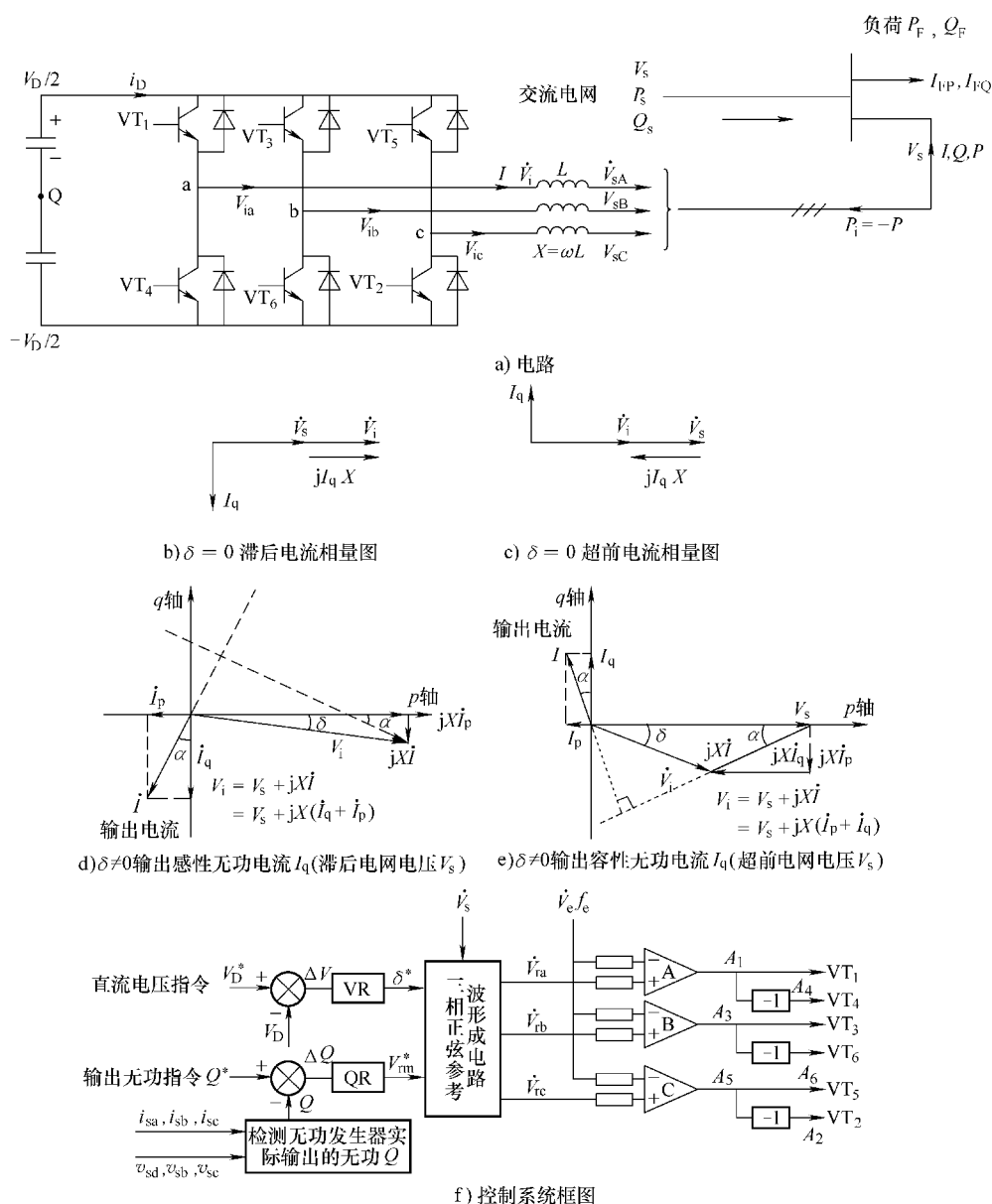


图 5-19 SPWM 电压源型无功功率补偿器

给电力电子变流器不断地补充电能的一个简便的技术方案是适当地调节输出电压 $\dot{V}_i$ 滞后于电网电压 $\dot{V}_s$ 的相位角 δ ，使变流器向电网输出的电流 $\dot{I}$ 中除含有滞后(或超前)的无功电流 I_q 外，还向电网输出一点负的有功电流或从电网输入一点正的有功电流。在图 5-19d、e 中，变流器向电网输出电流 $\dot{I}$ 中与 $\dot{V}_s$ 同相的有功电流分量 $I_p = I \cos(90^\circ + \alpha) = -I \sin \alpha$ 为

负值($\dot{I}_p$ 与 $\dot{V}_s$ 方向相反),无功功率发生器输出至电网($\dot{V}_s$)的有功功率 $P = I_p V_s = -V_s I_p \sin\alpha$ 为负值。因此图 5-19a 中电网向无功功率发生器送入的有功功率 P_i 为 $-P = -V_s I_p = V_s I_p \sin\alpha$ 为正值,因此无功功率发生器向电网输出无功功率的同时,又从交流电网输入一点有功功率 P_i 用于补充无功功率发生器运行时的功耗,使直流电压 V_D 恒定不变。

由图 5-19d 可得

$$-XI_p = V_i \sin\delta, \quad -I_p = V_i \sin\delta / X \quad (5-46)$$

从电网输入的有功功率也可表达为

$$P_i = -P = V_s (-I_p) = \frac{V_i V_s}{X} \sin\delta \quad (5-47)$$

由图 5-19d 可知 $V_i \cos\delta = V_s + XI_q$, 可得到无功功率发生器输出给电网的滞后无功电流为

$$I_q = (V_i \cos\delta - V_s) / X \quad (5-48)$$

输出给电网的滞后无功功率为

$$Q = V_s I_q = \frac{V_s (V_i \cos\delta - V_s)}{X} \quad (5-49)$$

以上各式中电压、电流是三相系统中相电压、电流有效值, $V_s = V_{sm}/\sqrt{2}$, $I = I_m/\sqrt{2}$, $V_i = V_{im}/\sqrt{2}$ 功率为一相功率。若电压、电流为线电压有效值,则功率为平衡三相系统中的三相功率。

图 5-19a 中调节控制 V_i 滞后于 V_s 的相角 δ ,使电网输入变流器的有功功率($-P$)等于变流器的功率损耗,即可使图 5-19a 所采用的无功功率发生器运行时的直流电压 V_D 恒定不变。

图 5-19e 为 $\delta \neq 0$ 时输出容性(超前)无功电流(功率)的矢量图,这时 V_i 小于 V_s ,但 V_i 仍滞后 V_s ,有功电流 I_p 仍为负,仍从电网输入有功功率供变流器功耗,稳定 V_D ,但 STATCOM 输出容性无功功率。

图 5-19a 中三相变流器输出的交流电压幅值、频率、相位由 6 个开关器件的通、断控制情况决定。如果对 6 个开关管的通、断状态采用类似于图 2-21 ~ 图 2-23 的正弦脉冲宽度调制(SPWM)控制,则可采用图 5-19f 所示原理性的控制系统框图。三相变流器 SPWM 控制时,若调制比 $M = V_{im}(\text{正弦参考波幅值})/V_{cm}(\text{高频三角波载波幅值})$,由式(2-96C)可得输出交流线电压有效值 V_{ab} 为

$$V_{ab} = \sqrt{3} V_i = M \frac{1}{2} V_D \sqrt{3} \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.612 M V_D \quad (5-50)$$

如果图 5-19a 中的变流器只采用单脉波控制,即输出相电压 V_i 只是脉宽为 θ 的单脉波电压,则有效值为 V_i 的基波分量幅值为

$$V_{im} = \sqrt{2} V_i = \frac{4}{\pi} V_D \sin(\theta/2) \quad (5-51)$$

这时调控脉宽角 θ 或调控 V_D 均可调控输出电压 V_i ,从而调控无功功率 Q 。

2. 基本控制原理

图 5-19f STATCOM 控制系统包括直流电压 V_D 闭环控制和无功功率 Q 闭环控制两部分。

(1) 直流电压 V_D 闭环控制

图 5-19f 中直流电容指令电压 V_D^* 和实测的电容电压瞬时值 V_D 同时送入电压调节器 VR。VR 的输出取作正弦调制参考波 $\dot{V}_r$ 滞后于交流电网电压 $\dot{V}_s$ 的相位角 δ 的指令值 δ^* ，也就是三相桥变换器交流输出电压 $\dot{V}_i$ 滞后 $\dot{V}_s$ 的相角 δ 的指令值 δ^* 。若 VR 为 PI 型调节器，则其输出 δ^* 为

$$\delta^* = k_p \Delta V + k_i \int \Delta V dt = k_p (V_D^* - V_D) + k_i \int (V_D^* - V_D) dt \quad (5-52)$$

当 $V_D = V_D^*$ 时， $\Delta V = V_D^* - V_D = 0$ ， δ^* 为一固定值。一旦 $V_D < V_D^*$ 时，电压调节器输出 δ 的指令值 δ^* 增大，使电网流入无功功率发生器的有功功率 P 增大，使 V_D 增大到指令值 V_D^* ；反之当 $V_D > V_D^*$ 时， δ^* 减小，使电网流入无功功率发生器的有功功率 P 减少，使 V_D 减小到指令值 V_D^* 。PI 型电压调节器 VR 通过直流电压 V_D 的闭环控制使 V_D 自动保持为指令值 V_D^* ，确保无功功率发生器的稳定运行。

(2) 无功功率 Q 闭环控制

图 5-19f 中将无功功率发生器输出无功功率的指令值 Q^* 与输出的无功功率实际检测值 Q 送入 PI 型无功功率调节器 QR。QR 的输出作为正弦调制参考电压波 V_r^* 的幅值 V_m^* ，则有

$$V_m^* = k_p' \Delta Q + k_i' \int \Delta Q dt = k_p' (Q^* - Q) + k_i' \int (Q^* - Q) dt \quad (5-53)$$

当 $Q = Q^*$ 、 $\Delta Q = Q^* - Q = 0$ 时， V_m 为一固定值。一旦 $Q < Q^*$ 时，无功功率调节器 QR 输出的指令值 V_m^* 增大，变流器输出电压的调制比 M 增大，从而使无功功率发生器输出电压 V_i 增大，输出的感性无功功率 Q 增大，直到 $Q = Q^*$ 为止；当 $Q > Q^*$ 时，无功功率调节器 QR 输出的指令值 V_m^* 减小，使无功功率发生器输出电压 V_i 降低，输出感性无功功率 Q 减小，直到 $Q = Q^*$ 为止。

将电压 V_m^* 和 δ^* 以及电网电压 V_s (大小和相位角) 送入三相正弦参考波形成电路，输出 a、b、c 三相参考电压 $\dot{V}_{ra}^*$ 、 $\dot{V}_{rb}^*$ 、 $\dot{V}_{rc}^*$ ，再与高频三角载波 v_c 相比较而得到 VT₁ ~ VT₆ 驱动信号，使三相变流器输出所需的交流电压 $\dot{V}_i$ ，使 $V_D = V_D^*$ ， $Q = Q^*$ 。

图 5-19a 所示无功功率发生器不需外加直流电源，仅靠开关电路的适时、适式控制，即可输出数值大小和方向均连续可控的无功功率。当采用 SPWM 控制、多个三相桥主电路移相组合或经变压器多重化输出时，仅用较低的开关频率和较小的 LC 滤波器，就可使输出电流接近正弦波且具有优良的控制特性。此外，变流器对控制指令的响应也极快，具有优良快速控制特性，它在调控输出电压、维持节点电压稳定、抑制电压闪变、阻尼系统振荡、提高电力系统运行稳定性等方面的性能都远胜于晶闸管阻抗控制型无功补偿器 TSC 和 TCR。同时，它也是电力系统无功补偿器的发展方向。

5.4.2 高压大容量静止同步无功补偿器 (STATCOM) 主电路结构

现代电力系统实际所需的无功功率补偿容量是很大的。例如，在有功功率为 200MW、 $\cos\varphi = 0.8$ 、无功功率为 150MVar 时，若要求将功率因数补偿到 $\cos\varphi = 0.97$ ，则所需补偿的无功功率接近 100MVA。目前单个全控型开关器件，即使选用容量较大的门极关断晶闸管 GTO，若其额定电压为 6kV、电流为 6kA，采用 6 个这种额定值的开关器件构成的三相桥式

电路,其输出的容量也很难达到 5~6Mvar。而在电力系统中实用的 STATCOM 容量都很大。此外,如果 STATCOM 自身输出端的电压含有较大的谐波成分,则又会对电力系统带来严重的谐波污染,因此在提高 STATCOM 的容量,提高其电压等级的同时,还应能有效地改善其输出电压的波形。

将开关器件直接串联使用可以提高电压源变流器型无功补偿器 STATCOM 的电压等级和输出容量,但不能改善其输出电压波形。此外将开关器件串联使用可以提高输出电压,但需解决串联运行时稳态和开通、关断过程中的均压问题。半控型开关晶闸管上百个串联使用的均压技术问题都已成熟,但全控型开关管如门极关断晶闸管 GTO 的串联使用则困难得多。美国研制的 $\pm 100\text{MVA}$ STATCOM 中,直流电压为 6.6kV,三相桥每个上、下桥臂都由 5 个 4.5kV/4kA 的 GTO 串联(其中一个冗余),日本东芝公司两台 $\pm 50\text{MVA}$ SVG,分别采用 8 个 6kV/2.5kA 和 11 个 4.5kV/3kA 的 GTO 串联使用,中间直流电压仅为 16.8kV,器件的电压利用率都很低。

采用多电平三相桥变流器能改善输出电压波形,但电平数超过 3 时,电路结构和控制都较复杂且影响可靠性。

高压、大容量 STATCOM 变流系统较理想的电路结构有两类:①类似图 2-39 所示将 m 个直流侧公用一个直流电源的三相桥基本单元电路输出的有一定相差的 m 组三相交流电压,经多个曲折联结的三相变压器组合升压输出,构成多电平、多重化变流系统。②类似图 2-37 和图 2-40 所示的级联(链式)多重化中高压变频器电路结构,将多个直流侧隔离的单相 H 桥基本单元电路输出的多个单相交流电压直接串联相加,级联组合成一个高压、大容量、多电平、链式变流系统。无论是 H 桥级联(链式)变流系统,还是经三相变压器曲折联结绕组输出的多重化变流系统,都可在单个变流器开关频率不高的工况下使 STATCOM 不仅输出的基波电压、功率成倍提高,且其输出电压波形更接近正弦波,其中谐波的频率成倍提高,谐波幅值成倍减小,易于用 LC 电路滤波。

1. 共直流电源的多个逆变器经多个移相变压器组合输出的多重化 STATCOM 电路结构

图 5-20a 示出了一种八重化的高压、大容量 STATCOM 主电路结构。三相三绕组高压变压器 TPH 高压侧一次绕组三角形联结,外接高压电网电压 V_{AH} 、 V_{BH} 、 V_{CH} 。TPH 有两个二次绕组,分别联结成三角形和星形。若三角形二次绕组每相匝数比星形二次绕组匝数大 $\sqrt{3}$ 倍,则三角形绕组输出线电压与星形绕组线电压幅值相等,相角相差 30° 。如图 5-20a、b 所示,三角形二次绕组线电压 $\dot{V}_{AB\Delta} = \dot{V}_{A\Delta} - \dot{V}_{B\Delta} = \sqrt{3}\dot{E}_A$, $\dot{V}_{AB\Delta}$ 与 $\dot{E}_A$ 同相, $\dot{V}_{BC\Delta}$ 与 $\dot{E}_B$ 同相, $\dot{V}_{CA\Delta}$ 与 $\dot{E}_C$ 同相。而星形二次绕组 $\dot{V}_{AB} = \dot{V}_A - \dot{V}_B$, 相量图中 $\dot{V}_{AB\Delta} = \sqrt{3}\dot{E}_A$ 滞后 $\dot{V}_{AB}$ 30° 。A 相感应电势 $\dot{E}_A$ 与高压电网 $\dot{V}_{AH}$ 同相。图 5-20 中,TPY、TP Δ 都是类似第 4 章图 4-9a 中带延边三角形(曲折绕组)的三相四重化变压器。TP Δ 的一次绕组为星形联结,三相电势为 $\dot{E}_{A\Delta}$ 、 $\dot{E}_{B\Delta}$ 、 $\dot{E}_{C\Delta}$; TPY 的一次绕组也为星形联结,相电势为 $\dot{E}_A$ 、 $\dot{E}_B$ 、 $\dot{E}_C$ 。 $\dot{E}_{A\Delta}$ 、 $\dot{E}_{B\Delta}$ 、 $\dot{E}_{C\Delta}$ 分别滞后 $\dot{E}_A$ 、 $\dot{E}_B$ 、 $\dot{E}_C$ 30° , TP Δ 的线电压 $\dot{V}_{AB\Delta}$ 、 $\dot{V}_{BC\Delta}$ 、 $\dot{V}_{CA\Delta}$ 分别滞后 TPY 的线电压 $\dot{V}_{AB}$ 、 $\dot{V}_{BC}$ 、 $\dot{V}_{CA}$ 30° 。图 5-20a 中 TPY、TP Δ 都有四组三相二次绕组。TPY 的三相绕组 W_2 也是星形联结,其线电压 $\dot{V}_{2ab} = \dot{E}_{2a} - \dot{E}_{2b}$, $\dot{E}_{2a}$ 与 $\dot{E}_A$ 、 $\dot{E}_{AH}$

同相, $\dot{V}_{2ab}$ 超前 $\dot{E}_{2a}$ 、 $\dot{V}_A$ 、 $\dot{V}_{AH}30^\circ$, $\dot{V}_{2ab}$ 与 $\dot{V}_{AB}$ 同相, 如图 5-20c 所示。TPY 的曲折绕组 W_1 的线电压 $\dot{V}_{1ab} = \dot{V}_{a1} - \dot{V}_{b1}$ 超前 W_2 的线电压 $\dot{V}_{2ab}$ 的相角 $\varphi = 60^\circ/8 = 7.5^\circ$, 超前曲折绕组每相两部分绕组匝比的设计参见式(4-9A), 可使 $\dot{V}_{1ab}$ 超前 $\dot{V}_{2ab}7.5^\circ$, 同时幅值 $V_{1ab} = V_{2ab}$ 。TPY 的绕组 W_3 输出线电压 $\dot{V}_{3ab} = \dot{V}_{a3} - \dot{V}_{b3}$ 滞后 $\dot{V}_{2ab}\varphi = 7.5^\circ$, 幅值 $V_{3ab} = V_{2ab}$ 。TPY 的绕组 W_4 输出线电压 $V_{4ab} = V_{a4} - V_{b4}$ 滞后 $\dot{V}_{3ab}$, $\varphi = 7.5^\circ$, 滞后曲折绕组匝比 W_3 、 W_4 的设计参见式(4-11A), 幅值 $V_{4ab} = V_{3ab} = V_{2ab} = V_{1ab}$ 。变压器 TP Δ 的三相二次绕组 W_6 也是星形联结, 由图 5-20a、b 可知, 其线电压 $\dot{V}_{6ab} = \dot{E}_{6a} - \dot{E}_{6b}$ 超前 $\dot{E}_{6a}30^\circ$, $\dot{E}_{6a}$ 滞后 $\dot{E}_A30^\circ$, 故 $\dot{V}_{6ab}$ 滞后 $\dot{V}_{2ab}30^\circ$ 。按式(4-9A)、式(4-11A)设计 TP Δ 的超前绕组 W_5 和滞后绕组 W_7 、 W_8 , 可使 $\dot{V}_{5ab}$ 超前 $\dot{V}_{6ab}$, $\varphi = 7.5^\circ$, $\dot{V}_{7ab}$ 滞后 $\dot{V}_{6ab}$, $\varphi = 7.5^\circ$; $\dot{V}_{8ab}$ 滞后 $\dot{V}_{7ab}\varphi = 7.5^\circ$, 且幅值 $V_{5ab} = V_{6ab} = V_{7ab} = V_{8ab} = V_{1ab} = V_{2ab} = V_{3ab} = V_{4ab}$, 如图 5-20c 所示。图 5-20a 中 8 个三相桥全控型开关变流器直流侧共用一个直流电压 V_D (或电容 C), 控制 8 个变流器的输出电压 $\dot{V}_{i1}$ 、 $\dot{V}_{i2}$ 、 $\dots$ 、 $\dot{V}_{i8}$ 幅值相等, 依序相差为 $\varphi = 60^\circ/8 = 7.5^\circ$, 相位与电网电压 $\dot{V}_H$ 锁定, 8 个电压 V_{i1} 、 V_{i2} 、 $\dots$ 、 V_{i8} 与变压器 TPY、TP Δ 的 8 个线电压一一对应。按运行指令调控 8 个变流器输出电压基波幅值和 $\dot{V}_i$ 与电网电压 $\dot{V}_H$ 之间的相位差 δ 角, 即可调控 STATCOM 向电网输出的无功功率 Q , 并稳定直流电压 V_D 为指令值。

图 5-20a 八重化 STATCOM, 即使 8 个三相桥仅按六脉波工作(三相桥 6 个开关每半周仅通、断一次), 直流电流 i_d 将是 $8 \times 6 = 48$ 脉波直流电流。8 个相差 7.5° 的三相变流器组合向电网输出的交流电压基波幅值, 比单个三相桥变流器高 8 倍, 交流侧输出电压电流谐波阶次为 $n = 8 \times 6n \pm 1$ 次, 即 47、49、95、97...次。最低次交流电压、电流谐波为 47 次, 47 次谐波幅值与基波的比值仅为 2.1%。这时, 仅由变压器漏感和不大的并联滤波电容即可使这种八重化的 STATCOM 向电网注入的电流畸变率满足运行要求。为提高单个三相桥变流器的交流输出电压, 实际应用中常采用多个开关管(如 GTO)串联成一个等效的高压开关管。也可采用二极管钳位型或飞跨电容型三电平或五电平三相桥变流电路, 提高单个三相桥输出电压。为了进一步改善输出电压波形, 单个三相桥也可采用多脉波 PWM 调控。

1995 年美国电力科学院 (EPRI) 和西屋公司 (Westinghouse) 合作研制的 $\pm 100\text{MVar}$ STATCOM, 就是采用八重化变流系统。为提高单个三相桥变流器的交流输出电压, 三相桥每相上、下桥臂的开关管由 5 只(其中一只冗余)4.5kV/4kA 的 GTO 串联组成, 直流电压 V_D 为 6.6kV, 共使用 240 只 GTO。三相桥输出线电压为 5.1kV, 每个三相桥可输出无功功率 12.5MVar, 电流约为 1.4kA。为更经济有效地利用 STATCOM 无功补偿功能, 在变电站中还配有 80MVar 的无功补偿电容与 $\pm 100\text{MVar}$ 的 STATCOM 联合运行, 以满足各种运行工况时的运行要求。

日本三菱公司于 1991 年研制的 $\pm 80\text{MVar}$ STATCOM 也采用八重化电路结构, 日立公司于 1993 年研制的 50MVar 多重化 STATCOM 曾使用多达 11 只 GTO 串联构成一个高压开关, 同时采用三脉波(每半个周期 $T_s/2$ 中有三个对称的脉波电压如图 2-36c 中的 V_{ab}), 即采用 150Hz 的 PWM 脉宽调制变流器作多重化的基本单元。

2. 多个直流侧隔离的 H 桥交流输出直接级联型高压大功率链式 STATCOM

多个直流电压隔离的单相桥(H 桥)变流器,其交流输出端直接串联可组成三相高压大容量级联式多电平 STATCOM 变流器,如图 5-21a 所示。图中各个直流电容电压相互隔离,单相桥变流器输出的电压不用变压器而直接串联相加,输出一相交流高电压,用三个相差 120° 的这种单相高压变流器组成一个三相多重变流器。图中 A、B、C 三相总的输出电压为

$$\begin{aligned} v_{iA} &= v_{A1} + v_{A2} + v_{A3} + \cdots + v_{An} \\ v_{iB} &= v_{B1} + v_{B2} + v_{B3} + \cdots + v_{Bn} \\ v_{iC} &= v_{C1} + v_{C2} + v_{C3} + \cdots + v_{Cn} \end{aligned} \quad (5-54)$$

图 5-21a 组合电路的优点是:可以采用廉价的低压开关器件 H 桥变流器,同时由于各 H 桥直流侧隔离,因而可以不采用输出变压器,将各变流器输出电压直接串联相加输出高电压 V_i ,再经电抗器与电网相连,向电网输出无功功率。各 H 桥变流器输出的电压波形中的基波的大小、相位可独立地调控。A 相总的输出电压 V_{iA} 中的 k 次谐波电压是 A 相各变流器输出电压中 k 次谐波电压的总和,即

$$V_{iAk} = V_{iA1k} + V_{iA2k} + V_{iA3k} \cdots V_{iAnk} \quad (5-55)$$

适当设计各单元变流器的输出波形,在提高总输出基波电压的同时,有可能有效地削弱总输出电压 v_{iA} 、 v_{iB} 、 v_{iC} 中某些低阶次的谐波电压。

在图 5-21a 中的 H 桥电路向交流电网输出无功功率,仅从交流电网输入很小的有功功率平衡变流器运行的功耗,维持直流电压。

图 5-21a 所示电路的优点是对各个单元变流器不必采用高频 SPWM 控制,甚至也可不用多脉波 PWM 控制,只采用半个电源周期中开关器件仅通、断一次或三次,即单脉波或三个脉波宽度控制,只要精心设计,安排 A 相中各变流器的基波电压幅值 V_{A1} 、 V_{A2} 等和相位差的大小,就有可能使输出总电压 V_{iA} 中某些低阶次的谐波为零。

图 5-21b 示出了 H 桥变流器中每个开关器件在一个周期中仅改变一次通、断状态时,输出脉宽为 θ 的单脉波电压,若直流电压为 V_d ,则脉宽为 θ 的单脉波 v_A 为

$$v_A(t) = \frac{4}{\pi} V_d \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{(-1)^{\frac{n-1}{2}}}{n} \sin\left(n \frac{\theta}{2}\right) \sin(n\omega t) \quad (5-56)$$

如果每相有三个 H 桥变流器 A_1 、 A_2 、 A_3 ,三个变流器都是 120° 宽单脉波。 A_1 的直流电压为 $V_{d1} = V_D$, A_2 、 A_3 的直流电压 $V_{d2} = V_{d3} = V_D/\sqrt{3}$,变压器的 A_2 基波电压相位被控为滞后 A_1 基波 30° , A_3 的基波电压的相位被控为超前 A_1 基波 30° ,则得到的总输出电压为

$$\begin{aligned} v_{iA}(t) &= v_{A1}(t) + v_{A2}(t) + v_{A3}(t) \\ &= \frac{4\sqrt{3}}{\pi} V_D \left[\sin\omega t + \frac{1}{11} \sin(11\omega t) + \frac{1}{13} \sin(13\omega t) + \frac{1}{23} \sin(23\omega t) + \frac{1}{25} \sin(25\omega t) \cdots \right] \end{aligned} \quad (5-57)$$

v_{iA} 中无 3、5、7、9、15、17、19 等次谐波。除基波外仅含有 $n = 12k \pm 1$ 次,即 $n = 11$ 、13、23、25 等高次谐波。这是一个 12 脉波的阶梯波电压,最低次谐波为 11 次,11 次谐波幅值仅为基波幅值的 $1/11 = 9\%$,而且变流器的开关频率很低(仅与电网电压频率相同)。多个 H 桥级联组合电路结构采用单脉波或三脉波控制策略适用于较低开关频率的高压大容量变流器。如果每相由更多的单相 H 桥串联输出,则可获得更接近正弦波的 24 阶梯或 48 阶梯

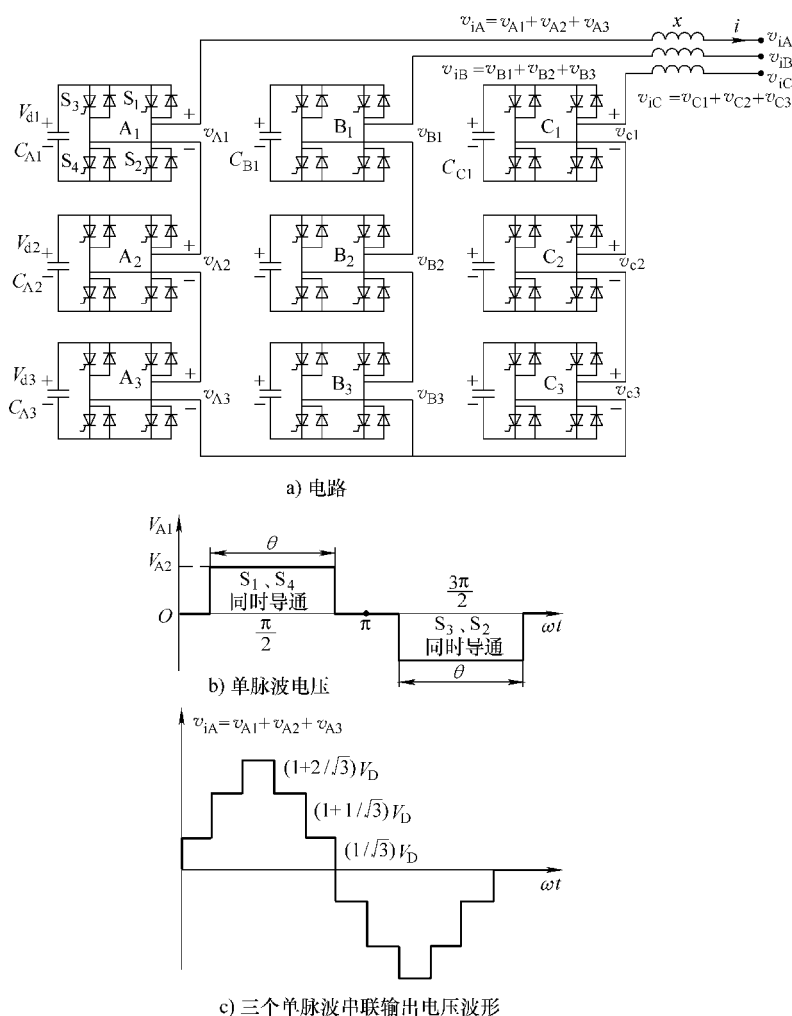


图 5-21 三个单相桥变流器交流电压直接串联输出的 STATCOM

波电压，其最低次谐波将是 23 或 47 次。级联组合多电平结构除可以不必采用制造较困难、成本较高的曲折绕组升压变压器由多个 H 桥逆变器输出电压直接串联输出高压外，另一个重大优点是可采用分相控制，对系统的不对称进行有效的调控补偿。1998 年法国 ALSTON 公司为英国国家电网公司研制了世界首台 $\pm 75\text{MVar}$ 的 H 桥级联式高压 STATCOM，每相由 16 个单相桥（其中两个为冗余）串联输出一相总电压，然后将三个单相串级电压经一个 $15.1\text{kV}/400\text{kV}$ 的耦合变压器接入 400kV 交流电网。这台 75MVar 的 STATCOM 采用 PWM 调控输出电压， $\pm 75\text{MVar}$ 的 STATCOM 与一台 23MVar 的滤波器和一台 127MVar 的 TSC 组成无功和谐波补偿系统。2006 年由我国研制的每相由 10 个 H 桥级联而成（两个冗余），开关器件为 $4.5\text{kV}/4\text{kA}$ IGCT 的 $\pm 50\text{MVar}$ 级联式 STATCOM 投入运行。更大容量的级联式 STATCOM 也正在研制中，目前在研制高压大容量大都采用级联式结构。

5.4.3 STATCOM 在 d 、 q 坐标系下的数学模型

受电力电子开关器件额定电压、电流的限制，电力系统中所有的高压大容量静止无功同

步补偿器 STATCOM 都只能由多个单相桥或三相桥“单元”组合而成。这种组合系统中的单相桥或三相桥“单元”其输出电压的幅值和相位都是可控的，即使每个单元只输出一个脉宽为 θ 的单脉波（这时开关频率很低，变流器开关损耗小）。只要适当地安排各变流单元输出电压波形的脉宽 θ 和相位差，就有可能使整个变流系统输出电压中的基波电压幅值，且相位可控。同时，还可消除一些低次谐波，削弱某些高次谐波。而高次谐波又易于用 LC 无源滤波器抑制，因此在变流系统对开关器件仅采用较低的开关频率下也能使总的输出电压为幅值和相位可控的近似正弦波，可以把这种大容量变流系统作为可控的电压源，研究其运行特性和控制特性。如果要研究其谐波特性也可用叠加法，单独对谐波特性进行研究。下面将研究图 5-22a 所示由三个相差 120° 、输出电压等效脉宽为 θ 的单相电压源变流器所组成的三相 STATCOM，图中交流电压 V_{1A} 、 V_{1B} 、 V_{1C} 经线路电抗 X_L 对负载供电。在图 5-22b 中，若 STATCOM 变流器运行时变流器开关器件的全部功耗为 P_{SVG} ，忽略变流器输出端 $\dot{V}_i$ 与电网电压 $\dot{V}_s$ 之间很小的电阻（即取 $R=0$ ），变流器交流输出电压 $\dot{V}_i$ 经电抗 $X=\omega L$ 接电网电压 V_s ，变流器向系统输出电流 I 。如果三相变流器直流侧电压为 V_D ，STATCOM 交流侧输出电压 V_{1A} 、 V_{1B} 、 V_{1C} 均为幅值为脉宽 θ 的单脉波，如图 5-22c 或图 5-25b 所示的方波 EKPb，其基波 V_{1A1} 的幅值为 V_{1m} 。图 5-23b 所示变流器交流输出端输出电压 $\dot{V}_i$ 比电网负载端电压 $\dot{V}_s$ 滞后 δ ，若电网 A 相电压 $v_{sA} = V_{sm} \cos \omega t$ ，则变流器输出的 A 相基波电压为

$$v_{1A1} = \frac{4}{\pi} V_D \sin \frac{\theta}{2} \cos(\omega t - \delta) = V_{1m} \cos(\omega t - \delta) \quad (5-58)$$

式中， V_{1m} 是三相变流器输出交流相电压幅值，它是直流电压 V_D 和脉宽 θ 的函数，即

$$V_{1m} = \frac{4}{\pi} V_D \sin \frac{\theta}{2} = K V_D \quad (5-59)$$

直流电压 V_D 变为交流电压 V_{1m} 的变流系数为

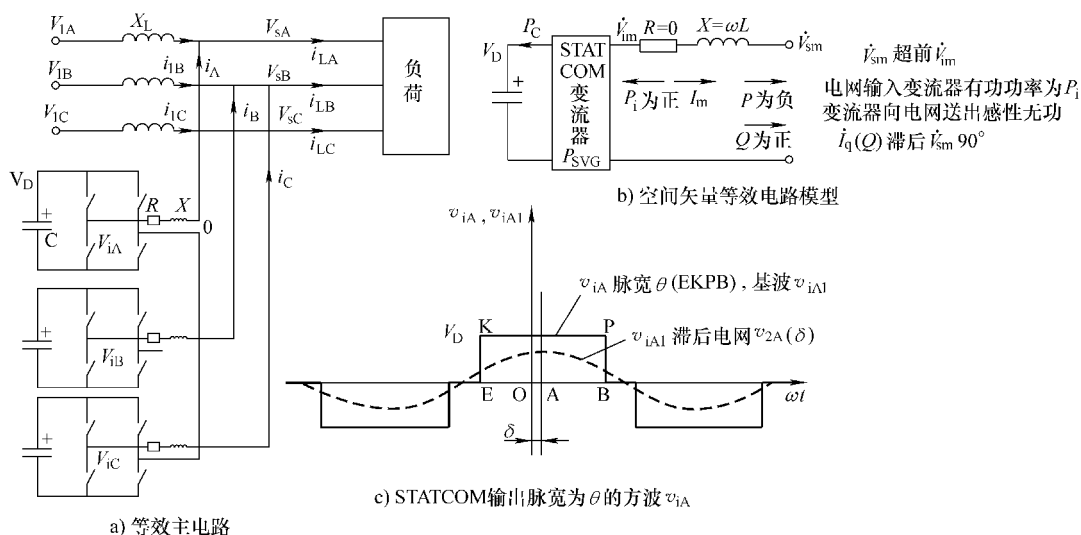


图 5-22 STATCOM 电路

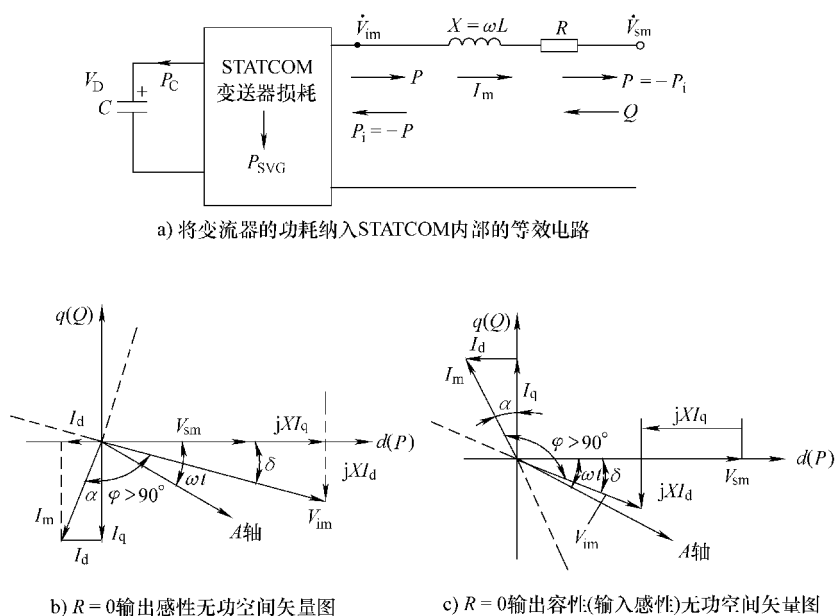


图 5-24 采用内部功耗模型的 STATCOM 模型电路和空间矢量图

由此可以得到

$$\frac{dV_D}{dt} = -\frac{3K}{2C}I_d \cos\delta + \frac{3K}{2C}I_q \sin\delta - \left[\frac{K_1}{C} |I_q| + \frac{K_2}{CV_D} |I_q| \right] \quad (5-67)$$

类似于式(2-63)、式(2-64)，图 5-24 中 d 、 q 坐标系电压平衡方程为

$$V_{id} = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + V_{sm} = KV_D \cos\delta \quad (5-68)$$

$$V_{iq} = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega Li_d = -KV_D \sin\delta \quad (5-69)$$

以上两式中的电阻 R 、 $X = \omega L$ 是变流器输出端与电网电压 V_s 之间的电阻、电抗。由式(5-67)、式(5-68)、式(5-69)可以得到状态方程为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ V_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & \frac{K}{L} \cos\delta \\ -\omega & -\frac{R}{L} & -\frac{K}{L} \sin\delta \\ -\frac{3K}{2C} \cos\delta & \frac{3K}{2C} \sin\delta \pm \left(\frac{K_1}{C} + \frac{K_2}{CV_D} \right) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ V_D \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} V_{sm} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5-70)$$

式中， $K = V_{im}/V_D$ 。

由于式(5-67)中功率损耗所对应的电流 I_q 只能取绝对值，因此式(5-70)中的 $\pm \left(\frac{K_1}{C} + \frac{K_2}{CV_D} \right)$ 项，当 i_q 为负值时取正号， i_q 为正值时取负号。式(5-70)是基于图 5-24 的 STATCOM 等效电路所得到的 d 、 q 系统状态方程，依此可分析研究 STATCOM 的动态特性。在式(5-70)中，令 $R=0$ ，即为忽略输出电路电阻时的状态方程。稳态运行时 V_D 、 i_d 、 i_q 为定值，STATCOM 输出给电网的有功电流为

$$I_d = -\frac{V_{im}}{X} \sin \delta \quad (5-71)$$

输出给电网的感性(滞后)无功电流为

$$I_q = -\frac{V_{im} \cos \delta - V_{sm}}{X} \quad (5-72)$$

电网输入到变流器的三相有功功率为

$$P_i = -P = -\frac{3}{2} V_{sm} I_q = \frac{3}{2} \frac{V_{sm} V_{im}}{X} \sin \delta \quad (5-73)$$

输出至电网的感性(滞后)无功功率为

$$Q = -\frac{2}{3} V_{sm} I_q = \frac{3}{2} \frac{V_{sm} (V_{im} \cos \delta - V_{sm})}{X} \quad (5-74)$$

STATCOM 运行中有功电流 I_d 远小于无功电流 I_q , 图 5-24b 中若 $V_{sm} = 1.0$, 即使 $I_d = 0.5I_q$, 若无功电流电抗电压降 $XI_q = 0.1$, $XI_d = 0.05$, 则 $V_{im} = \sqrt{(V_{sm} + XI_q)^2 + (XI_d)^2} = 1.101$, 而 $V_{sm} + XI_q = 1.1$, V_{sm} 与 V_{im} (1.101) 相差仅 0.1%, 这时 $\cos \delta = 0.999$, $\delta = 2.6^\circ$ ($\delta = 2.6^\circ = 2.6 \times \pi / 180^\circ = 0.0454$, $\sin \delta = 0.04537$, 用弧度表示的 δ 与 $\sin \delta$ 相差远小于 0.1%), $V_{im} \cos \delta = 1.101 \times 0.999 = 1.0999 \approx 1.1 \approx V_{sm}$, 因此由式(5-72)、式(5-74)式得到

$$I_q = -\frac{V_{im} - V_{sm}}{X} = -\frac{2}{3} \frac{Q}{V_{sm}} \quad (5-75)$$

由(5-74)式可以得到

$$V_{im} = V_{sm} + \frac{2}{3} \frac{X}{V_{sm}} Q \quad (5-76)$$

由式(5-75)和式(5-60)可得直流电容电压为

$$V_D = \frac{V_{im}}{K} = \frac{V_{sm} + \frac{2XQ}{3V_{sm}}}{\frac{4}{\pi} \sin(\theta/2)} \quad (5-77)$$

电网输入到 STATCOM 的三相有功功率 P_i 应等于式(5-65)的变流器功耗 P_{SVG} , 由式(5-65)、式(5-75)及式(5-60)的 $V_D = V_{im}/K$, 可得到

$$P_i = P_{SVG} = K_1 V_D |\dot{I}_q| + K_2 |\dot{I}_q| = \frac{2K_1}{3K} \frac{V_{im}}{V_{sm}} |Q| + \frac{2K_2}{3V_{sm}} |Q| \quad (5-78)$$

由以上两式得到

$$\delta \approx \sin \delta = \left(\frac{2}{3} \right)^2 \frac{X}{V_{2m}^2} \left[\frac{K_1}{K} + \frac{K_2 V_{sm}}{V_{sm}^2 + 2QX/3} \right] |Q| \quad (5-79)$$

式中, STATCOM 向电网输出感性无功时 Q 取正值。

请留意以上各式中的电压、电流都是 d 、 q 坐标系中空间电压、电流矢量的幅值。

当要求 STATCOM 输出的无功功率为指令值 Q^* 时, 由式(5-76)和式(5-77)可确定指令值 θ^* 所需的 V_{im} 、 V_D 。在 V_D 下稳定运行所需电网输入的有功功率由式(5-78)确定, 对应的功率角 δ 由式(5-79)确定, δ 是变流器输出电压 $\dot{V}_{im}$ 滞后电网电压 $\dot{V}_{sm}$ 的相位角。研究 STATCOM 运行特性采用图 5-24a 所示模型, 要比有些文献中将变流器内部全部功耗 P_{SVG} 用外电路

一个等效电阻 R 来模拟更为合理。同时, 式(5-65)中代表变流器功耗的系数 K_1 、 K_2 的取值, 要比将变流器中的全部功耗等效电阻 R 的取值要简便、可行, 且较符合实际, 也更精确。按图 5-24a 模型及由此得到的各变量 V_{im} 、 V_D 、 P 、 δ 与无功指令 Q 的函数关系式也更清晰合理, 无论是分析计算 STATCOM 运行特性还是构建控制系统都较合适。

STATCOM 输出脉宽 θ 的单脉波时, 直流-交流电压变换系数 $K = V_{im}/V_D = 4\sin(\theta/2)/\pi$, $V_{im} = KV_D$ 。如果 STATCOM 的输出电压不是单脉波, 则输出电压基波幅值 V_{im1} 仍可表达为 $V_{im1} = MV_D$, 这时上式中直流电压 V_D 变为交流基波电压 V_{im1} 的变压比 M 与变流器开关管的控制策略有关。例如, 如果每个单相桥变流器采用正弦脉冲宽度调制 SPWM 控制时, 变压比 M 被称为调制比, 它是正弦参考波电压幅值 V_{im} 与高频三角载波幅值 V_{cm} 的比值。

$$M = V_{im}/V_{cm} \quad (5-80)$$

$$V_{im} = MV_D = V_D V_{im}/V_{cm} \quad (5-81)$$

这时, 如图 5-24b、c 所示, 取 d 轴在电网电压 $\dot{V}_{sm}$ 方向上, $\dot{V}_{sd} = V_{sm}$, $\dot{V}_{sq} = 0$, 有

$$V_{id} = V_{im} \cos\delta = MV_D \cos\delta$$

$$V_{iq} = V_{im} \cos(\delta + 90^\circ) = -V_{im} \sin\delta = -MV_D \sin\delta \quad (5-82)$$

这时, d 、 q 系统中 STATCOM 变流器的数学模型只需将式(5-70)中的 K 换为 M 即可, 即

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d^* \\ I_q^* \\ V_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & \frac{M}{L} \cos\delta \\ -\omega & -\frac{R}{L} & -\frac{M}{L} \sin\delta \\ -\frac{3M}{2C} \cos\delta & -\frac{3M}{2C} \sin\delta \pm \left(\frac{K_1}{C} + \frac{K_2}{CV_D}\right) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ V_D \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} V_{sm} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5-83)$$

三相桥变流器电路, 是实现直流、交流变换最基本、最重要的电力电子变换电路。为了研究电路的运行特性, 特别是暂态时电压、电流、功率等运行参数的控制特性, 如果直接求解 A 、 B 、 C 坐标系的三相电压平衡方程有诸多不便。引入 d 、 q 坐标系变量后, A 、 B 、 C 三相耦合的电压、电流, 变为正交的两相电压、电流, 基波变为直流, n 次谐波变为 $n-1$ 次谐波电压、电流。在 d 、 q 坐标系电压、电流方程中, 很容易从电流、电压中分离出基波和谐波, 有利于对系统运行特性, 特别是对系统暂态特性的分析计算。此外, 在 d 、 q 坐标系中还有可能简化控制系统结构, 易于引入新的控制策略, 增加对系统运行特性的调控功能和改善系统运行的控制特性, 更易于实现给定控制目标的最优控制。

本节最后再说明一下 STATCOM 输出脉宽为 θ 的单脉波时, 开关器件的驱动触发开通角如何确定。图 5-25a 示出了基波电压等效电路和空间矢量图, 在图 5-25b 中由 STATCOM 输出脉宽为 θ 的单脉波电压(方波 EKP) V_{iA} 、 V_{iA} 的基波为 V_{iA1} , 基波电压 V_{iA1} 的幅值为 V_{im} , V_{sm} 为电网电压, X 为 STATCOM 输出端与电网节点之间的等效电抗。图 5-25b 中画出了 STATCOM A 相输出脉宽为 θ 的单脉波电压 V_{iA} 、其基波 V_{iA1} 和电网 A 相电网电压 $\dot{V}_{sA}$ 的波形。STATCOM 输出基波电压 V_{iA1} 滞后电网电压 V_{sA} 相位角为 δ , 图中时间坐标零点取在 V_{sA} 的最大值处。输出端方波电压 V_{iA} 的起点为 E, 脉宽为 θ 的方波 V_{iA} 的中点为 A, $EA = AB = \theta/2$ 。 v_{iA} 的基波 V_{iA1} 的零点 D 超前脉宽 θ 的起点 E 的相位角 $\beta = DE = DA - EA = 90^\circ - \theta/2$, 电网电压 V_{sA} 的零点 F 超前 V_{iA1} 的起点 D 相位为 δ , 因此 V_{sA} 零点 F 超前脉宽为 θ 的方波的起点 E 的相位角 $FE = FD + DE = \delta + \beta = 90^\circ + \delta - \theta/2$, 即脉波 θ 的起点 E 滞后电网电压 V_{sA} 的零点 F 相位

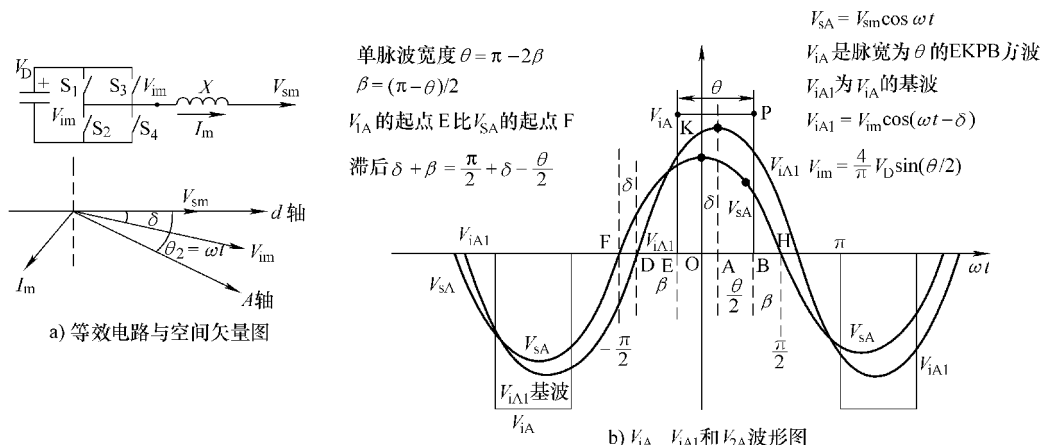


图 5-25 说明开关器件驱动信号的电压矢量图及波形图

角为 $\alpha_p = FE = \delta + \beta = 90^\circ + \delta - \theta/2$ 。所以检测到电网电压 V_{sA} 过零点 F 后, 延时一个相位角 $\alpha_p = \delta + \beta = 90^\circ + \delta - \theta/2$, 应触发开通 STATCOM 中 A 相变流器的开关管 S_1 、 S_4 , 使 $V_{iA} = V_D$, S_1 、 S_4 导通 θ 后, 在图 5-25b 中的 B 点应关断 A 相上开关管 S_1 , 开通 S_2 、 S_4 , 使 $V_{iA} = 0$ (关断点 B 对应的 $\omega t = OB = \delta + \theta/2$), 使变流器输出脉宽为 θ 的方波 EKP。

5.4.4 STATCOM 的控制策略和控制系统

对 STATCOM 变流器进行实时、适式地调控, 可使其输出电压 V_{im} 的幅值和相位跟踪指令值, 输出指令所要求的无功功率或通过输出适当的无功功率补偿线路电压降, 稳定或支撑节点电压, 达到控制目标, 实现控制功能。

1. 输出电压 V_{im} 的直接控制和间接控制

1) 直接控制 V_{im} : 固定直流电压 V_D 为指令值不变 (即 $V_D = V_D^*$), 直接改变调制比 M 或单脉波脉宽 θ 调控 V_{im} , 这种调控 V_{im} 的策略称为直接调控 V_{im} , 几乎无时延, 如图 5-26d 所示。

2) 间接控制 V_{im} : 固定调制比 M 或固定脉宽 θ 恒定为指令值不变, 靠改变直流电压 V_D 调控 V_{im} 。调制比 M 或脉宽 θ 不变时, 要改变 V_D , 必须首先改变 V_{im} 滞后 V_{sm} 的相位差 δ , 使电网输入到 STATCOM 的有功功率 P_i 改变, 从而改变电容 C 的充放电电流、逐渐改变 V_D , 才能使 V_{im} 跟踪指令值 V_{imref} 。因此调控 V_{im} 有一定的延时, 这种改变 δ 和有功功率 P_i 调节 V_{im} 的方法称为间接调控 V_{im} , 如图 5-27 所示。

STATCOM 的主要控制目标也可以是图 5-26a 中的节点电压 $\dot{V}_{sm}$, 而不是变流器交流端电压 V_i , 即通过改变输出的无功电流、无功功率调控系统母线节点电压 $\dot{V}_{sm}$, 此外控制系统也可以设计成多目标功能的控制系统。

2. 内环控制和外环控制

STATCOM 控制系统包括内环控制器和外环控制器两部分。内环控制器的主要功能是根据运行工况要求输出的无功指令值 Q_{ref} , 产生一个与电网电压 $\dot{V}_{sm}$ 同步、并有一定相差的驱动信号, 调控开关管的开通和关断。内环控制系统应是一个快速响应且电流可控 (抑制过电

流)的系统。而外环控制器的主要功能是为内环控制器提供能满足电网或用户对 STATCOM 控制功能所需的无功功率指令值 Q^* 。

外环控制器的输入信号随电网或用户要求的不同而有所不同,通常可包括稳定电网节点电压和抑制电压闪变、阻尼系统功率振荡、提高系统暂态稳定极限和提高系统静态稳定极限等要求相关的信息指令。

(1) 内环控制

图 5-26 示出了固定 V_D 或随动控制 V_D 为指令值 ($V_D = V_{Dref}$), 按无功功率指令 θ^* 要求, 直接调控 V_{im} 的内环控制方案原理图。图 5-26b 中, 取电网电压 $\dot{V}_{sm}$ 矢量方向为 d 轴方向, 则 $V_{sd} = V_{sm}$ 、 $V_{sq} = 0$, I_d 就是有功电流, I_q 为无功电流。 $R = 0$ 时由式(5-68)、式(5-69)可得

$$V_{id} = L \frac{di_d}{dt} - \omega L i_q + V_{sm} \quad (5-84)$$

$$V_{iq} = L \frac{di_q}{dt} + \omega L i_d \quad (5-85)$$

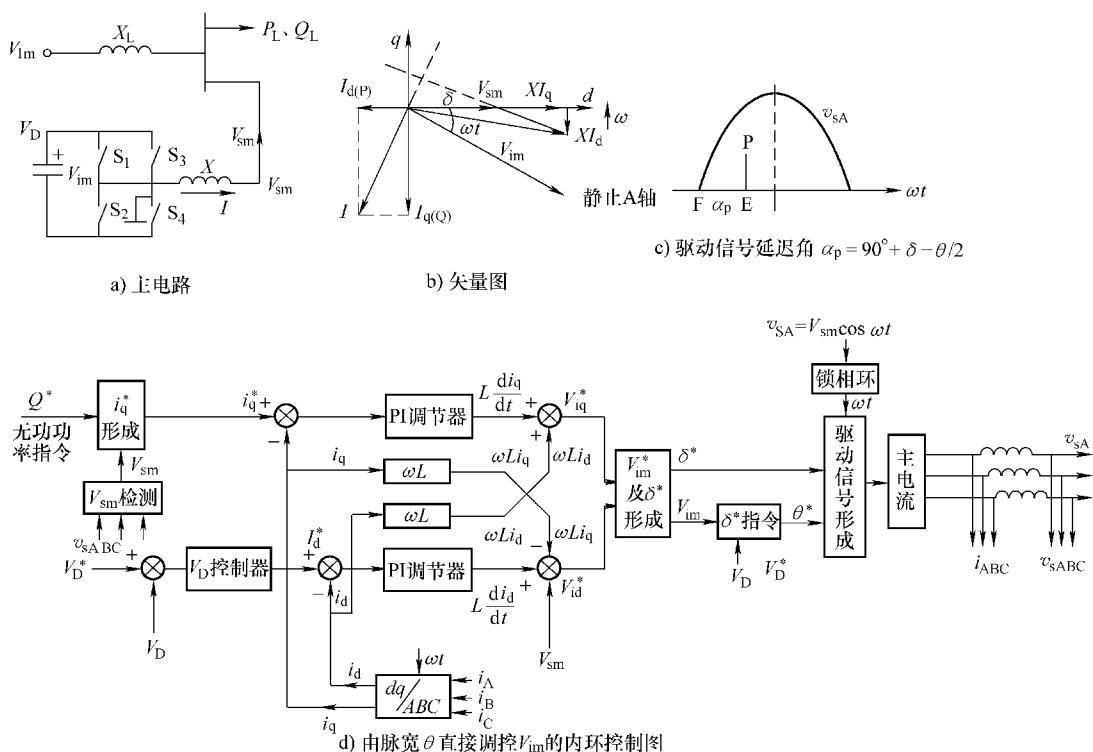


图 5-26 改变脉宽、直接控制 $\dot{V}_{im}$ 的内环控制原理图

图 5-26 中, 实时检测的 i_A 、 i_B 、 i_C , 并经过 $ABC/d, q$ 变换后得到 STATCOM 实际输出的电流 i_d 、 i_q , 这时 i_d 为有功电流 I_p , i_q 为无功电流 I_Q 。同时实时检测电网电压 v_{sABC} , 由无功功率指令值 Q^* 经 i_q 形成环节得到无功电流指令值 i_q^* 。实时检测 STATCOM 直流侧电压 V_D 并与其指令值 V_D^* 作比较, 其偏差 $\Delta V_D = V_D^* - V_D$ 送入 PI 型直流电压 V_D 控制器, 其输出作为有功电流指令 i_d^* , 用以补充 STATCOM 运行中的功耗及电容器充放电有功电流。将有功电流

指令 i_d^* 及其实测值送入有功电流 PI 调节器, 取有功电流调节器的输出作为 $L di_d/dt$; 将无功电流指令 i_q^* 及其实测值 i_q 送入无功电流 PI 调节器, 取无功电流调节器的输出作为 $L di_q/dt$ 。按式(5-84)和式(5-85)即可构成图 5-26d 所示控制系统原理框图。其中 STATCOM 输出端电压指令值 V_{id}^* 、 V_{iq}^* 为

$$V_{id}^* = L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + V_{sm} \quad (5-86)$$

$$V_{iq}^* = L \frac{di_q}{dt} + \omega Li_d \quad (5-87)$$

V_{im}^* 幅值指令值为

$$V_{im}^* = \sqrt{V_{id}^{*2} + V_{iq}^{*2}} \quad (5-88)$$

由图 5-26b 可知, $\dot{V}_{im}$ 滞后 $\dot{V}_{sm}$ 的功角指令值为

$$\delta^* = \arctan V_{iq}^* / V_{id}^* \quad (5-89)$$

已知变流器输出电压幅值和相位的指令值 V_{im}^* 、 δ^* , 类似于第 2 章对三相逆变器采用的 SPWM 控制原理可得到三相桥六个开关器件的驱动信号。如果不采用 SPWM 控制, 仅采用单脉波调宽控制变流器输出单脉波脉宽角 θ , 利用单脉波输出的基波电压幅值 V_{im} 与直流电压 V_D 和脉宽角 θ 之间的函数关系, 由参考电压幅值 V_{im}^* 和直流电压 V_D 可求得脉宽 θ 指令 θ^* 。由图 5-25、图 5-26 中相关的说明, 再按 V_{im} 滞后 V_{sm} 的相位角指令值 δ^* 及 $\dot{V}_{sm}$ 的相位 ωt 以及脉宽指令值 θ^* 可得到开关管驱动信号 P 滞后 V_{sA} 的相位角 $\alpha_p = 90^\circ + \delta - \theta/2$ 。由于 V_{sA} 相位为 ωt , 故驱动信号的相位为 $\omega t + \alpha_p = \omega t + 90^\circ + \delta - \theta/2$, 再由 $\omega t + \alpha_p$, 对图 5-26a 中 A 相桥开关管 $S_1 \sim S_4$ 进行实时控制, 即可使 STATCOM 输出的无功功率跟踪指令值 Q^* , 而且直流母线电压稳定为 $V_D = V_D^*$ 。

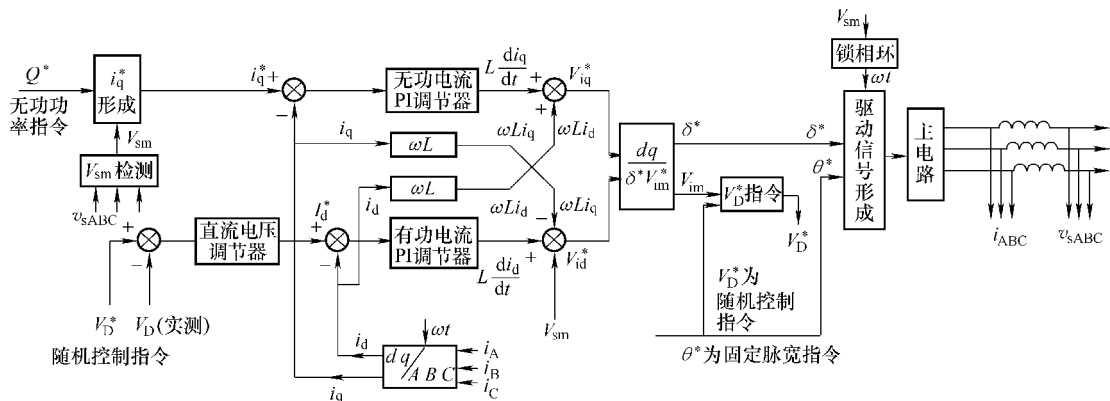


图 5-27 固定脉宽 θ 、间接调控 V_{im} 的内环控制原理图

图 5-27 示出了采用 d 、 q 坐标系, 固定脉宽 θ (或固定调制比 M), 改变直流电容电压 V_D 间接调控 V_{im} 的内环控制方案原理图。图 5-27 中的 d 、 q 坐标/极坐标变换环节 $dq/d\delta V_{im}$ 按式(5-89)、式(5-88)将 V_{id}^* 、 V_{iq}^* 变为 δ^* 、 V_{im}^* , 再由 STATCOM 运行的固定脉宽角 $\theta = \theta^*$ 、 V_{im}^* 和式(5-59)得到直流电压随机控制指令值 V_D^* , 即

$$V_D^* = \frac{V_{im}^*}{k} = \frac{\pi}{4} \frac{V_{im}^*}{\sin(\theta/2)} \quad (5-90)$$

将 V_D^* 和实测的 V_D 相比较后由直流电压调节器输出有功电流指令 I_d^* ，使内环控制系统在脉宽 θ 不变的工况下，靠调控 δ ，改变 V_D 间接调控 V_{im} ，使 STATCOM 输出指令值无功功率 $\theta = \theta^*$ 。不难看出，这时 STATCOM 变流器是在输出电压脉波幅值 (V_D 、 V_{im}) 调制 (Pulse Amplitude Modulation, PAM) 方式下运行，而图 5-26d 则是 STATCOM 变流器在脉冲宽度 (θ) 调制 (Pulse Wide Modulation, PWM) 方式下运行。

(2) 外环控制

外环控制环节的功能是提供内环控制所需要的无功功率指令值 Q^* 。根据电力系统电网和用户的要求，通常需要 STATCOM 能输出所要求的无功功率，用以稳定电力系统节点电压、抑制电压闪变、阻尼电力系统功率振荡和提高电力系统暂态和静态稳定极限。

图 5-28 示出外环控制原理的简单结构。首先检测无功电流 I_q ，通过电网指令电压的斜率控制给出电网电压基本指令值 V_2^* ($V_2^* = V_r^* - KI_q$)，再与其他各控制功能所需的控制量 ΔV_T 、 ΔV_D 、 ΔV_X 、 ΔV_{Res} 一起相加 (Σ)，组合形成总的电压指令 $V_{2\Sigma}^*$ ，将 $V_{2\Sigma}^*$ 与实际电网电压检测值 V_2 相减得到电压偏差 ΔV ，再经电压调节器 (AVR) 输出 Q_V ，然后 Q_V 再与次同步振荡阻尼控制量 ΔQ_s 及过电压控制信号一起，最终形成 STATCOM 的无功功率指令值 Q^* 。然后再通过内环控制系统产生变流器开关器件的驱动信号，实现电力系统电网节点电压控制和其他要求的控制功能。如果电压检测环节能实现三相电压的快速检测，则可实现抑制电网冲击性感性无功负荷 (如电弧炉) 所引起的电压闪变，也能实现动态电压补偿控制 (DVR)。

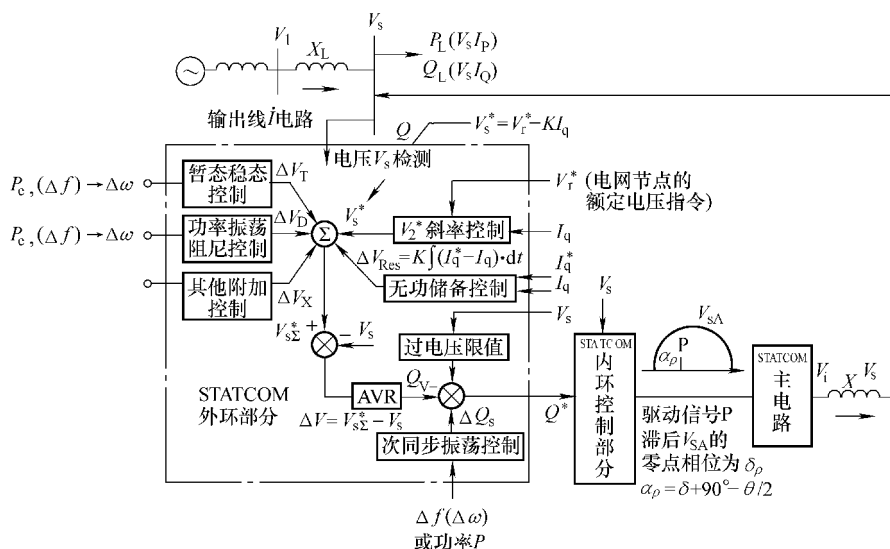


图 5-28 STATCOM 控制系统外环框图

图 5-28 中外环各种可能的控制功能简要介绍如下：

1) STATCOM 对电网电压指令值 V_2^* 的斜率控制。输电系统稳态运行时 STATCOM 若向电网输出感性无功功率 Q ，将使线路传输的感性无功功率减小量为 Q ，线路传输的感性无功电流减少 $I_Q \propto Q/V_2$ ，线路电压损耗减少 $\Delta V_c = X_L I_Q \propto X_L Q/V_2$ (X_L 为传输线等效电抗见图 5-28)， ΔV_c 与 $X_L Q$ 乘积成正比。若要求补偿一定的节点电压 ΔV_c ， X_L 越小则需 STATCOM 输出的无功 Q 越大。

调控 STATCOM 输出的无功功率可以稳定或支撑电网电压 V_s ，电网感性无功负荷增大，线路电压降增大，电网电压 V_s 下降。由于实际运行中允许电网电压 V_s 有少许的下降，并不影响负荷的正常运行，因此为了减少 STATCOM(或 SVC)的安装容量，实际运行中并不要求其输出的无功补偿量大到将 V_s 补偿到额定值 V_R 而恒定不变。因此当感性负荷增大，要求 STATCOM 输出的感性无功补偿电流 I_L 增大时，STATCOM 输出感性无功支持电网电压的指令值 V_s^* 可减小一点，如图 5-29 中直线 RW 所示。当输出的感性无功 I_L 增加达到变流器的设计容许值 I_{Lmax} 时，STATCOM 就恒流(I_{Lmax})运行，当电网感性无功负荷再增加使 V_s 再下降时，则只能任由电网电压从 V_{sw} 下降，如 V_E 所示，使 STATCOM 不因过载而损坏。反之，当负荷为容性无功，使 V_s 升高，要求 STATCOM 输出容性无功 I_C 以补偿负荷的容性无功时，允许 V_s 的指令值 V_s^* 随补偿量的增大而上升一点，如图 5-29 中直线 RH 所示。当补偿量达到 STATCOM 设计容许值 I_{Cmax} 时，STATCOM 恒流运行于 $I = I_{Cmax}$ ，容性负荷再增大时，STATCOM 输出补偿量不变，则只能任由电网电压上升，如图中直线 HM 所示。因此，指令值 V_s^* 应取为

$$V_s^* = V_r^* - KI_q \quad (5-91)$$

式中， I_q 为 STATCOM 输出的感性无功电流； K 是指令电压 V_s^* 随 I_q 而线性变化的斜率。

2) 暂态稳定控制。在第 1 章中已说明，在电力系统发生线路短路事故等大扰动的暂态过程中，特别是在故障切除后的暂态过程中，调控节点电压可显著调控发电机的电磁功率，提高确保暂态稳定条件下发电机的功率极限值。由于发电机功角 δ 难于直接检测，在图 5-28 中，通过检测发电机输出的传输功率 P_e 或系统频率变化 Δf ，计算得到发电机遭受扰动的暂态过程中功角的变化情况，从而产生一个附加的 ΔV_T (暂态电压控制量)，经自动电压调节器 AVR 影响指令值 Q_V ，调控电网电压 V_s ，改变发电机暂态中的电磁功率 P_e ，减小不平衡功率，提高暂态稳定性。

