

E

电力新技术丛书

ELECTRIC POWER NEW TECHNOLOGY SERIES

电力电子学 在电力系统中的应用

——灵活交流输电系统

赵贺 编著



中国电力出版社

电力新技术丛书

主编 王平洋 副主编 周孝信

- 微机继电保护 陈德树 张 哲 尹项根 编著
- 电力网中的谐波 林海雪 孙树勤 编著
- 电网调度员培训模拟(DTS) 张力平 编著
- 人工神经网络原理及其应用 陈允平 编著
- 配电系统自动化及其发展
王明俊 于尔铿 刘广一 编著
- 面向对象设计的开放式能量管理系统
王明俊 傅书通 吴玉生 编著
- 模糊数学在电力系统中的应用
王平洋 胡兆光 编著
- 电力电子学在电力系统中的应用
——灵活交流输电系统 赵 贺 编著
- 直接法稳定分析 傅书通 倪以信 薛禹胜 编著
- 无功补偿的矢量控制 孙树勤 编著

责任编辑: 陈 涛

ISBN 7-5083-0408-X



9 787508 304083 >

ISBN 7-5083-0408-X/TM

定价: 16.00

196531

丛 书

TM7

Z301

电力电子学 在电力系统中的应用 ——灵活交流输电系统

赵 贇 编著

中国电力出版社

内 容 提 要

本书说明了电力电子技术在电力系统发电、送电和配电、用电方面的应用,着重说明了构成电力电子装置的原理、结构及其使用情况。所介绍的装置包括静止调相机-无功功率发生器、可控串补、电力有源滤波器、静止移相器和统一潮流控制器以及电力系统能量存储装置等。

本书可供电业部门及电器生产部门的研究开发人员及教学、管理人员参考,亦可供运行部门人员了解灵活交流输电系统概况之用。

图书在版编目(CIP)数据

电力电子学在电力系统中的应用:灵活交流输电系统/赵贺编著.-北京:中国电力出版社,2000.8

(电力新技术丛书)

ISBN 7-5083-0408-X

I. 电… II. 赵… III. 电力电子学-应用-电力系统 IV. TM7

中国版本图书馆CIP数据核字(2000)第42474号

中国电力出版社出版、发行

(北京三里河路6号 100044 <http://www.cepp.com.cn>)

北京密云红光印刷厂印刷

各地新华书店经售

*

2001年1月第一版 2001年1月北京第一次印刷

787毫米×1092毫米 32开本 8.5印张 184千字

印数0001-3000册 定价16.00元

版 权 专 有 翻 印 必 究

(本书如有印装质量问题,我社发行部负责退换)

《电力新技术丛书》出版说明

我国电力工业的发展取得了举世瞩目的成就,从1978年到1997年的19年中装机容量及发电容量连续上两个台阶(1987年装机容量达1亿kW及1995年装机容量达2亿kW),到1996年底已居于世界第2位。电力工业的领导者向我们提出了建“一流电网”的号召,针对当前两个根本性转变的关键时刻,提出要进行由计划经济体制向具有中国特色的社会主义市场经济体制转变的第二次创业。其目标就是要保持电力工业持续、快速、健康地发展和电力供给与需求的平衡,从而保证国民经济的发展和社会的进步以及人民生活水平的日益提高。为达到建成“一流电网”的目的,必须有一流的人才,用一流的技术,并且得到各行业的关心、支持和理解。本套《电力新技术丛书》即是用深入浅出的叙述方法介绍有关一流电网的新技术。希望关心这些问题的有关人员可以用较短的时间理解这些问题的概要,加深对这些问题的关注和支持。

本丛书的作者们都是从事所写专题多年的工作者,并在该专题领域有开拓性的贡献。他们出于“甘为人梯”的想法,把自己的体会及资料尽可能深入浅出地写出,希望读者能用最少的投入,掌握作者的所知所得。

本丛书包括一些具有现实意义和广阔应用前景,并在国际上或国内处于前沿地位的高新技术。例如微机继电保护、电力网中的谐波、电网调度员培训模拟(DTS)、人工神经网络原理及其应用、配电系统自动化及其发展、面向对象设计的

开放式能量管理系统、模糊数学在电力系统中的应用、电力电子学在电力系统中的应用 灵活交流输电系统、直接法稳定分析、无功补偿的矢量控制等，读者可以根据需要与可能选用。

本丛书的宗旨是用读者容易理解的体系和叙述方法，深入浅出、循序渐进地就各专题题目的引出，专题的基本原理和理论及对电力系统的影响进行简要论述，并对专题的应用领域和前景及可能产生的效益作出评述。

本丛书的读者对象为：科研、教学、生产第一线的电力工程技术人员，特别是工作五年左右的年轻工程师及大、中专院校有关专业的学生。由于科学技术的飞速发展以及我们的水平有限，丛书肯定会存在许多不足，丛书的书目和内容也应当不断发展和更新。我们热诚地希望得到社会各界和广大读者的批评指正。

王平洋 周孝信

前 言

电力电子技术在电力系统中的应用在 10 年前仅限于高压直流输电、发电机励磁系统和静止无功补偿器。而在电力用户系统，电力电子的应用呈现丰富多采的局面。这些电力电子的应用启发人们向电力系统可控化的方向进行研究。中国电力科学研究所和电力高等学校等许多科研、教学部门都做了不同的电力电子应用于电网方面的研究工作，开发了一些专用的设备，取得了很大成绩。但和国外相比，我国所进行的工作还是规模小，而且实用性较差，还存在很大的差距。

我们希望通过这本书把收集到的材料和国内所做的研究工作的进展情况介绍给广大电业工作者。由于作者水平所限，会存在许多错误和不准确的地方。书中大部分内容来自国内外已发表的论文和报告，有些是作者与同行交流中所了解到的情况，例如无功发生器变压器结构的启动要求，同步正弦电压源的细节及有源滤波的一些情况。限于作者了解水平有限，不见得传达准确，供读者参考。有一部分内容是国外对新技术的可行性研究。其中有些内容后来在工程中实施，也有一些一直处于开发过程中。读者可能在国外的最新报告中看到本书所说的一些工程设想，现在已成为试验或运行的项目。

本书虽然是介绍电力电子应用的普及读物，但读者是电业电力部门的技术人员，因而在内容上涉及许多构造和使用的细节。考虑到本书内容涉及面相当广，故对某些电力电子和电网的基本知识作了概略说明，以便于读者阅读。

使用电力电子技术于低压系统，保证用户得到高度可靠和优质的电能供应，在国外称为“用户功率”（custom power）。它和配电自动化、补偿技术、恢复技术等应有专书谈论，本书把这部分内容全部略去，希望能有用户功率方面的专著书早日出版。

书中对子自动调节和调制技术作了一些形象的描述，以代替数学表达方式。书中给出的波形有些是试验结果，有些是仿真结果。限于本书性质，仿真技术没有写进书内。

第2章是全书的概括性介绍，对于许多不想了解电力电子设备细节的读者，只看第2章就能知道灵活交流输电系统的概貌。

从现在已实现的电力电子工程观察，在最近的10年，灵活交流输电和高压直流输电将提高电力系统的经济性、解决系统控制问题，同时在电力系统的安全可靠上发挥更大的作用。直接的表现将是用电力电子技术提高系统输电容量，增加系统稳定和改善电能质量。因此国家电力公司认为这不仅是电业工作者的事业，更多的是给电器设备制造行业开辟了一个很宽阔的市场，是向高电压、大容量电子设备发展的一条途径。例如在冶金等行业使用的循环换流器即交交变频设备，容量多为几千千瓦，很少到一两万千瓦水平，而本书所介绍的同步电机交流变频励磁所用的循环换流器容量达到7万kW以上。目前国外电器公司在电力电子大容量化方面投入巨大的资金和人力，也应该对我国制造行业有借鉴作用。希望我国电力电子制造业高速地掌握新技术并且形成新的产业体系。

在本书编写过程中，电工界前辈王平洋教授在本书内容的安排上给予了详细的指导；电力科学研究院总工周孝信院

士对全书提出了很多极宝贵的意见；王少宁高级工程师和武守远博士曾给本书内容以重要的影响，汤广福博士、金钊和戴小亮工程师对本书的写作和出版做了许多工作，在此谨向他们表示深切的谢意。

作者

于蓟门

2000年5月

目 录

《电力新技术丛书》出版说明

前言

1	电力电子技术的发展和应用简介	1
1.1	电力系统与电力电子技术概况	1
1.2	门极可关断晶闸管 (GTO)	2
1.3	绝缘门极双极晶体管 (IGBT)	15
1.4	换流器	20
2	电力电子技术在发电、输电和配电、 用电中的应用简介 (FACTS)	29
2.1	发电厂应用的电力电子技术	30
2.2	灵活交流输电系统	38
2.3	静止无功补偿系统 (SVC)	44
2.4	无功发生器	52
2.5	晶闸管控制电阻	55
2.6	快速有载调压	55
2.7	超导磁能存储系统 (SMES)	57
2.8	蓄电池储能系统 (BESS)	58
2.9	晶闸管移相器	59
2.10	晶闸管串联补偿器 ——可控串补 (TCSC)	60
2.11	NGH 次同步谐振阻尼器	62
2.12	高压直流输电简介 (HVDC)	64
2.13	相间控制器	68

2.14	变频调整技术在电力系统中的应用	70
3	静止调相机—无功功率发生器	72
3.1	概况	72
3.2	无功发生的原理	74
3.3	无功发生器的多重结构	81
3.4	控制器的构成	86
3.5	工程实例 1——80MVA 的无功发生器	91
3.6	工程实例 2——50MVA 的无功发生器	106
3.7	无功发生器进展情况	113
4	晶闸管控串联电容器——可控串补	115
4.1	可控串补的用途	115
4.2	可控串补的稳态特性	116
4.3	可控串补的调节性能	121
4.4	暂态稳定和阻尼低频振荡的控制	123
4.5	阻尼次同步谐振和扭相互作用	124
4.6	可控串补的工程状况	127
5	电力有源滤波器（主动滤波器）	151
5.1	概述	151
5.2	电力有源滤波器的现状和技术要求	153
5.3	电力有源滤波器的原理	156
5.4	电力有源滤波器的控制系统	161
5.5	电力有源滤波器的应用	168
6	静止移相器和统一潮流控制器	173
6.1	电子式静止移相器	173
6.2	统一潮流控制器	181
6.3	统一潮流控制器与移相器的比较	186

6.4	固态同步正弦电压源	188
6.5	4 象限换流器和它对电力系统的稳定化控制 ——固态正弦同步电压源的应用	192
7	电力系统能量存储	201
7.1	超导储能 (SMES) 技术	201
7.2	蓄电池储能 (BESS)	225
7.3	变频抽水蓄能发电机—交流 变频励磁双馈电机	242
	参考文献	254

1 电力电子技术的发展 和应用简介

1.1 电力系统与电力电子技术概况

电力系统包括发电、送电和用电全过程，所用的器具有些是线性的，即在主要运行参数范围内，所加电压与流过的电流成正比，例如，变压器、输电线在其正常运行时都可看成是线性设备。而非线性的器具可能产生更为特殊、也相当有用的特性。电力系统使用的非线性元件有些不属于电力电子的领域，例如为了防止过电压所采用的空气间隙和阀型避雷器，利用磁饱和现象设计的磁电器件等。电真空技术的发现和发展，给非线性元件的应用开辟了一个新阶段。电真空器件的单向导电特点、电流可关断特点，以及它的可控性，使其增加了极丰富的处理电能的方法。汞弧整流器、闸流管、引燃管的应用，产生了可控整流器和直流拖动设备。

现代电力电子学是与固体物理学一起发展起来的。40年代中期半导体二极管和三极管的发明是电子技术的里程碑。随后，固体电子器件向高频化发展。同时还有两个趋向，一是小型化、微形化（这就是现在通信和计算机系统的技术基础），二是大容量化。这样它就开始取代电真空器件。

大容量化这个方向在于提高工作频率，首先解决的是提高工作电压和工作电流。1957年，通用公司制造出300V、16A的可控硅，其特性极像电真空器件的闸流管，后来被定名为晶

闸管(thyristor)。它的额定电压、电流都逐渐增大。由于晶闸管的高可靠性和低成本,很快就在各应用领域取代容量近似的电真空器件。容量最大的电力电子器件是电力系统中的高压直流输电,也在 70 年代被半导体器件——晶闸管所占领。

为了便于阅读,本章将简略回顾晶闸管的特性。至于晶闸管的具体知识,在直流输电的书籍或其他专著中已有详细的讨论,读者可以自行参看。另外,本章还将介绍电力系统可能使用或已在使用的几种较新的半导体(固体)电力电子器件。

1.2 门极可关断晶闸管 (GTO)

晶闸管也称可控硅,是 50 年代发展起来的开关器件,它在阳极加正电压,门极用正向电流触发而开始导通,电流流过阳极和阴极,当电流降到零时晶闸管即呈断开状态。由于晶闸管是最基本的开关器件,并已广泛应用,成为电工知识的素材,故此处不详细讨论,而只说明大容量晶闸管的情况。

80 年代晶闸管的容量发展到 5kV、3kA 的水平,硅片直径达到 100mm。如今,100mm 直径的晶闸管是直流输电的基本开关元件。较低电压的晶闸管其额定电流已达 5kA,较小电流的晶闸管耐压达 8kV。大容量晶闸管也用在无功静止补偿器和大容量电机启动和变速上。

与晶闸管几乎同时出现的门极可关断晶闸管 (gate turn-off thyristors, 以下简称 GTO) 是另一种功率大的开关元件。GTO 与普通晶闸管性能不同之处在于它可由门极注入一个反方向电流,使阳极与阴极间不为零的电流关断。目前由于 GTO 的容量达到 5MVA 左右,又有可控关断的特点,因而在很多领域广泛采用。现代电力电子技术在大容量的应用方面,

GTO 是使用最广的开关部件，担当最重要的角色。

1.2.1 GTO 晶闸管介绍

这里只描述 GTO 晶闸管使用的有关问题，希望通过这个介绍，能使读者基本上了解与晶闸管应用有关的原理和特性。GTO 晶闸管是 PNP 四层半导体器件，有三个引出端，这与晶闸管相同。GTO 的阳极 A 加正电压，阴极 K 加负电压，负载在这个电路里与 GTO 晶闸管串联，当门极与阴极间加一个门极 G 为正的电压时，GTO 被触发导通，如果阳极和阴极电流足够大，在触发电压不存在时阳阴极之间仍然导通，电流过小则自行关断，这些特点与普通晶闸管相同。

GTO 的独特之处是门极 G 可关断阳阴极间的电流。只要在门极与阴极间加一个负偏置电压形成负电流，并有足够的幅值，则负荷电流将关断，这个行为可由电子空穴的理论说明。

图 1.1 是 GTO 关断时的电子流动断面，在关断时门极

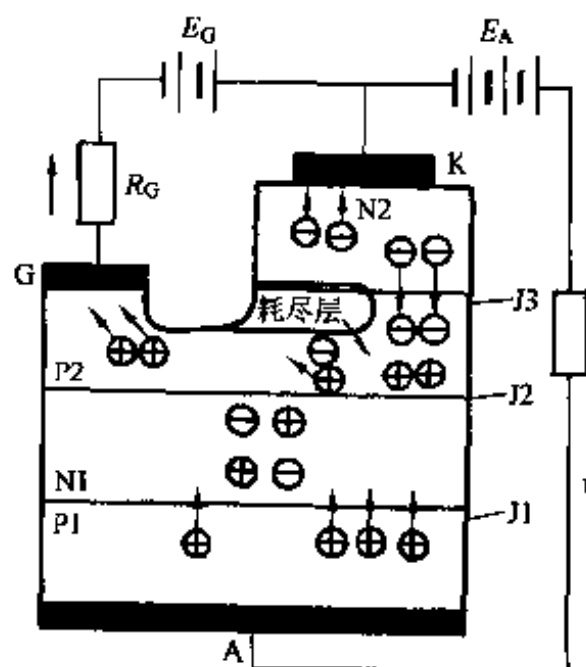


图 1.1 GTO 晶闸管关断过程

电流为 $-I_G$ ，门极电压 $-E_G$ 。

GTO 在导通状态电流从阳极 A 通过 P1、N1、P2、N2 四层中的三个结流向阴极，相当于从 A 到 K 的电流。当门极 G 加入电压 $-E_G$ ，中和了非平衡空穴载流子、阻断 N2 非平衡电子流的流入，门极电流 $-I_G$ 相当于空穴电流从门极通过，电子则从此门极为正的阴极排空，当空穴和电子在 J3 结门极附近消失，J3 结这个部件形成耗尽层，并向远离门极的部件扩展。这样 N2 层不再供应电子，P2 层将中和掉过剩载流子。J3 结这种离断的反偏使 J2 结循复了阻断能力，从而关断了 GTO，在 J2 结上恢复耗尽层。GTO 晶闸管的三极管说明图和符号见图 1.2。

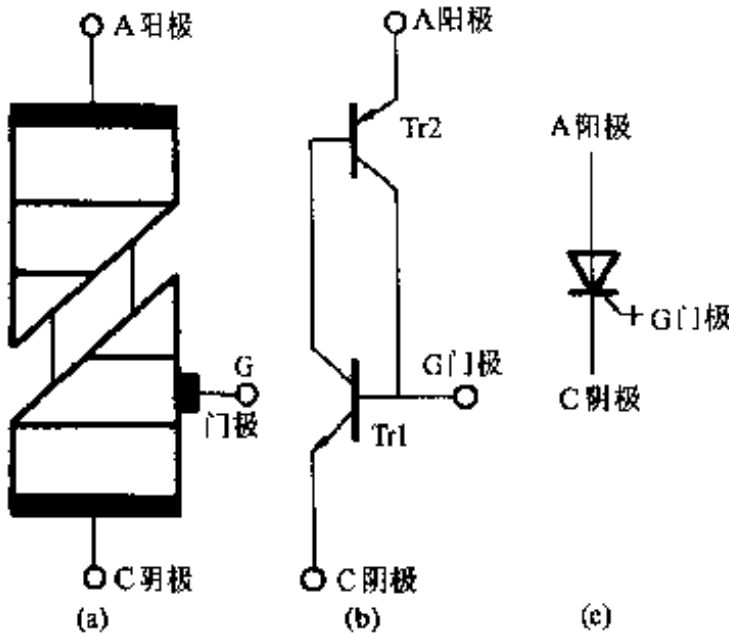


图 1.2 GTO 晶闸管的三极管说明图和符号

(a) 功能示意图；(b) 等值电路；(c) 符号

某些出版物中所用 Tr1 和 Tr2 与此处规定不同，请读者注意。被关断阳极电流与门极关断电流之比称为关断增益 G_{off} ，这一概念已被广泛采用，其值为

$$G_{off} = \frac{\alpha_1}{\alpha_1 + \alpha_2 - 1} = \frac{I_A}{I_{GQ}}$$

1.2.2 GTO 晶闸管的主要参数

为了便于查阅样本等资料，此处列出 GTO 晶闸管各主要参数的英文名称，有的还列出参数的指定条件（GTO 关断时的等值电路见图 1.3）。

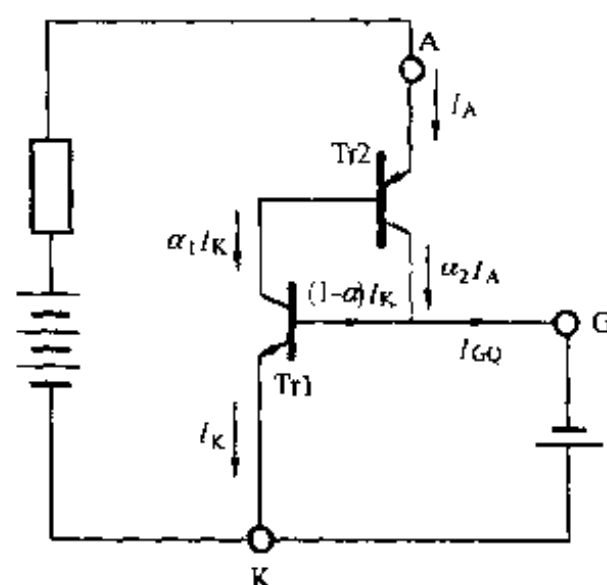


图 1.3 GTO 关断时的等值电路

(1) U_{RRM} ——反向重复峰值电压 (repetitive peak reverse voltage)。在额定结温范围，门极和阴极间无外加信号，规定的每周期的重复的反向峰值（最大）电压。GTO 的型号上、铭牌上所规定的额定电压（另有说明除外）。

(2) $I_{T(RMS)}$ ——通态电流有效值 (RMS on-state current)。在指定的外温下，加在器件上的连续通态电流的有效值。

(3) $I_{T(av)}$ ——通态平均电流 (average on-state current)。在指定外温下，器件接电阻或电感性负荷（正弦工频半周）可连续通过的平均正向电流。

(4) I_{TQRM} ——重复可控通态电流 (repetitive controllible

on-state current)。门极控制可关断的允许电流值，无特别说明时为最大值。某些产品以此作为铭牌上规定的额定电流值。

(5) I_{TGQM} 、 I_{TGQ} ——可控通态电流 (controllable on-state current)。在器件关断前的瞬间，门控可关断的瞬时电流值。某些产品以此为额定电流。

(6) U_{RSM} ——不重复反向峰值电压 (non-repetitive peak reverse voltage)。额定结温范围，门极阴极间无信号，规定峰值非重复反向电压，其所加时间不大于工频半个正弦波。

(7) $U_{\text{R(DC)}}$ ——直流反向电压 (DC reverse voltage)。同上条件，规定的反向直流电压最大值。

(8) U_{DRM} ——重复峰值断态电压 (repetitive peak off-state voltage)。同上条件，每周加的峰值重复断态电压，包括重复的暂态电压的最大瞬时值。

(9) U_{DSM} ——非重复的断态峰值电压 (peak non-repetitive off-state voltage)。与前项相同条件，规定非重复的断态峰值电压，其所加时间小于工频半个正弦波，即非重复暂态断态电压的最大瞬时值。

(10) $\frac{dU}{dt}$ ——断态电压临界上升率 (critical rate of rise of off-state voltage)。GTO 在最大额定结温，门极阴极间没有信号的情况下，不由断态转向通态的规定的最大断态电压主上升率。

(11) U_{T} 、 U_{TM} ——通态电压 (最大值) (on-state voltage)。通态电流在阳极和阴极间的电压降，规定的通态电压最大值是规定的半个正弦工频电流在阳极和阴极间的电压降的最大值。

(12) I_{TSM} ——浪涌电流 (surge-on current)。在额定结温

范围内，非重复通态电流（工频半周正弦）值，是周期的函数。

(13) $\frac{di}{dt}$ ——通态临界电流上升率（critical rate of rise of on-state current）。在规定的器件外壳温度下，门极触发导通，使 GTO 能承受的电流上升的最大速率。

(14) I_H ——维持电流（holding current）。在规定结温，门极条件规定的断态电压下，维持 GTO 导通的最小电流。

(15) I_L ——闩住电流（latching current）。亦译为擎住电流，在规定结温，断态电压和门极条件下，GTO 才从断态进入通态，立即除去门极触发电流，此时能维持 GTO 导通的最小阳极电流。

(16) P_T 、 $P_{T(av)}$ ——通态损耗（on-state power dissipation）。在规定的导通条件，通态电流与电压瞬时值乘积一周内的积分值平均值。

(17) I_{GT} ——门极最小触发电流（gate trigger current）。在结温 25°C ，断态电压 6V ，规定的负荷电阻，GTO 由断态转变为通态的最小门极直流电流。

(18) I_{GQ} 、 I_{RG} ——门极关断电流（gate turn-off current）。使 GTO 由通态转为断态，所需最大门极反向电流的最小值，其他门极电流为 I_G 。

(19) G_{off} ——关断增益（turn-off gain）。可控阳极电流与关断它所需门极反向电流之比。

(20) t_{gt} ——开通时间（turn-on time）。门极加正向触发电流到 GTO 转为导通状态所需时间，见图 1.4。

(21) t_{gq} ——关断时间（turn-off time）。门极加反向关断电流，到 GTO 从通态转为断态所需时间，见图 1.5。

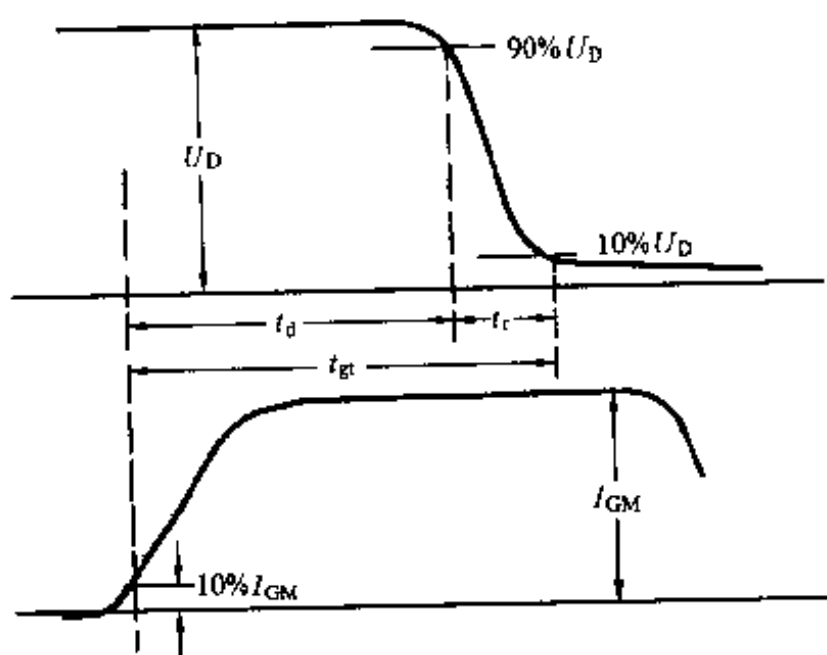


图 1.4 开通时间

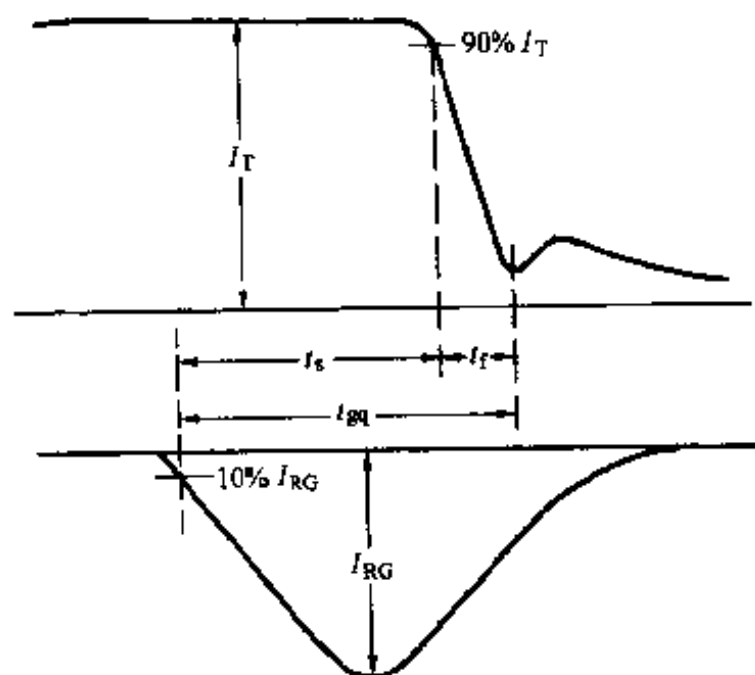


图 1.5 关断时间图

(22) t_d ——延迟时间 (delay time)。在开通的时间 t_{gt} 内，门极开通电流达到 $10\% I_{GM}$ 时开始，到阳极电压下降到 90%

U_D 这段时间。

(23) t_s ——存储时间 (storage time)。门极反向关断电流达到 $10\% I_{RG}$ 开始到阳极电流下降到 $90\% I_T$ 时这段时间。

1.2.3 GTO 晶闸管的开关特性

(一) GTO 开通过程

GTO 的开通过程与普通晶闸管的开通过程极为相似,但所需触发能量稍大于同级晶闸管,损耗则较晶闸管大。

门极触发电流 I_G 的幅值越大,上升斜率陡度越大,则开通时间越小。从图 1.4 可知,开通时间 t_{gt} 包括延迟时间 t_d 和上升时间 t_r (实际是电压下降时间) 两部分,开通时间短即减小了开通损耗。

开通过程的另一个要求是:最好在 GTO 开通后门极仍保留一个较小的正向门极电流,这对保持 GTO 导通是有利的,尤其是对感性负荷有利,许多实际应用便采用高频脉冲列贯穿整个导通期间。

(二) GTO 的关断过程

GTO 由门极关断的过程有独特的性质,在图 1.1 已说明在 J3 结扩展耗尽层使 J2 形成势垒电荷层而完全关断。J3 结上耗尽层扩展的时间大致是 GTO 关断过程中的下降时间 t_f ,见图 1.5。

在电流下降之前,由于反向门极电流的作用,从门极和阴极排除不平衡正载流子和电子所需的时间,相当于存储时间 t_s 。 t_s 与 t_f 构成关断时间 t_{gt} 。

由于阳极回路中存在着分布电感,在关断过程中,当阳极电压开始上升而电流下降后,会产生一个电压尖峰 U_{VSP} 。它出现在反向结的绝缘还没有完全恢复的时间内,其上升速度和峰值可能导致再次导通。因此,在阳极电路上必须有一组

吸收缓冲器来消除 U_{DSF} 的作用。 U_{DSF} 也称钉形电压 (spike voltage)。

其后, 由于分布电容和缓冲器电路的作用还会产生两个阳极电压峰值, 其中一个是 U_{DM} , 它出现在阳极电压恢复到最高位置时, 表现为过冲; 另一个在其后表现为随后的振荡, 即图 1.6 中的 U_{SS} 。这些电压的波动都应由缓冲器加以吸收。

在关断过程中电流在关断时间 t_{ga} 以后, 即电流有一个小的上升之后直到到达维持电流 I_H 值这段时间, 称为尾部时间

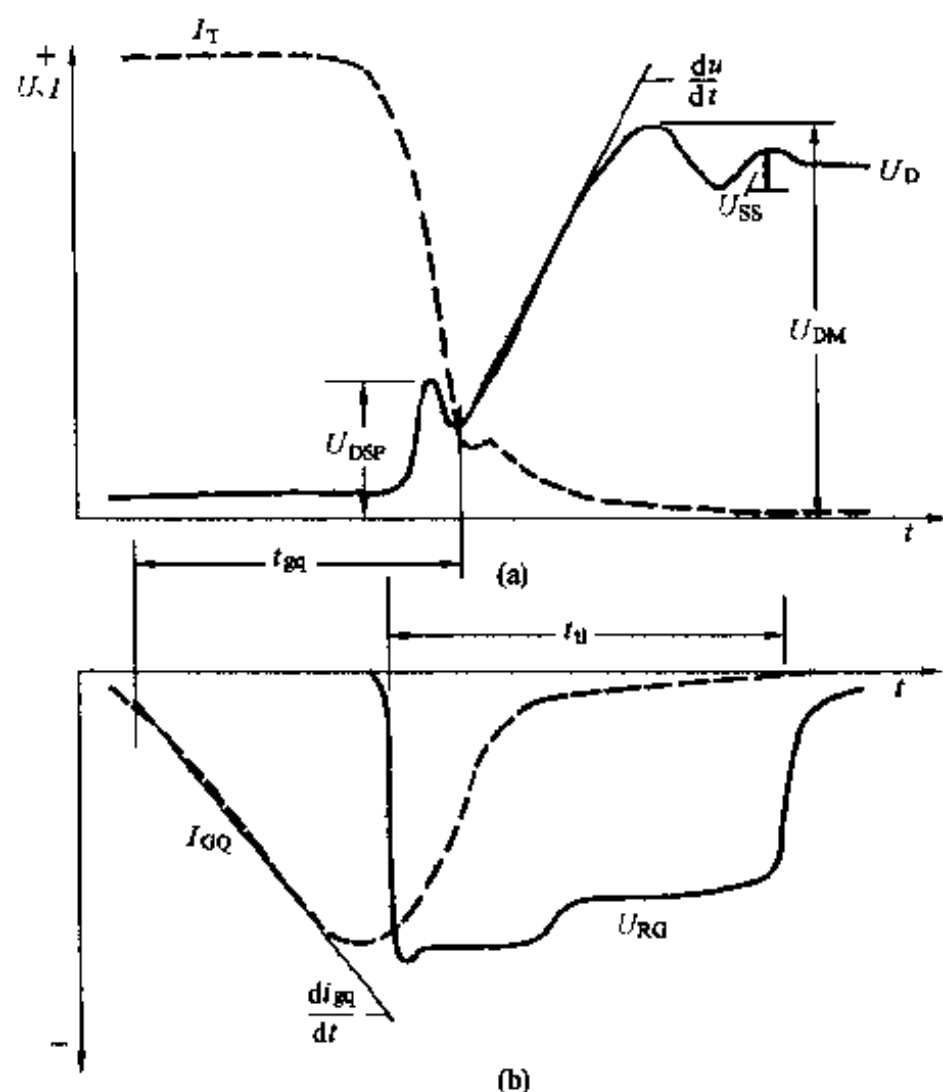


图 1.6 GTO 关断过程中阳极和门极的电压、电流过程
(a) 电压波形; (b) 电流波形

(tail time)。只有在尾部时间之后关断进程才结束。

1.2.4 缓冲器

本书对缓冲器的概况作一介绍，由于篇幅所限，不能详细讨论各种方案和参数选择。

缓冲器 (snubber) 也译为吸收器或吸收电路，是由图 1.7 所示的电路组成，其作用是平缓 GTO 器件内部电子对存储电荷在场方向改变时产生的电流突变。此电流通过外电路电感产生的电压可能损坏 PN 结。

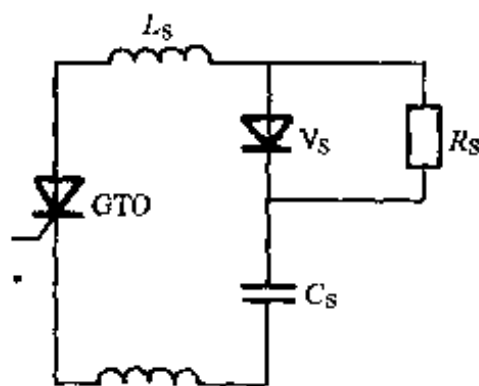


图 1.7 GTO 及其缓冲器

缓冲器电路中的分布电感 L_s 也起到产生过电压的作用，因此，缓冲电路的引线要极力缩短，使用扁平铜线并用良好的接触方式，这样做，分布电感的总值可以降到 $0.3 \sim 0.15 \mu\text{H}$ 。大 GTO 一般要求降到 $0.2 \mu\text{H}$ 以下。 L_s 与 GTO 的可关断电流 (即容量) 有明显关系。经过大量测试，发现在其他条件相同时，减小 L_s 可减少过电压击穿，增加了可关断电流 I_{TQRM} 。例如三菱公司的一种 FG 型 GTO，当 $L_s = 0.2 \mu\text{H}$ 时， $I_{\text{TQRM}} = 2800\text{A}$ ；当 $L_s = 0.4 \mu\text{H}$ 时， $I_{\text{TQRM}} = 2200\text{A}$ 。可见减小分布电感的必要性。

增加电容可以减少过电压击穿的可能。测试表明，在相同条件下，可关断电流随电容 C_s 的增大而增大。上述 3000A GTO 的行为是在缓冲电容 $C_s = 5 \mu\text{F}$ 时测定的，若增到 $C_s = 6 \mu\text{F}$ ，则在 $L_s = 0.2 \mu\text{H}$ 时， $I_{\text{TQRM}} = 3000\text{A}$ ；而在 $C_s = 2 \mu\text{F}$ 时， $I_{\text{TQRM}} = 1670\text{A}$ ； $C_s = 4 \mu\text{F}$ 时， $I_{\text{TQRM}} = 2500\text{A}$ 。增大 C_s 在使 GTO 载流容量增加的同时，也使 GTO 的关断功率损耗减小，但问题是 C_s 的增大使缓冲器的损耗增大。

缓冲器电路的损耗可分为存储磁能损耗和电荷损耗，前者发生在主回路的电感部分，后者则与电容器电容 C_s 成正比，缓冲电路损耗可表示为

$$P_s = \frac{f}{2} (L_b I_{TGO}^2 + C_s E_D^2)$$

式中 f ——工作频率；

L_b ——主回路流过阳极电流，与缓冲器并联部分的电感；

I_{TGO} ——可控通态电流；

E_D ——关断阳极电压。

损耗 P_s 全部消耗在并联在二极管上的电阻 R_s 上，对高电压大容量的 GTO 和缓冲器，这个损耗是很大的，也需完善的冷却平衡它。

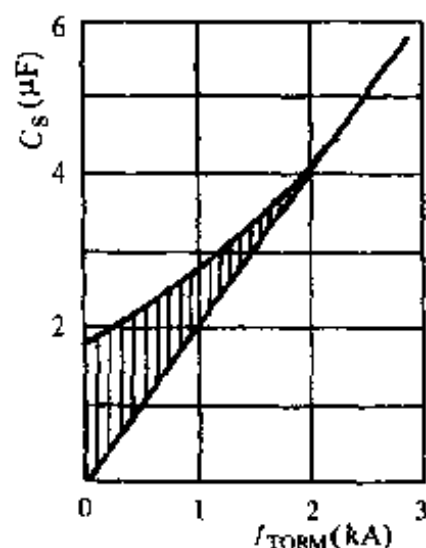


图 1.8 缓冲器电容与
阳极通态电流关系

这里对缓冲器的参数 C_s 不进行详细的讨论，只给出制造厂推荐的数据，供参考。缓冲器电容与阳极通态电流关系如图 1.8 所示。

前面已说明 C_s 的作用在于吸收电压变动及过电压，为了防止在 GTO 导通时电容突然放电过大过快，可能导致损坏 GTO，因此在电容放电时设置二极管 V_s 以阻止直接放电，而是通过 R_s 放电，使放电电流趋于缓和。与 C_s

一起建议的 R_s 值示于图 1.9。

1.2.5 GTO 的驱动电路

GTO 晶闸管的开通特性与普通晶闸管相似，开通时，门

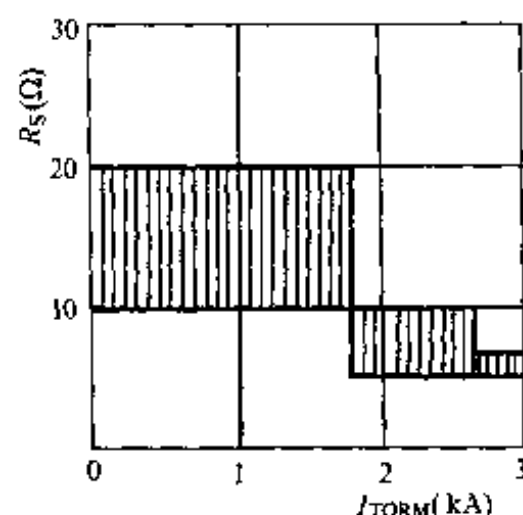


图 1.9 缓冲器电阻与电流的关系

极开通电流的幅值对开通速度和损耗有明显的影响。因此门极开通电流应比 I_{GT} 大得多。门极开通电流 I_{GM} 也要有较大的上升率 di_G/dt , 它也使门极开通时间 t_{ig} 减小。但增大 di_G/dt 有电路设计上的困难, 阳极电流开通后, 还应维持较小的正向门极电流直到导通状态结束, 此电流为 i_G 。GTO 的门极电压和电流波形如图 1.10 所示。

门极关断的一些特点是由实验测试得到的, 当然有些是

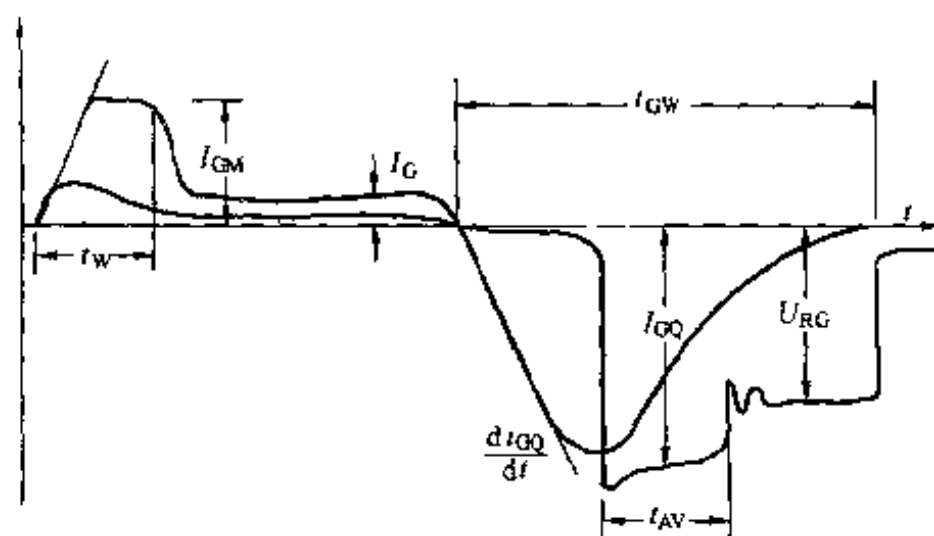


图 1.10 GTO 的门极电压和电流波形

制造厂测试后统计选择提供的。门极关断电荷 Q_{GQ} 这个概念来源于 GTO 器件内控制极要吸收的多余载流子的电荷量，只有消除此电荷才能使 J2 结恢复阻断状态。关断电荷与可关断电流近于成正比。从关断电荷可估计关断电流及其必须持续的时间。因为此电荷是关断电流对时间的积分，所需的关断电流 I_{GQ} 随阳极电流的增大而相应增大，但关断增益 G_{off} 在额定可关断电流时达最大，小于此电流时， G_{off} 也下降。因此在很大范围内，关断电流不必有明显的变动，这在设计上可大为简化。关断电流的上升率（负值）越大，存储时间 t_s 越小，下降时间 t_f 没有变化。因此，上升率 dI_{GQ}/dt 是缩短关断时间 t_{GQ} 的重要因素。关断时间 t_{GQ} 及其相应的 dI_{GQ}/dt 与元件的制造有关，目前提高关断速度的主要方法是将阴极和控制极分成更多分支，密布于 P 层上，在门极开始加关断电流时，门极阴极间阻抗很小，在存储时间 t_s 内维持此很小阻抗值，在下降时间 t_f 内阻抗增加，到门极阻断后，阻抗突然增大，在尾部时间后到最大值。下面介绍门控电路。

GTO 门极电路可分为以下几种基本类型：

- 1) 利用电容储能作为关断电源；
- 2) 利用直流电源作关断电源，用电阻限流；
- 3) 用辅助电路或混合电容与电阻电路作为门极电路。

它们的共同电路如图 1.11，各种驱动电路或驱动器都是由这种基本构想演化而来，有的增加了振荡高频工作电源，相应的整流电路，有的增加了倍压装置或防止电流反向的二极管，或经过脉冲隔离变压器，控制信号可以 on1 与 on2 合并，也可以与 off 合并，而正电压值信号使 GTO 开通，负电压值信号使 GTO 关断。

对于一般的应用，驱动信号 on、off 与 GTO 的门极和阴

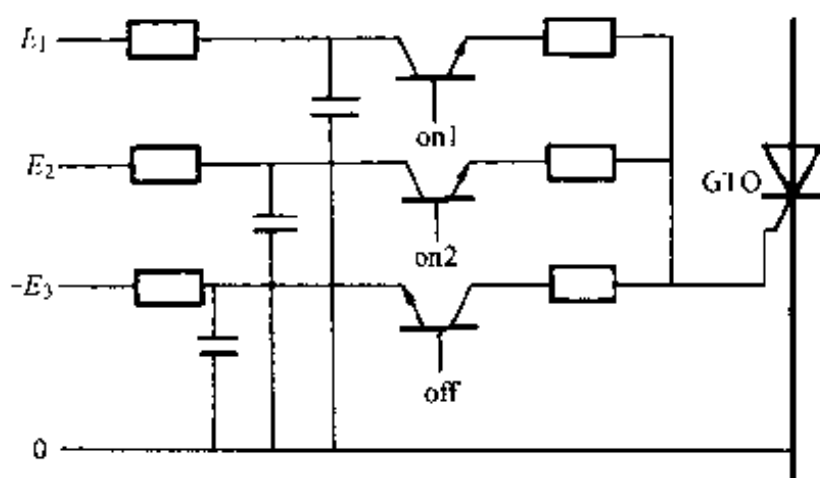


图 1.11 GTO 的开关控制（驱动）电路示意图

极以及提供工作电源的一侧，三者是需要隔离的。低压系统应用的 GTO 有时部分会出现 GTO 和电源不需隔离而处于同一个电位上的情况。在电力系统的应用中这种同电位的情况极少出现，由于 GTO 需要很大的关断门极电流，所以对电压的隔离方法与一般晶闸管或电压控制器件不相同，主要差别在于 GTO 工作电源所需功率大，这特点应在设计和使用中注意。在本书的介绍中略去关于 GTO 的工作损耗及热特性方面的内容，这些也都是很重要的。

1.3 绝缘门极双极晶体管（IGBT）

1.3.1 结构

电力系统大功率电力电子装置主要是应用晶闸管和 GTO，但在小型电力电子装置方面已经大量采用了绝缘门极双极晶体管（简称 IGBT）。它的单支容量已经达到 1600V、400A，大约是 GTO 容量的 3%。大容量的设备还不能指望立即应用，对电力用户则可能成为应用最广泛的电子开关元件。

电力系统中，使用功率较小时也最先选用 IGBT。

IGBT 的最大优点是它的门极用电压控制而不用大电流反向关闭，门极有电压时 IGBT 导通，无电压时自行关闭。由于门极对源极有很小的电容存在，因之驱动 IGBT 要有一点容量。由于它的性能优越，在经过开发扩展容量之后，可望取代 GTO，但目前还不行。电压控制的更有希望的开关器件是 MOS 控制晶闸管 (Mos controlled thyristor, 简称 MCT)。也正在与 IGBT 争先扩大容量。本书对 IGBT 作简短的介绍，以便于电力工作者参考。

IGBT 的结构如图 1.12，如果门极对发射极 (E) 加一个正电压，图 1.12 (a) 中晶体管 PNP 成正偏而导通，它是由 P 区诱发 N 通道。门极电压降到零，P 区的通道被切断，IGBT 成为开断状态。门集电容比门射电容小，在 du/dt 开通和关断时，Miller 反馈作用得到改善。IGBT 的开安全运行面积

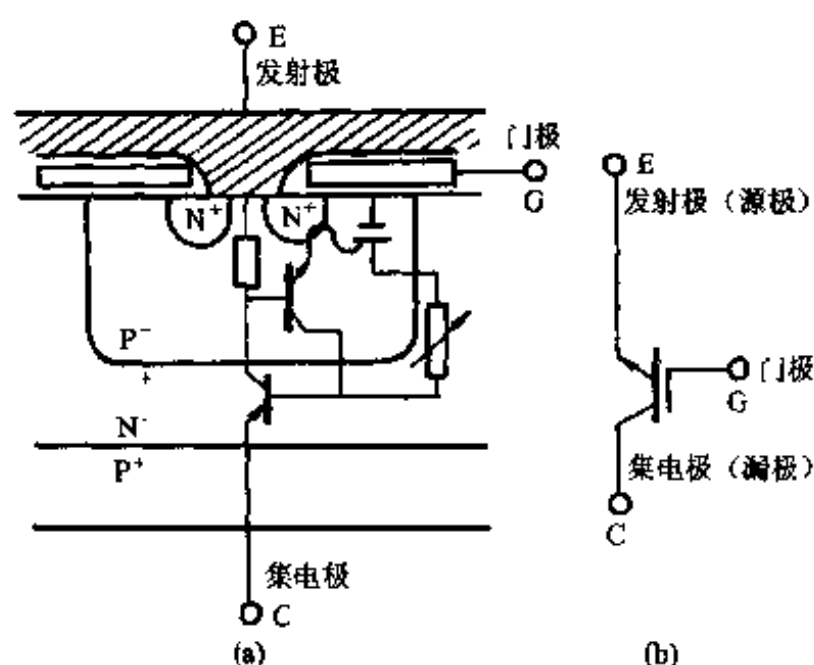


图 1.12 IGBT 结构剖面，等值电路及表示符号

(a) IGBT 结构剖面，等值电路；(b) 表示符号

(FBSOA)、关断安全运行面积(RBSOA)受到结温 T_j 的限制。IGBT 没有任何 2 次击穿现象。目前 IGBT 已具备 BJT (双极晶体管) 的功率控制能力, 但 IGBT 开关频率更高。

1.3.2 IGBT 的使用性能

首先观察 IGBT 的大范围特性, 如图 1.13。当门射电压 $U_{GE}=U_{GE1}$, 从集射电压 U_{CE} 为零开始。 U_{CE} 增加, I_C 也成比例增加, 各种 U_{GE} 的成比例增加特性组成 $U_{CE}-I_C$ 的欧姆电阻特性, U_{GE1} 时, U_{CE} 增加到 A 点, I_C 呈饱和状。 I_C 与 U_D 没有直接关系, I_C 不变区称为饱和电流, 在雪崩线到欧姆区之间, 有的厂家称此区 U_{CE} 为饱和电压值。

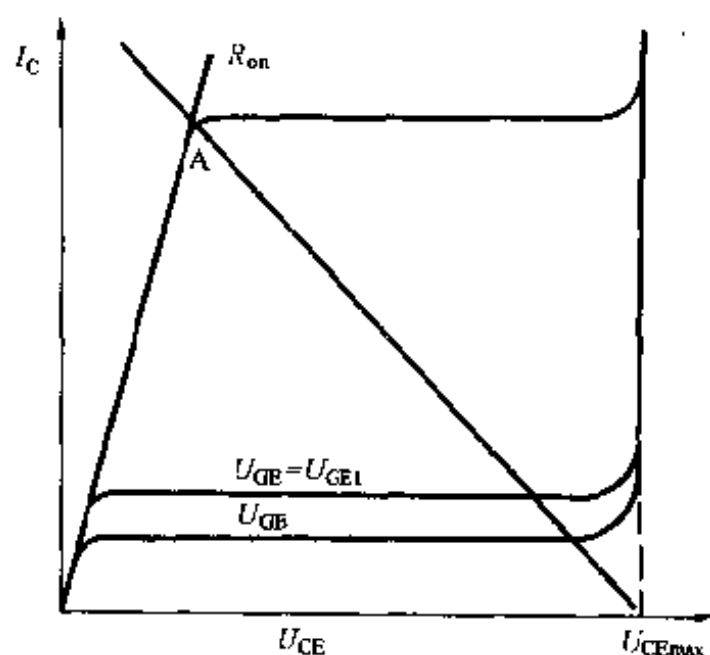


图 1.13 IGBT 的 $U_{CE}-I_C$ 特性

撑住效应是 IGBT 的一个特性, 参见图 1.12 (a), 即 I_{CE} 电流流过发射极和门极间 P 层的过程中在 P 层产生横向的空穴压降。它对发射极边的 N 区是正偏, 当这个正偏足够大时会使最靠近发射极的 NPN 寄生晶体管导通, 门极即失控。这种效应称为撑住效应, 即由于通过电流过大, 自身产生内

偏，使部分导通全管也即导通，门极失控有可能产生过电流过热损坏 IGBT 元件，现时只要限制集射电流不至过大，这种情况可以避免。

安全工作范围随开通时间而变化，最小范围是直流工作状态，见图 1.14，这个特性在设计中可以利用，它常是决定保护速度的因素。

IGBT 的门极触发性能和关断性能极好，在门极加上正 15V，IGBT 即完全导通，在正常集射电压下，只要门极电压为 0V，IGBT 即关断。由于关断电流和导通电流会产生振荡和过电压尖峰，只有按要求尽量减少引线和回路电感，使过电压下降。IGBT 侧的反向二极管是完成电流冲击回路的必有设施。

对其他开关元件，如大功率晶体管 (GTR) 和金属氧化物半导体场效应管 (MOS-FET)，这里不再介绍，这里把电力系统 (不包括用户) 的开关元件使用情况总结一下。

(1) 现在电力系统中主要电力电子设备如高压直流输电的换流器和静止补偿器，都是用晶闸管作开关元件，在这方面一套设备功率可达到数百万千伏安。

(2) FACTS 中的移相器，交流励磁的交交变频设备，不调相的电池逆变器，也将使用晶闸管。

(3) FACTS 用的可控率补 (或称先进串补) 使用晶闸管。

(4) FACTS 中的无功发生器 (或称静止调相机)、4 象限换流器/逆变器、统一潮流控制器，都用 GTO 或 GTR。目前只有 GTO 加上多重化技术，可使自换流电力电子设备达到万千伏安级。

(5) 实验室电力电子装置和小容量有源滤波用 IGBT。

(6) 与晶闸管、GTO 和 IGBT 比较，在电力系统中，大

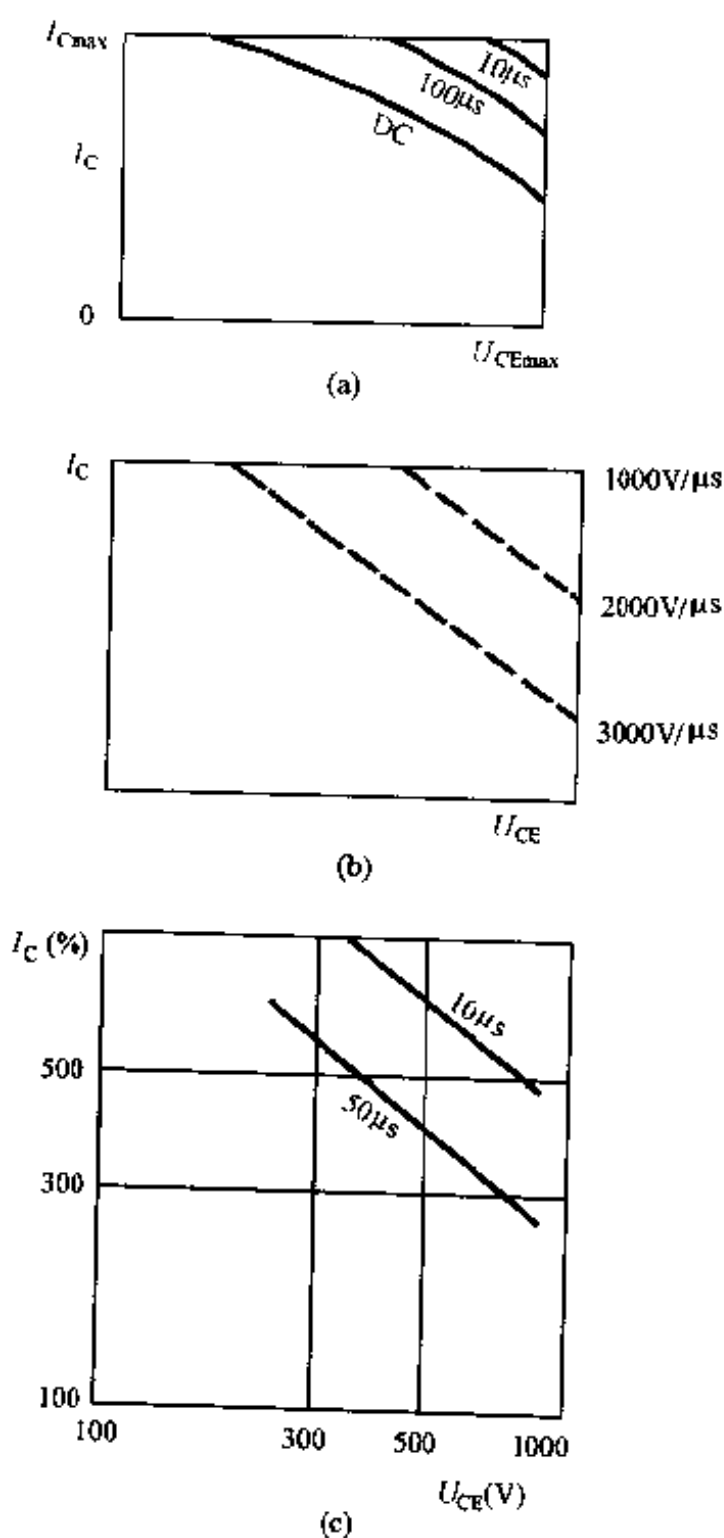


图 1-14 IGBT 安全工作范围

(a)正向偏置安全工作范围 FBSOA; (b)反向偏置安全工作范围 RBSOA;
(c) 1000V 系列 IGBT 的短路安全工作范围

容量电力电子设备目前不会选用 MOSFET。

1.4 换流器

晶闸管、GTO、IGBT 都是固态开关器件（或称开关元件）。其中晶闸管是不能由控制而自行关断的，如要关断则需要电流过零或人工造成电流过零，这就使电路复杂化。GTO 和 IGBT 是可以由门极控制而自行关断的，它可在导通的任何时刻关断，目前只能用 GTO 和 IGBT，制造人工强迫关断晶闸管电流是很少有人考虑了。这样换流器就可以分为自关断、自换相的和由系统供电流而换相的。下面介绍用开关元件构成的最简单的换流器的基本情况。

1.4.1 单相换流器

图 1.15 (a) 是单相半波不可控整流器电路图，电阻负载和它的电压电流波形如图 1.15 (b)，由于不控，所以在正半周 V 导通，负半周 V 关断。

如果是受控半波整流在角 α 时开始导通，要到电流过零才关断，在电路里如果有电感，电路如图 1.15 (c)，不可能在电压过零时电流也过零点，用晶闸管整流它要在迟一段以后关断，波形如图 1.15 (d)。

全波可控整流电路如图 1.15 (e)，用桥形电路或变压器中点，如果电感足够大，它的各种波形如图 1.15 (f)。由于系统有大电感存在，通过的电流变化变小，由于系统交流电压的一端 a 电压下降，另一端 b 电压上升，在 α 时间触发，端 b 导通供应电流 i_d ，它的电流是 i_2 取代 i_1 。由于电压 b 在 α 时高于 a，瞬间会产生一个电流 i_3 去抵消 i_1 ，在 $i_3 - i_1$ 过零时即使 i_1 关断。以上 3 种整流的统一特点是功率的方向都是由交

流侧传向直流侧：如果直流侧有电动机，直流电动机将旋转并在轴上输出转矩，如果是电池则向电池充电。

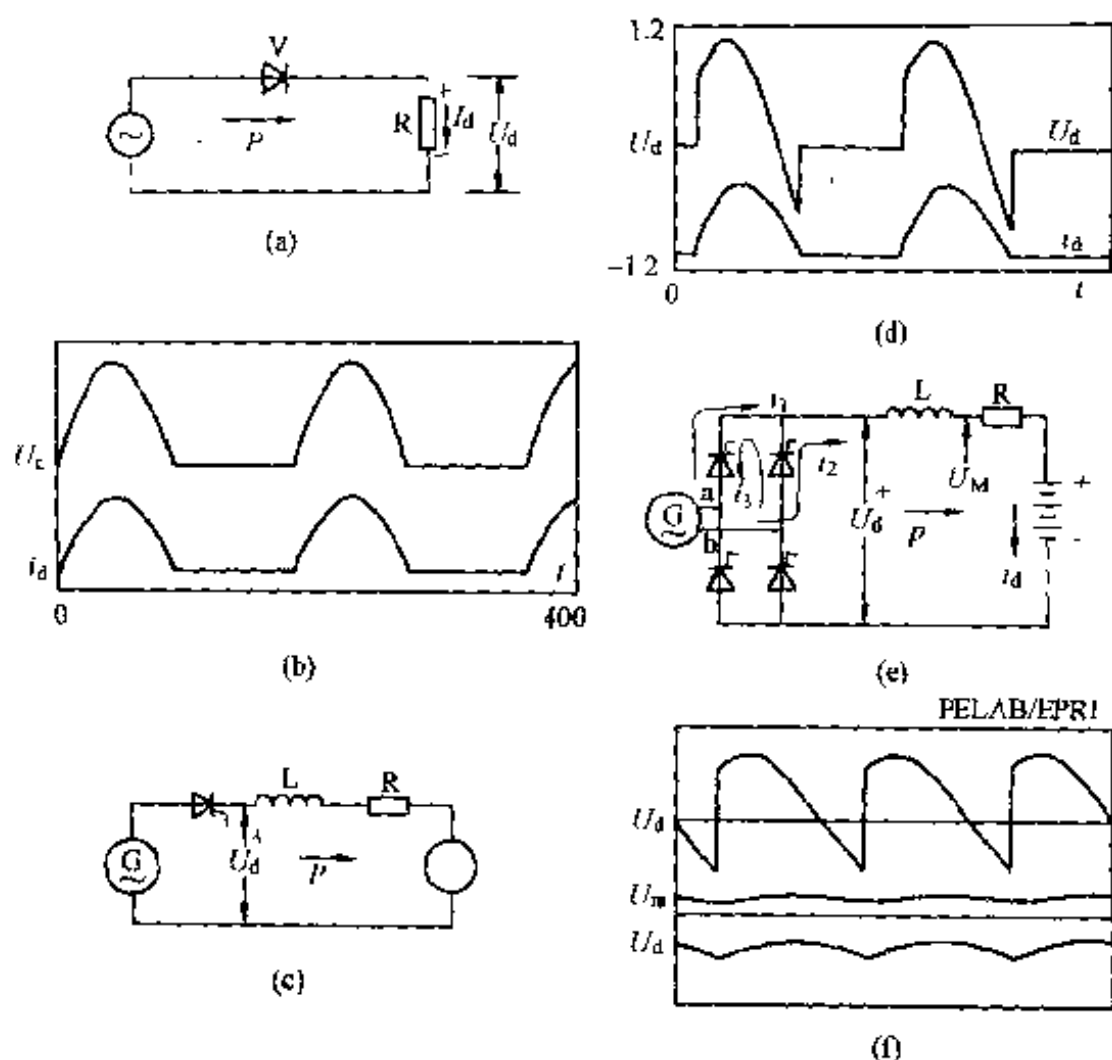


图 1.15 换流器及其波形

(a) 半波不可控整流电路；(b) 半波不可控整流电压电流波形图；(c) 半波可控整流电路；(d) 半波可控整流电压电流波形图；(e) 全波可控整流电路；(f) 全波可控整流波形图

如果如图 1.15 (e) 所示的全波整流电路的触发角 α 扩大到 90° ，则直流电压的平均值为零，波形如图 1.16 (f)。

在 α 的 $90^\circ \sim 180^\circ$ 之间，总是完成由低（负）电压换到高电压的换相过程，也就是电流 i_2 仍能起到抵消 i_1 电流，使 a 关

断的作用，波形如图 1.16 (c)。但在 α 超过 90° ，电压平均值与 α 小于 90° 时已经相反，电流方向不变，功率也就符号相反，电路如图 1.16 (a)，即功率由直流传向交流，而交流侧（注意：电压方向与图 1.15 比已经改变）电压仍靠系统电压支撑，为正弦电压。

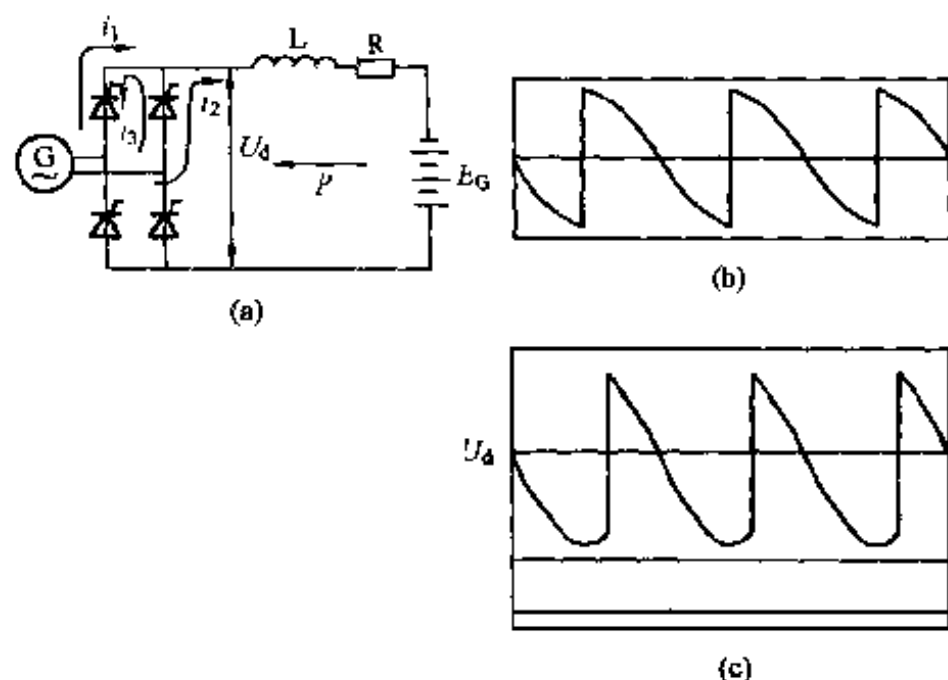


图 1.16 单相桥逆变电路

(a) 电路图；(b) 逆变器在 $\alpha=90^\circ$ 的波形；(c) 逆变器在 $\alpha>90^\circ$ 的波形

这种换相是由系统提供电流 i_3 实现的，称为系统换相，或称为线路换相、他励换相等。从前将这种逆变器归入有源逆变器，即有系统交流电源，直流侧只是提供功率。直流输电的逆变器是 3 相有源逆变器。如果系统没有交流电源，则用以下方式考虑逆变。

1.4.2 无源逆变器

前面的有源逆变器如果去掉交流电源，换上负荷阻抗，还不能成为无源逆变器，原因就是没有系统的电源产生 i_3 去关

闭原已导通的晶闸管。图 1.17 是在负载上加了电容，使负荷在逆变频率稍低状态下运行，负荷偏于容性。

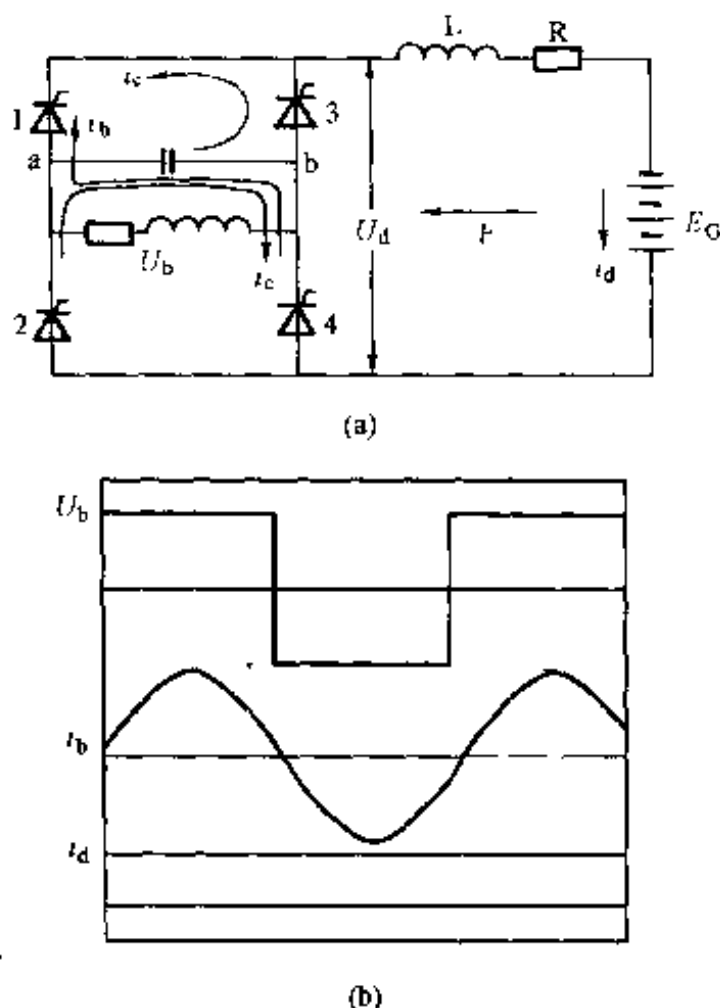


图 1.17 无源单相桥式逆变电路和波形

(a) 电路图；(b) 波形图

单相无源逆变器的工作原理（图 1.17）是，如果负荷是电阻性，在电容 C 上所有的电荷极性与电源相同，幅值是 U_b 。原来是晶闸管 1、4 导通，现在 2、3 的门极收到脉冲，2、3 开始导通，在 4 个晶闸管都导通的短路状态，电容 C 沿两个环路放电，电流方向如图 1.17 中 i_c ，它和负荷电流 i_b 在晶闸管 1、4 处方向相反，使晶闸管电流被抵消，如果 i_c 足够大，1、4 的电流瞬时降到 0，1、4 即关断，2、3 继续导通， C 也

反向充电，准备下一次换相。如果系统由电感和电容 C 组成振荡电路，其周期略长于输出（触发）周期，即呈容性，关断的机理与此相似。

1.4.3 3 相换流器

电力系统中使用的（不包括用户）都是 3 相整流器和逆变器，电路如图 1.18 (a) 和图 1.19 (a)。图 1.18 (b)、(c)、(d) 是 3 相整流的电压波形，它和单相全波整流的主要区别在于除波形外，还有触发角。触发角从两个波上升下降的交点开始，如果是二极管整流，换相也从这个交点开始。图 1.18 是 6 脉冲整流器的电路图和电压波形图，图 1.18 (b) 是整流器上侧（共阴极）和下侧的电压变化，而曲线之间的高度是输出直流电压。图 1.18 (c) 是放大的图 1.18 (b)，目的是为了说明 α 角的定义。图 1.18 (d) 是图 1.18 (b) 的曲线

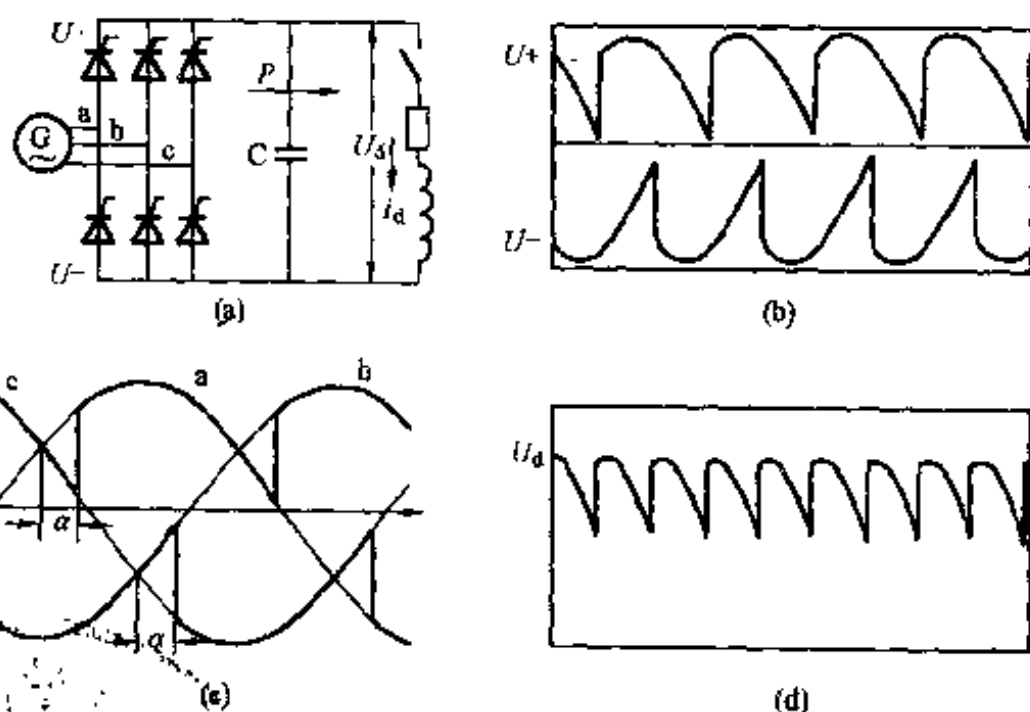


图 1.18 3 相 6 脉冲整流器电路图和电压波形图

(a) 电路图；(b) 整流出口电压波形；(c) 放大的整流出口电压波形，
(d) 直流负荷电压波形

间高度的变化，以负侧为零。

(一) 3 相有源逆变器

与前述整流相似，但电压倒转，功率也反转。逆变只是将整流换流器的触发角 α 加大到 90° 以上，如图 1.19。这个图在形式上是图 1.18 的推广。图 1.19 (b)、(d) 是直流侧相应电压，一般称为逆变器的整流电压。从这个电压上看，它的方向与图 1.18 相比是反转过来的，这是功率反转造成的，它的电流方向没有变。既然功率反向，直流侧必须具有能源。图 1.19 中用电池表示。事实上交流侧系统有 3 相正弦电压，直流侧有直流电源，整流电压并不能明显表现，它与直流电压的瞬时值的差变成瞬时电流。由于电路中电感 L 和变压器电抗的存在，瞬时电压形成的电流，即各次谐波电流与电压差

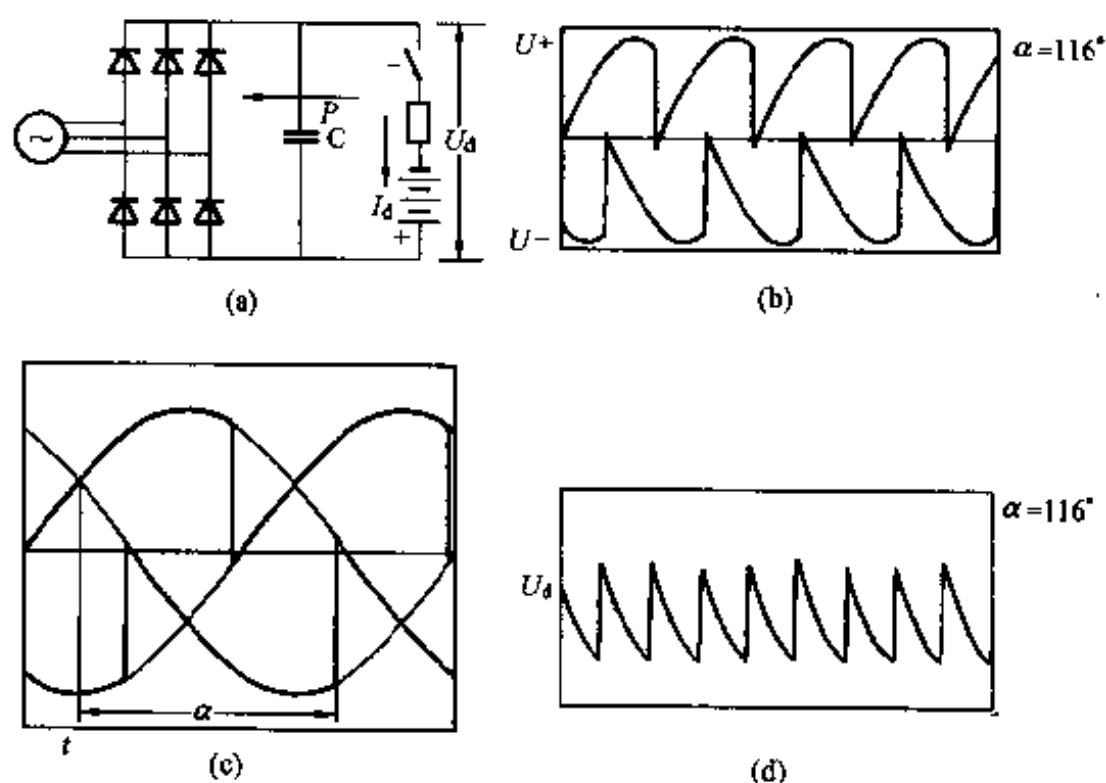


图 1.19 3 相逆变器电路图和电压波形图

- (a) 电路图；(b) 入口电压波形；(c) 放大的入口电压波形；
(d) 直流电压波形

的波形还有很大区别。这种逆变方式靠系统提供换相电流（与单相相同），所以也称为系统换流。

（二）3 相自换相逆变器

自换相指不由交流系统供给换相电流，而是通过开关元件自身的能力或专用的结构，使开关元件按要求时间关断，这种逆变器原称无源逆变器。自从 UPS 在线式面世之后，逆变器的输出在有源和无源时均可逆变，向交流侧提供交流电量和功率。

有两种形态的自换相逆变器，一种是电压型逆变器，一种是电流型逆变器。电压型是作为电压源、电压输出与负荷无关、内阻小的装置，电流型是由专门的负载配套使用的电流源。电力系统用的几乎都是电压型换流器。

电压型自换相逆变器的典型接线如图 1.20，其中 E_a 、 E_b 、 E_c 是 a、b、c 点对电源中点（设有中点）的电压。实际上它说明各开关的合断情况，线电压方波宽度 120° 。早期有这种装置，对感性负荷不便使用。目前电压型几乎都是 180° 通正，另一个 180° 通负的方式，电流的情况比较复杂。图 1.20 中，若 a 相的电压电流波形如图 1.21 所示，以流向负荷的瞬时电

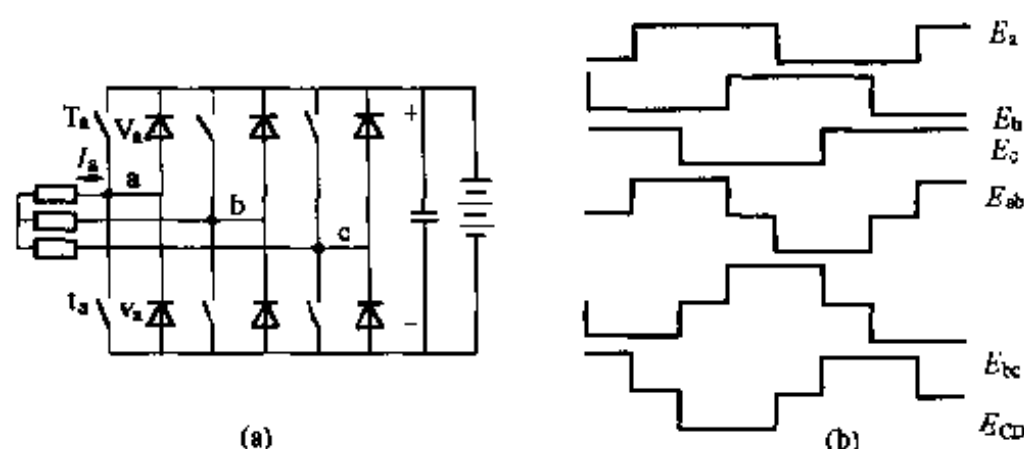


图 1.20 6 脉冲自换逆变

(a) 电路图；(b) 波形图

流为正，电流呈正弦波形（假设是正弦）。若是滞后于开关元件的开通，它的一周电流将由两个开关元件（例如 GTO）和两个反向二极管共同分时承担，实际的电流波形不会正弦，而含有很大的高次谐波。这是不希望有的。现在有两个主要去除谐波的方法。一是用脉宽调制方式 (PWM)，另一项是多重化，即用多个逆变器，其波形的相位不同，重叠后形成近似正弦的波形。脉宽调制方式在本书第 5 章有源滤波中将作介绍。对于大容量的逆变器，多重化方式更受到重视。目前要组成 10MW 以上的换流逆变器，几乎只有多重化这个方法。多重化在国外已用在无功发生器、有源滤波、4 象限换流等应用中。

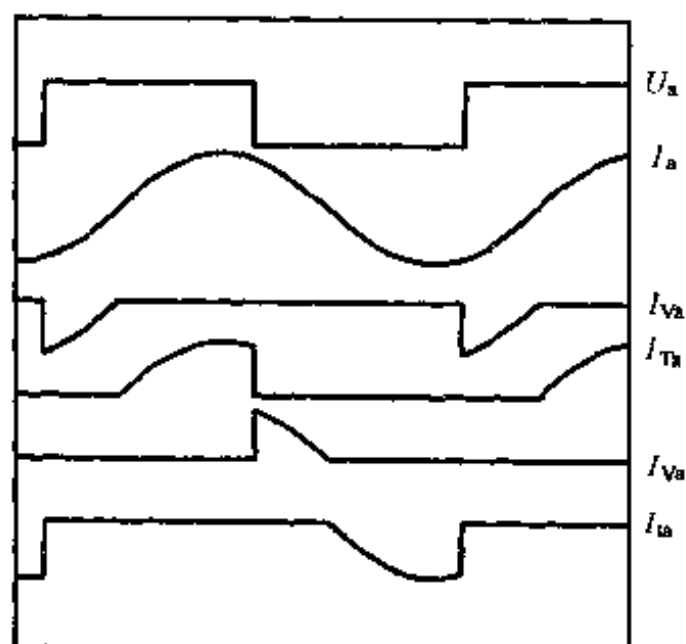


图 1.21 滞后电流的自换相逆变器

1.4.4 换流器的调压方式

电力系统逆变器的特点之一是既要能自换流，又要和系统并列运行。除了频率必须完全一致外，尚需电压能适应系统变化，不能灵活调压的装置在电力系统中几乎无用。调压

方式有脉幅调制 (PAM) 和脉宽调制两种方式。作为调压, 希望灵活而范围足够大。对于容量不是很大的换流器, 可以采用斩波调压方式。

斩波器 (chopper circuit) 是指将电源重复断续加到负荷侧的开关电路。开关元件现在使用 IGBT 或 GTO。如图 1.22, 其中 VR 是电压控制器, 它接受系统电压和电压无功指令及设定值, VR 按某种策略改变开关元件的占空比, 使输出电压适应需要。