3) 功率低频振荡阻尼控制。考虑摩擦阻力转矩 $T_d = D_o \omega$ 以后，由转子的运动方程式(1-20F)可得

$$\frac{M}{\omega_N} \frac{d\omega}{dt} = T_o - T_e - T_d (D_o \omega) \quad (5-92)$$

摩擦阻转矩 T_d 与发电机电磁功率 P_e 、电磁转矩 T_e 一样，都具有平衡暂态转子的转矩不平衡、阻尼转子相对加速运动的作用。在发电机功率低频振荡、转子转矩不平衡的暂态中，若原动机功率 P_o 不变，在功率振荡期间，原动机转矩增量 $\Delta T_o = 0$ ，由式(5-92)得到增量动态方程为

$$\frac{M}{\omega_N} \frac{d}{dt}(\Delta\omega) = \frac{M}{\omega_N} \frac{d^2\delta}{dt^2} = -\Delta T_e - D_o \Delta\omega \quad (5-93)$$

图 5-28 中低频功率振荡阻尼控制环节检测发电机的电磁功率 P_e (或频率变化 Δf) 或直接检测角频率变化 $\Delta\omega$ 。输出 $\Delta V_D = K_D \Delta\omega$ ， ΔV_D 使图中 V_s 的指令电压 V_{s2}^* 增大 ΔV_D ，进而使 STATCOM 控制的母线电压 V_s 增大 ΔV_{SD} ，导致暂态中发电机电磁功率对应的电磁阻转矩增

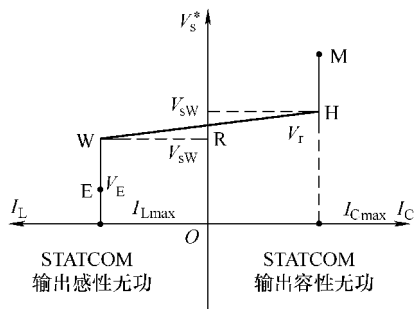


图 5-29 电压指令值 V_s^* 与变流器输入、输出无功的关系

大 ΔT_{eD} , ΔT_{eD} 与 ΔV_D 有关。若取 $\Delta T_{eD} = C_D \Delta V_D$, 则 $\Delta T_{eD} = C_D K_D \Delta \omega$, 有了 ΔV_D 产生的 ΔT_{eD} , 式(5-93)中应增加一项 ΔT_{eD} , 即

$$\frac{M}{\omega_N} \frac{d\Delta\omega}{dt} = \frac{M}{\omega_N} \frac{d^2\delta}{dt^2} = -\Delta T_e - (C_D K_D + D_0) \Delta \omega \quad (5-94)$$

比较式(5-93)和式(5-94)可知, 在 STATCOM 外环控制中, 引入与 $\Delta \omega$ 成正比的速度较慢的低频功率振荡阻尼控制量 $\Delta V_D = K_D \Delta \omega$ 后, 系统的阻尼系数从摩擦阻尼系数 D_0 增加到了 $D_0 + K_D C_D$, 由于系统等效阻尼系数增大, 因此能更好地阻尼系统振荡。

为了抑制速度较快的次同步振荡, 图 5-28 在自动电压调节器 AVR 输出侧引入了次同步振荡阻尼控制输入 ΔQ_s 。 ΔQ_s 由系统频率变量 Δf 或发电机相对速 $\Delta \omega$ 检测值确定, 采用 bang-bang 控制, 例如当 $\Delta \omega$ 为正值时, 令次同步振荡控制器输出的 ΔQ_s 为正值; 当 $\Delta \omega$ 为负值时, 令 ΔQ_s 为负值, 使 STATCOM 的输出无功在某一正、负值之间变化来抑制发电机转子次同步振荡。如果将这个次同步振荡阻尼控制信号 ΔQ_s 放在图中 AVR 前面输入, 由于 AVR 的控制延时, 将失去快速调控次同步振荡的功能。

4) 无功储备控制。STATCOM 输出无功电流的最大值由其开关器件的额定电流限定, 其过负荷能力远小于发电机、变压器, 且允许的过负荷时间也很短。但 STATCOM 的特点是在其提供的补偿电流限值内, 它可以是一个快速响应的可控的无功电流源。为了发挥其快速响应这一突出特点, 以应对电力系统可能遭遇的突发扰动, 可设计正常工作时 STATCOM 不满负荷工作。正常工作时应适当设置其输出无功指令值不致太高, 使它留有一定的功率储备, 以便在突发扰动时能快速增大输出无功, 防止电压崩溃, 并改善系统的动态性能, 提高稳定性和有能力抑制功率振荡。正常工作时由适当设置 STATCOM 的工作点来维持一定的无功储备, 实现暂态时无功储备的自动控制策略, 被称为无功储备控制 (Var Reserve Control), 这可由工作点控制 (Operation Point Control) 来实现。

图 5-28 中无功储备控制环节是一个慢速积分环节、输出量 ΔV_{Res} 变化的时间常数较大, 其取值为

$$\Delta V_{Res} = \frac{1}{T_{Res}} \int \Delta I_Q dt = \frac{1}{T_{Res}} \int (I_q^* - I_q) dt \quad (5-95)$$

式中, 当 $I_q \neq I_q^*$ 时, ΔV_{Res} 缓慢地变化; I_q^* 与是稳态运行时无功储备环节积分器的无功指令; I_q 是 STATCOM 输出的无功电流。

电力系统遭受突发扰动, 例如电网电压 V_s 突然下降而需快速补偿系统无功时, 由 STATCOM 快速响应承担无功调控, 这时图 5-28 中的快速电压调节器 AVR 立即响应, 使 STATCOM 快速输出更多的无功 Q 和电流 I_q 。同时由于这时输出的 $I_q > I_q^*$ (无功储备环节积分器的无功指令), 使 ΔV_{Res} 按式(5-95)较慢地积分变得越来越负, 因而在 AVR 快速响应的基础上无功储备环节输出的 ΔV_{Res} 仅缓慢地逐渐改变(变小) STATCOM 总的指令电压 $V_{s\Sigma}^*$, 使 STATCOM 输出的无功电流 I_q 也缓慢地减小, 最终使 STATCOM 输出的无功电流 I_q 逐渐减小到初始指令值 I_q^* 。在这一过程中电力系统其他动作不快的无功电源(如发电机增强励磁电流和机械式投切电容等), 逐渐承担 STATCOM 逐渐卸下的无功负荷, 这样就使 STATCOM 的动态快速可控的无功功率容量得以储备起来, 以准备好对付新的突发扰动再次出现时的快速调控要求。整个调节过程中, 快速自动电压调整的 AVR 起到了快速响应大干扰时端电压瞬时大幅下降时的动态补偿要求的作用, 有利于改善系统的动态特性。而无功功率储备控制是一

个慢过程,这一慢过程既不影响 AVR 的快速响应效果,又与其他“慢速”的无功补偿电源的补偿作用,“此退彼进”协调工作,使 STATCOM 的稳态无功电流输出维持在一个适当的给定值,储备了一定的动态可快速调控的无功功率,以应对下次突发的大扰动。

5) 其他附加控制。图 5-28 中的附加控制环节可作为其他特定要求的备用环节。显然,按图 5-28 所示的 STATCOM 的多目标控制策略框图要设计一个同时满足以上多个控制功能的控制系统是十分困难的,实际运行中几乎是不可能的,因为上述控制目标在一定的条件下是相互矛盾的。此外,电力系统运行参数控制器的设计在技术上又存在两个难点:首先现代电力系统本身是一个众多机组经大量不同电压等级的主干输电线路互联的地域辽阔的大系统。正常运行时系统中所有的发电机均在同一频率下运行,系统中的主要设备如同步发电机,其运行特性和控制特性均为非线性。其次电力系统是一个变结构,变参数系统。电力系统的结构会因正常运行方式、工况的改变或因不同的故障而改变,电力系统的支路等效电路参数会随之改变。因此要设计一个在各种运行情况和系统结构时同时具有多种控制功能、多目标的电力系统控制器是十分困难的。

对 STATCOM 上述多个控制目标作进一步的分析后得知,电力系统运行中并不是同时对多个控制目标特别是相互矛盾的控制目标具有同等重要的要求。在某一特定的状态下,总有一个是最主要、最重要的控制目标,而其余控制目标在这时是次要的。例如,在电力系统发生短路故障后的暂态期间,其最主要的目标是保证系统不失去稳定性,而电压只要不超过额定值的 1.2 倍即可。在以后的过渡过程中,则要求具有良好的动态品质,快速平息振荡,最后才要求电压严格保持在额定值附近。对正常工作下的小扰动,则要求系统电压严格保持在额定值左右,且动态品质良好。在系统中出现振荡时,则要求增加阻尼快速平息振荡,而平时不要求过强的阻尼,否则系统的动态品质会过于呆滞。因此如果对某几种相互矛盾的目标分别设计控制规律,再用一个目标辨识器根据系统运行的状态辨识当前系统的主要控制目标和要求,然后根据该控制目标去选择对应的控制规律,就有可能较好地协同解决电力系统多目标的控制问题。

5.5 STATCOM 与晶闸管控制阻抗型静止无功补偿器 SVC 的比较

STATCOM 是采用电压源(或电流源)电力电子变流器型的同步无功功率补偿器。通过对变流器中的开关器件进行实时、适式的控制,使变流器能向电网提供可控的感性(或容性)电流,从而向电网发出或从电网吸收无功功率。因此 STATCOM 可视为能快速响应控制要求可控的无功功率电源,通过实时、适式的控制可实现特定的或多目标的控制功能。

采用晶闸管开关投切或控制并联在电网节点上的电容器、电抗器等效于在电网节点上并接了一个可控的电抗型负荷,它可以从电网吸取可控的感性或容性电流,因而可从电网输入(或向电网输出)感性或容性无功功率,补偿负荷无功功率。通常大多数人都把这种采用晶闸管可控阻抗型无功补偿器称作(Static Var Compensator, SVC),以区别于电压源(或电流源)变流器型静止同步无功功率补偿器 STATCOM。

IEEE 定义静止无功发生器(Static Var Generator, SVG)为能向电网提供可控的容性或感性电流,从而发出或吸收无功功率的静止电力设备。因此,按此定义,晶闸管阻抗控制型静

止无功补偿器 SVC(TSC、TCR)与 STATCOM 都是 SVG。此外把含有 SVC、SVG 以及有机械投切电容器、电抗器的电力电子系统又统称为静止无功补偿系统(Static Var System, SVS)。SVC 是目前在电力系统中应用较普遍的无功补偿装置,而 STATCOM 是最近十多年发展的新型无功补偿装置。

5.5.1 无功功率特性的比较

SVC(TSC、TCR)装置是通过改变电抗值来调节其输出的无功电流和无功功率,SVC 装置无功电流与系统电压成正比,无功功率与系统电压的二次方成正比,因此在电力系统电压降低时,SVC 装置输出的无功功率会随系统电压二次方的成比例下降。而 STATCOM 装置可通过改变其输出电压调节其输出的无功电流和无功功率,STATCOM 装置输出的无功电流与系统电压无关,在最大限值 $I_{\max}$ 内可任意调控输出的无功电流。在电力系统电压降低时,STATCOM 装置输出的无功功率仅随系统电压线性下降。所以在系统电压下降时,STATCOM 装置输出无功功率的能力比 SVC 强,而在系统电压升高时,STATCOM 装置吸收无功功率的能力比 SVC 弱。电力系统中,因为系统出现故障后的动态过程中主要出现的问题是电压降低,因此 STATCOM 装置的无功功率特性比同容量的 SVC 装置更好。

电压降低时同容量的 STATCOM 装置的无功功率补偿能力相当于约 1.2 ~ 1.3 倍容量的 SVC 装置的无功功率补偿能力。

5.5.2 对提高输电系统稳定性能力的比较

图 5-30 中输电线将两个电源系统连接起来,若两个电源电压维持不变,均为 E ,系统送端电压相位角度领先 δ ,分别在线路中点接 SVC 或 STATCOM 装置,以下分析忽略线路及补偿器 SVC、STATCOM 的有功损耗时,分别接入 SVC 和 STATCOM 时的运行特性。在图 5-30 中,若线路 X_L 的中点处无任何补偿装置,线路首、末两端电压都是 E ,但首端电压相位上超前角为 δ ,则线路传输功率为

$$P_1 = \frac{E^2}{X_L} \sin \delta = P_{\max} \sin \delta \quad (5-96)$$

当 $\delta = 90^\circ$ 时线路能输送的最大有功功率 $P_{\max} = E^2 / X_L$ 。

1. 线路中点接 SVC

如果 $E = 1.0$,图 5-30b 中 M 点无补偿时,若中点电压为 V_{M0} , $E_1 = E_2 = E$,则传输功率为

$$P_1 = \frac{E^2}{X_L} \sin \delta$$

图 5-30a 线路中点 M 接有 SVC 后,若补偿支路向 M 点输出感性无功电流 $\dot{I}_L = -\dot{V}_M / -jX_C = -j\dot{V}_M / X_C$ 使中点电压从 V_{M0} 提升为 $\dot{V}_{MC}$,由图 5-30a 可得到线路传输的有功功率为

$$P_2 = \frac{2V_{MC}E}{X_L} \sin \frac{\delta}{2} \quad (5-97)$$

如果 $E = 1.0$,M 点有 SVC,传输功率 Q 、 P 增大时容抗 X_C 值可一直减小到保持 $V_{MC} =$

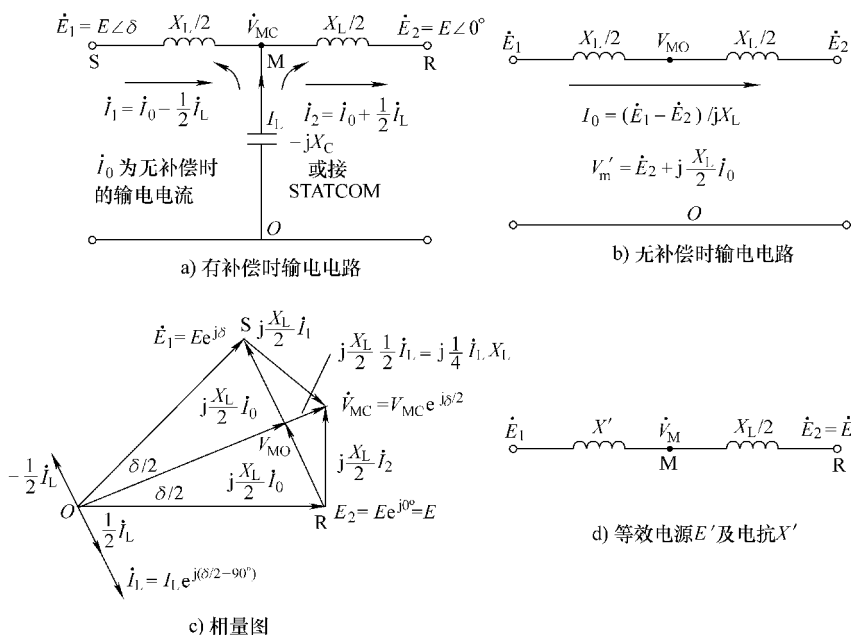


图 5-30 在线路中点接 SVC 或 STATCOM 装置的输电系统

E ，则输电线传输功率可由式(5-98A)得到为

$$P_2 = \frac{2E^2}{X_L} \sin\left(\frac{\delta}{2}\right) \quad (5-98)$$

这时的最大功率发生在 $\delta = 180^\circ$ 时，为 $P_{2\max} = 2E^2/X_L$ 。

而原线路能输送的最大有功功率仅为 E^2/X_L ，因此，若 SVC 能维持线路中点电压 $V_M = E$ 不变，则 SVC 能将线路功率极限提高一倍，且稳定运行区从 $\delta = 0 \sim 90^\circ$ 扩大到 $\delta = 0 \sim 180^\circ$ 。然而 SVC 的容量总是受限负荷，不能过负荷，在 SVC 中的 TCR 和 TSC 等效的容抗 X_C 达到其最小值 $X_{C\min}$ ，对应最大补偿电流和 SVC 的极限补偿无功功率。如果图 5-30a 中线路中点 M 处的补偿器 SVC 的等效电抗固定为其最小值 $-jX_{C\min}$ ，则首端电源 $Ee^{j\delta}$ (和电抗 $X_L/2$) 支路与补偿器支路 $-jX_{C\min}$ 可用一个等效电源电势 E' 和电抗 X' 等效，如图 5-30d 所示。根据等效发电机原理有

$$E' = \frac{Ee^{j\delta} \times (-jX_{C\min})}{jX_L/2 - jX_{C\min}} = \frac{2X_{C\min}}{2X_{C\min} - X_L} Ee^{j\delta}, \quad X' = \frac{-jX_{C\min} \times jX_L/2}{-jX_{C\min} + jX_L/2} = j \frac{X_L X_{C\min}}{2X_{C\min} - X_L}$$

由图 5-30d 可知输电功率特性为

$$P = \frac{E'E}{X' + X_L/2} \sin\delta$$

把 E' 、 X' 带入上式可得这时的功率特性为

$$P_3 = \frac{4X_{C\min}}{4X_{C\min} - X_L} \frac{E^2}{X_L} \sin\delta = P_{3\max} \sin\delta \quad (5-99)$$

式中， $X_{C\min}$ 为 SVC 中能达到的最小值容抗，即最大补偿无功对应的最小容抗；且 $4X_{C\min} > X_L$ ， $P_3 > 0$ ，否则会出现功率反送。

如果 SVC 的输出无功不受限制, 在 $\delta = 0 \sim 180^\circ$ 工况下都能使 $V_M = E$ 保持不变, 则在本章前面 5.1.2 节中已得到这时输出的无功补偿功率 Q_C 类似式(5-19)

$$Q_C = \frac{4E^2}{X_L}(1 - \cos\delta/2) = Q_{Cmax}(1 - \cos\delta/2) \quad (5-19)$$

式中, 最大值 $Q_{Cmax} = 4E^2/X_L$, $E = 1$, $X_L = 0.5$ 时, $Q_{Cmax} = 8$ 。

如果令 $E = 1$, $X_L = 0.5$, 选取 SVC 的最小容抗 $X_{Cmin} = X_L/1.5 = 0.666X_L = 0.333$, 图 5-31 示出了三条功率特性: P_1 是式(5-96)的无补偿时的功角特性; P_2 是式(5-98)有某个适当值补偿容抗 X_C 使 $V_M = E$ 时的功角特性; P_3 是式(5-99)有最小容抗补偿时的功角特性。其中 $P_{1max} = 2.0$, $P_{2max} = 4.0$, $P_{3max} = 3.2$ 。

式(5-19)中 Q_C 是在不同的功率角 δ 时(不同的有功功率 P 时)都能维持 $V_M = E$ 时 SVC 应输出补偿的无功功率。图 5-31 中 P_2 、 P_3 特性的交点 a 处, $P_2 = P_3$, P_3 是 X_C 固定为 X_{Cmin} 时, SVC 提供最大无功输出时的线路有功特性, 因此 a 点处运行时 SVC 的容抗 $X_C = X_{Cmin}$ 。 P_2 则是为确保 $V_M = E$ 时的功角特性, 因此在 a 点 $V_M = E$ 时, Q_{Ca} 为这时($\delta = \delta_a$)的无功补偿、SVC 的 $X_C = X_{Cmin}$, 正好使 $V_M = E$ 。当 P 减小、 $\delta < \delta_a$ 时, 由式(5-99)可知, 保持 V_M 为 E 不变所需的无功补偿 Q_C 也应减小, 因此如果仍使

$X_C = X_{Cmin}$ 不减小 Q_C , Q_C 仍为 Q_{Ca} , 则补偿过度, 将使节点电压 V_M 大于 E 。因此 $P < P_a$, $\delta < \delta_a$ 时应调节 $X_C > X_{Cmin}$, 使 $Q_C < Q_{Ca}$ 以维持 $V_M = E$, 所以在 $Q_C < Q_{Ca}$ 运行工况时, 应按特性 2 在 0-2-a 段工作。在 $\delta > \delta_a$ 运行工况时, 为维持 $V_M = E$ 所需的无功补偿量比 a 点的 Q_{Ca} 更大, 但 a 点处 X_C 已达到最小值不能再减小, SVC 输出无功已达到极限, 只能在 $X_C = X_{Cmin}$ 下运行。因此这时随着 δ 从 δ_a 增大, 由于输出的无功补偿量不足以维持 $V_M = E$, V_M 下降, 在 $P > P_a$ 、 $\delta > \delta_a$ 的运行工况下, 功率特性为 $X_C = X_{Cmin}$ 的功角特性 P_3 , 所以在 $\delta = 0 \sim 180^\circ$ 运行, SVC 运行的功角特性为图 5-31 中的 02a(P_2)—a3b(P_3)。在图 5-30 中, 若 $E = 1.0$, $X_L = 0.5$, 由式(5-96)、式(5-97)和式(5-99)可得

$$P_1 = \frac{E^2}{X_L} \sin\delta = 2 \sin\delta$$

$$P_2 = 2 \frac{E^2}{X_L} \sin \frac{\delta}{2} = 4 \sin\delta/2 \quad (X_C > X_{Cmin}, \text{ 调控 } X_C \text{ 保持 } V_M = E \text{ 时})$$

$$P_3 = \frac{4X_{Cmin}}{4X_{Cmin} - X_L} \frac{E^2}{X_L} \sin\delta \quad (\text{固定 } X_C = X_{Cmin} \text{ 时, } V_M \leq E)$$

$$X_{Cmin} = \frac{X_L}{1.5} = 0.666X_L = 0.333 \text{ 时}$$

$$P_3 = 1.6 \frac{E^2}{X_L} \sin\delta = 3.2 \sin\delta$$

$$P < P_a, \delta < \delta_a \text{ 时, } V_M > E$$

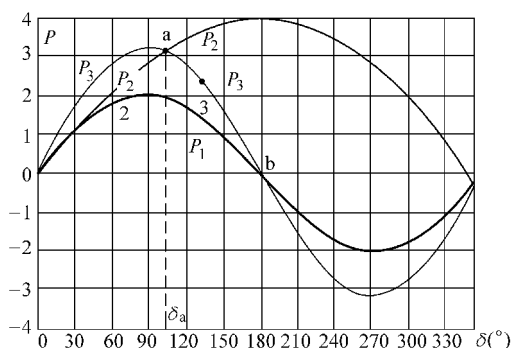


图 5-31 加入 SVC 后的 P - δ 曲线

$P > P_a$, $\delta > \delta_a$ 时, $V_M < E$

2. 线路中点接 STATCOM

图 5-30a 中, 若在线路中点 M 处接入 STATCOM, 并向电网注入感性无功电流 $\dot{I}_L$, $\dot{I}_L$ 滞后有补偿后的电压 $\dot{V}_{MC}$ 90° 。若线路末端电压 $\dot{E}_2$ 相位为零, $\dot{E}_2 = E \angle 0^\circ = E$, 首端电压 $\dot{E}_1$ 相位为 δ , $\dot{E}_1 = E \angle \delta = E e^{j\delta}$ 。由图 5-30c 相量图可知, 图 5-30a 中有补偿后的线路中点电压 $\dot{V}_{MC}$ 相位为 $\delta/2$, $\dot{V}_{MC} = V_{MC} \angle \delta/2 = V_{MC} e^{j\delta/2}$ 。STATCOM 输出补偿电流 $\dot{I}_L$ 滞后 $\dot{V}_{MC}$ 90° ; $\dot{I}_L = I_L e^{j(\delta/2 - 90^\circ)}$, 由图 5-30c 可得

$$(E \angle \delta - \dot{V}_{MC}) / (jX_L/2 + \dot{I}_L) = (\dot{V}_{MC} - E) / jX_{L/2} \quad (5-100)$$

由上式可得到

$$\dot{V}_{MC} = V_{MC} \angle \delta/2 = (E \angle \delta + E) / 2 + j \frac{1}{4} X_L \dot{I}_L$$

由图 5-30c 可知, $(E \angle \delta + E) / 2 = V_{M0} \angle \delta/2 = E \cos(\delta/2) \angle \delta/2$, 相位为 $\delta/2$, $\dot{V}_{MC}$ 的相角和 $jX_L \dot{I}_L / 4$ 的相位角也都是 $\delta/2$, 因此有补偿后线路中点电压为

$$V_{MC} = \left(E \cos \frac{\delta}{2} + \frac{X_L}{4} I_L \right) \quad (5-101)$$

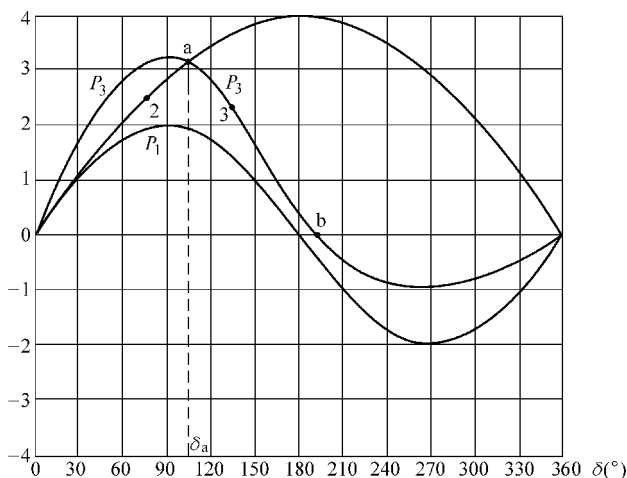
如果 STATCOM 容量足够大, 能维持节点电压 V_{MC} 大小等于 E , 则如同前面 SVC 中的功角特性 P_2 一样, 线路输送的有功功率为: $P_2 = \frac{EV_{MC}}{X_L/2} \sin(\delta/2) = \frac{2E^2}{X_L} \sin(\delta/2) = P_{2\max} \sin(\delta/2)$, 有功功率极限为 $P_{2\max} = 2E^2/X_L$ 。

如同 SVC 一样, 这时 STATCOM 将线路输送的有功功率极限提高一倍。然而 STATCOM 的容量也同样是有限的, 其电流不能超过最大电流 $I_{\max}$ 。一旦电流达到 $I_{\max}$ 后, 若 STATCOM 接入点处系统电压仍较低, STATCOM 也不能再增大其输出的无功电流了, 只能保持该最大电流值不变, 否则 STATCOM 过电流保护会动作而切除。因而此时可把 STATCOM 看作为一个恒电流源, 它输出的无功电流保持 $I_{\max}$ 不变, 由式(5-101)可得线路输送的有功功率为

$$P_3 = \frac{EV_{MC}}{X_L/2} \sin(\delta/2) = \frac{2E}{X_L} \left(E \cos \frac{\delta}{2} + \frac{X_L}{4} I_{\max} \right) \sin \frac{\delta}{2} = \frac{E^2}{X_L} \sin \delta + \frac{EI_{\max}}{2} \sin \frac{\delta}{2} \quad (5-102)$$

利用式(5-102)可以绘出线路中点加 STATCOM 维持节点电压时的 P - δ 曲线图 5-32。在线路中点加 STATCOM 时其最大的 P - δ 曲线为图 5-32 中的实线 02a3b。比较图 5-31 和图 5-32 可知, 若 STATCOM 和 SVC 容量一样大, 则线路最大的传输功率一样大。但是, 在 δ 角大于 δ_a 的运行区, 采用 SVC 和采用 STATCOM 功角曲线就有明显差别。这是因为图中在 $\delta > \delta_a$ 时 δ 再增大后, 采用 SVC 时系统电压 V_{MC} 降低, 会导致 SVC 补偿电流也降低, 而对 STATCOM 来说可以调控变流器输出端电压 V_i 保持补偿电流不变, 因此 STATCOM 的 P - δ 曲线明显高于 SVC 的 P - δ 曲线。STATCOM 另外一个重要优点是: 它可使 P - δ 曲线的功率在 $\delta > 180^\circ$ 范围内仍为正, 这是 SVC 无论如何也无法做到的。因此如果线路发生故障, 用 STATCOM 更能有效地增加减速面积, 因而在提高暂态稳定极限方面 STATCOM 比 SVC 更有利。对单机无穷大系统, 若 STATCOM 能与发电机的原动机(汽轮机)的快控气门相配合, 则更可大大提高系统的

暂态稳定极限, 因为快控气门可以充分利用 $\delta > 180^\circ$ 时的电功率为正的優勢, 大大增加减速面积提高暂态稳定极限。



$$P_3 = \frac{E^2}{X_L} \sin \delta + \frac{EI_{\max}}{2} \sin \frac{\delta}{2}$$

图 5-32 线路中间加 STATCOM 时的 P - δ 曲线

5.5.3 其他方面的比较

SVC 装置与 STATCOM 装置的运行特性除工作原理的差别之外, 还存在其他一些差别。

1) SVC 装置是电抗型的, 它接入电力系统之后有可能改变原电力系统的阻抗特性。因此, 计划在电力系统中某些节点安装 SVC 装置时, 必须仔细研究系统在 SVC 装置接入前后系统阻抗特性的变化, 防止 SVC 装置接入后因改变系统阻抗特性导致出现谐振。而 STATCOM 装置原理上可等效为可控的电流源, 接入系统后不会改变系统的阻抗特性, 因此不存在谐振问题。

2) SVC 装置中 TCR 原理上是通过晶闸管的相控改变等效电抗, 因此必然产生谐波电流, 所以 SVC 装置必须附加滤波器, 而 STATCOM 装置一般不需要安装滤波器。

3) SVC 装置采用电容器、电抗器作为无功补偿器件, 需要较大容量的交流电容器和电抗器, 因而使整个 SVC 装置的占地面积比较大, 而 STATCOM 装置不需要大容量的交流电容器和电抗器, 因此占地面积较小。

4) 由于 SVC 装置中的 TCR 采用的是半控型开关器件晶闸管, 一旦晶闸管导通, 必须等电流过零才能自然关断, 因此 SVC 控制系统发出指令到晶闸管响应最大的延时约为 10ms (半周期), 加上 TCR 本身的过渡过程, 整个 SVC 控制系统发出指令到晶闸管响应时间为 50 ~ 60ms。而 STATCOM 装置为可控电流源, 其延时仅是控制系统的固有时间常数, 响应时间一般仅为 20 ~ 30ms, 基于 PWM 调制的 STATCOM 装置, 响应速度在 10ms 左右。

5) SVC 装置采用一般的晶闸管而 STATCOM 装置采用全控型开关器件, 全控型开关器件的价格比较贵, 到目前为止同容量的 STATCOM 装置的成本比 SVC 装置的成本高。目前 SVC 装置得到了广泛的应用, 而 STATCOM 装置只在某些要求较高的场合应用, 或仅用较小

容量的 STATCOM 与大容量的 TSC、部分 TCR 组合使用。

5.6 负荷三相不平衡补偿控制

发电机电势都是三相对称的,但三相负荷电流不可能完全平衡。A、B、C 三相电流幅值不相等,相位差不再是 120° 。不平衡的三相电流在电力系统发电机、输电线和变压器的漏抗上产生三相不对称的电压降,因而使电力系统节点三相电压不对称,这又导致该节点上连接的三相平衡、对称的负荷(其三相阻抗对称)其三相电流也不平衡。电力系统三相电流不平衡、三相节点电压不对称,严重时可能危害电力设备的安全运行。由于电力系统中出现三相电压不对称都是因三相负荷不平衡电流流过系统阻抗引起的,因此只有对不平衡的三相负荷电流进行补偿,才能使电网线路的供电电压三相对称。

图 5-33 示出了一个三相不平衡的负荷,三相电流幅值不相等,相位差不是 120° 。如果在负荷电压节点上设置一个三相不平衡的无功补偿器,三相补偿支路为数值不同的电容容抗 $-jX_C = -j/\omega C$ 或电感感抗 $jX_L = j\omega L$, 容性补偿电流 $\dot{I}_{qc} = \dot{V}/(-jX_C) = j\omega C\dot{V} = jB_C\dot{V}$, $\dot{I}_{qc}$ 超前电压 $\dot{V} 90^\circ$, $B_C = \omega C$ 为正值电纳,当补偿电流为电感 L 感性电流 $\dot{I}_{qL} = \dot{V}/jX_L = -j\dot{V}/\omega L = -j\dot{V}/X_L = jB_L\dot{V}$, $\dot{I}_{qL}$ 滞后 $\dot{V} 90^\circ$, 电纳 $B_L = -1/X_L = -1/\omega L$ 为负值。对三相不平衡的各相负荷进行不同的补偿,就能使电网线路上的三相的电流 i_A 、 i_B 、 i_C 被补偿到三相电流幅值相等、相位差 120° 。图 5-34 为图 5-33 中三相电压电流相量。

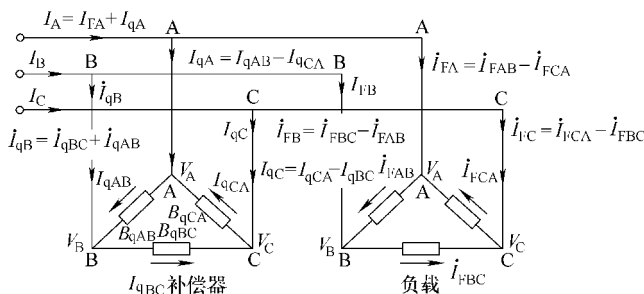


图 5-33 负载三相不平衡补偿主电路

图 5-33 中如果三相不平衡负载三角形联结, AB、BC、CA 相间的三相平衡的负荷电流分别为

$\dot{I}_{FAB}$ 、 $\dot{I}_{FBC}$ 、 $\dot{I}_{FCA}$, 形成三相负荷线路不平衡电流为 $\dot{I}_{FA}$ 、 $\dot{I}_{FB}$ 、 $\dot{I}_{FC}$, 三相不平衡的补偿器在 AB、BC、CA 相之间的三个不平衡的补偿支路(电感或电容)的电纳 B 分别为 B_{qAB} 、 B_{qBC} 、 B_{qCA} , 产生三相不平衡的补偿电流 $\dot{I}_{qA}$ 、 $\dot{I}_{qB}$ 、 $\dot{I}_{qC}$, 线补偿后三相线路电流为

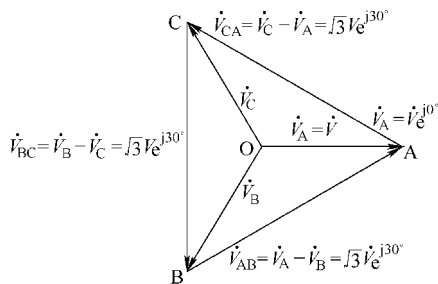


图 5-34 三相电压相量图

$$\begin{aligned}
\dot{I}_A &= \dot{I}_{FA} + \dot{I}_{qA} \\
\dot{I}_B &= \dot{I}_{FB} + \dot{I}_{qB} \\
\dot{I}_C &= \dot{I}_{FC} + \dot{I}_{qC}
\end{aligned} \tag{5-103}$$

利用对称分量法分析图 5-33 中各电流的正序和负序电流分量(三相三线系统中无零序电流)可以证明,只要按式(5-104)、式(5-105)、式(5-106)设计补偿器支路的电纳 B_{qAB} 、 B_{qBC} 、 B_{qCA} ,则补偿器既能补偿三相不平衡负荷中的逆序电流,又能补偿三相负荷中的正序无功电流,使经补偿后的输电线路的三相电流 $\dot{I}_A$ 、 $\dot{I}_B$ 、 $\dot{I}_C$ 仅为三相对称的有功电流。

$$B_{qAB} = -\frac{1}{3V} [I_m(\dot{I}_{FA}) + I_m(\alpha \dot{I}_{FB}) - I_m(\alpha^2 \dot{I}_{FC})] \tag{5-104}$$

$$B_{qBC} = -\frac{1}{3V} [-I_m(\dot{I}_{FA}) + I_m(\alpha \dot{I}_{FB}) + I_m(\alpha^2 \dot{I}_{FC})] \tag{5-105}$$

$$B_{qCA} = -\frac{1}{3V} [I_m(\dot{I}_{FA}) - I_m(\alpha \dot{I}_{FB}) + I_m(\alpha^2 \dot{I}_{FC})] \tag{5-106}$$

式中, $\alpha = e^{j120^\circ} = -1/2 + j\sqrt{3}/2$; $\alpha^2 = e^{j240^\circ} = -1/2 - j\sqrt{3}/2$; $I_m(\dot{I})$ 表示取电流相量 $\dot{I}$ 的虚部电流,如 $I_m(\dot{I}_{FA})$ 是 $\dot{I}_{FA}$ 相量的虚部电流, $I_m(\alpha \dot{I}_{FB})$ 是相量 $\alpha \dot{I}_{FB}$ 的虚部电流。

图 5-35a 给出了一个算例。图中,负荷 A-B 支路阻抗为电阻 R 和感抗 X_L 并联的感性阻抗, B-C 支路和 C-A 支路均开路,负载三相严重不平衡,由图 5-33、图 5-34 和图 5-35a 可得

$$\begin{aligned}
I_{FA} = I_{FAB} &= V_{AB} \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{jX_L} \right) = \sqrt{3}V e^{j30^\circ} \left(\frac{1}{R} - j\frac{1}{X_L} \right) = \sqrt{3}V \left[\left(\frac{\sqrt{3}}{2R} + \frac{1}{2X_L} \right) + j \left(\frac{1}{2R} - \frac{\sqrt{3}}{2X_L} \right) \right] \\
I_{FB} &= -I_{FA} = -\sqrt{3}V e^{j30^\circ} \left(\frac{1}{R} - j\frac{1}{X_L} \right) = -\sqrt{3}V \left[\left(\frac{\sqrt{3}}{2R} + \frac{1}{2X_L} \right) + j \left(\frac{1}{2R} - \frac{\sqrt{3}}{2X_L} \right) \right] \\
I_{FC} &= 0
\end{aligned}$$

由式(5-104)、式(5-105)、式(5-106)得到补偿器各支路电纳为

$$B_{qAB} = -\frac{1}{3V} [I_m(I_{LA}) + I_m(aI_{LB})] = \frac{1}{X_L}, \quad B_{qBC} = \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{1}{R}, \quad B_{qCA} = -\frac{1}{\sqrt{3}} \frac{1}{R}$$

根据前面对 B_q 的定义: B_q 为正表示补偿支路为容性电抗, B_q 为负则表示补偿支路为感性电抗,所以这时图 5-35a 中 AB 补偿支路应为容抗 $-jX_C$, BC 补偿支路应为容抗 $-j\sqrt{3}R$, CA 补偿支路应为感抗 $+j\sqrt{3}R$ 。将负荷支路与补偿支路合并,可得到图 5-35b、c 所示的补偿后的线路电流 I_A 、 I_B 、 I_C 和功率 P 。由图 5-35c 及图 5-34 中的 $\dot{V}_{AB}$ 、 $\dot{V}_{CA}$ 、 $\dot{V}_{BC}$, 可得到

$$\begin{aligned}
I_A &= I_{AB} - I_{CA} = \dot{V}_{AB}/R - \dot{V}_{CA}/(j\sqrt{3}R) = \frac{\sqrt{3}\dot{V}_A}{R} e^{j30^\circ} - \frac{\dot{V}_A}{R} e^{j60^\circ} = \frac{\dot{V}_A}{R} \\
I_B &= I_{BC} - I_{AB} = \dot{V}_{BC}/(-j\sqrt{3}R) - \dot{V}_{AB}/R = \frac{\dot{V}_A}{R} - \sqrt{3}\dot{V}_A e^{j30^\circ}/R = \frac{\dot{V}_A}{R} \alpha^2 = \frac{\dot{V}_B}{R} \\
I_C &= I_{CA} - I_{BC} = \dot{V}_{CA}/(j\sqrt{3}R) - \dot{V}_{BC}/(-j\sqrt{3}R) = \frac{\dot{V}_A}{R} e^{j60^\circ} - \frac{\dot{V}_A}{R} = \frac{\dot{V}_A}{R} \alpha = \frac{\dot{V}_C}{R}
\end{aligned}$$

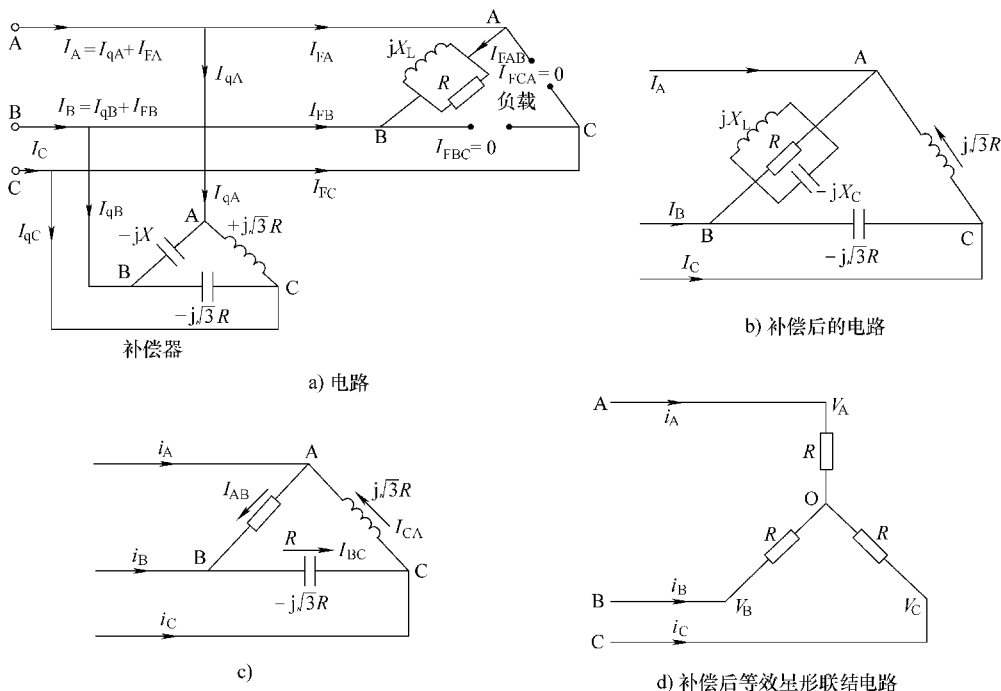


图 5-35 三相负载不平衡补偿示例

$$P = V_A I_A + V_B I_B + V_C I_C = 3 \frac{V^2}{R} = \frac{(\sqrt{3} V_A)^2}{R} = \frac{V_{AB}^2}{R}$$

因此按式(5-104)、式(5-105)、式(5-106)设计补偿器可使供电电源线路三相电流平衡(幅值相等,都是 $I = V/R$, 相差 120°), 且等效负荷变为三相平衡的电阻(有功)负荷。

读者应注意到,在图 5-34 和图 5-35 中并联在电网上的阻抗型补偿器的等值感性或容性电抗(或电纳)其值应随三相负荷的不平衡阻抗的改变而改变。补偿支路的可变感性或容性电抗(电纳)可采用本章 5.2 节中的晶闸管阻抗型静止无功补偿器实现。

5.7 并联型无源电力滤波器

5.7.1 并联型无源电力滤波器的类型

电力系统中的电力滤波器按其滤波(补偿、抑制或消除)原理不同分为两大类:

1) 无源电力滤波器。采用电力电容器、电抗器和电阻经适当的组合而成的滤波器被称为无源滤波器或 LC 滤波器。

2) 有源电力滤波器。采用电力电子开关型变流器构成的电力滤波器称为有源电力滤波器,按其补偿对象和接入电力系统的方式又分为

① 并联型有源电力滤波器:将开关型电力电子变流器的输出端并联在电网节点(负荷)上,输出谐波电流注入电网,注入电网的谐波电流与负荷中的谐波电流大小相等,从而补偿电网线路中的谐波电流。

② 串联型有源电力滤波器。将电力电子变流器的输出端串联在电力系统线路上,变流

器输出的谐波电压串联注入线路,与线路节点上的谐波电压大小相等方向相反,从而补偿电力系统中的谐波电压。

采用电力滤波装置就近吸收谐波源所产生的谐波电流,是抑制谐波污染的有效措施。采用由电力电容器、电抗器和电阻器适当组合成的 LC 无源滤波装置进行滤波,具有效率高、结构简单、及维护方便等优点,因此无源 LC 滤波是目前广泛采用的抑制谐波的主要手段。但无源滤波器是通过在系统中为谐波提供并联低阻通路,以起到滤波(实为吸收谐波电流)作用。其滤波特性是由系统和滤波器的阻抗比决定的,因而存在以下缺点:

- 1) 滤波特性受系统参数影响较大,有可能与电网阻抗发生谐振;
- 2) 只能消除特定频率的谐波,对某些次谐波还可能产生放大作用;
- 3) 谐波电流增大时,滤波器负担随之加重,可能引发事故;
- 4) 滤波电容器参数随着电容器介质老化容易发生变化,会使滤波效果变差;
- 5) 金属材料消耗多,重量体积大。

随着电力电子技术的不断发展,在 20 世纪 70 年代初期,提出了有源电力滤波器(Active Power Filter, APF)概念,其基本原理是利用电力电子开关变流器向电网并联注入(或串联注入)与线路中原有的谐波电流(或谐波电压)幅值相等、相位一致的谐波补偿电流(或电压),使电源线路中总谐波电流(或节点谐波电压)为零,达到补偿原线路中的谐波电流(电压)的目的。1976 年美国西屋电气公司的 L. Gyugyi 提出利用大功率晶体管组成的 PWM 逆变器构成的 APF 消除电网谐波。20 世纪 80 年代以后,随着大功率可自关断器件的不断商品化,以及对非正弦条件下无功功率补偿理论的深入研究,推进了 APF 的研发和工程应用。与无源滤波器相比,APF 可控性好、能快速响应补偿要求,具有极其优良的补偿功能。

APF 具有着无源滤波器所不具备的技术优势,但目前要想在电力系统中完全取代无源滤波器还不太现实。这是因为与无源滤波器相比较,目前 APF 的成本较高,限制了 APF 推广使用。因此经济、实效、可行的滤波系统应是无源 LC 滤波器与有源滤波器的组合使用。

5.7.2 并联型无源 LC 滤波器基本特性

无源 LC 滤波器按其在主电路中的连接方式的不同可以分为并联、串联和混联三种,其中并联型 LC 滤波器是应用最为广泛的一种。根据结构的不同,无源 LC 滤波器又可以分为单调谐滤波器、双调谐滤波器、多调谐滤波器及高通滤波器等几种,在实际应用中常常将单调谐滤波器、双调谐滤波器、多调谐滤波器及高通滤波器组合使用。

1. 单调谐滤波器

图 5-36a 中的 L 、 C 、 R (R 为电感的电阻, R 很小)串联电路就是一个 LC 单调谐滤波器。图中负荷电流除基波电流 i_{L1} 外还有 n 次谐波电流 i_{Ln} , 电源经线路电感 L_s 、电阻 R_s 对负荷供电。

图 5-36b 为 n 次谐波的等效电路,对于 n 次谐波, L 、 C 、 R 支路的阻抗为

$$Z_n = \sqrt{R^2 + \left(nX_L - \frac{1}{nX_C}\right)^2} = \sqrt{R^2 + \left(n\omega_1 L - \frac{1}{n\omega_1 C}\right)^2} = \sqrt{R^2 + \frac{L}{C} \left(\frac{\omega_n}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_n}\right)^2} \quad (5-107)$$

式中, $\omega_n = n\omega_1$ 为 n 次谐波角频率, $n = \omega_n/\omega_1$ 为谐波阶次; ω_r 为 LC 谐振角频率, $\omega_r = 1/\sqrt{LC}$ 。

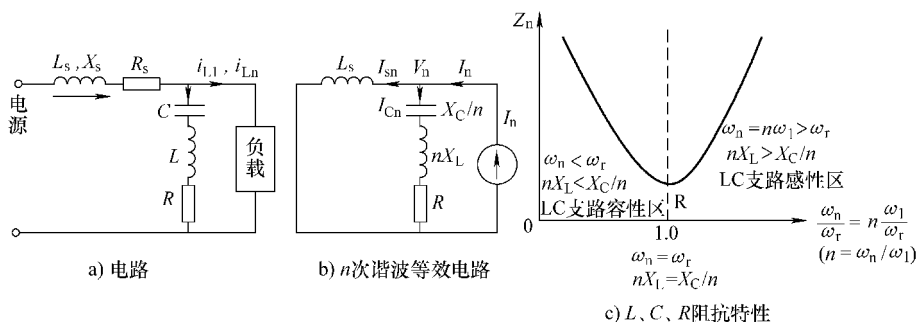


图 5-36 单调谐 LC 滤波器特性

图 5-36c 为 n 次谐波阻抗 Z_n 与谐波频率相对值 ω_n/ω_r 的函数关系。当谐波频率 $\omega_n = n\omega_1$ 等于 LC 谐振频率 $\omega_r = 1/\sqrt{LC}$ 时, 即 $\omega_n = n\omega_1 = \omega_r = 1/\sqrt{LC}$, $nX_L = n\omega_1 L = 1/n\omega_1 C = X_C/n$, 或 $\omega_n/\omega_r = n\omega_1/\omega_r = 1$ 时, 则 LC 支路对 n 次谐波电流阻抗 $Z_n = R \approx 0$, 节点谐波电压 $V_n = RI_n \approx 0$, LC 支路电流 $I_{Cn} \approx I_n$, 流经电源支路的 n 次谐波电流 $I_{sn} \approx 0$ 。而当 $\omega_n \neq \omega_r = 1/\sqrt{LC}$ (谐振频率) 时, L 、 C 、 R 支路阻抗 $Z_n = R \neq 0$, 电源支路的 n 次谐波电流 $I_{sn} \neq 0$, 节点谐波电压 $V_n \neq 0$, LC 滤波器起不到对 n 次谐波的全部滤波作用。由于 LC 支路只能对频率 $\omega_n = \omega_r = 1/\sqrt{LC}$ 的单一谐波滤波, 故这种 LC 电路被称为单调谐滤波器。

为了使电源 L_s 支路中消除第 n 次谐波电流, 只要选择 $\omega_r = 1/\sqrt{LC} = \omega_n = n\omega_1$, 即 LC 的乘积 $LC = (1/n\omega_1)^2$ 即可。 L 选大些, C 可选小些, 或者 L 选小些, C 应选大些都可以。但工程实际中为了能实现基波无功功率的补偿功能, 除选用单独的并联型无功功率补偿支路外, 也常常利用 LC 滤波器在基波电压作用下的等效无功补偿功能。例如, 当 LC 滤波器的谐振频率 $\omega_r = 1/\sqrt{LC}$ 按 5 次谐波 $f_n = 5 \times 50\text{Hz}$ 、 $\omega_n = 2\pi \times 250\text{Hz}$ 选择时, LC 滤波器能使负荷电流中的 5 次 (250Hz) 谐波电流陷波, 5 次谐波的感抗等于 5 次谐波的容抗, “滤除” 电源中的 5 次谐波电流, 而这个 L 、 C 电路在节点基波电压的作用下, 基波感抗小了 5 倍, 基波容抗大了 5 倍。因此 LC 滤波电路对基波近似为一个容抗, 对基波电压 LC 支路相当于一个并联电容器 C , 等效电容 C 的大小不同其基波的无功补偿作用也不相同。因此实际工程中选用 LC 滤波器的 L 、 C 参数时, 不仅只考虑乘积 $LC = (1/n\omega_1)^2$, 还必须考虑其基波无功补偿的要求。此外, 在设计 L 、 C 数值大小时还必须考虑其他一些因数, 其中最重要的是要防止电力系统中无源滤波器的电感 L 、电容 C 可能与电网线路电感 L_s 以及系统中并联的无功补偿电容形成串联或并联谐振, 致使对某些频率的负荷谐波电流不仅起不到良好的滤波作用、抑制谐波电流, 甚至还可能放大谐波电流。为了简便地分析 L 、 C 参数与线路电感 L_s 可能形成的谐振而使负荷谐波电流被放大的现象, 从而得到较为清晰的近似的数量关系, 假定图 5-36a 中电源线路中 $R_s = 0$, LC 支路中的 $R = 0$, 负载 n 次谐波电流为 I_n , 分析图 5-37b 中谐波电流特性。

L 、 C 支路的 n 次谐波电抗 X_{LCn} , 可由式 (5-107) 得到

$$X_{LCn} = j \left(nX_L - \frac{X_C}{n} \right) = j \sqrt{\frac{L}{C}} \left(\frac{\omega_n}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_n} \right) \quad (5-108)$$

图 5-37b 中负荷谐波电流 $\dot{I}_n$ 的一部分 $\dot{I}_{Cn}$ 由 L 、 C 支路分流, 其余部分 $\dot{I}_{sn}$ 经 L_s 流入电源, L 、

C 支路分流的 n 次谐波电流为

$$\dot{I}_{Cn} = \frac{V_n}{X_{LCn}} = \frac{nX_s}{nX_s + \left(nX_L - \frac{X_C}{n}\right)} \dot{I}_n = \frac{nX_s}{nX_s + \sqrt{\frac{L}{C}} \left(\frac{\omega_n}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_n}\right)} \dot{I}_n \quad (5-109)$$

经 L_s 流入电源 L_s 支路的 n 次谐波电流 I_{sn} 为

$$I_{sn} = \frac{V_n}{jnX_s} = \frac{nX_L - \frac{X_C}{n}}{nX_s + \left(nX_L - \frac{X_C}{n}\right)} I_n = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}} \left(\frac{\omega_n}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_n}\right)}{nX_s + \sqrt{\frac{L}{C}} \left(\frac{\omega_n}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_n}\right)} \dot{I}_n \quad (5-110)$$

$$\dot{I}_{Cn} + \dot{I}_{sn} = \dot{I}_n \quad (5-111)$$

L 、 C 滤波支路对负荷 n 次谐波电流的分流(分配)系数为

$$K_{Cn} = \frac{I_{Cn}}{I_n} = \frac{nX_s}{nX_s + \left(nX_L - \frac{X_C}{n}\right)} = \frac{nX_s}{nX_s + \sqrt{\frac{L}{C}} \left(\frac{\omega_n}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_n}\right)} \quad (5-112)$$

电源 L_s 支路对负载 n 次谐波电流的分流(分配)系数为

$$K_{sn} = \frac{I_{sn}}{I_n} = \frac{nX_L - \frac{X_C}{n}}{nX_s + \left(nX_L - \frac{X_C}{n}\right)} = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}} \left(\frac{\omega_n}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_n}\right)}{nX_s + \sqrt{\frac{L}{C}} \left(\frac{\omega_n}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_n}\right)} \quad (5-113)$$

图 5-37c 画出了 LC 支路和电源 L_s 支路的谐波电流特性曲线。图中纵坐标为 LC 支路的谐波电流 I_{Cn} 、 L_s 支路谐波电流 I_{sn} 与负荷谐波电流 I_n 的比值(即分流系数 $K_{Cn} = I_{Cn}/I_n$ 、 $K_{sn} = I_{sn}/I_n$)。图中横坐标为谐波频率 ω_n 与 L 、 C 谐振频率的比值 ω_n/ω_r ， n 为谐波阶次， ω_1 为基波频率，横坐标为

$$\frac{\omega_n}{\omega_r} = \frac{n\omega_1}{\omega_r} = n\omega_1 \sqrt{LC} = n \sqrt{X_L/X_C} \quad (5-114)$$

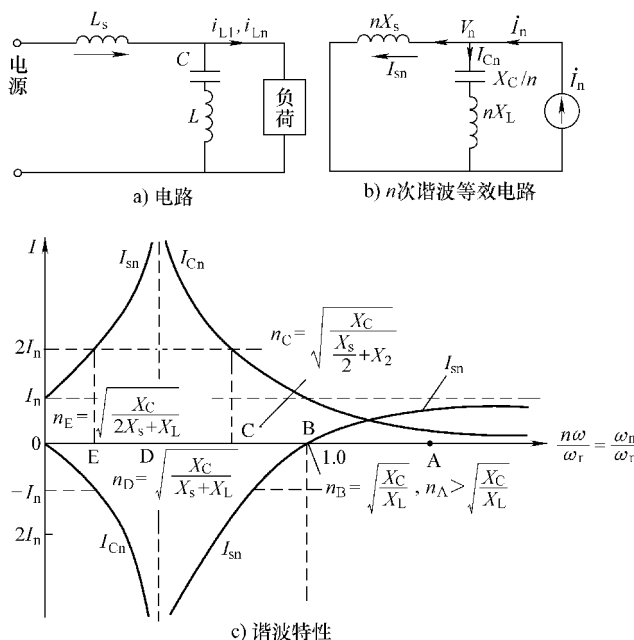
由式(5-108)~式(5-113)及图 5-37c 可清楚地看到:

1) 图 5-37c 中在 $\omega_n/\omega_r = 1$ 的 B 点, $nX_L = X_C/n$, L 、 C 支路串联电抗 $X_{LCn} = 0$, LC 支路电流 $I_{Cn} = I_n$, $K_{Cn} = I_{Cn}/I_n = 1$, LC 支路分流负荷的全部 n 次谐波电流, 节点 n 次谐波电压 $V_n = 0$, 线路电流 $I_{sn} = 0$ 、 $K_{sn} = I_{sn}/I_n = 0$, 电源线路中不存在 n 次谐波电流。对于图 5-37c 中串联谐振点 B 有

$$n = n_B = \sqrt{\frac{X_C}{X_L}} \quad (5-115)$$

2) 当 $\omega_n/\omega_r > 1$, 即 $\omega_n > \omega_r$, $nX_L > X_C/n$, $n > \sqrt{X_C/X_L}$ 时, LC 支路串联电抗为感抗 $X_{LCn} > 0$, LC 支路与 L_s 支路并联电抗为感抗, 这时 $0 < I_{Cn} < I_n$, $I_{sn} = I_n - I_{Cn}$, $0 < I_{sn} < I_n$, 例如在图 5-37c 中的 A 点, LC 滤波支路不能滤除 I_n , 但 I_{Cn} 、 I_{sn} 都小于 I_n , 不会发生谐波电流被放大的情况。

3) 当 $\omega_n/\omega_r < 1$, 即 $\omega_n < \omega_r$, $nX_L < X_C/n$ 、 $n < \sqrt{X_C/X_L}$ 时, LC 支路串联电抗 $X_{LCn} < 0$, X_{LCn} 为容抗, 但 L_s 支路仍为感抗, 因此在同一个节点电压 V_n 作用下 I_{sn} 与 I_{Cn} 方向相反, 但两者

图 5-37 $R=0$, 考虑电源线路电感 L_s 时的谐波特性

之和 $I_{sn} + I_{cn} = I_n$ 。从 B 点开始随着 ω_n/ω_r 的减小, I_{cn} 从 I_n 逐渐变大, K_{cn} 从 1 逐渐增大, 而 K_{sn} 从 0 变负, 负值越来越大, 即电源 L_s 支路的谐波电流 $-I_{sn}$ 越来越大。如果横坐标点从 $\omega_n/\omega_r = 1$ 的 B 点减小到 C 点时, I_{cn} 从 I_n 增大到 $I_{cn} = 2I_n$, I_{sn} 从零变为 $-I_n$, 由式(5-110)得到

$$\frac{1}{2}nX_s + \left(nX_L - \frac{X_C}{n}\right) = 0, \text{ 由此得到 C 点的 } n = n_c = \sqrt{\frac{X_C}{\frac{1}{2}X_s + X_L}} \quad (5-116)$$

$$\text{C 点的横坐标值为 } \frac{\omega_n}{\omega_r} = \frac{n\omega_1}{\omega_r} = n\omega_1 \sqrt{LC} = n \sqrt{\frac{X_C}{X_L}} = \frac{n}{\sqrt{\frac{X_C}{X_L}}} = \sqrt{\frac{X_L}{\frac{1}{2}X_s + X_L}}$$

即在图 5-37c 中的 C 点, $I_{sn} = -I_n$, $I_{cn} = I_n - I_{sn} = 2I_n$ 。

4) 当 ω_n/ω_r 从图 5-37c 中的 C 点继续减小时, I_{sn} 的负值更大, 即 $|I_{sn}| > I_n$, $I_{cn} > 2I_n$ 。当 $\omega_n/\omega_r = n\omega_1/\omega_r$ 减小到 LC 支路的容抗等于 L_s 支路的感抗 nX_s 时, LC 支路与 L_s 支路发生并联谐振, 这时 L_c 与 L_s 的并联电抗趋近于无限大, 负荷谐波电流 I_n 使电压 V_n 趋于正无限大, 使 I_{cn} 趋于无限大, I_{sn} 趋于负无限大, 如图 5-37c 中的 D 点。令式(5-108)中的 L_c 支路电抗 X_{Lcn} 为容抗并等于 L_s 支路的感抗 nX_s , 可得到 $nX_s + nX_L - \frac{X_C}{n} = 0$, D 点谐波频率的倍数为

$$n = n_D = \sqrt{\frac{X_C}{X_s + X_L}} \quad (5-117)$$

在图 5-37c 中的 CD 区间 I_{sn} 从 $-I_n$ 增大, I_{cn} 从 $2I_n$ 增大。

5) 当 ω_n/ω_r 从 D 点进一步减小时, LC 支路的容抗大于 L_s 支路的感抗 nX_s , 这时式(5-109)的分母变负, 因此 I_{cn} 从正值变为负值(与 I_n 反相), 如果到 E 点 $I_{cn} = -I_n$, 由式(5-

109) 得到 E 点的谐波频率倍数为

$$n = n_E = \sqrt{\frac{X_C}{2X_s + X_L}} \quad (5-118)$$

这时的 I_{sn} 由式(5-110)得到: $I_{sn} = I_n - I_{Cn} = 2I_n$, 即电源 L_s 支路的谐波电流 I_{Cn} 比负荷谐波电流 I_n 大一倍。

6) 当 ω_n/ω_r 从 E 点趋于零时, 由式(5-109)、式(5-110)可知, I_{sn} 趋于 I_n , I_{Cn} 趋于零。由图 5-37c 可以清晰地看到, 当谐波频率 ω_n 与 LC 谐振频率 ω_r 的比值, 即 $\omega_n/\omega_r > 1$, $\omega_n > \omega_r$, $nX_L > X_C/n$, LC 为感抗时, 谐波相对频率 $n = \omega_n/\omega_1$, $n > n_B = \sqrt{X_C/X_L}$, LC 滤波电路对阶次 n 大于 n_B 的谐波不会发生谐波放大, 但谐波频率 ω_n 越高电源 L_s 支路分配的谐波电流比例越大, I_{sn} 越大。

综上所述, 当谐波阶次在 BC 区间时, 有 $n_C < n < n_B$, $I_{Cn} > I_n$, $|-I_{sn}| < I_n$; 当谐波阶次在 CD 区间时, 有 $n_D < n < n_C$, $I_{Cn} > 2I_n$, $|-I_{sn}| > I_n$; 当谐波阶次在 DE 区间时, 有 $n_E < n < n_D$, $|-I_{Cn}| > I_n$, $I_{sn} > 2I_n$; 当谐波阶次在 EO 区间时, 有 $0 < n < n_E$, $|-I_{Cn}| < I_n$, I_{sn} 从 $2I_n \rightarrow I_n$ 。

以上分析结果对 LC 滤波器 L 、 C 参数值的正确选择有指导意义。例如, 如果负荷最低次特征谐波电流为 5 次谐波 ($n=5$), 则 LC 的乘积应使其谐振频率 $\omega_r = 1/\sqrt{LC} = \omega_n = n\omega_1 = 5\omega_1$ 。此外, 应根据 LC 滤波电路对基波无功补偿的要求, 系统线路等值电感值 L_s 、电力系统不同运行工况时系统中的静止无功补偿器 SVC 的等效电抗、电容参数以及这些参数和 LC 滤波器自身参数发生变化范围, 审查或校核系统可能发生的谐波电流放大的可能性。

2. 高通滤波器

电网中高次谐波含量较低, 同时由于高次谐波遇到的系统谐波阻抗大, 因此滤除高次谐波不采用调谐滤波器。为了降低成本, 通常采用一个高通滤波器将某一频率以上的高次谐波滤除。高通滤波器有二阶减幅型、三阶减幅型和 C 型三种, 如图 5-38 所示。

L_1 、 C_1 二阶高通滤波器的基波损耗不大, 滤波性能好, 结构简单, 因此工程上应用最为广泛; C_1 、 L_1 、 C_2 三阶高通滤波器的基波损耗很小, 但特性不如

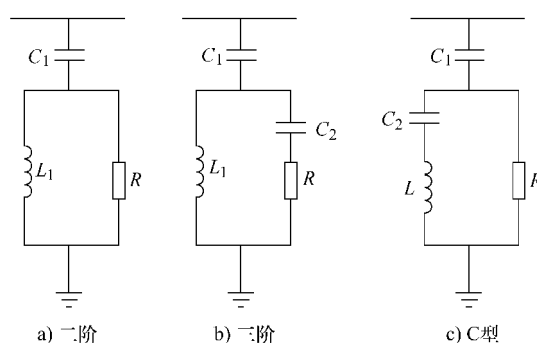


图 5-38 各种型式的高通滤波器

二阶高通滤波器, 因此用得不多; C 型高通滤波器的性能介于二阶和三阶之间, C_2 和 L 调谐在基波频率上, 使基波电流不通过电阻, 因此可以大大降低基波损耗。C 型高通滤波器在工程上也较常用, 其缺点是长工作后, 电容、电感参数变化导致调谐频率偏移基波, 基波损耗将明显增大。

在工程中设计无源滤波器时, 应详细了解负荷各种工作情况下(稳态与动态)谐波电流的频率成分, 这是选择单调谐滤波器及高通滤波器的依据。此外, 还应详细了解电网的阻抗特性, 从而可以分析出所选用的滤波器的滤波效果(谐波分流效果), 并防止出现谐振放大

谐波电流；还应充分考虑 LC 滤波器的基波特性(无功补偿功率)，不要造成谐波满足要求而无功特性不满足要求。最后，还应注意，监控长时间运行后电感、电容参数的变化。

5.8 并联型有源电力滤波器

并联型有源电力滤波器(Active Power Filter, APF)又称为负荷谐波电流补偿器(Harmonic Current Compensator, HCC)，它是一种能快速补偿负荷谐波电流又能补偿无功电流的电力电子变换器。它能对任意波形的谐波电流及变化的无功电流进行动态补偿，可以克服 LC 无源滤波器和晶闸管阻抗型无功补偿器 SVC 的缺点。

根据同样的原理，利用本章 5.6 节的相关公式，并联型有源电力滤波器还可对不对称三相电路的负序电流进行补偿。并联型有源电力滤波器 APF 的功能和特点如下：

1) 可实现动态快速补偿，可分别对频率和幅值都变化的谐波电流以及变化的无功功率进行补偿，对补偿对象的变化有极快的响应；也可同时对谐波和无功进行补偿，且补偿无功功率的大小可做到连续调节。

2) 补偿谐波和无功功率时，变流器直流侧不需直流电源和很大的储能电容。此外，补偿谐波时所需的储能元件容量也不大。

3) 即使补偿对象要求的补偿电流过大，有源电力滤波器自身也能被调控到不会发生过载，并能正常发挥补偿作用。

4) 有源电力滤波器的输出等效于一个恒流源，其输出不受电网阻抗的影响，不会和电网阻抗发生谐振。

5) 能跟踪电网频率变化，故补偿性能不受电网频率变化的影响。

6) 既可对一个谐波和负荷无功源单独补偿，也可对多个谐波和多个无功负荷集中补偿。

5.8.1 并联型有源电力滤波器基本工作原理

图 5-39a 示出了并联型有源电力滤波器系统结构原理图。图中交流电源电压 V_1 经线路电抗 X_L 后由电压 V_2 对非线性负荷供电，负荷电流 i 中除正弦基波电流 i_1 外还含有谐波电流 i_h ， $i = i_1 + i_h = i_{1P} + i_{1Q} + i_h$ ，这里 i_{1P} 、 i_{1Q} 分别为负荷基波有功、无功电流。为了使电力系统中的发电机 G、变压器 PT 及线路 X_L 中不流过谐波电流，在负荷处设置负荷谐波电流补偿器 HCC 或并联型有源电力滤波器 APF。APF 的主电路为如图 5-39a 所示的采用自关断开关器件的三相桥式变流器。变流器与负荷并联在电网上，故又称为并联型电力有源滤波器，对变流器中六个开关器件进行实时、适式的通、断控制，使变流器向电网输出补偿电流 i_c ，补偿电流 i_c 与负荷的谐波电流 i_h 大小相等，即负荷的谐波电流由三相桥式变流器的输出电流 i_c 提供， $i_c = i_h$ ，于是电网电流 $i_s = i - i_c = i_1 + i_h - i_c = i_1$ ，电力系统中发电机 G、变压器 TP 及线路均只流过负荷基波电流 i_1 。负荷基波电流 i_1 包括基波有功电流 i_{1P} 和无功电流 i_{1Q} 。如果要求图 5-39a 中的补偿器除补偿负荷谐波电流 i_h 外，还要求补偿负荷电流中的无功电流 i_{1Q} ，则只要令补偿器输出的电流 $i_c = i_h + i_{1Q}$ 即可，此时电网电流 i_s 仅为负荷基波有功电流 i_{1P} ，即

$$i_s = i - i_c = i_{1P} + i_{1Q} + i_h - (i_h + i_{1Q}) = i_{1P} \quad (5-119)$$

这时电力系统中发电机 G、变压器 PT 和线路均只流过有功电流 i_{1P} ，不仅补偿了负荷谐

波电流使电流波形正弦化, 而且补偿了负荷无功功率使电网功率因数为1。

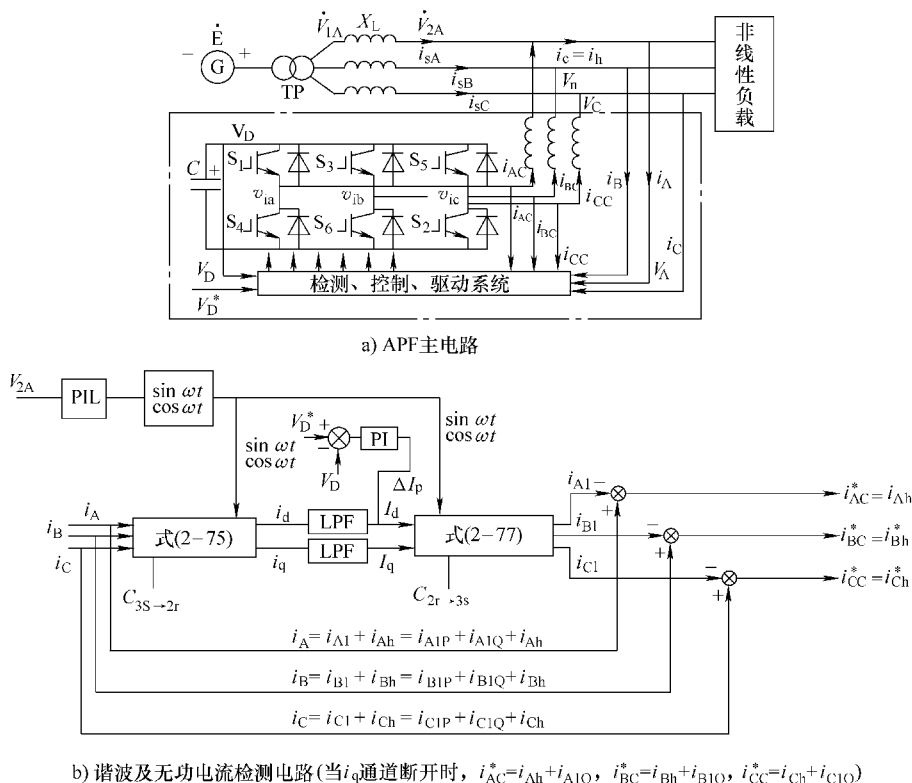


图 5-39 并联型有源电力滤波器 APF

5.8.2 谐波电流 i_h 和无功电流 i_{1Q} 的检测

为了补偿负荷谐波电流和无功电流, 必须实时检测负荷的谐波电流 i_h 和无功电流 i_{1Q} 的瞬时值。图 5-39a、b 中实时检测负荷三相电流及负荷电压的瞬时值 i_A 、 i_B 、 i_C 、 V_A 、 V_B 、 V_C , 实时、准确地从 i_A 、 i_B 、 i_C 中分离出谐波电流 i_h 和无功电流 i_{1Q} , 再以 $i_h + i_{1Q}$ 为指令, 使主电路输出补偿电流 $i_c = i_h + i_{1Q}$, 补偿负荷谐波电流和无功电流, 使电网电流正弦化且功率因数为1。如果三相电流 i_A 、 i_B 、 i_C 中的 n 次谐波电流为

$$i_{hA} = I_{nm} \cos n\omega t, \quad i_{hB} = I_{nm} \cos n(\omega t - 120^\circ), \quad i_{hC} = I_{nm} \cos n(\omega t + 120^\circ)$$

则由 A、B、C 三相静止坐标系电流到 d 、 q 两相旋转坐标系电流的变换公式(2-75)可得到

$$\begin{aligned} i_{dh} &= I_{nm} \cos(n-1)\omega t \\ i_{qh} &= I_{nm} \sin(n-1)\omega t \end{aligned} \quad (5-120)$$

即 i_d 、 i_q 是 $n-1$ 次谐波电流。

因此, 如果负荷电流 i_A 、 i_B 、 i_C 中既有基波电流 i_1 , 又有高次谐波电流 i_h , 则经式(2-75)变换后 i_d 、 i_q 中将有与 A、B、C 坐标系中负荷基波电流 i_1 (i_{1A} 、 i_{1B} 、 i_{1C}) 相对应的直流 I_d 、 I_q 分量, 和与 A、B、C 坐标系中 n 次谐波电流 i_h (i_{hA} 、 i_{hB} 、 i_{hC}) 相对应的 $n-1$ 次谐波

i_{dh} 、 i_{qh} ， $i_d = I_d + i_{dh}$ ， $i_q = I_q + i_{qh}$ ，将 i_d 、 i_q 送入图 5-39b 中的低通滤波器 LPF，经低通滤波后， i_d 、 i_q 中的直流分量 I_d 、 I_q 无衰减地直接从 LPF 输出， i_d 、 i_q 中的 $n-1$ 高次谐波分量则被滤除。于是 LPF 的输出就只有与 A、B、C 坐标系中的负荷基波电流 i_1 相对应的直流电流 $I_d(I_P)$ 、 I_q 。再将 I_d 、 I_q 按式(2-77)变换后，即得到负荷三相电流中的基波电流 i_{A1} 、 i_{B1} 、 i_{C1} 。图 5-39b 中再将以上算得到的三相基波电流 i_{A1} 、 i_{B1} 、 i_{C1} 与检测到的实际三相全电流 i_A 、 i_B 、 i_C 相减，即可得到三相谐波电流 i_{Ah} 、 i_{Bh} 、 i_{Ch} ，以此作为三相变流器输出电流的指令值。

$$\left. \begin{aligned} i_{AC}^* &= i_A - i_{A1} = i_{A1} + i_{Ah} - i_{A1} = i_{A1P} + i_{A1Q} + i_{Ah} - i_{A1} = i_{Ah} \\ i_{BC}^* &= i_B - i_{B1} = i_{B1} + i_{Bh} - i_{B1} = i_{B1P} + i_{B1Q} + i_{Bh} - i_{B1} = i_{Bh} \\ i_{CC}^* &= i_C - i_{C1} = i_{C1} + i_{Ch} - i_{C1} = i_{C1P} + i_{C1Q} + i_{Ch} - i_{C1} = i_{Ch} \end{aligned} \right\} \quad (5-121)$$

如果需要同时补偿负荷电流中的谐波电流 i_h 和基波无功电流 i_{1Q} ，则应在图 5-39b 中，断开电流 i_q 的通道，使送入低通滤波器 LPF 中的 $i_q = 0$ 。从而使 LPF 输出的 $i_q = 0$ 。这时经式(2-77)变换后输出的 i_{A1} 、 i_{B1} 、 i_{C1} 中将只有有功电流分量而无无功电流分量，即 $C_{2s \rightarrow 3S}$ 变换后的输出仅是基波有功电流 $i_{A1} = i_{A1P}$ 、 $i_{B1} = i_{B1P}$ 、 $i_{C1} = i_{C1P}$ ，它们与实测的全部负荷电流 i_A 、 i_B 、 i_C 相减后得到的将是谐波电流 i_h 与基波负荷无功电流 i_{1Q} 之和，以此作为图 5-39a 中电力有源滤波器输出的补偿电流指令值 i_C^* ，即 $i_C^* = i_h + i_{1Q}$ 。电源线路电流为 $i_s = i_L - i_C = i_{1P} + i_{1Q} + i_h - (i_h + i_{1Q}) = i_{1P}$ 。A、B、C 三相中的谐波电流 i_h 和基波无功电流 i_{1Q} 都被补偿，电源线路电流 i_s 将只有基波有功电流 i_{1P} 。

5.8.3 控制系统框图

图 5-39a 运行中应维持三相桥直流侧电压 V_D 恒定。为此图 5-39b 中采用直流电压 V_D 反馈控制，图中将直流电压的实测值 V_D 与指令值 V_D^* 相比较，差值 $\Delta V_D = V_D^* - V_D$ 被送至 PI 型调节器。PI 调节器的输出作为有功电流的增量 ΔI_P ，将 ΔI_P 与图 5-39b 中低通滤波器 LPF 的输出 I_d 相加，从而在最后输出的指令电流中加一点有功电流指令 ΔI_P ，补偿电力有源滤波器的运行功耗，维持 V_D 恒定不变。

为了使图 5-39a 中在电网电压为 v_{2A} 、 v_{2B} 、 v_{2C} 时三相桥式变流器交流侧电压 V_{iA} 、 V_{iB} 、 V_{iC} 向电网输出的电流等于补偿电流指令值 i_{AC}^* 、 i_{BC}^* 、 i_{CC}^* ，必须对六个开关器件的通、断状态进行实时、适式的 PWM 控制。基本控制原理是：不断地实时检测 APF 变流器输出的实际电流 i_{AC} 、 i_{BC} 、 i_{CC} ，并将它们与该瞬间的指令值 i_{AC}^* 、 i_{BC}^* 、 i_{CC}^* 相比较。根据两者的差值，控制系统发送开关器件的通、断信号，使实际电流值跟踪指令值。例如，当图 5-39a 中补偿器输出的 A 相实际瞬时值电流正值 i_{AC} 小于指令值 i_{AC}^* 时，应驱动 S_1 导通，使 $v_{ia} = V_D$ ，由于三相桥电压型变换器直流电压 V_D 大于交流电网电压最大值，故 S_1 导通时使 i_{AC} 增大，跟踪指令值 i_{AC}^* ；反之当 $i_{AC} > i_{AC}^*$ 时，应使 A 相开关管 S_4 导通， $V_{ia} = 0$ ，而使 i_{AC} 减小、跟踪 i_{AC}^* 。这样，实时、适式地控制 $S_1 \sim S_6$ 的导通、阻断状态，即可使变换器输出到电网的电流 i_{AC} 跟踪指令值 i_{AC}^* ，在指令值附近一个很小区域内高频地上、下波动，其平均值为指令值，补偿电流 I_C 与负荷的谐波电流和无功电流大小相等，实现了负荷的谐波电流和无功电流的全补偿。

5.8.4 并联型有源电力滤波器的主电路结构

并联型有源电力滤波器主电路中的变流器可以采用三相桥 PWM 变流器,也可采用三个单相 PWM 变流器组合成一个三相变流器,三相变流器既可采用三相三线制变流器也可采用三相四线制变流器。当所需补偿的电流较大、单个变流器开关器件容量不够要求时,类似于前已介绍的高压大容量静止同步无功功率补偿器 STATCOM,通常也采用多个变流器多电平、多重化的主电路结构。

图 5-39a 是三相三线制结构的有源滤波器主电路,可用以补偿无中线的三相非线性负荷的谐波电流。三相三线制结构的变流器由于在变频领域有广泛的应用,这种结构的变流器已经做成工业模块,许多 IGBT 模块都是采用三相三线制结构,买来后可以很方便地应用,因此造价低,器件可充分利用。基于三相三线制结构的有源电力滤波器也是目前应用最普遍的。

三相四线制负荷的三相电流之和可能不为零(存在零序电流),应采用三相四线制主电路结构的有源电力滤波器,这种形式的有源滤波器不仅可以消除三相电流中的正序谐波分量和负序谐波分量,还可以消除三相线电流中的零序谐波分量。三相四线制的有源电力滤波器有多种电路结构,图 5-40 所示为三种常见的主电路结构。

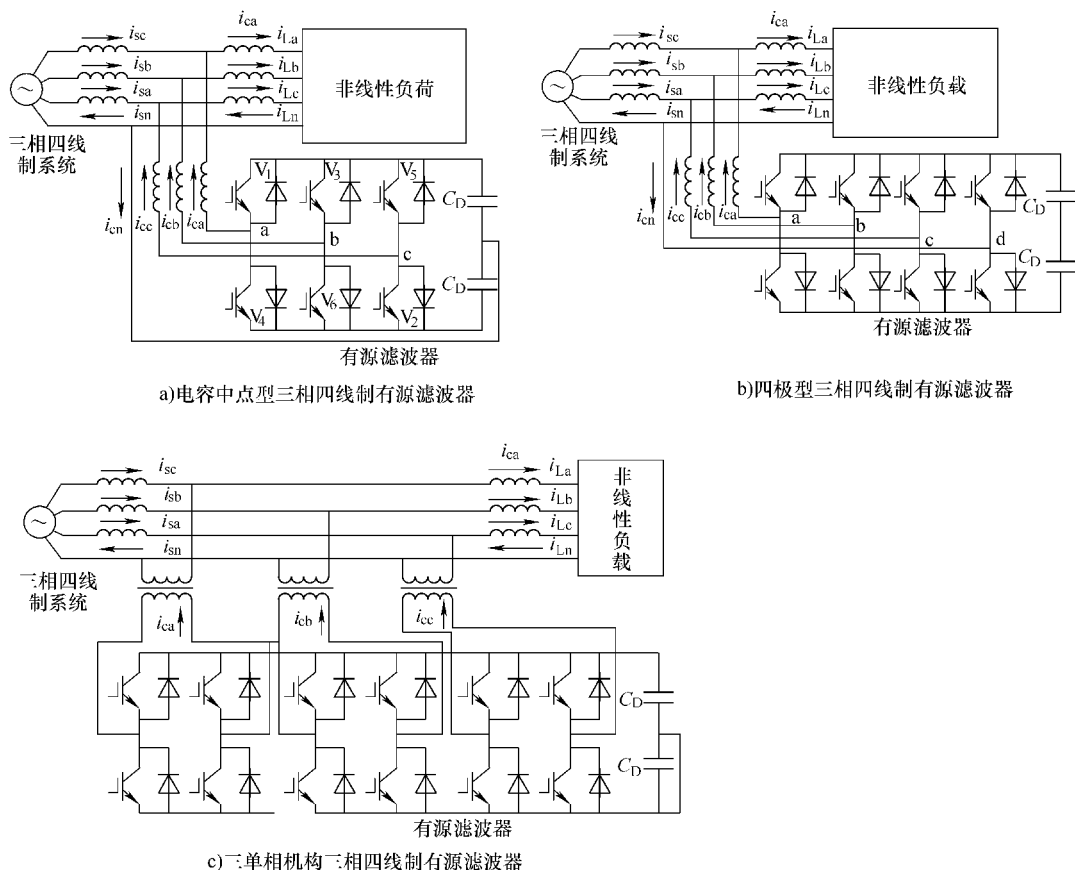


图 5-40 各种三相三线和三相四线制有源滤波器

图 5-40a 所示的是利用电容器中点流通零序电流的三相四线制有源滤波器, 全部的中线电流都流经直流侧的电容器, 其数值较大, 因而主要是用于小容量系统。图 5-40b 所示的是四桥臂型三相四线制有源滤波器, 图中第四个桥臂用来调节有源滤波器的中线电流。图 5-40c 所示为三个单相结构的三相四线制有源滤波器控制最灵活, 但在低压的情况也需要变压器, 同时使用的开关器件也最多, 因此成本相对高一些。上述各种结构的有源滤波器, 除三个单相结构型式需要变压器外, 其他的结构都可以通过连接电抗直接接入系统。对于电压较高的情况, 由于各种开关器件耐压水平的限制, 变流器输出电压不可能太高, 因此通常采用变压器接入方式。

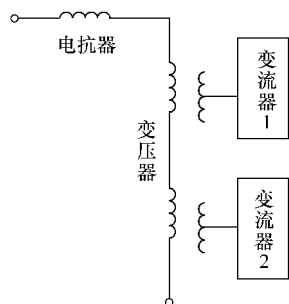


图 5-41 采用变压器的多重化 APF

图 5-41 是多个 PWM 变流器经变压器组合输出的多重化结构的有源电力滤波器。这种方式中, 变压器二次侧必须采用多绕组的特殊结构形式。

5.8.5 无源和有源电力滤波器的组合使用

LC 无源滤波器结构简单, 价格低廉, 但只能对 LC 谐振频率相等的谐波电流陷波而达到负荷谐波电流的滤波, 而且其参数变化影响滤波效果, 更为重要的是它可能与系统阻抗一起引发某些频率谐波电流的“放大”, 危害电力设备的安全运行。而有源滤波器则无这些问题, 但有源滤波器造价高, 控制也较复杂, 同时由于电力电子开关器件的容量所限, 单个变流器不可能做得很大, 而且多电平、多重化又导致系统更为复杂。再者由于以上所介绍的有源电力滤波器由于交流电源的基波电压直接(或经变压器)施加到变流器上, 且补偿电流全部由变流器提供, 故要求变流器有较大的容量, 这是这种单独运行的有源电力滤波器主要缺点。为了克服这个缺点, 可以采用无源 LC 滤波器和有源电力滤波器组合使用的滤波方式。其基本思想是利用无源 LC 滤波器来分担电网负荷中绝大部分较低频率(5、7、11、13 等次)特征谐波的补偿任务, 而有源滤波器则仅用于补偿剩余的任意波形中的其他谐波电流, 充分利用无源 LC 滤波器简单价廉和有源滤波器 APF 补偿特性好、响应快的优点, 克服了单独使用 LC 或 APF 时的缺点, 仅使用容量不大的有源滤波器, 也能构成大容量、价廉的滤波器, 并使整个滤波系统获得良好的性能。

并联型有源电力滤波器与 LC 无源滤波器混合使用的方式又可以分为三种: 一种是有源电力滤波器 APF 与 LC 滤波器并联; 一种是有源电力滤波器 APF 与 LC 滤波器串联; 第三种是谐波注入电路方式。

1. APF 与 LC 滤波器并联使用

图 5-42a 是有源电力滤波器与 LC 滤波器并联的一种方式。有源电力滤波器 APF 与 LC 滤波器均与谐波源并联接入电网, 两者共同承担补偿谐波的任务, 图中的 LC 滤波器主要补偿高次的谐波, 是一个高通滤波器 HPF。这里, 高通滤波器一方面用于消除有源滤波器的变流器输出的补偿电流中因主电路中器件通、断而引起的开关频率的高次谐波, 另一方面它可滤除补偿对象中(即负荷非线性电流中)次数较高的谐波, 使有源电力滤波器只需补偿频率不太高的谐波电流, 因为可降低器件的开关频率。对有源电力滤波器主电路中器件的开关频率要求不高, 易于故实现大容量谐波电流的补偿。

图 5-42b 所示为有源电力滤波器 APF 与 LC 滤波器并联的另一种方式。在这种方式中, LC 滤波器包括多组单调谐滤波器及高通滤波器,承担了绝大部分补偿谐波和无功的任务。有源电力滤波器 APF 的作用只是改善整个系统的性能,其所需的容量可大幅度降低。

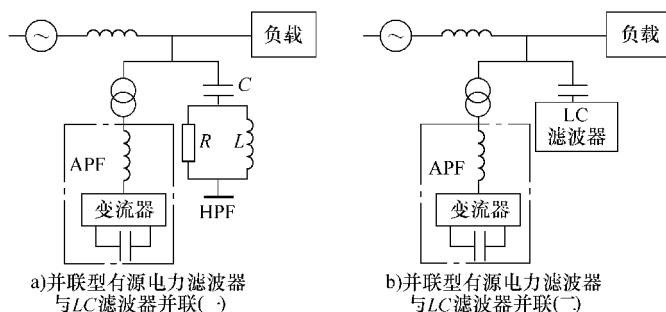


图 5-42 并联型有源滤波器与 LC 无源滤波器并联使用

从理论上讲,凡使用 LC 滤波器均存在与电网阻抗发生谐振的可能。因此在有源电力滤波器与 LC 滤波器并联使用时,需要对有源电力滤波器进行有效的控制,以抑制可能发生的谐振。

2. 有源电力滤波器 APF 与 LC 滤波器串联方式

图 5-43 所示为有源电力滤波器 APF 与 LC 滤波器串联使用的原理图。谐波和无功功率主要由 LC 滤波器补偿,而有源电力滤波器 APF 的作用是改善 LC 滤波器的滤波特性,克服 LC 滤波器易受电网阻抗的影响、易与电网阻抗发生谐振等缺点。在这种方式中,有源滤波器不承受交流电源的基波电压,因此装置容量小。由于有源电力滤波器与 LC 滤波器串联后仍是与谐波源并联接入电网,故仍将其归入并联型滤波器。

3. 谐波注入电路方式

图 5-44 是为降低有源电力滤波器容量而提出的又一种电路结构。有源电力滤波器的容量取决于其承受的电压和流过的电流。谐波注入电路方式正是用电感和电容构成注入回路,利用电感电容电路的谐振特性,使得有源电力滤波器只需要承受很小的基波电流,从而极大地减小有源电力滤波器的容量。

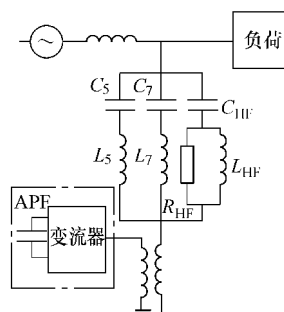


图 5-43 并联型有源电力滤波器

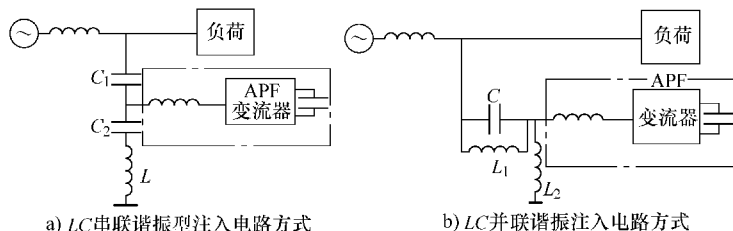


图 5-44 LC 注入方式的并联型滤波器图

根据电感、电容电路谐振特性的不同,注入电路方式又分为 LC 串联谐振注入电路方式

和 LC 并联谐振注入电路方式两种。图 5-44a 所示为 LC 串联谐振注入电路方式的系统构成原理图，图中 C_2 、 L 在电源电压的基波频率处发生串联谐振，基波电压绝大部分降落在电容 C_1 上。这样，有源电力滤波器 APF 只需承受其余的很小部分基波电压。电容 C_1 还可起到无功补偿的作用。

图 5-44b 是采用 L_1 、 C 并联谐振注入电路方式的系统构成原理图。在有源电力滤波器 APF 和电网之间串入在基波频率下并联谐振的 L_1 、 C 回路，基波电压绝大部分加在 L_1 、 C 并联谐振电路上，有源电力滤波器 APF 与 L_2 一样只承受很小部分的基波电压。该方式还有一个好处是只有很小的基波电流流过 L_1 与 C 的并联支路和 L_2 支路。

在注入电路方式中，为保证补偿电流流入电网，需合理配置注入电路中几个电感、电容的参数。此外，这里的有源电力滤波器不能补偿基波无功功率。

第 6 章 电力系统串联补偿控制

6.1 串联补偿的类型和基本功能

第 5 章中论述了并联无功补偿能够维持交流输电线路电压为指定水平，而且面对负荷需求的增长，它们对辐射线路的终端电压也具有支撑作用。将线路分成充分短的若干段，在每段安装无功并联补偿装置，在理论上能够使线路的传输功率达到线路的热极限。但是，并联补偿装置在控制有功功率传输方面效能不高。在指定电压下，输电线传输的有功功率主要由线路阻抗和线路两端电压的相位差决定。

长距离输电线路传输功率受线路电抗限制。几十年前，串联电容补偿就被用来减小线路的电抗，以此增加线路的最大可传输功率。随着以电力电子技术为基础的柔性交流输电理论的发展和实际应用，可控串联补偿已被证明在控制线路潮流和提高系统稳定性方面效率更高。

可控串联补偿是柔性交流输电（FACTS）技术的基础之一，通过控制线路潮流、阻止环流以及利用快速控制将系统扰动降到最低限度等措施，可使输电线路获得充分利用。

6.1.1 串联补偿的类型

与并联补偿类似，基于电力电子技术的串联补偿器按开关电路结构和工作原理的不同也同样有以下两种基本类型：

- 1) 采用晶闸管变阻抗型串联补偿器；
- 2) 采用全控型开关变流器型的串联补偿器。

串联补偿器根据补偿对象和功能的不同又可分为以下几类：

- 1) 补偿线路电抗和电阻的串联阻抗补偿器；
- 2) 向线路注入与线路电流正交无功电压的无功补偿器；
- 3) 补偿传输线功角的相角调节器；
- 4) 补偿电压扰动的动态电压恢复器；
- 5) 改善负载供电质量的基波和谐波电压补偿器。

并联补偿作为可控的无功电流源或谐波电流源，将补偿电流并联注入输电线路，调控线路无功电流、节点电压或补偿谐波电流，而串联补偿可以是可控的电压源，它将补偿电压串联插入线路控制节点电压、线路电流。在并联补偿中，并联补偿器是在一定的电网电压下调控其输出电流，而串联补偿器则是在一定的线路电流时调控其输出电压，所以，并联补偿装置的运行情况可以基于输出端电网电压来分析，而串联补偿则可以基于线路电流来分析。

6.1.2 串联电容补偿的基本功能

串联电容补偿是电力系统中使用最早、应用最多、经济性和运行效能都较好的串联补偿装置。其工作原理虽然比较简单，但可为其他较复杂的串联补偿装置的分析、研究提供一些

基本概念。

串联电容补偿的基本思想是减小输电线路从送端到受端的等效电抗,图 6-1a 是一个两端电源系统模型,相应的电压和电流相量图如图 6-1b、c 所示。

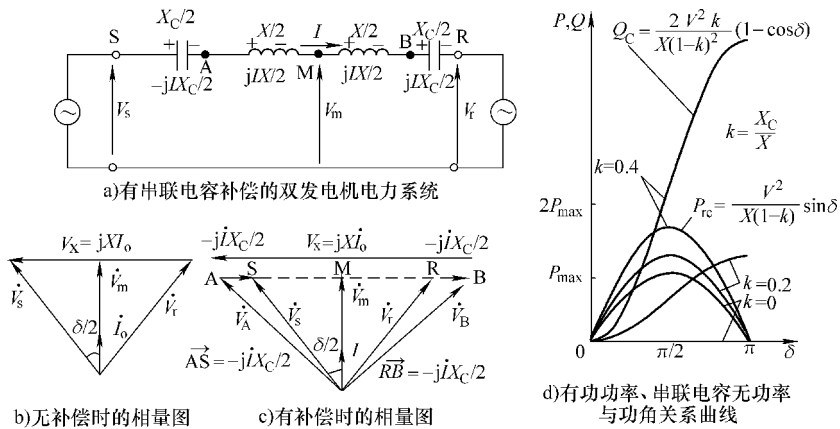


图 6-1 串联补偿原理图

若线路电抗为 X , 且首、末端电压相等, $V_s = V_r = V$, 无串联电容补偿时, 由式 (1-10)、式 (1-11)、式 (1-9B) 可得, 首端电源 $\dot{V}_s$ 输出的有功功率 P_{s0} 、感性无功功率 Q_{s0} , 以及首端电源 $\dot{V}_s$ 经输电线路电抗 X 传送至线路末端电源 $\dot{V}_r$ 处的有功功率 P_{r0} 和感性无功功率 Q_{r0} 为

$$P_{s0} = P_{r0} = \frac{V_s V_r}{X} \sin \delta = \frac{V^2}{X} \sin \delta \quad (6-1)$$

$$Q_{s0} = \frac{V_s (V_s - V_r \cos \delta)}{X} = \frac{V^2}{X} (1 - \cos \delta) \quad (6-2)$$

$$Q_{r0} = \frac{V_r (V_s \cos \delta - V_r)}{X} = \frac{V^2}{X} (\cos \delta - 1) = -Q_{s0} \quad (6-3)$$

由式 (6-2) 和式 (6-3) 可知, 在 $V_s = V_r$ 时, 首端电源 V_s 向线路输出感性无功功率 Q_{s0} , 且 Q_{s0} 为正值, 而这时经线路输入至末端电源 $\dot{V}_r$ 处的感性无功 $Q_{r0} = -Q_{s0}$ 为负值, 这表明 $V_r = V_s$ 时为了经线路电抗 X 传输有功功率 $P_{s0} = P_{r0}$ 至末端, 末端电源在接收有功功率的同时也必须向线路输出感性无功功率 $-Q_{r0} = Q_{s0}$, 即首、末两端电源共同分担线路传输有功功率时线路电抗 X 的无功损耗为 $Q_x = I^2 X = Q_{s0} + (-Q_{r0}) = 2Q_{s0}$ 。

有串联电容 C 补偿后输电线路等效电抗为

$$X_{\text{eff}} = X - X_C = (1 - k)X \quad (6-4A)$$

式中, 串联补偿电容 C 的容抗 $X_C = 1/2\pi fC$; k 为串联补偿度, 定义为

$$k = X_C/X, \text{ 且 } 0 \leq k \leq 1 \quad (6-4B)$$

有串联电容补偿后线路传输至末端的有功和感性无功功率为 $P_{r0} = P_{r0} + \Delta P_{r0}$, $Q_{rc} = Q_{r0} + \Delta Q_{rc}$, 其中 ΔP_{rc} 、 ΔQ_{rc} 是串联补偿电容后增加的传输功率。

$$P_{rc} = P_{r0} + \Delta P_{rc} = \frac{V^2}{X - X_C} \sin \delta = \frac{V^2}{(1 - k)X} \sin \delta = \frac{1}{1 - k} P_{r0} \quad (6-5A)$$

$$\Delta P_{rc} = P_{rc} - P_{r0} = \frac{k}{1 - k} P_{r0} \quad (6-5B)$$

$$Q_{rc} = Q_{ro} + \Delta Q_{rc} = \frac{V_r(V_s \cos \delta - V_r)}{X - X_C} = \frac{V^2(\cos \delta - 1)}{(1 - k)X} = \frac{1}{1 - k}Q_{ro} = -\frac{1}{1 - k}Q_{so} \quad (6-5C)$$

$$\Delta Q_{rc} = Q_{rc} - Q_{ro} = \frac{k}{1 - k}Q_{ro} \quad (6-5D)$$

类似式 (6-2)，串联电容补偿后线路首端 V_s 输出的感性（滞后）无功为

$$Q_{sc} = Q_{so} + \Delta Q_{rc} = \frac{V_s(V_s - V_r \cos \delta)}{X - X_C} = \frac{V^2(1 - \cos \delta)}{(1 - k)X} = \frac{1}{1 - k}Q_{so} \quad (6-5E)$$

由图 6-1c 可知， $\overline{SR} = 2 \overline{SM} = 2V_s \sin \delta / 2$ ， $\overline{SR} = (X - X_C)I$ ， $I = \overline{SR} / (X - X_C)$ ，因此串联电容提供的无功补偿功率为

$$Q_C = I^2 X_C = \frac{2V^2}{X} \frac{k}{(1 - k)^2} (1 - \cos \delta) \quad (6-6A)$$

由式 (6-5C)、式 (6-5E) 可知，在 $V_s = V_r$ 工况下，与无补偿时的情况一样，有补偿后，线路两端电源也都向线路传送相等的滞后无功，供线路电抗 X 无功损耗。

线路电抗 X 消耗的无功 Q_X 为

$$Q_X = I^2 X = Q_{sc} + (-Q_{rc}) + Q_C = 2Q_{sc} + Q_C = \frac{2V^2(1 - \cos \delta)}{(1 - k)^2 X} \quad (6-6B)$$

在不同的补偿度下，线路传输的有功功率 P_{rc} ，串联电容补偿的无功功率 Q_C 和功率角 δ 的关系如图 6-1d 所示。补偿度 k 增加，传输功率 P_{rc} 迅速增加。同时，串联电容器提供的无功补偿功率 Q_C 也随着 k 的增大而增大，并且与线路无功功率损耗一样随着功率角 δ 而变化。图 6-1d 中 $P_{\max}$ 是无串联补偿 ($k=0$) 时， $\delta=90^\circ$ 线路传输功率的极限值， $P_{\max} = V^2/X$ ，有串联电容补偿后 $k \neq 0$ ， $\delta=90^\circ$ 时最大传输功率 $P_{\max C}$ 增大 $1/(1 - k)$ 倍。

串联补偿的基本功能如下：

(1) 串联接入电容补偿部分线路感抗，提高输电线路的传输功率极限值

在图 6-1d 和式 (6-5A) 中，补偿度 $k = X_C/X = 0.4$ 时， $\delta=90^\circ$ 时的极限输电功率： $P_{rc\max}/P_{ro} = 1/(1 - k) = 1.67$ ，即补偿度 $k=0.4$ 时将使静态极限传输功率提高 67%。

(2) 使电压稳定

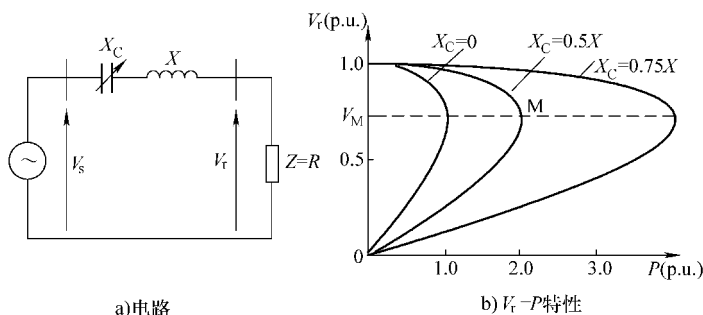


图 6-2 传输线可传输功率和电压稳定极限与串联电容补偿的函数关系

串联电容也能够通过降低等效的线路电抗来减小受端电压波动和电压崩溃的可能性。一个简单的辐射型输电系统如图 6-2a 所示，其中 X 为线路电抗， X_C 为串联补偿电抗，负荷阻抗为 Z 。图 6-2b 是在同一负荷功率因数下对应不同串联电容补偿度的 V_r - P 曲线。对应给定补偿水平的每条曲线的“鼻点” M （最大功率点）代表了相应的电压不稳定点。 M 点电压

V_M 为临界电压, $V < V_M$ 不能稳定工作, 容抗补偿 X_C 越大, 稳定工作区所对应的 P_M 也越大。并联补偿感性无功负载和串联电容补偿都能够有效地增加电压稳定性, 但并联补偿通过提供无功功率和调节终端电压改善电压稳定性, 而串联电容补偿则通过抵消线路部分电抗从而向负荷提供一个“刚性”电压源来实现电压稳定。为了提高输电的电压稳定性能, 串联电压补偿比相同补偿容量的并联电流补偿效率更高。

(3) 改善暂态稳定性

以 6-1a 所示简单系统为例。为简化分析, 假设故障前和故障排除后系统结构保持不变, 有串联电容补偿和没有串联电容补偿线路传输功率均为 P_{e0} (发电机电磁功率), 有补偿系统和没有补偿系统在相同时间承受同样的故障。这时系统的动态行为可用图 6-3 进行分析。故障前稳态运行时原动机输入的功率为 P_{e0} , 图 6-3 所示两种情况下故障前传输功率 P_{e0} 分别对应功角 δ_1 和 δ_{s1} , $P_{e0} = P_0$ ($\delta_{s1} < \delta_1$)。在短路故障期间, 传输功率为零, 而原动机输入功率 P_0 仍保持不变, 所以送端发电机功角从稳态时的 δ_1 和 δ_{s1} 分别增加到故障清除时的 δ_2 和 δ_{s2} , 加速能量可用图 6-3 中面积 A_1 和 A_{s1} 表示。故障切除后, 电磁功率 P_e 大于原动机输入功率 P_0 , 所以送端发电机从 δ_2 和 δ_{s2} 开始减速, 减速期间的减速能量用面积 A_2 和 A_{s2} 表示。当 $A_2 = A_1$ 和 $A_{s2} = A_{s1}$, 即达到加速能量和减速能量平衡时, 电机相对速度为零, 达到的最大功角分别为 δ_3 和 δ_{s3} 。无串联补偿时的暂态稳定裕度 A_{margin} 可以用 $P-\delta$ 曲线和 P_{e0} 直线 (δ_3 , δ_{crit}) 围成的面积表示, 同理有串联补偿时的暂态稳定裕度也可以类似的用面积 A_{smargin} 表示。比较图 6-3a 和图 6-3b 可以看出, $A_{\text{smargin}} > A_{\text{margin}}$, 即串联电容补偿大大增加了暂态稳定裕度。增加的暂态稳定裕度与串联补偿度成比例。从理论上说, 可以设计 X_C 很大而使暂态稳定裕度增加到很大。但是, 通常实用的串联电容补偿度 k 都不会超过 50%, 这是由于: k 过大时平行线路的负荷平衡控制较困难, 潮流控制也较困难; 会使故障电流增大; 容易引发次同步振荡问题, 实际工程应用中串联补偿度常常限制在 30% 以下。

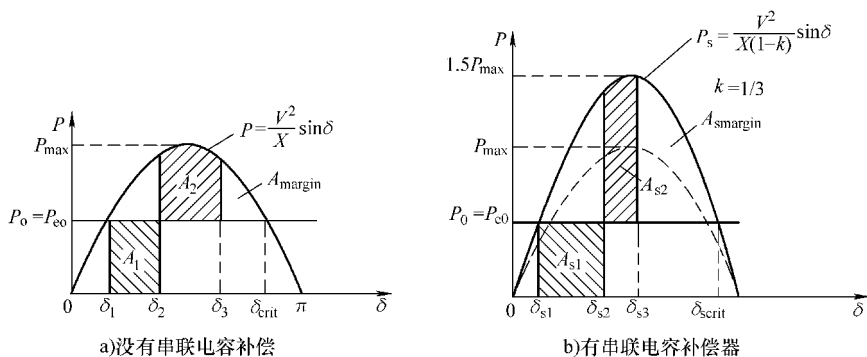


图 6-3 用以说明简单双发电机电力系统的暂态稳定极限的等面积准则

(4) 功率振荡阻尼

可控串联补偿通过改变串联补偿度 k 值能够用来有效阻尼系统功率振荡。正如第 5 章所解释的, 要阻尼功率的振荡, 应实时、适度改变投入的补偿量来抑制受扰机组的加速和减速摇摆。

图 6-4a 所示为有串联补偿有阻尼和无串联补偿无阻尼时功角 δ 对时间 t 的振荡曲线, 图 6-4b 是发电机输出的有功功率 P 在有阻尼和无阻尼时的振荡曲线, 图 6-4c 是为阻尼功率振

荡串联补偿度 k 随时间变化的关系。图中, 当发电机加速, 功角 δ 增大, $d\delta/dt > 0$ 时, k 应取最大值使 P 增大, 阻尼转子加速; 当 $d\delta/dt < 0$, 发电机减速, δ 减小时, 应取 k 为零, 使 P 减小, 阻尼转子减速。当 k 为最大时, 线路阻抗最小, 所以线路传输的电磁功率最大。当 k 为零时, 线路阻抗最大, 传输功率最小。为简化控制和加大阻尼力度补偿度 k 可以采用“砰、砰”控制方式。事实上, 这种控制方式阻尼大幅度振荡最为有效。但是, 要阻尼相对小的功率振荡, 特别是在补偿度 k 值较高时, 采用连续调节 k 的方式也许更好。

串联补偿主要用来提高输电功率和解决潮流控制问题, 这些问题与线路等效长度和输电网络的结构有关系。通过线路的固定补偿能够缩短线路的电气长度满足增大功率传输的要求。而对应导致潮流不平衡以及环状潮流的电网结构问题, 则要求串联补偿度可控。在柔性交流输电系统中, 各种可控串联补偿将在如下几个方面具有至关重要的作用: 维持指定线路的潮流, 紧急情况下改变潮流路径, 确保输电线路的最佳使用; 提高输电线路的传输功率极限值; 稳定电压、改善电压波动和阻止电压崩溃; 改善系统稳定性并阻尼功率振荡等。

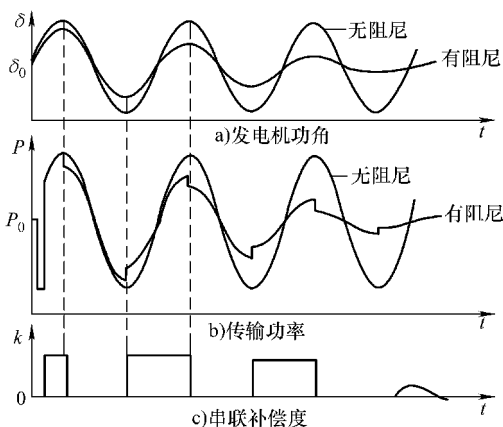


图 6-4 采用可控制的串联补偿使功率振荡衰减的波形

6.2 晶闸管控制阻抗型串联补偿器

晶闸管阻抗型串联补偿器有以下三种类型

- 1) 门极关断晶闸管控制的串联电容器 (GCSC)
- 2) 晶闸管投、切串联电容补偿器 (TSSC)

3) 晶闸管相控电抗器 (TCR) 与晶闸管投、切串联电容器 (TSSC) 并联组合的晶闸管控制串联电容补偿器 (TCSC)

6.2.1 门极可关断 (GTO) 晶闸管控制串联电容器 (GCSC)

1992 年 Karady 等人提出的基于门极可关断 GTO 晶闸管的可控串联电容器 (GCSC) 如图 6-5a 所示, 它由固定电容器与门极可关断 GTO 晶闸管并联组成。

GCSC 直接通过对 GTO 通断延迟角的相控, 控制电容的串联补偿电压, 改变等效补偿电容, 而不必像晶闸管控制串联电容补偿器 (TCSC) 那样采用相控电抗器, 当然必须采用全控型开关管如 GTO。

图 6-5a 所示的 GCSC 的功能目标是在给定线路电流 I 时控制电容器上的交流电压 v_c 。很明显, 如果在电源线路电流的整个正半周期和整个负半周期 GTO 都处于通态 (GTO 的导通角 $\gamma = 180^\circ$), 电容器上的电压为零 ($v_c \equiv 0$), 则 GCSC 等效容抗为零。如果在电源线路电流的整个正、负半周期 GTO 都处于断态时, 电容器上电压则为滞后电流 $i(t)$ 90° 的完整正弦波 $v_c(\gamma = 0)$, GCSC 的等效容抗为最大值 $1/\omega C$ 这时 v_c 最大 ($v_c = I/\omega C$), 如图 6-5c 的 v_c

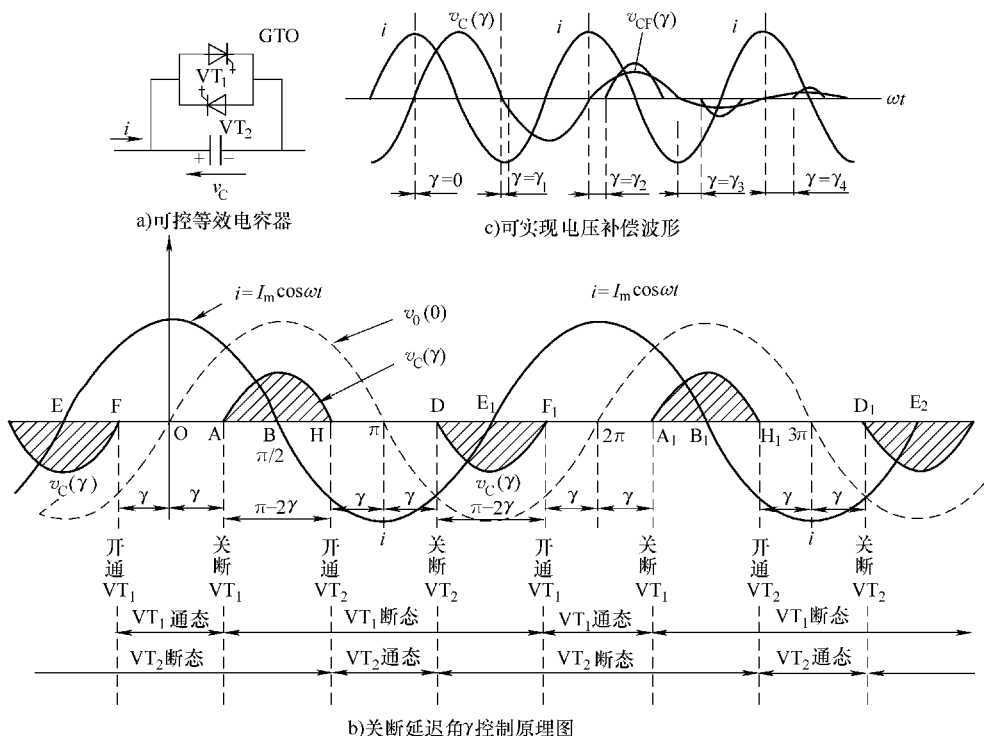


图 6-5 基本 GTO 控制的串联电容器 (GCSC)

($\gamma = 0$) 所示, 这时 GCSC 的等效容抗为 $1/\omega C$ 。为了控制电容器电压, 应在每半个工频周期内对 GTO 的开通和关断进行控制。图 6-5a、b 中, 若在 F 点开通 VT_1 , 经过 γ 角时期后到达 O 点, 再经过 γ 角时期后到达 A 点关断 VT_1 , 则在 FA 的 2γ 期间 VT_1 处于通态流过线路正电流, 电容被 VT_1 短接, $v_c = 0$, 从 A 点关断 VT_1 后, 到 H 点开通 VT_2 前的 AH 期间, VT_1 、 VT_2 都为断态。在 AB 期间线路正电流 i 对 C 充电, v_c 从零上升至最大值, 在 BH 期间, i 反向, i 使 C 放电, v_c 从正最大值放电至零。在 AH 期间电容 C 充电、放电, $v_c \neq 0$, 历时为 $AH = 2AB = 2\left(\frac{\pi}{2} - \gamma\right) = \pi - 2\gamma$ 。同理, 在 H 点开通 VT_2 , 经历 γ 时期到达 π 点再经 γ 时期到达 D 点时关断 VT_2 , 则在 HD 的 2γ 期 VT_2 处于通态, VT_2 短接电容 C, $v_c = 0$, 线路反向电流 $-i$ 流过 VT_2 。在随后 DF_1 期间 VT_2 已关断, VT_1 尚未开通, VT_1 、 VT_2 又都处于断态, 使 DE_1 期间负电流 i 对电容 C 反向充电, v_c 从零升到最大负值, 在随后的 E_1F_1 期间正电流 i 又使 C 放电, v_c 又从负最大值变为零, 使 DF_1 期间得到负半波电压 $v_c(\gamma)$ 。从图 6-5a、b 可知, 只要检测电容电压 $v_c(\gamma)$ 从负值变为零时 (图 6-5b 中的 F、 F_1 点) 触发开通 VT_1 , 在线路电流达到最大正值 (O 点, 2π 点) 后再延迟一个延迟角 γ 后, 在 A、 A_1 点关断 VT_1 ; 在检测 $v_c(\gamma)$ 从正值变为零 (H 点、 H_1 点) 时触发开通 VT_2 , 在线路电流为最负值 (π 点) 再延迟一个延迟角 γ 后在 D、 D_1 点关断 VT_2 。这样即可得到图 6-5b 所示的电压波形 $v_c(\gamma)$, $v_c(\gamma)$ 是补偿器串入线路的补偿电压。图中开关管一旦被触发开通, 随即转入通态, 流过线路电流, 一旦被施以关断信号随即转入断态, 线路电流转到电容, 产生 $v_c(\gamma)$, 在每半个周波内, 关断瞬间由关断延迟角 γ ($0 \leq \gamma \leq \pi/2$) 控制, 关断延迟角 γ 是以线路电流峰值为零点 (见图 6-5b 中的 O、 π 点), 即关断角 γ 是 GTO 的关断起始点比电流

峰值滞后的角度。在 $\gamma=0$ (0 、 π 点) 和任意关断延迟角 γ (A 点、D 点) 下的线路电流 i 和电容器电压 $v_c(\gamma)$ 曲线如图 6-5c 所示。若 GTO 在线路电流正弦波瞬时值最大时 ($\gamma=0$) 断开, 则 GTO 在随后的半个周期将完全关断, 使线路电流 i 全部流过电容, 电容电压 v_c 就如图 6-5b 中的电压 $v_c(0)$ 所示。当 GTO 在关断延迟角为 γ 断开时, 图 6-5a、b 中由线路电流 $i = I \cos \omega t$ 产生的电容器电压 $v_c(t)$ 为

$$v_c(t) = \frac{1}{C} \int_{\gamma}^{\omega t} i(t) dt = \frac{I}{\omega C} (\sin \omega t - \sin \gamma) \quad (6-7)$$

图 6-5a 中的 V_1 在延迟角为 γ (即图 6-5b 中的 A 点 $\omega t = \gamma$) 时断开, 在随后的 $v_c(t)$ 正值半波期间 (即 $\gamma \leq \omega t \leq \pi - \gamma$ 期间), V_1 、 V_2 都断开, 电容 C 首先流过正向电流正向充电, v_c 为正值上升至 B 点后, 电流 i 为负值。线路反向电流流经电容 C 使其放电, v_c 减小, 到 H 点 $v_c = 0$ 。在 $\omega t = \pi + \gamma$ 的 D 点 V_2 关断后的 $(\pi + \gamma) \leq \omega t \leq (2\pi - \gamma)$ 的 DF_1 ($\pi - 2\gamma$) 期间得到负半波电压 v_c 。很明显, 通过控制关断延迟角这种方法能够实现连续改变电容器电压的幅值和持续时间, 如图 6-5c 所示。类似并联补偿时对 TCR 电感电流的调控, 在图 6-5c 中串联补偿时对电容器电压的调控也只能在每个半周期调控一次。

比较图 6-5b 中的 $v_c(t)$ 和图 5-7c 中的 $i(t)$ 波形不难发现: 晶闸管相控电抗器的电流波形和 GTO 控制串联电容器电压 $v_c(t)$ 的波形是一样的, 这也证实了 GCSC 和 TCR 之间的对偶性。TCR 是用晶闸管开关控制与它串联的电抗器中的补偿电流, 而 GCSC 是用门极关断 (GTO) 晶闸管控制与 GTO 并联电容器上的线路串联补偿电压。TCR 由电网节点电压提供能量, 而 GCSC 则由线路电流提供能量。TCR 的晶闸管在电抗器电流 $i(t)$ 过零点时断开, 而 GCSC 的门极关断 GTO 晶闸管在电容电压 $v_c(t)$ 过零点时开通。TCR 由触发延迟角 α (决定了晶闸管的导通范围, 晶闸管导通、电抗器有电流的导通角 $\theta = \pi - 2\alpha$) 控制, α 被控的起点对应电网节点峰值电压, 而 GCSC 由其关断延迟角 γ (决定了 GTO 的断态期范围, GTO 关断, 线路电流流过电容, 电容有补偿电压 $v_c(t)$ 的角度为 $\pi - 2\gamma$) 控制, γ 被控的起点对应线路峰值电流。TCR 在电网电压一定时调控电抗器的电抗、电流来提供可变的并联补偿电流, 而 GCSC 在线路电流一定时通过调控电容器上的电压、电抗来提供可变的等效串联补偿电压。

上述对偶性理论使得可将 TCR 的式 (5-30)、式 (5-31) 和式 (5-33) 的分析结果用于 GCSC。所以类似式 (5-30), 电容电压 $v_{CF}(\gamma)$ 的幅值 $V_{CF}(\gamma)$ 应是

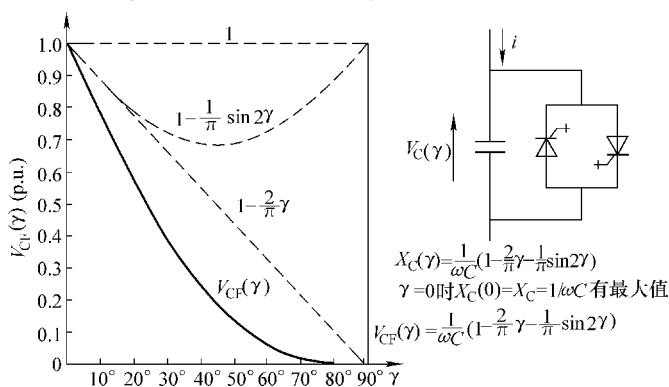


图 6-6 串联电容电压的基波分量和关断延迟角 γ 的关系

$$V_{CF}(\gamma) = \frac{1}{\omega C} \left(1 - \frac{2}{\pi} \gamma - \frac{1}{\pi} \sin 2\gamma \right) \quad (6-8A)$$

式中, I 是线路电流; C 是 GTO 控制电容器的电容; ω 是交流系统的角频率。用标么值表示 (规格化相对值) 的电容电压变化曲线如图 6-6 所示。基于图 6-6, 改变 γ , 可如式 (6-8A)

所示产生一个可控的串联补偿电压 $v_c(\gamma)$ ，GCSC 也可作为一个可变的容性串联补偿电抗。等效的容性补偿电抗 X_c 是 γ 的函数，电容器的等效电抗应为

$$X_c(\gamma) = \frac{V_{CF}(\gamma)}{I} = \frac{1}{\omega C} \left(1 - \frac{2}{\pi} \gamma - \frac{1}{\pi} \sin 2\gamma \right) \quad (6-8B)$$

在实际应用中，GCSC 要么控制补偿电压 $V_{CF}(\gamma)$ 跟踪其指令值，要么控制等效补偿电抗 $X_c(\gamma)$ 跟踪其指令值。在电压补偿模式下，在线路电流 $I_{\min} \leq I \leq I_{\max}$ 范围内，即使线路电流减小，GCSC 通过增大等效补偿电抗也能维持额定补偿电压，如图 6-7a 所示。在电压补偿模式下，选择电容电抗 X_c 和最小线路电流 $I = I_{\min}$ 产生额定补偿电压 V_{CR} ， $V_{CR} = V_{C\max} = X_c I_{\min}$ ，当电流从 $I_{\min}$ 增大到 $I_{\max}$ 时，调控关断延迟角 γ 增大，减少电容器接入线路电流的时间，使 $X_c(\gamma)$ 减小，以此来维持补偿电压 $V_c(\gamma) = IX_c(\gamma) = V_{CR} = I_{\min} X_c$ 不变。当 $I < I_{\min}$ 时控制 $\gamma = 0$ ， $X_c(\gamma) = 1/\omega C$ (最大值)， $V_c(\gamma) = IX_c$ 随 I 的下降而下降，如图 6-7a 所示。

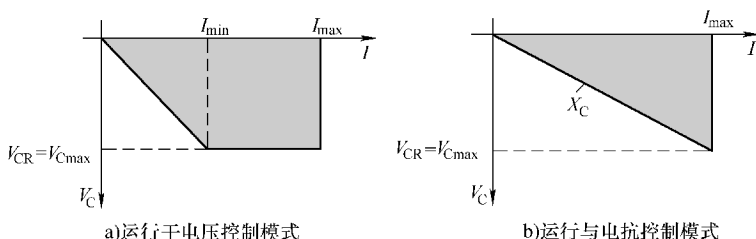


图 6-7 GCSC 的 V - I (补偿电压和线电流) 特性曲线

在电抗补偿模式下，当电流小于最大限值 $I_{\max}$ 的任意值时，不论线路电流多大，GCSC 都维持最大补偿电抗不变。如图 6-7b 所示。在这种补偿模式下，选择电容电抗提供额定 (最大允许) 电流 $I_{\max}$ 下的最大串联补偿， $X_c = V_{C\max}/I_{\max}$ ，通过控制电容器有效电压 $V_{CF}(\gamma)$ ，GCSC 的电抗能在 $0 \leq X_c(\gamma) \leq X_c$ 范围内变化。当然，电抗补偿和电压补偿两种模式可以通过控制手段互换。

在 GCSC 的实际应用中，要求 GCSC 中的 GTO 具有在线路故障和其他大扰动下承受比正常最大额定容量要高的过负荷能力。有些故障可能会产生太大的故障电流以至于 GTO 不能承受，所以在实际中，有必要通过外部的过电压抑制器、电压限制装置或者适当的旁路开关装置来保护 GCSC。这些保护装置可确保 GCSC 的电压和电流不会超过其允许的运行范围。这些保护装置不仅用于 GCSC，事实上所有串联连接的补偿装置，包括传统不控的串联电容器，也要求有类似的保护。

GCSC 的关断延迟角控制，就像 TCR 的开通延迟角相位控制一样，会产生谐波。当电压正、负半周波形相同时，只有奇数谐波产生。类似于式 (5-31)，谐波电压是 γ 的函数，即

$$V_{cn}(\gamma) = \frac{I}{\omega C} \frac{4}{\pi} \left\{ \frac{\sin \gamma \cos(n\gamma) - n \cos \lambda \sin(n\gamma)}{n(n^2 - 1)} \right\} \quad (6-8C)$$

式中， $n = 2k + 1$ ， $k = 1, 2, 3, \dots$ 。

谐波电压的相对百分值与关断延迟角 γ 的关系曲线如图 6-8 所示。

GCSC 产生的电压谐波也能够采用类似图 5-11 中分组控制 TCR 的“连续控制”方法有效地减弱或抑制。回顾这个方法：采用 m ($m \geq 2$) 个并联链接 TCR，每个额定容量为整个额定容量的 $1/m$ ，电抗器采用“连续控制”，即这 m 个电抗器中只有一个采用延迟角度控制，其他各个电抗器保持全通或全断 (从电路切除)。这种连续控制法也适合 GCSC，从对偶性可

知, 要求 $m(m \geq 2)$ 个串联的 GCSC, 每个承担额定补偿电压的 $1/m$ 。如图 6-9 所示, m 个电容器中的仅有一个 GTO 采用关断延迟角控制来实现整个输出电压的连续电压控制, 而其他的 $m-1$ 个 GCSC 则要么运行于 $\gamma=0$, 要么运行于 $\gamma=90^\circ$, 使其 GTO 对应的电容要么整个电源周期接入线路, 要么完全被 GTO 短路。采用这种方式, 整个 GCSC 产生的谐波电压相对值可以明显减小。

与图 5-11 中大容量 TCR 应用中采用多个 TCR 并联一样, 实际应用中大容量 GCSC 也采用图 6-9 所示多个 GCSC 串联应用, 其技术、经济性更好。技术上偏向于把高压门极关断 (GTO) 晶闸管分成 4 个或者更多的串联连接模块来实现大容量 GCSC 的实用化。

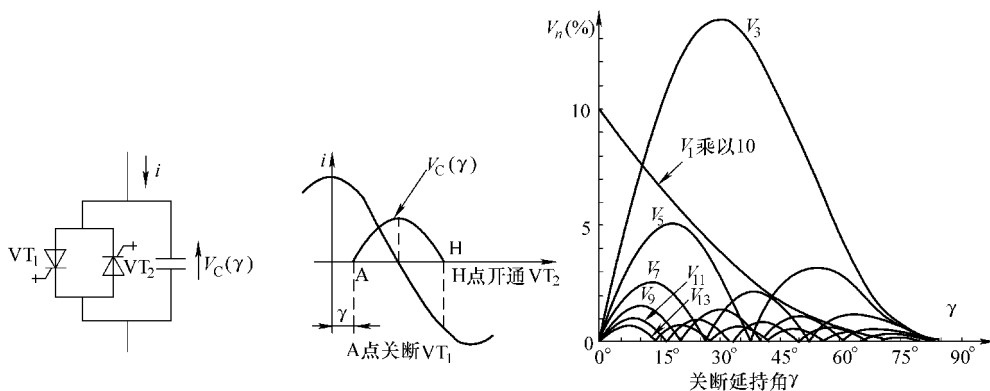


图 6-8 以最大基波电容电压幅值百分比表示的谐波电压幅值与关断延迟角 γ 的关系

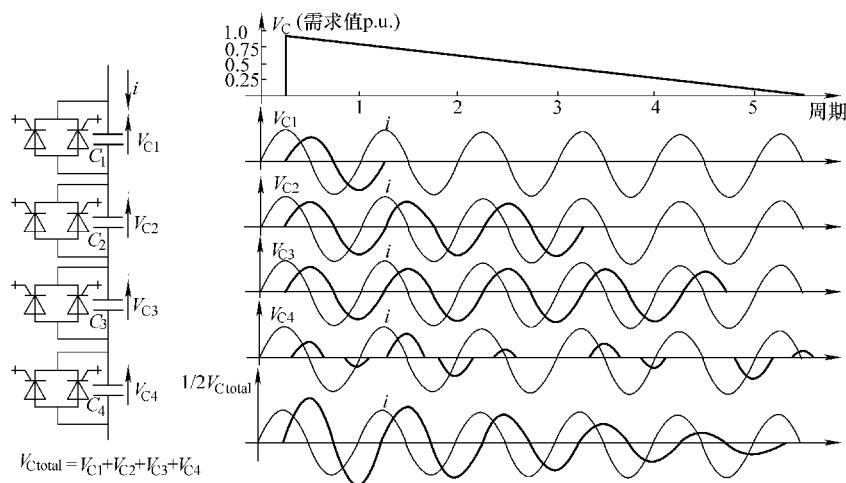


图 6-9 顺序控制 4 个串联 GCSC 组减少谐波的方法

采用连续控制的 GCSC 的损耗与无功输出 $I_{\text{rated}}^2 X_{\text{GCSC}}$ 成反比例。GCSC 的所有电容器都被 GTO 旁路, 电容电压和输出无功为零时, 全部 GTO 都投入工作, 损耗最大, 当各组 GCSC 中的 GTO 全都断态, 电容 C 全部串入线路时, 输出无功功率最大, 而 GTO 的损耗几乎为零, 仅有很小的电容损耗, 这些损耗是微不足道的。

6.2.2 晶闸管投、切串联电容补偿器 (TSSC)

TSSC 的基本电路如图 6-10 所示。TSSC 装置由一定数量的电容器串联组成, 每个电容

器并联有一对普通晶闸管旁路,该旁路由反向并联连接的两个晶闸管组成并具有适当的额定电压、电流值。从电路图中可以看出:TSSC 的电路结构图同图 6-9 所示的串联运行的 GCSC 的结构非常相似,其主要的不同之处在于图 6-10 中是普通晶闸管,仅用于只在整个周期处于通态而短接电容或整个周期处于断态而使电容投入线路产生正弦基波 V_C ,即晶闸管仅用于通、断电路而不相控。因此,TSSC 运行的基本原理是:通过增加或减少串联电容器组的数目,从而达到逐段不连续地控制串联补偿的补偿度。串联电容器的串联接入或退出通过其并联旁路的晶闸管处于断态或通态实现。

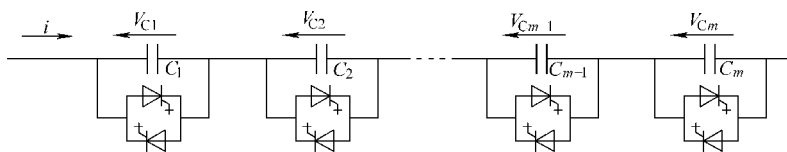


图 6-10 基本晶闸管开关串联电容器图

和 GCSC 一样,TSSC 也有控制电压补偿模式(见图 6-11)和控制电抗补偿模式(见图 6-12)两种运行方式。图 6-11 示出了配置有 4 个串联补偿控制模块用以控制补偿电压的 TSSC 基本 $V-I$ 特性曲线。根据运行指令要求的串联电容补偿电压值 V_{Cref} 和线路电流的实时运行值 I ,选定串联电容组数。采用控制电压补偿模式时,当补偿线路的电流在给定的电流范围 $I_{min} \leq I \leq I_{max}$ 时,可改变串联电容的数目使总的补偿电压接近指令电压 V_{Cref} 。在最小电流 I_{min} 时应选择最多的电容器组数串联使其总电抗最大,能产生的补偿电压为 $V_{Cmax} = 4X_C I_{min}$ 接近 V_{Cref} 。当电流从 I_{min} 增加到 I_{max} 时,通过改变 4 组晶闸管的通断状态,逐步增加电容器组晶闸管的旁路数,逐个短接电容 C ,从而减少整体的等效串联容性电抗,在线路电流增大时也能获得接近指定电压 V_{Cref} 所需的补偿电压。当电流小于 I_{min} ,4 个电容都串联投入串联电抗固定为最大值 $4X_C$ 时,补偿电压 V_C 则随 I 的减小而减小。

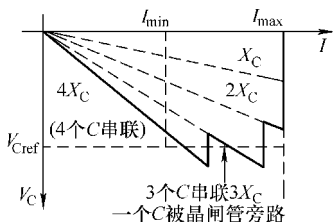


图 6-11 电压控制模式的 TSSC 的 $V-I$
(补偿电压和线电流特性)特性曲线

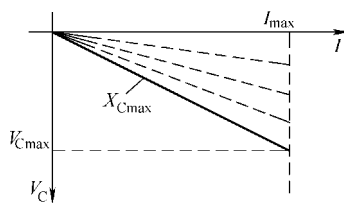


图 6-12 电抗控制模式时的 TSSC 的 $V-I$
(补偿电压和线电流特性)特性曲线

当以补偿电抗的模式运行时,TSSC 的应用是为了在任意线路电流升到额定最大值的过程中,维持最大的额定补偿电抗,如图 6-12 所示。对于这种补偿模式,选择不同的容性阻抗从而提供在额定电流时的最大串联电抗补偿: $4X_C = V_{Cmax}/I_{max}$,此时 TSSC 采取逐步旁路一个或多个电容器组的方式,改变总的 V_C 维持总的等效电抗。

晶闸管和电容器组需要根据具体的应用设计其最大的线路额定电流和相应的电容器额定电压。TSSC 也可能有暂态额定值,通常可以表示为时间的函数。除了定义 TSSC 正常运行所必需的额定参数外,TSSC 还必须有足够的额定值或者通过旁路操作,对电容器和并联晶闸管提供过电流和冲击电压保护。

由于晶闸管开通时不能承受过大的冲击电流和过大的电流变化率 di/dt ,因此在实际应

用中, 必须在 TSSC 装置中串联一个数值不大的限流电感 L_0 。

6.2.3 晶闸管控制串联电容补偿器(TCSC)

在 TSSC 电路结构中若晶闸管串一个电抗 $X_L = \omega L$ 再与电容 C 并联接在线路上则构成图 6-13 所示的晶闸管控制串联电容补偿器(TCSC), 这可以实现串联补偿新的控制策略, 对图中的电抗 $X(\omega L)$ 进行相控, 既可使 L 、 C 总的等效并联电抗连续调控为容性, 也可为感性, 扩大了调控范围, 从而大大改善了运行特性。