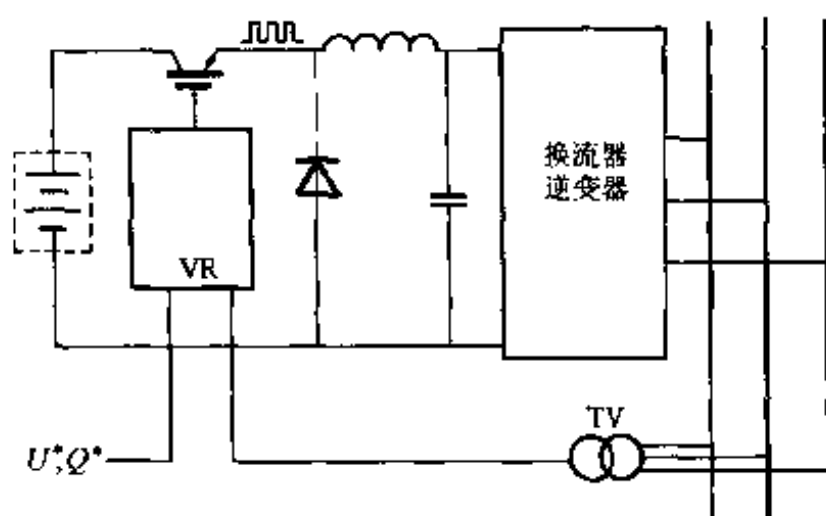


图 1.22 电力系统用斩波器结构

直流电源可以是蓄能装置 (如电池等) 或其他整流电源。 U^* , Q^* 是电压、无功功率指令值。

大容量更多是用脉宽调制, 但只用单脉冲或 3 脉冲, 这样也能经过多重化使电压调节顺利并消抑谐波。在本书第 3、6、7 章介绍的工程实例中有详细的说明, 这里不再讨论。

最后还要提出, 斩波器如果断续的频率高, 其上的损耗很大, 因此斩波器开关元件的容量裕度远大于逆变器元件, 而其散热条件也需要特别注意。目前新型低损耗、快速元件的容量不断扩大, 这种情况正在改变。

2 电力电子技术在发电、 输电和配电、用电中的 应用简介 (FACTS)

本章主要介绍电力电子技术在电力系统中的应用，包括发电厂、输电系统、变电所和配电网以及电力用户，即和发、供、用电有关的主要电力电子应用情况。电业工作者通过看这章可得到电力电子应用情况的整体概念。若需对某项专门问题进行研究，请参看后面专门的章节以及书后的文献介绍。

随着科学技术的迅猛发展，电力电子技术和它的应用发展很快，本书很难将最新的事件和想法收入本章之内。因此本书收入一些正在进行的工程情况，一些设想和已初步实现的技术成果。根据技术进展情况，可以分为以下几种状态。

第1种是电力系统中采用时间较久，已有丰富经验，并且有很多专门著作的技术。在本书中将不作详细的介绍。但为了内容完整，将简略提到。这类技术包括发电机整流励磁、直流输电等。对于静止补偿器，由于新的用法和对电力电子技术的重要性，在本章作了稍详细的介绍，后面则没有专门的章节讨论。

第2种是新技术，已有若干工程应用的实例，而有关的技术和应用正在发展中，在电力系统中也不太普及，甚至我国还没有。这是最多的一类，也是本书介绍的重点，在本章只作一般介绍，后面还有专门的章节讨论。例如无功发生器、可控串补、三相交流变频励磁、超导储能、用户系统等。

第3种是在理论上已证明可能实现，目前尚没有应用工程实例的技术。作者认为这类技术中有些肯定会在将来实现，或者国内外已进行过小规格原型实验项目。本章和以后章节也将稍详细地对其进行介绍，例如统一潮流控制器。据报道，大容量的工业示范装置将在近期实现，如电子移相器、相间控制、同步正弦电源等。

第4种是理论上认为可行，但只进行过计算程序仿真研究或试验室研究，离工程实践还有一段相当的距离的内容。本书将提到一些此类技术，但不作详细介绍。

2.1 发电厂应用的电力电子技术

发电厂应用半导体电力电子设备最初是励磁系统，近年来抽水蓄能发电厂使用的变频3相励磁是一项重大的技术突破。发电厂的辅助机器的变频调速也作为一种节能的重要手段在广泛地被采用，并用于改造原有设备。由于励磁系统的晶闸管化和计算机控制实施时间较长，且有专门著作论述，本书只作概括的介绍，后面没有专门章节。本章重点介绍发电厂的变频励磁和变频调速节能情况。

2.1.1 同步发电机的晶闸管励磁系统

同步发电机早期是由发电机轴上的直流发电机供应励磁能源的，直流发电机的缺点是其整流于运行维护工作量大。从50年代开始，曾经使用硅堆励磁和电磁放大器式的复式励磁，这些努力曾取得很好的进展。

60年代可控硅的出现迅速改变了励磁系统的面貌。当时，电力系统扩大，需求大型电机，原有的直流励磁机越发表现得不能满足要求，尤其是在励磁反应速度方面。随着系

统的扩大，对电力系统稳定的要求更高，速度要求更快。晶闸管及其相应的应用技术为励磁系统的改进提供了极好的技术条件。

从晶闸管励磁方式的本质上看它是各种形态的可控整流技术，通过调节晶闸管的触发角，使直流励磁回路得到快速可调的励磁电流，用在发电机调节的励磁整流器属于电压或电流型可控整流，直流负载呈现感性。

图 2.1 自并励磁系统是自励磁的晶闸管可控整流电路，这也是最初使用的一种，这种自并励磁方式到现在仍是有生命力的方式。由于它不用旋转直流励磁机，使发电机主轴缩短，对于提高抗扭振强度是很有效的。其缺点是它在故障或负荷冲击时，电压下降会影响励磁效果，而负荷冲击时正是需要加强励磁的期间，解决的方法是在励磁电流中加入由电流引起的成分，即复式励磁。复式励磁的形式很多，可归纳成交流相量相加式和直流算术相加式，其示意图分别表示于图 2.2 (a)、(b)。交流相合成复励比较复杂，要配合电流

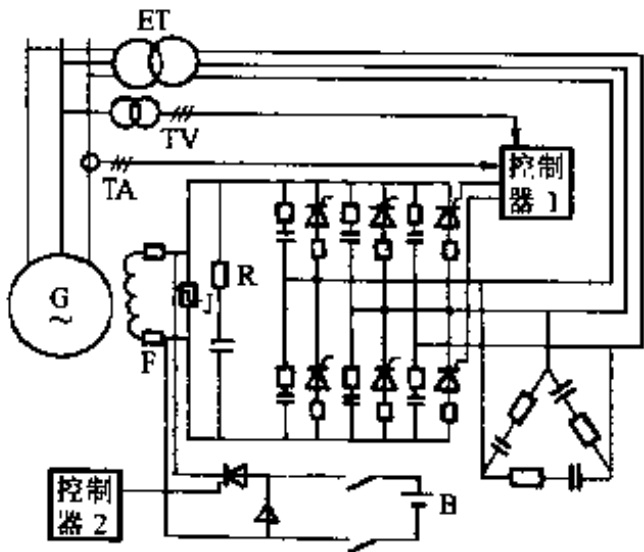


图 2.1 发电机的一种自并励晶闸管电路

G—发电机；F—励磁；ET—励磁变压器；J—过压保护器；B—起励电源

(负载)励磁与电压受控励磁,使整个负荷区和励磁调节区平滑,保持正常的电压控制性能。

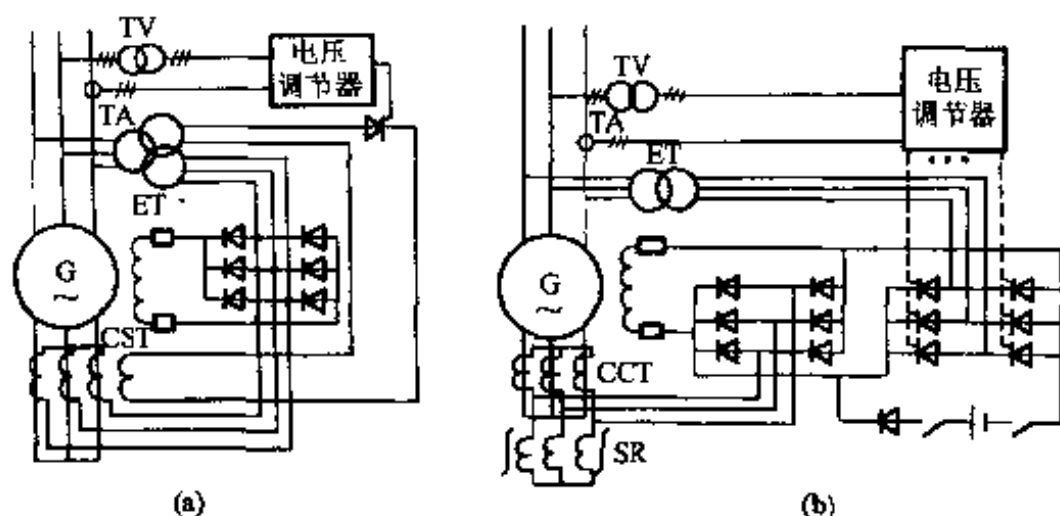


图 2.2 自复励系统示意图

(a) 交流相合成复励; (b) 直流合成复励

ET—励磁变压器; CST—可控饱和电流变压器; SR—饱和电抗器;

CCT—复励电流变压器

自并励和复励装置都属于静止晶闸管励磁系列,静止励磁系统的优点如下:

- 1) 维护工作量比传统直流励磁机减少很多;
- 2) 发电机组轴系短,抗扭振能力增强;
- 3) 反应速度快;
- 4) 便于与稳定器和调节器相配合。

静止励磁系统的缺点如下:

- 1) 要有起励电源;
- 2) 要有复式励磁以克服端电压故障时的下降。

上述自并励的电源均取自发电机的出口,这样会受端电压的影响。有励磁绕组的发电机励磁系统,对于大型机组,美国通用电气公司的 Generrex-PSS 励磁系统,它的电源取自发

电机内部的另一组励磁发电机绕组，其原理如图 2.3。在发电机上还装有励磁变压器，由它输出的电压经半控整流经滑环通到励磁绕组。由 p 线圈产生的电压联系发电机的发电电压，与端电压没有直接对应关系，它改善了自励原有的缺点并且有很好的励磁系数。

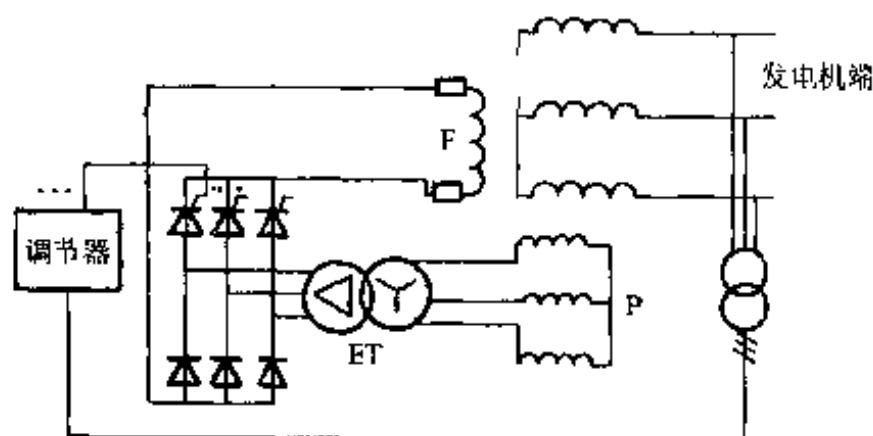


图 2.3 发电机有励磁电源绕组的晶闸管整流自励系统

F—励磁绕组；P—发电机励磁电源；ET—励磁变压器（静止的）

（一）双方向励磁

同自励系统相同原理的双方向（正负）励磁系统曾安装在巴西伊太卜水电厂的水力发电机组上并于 80 年代投入运行。所装设的发电机分别是 74 万 kW（50Hz）和 66 万 kW（60Hz），各 9 台，总容量 1260 万 kW。其目的是在系统无功功率供应过剩时增加吸收无功的能力。其结构如图 2.4，无功过剩可能在稳态时发生，如超长的超高压输电线路的轻载运行，系统的无功潮流不正常等。暂态多发生在输电线路串联补偿装置一侧短路故障时，以及突然切掉大量感性负荷等。

系统无功功率由发电机吸收的限值取决于系统的电压和发电机的同步电抗。由于汽轮机直交轴电抗差别很小，双向励磁对它吸收无功能力的提高效果不明显，而水轮机等凸极

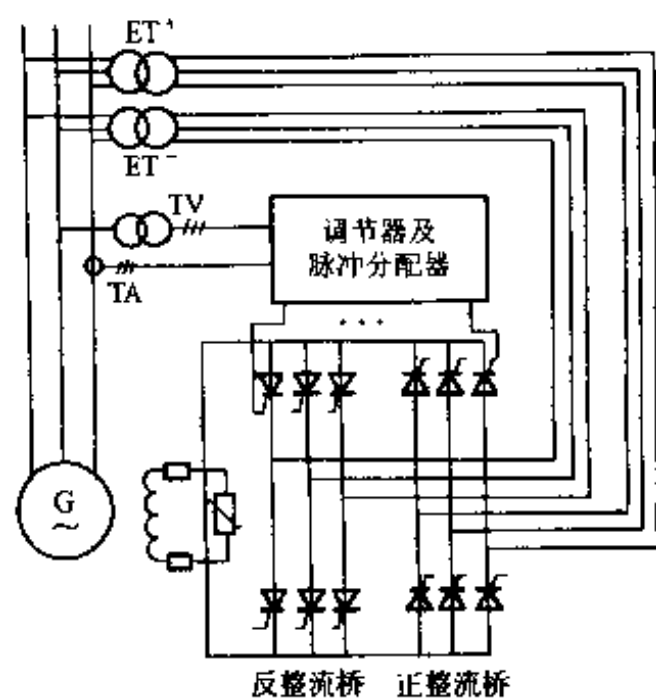


图 2.4 正负自励系统 $\begin{matrix} ET^+ \text{ 正} \\ ET^- \text{ 负} \end{matrix}$ 励磁变压器

机，其 x_d 和 x_q 相差较大，吸收无功能力限度约提高 x_d/x_q ，一般可达到 1.3。

(二) 交流励磁机

用同步电机作为发电机的励磁机，比直流机减少了维护工作量，运行比较安全，图 2.5 是他励和并励的交流励磁机。这种励磁方式的其他优点是：只要发电机旋转正常，其工作不受电力系统扰动的影响。因而工作很可靠。交流励磁机的反应速度相当快，对于电力系统稳定性的要求可以及时提供足够励磁电流，速度最快的是图 2.5(c)，但使用的实例尚不多。

(三) 无刷励磁系统

无刷励磁是一种在发电机与励磁装置间没有整流子也没有滑环的无电刷的发电机励磁系统。它的励磁机采用旋转电枢型的三相交流发电机，此励磁发电机的磁场是静止的，可以直接连到调压器，它的电枢与主发电机的磁场同轴旋转，并

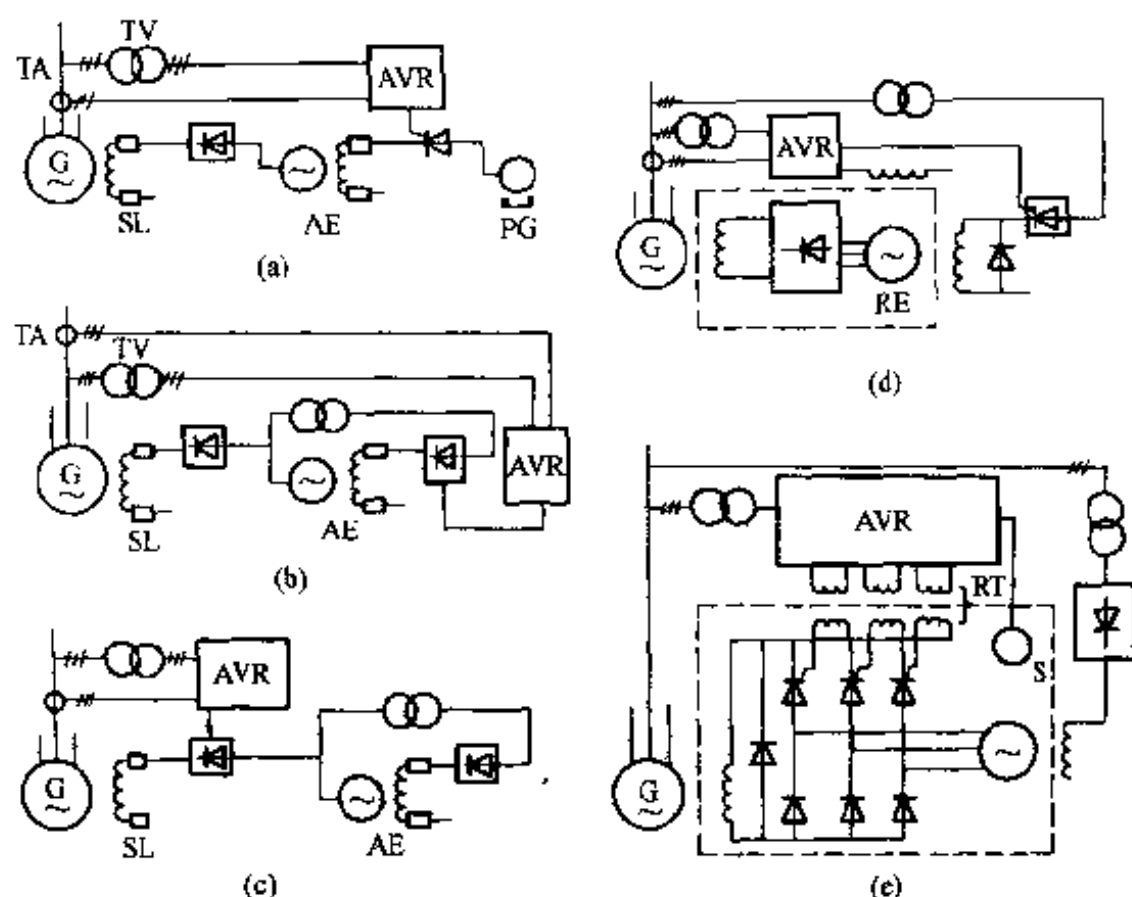


图 2.5 交流励磁机

(a) 他励交流励磁机；(b) 自励交流励磁机系统；(c) 调发电机励磁的交流励磁机；(d) 无刷励磁系统；(e) 晶闸管整流式

PG—永磁发电机；SL—滑环；AE—交流励磁机；AVR—自动电压调节器；

RE—旋转式励磁机；RT—旋转变压器；S—测速传感器

且经过整流器互相连接，因此整流器也在旋转。用二极管整流的整流器如图 2.5 (d)。图中虚线内是旋转部分，无刷励磁完全消除了接触摩擦部分，可以节省极多的维护工作量，安全指标提高很多。由于没有集电环（滑环），因滑环电流密度过大而使发电机容量受限制的情况被缓解，从而有可能制造更大型的发电机。例如引进 90 万 kW 的核能发电机就采用无刷励磁方式，而小型发电机早已广泛采用此种型式。图 2.5

(e) 所示的晶闸管控制式由于技术复杂，大型机尚没有采用的。虽然它的反应速度很快，但目前制造的只有中型发电机。

附带要说明的是除了主励磁回路的功率传送通过气隙由电磁感应完成以外，其他信号如转子电流、位置、各部温度等等可通过电磁式的旋转变压器或光电器件实现传送。

图 2.5 (e) 中的调节器是在静止状态，它也可以构造成旋转调节器，即将电压信号经旋转变压器送入旋转部分，调节器接受电压信号在旋转中对晶闸管作触发控制。

2.1.2 变频励磁发电机

在本书第 7 章 7.3 节对抽水蓄能的变频励磁发电机有较详细的介绍。此处作一个概略的说明。

一般同步发电机的励磁绕组(磁场)是通以直流电流，在旋转中使定子电枢产生电势而发电。励磁绕组必须以同步转速旋转，例如 2 级的汽轮发电机转子必须以 3000r/min (50c/s) 的转速旋转，定子才能产生 50Hz 的电。如果转子通以频率较低的交流，在励磁绕组上产生较低频率的磁场，那么转子就不必转到同步转速，定子电枢也可发出 50Hz 电能。例如一台电机磁场用 2.5Hz 交流励磁，转子转速为 190r/min 即可与系统 50Hz 同步运行。

30 年代，在研究统一电机时发现转子和定子都可加入交流运行，当时由于研究凸极同步机而将电机等值成垂直的 d 、 q 轴，即 2 相系统，后来真的将转子制成 2 相。以后发现用 3 相交流变频比 2 相更为自然，目前抽水蓄能的变频励磁发电电动机全部使用 3 相。同步机的这几种励磁的差别在图 2.6 中表示。用交流励磁也称为双馈电机。在抽水蓄能发电方面目前使用变频变速励磁的相当多，有一些是由旧发电机改造而成。选用变频励磁是由于它有以下优点：

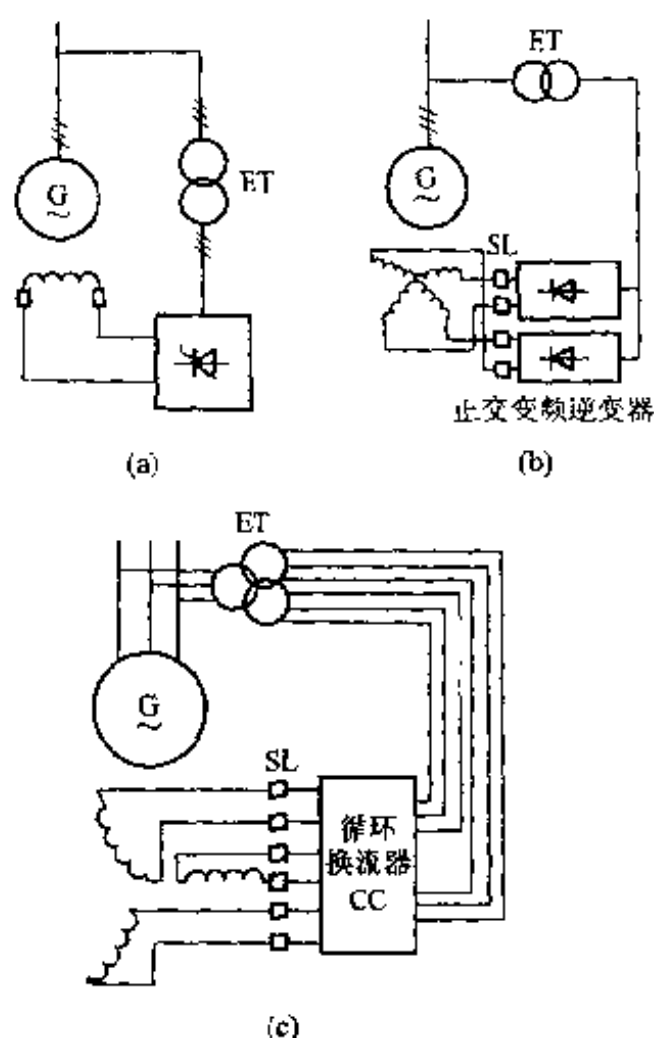


图 2.6 直流和交流变频励磁的发电机

(a) 直流励磁 (自励) 普通同步发电机; (b) 2 相交流励磁 (变频) 双馈同步发电机; (c) 变速发电—电动机 (同步) 3 相变频励磁, 变速

(1) 抽水蓄能电站的上池和下池的水位变化大, 有效落差在 1 日内变化可达数十米。水轮机的效率与落差有关。如能变速, 则可寻求最高效率 (对各种水头), 充分利用水能。

(2) 由于同步机又是变转速的, 在临近稳定极限的暂态过程中可以瞬时变更励磁频率吸收或发出有功功率, 维持系统稳定, 它可以快速释放转子动能, 这是极重要的优点, 也是系统稳定可望重大改进的前景之一。

(3) 在原动机转速很高或极低时均能向系统供电，这是变频励磁的另一主要优点，例如上池水位很低时仍能用低速发电，虽然功率变小，但仍可与系统同步并充分利用水能。由于变频励磁有这些性能，它也可应用于风力发电、潮汐发电等变速能源中。

2.2 灵活交流输电系统

灵活交流输电系统(Flexible AC Transmission System)简称 FACTS，也曾译为柔性交流输电系统，是 80 年代末，美国电力研究院(EPRI)的 Narain G. Hingorani 先生提出来的概念，他对灵活交流输电系统的定义在 1995 年经过电力电子学会修正，定义灵活交流输电系统是：“交流输电系统利用高功率电子技术为基础的控制器及其他静止型控制器改善可控性并且增加输送功率的容量”。

这个概念的提出有其技术上和经济上的基础，在技术上，直流输电线已有几十年的历史，采用晶闸管以后，其输送功率的可控性良好，这是交流输电系统所没有的。而晶闸管制成的无功静止补偿器有快速跟踪补偿无功的可控性，能用任何控制方法调节系统电压和无功功率潮流，这两项技术启发了电业工作者，知道用电力电子的方法促使交流系统更加可控在技术上是行得通的。当然，电力电子技术学的进展，计算机控制和现代化的通信技术的高度发展，共同构成灵活交流输电系统的技术基础。

在电力系统的运行上，长期存在的巡回功率潮流使系统容量相对减小，大系统的低频振荡也曾使系统耗费很大精力应付，而快速可控的电力电子装置正是消除巡回功率和低频

振荡的有力手段。

在经济和社会上，发达国家面临日益困难的电力建设条件。由于土地征用困难和人们对高压电场的惧怕，目前修建新的输电线的阻力比以往大得多，这就要求电业公司充分发挥已有输电线的潜力，使其运行趋近于稳定和热极限。而提高动态和暂态稳定的最有效手段是采用快速反应的可控电力电子装置。另外电力供应的市场化，使同一电网上不同公司、不同电厂的电能售价不同，用户购电有可能选择对他有利的电和供应途径，这就要求系统有更可控的运行环境。

美国电力研究院提出的灵活交流输电系统所包含的内容，1995 年经 IEEE 与国际高压大电网会议 CIGRE 讨论增删一些项目。表 2.1 的内容包含了 IEEE/CIGRE 的项目，以及相应的国际会议上讨论并肯定的电力电子应用项目。

表 2.1 FACTS 和其他电力电子应用的内容

类别	项目名称	简称	功能及使用范围	注
并联	静止无功补偿	SVC	动态无功跟踪补偿，电压调节，使系统三相完全平衡	FACTS
串联	无功发生器静止同步调相同，同步正弦电压源	SVG STATCON	动态无功发生，无功补偿，电压支撑，改善系统稳定	FACTS
串联	晶闸管控制电阻	TCBR	提高系统暂态稳定	FACTS
并联	(静止型) 有载切换分接头	SLTC	调整运行电压，功率潮流控制	FACTS
并联	超导磁能存储系统	SMES	有功补偿和提高系统稳定性，无功补偿	FACTS
并联	蓄电池储能	BESS	同 SMES	FACTS

续表

类别	项目名称	简称	功能及使用范围	注
并联 (串联)	有源滤波器	AF	滤除谐波及其他非基波成分	
串联	相间功率控制器	IPC	控制有功负荷潮流抑制短路电流	FACTS
串联	晶闸控移相器	TCPS	系统潮流控制, 增加输送容量和稳定性	FACTS
串联	晶闸管控串联补偿器 (电容)	TCSC	提高输电容量, 稳定性抑制次同步振荡 (SSR) 功率潮流控制	FACTS
串联	固态串联补偿		可产生串补和移相功能	FACTS
串联	次同步谐振阻尼器	NGH	消除由于串补引起的同步机的次同步扭振	FACTS
串联	(故障) 电流限制器和断路器		限制短路电流, 无暂态切断电流	FACTS
	高压直流输电	HVDC	功率输送, 潮流控制解决, 稳定	FACTS
并联	高能避雷器		防止过电压	原 FACTS
同步机	发电机固态励磁装置		同步机快速反应励磁增进系统稳定性	
同步机	同步机变频 3 相励磁		抽水蓄能发电机电动机变速运行, 提高机组效率, 增加系统稳定性	
电机	变频调速装置	VFVS	发电厂辅机变速提高运行效率	

在表 2.1 所列的各 FACTS 技术内容后都说明它的主要

用途。FACTS 项目的特点可以总结成以下几项：

(1) 可以使电能储存起来，在电力系统运行中电能的存人和取用开始实现，也可以在不改变电能形态的情况下实现。

(2) 产生无功功率，按电压的控制要求产生或消耗无功功率。因此无功不平衡的情况在 FACTS 装置处明显存在。

(3) 可以按要求的大小和方向在系统中补偿原有的电压，因而相位也可以按要求改变。

(4) 电压幅值和相位，无功功率和有功功率，系统阻抗可以快速变化和快速调节。

(5) 电压、无功功率系统阻抗可以频繁地调节。

(6) 电压、无功功率、有功功率、系统阻抗、系统功率潮流可以平滑地调节。

从这些特点可以看出，FACTS 的作用涉及全部电力系统主要运行技术问题。下面将对电力系统有关运行问题进行介绍。

2.2.1 暂态稳定

电力系统运行时，发电机输出的功率和原动机（透平）提供的轴功率是平衡的。由于偶然的原因，例如线路故障等，发电机的输出增大或减小，原动机的输入来不及跟踪，以及机组转动惯量的存在，发电机轴上的输入大于或小于电的输出，发电机转速会加快或变慢，从而与系统中其他机组转速相差而失去同步，这就是失去了暂态稳定。通常使用同步机强行励磁、投切制动电阻、分隔系统、投入电容器组等方法促使受扰动的系统中各机组恢复功率平衡，即稳定化。

由于暂态稳定的特性与系统故障（扰动）前的状态有关，故障前线路输送容量越大，起始功角越大，更容易达到暂态稳定的极限。而电力电子装置如晶闸管控串联补偿、晶闸管

控移相器、静止无功补偿 (SVC)、晶闸管控制电阻等都暂态稳定性有很好的增强作用。对于初始角也就相应地放宽了限制, 这意味着提高系统的功率传输容量, 或加大输电的极限值。

2.2.2 动态稳定

它属于小扰动引起的在平衡点附近的摆动振荡。如果系统有足够的阻尼, 扰动的摆幅是衰减的。这种系统阻尼状况称为外围阻尼。加强外围阻尼的方法过去是采用励磁回路装设电力系统稳定器。后来发现直流输电和静补装置 (SVC-TCR) 的调制控制方式有可能加强系统阻尼。对静补装置还需要位置适宜。直流输电和静补装置可能增加系统阻尼这件事本身启发人们对电力电子控制器作用的认识。事实上其他一些电力电子控制器也可以有同样的作用。

2.2.3 电压稳定

在负荷增加时, 电压不发生突然大量下降称为电压稳定性, 电压突然大量下降称为电压崩溃。电压崩溃可能在不足 1s 内发生, 例如系统故障或误操作引起的, 但多数情况发生在负荷增长的瞬时, 例如电动机启动等情况。这种多见的电压崩溃约在几秒或几分钟内逐渐发展而成。

电压稳定过去重要的措施是值班员或保护装置监视, 在趋向发生危险前, 由值班员指挥调节负荷、调相机或发电机电压, 以及采取投入串联补偿等措施。过去 10 年间静止补偿器 (SVC) 对电压稳定起了很好的作用。

2.2.4 次同步谐振 (扭振) (SSR)

它是稳定性中较特殊的一类, 是由电力系统和汽轮发电机的轴系相互作用产生的振荡。起因是系统中存在某一阻尼很小的频率, 低阻尼可能由串联补偿产生, 也可以由直流输

电的调节系统产生或由负荷冲击产生。如果这个低阻尼与发电机轴系的差频（与工频差）相近，会产生由转子激发的低频电流与系统低频电流相同而相互作用。这种轴的振荡即扭振会损坏转子。它对串补的使用是一个限制因素，往往不能采用较大补偿度。用电力电子的方法，例如直流输电调节器重新整定，使用 SSR 阻尼器等都可以达到消除扭振的目的。

2.2.5 电压波动及闪变（烁）的抑制

由于波动负载引起系统电压围绕某一平衡值上下摆动，在人眼敏感的区域构成灯光的闪烁。对许多工业生产这种波动和闪变也构成极不利的因素，有时使生产不能正常进行，过去是用避开某些负荷的方法，但近年来都是用静补（SVC）或其他电力电子方法快速跟踪调节或补偿，使波动和闪变减小到标准允许的范围之内。例如大型轧钢机组和电弧炉都设置了静止补偿器，在设计容量足够并且整定合理时，引起波动的负荷对系统形成的电压波动和闪变可以限制在允许的范围之内。

2.2.6 潮流控制

以前说明的是电力系统暂态和动态的情况，在稳定运行状态，电力系统各支路各端点所通过的功率潮流应该受到限制。现在对潮流控制的有效手段是改变负荷的用电功率，改变系统结构，调节发电机输出等。潮流控制一般不要求速度快，但要满足一些条件，如系统损耗最小化或经济分配负荷，维持输送功率在限值之内，这里要考虑设备的暂态稳定初值的保证和设备热稳定极限。也可能要满足用户购电合同的规定以及不同电业系统之间合同的规定。无论如何，控制潮流应消除对任何人都无益的循环潮流。

潮流控制虽属稳态运行范围，在消除振荡等动态方面必须结合考虑，电力电子技术有许多项适合潮流控制的需求。电力电子装置可能使原来不可控的潮流变为可控的。适于潮流控制的电力电子技术已列在表 2.1 内。

在这章里，简单介绍几种重要的灵活交流输电系统 (FACTS) 的内容。

2.3 静止无功补偿系统 (SVC)

静止无功补偿器是电网中控制无功功率的装置，它根据无功功率的需求自动补偿。所谓静止无功补偿的静止是指它没有机械运动部件，与同步调相机相比较，SVC 是完全静止的设备。但它的补偿是动态的，即根据无功的需求或电压的变化自动跟踪补偿。静止无功补偿系统中的各种无功补偿器都是用无功器件（电容器和电抗器）产生无功功率，并且根据需要调节容性或感性电流。这种调节可能采用连续调节或投切的方法进行。静补的另一个特点是依靠晶闸管等电力电子器件完成调节或投切功能，它们可以频繁地调节和投切。其动作速度是毫秒级的，远比机械设备的动作要快。对于系统中平衡无功功率或不变动的无功功率常采用传统的电容器补偿，而变动的部分采用动态补偿，这样可以节省投资。电容器补偿或称为固定电容补偿 (FC)，开关投切电容器 (BSC)，由它们补偿无功的不动部分时和动态的静补结合起来，形成静止无功补偿系统 (SVC)。下面谈几种常用的静止无功补偿设备。

固定电容器就是传统的采用机械式开关投切电容器。它虽不是动态补偿装置，但它在动态补偿中作为平均（不变）无

无功功率的补偿设备是很有必要的。当无功负荷较小，不需要那么多补偿电容器时，一般由电抗电流动态地抵消电容电流，因此固定电容也是配合其他静止补偿器的必要设备。见图 2.7 (a)。

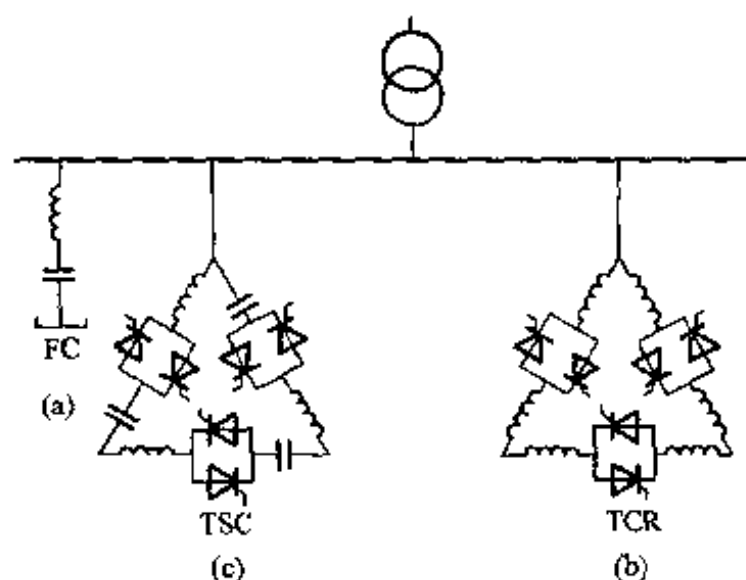


图 2.7 静止无功补偿器 (SVC) 主电路

(a) 固定或开关投切电容器组/滤波器 FC; (b) 晶闸管控制电抗器 TCR; (c) 晶闸管投切电容器 TSC (有抑制涌流及谐波电流用电抗器)

固定电容器在设备上常串联一组电抗器以限制投入涌流。在和静补配套使用时多接成滤波器的形式。滤波器的电抗器与电容器的电容量配合在要滤除的频率谐振。谐振时阻抗最小，可以形成谐波的独特通路。滤波器原理和设计的参考资料很多，可参看参考文献 [21, 22]。和静补配套的滤波器要抑制的谐波包括系统存在的原有谐波（即背景谐波和由静止补偿器本身产生的谐波）。由于可能存在几种不同次数的谐波，滤波器也要分成几组，每组滤一种或几种谐波。固定电容在作滤波器时担负双重功能，即提供无功功率补偿和滤

去高次谐波的双重作用。对容量较小的静止补偿系统，滤波器以滤除 3、5、7 次谐波和高通滤波结合的较普遍。在设计固定电容器时应使它的投切次数在一天之内减少到最少。

2.3.1 晶闸管控制电抗器 (Thyristor controlled reactor) TCR

晶闸管控电抗器 TCR 是静止无功补偿系统的主要装置。TCR 的电路见图 2.7 (b)。TCR 有一个控制器，它接受系统的信息，判断当时需要多大的电抗电流，由控制器指挥晶闸管的开通角度以调节电抗器的电抗。晶闸管的触发角可以从 $90^\circ \sim 180^\circ$ 连续调节，电抗器的电流也从额定到 0 连续可变。图 2.8 是 TCR 的一相电流 i_{ab} 在不同触发角时的波形。从波形上可知，当电抗电流从全值变小时，产生了谐波电流。谐波电流应该由固定电容器构成的滤波器所吸收。电流中的谐波含量表示在图 2.9。其中 1 表示基波，3、5、7 是各次谐波，触发角即图 2.8 中所规定的值 α 。

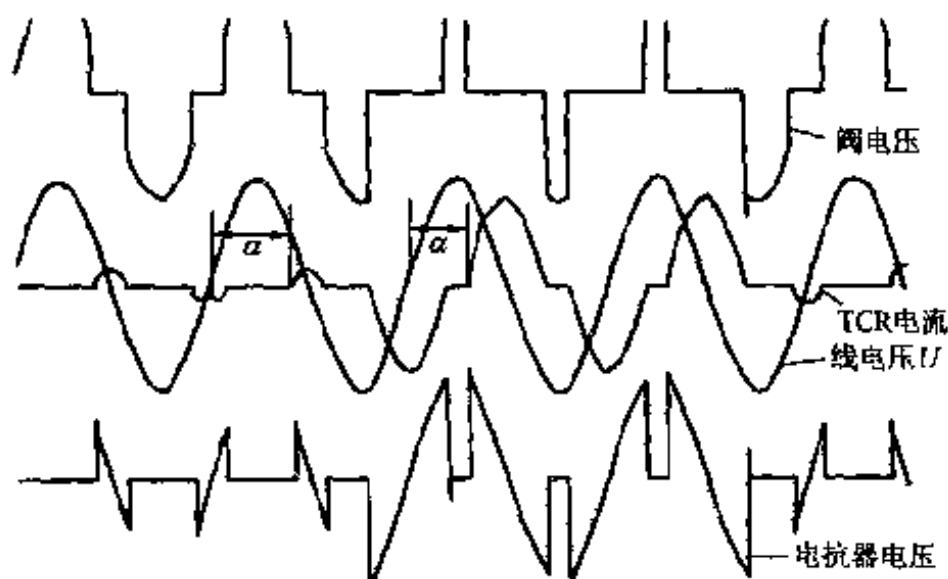


图 2.8 晶闸管控电抗器 TCR 一相电感电流与触发角的关系

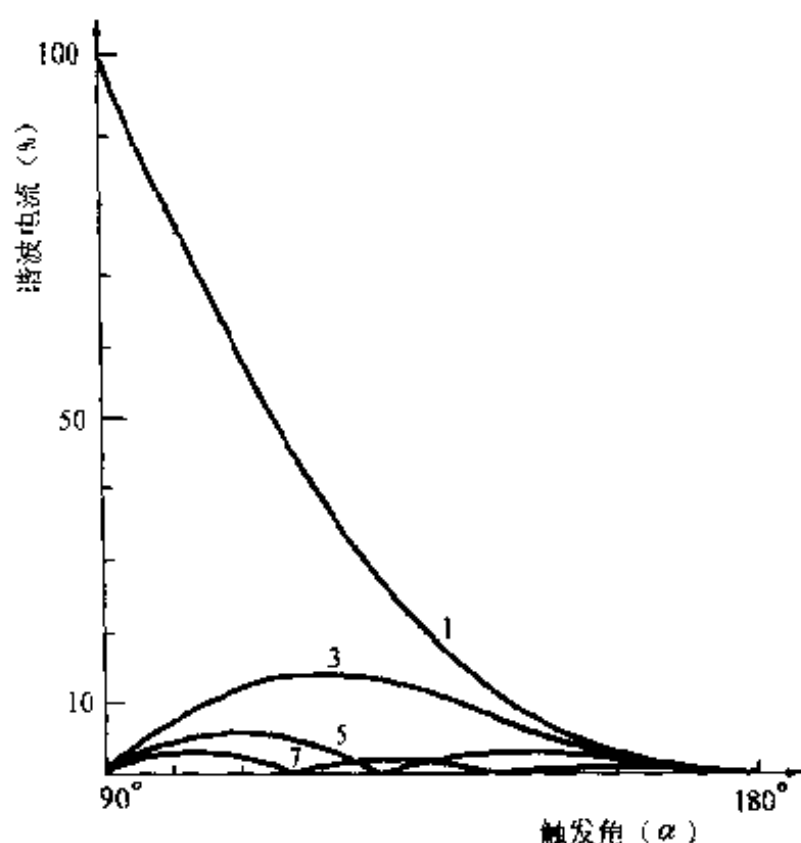


图 2.9 TCR 的基波和谐波含量对触发角 α 的关系

如果一个静补系统 SVC 中有固定电容量及晶闸管控电抗器 TCR，它可以按无功量的大小来控制，也可以按系统电压来控制。虽然两种控制方法效果相近，但对于大电力网的中枢点和用户，多用电压控制。图 2.10 是固定电容与 TCR 联合的电压电流特性或称为电抗特性。在图 2.10 的 A 点，电压降到最低，此时电抗电流应完全闭锁。电容器在投入运行中，如果电压继续降低，TCR 由于已关闭，特性变为电容器的特性，即电容电流与电压成比例，但电压降到 C 点，则电容器也必须退出，防止系统切除故障由电容产生过电压。

电压在 AB 之间，是正常运行范围，根据电压调节晶闸管的触发角，变化电抗电流以维持电压的适当值。当电压高到 B 点，则电抗器全开，并联电容器应切除。如果电压仍在 B 点

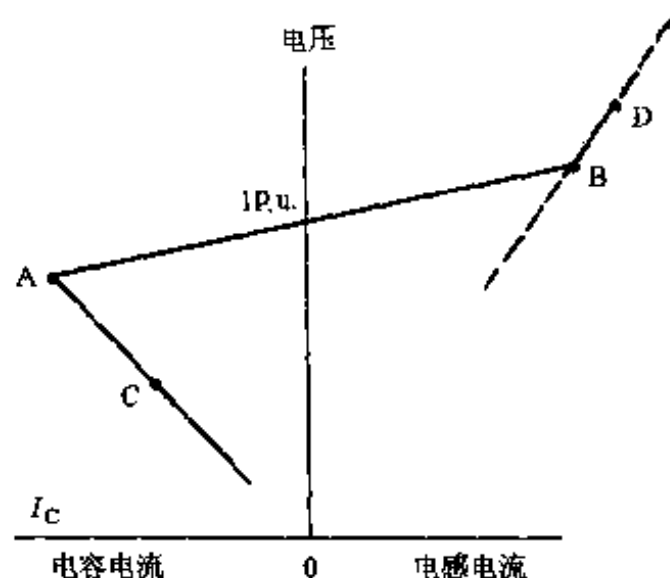


图 2.10 静补的电抗特性

或电压更高，则由于电容切除，电抗全开 ($\alpha=90^\circ$)，电流特性按电抗特性沿 BD 变化。电压在 B 点以上较明显地由于电抗前变压器饱和而出现电流非线性变化。在电压达到 D 点可能为了抑制系统继续动态过电压而坚持电抗器全开一段时间，考虑电抗本身过热也可能采用立即切除或限制电抗电流的策略。从 A 点到 B 点的斜率是由控制器决定的，使它能在正常电压范围内，SVC 向系统提供适当的无功补偿量。

晶闸管投切电抗器能在 90° 和 180° 触发角时投切，而不能用中间角度调节，因此它不产生谐波，目前用途不多。

2.3.2 晶闸管投切电容器

晶闸管投切电容器是静补中主要的一种装置，从图 2.7 (c) 可看出，它是 Δ 接线，有一个限流的小电抗器与电容串联。TSC 的控制只能采用全投入一切除的方法。由于不能用触发角调节电流，电容器只能在电压超前 90° 时投入，或说它在 90° 时反向投入。其电流电压波形如图 2.11。TSC 在切除是由于电容器上存在电压、一般是峰值，随后的若干时间晶闸管

将承受 2 倍峰值电压的强度。这就是要求 TSC 比 TCR 使用电压耐受能力更高的晶闸管的原因。



图 2.11 晶闸管投切电容器的投切过程

i —电容电流； u_C —电容电压

在超前电压过零点的 90° 投入，正值电容电流应该过零的位置，因 TSC 电容投入和切除，没有过渡暂态存在，也就是电压和电流没有冲击变化。

晶闸管投切电容器比开关投切电容器的最大优点是可以频繁投切，没有投切次数的限制。过去大量使用的低压 (380/400V, 3 相) 自动投切电容器大部分损坏。其原因是开关 (或接触器) 不能承受多次的投切操作，接点受电弧作用而损坏，也有一些是由于机构的运动所致的变形。根据电科院调查，自动投切电容器在使用 3 年后损坏率达到 75%，有的地区全部改为手动或损坏停用。因此在低压领域，用晶闸管投切电容器 TSC 代替用机械开关操作的“自动投切电容器”是必然趋势。同时也取得良好的补偿效果。高压 10kV 以上系统使用 TSC 价格较高，一般尽量使用固定电容和 TCR 相配合，在需要深度快速补偿时才设计 TSC。

图 2.12 (a)、(b) 是两种在低压系统普遍使用的 TSC 接线方式。由于低压系统目前普遍采用 3 相 4 线制或 5 线制，图 2.12 (c) 的接线在 90 年代广泛被采用。图 (b) 的接线省去 3 个可控硅用二极管取代，这是低压 TSC 最优方式。除成本

降低外，断开后，它可以经常保持电容电压为峰值，在系统电压峰值时无电压差投入电容可以完全避免涌流过程。

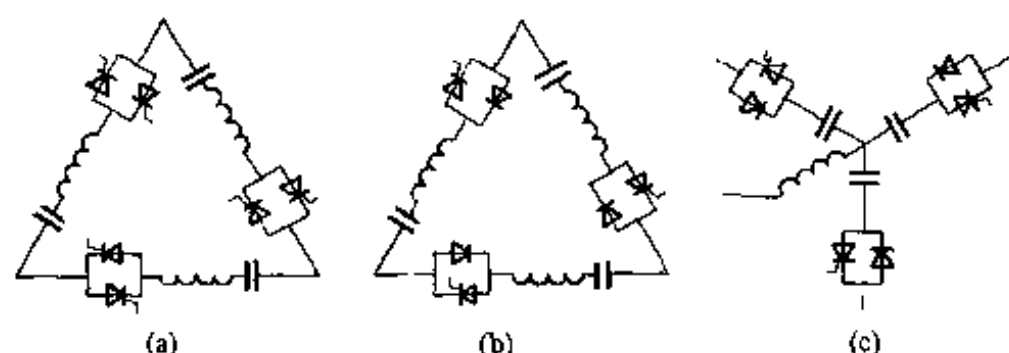


图 2.12 3 种晶闸管投切电容器电路

(a) 双向晶闸管型；(b) 晶闸管—二极管型；
(c) 有终点的晶闸管—二极管型

上述 4 种静补装置的特点列于表 2.2，其中“应用”需要说明如下：虽然静补的原意是动态无功补偿，对电力系统的作用则不限于无功量本身，无功直接与系统电压情况相关，为了维持电压稳定，消除电压波动和闪烁（闪变），用静补是理想的方法。

理论分析和实践都证明静补可以提高稳定极限值，而装设在系统中部节点上的 SVC 有很好的作用，在技术经济比较中往往成为首选方案。例如在泰国 90 年代初期采用的增进全国主系统稳定的方法就是 PTI 公司选定的 SVC 补偿方案。增大系统稳定极限和无功补偿的关系主要是，在故障中和故障后，电压的过分下降和升高将减小系统的同期化功率，并且因电压的变动而损失大量负荷，以致系统失去功率动态平衡和恢复稳定的能力。经过一次的快速调压，极大地改善了故障中和故障后的系统电压和局部电压水平，因之增加了系统稳定的极限。

表 2.2 静止补偿系统 (SVC) 各装置的比较

装置名称	特 点	应 用
1. 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	广泛用于负载无功, 电压补偿, 适合于电压变动不频繁情况, 可配合其他静补设备
2. 晶闸管投切电容器 (TSC)	1) 分组投切; 2) 快速反应, 反应时间 $< 0.02s$; 3) 操作没有涌流和过电压; 4) 可任意频繁动作; 5) 完全自动; 6) 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 (高压价格高) 可作电压支撑, 可配合其他静补设备提供无功最高量
3. 晶闸管控制电抗器 (TCR)	1) 连续调节无功量; 2) 快速反应; 3) 产生谐波; 4) 可频繁动作; 5) 完全自动	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, 是系统电压调节和扩大稳定极限的方法, 抑制闪变、电压变动
4. 滤波器	消除系统原有的谐波, 同时抑制 TCR 产生的谐波	工频下, 对系统产生的作用与 FC 和 TSC 相同

系统另一个影响稳定的因素是电压崩溃, 它发生在故障和负荷电流急剧增高的瞬间, 电压调节用 SVC 系统对瞬时无功功率快速作了补偿, 对电压的支撑即抑制电压崩溃的趋势起到显著的作用。

晶闸管控电抗器 (TCR) 可以用极高的速度平滑地调节无功和电压, 它和其他许多连续调节的灵活交流输电系统所用的电力电子装置一样, 具有调制状态工作的可能, 即它可

以在一个与工频 50Hz 不同的频率下作适当的浮动，如果这个浮动是系统的摇摆或振荡频率相同而相位相反，就可以产生阻尼的作用，或增大系统原有的阻尼，使系统中原有的低频振荡受到抑制或完全被抵消。利用静补完或增加阻尼的效果是 10 年来有成果的尝试，它和电力系统稳定器 PSS 都能增大阻尼，但比 PSS 的效果往往更显著。

静补 (SVC) 的另一项重要功能是平衡化或称为对称化，平衡化功能是指在负荷不平衡时，经过静补的补偿，使系统供电电流变成三相平衡（电流各相大小相等，相角差 120° ），而平衡化按目前的控制水平可以在 3 个周波以内实现，因此它是动态或接近瞬态平衡的，它能使单相负荷转变成 3 相平衡负荷而且没有无功分量。现在所用的平衡方式称为司坦因麦茨 (Steinmetz) 原理，是丹麦学者司坦因麦茨在 20 世纪初期提出的。过去由于控制方法不能满足要求，平衡化只能在稳态下实现，现在控制技术的发展，有可能动态地完成平衡化，随时用司坦因麦茨公式计算。南非和澳大利亚的电气化铁路用有平衡化功能的 SVC 系统，消除负序电流，取得很好的效果。

静补是发展最久的电力系统应用电力电子技术领域，国内有很多专门著作，本书后面设有专门的章节进一步讨论静补。

2.4 无功发生器

本书第 3 章将更详细地介绍无功发生器的原理以及工程实践的情况。

本书第 1 章介绍过有源逆变器，它是将直流电能转换成

交流电并与系统并列运行的装置。无功发生器是先将系统电压整流成直流并保存在一组直流电容器内，同时经过一组逆变器将此直流逆变成交流电压，与系统相连接。如果所逆变的电压高于系统电压，则逆变器就像一组电容器那样向系统提供无功功率；如果电压低于系统电压，它将消耗无功功率。这样的装置就被称为静止无功发生器（Static var Generator, SVG）。又由于在各种系统电压下，发生器都能产生额定电流，这与电容器不同，电容器在低电压时电流也成比例降低。这种能发生额定电流的性能很近于同步调相机，因此又称为静止同步调相机（Static Synchronous Condenser, STATCON）。1995 年国际高压大电网会议与电力、电子工程师学会（Cigre-IEEE）建议用静止同步补偿器（Static Synchronous com-pensator, STATCOM）代替 STATCON，并将 STATCOM 定义为固态同步电压源，相似于产生 3 相正弦对称电压的旋转同步电机。本书仍用中国通用的名称——无功发生器。但 SVG 与 STATCOM 又不完全一致，因为 STATCOM 包含的涵意大得多。

无功发生器的结构如图 2.13，图 2.13 (a) 表示无功发生器的基本结构，控制器从系统取入电压和电流信号，发生控制电压的信号，它的作用包含：

(1) 同步化，使逆变器产生的 50Hz 工频电压与系统同步。

(2) 决定要发出（或吸收）的无功的量 Q ，并根据 Q 计算出逆变器应该发出的电压幅值 U ，而且跟随变化。

(3) 维持直流电容器 C_{dc} 上的直流电压 E_{dc} ，其方法可以通过稍加大逆变器输出电压 U 的相位角，滞后的 φ 使逆变器吸收系统的有功功率以维持逆变器本身的损耗和维持电压

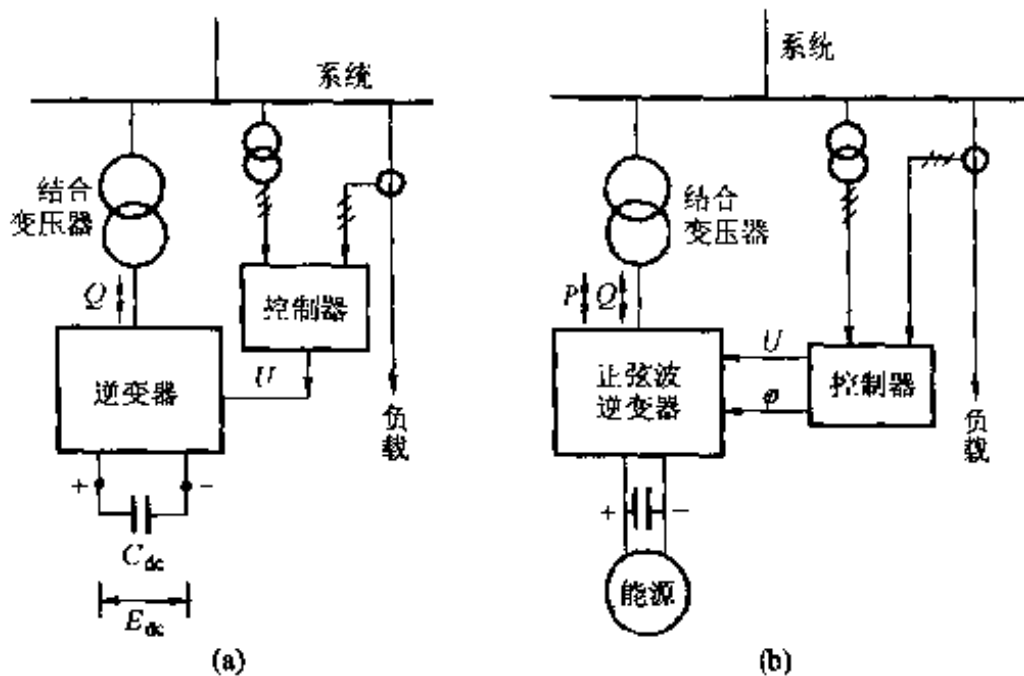


图 2.13 无功发生器和静止同步补偿器的配置

(a) 无功发生器 (SVG) 的基本配置; (b) 一般化同步电压源 (补偿器)

E_{dc} 。

(4) 实际的控制器保证完成发生器的基本功能之外还起到过载等的保护作用。

系统对无功补偿的需求量表现在负载中包含有较多的无功电流成分, 还表现为电压的降低 (无功过大) 或电压过高 (无功过补偿)。因此现在的无功发生器按电压为调节参考的更多。这与 SVC 的情况相同。

目前较普遍的问题是:

(1) 无功发生器的造价比较高, 波形不很好, 如果要求波形好则造价更高一些。

(2) 对控制能力要求严格, 要在系统电压变化很大的情况下也能保持无功发生器的正常工作。

(3) 如果采用谐波较大的结构, 在无功发生器的近旁可

能需要滤波器。

2.5 晶闸管控制制动电阻

在本章 2.2 节中已解释暂态稳定是发电机功率机械输入与电输出失去平衡的结果。在失去平衡后的发电机可能有一段时间加速。平衡它的方法之一是在这段时间加入制动电阻，将剩余的加速功率尽快消耗掉。这种装置过去多用于有长距离输电线的系统，设置在发电机组附近以吸收过剩功率。常规的制动电阻由断路器或真空开关投切，由继电保护及有关自动控制器控制。投入时间约几个周波，即 $130\sim 400\text{ms}$ 。由于开关机械动作的时滞，很难按理想要求重复投入电阻。

用晶闸管控制制动电阻情况将大为改善，它没有机械结构的惯性，可以快速投入切除，尤其是可以在机构振荡的加速期投入制动电阻（摇摆的正周期）。在减速瞬间切除，更可重复投切，这样将增大制动电阻的效用，且不致发生过度制动的问题，因而可以说晶闸管控制制动电阻是一种灵活高效的稳定措施。

2.6 快速有载调压

1996 年，国际高压大电网会议将“高速有载切换变压器分接头”作为一项灵活交流输电的内容。这项技术过去称为有载调压，指的是在负荷状态下机构切换变压器的分接头。现在快速有载调压则指的是利用电力电子器件，无机械接点，快速改变分接头，调节电压以补偿系统的暂态电压变化，它的结构如图 2.14，其潜在的功能为：

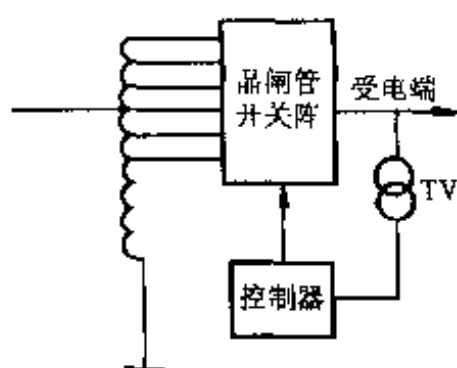


图 2.14 快速（电子式）有载调压变压器结构图

(1) 在较小范围使负荷脱开系统电压的暂态变化，形成稳压器型的功能。

(2) 可以快速调整系统无功功率变化。

(3) 可用提升电压的方式增大系统暂态稳定性，也可用降低电压方式以减少负荷潮流。

(4) 利用负荷对电压的灵敏度以改变负荷电压的方式加强系统的阻尼，即有可能以这种新方式得到更多的负荷阻尼效果。

应该注意，快速有载调压也和一般倒换端子一样，解决电压水平的同时，没有使无功平衡状况得到改善。一般情况，在电压调高以后无功供应往往更趋不足。如果在调压的同时考虑无功自动补偿情况会好得多。例如可以考虑在调压时配合静止补偿器的调节是极好的方式。

现在所设想和试验的快速有载调压方式所调的每一步可能都比较大，例如每步 1% 或 2%。有人设想小步调节，例如每步只调 0.2%，如果采用小步的快速调制，可能得到很优越的系统阻尼特性。

目前快速有载调压正在走出试验室，向实用化目标走去，但还没有得到工程实践的报导。

另有一种与此极相似但不属于灵活输电系统的范围的技术是电力电子—机械式有载调压。它是利用晶闸管倒换分接头时，机械接点和辅助接点也动作，分接头倒换完成后，仍由机械式换点长时间运行。电力电子部件起到不产生电弧，不烧损接点的作用。这虽与快速有载调压不属同一类型，但

对调压的安全稳态运行有很好的效用，应该开发推广。

2.7 超导磁能存储系统 (SMES)

电力系统需要储能，这在前面讨论变频励磁时已经介绍过了。能够在短时间吸收和放出大量能量的设备，超导磁能存储是一种可能的选择（超导磁能存储在第 7 章有较详细的讨论）。

线圈放在接近零下 273°C 的低温环境，它的电感量并不改变，但它的电阻会降到很小，接近 0 的水平，成为超导体。闭合超导线圈一旦加入电流，这个电流会在线圈电路内循环流动，由于电阻极小，所以没有损耗，在电源撤去后，此电流不会消失，可以长时间流动，如果将此电路内加一电压，电流即会上升，外电压为 0，电流恒定。如果将此电流逆变成交流送入电网，就是超导磁能存储，简称 SMES。

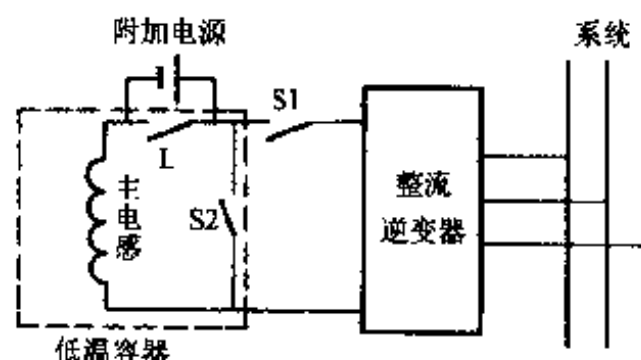


图 2.15 超导储能系统配置图

电感线圈经常是通过 S2 闭合的，在储能后，以电流的形式在 L 和 S2 电路循环，在需要功率注入系统时，电流通过逆变器，变换成 3 相交流注入系统，同时打开 S2，使循环电流进入逆变器，也可以通过逆变整流器向电感充电（充磁）。

超导储能的特点是：

(1) 能量直接由电磁能存储，效率极高，可达 95%。

(2) 可以大量吞吐电能，即在短时间实现充放电。

(3) 由于起动极快，可以作为其它能量存储的快速补充部分，例如在燃气轮机发电前的几分钟，可由超导填补。

目前，已有运行过的超导储能系统在美国 BPA 公司系统上，为了消除美国西岸低频振荡，作为阻尼调制设备，另有一些极小容量的用来改善电源交流波形，正在使用中。

2.8 蓄电池储能系统 (BESS)

将电能存在蓄电池内，在需要时将能量送入系统。与上节超导储能相比在技术上较简单，因为电池是电压源，易于充电和逆变。现正在使用的系统有，1986 年安装在（西）柏林的 85MW/30min 系统它用于调节西柏林当时孤立的负荷率；美国南加州 Chino 的 10MW/4h 系统，也是为了补充功率，并且能提高相邻系统的输电容量；波多黎各正在装设的 20MW/4h 系统，等等。

目前一些较小的设备用于使用经济的电能，因为许多公司的峰谷电价差别很大。如果在负荷曲线的谷区充电，而在峰期使用电能或卖给电业公司，在经济上很合算。

这种电池蓄能与电网能量交换不仅可以补偿或调制有功功率，同时也可以补偿和调制无功功率。这样它就形成一种全方位（4 象限）的补偿装置。它既可以交换有功功率，又可以支持系统电压和无功的平衡，可以认为它是一种静止的同步发电机。

本节第 7 章对电池蓄能作了较详细的介绍。

2.9 晶闸管移相器

利用晶闸管的快速动作，可以在系统电压上快速加上一个垂直分量的电压，使电压的相位移开一个正或负的角度，这就是晶闸管移相器的特点。它与传统移相器移相原理相同，只是动作的方法由机械动作变为电子动作。目前对移相器主要有两种设想。一种是利用倒换变压器其他相的端子达到移相的目的，如图 2.16，这种移相可能分的段较少，形成梯级变化。另一种是将电能经整流和逆变产生新的同步正弦电压与原有各相电压之和作为移相的输出，表示于图 2.17。

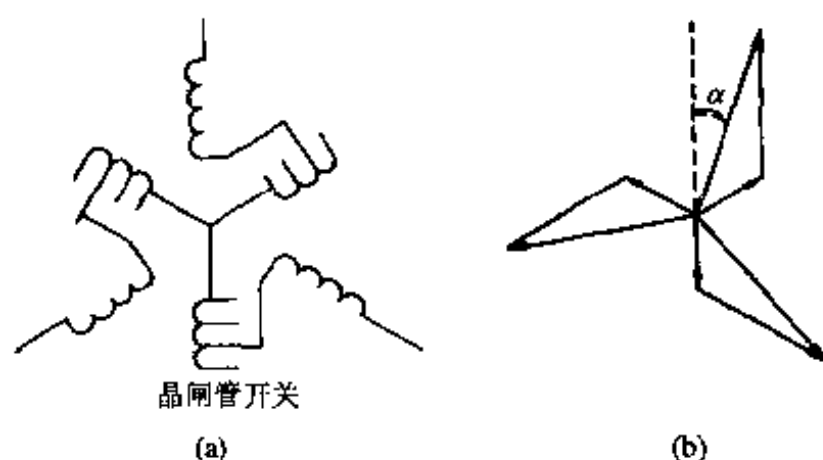


图 2.16 用晶闸管开关形成 3 相移相器

(a) 移相变压器二次侧；(b) 二次侧相量图

这两种移相器都有较高的效率，但后者复杂，逆变器要考虑减少谐波，而前一类没有谐波问题。

移相器的目的原来是为了系统内负荷潮流的安排和调节，使系统运行更经济。晶闸管移相器的功能则除了调节负荷潮流以外，尚有更大的优越性。其中包括：

- 1) 增进系统稳定，尤其是暂态稳定；

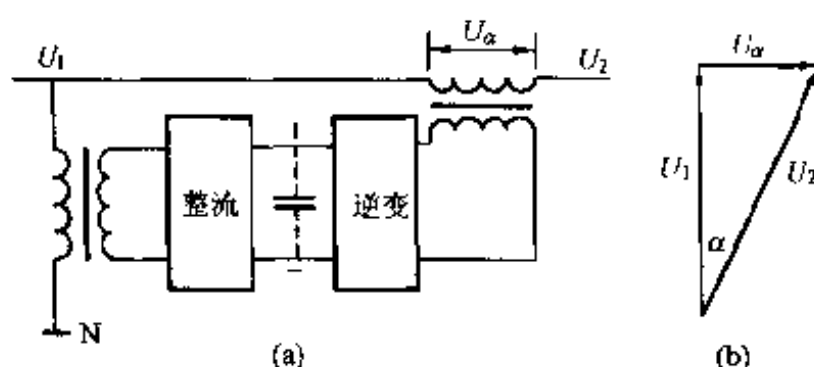


图 2.17 逆变器产生垂直电压的移相器

(a) 电路图; (b) 相量图

2) 阻尼系统的低频振荡;

3) 改善电压调整状态, 以及由于电压波动引起的系统有关问题;

4) 避免由于负荷突变引起的线路或设备过载缓解过电流情况。

最近一些系统企图使机械式移相器与晶闸管控移相器相结合, 对大的移相角度使用机械式, 对于连续调整则使用晶闸管式。预计这样可以节省原有移相器的改造投资, 也能满足许多系统抑制振荡的要求。

2.10 晶闸管控串联补偿器 ——可控串补 (TCSC)

长距离输电线用串联电容补偿提高输送容量, 降低电压波动, 已有很久的使用经验, 串联补偿是用串联的容抗抵消线路感抗的作用。实际上是改变了线路的参数。而串补也早为人所周知, 70 年代初由于串补造成的次同步谐振, 使发电机轴系受到损伤, 经过多年的研究已经有了有效的克服方法。

现在提出的晶闸管控串联补偿方式，是在运行中可以快速调节线路参数的方式。它可以按照系统控制或调制的要求随时改变串补的电抗，使线路总电抗也在变化。

可控串补的结构如图 2-18，它是在电容器组上并联一套晶闸管控电抗器 (TCR)，见本书 2.3 节。实际上美国 Kayenta 的可控串补就使用了曾用在 Creek Kemp 的 TCR 阀。

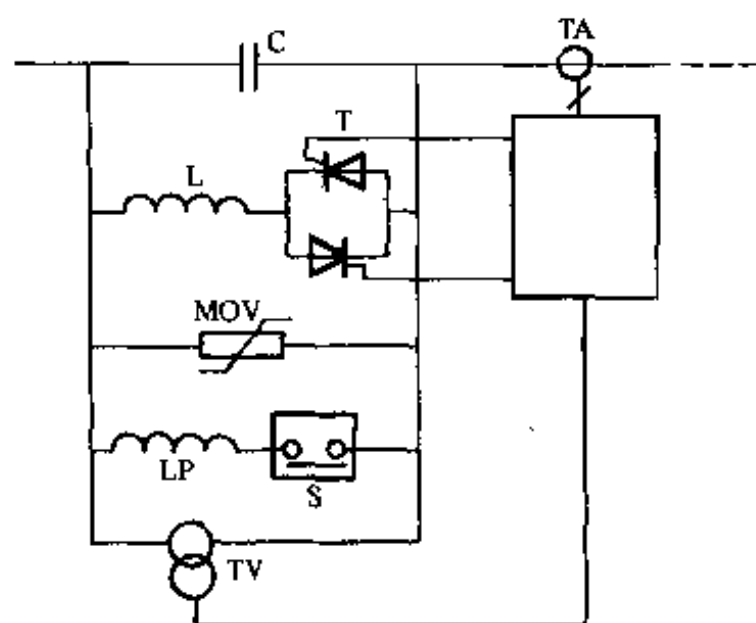


图 2.18 晶闸管控串联补偿 (TCSC) 的典型配置
T—晶闸管对；C—串联电容；L—电感；TV—电压互感器；TA—电流互感器；MOV—金属氧化物避雷器；LP—放电限制电感；S—开关

普通串补在正常运行时其补偿电容是固定的。在发生短路故障时保护动作由旁路开关将电容器短路。当可控串补运行时，在正常运行、负荷潮流反转、短路清除故障后摇摆以及系统低频振荡等情况，控制器可以使晶闸管通过不同电流，使串补具有最合适的电抗值。即从晶闸管通过的电流值决定串补的性能。由于可控串补有快速按要求改变阻抗的能力，它

可以完成以下用途：

(1) 提高输电线的输电容量或提高互联电网的传输容量，其提高能力超过普通串联补偿的提高能力。

(2) 提高电力系统暂态稳定性，超过普通串联补偿的提高能力。

(3) 缓解系统中某个支路的过负荷问题，可控串补比普通串补更能适应多种系统情况。

(4) 增加系统阻尼，受控串补在正确调节器作用下可以增加很大的阻尼给阻尼不足的系统，尤其是负荷较大的弱联体系统。

(5) 消除次同步谐振，本章 2.2 节解释了次同步谐振的主要特点，可控串补用其点火控制系统和调制控制方式很容易抑制或消除次同步谐振现象，而这项功能使可控串补可以采用较高补偿度而不致有次同步谐振的麻烦，是比普通串补输电容量高、稳定性高的主要原因。

目前美国已有 3 个可控串补投入使用，并且正在设计新的可控串补工程，详细情况请参阅本书第 3 章。

2.11 NGH 次同步谐振阻尼器

普通串联电容补偿引发的同步电机次同步谐振在 70 年代末曾有两种有效抑制方法。一种是利用发电机励磁调制以抑制次同步谐振。另一种方法是 Hingorani 发明的 NGH 方法，它是利用电力电子技术的一种方法。其接线图如图 2.19 所示。

NGH 阻尼器的物理面貌是：次同步谐振是由汽轮发电机轴系引起的，其频率低于工频，即低于 50Hz 或 60Hz。产生

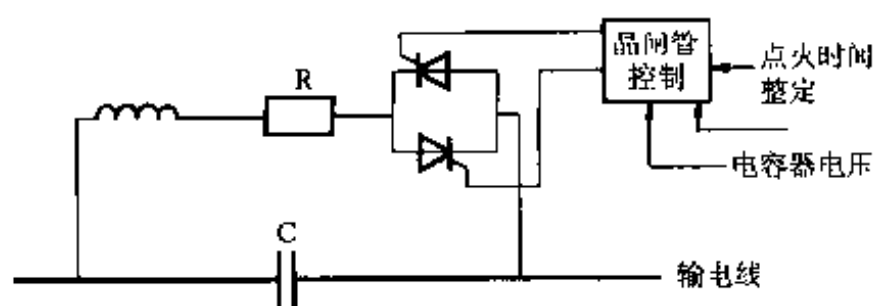


图 2.19 NGH SSR 阻尼器

次同步谐振必须在线路上有一个低频电流分量，并在串联电容上产生一个低频电压，电容上有工频电压和低频电压同时存在，形成 50Hz 的正负半周周期不等。NGH 在每半周检查电容电压是否已还回零位，如果没有回到零表示已经存在低频电流分量，如图 2.20。此时控制器会按预定的放电定值打开晶闸管中正向的一组使电容放电约 0.5ms。下半个周期由于电压过零时间短于额定半周，可能不放电，再下正半周又是长周期，再度发生放电，形成一些放电尖脉冲。电容上的低频电压被破坏或被歪曲，它改变了原来的谐振频率，也就

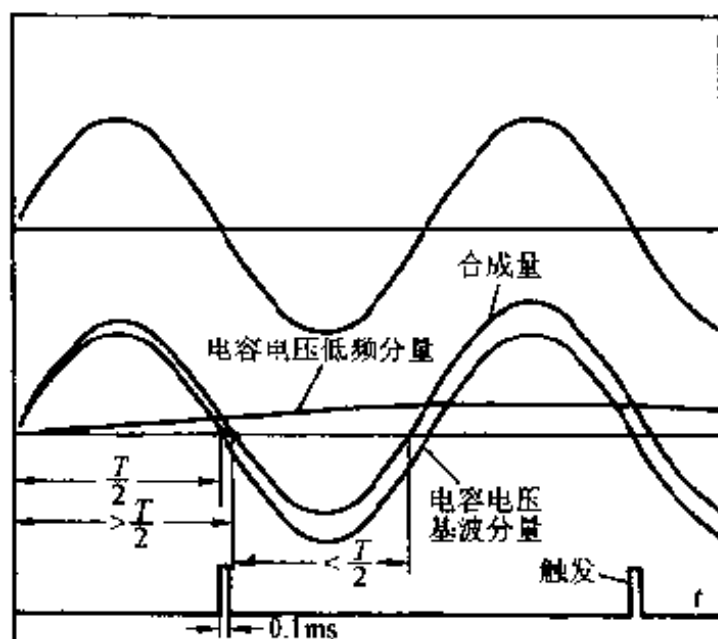


图 2.20 NGH 阻尼器的动作过程

消除了轴系振荡的可能性。

美国在 80 年代初,在南加州电力系统的 Lugo 500kV 变电所加装 NGH 以抑制次同步谐振,次同步谐振发生在 Lugo-Monajo 线路送端的汽轮发电机。实际上, Lugo 的 NGH 是在 170° 为半周电容放电的,因此它在正负半周都有放电的尖脉冲电流波出现,放电约 4ms 后电流过零,自动关闭。

目前仅 Lugo 串联电容中有一段有 NGH 设备,它对次同步谐振的抑制作用很强,还没有其他使用实例,如果和可控串补比较,则在技术上和经济上都不如可控串补,今后可能用可控串补代替 NGH 的阻尼次同步谐振功能。

2.12 高压直流输电简介 (HVDC)

高压直流输电技术是电力系统中应用最久的大容量电力电子技术。它原来的目的是提高长距离输电的传输容量和经济性,并作为不同频率或不同步交流系统之间的联络线。从交流输电系统观察高压直流输电,可以看出,它给电力系统提供一个可调节输送功率的通道或关口,因此它和灵活交流输电的内容极为接近。图 2.21 是直流输电的主电路图。虚线 I 框内是一个 6 脉冲(6 个晶闸管)换流器, I 与 I 组成一个 12 脉冲换流器,脉冲的间隔是 30° ,因此这种直流输电称为“12 脉冲双极”的直流输电,下面的 12 脉冲换流器形成另外一极。

直流输电的两级可以单独运行,也可以双极一起运行。

经过 I、I 换流器使 W1 母线上的交流变成直流,极 I 电压为正,极 II 为负,向直流输电线供电,在 T1 端,换流器的电压与电流方向相反,成为逆变器,将功率注入交流系统。也可以反过来由 T1 作为送电端,即 T1 侧换流器做整流器。W1

作为受端，W1 的换流器作为逆变器，这样功率就由 T1 侧传送到 W1 侧的交流系统。

注意在两种功率传输情况，电流的方向是不能改变的。在反方向送电时，即 T1 作送端时电压的方向必然转换成极Ⅱ的线路为正，而极Ⅰ为负极，电压的正负，也就是传送功率的方向和传送功率的大小都是由直流输电线的两侧换流器的触发角决定的。本书第一章解释换流器触发角与直流电压幅值及方向的关系，直流线路传输容量是按直流线路两端电压差决定的，如下式：

$$P=U_T \times \frac{E_s - U_T}{R}$$

式中：P 为传输功率； E_s 、 U_T 为 W1 端和 T1 端直流电压；R 为线路电阻。

双极的直流线路可以双极或单极运行，在一条线路发生故障时，另一条线单极运行，因电压小一半，容量减至 1/2，单极运行可以由地作一回线，也可以由另一条线作为回线。

直流输电的接地可以使用线路引到适宜的接地点，例如空地或海滩。

由于双极运行故障出现的概率极小，因此直流输电总的安全性还是相当高的。

换流器无论在整流状态还是逆变状态都将由系统吸收无功功率，即需要由系统提供无功电源。直流输电一般都需要在交流电源侧接有电容器或静止无功补偿系统 (SVC)，换流器都会产生谐波电流注入系统，对 12 脉冲的换流器，它产生 11、13、23、25 等次谐波，称为特征谐波。因此在交流电母线上送受侧都应装设足够数量的交流滤波器，这样谐波将不