晶闸管控制串联电容补偿器 TCSC, 作为一种快速调节线路等效电抗的方法, 其方案原型最初由 Vithayathil 等人在 1986 年提出, 如图 6-13 所示。它包括串联电容器及其并联的晶闸管控制电抗器(TCR)。

实际 TCSC 应用时, 为了获得期望的补偿电压和运行特性, 需要串联若干个这样基本的补偿装置, 这种电路结构与 TSSC 的结构类似。假定晶闸管控制电抗器的电抗为 X_L , 电容器的容抗为 X_C , X_L 小于 X_C , X_C 与 X_L 并联后等效电抗为容抗。TCSC 中的晶闸管当然也可以像 TSSC 中一样采用开/关的方式运行, 但是 TCSC 方案的基本思想是通过电抗支路晶闸管的触发延迟角控制使 TCSC 提供连续平滑的等效电容器补偿, 采取这种方式能够一定程度上抵消串联电容 C 的补偿量。TCR 通过对触发延迟角 α 的控制, 它在系统基频下可以表现为一个连续变化的感性电抗 $X_L(\alpha)$ 。TCSC 的等效电抗 $X_{TCSC}(\alpha)$ 是 TCR 的相控感抗 $X_L(\alpha)$ 与固定的容性电抗 X_C 的并联电抗, 即

$$X_{TCSC}(\alpha) = \frac{-X_C X_L(\alpha)}{X_L(\alpha) - X_C} = \frac{X_C X_L(\alpha)}{X_C - X_L(\alpha)} \quad (6-9)$$

根据式(5-32), 上式中的晶闸管相控电抗 $X_L(\alpha)$ 为

$$X_L(\alpha) = X_L \frac{\pi}{\pi - 2\alpha - \sin 2\alpha}, X_L \leq X_L(\alpha) \leq \infty \quad (6-10)$$

上式中 $X_L = \omega L$, α 是以电容器电压峰值点(或者等同于线路电流的过零时刻)为起点开始计量的触发延时角(参见图 6-20)。图 6-14 画出了 $X_C = 1/\omega C$ (与 α 无关)、 $X_L(\alpha)$ 和 $X_{TCSC}(\alpha)$ 的关系。因此, TCSC 是一个可控并联的 LC 电路, 串联在线路上流过线路电流 I , 实际上可以将其看作一个恒定的交流电流源。由式(6-9)、式(6-10)和图 6-14 可知, 当相控电抗器的触发延迟角 α 从 0 增加到 90° 时, 电抗值 $X_L(\alpha)$ 从 $X_L = \omega L$ 增大到 X_{L90° 为无限大(即晶闸管不导通, L 支路开路)。而图 6-14 中 TCSC 的等效容性电抗在 $\alpha = 90^\circ$ 时, 由于 TCR 在 $\alpha = 90^\circ$ 时、 $X_{L90^\circ} = \infty$, X_{TCSC} 的容性电抗为其最小值 $X_{TCSCmin} = X_C = 1/\omega C$ (串联电容 C 的补偿容抗), α 从 90° 减小, $X_L(\alpha)$ 减小, 容性电抗 X_{TCSC} 增大。直到 TCR 在 $\alpha = \alpha_r$, $X_L(\alpha) = X_C$ 时达到图 6-14 所示的并联谐振状态, 此时 $X_{TCSCmax}$ 理论上是无穷大, 此后当 TCR 的触发延迟角 α 再从 α_r 减小, $X_L(\alpha)$ 减小, $X_L(\alpha) < X_C$, TCSC 的等效电抗 $X_{TCSC}(\alpha)$ 变为感性电抗。在 $\alpha < \alpha_r$ 的感性电抗区, α 从 α_r 减小, $X_L(\alpha)$ 减小, $X_{TCSC}(\alpha)$ 也减小, 直到 $\alpha = 0$ 时, TCR 的电抗 $X_{L0} = \omega L$, X_{TCSC} 达到其感抗最小值 $X_L X_C / (X_C - X_L)$, 此时 TCSC 的实际作用等同于 C 与 L 并联。实际的 TCSC 电路结构中, TCR 的感抗 X_L 小于电容器的容抗 X_C , TCSC 在其内部电流谐振附近点左、右是两种运行范围, 其中一个范围为 $\alpha_{clim} \leq \alpha \leq \pi/2$, 此时 $X_{TCSC}(\alpha)$ 为容性

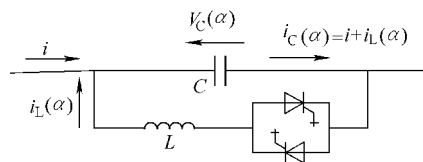


图 6-13 晶闸管控制的串联电容器 TCSC

电抗。另外一个运行范围为 $0 \leq \alpha \leq \alpha_{\text{Lim}}$ ，此时 $X_{\text{TCSC}}(\alpha)$ 为感性电抗，如图 6-14 所示。在 $\alpha_{\text{Lim}} < \alpha < \alpha_{\text{Clim}}$ 区间的并联谐振点附近区，由于 LC 并联等效阻抗 $X_{\text{TCSC}}(\alpha)$ 很大， $V_C = V_L$ 过大而不允许运行。

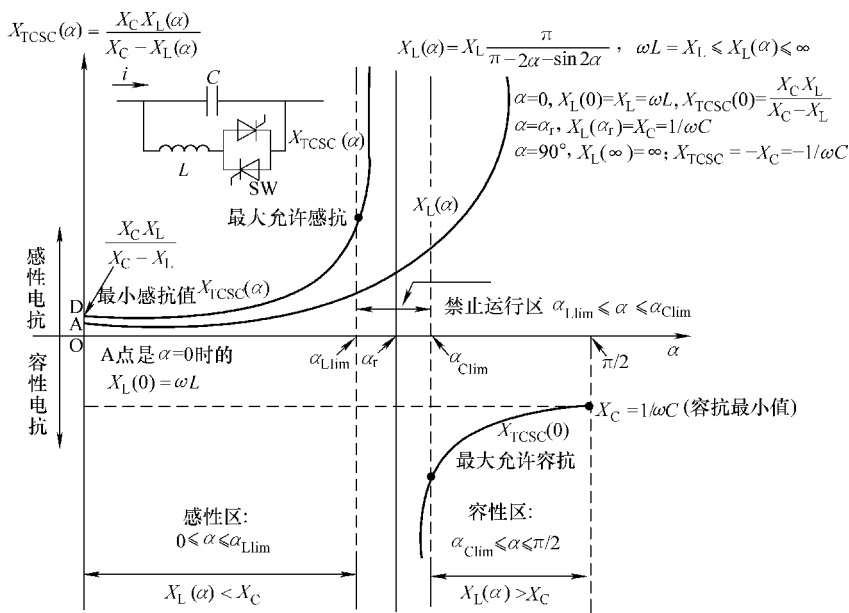


图 6-14 TCSC 阻抗-延迟角特性曲线

在图 6-13 中，开关管开通后， LC 电路形成谐振电流，实际应用中，当 X_C 一定时， X_L 大小的选择对串联补偿的特性、补偿范围影响很大，电抗器的设计应仔细考虑需求和对应的得失（优、缺点）。在国外 $f = 60\text{Hz}$ 的交流系统中，图 6-14 中的典型应用是取 $X_L/X_C = 0.133$ ， $X_C \approx 7.5X_{L0} = 7.5\omega L$ ， $\alpha_r = 50^\circ$ ，TCSC 电流自然谐振频率为基频 60Hz 的 2.74 倍。一般而言，实际应用中， X_L/X_C 的比值应为 $0.1 \sim 0.3$ ，其取决于具体的应用需求和约束条件。

TCSC 也有电压补偿控制模式和电抗补偿控制模式两种。电压补偿模式时补偿电压随线路电流变化的特性曲线 ($V-I$) 如图 6-15a 所示，图中，电容电压、电感电压被限制在 V_{Cmax} 、 V_{Lmax} 以内，以防开关器件过电压损坏。在图 6-14 所示允许的容性区运行时，TCR 的触发延迟角 α 必须大于 α_{Clim} ，容抗 $X_{\text{TCSC}}(\alpha)$ 必须小于 $X_{\text{TCSC}}(\alpha_{\text{Clim}})$ ，即最大的容抗受限于 $\alpha = \alpha_{\text{Clim}}$ 时的 $X_{\text{TCSC}}(\alpha_{\text{Clim}})$ 。如果要求按电压补偿控制模式运行，补偿电压最大值为 $V_{\text{Cmax}} = IX_{\text{TCSC}}(\alpha)$ ，当电流为 I_{min} 时， $X_{\text{TCSC}}(\alpha)$ 被控为最大值 $X_{\text{TCSC}}(\alpha_{\text{Clim}})$ ，这时 $V_{\text{Cmax}} = I_{\text{min}} X_{\text{TCSC}}(\alpha_{\text{Clim}})$ ，当 $I > I_{\text{min}}$ 时，应调控 TCR 的触发延迟角 α (增大 α)，使 $X_L(\alpha)$ 增大，容抗 $X_{\text{TCSC}}(\alpha)$ 减小，即可实现图 6-15 中 AB 线段的补偿电压 V_C 恒定为 $V_C = IX_{\text{TCSC}}(\alpha) = V_{\text{Cmax}} = I_{\text{min}} X_{\text{TCSC}}(\alpha_{\text{Clim}})$ ，直到 $I = I_{\text{max}}$ 为止。而当 $I < I_{\text{min}}$ 时，由于在容性运行区不允许 $X_{\text{TCSC}}(\alpha) > X_{\text{TCSC}}(\alpha_{\text{Clim}})$ 只能是 X_{TCSC} 固定为 $X_{\text{TCSC}}(\alpha_{\text{Clim}})$ ，因此图 6-15a 中电压补偿模式补偿电压 V_C 随 I 的减小 ($A \rightarrow O$) 而线性减小。图中 OA 是 $\alpha = \alpha_{\text{Clim}}$ 时的 V_C-I 特性，因此容性运行区的补偿特性如图 6-15a 中所示的 OAB 所示。图中 OB 是 $\alpha = 90^\circ$ 即电感 L 支路晶闸管完全不导通、仅有电容 C 时的 V_C-I 特性， $V_C = I/\omega C$ 。

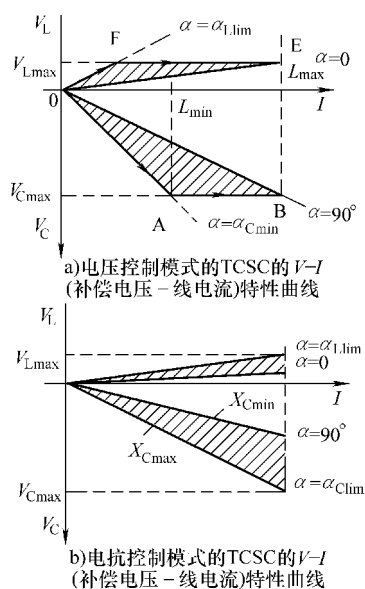
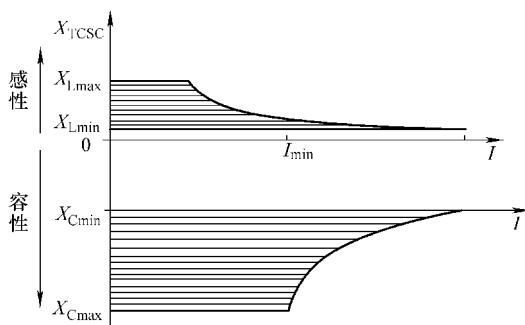
在图 6-14 所示的感性允许的运行时 TCR 的触发延迟角 $\alpha \leq \alpha_{\text{Lim}}$ ，TCR 的 $\alpha = 0$ 时， $X_L =$

ωL , 由于 L 不大, $X_L < X_C$, 这时的并联电抗为感性, $X_{TCSC}(\alpha=0) = X_C X_{L0} / (X_C - X_{L0}) = 1.15 X_{L0}$ 为最小感抗值, 如图 6-14 中的 D 点。 $\alpha=0$ 时的 $V_L = IX_{TCSC}(\alpha=0)$ 特性为图 6-15a 中的 OE 。直线 OF 则为 $\alpha=\alpha_{Lim}$ 时的 V_L-I 特性。图 6-15a 中 F 点 $\alpha=\alpha_{Lim}$, F 点的感性电抗为感性区允许的最大感抗。这时 V_L 已达到 V_{Lmax} , $I=I_F$ (F 点的电流), 故此后 I 更大时 ($I>I_F$) 为了使 $V_L=V_{Lmax}$ 不再增大, 随着 I 从 F 点的 I_F 处进一步增大, 应减小 TCR 的 α 角, 使 $X_L(\alpha)$ 减小, 从而使 L 、 C 并联的感抗 X_{TCSC} 减小, 使 $V_C = IX_{TCSC} = I_F X_{TCSC}(\alpha_{Lim}) = V_{Lmax}$ 不变, 所以由于感性区运行受限于 V_{Lmax} 和 $\alpha \leq \alpha_{Lim}$, 则其运行特性应是图 6-15a 中的 OFE 。图中 OE 是 $\alpha=0$ 、 $X_L(\alpha)=\omega L$ 时感性运行区最小等效感抗 $X_{TCSC}(0)$ 时的 $V-I$ 特性。

当以补偿电抗的模式运行时, TCSC 的应用是为了在任意线路电流直至额定最大电流的条件下获取最大额定的补偿电抗。对于这种补偿模式, TCSC 需要选择合适的电容和晶闸管控制电抗器, 从而在 $\alpha=\alpha_{Clim}$ 、线路电流最大或低于最大额定值时保持最大的容性电抗, 如图 6-15b 所示。TCSC 能够提供的最小的容性电抗补偿当然是电容器本身的电抗, 理论上在 $\alpha=90^\circ$ 时获得 (晶闸管不导通)。读者可能还记得前面提到的补偿电压和补偿电抗的运行模式可以通过控制措施相互切换, 但是器件额定值的限制可能会限制期望的运行模式所能达到的范围。例如, 图 6-15a 中补偿电压随线路电流变化的特性曲线可以变换为图 6-16 中补偿电抗随线路电流变化的特性曲线。从图中观察可以得出, 要求有恒定的补偿电压必然导致补偿电抗的变化, 与之相反的是, 要求有恒定的补偿电抗将导致补偿电压随着线路电流的变化而变化。

晶闸管、电抗器和电容器组都有其设计好的额定值, 其最大的电压和电流限制应满足应用要求。通常要求 TCSC 具有暂态电压和电流的额定值, 以及定义的确定的持续时间。TCSC 由于其内部产生的谐波而使设计变得极其复杂, 谐波电流也会在晶闸管内和电抗器里产生额外损耗和相应的温升。谐波电流在电容器上产生的谐波电压使电容器峰值电压升高, 危害 TCSC 中电力开关器件的安全运行, 因此必须考虑在最恶劣的运行情况下谐波的危害, 并以此来确定 TCSC 主部件必要的最大电压和电流的额定值, 以满足安全运行要求。此外, TCSC 应有外部保护 (例如 MOV 避雷器, 脉冲放电间隙, 旁路断路器) 的支路, 或者有预防严重过电压和电流浪涌的保护措施。

带有 TCR 相控的 TCSC 会给线路带来谐波电压。这些谐波电压由 TCR 谐波电流产生, 谐波电流在串联补偿电容器内形成环流。如第 5 章中介绍的, TCR 产生所有奇次频率的谐波

图 6-15 TCSC $V-I$ 特性图 6-16 电压补偿模式的 $V-I$ 特性曲线对应的 TCSC 补偿电抗和线电流的特性曲线

电压,其幅值是触发延迟角 α 的函数。在 TCSC 电路中,这些谐波电流产生的谐波电压仅与 α 角有关,与 TCR 电抗器与串联电容器电抗比值 X_L/X_C 无关。当 $X_L/X_C = 0.133$ 时(已在已有的 TCSC 中应用),在容性运行区间,最主要的谐波电压 3 次、5 次和 7 次谐波电压对 V_{C0} (其中 V_{C0} 是无 TCR 时且流过额定电流时电容电压)的百分比,如图 6-17 所示。在图 6-17 中,谐波电压的幅值随谐波频率的升高而快速下降,并且 7 次以上的谐波电压几乎可以忽略不计。低次的奇数谐波尽管看起来有相对大的幅值,但不大可能显著增大已有的线路谐波电流。由于这些谐波实质上是电压源,且 TCSC 通常应用于长距离输电高阻抗电路,此时产生的线路谐波电流将相对较小(在已有的实际应用工程中,由测量得知 TCSC 产生的线路谐波电流比电力系统中其他原因产生的系统谐波电流小得多)。

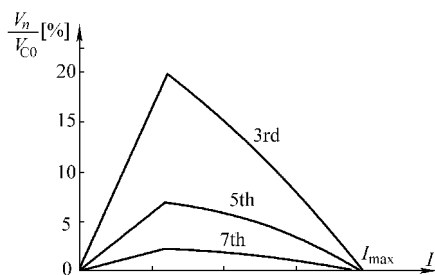


图 6-17 TCSC 在 X_L/X_C 为 0.133 时产生的主要谐波电压

由图 6-14 和图 6-16 可见, TCSC 在容性工作区内 $X_{rcsc} < X_{Cmin}$ 和在感性工作区内 $X_{rcsc} < X_{Lmin}$ 的区域内不能工作,没有控制作用。如果 TCSC 是一个大型的单一设备,失控的容性区将很大。巨大的失控区将使得在使用 TCSC 控制动态稳定性和电力系统阻尼时变得很困难。如果应用中将 TCSC 整个装置分成几个模块串联,并按要求依序插入不同数量的模块,则可使失控区变窄。

由于 GCSC 的等效容抗在 $f=0$ 至系统频率下可以连续控制,如果在 TCSC(或者 TSSC)多个串联的模块中有一个模块是 GCSC,则总的等效容抗也可能在整个区间上连续可控,并减小谐波影响。

6.2.4 次同步谐振

在图 6-18 中,若电源频率为 f , X_s 是系统(含线路)等效电抗,串联补偿电容 C 容抗为 X_C ,则 X_s 与 X_C 一起可形成串联谐振电路,其自然振荡频率 f_r 为

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_s C}} = f \frac{1}{\sqrt{2\pi f L_s \cdot 2\pi f C}} = f \sqrt{\frac{X_C}{X_s}} = \sqrt{K} f$$

式中, X_C 、 X_s 为电源频率 f 对应的串补容抗和系统感抗。

由于串补的补偿度 k 通常为 0.15 ~ 0.5, $f = 50\text{Hz}$ 时谐振频率 $f_r = 20 \sim 35\text{Hz}$, 低于电源频率 f , 系统在一定的扰动下就可能形成以谐振频率为 f_r 的次同步振荡电流。频率为 f_r 的次同步振荡电流在发电机定子上产生与谐振频率 f_r 对应的旋转磁场,这个与谐振频率 f_r 对应的旋转磁场其转速为 $\omega_r = 2\pi f_r$ 。而发电机转子的旋转速度 $\omega = 2\pi f$, 速度为 $\omega_r(f_r)$ 的旋转磁场与转子的相对速度为 $\omega - \omega_r = 2\pi(f - f_r) = 2\pi f_m$, $f_m = f - f_r$ 串联补偿度 k 越大, f_m 越低,这个差频 f_m 磁场在转子上感应差频电

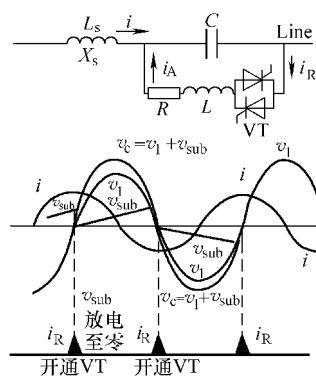


图 6-18 基本 NGH 次同步振荡阻尼器

流, 并产生相应的频率为 $f_m(f-f_r)$ 的交变转矩。当这一交变转矩的频率 $f-f_r$ 与发电机转子轴系统的某个自然扭转谐振频率 f_{mn} 接近时, 就可能激发低于同步频率的持续的扭转振荡。这种次同步振荡(Subsynchronous Resonance, SSR)现象, 早在 1937 年就被发现了, 但是直到 20 世纪 70 年代美国内华达州南部的 Mojave 发电站的两台大型汽轮发电机转轴断裂后才引起人们的重视。理论研究表明串联补偿的线路和发电机的机械系统之间的相互影响能导致负阻尼, 从而引起电气和机械振荡的共振。

大型汽轮机在额定频率以下范围内一般有 4~5 个自然扭转振荡点, 其中最低的是摇摆频率点 f_{mn} , 在补偿度 k 较大时, 可能 $f_m(f-f_r)$ 与 f_{mn} 接近, 形成谐振, 在这个频率下整个汽轮机气缸和发电机转子系统作为一个大惯性体受次同步扭转作用可能严重损坏。为了提高串联补偿效果, 希望补偿度 k 值大一些而又要避免串联电容补偿度过大可能引起次同步谐振(SSR)。1981 年 N. G. Hingorani 提出了一种晶闸管控制、抑制串联电容器补偿带来的次同步振荡方法(被称为 NGH 阻尼装置), 该方法被证实能够有效缓解次同步振荡(SSR)。

在线路上串联补偿引起次同步谐振电流时, 这个低频谐振电流分量会在串联电容 C 上产生一个低频电压 v_{sub} , 因此电容 C 上除有基波工频电压 v_1 外还有低频电压 v_{sub} 存在。低频电压 v_{sub} 和工频基波正弦电压 v_1 相加会使电容上总电压 $v_C(v_1 + v_{sub})$ 正、负半周不相等, 因此电容 C 上的 50Hz 基波正弦电压 V_1 瞬时值达到零值时, 低频电压 v_{sub} 可能不为零。次同步振荡 NGH 阻尼器就是一当检测到有次同步振荡发生, 电容 C 上形成次同步电压 v_{sub} 时, 通过控制晶闸管的开通, 立即消除 v_{sub} , 破坏次同步振荡的形成, 或减弱次同步振荡电压、电流。NGH 次同步振荡阻尼器的基本原理是: 检测电容器 C 上总的电压瞬时值 v_C , 从中分析出电网工频基波正弦电压波 v_1 的过零点, 判断基波电压 v_1 从最大值变小到近似零时, 次同步电压 v_{sub} 是否为零。若 v_{sub} 不为零, 说明已存在次同步谐振, 则立即开通图 6-18 中与电容 C 并联的晶闸管 V, 形成 L 、 R 、 C 放电回路, 电流 i_R 使 v_C 迅速放电至零, $v_C = v_1 + v_{sub} = 0$, 强制 $v_{sub} = 0$, 电容被开关管旁路, 破坏了谐振的条件。当 v_{sub} 放电至零后, 就立即断开开关, 切出与补偿电容 C 并联的 L 支路, 恢复串联补偿电容的功能。因此, NGH 阻尼器是基于一个晶闸管控制放电电阻器来消除次同步振荡电压、电流(即一个晶闸管同一个放电电流的电阻和限制 di/dt 的电抗串联)的。当再次检测到次同步振荡电压 $v_{sub} \neq 0$, 在接近电容器正弦基波电压半个周波末瞬时值零点附近, 再开通 VT, 迫使次同步电压 v_{sub} 快速放电至零。因此 NGH 阻尼器能够较有效地阻尼持续的次同步振荡的形成。

6.2.5 GCSC、TSSC、TCSC 基本的运行控制方案

不同类型的阻抗型补偿装置运行时, 控制系统都由内部控制和外部控制两个部分组成。内部控制的功能是为晶闸管提供适时、适当的门极驱动信号以使主电路产生指定的补偿电压或容性电抗。因此, 串联补偿装置的电路结构和其内部控制都可以看做一种“黑箱”似的电抗放大器, 根据输入的驱动信号控制输出不同的补偿电压或补偿电抗。另外, 内部的控制还必须通过电流限制、启动旁路或其他的保护措施使系统元器件(晶闸管、电容器、电抗器)工作安全、可靠。外部控制电路或者外部控制系统为内部控制提供参考输入, 使补偿装置运行在可控的容性电抗范围内完成输电线路的指定补偿目标。而外部控制环节的输入是线路阻抗、电流、功率等运行参数的指令值和检测值, 将这些输入信号, 经适当的变换和处理后, 形成内部控制环节的输入信号(控制指令)。

三个不同的阻抗类型补偿装置(GCSC、TCSC、TSSC)的内部控制结构非常相似。它们的作用可以同样简单地归结于通过检测线路电流的(系统频率)基频分量的起始点,同步地控制开关管的开通或/和关断时间点。这就需要执行三个基本的功能:线路电流的同步检测、开通和关断延迟角度的运算、开通和关断信号的产生。这些功能显然可以通过不同的电路设计来实现,但是不同的设计方案都存在一定的优点和缺点。下面将讨论三种可能的内部控制设计方案:其中一种是为GCSC设计的,另外两种是为TCSC的电路结构设计的。假如应用时不考虑抑制次同步谐振的需求,则TCSC的内部控制方案也可以用于TSSC。

1. GCSC 内部控制

图 6-19 所示为门极关断(GTO)晶闸管控制串联补偿器的一种内部控制方案。这种控制方案具有以下四个基本功能:

1) 定时同步,通过一个同步锁相 PLL 闭环电路实现驱动信号与线路电流的同步;

2) 根据式(6-8A)或式(6-8B)

将无功补偿电容电压或阻抗转换成关断延迟角 γ ;

3) 当检测到电容器电压 $v_c(t)$ 从正值或负值变为零时,令门极关断 GTO 晶闸管(SW)开通,此功能也包括当电容 C 上出现次同步谐振电压时确保抑制次同步谐振;

4) 产生适当的 GTO 开通和关断的驱动脉冲信号。

图 6-5b、c 中示出了 GTO 关断延迟角 γ 控制原理图、线路电流 i 波形以及 $\gamma=0$ 和 $\gamma \neq 0$ 时的电容电压波形 $v_c(0)$ 及 $v_c(\gamma)$ 。如果要求 GCSC 在关断延迟角为 γ 下运行,则应在图中 i 为正最大值 $(0, 2\pi)$ 处之前 γ 角,即在 F 点(即 $v_c(t)$ 的过零点)、 F_1 点开通 VT_1 ;在 i 为正最大值 $(0, 2\pi)$ 之后 γ 角,即在 A 点、 A_1 点关断 VT_1 。同理应在 i 为负最大值 $(\pi, 3\pi)$ 处之前 γ 角,即在 H 点、 H_1 点开通 VT_2 ; i 为负最大值 $(\pi, 3\pi)$ 处之后 γ 角,即在 D 点、 D_1 点关断 VT_2 。注意图 6-19b 中, VT_1 的关断点(A, A_1)滞后 $+i_m$ 的点 $(0, 2\pi)\gamma$ 角, VT_1 开通点(F, F_1)是 V_c 从负值变为零的时间点;而 VT_2 的关断点(D, D_1)滞后 $-i_m$ 点 $(\pi, 3\pi)\gamma$ 角, VT_2 开通点(H 点, H_1 点)是 V_c 从正变零的过零点。因此,只要检测线路电流的最大正、负值时刻和运行中电容电压 V_c 的过零时刻,根据图 6-5b 的波形关系触发开通和关断 VT_1 、 VT_2 ,即可获得关断角为指令 $\gamma = \gamma^*$ 、使电容的补偿电压为指令值 $V_c = V_{c\text{ref}}$,或电容的补偿容抗为指令值 $X_c = X_{c\text{ref}}$ 的运行要求。

对于一定的 GCSC 电路结构以及内部控制的运行,可以将 GCSC(包括电路结构和内部控制)看作一个响应输电线路电流的可控串联电容器,该电容器可以产生由参考输入确定的等效补偿电抗或补偿电压。GCSC 的动态响应滞后类似于 TCR,均有一个最大为半个周波时间的滞后控制。

2. TCSC 内部控制

图 6-20 示出了 TCSC 的电路及线路电流 $i(t)$ 、电容器电流 $i_c(t)$ 以及电抗器电流 $i_L(t)$ 的波形。电容两端电压 $v_c(t)$ 在电容支路产生的基波电流 $i_c(t)$ 是容性电流,超前 $v_c(t) 90^\circ$, $v_c(t)$ 在电抗 ωL 支路中产生的电流 $i_L(t)$ 的基波电流 $i_{L1}(t)$ 是感性电流,滞后 $v_c(t) 90^\circ$ 。图中

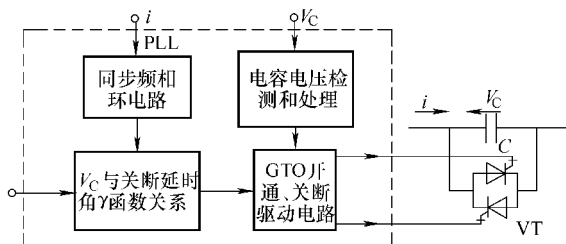


图 6-19 GCSC 内部控制功能图

电压 $v_c(t)$ 的峰值点正是线路电流 i 的零点。TCSC 内部控制最基本的要求是为图 6-20 中与电抗器 L 串联的晶闸管提供触发延迟角为 α 的触发脉冲, 开通晶闸管, 基于图 5-7TCR 控制原理, α 是以电抗器外加电压即图 6-20 中电容电压 v_c 峰值或线路电流 i 的零点为起点的触发延迟角, 因此运行中应实时、精确地检测 $v_c(t)$ 的峰值点或电流 i 的过零点, 并在图 6-20 中 P、N 点发出触发脉冲, 开通 VT_1 、 VT_2 。由于 TCSC 运行中, $v_c(t)$ 的谐波电压较线路电流 $i(t)$ 中的谐波电流严重, 图 6-21 中采用检测线路电流, 经滤波后得到其基波 $i_1(t)$, 确定基波过零点, 也就是 $v_c(t)$ 的峰值点再延迟 α 角, 发出触发脉冲, 这种基于检测线路电流的同步锁相环 PLL 控制, 能较精确地按所需的 α 角开通晶闸管 VT_1 和 VT_2 。

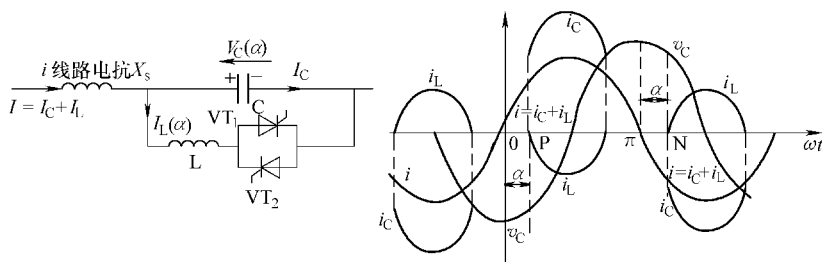


图 6-20 TCSC 电路、电压电流波形

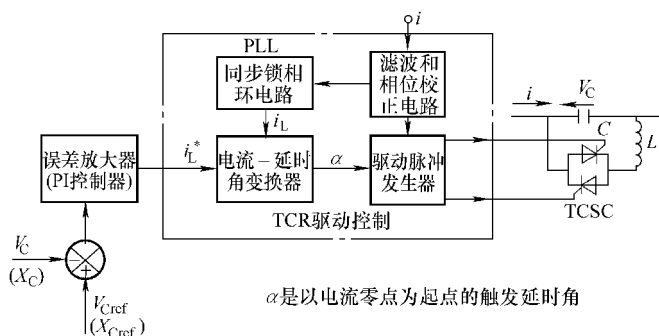


图 6-21 基于和线电流基波分量同步的 TCSC 内部控制功能图

图 6-21 中采用了将 TCR 所需要的电流指令 i_L^* 转换成对应的触发延迟角 α 的传统技术。从图 6-21 可以看出, TCR 需要的电流指令 i_L^* 通常由外部控制的 PI 调节器获得, 外部控制环路根据实际电容电压(或对应的容性电抗)检测值和期望的系统运行参考补偿电压(或补偿容抗)的比较, 由 PI 调节器的输出作为内部控制量的参考输入 i_L^* 。

6.3 开关变流器型静止同步串联补偿器 (SCCC)

图 6-22 中采用全控型开关管电压源变流器作为一个静止同步串联补偿器 (SSSC), 可输出与电网电压同步的、幅值和相位可控的三相交流电压, 经变压器串联接入电力系统中。如果变流器直流侧接有直流电源或储能设备, 调控图中变流器输出的串联补偿电压 $\dot{V}_q$ 的幅值和相位角, 即可调控变流器与电网之间交换的有功和/或无功功率 P 、 Q 的大小和方向。图 6-22 中根据设定的输出无功和有功功率指令值功率 Q_{ref} 和 P_{ref} (或者其他相关的参数, 比如期

望的串联补偿的容性或感性电抗 X_{ref} 或/和等效电阻 R_{ref}), 即可确定电压源必须输出电压的幅值 V_{pq} 和相位角。若电压源变流器直流侧无直流电源或无储能设备, 直流侧仅有一个电容器, 同步电压源变流器就只能与电网交换无功功率, 仅设定 Q_{ref} (或 X_{ref}), 变流器输出无功补偿电压 $\dot{V}_q$ 与线路电流相差 90° , 串联补偿器就是一个无功功率发生器或无功补偿器, 也可理解为输出电压 V_q 部分补偿线路感抗上的基波感抗电压降, 进而增加输电线的电流和传输功率。

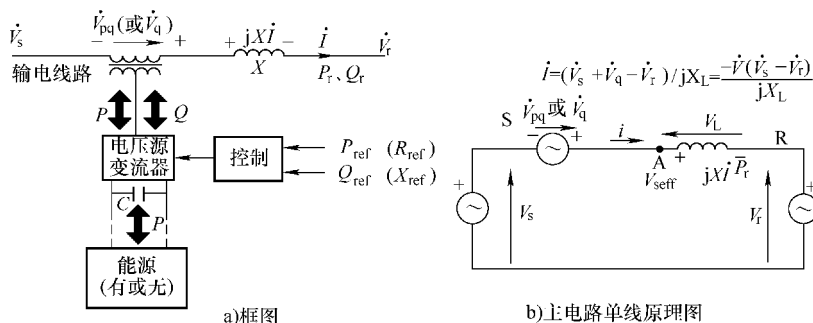


图 6-22 开关变流器型静止同步串联补偿器

6.3.1 静止同步串联补偿器基本原理

图 6-22 所示的基于电压源变流器的静止同步串联补偿器 (Static Synchronous Series Compensator, SSSC), 是 Gyugyi 于 1989 年提出的。图 6-22b 为其单线原理图, 图 6-23 为其电压、电流相量图。无串联补偿电压 $\dot{V}_{\text{pq}}$ (或 $\dot{V}_q$) 时, 线路首端电压为 $\dot{V}_s$ 。有串联补偿后, 线路首端电压为 $\dot{V}_{\text{seff}} = \dot{V}_s + \dot{V}_{\text{pq}}$ (或 $\dot{V}_q$)。在图 6-23a 中, 补偿电压 $+\dot{V}_q$ 超前 $\dot{i}$ 90° , $+\dot{V}_q$ 的作用相当于一个电容。若补偿电压为 $-\dot{V}_q$, $-\dot{V}_q$ 滞后 $\dot{i}$ 90° , 相当于一个感抗电压降。在图 6-23b 中, 补偿电压为 $\dot{V}_{\text{pq}}$, 电流 $\dot{i}$ 滞后电压 $\dot{V}_s$ 一个功率因数角 φ_1 , 若补偿电压 $\dot{V}_{\text{pq}}$ 超前 $\dot{V}_s$ 的相位角为 ρ , 则 $\dot{V}_{\text{seff}} = \dot{V}_s + \dot{V}_{\text{pq}}$, $\dot{V}_{\text{pq}}$ 超前线路电流 $\dot{i}$ 的相位角为 $\alpha = \rho + \varphi_1$, $\dot{V}_{\text{pq}}$ 由 $\dot{V}_q$ 和 $\dot{V}_p$ 两部分组成, $\dot{V}_{\text{pq}} = \overrightarrow{SA} = \overrightarrow{SD} + \overrightarrow{DA} = \dot{V}_p + \dot{V}_q$, 图中线路电流 $\dot{i}$ 滞后线路电压降 $jX_L \dot{i} = \dot{V}_{\text{seff}} - \dot{V}_r$ 的角度为 90° 。图 6-23b 中所示 $\dot{V}_q$ 超前 $\dot{i}$ 90° , $\dot{i}$ 滞后 $\dot{V}_q$ 90° 为感性 (滞后) 无功电流 $V_q = V_{\text{pq}} \sin \alpha$, 变流器向线路注入滞后无功电流所对应的无功功率 $Q_c = V_q I = V_{\text{pq}} I \sin \alpha$ 。图 6-23b 中, $\dot{V}_p$ 与 $\dot{i}$ 同相, $V_p = V_{\text{pq}} \cos \alpha$ 是变流器输出的有功补偿电压, 变流器向线路注入有功功率 $P_c = V_p I = V_{\text{pq}} I \cos \alpha$ 。这时变流器既向线路注入感性无功补偿, 同时又向线路注入有功功率。

如果补偿器输出的补偿电压 $\dot{V}_{\text{pq}}$ 为图 6-23c 所示, $\dot{V}_s = \overrightarrow{OS}$ 超前 $\dot{i}$ 角度为 φ_1 , $\dot{V}_{\text{pq}}$ 超前 $\dot{V}_s$ 角度为 ρ , 这时 $\dot{V}_{\text{pq}}$ 超前 $\dot{i}$ 的相角为 $\alpha = \rho + \varphi_1$, $\dot{V}_{\text{pq}} (\overrightarrow{SA})$ 也由 $\dot{V}_p (\overrightarrow{SD})$ 、 $\dot{V}_q (\overrightarrow{DA})$ 两部分组成, $\dot{V}_p$ 与 $\dot{i}$ 反相, 即变流器输出的有功补偿电压为负值 V_p , 变流器输出的有功功率 P_c 为负值, 或者说这时线路向变流器输出有功功率。图 6-23c 中补偿电压 $\dot{V}_q$ 仍超前 $\dot{i}$ 90° , 即 $\dot{i}$

仍为滞后 $\dot{V}_q$ 的感性电流, 变流器仍如图 6-24b 中一样, 向线路注入感性无功功率 Q_c 。

由图 6-23b、c 可知, 只要控制补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 的幅值和 $\dot{V}_{pq}$ 相对于线路电流 $\dot{i}$ 的相位差 α , 即可调控变流器输出的有功、无功功率的大小和流向, 使 SSSC 与电网线路独立地变换有功和无功功率。IEEE(国际电气与电子工程学会)和 GIGRE(国际大电网委员会)定义图 6-22 全控型开关变流器构成的电压源型串联补偿器为静止同步串联补偿器。从图 6-22 框图结构和字义上看 SSSC 并不仅限于无功(或电抗)型串联补偿, 一般情况下变流器输出的串联补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 与线路电流 $\dot{i}$ 的相位差 α 可为 $0 \sim 360^\circ$ 之间的任意值, 使串联变流器与电网线路之间独立地交换有功、无功功率。当然如要变流器向电网线路串联注入有功功率, 变流器直流侧必须有电源。

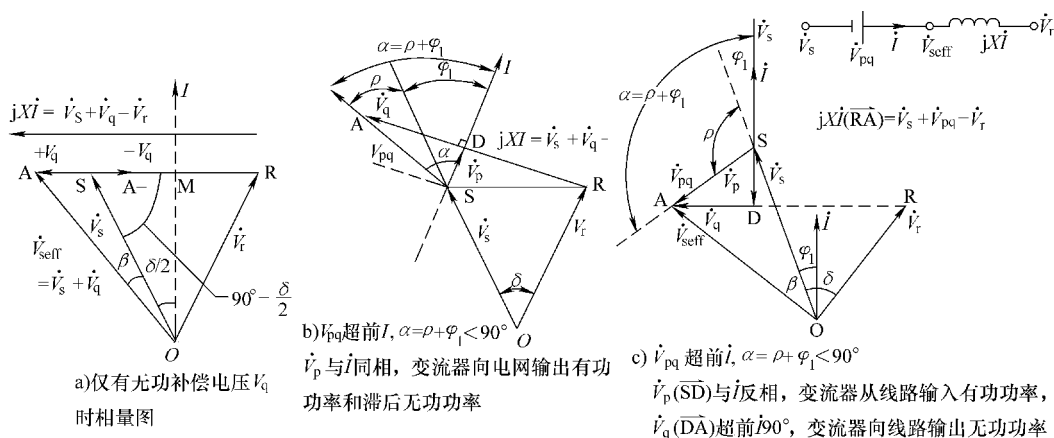


图 6-23 静止同步串联补偿器(SSSC)系统及其相量图

6.3.2 传输功率与传输角的函数关系

图 6-23a 中补偿电压 V_q 是超前线路电流 $\dot{i}$ 90° 的感性无功补偿电压, 等效于线路中引入了一个补偿电容。若 $V_r = V_s = V$, 有串联补偿电压 V_q 后, 线路首端电压增大为 $\dot{V}_{seff} = \dot{V}_s + \dot{V}_q$, $\dot{V}_{seff}$ 与末端电压 $\dot{V}_r$ 之间的相位差变为 $\beta + \delta$, 输电线传输功率从无功补偿电压 V_q 时的 P_{ro} 、 Q_{ro} 增加 ΔP_{rq} 、 ΔQ_{rq} , 有补偿电压 V_q 后, 类似式(6-1)、式(6-3), 线路传输至末端的功率为 $P_{rq} = P_{ro} + \Delta P_{rq}$, $Q_{rq} = Q_{ro} + \Delta Q_{rq}$ 。

$$P_{rq} = \frac{V_{seff} V_r}{X} \sin(\beta + \delta/2 + \delta/2)$$

$$= \frac{V_{seff} V_r}{X} [\sin(\beta + \delta/2) \cos \delta/2 + \cos(\beta + \delta/2) \sin \delta/2] \quad (6-11A)$$

$$Q_{rq} = \frac{V_r [V_{seff} \cos(\beta + \delta/2 + \delta/2) - V_r]}{X}$$

$$= \frac{V_r}{X} [V_{seff} \cos(\beta + \delta/2) \cos \delta/2 - V_{seff} \sin(\beta + \delta/2) \sin(\delta/2) - V_r] \quad (6-11B)$$

由图 6-23a 中的相量图, 有

$$V_{\text{seff}} \sin\left(\beta + \frac{\delta}{2}\right) = V_q + V_s \sin \frac{\delta}{2} = V_q + V_s \sin \frac{\delta}{2}$$

$$V_{\text{seff}} \cos\left(\beta + \frac{\delta}{2}\right) = V_s \cos \frac{\delta}{2} = V \cos \frac{\delta}{2}$$

由式(6-11)得到

$$P_{\text{rq}} = \frac{V_r}{X} [V_s \sin \delta + V_q \cos(\delta/2)] \quad (6-12A)$$

$$Q_{\text{rq}} = \frac{V_r}{X} [V_s \cos \delta - V_q \sin(\delta/2) - V_r] \quad (6-12B)$$

$$\Delta P_{\text{rq}} = P_{\text{rq}} - P_{\text{ro}} = \frac{V_r V_q}{X} \cos(\delta/2) \quad (6-12C)$$

$$\Delta Q_{\text{rq}} = Q_{\text{rq}} - Q_{\text{ro}} = -\frac{V_r V_q}{X} \sin(\delta/2) \quad (6-12D)$$

取电压基准值为额定电压 V_R , 则电压标幺值为 $V_* = V_q/V_R$, $V_{q*} = V_q/V_R$; 取功率基准值为 V_R^2/X (X 为线路电抗), 则功率标幺值为 $P_{\text{rq}*} = P_{\text{rq}}X/V_R^2$; $Q_{\text{rq}*} = Q_{\text{rq}}X/V_R^2$, 电抗标幺值为 $X_* = X/X = 1.0$ 。如果输电系统中电压 $V_s = V_r = V = V_R$, 则式(6-12A)、式(6-12B)的标幺值功率为

$$P_{\text{rq}*} = \sin \delta + V_{q*} \cos(\delta/2) \quad (6-13A)$$

$$Q_{\text{rq}*} = (\cos \delta - 1) - V_{q*} \sin(\delta/2) \quad (6-13B)$$

又无补偿时 ($V_q = 0$) 的功率 $P_{\text{ro}*}$ 、 $Q_{\text{ro}*}$ 为

$$P_{\text{ro}*} = \sin \delta \quad (6-13C)$$

$$Q_{\text{ro}*} = \cos \delta - 1 \quad (6-13D)$$

补偿电压 V_q 引起的传输功率增量 $\Delta P_{\text{r}*}$ 、 $\Delta Q_{\text{r}*}$ 为

$$\Delta P_{\text{rq}*} = V_{q*} \cos(\delta/2) \quad (6-13E)$$

$$\Delta Q_{\text{rq}*} = -V_{q*} \sin(\delta/2) \quad (6-13F)$$

请注意: 为书写简便, 以下各功率表达式中的电压功率标幺值的下标符号 * 一般不再加注。

给定串联补偿电压 V_q 后, 由式(6-13A)可画出传输有功功率 P_{rq} 与相角 δ 的函数特性, 由式(6-13A)可求得在一定的 V_q 值时 P_{rq} 的最大值 P_{rqmax} 及其对应的 δ_m 值。由式(6-13A), 并令 $dP_{\text{rq}}/d\delta = 0$, 可求得

$$V_q = \frac{2 \cos \delta_m}{\sin \delta_m / 2} = \frac{2}{\sin(\delta_m / 2)} [1 - 2 \sin^2(\delta_m / 2)] \quad (6-14A)$$

由上式得到:

$$\sin\left(\frac{\delta_m}{2}\right) = \frac{-V_q + \sqrt{V_q^2 + 32}}{8} \quad (6-14B)$$

由式(6-13A), 在 $\delta = \delta_m$ 时的 P_{rqmax} 为

$$P_{\text{rqmax}} = \sin \delta_m + V_q \cos \frac{\delta_m}{2} \quad (6-14C)$$

按式(6-13A), 图 6-24 画出了 $V_q = 0$ (无补偿), $V_q = \pm 0.345$, $V_q = \pm 0.67$ 时的 $P_{\text{rq}} =$

$f(V_q, \delta)$ 特性, 无补偿时 ($V_q = 0$) 最大传输功率出现在 $\delta_m = 90^\circ$, 随着正值 V_q 的增大, δ_m 从 90° 减小, $\delta = \delta_m$ 时的最大功率 P_{rqmax} 增大; 随着负值 $|V_q|$ 的增大, δ_m 从 90° 增大, P_{rqmax} 减小。

当 $V_q = 0.345$ 、 0.67 时, 由式(6-14B)、式(6-14C)可得到: $\delta_m = 83.4^\circ$ 、 77.84° ; P_{rqmax} 为 1.25 、 1.5 。

下面分析图 6-1 中有串联电容容抗 X_C 补偿时输电线的传输功率 P_{rc} 。如果无补偿时线路电抗为 X , $V_s = V_r = V$, 由式(6-5A)可得到在相对单位制中, 有

$$P_{rc*} = \frac{1}{1-k} \sin \delta \quad (6-15A)$$

$$\delta = 90^\circ \text{ 有最大功率, 标么值为 } P_{rcmax*} = \frac{1}{1-k} \quad (6-15B)$$

当 $k = 0.2$ 时 $P_{rcmax*} = 1.25$; $k = 1/3$ 时 $P_{rcmax*} = 1.5$ 。

如果串联补偿电压 V_q 与串联电容补偿电抗 X_C 有相同的最大功率, 则有

$$P_{rqmax*} = P_{rcmax*} = \frac{1}{1-k} \quad (6-15C)$$

串联电容不同补偿度时, 功率 P_{rc} 与传输角 δ 的关系如图 6-25 所示。对比图 6-24 和图 6-25 可知, 要达到相同的最大功率值、串联电容补偿时的 $k = 0$ 相当于串联电压补偿时的 $V_q = 0$, 这时 $P_{max} = 1.0$; 串联电容补偿时 $k = 1/5$ 、 $1/3$, 相当于串联电压补偿时的 $V_q = 0.345$ 、 0.67 , 最大功率分别为 1.25 、 1.5 。

串联电容补偿时无论补偿度 $k = X_C/X$ 为何值, 最大传输功率 P_{rcmax} 都出现在 $\delta_m = 90^\circ$, 但串联补偿电压 V_q 不同时, 输出最大传输功率 P_{rqmax} 时的功率角 δ_m 随 V_q 的不同而不同。当 $V_q = 0$ 时 $\delta_m = 90^\circ$, V_q 为正值时 δ_m 从 90° 减小, V_q 为负值时 δ_m 从 90° 增大, 当 $\delta < \delta_m$ 时 δ 增大时 P_{rq} 增大, 当 $\delta = \delta_m$ 时 P_{rq} 达到 P_{rqmax} , δ 超过 δ_m 后, δ 再增大, P_{rq} 反而减小。

通过比较图 6-24 与图 6-25 所示的曲线, 可以看出串联电容器补偿输电线的传输功率增加的百分率(与无补偿的输电线相比, $P_{rc}/P_{ro} = 1/(1-k)$) 仅与补偿度 k 有关而与 δ 无关, 而有静止同步串联补偿器 (SSSC) 的输电线最大传输功率增加的百分率 $P_{rq}/P_{ro} = 1 + V_{q*}/$

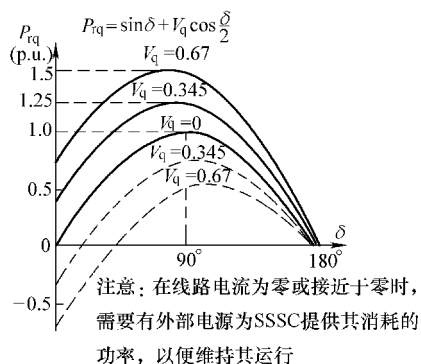


图 6-24 以电压源变流器串联补偿电压 V_q 为参变量的传输功率和输电功率角 δ 函数关系

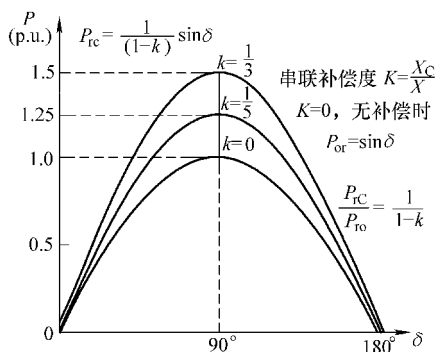


图 6-25 以串联电容的补偿度 k 为参变量的传输功率和输电功率角 δ 的函数关系

($2\sin\delta/2$)，不仅与补偿电压 V_{q*} 有关而且与 δ 有关。

在第5章中电压源型静止同步并联无功补偿器 STATCOM 输出的无功电流可为容性，也可为感性。与 STATCOM 类似，电压源型静止串联补偿器输出的电压可为容性，也可为感性 (V_q 可正、可负)。为了稳态和动态潮流控制的应用需要，静止同步串联补偿器 (SSSC) 与 STATCOM 一样，也可有 2 倍变流器额定容量宽度 (如从 $V_q = -0.7$ 到 $V_q = +0.7$) 的控制补偿范围。这意味着 SSSC 既可以减少又能增加相同的 (传输) 功率。只要简单地改变注入补偿电压的极性就可以满足要求。由图 6-23 可知，当 V_q 为图中所示正方向时，使电流 I 增大，图 6-24 或式 (6-13A) 中的 P_{rq} 也增大。若 V_q 为负值，即 $\dot{V}_q$ 反向时，则电流 I 减小， P_{rq} 减小。当 V_q 负值很大时，传输功率 P_q 可能变为负值，如图 6-24 中所示，就实现了传输功率的“潮流反转”。

除了有容性、感性双向补偿能力外，SSSC 的基本运行特性与串联电容器补偿主要的不同点是 SSSC 实际输出的是串联补偿电压而不是容抗，当然不会与线路电感形成串联谐振，因为 SSSC 插入线路的串联补偿电压由控制系统设置且可独立于输电线电流。

6.3.3 控制范围与额定容量

SSSC 可以独立于输电线的电流提供容性和感性补偿电压，但受 SSSC 中开关器件电压、电流额定值的限制，输电线电流变化时，SSSC 在电压补偿模式下可以维持到额定容性或感性补偿电压，电流的运行范围是 $0 \sim I_{qmax}$ ，如图 6-26 所示。SSSC 串联在线路中补偿的等效电抗 $X = V/I$ ，在电抗补偿模式下，SSSC 可被置于维持等效的最大容性或最大感性补偿电抗，直到输电线电流大到额定值，如图 6-27 所示。

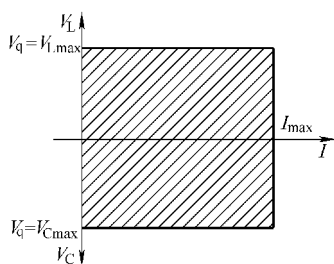


图 6-26 运行于电压控制模式时 SSSC 的 $V-I$ 特性

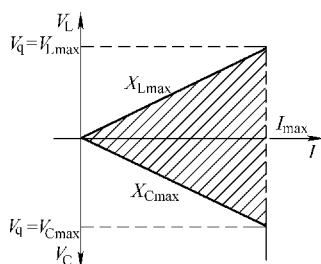


图 6-27 运行于电抗控制模式时 SSSC 的 $V-I$ 特性

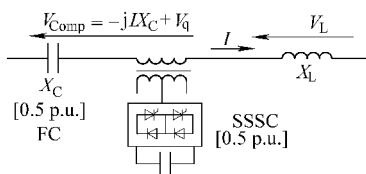


图 6-28 由 0.5p. u. 固定电容和 0.5p. u. 的 SSSC 组成的混合补偿方案

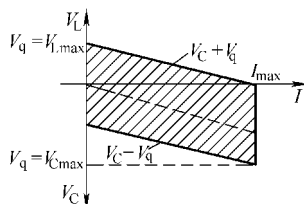


图 6-29 电压控制模式混合补偿时 $V-I$ 特性

由图 6-26 可见，SSSC 的 1.0 标幺额定容量可以覆盖 2.0 标幺值的补偿容量的控制范围，也就是说控制范围是 -1.0p. u (容性) 到 $+1.0\text{p. u}$ (感性) 补偿容量。在许多实际应用中，仅

需要容性串联补偿。在已经使用或规划使用串联电容器补偿的应用中,SSSC 与固定电容器 FC 综合使用的效果更好,成本更低。如图 6-28 所示,0.5p. u. 额定容量的 SSSC 与 0.5p. u. 额定容量的固定电容器 FC 组成一个可控的混合串联补偿,其最大补偿范围是 0~1.0 容性和 0~0.5 感性。(读者应注意到混合并联补偿是 ± 0.5 p. u. 容量的 STATCOM 与 0.5p. u. 容量的固定并联电容器并联,能实现 0~1.0 容性和 0~0.5 的感性补偿范围)。SSSC 加上 FC 的混合串联补偿系统工作在电压补偿模式时注入电压与输电线电流的特性关系如图 6-29 所示,阻抗补偿模式的特性关系如图 6-30 所示。

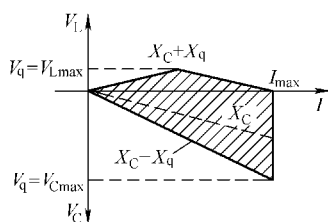


图 6-30 电抗控制模式混合补偿时 V - I 特性

6.3.4 提供有功补偿的能力

图 6-31a 中输电线路电阻为 R , 等效电抗为 X_{eff} , 线路阻抗角为 φ , $\text{tg}\varphi = X_{\text{eff}}/R$, 线路阻抗 $Z = \sqrt{R^2 + X_{\text{eff}}^2}$, 若线路末端电压 $\dot{V}_r$ 与首端电压 $\dot{V}_s$ 之间的相位差为 δ , 且在数值上 $V_r = V_s = V$, 由式(1-16C)、式(1-16D)、式(1-17C)、式(1-17D)可得线路首端有功功率为

$$P_s = \frac{V^2}{Z} [-\cos(\varphi_1 + \delta) + \cos\varphi_1] = 2 \frac{V^2}{Z} \sin\left(\frac{\delta}{2}\right) \sin\left(\varphi_1 + \frac{\delta}{2}\right) \quad (6-16A)$$

线路首端滞后无功功率为

$$Q_s = \frac{V^2}{Z} [-\sin(\varphi_1 + \delta) + \sin\varphi_1] = 2 \frac{V^2}{Z} \sin\left(\frac{\delta}{2}\right) \cos\left(\varphi_1 + \frac{\delta}{2}\right) \quad (6-16B)$$

线路末端有功功率为

$$P_r = \frac{V^2}{Z} [\cos(\varphi_1 - \delta) - \cos\varphi_1] = 2 \frac{V^2}{Z} \sin\left(\frac{\delta}{2}\right) \sin\left(\varphi_1 - \frac{\delta}{2}\right) \quad (6-16C)$$

线路末端滞后无功功率为

$$Q_r = \frac{V^2}{Z} [\sin(\varphi_1 - \delta) - \sin\varphi_1] = -\frac{V^2}{Z} \sin\left(\frac{\delta}{2}\right) \cos\left(\varphi_1 - \frac{\delta}{2}\right) \quad (6-16D)$$

Q_r 为负值, 表明线路末端电源 $\dot{V}_r$ 也必须向线路输出感性无功 $-Q_r$, 这时 $Q_s + (-Q_r)$ 共同向线路提供无功损耗 $I^2 X$ 。

线路有功损耗 $P_x = P_s - P_r = 2V^2 \cos\varphi_1 (1 - \cos\delta) / Z = I^2 R$

线路无功损耗 $Q_x = Q_s - Q_r = 2V^2 \sin\varphi_1 (1 - \cos\delta) / Z = I^2 X$

末端无功对有功功率的比值为

$$Q_r / P_r = 1 / \text{tg}(\varphi_1 - \delta/2) \quad (6-16E)$$

对于理想输电线路 $R = 0$, 线路阻抗角 $\varphi_1 = \arctan X_{\text{eff}}/R = 90^\circ$, 且 $P_r = \frac{V^2}{X} \sin\delta$, $\delta = \delta_m =$

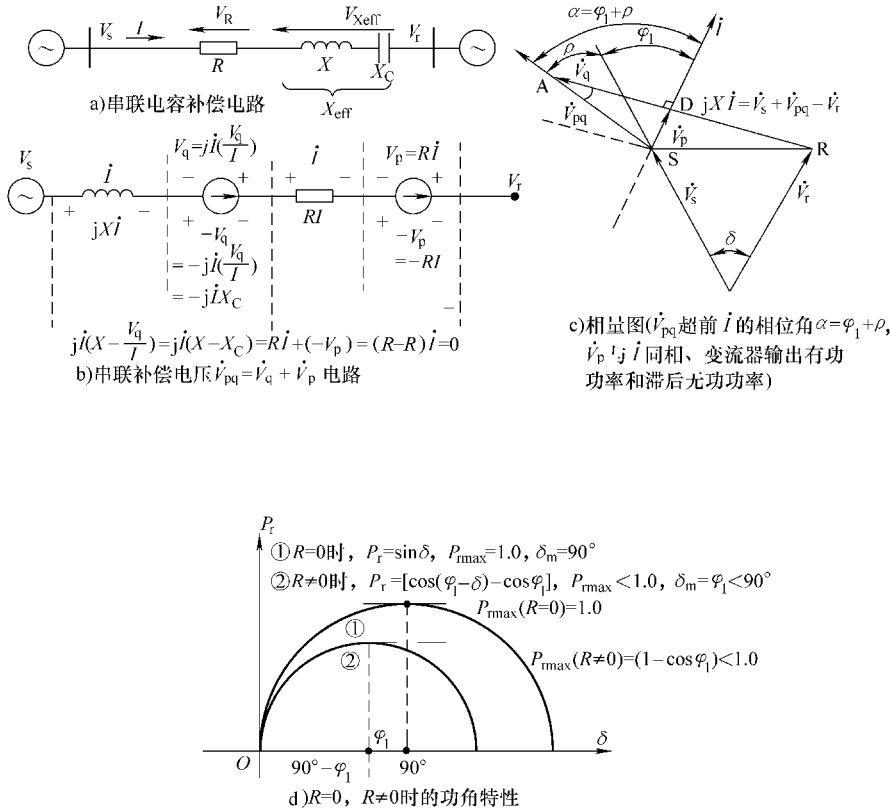


图 6-31 线路阻抗比对串联电容补偿增加功率传输量的限制

90° 时, 出现 $P_{\text{rmax}} = V^2/X$, 稳定运行区为 $\delta = 0 \rightarrow 90^\circ$ 。

对于实际线路 $R \neq 0$ 时, $\varphi_1 = \arctan(X_{\text{eff}}/R) < 90^\circ$, 由式(6-16C), 令 $\frac{dP_r}{d\delta} = 0$ 可求得出现最大 P_{rmax} 时的功率角 $\delta_m = \varphi_1 = \arctan(X_{\text{eff}}/R)$, 最大传输功率为

$$P_{\text{rmax}} = \frac{V^2}{Z} (1 - \cos \varphi_1) \quad (1-16F)$$

这时的最大无功功率为

$$Q_{\text{rmax}} = -\frac{V^2}{Z} \sin \varphi_1 \quad (1-16G)$$

稳定工作区为 $\delta = 0 \rightarrow \delta_m = \varphi_1 = \arctan(X_{\text{eff}}/R)$, 若线路电阻 R 大, X_{eff} 减小, 线路阻抗比 X_{eff}/R 减小, 则 $\varphi_1 = \arctan(X_{\text{eff}}/R)$ 减小, 输电系统传输特性全面变坏: 稳定运行区从 $\delta = 0 \sim 90^\circ$ 缩小变为 $\delta = 0 \rightarrow \varphi_1$, 最大传输功率 P_{rmax} 减小, Q_r 绝对值变大, 线路有功损耗增大, 传输单位有功所需的无功值 Q_r/P_r 增大。线路等效电阻 R 越小, 比值 X_{eff}/R 越大, φ_1 越大, 输电系统传输特性越好。图 6-31d 示出了 $R=0$ 和 $R \neq 0$ 时的功角特性。

在输电线路中串联电容器的功能是作为一个容性电抗, 仅能减小线路等效感性电抗或向电网提供容性无功功率, 而 SSSC 却不同, 通过控制注入电压的幅值及其与输电电流的相位角差的大小, 就可以与电网系统交换无功或/和有功功率或通过在路中注入补偿电压而

调控线路等效的电抗或/和电阻。当然, 交换有功需要在 SSSC 变流器的直流端有一个电源或适当的储能设备。

SSSC 与电网交换有功的能力有很大的应用潜能。一个重要的应用是通过向线路串联注入有功补偿电压 V_p 和无功补偿电压 V_q 可以同时补偿输电线路串联电阻和电抗, 以保持输电线路有等值较高的 X/R 比值, 改善输电特性。在许多应用中, 特别是 115kV, 230kV 和 340kV 电压等级的输电线, X/R 比值通常比较低(3~10), 采用高的串联容性补偿度会进一步减小 X/R 比值。理想的输电线 $R=0$, $X/R=\infty$, 线路阻抗角 $\varphi = \arctan(X/R) = 90^\circ$ 。若图 6-31a 中若无补偿输电线的 X/R 比值为 7.4, 线路阻抗角 $\varphi = 82.3^\circ$, 当增加串联容性补偿度为 50% 时, 等效电抗电阻比 $X_{\text{eff}}/R = (X - X_c)/R$ 将减小为 3.7, φ 角则减小到 74.9° 。串联电容补偿虽然减小了线路等效电抗但输电特性并不好。

图 6-31b、c 示出了在线路中引入串联同步补偿器 SSSC 补偿电压 $\dot{V}_{pq} = \dot{V}_q + \dot{V}_p$ 的等效电路和相量图。图中, φ_1 是 $\dot{I}$ 滞后 $\dot{V}_s$ 的相位角, $\dot{V}_q$ 与电流 $\dot{I}$ 正交, 与线路电抗电压降 $j\dot{I}X_L$ 同相, 类似于串联电容补偿线路电压降; 补偿电压 $\dot{V}_p$ 则与电路 $\dot{I}$ 同相, 与线路中电阻电压降 $\dot{I}R$ 同相, 可补偿线路电阻电压降。

在标幺制中取 $V^2/X=1$, 由式(6-16C)、式(6-16D)两式可得到用标幺值表示的首端 $\dot{V}_s$ 传输至末端的有功功率 P_r 、末端电源 $\dot{V}_r$ 提供给线路的滞后无功功率 Q_r 与传输角 δ 的特性。以比值 X_{eff}/R 为参数变量的函数关系曲线如图 6-32 所示(X_{eff}/R 分别为 ∞ 、7.4、3.7, 阻抗角 $\arctan\varphi = X_{\text{eff}}/R$, 阻抗 $Z = \sqrt{X_{\text{eff}}^2 + R^2}$)。

作为一个算例, 利用式(6-16)各式可计算四种工况下输电系统的运行特性 P_r 、 Q_r :

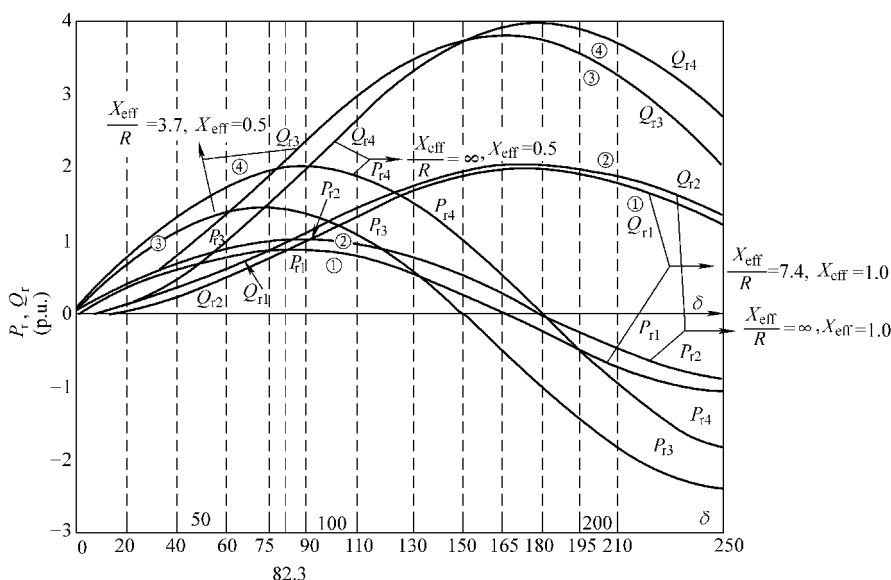


图 6-32 以线路阻抗比 X_{eff}/R 为参变量的有功功率 P_r 和无功功率 Q_r 与传输功率角 δ 的关系

1) 实际线路无任何补偿, 线路等效电抗 $X_{\text{eff}} = X$, 令 $X_{\text{eff}}/R = X/R = 7.4$, 阻抗角 $\varphi = 83.2^\circ$ 时的 P_{r1} 、 Q_{r1} , 如图 6-32 中曲线①所示。

2) 将实际线路看作 $R=0$ 的理想线路或引入 SSSC 通过补偿电压 V_p 引入有功阻性补偿, 将实际线路的电阻 R (电压降) 补偿为零, 实际线路电抗 X 不补偿, 即 $X_{\text{eff}} = X$, 使 $X_{\text{eff}}/R = \infty$, $\varphi = 90^\circ$ 时的 P_{r2} 、 Q_{r2} , 如图 6-32 中的曲线②所示。

3) 实际线路有无功功率补偿度 $k = X_c/X = 0.5$, $X_{\text{eff}} = X - X_c = (1 - k)X = 0.5X$, 线路无有功补偿, R 不变, $X_{\text{eff}}/R = 3.7$, $\varphi = 74.9^\circ$ 时的 P_{r3} 、 Q_{r3} , 如图 6-32 中的曲线③所示。

4) 线路有无功功率补偿, 补偿度 $k = 0.5$, $X_{\text{eff}} = 0.5X$, 同时又有有功补偿使等效 $R=0$, $X_{\text{eff}}/R = \infty$, $\varphi = 90^\circ$ 时的 P_{r4} 、 Q_{r4} , 如图 6-32 中的曲线④所示。

表 6-1 四种工况功率特性计算结果

工况	比值 X_{eff}/R	$\varphi = \arctan(X_{\text{eff}}/R)$ 稳定运行区	P_{rmax}	Q_{rmax}	$Q_{\text{rmax}}/P_{\text{rmax}}$
实际线路无补偿	$X_{\text{eff}}/R = 7.4$	$\delta_m = \varphi = 82.3^\circ$ $\delta = 0 - 82.3^\circ$	0.86	0.99	1.14
实际线路仅补偿电阻 $R=0$	$R=0$ $X_{\text{eff}}/R = \infty$	$\delta_m = \varphi = 90^\circ$ $\delta = 0 - 90^\circ$	1.0	1.0	1.0
实际线路仅补偿电抗 50%	$k = X_c/X = 0.5$ $X_{\text{eff}}/R = 3.7$	$\delta_m = \varphi = 74.9^\circ$ $\delta = 0 - 74.9^\circ$	1.43	1.866	1.3
同时补偿 $R=0$ 补偿电抗 50%	$R=0$ $X_{\text{eff}}/R = \infty$	$\delta_m = \varphi = 90^\circ$ $\delta = 0 - 90^\circ$	2.0	2.0	1.0

表 6-1 给出了图 6-32 中画出的四种工况下的功率特性 $P_r = f(\delta, \varphi_1)$ 、 $Q_r = f(\delta, \varphi_1)$ 和 $Q_{\text{rmax}}/P_{\text{rmax}}$ 的计算结果。数字结果是: 第一种情况未经补偿的实际输电线 $X/R = 7.4$, $\varphi = 82.3^\circ$, 由于 $R \neq 0$, $\varphi_1 \neq 90^\circ$ 使传输功率 P_{r1} 与理想输电线 P_{r2} (第二种情况 $X_{\text{eff}} = X$, $R=0$, 仅采用电阻补偿使 $\varphi_1 = 90^\circ$) 相比较, P_{r1} 的最大可能传输功率 $P_{r1\text{max}}$ 比 $P_{r2\text{max}}$ 下降约 14%, 比值 $Q_{\text{rmax}}/P_{\text{rmax}}$ 增大约 14%, $P_{r1\text{max}}$ 出现在 $\delta = 90^\circ - \varphi_1 = 82.3^\circ$ 处, 稳定工作区 ($dP_r/d\delta > 0$) 为 $\delta = 0 \sim 82.3^\circ$ 。第三种情况仅有串联电抗补偿, 补偿度 $k = 0.5$, 使 $X_{\text{eff}} = 0.5X$, $X_{\text{eff}}/R = 3.7$, φ_1 减小到 $\varphi_1 = 74.9^\circ$, R 仍为实际线路电阻, 这时最大传输功率 $P_{r3\text{max}}$ 出现在 $\delta_m = \varphi_1 = 74.9^\circ$ 处, 第三种工况 $X_{\text{eff}}/R = 3.7$, $P_{r3\text{max}}$ 较第一种工况 ($X_{\text{eff}}/R = 7.4$) 的 $P_{r1\text{max}}$ 要大 66%, 而比值 $Q_{\text{rmax}}/P_{\text{rmax}}$ 则上升约 15%, 稳定工作区为 $\delta = 0 \sim 74.9^\circ$ 。因此串联电容补偿, 即使将线路电抗减少一倍, $X_{\text{eff}} = 0.5X$, P_{rmax} 也不能增大一倍, 且稳定运行区从 $0 \sim 82.3^\circ$ 变小为 $0 \sim 74.9^\circ$ 。第四种工况同时补偿电阻和线路电抗, 使等效电阻 $R=0$, 线路电抗减半, 则稳定运行区为 $\delta = 0 \sim 90^\circ$, 同时 P_{rmax} 增大一倍, 且比值 $Q_{\text{rmax}}/P_{\text{rmax}} = 1$ 与理想输电线路相同。

因此, 补偿线路电抗 X 可增大传输功率 P_r 的最大值, 但使稳定运行区缩小, 且末端 $\dot{V}_r$ 也必须向线路供给较大的滞后无功。同时补偿线路电阻和电抗才能构成一个理想的输电系统, 获得优良的输电特性。

输电线路采用静止同步串联补偿器 (SSSC) 提供有功补偿可有效用于几条 X/R 比值不同的并行输电线, 通过平衡有功和无功潮流使循环功率最小。

为了能给输电线路提供有功补偿, 串联注入电压 $\dot{V}_{pq} = \dot{V}_q + \dot{V}_p$ 中, 必须有与线路电流同

相的有功补偿电压 $\dot{V}_p$, $\dot{V}_p$ 与电阻电压降 $\dot{I}R$ 大小相等、方向相反。 V_p 补偿电阻电压降使线路等效电阻为零, 这时开关型变流器的直流侧必须有直流电源, 使变流器通过在线路上注入有功补偿电压 $\dot{V}_p$ 补偿线路 R 的有功损耗。当然也可通过注入 $\dot{V}_p$ 与线路交换有功功率。

6.3.5 抑制次同步谐振

与阻抗型串联电容补偿器 TSSC 不同, 静止同步串联补偿器 SSSC 本质上是一个交流电压源, SSSC 的等效输出阻抗仅是一个很小的感抗。因此, 不会形成串联谐振回路, 即使输电系统出现了次同步谐振电压、电流分量, 由于 SSSC 能产生期望的指令补偿电压, 瞬时响应迅速, 也可以有效抑制常规串联电容补偿中可能产生的次同步谐振。

6.3.6 静止同步串联无功补偿器的内部控制和外部控制

1. 静止同步补偿器的内部控制

如果要求 SSSC 的控制功能是向线路串联注入无功补偿电压 V_q , 则静止同步串联补偿器的内部控制是: 按指令要求的串联无功补偿电压 V_{qref} (V_{qref} 与线路电流 $\dot{I}$ 正交) 产生一个合适的驱动信号, 控制变流器开关的导通和关断, 使变流器向输电线路输出的无功补偿电压 V_q 跟踪指令值 V_{qref} , 从而调控线路电压和潮流。SSSC 是一个同步电压源, 通过电压源型变换器实现其功能。从变流器功率电路和相关的内部控制观点看, 其基本控制原理与 STATCOM 类似。

SSSC 的控制可以分为直接控制和间接控制两种。直接控制型其直流电压固定为指令值不变, 其输出电压的大小和相角都直接通过开关器件适当的触发信号模式得到控制, 即直接改变输出波形(脉宽调制), 调控输出基波电压。图 6-35 所示是一个直接控制型内部控制功能框图。间接控制型的内部控制功能框图如图 6-34 所示, 间接控制型其输出电压的波形形状不变(如脉宽不变, 输出电压的大小与变流器直流侧端电压保持固定的比例), 通过调控输出电压 $\dot{V}_{pq}$ 与线路电流 $\dot{I}$ 之间的相位差, 改变输出电压 $\dot{V}_{pq}$ 的相位, 从而改变从电网流入变流器的有功功率对直流电容的充放电, 改变直流电压 V_d , 从而间接调整变流器输出的串联补偿电压跟踪指令值。

(1) 采用间接控制的 SSSC 内部控制原理

SSSC 仅用于向线路提供串联无功补偿(或线路电抗补偿)时, 变流器直流侧不需直流电源, 仅接入适当的储能平波电容即可。这时, 为了稳定直流电压 V_{dc} , 必须由线路向变流器注入一定的有功功率平衡变流器的功耗。图 6-33 是 SSSC 主电路和相量图。在图 6-33c 中, 令补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 超前电流 $\dot{I}$ 的相位角 $\alpha = 90^\circ + \Delta\alpha$, $\Delta\alpha > 0$, $\alpha > 90^\circ$ 。补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ ($\vec{SA}$) 除含有无功补偿电压 $V_q = V_{pq} \cos \Delta\alpha$ 外, 还应有一个数值不大的有功电压 $\dot{V}_p = V_{pq} \sin \Delta\alpha$, $\dot{V}_p$ 与 $\dot{I}$ 反相, 使变流器向线路注入的功率 $P = -V_p I$, 即线路向变流器提供正有功功率 $P + = -P = V_p I = IV_{pq} \sin \Delta\alpha$ 用于补偿变流器运行时的功耗, 并对图 6-22a 中变流器直流电容充电。

图 6-34 是 SSSC 采用间接控制的一种内部控制原理框图。在图 6-34 中实现内部控制的策略是固定变流器开关管脉宽不变, 其交流输出电压 V_{pq} 仅与直流电压 V_{dc} 成正比(即 $V_{pq} =$

kV_{dc}), 当要求调控无功补偿电压 V_q 时, 只需通过闭环控制改变图 6-33c 中 $\dot{V}_{pq}$ 与电流 $\dot{i}$ 之间的相位差 $\alpha = 90^\circ + \Delta\alpha$ 即可。当 $\Delta\alpha = 0$ 时, $\dot{V}_{pq}$ 超前 $\dot{i}$ 90° , $\dot{V}_{pq} = \dot{V}_q$, $\dot{V}_p = 0$, 仅有容性无功补偿如图 6-33b 所示; 当 $\Delta\alpha > 0$ 时, $\dot{V}_p$ 与电流 $\dot{i}$ 反相, 电网线路向变流器输入正有功功率。在图 6-34 中, 当 $V_q < |V_{qref}|$ 时, $\Delta\alpha$ 增大使图 6-33c 和图 6-34 中 $\dot{V}_{pq}$ 的相位角 $\theta_{pq} = \Delta\alpha + \theta = 90^\circ + \Delta\alpha + \theta_i$ 增大, $\dot{V}_p$ 增大, 输入的正有功功率 $P_+ = IkV_{dc}\sin\Delta\alpha$ 增大, 使图 6-22a 中电容 C 充电, 变流器直流电压 V_{dc} 升高, $V_{pq} = k \cdot V_{dc}$ 升高, $V_q = kV_{dc}\cos\Delta\alpha$ 也随之增大, 则 SSSC 向电网线路输出的串联感性(滞后)无功功率越大。因此调控 $\Delta\alpha$, 改变 $\dot{V}_{pq}$ 的相位角可使变流器在指令电压下运行 $V_q = V_{qref}$, 同时 V_{dc} 又在一个与 $V_q = V_{qref}$ 相对应的直流电压下稳定运行。

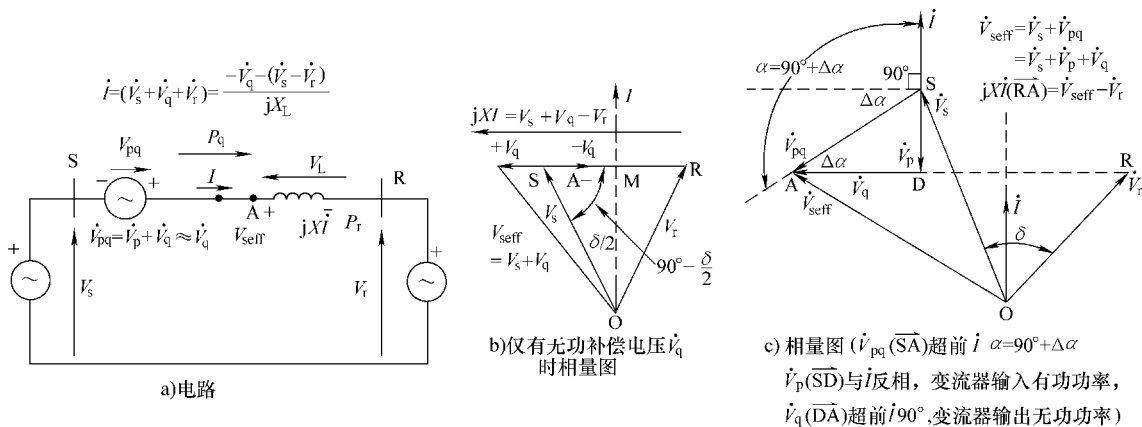


图 6-33 SSSC 主电路和相量图

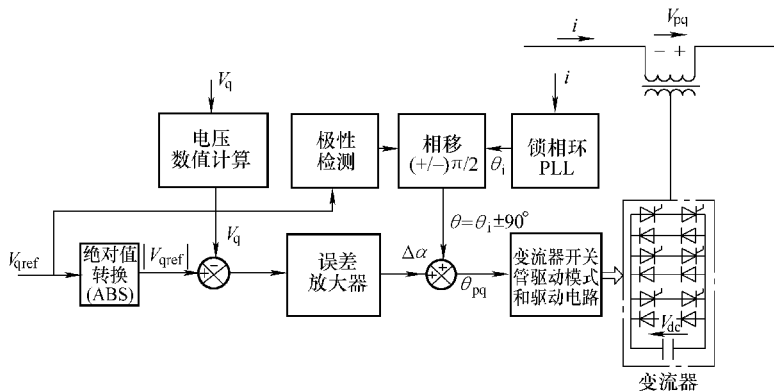


图 6-34 采用间接控制的 SSSC 内部控制原理图

图 6-34 内部控制的输入有输电线电流 i 、变流器向系统注入的无功补偿电压 V_q 的检测值及指令参考值 V_{qref} (设定值)。基于图 6-33c 的 $\dot{V}_{pq}$ 与 $\dot{i}$ 的相量关系, 通过一个锁相环得到线路电流的相位角 θ_i , 再移相提供超前或滞后电流 $\dot{i}$ 90° 的同步相位角 $\theta = \theta_i \pm 90^\circ$, 去控制补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 与输电线电流 $\dot{i}$ 同步。由图 6-34 可得到图 6-33c 中 $\dot{V}_{pq}$ 的相位指令角 $\theta_{pq} = \pm 90^\circ + \Delta\alpha + \theta_i$, θ_i 为电流 $\dot{i}$ 的相位角。变流器工作时输出电压 V_q 极性取决于参考电压 V_{qref} 是正

值(容性)还是负值(感性)。图 6-34 中补偿电压 V_q 通过一个简单的闭环进行控制: 参考电压 V_{qref} 的绝对值与实际运行中变流器注入线路的补偿电压的测量值 V_q 进行比较, 其差值通过误差放大器放大得到 $\Delta\alpha$, $\Delta\alpha$ 作为补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 的同步信号角 θ_{pq} 的校正角, 如果误差放大器为 PI 型放大器 $\Delta\alpha = \alpha_0 + k_1(V_{qref} - V_q) + k_2 \int_0^t (V_{qref} - V_q) dt$, 则当 $V_q < |V_{qref}|$ 时, $\Delta\alpha$ 将增大, 反之则减小, 直到 $V_q = V_{qref}$ 为止。得到 $\Delta\alpha$ 以后, 再与同步信号相位角 θ 相加, 形成变流器开关管的驱动信号, 根据补偿电压指令值 V_{qref} 的正、负, 作极性检测, 若要求 SSSC 电压 V_q 能补偿线路电抗电压降, V_q 为正, 移相信号应取 $+\pi/2$, 图 6-33c 中的 V_q 就相当于一个电容电压; 反之, 若要求补偿电压 V_q 等效于增大线路电抗电压降, 则应取 $-\pi/2$ 。在图 6-33c 中, 补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 相对于输电线电流 $\dot{I}$ 的超前相位是 $\alpha = 90^\circ + \Delta\alpha$, 正是有这个相位校正角 $\Delta\alpha$, 有功补偿电压 $V_p = V_{pq} \cos(90^\circ + \Delta\alpha) = -kV_{dc} \sin\Delta\alpha$, 使 SSSC 向交流电网输出的有功功率 P 改变, $P = V_{pq} I \cos(90^\circ + \Delta\alpha) = -kV_{dc} \sin\Delta\alpha I = -V_p I$, SSSC 从电网输入有功功率 $P + = -P = V_p I = kV_{dc} I \sin\Delta\alpha$, 稳态运行时从电网输入的这个有功功率与 SSSC 运行时其功耗相平衡。串联无功补偿器实际运行中, 有功功率 $P + = IV_p$ 远小于无功功率 $Q = IV_q$, 即 $V_p \ll V_q$ 。因此图 6-33c 中的 $\Delta\alpha$ 很小, 使 $\sin\Delta\alpha \approx 0$, $\cos\Delta\alpha \approx 1$ 。图 6-34 中当运行中 $V_q < |V_{qref}|$ 使 $\Delta\alpha$ 增大时, 输入的有功也会增大, 则从电网输入的有功功率除供给变流器的功耗外剩余的就会给图 6-22a 中交流器的直流电容器充电, 使 V_{dc} 升高。由于图 6-33c 中, $V_q = V_{pq} \sin(90^\circ + \Delta\alpha) = kV_{dc} \cos\Delta\alpha \approx kV_{dc}$, $V_q < |V_{qref}|$ 时 $\Delta\alpha$ 增大少许, $P +$ 就能使 V_{dc} 快速增大许多, V_q 会随 V_{dc} 成正比地增大, 直到 $V_q = V_{qref}$; 当 $V_q > |V_{qref}|$ 时, $\Delta\alpha$ 减小使电网输入的有功功率减小到小于变流器的功耗时, 电容 C 就放电, 使 V_{dc} 减小, V_q 随之减小, 直到 $V_q = V_{qref}$ 。图 6-34 和图 6-33c 中送入变流器驱动电路的相位角 $\theta_{pq} = \theta + \Delta\alpha = \theta_i \pm 90^\circ + \Delta\alpha$, 其中的 $\Delta\alpha$ 除对应变流器的功耗外, 还参与电容器电压 V_{dc} 的调控和电容与交流电网之间的有功功率交换, 调控 $\Delta\alpha$ 能使直流电容器的电压 V_{dc} 升高或降低, 从而使采用间接补偿控制的变流器输出的补偿电压的幅值变化。一旦 $V_q = V_{qref}$, 即 V_q 达到期望值, $\Delta\alpha$ 固定不变。由于 SSSC 运行时的有功功耗远小于输出的无功功率, 故 SSSC 正常稳态运行时仅保持很小的静态相位差 $\Delta\alpha$, 便可从交流系统吸收有功功率补充变流器的运行损耗。

间接控制型变流器产生的输出电压大小靠调节直流电压 V_{dc} 而改变, 而输出波形脉宽不变, 故实为脉冲幅值调制 PAM, 而不是 V_{dc} 恒定为指令值不变、直接控制脉宽的脉冲宽度调制 PWM 控制。

(2) 采用直接控制的 SSSC 内部控制原理

直接控制是指固定 V_{dc} 为指令值不变, 依靠调节变流器输出电压波形的脉宽, 即调控输出电压基波值与 V_{dc} 的变压比 $M (M = V_1/V_{dc})$ 来调控输出电压。

为提高输出电压, 变流器可采用二极管钳位式三电平电路。图 6-35 是静止同步串联补偿器 SSSC 采用直接控制的一种内部控制原理框图, 图中虚线所示的 V_{Pref} 是串联有功电压补偿指令参考值, 如果变流器直流侧配备适当的直流电源 V_{dc} , 则可以同时提供无功、有功(功率)补偿。图中通过锁相环完成与输电线电流的同步控制, 仅检测 θ_i 而再移相 90° , 由 α^* 、 V_p^* 、 V_q^* 计算确定。控制系统输出三相三电平变流器所需的 12 个开关管的驱动指令。

在图 6-35 所示的控制结构中, 其运行工况控制来自三个参考信号: ① V_{qref} , 它是串联无

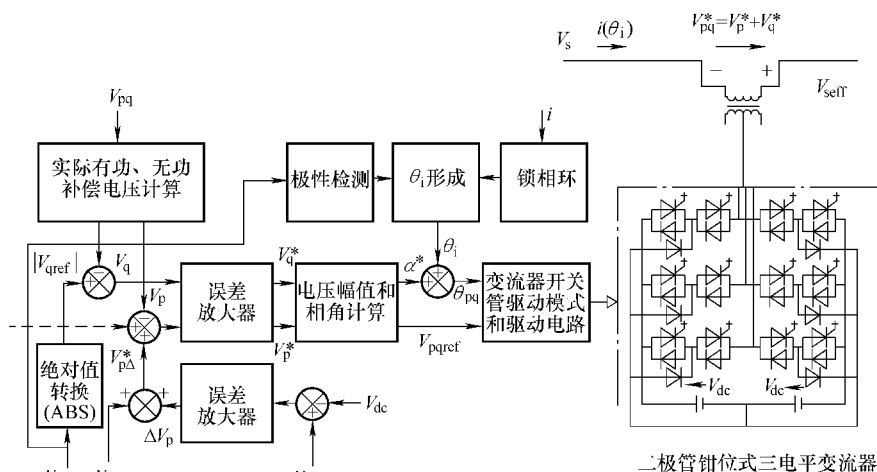


图 6-35 采用直接控制的 SSSC 内部控制原理图

功补偿电压的指令参考值；② V_{pref} 是串联有功补偿电压的指令参考值；③ V_{dcref} 它是直流电容器的指令电压。图 6-35 中将外部无功补偿电压指令 V_{qref} 的绝对值与实际无功补偿电压的检测值 V_q 比较后送入误差放大器，得到内部无功补偿电压指令值 V_q^* ；将直流电容电压指令值 V_{dcref} 与其实际值 V_{dc} 比较后经误差放大器得到有功补偿电压的校正增量 ΔV_p 。 ΔV_p 的功能是运行中当 $V_{dc} \neq V_{dcref}$ 时，为了使 V_{dc} 跟踪 V_{dcref} 所必需的有功补偿电压增量。将 ΔV_p 与外部有功补偿电压指令 V_{pref} 相加，（仅补偿无功时， $V_{pref} = 0$ ），作为校正后的外部有功补偿电压指令 $V_{p\Delta}^*$ ，再与实际检测到的有功补偿电压 V_p 比较，经误差放大器后形成内部有功补偿电压 V_p^* 。再由 V_p^* 、 V_q^* 计算出变流器应输出的补偿电压幅值指令 V_p^* 和 V_q^* 超前 $\dot{i}$ 的相角指令 α^* ， $\tan \alpha^* = V_q^* / V_p^*$ ， $V_{pqref} = \sqrt{V_q^{*2} + V_p^{*2}}$ 。图 6-35 中锁相环检测运行中线路电流的相位角 θ_i ，根据图 6-33c 的相量关系， $\dot{V}_{pq}$ 超前线路电流 $\dot{i}$ 的相位角为 α ，将 θ_i 与 α^* 相加，得到补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 的相位角 $\theta_{pq} = \theta_i + \alpha^*$ 。补偿电压的大小 V_{pq}^* 和角度 θ_{pq} 用于产生变流器开关管的驱动信号。这种类型的控制，只要有足够的闭环带宽和合适的瞬时电压相量信号处理，当输电线路电流中出现次同步分量和随之出现的直流电容器电压扰动时，能够维持与电网频率相同的正弦补偿电压。读者应该注意到：如果只要求从电网输入一点有功功率平衡 SSSC 运行时的功耗，而不要求 SSSC 与电网交换有功功率或不需要 SSSC 具有电阻性线路补偿功能，则图 6-35 中 $V_{pref} = 0$ 。这时，稳态时相角 α^* 略大于 90° ，电网线路向变流器输入的数值不大的有功功率确保从交流电网吸收能量补偿变流器的损耗，稳定直流电压为指令值 V_{dcref} 。

2. 静止同步串联无功补偿 SSSC 的外部控制

SSSC 的外部控制指的是根据对 SSSC 需要具备的各种功能，综合形成一个对 SSSC 的补偿电压指令 V_{pqref} 。再由前述内部控制电路环节，使 SSSC 输出的 V_{pq} 跟踪 V_{pqref} ，实现外部对 SSSC 要求的各种功能。

串联无功补偿的主要功能是潮流控制，这能直接控制线路电流或者线路传输功率实现，也可通过控制容性或感性补偿电抗，或输出的容性或感性补偿电压 V_q ，间接实现潮流控制。直接潮流闭环控制方式具有维持线路传输功率的优点，但是在一些网络紧急事故下，定功率

控制也许是不可能的或者不希望的。由于这个原因, 在一些应用中, 从运行的角度看, 维持线路阻抗(或电压)控制也许更好。为了避免功率过快地变化引起相应的功率振荡和其他对交流系统稳定的影响, 潮流的闭环控制通常运行在慢调节状态。

改善暂态(第一次摇摆)和动态(动态振荡)稳定性等运行功能要求也可包括在串联补偿的外部控制中。改善暂态稳定性用于提高系统抗大扰动的能力, 需要将测量或预估的发电机在大扰动后第一摇摆持续期间需要的最大容性补偿(获得最大的传输功率)作为内部控制的参考输入信号。

典型的功率低频振荡频率为 $0.2 \sim 2\text{Hz}$ 。为了提高阻尼, 外部控制需要提供一个可变的参考输入信号, 用它来调节串联补偿的输出, 从而在发电机加速时增加线路的传输功率, 在发电机减速时减小线路传输功率。

如果线路上有一定数量的不可控串联电容器, 则可通过一个可控串联补偿器来改善次同步振荡阻尼。为了阻尼次同步振荡(SSR), 外部控制需要产生可变参考输入, 它反映受影响的发电机的转矩速度变化, 通过调节串联补偿的输出, 从而抑制次同步振荡和发电机转矩变化。所需的参考输入可以直接来自转矩速度变化, 或者来自系统频率变化和线路电压、电流变化。为了有效阻尼次同步振荡, 串联补偿需要相当宽范围的频带。

外部控制最一般化的结构如图 6-36 所示。其主要潮流控制通过一个慢速闭环控制执行, 该慢速闭环控制的参考输入是所需要的补偿电抗指令值 X_{pqref} 或补偿电压指令 V_{pqref} 和补偿电流指令 I_{ref} 或功率指令 P_{ref} 。相应的网络变量为 X_{pq} (或 V_{pq}), 和 I (或 P), 通过电压和电流检测、处理并与参考值输入比较、得到 PI 控制器的输入量, 再由 PI 控制器的输出提供内部控制的参考输入 V_{pq}^* (即图 6-35 中的 V_{qref} , V_{pref} , 图 6-34 中的 V_{qref}) 或 X_{pqref} 。

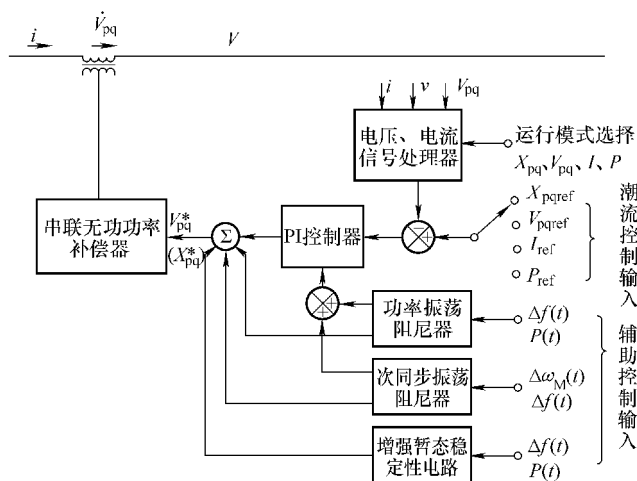


图 6-36 SSSC 的外部(系统)控制框图

用来改善暂态稳定性、动态稳定性和阻尼系统振荡的辅助控制信号来自相关的系统变量, 如系统频率变化 Δf 、潮流变化。对次同步振荡阻尼来说, 辅助控制信号来自发电机转子摇摆速度的变化 $\Delta\omega_M$ 和频率变化 Δf 。图 6-36 中为了避免 PI 控制器响应的延迟, 应将要求快速响应的增强暂态稳定性的控制输出信号直接加在 PI 控制器的输出端, 直接参与形成 V_{pq}^* (X_{pq}^*) 指令。一定阻尼振荡的输出指令也直接参与形成 V_{pq}^* (X_{pq}^*) 指令, 以应对系统对快速阻尼的要求。此外, 在特殊的系统紧急情况下, 为了避免出现相互有矛盾的参考输入要求, 维持合适的运行点, 辅助控制回路也应能控制或约束主要的潮流调节控制环的运行。

6.3.7 动态电压恢复器(DVR)

电力系统运行中, 大型冲击性负荷的投入和切除、电源工况的突变、操作失误、雷击事

故等,都可能引发电网电压短时急剧突变,而系统电压短时的大幅跌落也危害电力设备的安全运行,甚至损坏设备,中断电力供应。全世界各电网中这类事故频频发生,导致了电网和用户大量经济损失。由以上各节介绍的全控型开关变流器构成的电压源型静止同步串联补偿器(SSSC)的工作原理和功能可知,这种串联接入输电线路中的电压补偿器,可以快速响应运行指令要求,实时地输出与电网同步的指令所要求的任意波形、数值的电压,将此补偿电压串联注入线路当然也能补偿电网电压的冲击性突变。如能实时、精确检测电网电压瞬时值,基于一定的网络数学模型和控制策略,分析、计算、判断和预估系统电压后续变化规律,必要时再实时校正控制策略,调制变流器的开关器件的通断状态,就可能使全控型开关变流器注入线路的串联补偿电压的波形、数值,实时补偿电网电压的动态扰动。这种以补偿电力系统动态电压扰动为控制目标的全控型开关变流器被称为动态电压恢复器。

6.4 开关变流器型与可控阻抗型串联补偿装置的对比

SSSC 是一种电压源变流器型的串联补偿装置,而 TSSC、TCSC 和 GCSC 是可控电抗型串联补偿装置,这两类补偿装置都能够提供有效的潮流控制,但是它们的运行方式和控制特性有很大不同。它们不同之处与补偿装置的不同功率回路的内部特点有关,SSSC 的电压源能提供一些内在特有的补偿能力和功能。两种不同类型串补的不同特点归纳如下:

1) SSSC 能产生一可控的不依赖于线路电流的感性或容性电压,而 GCSC 和 TSSC 在给定的控制范围内提供的补偿电压与线路电流成比例,即补偿电压依赖于线路电流。

2) SSSC 能够与储能装置接口,既可以向系统提供无功补偿又可以提供有功补偿,能够维持线路的 X/R 为高比值,而可控阻抗型串联补偿只能与线路交换无功,不能交换有功。

3) SSSC 通过调节无功补偿来增加或减少传输功率,并能同时向线路注入一个虚拟的正电阻(或负电阻)来吸收(或发出)有功功率,因而 SSSC 可以更有效地抑制系统的功率振荡,而可控阻抗型的串联补偿只能通过调节无功补偿来阻尼系统的功率振荡。

4) TSSC 和 TCSC 采用传统的晶闸管控制,晶闸管是一种工作可靠的功率半导体开关器件,额定电压和电流很高,抗冲击电流能力强,但若相控就会向系统注入低阶次谐波,调控过程也比 SSSC 缓慢。GCSC 运行中也同样有谐波注入问题。理想的 SSSC 在基波频率下可产生纯正弦的交流补偿电压,无谐波注入问题。特性为电压源的 SSSC 不会与感性线路共振激发次同步振荡。

5) TSSC、TCSC、GCSC 可直接和较高电压等级的输电线路耦合,这当然会使绝缘性能要求很高。而 SSSC 通过耦合变压器串联接入线路,SSSC 对绝缘要求相对要低。

6) 两种类型补偿装置的损耗特性也有差别。在零补偿时,线路电流流过所有补偿装置的半导体器件,器件的通态损耗与电流成正比、电抗器和变压器的损耗与运行工况有关,在额定线路电流时,这些损耗大约是 TSSC 和 TCSC 额定无功输出的 0.5%,是 GCSC 和 SSSC 的 0.7%~0.9%。在电容器全通不受控时,TSSC、TCSC 和 GCSC 中的半导体器件阻断的损耗非常低,在可控补偿电压模式下,损耗是线路电流的函数,对于 TSSC 最大损耗约为 0.3%,TCSC 约为 0.4%,GCSC 约为 0.6%,而 SSSC 损耗与线路电流成正比,最大约为 0.9%。

6.5 晶闸管控制的电压与相角调节器(TCVR, TCPAR)

在输电线路串联接入一个与电网电压同步的补偿电压 ΔV_c , 改变补偿电压的大小或方向可以调控线路末端的电压幅值或相位。如果 ΔV_c 与电网电压同相, 仅改变电压的大小, 则称之为电压调节器; 如果 ΔV_c 与电网电压正交, 或者能改变电网电压相位, 则称之为相角调节器。实现串联式电压和相位调节, 既可采用晶闸管(或机械开关)控制变压器抽头电压实现(TCVR、TVPAR), 又可采用全控型开关变流器(基于逆变器的电压和相角调节器)实现。

在采用改变变压器抽头从而改变变压器向电网线路串联注入正交电压(与电网电压相差 90°)的控制系统中, 机械式相角调节器(PAR)与移相变压器(PST)早在 1930 年就已经用于潮流控制和提高传输线路的利用率。通过改变变压器绕组抽头接点注入同相电压来改变线路电压大小可实现无功潮流控制, 而要控制有功潮流则需通过移相变压器注入正交电压或改变电压相位来实现, 联合控制可使有功和无功潮流能够同时控制。因此, 相角调节器可以更有效地用来改变电流的流向和缓解互联系统中的环流问题, 改进与平衡互联系统中各线路的负载传输量。

基于快速电力电子器件的电压幅值和电压相角调节器除了稳态的电压和潮流控制外, 还可用于处理系统动态问题。它的潜在应用领域包含: 改进系统暂态性能、抑制系统振荡和减小由过负荷引起的扰动和电压下降。而靠改变变压器分接头接点的电压幅值和相位角调节器只能实现电压调控, 它本身缺乏提供(或吸收)无功的能力。

6.5.1 电压与相角调节器的基本原理

电压与相角调节器的基本构想是采用能提供同相电压、正交电压的元件来调节端点(母线)电压达到所要求的幅值和相角。电压调节器理论上可以提供同相电压 $\pm V_c$, 如图 6-37a 所示。通过变压器在线路上串联注入同向或反向交流电压, 可由图 6-37b 所示的电路来实现。三相自耦变压器的全部绕组接在电网电压上, 可由分接头调节的部分电压给主变压器一次绕组提供合适的电压, 然后由主变压器二次绕组把同相的电压 $\pm \Delta V$ 电压注入到交流线路中。从原理上, 它可以提供与相电压同相的注入电压 $\pm \Delta V_A$ 、 $\pm \Delta V_B$ 和 $\pm \Delta V_C$, 其相量图如图 6-37c 所示。有电压调节器使线路首端电压增大一个同相电压 $\pm \Delta V$ 后, 并不改变输电线路首端电压 $\dot{V}_s \pm \Delta \dot{V}$ 的相位, 线路首端电压相位与末端电压 $\dot{V}_r$ 之间的相位差仍为 δ 。因此, 有同相电压 ΔV 补偿后线路传输功率 P_r 、 Q_r 及功率增量 ΔP_r 、 ΔQ_r 为

$$P_r = P_{r0} + \Delta P_r = \frac{V_r(V_s \pm \Delta V)}{X} \sin \delta = \frac{V_r V_s}{X} \sin \delta \pm \frac{V_r \Delta V}{X} \sin \delta \quad (6-17A)$$

$$Q_r = Q_{r0} + \Delta Q_r = \frac{V_r[(V_s + \Delta V) \cos \delta - V_r]}{X} = \frac{V_r V_s}{X} [\cos \delta - V_r] \pm \frac{V_r \Delta V}{X} \cos \delta \quad (6-17B)$$

$$P_{r0} = \frac{V_r V_s}{X} \sin \delta \quad \Delta P_r = \pm \frac{V_r \Delta V}{X} \sin \delta \quad (6-17C)$$

$$Q_{r0} = \frac{V_r [V_s \cos \delta - V_r]}{X} \quad \Delta Q_r = \pm \frac{V_r \Delta V}{X} \cos \delta \quad (6-17D)$$

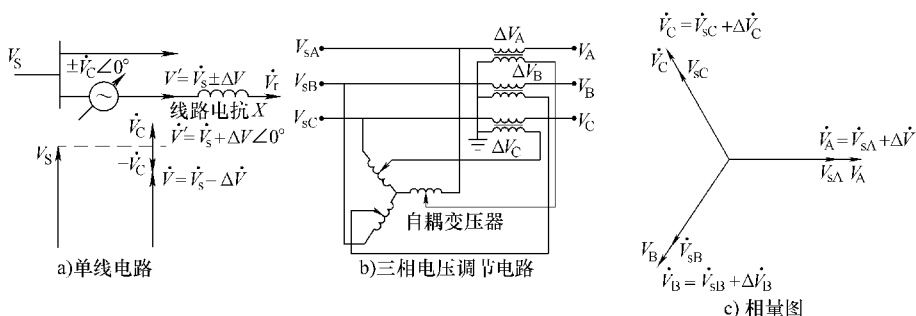


图 6-37 电压调节器 (TCVR) 的概念及其实现 (A 相补偿电压 ΔV_{Ca} 与 $\dot{V}_A$ 同相)

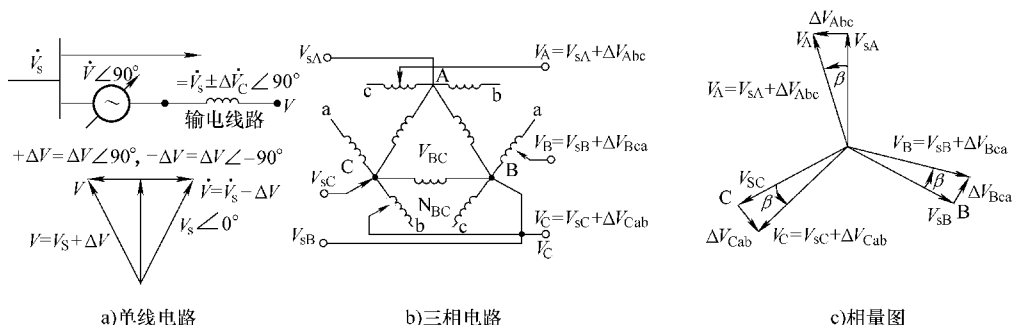


图 6-38 相角调节器 (PAR) 的概念及其实现 (A 相补偿电压 ΔV_{CBc} 与 $\dot{V}_A$ 正交)

图 6-38a 通过注入数值为 ΔV 、相位与电网电压 $\dot{V}_s$ 相差为 90° 的电压 $\Delta V \angle 90^\circ$ ，该注入电压 $\Delta \dot{V}$ 能实现调节系统电压的相角。实现相角调节的可行的电路如图 6-38b 所示。图 6-38b 中，变压器一次绕组 N_{BC} 接在线电压 V_{BC} 上，其对应的二次绕组 N_{bc} 的电压 $\Delta \dot{V}_{Abc}$ 与 $\dot{V}_{BC}$ 同相，因此线路 A 相的补偿电压 $\Delta \dot{V}_{Abc}$ 与一次线电压 V_{BC} 同相， ΔV_{Abc} 与电源 A 相电压 $\dot{V}_A$ 相差 90° ，如图 6-38c 所示。补偿后的 A 相电压 $\dot{V}_A = \dot{V}_{sA} + \Delta \dot{V}_{Abc}$ 可实现相位角移动补偿。在这种相位角补偿时，例如 A 相补偿前的电压是 $|\dot{V}_{sA}|$ ，补偿后的电压 $\dot{V}_A$ 为 $|\dot{V}_{sA} + \Delta \dot{V}_{Abc}| > |\dot{V}_{sA}|$ ，补偿后系统的电压幅值会随之略有增大，所以这种相位角调节器只能称为略有升压的相角调节器。

图 6-39a 为采用隔离变压器的相角调节器，与图 6-38 类似，在移相的同时，电压也稍有增加。相位调节器也可采用图 6-39b 所示的比较复杂的绕组结构来实现移相前后系统电压大小不受相位调节的影响。如图 6-39b 中 C 相的补偿电压为 $\dot{V}_{56}$ 与电源变压器绕组电压 V_{AoBo} 同相，即 C 相补偿电压 $\dot{V}_{56}$ 与 A、B 线电压 $\dot{V}_{AoBo}$ 同相，与 C 相电压 $\dot{V}_{Co}$ 正交。 A_0 、 B_0 两点为 A 相、B 相补偿绕组 1、2 和 3、4 的中点，C 相补偿前后的电压 $\dot{V}_{sc}$ 、 $\dot{V}_c$ 两者相差 β 角。图 6-39b 中， $\dot{V}_{sc} = \dot{V}_{co} - \dot{V}_{56}/2$ ， $\dot{V}_c = \dot{V}_{co} + \dot{V}_{56}/2$ ，绝对值 $V_{sc} = V_c$ ，因此图 6-39b 实现了仅移相而不改变电压大小。不过从结构相对简单考虑，在常用的相移系统中一般还是多采用图 6-

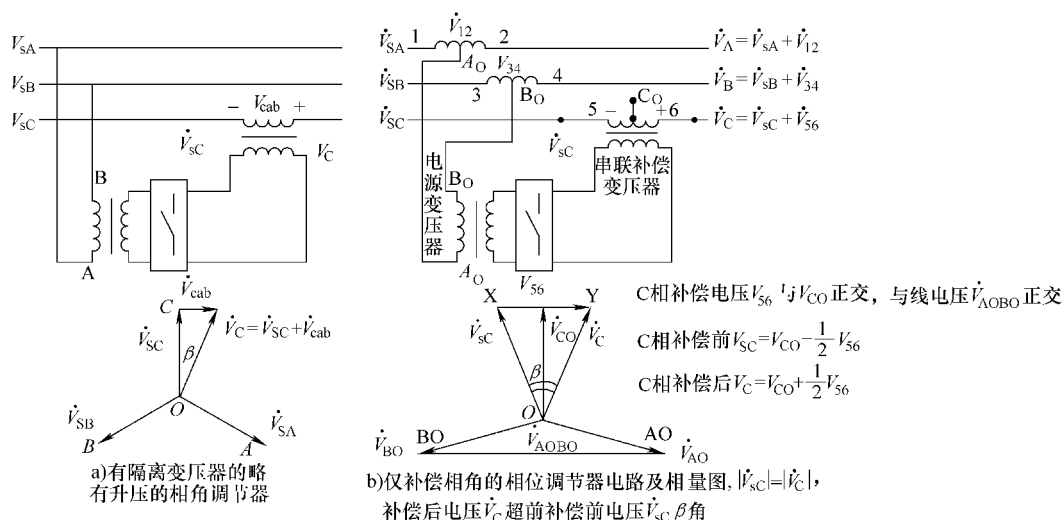


图 6-39 两种晶闸管控制的相角调节器(TCPAR)电路

39a 或图 6-38 所示的可产生 90° 相差电压的升压移相器(QBT)。

6.5.2 采用相角调节器的潮流控制

在通常的自然传输相位角 δ 运行时, 线路潮流一般不能获得潮流优化。例如, 发生下面情况时, 潮流传输就不能优化: 当两条并联的线路电气长度不相等, 或首、末两端母线电压的相角差不能使潮流按照预期的潮流运行时。在这些情况下, 就需要应用相角调节器。采用相角调节的潮流控制的基本思想如图 6-40a 所示。在通常的双端电源系统模型下, 在首端电源 $\dot{V}_s$ 与传输线首端之间插入相位角调节器进行潮流控制。相角调节器串联接入的电压源是幅值、相位都可调的基频电压源 $\dot{V}_\beta$, 因而, 线路首端有效传输电压 V_{seff} 是送端母线电压 V_s 与相位调节器提供的电压 V_β 之和, 如图 6-40a 和 b 所示。对于理想的相位调节器(补偿前、后电压幅值相等, $V_s = V_{\text{seff}} = V$), 只要相位调节器输出电压的幅值 V_β 与其移相相位 β 角的函数关系保持为

$$V_\beta = 2V \sin(\beta/2) \quad (6-18A)$$

$$\beta = 2 \arcsin(V_\beta/2V) \quad (6-18B)$$

则可确保有效的发送电压 V_{seff} 的幅值与 V_s 相同。

$$V_{\text{seff}}(+\beta) = V_{\text{seff}}(-\beta) = |V_s| = |V_r| = |V| \quad (6-18C)$$

当相角调节装置按照式(6-18)进行相角调节, 则有效发送电压 V_{seff} 与受端电压 $|V_r|$ 的相位差为 $\delta - \beta$, 传输的有功功率 P_r 和线路末端点的感性无功功率 Q_r 可以简单地由式(1-8)和式(1-9C)令 $E = V$, 用 $\delta + \beta$ 代替 δ 得到。

$$P_r = \frac{V^2}{X} \sin(\delta + \beta) \quad (6-19A)$$

$$Q_r = \frac{V^2}{X} \{ \cos(\delta + \beta) - 1 \} \quad (6-19B)$$

$$P_{ro} = \frac{V^2}{X} \sin \delta \quad (6-19C)$$

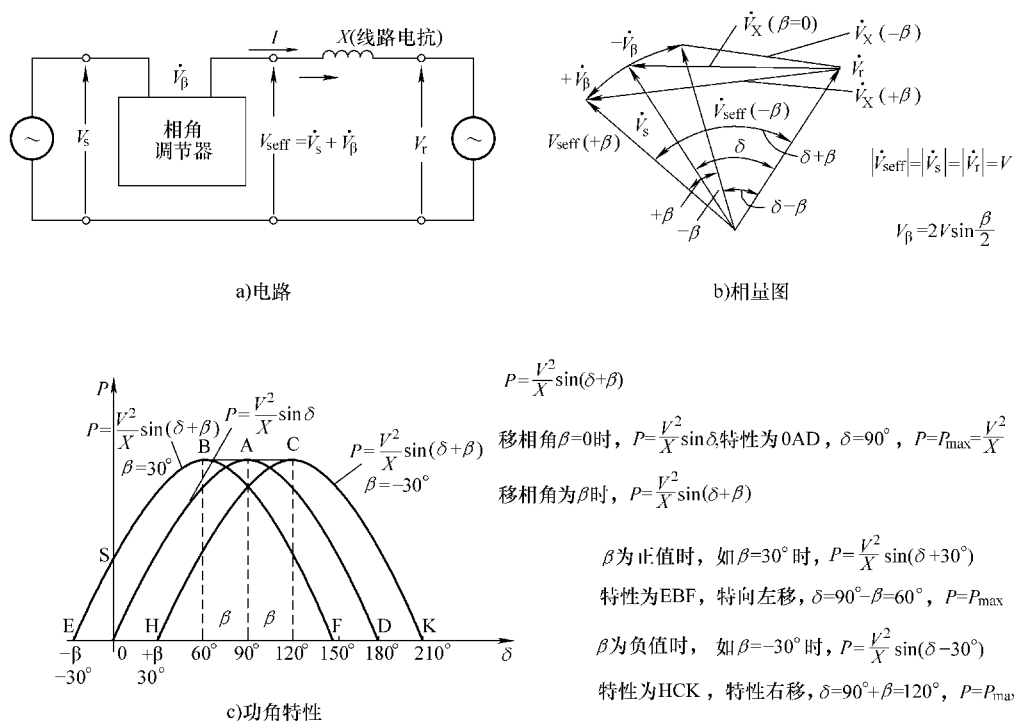


图 6-40 采用理想相角调节器(电压不变, 仅改变相角)的两发电机电力系统

$$Q_{ro} = \frac{V^2}{X} (\cos \delta - 1) \quad (6-19D)$$

当无移相补偿电压时, 线路传输功率是 P_{ro} 、 Q_{ro} 。有移相补偿电压 V_β 移相, 使传输功率增加 ΔP_r 、 ΔQ_r 。

$$\Delta P_r = P_r - P_{ro} = \frac{V^2}{X} [\sin(\delta + \beta) - \sin \delta] \quad (6-19E)$$

$$\Delta Q_r = Q_r - Q_{ro} = \frac{V^2}{X} [\cos(\delta + \beta) - \cos \delta] \quad (6-19F)$$

在图 6-40 中, 如果相角调节最大调相角可达到 $\beta_{\max} = 30^\circ$ (电压 $V_\beta = 2V \sin \beta_{\max} / 2 \approx 0.517V$), 当实际运行功角 δ 小于 60° 时 ($90^\circ - \beta_{\max} = 90^\circ - 30^\circ = 60^\circ$), 若令 $\beta \equiv \beta_{\max} = 30^\circ$, 则发电机的运行功角特性为 ESB 段。当 δ 达到 60° 时 $\delta + \beta_{\max} = 90^\circ$, $P = V^2/X$, 此后令移相角 β 从 $\beta_{\max} = 30^\circ$ 随 δ 的增大而逐渐下降, 到 $\delta = 90^\circ$ 时 (A 点) 时令 $\beta = 0$, 此后 δ 从 90° 增大到 $\delta = 120^\circ$ 时 (C 点), 令 β 从零再逐渐变到最大负值 -30° (C 点)。在 $\delta = 90^\circ - \beta_{\max} = 60^\circ$ 的 B 点到 $\delta = 90^\circ + \beta_{\max} = 120^\circ$ C 点的区间, 若调控 β 使 $\delta + \beta = 90^\circ$, 则可使发电机的功率角特性为 BAC 段, 即 $P \equiv P_{\max} = V^2/X$ 。在 $\delta = 90^\circ + \beta_{\max} = 120^\circ$ (C 点) 再增大时令 $\beta \equiv \beta_{\max} = -30^\circ$ 不变, 则功率角特性为图中的 CK 段。所以有相角调节器以后, 移相器最大可调的移相角 $\beta_{\max} = 30^\circ$, $V_\beta = 0.517V$ 时, 发电机可在图中 ESBACK 段运行。稳定运行区 (静稳定运行区) 从 $\beta = 0$, $V_\beta = 0$ 无相角调节器时的 OA 段 ($\delta = 0 \sim 90^\circ$) 扩大到 SBAC 段, 即稳定运行的 δ 角从 90° 扩大到 $90^\circ + \beta_{\max} = 120^\circ$, 此时在 $\delta = 90^\circ - \beta_{\max} = 60^\circ$ 到 $\delta = 90^\circ + \beta_{\max} = 120^\circ$ 运行段, 只要适当调节 δ 令 $\delta + \beta = 90^\circ$ 还可使功率 $P \equiv P_{\max} = V^2/X$ 。通过调控 β 的大小和方向, 改变 P 与 δ 、 β 的

函数关系可以有效地调控线路传输功率。因而, 尽管相位调节器不能够提高系统的稳定极限最大传输功率, 但能实现线路传输角在 $(\pi/2 - \beta_{\max}) \leq \delta \leq (\pi/2 + \beta_{\max})$ 范围内线路传输的有功保持在最大值 $P_{\max} = V^2/X$ 。当相位补偿角 β 为正值时, 有功 P 与相位角 δ 的正弦关系曲线可以向左移动, 因而线路传输功率在相角 δ 小于 90° 时也可以达到最大值; 当 β 为负值时, P 与 δ 的正弦函数曲线向右移, P 在 δ 大于 90° 时也能达到最大值, 因而还是能显著地提高输电线的传输功率能力, 并扩大了稳定运行区。

采用图 6-41a 所示电路, 当补偿电压 $\dot{V}_\beta$ 与电源电压 $\dot{V}_s$ 的相位差保持为 90° 时, 相位调节器成为产生相差为 90° 的正交升压器, 这时参数之间的关系为

$$\dot{V}_{\text{seff}} = \dot{V}_s + \dot{V}_\beta \text{ 和 } |V_{\text{seff}}| = V_{\text{seff}} = \sqrt{V_s^2 + V_\beta^2} \quad (6-20)$$

$$V_\beta = V_s \tan \beta \quad (6-21)$$

由此可得到正交升压相位调节器时的传输功率 P_r 、 Q_r 及有功、无功增量 ΔP_r 、 ΔQ_r 为

$$P_r = \frac{V_r \sqrt{V_s^2 + V_\beta^2}}{X} \sin(\delta + \beta) = \frac{V_r}{X} V_s \sin \delta + \frac{V_r}{X} V_\beta \cos \delta = P_{\text{or}} + \Delta P_r \quad (6-22A)$$

$$Q_r = \frac{V_r}{X} [\sqrt{V_s^2 + V_\beta^2} \cos(\delta + \beta) - V_r] = \frac{V_r}{X} [V_s \cos \delta - V_r] - \frac{V_r}{X} V_\beta \sin \delta \quad (6-22B)$$

$$\Delta P_r = \frac{V_r V_\beta}{x} \cos \delta \quad (6-22C)$$

$$\Delta Q_r = Q_r - Q_{\text{or}} = -\frac{V_r V_\beta}{x} \sin \delta \quad (6-22D)$$

图 6-41b 为正交升压相角调节时, 以电压 V_β 作为参变量的 P - δ 曲线。

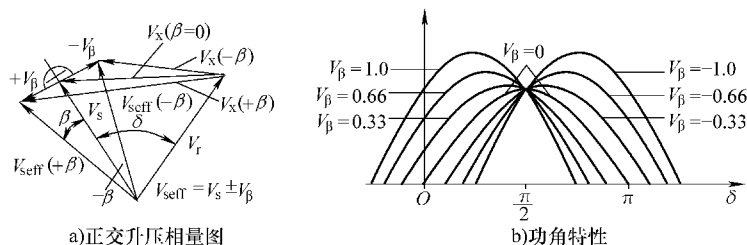


图 6-41 正交增压器的相量图和传输功角特性

由图 6-41 可知, 系统的最大传输能力随着注入电压 V_β 的增大而增大。与图 6-40 理想的相角补偿不同, 正交升压相位补偿增加了有效发送电压的幅值 ($V_{\text{seff}} > V_s$), 因而也提高了传输功率的限值 $P_{\max}$ 。

与前面提到的串并联无功补偿方法不同, 相角调节器需要同时处理有功和无功。相角调节器(视为电压源)输出的总伏安值如下:

$$VA = |V_{\text{seff}} - V_s| |I| = |V_\beta| |I| = V_\beta I$$

相角调节器的输出容量由最大注入电压 V_β 和线路的最大传输电流决定。

6.5.3 相角调节器改进暂态稳定性能

在第 5 章已提到, 在电机遭受扰动、摇摆振荡时, 可控并联无功补偿器通过增加(或保

持)传输线中点电压可提高(或维持)暂态稳定性能。在本章前几节也已提到,可控串联无功补偿具有通过减小传输线路的等效电抗来改变线路传输功率的能力,同时能在电机遭受大扰动后的第一摇摆期间改进暂态稳定性能。相角调节器在电机遭受大扰动后的第一摇摆期间通过保持传输相角差在最大值,从而能有效地增加系统的暂态稳定性能。

与本章 6.1.2 节中验证串联电容补偿改进暂态稳定性能一样,等效面积准则也用于验证相角调节器可增加暂态稳定性能的裕度。在本小节与下一小节中,相角调节器统一被认为是理想相角调节器,移相角为 β ,移相前后电压幅值不变,即 $\dot{V}_{\text{seff}} = V_s = V_o$ 。

现在讨论图 6-40a 所示的带有相角调节器的简单系统。与验证串联电容补偿时暂态稳定性一样,为使情况的分析简明,假定系统中在有相角调节与无相角调节两种情况下,故障前系统传输相同的功率 P_m ,故障期间和故障后原动机功率 $P_0 = P_m$ 不变,未补偿的系统与有补偿的系统同时遇到相同的故障和同样长的故障存在时间。无补偿和有补偿时这两种工况时系统的动态行为过程如图 6-42 所示。在故障发生前稳态运行时两个系统的传输角分别为 δ_1 、 δ_{a1} 。在故障发生后到故障切除之前,由于短路故障使电压为零,线路传输的功率为零,而输入给电机的原动机机械功率 P_0 仍保持常数 P_m ,因而,在故障期间发电机将加速,功角都将增大,直到故障被清除时, δ_1 增大到 δ_2 、 δ_{a1} 增大到 δ_{a2} ,两个系统加速的能量面积分别为 A_1 、 A_{a1} 。在故障清除后,传输的电功率 P 大于输入发电机的原动机机械功率 P_m ,因而发电机将减速。然而,由于积累的机械速度已大于同步速度,故功角仍继续增大,直到加速面积等于减速面积时功角达到 δ_3 、 δ_{a3} 才停止。由图 6-42 的 P 、 δ 曲线及加、减速面积 A_1 、 A_2 、 A_{a1} 、 A_{a2} 和清除故障时的功角 δ_3 、 δ_{a3} ,以及临界稳定功角 δ_{crit} 、 δ_{acrit} 可以确定暂态稳定裕度 A_{margin} 和 A_{margin} 。 A_{margin} 是在 $\delta_3 \sim \delta_{\text{crit}}$ 区间 P_m 与功率 P 曲线所包围的面积, A_{margin} 是在 $\delta_{a3} \sim \delta_{\text{acrit}}$ 区间 P_m 与功率 P 曲线所包围的面积。

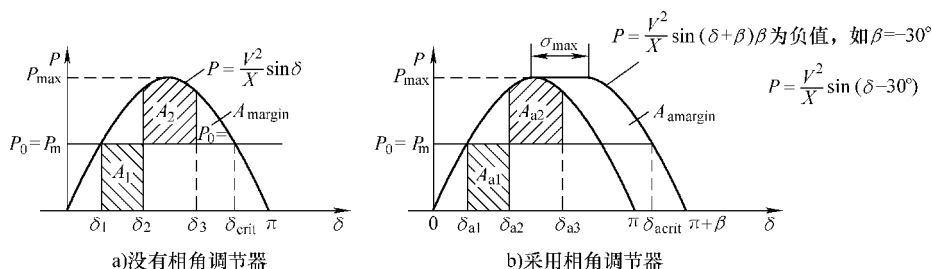


图 6-42 简单双发电机电力系统暂态稳定极限的等面积准则示意图

对比图 6-42a、b 可以看到有相角调节器时的 A_{margin} 比无相角调节器时的 A_{margin} 大得多,即采用相位角调节的系统的暂态稳定裕度明显增加。但与靠增大最大传输功率极限值 P_{max} (如串联电容补偿,串联补偿注入补偿电压 V_q 的数值,或并联补偿提高节点电压等)的串并联补偿不同,串、并联补偿是通过增加未补偿线路的最大传输极限能力来提高系统的暂态稳定性能;而相位角调节器是通过保持系统在一个 δ 区域内 $[(\pi/2 - \beta_{\text{max}}) < \delta < (\pi/2 + \beta_{\text{max}})]$ 都处于最大传输极限能力点来改善系统的暂态稳定性能。增加的暂态稳定裕度与移相相角范围 β_{max} 的大小有关,它最终由相角调节器额定功率容量决定。

6.5.4 相角调节器抑制系统振荡

相角调节控制也可用于抑制系统振荡。图 6-43 给出了相角控制的传输系统对系统振荡

抑制的控制输出及系统振荡减小的过程。图 6-43a 给出了在有阻尼(抑制振荡)和无阻尼振荡时,系统相角 δ 围绕稳态平衡点相角 δ_0 的波形;图 6-43b 给出了两种情况下传输功率 P 围绕功率 P_0 的振荡波形(功率的突然下降表示有一个初始振荡干扰)。

图 6-43c 给出了为了抑制振荡由相移器输出的相角 β 的变化波形, β 的运行范围是 $-\beta_{\max} \leq \beta \leq \beta_{\min}$, 当 $d\delta/dt > 0$ 发电机加速时,应调控 β 角,使相角调节器输出的 β 角为正值,如 $\beta = +30^\circ$ (参见图 6-40 中正弦功率的起点由 O 点左移至 E 点), P - δ 曲线向左移动,使系统两端电压的相角差 $(\delta + \beta)$ 增大,传输功

率 $P = \frac{V^2}{X} \sin(\delta + \beta)$ 增加,使发电机减速。当 $d\delta/dt < 0$ 时,应使相移器输出的相角 β 为负值, P - δ 曲线向右移动,这样系统两端电压的相角差和传输功率同时减小。如果遇到大幅度的系统振荡,“方波”型(输出相角 β 为最大正值或负值)输出控制是最有效的控制方法。当然,对小振荡系统,连续调节相角 β 的正、负值则是比较好的方法。

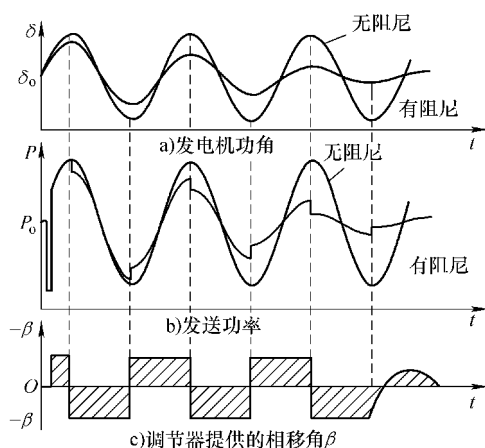


图 6-43 采用相角控制抑制功率振荡的衰减波形图

6.5.5 功能要求的总结

相位角调节器主要用于有功潮流的控制管理,比如控制线路传输的有功功率和减小环流。电压调节器用于无功潮流控制和端点电压控制。电压调节器在二次输电系统与分布式系统中保持运行电压水平也可起重要作用。

相角调节器有较强的抑制电机振荡的能力,可以改进系统的暂态稳定性能和抑制、阻尼系统功率振荡。

在柔性交流输电系统中依靠相角调节器能有效地实现有功和无功潮流管理和电压控制,电压相位和电压幅值调节器对输电网络的最优化利用有重大功能。

电压幅值和相角调节器靠晶闸管改变变压器绕组抽头调控补偿电压幅值或相位,或采用开关变流器输出一个相角和幅值均可调的相角和电压调节电源。

6.5.6 晶闸管控制的电压与相角调节器的电路结构

第 5 章中已介绍基于电力电子技术的并联型无功补偿器有两种基本实现途径:①采用晶闸管开关器件,用晶闸管控制并联补偿的电感、电容电流大小;②采用全控型开关器件的变流器构成可控同步电压源,向电网输出补偿电流。这两种技术途径可以不同的形式扩展到串联型电压与相角调节器中。

电压和相角调节分别通过向线路注入同相的电压和正交的电压来实现。采用晶闸管控制变压器输出电压和采用全控型开关管控制变流器这两种方法都可在输电线路中串联注入同相的和正交的可控电压。本节将讨论晶闸管控制的电压与相角调节器电路,随后 6.6 节中将讨论基于开关变流器型的电压和相位角调节器。

晶闸管控制的电压调节器和相角调节的电路结构是类似的,它究竟是相位角调节器还是电压调节器只由变压器一次绕组电压是电网线电压还是相电压决定,也就是说由晶闸管控制器的输入电压决定了输出的电压是与电网相电压同相的电压还是正交的电压。如图 6-45 所示如果 A 相的串联补偿电压 ΔV_A 其电源变压器原方程绕组 N_1 接在电网 A 相上, $v_{sA} = v_{A1}$, 串联补偿电压 ΔV_A 与 V_{A1} 同相,则为电压调节器。若变压器原方绕组 N_1 接在电网线电压上,如 $v_{sA} = v_{B1C1} = \dot{V}_{B1} - \dot{V}_{C1}$,这时串联补偿电压 ΔV_A 与 V_{B1C1} 同相,与 V_{A1} 相差 90° ,则为相角调节器。由于这个原因,我们下面不把它们分开讲述,把它们仅仅当作一个调节器来论述。晶闸管控制的(电压和相角)调节器也被称作晶闸管抽头转换器,类似于传统的机械开关控制的变压器绕组抽头接点改变。

晶闸管抽头转换器可以通过晶闸管相控获得连续的电压控制或离散水平(晶闸管不相控仅作通断电路的开关用)的电压控制。利用晶闸管相控,连续调控输出串联补偿电压的原理电路如图 6-44 所示。在图 6-44 中, A 相调压或调相变压器的一次绕组 N_1 接在电网相电压 $\dot{V}_A$ 或线电压 $\dot{V}_{BC}$ 上,二次绕组 N_2 的电压 V_{21} 、 V_{22} 与 N_1 的电压同相。 SW_1 、 SW_2 是接到二次电压 V_{21} 、 V_{22} 的双向晶闸管开关。当 SW_1 通、断相控时,变压器二次输出电压 $\Delta v_A = 0 - V_{21}$,当 SW_2 通、断相控时, $\Delta v_A = 0 - V_{22}$,因此对 SW_1 、 SW_2 进行相控,可使输出电压 Δv_A 的基波在 $0 \sim V_{21}$ 或 $0 \sim V_{22}$ 之间连续改变。如果触发延迟角 $\alpha = 0$,晶闸管开关只作电路通、断切换而不相控,这时的输出电压 $\Delta v_A = \dot{V}_{21}$ 或 $\dot{V}_{22}$ 。

晶闸管只作变压器抽头通、断电压转换而不相控,只能输出不同抽头、不连续改变电压的离散控制。原理电路如图 6-45 ~ 图 6-48 所示,实现了电压幅值串联补偿(电压调节器)或电压相角补偿(相位调节器)。

1. 连续输出型晶闸管抽头控制器

图 6-44 给出了晶闸管连续控制的内部结构框图。图中晶闸管控制策略是基于检测电压过零点和电流过零点,以此决定任何负荷时的触发延时角 α_1 、 α_2 来控制开关管 SW_1 、 SW_2 。通常采用闭环控制触发延时角 α 使调节电压达到所需的电压指令值。图 6-44 这个框图只是在概念上进行功能描述,许多所需的辅助功能的复杂电路没有在本图中体现。例如当有谐波成分时,需要精确测量电压、电流的过零点;需要有消除开关管的暂态和干扰产生的谐波分量所需的负载滤波器和软件滤波控制等。

基于延时角相控的晶闸管电压调节器和相位角调节应用中有两个技术问题:

1) 改变晶闸管触发延迟角实现输出电压连续调节,在输出端点会产生电压谐波。在单相系统中,连续电压调节器输出包含所有的奇频谐波分量;在对称的三相系统中,输出含有

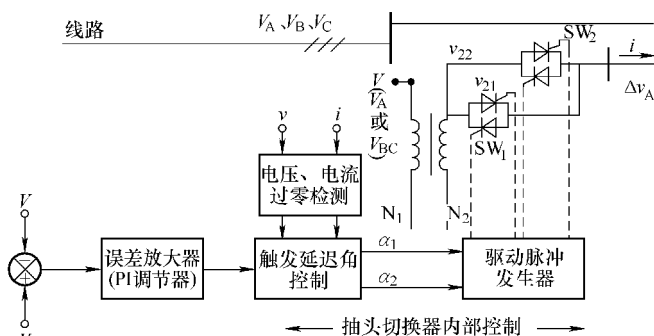


图 6-44 晶闸管连续控制的内部结构框图

六脉波的谐波次数 $(6m \pm 1)$ ($m = 1 \sim \infty$)。如果三相系统不对称,则输出含有的谐波在谐波次数上与单相系统一样,可能有全部奇频谐波分量。

2) 输出基频电压的相位相对于电源电压有移动,该相位移与开关管的触发开通角及负荷阻抗角 φ 有关。

2. 离散输出型晶闸管接头切换控制器

采用离散输出型晶闸管接头控制器晶闸管不相控,仅作为通断电路的开关用以接通或者断开电压,代替机械式开关作为电气接头转换器。它不需要复杂的控制电路,同时其输出没有谐波分量和不必要的相位移动。电力系统应用中电路的选择主要取决于装置的性能要求和成本。以下讨论两种可行的电路构造。

一种接头转换结构的简单概念如图 6-45b 所示。图中,电源变压器有 n 个二次绕组,每个二次绕组由 4 个双向晶闸管组成单相桥路向外部连接,与外部连接的工况有正向连接、反向连接和被旁路(短接)隔离三种工况。例如,在图 6-45b 中,当 A、D 两个开关同时全通时,输出正向电压 $v_{10} = v_1$; 当 B、C 两个开关同时全通时,输出反向电压 $v_{10} = -v_1$; 当 A、B 或 C、D 两个开关同时全通时(旁路),则输出电压 $v_{10} = 0$ 。如果有 16 个单元($n = 16$),就可产生包括零电压在内的 33 ($16 \times 2 + 1$) 级电压。如果串联补偿总电压为 V , 电流为 I , 则系统所需的晶闸管开关器件的总容量为 $64IV/16 = 4VI$ 。必须注意的是它的调压范围是 $2V$ ($-V$ 到 $+V$), 因而可控的 VA 范围是晶闸管 VA 容量的一半。与串、并联无功补偿不同,晶闸管接头转换器只能改变输出的补偿电压而不能提供(或吸收)无功功率。