致大量涌入交流系统，如图 2.21 中的 F_{AC} 。

理想直流电流应是平值的，但实际上它存在有纹波，即

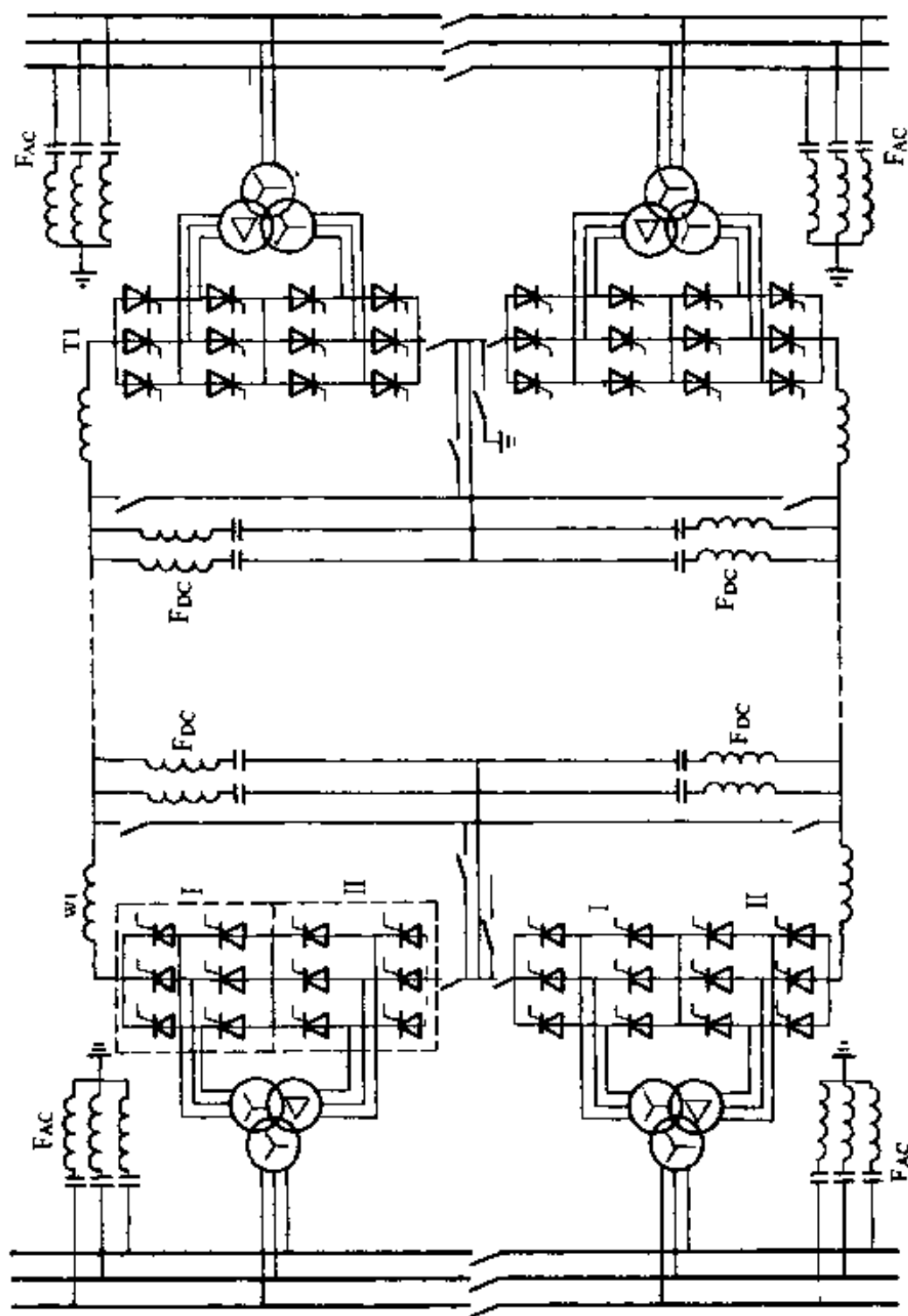


图 2.21 直流输电送受端电路图

直流侧的谐波（借用交流的频率），在直流线路上接有平波电抗器 F_{DC} 用以减少线路的纹波。在直流线的入口处，还装有直流谐波滤波器，将换流器送入直流线路的谐波（纹波）滤除。直流输电线及其高压交流的相关线路往往有较大的长度，因此，谐波主要注意的是 11 次以上的较高次谐波，尤其是 24 次左右的谐波，目的是减少交直流长输电线上谐波电流对通信线的干扰，主要是限制语音干扰。

图 2.21 中的换流阀，在每极的每个晶闸管实际上是由许多晶闸管串联组成的，有的情况还需要并联，例如目前晶闸管制造的商品水平，前章已介绍过达到 5000V，而直流输电每极的电压可能是 50 万 V，因此，普通直流输电用一百个以上或几百个晶闸管串联，同时还用小型电容器和电阻器与每个晶闸管并联，作动态和静态均压电路以及缓冲电路。

直流输电线两侧换流器的运行必须处于完善的控制环境中，整流侧要采用定电流方式，如果输送的电流与整定值有差别，即改善触发角，使电流恢复到整定的值，这个定电流要在相当大的电压范围内使用。当电压极高时，应该调节变压器的有载调压装置，改变交流电压比，在此电压极高范围，整流器按固定触发角即滞后角 α 运行。在图 2.22 中，定电流是 i_{d0} 线，而定 α 是上部的斜线，直流输电线的直流电压 U_d 即这样表示。而逆变侧的运行特性是在电流小于整流定电流 i_{d0} 处也设一条定电流线，在它的电压较高处用定余裕角 δ_0 调节逆变器。定 δ_0 调节与整流的定电流 i_{d0} 的交点 A 是实际的运行点。当系统发生故障等情况时，电压可能下降到很低的值，此时若仍维持定电流，将导致换相失致，因此采用在低电压调节到小电流，以防止逆变侧换相失致，在更低的电压时仍要保持小电流的限制值。

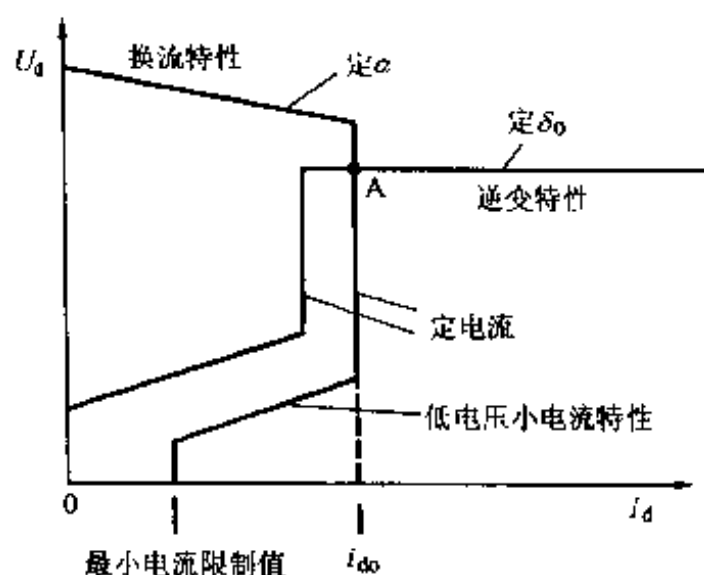


图 2.22 直流输电换流器的稳态控制

以上所说的定电流是由控制室值班人员或调度中心规定而随时可以变更整定值的电流量，在调节过程中，由于迟滞角的改变，除谐波有变化外，整流器和逆变器都从系统吸入无功功率。这使两侧换流站的功率因数降低，这种由换流站产生的无功应该用电容器或调相机等补偿装置加以补偿，交流网侧加入的滤波器也起到无功补偿的作用。

2.13 相间控制器

这是灵活交流输电系统中目前没有使用电力电子技术的唯一项目。

相间控制器的作用是使输电线上的负荷潮流处于不变的状态，因而它是潮流管理的一种手段。实现负荷潮流不变使用的是使电源作不同移相并通过不同电抗送电的方法，现在已经计划的一个系统是利用相差 120° 的两相及电抗和电容作为输电线的送端。它的接线如图 2.23，这里的两相电源代

替了两个移相器，这是在加拿大已经应用的形式。

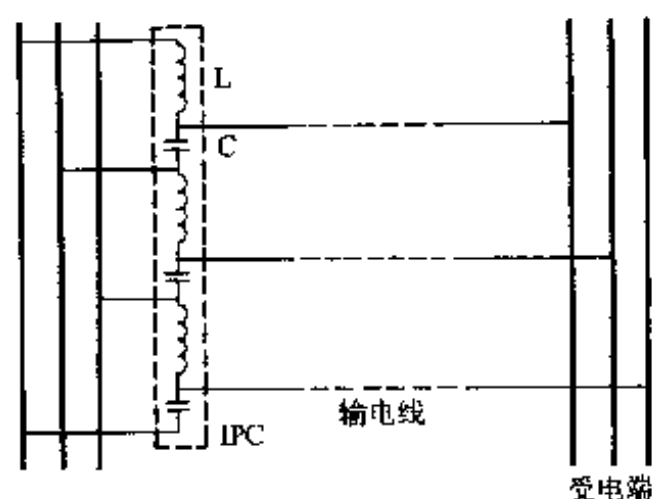


图 2.23 相间控制器 (IPC) 与输电线

现在可以设想,如果电抗器和电容器是串并联组合的,只要改变接线即可改变功率稳定传输量,也可以用其他可调电感方式形成。

另外一个改变传输功率的方法是改变传输端的移相相位,因此它可以等值于在电源处加上一个相应的移相电压,这种改变电源相位的方式称为电压注入方法。

相间控制器的特点是:

(1) 系统受到扰动后,有功功率潮流仍保持在原有水平,表现此项固有控制功能是坚韧的。

(2) 由于 IPC 有高内阻,它限制了短路电流。

(3) IPC 为各相关的子网络提供了解耦或隔离作用。

(4) IPC 只用常规电感电容即可实现,也不需要复杂的电子控制器。

现在很难设想它的运行应用的可能性。

关于相间控制 (IPC) 的原理也很简单,因为它只是电感电容的组合,但设想它的功能因为和目前常用的电力系统网

络相差很大而有相当困难。IPC 要求系统两端是同步的，IPC 不产生同步化作用。发生故障而系统解列，IPC 也不能维持运行，线路发生断线事故将引发 L、C 共振。不对称故障可能引发移相器与电容的铁磁谐振，等等。直到现在各国仍不能在电业系统中找到可用 IPC 的条件。

2.14 变频调整技术在电力系统中的应用

变频调整技术是使电力系统的工频经过开关器件（如可控硅等）的通断，组合成其他频率的电源用以供应交流电动机调速，变频调速的一种方式直接使交流电各相波形的某一合适的部分在一瞬间输出，下一瞬间采用另一相的合适的部分组成一个较低的（可变的）频率。这种直接取一段各相波形的方波称为循环换流器，也叫交交变频。另一种方式是将工频交流电能整流成直流，再将直流逆变成某一（可变）频率的交流电，这种变频称为交直交方式。

在电力系统中直接使用变频调速的目的基本上是为了节约电能，在各发电厂中运行的大量水泵和风机都需要按当时发电机输出功率的大小来调节抽水量和吸送风量。过去这一调节的执行是靠阀门完成的，例如锅炉的送风机在负荷小的时候必须送的风量也少，调节此风量则需缩小风闸门的开度。这种方法一是使电动机轻载，效率降低；二是在闸门处产生湍流，消耗功率。如果将电动机（交流感应电机或同步机）的电枢频率降低，风机输出即相应减少，无需用闸门制造湍流，电动机在低频下仍可用相当高的效率运行。变频装置虽然耗去一部分功率，但总的效率仍高于调节闸门的效率。由于各电动机变速范围不同，其节约的电能百分比也相差很多。

有一些需要精密调节速度的电动机，例如送煤机，过去多用直流电机作变速控制。如果采用变频调速完全可以用感应电机，交流电机用矢量控制技术进行速度调节，其调速性能和直流电机相似，甚至更好，但消除了维护整流子的麻烦。

所谓矢量控制，就是在控制三相交流电动机时，将它先换算成两相等值电机（ dq 轴或 $\alpha\beta$ 轴）。用相互垂直的轴分别模拟直流电机的电枢和磁场，由它来调节电机的速率和转矩。配合变频器，可以收到很好的效果。

本章 2.1.2 节所述变频励磁也对应一种变频调速方法，因为转子励磁频率与系统工频（50Hz）之差是电机的轴转速。因此 2.1.2 所述的抽水电动机的启动和变速运行，即完全可以通过轴频率的变化来实现，应该注意，由于发电机—电动机的容量很大，可能是几十万千瓦，其转子的励磁容量也很大，有的在 5 万 kW 以上。它可采用交直交或循环换流方式（参见表 2.1）。这种换流器的容量〔尤其是循环换流器（交交变频）〕几乎是世界上最大的了。

变频调速还可用在发电厂其他电机的启动上作为启动电源，例如磨煤机等，可以减少电动机启动对发电机和厂用电的冲击。

目前变频调速在造价上还相当高，因此装设它投资也相当大，有的国家电厂用调速设备可达电动机价格的 4 倍，最高的达到 11 倍（意大利）。但对特大型的电动机投资比例小很多，到底是否上变频调速要在经济上考虑更详细些，对于非常用型的电机或特殊大型电机还要考虑变频设备的可靠性，常用功率范围的设备如选择适宜，在可靠性上不存在问题。

变频调速大量应用于机械、化工、冶金、轻工等行业，已经有大量专门著作和论文，本书后面不再介绍变频调速技术，请参阅其他书籍。

3 静止调相机—无功 功率发生器

3.1 概 况

在第2章已经谈过静止无功补偿装置，并且说明它在许多情况下可以代替调相机，但在系统平衡化功能和快速反应方面调相机性能远不及静止补偿装置。由于静止补偿装置不能提供更多的短路容量，故在系统容量较小的部分，同步调相机仍有必要存在或增加。

本书第1章介绍了可自关断的开关器件GTO和IGBT，由它们构成的逆变器是静止调相机的主体。第1章还曾介绍了两种逆变器、有源逆变器和无源逆变器。作为静止调相机，它从系统吸取少量有功功率维持自身的电压和损耗，再将自身的电压逆变，向系统送回无功电流，无功电流是可控的。此种换流器可运行于整流器状态，也可运行于有/无源逆变器状态。经过研究证明更可以运行于整流同时逆变的状态。这种状态以逆变为主，这就是这里所说的静止调相机或称为无功功率发生器（和有源滤波器）。

在美国，称它为STATCON，即静止调相机（Static Condenser）的缩写。而过去在日本则称为静止无功功率发生器（Static Var generator），简称SVG。在欧洲，多称为先进静止补偿器（Advance Static Var Compensator），简称ASVC，现名是静止补偿器（STATCOM）。

长期以来交流系统的无功来源除同步电机外，只有静电电容器或称电力电容器，而正的无功负荷则使用电抗器为多。前面一章说明的静止补偿器，无论是晶闸管控电抗器（TCR）或晶闸管投切电容器（TSC），都是对这些蓄能元件（电容和电抗）的控制方式。虽然这种控制方式可以使电容、电抗的性能从静态变为动态运行，起到极为精采的作用，但仍留给人们很大的改进的余地。

这里所说的无功发生器也有一个由电力电子元件组成的阀阵列，可是它的阀阵列不是蓄能元件，而是用以逆变电压，从一个直流励磁电压产生交流无功功率。这个励磁电压就是直流侧电压，产生无功是容性还是感性要看输出电压的大小而定。这些性能使人们联想起同步调相机，只是无功发生器没有旋转的转子，不是靠电磁相对运动产生无功功率，而是靠对直流电压的通断操作产生与系统相应的电压，从而引发无功功率。

无功功率发生器，以下简称 SVG，如前所述是一个逆变器，将直流侧电压转换为交流侧电压，与系统并列运行，其结构如图 3.1。现在大都构成多重化，即由多组逆变器组成输出近似正弦电压的 SVG，多重化可以减少 SVG 本身发出的谐波，减轻滤波器的负担，也有使用脉宽调制 PWM 技术的，也可以达到减小谐波成分的目的。但由于大容量化的要求，要做到完善的 PWM SVG 还有一些困难。80 年代末，有的大容量采用 PWM 技术与多重化相结合方式，效果是好的，其 PWM 的载波频率很低，为

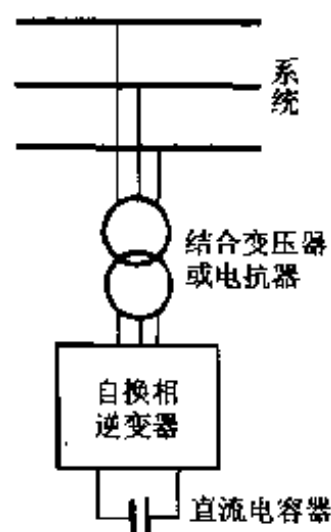


图 3.1 无功功率
发生器

150Hz。

另外一种倾向是无功发生器与有源滤波相结合，这种有发展前途的方法，在 90 年代初达到大容量化，达 20MVA 的水平。

1991 年，在日本犬山开闭所装设了 80MVA 的多重化 SVG，新信浓变电所装设了 2 台 50MVA 的，本章后面将作为重点举例说明。

3.2 无功发生的原理

这一节将依靠物理过程的解释说明如何产生无功的原理，并说明各元件负担的实际任务。

在讨论逆变器的第 1 章曾经解释过电压源逆变器，它的主要特点就是在一个阻抗后的恒定电压源，由于它的这一特点，可以认为无功发生器需要有适合的外部阻抗和内部电压来确定无功电流的方向和大小。用阻抗—可调恒定电压模型虽然可以了解外部特性，但它内部的过程仍需用 3 相逆变器的各开关元件的顺序动作来解释。目前大容量无功发生器的开关元件都采用 GTO，用 MOSFET 或 IGBT 也完全可以。图 3.2 是一个普通无功发生器的主电路。

在解释无功发生的过程前，先假定直流电压已经准备妥当，即 U_{dc} 已达所需要的值，另一点假定是 GTO 的开关受其门极的控制，而门极是由无功发生器的控制器正确控制的，因此目前只要说明这种门控状态下电压电流的表现即可。谐波也是逆变过程中必然出现的因章，也假定在后面单独讨论。如果只有无功功率在逆变器与系统间交换且略去损耗，图 3.2 中 U_a 和 E_a 、 U_b 和 E_b 、 U_c 和 E_c 各个同相位，如果系统电压大

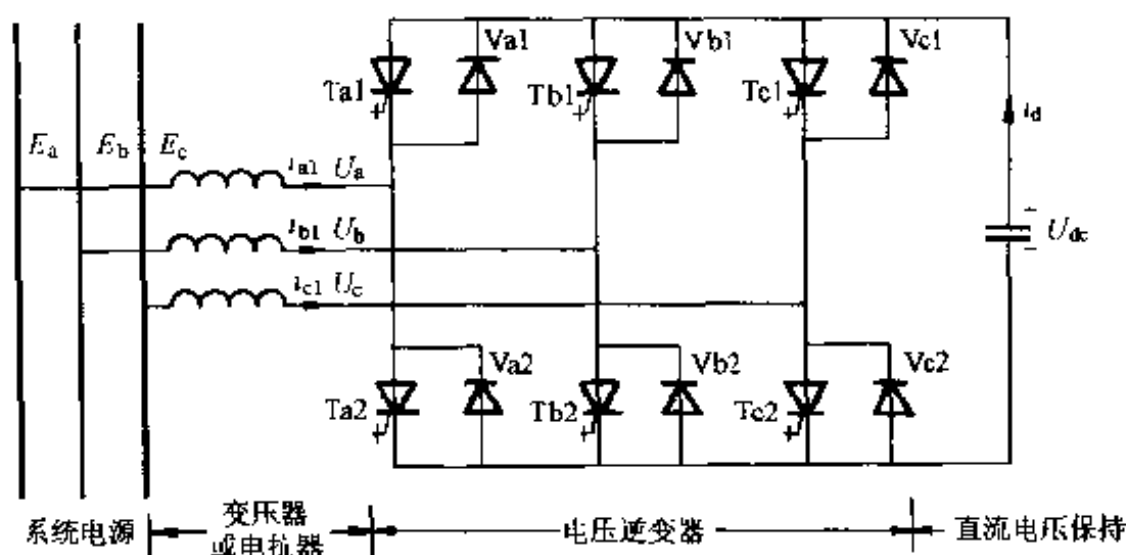


图 3.2 无功发生器的主电路

于发生器端电压的基波分量，即

$$E_a > U_a, E_b > U_b, E_c > U_c$$

相量图如图 3.3 (a)。从系统看，发生器相当于可调电感器。若系统电压小于发生器端电压的基波分量，即

$$U_a > E_a, U_b > E_b, U_c > E_c$$

相量图如图 3.3 (b)，从系统看，发生器类似电容器，其电流的方向如图 3.2 的 i_{a1}, i_{b1}, i_{c1} 。如果从发生器输出电流方向看，则与此相反，系统的感性负载正是发生器的超前电流。

首先看发生器发生无功的情况，在此情况从系统看，电流应是容性；从发生器看，端电压与电流流入成滞后状态。各 GTO 和二极管导通关闭的情况如图 3.4。

图 3.2 中 U_a 与 E_a 同相，即在 E_a 正半周时， $Ta1$ 被驱动导通，在 E_a 负半周时， $Ta1$ 关闭， $Ta2$ 导通，在 t_1 ， $Ta1$ 导通后， $Ta1$ 并不立即流过电流，而是在经过 $1/4$ 周后，才开始有电流 i_a 流过，电流逐渐上升，到 E_a 正半周终了 i_a 达到最大，此时 $Ta1$ 的反驱动使它关闭。 $Ta1$ 关闭 i_a 并不能立即改变，此

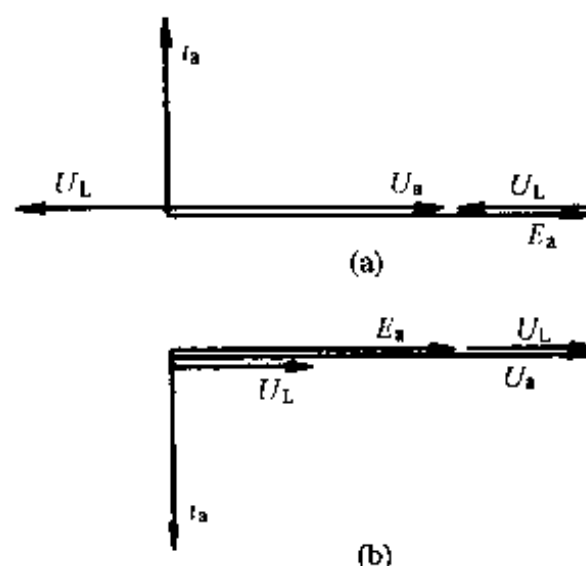


图 3.3 无功发生器相量图

发生器成为系统电容性电流来源：(b) 发生器成为系统的感性负荷

电流将由 V_{a2} 接通, i_a 在最大值处由原来正端供给, 转到 V_{a2} 由负端供给, 图 3.4 的 t_4 是此变换点。直流电流 i_d 由正最大变到负的最大, V_{a2} 的电流逐渐减小至零, 此时 T_{a2} 早已被驱动打开, 它的电流在向负的方向从零增加, 到 E_a 负半周结尾 i_d 增到负的最大, 此时, T_{a2} 又被关闭, T_{a1} 又被导通, 电流转由 V_{a1} 承担, 在此电流路径变化同时, i_d 又一次突变, 还是由正的最大跳到负的最大, 图 3.4 中的 t_1 时刻, V_{a1} 上的电流 i_a 以负值逐渐减小到零, 早已导通的 T_{a1} 也在 V_{a1} 电流降到零后电流开始上升, 这样完成 A 相的一个周期。

其他两相和这种过程相同, 互相成为回路。由图 3.4 的电流波形可以看出开关阀 GTO 是在驱动导通的后半周电流才开始上升, 在电流最大时 GTO 关闭, 电流中断, 但在负荷上的电流并未中断, 它由另一侧的二极管继续提供电流, GTO 电流的中断由于不在过零处, 所以是强迫的, 也就是自换相的 (Selfcommutated)。而二极管侧, 则是在电流过零时

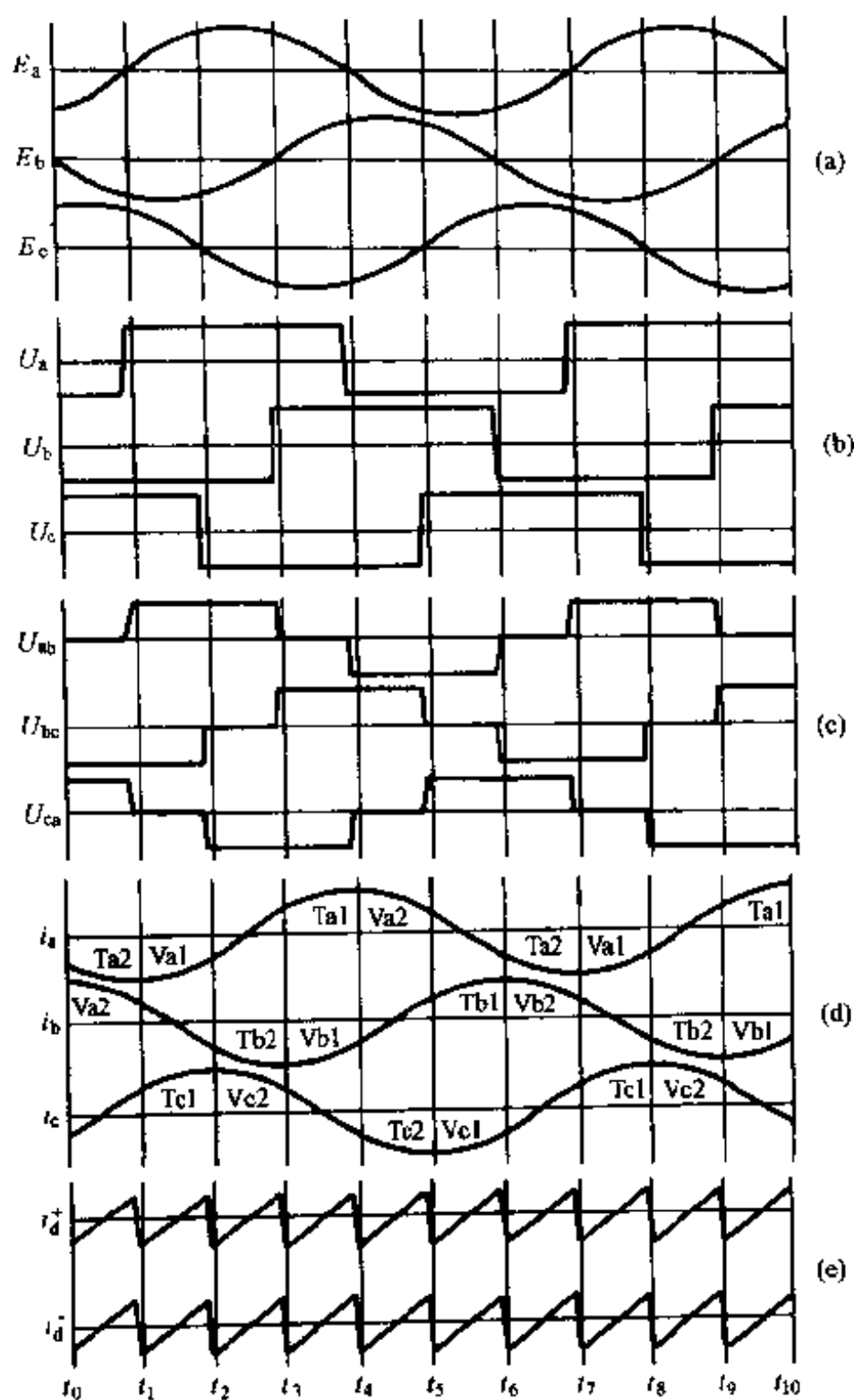


图 3.4 无功发生器各部电流波形 (仿真)

(a) 系统电压; (b) 发生器端电压 (相); (c) 发生器端电压 (线); (d) 发生器电流基波值; (e) 直流纹波

自行关断的。

直流侧的纹波是不连续的，图 3.4 的 i_a 波形，在 t_1 、Ta2 的电流换到 Va1，其幅值不变、电流在交流侧方向也不变，在直流侧方向突变，与原来相反，在 t_1 到 t_2 之间， i_a 、 i_b 、 i_c 都连续变化，假定电流是正弦波，其和也是正弦波，就是 i_d ，在 $t_1 \sim t_{1+1}$ 之间它都是正弦波，即

$$i_d^+ = i_{am} \sin \omega t$$
$$\omega t = -\pi/6 \text{ 到 } \omega t = \pi/6$$

当无功发生器发出容性无功，也就是吸收感性无功，或从系统看，无功发生器相当于一组电感电抗时，它的电流与图 3.4 相反，如图 3.5 所示，这种情况只有在发生器的端电压小于系统电压时出现，此时，虽然电流的变化形式仍为正弦，但在逆变器中的过程与容性完全不同。

例如在图 3.5 的 $t_1 \sim t_4$ 间隔，GTO 的 Ta1 导通，它的电流 i_a 在 $t_2 \sim t_3$ 间过零，此时 GTO 自然关断，它的反向二极管 Va1 承担反向的 a 相电流。直到 t_4 、Va1 的电流达到最大值，Ta2 驱动导通，Va1 上的最大电流即由 Ta2 的电流从负向接替，从三相整体电路看，Ta2 导通 i_a 电流代替 Va1 的 i_a 电流是由负极电流流入正极转变为正极电流流入负极，是自然的转换，顺序如图 3.6 (c)，因而不存在电流需自关断的问题。从图 3.6 中可以看出 a 相各种状态的换相电流方向和特点，较易了解全部过程。b、c 相过程与此完全相同。

以上所述逆变过程全靠直流侧有一个电压来支撑，直流侧电压 U_d ，在开始接入交流电源运行时，如果还没有向 GTO 发出驱动脉冲（触发脉冲），各 GTO 的反向续流二极管构成一组整流器，将逆变器直流侧的电容器充电。由于这组电容量很小，只能维持电压，因而必须不断补充电能以抵消逆

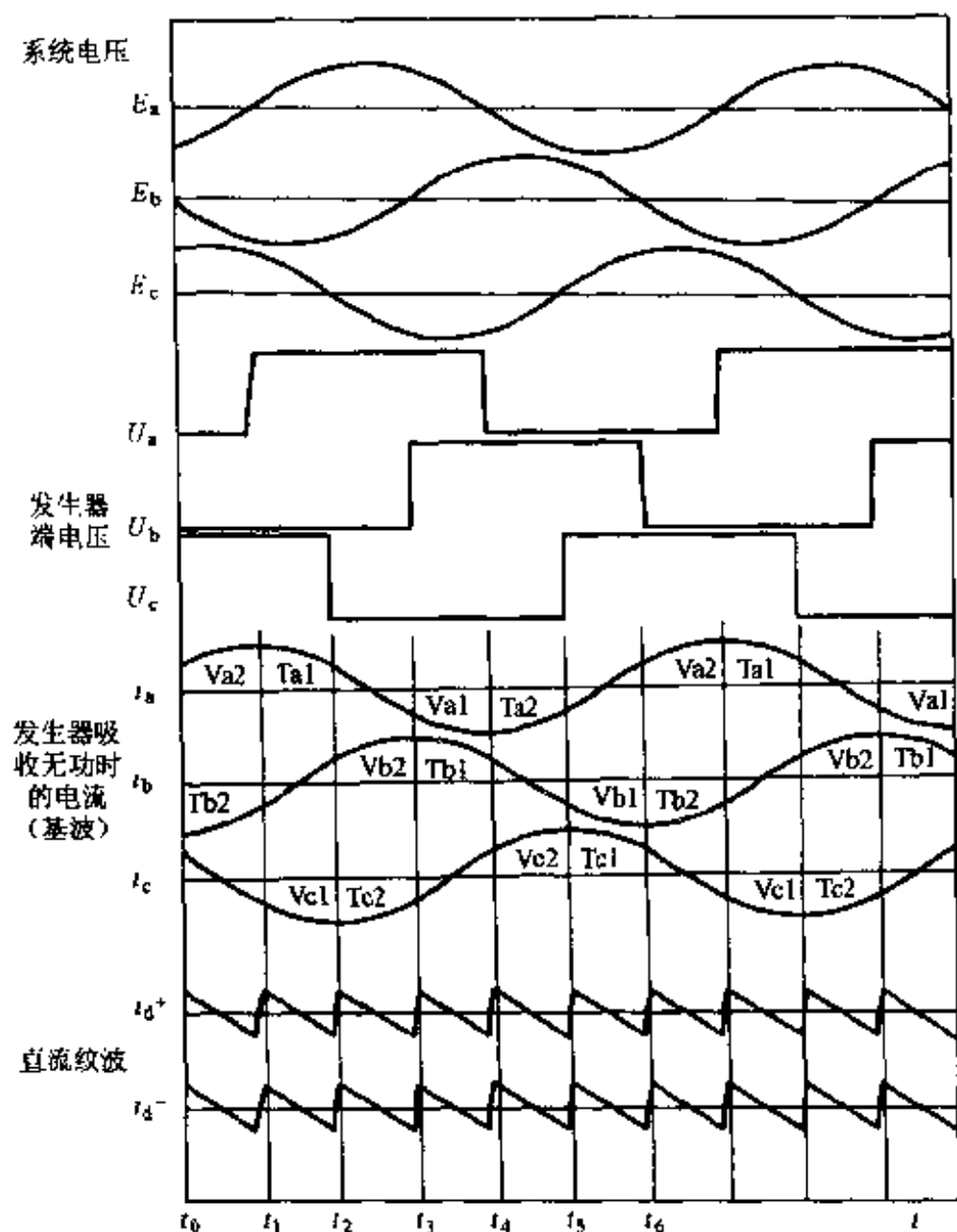


图 3.5 无功发生器吸收无功时的波形 (仿真)

变器元件的有功消耗，使电压保持在工作范围。

保持直流电压补充电荷的方法是用电压调节器轻微改变逆变器的触发工作角，使无功发生器输出电压比系统电压稍微滞后。这样系统向逆变器输送有功功率，将电容上的电压提高。由于 U_a 滞后 E_a 的 α 角将改变电容的充电，即改变电容

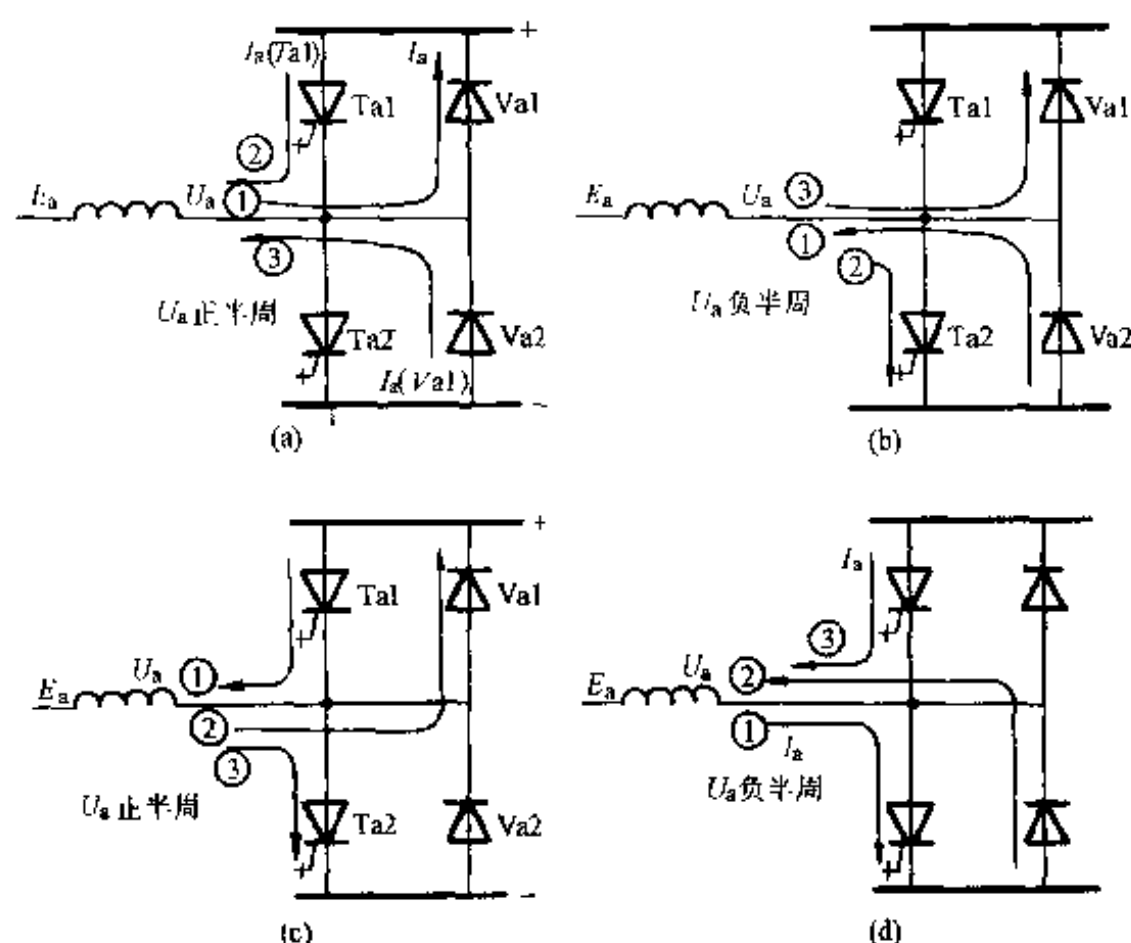


图 3.6 无功发生器 a 相的换流过程

- (a) U_a 正半周 [无功发生状态 (=电容), $U_a > E_a$];
- (b) U_a 负半周 [无功发生状态 (=电容), $U_a > E_a$];
- (c) U_a 正半周 [无功吸收状态 (=电感), $U_a < E_a$];
- (d) U_a 负半周 [无功吸收状态 (=电感), $U_a < E_a$]

电压,从而使逆变器输出电压的幅值相应改变,而输出电流的无功分量取决于电压 E_a 与 U_a 的差,因而这个角 α 也就直接作用于输出电流。从输出电流中可分出极小的有功分量。它们的一个参考关系如图 3.7,这是一组西屋公司在模型上研究的结果。从图 3.7 可看到 U_d 与 α 的关系,而 i_q (电流的无功分量) 与 α 成线性关系。

从实验可知 α 的微小变化会引起无功功率发生器输出电

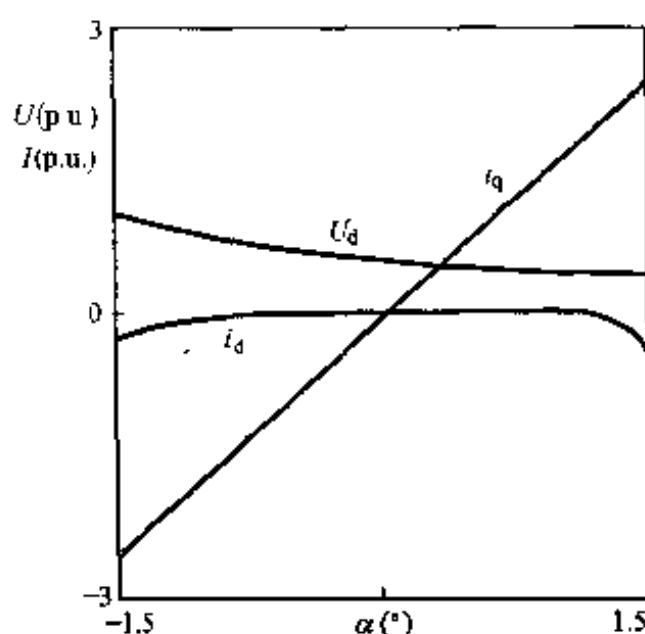


图 3.7 无功功率发生器的稳态特性

流的很大变化，在图 3.7 的情况，从 $i_q=0$ 到 i_q 达到额定， α 变化只有 0.5° 。这就要在实用中考虑几个具体问题，首先是电压相位的精确测定、驱动或触发角度的精确定时，但更常见的问题是系统 3 相电压可能有某些不平衡，从而出现异常的电流。

此种维持直流侧电压的方法常采用数字调压触发系统，以获得较精确的相位差 α ，并用以调节输出电流，而调节的目标是系统对无功的需求和对系统电压的调整要求。与此相同的方法也用于有源滤波等电力电子设备。

3.3 无功发生器的多重结构

在实际建立无功功率发生器时会遇到以下问题：

- 1) 减少输出无功电流中的谐波成分；
- 2) 由于目前 GTO 或 IGBT 等可关断器件的容量不够大，

需要扩大发生器的容量以符合系统的要求；

3) 增加输出电压，以便发生器能接入更高电压等级的系统。

解决上述问题的方法有以下几项可用：

1) 采用串联或并联 GTO 或 IGBT，以提高容量和电压；

2) 采用几组逆变器串联，提高容量和电压，减少输出电压和电流中的谐波，称多重结构；

3) 采用脉冲宽度调制 (PWM) 技术，以减少谐波成分。

在目前实际大容量无功发生器的制造上，这几项技术可能同时被采用，较小容量的发生器可能采用简单一些的结构，但这些技术随着电路技术和电力电子开关元件的大容量化和高频化，可能在今后有较大的变化，目前相对稳定的情况是上述技术同时采用，而采用前两项方法也可能得到很好的效果。

多重化技术是必用的，除了在模型规模的发生器，一般实用的都是多重化的。所谓多重化，就是用几个单相或 3 相逆变器产生相位相差若干度的方波电压，然后用变压器将此不同相位的方波电压串联在一起，所形成的结果电压已不是方波而是阶梯波，它更接近于正弦，也就是输出电压含更少谐波。图 3.8 是一种多重化方式，是较常用的。在其他文章书籍上，图 3.8 这种多重换流器可能画成图 3.9 的形式，这种表示法较简单，本书也将采用，但应想到图 3.8 的接线概念。

图 3.8 中变压器一次侧是串联的，其电压是各二次侧电压之和。但是，各变压器二次侧电压的相位是不同的，其变压比也可能不同。又因为方波的宽度也可能不同，因此，一次侧串联后所形成的梯形波可能不是等阶的。目前常用的多

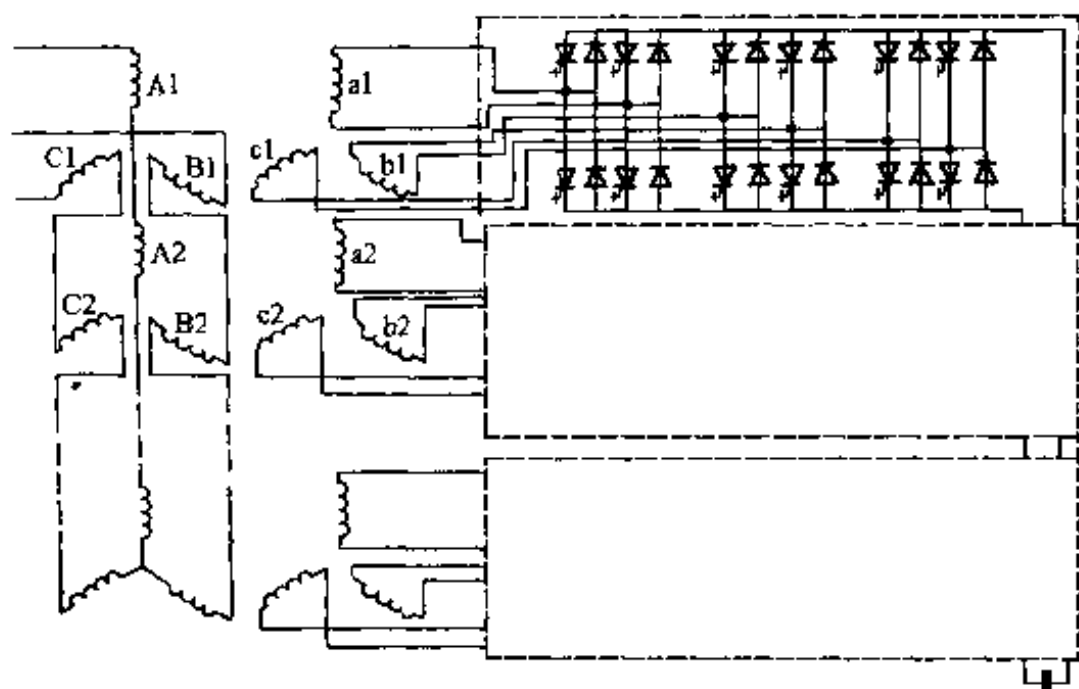


图 3.8 多重化无功发生器主回路之一种（单相逆变器）

重化有 3 种类型。一种是等相位角差的，即逆变器相互间有相同的角差；另一种是有不同的相角差，这种逆变器形成的

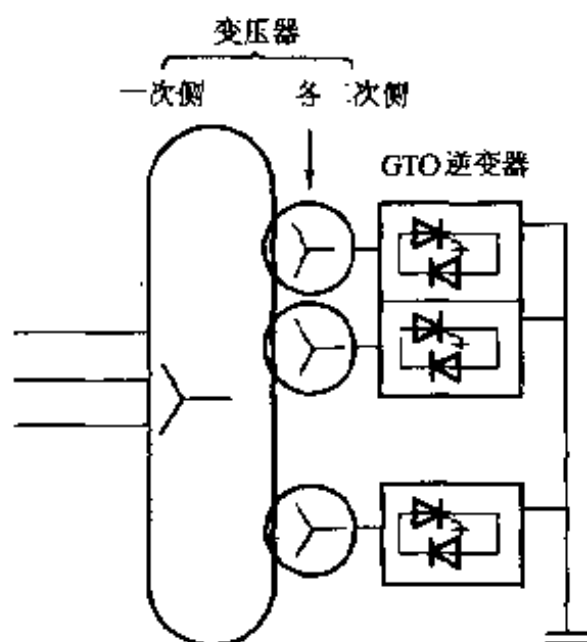


图 3.9 多重逆变器(构成无功发生器用)的简化表示方法

方波电压宽度可不同，故此也常用单脉冲脉宽调制来说明此类逆变器的特点，当然也可能脉宽相同。第3种是各逆变器所连接变压器的一次侧和二次侧可能有不同的变压比，这往往需要直流有较特殊的充电结构，对于直流侧有能源的常用此方式。

多重化的目的是使输出电压和电流接近正弦形。用单脉冲脉宽调制、不等高阶梯方波、不同相位差等措施，其效果是显著的，可以用总谐波畸变率最小作为目标函数，求适当的组合，但实用的方法仍然是制成不同的波形加以比较。一般组合成的波形首先表示相电压，用福里哀分析观察它的可用性，加以改进后再分析。其线电压由于又减去部分谐波，因此线电压的总谐波畸变率优于相电压的总谐波畸变率。图3.10是一个24脉冲阶梯波波形，图3.11是它的电压频谱。可以看出这个波形较易实现，也可以满足总谐波畸变率的要求。图3.12是48脉冲无功发生器波形图。

GTO和其他开关器件的串并联技术已在第1章中说明，

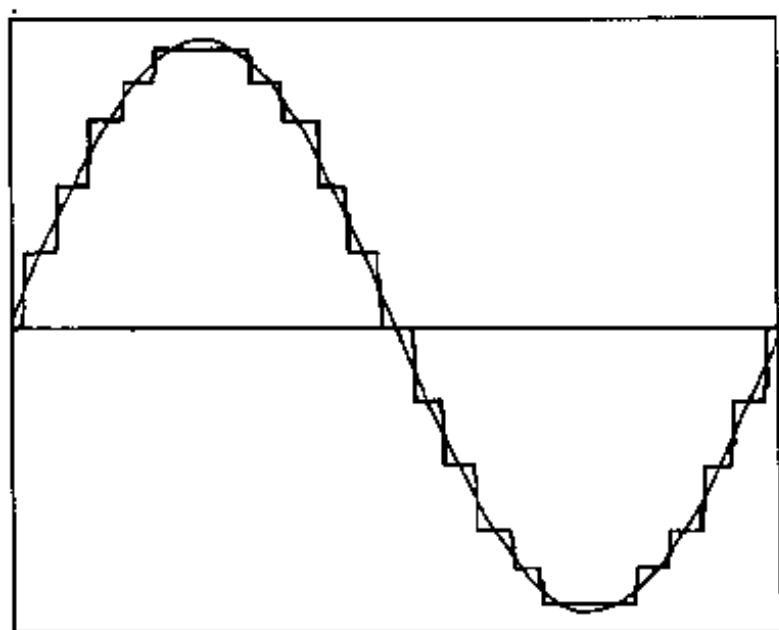


图 3.10 24 脉冲逆变器输出的交流电压波形

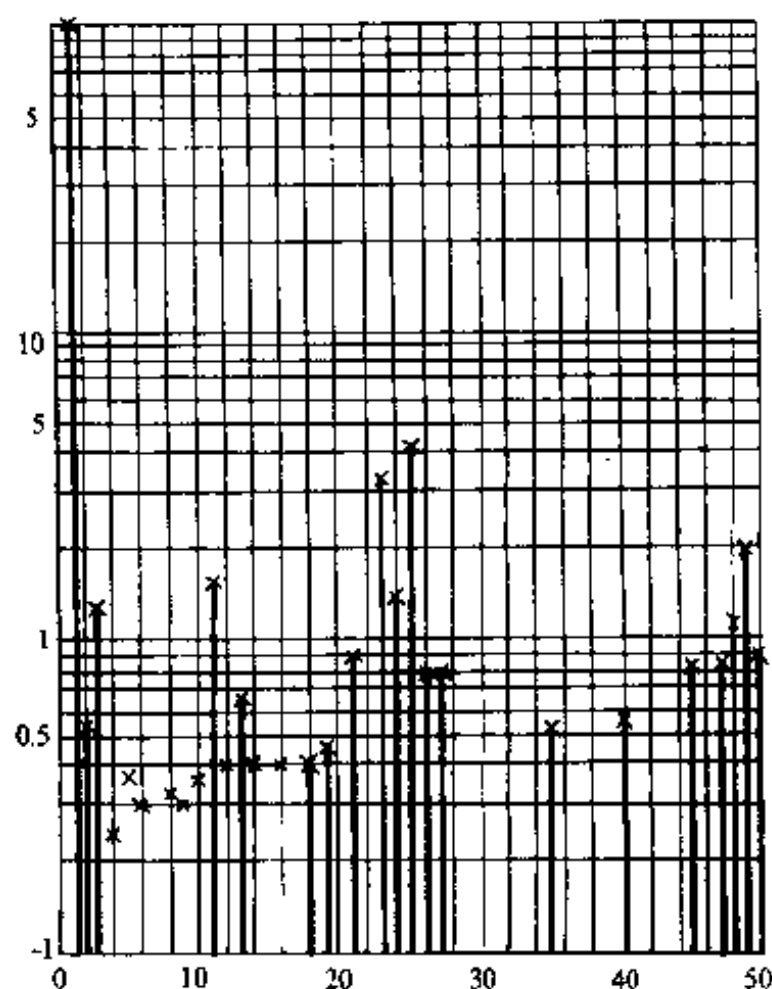


图 3.11 24 脉冲逆变器相对频谱
(以基波电压 $U_1=100\%$, $THD=6.2\%$)

这里不再重复，但脉宽调制技术可以和多重化同时使用。现在的问题是，GTO 能否适应多重化，串联与脉宽调制能否同时使用。事实上这种同时使用是可能的，但受到很大的限制。

串联使用要求各臂上串联的晶闸管、GTO 等开关元件动作一致，这就要求元件的特性，包括存储时间也都一致。由于 GTO 的频率不能太高，它们在关断时（和开通时）后续行为不可能完全相同。这就使它们之间的电压分布在后续过程中较为分散，如果频率高则难于保持关断行为一致。折中方

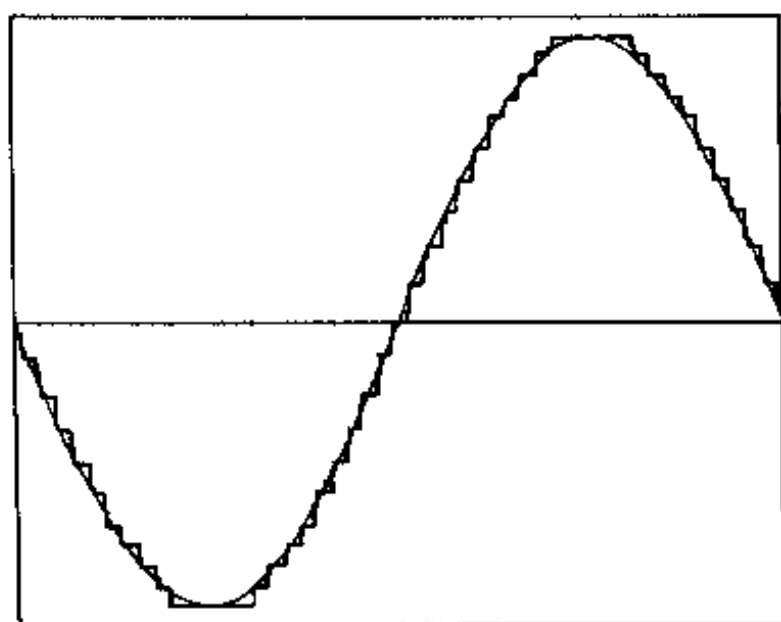


图 3.12 48 脉冲无功发生器的波形图

式是采取较低的脉宽调制载波频率。例如日本在新信农换流变电所装设的 50MVA 无功功率发生器，它们串联 11 个 GTO 元件，而脉宽调制的载波频率只有 150Hz，由于它同时采用多重化方法，因此使谐波畸变率并不高，又使容量达到相当大。

图 3.11 为 24 脉冲逆变器相对频谱，它以基波电压 $U_1 = 100\%$ ， $THD = 6.2\%$ （总谐波畸变率）。

3.4 控制器的构成

无功发生器的控制器和保护装置掌握无功发生器送入系统的无功量。一切控制都是围绕这一要求进行的。送入系统无功量的大小可以由系统调度或自动装置指定，但更实际的方式是由无功发生器根据自己的任务自行判断无功发生量，在现代电力系统中，它是根据多种任务职能自动判定任务的

兼顾程度和主要任务，并使运行限制在无功发生器容量和其他参数允许的范围之内。因此无功发生器是一个智能装置，其大脑就是控制器和保护装置。

无功发生器的功能可以概括为以下三类：

- 1) 在稳定状态下，维持系统电压不变，或按要求调压；
- 2) 在稳定状态下，维持系统某处的无功功率最小，或按经济等要求调节无功量；
- 3) 在动态或暂态，按系统稳定性的要求，调节无功量以提高稳定极限或抑制某个方式的振荡。

无功发生器的控制器必须具有完成上述功能的部分，并要有维持自身运行的基本部分。图 3.13 表示无功发生器控制功能框图，它不表示硬件的一一对应，而表明它的功能，如目前所用的控制装置电压电流采集后即由控制用计算机存

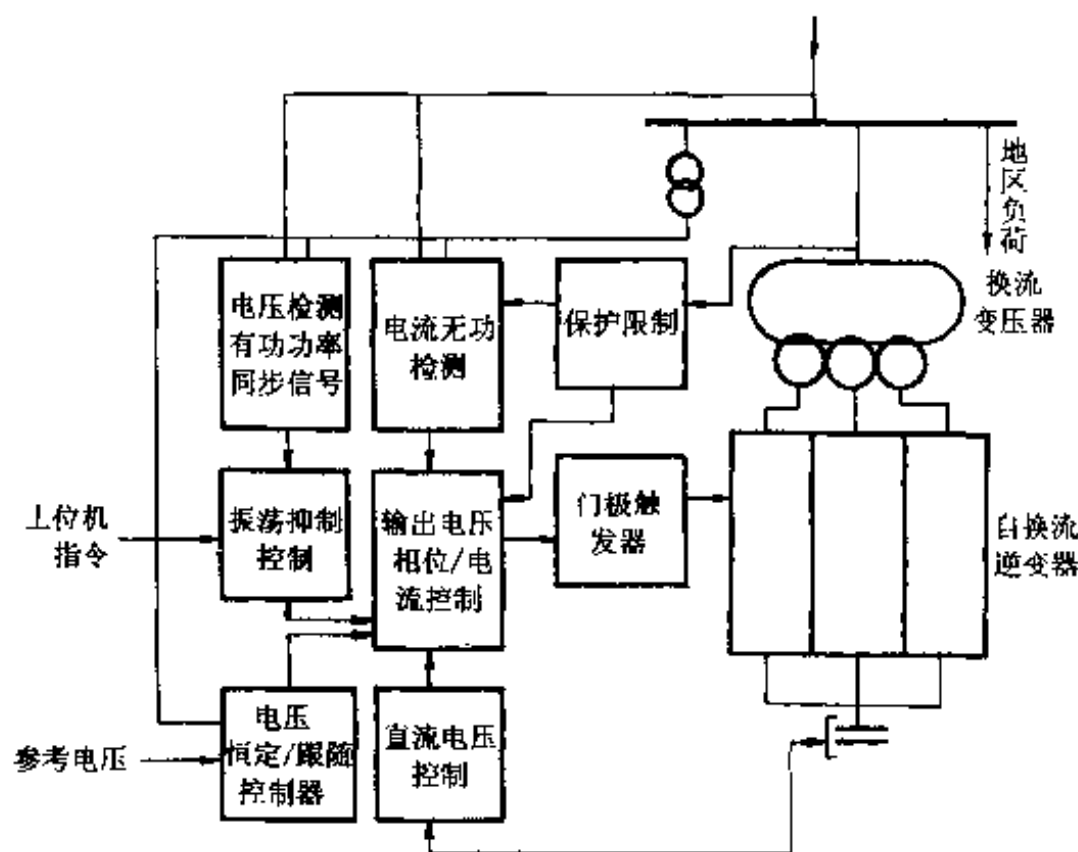


图 3.13 静止无功发生器控制系统图

储、处理，参考电压等均可按采集数据进入控制器。又如静止补偿器、静止调相机同样可按电压控制其无功输出，也可按无功功率或无功电流，但一般情况是按电压和无功共同控制，而以电压为主，电压或无功的权是可以从外部设定并调节的。

3.4.1 直流电压的控制

由于逆变器维持直流电压的需要，在相角控制上使逆变器输出电压稍迟后于系统电压，这样系统向逆变器提供少许有功功率，如图 3.14 所示，此功率用以提高直流电容器上的电压，同时补充逆变器有功功率的热损耗，图中的电流 i_T 与其电压 E_T 相差 90° 。

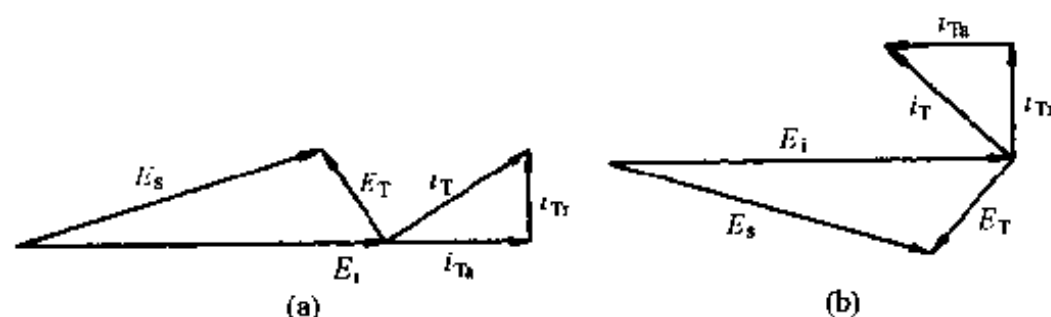


图 3.14 静止调相机系统相量图

(a) 补偿有功时；(b) 送出有功功率时

E_s —系统电压； E_i —逆变器电压； E_T —换流变压器两侧电压差；

i_T —逆变器输出电流； i_{Tr} — i_T 无功分量，即调相输出，容性；

i_{Ta} — i_T 有功分量，(a) 中为注入有功，(b) 中为送出有功

其电流 i_T 的垂直分量 i_{Tr} 即静止调相机的无功输出，和电压同方向的分量 i_{Ta} 是有功分量。图 3.14 (a) 的情况是补充直流电压的情况，所输出的无功是等值于电容器的容量，图 3.14 (b) 表示要使直流电压下降而向系统输送无功功率的情况。

逆变器的功率损耗不是固定的量，而且与无功输出比较

起来又很小，因此不适于直接测量其损耗瓦特值并按此值补充能量。一般采用的方法是测量系统无功和电压以及直流电压，调节输出电压的相位以调节直流电压，为了说明迟后的相角 δ 与损耗功率的关系，可用下列简单算式

$$\delta = \arcsin \frac{-P_L X_T}{U_i E_s}$$

式中： P_L 为逆变器损耗。

除了补充损耗外，调节直流电压也是改变无功输出的要求。现在专家们认为静止调相机与同步调相机的另一相似之点是，可以用电池或较大的直流电容器在功率波动时提供暂短的有功功率，正像同步调相机利用其旋转惯性储能可供瞬时有功分量一样。

3.4.2 输出电压恒定/跟随控制

电压 U_i 是逆变器输出电压，它必须依据多个因素决定，因此决定电压的过程较复杂，它必须保持系统电压恒定或在一个选定的范围。某些情况系统电压不能由无功发生器完全确定。无功发生器的一个重要特点是在正常电压范围，如果输出变压器阻抗选择恰当或有适宜的阻抗，电压恒定控制即可产生所需的无功补偿，例如，系统电压 E_s 升高， U_i 未变，容性无功输出减少，系统电压趋于下降；反之， E_s 降低， U_i 未变，容性无功输出增大，系统电压趋向上升。

在事故前后，系统电压会发生较大变化，例如大部分故障中电压大幅度下降，即电压差 $U_i - E_s$ 增大过量，使逆变器输出超过额定过多，这时要使 $U_i - E_s$ 保持在一个允许的范围，就要电压 U_i 跟随 E_s 适度下降。

为了使电力系统的振荡稳定化，控制器也要动态地改变输出电压，即同时改变无功功率，这项功能和电压输出一起

与无功的设定去调节电压 U_i ，这项功能取自有功功率变化量。图 3.15 是 80MVA 无功发生器用的电压和稳定化的框图，可见它的两种调节的关系，对此发生器概况将在下节介绍。

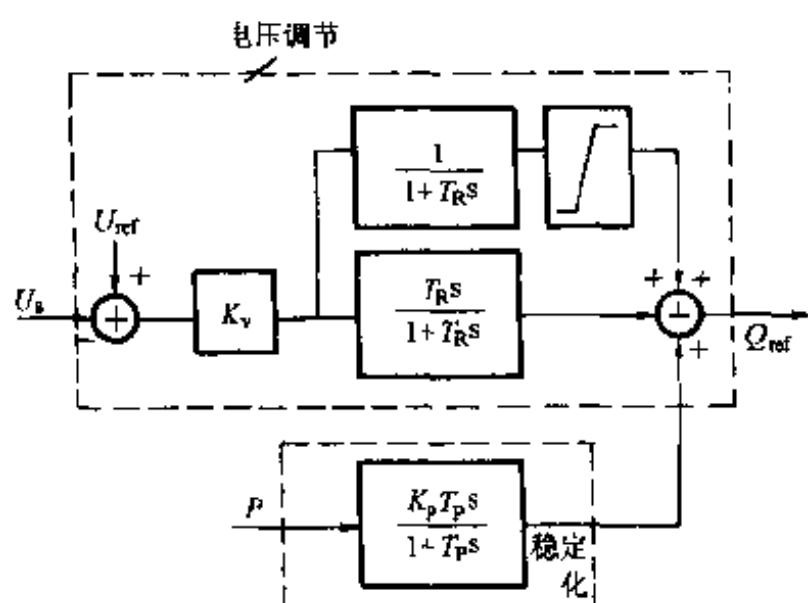


图 3.15 无功发生器电压调节框图

K_v —电压控制增益， $K_v=20$ ； T_R —电压控制滤波时间常数，

$T_R=5s$ ； K_p —稳定化增益， $K_p=1.4$ ； T_p —系统稳定化增益

电路导前项补偿时间常数， $T_p=0.5s$

控制器对一个特殊状态（即系统严重不平衡状态）应给予保护。例如不平衡故障，此时系统电压会不平衡，对于换流器电路，从直流到交流的变换或交流到直流的变换相当于静止坐标与同步旋转坐标间相量的变换。从静止坐标（框架）上看交流侧的量在随时间正负变动，而从同步旋转坐标看它成了直流的量，这个变换反映了这样一个事实，即正序基波的量，在直流侧成了零次的直流量；零序的量在直流没有表现或不存在；而负序的量在直流侧成了 2 次谐波。严重的不平衡电压中包含大量负序电压分量，反映在换流器的直

流侧即成为直流电压源或直流电容上的 2 次谐波（借用交流侧基波），2 次谐波电压会使直流侧过电压，加大直流侧绝缘水平以应付此种过电压并不总合适，较好方法是在负序电压出现时闭锁逆变器，负序电压下降即自动解锁。

逆变器（或换流器）两侧谐波分量的变换，其分析结果可在参考文献 [10] 中找到，也可以不借用坐标变换分析这个问题，而采用时域换流过程仿真的方法，在大量分析的基础上可以概括出相同的结论。

调节无功功率输出，如前所述，要以调节输出电压来快速实现，而调节输出电压的方法分两类，一类是保持直流电压不变，而用脉宽调制 PWM 的方法调节输出电压，另一类是调节直流侧电压以调节无功输出。目前两者在试验室中均成功，但大型无功发生器多采用第一类，即用 PWM 方式调压。

3.5 工程实例 1——80MVA 的无功发生器

本章前面已说明 80MVA 容量的无功发生器的简单情况，这节将对其作较详细的介绍。这项工程采用了一些独特的想法、新的概念和技巧，这些内容是否会被以后的工程所应用现在还难断定。这里对这些内容除介绍之外也作了一点评价对比，希望在今后实践中探索效采更好的技术联合，可能有些是这项工程采用过的，但在现阶段达到完善的水平还不可能。这项工程无疑是一次较大的突破，进展相当大，运行到现在也很成功。

这台 80MVA 的无功发生器是由日本三菱电机制造的，它的基本原理和本章 3.2 节所介绍的没有什么不同，但在实

践中则克服了许多困难，这里就它的特点作些补充说明，见表 3.1，以便于和其他方式对比。

表 3.1 80MVA 无功发生器特点参数

额定电压 154kV	额定容量 80MVA (± 80 MVA)
相数，脉冲：48	逆变器数：8
逆变器容量： ± 10 MVA	逆变器方式：1 脉冲 PWM
晶闸管参数：4.5kV，3kA	阀冷却：纯水冷
反向二极管：4.5kV，1kA	阀臂：3 晶闸管串联
直流电压：4150V	逆变器电流：1110A
交流侧电压：2934.5V $\approx$ 3kV	工作频率（输出）：60Hz
线电压： $\sqrt{3} \times 3$ kV	载波频率：60Hz
主变压器变压比：154/34.24kV	逆变控制方式：1 脉冲 PWM
多重变压器变压比：34.24/33kV	

这台大型无功功率发生器已装在犬山开闭所，属关西电力公司，它的整体情况除表 3.1 所给出的数值外，在图 3.16 中给出它的主接线示意图，其中包括犬山开闭所 154kV 母线和发生器的换流器以及变压器。

图 3.16 中，换流器将直流电容器上储存的电压（4150V）由 8 组换流器单元转化成波形不同的矩形阶梯电压，这些单元都是 3 个结构，触发时间顺序相差 7.5° ，这些逆变后产生的不同形式的电压波，由多重变压器串联起来，最后向系统输送的交流电压已接近正弦，成为 48 脉冲换流器及其相近的波形程度，因此开发者认为没有使用滤波器或改善波形的必要。

换流器的作用在于生成总的正弦波电压，而各单元逆变器的波形可以按以下方法仿真（这里略去全部数字表示方

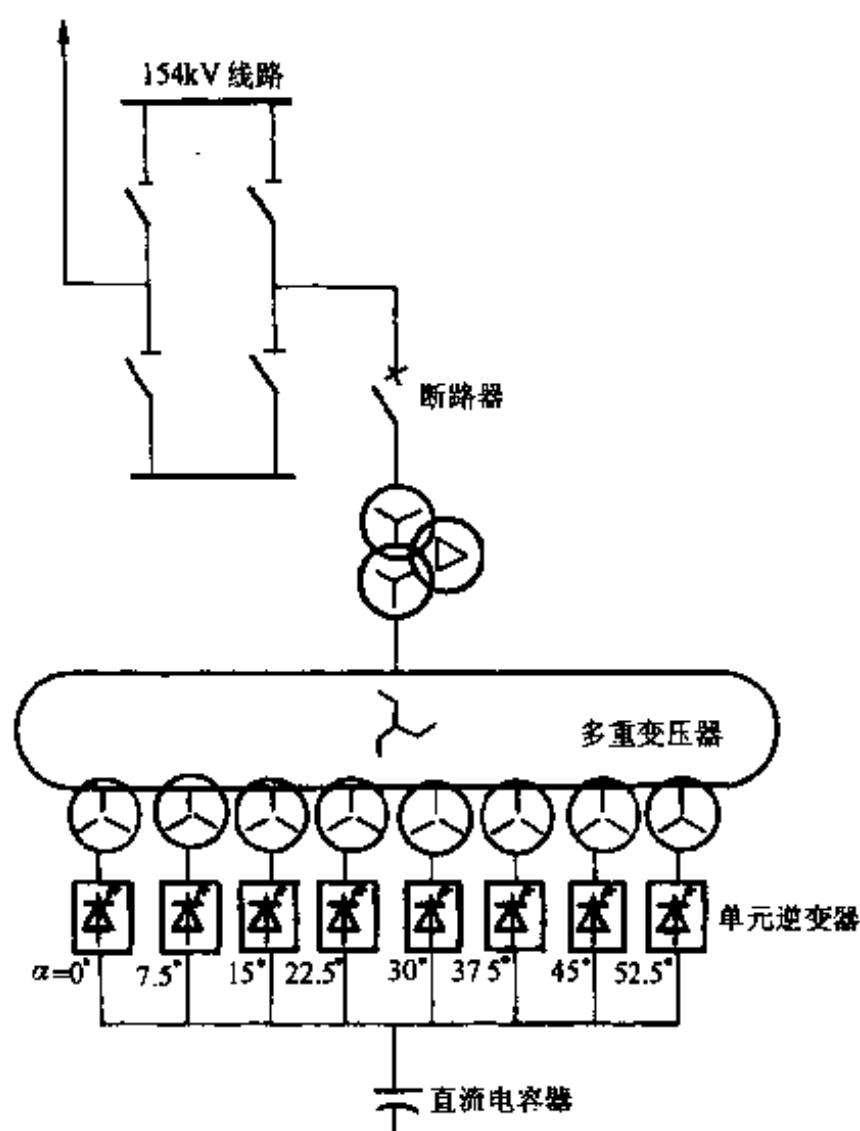


图 3.16 犬山±80MVA 无功发生器

法)。图 3.16 中所注的 α 角是各单元逆变器触发的触发角。在 $\alpha=0$ 的第 1 单元逆变器是对应每相 120° 的逆变器。暂不考虑 PWM(脉宽调制)的作用,对第 2 单元逆变器 3 个相差 120° 的矩形波输送到变压器的每一相,对应的变压器二次侧则由两相电压组成,假定 8 个单元逆变器上,每一单元电压所占比重差 $1/8$,则第 2 单元逆变器上的 a 相电压为 $\frac{7}{8}U_{a2} - \frac{1}{8}U_{b2}$, 这种矩形波或阶梯形波不是正弦波,不应该使用相量表示,这

里 a 相电压与 b 相电压之差，最简便直观的方法是用图形画出它一周的波形过程。图 3.17 是第 1、2 单元逆变器的电压波形，即各相 $\alpha=0^\circ$ 的电压波形，以及其幅值都作为其他各单元逆变器的参考值，在数字仿真算式中各时间点的参与相位和幅值，可以列成时间序列开关式。

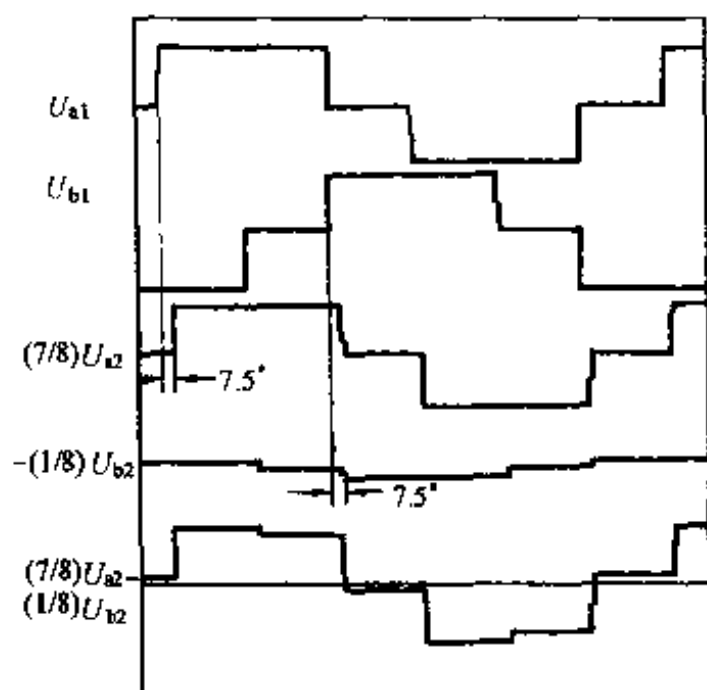


图 3.17 单元 1、2 逆变器在变压器二次侧波形

第 1, 2, 3, ..., 8 单元逆变器变压器输出电压波形各不相同，3 单元假定电压是 $\frac{6}{8}U_{a3} - \frac{2}{8}U_{b3}$ ， U_{a3} 、 U_{b3} 与 U_{a1} 、 U_{b1} 时间上延迟 15° ，这样形成的 8 个 a、b、c 相差电压如表 3.2 所示。

而 U_{a1} 超前 U_{a2} 7.5° ， U_{a2} 超前 U_{a3} 7.5° ，依次排列。当多重变压器的串联绕组将同一相各单元串联起来，即这些电压相加，它实际上是把各单元逆变器输出的矩形电压按级差比例移相相加，其第 1 单元和第 2 单元相加的电路如图 3.18 所示，其实各单元与第 2 单元相同。

表 3.2 8 个 a、b、c 相差电压

第 1 单元	$8/8U_{a1}$	$8/8U_{b1}$	$8/8U_{c1}$
第 2 单元	$7/8U_{a2}-1/8U_{b2}$	$7/8U_{b2}-1/8U_{c2}$	$7/8U_{c2}-U_{a2}$
第 3 单元	$6/8U_{a3}-2/8U_{b3}$	$6/8U_{b3}-2/8U_{c3}$	$6/8U_{c3}-U_{a3}$
第 4 单元	$5/8U_{a4}-3/8U_{b4}$	$5/8U_{b4}-3/8U_{c4}$	$5/8U_{c4}-U_{a4}$
第 5 单元	$4/8U_{a5}-4/8U_{b5}$	$4/8U_{b5}-4/8U_{c5}$	$4/8U_{c5}-U_{a5}$
第 6 单元	$3/8U_{a6}-5/8U_{b6}$	$3/8U_{b6}-5/8U_{c6}$	$3/8U_{c6}-U_{a6}$
第 7 单元	$2/8U_{a7}-6/8U_{b7}$	$2/8U_{b7}-6/8U_{c7}$	$2/8U_{c7}-U_{a7}$
第 8 单元	$1/8U_{a8}-7/8U_{b8}$	$1/8U_{b8}-7/8U_{c8}$	$1/8U_{c8}-U_{a8}$

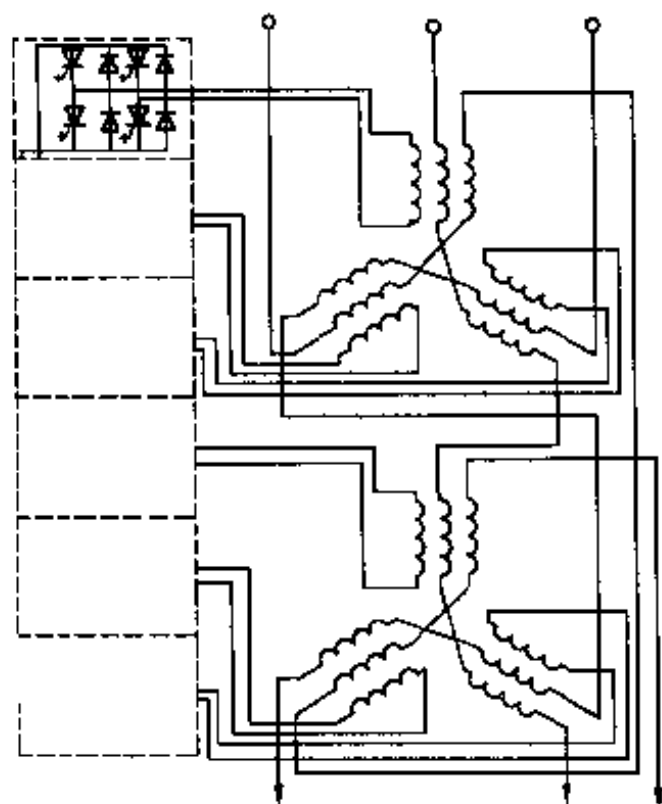


图 3.18 80MVA 第 1、2 单元逆变器及多重变压器接线

这样所形成的电压波形要从单元电压波形开始说明。对于第1单元，它在变压器的串联侧形成的电压就是 120° 的矩形波。从第2个单元开始每个相的电压都是两相单压之差，

以第 1 单元的 a 相电压为时间基准，第 2 个单元 a 相和它差 7.5° ，但在变压器串联侧波形不明显，差 7.5° ，按表 3.2 及 7.5° 移相，其和可用逐点算法。图 3.19 是各单元所形成的波形，由于每个波形由两个逆变器供电，并在时间上的相差，组成它自身的阶梯形，如果用表 3.2 中 U 相成分逐点验算，可得图 3.19 中每一点的数值，这里我们用 512 点/周作为仿真点距。

图 3.19 的波形在同一时间的值相加，即瞬时值相加，形成 U 相的电压波形，线电压 U_{UV} 则是 U 相与 V 相电压之差，但实际仍是瞬时值之和，所形成的 U 相电压示于图 3.20 曲

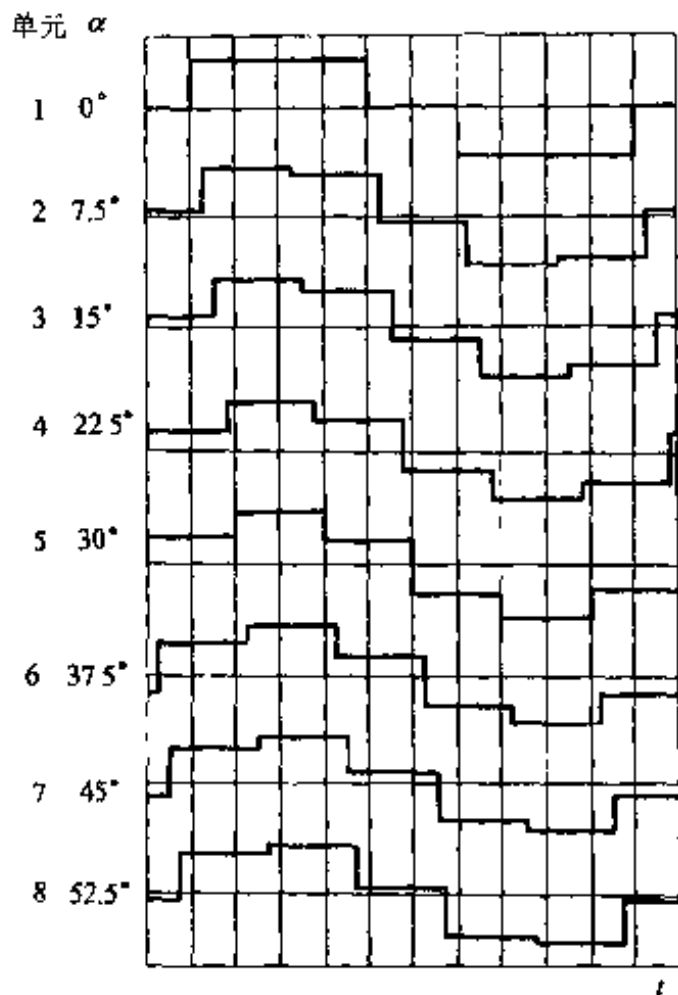


图 3.19 犬山 80MVA 无功发生器 U 相
各单元在多重变压器二次侧的波形

线 a。U 相电压是各逆变单元电压差之和，其幅值也因串联各单元的电压而增高，这是解决目前 GTO 容量不能满足大型高压设备需要的一种办法，虽然各换流臂有 3 只 GTO 串联，但这还不能达到要求容量，因此 8 个 10MVA 的逆变器串成 80MVA。

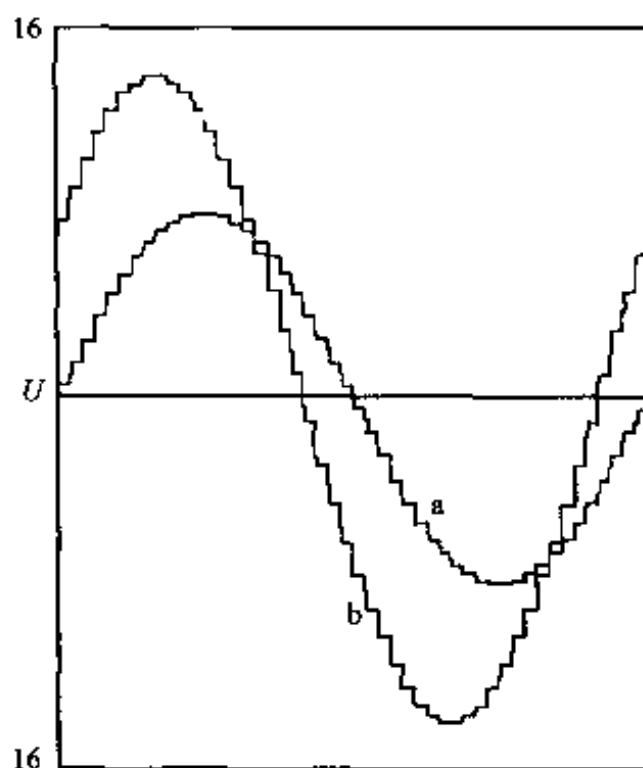


图 3.20 80MVA 犬山无功发生器的相电压
与线电压产生波形（仿真）（脉宽 120° ）
a—相电压；b—线电压

控制器顺序发出到各逆变器晶闸管的相差为 7.5° 的触发信号，同时计入脉宽调制 PWM 的要求，即电压幅值的要求，如果调节逆变前的直流电压，在电力电子学方法上，常用斩波技术，如采用 PMW，对于大容量设备是有困难的，这是因为脉宽调制不能很容易地组成多级串联的电路。PMW 的载波频率越高，串联的困难也越大，因此，80MVA 发生器