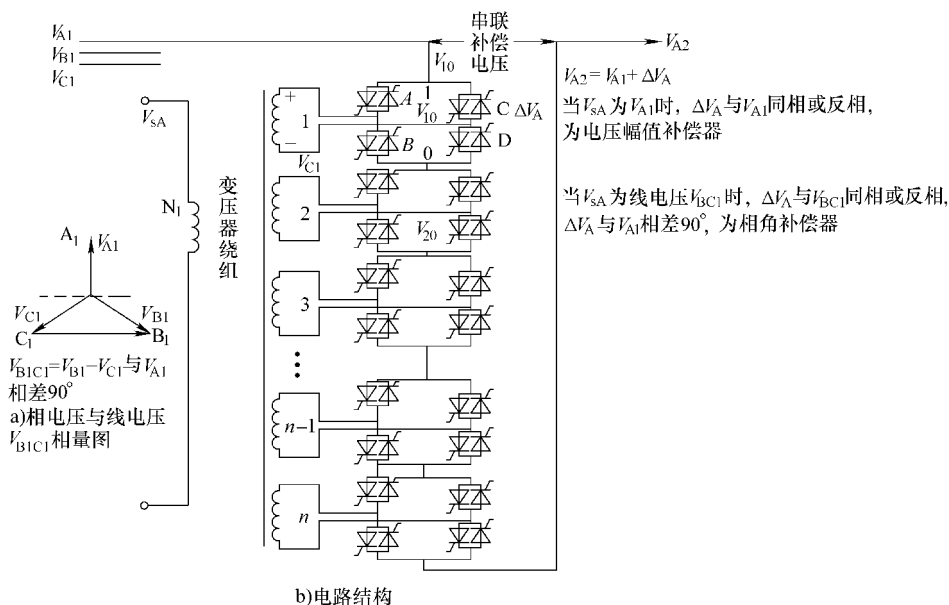


图 6-45 采用相同绕组单元控制非连续输出电平的晶闸管抽头切换器

图 6-45b 所示的电路结构也存在一些实际缺陷。绕组必须分成 n 段才能完成所需 $2n + 1$ 个级数调节, 还要用 $4n$ 个额定电压值不高, 但电压值相同的晶闸管组。一个主要问题是当 n 较大时制造有 n 个小的隔离的相同绕组和绕组有 $2n$ 根引线结构的变压器非常困难; 另一个缺点是现在晶闸管的额定电压值已高达 8kV, 在低电压系统中, 绕组的电压等级低于晶闸管应用中经济上合算的最小电压等级。比如需控制 115kV 系统的百分之十的电压范围(即

11500V), 如果要求 33 级则 $n = 16$, 因而每个绕组的电压为 715V, 远远低于现在大功率晶闸管的电压等级(一般为 6~8kV)。因此, 这种主电路结构的系统实际应用也不经济。

1981 年 Guth 提出了一种方法解决了上述实际问题。该方法采用几何级数增长的变压器绕组电压等级代替相同电压等级绕组变压器, 其基本电路结构如图 6-46 所示。图 6-46 中各绕组电压按 3 倍增大, 只要有 $n = 3$ 个隔离的二次绕组, 第一个二次绕组可输出 $+V_1$ (A_1 、 D_1 导通)、 $-V_1$ (B_1 、 C_1 导通) 和零 (A_1 、 B_1 导通或 C_1 、 D_1 导通) 三个电压, 同理第二个二次绕组也可输出 $+3V_1$ 、 $-3V_1$ 和零三个电压, 第三个二次绕组也可输出 $+9V_1$ 、 $-9V_1$ 和零三个电压。由此可组合成总输出电压可为零电压和正负各 13 级电压共 27 级电压(电压级数 $m = 3^n = 3^3 = 27$ 级), 即 0 、 V_1 、 $2V_1(3-1)$ 、 $3V_1$ 、 $4V_1(3+1)$ 、 $5V_1(9-3-1)$ 、 $6V_1(9-3)$ 、 $7V_1(9+1-3)$ 、 $8V_1(9-1)$ 、 $9V_1$ 、 $10V_1(9+1)$ 、 $11V_1(9+3-1)$ 、 $12V_1(9+3)$ 、 $13V_1 \dots$, 共 27 级电压。因此要实现级数为 27 级的电压输出, 只需三个二次绕组, 简化了变压器制造和接线困难, 同时第二、第三个 H 桥可采用额定电压较高数量不多的晶闸管。晶闸管的容量与前面图 6-45 的容量相同, 都是可控 VA 范围容量的 2 倍。如果图 6-46 中用 4 个绕组电压比为 1:3:9:27 的结构, 则可将输出电压扩展到 $m = 3^n = 3^4 = 81$ 级。这种绕组结构适用于超高压系统。实际应用中的晶闸管控制电压调节器和相角调节器一般采用图 6-47 和 6-48 所示的三相电路, 采用 1:3:9 绕组结构的变压器装置来提供离散输出控制。图 6-47 为电压调节器, 变压器一次接电网相电压, 二次输出电压调控各相电压的数值。图 6-48 为相角调节器, 变压器一次接电网线电压, 二次输出电压调节相电压的相角。

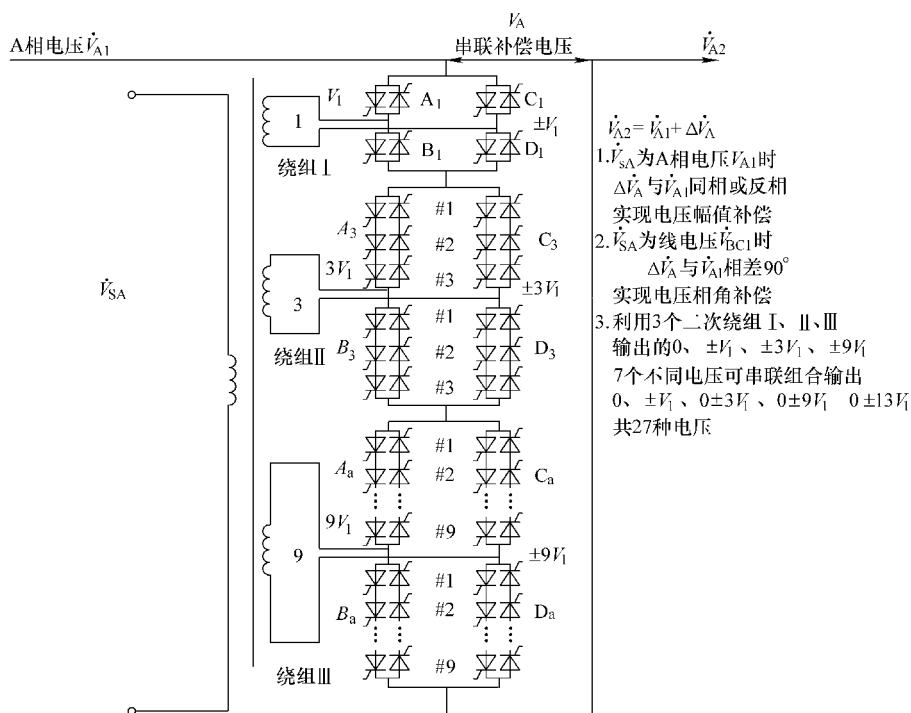


图 6-46 采用三进制绕组单元控制非连续输出电平的晶闸管抽头切换器

3. 晶闸管接头转换器开关管等级的选择

在给定的应用中, 变压器接头转换器所需要的开关管数量由工作电压、加在开关管上的

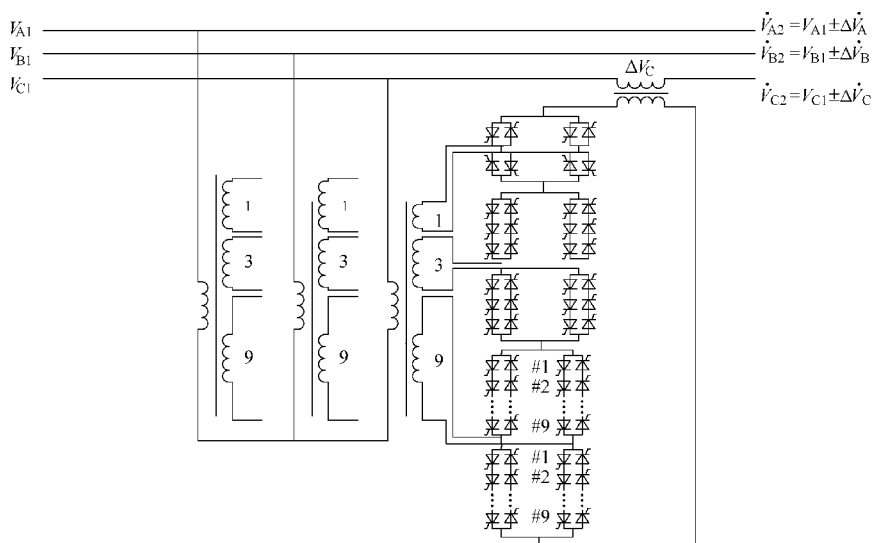


图6-47 采用晶闸管抽头切换器(使用三进制绕组单元控制非连续输出电压)的电压调节器

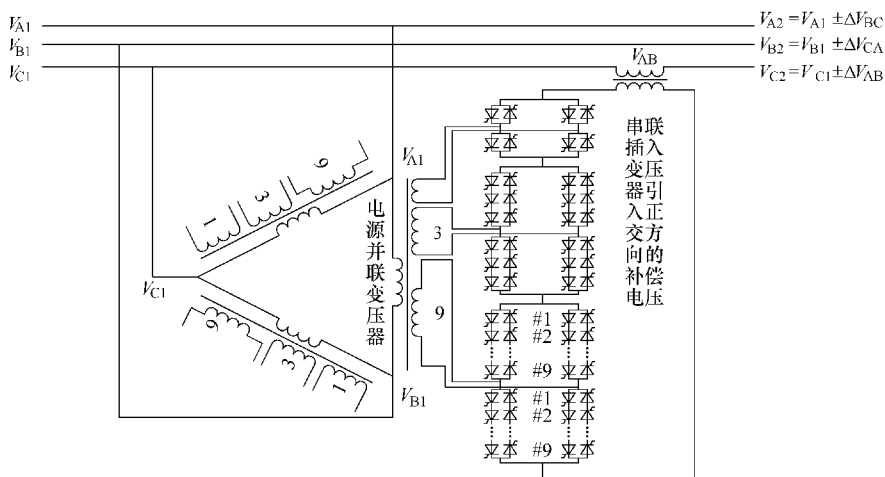


图6-48 采用晶闸管抽头切换器(使用三进制绕组单元控制非连续输出电压)的相角调节器

暂态电压、工作电流和故障电流共同决定。

由于晶闸管器件结点最高温度发生在故障条件下，晶闸管接头转换器中晶闸管所允许的稳态电流等级主要由暂态故障电流的大小选定，晶闸管的浪涌电流额定值是仅需承受一个导通周期的最大故障电流。此外，如果晶闸管作为故障时的断路器件，那么它们承受的是故障期的最大故障电流。它们承受的是整个交流系统电压而不是内部接头间电压，这就大大增加了所需晶闸管的数量。一个比较好的方法是采用常规的电气机械断路器进行故障切除，这时就可以仅以接头间的电压作为晶闸管器件设计要求的电压等级。在这种情况下，在断路器切除故障之前，典型情况下仅4~8个周波期间，晶闸管器件承受故障电流。

晶闸管的电压等级是由暂态振荡电压决定而不是稳态工作电压。暂态电压比(暂态与稳态电压峰值之比)主要由所采用的过电压保护用的金属氧化物避雷器决定，一般设计为2.5倍额定电压。因而，晶闸管的电压等级一般选定为稳态峰值的2.5倍。

6.7 复合型相角调节器

复合相角调节器就是将不同类型的相角调节器综合在一起实现最小成本下的控制功能和要求。在图 6-50 中, 将能实现连续、快速调控功能的电压源变流器型相角调节器与结构较简单、价廉的机械式接头转换器联合运行。在这个复合控制装置中, 机械式调节器提供正交补偿电压维持稳态运行要求的潮流控制, 电压源变流器型相角调节器在系统扰动期间及扰动后期提供动态的相角调节。在稳态需求控制相当大、相角变化不频繁时, 这种复合装置的性能比是非常高的。在这种系统中, 所需的变流器型调节器的容量不大, 也可以有效抑制系统振荡。

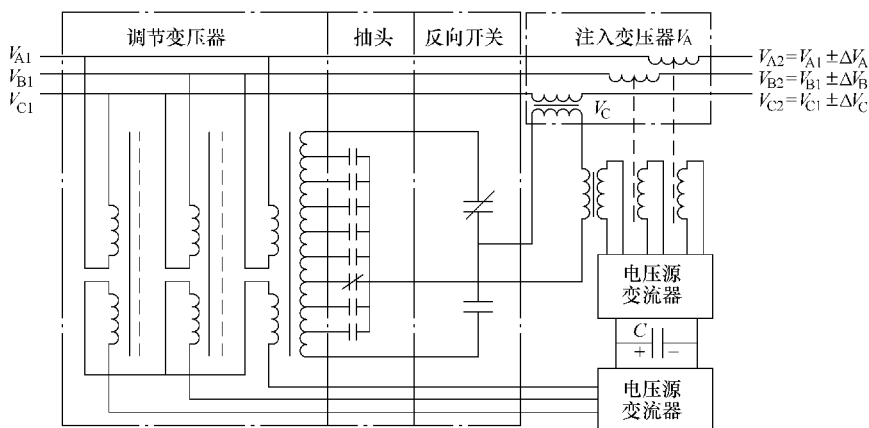


图 6-50 复合相角调节器方案

以上的复合控制策略也可以扩展到其他类型的复合装置用于完成不同的要求。例如, 带 n 个相同绕组的晶闸管离散输出型的相角调节器, 可以把 n 减小到易管理的数量来增加它的经济吸引力。当然, 减小绕组数量, 将导致注入电压步进与相关相角调节离散量变大。然而, 通过加入连续可控的电压源变流器型的相位调节器(调节范围为 $-0.125 \sim +0.125$), 则可使复合装置的输出可以快速地在范围 $(-1.125 \sim +0.125)$ 中连续可调。

第7章 柔性电力系统综合补偿控制

7.1 柔性交流输电系统(FACTS)控制器简介

以机械式开关(通、断电路)、电机(励磁)、变压器(改接绕组)等电力机械设备为调控手段的传统交流输电系统实际运行已近百年,但可控性较差,难于实现交流输电的安全、经济、高效、优质运行。在传统的交流输电系统中,引入电力电子补偿控制器可以快速、精确、灵活、有效地调控交流输电线路的等效阻抗、节点电压和功角,增大交流输电的极限传输功率,提高运行稳定性,实现交流输电的安全、经济、高效、优质运行。在输电系统中装备电力电子补偿器也可在一定程度上改变输电系统结构,适应稳态、暂态不同运行工况的要求。应用电力电子控制技术,可使交流输电系统获得快速、精确、灵活、柔性化的控制特性,这种交流输电系统被称为柔性交流输电系统(Flexible AC Transmission Systems, FACTS)。随着交流输电运行功能要求的扩展和电力电子技术的发展,柔性交流输电系统中所采用的电力电子补偿控制器的类型也越来越多(参见柔性交流系统中的电力电子装备和系统汇总表)。按技术实现途径分类,交流输电系统中现已使用的电力电子控制器可分为以下两类:

1) 采用晶闸管开关电路的电力电子控制器;

2) 采用全控型开关器件电压源或电流源变流器的电力电子控制器。第5章和第6两章中从并联补偿和串联补偿两种应用讨论了采用不同类型的控制器,单独调节输电线三个运行参数(电压、阻抗和相角差)控制节点电压和传输功率。本章将研究柔性交流电力系统综合补偿控制,图7-1和图7-2分别给出采用晶闸管开关电路和采用全控型开关变流器实现并联、串联补偿控制的柔性交流输电(FACTS)统一控制器框图,可实现交流输电系统的综合补偿和控制。

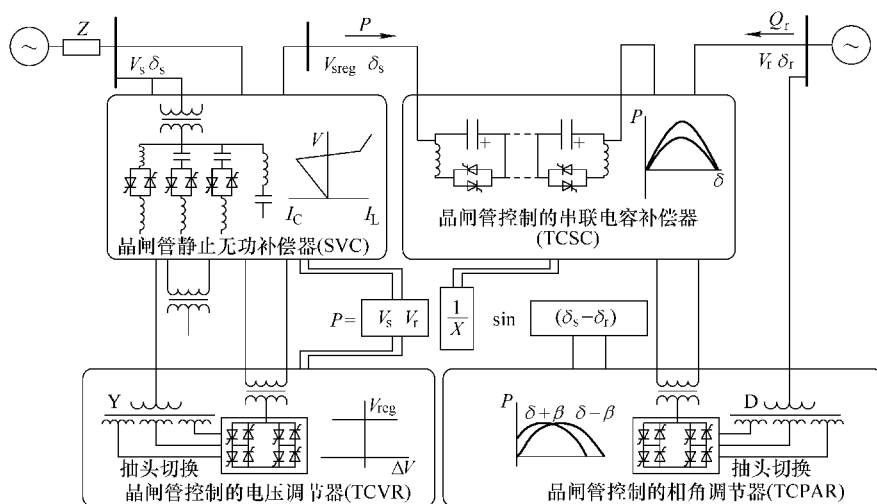


图 7-1 基于晶闸管控制的柔性交流输电(FACTS)控制器

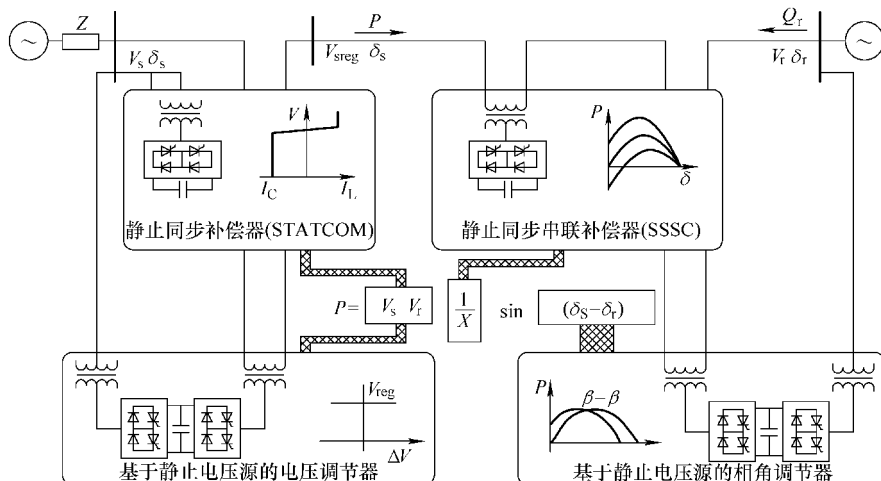


图 7-2 基于电压源变流器的柔性交流输电 (FACTS) 控制器

图 7-1 是第一类采用晶闸管作为开关器件的各种并联、串联补偿控制器的结构和特性。这一类包含晶闸管变阻抗型静止无功并联补偿器 SVC (TSC、TCR)，晶闸管控制的串联电容器 TSSC、TCSC 和晶闸管控制的电压、相位角调节器 (TCVR 和 TCPAR)。它们与机械断路器控制的电容器、阻抗器和机械式切换变压器绕组抽头在电路结构上有类似之处，但与之相比具有更快的响应速度和更灵活有效的控制功能。

图 7-2 是第二类是采用全控型自关断开关器件 (GTO、IGBT、IGCT 等) 变流器型静态同步电压源补偿器。它包括了静止同步并联补偿器 (STATCOM)、静止同步串联补偿器 (SSSC)、动态电压恢复器 (DVR) 和静止电压和相角调节器等。它们的工作特性都类似于理想同步电机，但能实现几乎瞬时响应的快速控制功能和独立于系统电压 (并联运行时) 和系统电流 (串联运行时) 的控制特性。

图 7-1 和图 7-2 这两类控制器最显著的不同是第一类控制器通常仅有单一功能：这些控制器或仅是无功补偿器 (例如 SVC 和 TCSC)，不能和交流系统交换有功功率，或者仅是能够与交流系统交换有功功率的调节器 (例如 TCVR 和 TCPAR)，而不能输出滞后无功功率，从而不能提供无功补偿。第二类控制器则同时具有两项能力，既可以与交流系统交换有功和无功功率，控制器自身又可以主动发出或者从交流系统吸收无功功率，不需电容器或者电抗器就可以提供无功补偿。同时，还可通过另一个独立电源或者储能装置与交流系统交换有功功率，发出或者吸收有功功率。

在第 5 章和第 6 章中，并联无功补偿和串联无功补偿是以电压源变流器为基本元件的静态同步电压源。它们通过变流器产生并联和串联无功补偿来实现对电压和功率潮流的有效控制。在第 6 章中基于变流器的电压和相位角控制涉及与交流系统的无功和有功功率的交换。下面 7.2 节中将要介绍的如图 7-3a 所示统一潮流控制器 UPFC，由两个电压源变流器构成：变流器 I 的输出电压串联在线路中，称为串联变流器；另一个变流器 II 的输出并联在首端电源上，称为并联变流器，并且两个变流器共用一个直流电容。图 7-4 中串联变流器与电网交换的全部伏安容量由串联注入电压和线路电流决定。并联变流器 II 与电网交换的全部伏安容量由电网电压和并联变流器从电网输入 (或输出) 的电流决定。两个变流器向电网输出的无功

功率由各变流器自身产生, 而向电网输出的有功功率则经由直流环节(直流公共端母线电压)供给。并联变流器Ⅱ的主要功能是为串联变流器提供所需交换的有功功率。有了并联变流器提供的有功功率支持, 串联变流器Ⅰ可获得在额定容量内与交流系统交换任意有功功率, 具有类似理想交流发电机的工作特性。这种装置超越了常规电压调节和角度控制, 成为一种高效且功能强大的柔性交流输电(FACTS)控制器。该装置具有在 $P + jQ$ 复域平面上的全部四个象限工作的能力, 这种背靠背的两个电压源变流器装置实际上相当于一种在两个交流端之间可在四象限运行的 AC-AC 变换器。它为实现功能强大的多功能 FACTS 控制器提供了基本的执行单元。

图 7-3 所示基于两个(背靠背)电压源变流器的组合变流装置有许多应用领域和潜在的应用功能。这种串、并联组合的双变流器装置提供了四种可能的应用结构。第一种如图 7-3a 所示, 双变流器置于输电线路首端, 其背靠背装置中的一个串联变流器Ⅰ的输出电压 V_{pq} 串联注入线路, 类似第 6 章中介绍的 SSSC, 另一个变流器Ⅱ并接在线路首端上, 类似第 5 章中介绍的 STATCOM。在输电应用中, 这种装置一般称为统一潮流控制器(Unified Power Flow Controller, UPFC)。UPFC 中 STATCOM、SSSC 可像第 5、6 章中一样的单独应用, 也可像图 7-3a 所示组合成 UPFC, 其功能更强, 性能也更好。第二种如图 7-3b 所示, 双变流器的背靠背装置中的两个变流器分别串联在不同的线路中, 这种装置被称为线间潮流控制器(Interline Power Flow Controller, IPFC)。第三种如图 7-3c 所示, 双变流器置于负荷端(线路末端), 其中并联变流器Ⅱ输出的电流 i_c 中含有无功电流和谐波电流, 补偿负荷电流 i_c 中的无功和谐波电流, 而串联变流器Ⅰ输出串联补偿电压 V_c 补偿电网电压 V_s 中的谐波电压, 同时又调控电源电压 V_s 中的基波电压 V_{s1} , 使电源电压 V_s 中的基波电压 V_{s1} 与串联补偿电压 V_c 中的基波电压之和达到负荷所需的额定基波电压 V_r , 其结果是即使电网电压 V_s 含有谐波, 且其基波 $V_{s1} \neq V_r$ 。同时负荷电流又含有谐波电流和无功电流时, 通过两个变流器的联合调控也可使电源线路电流 i_s 中无谐波电流, 无无功电流, 功率因数为 1, 同时负荷端无谐波电压且基波电压为负荷所需的额定值 V_r , 故称之为统一电能质量控制器。第四种如图 7-3d 所示, 控制器

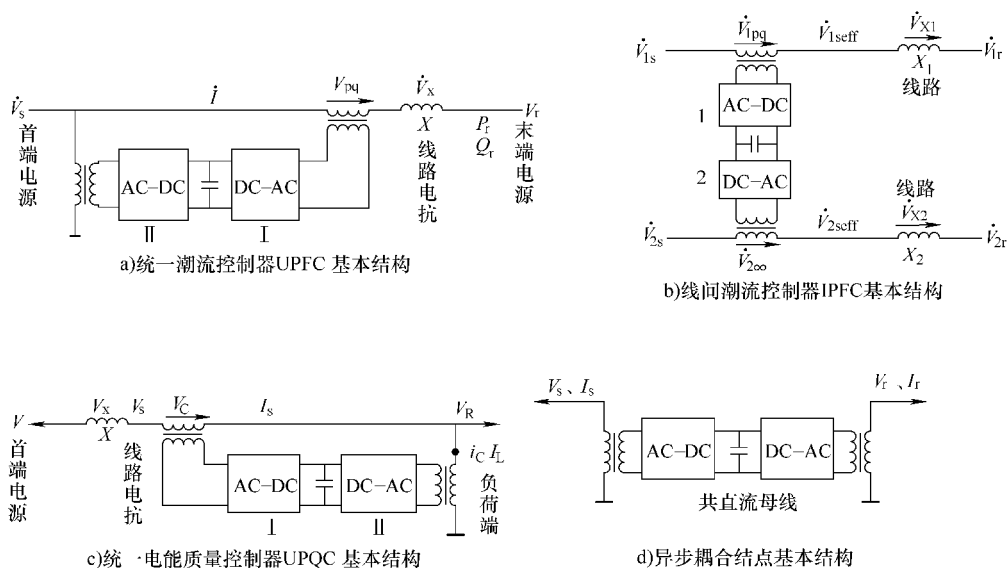


图 7-3 背靠背双变流器的四种应用结构

中两个变流器分别并联在两个不同的电力系统中, 这种装置的功能相当于一个异步耦合节点, 也可称作背靠背 STATCOM 耦合节点, 可连接两个不同步的交流电网。背靠背 STATCOM 耦合节点的结构和运行原理也类似于第4章中的高压直流输电系统中的轻型直流输电 AC-DC-AC 变换系统。已经得到广泛应用的交流电力传动系统中的 AC-DC-AC 间接变频电源也是这种变流结构。

7.2 统一潮流控制器 (UPFC)

Gyugyi 于 1991 年提出了如图 7-4 所示的统一潮流控制器 (UPFC) 的概念。UPFC 是为实现输电系统实时控制和动态补偿而提出的, 它为了解决电力传输诸多问题提供了灵活、快捷、多功能的控制装备。UPFC 能够同时统一控制或有选择地控制影响线路潮流的所有参数 (电压, 阻抗和相位角), 因而在名字里用 “统一” 两个字来表示其独特能力。可独立控制线路中的有功和无功功率潮流也是 UPFC 的一大特点。而前面章节中讨论过的其他控制器, 线路无功功率与有功潮流的控制是有关联的, 比如调控线路有功功率为指令值 P_{refx} 时, 不能同时独立调控线路无功功率 Q_r , 这时的 Q_r 与 P_{refx} 有关。

7.2.1 基本工作原理

图 7-4a 所示的两端电源电力系统中, 变流器 II 的交流端 AC2 经并联变压器并接在线路电压上, 变流器 I 的交流端 AC1 经串联变压器向线路输出一个串联补偿电压 $\dot{V}_{\text{pq}}$, $\dot{V}_{\text{pq}}$ 的幅值 $V_{\text{pq}} (0 \leq V_{\text{pq}} \leq V_{\text{pq max}})$ 和相位 $\rho (0 \leq \rho \leq 2\pi)$ 均可控。在图 7-4c 中, 相量 $\vec{SA}$ 为 V_{pq} , ρ 是补偿电压 $\dot{V}_{\text{pq}}$ 超前线路电压 $\dot{V}_s (\vec{OS})$ 的相位角。由两个变流器组成 UPFC, 该装置的作用相当于一个理想的 AC-DC-AC 功率变换器, 可在该背靠背变流器的交流终端 AC1 和 AC2 之间双向交换任意所需有功功率。装置中的每个变流器又都可同时在其输出端独立发出 (或吸收) 无功功率。

变流器 I 向线路串联注入的电压 $\dot{V}_{\text{pq}}$ 是一个同步交流电压源, 实现 UPFC 的主要功能。

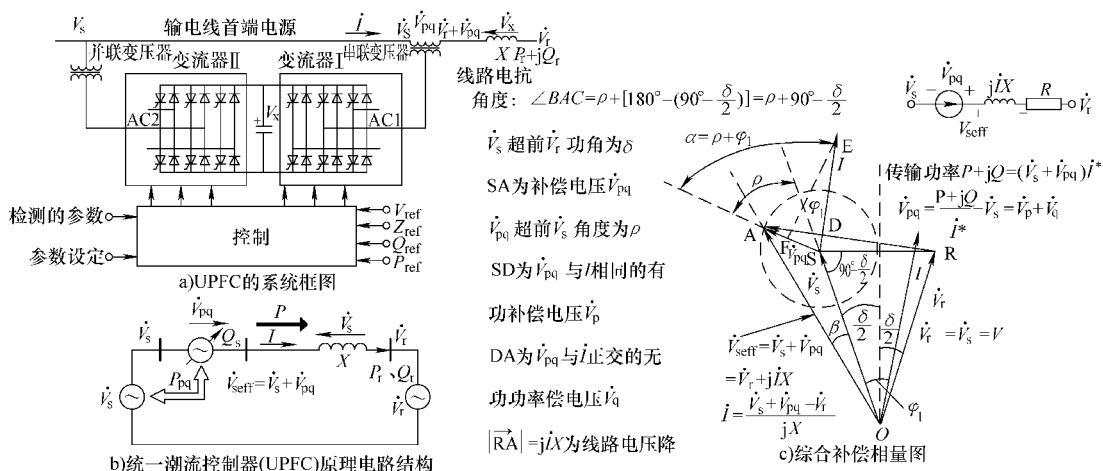


图 7-4 采用两个背靠背的电压源实现 UPFC

线路电流流经该电压源与交流系统中的有无功功率和有功功率进行交换。

当变流器Ⅱ工作在整流状态时，它将并联变压器从电网输入的交流功率变为直流功率，这时变流器Ⅰ处于逆变工况，将这个直流功率逆变为交流功率，再经串联变压器输出电压 $\dot{V}_{pq}$ ，串联注入线路。反之，当变流器Ⅰ处于整流状态时，它注入线路的补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 与线路电流共同从交流线路输入交流功率，经变流器Ⅰ整流成直流功率，变流器Ⅱ在逆变工况下将直流功率变为交流功率，经并联变压器返回电网。因此，调控两个变流器分别在整流、逆变工况或在逆变、整流工况运行，可实现图 7-4a 中所示的两个变流器之间有功功率的双向功率流动。由于全控开关变流器能自身独立产生感性和容性功率，故任何一个变流器不论处于整流状态（从交流电网线路输入有功）还是处于逆变状态（向交流电网线路输出有功）都能从电网输入或输出指令所要求的无功功率。

7.2.2 常规的传输控制能力

图 7-4c 给出了 UPFC 中串联补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 实现各种补偿功能时的相量图。首端电压 $\dot{V}_s$ 与补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 相加得到补偿后线路首端的有效电压 $\dot{V}_{\text{seff}} = \dot{V}_s + \dot{V}_{pq}$ ，图中 $\dot{V}_{\text{seff}}$ 超前 $\dot{V}_s$ 的相角为 ρ ，串联补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 超前线路首端电压 $\dot{V}_s$ 的相位角为 ρ ， φ_1 为 $\dot{V}_s$ 超前 $\dot{I}$ 的功率因数角， $\dot{V}_{pq}$ 超前 $\dot{I}$ 的相角为 $\alpha = \rho + \varphi_1$ 。线路电压降 $\dot{V}_X = jIX = \overrightarrow{RA}$ ， $\dot{V}_X$ 超前 $\dot{I}$ 90° 。 $\dot{V}_{\text{seff}} = \dot{V}_s + \dot{V}_{pq} = j\dot{I}X + \dot{V}_r$ 。 $\dot{V}_{pq}$ 是幅值可控、相角可在 $0 \sim 360^\circ$ 范围内可调控的补偿电压，轨迹为以 $\dot{V}_s$ 相量末端 S 点为中心、半径为 V_{pq} 的圆周，不同相位角 ρ 的串联补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 具有不同的功能。图 7-4 中有补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 时，如果线路首、末端电源电压 $\dot{V}_s$ 、 $\dot{V}_r$ 之间的相位差为 δ ，取图中末端电源 $\dot{V}_r$ 相位角零（即 $\dot{V}_r = V_r \angle 0^\circ = V_r$ ），首端电压 $\dot{V}_s$ 超前末端电压 $\dot{V}_r$ 相差 δ 角， $\dot{V}_s = V_s \angle \delta = V_s e^{j\delta}$ ，补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 超前 $\dot{V}_r$ 的相位角为 $\delta + \rho$ 。

$$\begin{aligned} \dot{V}_{pq} &= V_{pq} \angle (\delta + \rho) = V_{pq} e^{j(\delta + \rho)} = V_{pq} [\cos(\delta + \rho) + j\sin(\delta + \rho)] \\ P_r &= P_{r0} + \Delta P_r = \frac{V_s V_r}{X} \sin \delta + \frac{V_r V_{pq}}{X} \sin(\delta + \rho) \end{aligned} \quad (7-1)$$

$$Q_r = Q_{r0} + \Delta Q_r = \frac{V_r (V_s \cos \delta - V_r)}{X} + \frac{V_r V_{pq}}{X} \cos(\delta + \rho) \quad (7-2)$$

$$\Delta P_r = \frac{V_r V_{pq}}{X} \sin(\delta + \rho) = P_r - P_{r0} \quad (7-3A)$$

$$\Delta Q_r = \frac{V_r V_{pq}}{X} \cos(\delta + \rho) = Q_r - Q_{r0} \quad (7-3B)$$

有了补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 以后，线路 X 首端电压为 $\dot{V}_s + \dot{V}_{pq}$ ，末端电压仍为 $\dot{V}_r$ ，按“叠加原理”图 7-4b 中的线路末端 P_r 、 Q_r 由两部分组成：一是 $V_{pq} = 0$ 时由 $\dot{V}_s$ 、 $\dot{V}_r$ （相角差为 δ ）形成的功率 P_{r0} 、 Q_{r0} ；另一部分是 $V_s = 0$ ，由 $\dot{V}_{pq}$ 、 $\dot{V}_r$ （相角差为 $\delta + \rho$ ）形成的 ΔP_r 、 ΔQ_r ，由此也可得

到式(7-1)、式(7-2)。

如果 $V_s = V_r = V = V_R$ (额定电压), 在相对单位制中, 取电压基值为 V_R , 功率基值为 V_R^2/X , 阻抗基值为 X , 则以标么值表示的功率为

$$P_r = P_{r0} + \Delta P_r = \sin \delta + V_{pq} \sin(\delta + \rho) \quad (7-4A)$$

$$Q_r = Q_{r0} + \Delta Q_r = (\cos \delta - 1) + V_{pq} \cos(\delta + \rho) \quad (7-4B)$$

$$\begin{aligned} -Q_r &= (1 - \cos \delta) - V_{pq} \cos(\delta + \rho) \\ \Delta P_r &= V_{pq} \sin(\delta + \rho) \end{aligned} \quad (7-4C)$$

$$\Delta Q_r = V_{pq} \cos(\delta + \rho) \quad (7-4D)$$

$$P_{r0} = \sin \delta \quad (7-4E)$$

$$Q_{r0} = \cos \delta - 1 \quad (7-4F)$$

当 $\delta + \rho = 90^\circ$ 时, 可获得最大的 $\Delta P_{r\max} = V_{pq\max}$; 当 $\delta = 0^\circ$ 时, 可获得 $\Delta Q_{r\max} = V_{pq\max}$ 。

若 Q_r 为正值, 则表明首端电源 $\dot{V}_s$ 和串联补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 经线路 X 向末端电源 $\dot{V}_r$ 注入感性(滞后)无功功率; 若 Q_r 为负值, 则表明首端 $\dot{V}_s$ 和串联补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 经线路向末端电源 $\dot{V}_r$ 注入容性(超前)无功功率。 Q_r 为负时也表明这时末端电源 $\dot{V}_r$ 向线路输入感性(滞后)无功功率, 即三个电压源($\dot{V}_s$ 、 $\dot{V}_{pq}$ 、 $\dot{V}_r$)共同承担传输有功功率时线路电抗所消耗的感性(滞后)无功功率 $I^2 X$ 。

P_{r0} 、 Q_{r0} 是给定功角 δ 时无补偿系统线路传输的有功功率和无功功率。在给定传输角 δ ($0 \leq \delta \leq \pi$) 工作时, 由于补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 的移相角度 ρ 可在 $0 \sim 2\pi$ 区间可任意变化, 式(7-4C)、式(7-4D)的 ΔP_r 和 ΔQ_r 在 $-V_{pq}$ 和 $+V_{pq}$ 之间独立于 δ 可控。因此, 传输有功功率 P_r 可控制在最小值 $P_{r\min}$ 与最大值 $P_{r\max}$ 之间, 即

$$P_{r\min} = [P_{r0}(\delta) - V_{pq\max}] \leq P_r(\delta) \leq [P_{r0}(\delta) + V_{pq\max}] = P_{r\max} \quad (7-5)$$

传输的无功功率 Q_r 可控制在

$$Q_{r\min} = [Q_{r0}(\delta) - V_{pq\max}] \leq Q_r(\delta) \leq [Q_{r0}(\delta) + V_{pq\max}] = Q_{r\max} \quad (7-6)$$

图 7-5 给出了标么值 $V_{pq} = 0.5$, 在任意传输角 δ 时线路传输的有功、无功功率可控的范围。由式(7-4C)、式(7-4D)和图(7-5)可知, 无论 δ 为何值, 引入 $V_{pq} = 0.5$ 后, 只要调控补偿电压 V_{pq} 的相位角 ρ , 都可使 P_r 、 Q_r 被控量达到 $\Delta P_r = V_{pq} = 0.5$, $\Delta Q_r = V_{pq} = 0.5$ 。线路传输功率的可控部分比较大, 且不受传输角 δ 影响(无论 δ 何值, 只要 $\rho = 90^\circ - \delta$, 则 $\Delta P \equiv 0.5$)。这表明 UPFC 在潮流控制应用中有其灵活、显著的调控能力, 在提高暂态稳定性和减小功率振荡等方面也有很强的能力。

图 7-5b 中纵坐标为无功功率 Q_r , 当 Q_r 值为负时, 表明受端电源 $\dot{V}_r$ 向线路输出感性滞后无功。例如无补偿电压 $V_{pq} = 0$ 时, 由于 $V_s = V_r$, 在式(7-4F)中, 只要传输有功功率, $\delta \neq 0$, 则 Q_{r0} 总是为负值, 这表明只要传输有功功率 P_{r0} , 在 $V_s = V_r$ 运行工况下, 线路首端必须向 V_r 输送容性无功, 或者说受端电源 $\dot{V}_r$ 必须向线路输出感性滞后无功功率, 且 P 、 δ 越大, Q_{r0} 也应越小, 即受端电源 $\dot{V}_r$ 也应向线路输出更多的感性滞后无功功率, 供线路电抗无功损耗 $I^2 X$ 才能使 $V_r = V_s$ 。

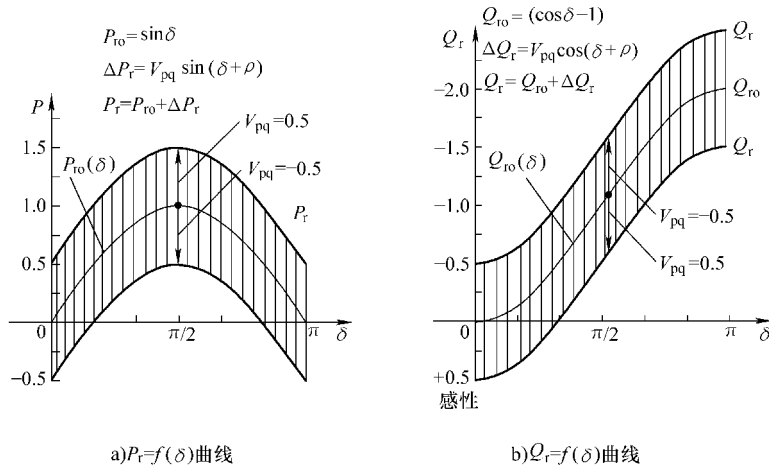


图 7-5 UPFC 控制的输电线可传输的有功 P_r 及其受电端无功 Q_r 与传输角 δ 的关系

在图 7-6a 中, 假设 $\delta = 30^\circ$, 标么值 $V_{pq\max} = 0.5$ 。补偿电压相量 $\dot{V}_{pq}$, 线路首端有效电压 $\dot{V}_{seff} = \dot{V}_s + \dot{V}_{pq}$ 。 $\dot{V}_{seff} - \dot{V}_r = \dot{V}_x$ 是补偿后线路电抗 X 上的电压, $\dot{V}_x = j\dot{I}X = \dot{V}_{seff} - \dot{V}_r = \dot{V}_s + \dot{V}_{pq} - \dot{V}_r$ 。 $\dot{V}_{pq}$ 决定了 $\dot{V}_{seff}$ 的幅值和相位角, 也就调节了相量 $\dot{V}_x$ 的幅值和相角, 改变了线路电流 $\dot{I}$ 的幅值和相位, 线路传输功率 P_r 、 Q_r 按式(7-4A)、式(7-4B)随 V_{pq} 和相角 ρ 变化, $\dot{V}_{pq}$ 使传输功率的增量 ΔP_r 、 ΔQ_r 都与 V_{pq} 成正比, 并都随移相角 $\delta + \rho$ 变化。

图 7-6a 中 $\delta = 30^\circ$, $V_{pq} = 0$ 时, $P_{r0} = \sin \delta = \sin 30^\circ = 0.5$, $Q_{r0} = (\cos \delta - 1) = -0.134$ 。线路加入串联补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 以后, 传输线首端功率 P_s 、 Q_s 可由下式得到:

$$\begin{aligned} P_s + jQ_s &= \dot{V}_s \dot{I}^* = P_{s0} + \Delta P_s + j(Q_{s0} + \Delta Q_s) \\ &= \frac{V_s V_r}{X} \sin \delta + \frac{V_s V_{pq}}{X} \sin \rho + j \left\{ \frac{V_s (V_s - V_r \cos \delta)}{X} + \frac{V_s V_{pq}}{X} \cos \rho \right\} \end{aligned} \quad (7-7)$$

若 $V_r = V_s = V = V_R$, 用相对单位表示时, 由式(7-7)可得到

$$P_s = P_{s0} + \Delta P_s = \sin \delta + V_{pq} \sin \rho \quad (7-8A)$$

$$Q_s = Q_{s0} + \Delta Q_s = (1 - \cos \delta) + V_{pq} \cos \rho \quad (7-8B)$$

$$\Delta P_s = V_{pq} \sin \rho \quad (7-8C)$$

$$\Delta Q_s = V_{pq} \cos \rho \quad (7-8D)$$

$$P_{s0} = \sin \delta = P_{r0} \quad (7-8E)$$

$$Q_{s0} = 1 - \cos \delta = -Q_{r0} \quad (7-8F)$$

变流器串联注入电压 $\dot{V}_{pq}$ 对应的串联注入功率 $\dot{S}_{pq} = P_{pq} + jQ_{pq} = \dot{V}_{pq} \dot{I}^*$, 电流 $\dot{I} = (\dot{V}_s + \dot{V}_{pq} - \dot{V}_r)/jX$, $\dot{I}$ 的共轭相量为 $\dot{I}^*$, 则 $\dot{S}_{pq} = P_{pq} + jQ_{pq} = \dot{V}_{pq} \dot{I}^* = \dot{V}_{pq} \cdot \left[\frac{\dot{V}_s + \dot{V}_{pq} - \dot{V}_r}{jX} \right]^*$, 由此可得到

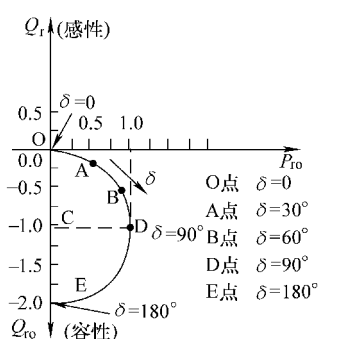
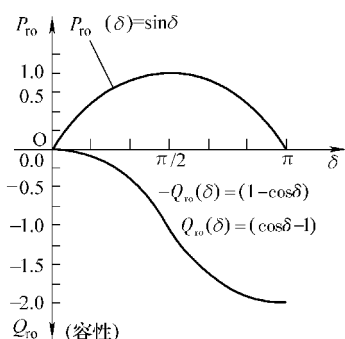
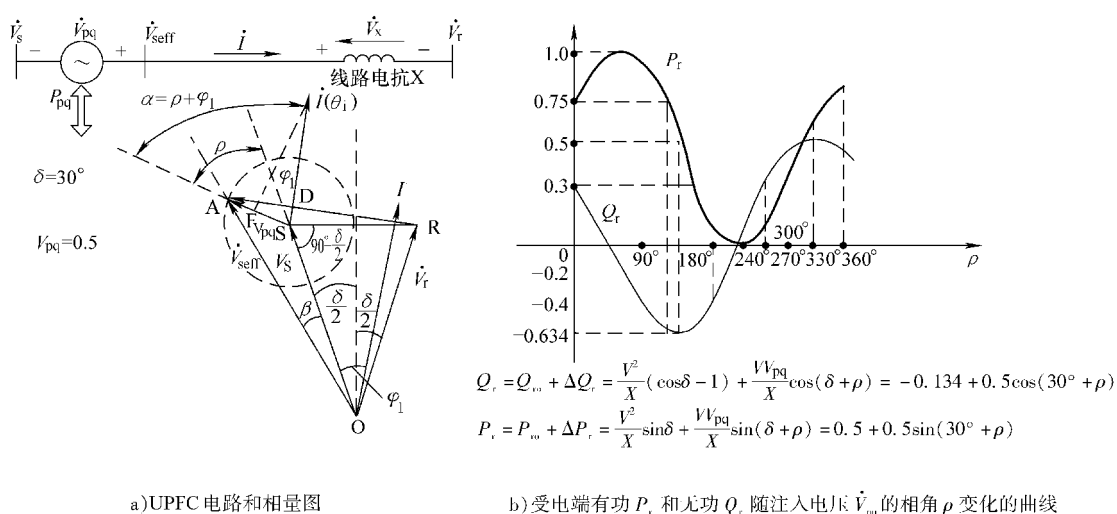


图 7-6 UPFC 电路相量图和功率特性

$$P_{pq} = \frac{V_{pq}}{X} [V_r \sin(\delta + \rho) - V_s \sin \rho] \quad (7-9A)$$

$$Q_{pq} = \frac{V_{pq}}{X} [V_{pq} + V_s \cos \rho - V_r \cos(\delta + \rho)] \quad (7-9B)$$

若 $V_r = V_s = V_R$, 取电压基准值为 V_R , 功率基准值为 V_R^2/X , 若 V_{pq} 为补偿电压的相对值, P_{pq} 、 Q_{pq} 也是相对值, 则有

$$P_{pq} = V_{pq} [\sin(\delta + \rho) - \sin \rho] \quad (7-9C)$$

$$Q_{pq} = V_{pq} [V_{pq} + \cos \rho - \cos(\delta + \rho)] \quad (7-9D)$$

忽略线路电阻 R , 线路不消耗有功功率。补偿电压 $V_{pq} = 0$ 时, $P_{r0} = P_{s0}$, 有补偿电压 V_{pq} 后, 变流器注入线路的有功功率 P_{pq} 加首端功率增量 ΔP_s 应等于末端功率增量 ΔP_r , 即 $\Delta P_r = \Delta P_s + P_{pq0}$ 。而线路电抗消耗的无功功率 $I^2 X$ (标么值) 应是 $\dot{V}_s$ 输出的感性无功 Q_s 、末端 $\dot{V}_r$ 向线路输出的感性无功 $-Q_r$ 和串联补偿电压 V_{pq} 向线路注入的感性无功 Q_{pq} 之和, 即 $I^2 X = Q_s + (-Q_r) + Q_{pq0}$ 。

由式(7-3A)、式(7-3B)中的 ΔP_r 、 ΔQ_r 及式(7-8C)、式(7-8D)中的 ΔP_s 、 ΔQ_s , 还可求

得串联补偿电压的幅值 V_{pq} 和相角 ρ 与 ΔP_r 、 ΔQ_r 、 ΔP_s 、 ΔQ_s 的函数关系。

补偿电压幅值为

$$V_{pq} = \frac{X}{V_r} \sqrt{\Delta P_r^2 + \Delta Q_r^2} = \frac{X}{V_s} \sqrt{\Delta P_s^2 + \Delta Q_s^2} \quad (7-10A)$$

$\dot{V}_{pq}$ 超前 V_s 的相角为

$$\rho = \arctan\left(\frac{\Delta P_r}{\Delta Q_r}\right) - \delta = \arctan \frac{\Delta P_s}{\Delta Q_s} \quad (7-10B)$$

如果上两式中的 ΔP_r 、 ΔQ_r 、 ΔP_s 、 ΔQ_s 为指令值, 则可由上两式得到与此对应的补偿电压的幅值 V_{pq} 和相位角 ρ 指令值。对任何一组指令值 ΔP_r 、 ΔQ_r 都可求得一组 V_{pq} 和 ρ 或相量 $\dot{V}_{pq}$, 因此 UPFC 可实现 P_r 、 Q_r 的独立控制。

不同相位角 ρ 的补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 具有多种不同的补偿控制功能。图 7-7 画出了线路注入补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 后能实现的 6 种串联补偿功能的相量图。

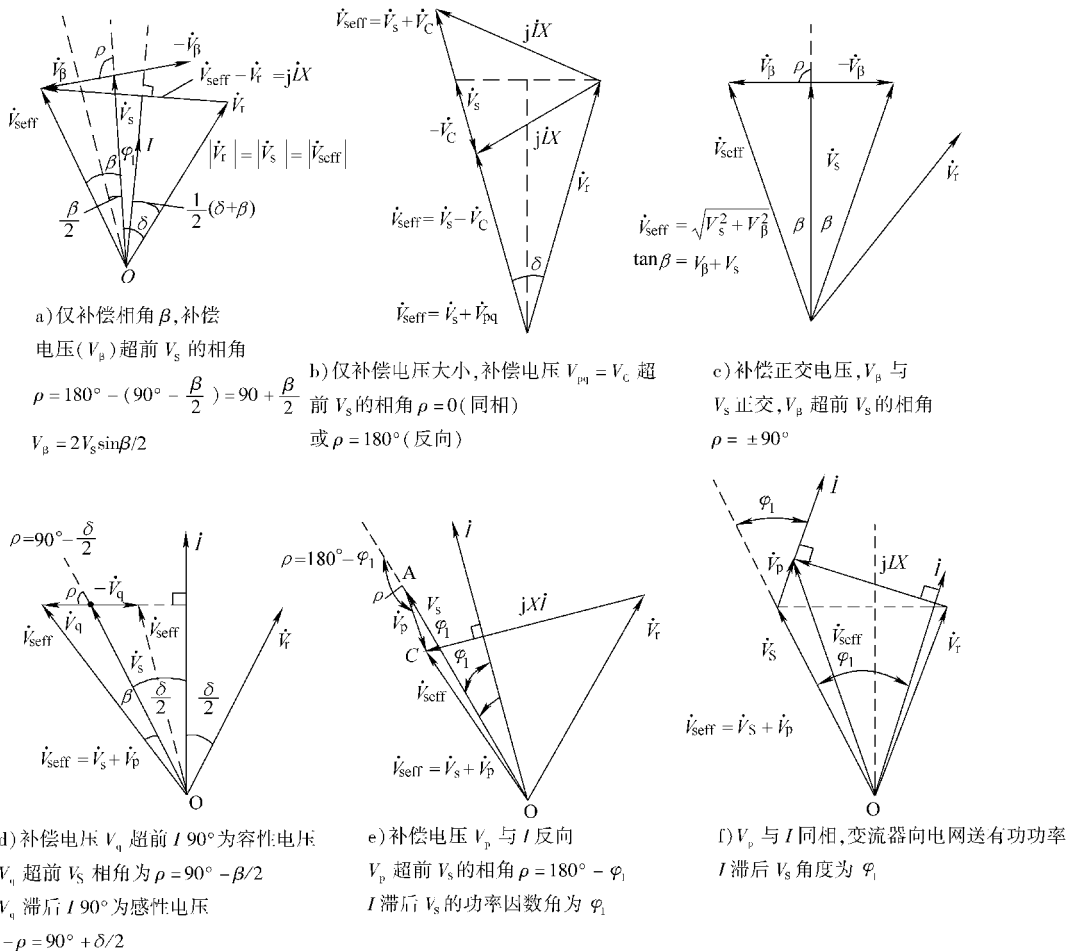


图 7-7 用以说明 UPFC 对输电控制能力的相量图

1. 补偿电压 $\dot{V}_{pq} = \dot{V}_\beta$ 仅用于移相(见图 7-7a)

图 7-6a 中首端电压 $\dot{V}_s$ 补偿为 $\dot{V}_{seff} = \dot{V}_s + \dot{V}_\beta$ 后电压大小不变 $V_{seff} = V_s$, 但补偿后 $\dot{V}_{seff}$ 与 $\dot{V}_r$ 之间的功角从 δ 变为 $\delta + \beta$ 。6.5.2 节已分析这种移相补偿器, 补偿电压 $\dot{V}_\beta$ 相位超前 $\dot{V}_s$ 的角度 $\rho = 90^\circ + \beta/2$, $V_\beta = 2V_s \sin \beta/2$, $\beta = 2\arcsin(V_\beta/2V_s)$ 。补偿前后功率 P_r 、 Q_r 、 ΔP_r 、 ΔQ_r 等为式(6-19), 移相补偿电压 $\dot{V}_\beta$ 注入线路的功率 $\dot{S}_{pq} = P_{pq} + jQ_{pq} = \dot{V}_\beta \dot{I}^*$ 。由于 $\dot{V}_\beta$ 与电流 $\dot{I}$ 并不正交, 因此移相补偿时变流器与电网线路之间既有有功功率又有无功功率交换, 这时变流器直流侧应有直流电源。由图 7-4 的统一潮流控制器(UPFC)的并联变压器、变流器 II 提供直流功率, 使变流器 I 输出串联移相电压 $\dot{V}_\beta$, 改变线路首端电压 $\dot{V}_{seff}$ 的相位角, 控制线路潮流。

2. 补偿电压 $\dot{V}_{pq} = \dot{V}_c$ 与 $\dot{V}_s$ 同相或反相(见图 7-7b)

$\dot{V}_s$ 仅补偿电压 $\dot{V}_s$ 的幅值并不改变补偿后线路首端电压 $\dot{V}_{seff} = \dot{V}_s \pm \dot{V}_c$ 的相位, 这时补偿后的 P_r 、 Q_r 、 ΔP_r 、 ΔQ_r 为式(6-17)。这时同相或反相补偿电压 $\dot{V}_c$ 与 $\dot{V}_s$ 一样向线路注入有功和无功补偿。

3. 补偿电压 $\dot{V}_\beta$ 与 $\dot{V}_s$ 正交(见图 7-7c)

$\dot{V}_\beta$ 超前 $\dot{V}_s 90^\circ$ (或滞后 90°), 补偿后线路首端电压 $V_{seff} = \sqrt{V_s^2 + V_\beta^2}$, 移相角 $\beta = \arctan V_\beta/V_s$ 。由于 V_{seff} 略大于 V_s , 因此 $\dot{V}_\beta$ 使 $\dot{V}_s$ 移相 β 的同时, 还使 V_{seff} 略有增大, 这种正交移相升压器可以由变压器-晶闸管移相器(图 6-41a)实现, 但它并不是理想的纯移相器, 移相后的 P_r 、 Q_r 、 ΔP_r 、 ΔQ_r 为式(6-22)。功角特性参见图 6-41b。

4. 补偿电压 $\dot{V}_{pq} = \dot{V}_q$, $\dot{V}_q$ 与电流 $\dot{I}$ 正交(见图 7-7d)

这种方式仅可实现容性或感性无功补偿。由于注入电压 $\dot{V}_q$ 与电流 $\dot{I}$ 正交, 故 $\dot{V}_q$ 注入线路的有功功率为零, V_q 注入线路的无功功率为 $V_q I$ 。补偿后 P_r 、 Q_r 、 ΔP_r 、 ΔQ_r 为式(6-13), 功角特性为图 6-24 所示。

5. 补偿有功电压 $\dot{V}_{pq} = \dot{V}_p$, $\dot{V}_p$ 与 $\dot{I}$ 反相(见图 7-7e)

图 7-7e 中补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 仅为负值有功电压, 串联变流器输出负值有功功率或串联变流器从电网线路吸收有功功率, 这时 $\dot{V}_p$ 超前 $\dot{V}_s$ 的相角 $\rho = 180^\circ - \varphi_1$ (φ_1 为电流 $\dot{I}$ 滞后 $\dot{V}_s$ 的功率因数角), 由式(7-1)、式(7-2)和式(7-9)可得到

$$P_r = \frac{V_s V_r}{X} \sin \delta + \frac{V_r V_p}{X} \sin(\delta + 180^\circ - \varphi_1) = P_{ro} + \frac{V_r V_p}{X} \sin(\varphi_1 - \delta) = P_{ro} + \Delta P_r \quad (7-11A)$$

$$Q_r = \frac{V_r (V_s \cos \delta - V_r)}{X} + \frac{V_r V_{pq}}{X} \cos(\delta + 180^\circ - \varphi_1) = Q_{ro} - \frac{V_r V_p}{X} \cos(\varphi_1 - \delta) \quad (7-11B)$$

$$\Delta P_r = \frac{V_r V_p}{X} \sin(\varphi_1 - \delta) = P_r - P_{ro} \quad (7-11C)$$

$$\Delta Q_r = \frac{V_r V_p}{X} \cos(\varphi_1 - \delta) = Q_r - Q_{ro} \quad (7-11D)$$

当补偿电压 $\dot{V}_p$ 与电流 $\dot{i}$ 反相时, $\dot{V}_p$ 与电流 $\dot{i}$ 所形成的向电网线路输出的有功功率 P_p 和感性无功功率 Q_p 为

$$P_p = \frac{V_r V_{pq}}{X} [\sin(\delta + \rho) - \sin \rho] = -\frac{V_r V_p}{X} [\sin \varphi_1 + \sin(\delta - \varphi_1)] < 0 \quad (7-11E)$$

$$Q_p = \frac{V_r V_{pq}}{X} \left[\frac{V_{pq}}{V_r} + \cos(\varphi_1 - \delta) - \cos \varphi_1 \right] > 0 \quad (7-11F)$$

6. 补偿有功电压 $\dot{V}_{pq} = \dot{V}_p$, $\dot{V}_p$ 与线路电流 $\dot{i}$ 同相(见图 7-7f)

图 7-7f 画出了变流器输出正值(与电流 $\dot{i}$ 同相的)有功补偿电压 V_p 时的相量图, 可用于变流器向电网线路输出有功功率; 补偿线路电阻电压降, 提高线路等效阻抗比(X/R)。

由图 7-4c 可知 UPFC 输出的补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 可实现节点电压幅值调节、传输角调节及改变线路等效阻抗等各种补偿功能, 而一般的串联或并联补偿器则只能完成单一功能。若将图 7-4c 中的补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 分解为与 $\dot{i}$ 正交的无功补偿电压 $\dot{V}_q(\overrightarrow{DA})$ 和与 $\dot{i}$ 同相的有功补偿电压 $\dot{V}_p(\overrightarrow{SD})$, $V_q = \overrightarrow{DA} = V_{pq} \sin \alpha = V_{pq} \sin(\rho + \varphi_1)$, $V_p = \overrightarrow{SD} = V_{pq} \cos(\rho + \varphi_1)$, 调控 V_{pq} 的大小和相位角 ρ , 可独立调控有功和无功串联补偿电压 V_p 、 V_q , 维持或改变线路有功或无功潮流, 满足系统运行指令要求。

7.2.3 有功和无功潮流的独立控制

下面以图 7-6a 中的系统参数研究 UPFC 控制线路传输有功和无功潮流的能力。首先假定补偿电压 V_{pq} 为零。对运行参数进行规格化(参数用标么值)后, 传输功率 $P_{ro}(\delta) = \{V^2/X\} \sin \delta = \sin \delta$, $\dot{V}_s$ 送至线路末端的感性无功功率 $Q_{ro}(\delta) = \cos \delta - 1$ 或 $1 + Q_{ro}(\delta) = \cos \delta$, 如图 7-6c 所示。 Q_{ro} 为负值表明 V_s 送至线路末端为容性无功, 或者说这时末端电源 $\dot{V}_r$ 向线路末端输出感性无功 Q_{ro} 。无补偿时 $P_{ro}(\delta)$ 和 $Q_{ro}(\delta)$ 之间的关系可由下式表示

$$\cos^2 \delta + \sin^2 \delta = \{Q_{ro}(\delta) + 1\}^2 + \{P_{ro}(\delta)\}^2 = 1 \quad (7-12)$$

$$Q_{ro}(\delta) = -1 \pm \sqrt{1 - \{P_{ro}(\delta)\}^2} \quad (7-13)$$

根据式(7-12)图 7-6d 画出了在 $\{Q, P\}$ 平面上圆心 C 坐标为 $P_{ro} = 0$, $Q_{ro} = -1$ 、半径为 1.0 的半圆, 当 P_{ro} 为正值时 P_{ro} 、 Q_{ro} 特性曲线为图 7-6d 的半圆。圆周上的每个点给出了对应特定传输角 δ 时无补偿系统线路传输的 P_{ro} 、 Q_{ro} 值。对于一个给定的 P_{ro} 有两个对应的 Q_{ro} , 例如当 $\delta = 0$ 时, $P_{ro} = 0$; $Q_{ro} = 0$, $\delta = 180^\circ$ 时, $P_{ro} = 0$, $Q_{ro} = -2$; 当 $\delta = 30^\circ$ 时(A 点), $P_{ro} = 0.5$, $Q_{ro} = -0.134$ 和 $Q_{ro} = -1.86$; 当 $\delta = 90^\circ$ 时(D 点), $P_{ro} = 1.0$, $Q_{ro} = -1.0$ 等。

再看图 7-6a, 有补偿电压 $V_{pq} \neq 0$ 时, 线路传输的有功、无功功率由未补偿系统传输功率 $P_{ro}(\delta)$ 和 $Q_{ro}(\delta)$ 增加到与注入电压相量 V_{pq} (幅值为 V_{pq} 、角度 ρ) 有函数关系的有功功率值

P_r 和无功功率值 Q_r 。有补偿电压 V_{pq} 以后, 传输功率增加值为 ΔP_r 、 ΔQ_r , 由式(7-4C)、式(7-4D)可得到

$$\Delta P_r^2 + \Delta Q_r^2 = \{P_r(\delta, \rho) - P_{r0}(\delta)\}^2 + \{Q_r(\delta, \rho) - Q_{r0}(\delta)\}^2 = V_{pq}^2 \quad (7-14A)$$

当补偿电压 V_{pq} 为其最大值 $V_{pq\max}$ 时, 有

$$\{P_r(\delta, \rho) - P_{r0}(\delta)\}^2 + \{Q_r(\delta, \rho) - Q_{r0}(\delta)\}^2 = V_{pq\max}^2 \quad (7-14B)$$

图 7-8 中 $\dot{V}_{pq}=0$ 的虚线为由式(2-12)得到的无串联注入电压功角 δ 从 $0 \rightarrow 90^\circ$ 时 P_r 、 Q_r 特性, 即以 C 点为圆心(0、-1)、半径为 1.0 的 1/4 圆周 OABD。有串联注入电压 $V_{pq} = \pm V_{pq\max}$ 时受端功率 P_r 、 Q_r 的特性关系为式(7-14B)。

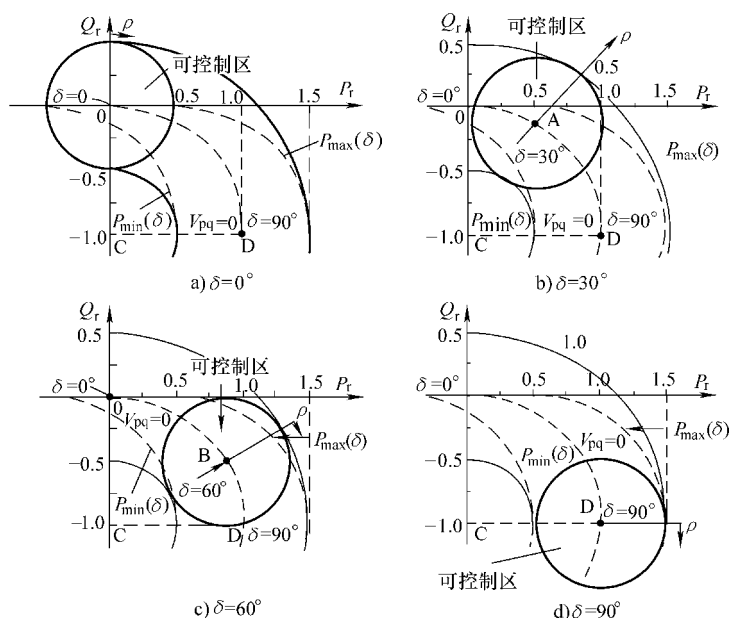


图 7-8 UPFC 受端有功功率 P_r 和滞后无功 Q_r 的控制区

式(7-14B)表明在图 7-8 所示的 P_r 、 Q_r 平面上, P_r 、 Q_r 的轨迹是以点 O(当功角 $\delta=0$ 时)、或 A($\delta=30^\circ$ 时)、B($\delta=60^\circ$ 时)或 D($\delta=90^\circ$ 时)为圆心, 以半径为 $V_{pq\max}$ 的实线圆周。

在有补偿电压 V_{pq} 时, 有

$$P_r(\delta, \rho) = P_{r0} + \Delta P_r = P_{r0}(\delta) + V_{pq} \sin(\delta + \rho) \quad (7-15)$$

$$Q_r(\delta, \rho) = Q_{r0} + \Delta Q_r = Q_{r0}(\delta) + V_{pq} \cos(\delta + \rho) \quad (7-16)$$

首先看图 7-8a, 它描述了传输 $\delta=0$ 时的运行情况。在 $\delta=0$, 且补偿电压 $V_{pq}=0$ 时, 末端 P_r 、 Q_r 及首端 P_s 、 Q_s 都为零。系统工作点在 P、Q 平面上位于 Q_r 、 P_r 坐标的原点。有补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 以后, $\delta=0$ 时 $P_r = P_{r0} + \Delta P_r = \Delta P_r = V_{pq} \sin \rho$, $Q_r = Q_{r0} + \Delta Q_r = \Delta Q_r = V_{pq} \cos \rho$, 因此所产生的 $\Delta P_r = P_r$, $\Delta Q_r = Q_r$ 的轨迹是一个以 O 点为圆心($\delta=0$, $P_{r0}=0$, $Q_{r0}=0$)、以补偿电压最大幅值 $V_{pq\max}$ 为半径旋转一周($0 \leq \rho \leq 360^\circ$)获得的相应的 Q_r 、 P_r 轨迹。圆区域内对应的所有的 P_r 、 Q_r , 其值均可通过控制注入电压相量 V_{pq} 的幅值 V_{pq} 和相位角 ρ 得到。

图 7-18b 为当 $\delta=30^\circ$, 无补偿电压 V_{pq} 时, $P_{r0} = \sin \delta = P_{r0} \sin 30^\circ = 0.5$, $Q_{r0} = \cos 30^\circ - 1 = -0.134$, 无补偿时的工作点应是图 7-6d 和图 7-8b 中的 A 点, $\delta=60^\circ$; 无补偿时, $P_{r0} =$

0.866, $Q_{r0} = -0.5$ 时的工作点应是(见图 7-6d 和图 7-8c) B 点; $\delta = 90^\circ$ 时 $P_{r0} = 1.0$, $Q_{r0} = -1$, 无补偿时的工作点是 D 点。有补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 后, 补偿后的工作点 $P_r = P_{r0} + \Delta P_r$, $Q_r = Q_{r0} + \Delta Q_r$, 工作点轨迹应是以 $O(\delta = 0)$ 、 $A(\delta = 30^\circ)$ 、 $B(\delta = 60^\circ)$ 或 $D(\delta = 90^\circ)$ 为圆心, 以 $V_{pq\max}$ 为半径的圆周内的任意一点。因此当给定了 $\dot{V}_{pq}$, 也就确定了 $\{Q_r, P_r\}$ 平面上的圆形区域内所有可获得的 P_r 和 Q_r 值。若最大补偿电压为 $V_{pq\max} = 0.5$ 时, 图 7-8 画出了不同的 δ 、 $P_{r0} = \sin \delta$ 、 $Q_{r0} = (\cos \delta - 1)$ 时, 补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 相位角 ρ 在 $0 \sim 360^\circ$ 范围变化, $\Delta P_r = V_{pq} \sin(\delta + \rho)$, $\Delta Q_r = V_{pq} \cos(\delta + \rho)$ 时, 有 $\dot{V}_{pq}$ 补偿后的 P_r 、 Q_r 实线圆区特性。从图 7-8 可以观察到 UPFC 通过向线路注入补偿电压 $V_{pq\max} = 0.5$ p. u., 能够建立任意方向上的 $\sqrt{\Delta P_r^2 + \Delta Q_r^2} = V_{pq} \leq V_{pq\max} = 0.5$ p. u. 功率流动, 例如由式 (7-4C) 和式 (7-4D), 当控制 $\rho = -\delta$; $\Delta P_r = 0$, $\Delta Q_r = V_{pq} = 0.5$; 当控制 $\rho = 180^\circ - \delta$ 时, $\Delta P_r = 0$, $\Delta Q_r = -0.5$; 当控制 $\rho = 90^\circ - \delta$ 时, $\Delta Q_r = 0$, $\Delta P_r = V_{pq} = 0.5$; 当控制 $\rho = 270^\circ - \delta$ 时, $\Delta Q_r = 0$, $\Delta P_r = -0.5$; 当 $\rho = 45^\circ - \delta$ 时, $\Delta P_r = \Delta Q_r = 0.5 \times 0.707 = 0.35$, $\sqrt{\Delta P_r^2 + \Delta Q_r^2} = V_{pq} = 0.5$ 。

图 7-8 表明了 UPFC 可在任何传输角 δ 时具有能同时独立控制有功和无功功率潮流的独特能力, 通过不同的补偿电压 V_{pq} 及相位角 ρ 的改变, 即控制补偿电压相量幅值和相位, 可以灵活地调控线路有功和无功潮流的大小和流向, UPFC 是潮流控制强有力的新型工具。

7.2.4 UPFC 与串联补偿器和相角调节器的对比

用可控串联补偿器(TSSC、GCSC、TCSC 和 SSSC)和可控相角调节器(TCPAR 和基于电压源变流器的相角调节器)替代图 7-4a 中的 V_{pq} , 可得到图 7-9 所示的容性阻抗补偿和图 7-12 所示的相角调节器在不同传输角 δ 时对应的 P 、 Q 特性。

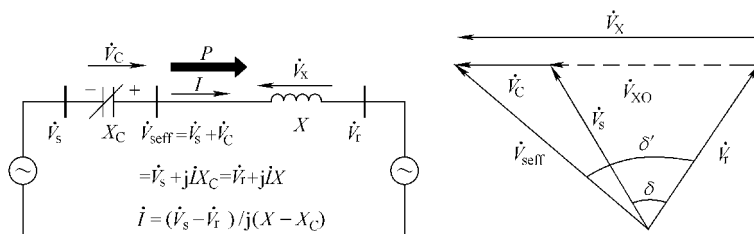


图 7-9 有可控串联电容补偿的两端电源系统

7.2.4.1 UPFC 与可控串联补偿器的比较

晶闸管投切串联电容器(TSSC)和门极可关断(GTO)晶闸管控制的串联电容器(GCSC)串联在线路中, 可抵消部分线路感性电抗, 从而使输电线路的等效电抗降低, 线路电流 $\dot{I}$ 增大, 传输功率增加。在以下研究中, TSSC 和 GCSC 都被看做是连续可变的电容器, 它的容抗可控制在 $0 \leq X_C \leq X_{C\max}$ 的范围内, 容性补偿电压 $\dot{V}_C = j\dot{I}X_C$ 。

静态同步串联补偿器(SSSC)可注入一个连续可变且与线电流相位相差 90° 的串联补偿电压。与 TSSC、GCSC 不同, 无论线电流为零或是为额定电流, SSSC 的补偿电压完全可以不受线路电流(或不受传输角 δ)的影响, 可为给定的指令值。

晶闸管控制的串联电容 (TCSC) 方案是用一个或多个串联模块改变串联补偿电抗和补偿电压, 每个模块由晶闸管控制的电抗器和一个电容并联组成。由数量充足的模块构成的 TCSC 能够在线电流减小时通过改变等效电抗值控制和维持等效补偿电压在要求的运行范围内, 它也可用晶闸管控制的电抗器提供感性补偿。实际应用中一般要求感性补偿的范围要小于容性范围。为了对比, 假设理想的 TCSC 拥有充足数量的模块, 这样 TCSC 在线电流减小时也可以有相同的容性和感性补偿特性以及连续控制和维持补偿电压的能力。有了这个假设, 除了传输角过于小而不能维持正常工作所需要的线电流的情况外, TCSC 也可以看作等效的 SSSC, 可将 TCSC 与变流器型静止同步串联无功补偿器都视为向线路注入正交补偿电压 V_q 处理。

可控串联补偿器提供一个串联补偿电压 V_q 或提供一个串联容抗 X_c 等效的补偿电压 V_c , 这个电压与线电流正交。它们仅能影响流过传输线的电流幅值。在 TSSC 和 GCSC 补偿的容性电抗或者 TCSC、SSSC 补偿容性或感性电抗为给定指令值时, 线路传输功率由传输角和补偿后的线路电抗 X (假设首、末两端电压的幅值恒定) 决定。如 $P_r = \frac{V^2}{X} \sin \delta$, $Q_r = \frac{V^2}{X} (\cos \delta - 1)$, $Q_r/P_r = (\cos \delta - 1)/\sin \delta$, 即电抗 X 被补偿减小后, Q_r/P_r 的比值仍与 X 无关, 对于任何一个工况 (任何一个功角 δ), 补偿线路电抗后, P_r 、 Q_r 同时改变而不能独立调控 P_r 、 Q_r 。在串联补偿值 (电抗补偿或电压补偿) 为不同的给定值时, 线路传输的有功功率 P_r 、无功功率 Q_r 及功率增量 ΔP_r 、 ΔQ_r 所示的 Q_r - P_r 的圆形轨迹相关公式已在 7.2.2 节介绍, 以下仅就串联容抗 X_c 补偿和串联注入无功电压 V_q 补偿的特性与 UPFC 进行对比分析。

1. 串联电容补偿

在相对单位制 (标么值) 中, 无串联补偿电容时: $X_c = 0$, $P_{r0} = \sin \delta$, $Q_{r0} = (\cos \delta - 1)$ 。 P_{r0} 、 Q_{r0} 在 P - Q 平面上的轨迹为

$$[Q_{r0}(\delta) + 1]^2 + P_{r0}^2(\delta) = 1 \quad (7-17)$$

有串联补偿 X_c 后

$$P_{rc} = \frac{1}{X - X_c} \sin \delta = \frac{1}{X(1 - k)} \sin \delta = \frac{1}{1 - k} P_{r0} \quad (7-18A)$$

$$Q_{rc} = \frac{1}{X - X_c} (\cos \delta - 1) = \frac{1}{1 - k} Q_{r0} \quad (7-18B)$$

式中, 容抗补偿度 $k = X_c/X$, $X_c = kX$ 。

串联补偿电抗为 X_c 时受端功率增量为

$$\Delta P_{rc} = P_{rc} - P_{r0} = \frac{k}{1 - k} \sin \delta = \frac{k}{1 - k} P_{r0} \quad (7-19A)$$

$$\Delta Q_{rc} = Q_r - Q_{r0} = \frac{k}{1 - k} Q_{r0} \quad (7-19B)$$

由式 (7-18A) 和式 (7-18B) 可得到 $Q_r(\delta)$ 、 $P_r(\delta)$ 的轨迹为

$$\left[Q_{rc}(\delta) + \frac{1}{1 - k}\right]^2 + P_{rc}^2(\delta) = \left(\frac{1}{1 - k}\right)^2 \quad (7-20A)$$

$$\text{或: } \left[\frac{1}{1 - k} Q_{r0}(\delta) + \frac{1}{1 - k}\right]^2 + \left[\frac{1}{1 - k} P_{r0}(\delta)\right]^2 = \left[\frac{1}{1 - k}\right]^2 \quad (7-20B)$$

无补偿时 ($X_c = 0$, 或 $k = 0$), 如式 (7-17) 所示 P_{r0} 、 Q_{r0} 轨迹为图 7-10 中的半圆圆周①

($OA_1B_1M_1E_1$), 在 P - Q 平面上该圆心坐标为 $(0, -1)$, 直径为 1, 圆心为 C_1 点 $(0, -1)$, 圆半径为 1.0。 $\delta=90^\circ$ 时的最大功率点 M_1 处 $P_{r0}=1$, $Q_{r0}=-1.0$ 。

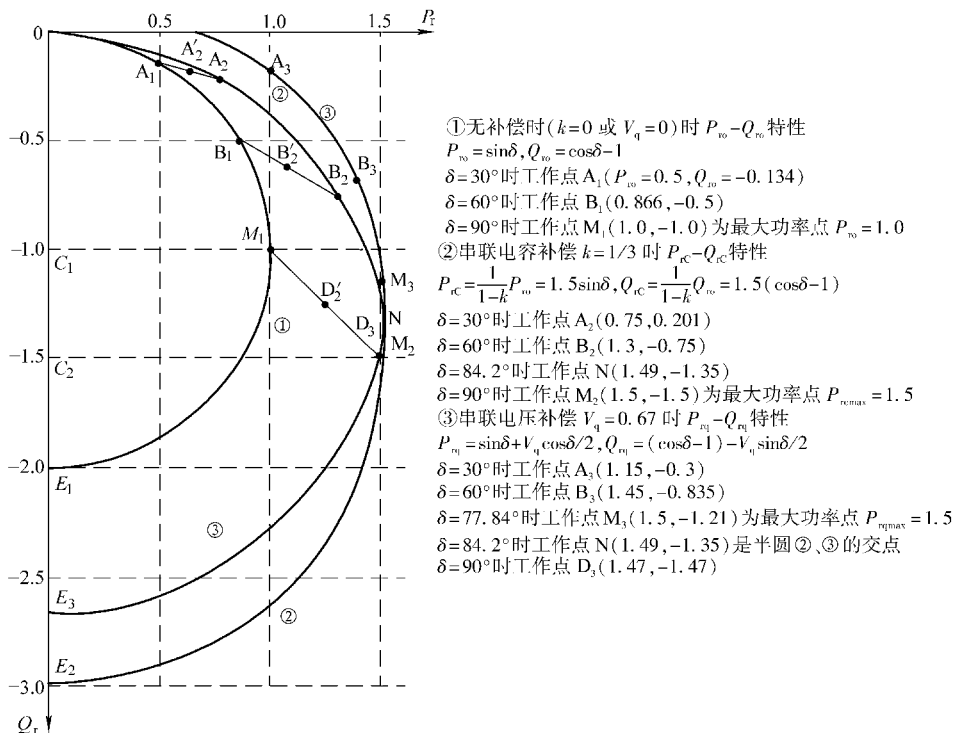


图 7-10 补偿 V_q 与补偿 $X_c(k)$ 时的 P_r 、 Q_r 特性

有电容补偿 X_c 后, $P_r(\delta)$ 、 $Q_r(\delta)$ 轨迹仍为一个圆, 如式(7-20), 在 P - Q 平面上圆心坐标为 C_2 点 $(0, \frac{1}{1-k})$, 半径为 $\frac{1}{1-k}$, X_c 越大, 即补偿度 k 越大, 则 ΔP_r 、 ΔQ_r 越大, P_r 、 Q_r 大, 圆周半径大。图 7-10 中画出的半圆圆周②($OA_2B_2NM_2E_2$) 是串联电容补偿度为 $k=1/3$, $X_c = X_{Cmax} = \frac{1}{3}X$, $1/(1-k) = 1.5$ 时补偿后的 Q_r 、 P_r 圆图(其半径为 $\frac{1}{1-k} = 1.5$, 圆心为 C_2 点 $(0, -1.5)$)。这时 $\delta=90^\circ$ 的最大功率 $P_{rcmax} = 1.5$ 。若 $0 \leq k \leq 1/3$, 则补偿后的最大功率 P_{rcmax} 也为 $1 \sim 1.5$ 。

因此, 可以用基本的传输功率方程建立无穷多的 Q_r - P_r 圆轨迹, 每个圆对应一个 X_c (或 k), 补偿电抗 X_c 可在 $0 \sim X_{Cmax}$ 变化。在任意给定补偿 X_c 获得的 Q_r - P_r 圆弧上, 可获得任意传输角 δ 对应的工作点。因此, X_c 从 0 到 X_{Cmax} 增加时可以看作是在给定 δ 、无补偿($X_c=0$)的第一条 Q_r - P_r 轨迹①(无补偿线路即 P_{r0} 、 Q_{r0})上确定的第一点 Q_{r0} 和 P_{r0} , 随着 X_c 从零增大, 运行点从该第一点(Q_{r0} 、 P_{r0} , 例如 $\delta=30^\circ$ 时无补偿时的 A_1 点)移动到 A'_2 点, 改变 X_c 或改变 k 可使有功、无功增量为 ΔP_r 、 ΔQ_r , 参见式(7-19A)和式(7-19B), $P_r = P_{r0} + \Delta P_r$, $Q_r = Q_{r0} + \Delta Q_r$ 构成补偿后的 Q_r - P_r 轨迹, 直到它到达代表最大 X_{Cmax} 串联补偿的最后一条 Q_r - P_r 圆轨迹②($OA_2B_2NM_2E_2$)。第一个 Q_r - P_r 轨迹①描述(Q_r - P_r) $_{X_c=0}$ 无补偿线路传输功率的轨迹, 它是 TSSC、GCSC 控制线路传输功率的最小边界线。最后一条轨迹②(Q_r - P_r) $_{X_{Cmax}}$ 描述了最大容性电抗 X_{Cmax} 补偿时传输功率轨迹, 它是 TSSC、GCSC 容抗、补偿度最大时线路传输

功率的最大边界线。

2. 串联补偿无功电压 $\dot{V}_q$

由静止同步串联补偿器向线路串联注入超前 $\dot{i}$ 90° 或滞后 $\dot{i}$ 90° 的补偿电压 $\dot{V}_q$ 后, 由图 7-7d 或式(6-13)可知, 传输功率 P_r 、 Q_r 和功率增量 ΔP_r 、 ΔQ_r 的标幺值为

$$P_{rq} = P_{ro} + V_q \cos \delta/2 = \sin \delta + V_q \cos \delta/2 \quad (6-13A)$$

$$Q_{rq} = Q_{ro} - V_q \sin \delta/2 = (\cos \delta - 1) - V_q \sin \delta/2 \quad (6-13B)$$

$$\Delta P_{rq} = P_r - P_{ro} = V_q \cos \delta/2 \quad (6-13C)$$

$$\Delta Q_{rq} = Q_r - Q_{ro} = -V_q \sin \delta/2 \quad (6-13D)$$

无补偿时 ($V_q = 0$) 的 $P_{ro} = \sin \delta$ 、 $Q_{ro} = \cos \delta - 1$, P - Q 特性也是图 7-10 中的圆周①。有补偿电压后, 功率特性的边界圆周由①变为③, (P_{rq} 为式(6-13A), Q_{rq} 为式(6-13B)), 补偿电压 V_q 越大, 则 P_{rq} 、 Q_{rq} 、 ΔP_{rq} 、 ΔQ_{rq} 绝对值也越大。图 7-10 中曲线③示出了最大补偿电压 $V_{q\max} = 0.67$ 时由式(7-13A)、式(7-13B)得到的 Q_{rq} - P_{rq} 特性 $0A_3B_3M_3NE_3$ 。它是 SSSC、TCSC 控制线路传输功率的最大边界线。 $V_{q\max} = 0.67$ 时, 最大功率点 M_3 处, $P_{rq\max} = 1.5$ 的功角 $\delta_m = 77.84^\circ$, 这时 $Q_{rq} = -1.21$ 。采用 SSSC 和 TCSC 控制时有两条 Q_{rq} - P_{rq} 最大边界线, 它们分别对应正值补偿电压 $V_{q\max}$ 和负值补偿电压 $-V_{q\max}$, 即图 7-10 中的曲线③($(Q_r - P_r) + V_{q\max}$ 和 $(Q_r - P_r) - V_{q\max}$ (图 7-10 中未画出), 这两条最大边界线分别对应于在线路中注入容性或感性的补偿电压 V_q , 增加或减少线路传输功率。由此可知, 能产生正、负双向补偿电压的 SSSC、TCSC 比只能产生容抗、不能产生感抗的 TSSC、GCSC 对潮流控制的能力强。

图 7-11 给出了标幺值 $V_{pq\max} = 0.5$, 在 4 个传输角 ($\delta = 0^\circ$ 、 30° 、 60° 、 90°) 时串联无功补偿器 (TSSC, GCSC, SSSC 和 TCSC) 的 Q_r - P_r 控制区域。为便于对比, 图 7-11 中也画出了前述的 UPFC 的圆形控制区域。每幅图中, TSSC/GCSC 和 SSSC/TCSC 的上下边界曲线分别由虚线表示。SSSC 和 TCSC 提供补偿电压 V_q , 理想 TCSC 的上下边界曲线和 SSSC 的一样。实际工程设计中 TCSC 的容性补偿区域 (可以维持额定补偿电压) 和 SSSC 的区域是一样的, 感性补偿区域则因设计要求而异, TCSC 的感性补偿区的设计范围大多数比 SSSC 的控制区域小 (一般为额定容性电压的 30% ~ 50%)。

图 7-11 中曲线①是无补偿 $X_c = 0$ 或 $V_q = 0$ 时, 不同 δ 时的 P_{ro} 、 Q_{ro} 。曲线②、③分别为最大 X_c 、最大正值 $V_{q\max}$ 补偿时的不同 δ 时的 P_r 、 Q_r 特性。曲线④为 $V_q = -V_{q\max}$ 时的 P_r 、 Q_r 轨迹。图 7-9 所示的双端电源系统中当传输角 δ 为零时, 由于 $\dot{V}_r = \dot{V}_s = \dot{V}$, 流过补偿线路 ($X - X_c$) 的电流保持为零。采用串联电容补偿时, 无论补偿阻抗 X_c 的值多大, 它们在功能上只是一个无源阻抗, 线路传输的 P_r 和 Q_r 都为零。当 $\delta = 0$, X_c 改变时, 系统运行点固定在 O 点不改变。因此, 在线路电流为零时线路阻抗补偿不可能调节潮流。而采用静止同步电压源补偿器的 SSSC 则可以在两个电压源 V_s 、 V_r 之间建立潮流。实际的 SSSC 的内部有损耗, 只有在有外部电源 (连接在变流器的直流母线上) 补充能量损耗, SSSC 才可在线电流为零或很小的条件下工作。与串联电容和 SSSC 不同, 由于 UPFC 是自给电压源, 在 $VV_{pq\max}/X = 0.5$ p. u. 时, 它能控制高达 0.5 p. u. 的有功潮流, 同时可以控制图 7-11a 中控制圆区域内的无功功率在送端和受端之间交换。

TSSC、GCSC 和 SSSC、TCSC 在 $\delta = 30^\circ$ 时的 Q_r - P_r 的特性如图 7-11b 所示, 无补偿电容

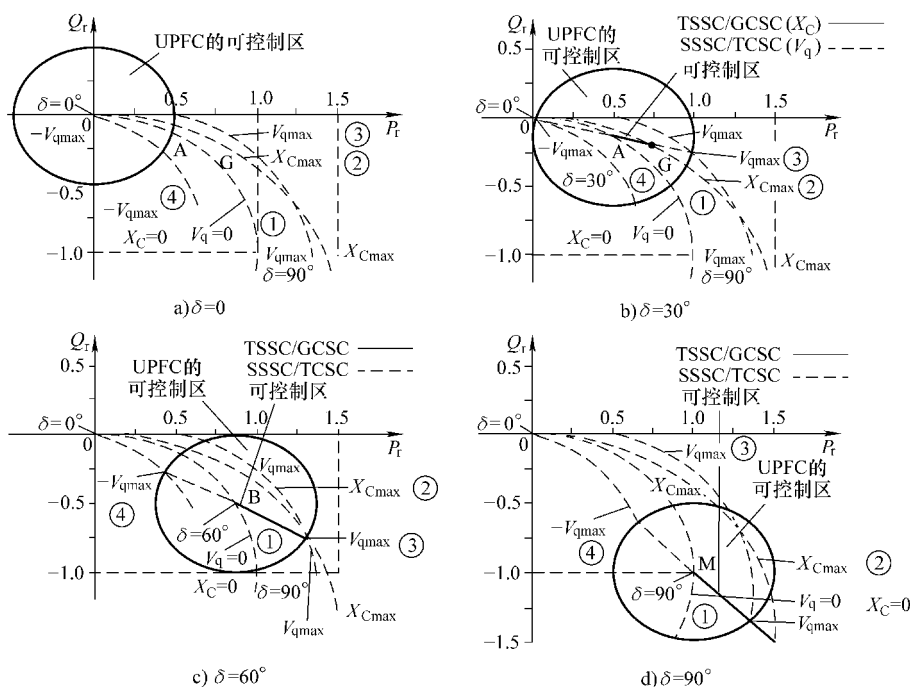


图 7-11 采用可控电容补偿可达到的 Q_r 和 P_r 的值(图中圆内粗直线)

与采用 UPFC 可达到的 Q_r 、 P_r (图中圆内中的任意点)

时, 工作点为 A 点。在串联电容补偿的所有范围内 ($0 \leq \delta \leq 90^\circ$), 当补偿容抗 X_c 从 0 增大到 X_{cmax} 时, 工作点应从曲线①的 A 点移到曲线②上的 G 点, A、G 两点分别代表了传输角为 $\delta = 30^\circ$ 时串联补偿为零和补偿容性电抗为最大值 (X_{cmax}) 情况下的串联补偿。可以观察到, 正如期待的那样, TSSC 和 GCSC 通过改变串联补偿度 (和线电流的幅值) 来控制有功功率。在传输角 $\delta = 30^\circ$ 不变时, 改变 X_c ($0 \leq X_c \leq X_{cmax}$) 不能单独只调节传输的无功功率, 传输线补偿电抗 X_c 改变时传输的无功和有功功率仍保持一定的函数关系同时被调控。由式 (7-19A)、式 (7-19B) 可知, 在给定传输角时 TSSC 和 GCSC 获得的传输功率的最大增量 ΔP_{rcmax} 、 ΔQ_{rcmax} (串联补偿度的最大时) 占无补偿线路的传输功率 P_{ro} 、 Q_{ro} 的百分比值相同。同时, 实际传输过程中在传输角较大时可以获得传输有功功率增量值也较大。这是由于 TSSC 和 GCSC 补偿是串联电抗补偿, 它们产生的补偿电压正比于线电流, 而线电流随传输角 δ 的增大而增加。图 7-11b 中特性③、④是 SSSC 串联注入无功补偿电压 $+V_q$ 和 $-V_q$ 的功率轨迹, SSSC 则相当于一个无功电压源 (和线电流正交), 在线电流接近零时, 理论上仍可以提供最大补偿电压。TCSC 也可以在设计的工作范围内提供恒定的补偿电压, 而且也可改变补偿电压的极性。这些特性意味着 SSSC 和 TCSC (在其工作范围内) 提供补偿的范围 [在特性③ ($Q_r - P_r$) $+V_{qmax}$ 和特性④ ($Q_r - P_r$) $-V_{qmax}$ 之间] 比 TSSC 和 GCSC 的大。但是从严格的无功潮流调节的能力来说, SSSC 直流侧不带直流电源时也没有独立控制无功潮流的能力, 因为 SSSC 直流侧不带电源时和 TCSC 时, 线路传输的无功 Q_r 和有功 P_r 的增长 ΔQ 、 ΔP 保持比例关系。与 TSSC、GCSC、SSSC、TCSC 控制器相比, 由于 UPFC 是由两个交流器构成自给型电压源, 具有与线路独立交换无功和有功功率的能力, 因而其补偿电压的相位角和幅值不受线电流 (和

传输角 δ) 限制。UPFC 控制有功潮流最大改变(增大或减小)量以及无功潮流的最大改变值与传输角 δ 无关, 它只是由 UPFC 注入补偿电压最大值决定的(以上特性对比中假定 $V_{q\max} = V_{pq\max}$ 为 0.5 p. u.)。图 7-11 中圆心分别为 O、A、B、M, 半径为 $V_{pq} = 0.5$ 的圆周和圆内的任意点都是串联补偿电压为 $V_{pq} \leq 0.5$, $\delta = 0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ$ 时 UPFC 的 P_r 、 Q_r 的可控功率值。

图 7-11c 和图 7-11d 为在 $\delta = 60^\circ$ 和 $\delta = 90^\circ$ 时 TSSC、GCSC、SSSC、TCSC 和 UPFC 各自的 Q_r - P_r 特性, 它们更进一步证实了以上的阐述。在所有传输角 ($0 \leq \delta \leq 90^\circ$) 情况下, 传输的有功功率的实际最大改变量随着 δ 的增加而增加, 当 $\delta = 90^\circ$ 时 TSSC 传输的有功改变量可达到最大改变量。采用串联容抗若 $X_q = 0.333X$, 即补偿度 $k = X_c/X = 0.333$ 时, 由式(7-18A)、式(7-18B)补偿后的 P_{rc} 比补偿前的 P_{ro} ($X_c = 0$ 时) 大 50%, 但这时线路末端所需的 Q_{rc} 也比 Q_{ro} ($X_c = 0$ 时) 大 50%。若采用 UPFC 输出相位可控的串联补偿电压 $\dot{V}_{pq}$, 则由式(7-4C)、式(7-4D)可知, $V_{pq} = 0.5$, 在任意 δ 值时调控移相角 ρ 均可使 $\delta + \rho = 90^\circ$, 使 $\Delta P_r = V_{pq} \sin(\delta + \rho) = 0.5$, 而 $\Delta Q_r = V_{pq} \cos(\delta + \rho) = 0$ 。这表明通过 UPFC 将一个相位为 ρ 可控的补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 串联接入线路, 即可使传输功率增大 50%, 而这时不需增大受端的无功功率, 即 $\Delta Q_r = 0$, 线路末端所需的无功仍可与不补偿时相同。图 7-11 也清晰地说明了在控制特性的效果上, UPFC 比 TSSC、GCSC、TCSC 和 SSSC 有更好的潮流控制特性, 它能在较大的控制区域内独立地控制无功和有功功率, 它的有功和无功功率的控制区域是独立于传输角的, 在传输角为零时它仍可以控制有功和无功潮流双向流动。

7.2.4.2 UPFC 与相角调节器(PAR)的比较

图 6-39b 及图 7-7a 中, 理想相角调节器通过向线路注入补偿电压可使线路首端的有效电压 $\dot{V}_{\text{seff}}$ 的相位在 $\pm\beta$ 内改变, 但其幅值可保持不变而与送端电压相同, $V_{\text{seff}} = V_s = V_r$ 。机械式或图 6-48 所示晶闸管控制的相位角调节器可提供向线路注入可控的正交电压, 因而 C 相二次输出的串联补偿电压 ΔV_{AB} 与一次绕组线电压 V_{A1B1} 同相, 与一次电源 C 相电压 V_{cl} 相差 90° , 补偿后的电压 $\dot{V}_{c2} = \dot{V}_{cl} + \Delta \dot{V}_{AB}$ 较补偿前的电压 $\dot{V}_{cl}$ 相位相差 β , 幅值也稍大一点。基于同步电压源的相角调节器和 UPFC 有类似的电路特性, 但它调节相角时可以保持电压幅值不变。当然, 若晶闸管相角调节器采用图 6-39b 所示较为复杂的电路结构, 也可以实现仅移相而保持移相前、后电压幅值相等。

从应用的角度看, 晶闸管控制的相角调节器(见图 6-48)和基于同步电压源相角调节器(如图 7-4 的 UPFC)之间有本质区别。前者通过串联插入变压器与系统交换所有功率(有功和无功功率), 由接在电网电源上的并联变压器从电网取得有功和无功功率, 经串联插入变压器与线路交换有功和无功; 但是图 7-4a 中的 UPFC 仅仅由电源并联变压器从电网取得有功功率, 经两个变流器 AC-DC-AC 变换后再由变流器 I 向串联变压器提供与系统交换的有功功率, 与系统交换的无功功率由两个电压源变流器 I、II 自身独立产生。

以下对比 UPFC 和相角调节器的潮流控制性能, 图 6-39b 和图 7-12 中晶闸管控制的相角调节器能够控制串联变压器两端电压的相角差在 $-\beta_{\max} \leq \beta \leq \beta_{\max}$ 之间改变, 同时保持串入移相补偿电压前后的相电压幅值不变。

在图 7-12 所示的双端电源系统中, 相角调节器为一理想相角调节器, 相角调节器移相 β , 图 7-12b 移相电压 $V_\beta = 2V_s \sin(\beta/2) = 2V \sin(\beta/2)$, $\beta = 2\arcsin(V_\beta/2V)$, 当 $V_{\beta\max} =$

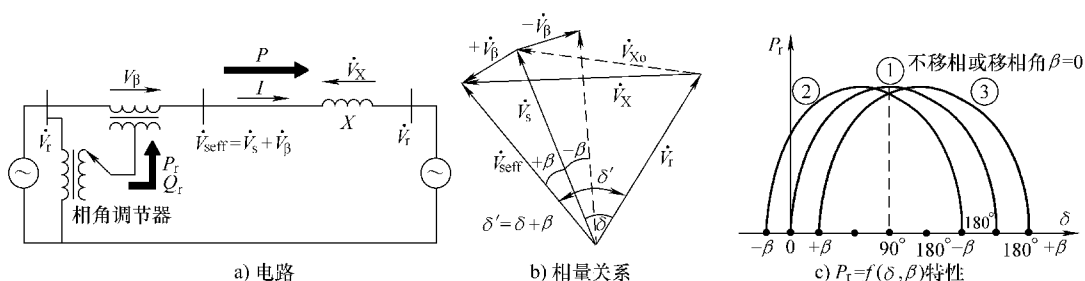


图 7-12 有相角调节器的两电源系统

± 0.518 时, $\beta_{\max} = \pm 30^\circ$ 。由图 7-12b 可知移相 β 后传输功率标么值为

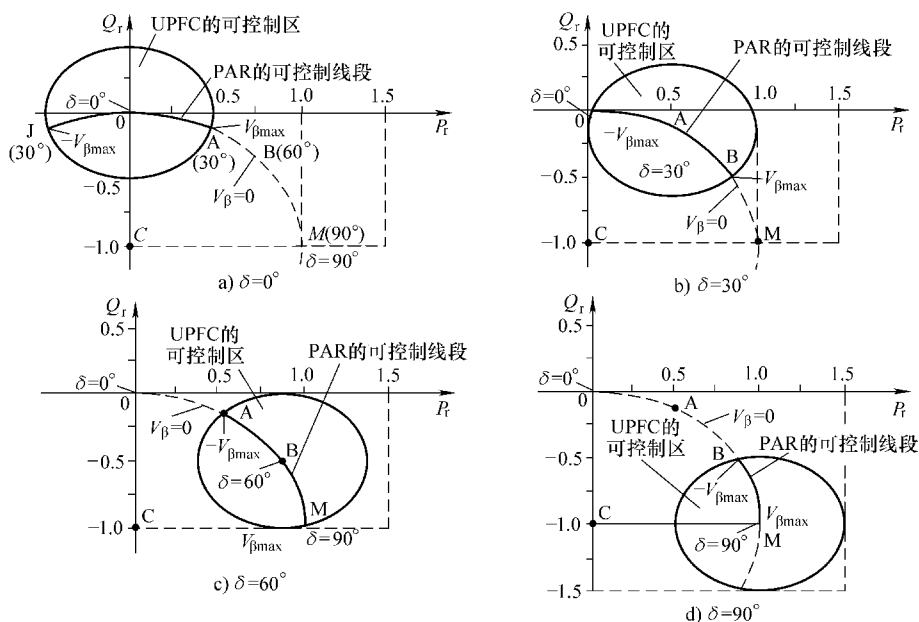
$$P_r = \sin(\delta + \beta) = \sin \delta' \quad (7-21A)$$

$$Q_r = [\cos(\delta + \beta) - 1] = [\cos \delta' - 1] \quad (7-21B)$$

$$\text{式中, } \delta' = \delta + \beta, \delta = \delta' - \beta, \text{无相角调节时 } P_{r0} = \sin \delta, Q_{r0} = \cos \delta - 1. \quad (7-21C)$$

将式(7-21A)、式(7-21B)的 P_r 、 Q_r 与无补偿时的 P_{r0} 、 Q_{r0} 对比可以看出: 相角调节器不能提高最大传输功率值 $P_{\max}$, $P_{\max} = V^2/X = 1.0$, 也不能保持 P_r 不变而改变 Q_r 。图 7-12c 示出了在不移相($\beta=0$)和移相补偿后线路传输功率的有功功率 P_r 特性曲线。移相 β 后, 有功功率 P_r 与无补偿线路的功率 P_{r0} 都是幅值 1.0 的正弦曲线。相角调节器的作用只是通过串联插入补偿电压 $\dot{V}_\beta$, 产生移向角 $\beta = 2\arcsin(V_\beta/2V)$, 从而改变传输功率 P_r 为实际需要的传输功率。换句话说, 通过改变移相角 β 可以在 δ 固定时改变传输功率, 也可在 δ 改变时调节 β 角维持实际传输功率不变, 但不能提高最大可传输的功率 $P_{r\max} \approx V^2/X = 1.0$, 也不能独立于有功功率实现无功潮流控制。

图 7-13a~d 给出了理想相角调节器 PAR 和统一潮流控制器 UPFC 在 $\delta = 0^\circ$ 、 30° 、 60° 、

图 7-13 采用相角调节器可达到的 Q_r 和 P_r (图中圆内粗弧线)

与采用 UPFC 可达到的 Q_r 、 P_r (图中圆内中的任意点)

90°时 Q_r-P_r 特性。图中设定无补偿时 P_{or} 、 Q_{or} 的轨迹为半圆 0ABM，圆心 C 在 (0, -1) 处，半径为 1.0。从图中可以观察到，在不同的给定传输角 δ (0°、30°、60°、90°) 而 $\beta=0$ 无补偿时的传输功率特性轨迹 (对 PAR 来说无补偿时 $V_\beta=0$ ，对 UPFC 来说，无补偿时 $V_{pq}=0$) 和有补偿后的传输功率特性的差别。当相移角 β 在 $-30^\circ \leq \beta \leq 30^\circ$ (对应 $V_{\beta\max} = \pm 2\sin(\beta/2) = \pm 0.518$ p. u. 的最大注入电压) 范围内变化时，PAR 的控制运行点在无补偿 $Q_{ro}-P_{ro}$ 曲线上移动，就如传输角 δ 在 $(\delta-30^\circ) \leq \delta \leq (\delta+30^\circ)$ 范围内变化一样， $\delta=0$ 时工作段为图 7-13a 中的 JOA； $\delta=30^\circ$ 为图 7-13b 中的 OAB； $\delta=60^\circ$ 时为图 7-13c 中的 ABM； $\delta=90^\circ$ 时为图 7-13d 中的 BM (稳定工作点传输角不能超过 90°)，如图中粗实线所示。而 UPFC 的运行点则可在圆周上的任意一点或圆内任意一点。PAR 和串联无功补偿器 TSSC，GCSC、TCSC 不同，当发送端和接收端电压之间相位差为零 ($\delta=0$) 时，它也可以有效的控制有功功率潮流 (见图 7-13a)。

由图 7-13 Q_r-P_r 特性图可知，和 PAR 相比，UPFC 对 P_r 、 Q_r 潮流的控制能力更优越：UPFC 对于有功功率有较大的控制区域并且在很大控制范围能独立于有功功率控制受端的无功功率。例如，应用 UPFC 可以很容易获得 1.0 p. u. 有功功率，同时在接收端 Q_r 又不大。而 PAR 控制功率潮流时，和无补偿线路的传输特性一样，受端无功功率随着有功功率的增加而增加 (在 $P=1.0$ p. u. 时 Q_r 也达到 1.0 p. u.)。

7.2.5 控制系统结构

UPFC 可以向线路提供任意幅值与任意相角的串联注入电压 $\dot{V}_{pq}$ (只受设备额定容量限制)。按运行指令要求通过合适的控制系统，UPFC 可以快速地把注入电压调整到所需的幅值与相角，它不仅可以在设定的 P 、 Q 工作区域内建立工作点，而且可以迅速地完成任务点的切换。

UPFC 控制系统从功能上可以分为内部控制和外部功能控制两个层次。内部控制系统接收外部功能控制系统输出的控制指令，即并联变流器输出无功电流指令 I_{shqref} 和串联变流器输出的串联补偿电压指令 $\dot{V}_{pqref}$ 及直流电压指令 $V_{dc ref}$ ，通过控制两个变流器产生指令要求的串联注入电压 $\dot{V}_{pq}$ 和并联补偿电流 $\dot{I}_{sh}$ ($\dot{I}_{shp}$ 、 $\dot{I}_{shq}$)。在图 7-14 中，串联变流器直接响应系统串联注入电压指令值 $\dot{V}_{pqref}$ ，串联补偿电压输入指令值改变，补偿电压 V_{pq} 相量迅速随之改变。并联变流器在其输入有功电流和无功电流闭环控制结构下工作，它分别独立控制变流器

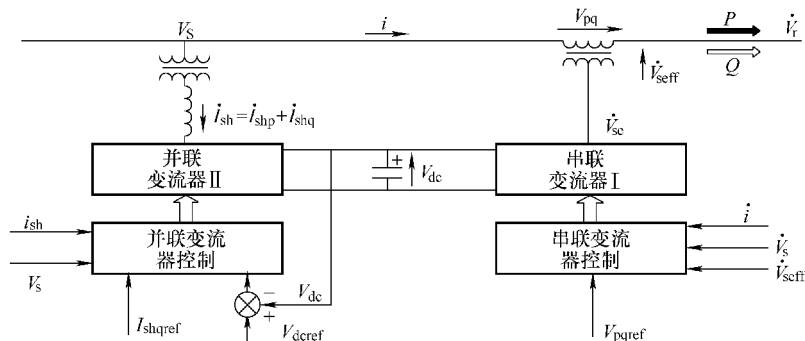


图 7-14 UPFC 的基本控制方案

与交流电网交换的并联有功与无功功率。并联无功补偿(如果需要该功能,比如保持电力系统节点电压 V_s) 直接对输入无功指令值 I_{shqref} 响应。并联变流器还受另一个直流电压 V_{dc} 闭环系统控制,以使直流端的电压 V_{dc} 保持为指令值,同时还应由并联变流器输入的有功电流 $\dot{i}_{shp}$ 提供(或吸收)串联变流器所要求的有功功率。换句话说,对并联有功电流闭环控制就是为了保证两变流器所需有功功率的平衡,像前面提到的一样,在两个变流器之间有有功功率流动但无功交换。

图 7-15 中外部(或功能性)控制确定了 UPFC 运行功能模式,功能运行模式和系统补偿需求由外部参考输入来决定。这些外部参考输入可以通过操作员的人工设置,也可以通过自动优化系统控制设置来达到精确控制与处理偶发工况的性能要求。图 7-15 给出了总体结构,包含内部控制、外部功能控制和优化系统内部、外部参考值控制。

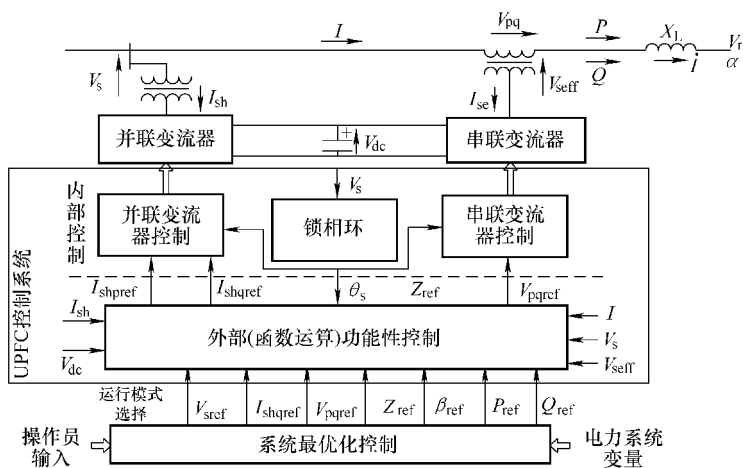


图 7-15 UPFC 的总体控制结构

图 7-15 所示的 UPFC 的总体控制结构中,两个背靠背变流器电路结构具有独立提供可控的有功无功补偿的能力。UPFC 具有几种不同的运行与控制模式。这些模式包含并联变流器提供无功电流补偿和电压控制(运行模式选择指令 I_{shqref} 、 V_{sref}),串联变流器注入各种串联补偿电压提供多种控制运行模式(选择指令 $\dot{V}_{pqref}$ 、 Z_{ref} 、 β_{ref} ,以及选择功率指令 P_{ref} 、 Q_{ref} 等)。UPFC 也允许两个变流器解耦控制(相互之间无有功交换),并提供独立的并联、串联无功补偿。

1. 并联变流器的控制功能

并联变流器可从电网获得可控电流 I_{sh} 。若 $\dot{i}_{sh}$ 与电压 $\dot{V}_s$ 同相的有功分量为 I_{shp} ,则电网输入并联变流器的有功功率 $P_{sh} = V_s I_{shp}$ 用于稳定直流电压 V_{dc} 和能自动平衡串联变流器所需有功功率。 I_{sh} 的无功分量 I_{shq} 产生无功功率 $Q_{sh} = V_s I_{shq}$,在变流器的额定容量内能够输出任意所需的无功补偿,调控节点电压 V_s 或线路无功潮流。并联变流器的运行有无功补偿控制模式和电压控制模式的两种运行方式,类似于静止同步无功补偿器 STATCOM、静态无功补偿器 SVC 的运行模式。

(1) 并联变流器无功控制模式

在无功控制模式中, 它的参考输入是所需的容性或感性无功补偿量。并联变流器的控制器把无功功率指令值转换为相应的并联补偿电流指令值, 再通过变流器的门极控制信号使其输出跟踪并联补偿电流指令值。控制系统从检测变流器的输出电流获得反馈信号用于电流闭环控制, 从而使变流器的输出跟踪其输入电流的指令值。此外, 并联变流器控制系统还检测直流母线端电压 V_{dc} 的反馈信号用以维持 DC 端电压为指令值。

(2) 并联变流器电压自动控制模式

在电压自动控制模式(实际应用中常被采用)中, 并联变流器将自动调节其输出的无功电流, 使传输线首端电压 V_s 保持为参考值电压 V_{sref} 。在第5章5.4.4节论述 STATCOM 调控电压时, 电网电压指令值 V_{sref} 应随输出无功电流的增大而略有下降, 即图7-15中的电压 V_s 的指令值 $V_{sref} = V_{so} - KI_{shq}$, V_{sref} 由并联变流器在空载时的参考值 V_{so} 减去电压下降因子 K 与输出的感性无功电流 I_{shq} 的乘积确定。电压下降因子 K 是在并联变流器输出电流范围内输出无功电流每增加1单位而电网节点电压 V_s 的允许下降偏差值。电压自动控制采用系统节点电压反馈信号来控制电网交流母线电压基波分量的幅值。

2. 串联变流器的功能控制

串联变流器用于控制线路串联注入电压 $\dot{V}_{pq}$ 的幅值和相角。 $\dot{V}_{pq}$ 直接(或间接)影响线路的潮流。 V_{pq} 的控制模式取决于所选 UPFC 控制潮流的工作模式。串联变流器常采用的四种控制模式如下:

1) 直接注入补偿电压控制模式: 串联变流器只是按照输入参考值 $\dot{V}_{pqref}$ 输出所需幅值、相角的电压相量 $\dot{V}_{pq}$ 。当采用单一的优化控制功能来协调 UPFC 和系统中其他 FACTS 控制器时, 该工作模式可能是比较好的。直接注入电压专一控制功能的运用场合有: 通过注入同相电压(与电网电压同相)进行的幅值控制、注入正交电压作为可控“正交电压调相器”从而控制有功潮流、注入与电流正交的串联无功电压 V_q 提供可控的串联无功补偿或注入与电流同相(或反向)的有功电压 V_p 提供有功或线路电阻补偿。

2) 线路阻抗补偿模式: 控制注入电压 V_{pq} 的幅值, 使之与线路电流 I 的幅值成正比时, 从线路角度看, 这相当于在线路中串入了一个补偿阻抗, 补偿阻抗由输入参考值决定。阻抗补偿有一些特殊的情况, 比如当注入电压矢量 $\dot{V}_{pq}$ 保持与线电流矢量 $\dot{I}$ 正交, 则可实现纯无功性(感性或容性)的阻抗补偿, 这种工作模式可类似于在线路串联电容补偿。

3) 相角调节模式: 通过注入电压 $\dot{V}_{pq}$, 可使补偿后的电压 $V_{seff} = V_s$ 保持电压幅值不变、但使 $\dot{V}_{seff}$ 相位移动(相比于输入电压 V_s 超前或滞后), 相位移动的大小由补偿电压参考值决定。

4) 潮流自动控制模式: 控制注入电压 $\dot{V}_{pq}$ 的幅值、相角, 使线路获得所需电流 $\dot{I}$ (由有功、无功潮流参考值(指令值)换算获得)。在该模式下, 串联注入电压是闭环自动连续控制确定的, 这就可以确保无论系统外部条件如何变化, 系统稳定传输所需的 P 、 Q 。这样就可以进行系统潮流的安排与管理, 同样可以用于有效处理动态干扰(比如抑制系统振荡)。

3. 独自串联、并联补偿

通过断开 UPFC 的公共直流端和分开公共直流电容, UPFC 电路可允许串、并联变流器

独自运行。在这种情况下, 并联变流器工作在独立的 STATCOM 状态, 串联变流器工作在 SSSC 串联无功补偿状态。UPFC 结构的特点可用于处理偶发事件(例如, 一个变流装置出现故障), 也更适应未来系统变化。例如两个变流器都用作并联补偿或都用作串联补偿, 在该模式下, 两个变流器都不能提供(或吸收)有功, 所以它们只能进行无功补偿, 在潮流控制中它只能提供无功功率补偿或电抗补偿, 因而两个变流器综合补偿的功能受到了限制。

7.2.6 调节 P 、 Q 潮流的基本控制系统

UPFC 有许多可能的工作模式, 但为了突出本节的主题, 下面将只详细讨论潮流自动控制模式。该模式可以实现输电线有功、无功潮流的独立控制。潮流自动控制模式基于 UPFC 中串联变流器和并联变流器的协调控制, 最大限度地利用了 UPFC 潮流控制能力。图 7-16 给出了串联变流器在该工作模式下的控制框图及相量图。并联变换器的电路相量图及控制系统框图由图 7-17、图 7-18 给出。为简明清晰, 图 7-18 中只给出一些重要的控制功能, 省略了相对不重要的信号处理和应满足的函数关系。

1. 串联变流器控制框图

图 7-16 中串联变流器的功能是输出补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 使图 7-16b 线路首端 C 点电压 V_{seff} 传输的有功功率 $P = P_{\text{ref}}$, 无功功率 $Q = Q_{\text{ref}}$ 。图 7-16 所示的电路及相量图中, 如果电压 $\dot{V}_r$ 的相位为 θ_r , $\dot{V}_s$ 的相位为 θ_s , 电流 $\dot{I}$ 的相位为 θ_i , 串联补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 的相位为 θ_{pq} , 电流 $\dot{I}$ 滞后电压 $\dot{V}_s$ 的功率因数为 φ_1 , 补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 超前 $\dot{V}_s$ 相位角为 ρ , 补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 超前电流 $\dot{I}$ 的相位角为 α 。由于线路电抗压降 $j\dot{I}X$ (相量图中的 BC 段, $j\dot{I}X = \dot{V}_s + \dot{V}_{pq} - \dot{V}_r$) 超前电流 $\dot{I}$ 90° , 如果电压 $\dot{V}_s$ 、 $\dot{V}_r$ 之间的功角为 δ , 则相量图中 $\dot{V}_{pq}$ 超前 $\dot{I}$ 的相位角 $\alpha = \rho + \varphi_1$ 即 $\rho = \alpha - \varphi_1$ 。线路首端有效电压 $\dot{V}_{\text{seff}} = \dot{V}_s + \dot{V}_{pq}$, 若 V_{seff} 超前 $\dot{V}_s$ 相角为 β , 则 $\dot{V}_{\text{seff}}$ 超前电流 $\dot{I}$ 的相位角为 $\beta + \varphi_1$ 。定义有功电流 I_p 为与 $\dot{V}_{\text{seff}}$ 同相的电流, I_q 为与 $\dot{V}_{\text{seff}}$ 正交的无功电流, 由图 7-16 中的相量图可知, $I_p = I \cos(\beta + \varphi_1)$, $I_q = I \sin(\beta + \varphi_1)$ 。由于 α 是 $\dot{V}_{pq}$ 与 $\dot{I}$ 之间的相位角, 因此 $\dot{V}_{pq}$ 与 $\dot{I}$ 同相的有功电压分量 $V_p = V_{pq} \cos \alpha$, $\dot{V}_{pq}$ 与 $\dot{I}$ 正交的无功电压分量为 $V_q = V_{pq} \sin \alpha$, $\tan \alpha = V_q / V_p$, $\alpha = \arctan(V_q / V_p) = \rho + \varphi_1$ 。控制 V_p 即控制了串联补偿的有功功率 IV_p , 控制 V_q 即控制了串联补偿的无功功率 IV_q 。图 7-16 的控制框图中根据要求串联补偿后线路首端传输线的有功功率指令 P_{ref} 、无功功率指令 Q_{ref} 和电压 V_{seff} 的指令值可计算得到路的有功和无功电流指令值 $I_p^* = P_{\text{ref}} / V_{\text{seff}}^2$ 、 $I_q^* = Q_{\text{ref}} / V_{\text{seff}}^*$, 将它们与实测的线路电流 I_p 、 I_q 相比较, 经误差放大器后, 作为串联补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 的有功、无功电压指令 V_p^* 、 V_q^* 。 V_p^* 、 V_q^* 再经限幅(由于系统限制或设备容量限制, 应对前向通道的串联注入电压有限制, 防止过载, 保护串联补偿器)输出串联补偿器的有功和无功补偿电压指令 V_p^* 、 V_q^* 。当实测的 i_p (i_q) 小于指令值 I_p^* (I_q^*) 时, 表明串联补偿电压 V_{pq}^* 的有功(无功)分量 V_p^* (V_q^*) 不够, PI 型电流调节器输出的有功(无功)指令电压 V_p^* (V_q^*) 增大, 直到 $I_p = I_p^*$, $I_q = I_q^*$ 。图中经绝对值计算和相角计算得到串联补偿电压幅值指令 $V_{pq}^* = \sqrt{V_p^{*2} + V_q^{*2}}$ 及相角指令 $\alpha = \arctan(V_p^* / V_q^*)$ 。图中电流锁相环检

测线路电流 $\dot{i}$ 的相位 θ_i ，将 θ_i 与 α 相加即得到补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 的相位 $\theta_i + \alpha$ 。由串联变流器输出电压 $\dot{V}_{pq}$ 的幅值指令 V_{pq}^* 和相位指令 $\theta_i + \alpha$ 形成变流器开关管的驱动信号，对串联变流器进行控制，即可使其实际输出电压 $\dot{V}_{pq}$ 跟踪指令值 V_{pq}^* ，从而使输电线路传输的 P 、 Q 跟踪指令所要求的 R_{ref} 和 Q_{ref} 。

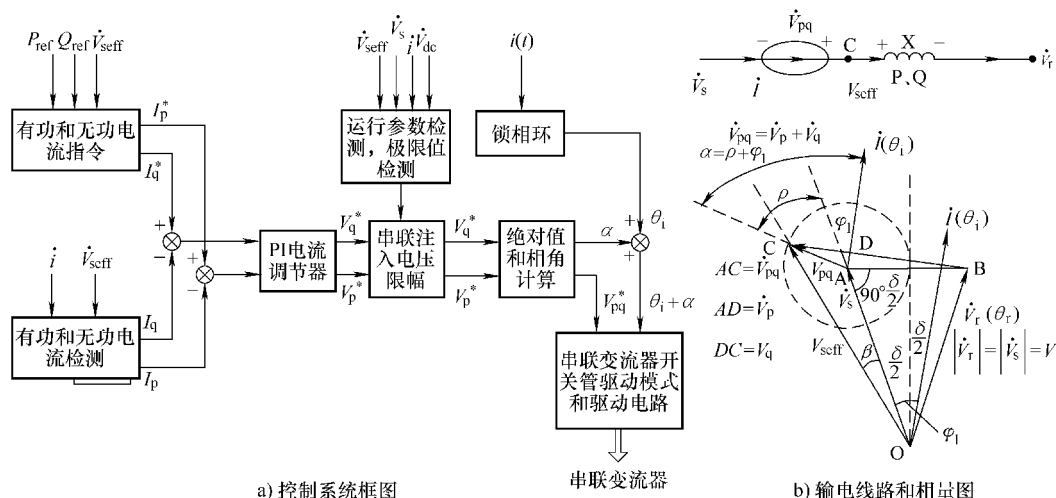


图 7-16 串联变流器控制框图及电路相量图

2. 并联变流器控制框图

图 7-17 中，电网电压 $\dot{V}_s$ 经并联变流器的等值输出电抗 X 流入并联变流器的电流 $\dot{i}_{sh} = \dot{i}_{shp} + \dot{i}_{shq}$ ， $\dot{i}_{shp}$ 是电网流入并联变流器的与 $\dot{V}_s$ 同相的有功电流， $\dot{i}_{shq}$ 是电网流入并联变流器的无功超前容性电流。在图 7-18 所示控制框图中，将电网电压指令指 V_{sref} 与实测值 V_s 的差值，送入电压误差调节器，形成并联变流器的无功电流指令值 I_{shq}^* ，若电压 V_s 调节器为 PI 型调节器，在 $V_s \neq V_{sref}$ 时，其输出 I_{shq}^* 不停地改变，直到 $V_s = V_{sref}$ 。这时 V_s 误差放大器输出的无功电流指令值 I_{shq}^* 经无功电流指令限幅后再与实测的并联变流器无功电流 i_{shq} 相比较，再经

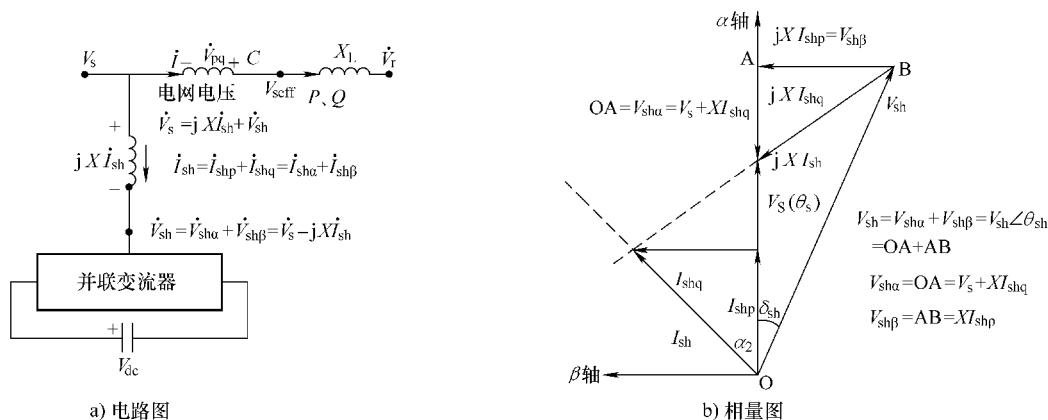


图 7-17 并联变流器电路及相量图

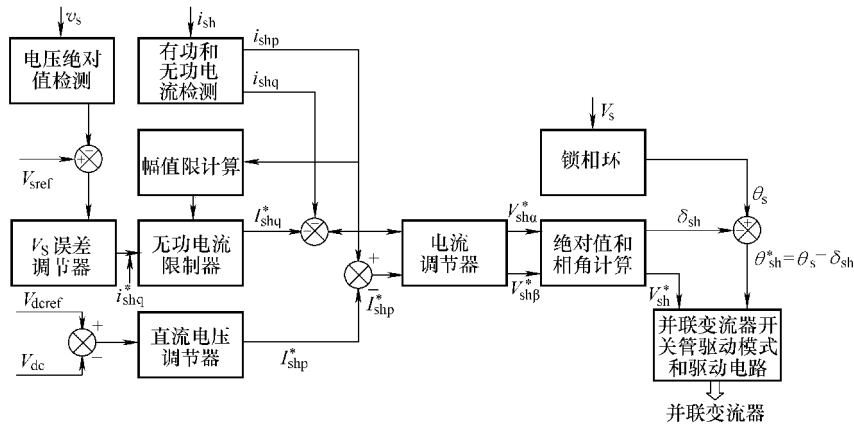


图 7-18 直流侧电压恒定时并联变流器的控制系统功能框图

PI 型电流调节器后，形成并联变流器输出的与 $\dot{V}_s$ 同相的两相静止坐标系中的 α 轴的电压指令值 $V_{sh\alpha}^*$ ，只要 $i_{shq} \neq \dot{I}_{shq}^*$ ，图 7-18 中 $V_{sh\alpha}^*$ 就不停地改变，直到 $i_{shq} = \dot{I}_{shq}^*$ 。所以 $V_s \neq V_{sref}$ 时，在电压、电流调节器作用下并联补偿器输出的电压被调控为指令值 V_{sref} 。由图 7-17a 电路可知，并联变流器输出电压 $\dot{V}_{sh} = \dot{V}_s - jXI_{sh}$ ；由相量图 7-17b 可知， $\dot{V}_{sh}$ 与 $\dot{V}_s$ 同相的电压分量 $V_{sh\alpha} = V_{sh} \cos \theta_{sh} = V_s + XI_{shq}$ ， $\dot{V}_{sh}$ 与 $\dot{V}_s$ 正交的电压分量 $V_{sh\beta} = V_{sh} \sin \theta_{sh} = XI_{shp}$ ，因此调控 I_{shq} 即可调控 $V_{sh\alpha}$ ，调控 I_{shp} 即可调控 $V_{sh\beta}$ 。在图 7-18 中，直流电压指令值 V_{dcref} 与实测值 V_{dc} 的差值，经直流电压调节器，其输出作为并联变流器有功电流指令 I_{shp}^* ，再将 I_{shp}^* 与实测值 i_{shp} 比较后再经电流调节器后形成并联变流器输出的与 $\dot{V}_s$ 正交的电压指令值 $V_{sh\beta}^*$ ，只要 $V_{dc} \neq V_{dcref}$ ， I_{shp}^* 就不停地改变， $V_{sh\beta}^*$ 也不停地改变，图 7-17b 和图 7-18 中的功角 δ_{sh} 也不停地改变，电网输入变流器的有功电流 I_{shp} 和有功功率也改变，直到 $V_{dc} = V_{dcref}$ 为止。由 $V_{sh\alpha}$ 、 $V_{sh\beta}$ 求得并联变流器输出的电压指令值 $V_{sh}^* = \sqrt{V_{sh\alpha}^2 + V_{sh\beta}^2}$ 及其相位角 $\delta_{sh} = \arctan(V_{sh\beta}/V_{sh\alpha})$ ，再由 $\dot{V}_s$ 的相位 θ_s 与 δ_{sh} 形成补偿电压 V_{sh}^* 的相位 $\theta_{sh}^* = \theta_s - \delta_{sh}$ ，最后由并联变流器电压指令 V_{sh}^* 及其相位角指令值 θ_{sh}^* 形成并联变流器的驱动信号。变流器产生电压 $V_{sh\alpha} = V_{sh\alpha}^*$ ， $V_{sh\beta} = V_{sh\beta}^*$ ，由 $\dot{V}_s$ 与 $\dot{V}_{sh}$ 的相差电压 $(\dot{V}_s - \dot{V}_{sh})$ 经电抗 X 产生输入电流 $\dot{I}_{sh}$ ，即电网输入指令所要求的有功和无功电流 ($I_{shp} = I_{shp}^*$ ， $I_{shq} = I_{shq}^*$)。图 7-18 中变流器的控制量是并联变流器从电网 $\dot{V}_s$ 输入的电流 $\dot{I}_{sh}$ ，该电流的有功分量与无功分量有不同的功能。无功电流指令值 I_{shq}^* 用来调节交流系统电压 V_s 跟踪其指令值 V_{sref} 。直流电压 V_{dc} 的闭环控制环节产生有功电流指令值 I_{shp}^* ，用于产生 $V_{sh\beta}^*$ 改变电网输入的有功电流 I_{shp} 及有功功率使电压 V_{dc} 跟踪指令值 V_{dcref} ，维持直流电容电压为指令值。同时还从电网输入有功功率经直流母线供给串联变流器，使其向线路串联注入有功功率 IV_p 。若在运行中直流电压稍有变动，只要 $V_{dc} \neq V_{dcref}$ ，直流电压调节器输出的有功电流指令 I_{shp}^* 就会不停地改变，电流调节器的输出就不停地改变，直到 $V_{dc} = V_{dcref}$ ， $I_{shp} = I_{shp}^*$ ，使 $V_{sh\beta}$ 固定不变，图 7-18 中功角 δ_{sh} 固定不变。UPFC 系统功率平衡的关系是：并联变流器从电网输入的有功

功率 $V_s I_{\text{shp}}$ 等于串联变流器向电网线路注入的有功功率 IV_p 和两个变流器的损耗 ΔP_{12} 再加上电容器充电功率 ΔP_C 之和, 即 $V_s I_{\text{shp}} = IV_p + \Delta P_C + \Delta P_{12}$, 电容器能量 $W = CV_{\text{dc}}^2/2$, 故 $\Delta P_C = dW/dt = CV_{\text{di}} dV_{\text{dc}}/dt$ 。当达到稳态 $V_{\text{dc}} = V_{\text{dcref}}$ 不变, $\Delta P_C = 0$, 这时 $V_s I_{\text{shp}} = IV_p + \Delta P_{12}$ 。

图 7-18 所示的控制框图仅给出了 UPFC 中并联变流器许多可能的控制功能中按指令 V_{sref} 和 V_{dcref} 运行模式的控制。如果再增加一些控制环节, 还可能实现其他一些控制功能。控制框图中也省略了装置的保护功能, 以及运行模式切换、开机和关机的操作次序控制。

7.3 带有相移变压器的复合 UPFC 装置

由图 7-4c 可知, UPFC 的注入电压 $\dot{V}_{\text{pq}}$ 在首端电压相量 $\dot{V}_s$ 周围形成一个圆形区域, UPFC 的注入电压 $\dot{V}_{\text{pq}}$ 既可以导致传输线相位角的超前也可导致其滞后。换句话说, UPFC 的工作区域可以分为两个相等的半圆区域, 一个区域使传输线的相位角超前, 另一个区域将使相位角滞后。尽管同时具有超前、滞后相移能力也有实际应用, 然而在许多实际应用中, 有的仅要求注入电压的相位角超前或滞后而不要求双向改变, 有的应用要求相位角超前与滞后的工作区域大小是不相同的。例如, 当所运行的传输系统中可实际运行的相位角差非常小, 则 UPFC 需首先提供相位超前来建立合适的稳态运行点, 以此来控制该系统条件下的潮流分布。如果在应用中, 仅要求 UPFC 在相位角正变化的区域内运行或仅要在相位角负变化区域内运行, 由于 UPFC 固有的调节区域是可以在相位角正、负同样宽的变化区域变化(传输角调节范围为 $-\delta_{\text{max}} \leq \delta \leq \delta_{\text{max}}$), 在某实际应用中实际调节传输角 δ 的范围仅要求在 $\delta \leq \delta_{\text{max}}$ 的正值区域或在 $-\delta_{\text{max}} \leq \delta$ 的负值区域, 那时虽然 UPFC 具有可调节范围为 $2\delta_{\text{max}}$ 的潜力, 但这时实际应用所需的运行调节范围仅为 $+\delta_{\text{max}}$ 或仅为 $-\delta_{\text{max}}$, 因而该 UPFC 装置并没有得到充分的利用。由于装置所需的伏安容量与调节范围成正比, 因而 UPFC 装置只得到了 50% 的利用率。为此, 在 UPFC 的应用中需要研究如何才能提高 UPFC 在运行中其容量的利用率, 使 UPFC 具有更好经济效益。

如果 UPFC 和一个适当固定相移(超前或滞后)的相移变压器复合使用, 就可以满足超前与滞后的相移运行区域的不同要求, 这样既减小 UPFC 容量又满足了超前、滞后不同的应用要求。

图 7-19 所示为复合装置的一种电路原理图, 整个装置串联补偿电压 V_c 包含 $\dot{V}_\beta$ 和 $\dot{V}_{\text{pq}}$ 两部分。图 7-19a 中 UPFC 带有两个耦合变压器, 一个是与并联变流器 II 相连的并联变压器 2, 并联接入电网, 另一个与串联变流器 I 相连的串联变压器 1, 串联接入电网。并联耦合变压器每相都有两个二次绕组, 一个接并联变流器 II, 其输出电压经变流器 II、I 后输出幅值、相位均可控的补偿电压 $\dot{V}_{\text{pq}}$ 。另一个是相移二次绕组, 其输出电压为 V_β , 如果采用图 6-39b 所示仅移相 β 角而不改变电压幅值的理想的相角调节器, 则可得到图 7-19b 所示的移相 β 角后的电压 $V_F = V_s = V_r = 1.0$ 。将并联变压器二次移相绕组输出的各相补偿电压 $\dot{V}_\beta$ ($\dot{V}_{\beta a}$ 、 $\dot{V}_{\beta b}$ 、 $\dot{V}_{\beta c}$) 与串联变流器的各相输出的补偿电压 $\dot{V}_{\text{pq}}$ ($\dot{V}_{\text{pqa}}$ 、 $\dot{V}_{\text{pqb}}$ 、 $\dot{V}_{\text{pqc}}$) 各相分别串联相加后, 由串联变压器输出全部串联补偿电压 $\dot{V}_c$ ($\dot{V}_\beta + \dot{V}_{\text{pq}}$), 从而使控制潮流的串联注入电压 $\dot{V}_c$ 是由一

个固定移相角 β 的移相电压 $\dot{V}_\beta$ 与可控的串联变流器输出电压 $\dot{V}_{pq}$ 之和。如图 7-19 所示, 移相补偿电压 $\dot{V}_\beta$ 使电源电压 $\dot{V}_s$ 移相角为 β , 用于产生超前(或滞后)固定相角差 β 。UPFC 串联变流器 I 产生的补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 的幅值在 $0 \leq V_{pq} \leq V_{pq\max}$ 的范围内可变, $\dot{V}_{pq}$ 超前 $\dot{V}_F$ ($\dot{V}_\beta + \dot{V}_s$) 的相角 ρ 的调控范围是 $0 \leq \rho \leq 2\pi$ 。电压相量 $V_F = \overrightarrow{OF} = \dot{V}_\beta + \dot{V}_s$ 是有移相 β 后的电压, 传输线路首端有效电压 $\dot{V}_{seff}$ 由注入电压 $\dot{V}_C$ ($\dot{V}_\beta + \dot{V}_{pq}$) 与首端电压 $\dot{V}_s$ 的相量相加得到, 即 $\dot{V}_{seff} = \dot{V}_s + \dot{V}_\beta + \dot{V}_{pq}$ 。图 7-19b 所示复合装置的 UPFC 的运行区域是以相量 $\dot{V}_\beta$ 的终点 F 为圆心、以 $\dot{V}_{pq}$ 为半径的圆周点。