采用了单脉宽调制，也就是正负半波各有 1 个脉冲或称为矩形波，其宽度可调，用表 3.2 的规律对变狭的脉冲作合成，其形成的电压波形如图 3.21。

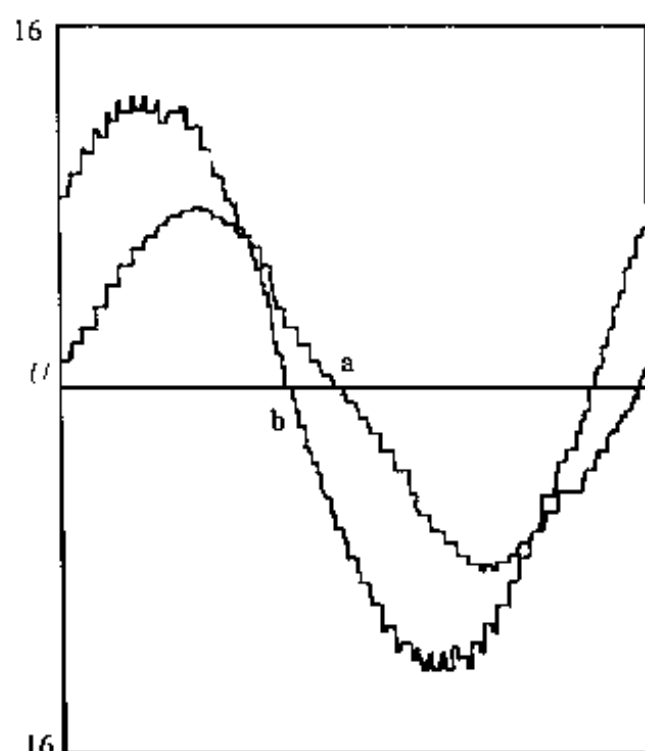


图 3.21 脉宽为 100° 时的产生相电压和
产生线电压波形图（仿真）
a—相电压；b—线电压

由于无功发生器是与系统并列后运行的，与无源逆变器不同，因此图 3.20、图 3.21 的波形是理论上产生的波形，与系统并联后，它的波形即是系统的电压波形，而产生电压与系统电压不相符合的部分，则生成电流，如果电压调制完好，则所产生的是谐波电流，从图形上观察，全脉宽时，相电压和线电压极为相似，接近正弦。开发者认为不需要另外滤波器是恰当的。

构件级的保护仅作用于一个构件，晶闸管可以长时间触发导通，这样可以保护一些内部故障或潜在故障，例如电容

器故障，但对构件上的严重故障，例如避雷器故障应由旁路开关动作，使全部构件被旁路，构件级保护都装设在控制保护共用柜内，包括：

（一）电容器故障及异常

- 1) 电容器时间过电压；
- 2) 电容器故障。

（二）避雷器问题

- 1) 避雷器超容量；
- 2) 避雷器超温度；
- 3) 避雷器损坏。

（三）系统或构件问题

- 1) 构件电压不平衡；
- 2) 构件控制和通信故障；
- 3) 控制回路及电源故障及触发系统问题。

（四）晶闸管本身问题

- 1) 晶闸管门极故障及触发故障；
- 2) 备用晶闸管故障。

这种布置方式决定各单元的逆变器必须保持输出端的互相隔离，最简单的办法是每相各用一台单相逆变器。每个单元逆变器包含 3 台单相逆变器。每相的输出在电路上只接同单元的该相变压器一次绕组。在同一个磁路上，还有两个绕组，逆变器的直流侧是全部并联的，它们共有 1 组直流电容器以及同一个调节器，调节器在控制脉宽调制作用时，主要是按电网无功功率的需求进行脉宽的定值。图 3.21 的理论波形中，相电压不及全脉宽好，但线电压仍有较好的正弦接近性质。

总和各单元逆变器的电压是由多重变压器的串联绕组完

成的，因此它也存在多重变压器的电压分配问题。即在接受系统电源时，由于变压器串联绕组的阻抗各不相同，在逆变器的直流侧电压充电时和各单元逆变器的产生电压出现以前，变压器绕组会出现电压分布差异，导致直流电容器过电压，以前所制造的容量小的 SVG，在多重化上加装了启动系统，在犬山开闭所的这台无功发生器上没有采用单独的启动装置，为了保持启动时电压的均匀分布，它采用了在变压器上用插入磁路使阻抗平衡的方法。因此这台多重变压器是为此而特殊设计制造的，称作系统侧启动方式。

采用单独的启动装置一般是另用一组换流器为各单元逆变器建立初始电压，其缺点除体积大以外，还有启动时间较长。

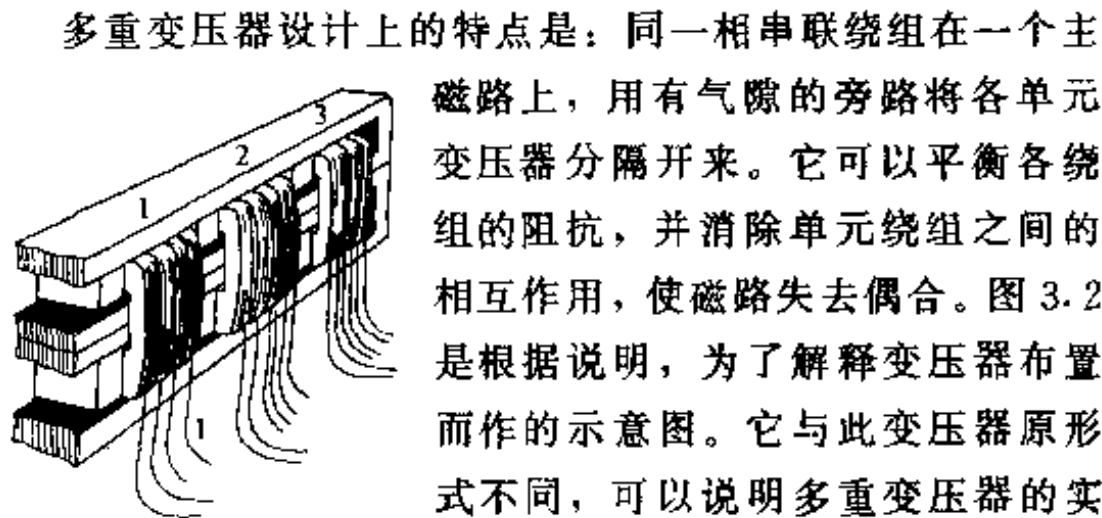


图 3.22 有磁分路的
多重变压器结构示意图

多重变压器设计上的特点是：同一相串联绕组在一个主磁路上，用有气隙的旁路将各单元变压器分隔开来。它可以平衡各绕组的阻抗，并消除单元绕组之间的相互作用，使磁路失去偶合。图 3.2 是根据说明，为了解释变压器布置而作的示意图。它与此变压器原形式不同，可以说明多重变压器的实体结构。图 3.22 中表示了 1、2、3 单元 U 相的结构。铁芯在各单元绕组之间，插入分磁路，它有间隙。这是保障各单元阻抗分布所必须的。这种多重变压器在启动时，由系统侧先充电，在变压器各一次侧出现对应交流电压。经旁路二极管（见图 3.18）向直流电容器充电。直流系统在充电时不会产生过电压。充电后建立起正常的逆变过程，与系统交换无功功率。

逆变器由单相单元组成，每个单元逆变器由电抗器分开的 4 个臂形成桥电路，如图 3.23，每个臂又由 3 个 GTO 组成 3 层模块，GTO 是 4.5kV、3kA。直流电压 4.15kV，交流侧 3kV。三层模块中有一层是冗余的，可以在一层故障时，所余两个完好 GTO 层仍能正常运行。

由于 GTO 触发关断需要较大能量，由绝缘变压器供给各 GTO 驱动能源，动作信号从光纤传来，在门电位处转换成电信号。转换及形成触发和关断脉冲的机构称为门极推动器（GDU：Gate Drive Unit）。

见图 3.24，门极串联一个可调节电抗器， L 用来调整串联 GTO 造成的瞬态过电压，修正 GTO 晶闸管的关闭时间，使各 GTO 的瞬态电压大致相同，图 3.25 是 GTO 串联电

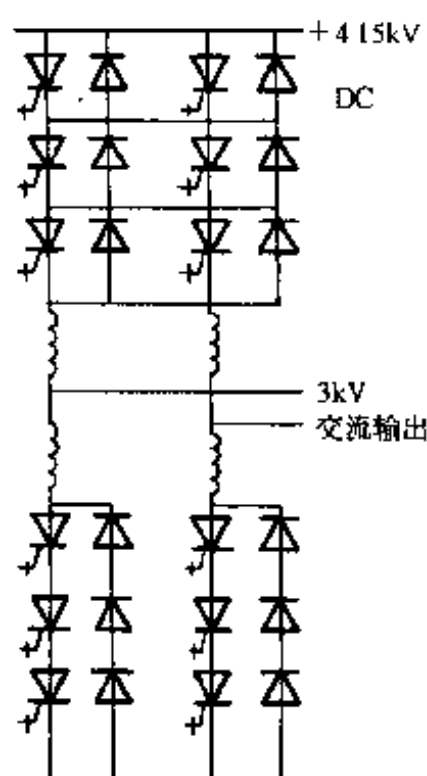


图 3.23 50MVA 无功发生器单元逆变器电路

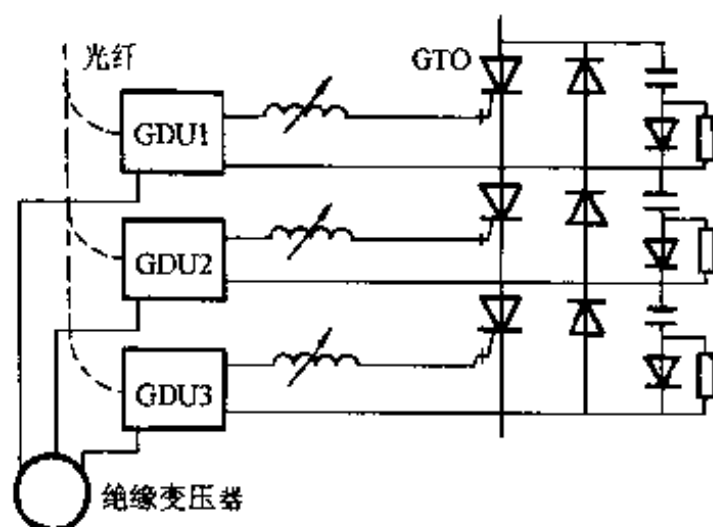


图 3.24 80MVA 无功发生器逆变器的臂电路

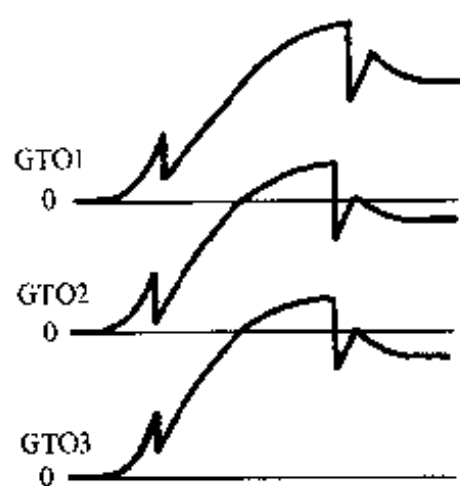


图 3.25 GTO 电压分配

压分配图。

在 3.4 节中已介绍过犬山 80MVA 无功发生器的控制器的控制策略。这里说明具体实现的情况。控制器采用直接数字控制亦称全数字控制 (DDC)。为了有较高的准确度，控制器用 16 位 (bit) 微处理器和 16 位数字信号

处理器 (DSP)，后者处理无功控制，可以实现高速控制，为了提高可靠性，控制器采用双机系统，每套控制系统都设有故障检测电路如图 3.26。在检出一套系统发生故障通过切换逻辑控制，自动转换到备用控制系统上去。

在稳态运行时控制器完成以下功能：

1) 电压控制 (AVR 功能)，保持 154kV 电压在允许范围 (AVR：自动电压调整)；

2) 抑制功率振荡 (PSS 功能)，根据测出的有功变化调节无功量 (PSS：电网稳定器)；

3) 无功控制 (AQR 功能)，满足无功设定值。

在故障时，此无功发生器具有“支援运行” (Stand by) 方式，故障中由 GTO 的门极闭锁，使发生器停止工作，这只有在严重不平衡故障时出现，防止直流侧过电压，一旦故障消失，发生器立即恢复运行。据介绍，前述多重化变压器对在故障时“支援运行”特别有效。对直流电容器的充电，在这台无功发生器内有直流电压控制器 (见图 3.26)，它的输出通过电压无功调节器作用到逆变器的 GTO 门极触发角，使直流电压保持与设定值一致。

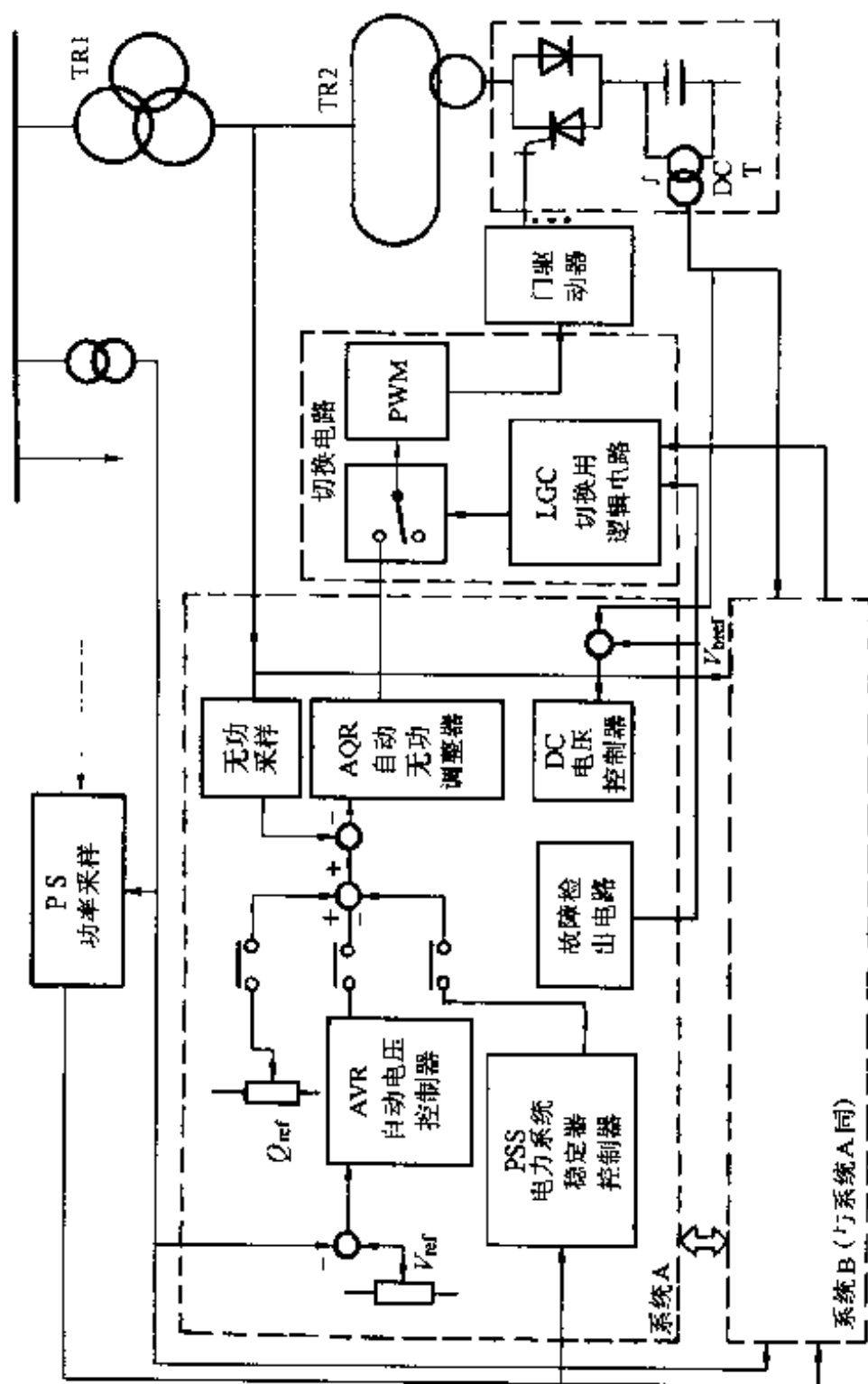


图 3.26 犬山发电器的控制系统

性能和功能试验在 1991 年进行，GTO 的导通角与无功电流的输出用下式表示

$$\frac{I_1}{I_0} = \frac{1}{X_{pu}} \left[\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times \frac{E_d}{U_s} \times \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) - 1 \right]$$

式中：\$E_d\$ 为直流电压；\$\theta\$ 为脉宽控制角；\$U_s\$ 为系统电压 rms 值；\$X_{pu}\$ 为系统与发生器间的阻抗标么值，\$X_{pu} = X_0 X / U_s\$，其中 \$X\$ 为电抗值；\$I_0\$ 为发生器的额定电流。

图 3.27 画出由上式计算和实际测量所得到的结果，可以看到它们很接近。

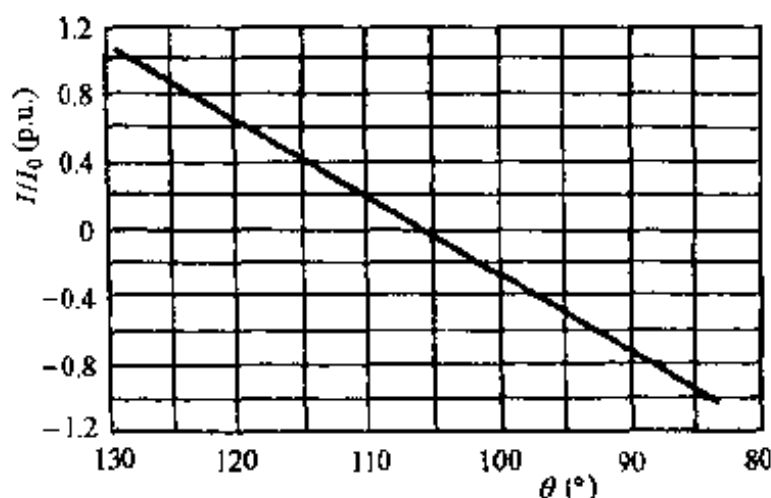


图 3.27 80MVA 无功发生器的静态特性

系统扰动试验是为了考验 SVG 及其调节器对系统扰动后振荡的抑制作用，试验的系统即发生器运行系统，其结构示意图如图 3.28，试验是自输 340MW 时切断一个回路，图 3.29 是试验结果，从录波上看到没有无功发生器时，线路潮流振荡存在 13 周以上，约 20s，而在有无功发生器时，线路振荡存在 3 周，约 3s，这次试验肯定了无功发生器和它的控制器抑制低频振荡的功能。

在犬山 80MVA 无功发生器出现前，已有 20MVA 发生

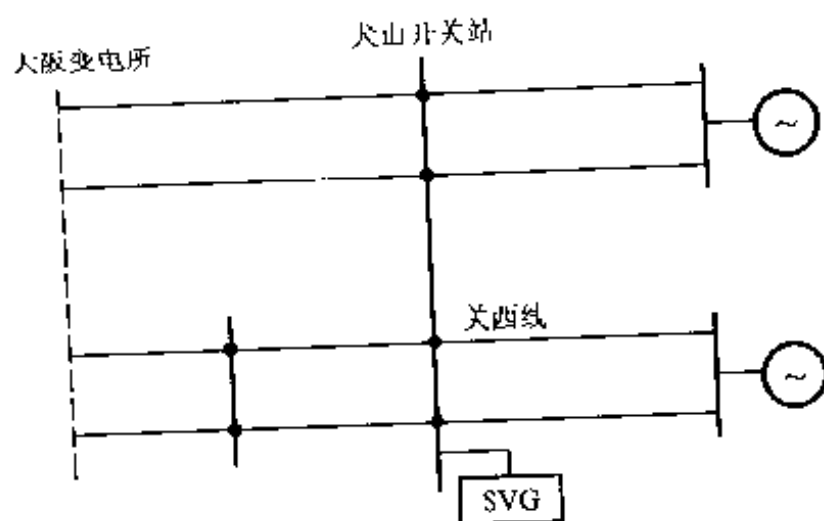


图 3.28 80MVA 无功发生器扰动试验系统

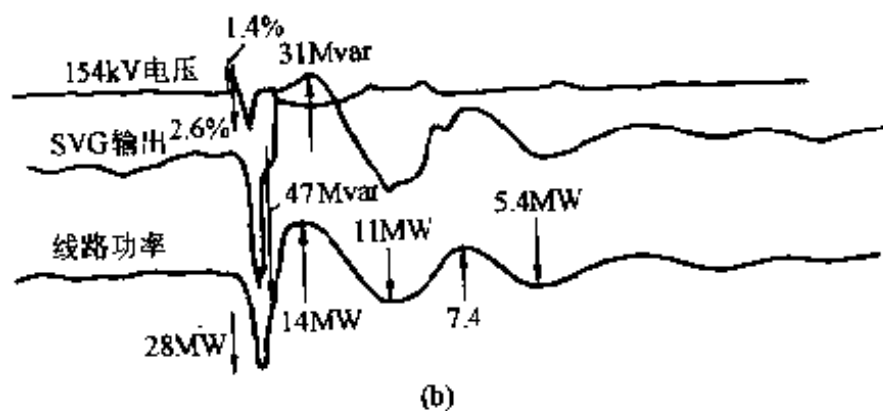
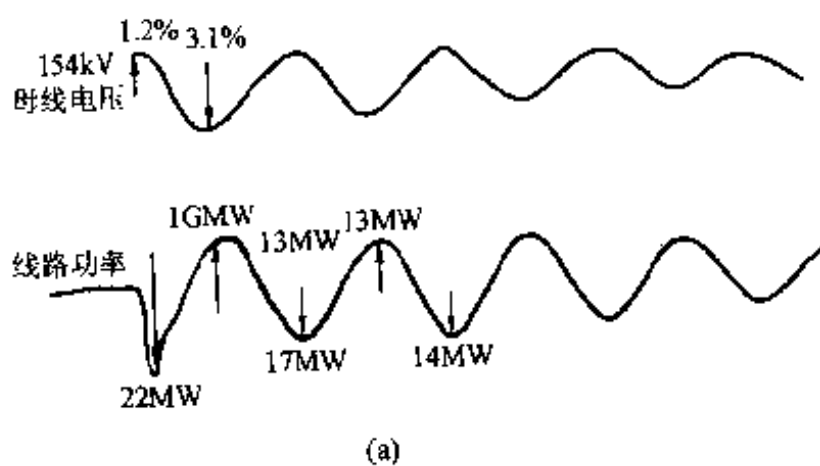


图 3.29 犬山开闭所扰动试验录波
(a) 无 SVG; (b) 有 SVG

器，但这台无功发生器可以认为有几个特点。其中最突出的是多重化方案，在国外的抑制谐波的设计中，这个方案只采用单脉宽调制以调压，多重化以对付谐波，从效果看，其产生波形，尤其是线电压波形在全范围内几乎维持正弦。图 3.30 是脉宽为 80° 时产生电压的波形，可以认为在消除谐波上是成功的。是否可以作为以后采用的方式，这个问题要看经济比较，由于这台多重化变压器还负有启动功能，所以相当复杂。如果抑制谐波效果较差的方案采用附加滤波器是否更合理，要看技术经济指标来定，对于大容量的无功发生器应该借鉴这个方案。

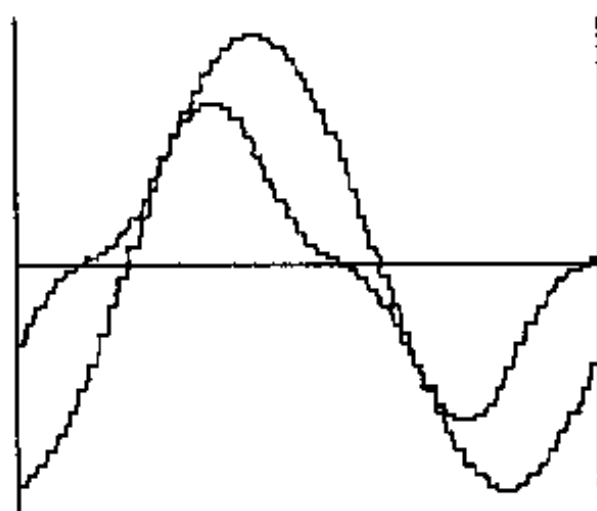


图 3.30 80MVA 无功发生器 80° 脉宽时产生的电压波形

除抑制谐波外，它的启动方案也很有创造性，是效果好的方案之一。在故障时坚持控制器的运行，非对称故障时闭锁逆变器也是成功的考虑。

3.6 工程实例 2——50MVA 的无功发生器

比 80MVA 无功发生器稍晚出现的，还有日本东芝等机

构研制的 50MVA 的无功发生器,其基本原理没有改变,但在具体的实现上则有许多不同,新开发的技术有一些是相当重要的。这里对 50MVA 无功发生器进行概略说明。由于 50MVA 发生器运行于新信依变电所,故下面称其为新信依发生器,其特点见表 3.3 所示。

表 3.3 无功发生器的特点

整体	额定容量±50MVA (1, 2 号) 额定电流: 438A (ac) 频率: 50Hz	额定电压 66kV (ac) 相数: 1, 2 (3 相 4 组)
换流器	形式: 自关断电压形 电压: 8.75kV (ac) (电压: 8.0kV, ac, 2 号) 控制方式: 3 脉冲 PWM 元件额定: 5kV, 2.5kV (1 号) 4.5kV, 3kA (2 号) 触发方式: 光—电	容量 12.5MVA (组) 电压: 16.8kV (dc) (电压: 16.0kV, dc, 2 号) 开关元件: GTO, 8 串联 (1 号) GTO, 11 串联 (2 号) 冷却: 纯水 (冗余 1 个)
变压器	容量: 50MVA 阻抗: 20% 冷却: 强油风冷	变压比: 66/8.75kV (1 号) 66/8.0kV (2 号)

新信依无功发生器的主接线布置较特殊,其 4 组换流器相位差 30° , 如图 3.31。

开发者认为此种接线可以抑制绝大部分谐波电流,不需要设置外加谐波滤波器,其方案是,首先采用了 150Hz 的脉宽调制逆变器作为单元逆变器,再用相差 180° 的 11 次谐波角度使 11 次谐波在两组间抵消,基波相位则相差 $180^\circ/11 = 16.364^\circ$ 。

其次是采用了多重化方法,使上面的各组逆变器以 30° 相差串联形成更逼近正弦的产生电压波形,在单元逆变器内部使用脉宽调制方式,但它的调制是特殊定义的,与一般三

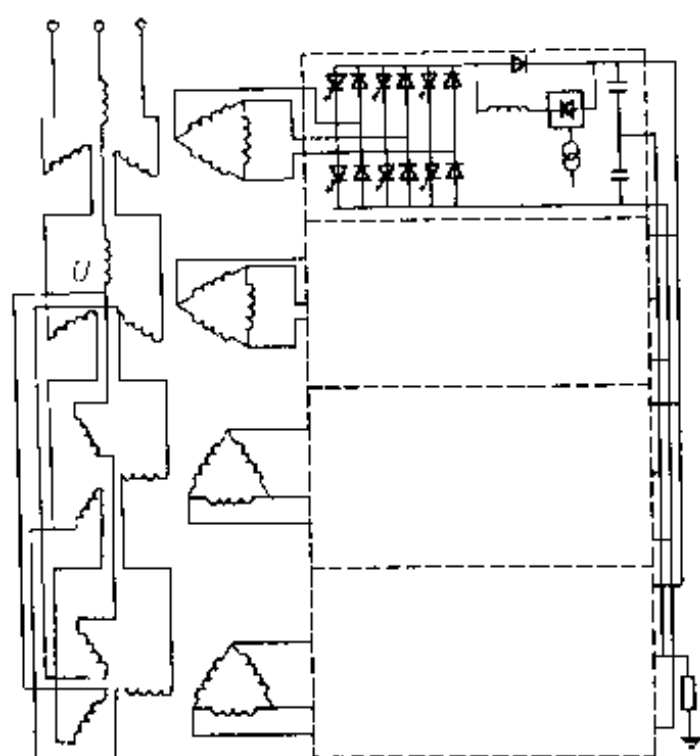


图 3.31 50MVA 新信依无功发生器配置图

角波正弦调制不同，它的定义见图 3.32，其中的 θ 角用以改变调制度， θ 增大时产生电压下降，而单元逆变器的 3 相结构本身波形是平衡的，图 3.32 的矩形波形，如果 3 个相差 120° ，

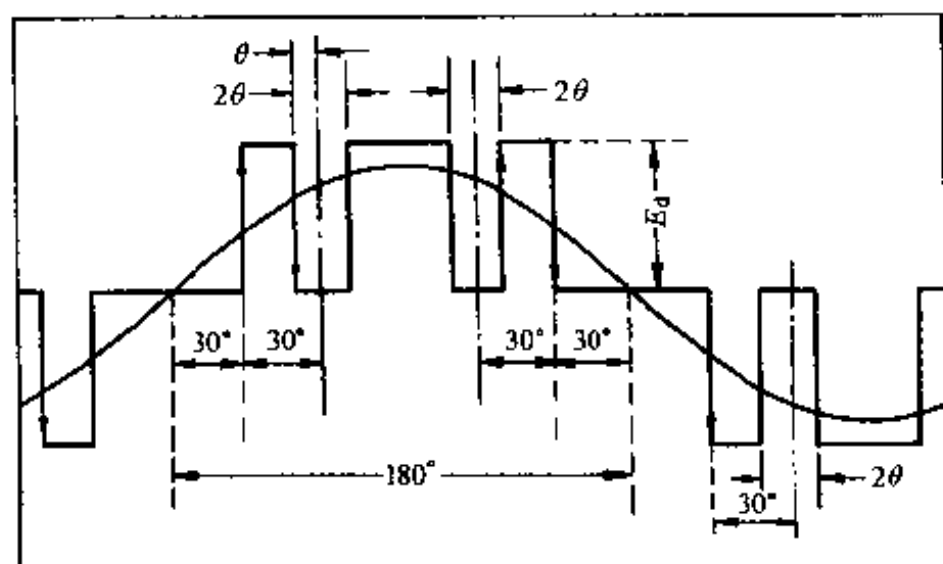


图 3.32 单元逆变器脉宽调制波的定义

其任何瞬时的总值为零，这是这个方案选取的一个理由。

按图 3.31 电路和每个单元逆变器如图 3.32 的波形，再加它们之间的时间差，即 180° 电角度相当 10ms，同组相差 16.364° ，相当 0.909ms，这样控制器按此时间差向两组逆变器发出命令，图 3.31 (b) 的电路产生的线电压，在 $\theta=5.9^\circ$ 时，如图 3.33。在图中画出它的基波电压成分。基波电压 U_1 与直流电压 E_d 和调制角 θ 的关系为：

$$U_1 = \frac{\sqrt{6}}{\pi} E_d (1 - 2\sin\theta)$$

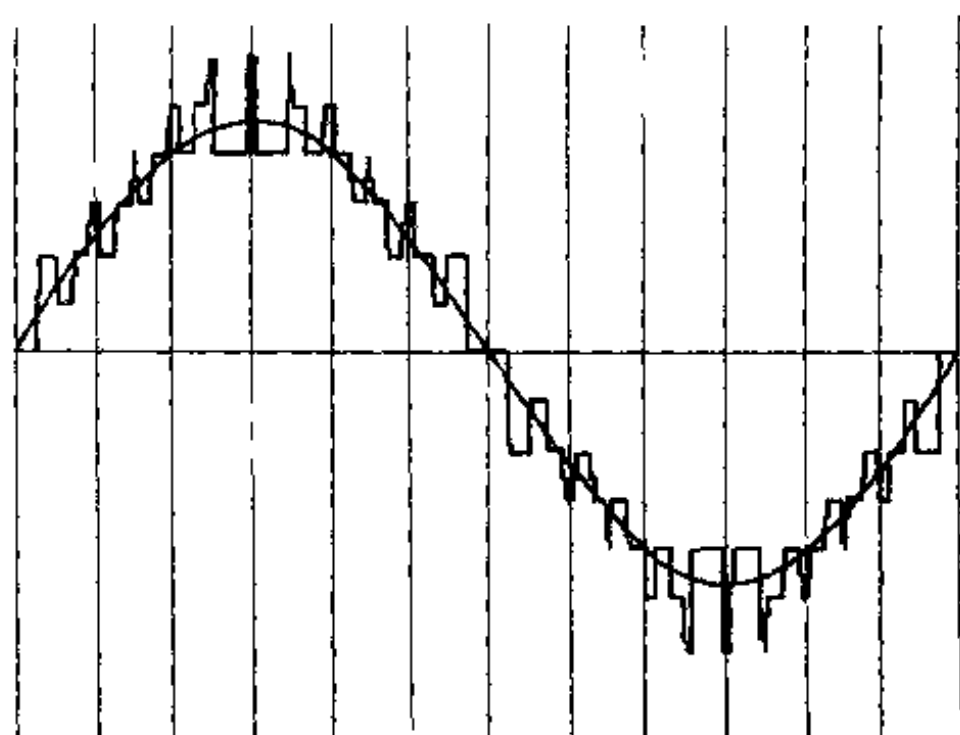


图 3.33 发生器在调制角 $\theta=5.7^\circ$ 时的产生线电压波形

1 组与 2 组逆变器组成的整体已将 11, 13, 23, 25 以外的高次谐波抵消，而 11 次由各组处理，对 13 次每组也只残留 0.56 的理论值，谐波在发生器与系统间看，相当于电压源，这样谐波电流因受较大阻抗的限制，使谐波电流在允许范围内，系统的谐波电压又是变压器阻抗（该工程为 0.2）与系统

谐波阻抗的分压比，据设计认为系统谐波含量不超过允许限度。经分析，认为没有加装滤波器的必要。在调压范围内谐波没有很大的变化，图 3.34 是 $\theta=13^\circ$ 时的波形和基波分量，也明显看出电压中存在着 23 次和 25 次谐波，认为这种发生器是 24 脉冲级是合理的。

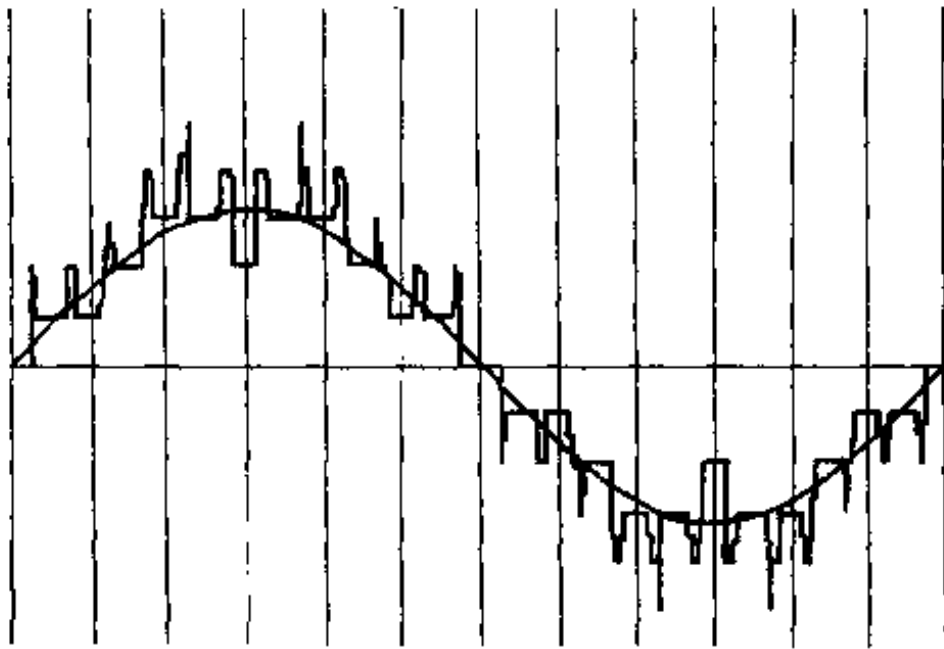


图 3.34 50MVA 无功发生器在 $\theta=13^\circ$ 时的波形和基波分量

由于设计使用范围在电压 120% 到 80% 之间，而 θ 的范围开发者认定在 5.7° 到 13.5° 之间，图 3.33 和图 3.34 概括了它的波形和调压的结果情况，可以看出调压效果良好。

单元逆变器的关键技术是解决 8 个 (1 号) GTO 或 12 个 GTO (2 号) 的串联问题。这两台发生器的逆变器是于一个臂上串联 GTO 比较多的成功实例。

控制器也是直接数字控制 (DDC) 式的。它有两个主要目的，即维持电压恒定和抑制功率振荡。这两个功能不必同等，可有各自的权系数。维持电压恒定是控制 500kV 母线电压。它由 500kV 母线的 CPT 采样，独立设定电压基准，对功

率振荡的抑制采用超前控制。功率控制采样来自 3 台变压器的 500kV 侧电流互感器和母线电压，2 台 $\pm 50\text{MVA}$ 无功发生器的运行位置如图 3.35。发生器接受 500kV 电压电流信号，由变压器的 66kV 侧接入。新信依变电所是日本 50Hz 与 60Hz 的接续处。图中的 FC 是频率变换器，现在运行的是交直交有源换流方式，就是直流输电中的背对背方式，它接在 275kV 侧。

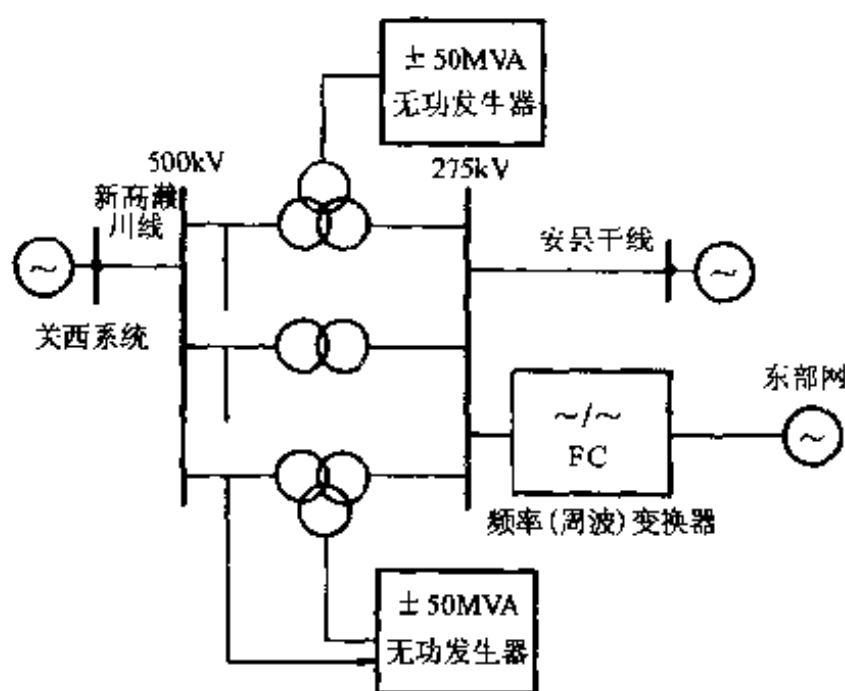


图 3.35 新信依变电所 2 台 $\pm 50\text{MVA}$ 无功发生器配置

控制器除前述电压恒定和抑制功率振荡外，也有补充自身能量，维持直流电容器电压的功能。还有，由于变电所已有电压无功控制器 (VQC)，并联电容器电抗器的投切都由 VQC 控制，可能使无功发生器的无功输出为零，如果较长时间不需无功发生器参与，考虑减少 GTO 和缓冲电路的开关损耗，应由控制器使它闭锁，这样在控制器应有一个电压的死区，当直流电容过低时应自启动。图 3.35 是控制系统框图，其中电压和功率变换在数字控制前。数字控制分成两个部分，

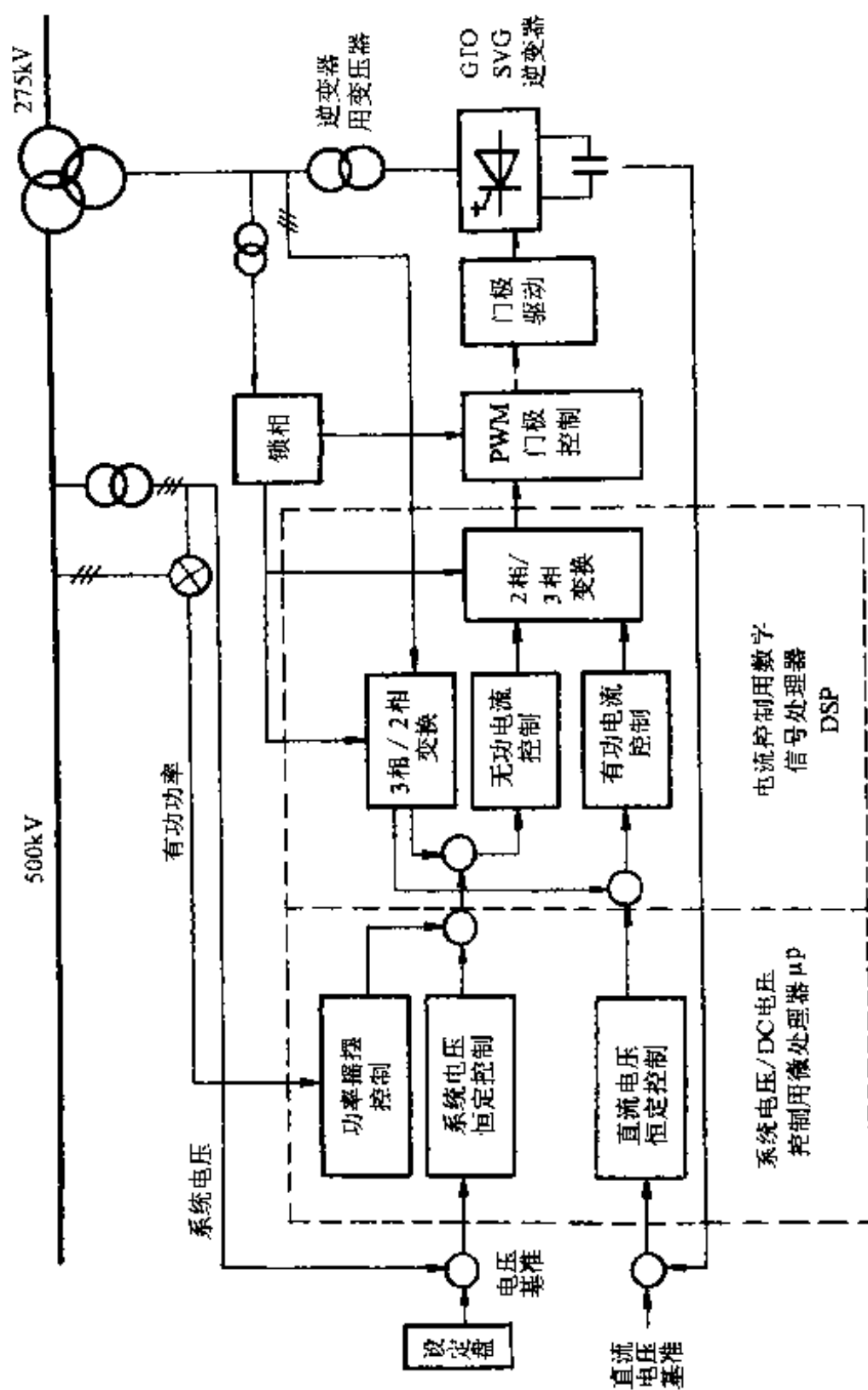


图 3.36 新信依 50MVA 无功发生器的控制器

由微计算机控制的部分为以上说明的功率振荡和恒定电压控制，以及直流电压控制。另一部分由数字信号处理器（DSP）控制，包括将 3 相电流变换成两相电流：有功电流分量和无功电流分量，类似 $abc \rightarrow dq$ 变换；以及有功电流和无功电流的控制。由于 DSP 的运算速度快，这部分复杂的运算由它完成。在这部分还要把无效部分分为 3 相值即逆变换， $dq \rightarrow abc$ 。由此信号直接决定脉宽调制的 θ 角和电压幅值。通过 GTO 前级门驱动电路，接受计算结果和触发的定时，见图 3.36。

在电力系统的仿真回路上，对一台 9.1kVA 的无功发生器模型进行了模拟试验。一项有报导的试验是在动模上实现无功发生器的启动。启动时逆变器解锁前由充电回路对直流电容器充电。无功发生器渐渐建立起交流电压，当电压超过系统电压后合闸投入，系统引起几个周波的合闸过渡电流，这种方法被认为是快速适宜的启动方法。

9.1kVA 无功发生器还在动模系统（物理仿真）上进行了系统故障试验，确认在故障中即使系统电压降到很低，发生器仍能够在允许过电流范围运行，无功发生器和同步调相机的相同之处正在于故障时无功电流的供应能力。

同时还在模拟时进行了短路接地故障试验，在 3 相电压不平衡时，作为电压源，无功发生器仍能坚持运行，因此又确认新信依无功发生器具有高的不平衡故障时维持运行的能力。

3.7 无功发生器进展情况

1996 年秋，美国田纳西电管局（TVA）在苏立湾投入一台无功发生器，容量为 $\pm 100\text{MVA}$ 。它的主要目的是：

(1) 用来减小电压变动。该系统北部在轻载时电压过高,峰值负荷时 160kV 侧电压过低,用无功发生器的双向调节功能,保持电压在较小范围变动,同时防止低压侧电压失稳。

(2) 保持电压的功能可以减少有载调压变压器的调整抽头的动作,500kV 变压器的故障大多是由调抽头引起的,无功发生器使安全有改善。

(3) 对抑制西美电网的低频振荡将有帮助。

由于对此套系统的内容尚不很了解,尤其是它的多重耦合变压器制造厂尚未公开,现在还不能进行更深入的解析。

国内的研究开发受到国家电力公司和各省电力局的重视,1995 年 8 月清华大学的 300kvar 无功发生器在校内并网,随后在河南省孟砦投入电网运行,其调节的灵活与可靠均达到很高的水平。随后清华大学与河南电力局进行 $\pm 200\text{Mvar}$ 发生器的开发;在 1999 年夏, $\pm 200\text{MVA}$ 的发生器已在河南省电网试运行。通过以上研究获得很多实践经验,并在理论上显著的发展。

可以预计,在未来的 15 年内,无功发生器或 STATCOM 将成为动态调节电网无功和电压的重要成员。

4 晶闸管控串联电容器

——可控串补

晶闸管控串联电容器 (TCSC) 是灵活交流输电系统中的主要项目, 近期内晶闸管控串联电容器输电将是投资最多的工程内容, 已取得相当多的技术进展。

第 2 章 2.4 节简单地介绍了晶闸管控串联电容器输电的一些面貌, 这里较详细地讨论它的特点和工程实践情况, 以及它的前景。

晶闸管控串联电容器 (TCSC) 也被称作先进串联补偿 (advance series compensation, ASC), 在国内早被称作可控串补, 以下仍简称可控串补。

4.1 可控串补的用途

串联补偿已经减小了输电线路总的电抗, 可提高稳定性和暂态输电容量。采用可控串补将按系统的要求改变输电阻抗, 而且阻抗的改变可在 1 周时间完成, 因此可以使用更大的补偿度, 也可以选用更合适的阻抗, 尽量使系统负荷分配合理, 这样导致输电容量比不可调的串补进一步提高。

可调串补也具有多数灵活交流输电系统措施的特点, 即可以根据增加系统阻尼和抑制振荡的要求快速调节阻抗, 对系统中由于低阻尼产生的低频振荡和暂态摇摆具有稳定化的作用。同样, 可控串补调节器整定参数恰当, 完全能缓解或

消除次同步谐振 (SSR)。

美国在 Kayenta (亚利桑那州) 设置的可控串补, 输送容量由 30 万 kW 提高到 40 万 kW, 本章将介绍它的工程概况。

4.2 可控串补的稳态特性

可控串补偿曾出现两种方案, 一种是在串联电容器旁并联双向的晶闸管开关及电抗器, 晶闸管开关或开或闭, 电抗器或并入或切除, 因此实现两点控制 (bang-bang control), 它比较简单, 不会发生电容与电感并联工频谐振, 即分阶 (stepwise) 控制方式。

另一种是连续调节晶闸管的导通角, 可连续改变串联电容电抗组的阻抗。先进串补 (ASC) 一词主要指这种可控串补, 当前研究重点也是这种串补。在接线形式上两种串补并无差异, 因此可以选择两种方式中的一种作为运行方式。研究可控串补可借助静止补偿器 (SVC) 中的固定电容器 (FC) 和晶闸管控电抗器 (TCR) 的已熟悉的技术特性。可控串补与 SVC 的主要差别在电源方面, SVC 是处于电压源的环境, 而可控串补则处于电流源环境, 这应在分析时注意。图 4.1 是可控串补的电抗器电流波形与导通角 α 的定义。 U_C 是电容器上的电压, 也是阀和电抗器上的电压, 这种定义方法与静止补偿器 (SVC) 一致。图 4.1 中的 $\alpha=90^\circ$ 时晶闸管全开, 相当于电感与电容直接并联, $\alpha=180^\circ$ 时, 晶闸管全关闭, 相当于电容器单独运行, 在中间的 α 值, 则相当于电容器与大于额定的电抗值相并联。

从图 4.1 还可看出, 电抗电流是非正弦量, 所用的, 与

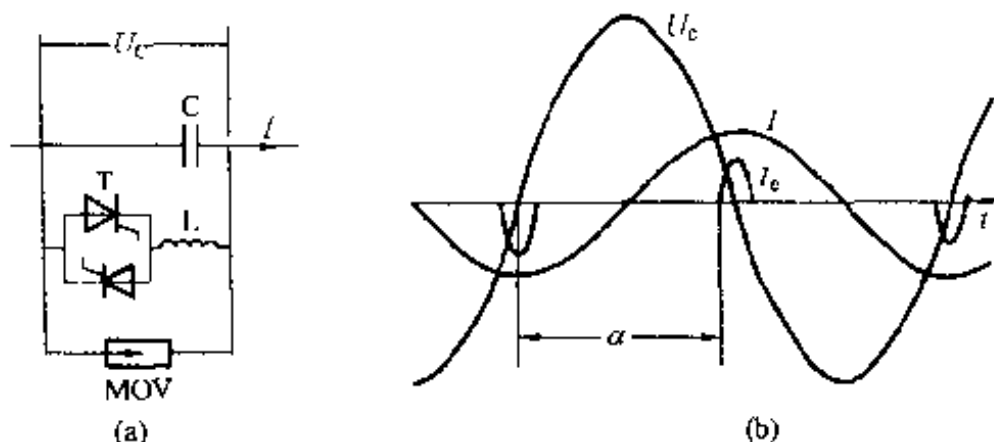


图 4.1 TCSC 电路及阀电流与晶闸管触发角 α 的定义

(a) 电路图; (b) 波形图

电容并联的是它的基波阻抗值, 按图 4.1 定义的触发角 α 是电容器电压过零与其后电流出现间的角度, 而导通角 σ 应被认为是电流出现时间宽度的一半, 而通过电抗器的电流波形是正弦的一部分, 在开通的范围内, 电流波形是

$$\begin{aligned} i_L &= -I[\cos(\omega t) + \cos\alpha] \\ &= I[\sin(\omega t + 90^\circ) - \sin(\alpha - 90^\circ)] \quad (4.1) \\ i_L &= 0, \omega t \text{ 在 } 2\sigma \text{ 之外} \end{aligned}$$

根据式 (4.1), 可画出各种 α 角度下的电流波形, 再用离散傅里叶分析求出各谐波幅值, 这样算出的是在各种 α 角度下的基波电流值与各次谐波电流值。用波形分析方法所得的 α 与各次谐波的关系画在图 4.2, α 角与基波的关系画在图 4.3。从基波电流相对值的 FFT 分析结果与 SVC 的基波分析结果完全一致, 而 SVC 的基波电流比值是:

$$S_L(\alpha) = \frac{2(\pi - \alpha) + \sin\alpha}{\pi} \quad (4.2)$$

式中: $S_L(\alpha)$ 表示通过阀和电抗器的基波电流在 α 时的值与 $\alpha=90^\circ$ 时的电流值之比。此式完全适用于 TCSC, 而不必用波

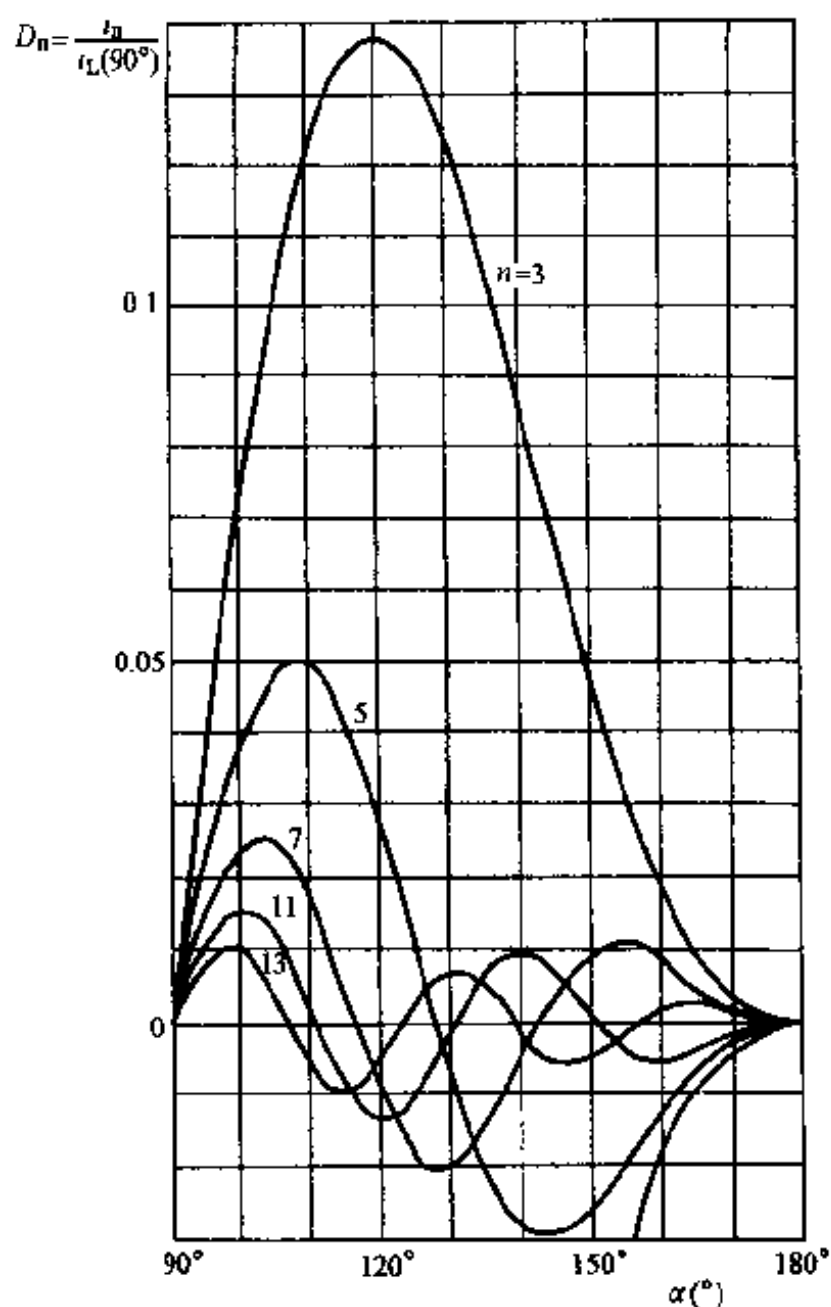


图 4.2 TCSC 电抗器中各次谐波电流
与基波全开电流的比值 S_n ，对 α 的关系

$$\left[D_n = \frac{i_n(\alpha)}{i_L(90^\circ)} \right]$$

形分析的方法， $\alpha=90^\circ$ 即阀全开，与直接并联电抗器同。

下面考虑有效电流作用，电流比 S_n 为：

$$S_n(\alpha) = \frac{\sqrt{\sum i_n^2(\alpha)}}{i_L(90^\circ)} \quad (4.3)$$

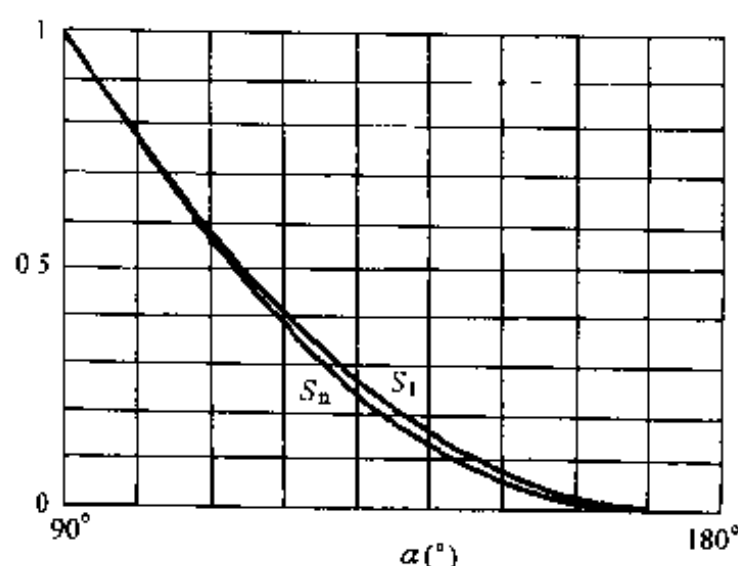


图 4.3 阀电流比对 α 的关系

$S_n(\alpha)$ ——均方根值； $S_1(\alpha)$ ——基波值

式中： $i_n(\alpha)$ 为各种触发角 α 的阀—电抗电流的有效值； $i_L(90^\circ)$ 为阀全开时 ($\alpha=90^\circ$) 的电抗器 (阀) 电流值。阀全开时的阀电抗电流为：

$$i_L(90^\circ) = \frac{U_c(90^\circ)}{X_L}$$

代入式 (4.3) 得到

$$i_n(\alpha) = i_L(90^\circ) S_n(\alpha) = \frac{U_c(90^\circ)}{\frac{X_L}{S_n(\alpha)}}$$

$$i_n(\alpha) = \frac{U_c(90^\circ)}{X_n(\alpha)} \quad (4.4)$$

$$X(\alpha) = \frac{X_L}{S_n(\alpha)} \quad (4.5)$$

$X(\alpha)$ 是等值阻抗，随 α 变化，这样可以使 α 与 S_n 相联系，

电路仍按线性处理。例如 kayenta 的 TCSC，其电抗为 2.6Ω (X_L)，当 α 在 $90^\circ \sim 180^\circ$ 范围，它与 15Ω 的电容器并联必有一个工频 (60Hz) 谐振点，其电路如图 4.1 (a)，式 (4.5) 的 $X(\alpha)$ 值与电容并联后，TCSC 阻抗与 α 的关系如图 4.4 所示。

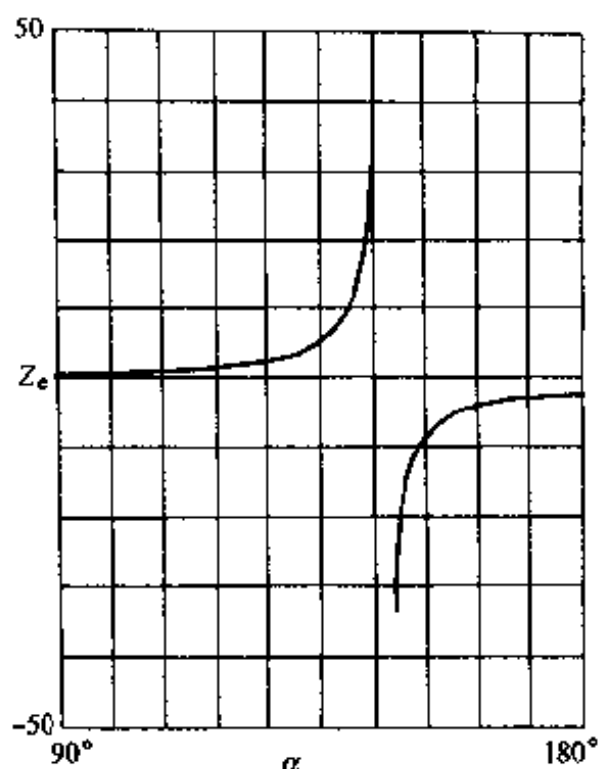


图 4.4 TCSC 阻抗与 α 的关系

可控串补 TCSC 必须运行于容性范围，因此，它只能在靠近 180° 的触发角运行。从 kayenta 参数看它应该运行于 $\alpha = 147^\circ \sim 180^\circ$ 之间，从图 4.4 可看到它运行的阻抗范围为由 -15Ω 到 -45Ω 。

以式 (4.4) 和式 (4.5) 在各 α 角触发的阀电流计算值不只有基波成分，实际上它包括了很大谐波分量，因此，估计它的最大值时，要用图 4.2 的谐波值加以修正，尤其是 10 次以下的谐波幅值较大，将影响电流的峰值，其他计算只取有效值即可。图 4.5 是各部分电流的表示图，图中电容电流将

有两部分，即负荷电流 I_B 和阀电抗电流 I_C 。式 (4.4) 和式 (4.5) 表示的量是均方根（有效）值，而估计最大电流量应采用电流算术和，即：

$$I_{\max} = \sum_{n=1}^{\infty} |i_n| \quad (4.6)$$

4.3 可控串补的调节性能

串补的调节系统应该满足稳态和动态的运行要求，还要考虑到充分发挥可控串补的优势，例如对系统功率摇摆的抑制和次同步谐振的消除功能。

从图 4.4 看出，运行中由调节控制器控制晶闸管的触发角 α ，由于并联在电容器上的是纯电感（电阻很小），导通角 σ 最大是在触发角 α 为 90° 时，即晶闸管完全导通。电抗器与电容直接并联，TCSC 的阻抗表现为一个略大于电抗器的感性电抗。这种状态不能在稳态运行，其目的只能是降低故障电流。在整个感性区（图 4.4 上部曲线）都有压低短路电流的作用，对于系统中供电或接入的同步机，感性范围将是消磁趋向，可以抑制动态过电压的作用。可控串补的降低故障电流的作用，在某些系统可以考虑采用，至于应该使用哪一种控制触发角 α 的策略来实现，尚需进一步研究。

稳态运行时串补的主要作用是控制系统的潮流。系统潮流与被控的 TCSC 线路间的关系由系统潮流计算决定，一般都能先估计一个有可控串补的线路设定阻抗值，计算此阻抗是否满足线路及系统的要求，然后再加以修正，所得的可行阻抗由控制器接算成触发角 α 的值，去触发晶闸管，同时在可控串补的局部也要进行计算并执行调节。目前对以负荷分配

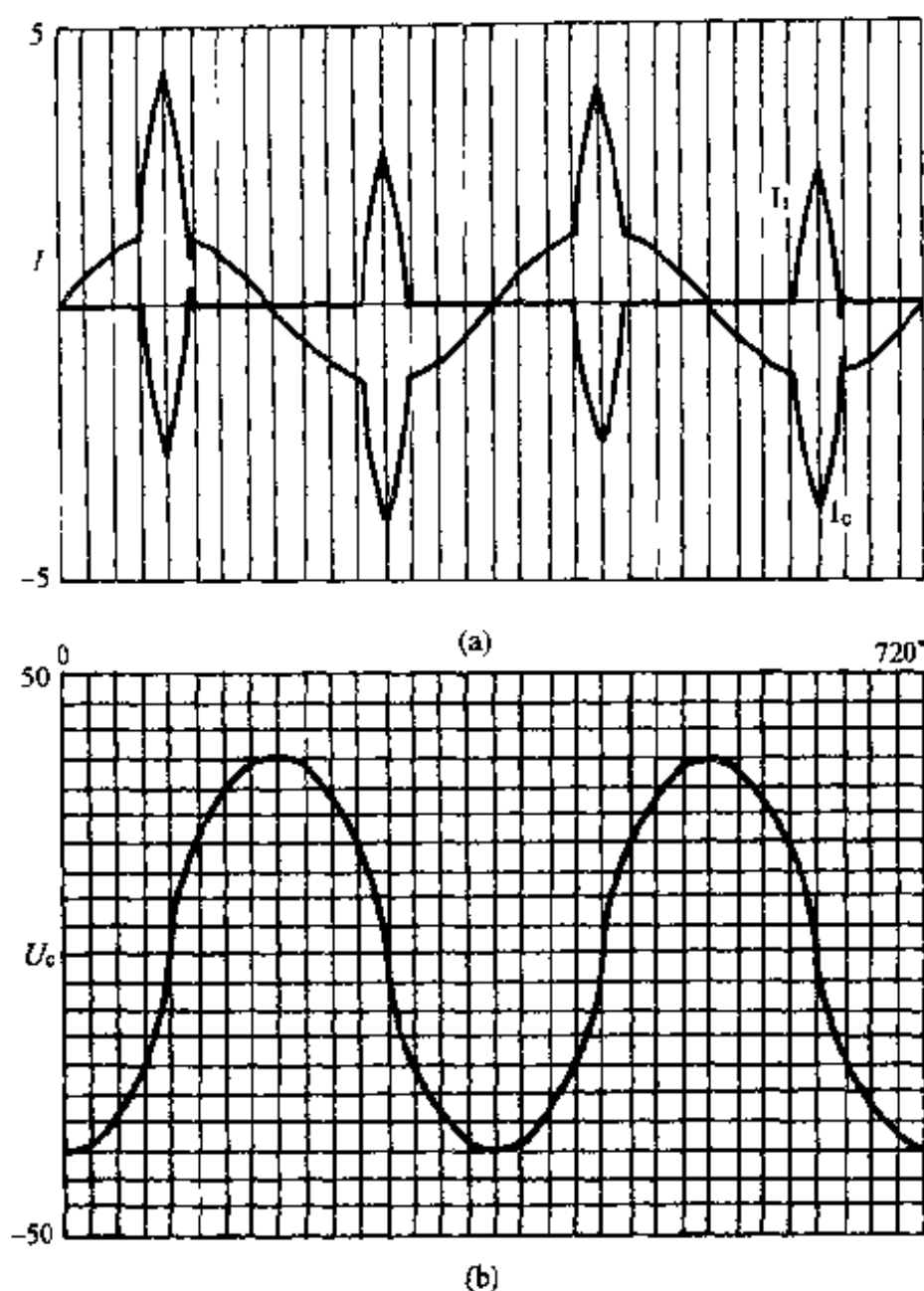


图 4.5 TCSC 的各部分电流及电压波形图

(a) 电流波形图；(b) 电压波形图

或系统潮流为目的的调节，皆用局部调节配合调度中心的指导控制，据认为调度中心的指令速度不应小于 10s。

图 4.4 的两曲线中间位置是触发角 α 使串联电容的容抗与电感的调节值在工频共振，在此区间运行是不可以的，而

且控制器必须保证即使一瞬间也不可能在此处运行，一方面应在硬件上设有不进入共振区的设置，同时要使用控制回路中采样的滤波器，防止由于干扰或谐波影响控制系统而误入禁区。

在上述稳态负荷调节过程中，潮流总会有些变化，为了保证运行更理想，可以采用保持线路功角（或系统） δ 的不变方法，即在负荷上升时，加大可控串补的补偿度，减小线路的阻抗，这样维持功角不变，对系统影响小，也可以保持功率不变，而使阻抗增大， δ 也上升，此时多的负荷将由其他电路承担，线路输送功率 P 与功角 δ 的关系为

$$P = \frac{EU}{X} \sin \delta$$

式中： E 、 U 是送受端电压； X 为线路电抗。在正常负荷下，系统的电压变化极小，上述两个调节策略都有应用的可能，而更多的情况可能是 X 和 δ 都作变化，或在低负荷时维持功角不变，负荷大到某一限值，则增大电抗，使其他回路共同输送增大的负荷，或由专家系统决策。

在稳定运行状态，可用手动调节触发角 α ，以达到某种要求的状态，因此在设备上控制器有手动和自动，前述由调度中心指导运行，可用能量管理系统（EMS）自动进行。

4.4 暂态稳定和阻尼低频振荡的控制

输电系统的暂态控制指在出现故障及清除故障后，促使系统不失步，更快地恢复平衡状态运行。这样可将暂态稳定分成 3 个部分：

- 1) 第一次摇摆即暂态稳定；

- 2) 恢复平衡的振荡过程；
- 3) 如果失步，牵入同步，并发生后续振荡。

对于第一次摇摆，应该增加摇摆的稳定性，使其峰值角不超过 90° 或更大一些的有调节器的稳定极限。方法可以是利用可控串补的能力，在无故障时尽量减小其稳态运行功角 δ ，即起始角小，另一个方法是突然改变补偿度，例如故障后突然投入一段串补电容。

增加对故障后系统振荡的阻尼，应该使补偿作用按照功率振荡的变化而动作，在送电端功率上升时，应使可控串补触发角 α 下降，串补容抗增大，线路电抗降低，输电功率增大，对送电端电机起到抑制转速上升的作用，迫使转速下降，这样动作触发角，起到阻尼的作用是灵活交流输电系统多数技术所共有的功能。

据某些研究者认为，串联补偿的阻尼功率振荡的能力超过一些无功调节或励磁调节方法，主要原因是，由可控串补动态地产生的阻尼作用是直接控制有功功率的变化，而有功功率的阻尼作用已被证实更有效。

4.5 阻尼次同步谐振和扭相互作用

次同步谐振或振荡不只出现在有串补线路的系统，在有调节器的大电力设备上也曾出现，例如在静止补偿器及其附近的同步电机，直流输电的调节器与发电机等，但更多情况发生在串联电容补偿输电系统。这里先说明次同步谐振的成因及现象，并对可控串补的特性加以说明。

次同步谐振是系统的电容和电感的自然振荡频率 f_1 低于工频 f ，又有很小的阻尼，在任意或较强的扰动下，产生的

以 f_r 为模的振荡电流。这个现象在 30 年代即已发现。对于非线性系统，由于电容器充电放电的不完全和电感的饱和性产生的振荡与此不完全相同，后者的频率不定，但它们共同的特点是振荡频率低于工频，为了区分，后者常称为次谐波，它是铁磁谐振的一种表现。次同步振荡或谐振则频率比较固定，由于系统复杂，实际系统往往存在几种次谐振频率。

1971 年美国内华达州的 Mohajo 电厂先后两台汽轮发电机组的轴受到损害，多方面的研究确认，它是由于系统串补和系统电感引起的次同步谐振以及此振荡电流在发电机转子上感应的差频，再经过轴系的扭转振动（自然频率为 f_0 ），在定子上感应的差频电压和电流，又与系统次同步频率一致，这样相互作用使次同步振荡与电机轴的扭振增强，导致轴系扭转振动，使轴的材质疲劳而损坏。从此两次事故引发看，在人的认识上也开始把系统中的次同步电振荡与发电机的轴扭振联系起来，并称这种电和机械扭转振荡的关系为扭相互作用（torsional interaction）。

串联补偿系统的另一种近似的现象是转矩放大。串补系统在扰动后形成的电磁转矩振荡频率 $f_0 - f_r$ ，当它接近转子某一自振频率 f_0 时，会使转矩的振荡放大，产生比电机三相短路更大的转矩。

由于系统参数等原因，它虽没有再产生振荡电流反作用于系统，仍在故障或扰动后的恢复振荡期间产生很大影响。

自激（磁）现象也是串补系统的特有现象，次同步电流在电机定子上产生旋转磁场，其频率低于工频，此时转子的转速会高于此次同步频率，因之从定子看，转子的电阻呈负值，如果此负电阻大于定于和系统电阻，则此系统和电机成为自激，将产生过电流及过电压。这种自激现象可以发生在

正常运行时,受到扰动时,也可发生于故障期间内,也有的文献称自激磁为感应发电机现象。

对于上述三种次同步现象(扭相互作用、转矩放大和自激磁),在使用可控串补后将产生什么影响?或者说如何利用可控串补可以连调的优势消除上述次同步有关问题呢?