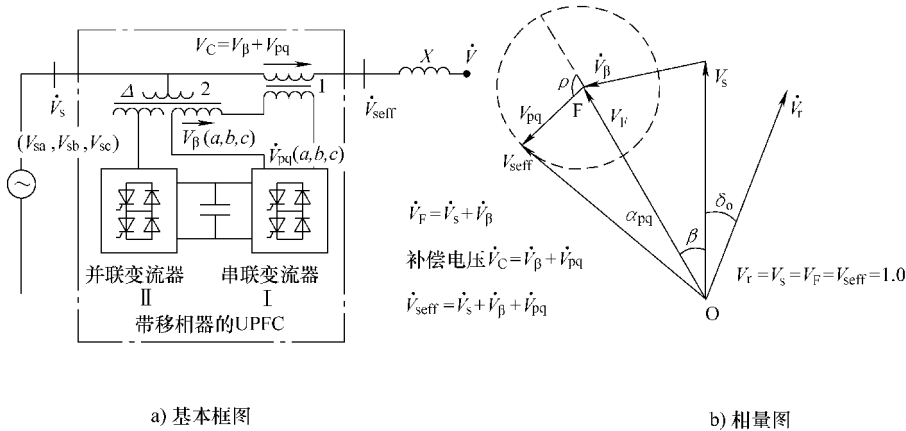
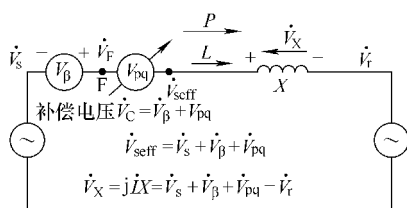


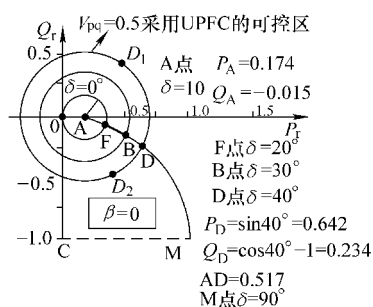
图 7-19 带固定移相器的 UPFC 的基本框图和相量图

采用有固定移相角 β 与 UPFC 的 $\dot{V}_{pq}$ 复合控制, 输电线路在某些特定应用中有明显的优点。在图 7-20a 中, 若无补偿时传输线的相差角 δ 为 10° , 若输电系统要求将稳态时线路首、末两端电压有效传输角 δ 能从 $\delta_0 = 10^\circ$ 增大到 30° , 同时还要求具有处理负荷改变和动态扰动需要的 δ 角调节范围为 $(-10^\circ \sim 10^\circ)$ 。这就要求传输角 δ 能在 $20^\circ \sim 40^\circ$ 内运行。为了满足以上要求, 可采用两个方案: 第一个方案是仅采用 UPFC 提供的串联补偿电压 $\dot{V}_{pq}$, 调控线路首端有效电压 $\dot{V}_{seff}$ 的幅值和相位角, 如图 7-20d 所示; 第二个方案是先采用一个相角调节器产生一个固定单方向移相角 β , 再由 UPFC 提供的 $\dot{V}_{pq}$ 调控线路首端有效电压 $\dot{V}_{seff}$ 的大小和相位的复合装置, 如图 7-20a、c、f 所示。

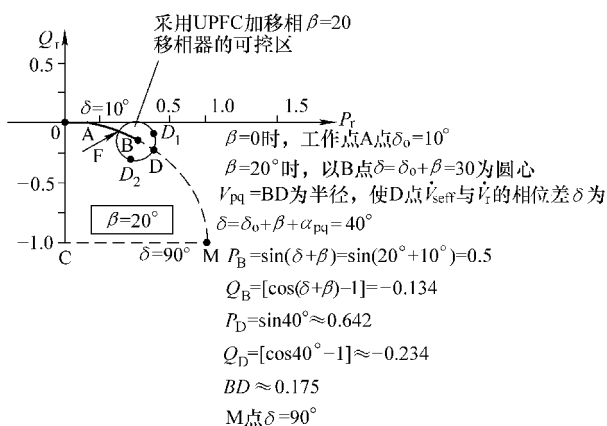
1) 仅采用 UPFC 提供的串联补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 。无补偿电压时, 若线路首端电压 $\dot{V}_s$ 超前末端电压 $\dot{V}_r$ 的相角为 δ , 且 $V_s = V_r = 1.0$ 线路电抗 $X = 1.0$, 则传输线路功率 $P_r = \frac{V_s V_r}{X} \sin \delta$, $Q_r = \frac{V_s V_r}{X} (\cos \delta - 1) = \cos \delta - 1$, P_r 、 Q_r 轨迹为 $(P_r + 0)^2 + (Q_r + 1)^2 = 1.0$, 即无补偿电压时 P_r - Q_r 关系是图 7-20b 所示的以 C 点 $(0, -1)$ 为圆心, 半径为 1.0 的圆周点 OAFBDM。O、A、F、B、D、M 点分别对应 $\delta = 0^\circ, 10^\circ, 20^\circ, 30^\circ, 40^\circ, 90^\circ$ 。仅用单个 UPFC 时, 所需的容量可



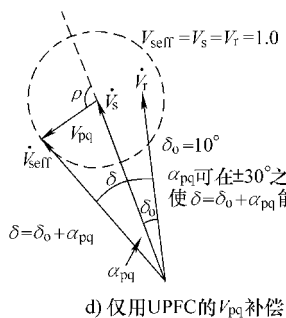
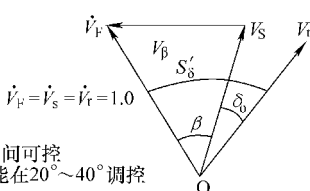
a) UPFC与固定移相器组合电路



b) 仅用UPFC实现控制要求的圆图



c) 用UPFC和固定移相器结合解决的圆图

d) 仅用UPFC的 V_{pq} 补偿

e) 仅有理想相角补偿

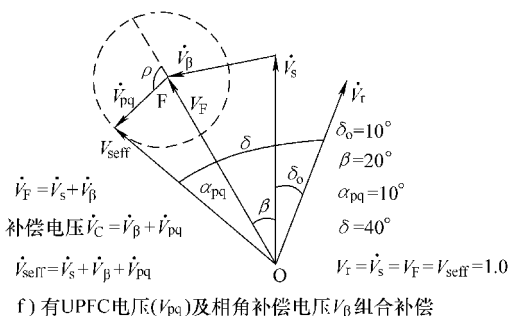
f) 有UPFC电压(V_{pq})及相角补偿电压 V_β 组合补偿

图 7-20 解决输电问题的图例

由图 7-20b 的 $P_r \sim Q_r$ 曲线说明。无补偿电压时,若传输线首末两端电压 $\dot{V}_s$ 与 $\dot{V}_r$ 相差角 $\delta_0 = 10^\circ$, 工作在 A 点, 则 $P_{r0} = \sin \delta_0 = \sin 10^\circ = P_A = 0.17$, $Q_{r0} = \cos \delta_0 - 1 = Q_A = -0.015$ 。仅有 UPFC 补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 时, 当 UPFC 输出的补偿电压 $\dot{V}_{pq} = \overrightarrow{AF}$, $\overrightarrow{AB}$, $\overrightarrow{AD}$ 时, P_r - Q_r 的轨迹是以 A 点 ($\delta_0 = 10^\circ$) 为圆心, 以不同的 V_{pq} 值为半径的圆周。例如当 $V_{pq} = \overrightarrow{AD}$ 时, P_r - Q_r 轨迹是以 A 点为圆心, 以 $V_{pq} = \overrightarrow{AD}$ 为半径的圆周 D_1 、D、 D_2 上的任意一点。D 点是圆周 ODM 和圆周弧线 D_1 、D、 D_2 的交点, 在 D 点工作时线路首、末两端电压 $\dot{V}_{seff}$ 与 $\dot{V}_r$ 之间的相差角 $\delta = \delta_0 + \alpha_{pq} = 40^\circ$, 有了 $V_{pq} = \overrightarrow{AD}$ 后传输线能从无补偿时的传输角 $\delta_0 = 10^\circ$ 增大到图 7-20d 中 $\alpha_{pq} = 30^\circ$ 时 $\dot{V}_{seff}$ 与 $\dot{V}_r$ 的传输角 $\delta = \delta_0 + \alpha_{pq} = 40^\circ$ 运行。 α_{pq} 在 $\pm 30^\circ$ 之间变换时可使 δ 在 $20^\circ \sim 40^\circ$ 之间调

控运行,能满足负荷改变和动态扰动要求。由图 7-20b 还可看出 $\delta = 40^\circ$ 时所需的 $\dot{V}_{pq} = \overrightarrow{AD}$ 值 是很大的,由 A、D 两点的坐标值可计算出对应的 $\dot{V}_{pq} = \overrightarrow{AD}$ 约高达 0.517。由于 UPFC 成本 较高,技术上又较复杂,这种仅用 UPFC 提供 $\dot{V}_{pq}$ 补偿,显然不是一个好方案。

2) 复合补偿控制。若如图 7-20a、e、f 所示,首先用一个理想移相器将电压 $\dot{V}_s$ 移相 β , 移相电压为 $\dot{V}_\beta$, 移相后的有效电压 V_F 幅值保持等于 V_s , $V_F = V_s = V_r = 1.0$, 移相 β 后, $\dot{V}_F$ 与 $\dot{V}_r$ 相差角为 $\delta_o + \beta$, 这时在 $\dot{V}_s$ 、 $\dot{V}_r$ 之间的功角 δ_o 仍为 10° 时的传输功率将是

$$P_{r\beta} = \frac{V_r V_F}{X} \sin(\delta_o + \beta) \approx \sin(\delta_o + \beta)$$

$$Q_{r\beta} = \frac{V_r V_F}{X} [\cos(\delta_o + \beta) - V_r] = \cos(\delta_o + \beta) - 1$$

由以上两式可以得到

$$(P_{r\beta} - 0)^2 + (Q_{r\beta} + 1)^2 = \frac{V_r V_F}{X} = 1.0$$

由上式可知,仅有理想移相 β 后的 $P_{r\beta}$ - $Q_{r\beta}$ 轨迹仍是一个圆周,即图 7-20c 中所示的 0AFBDM,其圆心为 C(0, 1),半径为 1.0。移相 $\beta = 20^\circ$,原 $\delta_o = 10^\circ$ 时的稳态工作点将从 A 点($\delta = 10^\circ$)移相到 $\delta_o + \beta = 30^\circ$ 的 B 点。如果在移相补偿电压 $\dot{V}_\beta$ 使 $\dot{V}_s$ 移相一个固定角 $\beta = 20^\circ$ 到 B 点,再加一个 UPFC 补偿电压 V_{pq} ,则用这种复合补偿后线路首端有效电压 $\dot{V}_{seff} = \dot{V}_s + \dot{V}_\beta + \dot{V}_{pq}$,幅值 $V_{seff} = V_F = V_s = 1.0$, P_r - Q_r 的轨迹将是图 7-20c 中以 B 点($\delta_o + \beta = 30^\circ$)为圆心,以 $V_{pq} = BD$ 为半径的圆周 D_1 、D、 D_2 上的任何一点(包括 D 点,图 7-20f 中, $\delta_o + \beta + \alpha_{pq} = 40^\circ$, $\dot{V}_{pq}$ 使 $\dot{V}_F$ 又前移相位角 $\alpha_{pq} = 10^\circ$)。D 点是圆周 0AFBDM 与 D_1 、D、 D_2 圆弧线的 交点。由图 7-20c 可计算出这时的 $V_{pq} = \overrightarrow{BD} \approx 0.175$,仅为图 7-20b 中仅用 UPFC 补偿电压 V_{pq} 时 $V_{pq} = AD = 0.517$ 的 1/3,同样可满足运行要求。稳态运行时线路首端电压 $\dot{V}_{seff}$ 超前 $\dot{V}_r$ 的有效功角 δ 可在稳态有效功角 $\delta_o + \beta = 30^\circ$ 的基础上,还可再调控 -10° ($\alpha_{pq} = -10^\circ$) 和 $+10^\circ$ ($\alpha_{pq} = +10^\circ$),使传输线有效功角 $\delta = \delta_o + \beta + \alpha_p$ 在 $20^\circ \sim 40^\circ$ 之间调控。由于同等补偿容量的 移相变压器要比 UPFC 价廉且不需控制,这种复合补偿策略显然是一种可取的方案。

7.4 线间潮流控制器(IPFC)

输电线路传输功率 P_r 、 Q_r 与线路首端电压 $\dot{V}_s$ 和末端电压 $\dot{V}_r$ 的幅值、相位差及线路电抗 X 三个参数有关。 $\dot{V}_s$ 、 $\dot{V}_r$ 大小不变、功角 δ 和线路电抗 X 都不变时,在线路注入串联补偿电 压 $\dot{V}_{pq}$,改变 $\dot{V}_{pq}$ 的幅值和 $\dot{V}_{pq}$ 与线路电流 $\dot{I}$ 之间的相位差 α ,即可改变 $\dot{V}_{pq}$ 注入线路的有功 和无功电压和功率 P_1 、 Q_1 ,从而灵活地调控线路传输的功率 P_r 、 Q_r ,为高效利用单根传输 线提供了强有力的技术支持。

1998年,由 Gyugyi、Sen 和 Schauder 共同提出了线间潮流控制概念(Interline Power Flow, IPFC),用于解决变电站多条输电线路的补偿问题。在采用了图 7-21 所示线间潮流控制器 IPFC 后,在各线路各自独立调节串联无功补偿的同时,可在各条线路之间直接交换有功功率,这就可使线路间的有功和无功潮流分布均匀。通过线间有功交换来减轻过负荷线路的负担,增加轻负荷线路的传输功率,提高整个补偿系统抗动态干扰的能力。因此,线间潮流控制器 IPFC 为多线路变电站的线路潮流管理提供了强有力的技术手段。

图 7-21 为线间潮流控制器 IPFC 的通用结构,变电站的多条长度不同(电抗 X 及阻抗比 X/R 不同),电压等级也可能不完全相同的输电线路中,各有一个静止同步串联变流器注入的补偿电压 V_{pq} ,所有的变流器直流侧有一个公共的耦合电容 C ,每个变流器除各自可独立地向电网串联注入无功补偿外,还可与各自的线路交换有功功率。由于直流侧

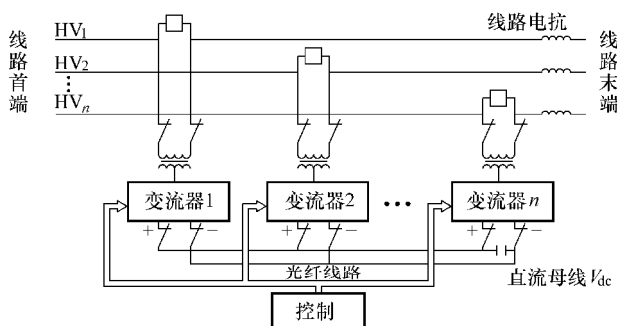


图 7-21 由 n 个变流器组成的线间潮流控制器 IPFC

没有直流电源,为了维持 V_{dc} 稳定,使变流器能正常运行,全部变流器中作为逆变器运行的变流器向线路注入有功功率之和,应与所有处于整流器运行从线路索取的有功功率之和相平衡。

如果图 7-21 中仅有两条线路 HV1、HV2,若变流器 1 向线路 I 注入电压为 $\dot{V}_{1pq}$, $\dot{V}_{1pq}$ 超前 $\dot{V}_{1s}$ 的相位为 ρ_1 , 线路电流 $\dot{I}_1$ 滞后 $\dot{V}_{1s}$ 相位为 φ_1 , $\dot{I}_1$ 滞后 $\dot{V}_{1pq}$ 相位角 $\alpha_1 = \varphi_1 + \rho_1$, $\dot{V}_{1pq}$ 与 $\dot{I}_1$ 同相的有功补偿电压 $V_{1p} = V_{1pq} \cos \alpha_1$, 则 $\dot{V}_{1pq}$ 向线路 1 注入的有功补偿电压 V_{1p} 对应的有功功率 $P_1 = V_{1pq} I_1 \cos \alpha_1 = V_{1p} I_1$, 注入的感性无功功率 $Q_1 = V_{1pq} I_1 \sin \alpha_1 = V_{1q} I_1$, $V_{1q} = V_{1pq} \sin \alpha_1$ 是 $\dot{V}_{1pq}$ 与 $\dot{I}_1$ 正交的无功补偿电压。调控 V_{1pq} 的大小及 $\dot{V}_{1pq}$ 超前 $\dot{V}_{1s}$ 的相角 ρ_1 , 即可调控 $\dot{V}_{1pq}$

注入到线路 1 的有功功率及感性(或容性)无功功率,在 $\dot{V}_{1s}$ 和 $\dot{V}_{1r}$ 幅值、相角差 δ_1 及线路电抗 X_1 不变情况下,即可调控线路 1 的有功、无功传输。同理,变流器 2 向线路 2 注入补偿

电压 $\dot{V}_{2pq}$, 向线路 2 注入有功功率 $P_2 = V_{2pq} I_2 \cos \alpha_2 = V_{2p} I_2$, 无功功率 $Q_2 = V_{2pq} I_2 \sin \alpha_2 = V_{2q} I_2$, α_2 是 $\dot{V}_{2pq}$ 超前 $\dot{I}_2$ 的相位角, V_{2p} 是 $\dot{V}_{2pq}$ 与 $\dot{I}_2$ 同相的有功补偿电压, $V_{2p} = V_{2pq} \cos \alpha_2$ 。

$V_{2q} = V_{2pq} \sin \alpha_2$ 是 $\dot{V}_{2pq}$ 与 $\dot{I}_2$ 正交的无功补偿电压。两个变流器向线路注入的有功功率 $P_1 + P_2$ 应与 IPFC 运行时的功率损耗 ΔP 之和平衡,即 $P_1 + P_2 + \Delta P = 0$ 。由于 ΔP 不大, $P_1 + P_2 \approx 0$, $P_1 \approx -P_2$, 即 P_1 与 P_2 大小相等方向相反。若线路 1 负荷轻,输电不足,而线路 2 输电过负荷,则应使变流器 1 运行于逆变工况 $V_{1p} > 0$, 向线路 1 注入有功功率 P_1 , 增加线路 1 传输的有功功率。这时,变流器 2 应在整流工况运行, V_{2p} 为负值,变流器 2 从线路 2 输入有功功率整流成直流功率,再经变流器 1 逆变成交流功率注入线路 1。线路 2 因变流器 2 处于整流工况而在线路 2 首端分流了整流功率而使线路 2 传输功率减小,线路的过负荷得到缓解。反之,若线路 1 过负荷,线路 2 轻负荷时,应使变流器 1 处于整流工况, V_{1p} 为负值,变流器 1

从线路 HV1 处分流部分有功功率使线路 1 减负荷, 同时变流器 2 处于逆变工况, V_{2p} 为正值, 向线路 2 输出有功功率, 使线路 2 增加传输功率, 使两条线路有功功率得到平衡, 或满足稳态和暂态运行时的运行指令要求。

由于变流器补偿电压 $\dot{V}_{pq}$ 在一定的有功指令要求的 V_p 时, 通过选择合适的幅值 V_{pq} 和相位 ρ , 可以独立地调控 V_q 为任意指令值(在 V_{pq} 不超过允许值时), 因此 IPFC 中的变流器的无功功率可独立于有功功率指令值而按无功功率指令要求调控。

在实际应用中, IPFC 可用于管理多条线路复杂系统的潮流控制, 在这种系统中每条线路的长度、电压等级、传输能力都有可能相差很大。IPFC 能满足这种多条线路复杂系统 & 不同控制功能的要求。比如独立的无功与有功控制、相移控制(传输相位角的调节)和传输线阻抗控制。

7.5 线间潮流控制器(IPFC)与 UPFC 组合运行

本章前面几节介绍了可同时进行有功与无功补偿的 UPFC 和 IPFC。UPFC 可以对单条输电线路提供全面补偿, 而 IPFC 可以对多条线路系统中一些选定的线路提供全面补偿, 但受各条线路交换的有功总和必须为零的限制。图 7-22 所示为 IPFC 与 UPFC 联合运行实现功率传输综合控制和管理的线间潮流控制方案。在多个串联补偿器的基础上增加一个并联的变流器, 对线路潮流进行管理控制。控制方法是: 并联补偿变换器从交流系统高压母线端输入或输出有功功率, 向直流母线输出或从直流母线吸收有功功率, 以平衡所有串联变流器与系统交换有功功率的净差。并联变流器的额定值只需匹配为整个串联补偿与系统的最大净交换有功差, 因而该装置功率容量不大, 具有很好的经济性。同时, 如果特定变电站总线需要无功补偿的话, 并联变流器还可以进行无功并联补偿。这是因为并联变流器不但可以和其他变流器进行有功交换, 还可以自己产生无功用于并联补偿。

变电站由于系统偶发事件、系统维修和系统操作模式改变, 系统潮流控制与补偿性能运行要求有可能发生改变。例如, 在不稳定的系统和过负荷系统中, 控制给定线路的电压比控制线路潮流更重要。这

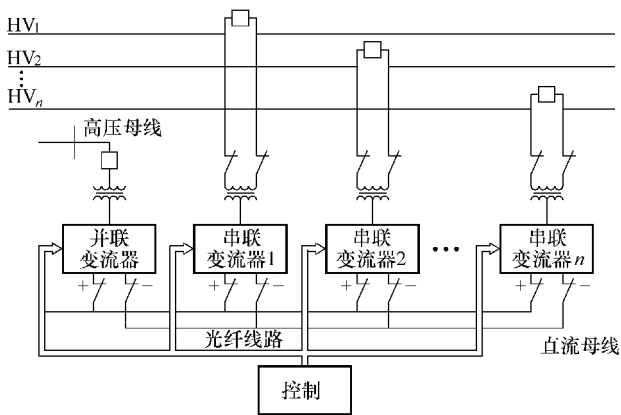


图 7-22 用于功率传输综合控制和管理的通用线间潮流控制方案

些问题以及系统规模增大导致的不可预测的问题, 都可以用基于电压源变流器构成合适结构的复合装置来解决。图 7-23 给出的由两个电压源变流器组成的两条线传输功率控制系统, 也可以扩展到多条线路系统中。在图 7-23 中, 只要通过对变流器与耦合变压器的一些开关进行合适的通断就可以获得多种组合控制功能。例如, 采用伏安容量各为 1.0 的两变流器可以获得下列组合结构功能:

- 1) 两个变流器都用于 STATCOM(容量可达 2.0p. u.);
- 2) 两个变流器都用于 SSSC(容量可达 2.0p. u.);
- 3) 两个变流器分别用于 STATCOM 与 SSSC(每个容量 1.0p. u.);
- 4) 两个变流器用于 UPFC(串联容量 1.0p. u. 和并联容量 1.0p. u.);
- 5) 两个变流器用于 IPFC(每条线上容量 1.0p. u.)。

要注意的是这里额定值不是所在线路的传输额定值。柔性交流输电系统中电压源变流器的额定值一般要比线路的传输额定值小。这些基于电力电子器件的变流器的容量等级由其输出的最大电压与最大电流的乘积决定(尽管两者不会同时出现)。

图 7-24 提供了由三套标准电压源变流器模块组成的通用 IPFC 和 UPFC 的组合系统。该装置可以对某个运行参数(电压幅值、相角;阻抗和传输角)专门控制,既实现某个功能专门控制,也可以进行功能转换控制,更重要的是将它们通过共同的直流电压连在一起可以对传输潮流提供全面控制。图 7-24 中有两条输电线路,线路电抗为 X_2 、 X_3 ,变流器 2、3 作为 SSSC,其输出分别串联在两条线路中作为串联补偿,变流器 1 并接在母线 1 上可单独作 STATCOM。图中的 STATCOM 和 SSSC 可单独作用,两个变流器例如 1 和 2 可组合对 X_2 线路作 UPFC 控制;1、3 组合也可对 X_3 线路作 UPFC 控制,另一个 SSSC 则可作为串联补偿控制;也可用变流器 2、3 组合构成 IPFC,这时该 IPFC 可以同时控制与优化两条线路(母线 1、3 间,母线 1、2 间)的有功与无功潮流,同时接在母线 1 上的 STATCOM 又可独立调控。从以上组合应用的例子可以看到,基于几个电压源变流器组合具有直流耦合的补偿控制的优点,也有提供单功能控制和功能转换控制的能力,对综合输电系统控制时,它又可以同时具有全面控制有功与无功的能力和动态干扰能力。

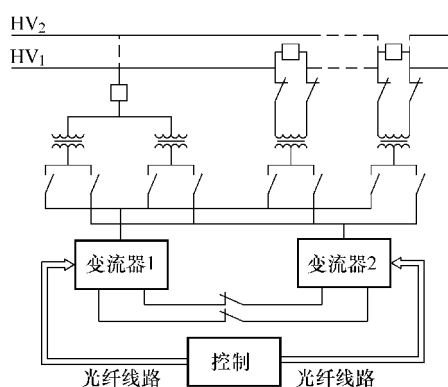


图 7-23 由两个电压源变流器组成的补偿器方案的功能可变换性说明

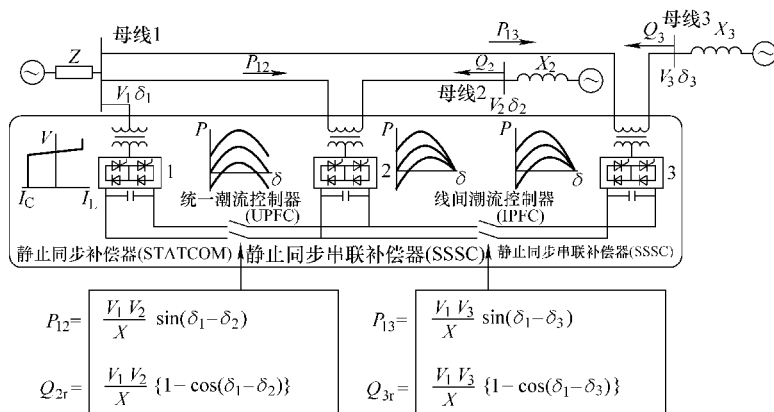


图 7-24 用于多输电线路的综合有功和无功潮流控制的通用 IPFC 概念图解

7.6 统一(综合)电能质量控制器(UPQC)

7.6.1 UPQC 的电路结构和功能

图 7-3 中由共直流电容的两个背靠背连接的变流器组成的变流系统,既可像图 7-3a、b 所置于输电线首端,作为电力系统统一潮流控制器 UPFC 或线间潮流控制器 IPFC,又可像图 7-3c 或图 7-25 所示置于输配电线路末端或负荷处,作为负荷和电源统一(综合)电能质量控制器 UPQC (Universal Power Quality Conditioner) 或称为用户电力调节器 UCPC (Universal Custom Power Conditioner)。图 7-25b 为统一电能质量控制器 UPQC 的单线等值电路图,图中省略了变压器的漏抗和励磁电流。通常负荷要求供电电压 V_L 为正弦基波额定电压 V_R 。但线路 X_L 末端节点 A 处电压 V_s ,通常含有谐波电压 V_{sh} 和基波电压 V_{s1} ,即 $V_s = V_{s1} + V_{sh}$,且基波

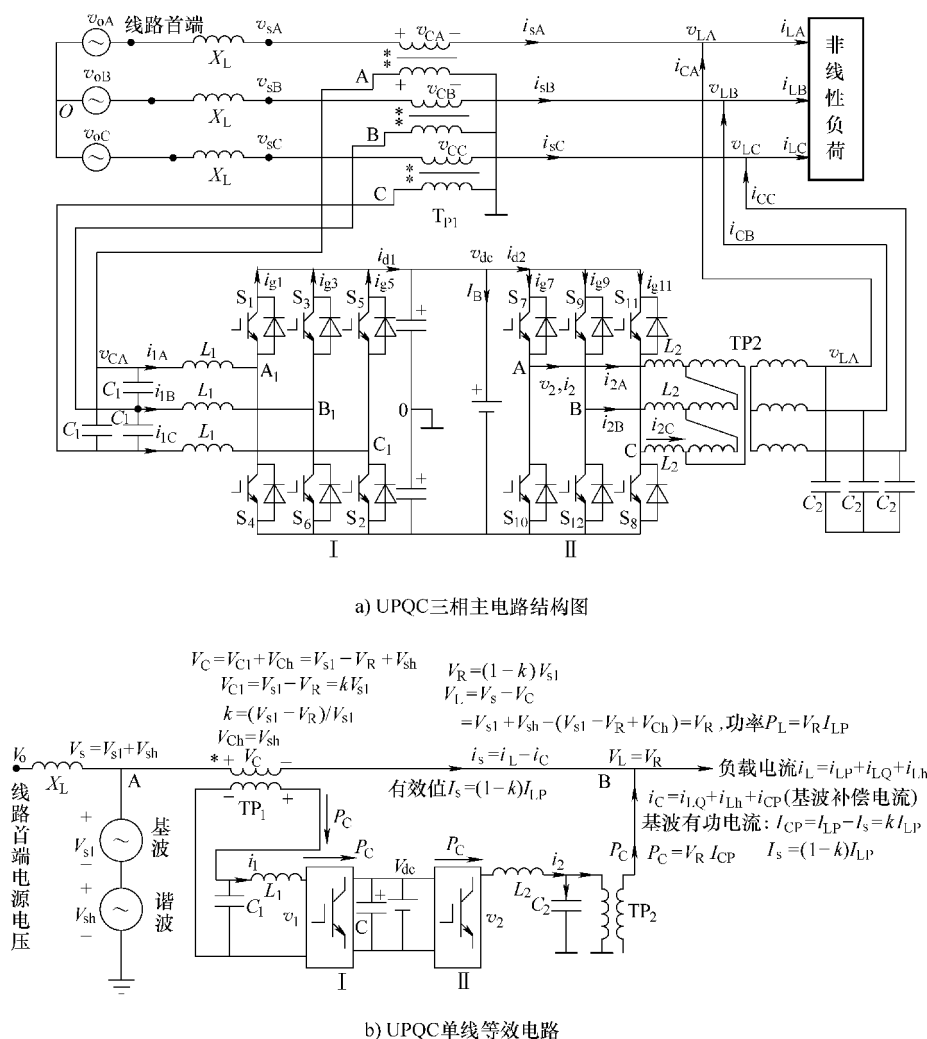


图 7-25 UPQC 电路结构及等效电路

V_{s1} 的有效值 V_{s1} 与负载所需的额定电压 V_R (有效值 V_R) 有差别, $V_{s1} = V_R + (V_{s1} - V_R) \neq V_R$ 。同时负荷电流 i_L 中, 除基波电流 i_{L1} 外还含有谐波电流 i_{Lh} 。而基波电流 i_{L1} (有效值 I_{L1}) 中除有基波有功电流 i_{LP} (有效值 I_{LP}) 外, 还有基波无功电流 i_{LQ} (有效值 I_{LQ}), 即 $i_L = i_{L1} + i_{Lh} = i_{LP} + i_{LQ} + i_{Lh}$ 。负荷电流 i_L 由交流发电机经升压变压器、输电线路、再经降压变压器和配电线路向 B 点负荷供电, 负荷基波电流 I_{L1} 中的基波无功电流 I_{LQ} 流经变压器漏抗和线路电抗时会产生较大的基波电压降, 使负荷基波电压偏离其额定值 V_R , 而负荷谐波电流 i_{Lh} 流经线路电抗、变压器漏抗和发电机绕组时又引起谐波电压降, 即使发电机电势为标准基波正弦电压, 也会因谐波电压降而使负荷电压中有谐波电压分量 V_{sh} 。对负荷供电的基波电压 V_{s1} 偏离其额定值 V_R , 负荷又承受谐波电压 V_{sh} , 会恶化负荷的安全、经济、高效、优质运行。而发电机、变压器、输电线路电流中的无功电流和谐波电流, 又会恶化发电机、变压器和输配电线路的安全、经济、高效、优质运行。为此应对负荷无功电流、谐波电流和谐波电压所引起的供电电压品质问题进行补偿控制。在电力系统中, 采用单一的电压调节器, 单一的无源或有源电力滤波器治理谐波改善电能质量也是可行的, 但图 7-25a 所示的统一(综合)电能质量控制器可统一的从根本上治理谐波电压, 谐波电流和无功电流, 优化负荷的供电质量, 优化电力系统发电, 使输配电设备的安全、经济、高效优质运行。

1. 变流器 I 输出串联补偿电压 V_C

图 7-25b 中线路末端 A 点电源电压 $V_s = V_{s1} + V_{sh}$, 变流器 I 的输出经变压器 TP1 向线路串联注入一个补偿电压 $V_C (V_{CA}, V_{CB}, V_{CC})$, 电源电压 V_s 与补偿电压 V_C 之差值对负荷供电, 负荷电压 $V_L = V_s - V_C$ 。如果对变流器 I 进行控制, 使其输出的补偿电压 $V_C = V_{C1}$ (补偿基波) + V_{ch} (补偿谐波), 令其基波补偿电压 $V_{C1} = V_{s1}$ (电源基波) - V_R (额定电压), 令其谐波补偿电压 V_{ch} 与电源的谐波电压 V_{sh} 大小相等, 方向相反, V_{ch} 抵消 V_{sh} , 则经 V_s 补偿后负荷电压 V_L 为:

$$V_L = V_s - V_C = V_{s1} + V_{sh} - (V_{s1} - V_R + V_{ch}) = V_R, \text{有效值 } V_L = V_R \text{ (额定电压)} \quad (7-22A)$$

即经串联电压 V_C 补偿后, 负荷的供电电压不再含有谐波电压 V_{sh} , 且其基波电压有效值 $V_L = V_R$, 改善了负荷的供电质量问题。

图 7-25b 中电源电压 V_s 的基波电压有效值 V_{s1} , 偏离其额定值 V_R 的偏差为 $\Delta V = V_{s1} - V_R$, 定义电源基波电压 V_{s1} 的电压补偿系数为

$$k = \Delta V / V_{s1} = (V_{s1} - V_R) / V_{s1} \quad (7-22B)$$

则基波补偿电压为

$$V_{C1} = \Delta V = (V_{s1} - V_R) = k V_{s1} \quad (7-22C)$$

2. 变流器 II 输出并联补偿电流 i_C

图 7-25b 中, 负荷电流 $i_L = i_{LP} + i_{LQ} + i_{Lh}$, 若变流器 II 向负荷点 B 输出的并联补偿电流 i_C 为 $i_C = i_{CP} + i_{LQ} + i_{Lh}$, i_{CP} 为基波有功电流, i_{LQ} , i_{Lh} 为负荷无功电流和负荷谐波电流, 则线路流入负荷节点 B 的电流 $i_s = i_L$ (负荷电流) - $i_C = i_{LP} + i_{LQ} + i_{Lh} - (i_{CP} + i_{LQ} + i_{Lh}) = i_{LP} - i_{CP}$, i_s 仅为基波有功电流, 其有效值 $I_s = I_{LP} - I_{CP}$, 经 i_C 补偿后线路电流 i_s 中既无负荷基波无功电流 I_{LQ} , 又无负荷谐波电流 i_{Lh} 。变流器 II 除补偿了负荷全部无功电流 I_{LQ} 和谐波电流 i_{Lh} 外还向负荷 B 点输出有功电流 I_{CP} 。当电源电压基波 V_{s1} 高于 V_R 时, 式(7-22C)中基波补偿电压 $V_{C1} = V_{s1} - V_R = k V_{s1} > 0$, k 为正值。图 7-25b 中, 经补偿后线路电流 I_s 仅为基波有功电流, 经变压

器 PT1 注入变流器 I 的有功功率 $P_C = V_{Cl} I_s = k V_{sl} I_s$, 如果忽略变压器和变流器的损耗, 则 P_C 送入变流器 I 整流, 再经变流器 II 逆变后经变压器 II 将有功电流 I_{CP} 注入负荷点电压 V_R , 即 $P_C = k V_{sl} I_s = I_{CP} V_R$, 由此得到

$$I_{CP} = k V_{sl} I_s / V_R \quad (7-23)$$

忽略变压器、变流器功耗时, 电源基波电压 V_{sl} 与线路基波电流 I_s 的功率 $P_s = V_{sl} I_s$ 应等于负荷有功功率 $P_L = I_{LP} V_R$, 即

$$V_{sl} I_s = I_{LP} V_R, I_s = I_{LP} V_R / V_{sl} \quad (7-24)$$

由式(7-23)、式(7-24)可得到基波补偿电流为

$$I_{CP} = \frac{k V_{sl}}{V_R} \frac{I_{LP} V_R}{V_{sl}} = k I_{LP} \quad (7-25)$$

经变流器 II 输出并联补偿电流 i_c 后, 有

$$I_s = i_L - i_c = I_{LP} - I_{CP} = (1 - k) I_{LP} < I_{LP} \quad (7-26)$$

因此经并联补偿负荷电流后交流电源线路电流 i_s 中既无谐波电流 i_{lh} , 又无功电流 i_{lQ} , i_s 仅为与负荷有功电流成正比的正弦基波有功电流 $I_s = (1 - k) I_{LP}$, 功率因数为 1。优化了负荷的供电质量, 同时又优化了发电机、变压器和线路的运行工况。

如果图 7-25b 中电网 A 点基波电压 V_{sl} 低于额定电压 V_R , 则图中补偿的基波电压 V_{Cl} 应改变方向为负值, 这时补偿系数 $k = (V_{sl} - V_R) / V_{sl}$ 为负值, 图 7-25b 中的 V_C 、 P_C 、 I_{CP} 均反向, $I_s = (1 - k) I_{LP} > I_{LP}$ 。

7.6.2 UPQC 的控制策略

要实现以上功能, 串-并联变流器可采用以下两种控制策略:

- 1) 串联变流器 I 被控为正弦电流源输出 v_c , 并联变流器 II 被控为正弦电压源输出 i_c 。
- 2) 串联变流器 I 被控为非正弦电压源输出 v_c , 并联变流器 II 被控为非正弦电流源输出 i_c 。

如果图 7-25 所示有串、并联补偿的双变流器系统用于不间断电源设备(UPS), 则采用第一种控制策略更好些, 那时可使电源切换时, 负荷电压连续、无间隙。作为一般的 UPQC, 则可采用第 2 种控制策略, 控制目标更直接, 概念也更清晰。

将变流器 I、II 控制成非正弦电压源、非正弦电流源可采用第 5 章 5.8 节中类似的控制原理实现。

采用上述控制策略可以较好地实现 UPQC 的全部功能: 在电网电压 V_s 为非额定值、非正弦以及负荷非线性(有谐波电流)、有大量无功需求情况下, 通过 UPQC 补偿可以实现电网电流仅基波有功电流、 $\cos\varphi = 1$ (当然也可作为任意指令值), 同时负荷端电压为额定值的正弦基波电压(或为任意指令基波电压 V_{ref}), 故称之为统一电能质量控制器 UPQC。如果在直流侧配有备用能源(如蓄电池), 还可以在电网停电时对负荷实现不间断供电, 成为不间断电源 UPS。

7.7 柔性电力系统广域信息监测、通信和协调控制

7.7.1 广域信息监测、通信和控制系统结构

互联在提高电力系统运行经济性和供电可靠性的同时, 使电力系统地域越来越广阔, 系

统结构越来越复杂,这可能导致互联系统安全稳定裕度变小,诱发低频振荡和次同步振荡。日益严格的环境和生态保护要求又使建造新的发电厂和输电系统受到限制。大功率风力发电、集中光伏电站等分布式可再生能源发电系统的增多也都会引发新的运行问题。电力系统不同地域的变电站和线路上又增加了不同类型的电力电子补偿控制设备,系统中不同地域处众多设备的运行参数的变化相互影响,要实现全系统运行工况实时监测和正确有效地调控,首要条件就是在广域电力系统中能实时同步地精确检测到各地域电力设备的运行参数,并经高速通信网络在各地监测调度中心子站与电网调度控制中心主站之间传送运行参数信息和控制指令。基于这种广域测量系统 WAMS(Wide Area Measurement System)和实时高速通信系统可实现电力系统中广域电力设备运行工况的实时检测和信息传送。由此,可实时估算系统运行状态(如稳定裕度)、评估潮流分布合理性和补偿设备的电压、电流容量冗余等,进而确定对各地域电力设备的控制决策和控制指令,对电力设备进行实时、协调的调控,确保电力系统整体的安全、经济、高效、优质运行。在引入大量电力电子变换器和补偿控制器的柔性电力系统中,由于电力系统本身就是一个地域广阔的非线性、变结构、变参数的大系统,加之电力系统中的电力电子补偿控制器又有能同时实现多目标控制功能的潜力,要实现多目标的控制功能,除了需要本地电力设备的运行信息外,还必须获得异地电力设备同一时间的运行信息。因此,在柔性电力系统中广域信息测量、通信和遥控更具有重大意义。由第5章研究的并联静止无功补偿控制器 STATCOM 控制系统时已经得知,为了充分利用电力电子补偿控制器的众多功能(例如在远距离输电系统中设置 STATCOM),不仅要求它能在正常工况时维系节点电压或输出指令要求的无功功率,还可要求 STATCOM 具有阻尼系统振荡,提高发电机静态稳定极限和暂态稳定极限,并在运行工况改变时具有良好的动态品质。为此,STATCOM 运行所需的状态反馈参数就不应只是 STATCOM 本地系统运行参数,还需要有异地的运行参数,例如可能需要相距几百千米以外的发电机运行参数:包括电压、功率、相角 δ 、相对速度 $\omega(d\delta/dt)$ 、相对加速度 $\Delta\omega(d\omega/dt)$ 等,以及电力系统中电网调度中心状态监测主站传送来的状态信息或运行指令。而且 STATCOM 控制系统所需的本地和异地的运行参数信息,都应是在同一时间坐标下的同步变量(或相量),然后按调度中心状态监测站的相关指令,综合形成 STATCOM 所需的控制指令,对 STATCOM 的变流器实时控制,完成所要求的控制功能。由此可知,柔性电力系统中广域同步的信息监测是全面监视和实时评估电力系统的运行工况,决策事故处理和控制策略,提高电网调度自动化水平,实现柔性电力系统全局性的安全、经济、高效、优质、稳定运行的前提。

电力系统比较理想的实时监控与管理系统,应包括三部分:①基于全球定位系统(GPS Global Positioning System)提供全球统一标准时间的系统运行参数和广域相量测量单元 PMU(Phaser Measurement Unit),实现全网电压、电流相量(幅值和相位角)和发电机功率角 δ ,相对速度 $\Delta\omega$,加速度 $\Delta\dot{\omega}$ 的同步测量。②实时的数据传输通信网络,将广域的测量结果准确实时传输到控制中心,将控制中心发出的控制指令传送至各地电站、输电线路和电力补偿控制设备。③中央决策管理调度系统,集中完成对测量数据的处理、运行状态分析和控制命令生成等任务。

7.7.2 同步采样、同步相量形成和信息传输

为了实时监测广域电力系统中不同地域电力设备运行工况和实现运行工况精确、有效、

快速地调控, 首先应对不同地域的电力设备的运行工况和运行参数进行同步采样, 检测时间的偏差应维持在微秒级。在 $f = 50\text{Hz}$ 的交流系统中, 检测 δ 时, 若要求 δ 的偏差不超过 0.1° , 由于半个周期 10ms 对应 180° , 则检测不同地域运行参数的时间相差不应超过 $5.5\mu\text{s}$ 。利用全球定位系统 GPS 提供的标准时间信息可以较简单而精确地实现电力系统广域信息监测的同步问题。现在已广泛应用的 GPS 是早期美国开发的卫星导航系统, 该系统由距地球约 2 万千米, 分布在 6 条近圆形轨道上的 24 颗卫星构成, 能覆盖全球、全天候 24h 连续实时地向地面发送高精度导航、定位和标准时间信息。GPS 卫星传递的时间信号能在全球范围内与国际标准时间(UTC)保持高度同步, 这使它成为目前世界上传播范围最广、精度最高的时间发布系统。通过在电力系统各地安装专用的接收器, 在世界上任何地方都可以接收到 GPS 时间信息。由此可实现高精度的时钟同步。图 7-26 给出了利用 GPS 时间信号实现电力系统广域信息监测、同步采样和电力设备运行节点电压、支路电流同步相量(幅值和相位角)和发电机功角, 相对速度 $\Delta\omega$, 加速度 $\Delta\dot{\omega}$ 等运行参数形成的示意图。

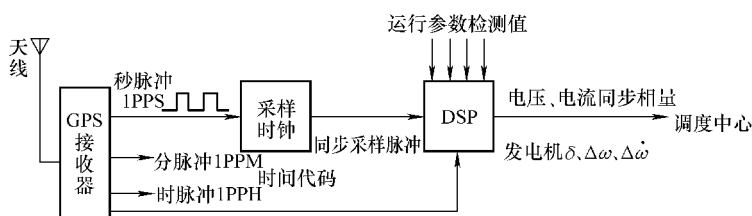


图 7-26 同步采样时钟及同步相量形成示意图

图 7-26 中, GPS 接收器能从接到的信息中提取并输出两种时间信号: 一是秒脉冲信号 1pps , 其脉冲前沿与国际标准时间的同步误差为仅为 $1\mu\text{s}$; 二是经串口输出的与每个秒脉冲 1pps 前沿对应的日期和时间代码(年、月、日、时、分、秒), 即 1pps 的时间标记。采样时钟一般由高稳定度晶体振荡器构成, 振荡信号每一秒被 1pps 同步一次, 使其相位锁定在 GPS 时间基准上。与 GPS 发送的国际标准时间同步后的晶体振荡器信号按采样率要求经分频后用作采样脉冲。由于任何地方接到的 1pps 信号都具有同时性, 因此能保证各地域发电厂、变电所电力设备运行工况和运行参数同步采样。这种时钟同步方法与传统方法相比, 具有精度高(微秒级)、工作可靠、省力、不受地理及气候条件限制等优点, 是迄今为止最为理想的时钟同步方法。

图 7-26 中的数字信号处理器 DSP 的输入有: ①经电流、电压传感器检测到的节点母线电压和线路电流, 发电机转子位置运行参数等数字信息; ②同步采样时钟脉冲; ③时间代码(即每个秒脉冲的时间标记)。DSP 高速完成采集到的电压、电流相量求解(获得电压电流相量的幅值和相位角)以及获得的发电机运行工况(功率角 δ 、相对速度 $\Delta\omega$, 加速度 $\Delta\dot{\omega}$)的计算。将这些运行参数数据“贴上”时间标签(时间码)后, 发送至电网中央调度中心。由于 GPS 时钟时间精确、统一, 电网中央调度中心主站计算机接收到的是全网同一时刻的运行状态信息(带有时间标签), 根据这些信息的集合、处理, 即可实时分析系统运行状态、失稳预测、自适应保护并决策控制对策。由中央决策管理调度中心向各地域的监测子站发送控制指令, 可使电力系统的电力设备受到快速有效地调控, 在安全、经济、高效、优质工况下稳

定运行。

近年来,基于GPS的电力系统广域相量测量技术迅速发展,相当多的相量测量单元(PMU)已经投入现场运行,一些包括系统功角监测在内的综合电网状态实时同步监测系统也已进入实际工程应用阶段。通过远程强实时数据交换和通信系统,把广域测量得到的数据实时地传输到控制中心,对测量数据进行分析处理后,生成控制指令并即时发送到执行端,完成全部控制的时间严格限制在3~5个周期以内。

目前电力线通信,特别是光纤网络的发展已经为广域监测系统的构建提供了良好的通信基础,速率可达2Mbit/s。为满足实时性的要求,克服数据传输的延时和拥塞问题,可利用计算机网络传输的高波特率特性,采用以太网和异步传输模式(ATM)相结合的方式,通过全光纤通道构建一套实时性非常好的全网信息(含相角)实时传输系统。这种通信系统可使测量子站每个电源周期(20ms)发送一次数据到达中心站,并能解决多点对一点的通信问题。在主站的服务器与交换机之间进行全双工接口,实现一个周期内传输一次数据,这种通信系统不仅可以满足电力系统广域动态监测的要求,而且可以满足电力系统快速动态控制的要求,使电力设备(发电机、输配电设备和电力电子补偿器)的实时调控得以实现。

7.7.3 柔性电力系统广域信息监测、通信和控制功能

基于GPS统一时标的电网同步相量测量单元PMU、快速信息传送通道和各级监(测)控(制)调度中心站三部分组成的电力系统广域信息监测和控制系统,其功能可归纳如下:

1. 用于电力系统运行的稳态分析

1)PMU可以直接测量节点的电压、支路电流幅值和相位角,可避免一般潮流计算或状态估计的迭代过程,并且其测量准确度较高,可以和现有的SCADA(Supervisory Control And Data Acquisition)系统相结合提高系统状态估计的准确度。

2)基于相量测量的电力系统谐波状态估计方法,可将全系统范围内的谐波状态估计问题转化为多个单母线系统的状态估计问题,降低了问题的求解难度,也简化了谐波的补偿控制。

2. 用于实现电力系统全局经济性最优运行

电力系统中负荷功率是时变的,在任何时刻,发电设备和电力电子补偿器所提供的有功功率和无功功率都与负荷的有功、无功功率和系统损耗的有功、无功功率平衡。电力系统中可再生能源发电,如并网的风电、太阳能光伏发电(甚至在一定情况下的水力发电)都应在其时变的最大或最优功率下运行,而各地在不同时期建成的不同类型发电机组其发电效率、成本又不尽相同,它们与负荷点的距离也不相同,加上各地域的大容量电力电子补偿器也应在实现其基本运行功能要求的前提下,所以应尽可能在其额定容量下运行(如STATCOM,提供适当多的无功和谐波补偿),使它得到充分利用。因此,在一定的电网结构、一定的负荷时变和风电、光伏发电时变的最大功率跟踪情况下,由广域测量系统中相量测量单元PMU直接测量各地节点电压、线路电流相量并得到有功、无功功率,在确保系统安全运行的前提下调控各地域电力设备(含重大电力电子补偿设备)的运行工况,就有可能使整个电力系统在发电、输配电经济性全局最优的工况下稳定运行。

3. 用于全网动态过程记录及事故分析

WAMS中分布于互联电力系统各个地点的PMU可以在同一参考时间下获取各种扰动下

全网的动态过渡过程信息,在这个意义上 WAMS 相当于一个大的故障录波器。各 PMU 得到的本地动态过渡过程信息可以实时上传至监测控制中心用于实时监视,也可在事故后用于事故分析。记录全网动态过程是 WAMS 的基本功能,在北美、日本、欧洲和我国的一些系统中都已装备了 WAMS 用于电网的动态监视。WAMS 记录的实际扰动过程信息能给系统动态性能分析、事故起因分析和调度员培训等提供宝贵的资料。

4. 电力系统动态模型辨识及模型校正

有了较精确的电力系统动态模型,才能对电力系统进行正确的动态分析和控制。电力系统动态模型可在各离散时间点上差分化为一系列非线性方程,利用 WAMS 获取的全网动态过程的时间序列信息,可以进行电力系统动态模型辨识及模型校正,提高电力系统动态建模尤其是负荷建模的准确性。

5. 用于暂态稳定预测及控制

已投入实际工业应用的稳定控制系统可分为两种模式。离线计算、实时匹配和在线预决策、实时匹配。理论上完美的稳定控制系统模式应是超实时计算、实时匹配。这种模式可在故障发生时进行快速的暂态分析以确定系统是否会失稳,若判断系统可能失稳则给出相应的控制措施以确保系统的暂态稳定性。如果这种控制系统稳定的整个分析计算、信息传输、执行过程的时间极短,理论上可以对任何导致系统暂态失稳的故障给出相应的稳定控制措施,通过对电力设备及电力电子补偿控制器的快速调控达到对各种系统运行工况、各种故障类型的完全自适应控制。

除了判断系统稳定性外,如果预测结果为系统失稳,该如何对那些电力设备和电力电子补偿控制器给出适当的控制量以避免系统失稳呢?这涉及电力系统稳定量化分析和稳定量化指标对控制变量的灵敏度分析,实时环境下要求对某些电力设备快速给出适当的控制量。以 WAMS 得到的故障后一小段时间内的实测量为输入向量,通过人工神经网络直接将这些实测量映射到控制矢量(如切机、切负荷量等)空间,这就相当于将暂态稳定预测和求解控制量都隐含在神经网络之中。此外,如果将系统简化等效为两机系统,由 WAMS 得到的实测信息也可用作稳定控制后备的失步解列装置的控制信号。

6. 用于电压和频率稳定监视及控制

相对于暂态稳定问题,静态电压稳定和频率稳定属于较慢动态的范畴,更易于利用 WAMS 信息实现稳定监视和控制。利用 WAMS 得到的各节点电压相量测量值将系统等值成两机系统,能快速给出电压稳定裕度;以 WAMS 提供的节点电压相角差和发电机无功输出为输入变量,可快速评价系统的电压安全水平;利用 WAMS 提供的实测信息能辨识出一个用于电压稳定分析的系统动态模型,然后基于该模型也可能预测系统的电压稳定性。基于 WAMS 提供的实测信息辨识出一个用于低频减负荷的系统动态模型,可预测系统的频率稳定性,并对某一给定的频率门槛值(控制目标)给出应该切除的负荷量,这就可避免传统低频减负荷装置的整定困难、时滞和过切等问题。

7. 用于低频振荡分析及抑制

随着大电网的互联,区域间的低频振荡对互联电力系统的安全稳定运行也构成了威胁。WAMS 也可望在分析和抑制低频振荡方面发挥作用。基于 WAMS 提供的各离散时间点的测量值采用卡尔曼滤波方法可计算系统的机电振荡模式;与常规离线分析相比,基于 WAMS 的低频振荡分析具有更高的可信度。

仅基于本地信息的阻尼控制器(如传统的电力系统稳定器 PSS)不能很好地抑制区域间的低频振荡,这是由于仅采用本地信息并不能完全反映区域间的振荡特性。WAMS 的出现为抑制区域间的低频振荡提供了强有力的工具,可通过 WAMS 获取区域间发电机的相对转子角和转子角速度信号等全局信息,作为阻尼控制器的反馈信号构成闭环控制。将 WAMS 信号附加到发电机励磁的电力电子变换控制器中,可较理想地实现抑制区域间振荡的目的;采用 WAMS 信息作为装设于联络线上的晶闸管控制串联电容器 TCSC 装置的附加控制输入,可以设计效果较好的 TCSC 区间阻尼控制器。

8. 用于全局反馈控制

以往电力系统控制研究领域一直强调分散性、就地性,即对电力系统中的某一动态元件仅采用本地量测量信息构成反馈控制。当然,这便于控制的实现并简化控制策略,但电力系统的动态行为本质上具有全局性,而分散、就地控制只引入了本地量测量的信息反馈而不包含一些全局性的异地信息,因此在改善全系统稳定性上有一定局限性。随着 WAMS 的出现和发展,已有可能实现基于 WAMS 信息的全局信息反馈与控制。研究结果表明全局信息反馈的电力系统稳定控制器 PSS 的控制效果优于分散、就地 PSS 的控制效果。当然在全局反馈控制研究中如何根据特定的控制目标,选择哪些合适的异地反馈信息是一个值得研究的问题。

9. 用于线路参数测量和故障点定位

在进行电力系统分析和计算时,输电线路参数一般都是假定已知的,这些参数的准确性对计算结果有重要影响。输电线路参数一般在设计或规划时给定,但运行中线路受气候、环境变化特别是运行工况(如故障)等影响会有所改变,因此在线实时测量线路参数很有意义。根据 WAMS 提供的线路两端的电压和电流相量即可方便地实时计算输电线路的等效参数。

故障点定位对快速排除故障具有重要的意义。故障点定位可通过故障线路距离阻抗检测估测,利用 PMU 所获得的线路实时电压电流相量,辨识出线路参数。采用改进的离散傅里叶变换可提取暂态电压电流中的基频分量,从而消除线路参数变化测量误差和随机误差对故障点定位准确度的影响。

综上所述,WAMS 在电力系统稳态分析、最优发电模式和潮流控制、全网动态过程记录和事后分析、电力系统动态模型辨识和模型校正、暂态稳定预测及控制、电压和频率稳定监视及控制、低频振荡分析及抑制、全局反馈控制、故障点定位及线路参数测量等方面的应用,给电力系统中一系列问题的研究提供了新的手段和方法。广域信息测量、监测、通信和全局反馈协调控制,有助于实现柔性电力系统全局性的安全,经济、高效、优质稳定运行。

在交流输电系统中,引入并联型、串联型和组合型电力电子补偿控制器,可显著改善交流输电的可控性,提高交流输电的极限容量、系统运行的安全稳定性和经济性,使交流输电系统成为控制灵活的柔性交流输电系统。在发电、输电、配电和负荷用电整个电力系统中广泛采用电力电子技术,引入各类电力电子补偿控制器和电力电子变换器,基于将运行参数模拟量数字化的电力电子控制技术和智能化控制策略,在不同的运行工况和运行要求下,对电力系统中发电、输电、配电和重大负荷工况实现综合协调控制,可以改善、优化电力系统结构,为电力系统提供更多快速、精确、灵活、柔性化的控制手段,显著提高电力系统中发电、输电、配电和负载用电的灵活性和可控性,使传统电力系统发展成为控制灵活的智能化的柔性电力系统(Flexible Power System, FPS)。

在柔性电力系统中构建各级运行工况和运行参数的广域信息监测调度控制中心，在统一的时间坐标下，可实时采集各地域系统的运行参数、监视运行工况。通过高速信息通道，在各地监测控制调度中心子站与中央信息监测处理和决策管理调度中心(主站)之间传送信息和控制指令。中央信息监测、处理和决策管理调度中心(主站)则集中完成广域监测信息的数据处理、运行状态的分析和预测，并按一定的控制目标形成控制决策和相关的控制指令，经高速信息网传送至各地域的监测控制调度中心(分站)。在电力系统正常稳态运行、暂态过程中和事故情况下利用基于现代控制理论的智能控制技术，可对各地域的发电厂、变电站和重大的电力电子补偿控制设备的运行进行实时、适式、快速有效的统一协调控制。这也将促进现今由于历史原因结构不够合理，缺乏快速有效控制手段，且仅由本地局部运行参数闭环反馈控制各地电力设备的传统电力系统，发展成为无论是发电、输电、配电和负荷电能应用都能获得更高的安全可靠、更好的经济效益、更灵活有效的控制特性、更好的运行特性和供电质量的电力系统。随着大型电力电子装备在电力系统更加广泛的应用和电力系统广域监测、通信、控制技术的发展和完善，传统电力系统将成为一个运行更加安全、经济、高效、优质、控制更灵活的柔性电力系统。传统电力系统将发生革命性的变革，同时也将为电力电子技术的发展带来新的巨大机遇，进而推动电力电子技术在更高水平上的新发展。

柔性电力系统中电力电子装备和系统汇总表

1. 并联阻抗补偿控制器
晶闸管投切电容器(Thyristor Switched Capacitor, TSC)
晶闸管相控电抗器(Thyristor Phase Controlled Reactor, TCR)
TSC、TCR 都是静止无功补偿器(Static Var Compensator, SVC)
晶闸管控制制动电阻(Thyristor Controlled Breaking Resistor, TCBR)
或晶闸管控制的动态断路器(Thyristor Controlled Dynamic Breaker, TCDB)
2. 串联阻抗补偿控制器
晶闸管投切串联电容器(Thyristor Switched Series Capacitor, TSSC)
晶闸管控制串联电容器(Thyristor Controlled Series Capacitor, TCSC)
GTO 控制串联电容器(GTO Controlled Series Capacitor, GCSC)
次同步振荡抑制器(Sub-Synchronous Resonant Damper, SSRD)
3. 晶闸管控制的串联电压调节器 TCVR(Thyristor Controlled Voltage Regulator)
4. 晶闸管控制的串联电压相角调节器(Thyristor Controlled Phase Angle Regulator, TC-PAR)或(Thyristor Controlled Phase Shifter Regular)
5. 电压源静止并联同步无功补偿器(Static Synchronous Compensator, STATCOM)或称静止无功发电机(Static Var Generator, SVG)又称静止调相机(Static Condenser, STATCON);带储能装置则称为静止同步发电机(Static Synchronous Generator, SSG)
6. 电压源静止串联同步补偿器(Static Series Synchronous Compensator, SSSC), SSSC 也可具有交换有功的能力
7. 并联有源滤波器(Parallel Active Power Filter, PAPF)或谐波电流补偿器(Harmonic Current Compensator, HCC)
8. 串联有源滤波器(Series Active Power Filter, SAPF)或谐波电压补偿器 HVC(Harmonic Voltage Compensator)
9. 故障电流限制器(Fault Current Limiter, FCL)
10. 动态电压限制器(Dynamic Voltage Limite, DVL)或晶闸管控制电压限制器(Thyristor Controlled Voltage Limiter, TCVL)
11. 动态电压恢复器(Dynamic Voltage Restorer, DVR)
12. 统一潮流控制器(Unified Power Flow Controller, UPFC)
13. 线间潮流控制器(Interline Power Flow Controller, IPFC), 相间功率控制器(Interphase Power Controller, IPC)
14. 高压直流输电系统(HVDCTS)和交流电网的直流结点(Back to Back STATCOM Tie)
15. 电池储能系统(Battery Energy Storage System, BESS)
16. 超导磁体储能系统(Superconducting Magnetic Energy Storage System, SMES)
17. 通用用户电力调控器(Unified Custom Power Conditioner, UCPC)或统一电能质量调控

- 器 UPQC(Unified Power Quality Conditioner, UPQC)
18. 交流同步发电机静式励磁系统(Static Excitation System, SES)
 19. 固态电路断路器(Solid State Circuit Breaker, SSCB)
 20. 固态限流器(Solid State Current Limiter, SSCL)

参考文献

- [1] 何仰赞, 温增银, 等. 电力系统分析[M]. 2 版. 武汉: 华中科技大学出版社, 2002.
- [2] 王锡凡. 现代电力系统分析[M]. 北京: 科学出版社, 2003.
- [3] 陈坚. 电力电子学——电力电子变换和控制技术[M]. 2 版. 北京: 高等教育出版社. 2004.
- [4] 日本电气学会. 电力电子电路[M]. 陈国呈, 译. 北京: 科学出版社, 2003.
- [5] Muhammad H. Rashid. 电力电子技术手册[M]. 陈建业, 等译. 北京: 机械工业出版社, 2004.
- [6] Andrzej Trzgnadwvski. Introduction to Modern Power Electronics[M], John Wiley & Sons. Inc, 1998.
- [7] Donald Christiansen, Ronald K. Juren, Eduard A. Torrero, Donald G. Fink. Electronics Engineers Handbook [M]. 4th ed. New York: McGraw Hill, 1997.
- [8] J. P. Agrawal. Power Electronics Systems theory and designs[M]. Prentice-Hall, 2001.
- [9] Ned. Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins. Power Electronics: Converters, Applications, and Design[M]. John wiley & Son. Inc, 2002.
- [10] 陈坚. 交流电机数学模型及调速系统[M]. 北京: 国防工业出版社, 1989.
- [11] W. R. Lache, D. Sutanto, D N Logothetis. Power System Control in the Next Century[C]//IEEE Transactions on Power System, 1996: 11-18.
- [12] A Edris. FACTS Technology : An update[C]//IEEE Power Engineering Review, 2000: 4-9.
- [13] “电气科学与工程”学科发展战略研究报告(2006—2010 年)[M]. 北京: 科学出版社, 2006.
- [14] Enrique Acha, Vasslios Agelidis Olimpo Anaya, TJE Miller. Power Electronic Control in Electical Systems [M]. Newnes, 2002.
- [15] 康勇. 高频大功率 SPWM 逆变电源输出电压控制技术研究. [D]. 武汉: 华中理工大学, 1994.
- [16] 赵贺. 电力电子学在电力系统中的应用——灵活交流输电系统[M]. 北京: 中国电力出版社, 2001.
- [17] 韩民晓, 尹忠东, 徐永福, 等. 柔性电力技术——电力电子在电力系统中的应用[M]. 北京: 中国水利电力出版社, 2007.
- [18] 陈建业, 蒋晓华, 于歆杰, 等. 电力电子技术 in 电力系统中的应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2008.
- [19] 李基成. 现代同步发电机励磁系统设计与应用[M]. 北京: 中国电力出版社, 2002.
- [20] Longya Xu, Bo Guan, etal. Design and control of a High-Efficiency Doubly-Fed Brushless Machine For wind Power Generator Application[C]//Energy conversion congress and Exposition (ECCE), 2010.
- [21] 李建林, 许洪华, 等. 风力发电中的电力电子变流技术[M]. 北京: 机械工业出版社. 2008.
- [22] 程时杰, 李刚甘. 储能技术在电气工程领域中的应用[J]. 电网与清洁能源, 2009, 25(2).
- [23] 刘飞. 三相并网光伏发电系统的运行控制策略[D]. 武汉: 华中科技大学, 2008.
- [24] 刘邦银. 建筑集成光伏系统的能量变换与控制技术研 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2008.
- [25] 王长贵, 王斯成. 太阳能光伏发电实用技术[M]. 北京: 化学工业出版社, 2005.
- [26] 赵争鸣, 等. 太阳能光伏发电及其应用[M]. 北京: 科学出版社, 2005.
- [27] 沈辉, 曾祖勤. 太阳能光伏发电技术[M]. 北京: 化学工业出版社, 2005.
- [28] 王兆安, 杨君. 谐波抑制和无功功率补偿[M]. 北京: 机械工业出版社, 1998.
- [29] 姜齐荣, 等. 电力系统并联补偿[M]. 北京: 机械工业出版社, 2004.
- [30] 林永生, 胡良珍, 严朗威. 高压直流输电[M]. 上海: 上海科学技术出版社, 1982.
- [31] 韩民晓, 文俊, 徐永海. 高压直流输电原理与运行[M]. 北京: 机械工业出版社, 2009.
- [32] R. Mohan Mathur, Rajiv K. Varma. 基于晶闸管的柔性交流输电装置[M]. 徐政, 译. 北京: 机械工业

出版社, 2005.

- [33] Vijay K. Sood. 高压直流输电与柔性交流输电控制装置[M]. 徐政, 译. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [34] 陈坚, 李勋, 等. 双变流器串并联补偿式 UPS[C]//2003 台达电力电子新技术讨论会论文集.
- [35] 朱鹏程. 用于 UPFC 的串并联双变流器控制策略研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2006.
- [36] Narain G. Hingorani, Laszlo Gyugyi. Understanding FACTS: Concept and Technology of Fexible AC Transmission Systems[M]. IEEE Press, 2000.
- [37] 韩英铎, 王仲鸿, 等. 电力系统中的三项前沿课题[J]. 清华大学学报: 自然科学版, 1997, 37.
- [38] 常乃超, 等. 广域测量系统在电力系统分析及控制中的应用综述[J]. 电网技术, 2005, 29(10).
- [39] 程汉湘. 柔性交流输电系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2009.

柔性电力系统中的电力电子技术

——电力电子技术在电力系统中的应用

ISBN 978-7-111-36565-5

策划编辑：牛新国

封面设计：路恩中

地址：北京市百万庄大街22号

电话服务

社服务中心：(010)88361066

销售一部：(010)68326294

销售二部：(010)88379649

读者购书热线：(010)88379203

邮政编码：100037

网络服务

门户网：<http://www.cmpbook.com>

教材网：<http://www.cmpedu.com>

封面无防伪标均为盗版

上架指导：工业技术 / 电气工程

ISBN 978-7-111-36565-5



9 787111 365655 >

定价：59.80元