一种利用可控串补消除次同步谐振的方法是改变系统电的自振频率,这对于三种次同步问题都有效果,下面简述其分析方法。

用这种方法可在工程设计之初或改造原有旧串补时使用,称为频率扫描方法。对稍复杂的系统虽有简单的估计自

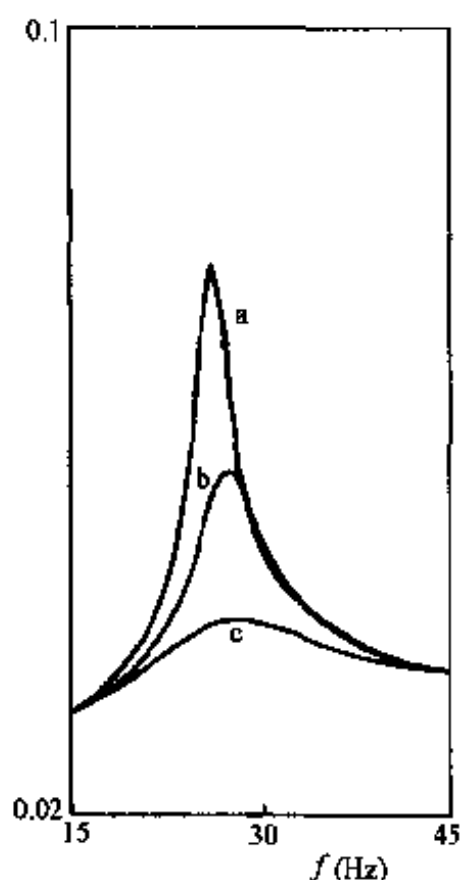


图 4.6 可控串补用不同方法
消除次同步谐振的
去阻尼与频率关系

振频率的方法,但不如频率扫描来得直观而可靠,方法是求出系统的等值表达式后改变其频率,由 $0.1f_0$ 开始,一般到 f_0 ,在此区间,如果有电的自然频率存在,由各支路的阻抗上可以明显的看出。

若自然振荡频率 f_r 与差频 $f_0 - f_n$ (f_n 是某电机的扭振频率)接近,应该改变可控串补的 α 角,将系统谐振频率 f_r 移开,此时在网络中发生的自然谐振频率不会对扭振发生相互作用,这种方法已发现并不理想,在调节上也有困难,此法称为定阻抗法。

现在更被人接受的观点是

采用调制电压控制 (modulated voltage control), 此法与上节所说抑制暂态稳定后的振荡方法相似, 在电容上用扭振的差频产生振荡电压, 形成线路上的一个与机组扭振相反的电压源。此电压源将产生的系统电流与扭振产生的电流也相反, 从而将机械扭振与系统的自振关系阻尼掉。图 4.6 是可控串补用上述不同方法消除次同步谐振的效果的比较。图 4.6 中曲线 a 表示一般串补对次同步振荡的去阻尼, 曲线 b 表示加有 10% 的定阻抗, 它使去阻尼减小, 频率稍上升, 曲线 c 是带有 10% 调制控制, 它完全消除了次同步谐振的去阻尼作用。

串补电容的存贮电荷是产生低频振荡的物理原因, 而用可控串补的晶闸管经电抗器放电, 意味着增大系统的阻尼, 因此使故障后的振荡恢复平衡状态, 晶闸管为电容放电对稳定化有益。

4.6 可控串补的工程状况

从现有的工程实践中可以看到可控串补的进展情况, 由于工程的一些具体参数和规模对研究和使用的技术有更直接的参考价值, 因此在本节大致介绍一些工程的设想, 虽然这些设想正在工程建设或设计的过程中, 但对于了解系统筹划及可控串补的能力范围也是重要的。

美国运行的可控串补有 3 组, 有的经过现场调试和试运行, 有的已投入运行, 这里选择一些内容分别进行介绍, 由于有些情况在试运行中有变动, 可能与目前实际情况会有出入。

4.6.1 Kanawha river 工程

最早投入运行的是 ABB 公司与 AEP 公司合作的一组

(AEP—美利坚电力公司)，称为卡纳华河工程 (Kanawha river project)，这个最初的实用就称为“可控串联电容”，简称 CSC。

这个工程是试验性的，它只装在一相上面，并且只是用晶闸管阀投切 $1/6$ 的串联容抗，可以说是极初步的探讨，它于 1991~1992 年完成了现场试验。

Kanawha river 的有关系统如图 4.7，它是美国中部向大西洋沿岸送电的一部分。从 Baker 到 Broadford，从 Broadford 到 Jackson's fall 的两条 765kV 线路在出故障或停运时，由 Kanawha 河到 Funk 的 345kV 线路以及和它并行的 138kV 线路将过载。这条 345kV 线路长 174km，950MW 是极限输送容量，而故障时，即 765kV 线路停运时，它将超过 950MW。

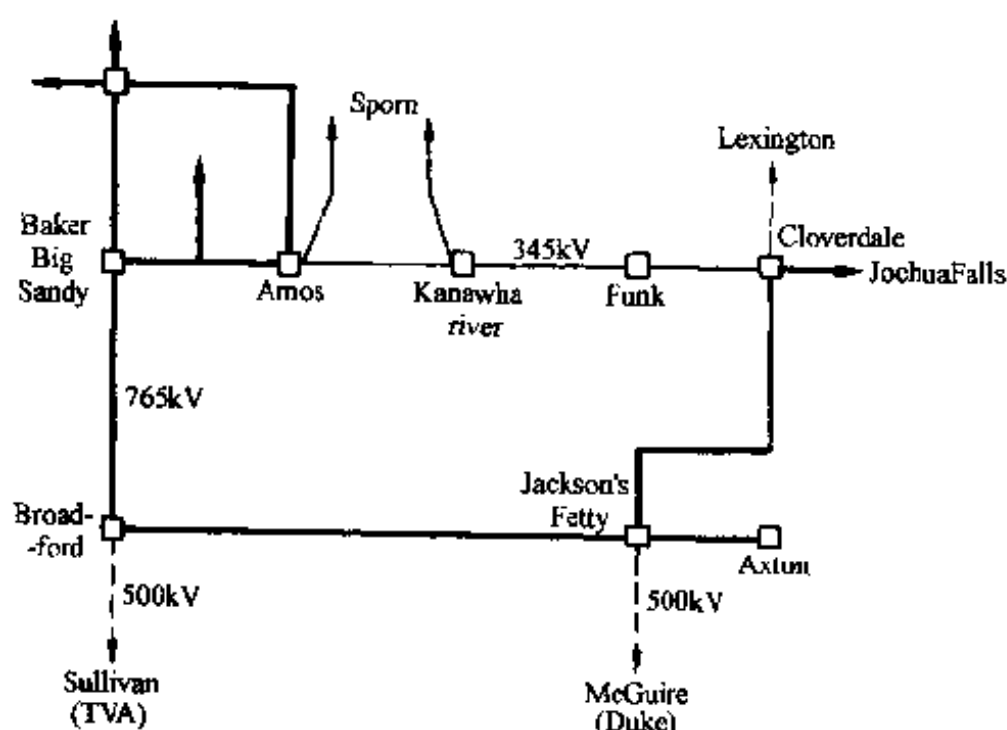


图 4.7 Kanawha river 系统 (AEP)

为了缓解事故送电的问题，应加入串联补偿。但在 Kanawha river 加串补不只增加到 Funk 的输电容量，而且增

大了线路的输电损耗，补偿度高，输电容量越大，有功损耗增加也越多，潮流计算如表 4.1 所示。

表 4.1

补偿度(%)	10.0	20.0	30.0	40.0	50.0	60.0
Kanawha river-Funk 潮流(MW)	504.0	539.0	579.0	625.0	680.0	745.0
AEP 增加损耗(MW)	0.5	1.4	2.6	4.3	6.6	10.0

如果用固定的补偿度，则在输电不需要那么大时，345kV 线路将多带负荷，但高压 765kV 减少负荷而增大损耗并不经济，最好是采用变化补偿度的方法，维持总的损耗最小，但又能满足输送功率的要求。经潮流分析，采取了补偿度 (X_c/X_L) 最大为 60%，而 10% 分成一步，能适合系统的条件。电容参数为：容量 788Mvar，2500A，42%，是 Kanawha river 到 Funk345kV 线路电抗的 60%，每相分为三个串联的段，各自的容抗是 10%、7 Ω ，20%、14 Ω ，这两组在一个绝缘平台上，另 30%、21 Ω 在一个平台上，如图 4.8。

电容器组由单台电容器串并联组成，每台容量 405kvar、60Hz，端电压 17.5kV，全膜介质，损耗很小，外附单台熔丝，每段电容器又分为并联的两组，用光变流器检测电流，用电流平衡保护以警报或切除电容器本身的故障。

晶闸管和晶闸管阀 只在第 2 相安装了一个晶闸管阀(开关)，与 10%段电容并联，阀体单独设置，内有晶闸管串，如图 4.8 中的 TW。

整组晶闸管的额定电压为 17.5kVrms，额定电流 2500Arms 连续，其 10min 额定电压是 26.25kVrms，10min 额定电流是 3750Arms，晶闸管由光直接触发。

阀体由两个套管支持，置于一个铁箱内，上部出线，晶

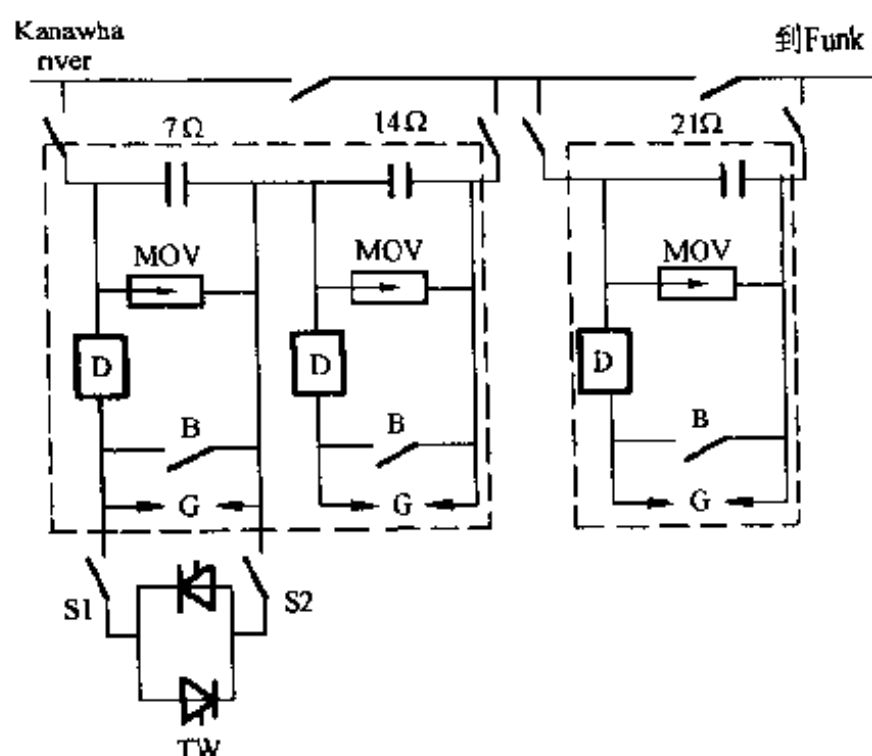


图 4.8 Kanawha river 串补单线图 (中间相)

MOV—避雷器；D—阻尼电路；G—火花间隙；B—旁路开关；
TW—晶闸管开关；S1、S2—开关

闸管用水冷却，水冷介质中水占 70%，乙二醇 30%。测量和触发用的光导纤维由支持套管传送至地电位的箱（基箱）内，冷却水管也由此通过。

为了减少湿度，保持高于外温的箱内湿度。由于晶闸管是光触发的 (LTT)，故阀箱内不需要辅助电源。

金属氧化物非线性电阻 (MOV) 避雷器是跨在每组电容器上，作为故障过电流的冲击保护，它的能量是按故障大电流电容器可能出现的最大容量设置的。Kanawha river-Funk 线路是水平排列导线不换相，因而边线和中间线的阻抗不同，边相可释放电能为 9.6MJ (兆焦尔)，中间相是边相的 1.566 倍，是 15.03MJ，据此选用的避雷器 MOV，边相 14MJ，中

间相 20MJ。

与电容并联的还有放电间隙，它经过阻尼电路与电容连接，见图 4.8 的 D 和 G，G 是触发间隙，在受到触发时放电，不能自己熄弧，运行中要靠旁路开关合闸才能熄弧。

阻尼回路 D 是一个空心电抗器与电阻和变阻器（非线性电阻）并联，其用途是阻尼间隙放电时引发的振荡，并限制电容器放电电流。

旁路开关和间隙直接并联，开关是普通 SF₆ 独立型，对地是全绝缘，操作机构经过改造，适合串联电容器要求的快速合闸。

继电保护和监控系统对全部非正常状态提供保护。保护设置在地电位，包括电容器电流不平衡，持续间隙放电，对平台闪络，以及超过 MOV 避雷器的工作能量，对于晶闸管开关有独立的保护。

晶闸管运行在全开关状态，用电压过零作为同步信号，其保护包括晶闸管过载过热，晶闸管故障和不同期触发。

经过研究，发现 Amos（见图 4.7）发电厂 2 号机会产生次同步谐振 (SSR)，它发生在系统容量小而补偿度为 50% 时，作为保护，在发生次同步谐振时，切除该发电机。

其他如绝缘问题等与常规串补相同。

Kanawha river-Funk 工程大略情况如上所述，它的性质显然是一项试验研究性项目，在实用上串补可能在这次工程上更具效果，而阀的快速操作是保护功能多于状态转换功能，因为在实际运行中其控制系统在晶闸管触发后随即合上旁路开关，在晶闸管要打开，投入串联电容时，旁路开关首先打开，再由晶闸管将电流断开使电流转入电容器，即电容器插入运行，因此阀的作用有限。

又由于它不能连续调节线路容抗，因此，一些电力电子技术能够快速平滑改变电抗电流的特点在此不能发挥，因而也不能平息次同步谐振，这也是这种开闭控制的缺点。据目前所知，以后的晶闸管控串联电容 (TSCS) 没有此类设计，而本工程为了 FACTS 项目做了先驱和开拓性试验，其价值不可忽视。

4.6.2 Kayenta 工程

这是一项 1992 年调试的工程，位于美国亚利桑那州东北部，是第一条按连续调节方式，3 相补偿的可控串补线路，但它只用晶闸管调节串联电容的 13%，其目的是为了取得对晶闸管控制阻抗的认识。由于这个工程已经进行了几次极重要的现场试验，并且考虑过较多的技术细节，在本书中也将给以多一点介绍，供参考。

工程所在的系统如图 4.9，处于一条 230kV 线路上，而系统是一个 500kV 与 345kV 组成的环形网，由于 60 年代末，次同步谐振多次发生在这里，所以此系统已为电力界所熟知。

工程由西门子公司与西部电管局共同筹划建设，串联电容设在 Kayenta 变电所内，线路电压 230kV，线路长度 320km，总串补电容器容量为 330Mvar。

Kayenta 工程的目的分两个部分，常规串联电容是为了提高 ClenCanyon 到 Shiprock 的输电稳定性，也为了支持 Kayenta 变电站的电压。其中 45Mvar 串联电容与晶闸管控电抗器 (TCR) 并联，是为了提供认识可控串补的行为，评价控制装置和保护装置的作用，在可控串补方面它是一个有研究价值的内容。

在 4.2 节稳态特性中已说明，如果在工频连续调节 α ，可以得到由容性到感性的很大的阻抗范围。在 Kayenta 串补的

可控部分，可由控制方式决定运行在什么阻抗，但正常运行时 α 在 $147^\circ \sim 180^\circ$ 之间，中间并联谐振必须避免，在不需串补或特殊原因（如保护阀体）下也可以运行在感性，例如 $\alpha = 90^\circ$ 时晶闸管全开。4.2 节所列的运行方式全部适用于此项工程。

控制方式能使可控部分用于以下目的：

1) 串联阻抗连续调节 (Vernier) 控制；
2) 串联阻抗调制 (modulation)，这是阻尼功率振荡的控制方式；

3) 输电电流调节控制；

4) 缓解次同步谐振 (SSR)；

5) 串联电容的过电流过电压保护。

这些控制调节方式都表现为稳定的或动态的阻抗变化控制，改变系统（局部）负荷潮流。

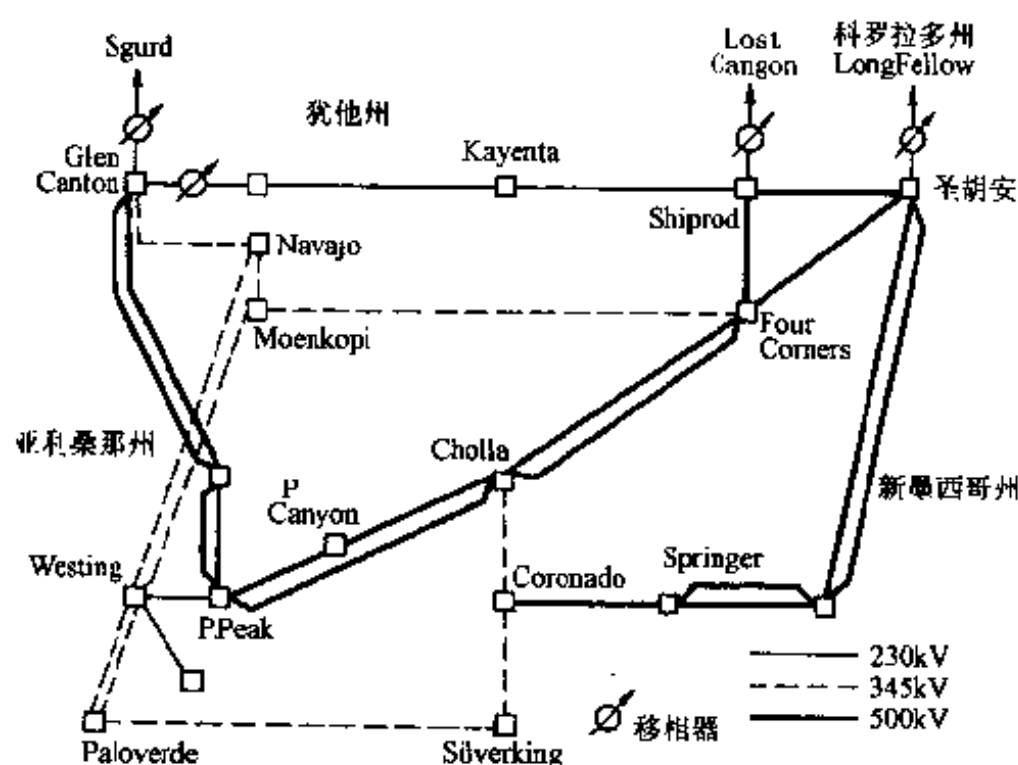


图 4.9 Kayenta 工程系统

工程的设备配置特点，图 4.10 表示串补的单线图，中间部分是 Kayenta 地方变电站，有关的参数和设备情况简介如下。

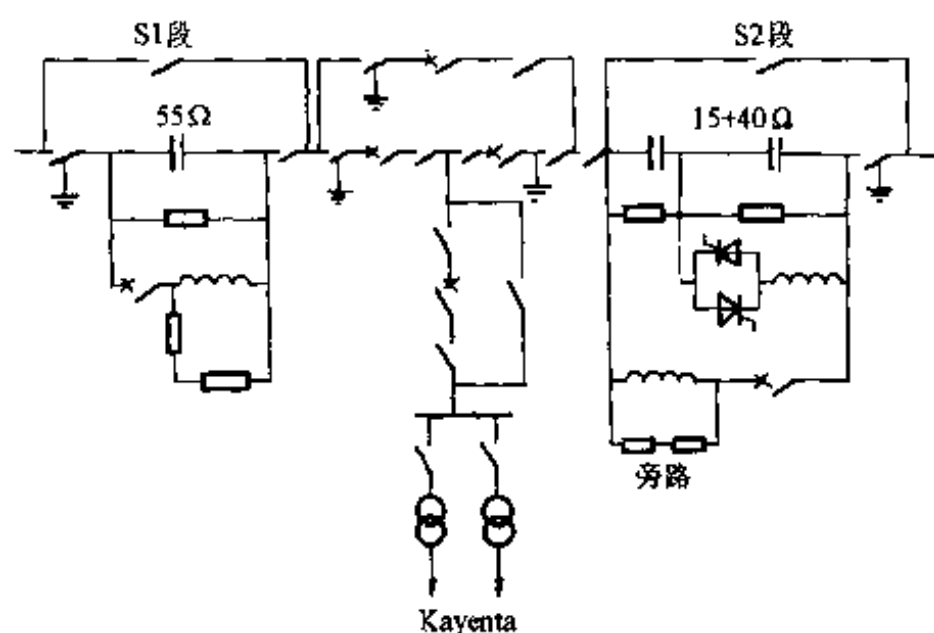


图 4.10 Kayenta 的可控串补和常规串补

晶闸管阀是西门子公司晶闸管控电抗器（TCR）的阀结构，防水室外密闭型。

晶闸管阀额定电压 $23.5\text{kV}_{\text{rms}}$ 连续， 36kV_{rms} 1min，额定电流 $1100\text{A}_{\text{rms}}$ 连续， $1890\text{A}_{\text{rms}}$ 1min，阀由晶闸管串并联组成。晶闸管额定值为 5.5kV 、 3.5kA ，11 个晶闸管串联，其中 1 个备用，晶闸管内的阀片直径 100mm 。以去离子水和乙二醇冷却，光纤触发和监视。使用 BOD（Break Over Diode）保护。

串联电容器分成 3 个段，其电容分别是 $48\mu\text{F}$ 、 $66\mu\text{F}$ 、 $177\mu\text{F}$ ， 60Hz 时，容抗是 55Ω 、 40Ω 和 15Ω ，电流额定值均为 1000A ，连续；1min 值为 1500A 、 1500A 、 1700A 。

电抗器的特点是：室外，空心干式空冷， 3.4mH ，每相

阀前后串两台，共 2.56Ω (60Hz)，品质因数 110，电流 1100Arms 连续，过载能力与晶闸管相同。

避雷器无放电间隙，选择 MOV 避雷器的责任能力考虑到故障相的分配、重合条件、旁路开关合闸时间，使它们互相配合。

电容器额定电压应为 55kV、40kV、15kV，(IZ) 分别为 1、2、3 段的值，保护水平选择为 2、2、2.2 (p.u.)，保护水平电压峰值为 156kV、114kV、46kV，设计能量为 37.3、27、9.7MJ (兆焦耳)，装设有 10% 的裕度量，实际装设为 43.4、31.9、11.6MJ。

在用 MOV 保护时，可控串补的晶闸管阀也起到过电压保护作用。当交流系统发生故障时，晶闸管阀导通，串在阀上的电抗器上的电压是 MOV 保护水平的 0.5，使所需 MOV 的容量大为减小。

Kayenta 可控串补的保护装置如下所述。

有关保护装置可以分为 3 部分，有串联补偿的系统的继电保护，常规串联电容本身的各种保护，对可控串补的专有的保护。

Kayenta 系统由于装设串补，这条线路和有关的继电保护几乎都换过。常规串补的保护和系统一起已在继电保护专业文献中详细讨论了，此处只介绍有关可控串补（及常规串补）采用的保护。

保护装置基本上是数字式的，保护用的数字设备与控制数字设备相互独立。由变流器从平台上测出串补各点电流量，见图 4.11，光纤传送到地电位，全部继电类型的保护设置在地电位。保护装置使用单独的软件。继电保护首先是检查可控串补各支路的电流，如果超过规定则动作，其动作是使旁

路开关合闸，或使触发角 α 为 90° ，即令晶闸管完全导通。

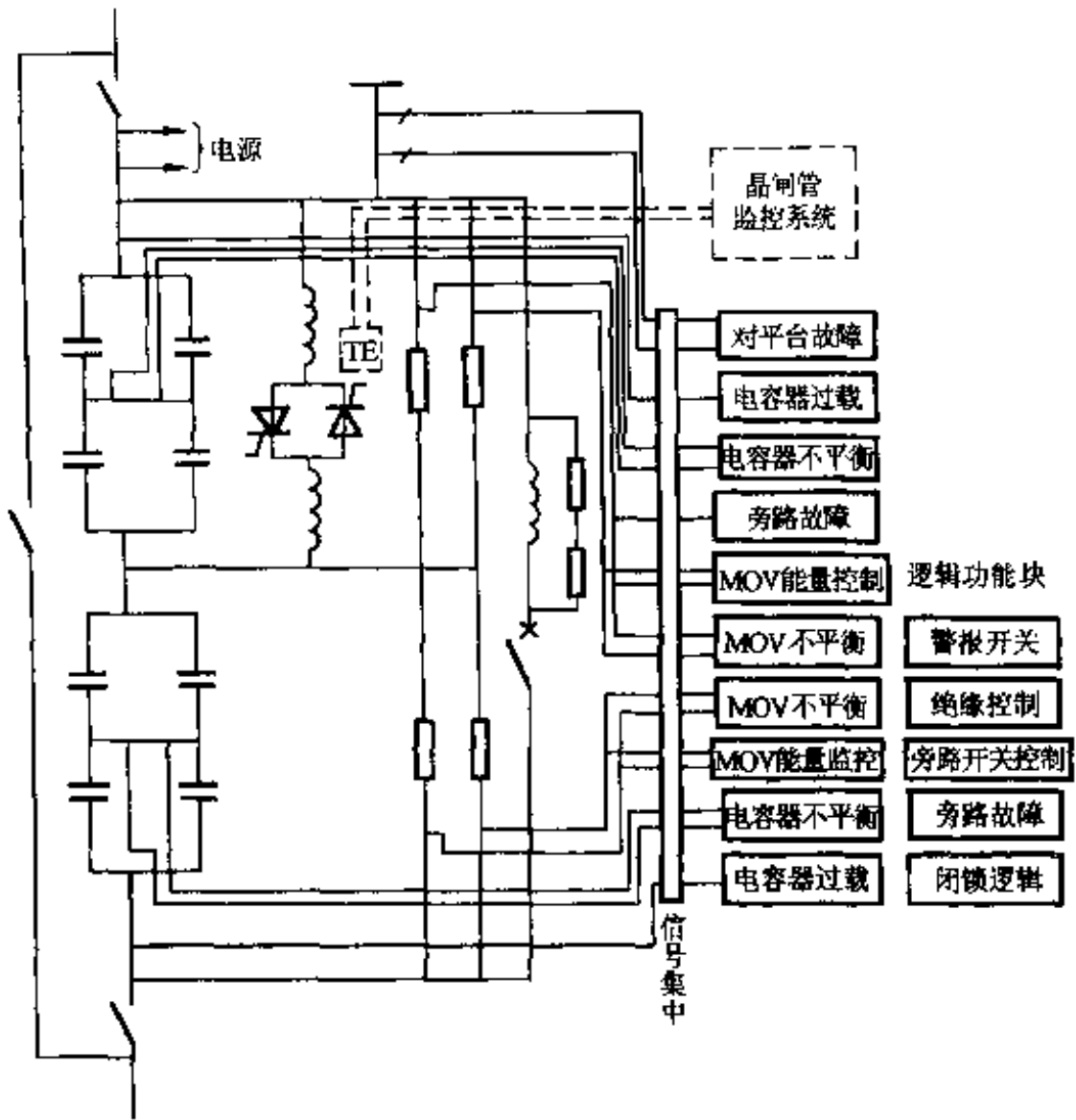


图 4.11 Kayenta 可控串补本身保护装置

图 4.11 不仅保护可控串补，其常规串补也用它保护，下面讨论有关设备的保护。Kayenta 的绝缘平台上需要工作电源，这个电源由“变流器”取来。

电容器保护与常规串联电容器保护相同，用 MOV 避雷器防止过电压。监测电流防止过载，单台用熔丝保护，而一台电容器损坏不致引起继电保护动作，可维持运行。电容器

组全体用平衡保护。继电保护动作过程是先将晶闸管的触发角 α 值于 180° 即全关闭，电抗器退出，旁路开关合闸。接到旁路开关打开的命令，首先晶闸管先触发，等待开关断开。

对避雷器的保护有两种，一个是 MOV 的电流观测，用以计算它吸收的能量，保护装置在能量超过额定值时动作。另一个是检测 MOV 桥的平衡，防止 MOV 的损坏。

对晶闸管的保护用监视设备，由光纤传送晶闸管每支的运行状态到保护系统，若一支晶闸管损坏，并不停止可控串补的运行，只是运行电流电压额定下降。如果晶闸管损坏还有 BOD 保护，BOD 在晶闸管任何原因过电压时动作，直接使这只晶闸管全导通，而不经过程可控串补的控制装置。

运行的特点和控制效果，在 Kayenta 工程调试前，已经用 EMTP（电磁暂态程序）对设备和系统进行了仿真研究，对控制系统的参数选择和动态分析作了充分的探索。部分研究结果已于 1993 年发表，此处将调试结果和用暂态网络分析仪（TNA）仿真的结果同时表示，也取自其报告。

可控串补的晶闸管控制由数字计算机执行，它相当于图 4.12 所示的调节框图。在控制性质上，4.3 式已介绍过，基本上可分为暂态和稳态调节。从方式分，有等待，连续调节，晶闸管投切电抗器。在等待方式上，触发角 α 为 180° ，相当于完全关断。当 α 角由某一值突然变为 180° ，则电容器上将截住电荷，使晶闸管正偏，阀仍然要继续导通几个周波，直到电容器正偏消失，才完全关断。完全关断，则可控串补回到容抗 15Ω 。

晶闸管投切方式（Thyristor Switched Reactor, TSR）是由某一状态转变为晶闸管触发角 α 为 90° ，即全导通状态。电抗器与电容器并联形成 3.1Ω 感抗，线路与未串补情况相似

而阻抗增大。此状态在前段保护中说明它用以降低故障时的电容电压。还可能遇到需要立即降低串补情况，以调配系统潮流。

连续调节阻抗方式，在 Kayenta 工程中被称为 ASC 方式，在此方式，触发角 α 在 180° 与 145° 之间连续调节，也就是其容抗在 60Ω 到 15Ω 之间变化，在连续调节中又有开环与闭环的区别。

连续调节开环方式是基本的运行方式，控制器设置一个基准阻抗 X_{ref} ，此信号经过一个非线性环节将阻抗变换成触发角 α ，再经过阀控电路触发晶闸管。改变 α 即改变串补阻抗从而改变线路阻抗。基准阻抗由系统和线路的运行要求确定。还可加入辅助因素以修正基准阻抗命令值。

连续调节的闭环方式用以维持线路电流为某一指定值 (I_{ref})，由改变线路阻抗使系统中其他通路与被控线路分配负荷。相当于图 4.12 中的 S1 闭合，线路电流 I_l 与 I_{ref} 比较，使调节结果为两电流之差为零。用其比较结果可算出线路所需

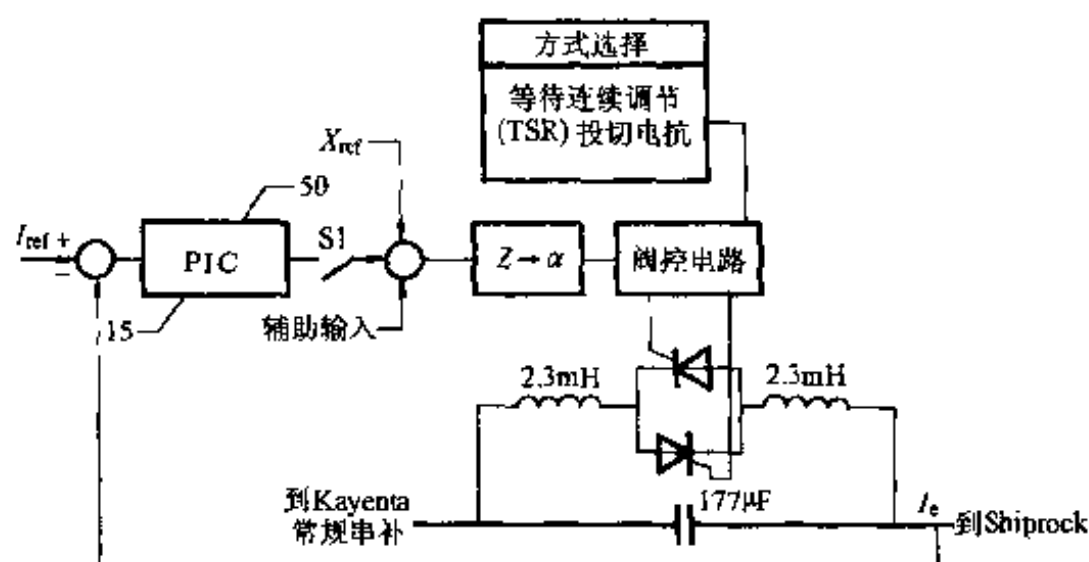


图 4.12 可控串补 (Kayenta) 的等值控制

I_{ref} , X_{ref} —基准电流和指定电抗值

阻抗转换为 α 角的值，进行闭环调节。

因上述原因，开环调节方式可称为固定阻抗调节，而闭环方式称为电流控制调节（方式）。

现场试验是在工程完成后进行的，这些试验反应了调节系统的控制能力，也能看到 Kayenta 系统的特点和行为，西门子公司和美国西部电管局对系统进行了有价值的试验，并且和暂态网络分析仪（TNA）的分析结果作了对比。但不足的是对于试验条件介绍不多，读者尚不能很方便地了解全部过程，这里对几幅试验结果稍作介绍。

图 4.13 是正常运行中可控串补阻抗受调节作用，由 23Ω

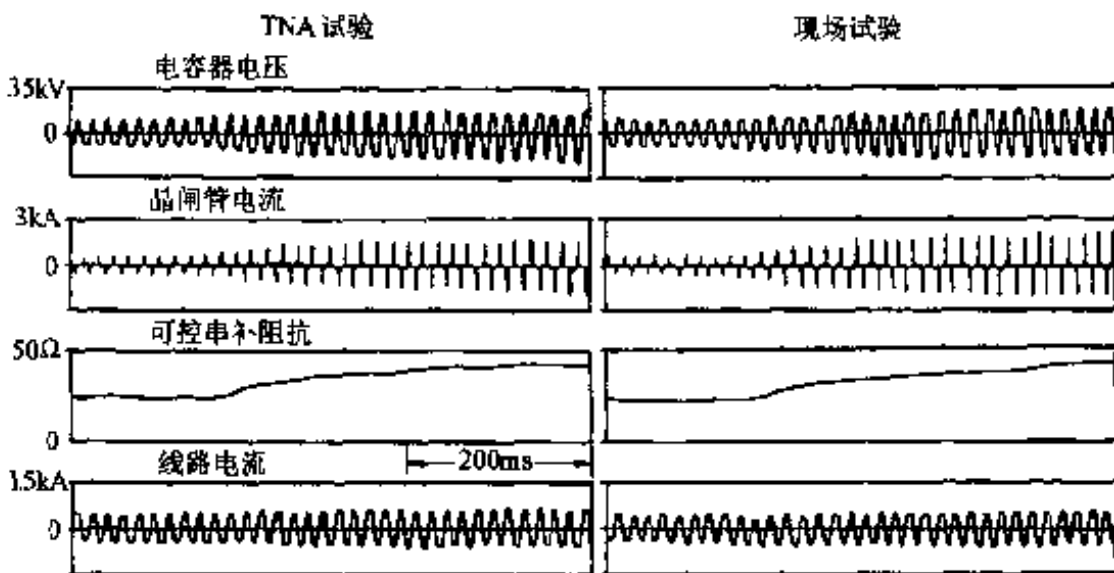


图 4.13 可控串补阻抗阶变试验及 TNA 分析 ($23\Omega \rightarrow 37\Omega$)

到 37Ω 阶变的反应过程。图 4.14 是阻抗由 37Ω 降到 17Ω 的调节过程，从这两个图上明显看到阻抗上升过程缓慢，接近 100ms 的变化时间，从阻抗下降过程看下降速度快，约在 $30 \sim 40\text{ms}$ 内完成。由于系统其他通道承担负荷变化，所以在阻抗改变时系统负荷也有若干变化。由于可控串补阻抗（容抗）增加意味着线路的补偿增加，线路阻抗下降，故线路负

荷分担量上升。可控串补阻抗下降，线路阻抗即上升，负荷分担量亦下降。

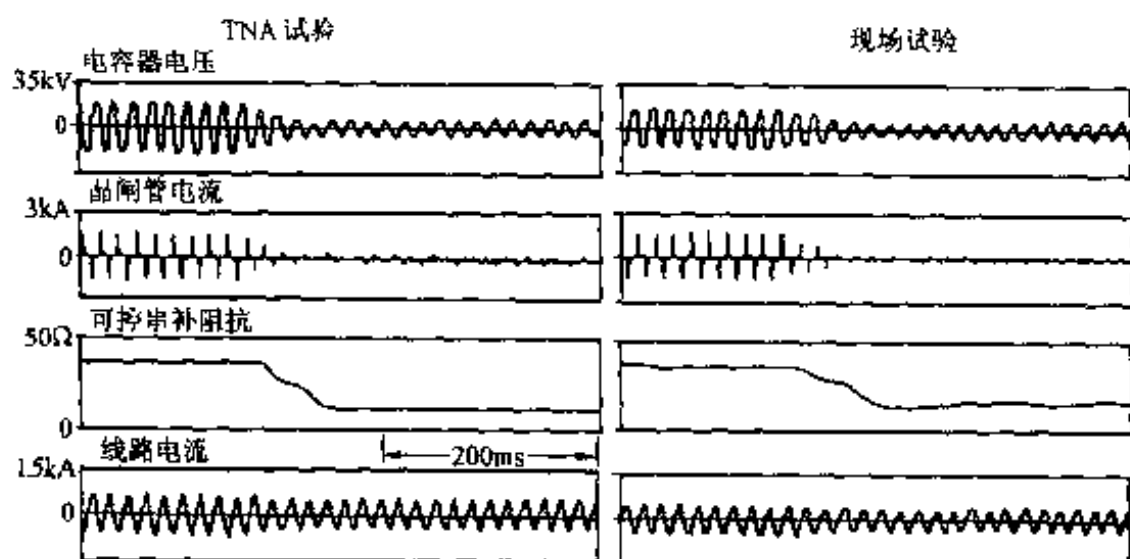


图 4.14 可控串补阻抗下降阶变试验
反应试验及 TNA 分析 ($37\Omega \rightarrow 17\Omega$)

可控串补对故障的作用值得重视，虽然这种作用在试验前已预料到。图 4.15 是三相短路接地故障中的反应，它用没有可控串补和有可控串补进行对比。

可控串补在故障中经一个周期即转为晶闸管全开，即晶闸管投切电抗器 (TSR) 方式，晶闸管和电抗器回路提供放电电流，使电容器电压下降，在故障后，电容器上的电荷（电压）也小很多。

故障开始后，由于转入 TSR 方式，使 MOV 的能量减少，从而也保护了 MOV 的安全，MOV 的能量在可控串补停止时达到 4.1MJ，有可控串补时降到 0.8MJ。这与抑制电容电压是同一放电作用。

在三相短路或其他大电流故障，也可由调节可控串补到较大阻抗范围而限制短路电流过大。

次同步谐波试验是重要验证之一，在本章 4.5 已介绍过这个问题，阻抗特性是在暂态网络分析仪上进行试验，使 GlenCanyon 的电源在 15Hz 到 55Hz 之间调制，形成 33.5Hz 的谐振频率。用 40Ω 固定串联电容运行，见图 4.16 左侧，同它对比，可控串补在 40Ω 没有发生次同步谐振，见图 4.16 的右侧。据分析得知，固定 $40\Omega + 15\Omega$ 时产生 26.5Hz 的次同步频率，而运行可控串补对此频率呈感性。

4.6.3 Slatt 工程

这项工程处于美国西北部，是美国电力研究院支援的试验性的研究项目，于 1993 年 9 月曾举行投入运行的庆祝活动，现将这项工程及相应的一些研究内容作较详细的说明，由于所收到的资料不充足，有些问题可能理解有误，另外也有一些试验未见公布结果，尚待今后收集。

这项工程开始是美国电科院征求各电力公司合作，提供可控串补的试运行条件，BPA 公司提出 3 个可供选择的现场，由电科院决定取舍，最后选定 Slatt 串联电容工程作为可

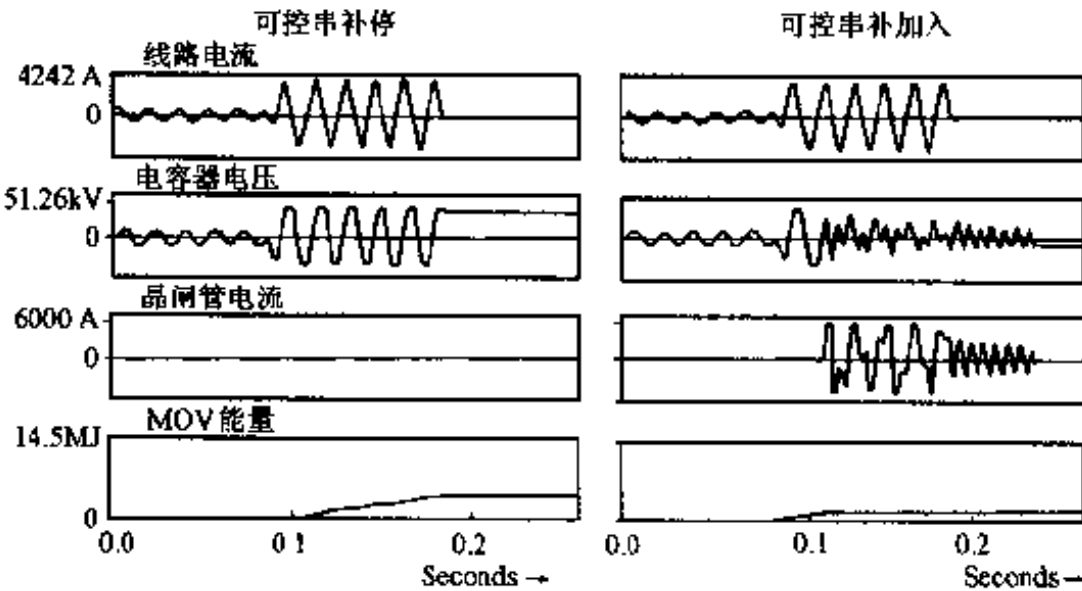


图 4.15 三相短路接地时有可控串补和一般串补的对比试验结果

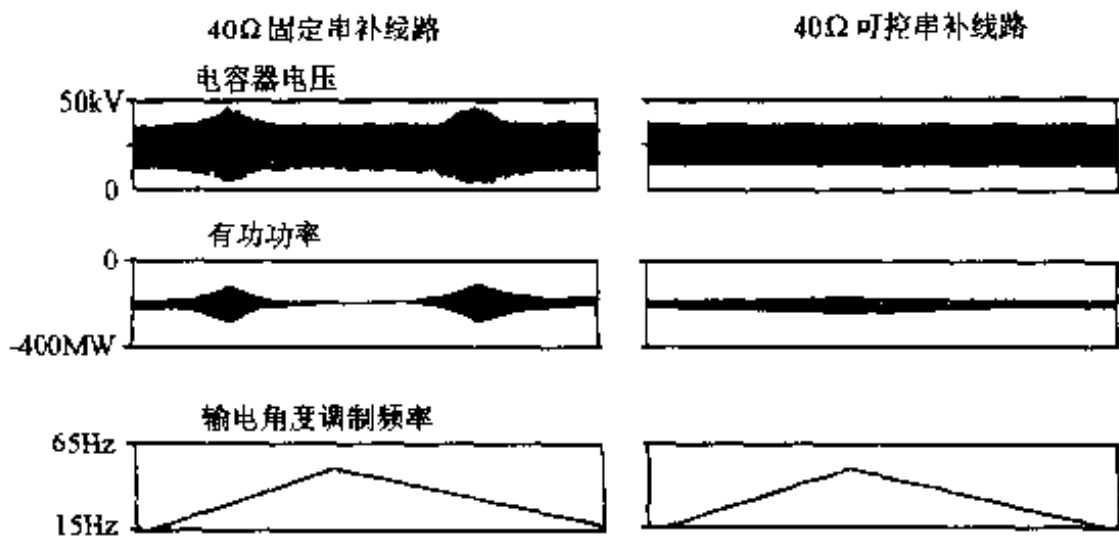


图 4.16 次同步谐振的 TNA 试验

控串补的实现场所。从这个过程可知, Slatt 工程的目的在于可控串补技术的研究实践, 而不在于实现系统运行的必要性。从图 4.17 也可看出可控串补 TCSC 所处位置, 并可估计它的可能作用。

对 Slatt 进行技术研究和供应设备的是通用电气公司 (GE)。在设计和实现时, 采用了许多已有的技术。大致上, 串补部分采用了商品串补的部件和设计。触发系统采用商品的电拖动系统的技术, 以及控制设备。对于电业工程最重要的一环, 即获得高可靠性, 采用 EPRI 的 UNIRAM 作为可靠性设计软件。以静止补偿器 SVC 的通用指标作为可控串补的指标。

这和西门于公司在 Kayenta 工程中的做法相同。可以认为可控串补工程绝大部分采用已有技术, 如常规串补、电力拖动以及静止补偿器技术。

Slatt 可控串补工程每相有 6 组构件 (模块), 每组并联一个串联的电抗和晶闸管阀, 如图 4.18。整个 6 组串补放在一个绝缘平台上, 电容器和晶闸管阀对平台面又是绝缘的。例

如电容器的装设钢构架用绝缘子支持，这样可以保持 6 组间互联隔开的状态。每组电容被旁路或被插入线路，可独立执行。平台上的串补设备由地电位的控制器控制，其信号传送通过光纤，是目前唯一可选用的通信方法。

设备的主要总体参数如下：

正常系统电压（线—线）	500kV
三相总的补偿容量， Q_c	202Mvar
额定线电流， I_c	2900A (1.0p. u.)
30min 过电流允许值	4350A (1.5p. u.)
1min 过电流允许值	5800A (2.0p. u.)

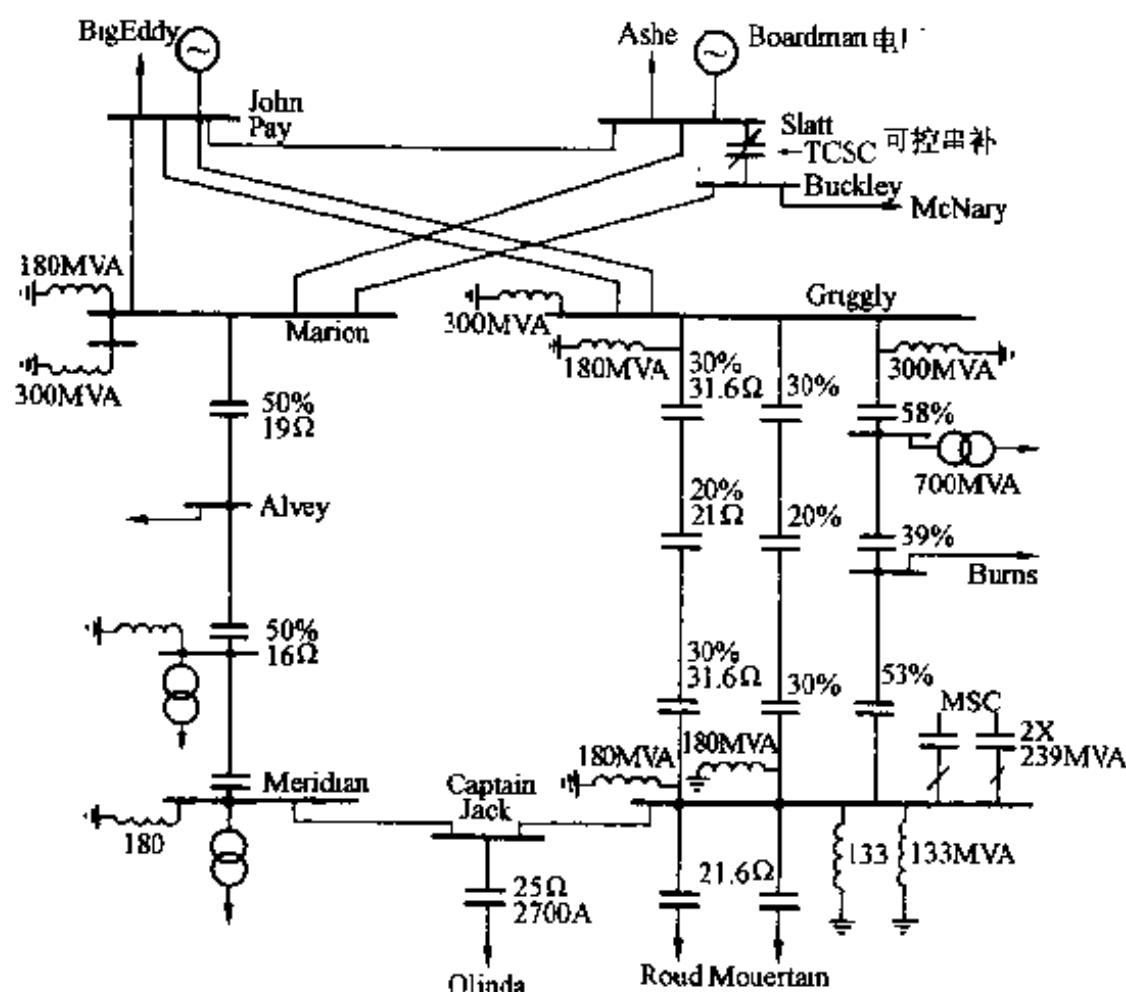


图 4.17 Slatt 可控串补所在系统及其位置 (500kV 部分)

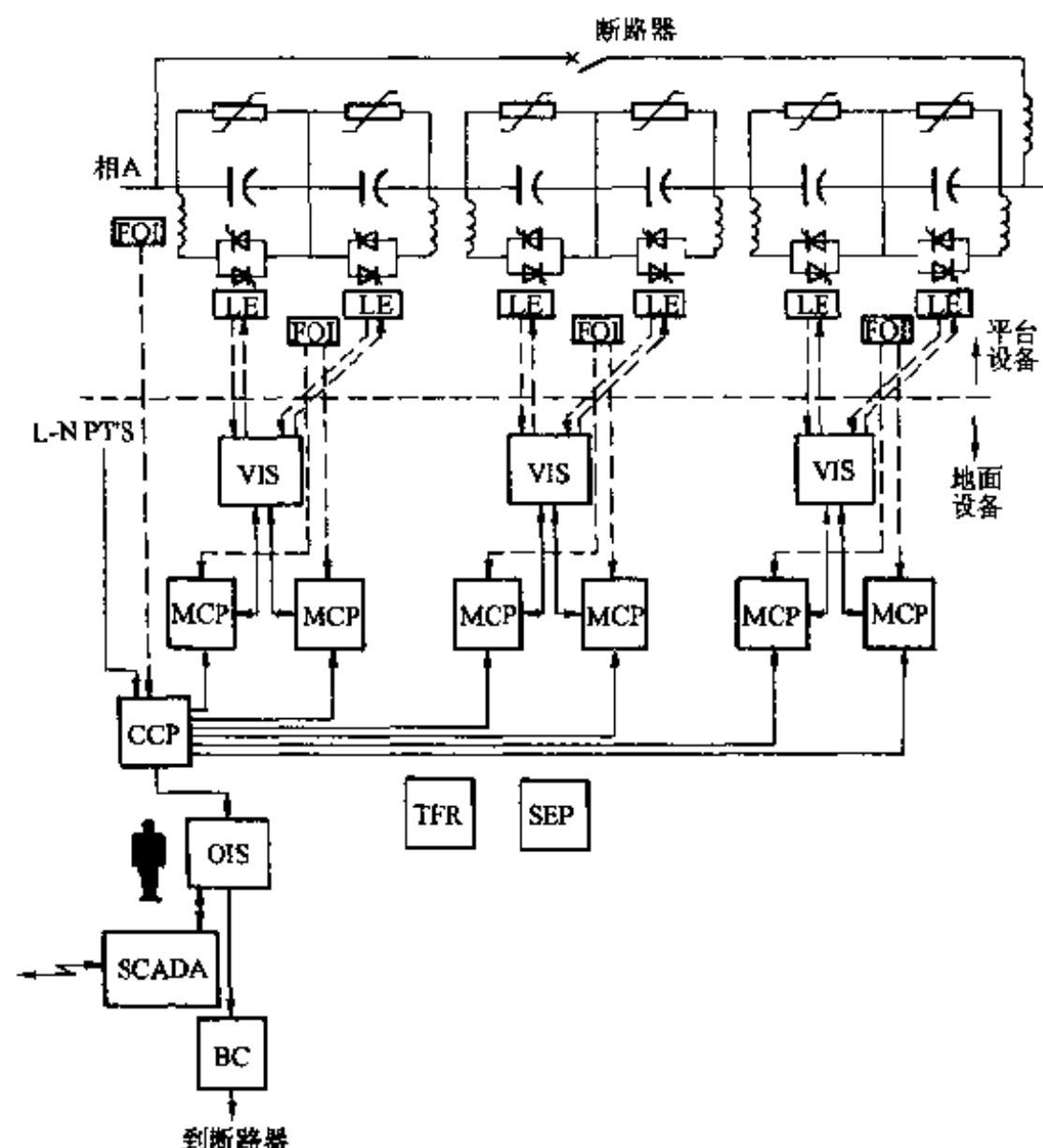


图 4.18 可控串补的主要结构 (GE)

VIS—阀界面系统；MCP—组件控制和保护；CCP—共用控制和保护；SER—顺序事件记录器；TFR—瞬时故障记录；OIS—操作员界面系统；FOI—光纤接口；LE—各阀电位电子器件；BC—断路器控制；SCADA—数据采集系统

每相总容抗 8Ω

每相串联晶闸管构件， m 6 级

单个构件 (module) 参数如下：

通过可控串补的故障电流 (RMS 值) 20.3kA

晶闸管最大不对称电流峰值	60kA
常规电压 (RMS 值), E_c	3.87kV (1.0p. u.)
保护水平峰值	12.03V (2.2p. u.)
电容	1.989 μ F
晶闸管级	5 (包括 1 级备用)
以上参数间的关系是	

$$Q_c = 3.0 E_c I_c m$$

可控串补所用晶闸管, 现在可用一般晶闸管, 最好是用特制的, Slatt 工程所用的晶闸管也是通用公司专门研制的, 其特点是, 可控串补的晶闸管在它开始导通时会承受极大的电流冲击, 即在极短时间内遭遇很大的电流, 这与高压直流输电和静止补偿器不同, 它们的电流上升受到触发和控制器的控制, 以及系统较大电感的作用。而可控串补晶闸管导通开始处于电流源的状态。图 4.19 展示这种专用晶闸管的电压电流特性, 从它的开始导通状态表现可知, 它有很好的电流扩散能力, 在 3.2ms 时达到 69kA, 温度 360℃。据报导, Slatt 工程特制的晶闸管直径 100mm, 额定电压 3.3kV, 正向压降 1.4V。晶闸管门极布置呈 6 个 Y 形的分支状。就其额定电压看, 它有 5 个 (冗 1), 实际可用 4 个晶闸管支持一个构件, 4 个晶闸管额定电压 13.2kV, 构件 (一层) 的额定电压是 $\sqrt{2} \times 3.87 = 5.47$ (kV), 晶闸管额定电压为构件电压的 2.4 倍, 按现在工程上通用的说法, 即晶闸管额定电压 (峰) 与工作额定电压 (RMS) 之比, 是 3.4 倍。这种晶闸管有承担较大的电流冲击的能力, 也同时有较大的电流上升率强度, 它的 di/dt 大于 1000A/ μ s。

每相的一个 500kV 绝缘平台现在的尺寸是 14.6m $\times$ 12.8m。在将来由于扩建的需要, 平台的 14.6m 长度将增加,

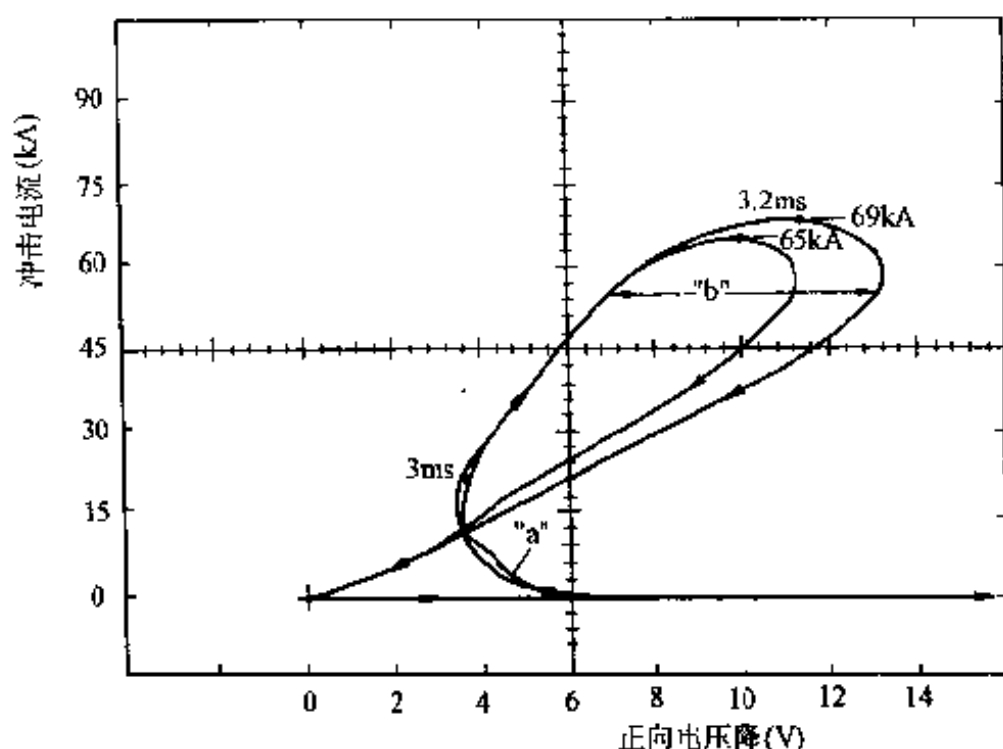


图 4.19 TSC 用晶闸管 (100mm, 3.3kV) 电压电流特性

形成长形绝缘平台, 电容器分为 6 架。晶闸管阀有 3 个柜, 即两个阀体在一个柜里和阀串联的电抗器是双叠的, 也就是两个电抗器叠在一起。

可控串补的控制功能是设计得相当完备的。控制分成两级, 即构件控制和总控制。除此之外还接受调度的调配控制命令。

构件控制按总控的要求进行较集中的控制功能, 包括:

(1) 电抗控制, 接受总控的信号, 调节晶闸管触发角满足对基波电抗值的要求。

(2) 抑制同步机次同步谐振的电压调制功能, 构件控制要维持系统所需要的电抗值, 调制正序阻抗以阻尼扭振。

(3) 构件控制晶闸管完全开通, 使电容被旁路。

上一级的控制称为总控制, 大部分控制功能在总控制之

内, 它从电压电流互感器接受信息, 产生闭环所需反馈信号, 从局部盘接受操作员命令, 也通过数据采集系统(SCADA)接受信息和命令。Scada 集中了系统全部有关的信息, 串补站的信息也传送到 SCADA 系统, 下面列出总控的几种主要控制功能。

(1) 计划控制是总控制中最基本的控制。它要先有一个电抗的设定值, 经过较长的时间使稳态功率潮流达到新的平衡, 为了不影响电力系统的稳定性, 调节的时间常数是 10s 或更多。Slatt 工程的计划控制可以是自动的, 由功率调节器改变电抗值, 并且可以从调节的结果观察进程, 因此调节可以是闭环的, 也可以通过操作员手动进行。

(2) 功率摆动阻尼控制 (PSDC)。它是反应功率摇摆以 0.3Hz 到 1.5Hz 的调制形态进行控制, 目的是增强系统对主干扰的阻尼作用。功率摆动控制事实上是在串补设定电抗的平均值上, 作微小的电抗波动(调制), 而这种波动是靠改变晶闸管的导通角形成的, 只是调制波动的频率是按功率摇摆的频率, 在调制的频率和幅度的变化可用以阻尼其他类型的振荡。

(3) 暂态稳定控制 (TSC)。这是 BPA 公司电力系统的常规控制, 它是开环的, 开关动作信号起动, 按预定程序反应系统的大扰动。

(4) 次同步谐振阻尼控制 (SSRDC)。阻尼次同步谐振是可控率补的重要功能。缓解或消除次同步谐振在 Slatt 可控串补试验了两个方法, 一种是最小水平的电抗法, 在本章 4.5 已介绍过, Slatt 工程对此种方式进行了对比研究。图 4.20 是普通率补与可控串补在次同步谐振时的不同表现, 其中图 4.20 (b) 是可控串补在构件级控制中控制触发角出现的改善情

况。

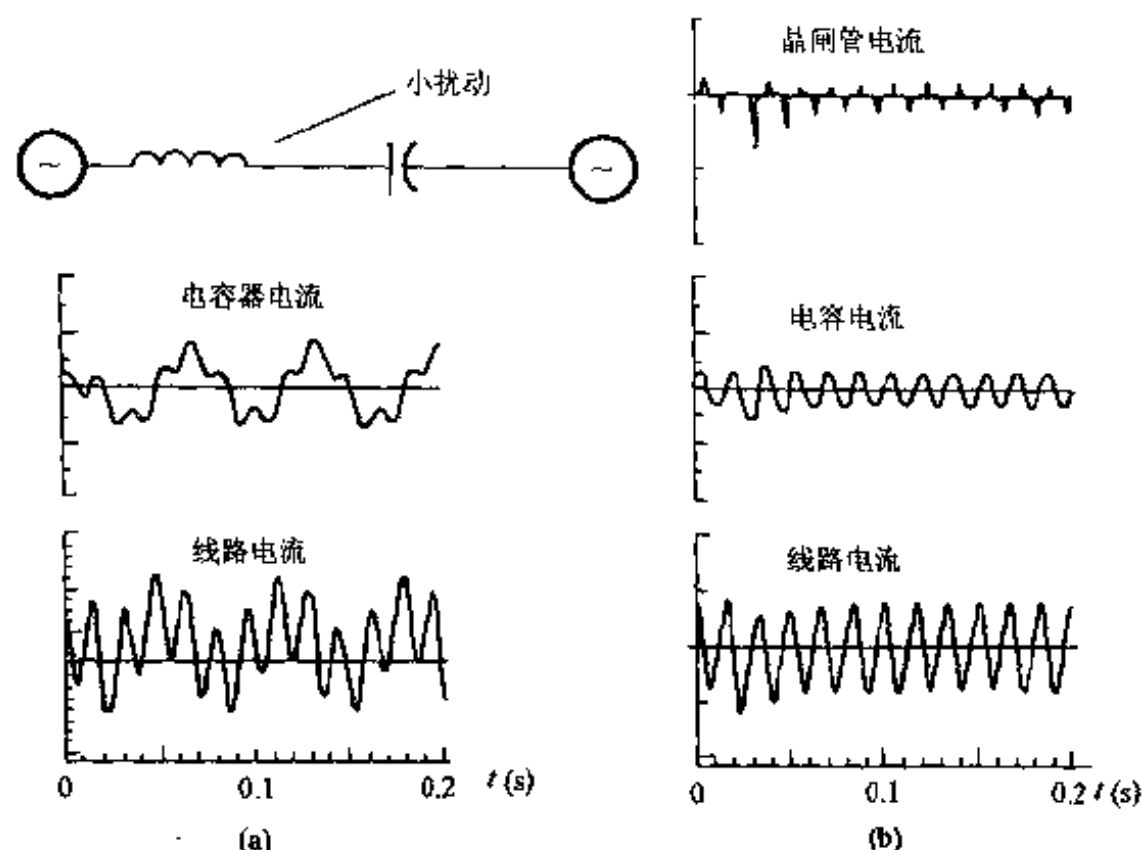


图 4.20 触发角调制抑制次同步谐振 (GE)

(a) 普通串联电容补偿; (b) 晶闸管控串联电容用触发角控制

用最小水平电抗法缓解次同步谐振作用是不够的, Slatt 工程也采用了调制方式。在串补现场测出电压电流, 以此推断远处发电机的转速由总控向构件控制发出阻抗调制信号, 即相应调制晶闸管的触发角以阻尼发电机的次同步谐振。

(5) 过载管理。它是总控制的功能之一, 目的是为了充分利用电容器的短时间过载能力, 又不严重影响它的寿命, 这样做可以防止过多旁路动作。

(6) 构件命令分配管理 (MODL)。它接受全部各种总控命令, 调配全部构件, 使构件的不同组合能最好地完成控制目的。在分配管理中首先是处理次同步振荡, 建立最小阻抗

时最少的串联构件，其次是处理稳态的计划调节电抗达到最小损耗或尽可能平滑调节。

在构件管理中还要接受各构件的状态信息，信息分为可用、差、不可用三级，管理则注意到这些信息在分配上反应出来，并尽可能使可用的块投入运行。“不可用”指构件保护动作表明它存在问题或正在维修中。“差”则表示冗余串联不存在或其他原因。

各构块的电容有时投入，有时被旁路，它们的投切顺序由构件分配管理自动地进行，使可用的构块都有机会加入运行。这种投切是循环的。如果长时间投入而没有切换，则按预定时间，如 1h 自动地换到下一个构块投运。

保护功能，有大部分保护是常规串补也有的，有一部分是可控串补特有的。可控串补本身也对系统有多种保护作用，如果充分利用可控串补本身的保护作用，可以产生很好的效果。

保护功能由构件级和总控级分担，总控级保护全体构件共同问题，即需要由晶闸管或断路器旁路的事件，总控保护包括：

- (1) 线路过负荷及故障：
 - 1) 瞬时线路过电流；
 - 2) 线路一时间过电流；
 - 3) 线路一时间低电流；
 - 4) 次同步谐振时间过电流。
- (2) 系统故障：
 - 1) 总控系统故障，通信故障；
 - 2) 旁路断路器主体故障。
- (3) 可控串补设备故障：

- 1) 绝缘平台故障;
- 2) 旁路断路器故障后备;
- 3) 地面控制系统电源低电压;
- 4) 晶闸管冷却系统故障。

4.6.4 国内研究进展

我国串联补偿输电方式长期中止发展,造成对串补的生疏。在 FACTS 建议的推动启发下,串联补偿重新受到重视,有的电业部门愿意用可控串补解决其长距离输电问题。

中国电科院、清华大学、东北电管局等单位共同对黑龙江省伊敏冯屯 500kV 输电线采用可控串补的可能性及其效果和技术特点进行了研究,这项研究的前期内容包括:

- 1) 经济效果;
- 2) 基本参数的选定;
- 3) 可控串补影响下的系统特性;
- 4) 控制系统的动态模拟;
- 5) 系统性能及过电压的数字仿真,电磁暂态及绝缘配合,晶闸管串联机理;
- 6) 防止次同步谐振的方法。

这次研究对今后可控串补的采用和发展会有很大的影响。

5 电力有源滤波器 (主动滤波器)

5.1 概 述

80 年代以前, 电力滤波器只有无源滤波器, 也称为调谐滤波器, 它是一组调谐电路。最简单的无源滤波器 (简称滤波器) 是一组串联的电感器、电容器和电阻元件。它们在所要滤去的某频率谐振, 即在此频率时电感器的感抗和电容器的容抗在数值上相等。由于容抗是负值, 所以在谐振频率只有电阻存在, 电抗的数值被抵消, 滤波器呈现低阻抗状态, 使谐振频率的电流容易通过, 同时在滤波器端只有此频率的很小的电压降存在。换句话说, 滤波器为谐波电流设置一条易走的通道, 限制这个频率的谐波电流流向系统。

还有其他结构不完全相同的无源调谐滤波器, 但应用在电力方面的都和这个模式相似。例如双调谐滤波器, 它可能有两个谐振频率, 对某一频率以上都提供较低阻抗的高通滤波器等。

各种滤波器都是通过调谐共振频率来滤除某次谐波或某个频率的电压电流, 且都采用电感、电容、电阻的模拟类型。滤波器式样繁多, 功能各异或相似, 被广泛用在通信领域, 近 30 年也用于控制回路中。50 年代末出现的数字滤波与此不同, 它不用电感电容元件的谐振或频率阻抗关系, 而是采用一种数字算法, 指出此电路中有多少数量的谐波。这类滤波

器在控制系统和数字处理、数据通信中广为利用。电力滤波的特点是：①电压高，从几百伏到几十万伏，国内 50 万 V 及以下的交流和直流系统有的装设了滤波器；②要滤过的电流很大，可能达到数百或数千安。因此，它的设计和考虑的问题与控制信号通信等必有一些不同的地方。

通信中早已使用了有源滤波器，其中许多采用了电阻和电容器的较复杂接法，它们一般由放大器及反馈电路构成，例如双 T 滤波器等。但这些有源滤波器不便于制成高压大容量的形式。

现在出现的电力有源滤波器利用了上述无源滤波器的技术理论和方法构成有源滤波器的控制装置。因此了解电力有源滤波器往往要了解前述无源滤波器和电信控制用的有源滤波器。

电力无源滤波器本身的一个特点就是在某一频率谐振，例如 3 次谐波滤波器应在 150Hz 及其附近谐振成低阻抗。它在低于 150Hz 时呈容性，高于 150Hz 时呈感性。如果在 100Hz 或靠近 150Hz 与另外一个电路组成并联谐振，而系统中又有相当数量的 2 次谐波 (100Hz) 或 3 次谐波电流，那么这种并联谐振将导致高电压和大电流，它们超过一定限度会引起麻烦，例如高频放电、过流跳闸等问题。在设计滤波器时，可以针对系统情况加以避免。但因对系统了解不够成系统谐波参数变化，有时仍会发生谐振事故。有源滤波器不会发生谐振问题。即使在控制环节中使用了谐振回路或频率有关电路，都不会产生上述谐振。这就是电力有源滤波器受到重视的主要原因。还有一些原因，例如电力有源滤波器所占空间很小，可望投资日益下降，并越来越受到注意，目前电力有源滤波器正向完善化发展。

5.2 电力有源滤波器的现状和技术要求

由于电力有源滤波器有上节所述不产生并联谐振的优点，加上新技术吸引人的特点，试制开发的人很多。这样促使电力有源滤波器在 80 年代后期逐渐实用化，从试验室走向系统应用岗位。我国实际应用并经过鉴定的是北京电力科学研究院和冶金科学研究院共同制成的，用于 380V 三相系统的 50kVA 电力有源滤波器。

其他国家制成的也有，其中日本是制造及使用广泛的国家。他们的一些电机制造工业生产的产品在电网及许多电力用户运行。其制成品的情况在表 5.1 中列出。下面同时讨论一些技术要求。

表 5.1 日本各厂制有源滤波器规范

参 数	富士电机	明电舍	三菱电机	日 新	东 芝	东洋电机
容 量 (kVA)	50,75, 100,150, 200,300, 400	50,75, 100,150, 200,300, 400	10,50, 100,150, 200,400, 800,1200, 1600,2000, 3 个系列, 10 种	50,100, 150,200, 300,400	150,250, 500,750, 1000	25,50, 100,200, 400,800
电 压	220V ±10%	400V/440V ±10%，其 他电压可选	220V、 100kVA 以 上，可 接变压器， 用于高压	440V， 6.6kV	400/440V， 200V/220V， 6.6kV	400/440V ±10%， 200/220V ±10%， 可接变压 器，用于高 压

续表

参 数	富士电机	明电舍	三菱电机	日 新	东 芝	东洋电机
频 率	50/60Hz ±2%	50/60Hz ±5%	—	50/60Hz ±2%	50/60Hz ±2%	50/60Hz
有效谐 波次数	2~25 次	2~19 次	2~25 次	19 次以下 任意次数	2~13 次	2~25 次
补偿率*	80%	85%	80%	80%	80%	80%
环 境	室 内 型					
温 度	0~40℃	0~40℃	0~40℃	0~40℃	-5~40℃	0~40℃
湿 度	30%~ 90%	<85%	<85%	<85%	<85%	<85%
噪 声	<70dB	62dB(50、 100kVA) 70dB(300、 400kVA) 65dB(150、 200kVA)	—	<70dB	<70dB	

* 按日本电气学会电力用有源滤波器调查专门委员会定义：

$$\text{补偿率} = \left[1 - \sqrt{\frac{\sum i_{sn}^2}{\sum i_{Ln}^2}} \right] \times 100\%$$

式中 i_{sn} ——系统 n 次谐波电流；
 i_{Ln} ——负荷侧 n 次谐波电流。

从表 5.1 所提供的情况，得知 1991 年日本已制成的电力有源滤波器最大容量是 2000kVA，全是在相产品，核心部分都是 400V 电压等级，经过变压器的，可以用在 6.6kV 上，结构见图 5.1。

对于频宽，日本富士、日新电机等规定为 ±2%，而明电舍规定为 ±5%。这个问题也还有争论，如果和无源滤波器的运行经验对照，±2% 的频率偏移已经足够，不过应该注意两种滤波器对频率范围和偏差的概念并不相同。对于无源滤波

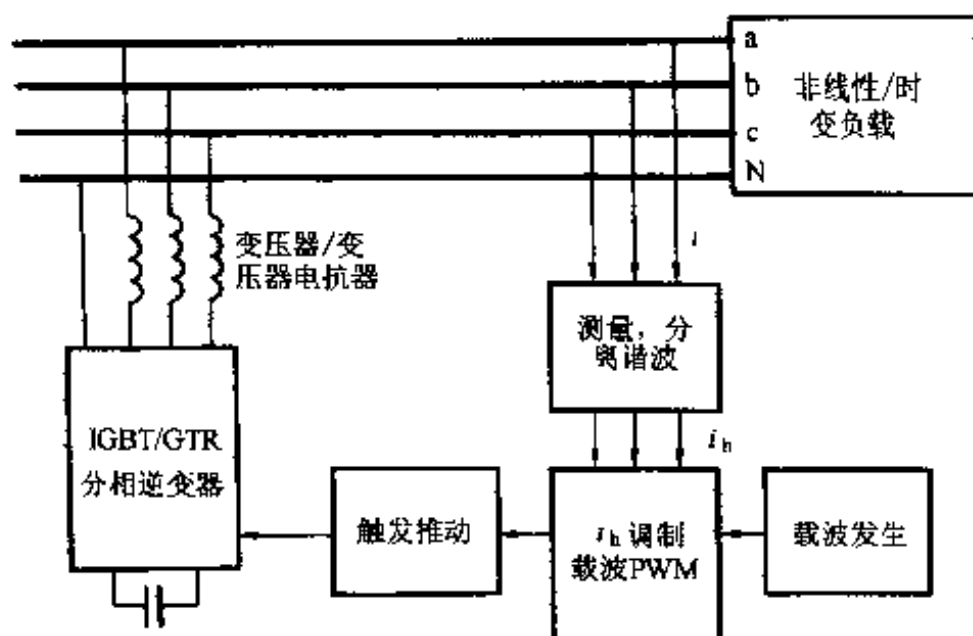


图 5.1 有源滤波器结构

器，频差是一个复合的内容，它包含三个部分，首先是系统工频（基波）的偏差，还有电容器由于外部和内部原因引起的等值频率偏差，以及电抗器引起的等值频率偏差。而在有源滤波器，只包括第一项，即系统运行频率偏差，其适应范围较大。

现在的电力有源滤波器（简称有源滤波器或 AF）的基本结构是一个逆变器，它能发出与电力线上相同的谐波电流，这样就为谐波电流建立了一个新通道而不流入系统或电源去。有两种产生谐波的方式，一种是分析电流波形后，消除分析出的各次谐波，另一种是尽量消除全部谐波。从表 5.1 可以看出两者的区别，由于逆变器的开关频率不可能太高，所以抑制的谐波有一个上限。能滤掉的谐波最高次数称为滤波器能力范围。多数公司的滤波能力在 25 次以下。

电力有源滤波器的容量是人工定义的，与实际传送或发生容量不完全相同，可以定义为有源滤波器容量 = $\sqrt{3} \times$ 系

统电压 $\times \sqrt{\sum I_n^2}$ 。

有的人称它为补偿容量。

5.3 电力有源滤波器的原理

前两节已说明无源滤波器即串联调谐滤波器，它不需另外加电源。这里所述的电力有源滤波器，在主回路并不需另外加电源。其主体是一个逆变器，在直流侧有一个维持直流电压的电容器，经过逆变器产生交流电与系统相连，如图 5.2 所示。

逆变器是一个脉宽调制 (PWM) 的电压型逆变器，它由 C_{dc} 提供逆变用的直流电压 U_d ，这个电压由逆变器从系统补充

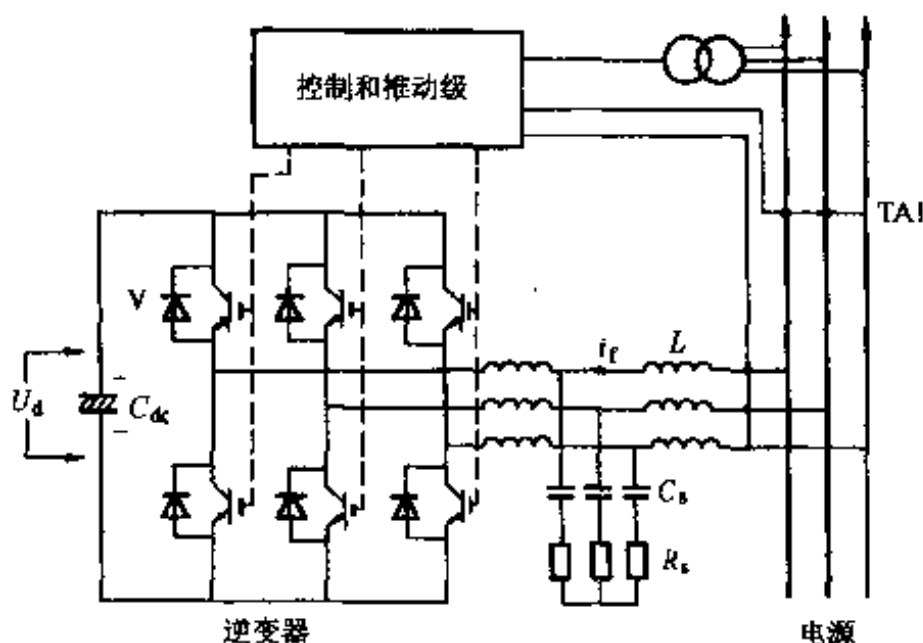


图 5.2 概念的 IGBT 逆变型的电力有源滤波器

IGBT—绝缘门双极晶体管； C_{dc} —直流电容器； L —耦合电抗器；

C_s —缓冲用电容； R_s —电阻； V —快恢复二极管；

U_d —直流电压；TA1—负载电流互感器

或取得。逆变器的脉宽调制策略是按系统流过的谐波电流产生逆变器输出电流。从图 5.2 可看出，负载需求的谐波电流由逆变器经过 L 供给，电源可以只供应基波电流。换个说法，负载产生的谐波电流流向逆变器，系统只通过基波电流。如果负载电流 i_L 是占 120° 的方波，加入波形如 i_i 的谐波电流，如图 5.3，在电源侧输入的就成为正弦波。

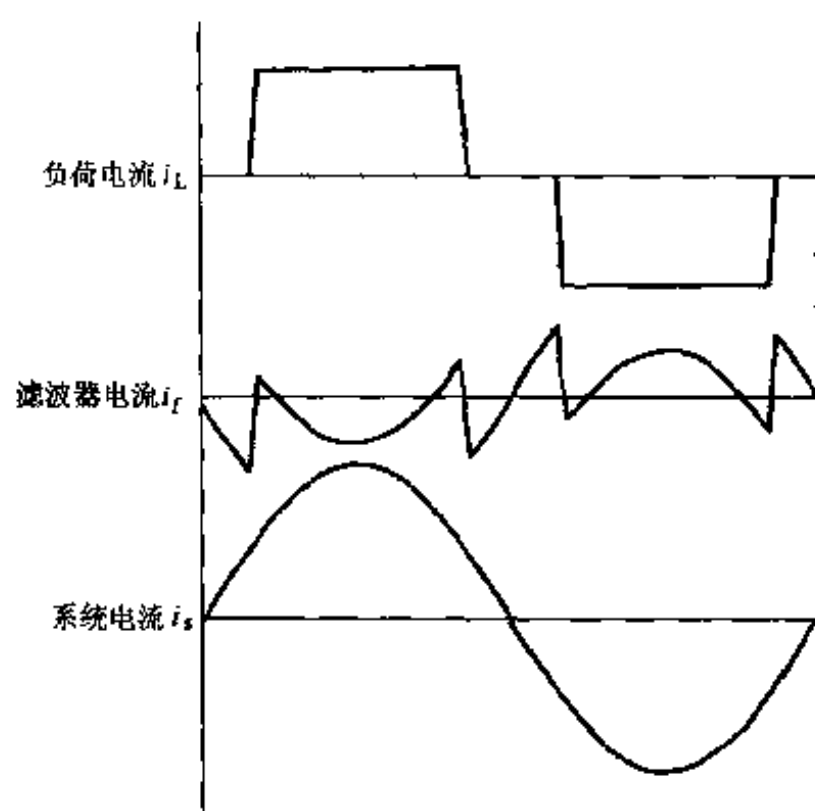


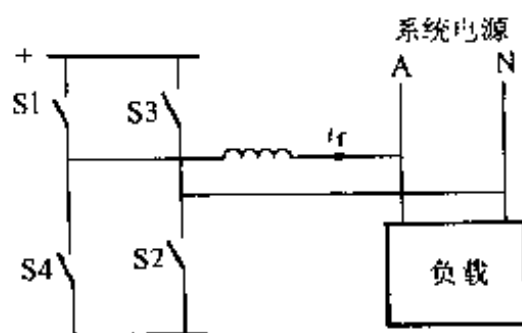
图 5.3 负荷电流、有源滤波器
电流、电源电流波形

i_i 的取得是将负荷电流信号中的 50Hz 基波部分滤去，所余下的就是应抑制的谐波部分。因此电力有源滤波器应该有一个控制部分，它带有实时的滤波器（小信号的装置）。另外它应该具有一个发生与系统谐波电流大小形态相同的电流部分，形成滤波器（大功率的）。

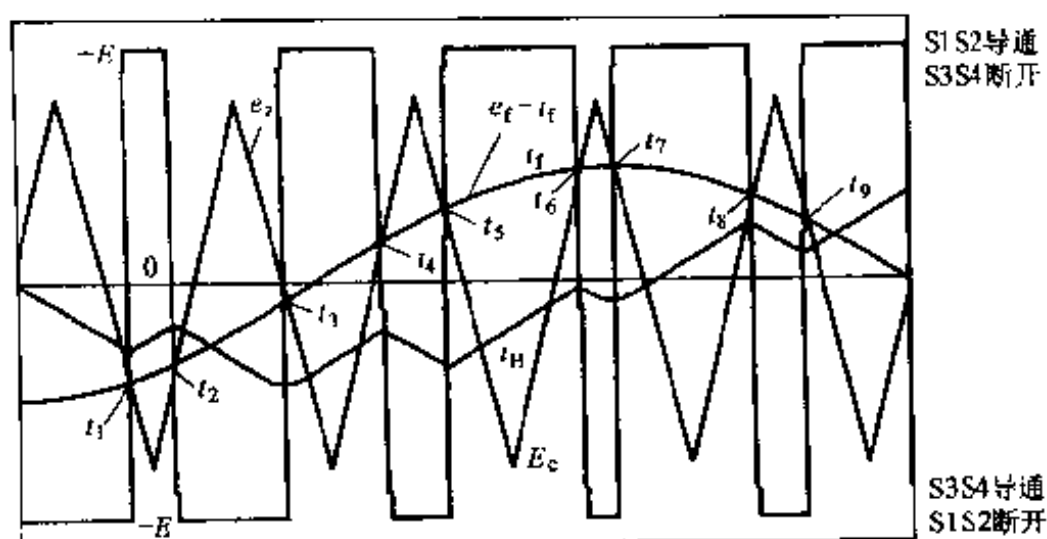
产生大功率谐波电流的方法有多种，这里假定控制器已经知道要产生的波形。采用前面说明的脉宽调制方法，由一个电压逆变器完成这一工作，逆变器结构如图 5.2。现在将逆变器的一相画在图 5.4 上，它的驱动信号使相应的开关元件（例如 IGBT）导通。驱动信号消失时，开关元件断开。它的开关驱动信号来自一个三角波序列与滤出的 i_f 的比较。比较的方法和产生脉宽调制电流有几种不同的方法，这里用正负三角波序列比较方法作说明。图 5.4 (b) 的 i_f 曲线表示滤出的谐波电流，它在控制器内是一电压信号 e_f ，从振荡器产生的由 $+E$ 到 0 到 $-E$ 的等腰三角波 e_r 与 e_f 相比，在 $e_r > e_f$ 时 S1、S2 导通，如图 5.4 (b)，产生正脉冲，其宽度等于 $e_r > e_f$ 这段时间，如图 5.4 (b) 中的 $t_1 t_2$ 。当 $e_r < e_f$ 时，S3、S4 导通，输出脉冲为负值，宽度如 $t_2 t_3$ 。图 5.4 (c) 这样的脉冲宽度调制波就是产生谐波的 i_f 。当它注入系统时，正好与负荷谐波成为闭合电流通路。

对于 3 相负荷，图 5.2 存在一些困难，主要困难在于 3 相脉冲波 i_f 之和应该在任何瞬时为零。对于一般逆变器，例如发生正弦波的正弦脉宽调制系统，是容易做到的，但在产生谐波的情况下，则虽能做到，但较难。因此多数国内外的电力有源滤波器采用了 3 相各自独立的逆变器，即 3 个单相脉冲调宽式逆变器，典型的结构如图 5.5。其中的开关元件多用 IGBT 充任。图 5.5 还表示了与系统连接的变压器和吸收电路。

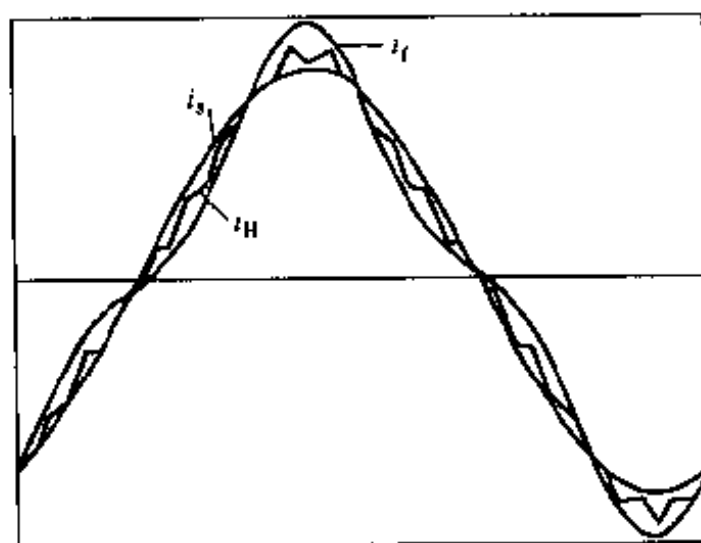
变压器的一次侧一般是高压侧（网侧），接成 Δ 。变压器的二次侧是 3 个单独的绕组，分别接到 3 个单相逆变器。它们共用一个统一的电压源电容器。这样安排无疑要多用一倍的开关元件。换来的是设计和运行的极大方便。由于用变压



(a)



(b)



(c)

图 5.4 脉宽调制 (PWM) 波 i_t 的产生
(a) 逆变电路; (b) 产生 PWM; (c) 输出 i_t 分离出的谐波; i_t —输出的谐波

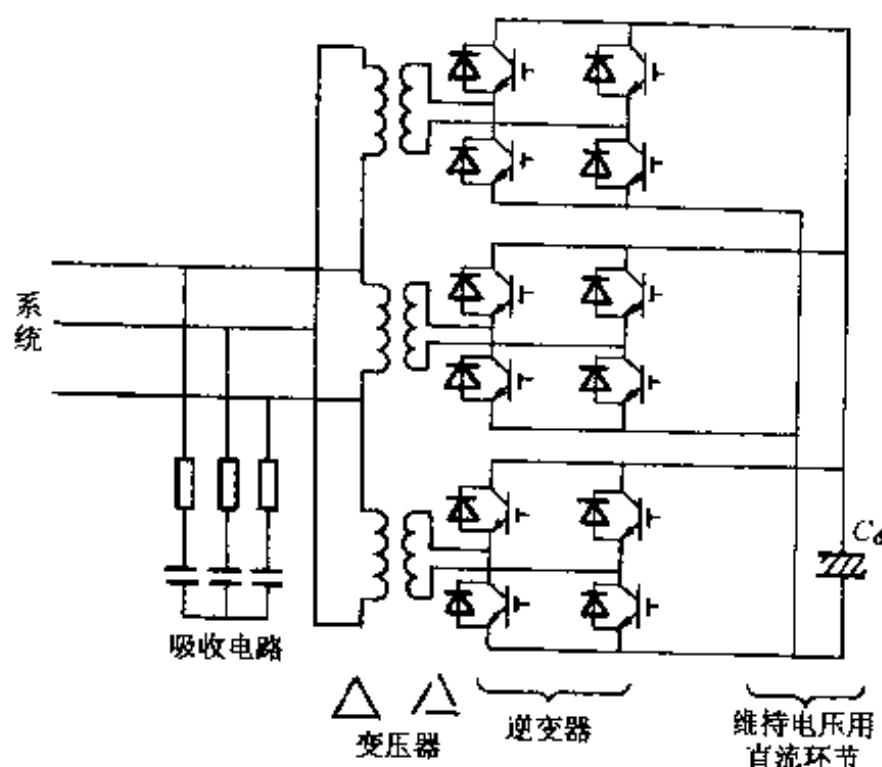


图 5.5 用 12 只 IGBT 元件构成的 3 单相有源滤波器

器作为逆变器的输出,变压器的漏抗在运行中会释放能量。如果没有消耗则会产生过电压,与逆变器功率反送的情况相似,只是量上要小得多。

与变频调速相似,它也可以用电流型逆变器实现,国内外很多部门尝试用电流型逆变器制成电力有源滤波器,虽然在试验室有这个项目并取得一些进展,但在实际应用领域或制造厂的产品中到目前尚未见到,其原因大致有两方面:一是它的输出电流中有较大的纹波,用滤波器消除会影响对较高频波形的产生;二是不便于调试和整定,这种情况在新开关器件和结构技术发展后可能改观,目前所广泛采用的仍是电压型逆变器。

图 5.2 和图 5.5 中所用的直流电容器 C_d 采用电解质作为介质,因此体积很小,它在容量上和体积上都与交流电容

器（无极性电容）不同等级。

最近有人提出用正弦波电压源作为消除谐波的设备，并且制造出实验装置，理论上这样的装置可以消除谐波，因为与正弦波电压源不同的电压波形会在二者间有一个电压差，并且产生电压差的电流，这个电流将抵消产生非正弦电压的那部分负荷电流。抵消后的电流将是电源流入的正弦电流，这样完成滤波作用。设想如图 5.6。

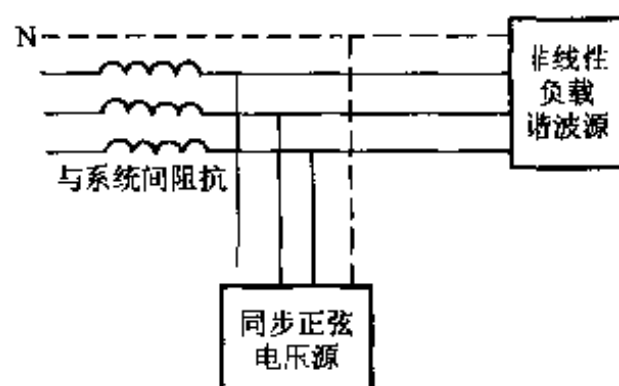


图 5.6 用正弦波电压源作为有源滤波器框图

此类电力有源滤波器不仅有消除谐波的单一作用，而且也将消除由于无功功率引起的电压降，也就是有补偿无功的作用，同时也会产生负序电流以反应系统的不平衡电压。目前存在的问题是正弦波电压源意味有很低的内阻抗，因之它要避免和系统电压产生不必要的偏差，以抑制差电流。这就要求电压源有良好的跟随特性，系统有适宜的阻抗，以维持连接点的电压，在系统扰动或有过大的电压调整时要有足够的阻尼以限制电流。

5.4 电力有源滤波器的控制系统

电力有源滤波器的性能很大程度上依赖于控制器的水

平。设计良好的控制器，选用合适的控制策略是有源滤波成败的关键。现将控制器结构概述如下。

控制器指示逆变器产生多少谐波电流，产生什么形状的谐波电流。为完成此目的它必须有检测谐波电流的部分。逆变器必须维持正常直流电压值，这也要控制器调节完成。另一部分是产生脉宽调制波的推动部分。这三部分组成的控制器结构如图 5.7。

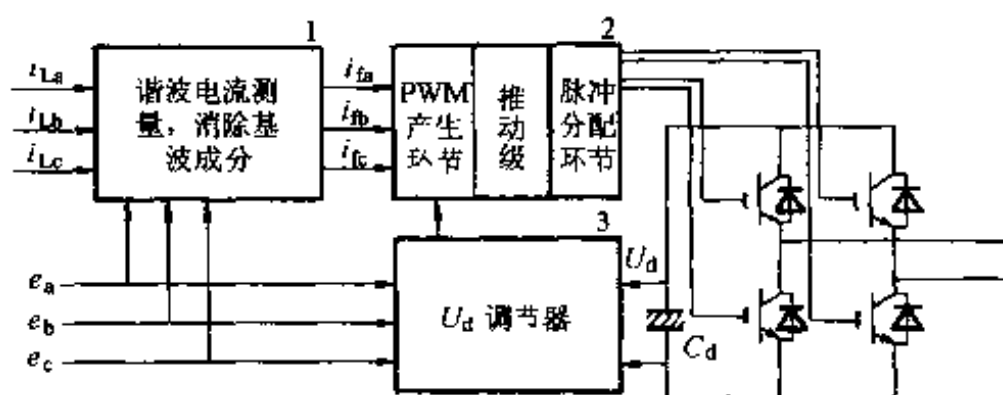


图 5.7 有源滤波器框图

测出谐波电流首先要取来全部电流量，从中分离出谐波成分，而这部分谐波成分是滤波器需要消除的。图 5.7 框 1 提供的被消除的成分中不应包括暂态中滤波器不能承担的部分，例如直流分量、次同期分量，这将导致输出有功功率。这里假定电流信号中只包含基波电流和谐波电流。分离出此种电流的方法有两种基本类型，一种是模拟式的，另一种是数字式的。图 5.7 的 1 框可以认为是计算环节。

现在普遍采用的方法是模拟方式。它将电流信号通过纯电阻转变为电压信号，经过低通滤波器取出基波信号，再由电流信号中减去基波信号所余就是谐波成分。图 5.8 是它的框图。中间有一个移相环节，这往往是不可少的。因为各种滤波器都有一些相位延迟，即输出中所含的某一谐波或基波

与输入时在时间上有偏移。和没有滤波的波形相比，输出的波形一般向后移一个角度。为了恢复原有位置，需要移相以抵消这个角度，图 5.8 (b) 部分是一组波形图，表明移相器和反向器（可没有）的作用。

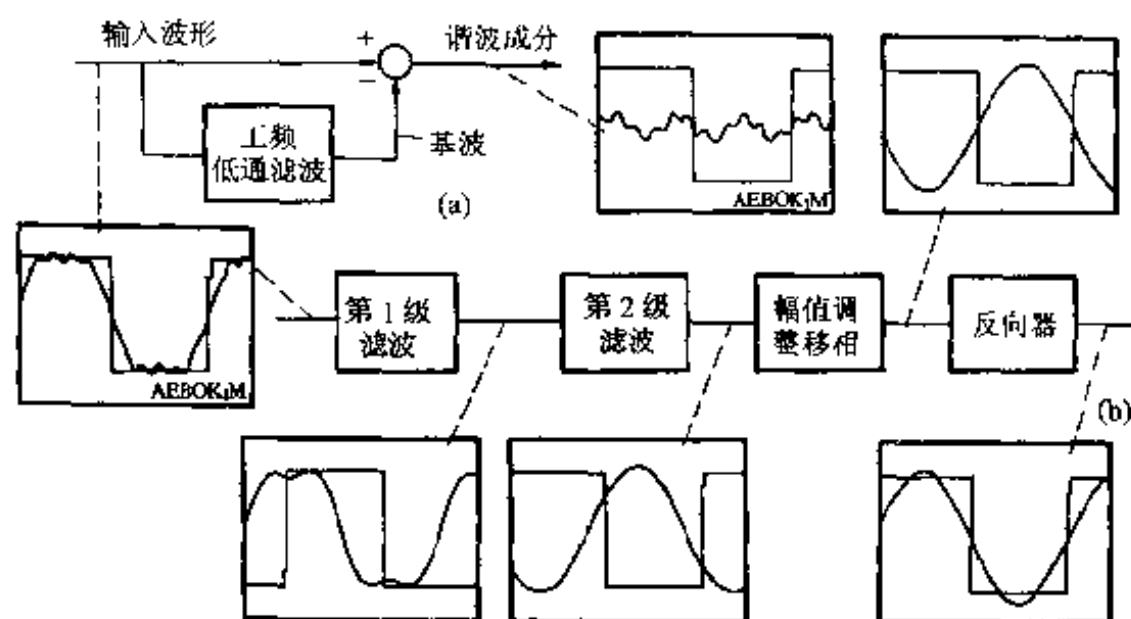


图 5.8 滤波结构及各部分波形

上述滤出的正弦波与输入波形之差即是全部谐波，其中包括了非周期分量等成分。带通滤波器可以用 Beasel 级滤波器，也可用 Butterworth 滤波器。

另一种也许更常用的方式是数字滤波器，它可以模拟滤波器的特性，用数字算法算出滤波输出，但用快速傅立叶变换 (FFT)，各次基波的整数倍的谐波的幅值及其与基波相对的相位也就要用数字表示。这样要求控制器遵循 Shannon 采样定理，即所测的最高次谐波数要小于每周期采样点数的一半。图 5.9 是数字滤波的框图，为了取得较好的精度，要在采样定时电路使用锁相环。多路器在采样保持回路之后可达到三相同时采样的目的。根据实用过程的统计，发现谐波幅

值易于保持准确,而各次谐波的相位保持准确的难度较大,常需要更大的采样密度来满足要求。

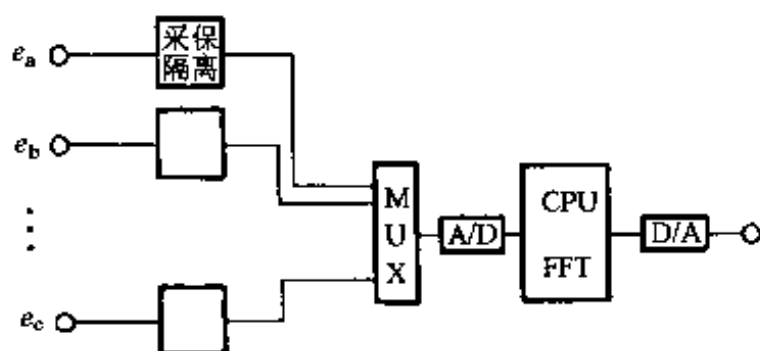


图 5.9 有源滤波控制器数字计算的滤波方式

无论控制器中是模拟滤波还是数字计算滤波,都存在输出纯净的问题,即输出的谐波中不包含基波分量,而基波中也不含有非工频的成分。由于滤波过程和采样过程中幅值的变化,造成输出不纯净是必然的,经过调试校准可以使谐波中所含基波成分趋于最小,达到纯净的目的。例如图 5.3 就是一个不够纯净的滤波,其中谐波含有相当大的基波成分,而这种不纯净往往不容易从示波图上看出来。图 5.10 是一种滤波纯净与不纯净的比较。图 5.10 (a) 中的谐波中含有一 0.13 的基波成分,其原因是在数字滤波时采样未经校准基波幅值,而图 5.10 (b) 中谐波不含基波成分。存在谐波中的基波成分可能使滤波效率下降,消除的方法一般是校准过程中用 FFT 分析分离出的谐波成分,看它是否含有基波分量。

对于电力有源滤波器兼作无功功率发生器时,则应含有基波分量,但应是无功分量。谐波电流可以有有功分量,这是由于谐波电流在系统中流过时产生有功损耗。

日本的赤木泰文等人提议使用 dq 分解方法将 abc 三相的电压电流量变换成 dq 垂直同步轴的分量。方法如下,相量

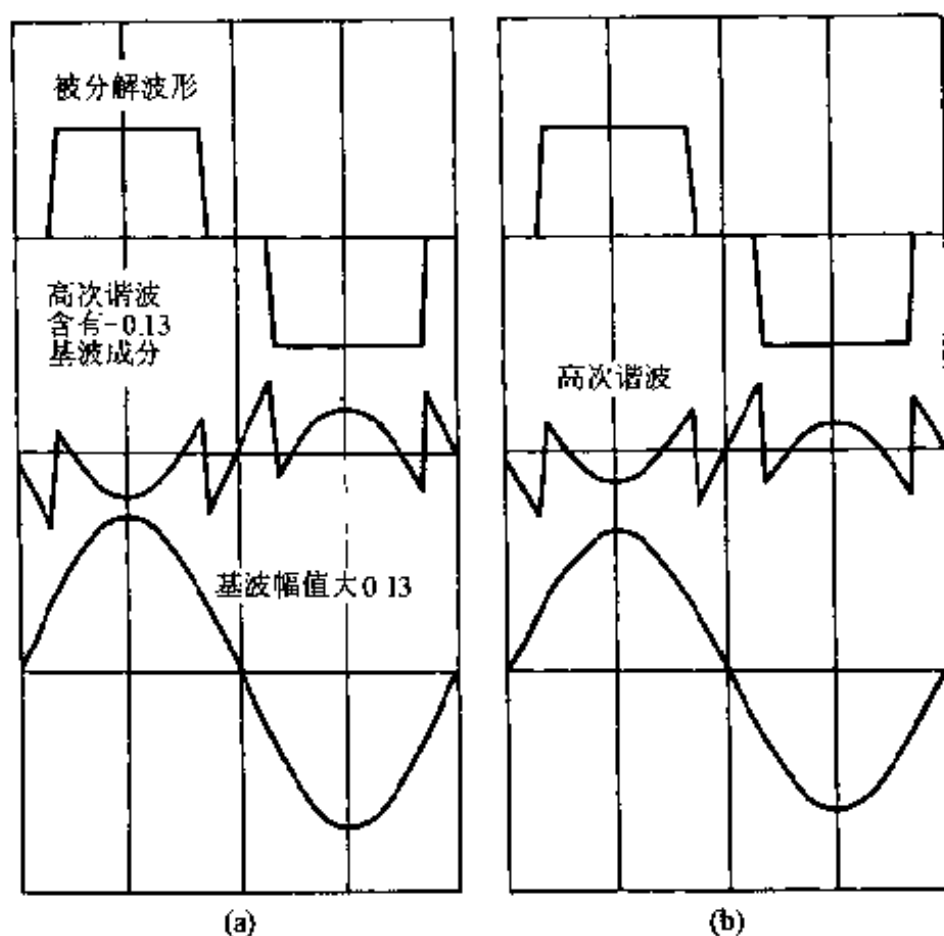


图 5.10 矩形波被分解成基波和高次谐波成分

(a) 不纯净高次谐波；(b) 纯净高次谐波

变换成 dq 分量

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & +\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

式中： i 是负荷电流。

从 dq 轴的电压和负荷侧瞬时的有功和无功功率 p_L 、 q_L 计算出电流：

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_d & e_q \\ -e_q & e_d \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p_L \\ q_L \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

从形成的瞬时功率中分离出交流成分，即谐波应去抑制的部分。此部分用 p^* 和 q^* 表示，其三相电流的分量则是

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} e_d & e_q \\ -e_q & e_d \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p^* + P_{av} \\ q^* \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

式中 P_{av} ——表示有功损耗应补充的功率。

从这里可以看出它包含一个功率量的滤波，可以用低通滤去 p_L 、 q_L 中的直流分量，再从 p_L 、 q_L 中减去直流分量，因为经过 d、q 变换，工频基波已成为直流分量。

从 3 相的电量变换成正交的 dq 轴量，目的是达到瞬时检出无功量，同时便于滤波，现在日本已有多种用 dq 变换检测的电力有源滤波器产品。这种变换仍受到一些限制而不能达到理想的速度，尤其是滤波环节，在相量滤波时要滤去工频量，如图 5.8，在正交变换后滤除的是一个直流量，即平均值。基波（工频）量要靠一个周期的时间采样分析，使用上一周期得出的正弦与这一周期波形之差，应近似于同一周期的滤波值，研究者常担心基波变化对下一周期是否可用。相比之下，似乎滤去直流更可靠。从平均值的来源考察，对存在较低次的高次谐波的情况，平均值也应是一个周期的平均值，这样速度上会有影响。另外它不是分出无功量作为谐波分量；而

是从式 (5.5) p^* 、 q^* 中得出，因此瞬时无功理论尚有深化的必要，不是必须采用的。

使用 abc 到 $\alpha\beta o$ 变换的问题是：

(1) 使用 $abc \Leftrightarrow \alpha\beta o$ 或 $abc \Leftrightarrow dqo$ 变换，可能误以为基波量是一根直线，其实它因负荷变化，是曲线，因而产生误差，更需防止将瞬时量扩为暂态量的概念延伸。

(2) 基波不平衡将使向 abc 反变换出现错误，即瞬时三相量不平衡将影响结果，基波中的负序被当作谐波取出，事实上中国几乎没有纯平衡的谐波现象存在。某地区使用的另一国家的有源滤波器全部失败，原因就在于此。国内许多试验室用赤木的方法取得很好的效果，就是因为试验室模拟的负荷是平衡的，而在现场的复杂不平衡的系统中赤木的方法不能正确反映真实的负荷情况。

(3) 不同次零序谐波的影响可能使变换结果出现严重错误。

国外有许多有源滤波效果极差，现在他们正在探讨与无源滤波配合的问题，因而牺牲了有源滤波无谐振的特点，有的甚至退到主要靠无源滤波的地步。成功的有源滤波是不使用这种变换方法的。输出脉宽调制波的形成。控制器所形成的谐波对时间的变化量是控制信号，要变成若干安培的大电流脉冲注入电网中去，必须经过脉宽调制波的形成过程。它的形成方法与交流变频调速用的逆变器的方法极为相似。变频调速用正谐波（基波）调制，滤波器用谐波调制。调制的方法大体分为两类。

等边三角载波方法是一种最常用的方法，控制器前级分离出的谐波电流与一个三角波相比较，在图 5.4 中已给出简单的表示。目前几乎全部电力有源滤波器都是用这种调制方法构成的。三角波的频率称为调制载波频率，它的高低与谐

波的次数有关。如果载波频率低过被抑制谐波频率的 10 倍，则这次谐波就不可能妥善消除，而只能对付更低次的谐波。商品滤波器的载波频率多为 2~3kHz。其所消除的谐波当在 25 次或 20 次以下。

电压频率变换方法。这种方法是用等宽度的脉冲发生器，其频率与电压成正比，这样在使用电压控制的换流器中其占空比将与电压的高低成正比，达到脉宽调制的目的。这种方法也比较实用，并且研究者较多。

除以上两种方法外，尚有人建议使用滞后带瞬时比较方法。这种方法使三角波积分与输入量相比较，其输出脉宽调制被与输入成微分关系，这种方法在滤波使用上虽然很多人认为极有希望，目前在实验室已有进展，但尚需进一步研究并实用化。

直流电压控制。由于逆变器的输入电压希望维持稳定或与系统正常电压峰值成比例并稍高，因此需要调节直流侧的电压。直流侧电压的建立是靠交流侧适当增加正向脉冲的导通时间。直流侧电压在电容器 C_d 上一旦建立，它只因换流器和平波电路的有功损耗而下降。调节回路要补偿这项损耗。

电流控制器的动作方法是在要补偿的高次谐波指令上加一个正弦波电流信号，它与相电压同相。此信号将使逆变器的动作向直流电容施加电压以补偿电压下降，其动作和意义与无功发生器相同。

5.5 电力有源滤波器的应用

电力有源滤波器现在限于元件容量，所以不能制造得很大，一般多为几百千伏安，对于大容量的谐波还不能承担滤

波任务。但对容量较小的谐波源则可以用有源滤波处理。对于特大容量的换流装置,现在在交流侧还难于使用有源滤波,但在直流输电的直流线路侧,则可利用电力有源滤波器消除谐波。日本使用较多,都集中在各种电力用户的母线上,安装方式则有两类,一种是直接与谐波源接在一起,它起到与谐波源共同产生相反谐波的功效,如图 5.11 (a)。它虽然不能净化谐波源本身的电流,但能使谐波电压改善,这对谐波源本身的运行稳定是大有好处的。同时这种接法保护了其他负荷免受谐波之害,减小了向系统传输的谐波电流。对于多个谐波源的负荷组,可共用一台电力有源滤波器。由于电流谐波采样点的选择不理想,往往用总电流中的谐波作为补偿对象,如图 5.11 (b)。它不能对用户内各负荷间起到消除谐波电流的作用,但由于减低了母线上的谐波电压,各负荷吸收的谐波电流也相应减小,对电网输送的谐波被抑制。

图 5.11 (a) 的配置适合单谐波源,效果好。例如北京大

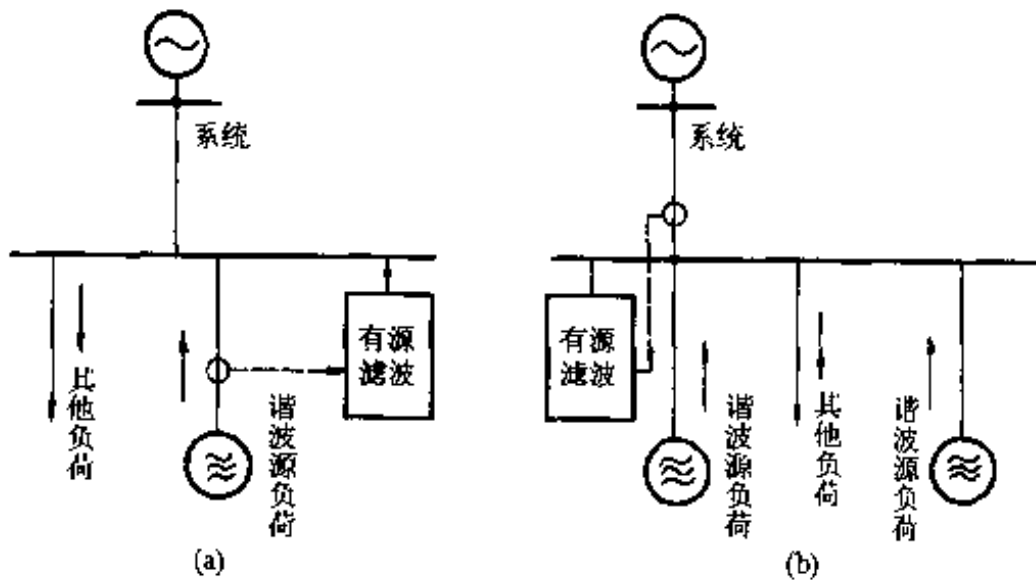


图 5.11 用户侧电力有源滤波器配置

(a) 开环控制滤波; (b) 闭环控制滤波

红门木材厂即属此种配置。图 5.11 (b) 的配置适合于多谐波源，其效果差。它是闭环补偿系统，要求逐渐改变补偿谐波 I_t 的波形并精确记忆一周波形，使总电流中谐波最小。如果采用正弦波电压源作为滤波装置，可能效果更好些。

表 5.2 不同用途的有源滤波器

项 目	百分比
电动机拖动用逆变器	35.5%
自备发电机	15%
一般配电网	11.8%
交交变频器	8.8%
地铁牵引变电所	5.9%
晶闸管整流器	5.9%
高层建筑	5.9%
登山缆车	5.9%
其他	5.3%

据日本调查，电力有源滤波器在系统中的分布列于表 5.2。从表上可以看出，用普通无源滤波器有困难的情况，最可能用有源滤波器取代。例如用得最多的是电动机拖动用逆变器，逆变器产生谐波影响电动机的稳定运行，由于频率变化和对电容的限制，用一般滤波器难于设计。此种条件选择电力有源滤波器是必要的。其他使用自换相逆变器作电源的情况也多考虑有源滤波器。图 5.12

使用自换相逆变器作电源的情况也多考虑有源滤波器。图 5.12

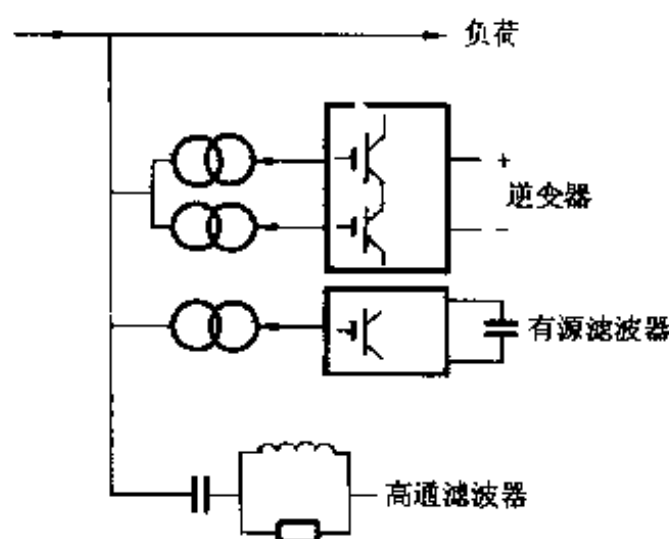


图 5.12 逆变器和谐波滤波器合用

是一个逆变器与有源滤波器合用的例子，图中有源滤波器和逆变器产生的 20 次以上的谐波用另外的高通滤波器清除。从表 5.2 上看出，几乎全部使用电力有源滤波器的场合都是动态谐波，即它有时产生，有时消失，这也是选用有源滤波的重要原因之一。表 5.2 所列的交交变频器 Cycloconverter，使用电力有源滤波器或有源无源滤波结合，目前是抑制其谐波的可用选择。交交变频器中存在傅立叶意义的谐波，即整数倍基波频率的谐波成分，还存在非基波整数倍的波，也称旁频或间谐波。在使用有源滤波器前，一般多用电感上并联电阻器的电感电容滤波器。这种近似高通滤波器的构成使整数倍谐波频率之间的频率也有较低的阻抗，这样不致在中间频

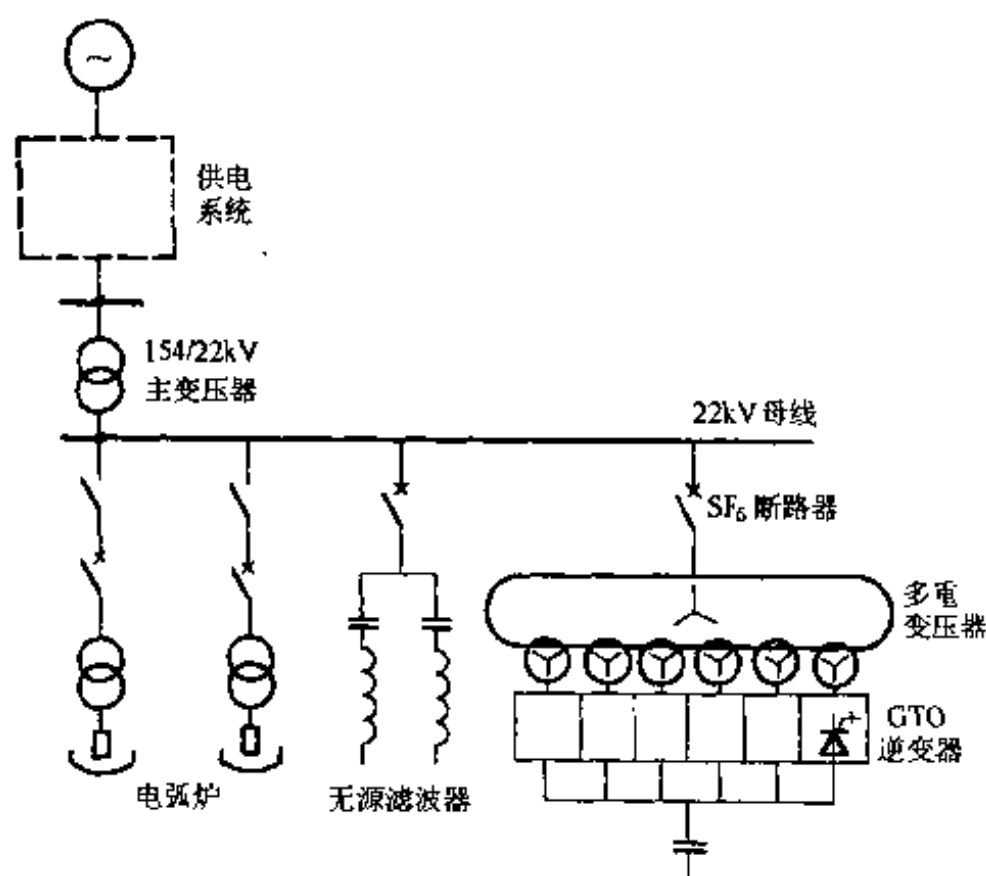


图 5.13 某炼钢厂有源滤波器（消除闪烁）和无源滤波器电路配置

率处产生谐振过电流（称为反共振），也起到抑制间谐波的作用。在运行上这种方法不经济，电阻上消耗可观能量，除了造价高之外，还要冷却它，设备复杂。因而在交交变频的电源侧，最近倾向采用电力有源滤波。跟踪非整数倍波的分量，在有源滤波器是极易实现的。运行实况说明电力有源滤波器是目前交交变频的最佳抑制谐波方法。图 5.13 是一个炼钢厂应用电力有源滤波器的实例。

6 静止移相器和统一潮流控制器

本书第2章2.6和2.7节介绍过电子式静止移相器和统一潮流控制器，这里将作较详细的说明。机械式移相器是电力系统中已采用的连接装置，它对负荷分配的合理化，经济运行，满足系统的限制要求等方面起到重要的作用。随着80年代电力电子技术的发展，作为FACTS的一种新型器件，提出了电子式静止移相器的设计方案。我国学者曾对电子式静止移相器及其数学模型进行过许多研究。统一潮流控制器是在80年代电力电子技术发展的基础上设想的一种多功能装置，可以综合起到移相器、可控串补等装置的作用，并且可以当作无功发生器为系统调节无功和电压。据目前的研究观察，统一潮流控制器和静止电子移相器都有广阔的应用前景和技术发展余地。

这章只能作一般介绍而没有任何工程实例可供参考，比本书其他内容显得单调。但注意到两者的应用前途以及它们解决问题的可能性，这在灵活交流电力系统的研究中和在电力电子技术在电力系统中的应用中都应给予足够的重视。目前有一点实验室的研究，但很不充分。这个领域是电力工作者将开发出更多成果的方向。

6.1 电子式静止移相器

电子式静止移相器或称静止移相器，是利用电力电子开

关元件改变电力线上的电压垂直分量，使电压相位产生相移位。过去用机械式或电磁式的装置，它很像感应电机，但转子不转动，而位置可变，使输入电压加上转子感应的电压成为输出电压，改变转子位置相位即移动。后来这种移相器只用在小容量的用户内，较大容量和大容量的几乎都是变压器切换端子式的。由于所切换的线圈与本相的电压是垂直的，因而电压越大，移相角度也越大，无论是感应式的还是切换端子式的都要靠机械位置的动作，这比电子式的移相器当然要慢得多。机械式的反应时间约为秒级，而电子式则是十几个毫秒。反应速度的差别决定了它们的功用的差别，当然有很多性质又是相同的。

电子式静止移相器在国外资料上还有以下几个名称：固态移相器、晶闸管控移相器、晶闸管控相位调整器和先进移相器，其中静止移相器应用最广泛。

6.1.1 静止移相器的特点

从第2章的图2.6，将移相器简化成等值图6.1，它的接线如图6.1(a)，即bc线电压的一部分串联到a相线路，与 U_a 垂直。它的开关网络在图6.1(b)中用方框表示。图6.1(c)、(d)是等值电路图。图6.1(e)是它的相量图，如果图6.1(b)的并联励磁绕组取自升压变压器的二次侧的中点，相量图用图6.1(f)表示。用开关网络选择任何时间的移相电压 U_{pq} 。也就是选择移相角度 α 。

电子式静止移相器能快速改变 U_{pq} 和 α 角，因此在系统暂态和动态应用中将起很关键的作用。机械式的移相器对于稳态应用已经足够，它也可以改变移相角度，使用电子式静止移相器就在于利用它的快速改变移相角这一特点，对于阻尼系统振荡，增加暂态系统稳定（第一个摇摆）方面将发挥

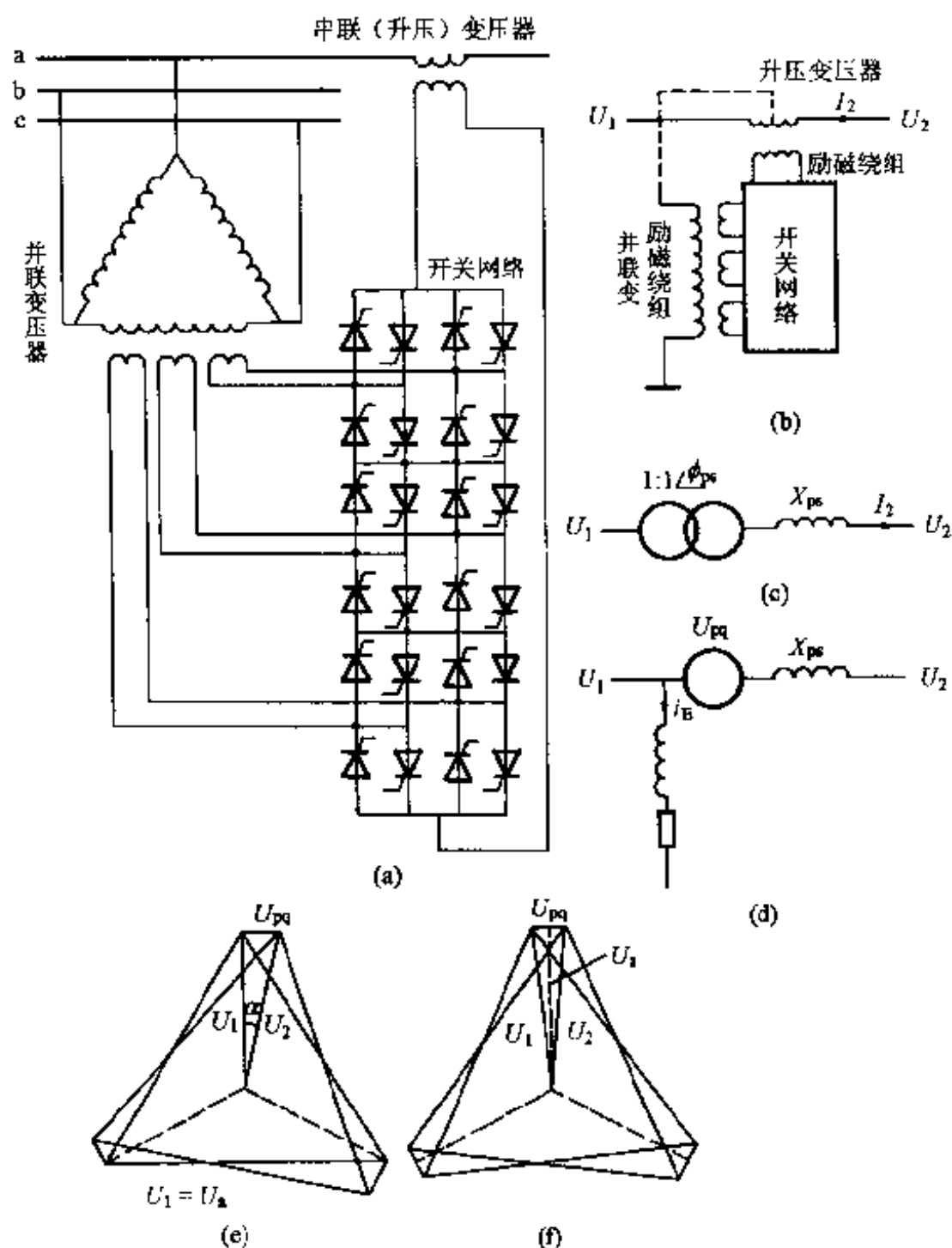


图 6.1 变压器及电子开关网络式移相器结构及简化
 (a) 电路图；(b) 简化电路图；(c) 通用简化等值电路；(d) 考虑损耗的等值电路；(e) 升压变压器在送端的电压相量图；(f) 升压变压器有 midpoint 抽头的电压相量图

作用。如果只为了普通负荷分配，则机械式可以同样胜任。现在使用电子式静止移相器多在增进系统稳定和阻尼低频振荡方面有此需要。

对于 3 相移相器，移相时并不改变两端的功率因数。

上述变压器及开关网络式电子式静止移相器的另一个特点是没有谐波产生，不污染系统。在图 6.1 (a) 中的晶闸管都在电流过零时自行断开，紧跟触发反向的晶闸管，即晶闸管只用作线圈的投切，不作为电压的幅值调节，电流波形是正弦型的。

电子移相器要提供有功功率和无功功率。 U_{pq} 对负荷有同相的分量，因此它必须提供有功分量， U_{pq} 也有与负荷电流垂直的无功分量。有功和无功分量都必须由 U_1 提供，即由系统供给，这也是其他移相器的特点。

6.1.2 电子式静止移相器的工程考虑之一——Liberty 移相器

美国西方电管局曾几次讨论改装电子移相器工程。其中亚利桑纳 Phoenix 附近的 Liberty 变电所原有机械式移相器，即切换变压器端子式移相器。他们几个机构对电子移相器可行性论证给以肯定。这个系统的南部 Polo Verde 变电站曾发生 4 个周期的 3 相故障，随即切除它的一条 500kV 线路是最严重的事故，这还将引起亚利桑纳州与加利福尼亚州间的联络线上的低频振荡，其振荡频率是 0.7Hz，称为 EOR 模式 (EOR 指州边界)。

方案中的移相器将有以下效益：

- 1) 阻尼系统振荡，这是首要的对移相器的要求；
- 2) 缓解干扰后系统过载；
- 3) 消除暂态或故障后，由于大负荷引起的电压下

降；

4) 消除严重的穿越潮流，这将导致继电保护误动作或系统失步。

研究之后选择 Liberty 移相器作改造目标，选择的原因之一在于，这个移相器有明显的移相功率相互作用的效果，相位从 -35° 到 $+45^{\circ}$ ，能使 Liberty-Mead345kV 线路潮流变化达到 1000MW。在不同负荷状态下，每度移相可引起 12~18MW 变化，对加利福尼亚边界（EOR）每度移相为 3~5MW。在暂态时对边界潮流的影响要大到每度移相 9~13MW。

由 GE 公司承担这项研究，还进行了控制方法的研究，由于移相器的控制特性，研究主要取决于控制器的动作策略。因此，控制的研究或能控制到什么状态，是移相成功与否的关键，也是移相器改造成静止式移相器可行性的关键。

他们的研究在计算程序上进行，模拟系统和移相及其控制的动态行为。结论是应该采用静止式移相器，并且研究连续调节角度和两点控制的性能对比，从其结果看，连续线性调节更优越。

除以上考虑外，研究者还考虑了硬件实现的一些关键技术，其中调节变压器（励磁变压器）的可接近性是很重要的，因为在高电压变压器上要与晶闸管有许多连接线。同时，还应考虑移相器的价格水平。

6.1.3 电子式静止移相器的工程考虑之二——美加联线

美加联线工程已于 90 年代末期竣工，现将其如何考虑可行性简介如下。

加拿大南中部与美国北界联络点有 Manitoba-Ontario 到 Minnesota 的联络线，其中 500kV 线来自直流输电端，

Manitoba 南的 Dorsey, 它承担很大负荷, 经常处于稳定极限状态。也有时要由南向北反送, 从 Ontario 省向 Minnesota 有一个也要双向输电的 115kV 线路。图 6.2 表示线路情况。据介绍, 500kV 线路在极限情况, 115kV 送电使系统的动态反应变坏。为了防止动态反应劣化增大 115kV 线路的输送能力, 建议将 115kV 线上的移相器组改造成图 6.3 所示的情况, 它包括原两级移相器和增加的静止移相器, 基本负荷的分配仍得力于机械移相器, 动态反应的改善由电子静止移相器承担。

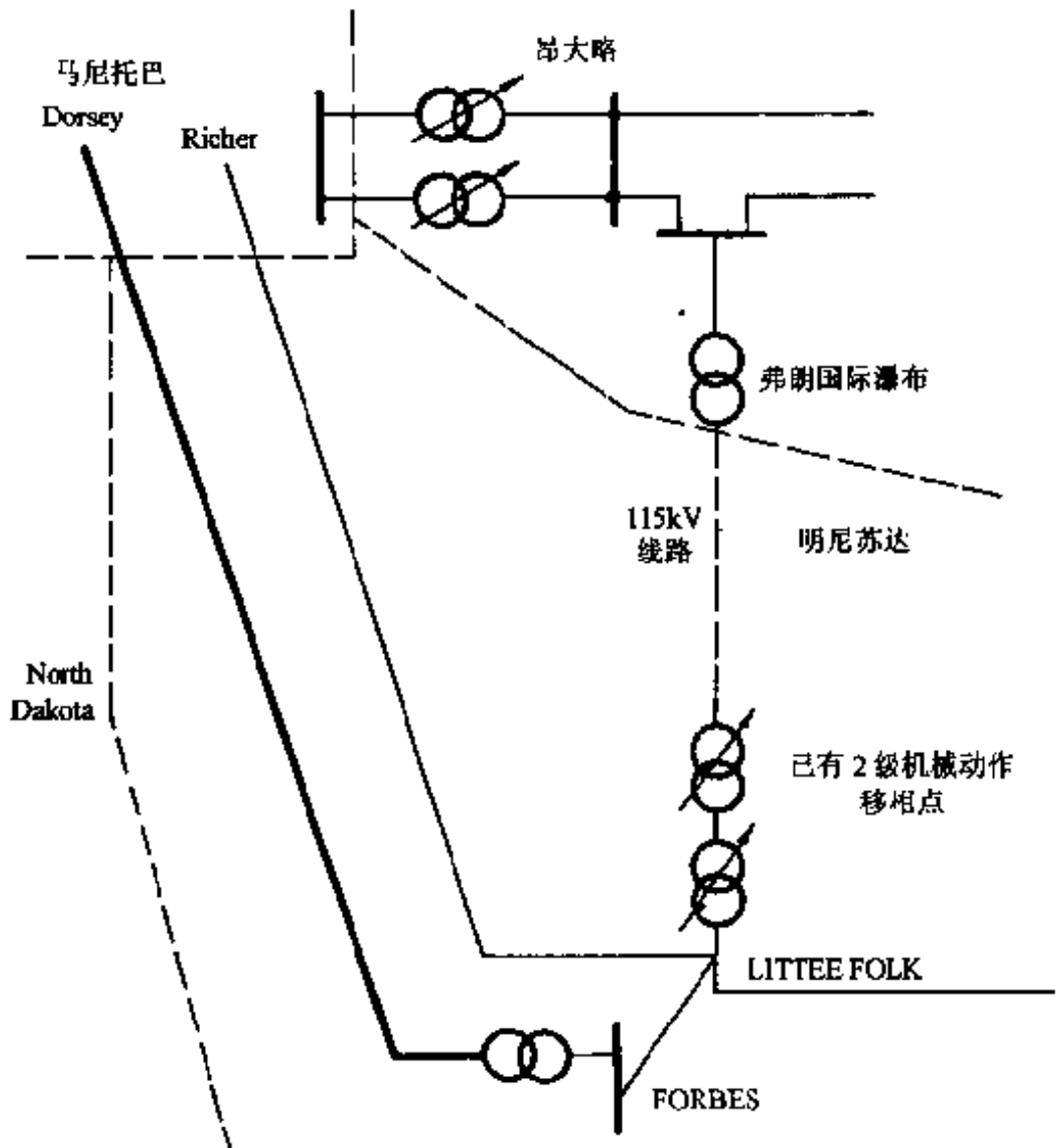


图 6.2 美加中部联线情况

输电稳定的限度由于电子移相器的作用使它达到了线路元件的热极限。图 6.4 是 500kV 和 115kV 线路双向输电的极限情况的对比。电子移相器投入前后的数据如表 6.1。

它们的移相器也准备采用 1 : 3 : 9 绕组比的方式，并且考虑一步到位的调节方式可能有利，但进一步的数据和试验结果尚未见到。

6.1.4 移相器的容量

移相器自己不能产生和吸收功率，包括有功和无功功率，因此它要从系统引入有功和无功。有功除自身少量损耗外，绝大部分传送到负荷去。

升压（串联）变压器使一个外部电压（已于 1994 年投入运行）加到线路中，因而它应该归入串联补偿一类中。由于它需要通过电流，这部分电流也被增加到线路电流里来。但总的来说，供应串补功率在一般负荷情况不是严

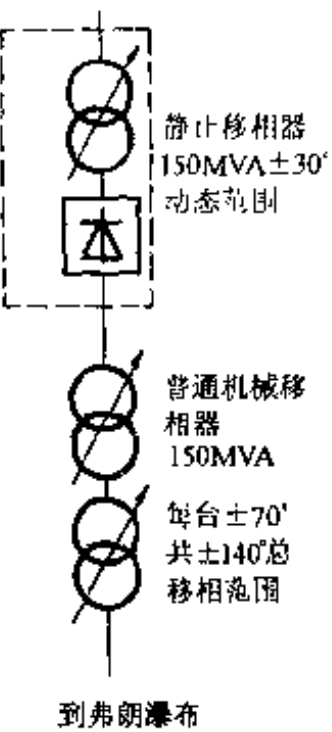


图 6.3 美加 115kV 联线上的各移相器

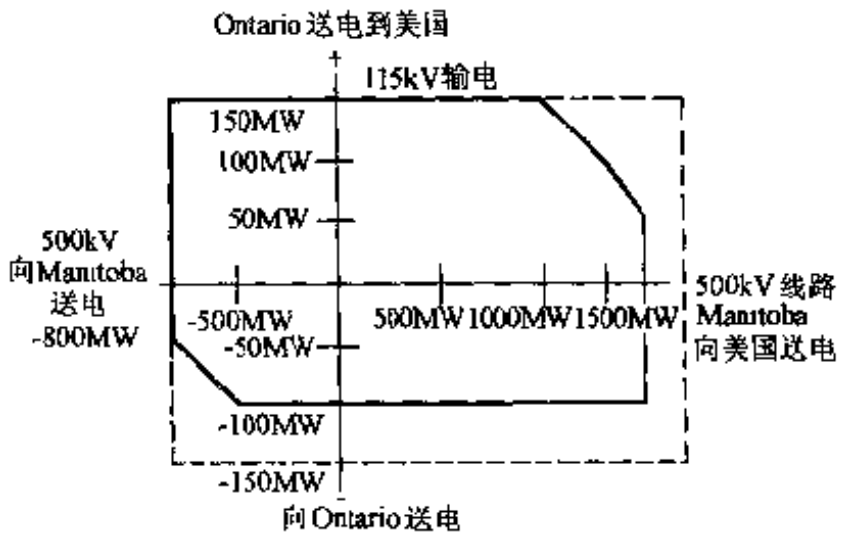


图 6.4 有移相器与没有静止移相器送电极限

表 6.1

输电能力变化

相角范围	Manitoba 输送限制 (MW)	Ontario 送电限制 (MW)
$40^{\circ} \sim -40^{\circ}$	1555	150
$-30^{\circ} \sim -30^{\circ}$	1550	150
0°	1500	100

重问题,对于负荷很大的线路还是会有一些电压降。图 6.5 是简化的电流分布。假定三相平衡,某一相并联变压器的工作电流由其他两相承担。图 6.5 中画成用同一相并联电压供应同一相串联电压是在平衡条件下的简化表示方法上 A 相串联电压来自 BC 相并联变压器的二次绕组。

图 6.5 (a) 中的两台变压器的变压比(匝数比)分别是 $1:n$ (励磁变压器) 和 $1:m$ (升压器)。如果线路电流平衡,流入电流 I_1 与负荷电流 I_2 的关系如下式

$$I_1 = I_2 + I_E$$

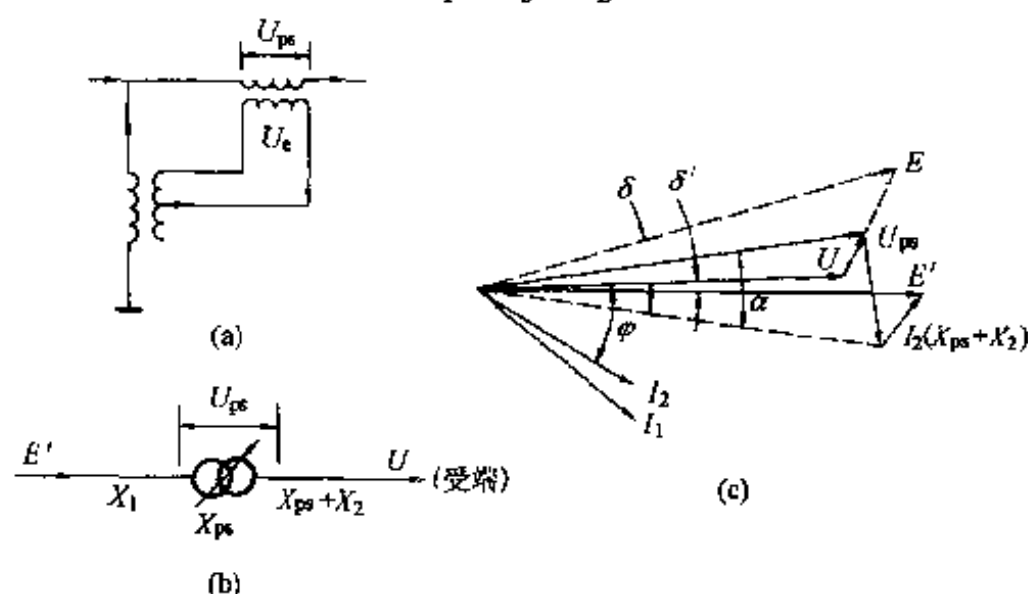


图 6.5 简化移相器电路和输电线移相器向量图

(a) 等值电路; (b) 输电线和移相器; (c) 相量图

$$I = \left(1 + \frac{n}{m} \right) I_2$$

比 I_2 多的这部分电流 I_E 通过部分线路产生的电压降包含在 $I_1 X_1$ 内。

因此，升压变压器的每相容量是 $U_{psmax} I_{2max}$ 。励磁变压器只和它耦合，不计损耗，容量与升压变压器相同。

现在工程方面的大部分考虑都是机械与电子式混合使用，各自发挥其特长。

6.2 统一潮流控制器

在本书第2章中的2.7节已概略介绍过统一潮流控制器，这里要进一步解释。统一潮流控制器(Unified Power Flow Controller)简称UPFC。前几年已经将这一结构用于移相器的应用研究。2.7节曾说明统一潮流控制器可以起可控串联补偿电容的作用、无功发生器的作用和移相器的作用。事实上，在模型系统试验中也表明这些功能可以单独实现、顺序实现，也可以同时实现，将移相器和统一潮流控制器对比可以看到统一潮流控制器的优越性。

6.2.1 统一潮流控制器的性能

统一潮流控制器的结构如图6.6，它能以换流器（逆变器）2向升压变压器供给一个电压，这个电压的频率与系统全同，但幅值和角度有各种可能的选择。如果统一潮流控制器的控制器用调节器一词，则对叙述较为方便，因为包括全部励磁变压器和升压变压器中间的设备 and 两个换流器（逆变器）统称为统一潮流控制器。其中掌握运行方式，决定输出电压 U_p 、移相角 α 、整流电压等的智能中心，这里称它的调

节器，实际是控制器。图 6.6 中的逆变器 1 和 2 只是示意图，在实际系统里很难用这种最简单的 6 脉冲换流器完成传送变换功能。一般要采用多重化的逆变器以取得好的正弦波形。

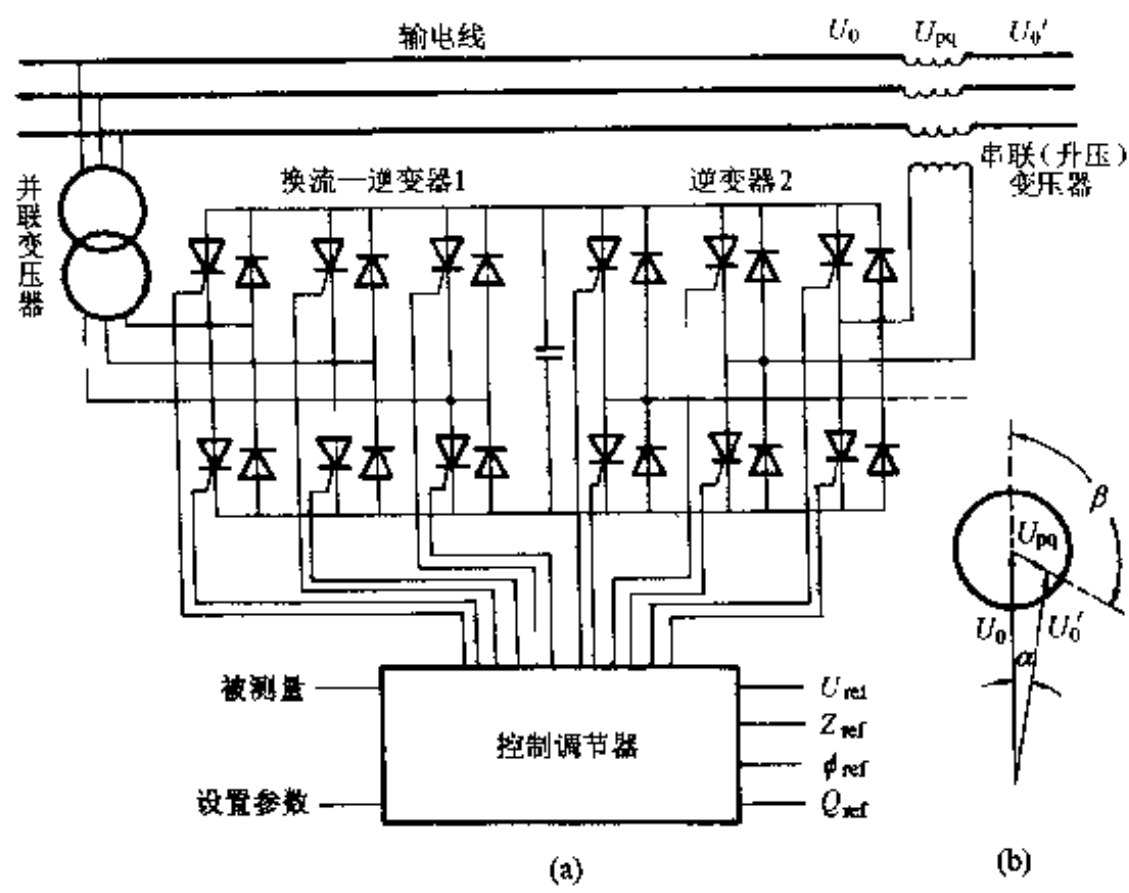


图 6.6 统一潮流控制器的构成和相量图

(U_{ref} 、 Z_{ref} 、 ϕ_{ref} 、 Q_{ref} 是电压、阻抗、相位角和无功功率基准值)

(a) 构成图；(b) 相量图

它的无功发生器 SVG，作用是最直接的，因为换流器—逆变器 1 和直流环节的直流电容器、控制调节器以及电源励磁变压器组成一个正常的 SVG。这里也不再解释，请参阅第 4 章。

关于移相器或电子静止移相器，与 6.1 节的介绍有一些不同。电子移相器是由切换变压器匝数端子完成移相角 α 的

变化（参见图 6.1）。统一潮流控制器是用换流器 1 提供的直流环节处的能量，经逆变器产生一组正弦 3 相同步电压，使串联变压器上有一个与相电压成 β 角的电压，如图 6.6 所示，而不必像移相器那样必须垂直，且其幅值快速可变。因此它可以选用以下几种情况，而 β 角在运行中可按需要调节。

如果 β 角固定为 $\pm 90^\circ$ 那就与电子移相器的输出方式相同，但输入情况不同。

如果 β 角为零，即移相器成为电压调节器，这方面的功用在小容量方面早已使用。目前大容量电压调节、闪变抑制的设备也出现于电力用户中，它的特点是可以快速调节，完全可以解决电压工频突然上升或下降的补偿，有能力抑制闪变，也可以起到部分平衡化的作用。对电子移相器来说，它用与相电压同相的电压加入升压变压器，或采用超前或滞后 30° 的线电压。对于统一潮流控制器，硬件上不必改动，只要产生电压的软件改为与测量相电压同相即可，其向量图见图 6.7 (a)、(b)。其中图 6.7 (a) 是同一相电压，而图 6.7 (b) 是用线电压的情形。在下一章中谈到用储能元件构成调节系统，效果当比这种更好、更快。但二者并没有严格界限。

如果调节和移相结合起来，可以补偿线路电压降或系统其他电压降，既调节（制）角度 α ，也调电压，形成在移相处电压升高的形态。这样往往是系统所需要的，许多电网在负荷低谷的夜间可能需要电压下降。这样的调节是统一潮流控制器最易完成的行为，如图 6.7 (c)、(d)。其中图 6.7 (d) 是移相又降压，移相是为了网络中电流分布合理，或抑制振荡。降压则是电压平衡的需要。系统在发生意外情况时，电压下降急需支撑，用统一潮流控制器支撑则是较好的方法。那时需要上调电压的机会较多，以供应更多的无功。

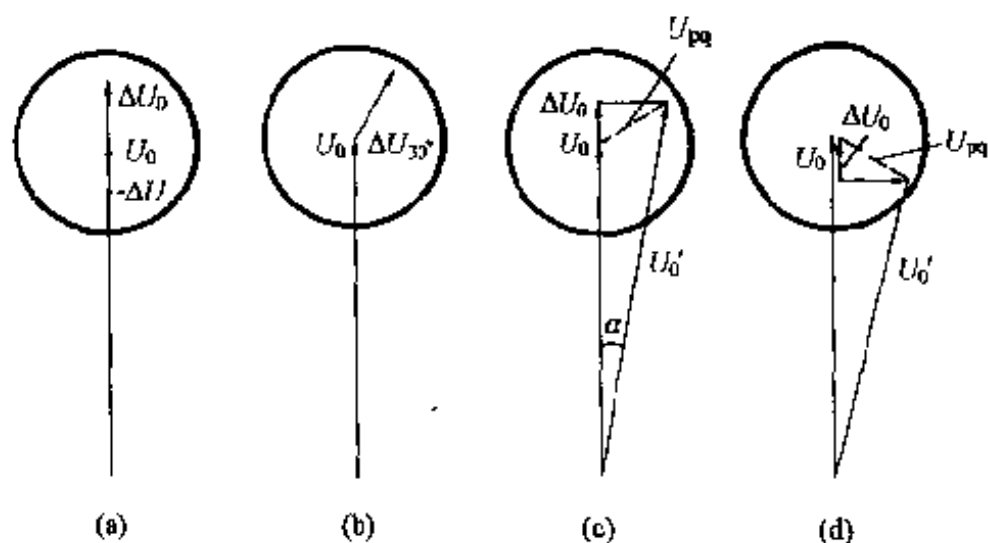


图 6.7 统一潮流控制器完成的调压移相组合

(a) 调压；(b) 移 30° 调压；(c) 调压移相；(d) 负调压移相

如果设定移相角度为零，则上述统一潮流控制器自然变成电压调节器或闪变抑制补偿器。而调压作用设定为零， $U_{ref} = U_0$ ，只加入垂直的 U_{pq} 则自然形成移相器。

如果串联变压器上的电压 U_{pq} 与负荷电流成正比且和电流垂直，即形成串联电容器补偿装置。串补的相量图如图 6.8 (a)。

应注意移相都是向右移，即输出在输入之右侧，按常规，这表示它是使输出滞后。同时意味着如果将这样的移相插入线路内，则线路的功角更张大，而不是缩小，如果要减小功角，则必须向左移相。图 6.1~图 6.7 也是向右移相。

串联电容输电是向左移相，线路电抗产生的电感电抗压降是向右移相。一条线路只考虑其电感和电阻，它的电压电流相量如图 6.9 (a)，如果没有电阻和电感而代之以电容，则表现为图 6.9 (c)，送端电压 E 反而在受端的右侧，它正对应图 6.8 的方向。若一条线路考虑其电阻、电感、电容，则其

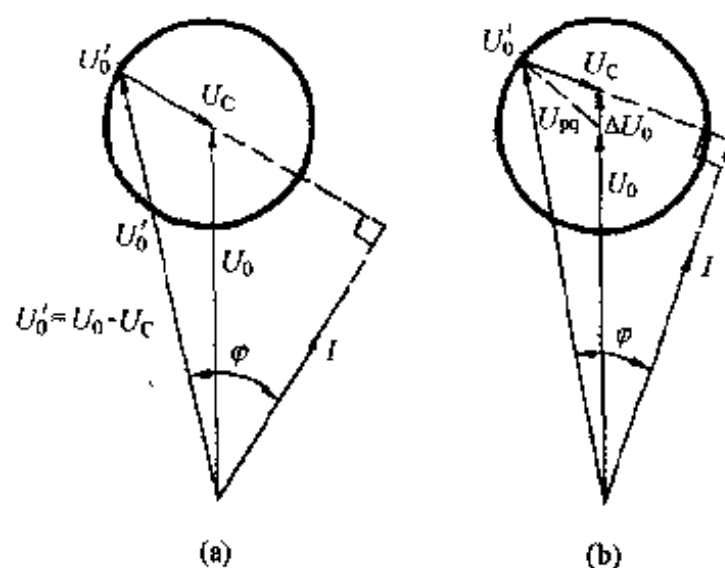


图 6.8 统一潮流控制器实现串联补偿时的相量图

(a) 串联电容补偿；(b) 串补加调压

电压电流相量如图 6.9 (b)，电容减小其功角，或向左移其功角（送到受端）。

从 1995 年开始，美国 AEP 公司、西屋公司、美国电科

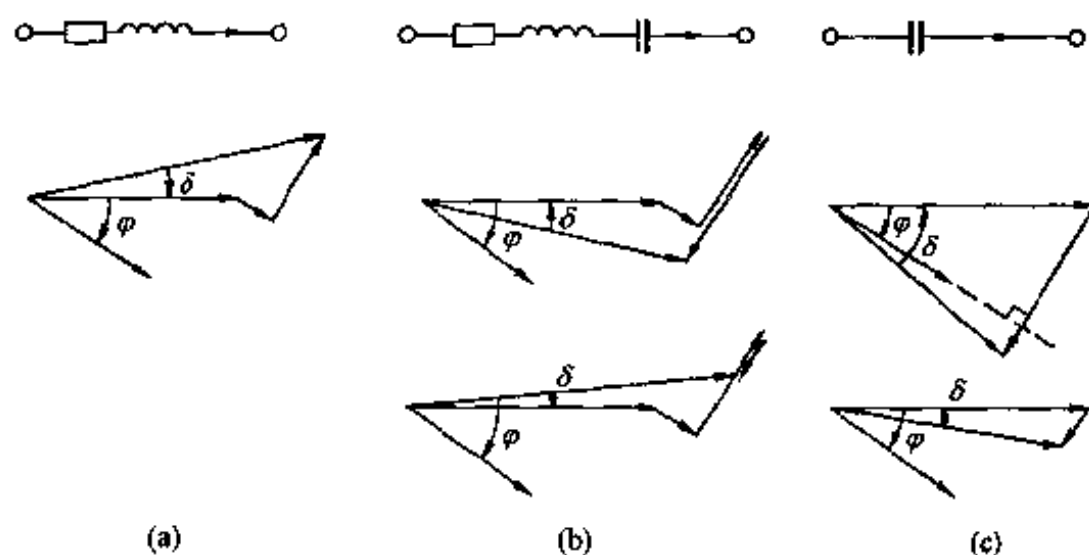


图 6.9 电容移相与电感性电压降的相量图

(a) 电感电阻移相的相量图；(b) 电容、电感、电阻移相的相量图；(c) 电容移相的相量图

院 (EPRI) 开始在肯塔基州的 Inez 变电所加装统一潮流控制器。第 1 步装设 $\pm 160\text{MVA}$ 的并联部分, 并于 1997 年投入运行。

在 1998 年中安装串联部分完工并试运行, 串联容量也是 $\pm 160\text{MVA}$, 其作用是提高输电容量, 改善电压质量, 协调无功供应。

6.3 统一潮流控制器与移相器的比较

在谈到移相器时, 曾将励磁变压器的容量近似于升压变压器的容量, 其主要原因在于移相器传送的无功功率不能自己产生或吸收, 只能传递。励磁变压器要传送全部容量, 它的无功也不能抵消。这个无功容量要经过输电线传送, 增加损耗和电压降有时是可观的。这是电子静止移相器和普通移相器共有的缺点。

电子移相器在抑制振荡时使用的调制波也会从励磁变压器反应到送端, 在分析时也应注意到它的存在。

在统一潮流控制器中这些特点将消失或减轻, 原因是串联变压器所需供出的无功分量可以由逆变器 2 自行产生或吸收。所传递的最佳分量仅有有功分量, 因为有功分量在线路电抗上引起的电压降较小。励磁变压器作为电源也只需供给部分传递的有功功率。这是在移相功能中两种装置的最主要区别。

在波形方面, 移相器是正弦, 而统一潮流控制器可能有谐波, 因此必须用多重化的方法将谐波减小到可以接受的程度。前几章所介绍过的几种逆变器或换流器, 包括有源滤波用的和无功发生器用的逆变器都可用于统一潮流控制器, 其

谐波量都是小到可接受水平的产品。

统一潮流控制器已介绍的功能有 4 项,它们的性质不同,需要控制器按各自规律选择使用,因此这个控制器有决策方式选用的能力。表 6.2 给出统一潮流控制器的各种功能和说明。

表 6.2 统一潮流控制器的功能和实现方式

功能	用途	实现方式	注
动态调压 (串联调节)	(1) 用作调压器 (动态); (2) 消除电压闪变 (烁); (3) 改变、修正系统潮流, 满足系统要求; (4) 稳定电压	逆变器 2 产生与 系统相电压相同方 向的电压,幅值 (可正负) 按需要, 加入串联变压器	也可用电子移相器实现 励磁用同相电压
动态移相 (串联调节)	(1) 潮流分配的改善,系 统经济要求; (2) 解决充分利用输电设 备,增大输送能力的 问题; (3) 提高动态暂态系统稳 定性; (4) 抑制低频振荡	同上,产生垂直 电压	也可用电子移相器实 现,用另两相间的线电 压作为励磁 变压器电源
可控串补 (串联调节) 改变系统 (线路) 参数	(1) 提高输电能力; (2) 抑制低频振荡及次同 步谐振 (SSR); (3) 解决系统潮流分配问 题	使串联变压器上 产生一个与负荷电 流垂直的电压分 量,按图 6.8 或图 6.9 (c) 的方向	也可用可控串补,即 TCR 与普 通串补并联 实现。也可 用多段旁路 电容实现
无功发生 (并联调节 与补偿)	(1) 支撑系统电压及调压, 保持电压稳定性; (2) 满足无功需求	换流器/逆变器 1,与直流电容器共 同实现	与普通无 功发生器 SVG 相同

移相器除了不产生谐波以外，另一个优点是它是系统（线路）换流的。它可以用晶闸管（thyristor）（即可控硅）构成开关网络，不需要自关闭的功能。统一潮流控制器必须在 2π 电角度范围工作，是全方向的或4象限的装置，因此它必须有在任何角度关闭的能力。如果使用脉宽调制（PWM）技术以消除谐波，当然也需要任意时间开断的能力。因此目前它必须用门极关断（GTO）晶闸管构成逆变器，如果其他电子开关元件的容量足够，也可用其他可关断的元件，总之它必须是自换流的。这是在硬件方面二者根本不同的要求。随着电力电子技术的发展，很可能用IGBT实现工业用统一潮流控制器。

6.4 固态同步正弦电压源

在前一章讨论有源滤波器时，已经设想过正弦波电压源，哈尔滨工业大学曾在1992年制成原型装置，证明它有良好的滤波效果。同时也联想到正弦波电压源不仅可以起到滤除谐波的作用，在系统其他方面也有作用。1992年，电科院进行了动态模型系统上的4象限换流器增进系统暂态稳定提高输送容量的试验，都取得了很好的效果，证明有功无功同时作用于故障恢复系统对提高暂态稳定极限有强劲的作用。

6.4.1 固态正弦电压源的概念

Gyugyi 博士提出固态同步正弦电压源（Solid-State Synchronous Voltage Source，简称SVS）应该是仿效一个理想的同步电机，它产生一组3相同步正弦波形对称的电压，电压幅值和相位角都可控。它不严重改变系统原有阻抗，没有惯性，具有实际水平的瞬时反应速度，可以产生有功和无功

功率，可以产生和吸收有功功率，他给出的固态同步电压源如图 6.10。它是已有多种装置的综合。

前面谈过的多是无功交换的电力电子设备，下一章（第 7 章）讨论电力系统蓄能问题，也就是有功功率和能量的交换，以满足系统瞬态甚至稳态的要求。现在已用电力电子方法与系统交换能量的存贮方式有：蓄电池供电、超导储能和抽水蓄能发电等。详细情况将在下章介绍。这里要讨论的是储能器必须有一个供逆变的直流环节输出到正弦电压发生器，

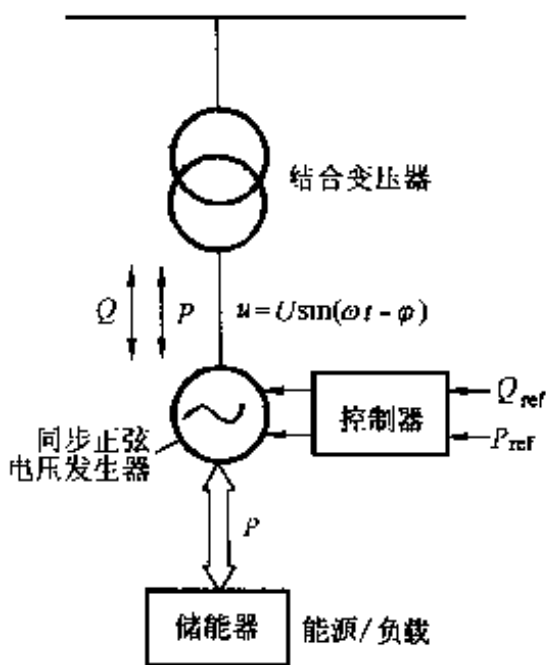


图 6.10 一般化同步电压源

实际上它是一个可逆变又可整流、可发出无功功率又可吸收无功功率（感性）的 4 象限换流器，它必须提供需要的电压，此电压由控制器和测量决定，但不必是恒压源，这在前几章已多次讨论过了。

· 固态正弦电压源的固态指的是固态（固体）物理学，由固态物理发展出半导体技术到电力电子技术中的半导体阶段。现在在低频范围已很少可能使用电真空器件作电子设备，因此固态和静止几乎同意义。电压源是相对电流源来说的，电压源的输出电压应稳定而内阻应为零，正如电流源内阻是无限大一样。实用中不可能做到内阻为零，因为那需要太大的功率源，所以用结合变压器表示它的电抗值。作为有内阻的电压源，还必须有控制器作为电压和功率输出的控制调整中

心，只有这样才能适应系统任何状况的要求。

中心环节是 4 象限换流器，有的换流器可以做 4 象限工作，有的不能用于 4 象限。目前晶闸管制的（例如直流输电用的换流器）不可以，因为它在改变触发角时可以从整流延至逆变，即有功可以双向流动，但无论是整流还是逆变，都要从交流系统吸收无功，而不能反送无功功率给系统。有用可关断元件制成的换流器才具有此功能，即有功功率和无功功率都能稳定地双向工作。

上面的解释是 90 年代人们的看法，实际上用强迫关断电路，也能使用晶体管构成 4 象限工作换流器（虽然要困难得多）。自从 GTO 实用以后，强迫关断电路努力就中止了。

在第 5 章的无功发生器 SVG 所介绍的犬山 80MVA 装置和新信依 50MVA 换流装置都可用作 4 象限换流的目的，即都可作为正弦波电压源的部件。它们的一个共同特点是都曾在逆变波形上经过努力，使之趋向正弦，甚至无需使用滤波器。

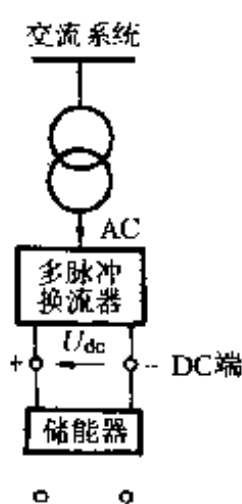
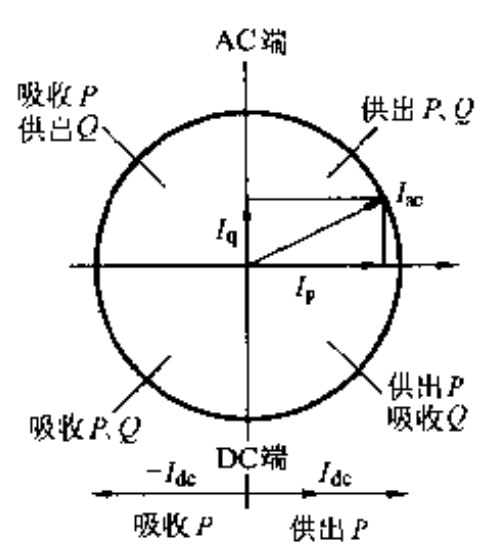
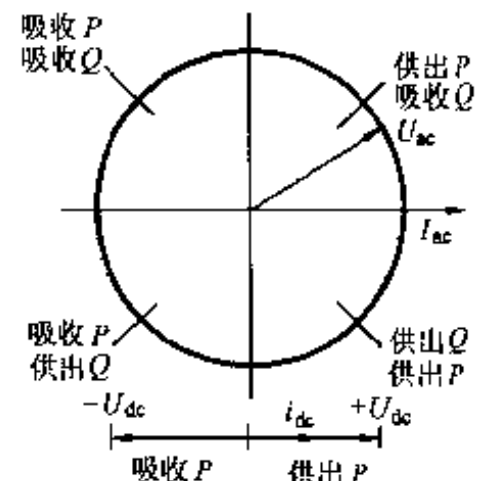
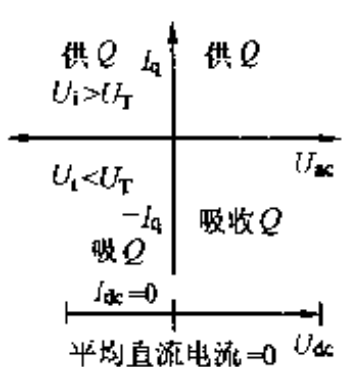
6.4.2 电压源的应用方式

电压源可以串联输出于系统或线路中某个位置，也可以并联输出。也就是说它可作为有功和无功的补偿装置，实际上是全能并联补偿装置。可用作无功发生器，有源滤波，电力系统稳定器，储能交换装置——调峰调频电源。这些功能不仅可以单项实现，也可能联合实现，这要视系统当地的要求而定。并联补偿有几种工作方式；表 6.3 说明同步电压源的直流侧与交流侧对应关系及各种应用的内部运行机制，以便于理解它们在不同状态下的差异。

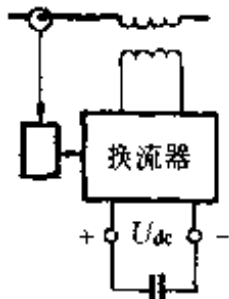
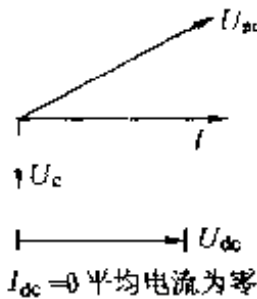
直流环节可以共用直流电容器和能源，则构成一种可控有功功率的统一潮流控制器，可以实现各种有关的功能。由

表 6.3

同步正弦电压源的运行状态

	示意图	相量图	备注
并 联 运 行	储能 为 电 压 源 (DC 侧) 		如 DC 为蓄电 池储能
	储能 为 电 流 源 (DC 侧) 		如超 导储能 SMES, 参见第 7 章
	平均 无 储 能 		SVG 直流侧 用直流 电容

续表

	示意图	相量图	备注
串联运行 DC 平均 无能量 需求			用作 可控串 补的统 一潮流 控制器 实现方 式

于可以就地解决有功，不必完全由线路送端或其他回路传送有功，故其效果将更完善。

正如无功发生器不会和系统电感产生振荡一样，其中若使用串补功能，也不会诱发次同步谐振。系统其他部分产生的次同步谐振和低频振荡，同步电压源完全有能力抑制，只要它的容量足够大，它的控制技术现在已无问题。

6.5 4 象限换流器和它对电力系统的稳定化控制——固态正弦同步电压源的应用

前面两节所介绍的统一潮流控制器的固态同步正弦电压源，其主要部分都是一套多脉冲换流器。本节介绍的是电科院用绝缘门双极晶体管(IGBT)装成的全方位可控换流器，用这套换流器和电科院组成的多层数字控制系统进行了系统暂态稳定极限实验，在动态模型电力系统中，模拟故障切除及重合过程，观察有功无功对系统暂态的影响。

6.5.1 换流装置与试验系统

这项换流装置的作用是提高系统稳定性，扩大输电容量，

因此它在运行中应能促进稳定、抑制振荡、维持系统电压，在故障后以及故障瞬间增加系统阻尼，保持系统恢复正常的趋势，在最坏的情况下保持换流器本身的正常状态。

图 6.11 是换流结构，左侧 B 是铅酸蓄电池，A 是整流器，其功用与蓄电池相似，交流电源来自另一系统。C 是调压环节，它应跟随系统电压，以系统电压为基准，调节电压以改变无功功率的流向和幅值。D 是换流器，它是同步电压源的主体部分，它是由 IGBT 组成的可在任何角度开通和关断的换流器，可在整流和逆变间按需要变化。

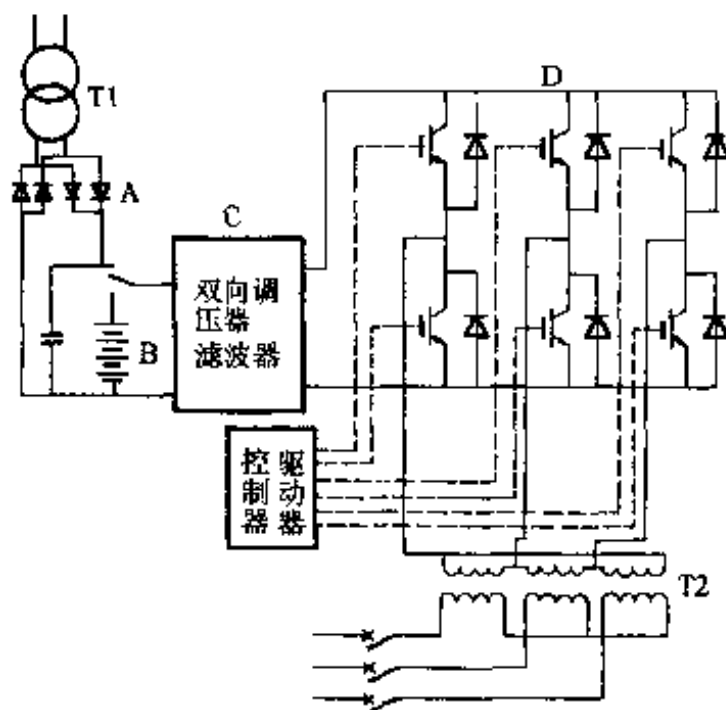


图 6.11 同步电压源的 4 象限换流器

类似的换流器曾在超导磁能存储 (SMES) 研究中和特种能源利用中出现。

由于蓄电池充电电流 (charging current) 较小，不能在瞬时吸收大量有功功率，因此加装一个用可控硅控制的电阻器，用此可控电阻增加瞬时制动功率以提高系统稳定极限。由于

它的瞬时投入切除效果极好，即可在准确的时刻投入适量的电阻，并可在要求的瞬时切除，还可以多次投切。但这次试验研究中电阻值分 4 段 (step)，没有连续调节电阻，即连续变化吸收有功功率的作用。

和系统交换有功功率和无功功率是分别控制的，如果换流器电压 E_c 高于系统电压 E ，通过变压器 T2 的无功功率将是容性，即相当于系统在 T2 处有一组电容器，如果换流器电压 E_c 低于系统电压 E ，在此处换流器将相当于系统的电抗器负荷。调节换流器电压可以在换流器的直流侧进行。另一个调节量是换流器在交流侧的相位。如果 E_c 超前系统电压 E ，有功功率注入系统。如果 E_c 滞后系统电压 E ，则从系统吸收有功功率。这样有功功率和无功功率都可双向流动，可在瞬时内改变相互关系，从而构成 4 象限换流器的基本工作状态。其相量图如图 6.12。相位的调节是以调节逆变器的 IGBT 的触发角进行的。

确定有功和无功功率的量和方向，完成所确定的功率传送，是靠计算机进行的。计算机分成两级，第 1 级是执行计算机，它接受上级的命令，第 2 级是上级机。

第 1 级是用 STD 总线的单片机 8098 构成，它的主要作用是：

(1) 测量系统电压 E ，使换流器的基准跟踪系统电压的变化，维持换流器稳定工作。

(2) 按指令的 Q 值调节双向调压器的载波通断比，改变换流器输出电压 E_c 。

(3) 按指令的 P 值，确定换流器电压 E_c 与系统电压 E 的夹角，调节换流器触发角度。

(4) 确定用可控电阻，应配合多少有功功率以补充换流

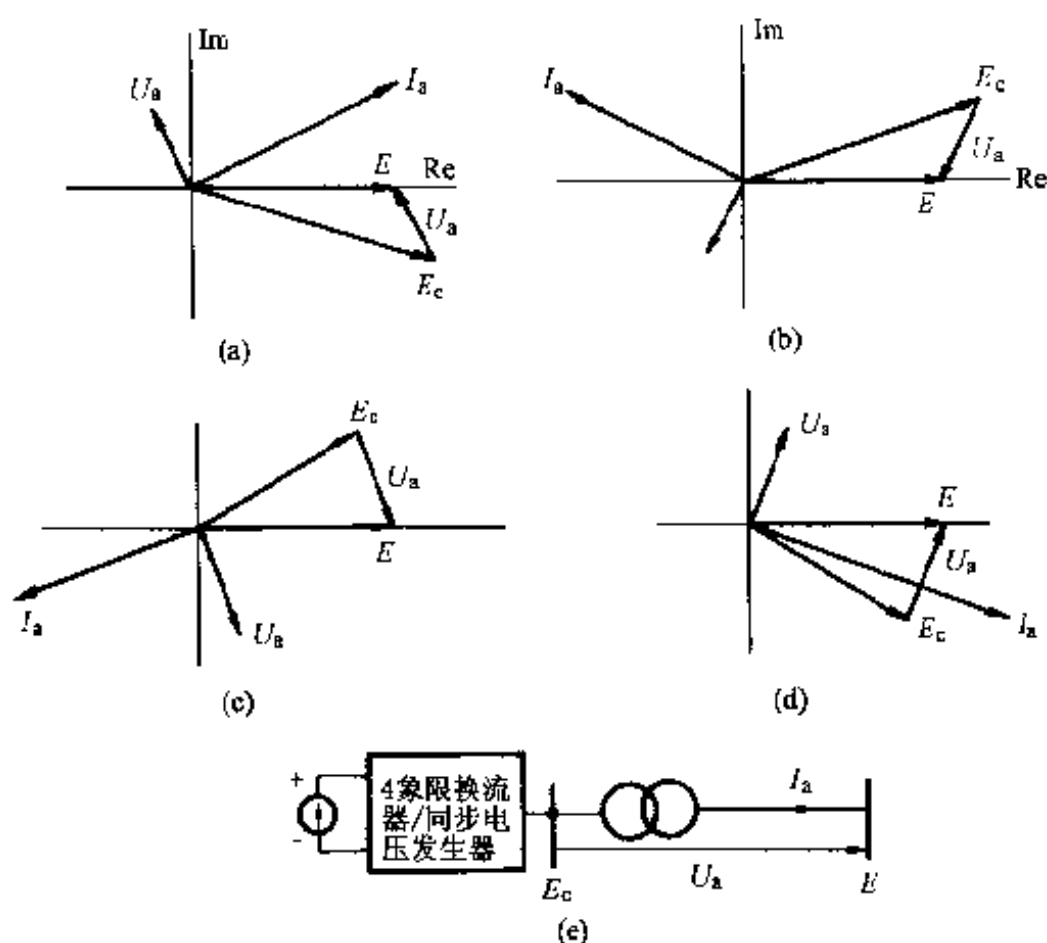


图 6.12 4 象限换流器相量图和电路图

(a) $E_c > E$, E_c 滞后, I_a (及功率) 在第 I 象限, 吸收有功功率 P , 无功功率 Q 注入系统 (容性); (b) $E_c > E$, E_c 超前, I_a (及功率) 在第 II 象限, 有功功率 P 注入系统, 无功功率 Q 注入系统; (c) $E_c > E$, E_c 超前, I_a 及功率在第 III 象限, 有功功率 P 注入系统, 吸收无功功率 Q (感性); (d) $E_c < E$, E_c 滞后; (e) 电路图

器吸收功率之不足, 并执行。

(5) 测量记录换流器各量, 执行保护功能。

(6) 与上级 2 级计算机交换信息。

控制系统的第 2 级是主控制机, 它以 PC (80486) 工控机为核心, 配备了快速采样、锁相及 A/D 转换等。调试一组实时控制软件, 经过联机运行确定主控制机的工作量。

(1) 测量系统各点运行状态，旋转电机功角，各母线电压，联线电流等。

(2) 计算各电机的转速、加速度，从电压和转速判断实验系统是否进入瞬变状态。

(3) 计算有功功率的平衡情况，确定应注入或抽出的功率。

(4) 测出电压及无功值，确定系统调压方式。

(5) 从电机的加速度和功率平衡衡量决定在哪一瞬间从系统吸取或向系统注入多少有功功率和无功功率，在哪一时刻切断注入或吸取有功和无功功率，注意在动态中这与功率平稳的结果不同。

(6) 与前级(1级)单片机系统交换信息，发出 $\pm P$ 和 $\pm Q$ 的命令。

(7) 设备保护功能，与1级分工。

总的工作情况是，2级机确定何时何处吸取或注入有功、无功功率量，1级机则确定如何执行2级机发来的命令，将 Q 值化为电压调节的脉宽调制(PWM)命令通知调压环节(图6.11C)，将2级机的命令 P 值转换成换流器的功角差和可控制电阻的分组，并送触发装置执行。在系统振荡和短路瞬间可能出现电压过低系统不能跟踪的情形，此时由2级计算机单元发出恒流信号，使换流器暂时按恒流运行调节，电压一旦进入可正常工作范围，则全部恢复正常调节。

以上所述 E_c 和功率交换指的是基波。由于试验装置没有多重化，它所产生的电压是梯形的，产生较显著的谐波电流，但在控制环节中装设了滤波和相位修正环节，使计算值反映基波频率的量。图6.13是接入系统前后的波形图。

此次试验室研究的是一个简化的系统，用3机系统表示。

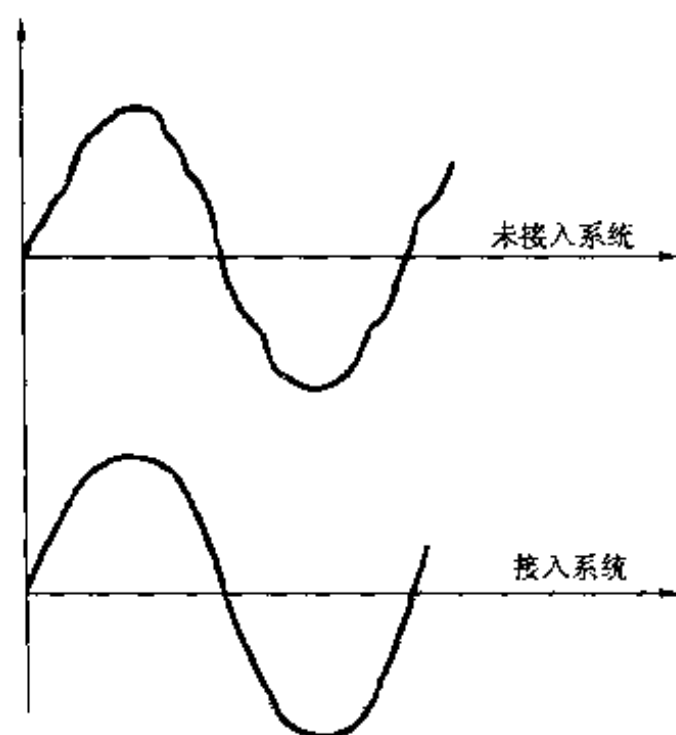


图 6.13 换流器电压波形

它的参数和配置如图 6.14。试验前经过计算，在输送功率为 24 万 kW 时达到暂态稳定极限，即故障切除重合闸后系统失步。采用此系统的目的是较易观察 4 象限换流器组成的电压

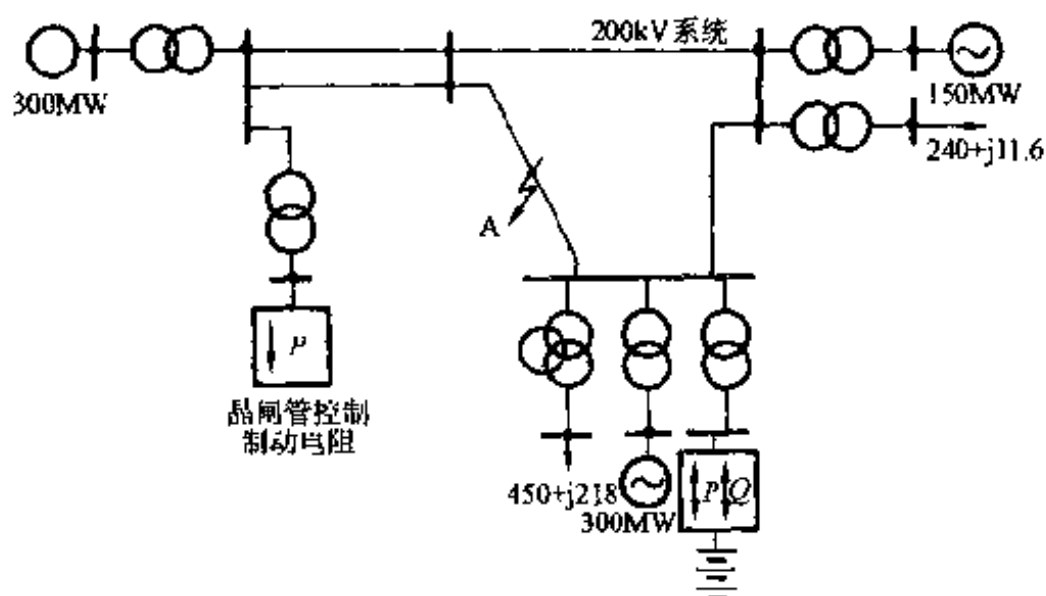


图 6.14 试验系统布置

源增加输电容量的效果。在输电超过极限容量时，对比投入 4 象限换流器和不投入 4 象限换流器的运行情况，从而判断电压源装置和软件的效果。

6.5.2 控制方式和试验结果

试验系统和 4 象限换流装置受计算机联合控制，其目的是在扰动后，使趋于解列的系统功率尽快恢复平衡，保持同步，使扰动后摇摆过程缩短。采用的控制策略是在功率发生不平衡时，由 4 象限换流器—电压源与系统交换有功和无功功率，使系统功率在过程中加速趋向平衡。

在第 i 条母线上，电压源交换的有功和无功应该是

$$\begin{aligned}\Delta P_{ic} &= -k_{pi} (\Delta \omega_{ig}) = K_p \Delta \delta_{ik} \\ \Delta Q_{ic} &= -K_q \Delta E_i + K_{qi} (E_i - U_i^*)\end{aligned}$$

式中： ω_{ik} 是 i 母线发电机转速； δ_{ik} 是它的角度；换流器的控制器先计算 ΔQ_{ic} ， U_i^* 是第 i 母线上的电压标准值。再用下式确定一步调节量

$$\begin{aligned}\Delta U_c &= K_i \Delta Q_{ic} \\ \Delta \delta_{ic} &\simeq -K_c \arcsin \Delta P_{ic} X_{Ti} / (E_i U_c)\end{aligned}$$

由 2 级中心控制计算机收集数据，并计算出换流器所在母线需要的补偿容量，按上式计算， K_p 是积分项系数（ δ 是 ω 的积分）， K_{qi} 项是为了计算加速而设置。调节器每 0.1s 计算一次。

1 级机必须定时将增减的 p, Q 值换算成相应的换流器触发角并计数执行。前置机用一台显示器和单片机 8098 以及换口实现，设备见图 6.15。

由于 4 象限换流器及其电池组成正弦波的电压源，在运行时阻抗极小，这样任何系统的电压变化将使换流器产生不应有的电流和功率。在系统发生扰动时，系统电压可以瞬时下降很严重。它不能像 UPS 那样切断过低电压电源，而要起

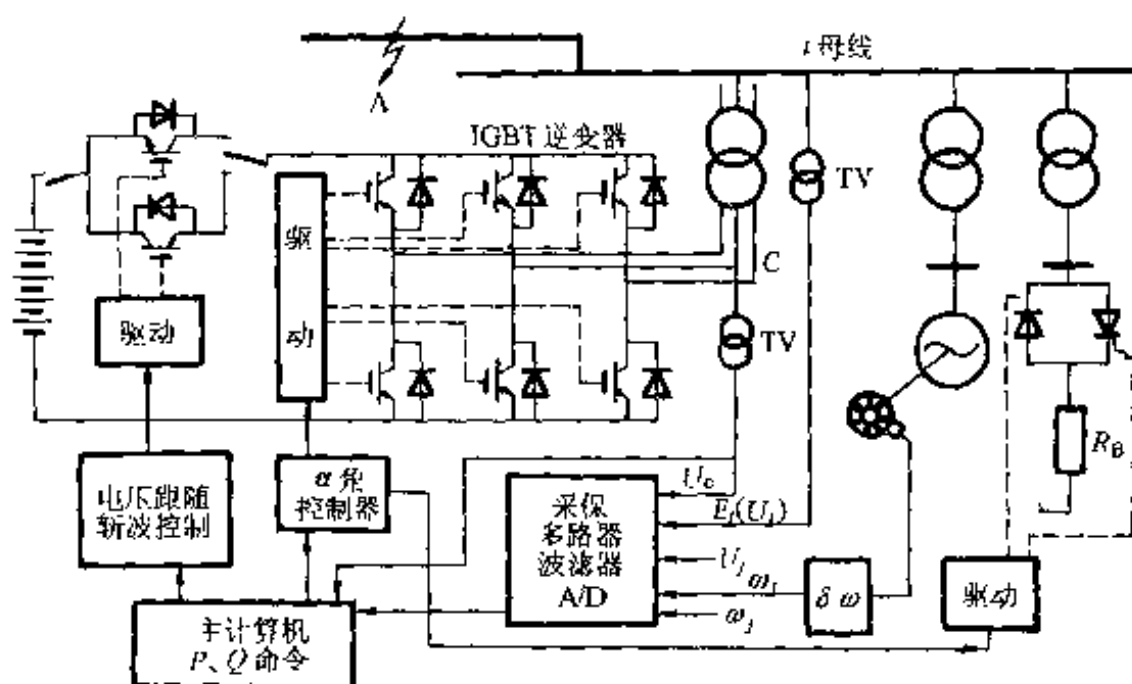


图 6.15 换流器在暂态稳定试验时的控制系统

稳定电压的支撑作用。它必须在很大范围跟随系统 i 母线的电压，这样控制器必须有一个电压跟随系统。系统电压波动中，如果 1 级没有收到 2 级发出的功率交换命令，则电压伺服机构要保证换流器电压也同样波动，以致和系统的功率交换达到最小。在 2 级控制有功功率交换命令，则它已考虑了电压的条件。1 级机按此确定变更换流器电压是 ΔU_c 。 U_c 被调节后，所确定的触发角 α 将保证换流器与系统的功角差 δ_{ic} 。而计算中 K_u 、 K_c 参数是由计算机在存储器内查表得到的。

事实上，电压源不可能在任何情况下保证满足功率需求，在电压很低的情况，只能保持容性电流达到最大值。电压有两个上下限范围，即 $E_{\max}$ 和 $E_{\min}$ ，在此范围换流器可供出额定功率。超过此范围，但在 $E'_{\max}$ 和 $E'_{\min}$ 内，则不能保证额定功率，但可供出额定电流，或可超过额定电流。若电压超过 $E'_{\max}$ 和 $E'_{\min}$ ，则换流器闭锁，不供出任何电流，这是因为调节器

不能适应此范围外的调节。电压峰值一旦循环进入 $E'_{\max}$ 和 $E''_{\max}$ 内, 即解锁并按指令工作。

此项试验中, 在 ω 没有变化时, 换流器与系统也不进行有功功率的交换, 但无功交换在进行较长时间稳定运行后, 在动态模型试验室的微型电力系统上进行了提高输电暂态稳定极限的试验。试验前曾用程序计算极限传输容量和故障切除时间。试验用图 6.14 的布置, 在 A 点发生单相接地故障, 约 0.1s 后切除, 1s 后重合, 0.1s 重合失败 (故障未消除)。对比有无换流器投入的差别。

试验表明, 这种故障后恢复平衡的极限输送功率是 240MW, 与事先的计算完全相同。小于 240MW 不加同步电压源仍能保持暂态稳定。在 240MW 及 240MW 以上功率, 不能恢复稳定, 系统将失步。加入 4 象限换流器系统后, 同样 240MW 输送功率, 同样的故障、切除、重合顺序, 系统保持暂态稳定, 发电机在摆动后恢复同步。输送功率升至 270MW, 同样顺序, 换流器工作, 系统仍保持稳定。

为了检验试验结果, 将换流器停掉, 再以 240MW 重复上述顺序操作, 系统失步。

观察试验结果, 发现若不投入换流器, 则当重合闸时电压 U_1 下降, 再切除后, 电压以较缓的速度继续下降, 直到系统失步。当投入换流器后, 重合闸以前电压没有明显差别, 重合闸切除后电压从下降 0.2s 后转入上升, 0.6s 后明显回升, 1s 时已回到初值, 系统电压普遍回升, 角度不继续增大, 系统趋于稳定, 从而有效地抑制系统失步。

总之, 从同步电压源及其换流器的抑制振荡、扩大输电容量的试验看, 已取得极好的效果, 证明同步电压源 4 象限换流器配以蓄电池及可控电阻可以实现灵活输电系统的目的。

7 电力系统能量存储

电力系统电力生产过程是发电和用电同时完成，能量存储这个环节是在发电前和用电后的范围。目前世界上正在利用电磁能、电化能能做电能的存储，加上早已采用的抽水蓄能发电厂和废矿井压缩空气发电厂，形成了储能的新局面。不论是抽水蓄能还是蓄电池储能，能量存储都必须经过电力电子装置的能量形态转换才能实现。本章对正在兴起的电力系统储能与电力电子技术的关系作简单的介绍。

新能源的利用也是电力电子技术的服务范围，例如风力发电和太阳能发电，它们所输出的非同步电能要经过电力电子装置的变换，成为同步交流电源才能供入系统，因此所有储能方法和新能源的应用都离不开电力电子技术。新能源是专门课题，本书只讨论储能技术中已有成效的或正在取得进展的项目。

7.1 超导储能 (SMES) 技术

7.1.1 概述

电流在电感中存储的能量可用下式表示

$$W = \frac{1}{2} I_0^2 L \quad (7.1)$$

式中： I_0 是在电感 L 中流动的电流。如果电感是由超导线圈构成，则没有电阻的消耗，电流在闭合电感中不会消失而长

期循环。在使用此能量时由线圈中引出，经转换接入系统或供给用户。

1911 年 Onnes 观察到超导体，到 40 年代已运用于等离子体物理和粒子物理的实验中，所用物质是铌钛合金 (NbTi)，它的效能最好，当场强为 5T 时，运行于 4.4K，其载波为 2000A/mm^2 ，差不多是铜电流密度的 100 倍。

1971 年美国 Wisconsin 大学在 Boom 和 L. A. Petersen 指导下进行超导储能用于电力上的开发，其电流与系统的接口是一组 3 相换流器。逆变与系统相连，这是第一次提出对电力网合适的利用超导的方案，此后超导储能技术称为 SMES (Super-conducting Magnetic Energy Storage)。

80 年代中期高温超导体的出现为 SMES 开创了有希望的前景，利用陶瓷金属超导将产生极大的实用价值。目前已有一些研究单位在进行高温超导储能应用于电力系统的研究，但在 90 年代工程应用的仍是铌钛合金构成的。并非全部超导线圈都采用此种合金，因为其线圈的材质和结构都相当复杂。在谈到具体工程实例时将进行较详细的说明，但只要有图 7.1 所示的基本电路，并将电感回路降温到临界温度以下，这个系统即可用以解决超导储能，为了简化，在解释中暂时省去损耗，按理想结构处理。

在充电过程中或放电过程中，只改变换流桥的触发角 α 以改变 E_d 即可控制充电电流或放电电流，不充电也不放电的期间，旁路晶闸管闭合，电感中的大电流有一个循环的电路，而此时 $E_d=0$ ，这样即可储存 L 中的能量而不散失。目前多采用另一套充电电路的方法而不用换流桥慢充电，只用换流桥快速吞吐有功能量。

换流桥所用的可关断晶闸管（或其他开关元件）的触发

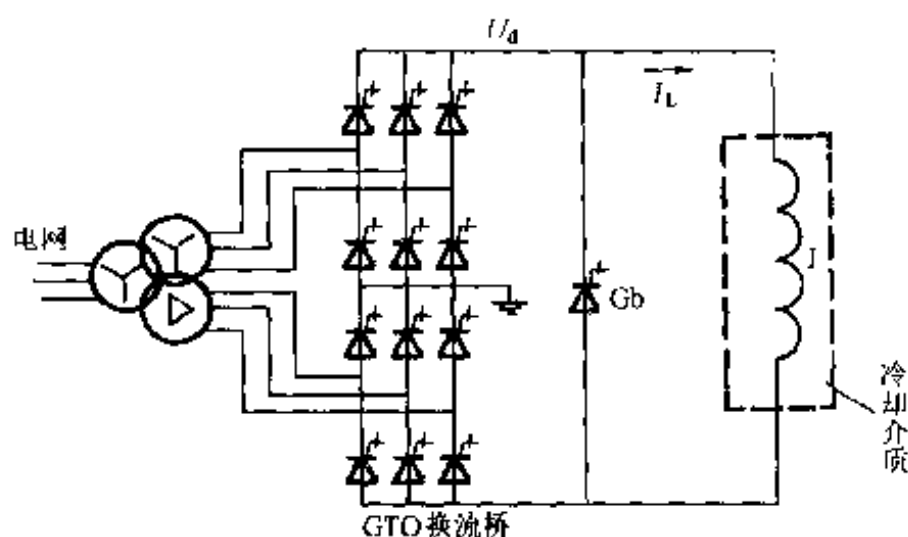


图 7.1 用于电力的超导磁能存储最基本电路

Gb—旁路晶闸管或 GTO; L—超导线圈

角 α 与任何一种整流逆变电路所定义的 α 角相同, α 与电感上电压的关系是

$$E_d = E'_d \cos \alpha - I_d X_c / 2 \quad (7.2)$$

式中 E_d ——标么桥电压;

E'_d ——标么空载直流电压;

I_d ——电流;

X_c ——标么换流电抗。

由于不计损耗, 楞次定律是

$$E_d = L \frac{dI_d}{dt} \quad (7.3)$$

或

$$I_d = \frac{1}{L} \int E_d dt \quad (7.4)$$

当 $\alpha=0$, 电感以最高速充能(电), 由于电感值很大而电阻极小, 所以电流的增长在 E_d 不变时几乎是直线上升, 放出能量到系统遵循同一规律, 即要输出功率必有电压和电流, 而要

输出有电压，按式 (7.3) 电流必随时间而下降。上升和下降中或任何情况，电感中所存能量都按式 (7.1) 表示。图 7.2 表示存储电流与电感电流的关系，即充电的速度和放电的速度可以不同，但能量与电流总符合单值关系。

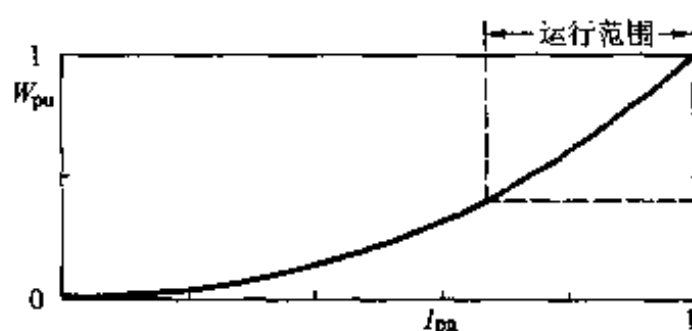


图 7.2 电感储能及其应用范围

将能量储进电感线圈和将能量自线圈取出送入电力系统都需要功率这个指标，在充能（电）时，假定在 t_1 开始，见图 7.3，到 t_2 为止，电能已充到电感的额定电流值，所加的电压和放能的电压方向相反，而 SMES 的特点之一在于改变电压方向来改变功率方向，不论是充电还是放电，电感中的电流方向不变，充能过程中，要使电流增加，必须有电压，否则电流不会上升，此电压与上升的电流之积是充电功率瞬时值，即

$$P_d = E_d I_d \quad (7.5)$$

E_d 以全电压充电， $E_d = 1 \text{ p.u.}$ ，由于电流上升，压降增大，故图 7.3 (a) 的电压上部随电流增加（时间增加）而有下降。相对应时刻的电流在 t_1 、 t_2 间和 t_3 、 t_4 间呈上升和下降。在电压为零的期间， $0 \sim t_1$ 、 t_2 、 t_3 以后，电流在 L 中循环，其幅值不变。如图 7.3 (b) 所示，输入输出功率呈图 7.3 (c) 所示形式，只有在有电压存在时，才有功率交换，其储能则如同 7.3 (d) 所示，在 t_1 、 t_2 间和 t_3 、 t_4 间是按电流平方变化的。

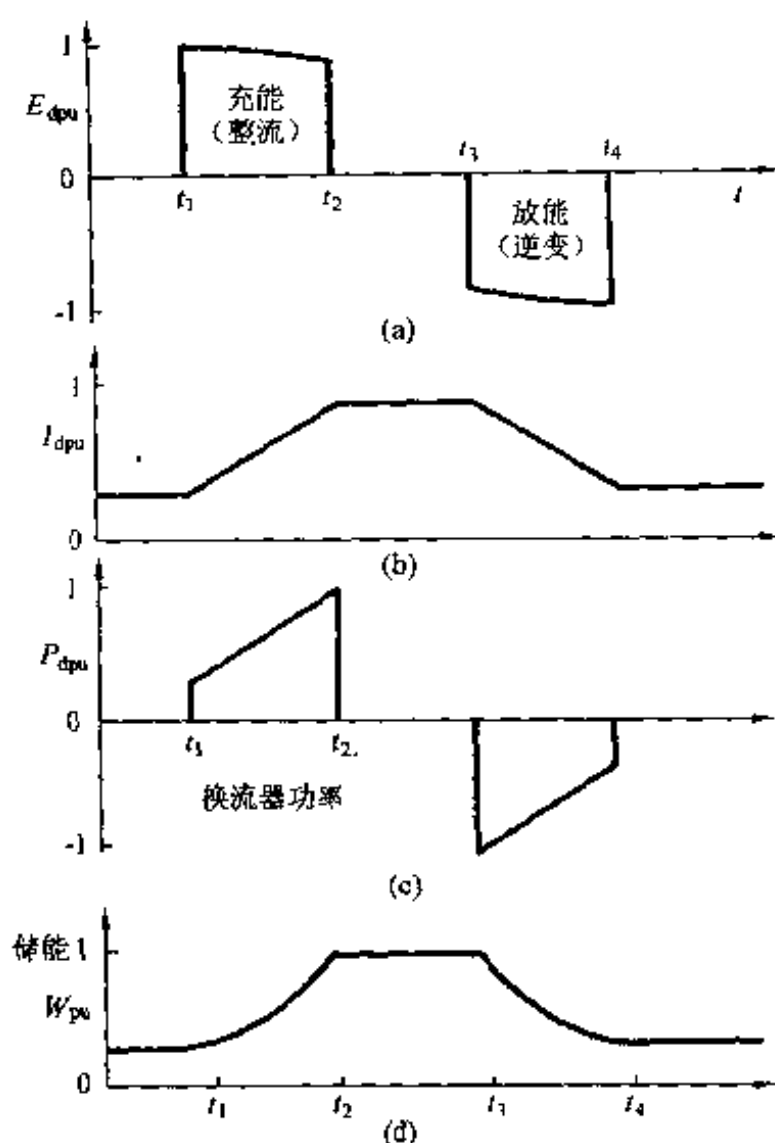


图 7.3 电感运行时域过程

(a) 直流侧电压；(b) 直流侧电流；(c) 换流器功率；
(d) 储能变化

下面用已运行的装置作为实例说明它的具体结构和特点。

7.1.2 Tacoma 装置

在 1983~1984 年间，美国曾在 Tacoma 变电所运行了一台工业规模的也是试验性的超导储能 (SMES) 装置。1985 年

及以后曾对此装置进行了许多报导和研究在电力行业中受到极大的关注，并且引发了许多国家进行其后继工作。

Tacoma 装置设置在美国西海岸的系统内，西部系统长期存在着 0.35Hz 的低频功率振荡，这套装置就是为了抑制低频振荡而设计的。它的系统如图 7.4。它观测太平洋交流联络线的功率变化，经过计算发出功率（电流）的调制信号，由微波送到 Tacoma 调制超导装置向系统（大古力）馈受的电

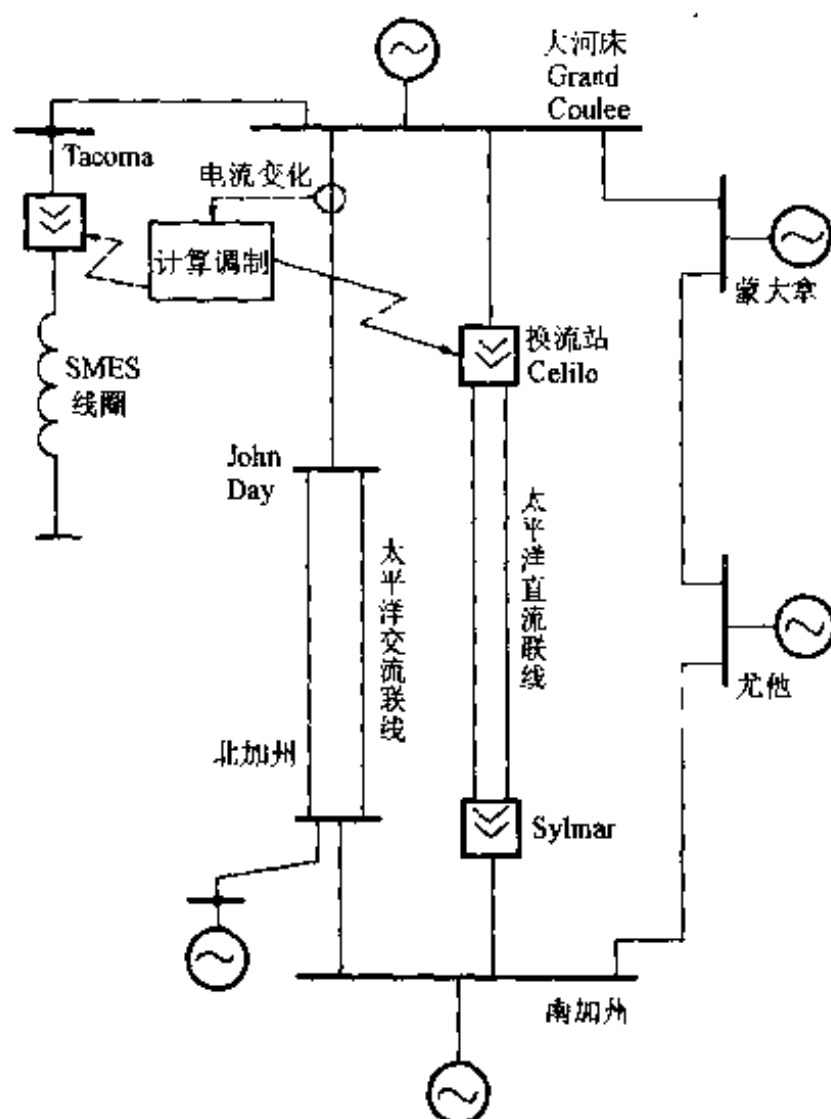


图 7.4 超导储能 (SMES) 在西美系统所处位置及其相互作用的交直流联线布置

能，同时也发送到 Celilo 换流站，调制直流输电线的控制器。
Tacoma 超导线圈的参数如表 7.1 所示。

这样 SMES 和直流输电线的换流器都成为低频振荡的抑制阀门。直流输电的调制作用与超导储能的作用极为相似，都是在功率涌动过程中，以相反方向的涌动来阻尼系统的涌动。

表 7.1 Tacoma 超导线圈的参数

最大功率	10MW	运行频率	0.35Hz
线圈寿命	10^5 周期	最大储能	30MJ
全充电电流	4.9kA	交流储能	9.1MJ
线圈电压	2.1kV	运行温度	4.5K
最大磁场	2.85T	损耗 (4.5K 时)	<150W
线圈高度	1.21m	平均直径	3m
电流保持	约 1h	最大储能 (电量)	8.3kWh

换流器和线圈的电路如图 7.5，它有一个慎重设计的充放电电路。

普遍注意到的问题之一是，为什么不利用电容器作为有

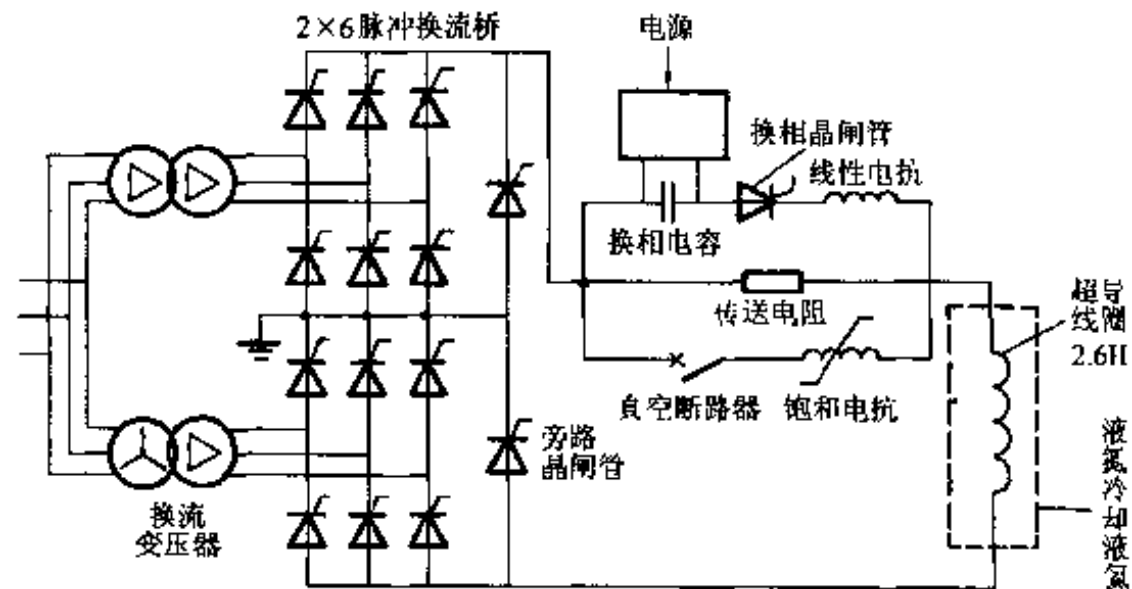


图 7.5 超导储能主回路及换流回路

功储能的元件，实际上在利用电压为主形式的能量时也会用电容储能，在电力上却因电容器的能量密度太小而不易采用。经过简单的推导可知，电感储能与电容器组储能，其容量关系上有一个 $2\pi f$ （即 ω ）系数，即

$$W = \omega W' = 2\pi f W' \quad (7.6)$$

W' 是电感上存储的直流能量，单位是 KJ，而 W_c 是电容器组容量，单位是 kvar。

那么 30MJ 的静电能量要有 942 万 kvar 的电容器组的容量，这要占很大位置，而超导电感只有直径 3m 高 1m 多的一个柱体。高能量密度的问题不允许它发生断线或突然升温故障。这台 30MJ 的超导电感所存的能量为 8.3kWh，这些能量若在一瞬间释放出来，还会有相当破坏力，所以在结构防护上、线圈的可靠性上都必须进行仔细的考虑。对于 Tacoma 的研究文章和报告已经很多，这里不再细述其结构详情。它虽然是一台工程实验装置，但在运行期间，在设计上、运行效果上以及实验上都取得了完满的效果。

这台装置以后，许多国家都建造了超导储能的工业或实验的装置，其中俄罗斯、日本等都制造了在微型系统（动态模型）上实验的装置，并计划建立直径为 1km 左右的大型地下超导储能线圈。

7.1.3 企业用超导储能装置 (SSD)

在电力系统中除了为调尖峰负荷和抑制摇摇以外，电力用户或波动比较大的局部，用 SMES 原理构成微型工业用超导装置，称为 SSD。其使用目的在于抑制电压的波动、波形的畸变等，总之是为改善电能质量，保证严格要求优质电能的企业用电。这里简单说明美国超导公司为 IBM 计算机公司设计的超小型设备（已有数台在运行中）。

微型超导储能装置(SSD)的电感线圈也是铌钛导线,冷却在 4.2K 的液态氮或 1.8K 的超液态氮中。存储能量为 6.3kWh (0.28kWh), 容量达 1MW。冷冻机 1s 功率为 750kVA, 长期连续功率 30kVA。换流器主要是逆变器, 和任何一种储能装置一样, 逆变器必须能够将存贮的磁能, 逐渐下降的或变化着的电压和电流转换成系统能够正常应用的电压源。对于电源和负荷的变化都能坚持瞬时的正确电压值, 即在电源和负荷发生变化时, 超导电源将维持相对不变的输出电压。它的结构如图 7.6, 其低温恒温容器的总体(Cryostat)为

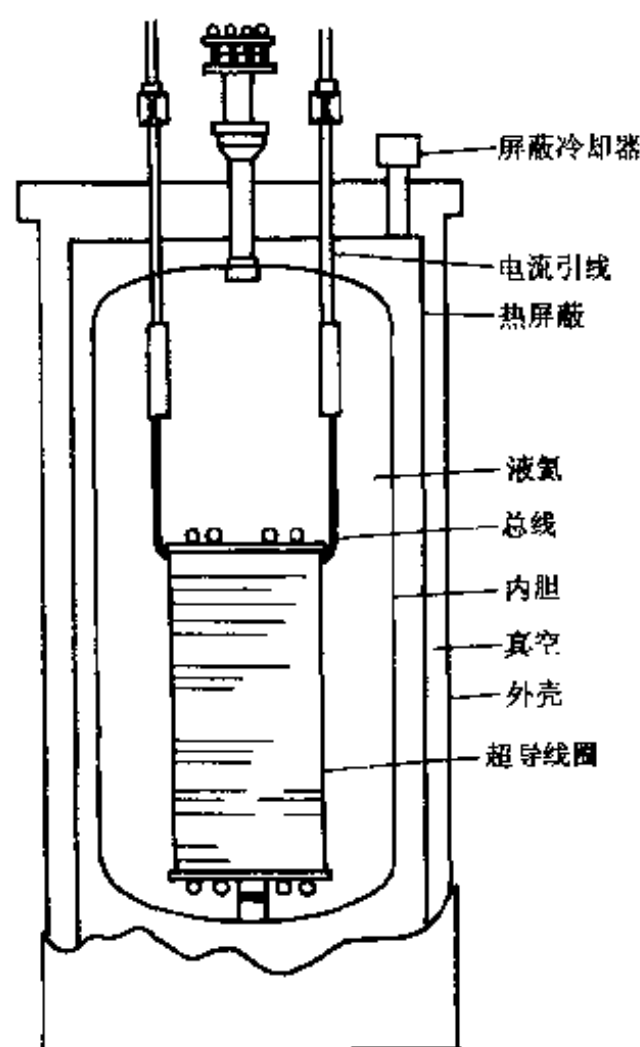


图 7.6 美国超导公司 0.3kWh SMES 装置结构图

不锈钢结构，外壳较厚，与内壁间为真空。在内外两壳之间虽然是真空，但仍有一层称为热屏蔽的圆筒将两壳分开。

它通过单独的磁体电源向超导磁体供电，见图 7.7，使它保持一个恒定的电流在线圈中循环。同时由系统经过冷冻机向装置提供低温液态氮。在超导状态，线圈和电路损耗极小，这时电源向线圈提供一个极小的电压即可补偿损耗功率以维持电流循环。供电局是一个可以控制电压的整流电源。系统控制器有 3 个功能：①控制固态隔离开关；②监控电源和负载两侧的电压和电流；③配合电压调节开关控制超导磁体输出的直流功率。

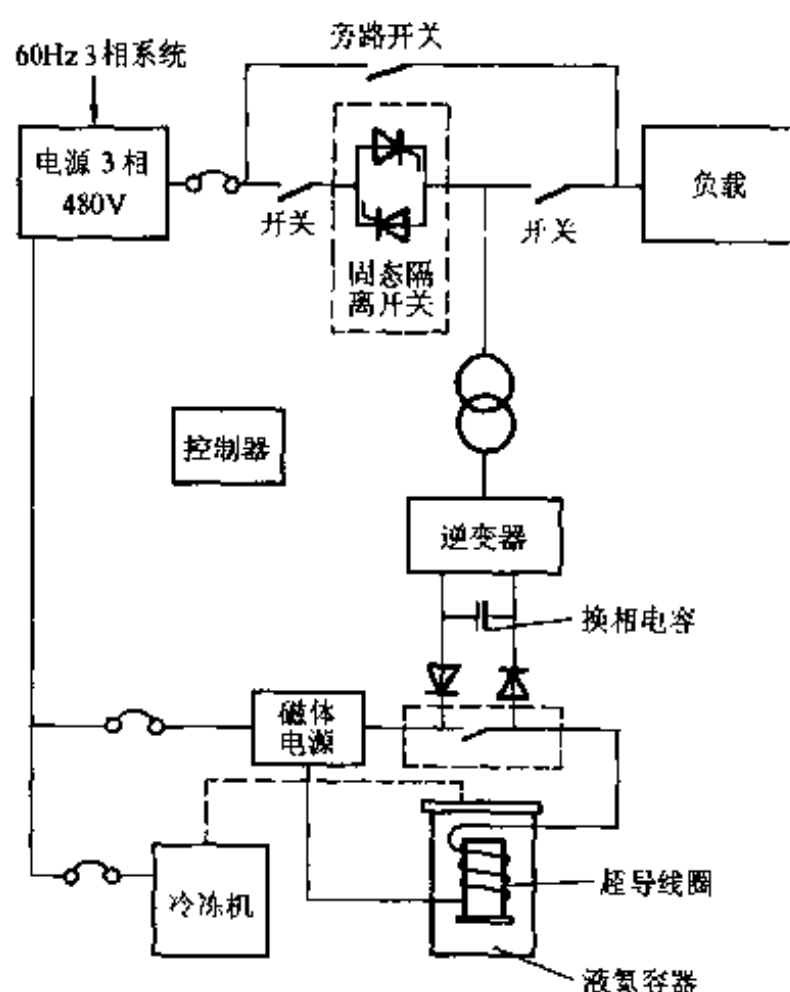


图 7.7 微超导磁能存储器系统图

整体的工作方式如下：在系统控制器感到系统电压下降或丢失时(outage)，电压调节器中的开关在 $200\sim 300\mu\text{s}$ 时开断，电流立即向电容器充电，直到电容器充电到预定电压值，开关立即闭合。电容器上的电压供给 12 脉冲逆变器产生交流电功率供给系统，负荷的消耗使电容器上电压很快下降，电容器电压低到一个最低的值，电压调节器开关再度打开，磁体中的电流又向电容器充电，这样维持输出电压在一个稳定范围。上述电压调节器开关反复开闭，重复进行下去，直到系统电压恢复正常，或者磁体中所存能量消耗殆尽。

用这种方式将超导线圈中存储的磁能由逆变器和电容器转化为电能是很方便又安全的方法。由于反应速度极快，因而微 SMES SSD 使负荷感觉不到负荷的波动，此装置容量只有 0.3kWh 。这相当于 1MJ 的能量。如果系统电源失去电压，或与控制器中的参考电压相比超过上下限度，则控制器在极短时间将打开固态开关。在 2ms 内由超导提供电源继续供电，如果有 1MJ 可用 (0.28kWh)，则供 1MW 负荷不可能超过 1s 。有的用户在电源断电几个毫秒时就可能遭受重大损失，而 SEMS SSD 可以在短时间内供应这种特殊电力用户，使其电源不致极短时间断电。

企业使用小(微)型超导磁能存贮(SMES)装置以保证电源的连续和质量，对广大电力用户来说还是不熟悉的技术。例如本例中 300WH 的磁能约 1MJ (即 1MWS)，可以在 1s 内供应 1000kW ，或 5s 内供应 200kW ，这对于要求极严格的用户在电源电压下陷的瞬间，或备用电源投入前的瞬间当然是十分重要的。国外已在经济上将其和蓄电池等对比，觉得性能价格比是好的，它的优点概括起来有以下几条：

(1) 充放电次数多，可以长期使用，半导体公司认为可

用 30 年，目前我国产铅酸电池充放电循环可达 1000 次，相对比只能用很短时间，寿命长是 SMES 的优点。

(2) 充放电效率高，大于 95%，高于蓄电池和抽水发电。

(3) 充放电速度快，吞吐能力极大，其他储能方式不可能与它相比。

(4) 能量密度极高，占地面积小，无振动及有害物，因有磁屏蔽，对环境没有影响。

从电力电子应用角度看，高可靠性的逆变器和固态开关必须能快速反应。而重要的是要在能源变化很大时保持输出不便，这当然要依赖于逆变器有优秀的控制装置，逆变器本身也应高水平的。

7.1.4 其他电力用超导储能的研究情况

日本进行了一些超导储能实际装置的开发。在 1986 年筑波博览会上展出了一台超导储能装置，各所大学在此时期也作了许多研究。下面介绍一些成果和开展的情况，供我国电力电子工作者参考。

日本的 1MJ 级的磁存储线圈的控制系统与以前介绍的不同，它用 GTO 晶闸管控制有功和无功的交换，并且用普通晶闸管作切换和保护，图 7.8 是 1MJ 实用装置的系统图。

存储电能用千兆瓦小时或兆瓦小时计，和它的功率输出没有固定的关系，这是由于超导的吞吐能力很大，可以在很短时间存入能量，也可以在很短时间放出能量。如果出入能量的时间很短，即使储量很小也可发出很大功率（容量，不连续）。例如 7.1.3 节的 1MJ 装置只存储约 0.3kWh 的电能，但能在几周波提供 1000kW 的功率。其他储能方式无不具备这种两重性，只是超导储能更显差别突出。中规模的超导装

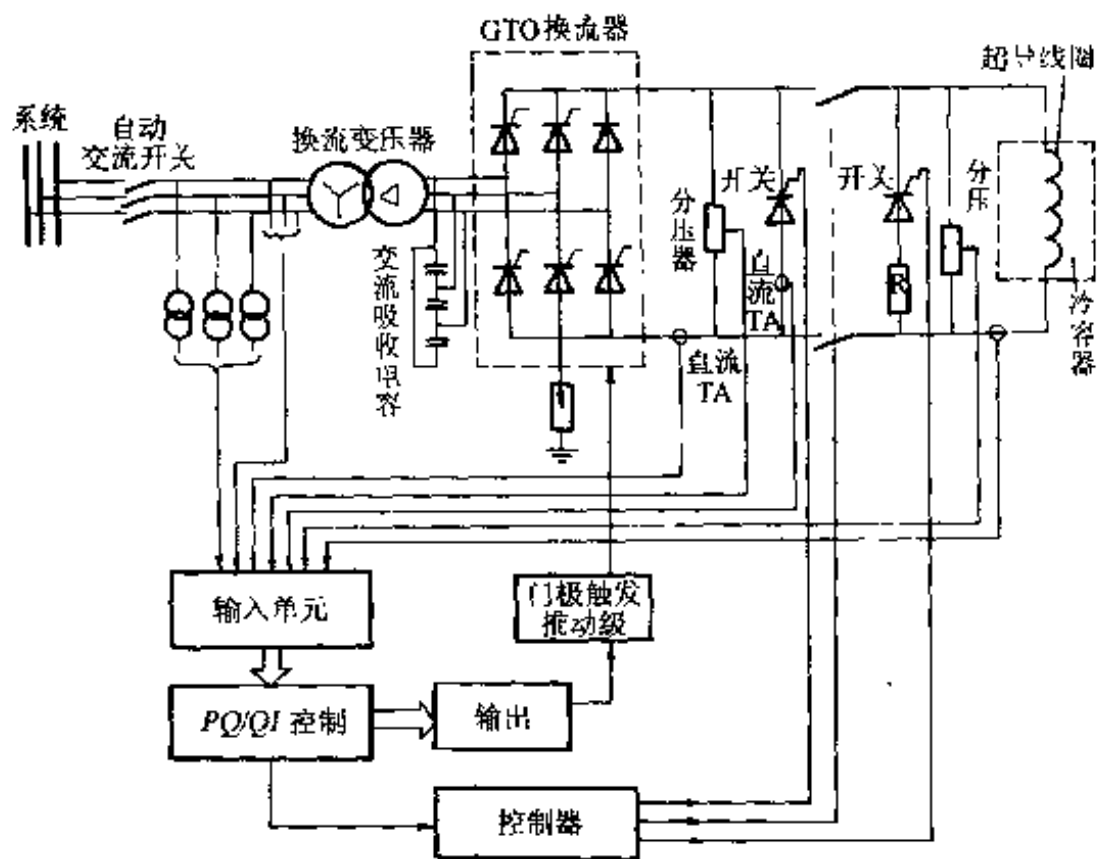


图 7.8 1MJ 实用超导电磁体系统图

R—试验用及保护电阻

置在功率输出上可有百倍的变化范围，也就是输出变压器和逆变器可制成 1000 或 10 万 kW。其他储能虽也有相当大的输出可选范围，但范围要小得多。

日本、美国等国家在超导储能的研究上都进行过模型阶段的试验，即在中间工场之前的试验，这方面的情况对我国开展研究极为重要。

下面介绍的是为了研究而设的超导储能装置，全是为电力系统进行的试验研究，他们的系统结构和主要参数是电业研究者所关心的，这些研究都是 80 年代后期和 90 年代发表的，有参考价值。

日本京都大学为了研究超导对电力系统的作用，建立了

动态模拟（微型电力系统）（包括同步发电机组），并且用软件对这套装置进行了仿真研究，在电力电子装置上，他们使用 12 脉冲有源逆变器，用晶闸管构成，见图 7.9。因此在试验中，可能出现严重的谐波畸变，不论电压和电流都如此。这和所用的逆变器有关。

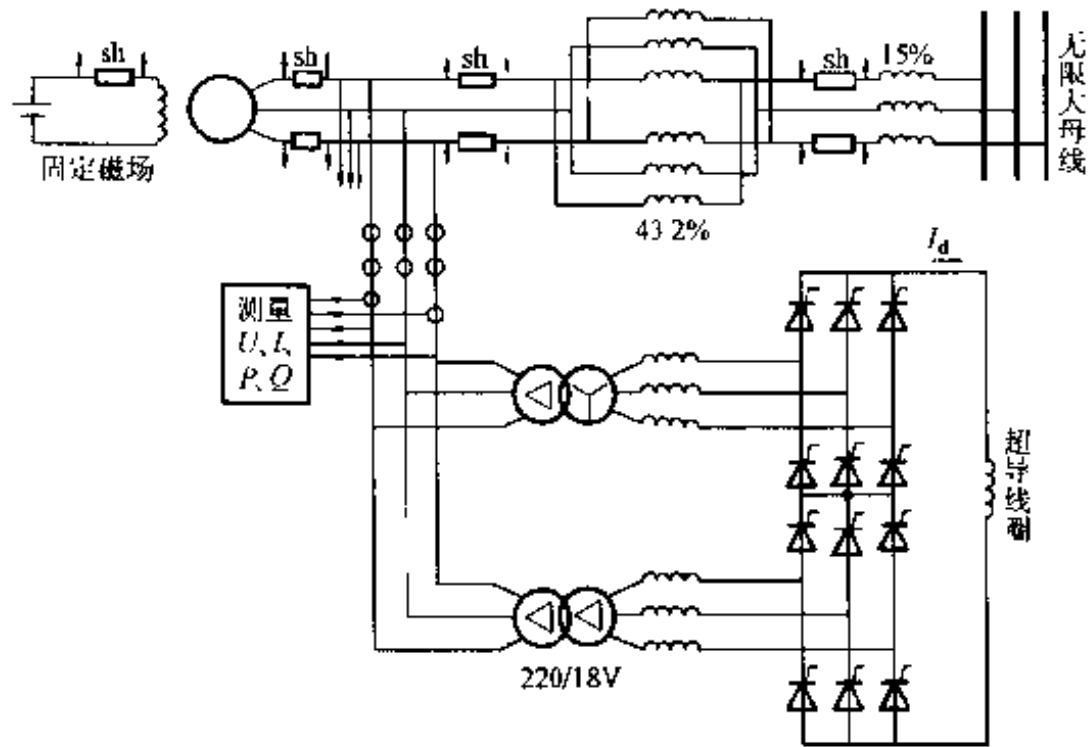


图 7.9 日本京大的超导储能试验微型系统

京都大学所用的超导线圈的参数和动模系统的参数列在表 7.2。

表 7.2 日本京都大学超导试验参数

超导线圈	电感 10.8H	外径 25.9cm
	额定电流 141A	高 20cm
	存储能量 107kJ	
晶闸管	反电压 100V	通态平均电流 500A
变压器	容量 6kVA	变压比 220/18V

续表

发电机	频率 60Hz, 4 极		容量 6kVA	
	电压 220V		$X_d=185\%$	$X'_d=43\%$
	$X''_d=39.8\%$	$X''_q=114.6\%$	$X_2=58\%$	$X_c=24.2\%$
	$T'_d=0.038s$	$T''_d=0.011s$	$T_s=0.036s$	$T'_{d0}=0.106s$

京都大学的问题是超导线圈上电压电流变动时如何向系统供电，这正是本书所反复说明的。在各种储能方法中，都存在所储能量在使用中形态（电流值）变化的问题，这就要求有一种办法使很少的能量和极低的电流也能按要求送给系统。

他们所进行的试验是基本的而必要的项目。

日本中央电力研究院（CRIEPI）（以下简称中电研）和日本高能物理所的电力系统 SMES 稳定化的研究是在微型电力系统（动模）上进行的，使用的也是一机无穷大母线系统。它的设计受到美国大口马 SMES 设计的启发。由于试验是针对一个 300MW 的系统，所以有一些特点，较东大试验完备，如图 7.10。

中电研使用的超导和模拟系统的主要参数如表 7.3。换

表 7.3 中电研的超导研究系统的主要参数

线圈	存储能量（最大）100kJ 极限电流 950A（在 5T） 导线 $1.5 \times 2.5\text{mm}^2$ （24 μ 直径）	电感 0.22H 外径 25cm 高 20cm
晶闸管桥	电压 88V 最大	
发电机	$Z_d 1.49\text{p.u.}$ （50Hz） $Z_q 0.822$ $R_s 0.004\Omega$ （75℃）	$Z'_d 0.252$ $T'_{d0} 1.56s, 7s$
换流变压器	电压 210/32.5V	容量 46kVA $\times 2$

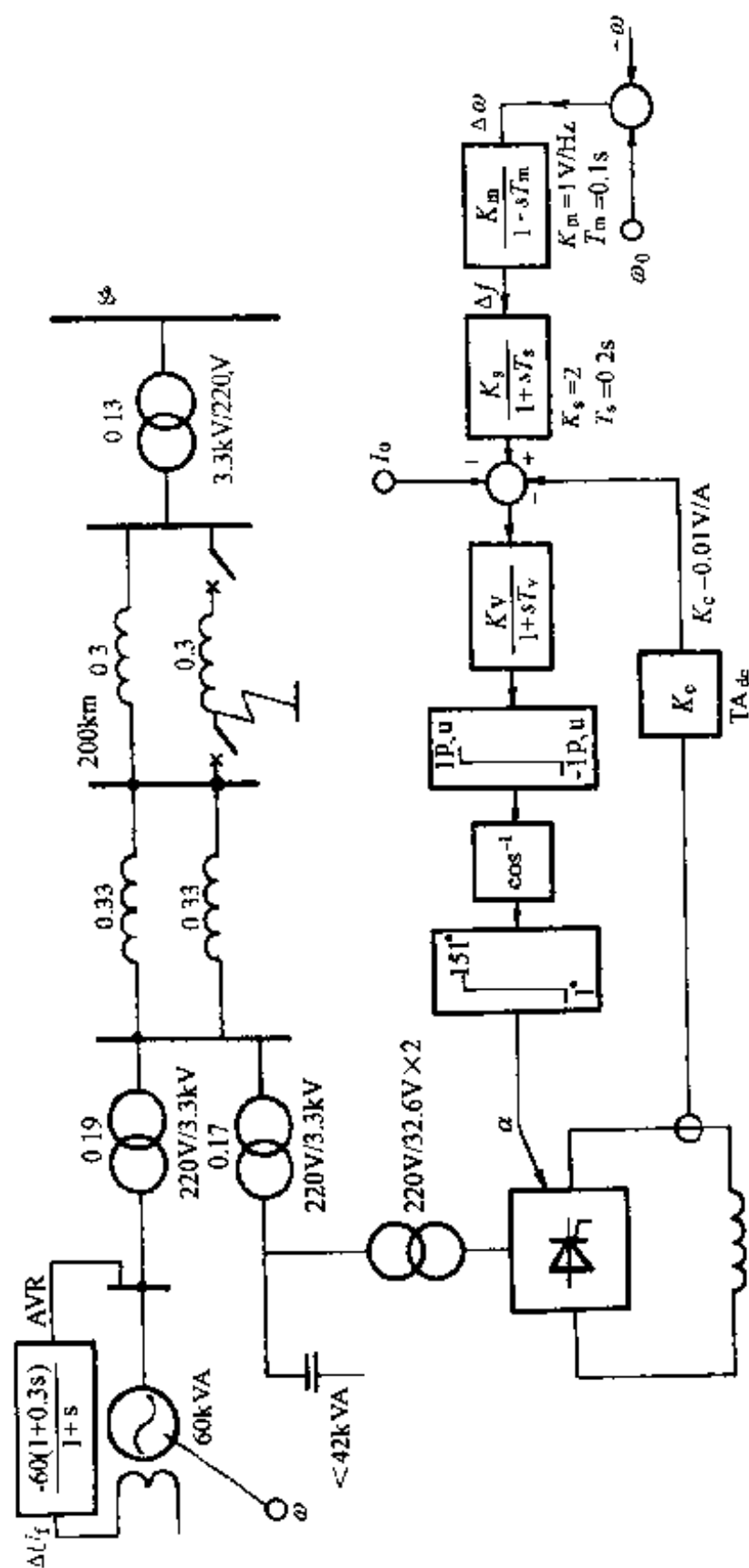


图 7.10 日本中央电力研究院的系统稳定化研究用 SMES 系统

流器仍然是直流输电式的 12 脉冲桥。在起始 500A 时，超导线圈可以与模拟系统交换 40kW 功率，它和总的发电功率近似。

这项稳定化的研究曾报导两个研究结果，一项是运行于极限情况的抑制振荡过程，另一项是维持暂态稳定的能力的试验。这项抑制振荡必须在正确的时刻吸收和发出有功功率以阻尼发电机的振荡，最恰当的方法是测出发电机的转速和功角，直接按它与系统相对速度和加速（减速）时间对应进行吸收或释放功率。

试验在微电力系统上断开极限运行的一条线路。发电机输出满载功率，断开一条线路，系统开始振荡，在没有 SMES 时，这个振荡将持续下去，见图 7.11。而在加入 SMES 时，功角摆开后逐渐趋向平衡角度。

δ 角到达新位置没有脉动，SMES 吸吐功率在图 7.11

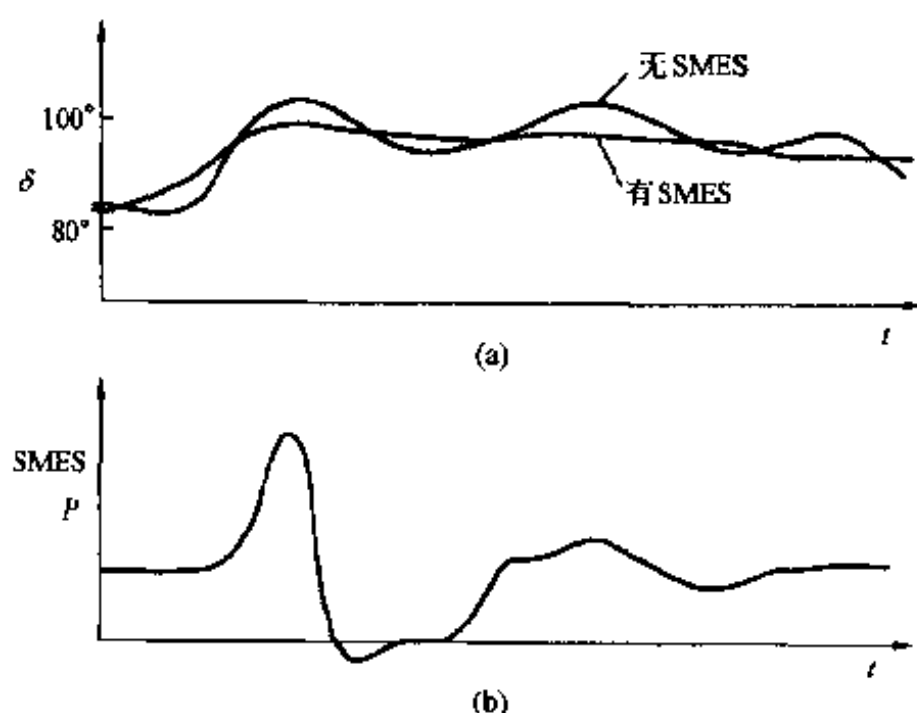


图 7.11 阻尼振荡试验结果

(a) 系统摇摆角变化；(b) SMES 在系统摇摆时的功率变化

(b) 表示。所交换功率的最大值小于发电机功率的 1/10。交换能量约为发电机一周波所发出的能量。这意味着用很小的 SMES 单元即能抑制振荡。对暂态稳定, 很小的 SMES 单元即能防止失步。对暂态稳定的作用也进行了试验, 其结果如图 7.12 所示。这项对比试验是在接地故障 10 周波后清除, 再过 25s 重合, 在此期间 SMES 吸收过剩功率使发电机减速, 趋于稳定。没有 SMES 时失步。

在故障期间, 由于线电压几乎到零, SMES 不能提供吸收或发出功率, 这是暂态稳定控制中的一般现象。故障切除后

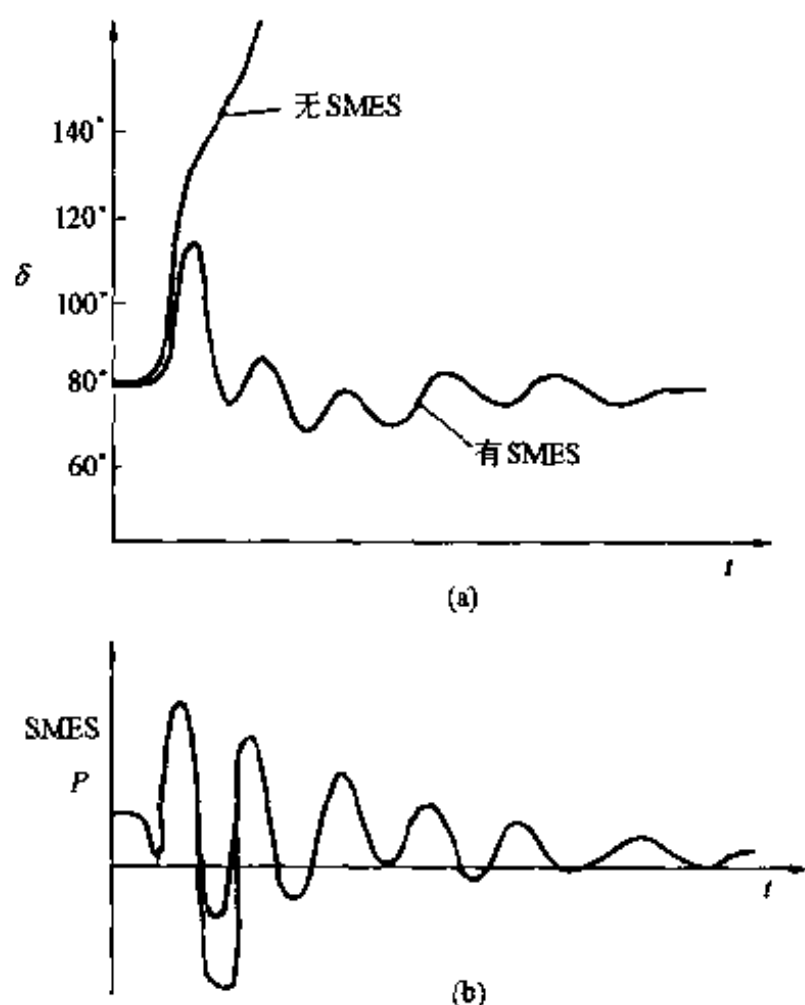


图 7.12 用 SMES 作为暂态稳定化方法的试验
(a) 系统摇摆角变化; (b) SMES 功率交换过程

SMES 立即吸收过剩功率。如果调节控制适当, 阻尼的效果可更好, SMES 与系统交换功率达到发电机容量的 70%, 这需要相当大的换流器。研究者认为, 要在真实系统上抑制失步、增进暂态稳定性, 如装设 SMES 约需要几百兆焦尔。

这次试验的意义在于它较早地揭示了超导磁能存储对动态和暂态稳定的功效, 说明可能达到最好的效果。但大型 SMES 必须有相应的措施处理换流器产生的谐波, 这是模型上不便解决的。

在上述几项研究之后, 许多研究机构和企业为了掌握在电力系统使用超导储能技术, 都开展了这项研究工作, 直到现在, 新技术设备的开发和应用仍在继续进行。在 80 年代, 大阪大学的应用超导试验室采用 GTO (门极关断晶闸管) 和有源无源滤波, 进行了新一轮试验室动模上的研究, 由于涉及 GTO 和谐波的处理, 这项研究值得介绍。

大阪大学的超导储能实验装置考虑比较细致, 并且有特点。这里仅介绍换流装置和试验用模型电力系统, 不过大阪大学的超导线圈和换流器能量和功率都很大, 而用到模型系统上的容量和能量都很小, 估计它可能还有其他用途。

直流输电用的整流器和逆变器, 电流不能反转, 但电压可以反转, 因此只要变导通角, 就可以得到整流和逆变两种作用。这中间的各角度不仅能够控制输送容量, 也可用它来调压。在调压的过程中, 无功功率也被调节 (如在第 1 章所说明的), 但要想调节合适的功率就必须有相应的电压, 因此无功的调节是从属的, 它不可能从感性到容性大范围调节, 正如直流输电所表现的, 它在整流和逆变侧都必须接受系统的无功功率供应。如果有功和无功功率都能大范围调节, 那就是本书所介绍的 4 象限换流器。大阪大学为了有功和无功都

由 SMES 同时调整，传统的有源逆变器就不能满足要求，因此设计了自换相（自换流）的换流器，其结构如图 7.13，现将它的原理介绍如下。

图 7.13 所示换流器是一种能将换流交流侧变压器（换流变）所存的集中能量，在变压器绕组上形成高电压时可以释放掉的装置，换流器由于可在任何角度换相，势必在变压器上产生切断电流的感应电压，例如电源 A 相对应的 U 组 GTO 换到 B 相对应的 V 组 GTO。U 的 GTO 断开时，变压器 A 相产生的感应电压会形成电流，它经过 V_1 向 C_1 充电。GTO 已正偏，触发 V 使它导通，B 相随即升起，A 相仍在导通，变压器的电流仍经过 C_1 ，使它的电压继续升高，直到超过电容 C 的电压，这时 V_1V_7 导通，变压器 U 电压使电流路径是 V_1-C-V_7 的电流降到 0，磁能释放完成， V_1-C-V_7 关闭，B 相电流上升，换相完成。

在这个电路中， $V_1\sim V_8$ 和 $V_9\sim V_{14}$ 以及 C 是限幅器，保证变压器电感能量返回系统， $V_9\sim V_{14}$ 则是将 C 上的电荷放电。而在 $0^\circ\sim 360^\circ$ 触发都可进行。

这个电路的波形不好，需要滤波。图 7.14 是在试验电力系统稳定化功能时使用的电路。电路的下方有一组有源滤波器 AF，目的是使逆变器产生的谐波电流在这里动态地补偿掉。关于这个问题在真实的系统中可以用多重化逆变器减少发生的谐波，以致可能不再需要滤波。许多多重化结构已实现了极少谐波的逆变，在试验室环境中，多重化虽也可能，但滤波则更简单些，投资则少很多，有源滤波器的载波也会产生高次谐波，一般总在 3kHz 以上，对控制和通信可能产生干扰，所以又用一个高通滤波器 HPF 以吸收有源滤波器的载波影响。表 7.4 是换流器和动模系统的参数和特点。大阪大学

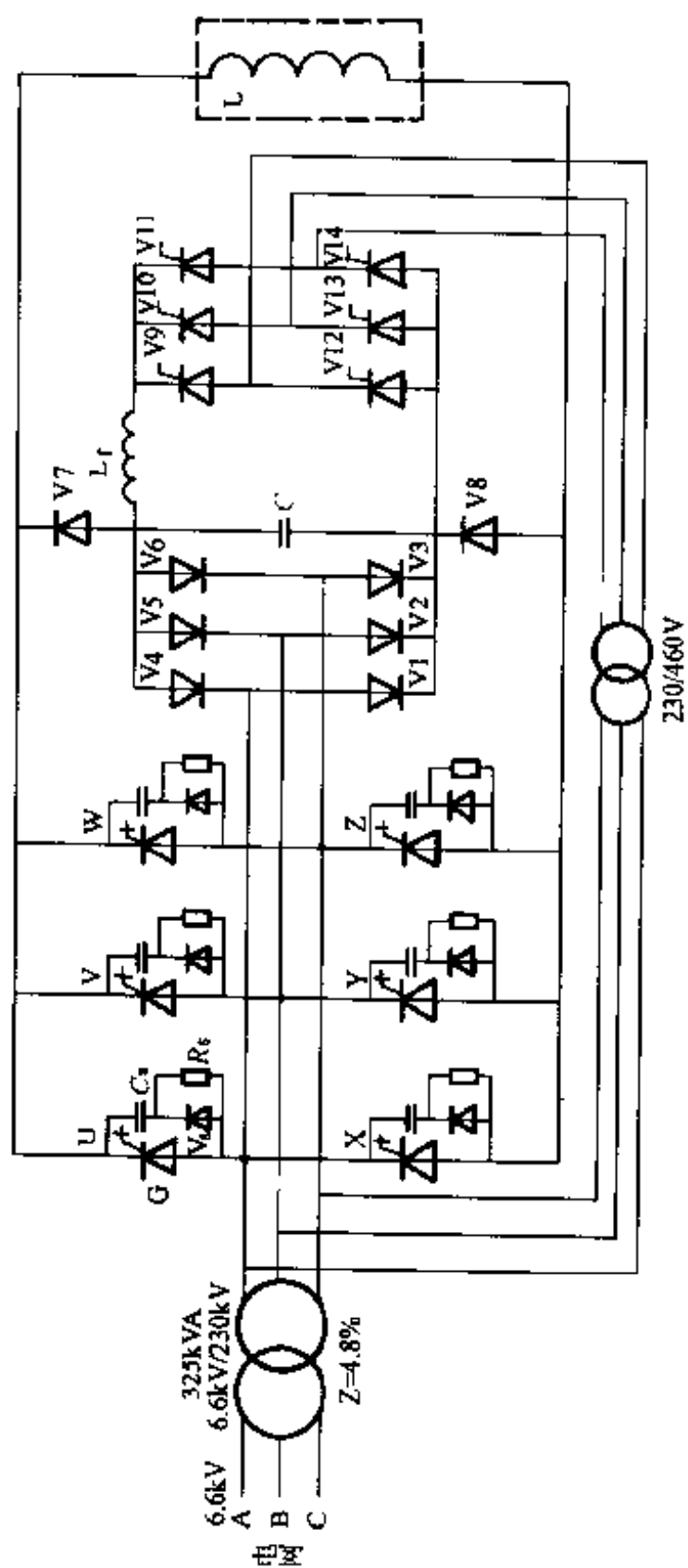


图 7.13 大阪大学换流器的主电路

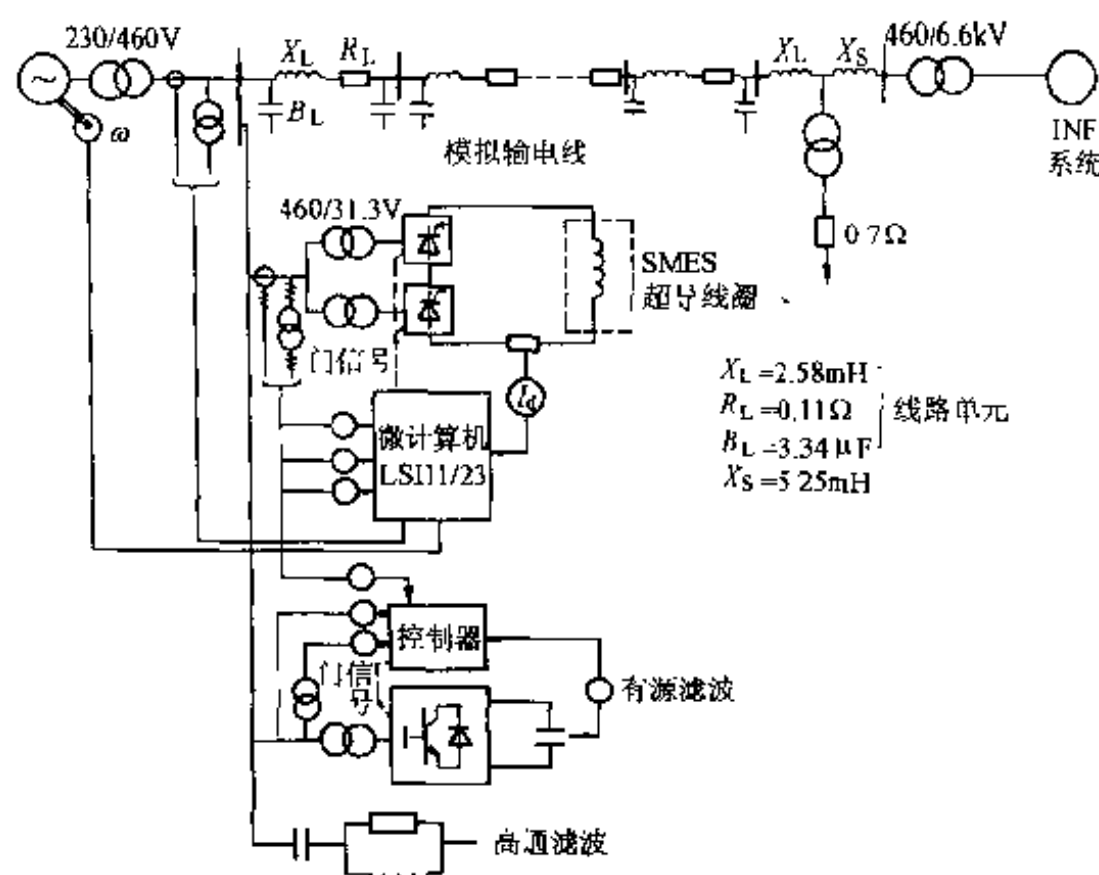


图 7.14 大阪大学的动模超导储能电力系统研究电路

表 7.4 大阪大学研究用 SMES 系统参数

超导线圈	储能限度: 515kJ 内外径: 31cm, 49cm 导线: NbTi/Cu/CuNi	电感: 0.264H 线圈高: 25.6cm 电流: 1976A
换流变压器 1	换流变压器容量: 325kVA 电压: 6600V/230V	阻抗 4.8%
换流变压器 2	电压: 460V/31.1V	阻抗 0.15p. u.
发电机	额定容量: 10kVA 原动机, 直流电动机 15kW	转速: (60Hz) 1800rpm 电压: 230V
$X_d=1.3b$ $X'_d=0.46$ $T_{d0}=6.1s$		$X_q=1.54$ $M=8s$
有源滤波	变压比 460/230V	
高通滤波器	30μF	25mH
	1.0Ω	1.8kHz

的试验研究重点是系统在 SMES 提供有功调制，无功调制联合作用和单独作用时的系统暂态反应，以及调节有功和无功功率时超导换流器及控制系统本身的行为，他们也用数学模型作了仿真研究。

对于系统反应的控制策略是，在电网功角增大时，由 SMES 送出功率，促使角度 δ 变小。 δ 变化与功率送入之比为 K_D ，系统电压变化时，相应增减无功送入量，电压升 ΔU 则无功少送 ΔQ_s ， U_Q 之比为 K_V ，图 7.15 是大阪大学试验时测量的结果，其中 7.15 (a) 是没有采用 SMES 时的功角 δ 和电压，系统三相短路 3 周期后，图 7.15 (a) 中的 δ 摇摆较图 7.15 (b)、(c)、(d) 中的幅值都大，且时间长，图 7.15 (c) 中只

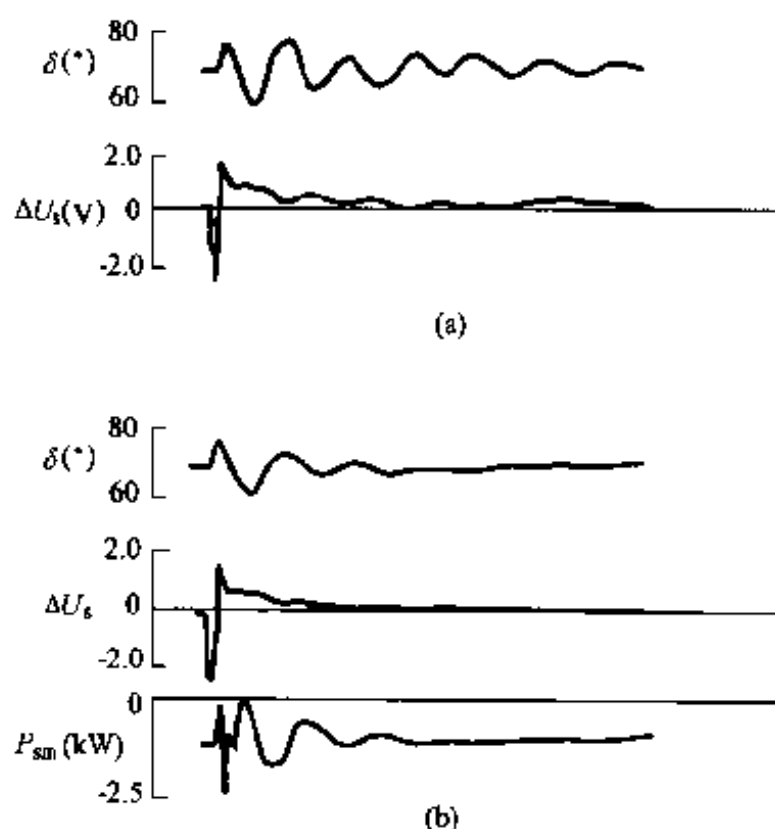
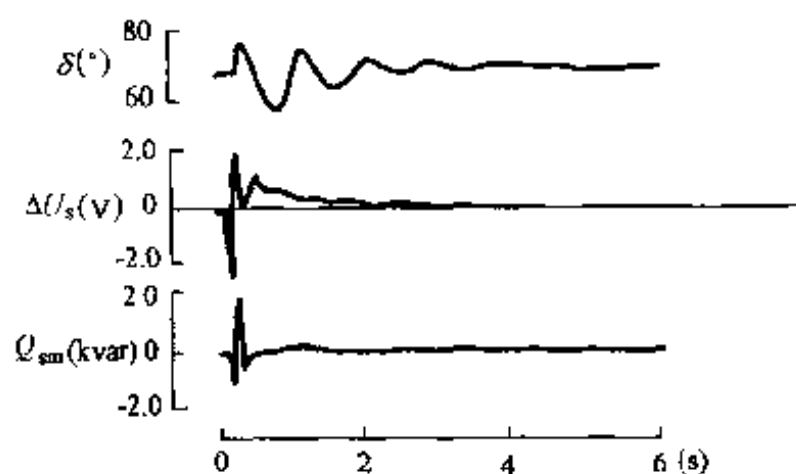
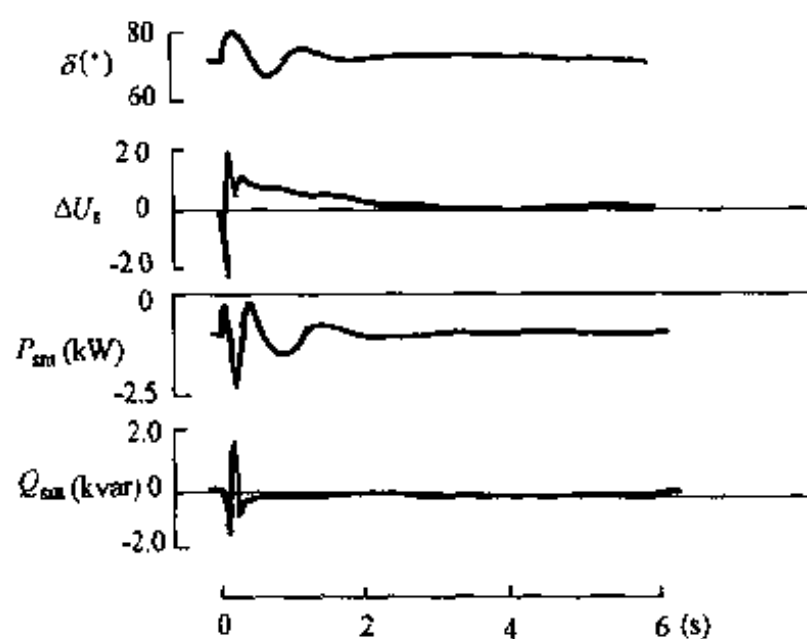


图 7.15 大阪大学用 SMES 试验有功和无功调制的反应及结果 (一)

(a) 无 SMES; (b) SMES 只用有功功率调制



(c)



(d)

图 7.15 大阪大学用 SMES 试验有功
和无功调制的反应及结果 (二)

(c) SMES 只用无功调制;

(d) SMES 用有功和无功同时调制

有无功调制, 摇摆约 5 周, 比用有功多 2 周的摇摆, 图 7.15 (d) 中的 δ 角较快恢复, 从此项试验结果看, 用有功调制的效果优于无功调制, 这在中国电科院动模的试验中得到相同的

结论，而联合有功无功共同调制，促使系统恢复稳定的效果更好。

7.2 蓄电池储能 (BESS)

蓄电池是最早的多次利用电源，由于性质和质量、体积的关系，在电业系统里没有受到重视，只是为发电厂变电所充当提供操作电源的角色。现在情况有了一些变化，首先是电力电子技术使蓄电池所存储的直流形式的电能可以转变成交流电并入电网或供应交流用户。事实上人们的认识也在改变，过去认为蓄电池存不上多少能量，在电网里起不了明显的作用，现在人们逐渐了解，有些地方某些时刻，不太多的能量就能满足电力的欠缺。为了给电力系统在峰值负荷期提供几小时电能，用蓄电池也可以，何况蓄电池有它的优点。再一个刺激电池使用的事件是不停电电源 UPS 的普及。大容量的 UPS 不仅可以供应某个装置作为事故交流电源，还可以供应一个厂或一个地区作为辅助电源、事故电源和补偿电源。这样蓄电池电源与 UPS 又有若干区别，不仅是容量增大。

7.2.1 蓄电池和在电网中的储能方式

用于电力系统的蓄电池与用于日常生活的不同，电力用的全是固定型蓄电池，容量国外可达到 8000Ah 或上万安培小时，国内 5000Ah 的及更大的都有商品出售。

考虑蓄电池种类的选择，现在主要有铅蓄电池或铅酸蓄电池和碱蓄电池两大类，两类都有气密（封）式的，它是用耐酸物质将电池完全密封，内装还原物防止酸气逸出，也不需要补充蒸馏水。因此称为免维护蓄电池。

铅酸蓄电池放电较缓慢，一般用 10h 率作为额定容量，可

缓慢放电 1h 以上或 1h 左右，而碱蓄电池多用 5h 或 1h 率作为额定容量，碱蓄电池放电可快可慢，可 3h 放电，也有的型号可 10min 以内放电，但在价格上的差别很大，可短时间放电的蓄电池价格高于放电缓慢的电池。而电力系统作为蓄能要使用很大的电池，从价格和投资上考虑，目前只能用铅酸蓄电池（开放或液密式），而不能采用免维护电池。这种考虑在国内外都相同，因为蓄电池的价格在电力系统上用以储能，其成本已经高于其他蓄能方式，如按单位千瓦成本算，则高出抽水蓄能太多就会没有竞争力。使用普通最低价格的铅酸电池也还有优缺点，必须根据具体情况决定是否采用。

用蓄电池储能可以解决电力系统高峰负荷时的电能需求，当然在负荷低谷时充电有助于利用低价电力。这种用电供电的关系在一个电力系统总的平衡中往往用蓄电池并不合算，但在一个局部或负荷中心，利用蓄电池解决尖峰用电就有可能，甚至并不比其他方案更昂贵。例如对一个城市负荷中心，用蓄电池解决峰值就是好的选择。因为抽水蓄能要设在稍远或较远的地区，蓄电池则可直接送入或就设于负荷中心位置，它并不占太大面积，起停比较快，甚至很快。有的蓄电池储能用来协助无功补偿装置，在电压波动时，进行有功辅助补偿。这样做更有利于抑制电压波动和闪变。还有一个趋势就是用户可利用电业部门的电价差，在电价最低时充电，在电价贵的峰值时自己供电，以减少购买系统的高价电，降低生产成本。甚至在高价时间向系统供电，既可赢利，也帮了电业系统的忙。

还有一些地区或公司机构采用蓄电池兼作调节电源和紧急电源 UPS，更重要的是防灾害电源。对于这种电源还有一些特殊的要求。

蓄电池供电的主要部分如图 7.16。这种方案要求换流器是可逆的，既可将功率传送到系统，又可由系统经整流向电池组充电。因此换流器是无源的，但也可在有源状态下运行。这种方式仍应归入无源逆变器类。如果逆变器不能当作整流器用，则要另设整流器向蓄电池充电。对于某些类型的多重化或 PWM 式逆变器，当作整流器有困难，只好设置独立的整流器。

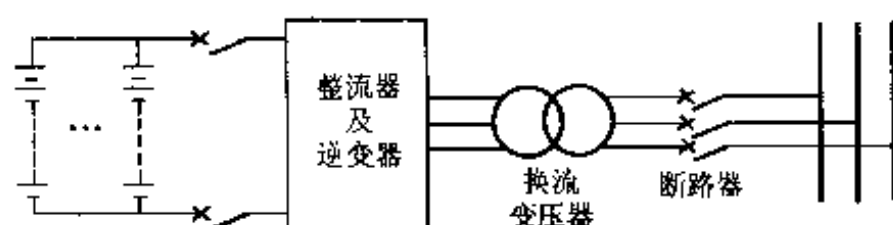


图 7.16 蓄电池储能系统

蓄电池在充电和放电过程中，电压电流容量之间的关系并不相同，因此也必须按不同规律处理。

目前世界上已安装并使用了一些蓄电池装置，其中容量较大的都是为了解决峰期负荷。从图 7.16 看，逆变器在向系统供电时，为了满足峰值负荷的需求，首先其电压相位必须超前系统。第 2，它必须具有调压的能力，以适应系统电压变化。第 3，在它当作整流器向电池充电时，其充电电压必须高出电池电压值，否则充不上电。第 4，在故障时必须选择它的行为。例如电压降低到某一值或不平衡严重时可以闭锁，即退出，或向系统供应一个限度的电流，还可以挑选其他可行方案。但对这些行为，这套装置完全不会自行完成，即其主电路元件的特性不会自行适应，必须用控制器调节操纵。对于稳态运行中系统小的电压变动，则只要变压器的阻抗合适，输出恒压即可满足。在有功电能输送上，如果电池蓄能装置

固定超前一个角度，当系统需多带功率时，由于感知系统角度的困难，可能不会自动调整有功功率的输送量，而要靠调节器处理。

考虑到蓄电池的价格，电力系统蓄能目前只能选择铅酸电池。国外正在开展试探性研究希望找到更合适的电池。除了目前已广泛应用的碱蓄电池之外，又试验了两种新型蓄电池：①钠硫电池，它在其他领域的应用时间较长；②锌溴电池，它是近几年的试验成果。这两种电池又很快引起了技术界的重视。

日本新电池的開發和应用的研宄属于“月光计划”(moonlight)，其中关于钠硫蓄電池和鋅溴蓄電池的試驗的規范如表 7.5。其換流裝置都是用 GTO 構成自換相換流逆變器。

表 7.5 新型蓄電池儲能中間試驗裝置

項 目	鈉硫電池	鋅溴電池
輸出容量	8000kWh 1000kW×8h	4000kWh 1000kW×4h 或 500kW×8h
輸出電壓	交流 6600V，直流 1041V	交流 6600V，直流 1100V
輸出電流	直流 1011A	直流 1000A
換流裝置	自換流逆變器 1200kVA	自換流逆變器 1000kVA
新型電池	鈉硫電池(4 串 12 并)14 串 為 1 個組件，每組件 50kW， 共 20 個組件，共 1000kW	鋅溴電池 30 串 24 并為一組件 每組件 25kV 共 24 個組件，600kW
建築面積	8000m ²	735m ²

這里將與蓄能有關的幾個電池特性給出供參考，由於實用上的和實驗中的都是以鉛酸和鹼蓄電池為主，這里也只用

这两种电池的特性。

电池在充放电时，端部电压除电池的电动势以外还有充放电电流引起的内阻电压降，内阻随充放电的化学反应而变。充电过程结束后电池电压恢复到原稳态存储能量的电动势附近。图 7.17 是单个铅酸蓄电池的充放电特性。其中 c 表示额定电池 1h 电流容量，例如 180Ah 的蓄电池， c 为 180A； $0.1c$ 即为 18A。

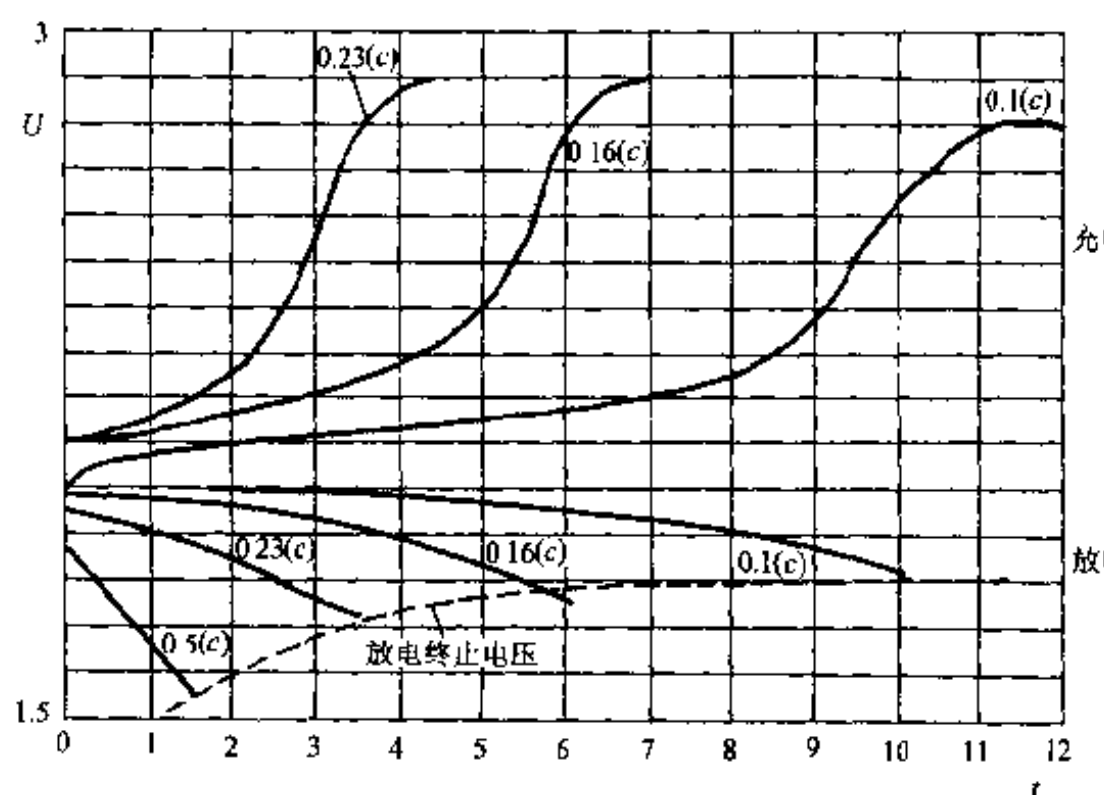


图 7.17 铅酸蓄电池在充电和放电时的电压时间变化

铅酸蓄电池标准充电电流是 $0.1c$ ，最大充电电流应限制在 $0.3c$ 以下，这是从电池温度寿命观点考虑的，碱蓄电池充电电流应小于 $1c$ 。充电电流铅酸电池应该在 $1c$ 以下，碱蓄电池为 $3c$ 。对于短时间放电电池，铅酸电池可达 $6c$ 。碱电池可达 $30c$ 。

充放电电流对比使应用问题复杂化,在电力系统蓄能中,如果为了调峰,过程缓慢充放电电流限度较易解决。如果为了系统动态稳定,尤其是为了系统暂态第一周稳定,需要吸收很大容量。它正相当于蓄电池充电,而充电电流又较小,所以在前一章 6.4 节,用晶闸管控电阻协助电压源吸收有功功率,以阻尼发电机的加速。

电力系统用的蓄电池储能装置已经实用的只有铅酸电池,其他类型都是试用。容量大的有柏林电力公司(BEWAG)的电力用蓄电池存储装置(见图 7.18),它装设在原西柏林网内,其主要数据见表 7.6。

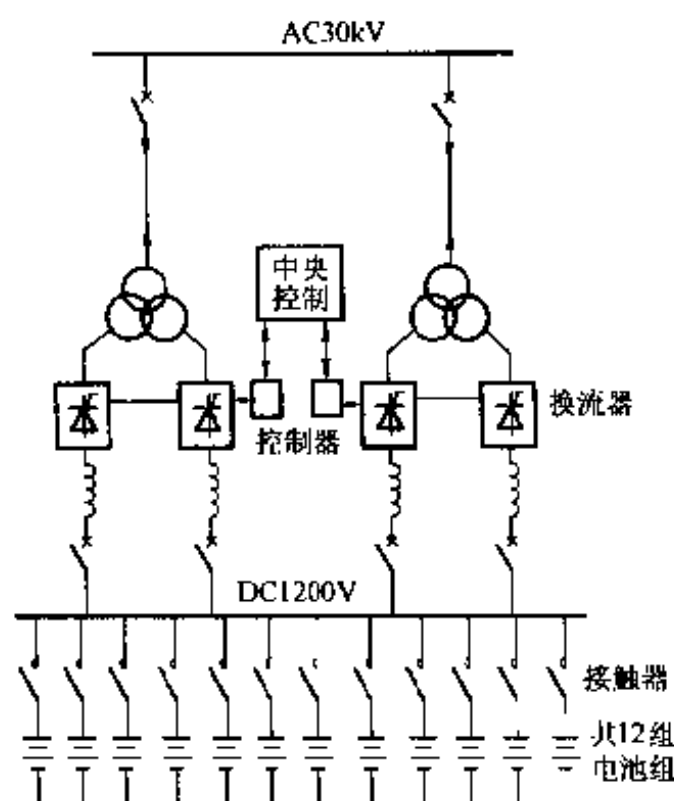


图 7.18 德国柏林电力公司的蓄电池储能装置

由于西柏林电网当时孤立,用这组装置提供调频用电池,当时使用的容量达到 $\pm 8.5\text{MW}$ 。由于设计较早,它的换流器还是系统换流的晶闸管方式,以后可能都是用自关断的 GTO

作为开关元件了。

表 7.6 柏林蓄电池储能

输出容量	17MW	电池组数	12
储 能	14.4MWh	串联数	590 个
交流电压	30kV	换流器	晶闸管
直流电压	1200V	时 期	1987 年

7.2.2 蓄电池储能工程实例——Chino 计划

Chino 是美国南加州距洛杉矶东 50mile 的镇，南加州电网在这里设立了一套蓄电池储能装置，是美国电力研究院 (EPRI) 的科研项目之一，目的是开发蓄电池储能技术，而这台装置的目的则是用于负荷平衡，即峰荷的削补。

Chino 装置设计得很成功，它不仅可以用在有源、无源逆变工作，也可以作为其他能源与电网接口的换流器，例如用作无功发生器 SVG、统一潮流控制器或同步电压源的换流器/逆变器。

换流器的额定和总体情况列于表 7.7。

表 7.7 Chino 储能换流器主要特点

容 量		4h,10MW,4 象限	输出电压		12kV
电 压	系统电压	12kV±5%	直流电压		1750~2860V
	不平衡	电网:偏离平均值 2%	效 率		97%(10MW), 95%(2MW)
	谐 波	单次<1.5% THD<2%	总瞬态响应		有功,无功:16ms
晶 闸 管	元 件	GTO,风冷	蓄 池	组 数	8 组并联
	额 定	2500A,4500V		串联个数	每组串 1032 个
	可靠性	冗余 1~2 串		投运日期	1988 年初

(一) 启动

Chino 换流器只能由直流侧启动，称为背后启动。它用电

池电源和 UPS 设备提供操作电源，在建立起交流电压以后，并入交流系统。如果先投入高压交流侧，则每个换流器上的电压分布将不正常。

(二) 自检功能

对大功率电力电子器件和控制设备，在启动及运行中连续监测。

(三) 总体配置

见图 7.19。电池分成两片，每片 4 串，图上的东片和西片，每串有 1032 个单体电池相串联，电池提供总功率 10MW，持续 4h。

每个电池串有手动接触器和熔丝与母线连接，4 个串在一起，经 3kA 快速断路器连到换流器。

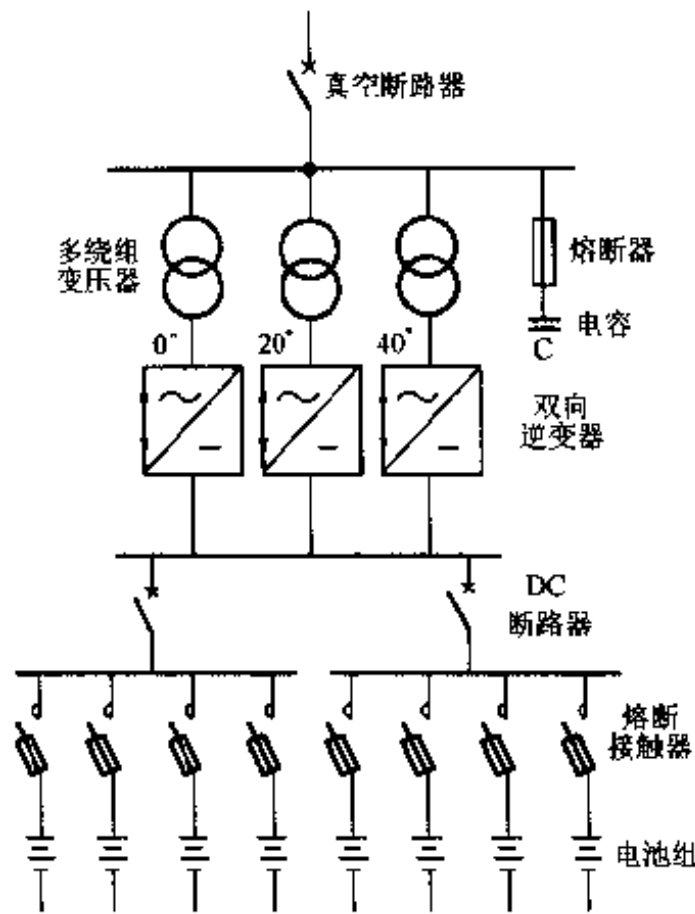


图 7.19 美国 Chino 蓄电池储能厂单线图

换流器有 9 个单相变压器，变压器出口接有一组滤波电容器，但逆变器将电容无功平衡掉，系统可不显出有无功，除非指令要求提供无功功率。

(四) 换流器构成

换流器的简化接线如图 7.20。换流器是一个 18 脉冲阶梯波、双向电压源型的 GTO 换流器。

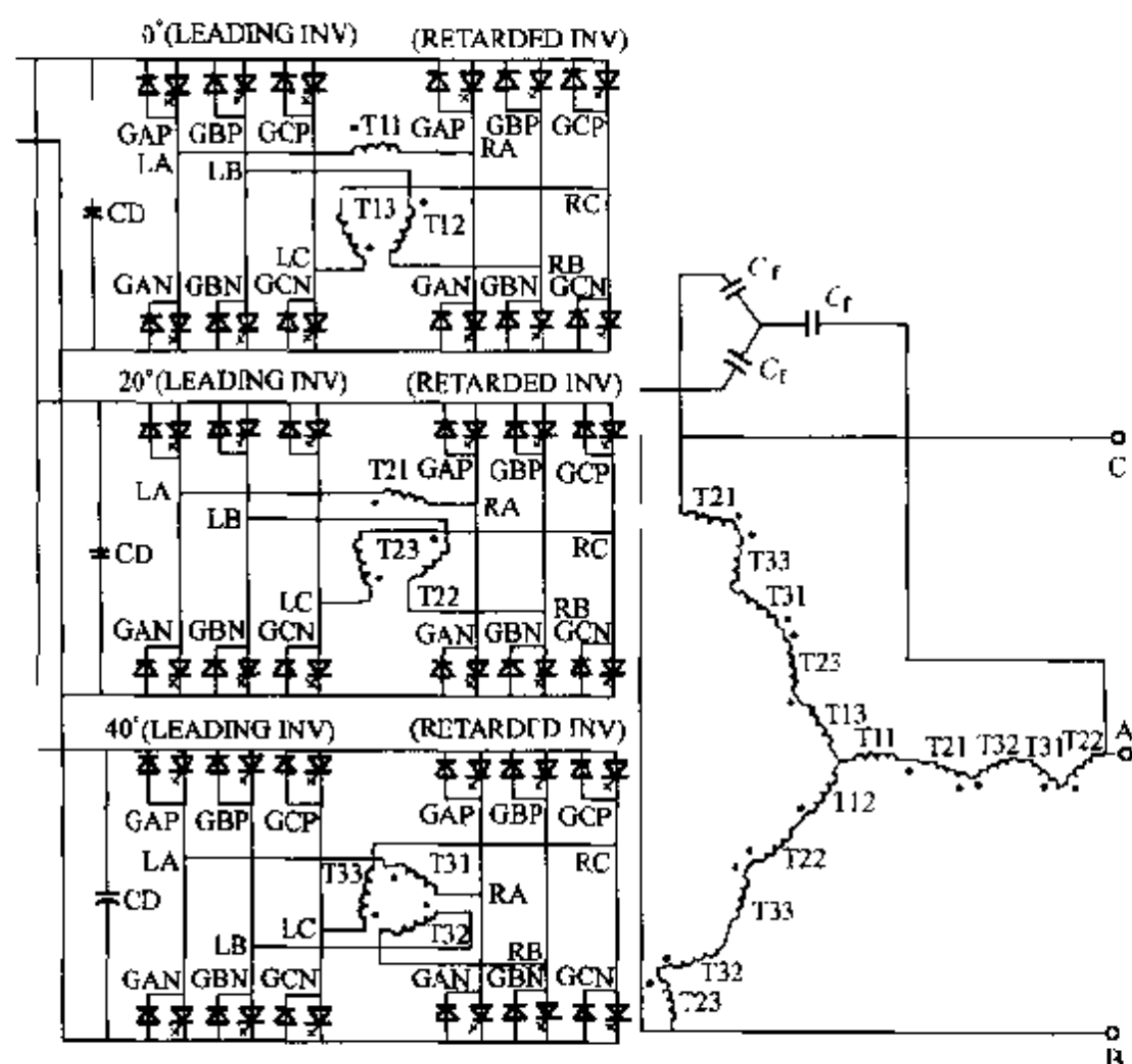


图 7.20 Chino 换流器简图

换流器分为 3 组，每组都是 3 相，每一相是一个独立的单相逆变器，也是独立的单相全波整流器。

换流器的 3 组每组相位差 20° ，即第 1 组 0° ，第 2 组 20° ，

第 3 组 40° 。它们每个都是单独工作。例如，第 1 组换流器的 a 相绕组（一次侧）T11，它的左端 LA，右端 RA，左端正电源通，即 GAP 导通，记作 LA+，如果左端负电源通，记作 LA-，即 GAN 导通。右端正电源通记作 RA+，负电源通记作 RA-，T11 的通断过程见图 7.21。

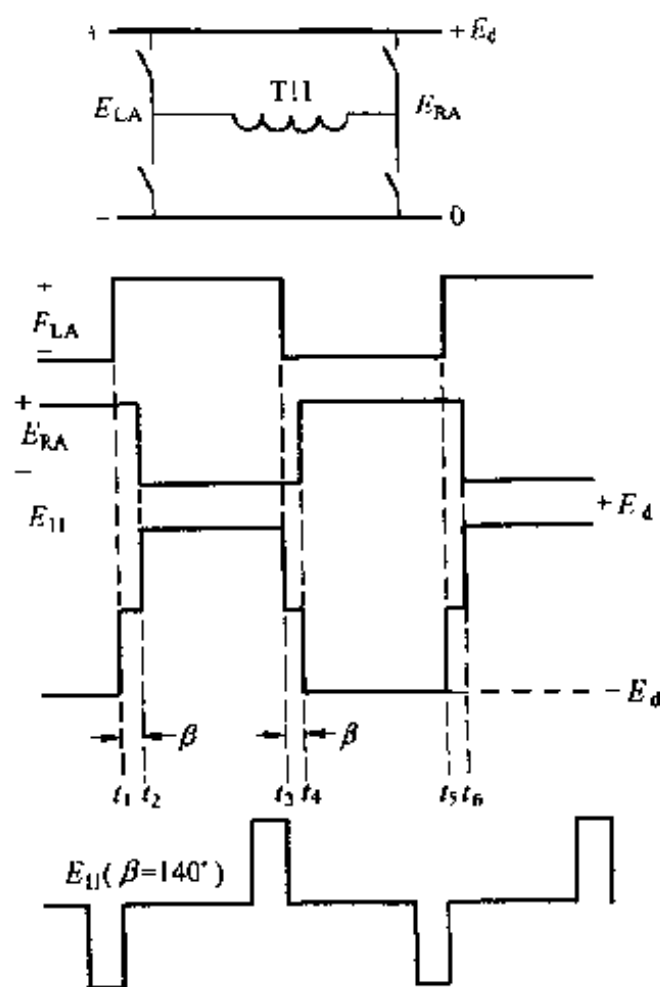


图 7.21 单个变压器换流过程

换变压器以有 * 为正（左侧），当某时刻 t_1 ，T11 的左端与正极导通，即 LA+，右端也是正导通，即 RA+，T11 被短路，其上电压 E_{11} 为零，经过时间 β 后，到 t_2 ，LA+ 不变，RA 为正关断，负接通，RA-。此时 T11 线圈的 LA+、RA-，电压为 +1。从时间 t_1 经过半周，即 $T/2$ 到 t_3 ，左端 LA+ 断

开, LA—导通, T11 两端形成 LA—、RA—, 即被负短路。T11 上没有电压, 即 $E_{11}=0$ 。从 t_2 开始半周, 到 t_4 , 右端 RA—改为 RA+, T11 电压开始反向, 左负右正, E_{11} 为负值。从 t_3 经过 180° 或 $T/2$, 到达 t_5 , 左端变正, 由于在 t_5 时右端已变为正, T11 左右端在正短路, $E_{11}=0$, t_5 与 t_1 经过 1 周, 过程重复演示。这个过程使变压器的一次侧 T11 上加入阶梯电压 E_{11} , 其中为 $E_{11}=0$, 时间长就是 β 角大, 则 E_{11} 的占空比变小。图 7.21 中最下端为 E_{11} 在 $\beta=140^\circ$ 时的波形。 E_{11} 的电压过零点总在 $\beta/2$ 的位置, 也就是 E_{11} 的基波电压的相位在 $\beta/2$ 。

由于上述原因, 每个周期的过零点作为始点, 在 $\beta/2$, 整个相电压是由变压器的 5 个不同相位的二次侧叠加起来, 如图 7.20 的变压器二次侧的曲折接线。

第 2 组的 a 相是 T21 变压器, 它比 T11 在触发时迟后 20° , b、c 相各迟后 T12、T13 20° , 第 3 组变压器则各迟后 40° , 图 7.22 是这些电压按图 7.20 叠加后的线电压。

输出波形在很大程度上取决于变压器的变压比。据介绍, Chino 换流变压器有两种, 分 3 个变压比, 第 1 组是单相双绕组变压器, 第 2 组和第 3 组是 1 个一次侧、两个二次侧的双绕组, 改变绕组匝数比, 不仅改变输出电压幅值, 对它的波形也相应改变, 可以把各种相角 β 的绕组输出组合起来, 找寻优化的一组变压比, 使线电压更接近正弦, 其总谐波最小。从图 7.22 可以看出, 这组选择的变压比较好地接近正弦, 但在各种 β 角都很好。

实际运行时 β 角的变化范围不大。即使 3 种变压比相同, 输出线电压的谐波成分也不过大。按 $\beta=0$ 时优化的变压比如图 7.23, 但它的相电压 3 次谐波较严重, 因为按线电压要求选择变压比不能消除相电压中的 3 次谐波, 由于波形处理属

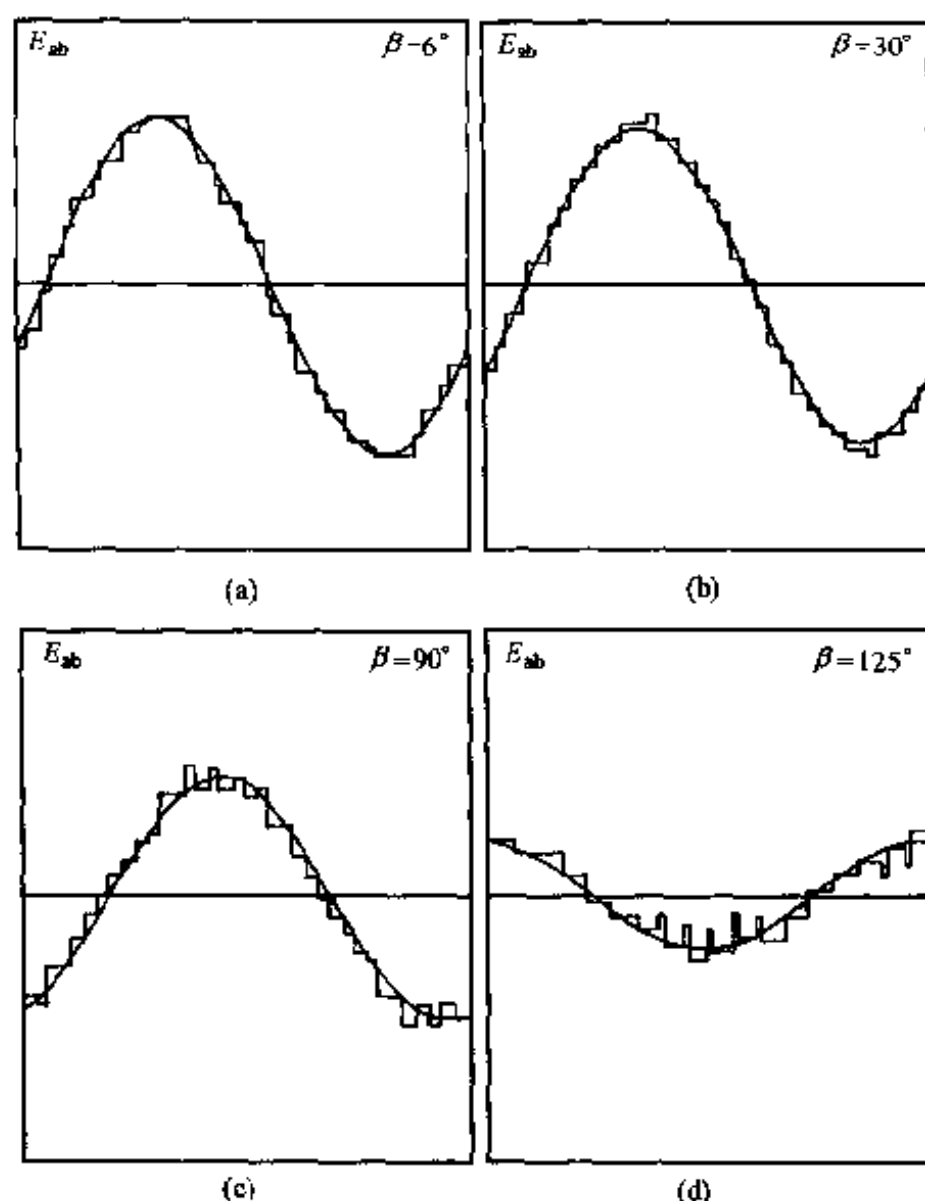


图 7.22 不同 β 角时的线电压 E_{ab} 的波形

(a) $\beta=6^\circ$; (b) $\beta=30^\circ$; (c) $\beta=90^\circ$; (d) $\beta=125^\circ$

于较少使用的技术，这里不作详细讨论。

以 $\beta/2$ 为 0° 调节电压值，它的相位不变，这样有利于调压时只注意无功的变化。因电压变动也将影响有功功率，但有功功率的主要影响来自电压与系统电压的相位。在第 6 章已对有功和无功功率与电压幅值及相位的关系作过说明。

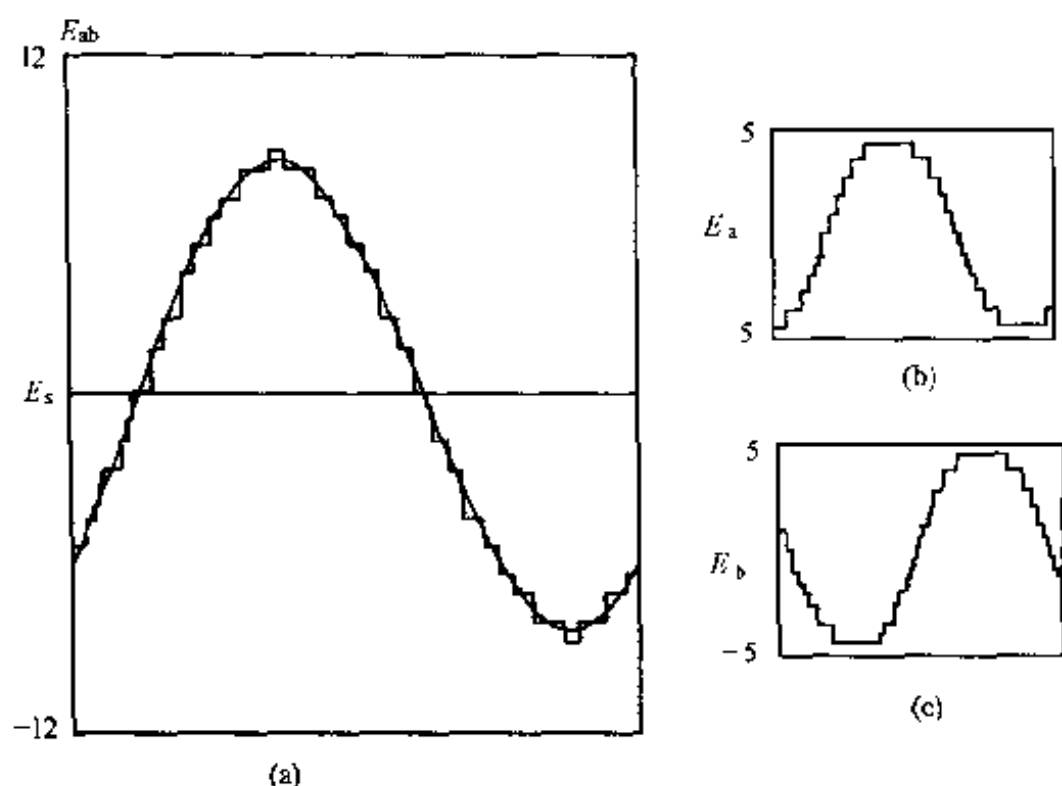


图 7.23 换流器优化的相电压和线电压输出

(a) E_{ab} 波形；(b) E_a 波形；(c) E_b 波形

图 7.22 所示不同 β 时的电压幅值及基波有效值都符合下式

$$U_{\beta} = U_{\beta=0} \cos \frac{\beta}{2}$$

控制器从系统取来电压信号,经过锁相环给出系统正确相位,作为控制的时间和电压基准。接受由上级传来的有功功率和无功功率信号,电压电流采样来的信号计算所得结果和实际的有功和无功功率二者相比较,计算出门极触发的两组之差,即 β 角;触发 $\frac{\beta}{2}$ 与系统电压时间基准之差,即 γ 角。 β 角决定输出电压幅值及无功, γ 角决定输出的有功。图 7.24 是控制器结构,每个桥各有 6 脉冲在工作,而每个桥每周期要开通、

关断动作 12 次，动作时间之间不足 2ms，所以它的反应是较快的，控制器在 1ms 多要计算更新一次门触发信号数据，并形成触发时间的变化量，在它应动作时触发或关断。因此整个换流器可以高速地运行，它的延迟时间也就相对来说要小一些。

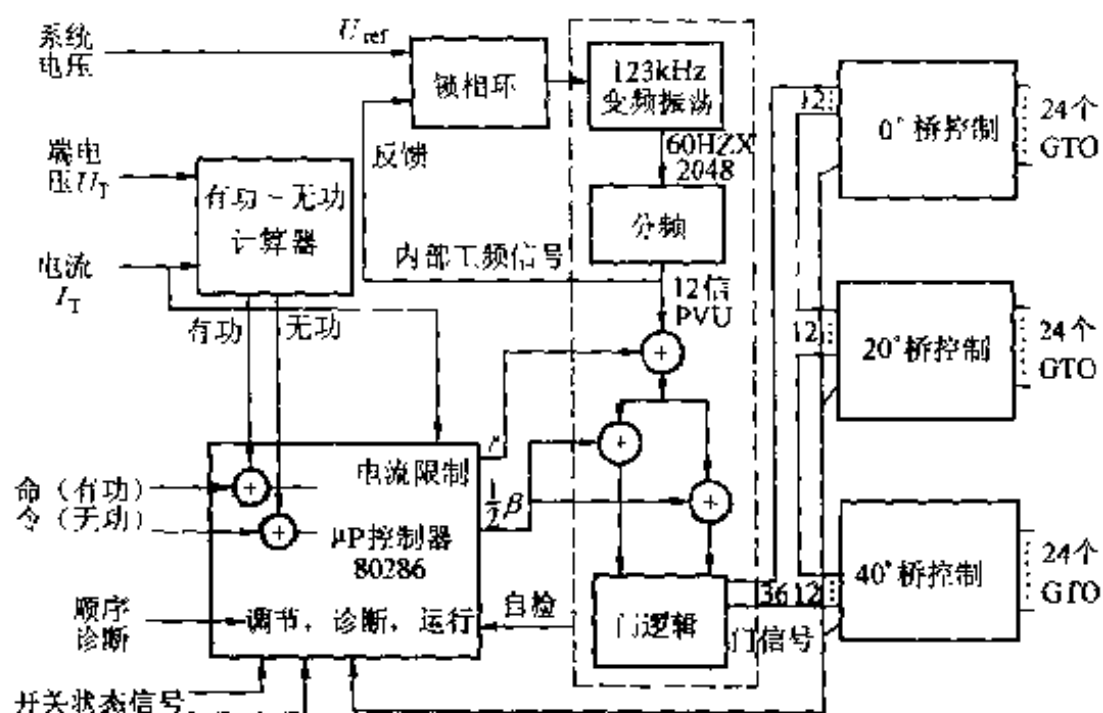


图 7.24 Chino 控制器结构

PVU—系统电压基准点，12 二进制

锁相环内有滤波器，使其交界频率避开 120Hz，防止受其调制，加强抗干扰的能力。锁相环只输出电压基准相位，移相角 α 不由锁相环通过，而是将 γ 角在外面与基准相位相加，这样可以快速调节 γ ，不受锁相过程限制。

控制器是通用 (GE) 公司生产的 PCM40，它用 16 位的 80286 作为 CPU，对于那些与响应速度至关重要的环路，在不到 1ms 即更新一次，其他数据则没有这样快。

功率的闭环控制来自功率计算器的信号与指令功率之差，功率计算器是模拟乘法器，它算出三相功率和无功，如果三相电流平衡，其纹波很小，可用浅度滤波，使瞬态响应不受滤波影响，这样功率调节可以用 50rad/s 速度进行调节（约 8 周/s），还有很好的阻尼效果。

数字的触发信号与触发板之间有保护和触发由光纤传送到高电位的功率门极驱动器。保护和触发信号包括巡回采集的各点电压、桥臂电流、门极状态。如图 7. 25，最上部单元是用于诊断，检出各点电压以判断熔丝状态，下面方框称为

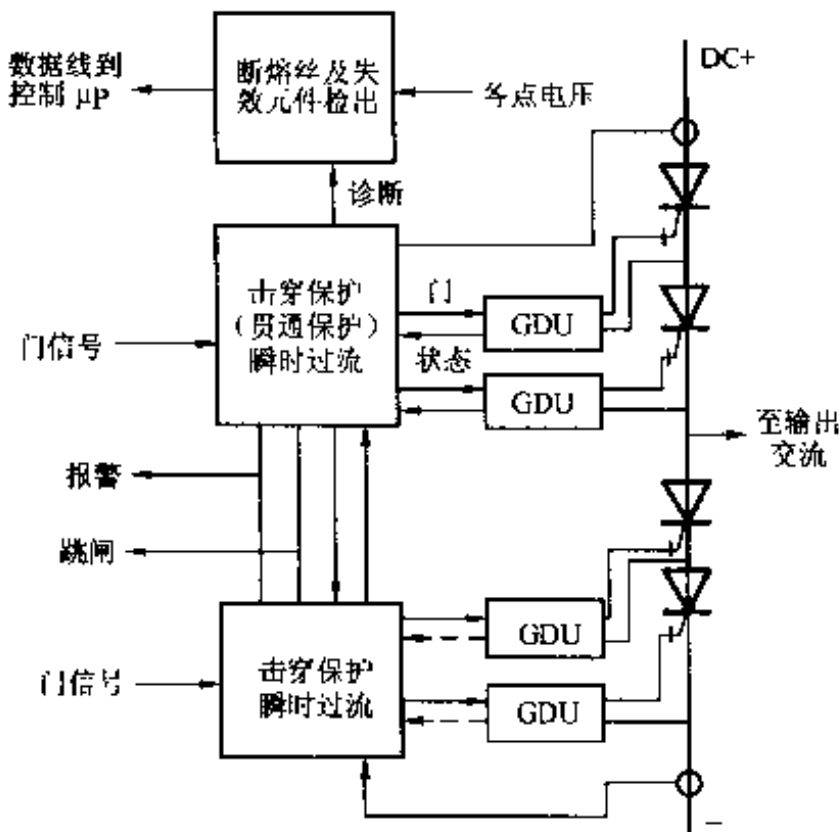


图 7. 25 Chino 换流器一个臂的控制和保护

单片逻辑元件阵列 (LCA)，其作用是在必要时动作，使换流器与系统及电源脱开。LCA 有两项保护作用。上面注明：过电流保护和贯通保护。过电流保护是在电流上升接近最大可

关断电路时，门极发出关断信号使 GTO 关断，防止故障扩大。由于变压器阻抗限制了故障电流上升速度，使 GTO 有时间动作关断。

贯穿保护是防止一个臂上的两组 GTO 同时开通，将直流短路，造成过大直流电流。当一侧 GTO 在正常运行中不能关断时，保护装置使另一侧相对的 GTO 不能开通，防止直流在一个臂上贯穿导通。除了最严重的故障，这种保持方式可以防止熔丝熔断。

熔丝熔断和 GTO 不能导通的故障使换流器必须和系统及电源脱开，不可能继续运行。

（五）安装

全部阀和控制装置在 4 个柜里排成一行，长约 8m，高（连通风机）约 3m，每个柜装一个三相桥的 24 个 GTO 和 24 个二极管，超前桥和滞后桥各放在一个板上，可以整个抽出更换。

（六）冷却

风机在柜的顶部，由柜前进风，风机自动调速，当温度上升或一个风机失效时，可自动将风机转速升高。GTO、二极管、熔断器都带有散热器，散热器在前部进风口处。最大风速时，热阻为 $0.033^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。据此，环境最高温度 47°C 时，每个 GTO 损耗 1kW 。散热器温度应为 80°C 。

综上所述，对整个换流器的评价如下：

（1）谐波。在不接入电网时，换流器在换相过程中存在变压器电感与分布电容的振荡，在换相时出现高频振荡波形，接上电容器、组，此振荡波形消失，电业系统原有低次谐波，其频谱如图 7.26 中的 1 折线。图 7.26 中的 4、5 折线是 10MVA 时超前和滞后的频谱。折线 4、5 与折线 1 相比，可

知接入换流器低次谐波稍有增大，尚不超标，预计 17、19、35 次会较大，35 次超过预计较多，意味其电容与系统发生谐振，但仍为标准容许值的 1/4。

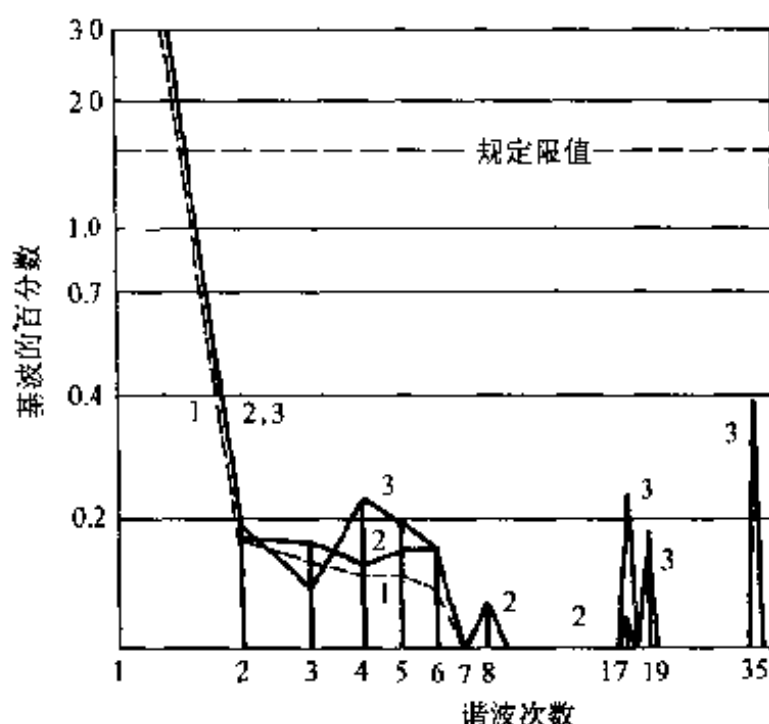


图 7.26 谐波电压在投、不投换流器时的对比测量结果

1—不投换流器时的系统谐波；2—换流器为容性时的系统谐波；

3—换流器为感性时的系统谐波

(2) 响应速度。实测的结果是在 10ms 内有功或无功的升降反应完成，有功变化不影响无功功率，而无功变化也不影响有功。

Chino 换流器的主要优点是：

(1) 制造容易，没有要求复杂的串联 GTO 技术，没有采用对 GTO 要求严格的脉宽调制技术，对变压器没有特殊要求（但变压器过多）。

(2) 改变角差 β 调节电压，输出电压相位不变，可调范围大，易于对有功、无功进行分别控制。

(3) 接近正弦电压的线电压中谐波较小 (在第 3 章介绍 50MVA 和 80MVA 谐波含量之间)。

Chino 换流器的缺点是: 要从直流侧启动, 从介绍上推测它已有准备自交流侧启动。

可能是此换流器的优点之一是它耐受系统不平衡的能力, 但这还需要研究证实。

总之, 这是一个值得借鉴的设计。

7.3 变频抽水蓄能发电机 —交流变频励磁双馈电机

7.3.1 变速的目的和现状

电力系统储能有几种形式, 但都采用了电力电子技术作为电能量变的方法, 其原因是各种存储的能量变成电能后, 与电力系统的三相交流电形态不同, 难于直接使用。又由于直接变成的电能有较宽的参数变化范围, 而电力电子技术有适应能力最强的变换特点, 可发挥最高效率。变频抽水蓄能发电机是很好的使用范例。

抽水蓄能电厂一般是日调节, 即每天完成抽水—发电—抽水这样一个周期。电力系统负荷高峰多在日间和前夜, 此时供电紧张, 午夜至凌晨是用电的低谷, 剩余的供电能力较多。电业部门为了平衡负荷率 (即比平均负荷高和低的用电), 采用了分级电价, 高峰时电价高, 而低谷时电价便宜, 所有有能力蓄能的部门, 在低谷时蓄能而在高峰时供应负荷或向系统供电, 在经济上是合理的。抽水蓄能电厂正是在峰谷期分别发供电和抽水蓄能, 使系统供电紧张度得到缓和。同时, 现代大型抽水蓄能电厂的水头变化幅度很大, 水轮机总

是在变化的水头发电和扬程相差很大的情况下抽水，因此要想高效率地运行并且满足不同水头、不同功率的需要，一个很自然的想法是变化电机转速。

由于长时间使用变频启动装置，自然要求在运行中也能使用变频作为同步电机的运行电源，以提高效率和能力。其中最直接的做法是加大启动用变频装置的容量，形成静止变频电源。水泵—发电机机组可以用它启动，也可以在运行中选择合适的运行频率（转速）。

在 80 年代开始使用的变频（变速）机组，代替了原来只用作启动的变频方式。潘家口机组是启动兼抽水发电变速运行的典型，这种变速机组的主电路如图 7.27。

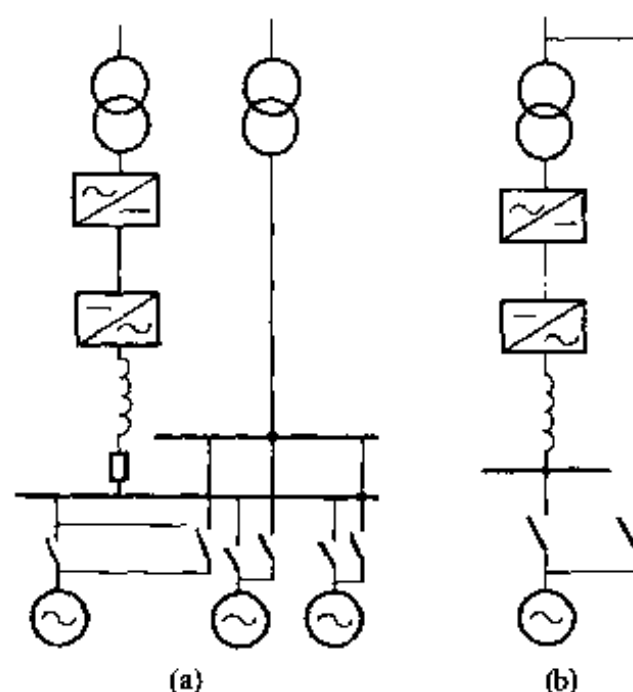


图 7.27 变频启动和运行结构

(a) 变频启动抽水发电机；(b) 变频启动和变速运行抽水发电机

由于换流器（即静止变频器）需要供应机组运行的全部功率，因而容量不可能不达到或接近抽水发电机组的容量。

80 年代，日本等国家也在研究变速运行，他们采用从转子供交流电励磁的方法，转子是同步机的直流励磁场。如果改用某一频率的交流供电，定子仍连接到电网，那么在同步

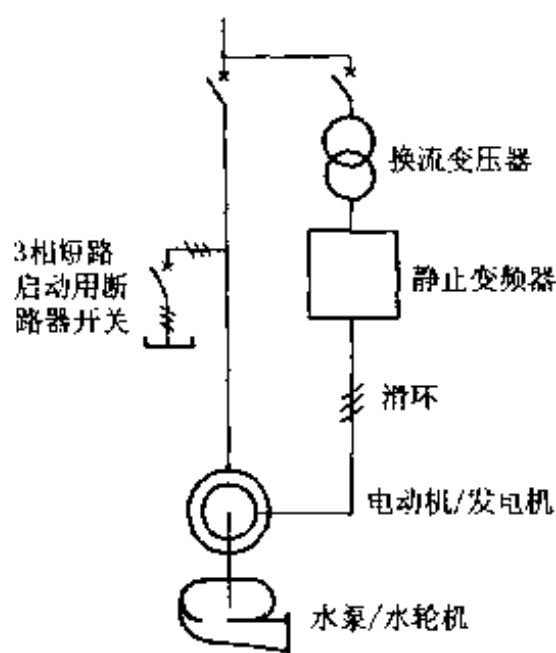


图 7.28 交流励磁水泵/发电机系统

状态，转子只要供给转速与电频率之差即可以运行。如果供转子的频率可以灵活地快速调节，那么电动—发电机可以在广大的范围保持与系统的同步，也就是实现同步电机变速运行，但转子要送入 3 相交流，原来直流凸极机或圆柱转子都要换成 3 相分布绕组的转子，主要部件如图 7.28。这样做的理由是变频装置的容量可

以大为缩小，变速运行只需要电机额定容量 15%~20% 的静止变频器。

由于本丛书中有专书讨论交流双馈励磁机组，在这里只着重介绍用于抽水蓄能电厂的情况，希望引起有关专家和领导的注意，尽可能开发大型交流励磁水电机组。

转子用交流励磁始于半世纪前的双馈电机，交流励磁用于抽水蓄能的电动机—发电机组则源于 1987 年日本富山县成出（Naruge）发电厂的 22MVA 变速机组，它到 1992 年已运行 17000h。它是由日立开发、由关西电力公司运行的。它的研制目的在于验证大容量抽水蓄能电动机—发电机制造和运行技术。实际上它是一个试验机组，为大河内电厂

(Chkawachi) 做技术准备。与此同时, 日本的三菱电机和东芝公司都进行了同样深入的研究。虽然技术不同, 但在超大型机组的变速技术上都有重要进展。

东芝公司为了蛇尾川发电厂的 360MVA 机组实现变速, 首先在矢木泽 (Yajisawa) 电厂的 2 号机上改造凸极转子成分布绕组的 3 相转子, 在控制系统上也进行新的尝试。90 年代投入运行。到 1995 年底已投运的交流励磁变速抽水蓄能电厂机组见表 7.8。

表 7.8 已完成的日本变频变速抽水发电机组

发电厂机组	发电机容量	励磁机供电方式 及容量	制造者	投入日期
关西电力一成出电厂	22MVA	交 交 变 频 790V, 2800A	日立	1987.4
东京电力一矢木泽 厂 2 号机	87.4MVA	交 交 变 频 4.8kV, 3100A	东芝	1990.12
北海道电力一高见 厂 2 号机	105MVA	GTO 逆变器 2000V, 7000A	三菱	1993.4
关西电力一大河内 4 号机	298MVA	交 交 变 频 5.2kV, 8000A	日立	1993.12
东京电力一蛇尾川 3 号机	360MVA	交 交 变 频 5.9kV, 5000A	东芝	95.7
关西电力一大河内 3 号	398MVA	交 交 变 频 5.2kV, 8000A	日立	95.7

表中一些重要问题将在下面介绍。

与转子励磁用 3 相交流这个想法相同的是所谓同步电机的非同步化。原来提出的主张是用直轴和交轴分别交流励磁, 由于同是在转子轴上, 3 相和 2 相可以转换, 因此没有本质的区别。

电网运行中要求发电量满足负荷的变化，发电的分配与负荷的平衡除考虑经济要求外还要顾及发电机组承担变化负荷的能力以及机组承担的最小限度和容量。这种频率和功率平衡的维持可以靠调度人员的指令、调速器的性能，以及自动频率控制系统来完成。抽水蓄能发电是平衡负荷、改善负荷率的手段（抽水作负荷考虑）。在运行中首先发现不满足要求的是在抽水蓄能期间，上下坝水位决定了抽水功率，也就是在抽水过程中，水的落差无法人为改变，难于用合适的抽水功率满足系统的要求。如果有多台机组，则尚有机组数可变，从而修改抽水所用总功率。图 7.29 表示抽水时的输入功与抽水扬程的关系。可以看出在额定转速下运行时，扬程决定电动机功率输入。如果采用变转速则每个扬程都有相当大的输入功率可选范围。对于一般抽水机组或泵类机械，在变

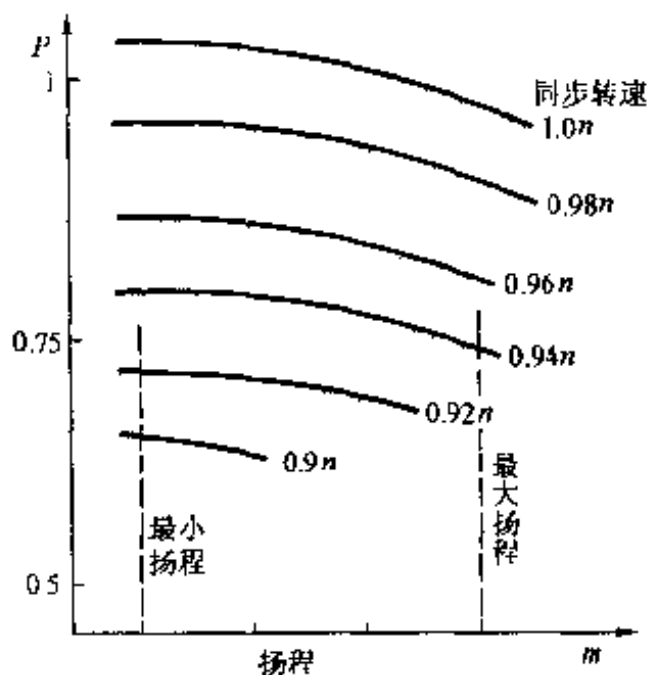


图 7.29 泵-水轮机/电动机—发电机的抽水扬程与电功率输入的关系

速情况下，转速达到额定的90%，输入功率已很小，例如 P 只有60%左右，而效率并没有严重下降。图7.30是转速与效率及功率的函数曲线。

这里谈一下关于提高转速到同步以上的事实。现在变速机在抽水期间额定同步转速并不是转速上限，而是变速的中点，可以向上提高转速，称为超同步 (super-synchronous)。系统在定子形成的旋转磁场转

速是同步转速，如果转子转速低于同步转速，励磁的频率与转子转速之和是同步转速1（标么值）。当励磁频率为负（即负向旋转磁场）时，转子转速（与励磁频率之和）可能大过1。目前变速抽水发电机都采用可产生负荷旋转励磁的方式，因而在抽水期间转子转速可超过同步转速，即 $n_r > 1$ ，在发电状态转速为低于1或等于1。在不同水头或落差时发电机组有很大的变化范围，固定转速的机组已有相当大的发电出力可调，在变速时此可调范围向下扩大了。因为上限受到发电容量的限制，在较低的转速下，发电出力可更为减少，但仍能稳定运行。图7.31是各种转速下落差与发电机出力在效率最高时的关系。

在发电状态变速机比普通发电机有较高的效率，越是发电机出力小，差别越明显。一个更具有特点的运行性能是可

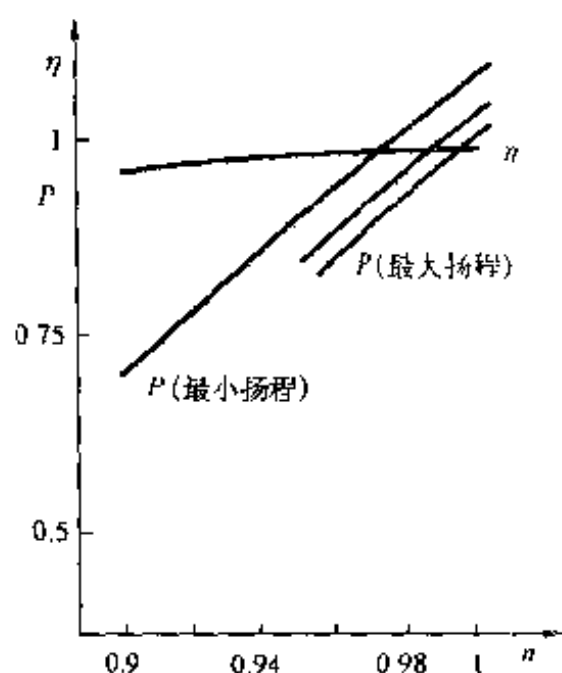


图 7.30 抽水/电动机的效率及功率与转速的关系

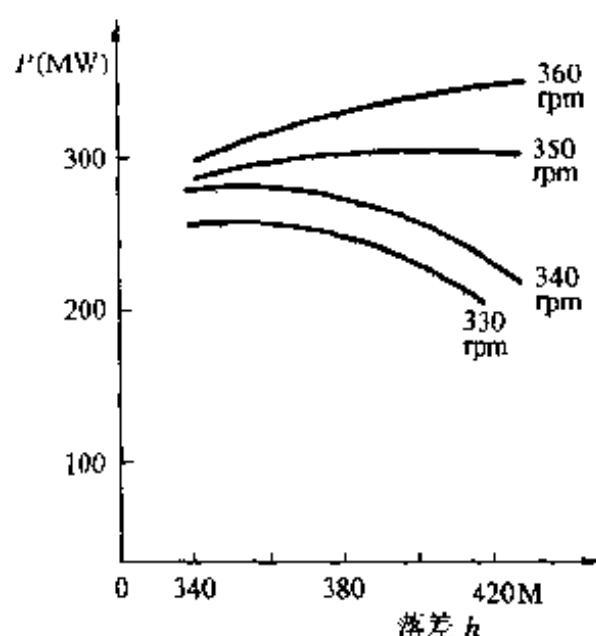


图 7.31 落差与发电机出力在效率最高时的关系

以高速地反应系统有功功率变化的要求。由于水轮机的增大流量要经过压力水管和导水翼的调节，延迟时间较大，变速发电机可以用有功功率优先的控制策略，在突然要求功率上升时励磁机交流频率上升，满足功率要求（图 7.32），同时调节水轮机导水翼，使出力上升，转速也逐渐恢复。

这种快速反应控制策略在各变速机组上都采用了。

对于系统的扰动，只要励磁交流电源的控制系统及时地正确调节，变速机有更好的反应，对比普通定转速发电机，在负荷突变时，变速机的功率摆动只有定速机的几分之一。

可以认为交流励磁变速机有几个共同的特点：

(1) 励磁交流频率可以和定子磁场相合在同步状态运行，同样可以在转子额定转速，励磁频率为零运行。

(2) 系统稳定性可以提高，这是由于交流励磁变速机可以改变励磁频率以适应功角和转速的变化，在系统受到扰动时，改变励磁频率和改变励磁幅值，有功和无功将分别受到

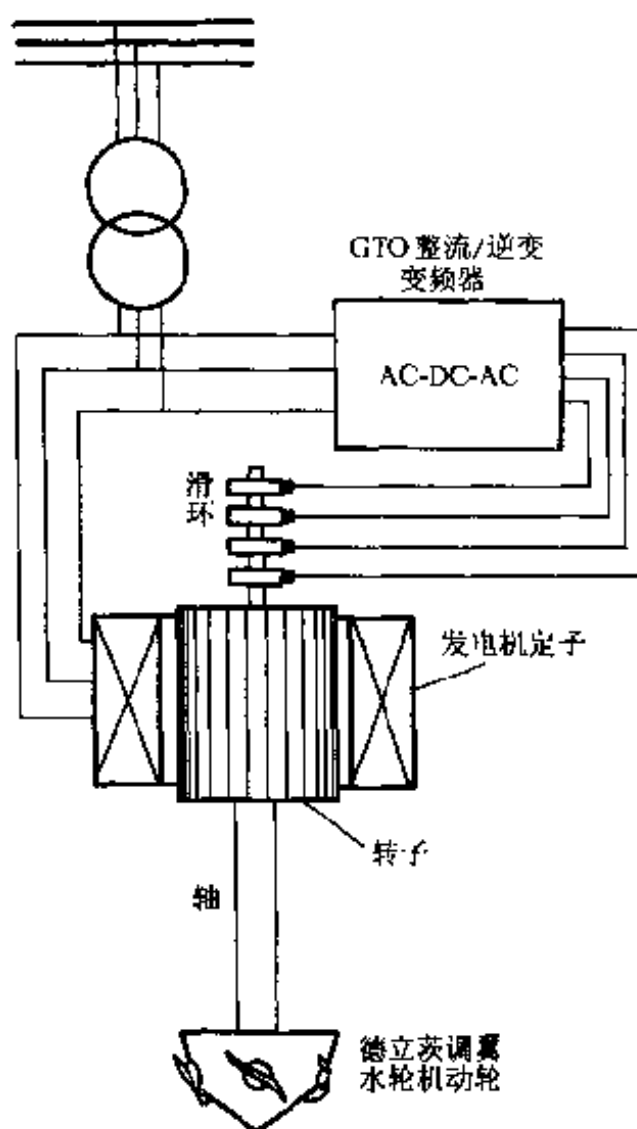


图 7.32 高见电厂 2 号机主系统

调节，几乎没有失步的可能。它也和其他利用电力电子技术的电力可控设备一样都具有抑制振荡的潜力，这关键在于控制系统的正确动作。

7.3.2 高见发电厂 2 号机情况简介

从 1983 年高见发电厂 1 号普通抽水蓄能发电机投入运行开始，就要求抽水期间改变抽水功率以适应系统功率平衡。抽水功率与系统中其他机组的配合可使经济性更高，于是在高见 2 号机（其主系统见图 7.32）决定改用变速机组。高见

电厂 1、2 号机参数和特点见表 7.9。一般抽水蓄能机组在中高水头采用弗兰西司式（混流式）水轮机，高见 2 号机采用的是德立茨水轮机，即叶片可以绕垂直于（或某一角度）发电机水轮机的主轴的轴而旋转。这种水轮机与普通旋桨式（卡普兰式）不同，德立茨是混流式水轮机，卡普兰旋桨是反应式水轮机。动叶片水轮机改变叶片角度本身已经能够改变抽水时的负荷，但在高扬程时和输入功率在某一水平以上时，就不可能靠叶片调节。例如当作水泵运行在输入 100MW~140MW 范围，功率不能由水泵自动调节，但用调节器控制仍可在转速变化时变化。在扬程达到最大前，定速只能在输入功率为 100MW 处运行抽水，变速可低至 92MW，高到 140MW。这将给水电利用提高效率创造条件，同时对频率调节、系统经济运行带来方便。

表 7.9 高见电厂 1、2 号机参数和特点

机 器	内 容		1 号机	2 号机
泵水轮机	型式		混流式德立茨水轮机	
水轮机	落 差	最大	115.2m	115.2m
		标准	104.5m	104.5m
		最小	80.6m	80.6m
	流 量	最高	99.8m ³ /s	99.8m ³ /s
		基准时	115m ³ /s	115m ³ /s
		最低时	94.7m ³ /s	94.7m ³ /s
	出力		103MW	103MW
	转速		231rpm	231rpm
水 泵	扬 程	最高	121.2m	122.3m
		最低	92.5m	92m
	抽水量	最高时	70m ³ /s	106m ³ /s
		最低时	101m ³ /s	135m ³ /s
	水泵输入功率		102MW	140MW
	转速		231rpm	231rpm

续表

机 器	内 容	1 号机	2 号机
发电机	容量	105MVA	105MVA
	电压	13.2kV	16.5kV
	转速	231rpm	231rpm
电动机	输出功率	102MW	140MW
	转速	231rpm	208~254rpm
励磁装置	型式	整流器	整流逆变器
	容量	DC480V, 1200A, 576kW	AC2000V, 7000A, 24MW
主变压器	型式	带负荷倒换电压比	带负荷倒换电压比
	容量	105/105/100MVA	145/145MVA
	电压	13.2/187±17/5.98kV	16.5/187/ ± 17 kV 17 端子

水轮机除了泵特殊外，它的励磁供给是由 GTO 晶闸管构成，其控制器是使用反应速度快的向量控制方式，并且是全直接数字式的，控制装置的硬件采用数字信号处理器 (DSP)。各控制单元之间用数字信号传递信息，用光纤传送，配置如图 7.33。

高见 2 号机有两种控制方式可供选用，其完成控制功能框图如图 7.34。定速同步发电机是由导水翼的开度调节功率，转速通过调速器作用于导水翼调节，电压的调节由励磁

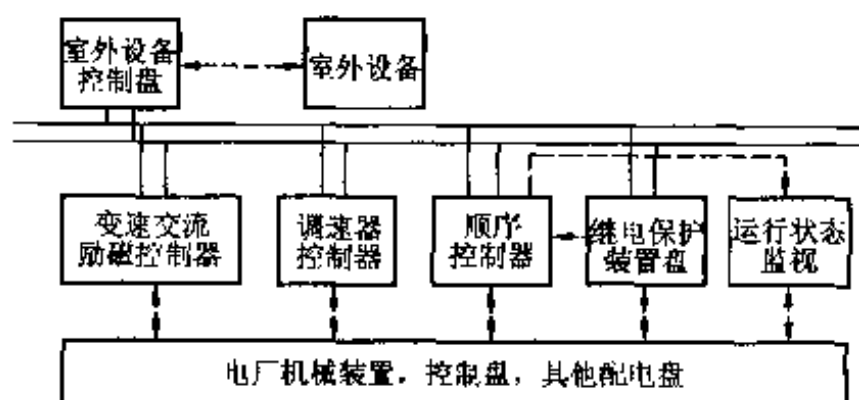


图 7.33 高见 2 号机控制系统配置

电流大小的调节来完成。

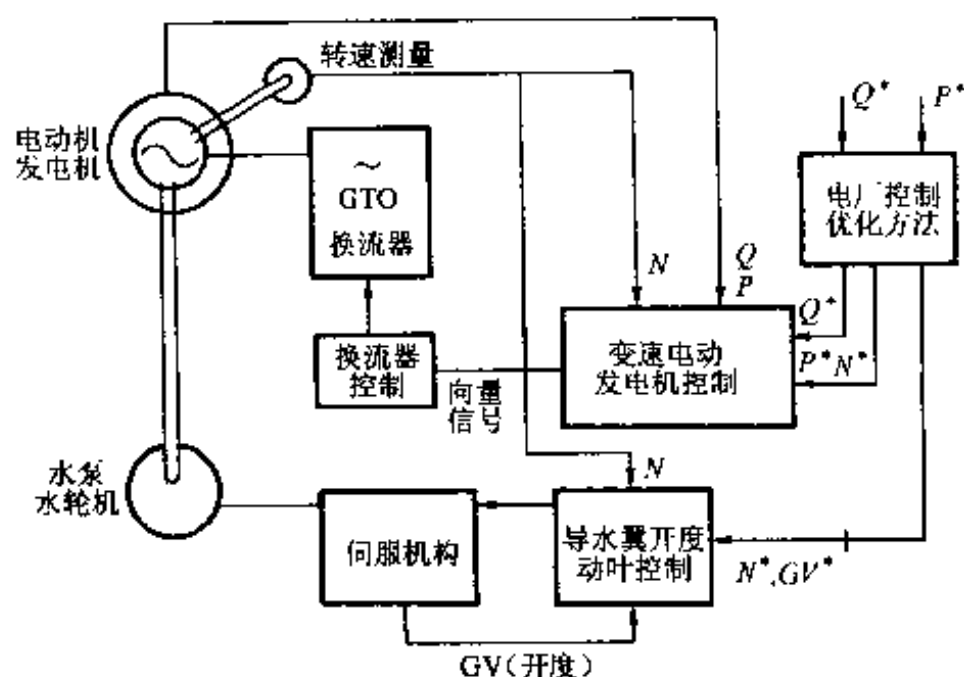


图 7.34 高见 2 号机控制功能框图

变速机组在抽水时和发电时都可以用转速—励磁控制方式或功率—励磁控制方式。

方式一用导水翼的开度控制发电机功率 P ，同时用励磁控制转速。对发电机和水泵运行相同。在方式一时，如果功率的设定，命令信号 P^* 增大，同时给出最优转速 N^* ，导水翼开度动作缓慢，由励磁控制使转速较快地升到最优值，此时导水翼正在启动增加水轮机出力，实际输出的发电机出力反而下降以平衡转速存储能量的要求。当导水翼开度达到应有值，水轮机轴的输出功率增加到应有水平，发电机输出功率也达到 P^* 值，见图 7.35 (a)。

方式二是已介绍过的功率优先的控制策略。在 P^* 增加后， N^* 由电厂控制系统按优化方法算出。由于励磁控制器反应 P^* 值，将发电机功率按 P^* 发出，故 P_E 与 P^* 相差极小。而

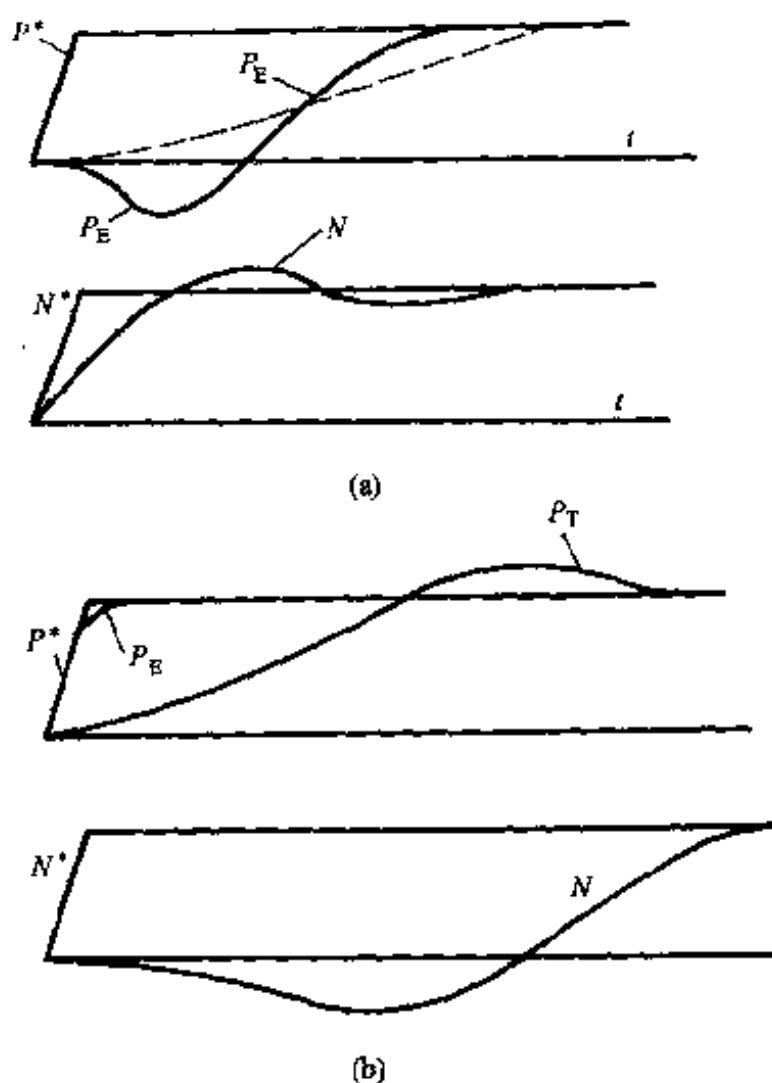


图 7.35 方式一、二控制过程

(a) 方式一; (b) 方式二

P^* —功率命令, 设定值; P_E —发电机功率; P_T —水轮机输出;

N^* —设定转速优化值; N —实际转速

导水翼开度未完成变化以前, 机械功率也逐渐上升达到 P^* 要求, P_E 的增加固然是励磁机交流频率上升的作用, 但消耗了惯性能量。 N 要下降直到导水翼开度达到应有值, 转速 N 才达到 N^* 。

参 考 文 献

- 1 Bose B. K. Modern power system electronics, evolution, technology and application. IEEE Press, 1992.
- 2 何大愚. 柔性交流输电系统概念研究的新进展. 电网技术, 1997, 121(2): 9~14
- 3 何大愚. 柔性交流输电控制器及对我国开发应用的建议.
- 4 Zhao He, Zhou Xiaoxin. Power Electronic model library for power system analysis. IECC'96 Beijing, Aug, 1996, proceedings: 802.
- 5 何大愚. 用户电力技术和柔性交流输电技术. 电网技术, 1995, 19(12)
- 6 N. G. Hingorani. High power electronics and FACTS. American Power Conference 50th Annual Meeting, Chicago, 1998.
- 7 赵贺. 电力电子技术对电力系统的影响. 电力系统分析与控制学术年会, 1992, 254~260
- 8 周孝信. 电力电子技术的应用与电力系统分析与控制. 电力系统分析与控制学术年会, 湖南, 1992.
- 9 赵良炳, 马继新, 陈建业. 现代电力电子学及其在电力系统中的应用. 电网技术, 1995, 1~8
- 10 Zhou Xiaoxin, Zhao He, Zhang Wentao, Wu Shouyuan, Wang Shaoning. An experimental and analytical research using Four-quadrant Converter and UPFC to improve power system stability, Cigre paper 320-06 Symposium Tokyo, 1995.
- 11 Study of system operating impacts of FACTS Technologies. Final report on EPRI RP3022-25, Oct, 1993.
- 12 FACTS Device applications and modeling reference Manual. EPRI Report TR-103906, June, 1994.

- 13 Cigre Working Group 14 ~ 18; Thyristor controlled series compensation. 1995.
- 14 M. Chamia, L. Angquist; Thyristor-controlled series capacitor design and field tests. EPRI Flexible AC Transmission System Conference, 1992 Boston MA.
- 15 G. Juette, et al; Advanced series compensation (ASC) — Main Circuit and Related components. EPRI Flexible AC Transmission System Conference, Boston MA, 1992.
- 16 武守远, 周孝信, 赵贺, 张文涛. Steady state analysis and load flow calculation of UPFC in power system. 电网技术, 1995, 19(4)
- 17 崔永新, 陈寿孙, 张宝霖. 统一潮流控制器的机理和实现方法. 攀登计划研究报告, 1995. 11.
- 18 崔永新, 陈寿孙, 张宝霖. 统一潮流控制器在潮流计算中的模型. 攀登计划研究报告, 1995. 11.
- 19 L. Gyngyi. A Unified power flow control concept for flexible AC transmission systems. IEE Proceedings-C, 1992, 139(4)
- 20 H. Zhao, M. Zhao and Y. Wang. Computer Simulation and measurements of HVDC harmonics. IEE Proceedings Gener. Transf. Distrib, 1999, 146(2)
- 21 Comparison of costs and benefits for DC and AC Transmission. Oak Ridge National Laboratory ORNL-6204, February 1987.
- 22 Abdel-Aty Edris. Enhancement of first-swing stability using a high-speed phase shifter. IEEE Tr. Power Systems, 1991, 6: 1113~1118.
- 23 R. Baker, G. Guth. Control algorithm for a static phase-shifting transformer to enhance transient and dynamic stability of large power systems. IEEE Trans, on PAS, 1982, 101(9): 3532~3541
- 24 M. Goto, A. Shibuya, T. Juone, M. Jshizaki, Y. Tezuka. Power system stabilizing control by adjustable speed pumped storage power station using stabilizing signals. Cigre paper 510-01, Symposium Tokyo, 1995, CIGRE.

- 25 S. Hayashi, E. Haraguchi, T. Sanematou, N. Takanashi, Y. Yasaka, O. Nagura. Development of adjustable speed generator. Cigre paper 11-03, Cigre, 1988, CIGRE.
- 26 S. Furuya, S. Fuyiki, T. Hioki, T. Yanagisawa, S. Okazaki, S. Kobayashi. Development and achieved commercial operation experience of the world's first commissioned converter-fed variable-speed generator motor for a pump storage power plant. Cigre paper 11-04, 1992, CIGRE.
- 27 日置敏一郎. 可变速杨水发电. OHM, 4(93):40~45.
- 28 高桑貞繁. 高見発電所二號機の可变速楊水“發電システム”, 電気現場技術, 1993, 4:55~59
- 29 西美憲, 八坂保弘. 楊水發電所高度化わろ. 電學誌 1993, 113 卷 2:97~103
- 30 張為杰. “交流励磁电机发展前景”, 大电机技术, 1992, 5:1~16
- 31 道上勉, 小柳薫. 電力系統にちけろ可变速楊水發電電動機の系統安定度向ヒに關わろ研究. 電學論 B, 1994, 114 卷 2
- 32 Y. Mitani, K. Tsuji, Y. Murakami. Application of superconducting Magnet Energy Storage to improve power system dynamic performance. IEEE Tr. PAS, 1988, 3(4):1418~1426.
- 33 G. Carpinelli, F. Gagliardi, M. Russo, A. Sturchio. Steady-state mechemical model of battery storage plants with line-commutated converters. IEEE Trans. on Power Delivery, 1993, 8(2):494~503
- 34 R. W. Boom, J. J. Skiles, R. F. Bischke, D. J. Helfrecht. Superconductive energy storage for electric utility load leveling. Proce American POWER Conference, IIT, 1984.
- 35 W. Hassenzahl. Superconducting magnetic energy storage. IEEE Trans. on Magnetics, 1989, 25(2):750~758
- 36 J. Hauer, H. Baeuig. Control aspects of the Tacoma superconducting magnetic energy storage project. IEEE Trans. on Power Systems, 1987, 2(2):443~450

- 37 R. J. Loyd, S. M. Schoenung, T. Nakamura, W. V. Hassenzuhl, J. D. Rogers, J. R. Purcell, D. W. Lieuraue, M. A. Hilal. Design advances in superconducting magnetic energy storage for electric utility load leveling. *IEEE Trans. on Magnetics*, 1987, 2; 1323~1330
- 38 R. J. Loyd, G. F. Moyer, J. R. Purcell, J. Alcorn. Conceptual design and cost of superconducting magnetic energy storage plant. EPRI Report EM-3457 (Bechtel national, Inc) Palo Alto, California, 1984.
- 39 T. Moore; Storage megawatthours with SMES. *EPRI Journal*, 1994, 19(5); 24~33
- 40 P. W. Lehu, M. R. Iravani; Experimental evaluation of STATCOM close loop dynamics. *IEEE Trans. on Power Delivery*, 1998, 13(1); 1378~1384
- 41 L. Gyugyi, N. G. Hingorani, P. R. Naunery, N. Tai. Advanced Static Var Compensator using gate turn-off thyristor for utility applications. *Cigre Paper 23-203*, Paris, Aug. 1990
- 42 E. V. Larsen, N. W. Miller, S. Nilsson, S. Lindgren. Benefits of GTO-based compensation systems for electric utility applications. *IEEE Trans. on Power Delivery*, 1992, 7; 2056-64
- 43 R. J. Koesslen. Dynamic simulation of static var compensators in distribution systems. *IEEE Trans. on Power System*, August 1992, 1285~1291
- 44 C. D. Schauder, H. Mehta. Vector analysis and control of advanced static Var compensators. *IEE Proceedings-C*, 1993, 140(4)