



# 现代电力电子工程

周继华 李 宏 编著



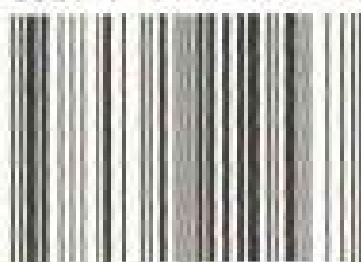
封面设计 贾 明

技术设计 潘玉浩



西北工业大学出版基金资助出版

ISBN 7-5612-1056-6



9 787561 210567 >

ISBN 7-5612-1056-6TP · 151

定价: 38.00 元

# 现代电力电子工程

周继华 李 宏 编著

西北工业大学出版基金资助出版

西北工业大学出版社

1998年9月 西安

## (陕)新登字 009 号

**【内容简介】** 本书以全控型器件构成的各类功率变换装置为主线条,对晶闸管构成的相控整流电路作了简要的阐述。着重分析 PWM 整流及逆变理论,以及基于 PWM 控制方式的矩阵式交-交变换器和谐振直流环节(软开关)逆变技术。突出了现代电力电子工程的特点。全书共分 8 章:第 1 章为引论;第 2 章介绍各类功率半导体器件及驱动电路;第 3 章、第 4 章论述 AC/DC 和 DC/AC 变换理论及工程设计;第 5 章为 DC/AC 变换在感应电机控制中的应用;第 6 章讲述 AC/AC 变换原理;第 7 章分析谐振直流环节逆变器基本理论;第 8 章论述 DC/DC 变换理论及应用。

本书注重功率变换理论的完整性、先进性和严密性,突出工程设计和应用技术,理论体系清晰严谨,可供高等院校电类、控制专业本科高年级学生及研究生学习用,也可供科研及工程技术人员工作参考。

### 现代电力电子工程

周继华 李 宏 编著

责任编辑 李 珂

责任校对 耿明丽

\*

©1998 西北工业大学出版社出版发行

(邮编:710072 西安市友谊西路 127 号 电话:8493844)

全国各地新华书店经销

西北工业大学出版社印刷厂印装

ISBN 7-5612-1056-6/TP·153

\*

开本:850×1168 毫米 1/32 印张:17.562 5 字数:430 千字

1998 年 9 月第 1 版

1998 年 9 月第 1 次印刷

印数:1-2 000 册

定价:38.00 元

---

购买本社出版的图书,如有缺页、错页的,本社发行部负责调换。

# 前 言

电力电子学在经历了近 40 年的飞速发展后,功率变换理论和变换拓扑日趋完善。全控型功率半导体器件进入了高频化、大容量、易驱动、模块化和智能化的时代;各种高性能微处理器及专用大规模集成电路,为功率变换控制提供了良好的硬件基础;脉冲宽度调制技术和离散脉冲调制技术,使变换器输出具有优良的波形品质和线性度;现代控制理论,如模型参考自适应控制、滑模变结构控制及以神经网络和模糊控制为主的智能控制在功率变换系统中获得了成功的应用;传感技术和微电子技术的发展也有力地促进了电力电子技术的发展。上述理论基础和技术基础的支撑,使一门令人瞩目的工程学科——现代电力电子工程——得到迅速发展和不断完善。

该学科的综合性特点,使这一领域的文献迅速增多,门类繁杂。到目前为止,在半导体变流技术、晶闸管及晶体管逆变器方面已有不少著作,但作为一门学科进行系统论述的著作尚少。作者试图通过对功率变换理论和变换拓扑的归类论述,为日益广泛的读者提供一个完整、明晰的学科概念。书中既借鉴了前人的研究基础,也融入了作者及其同事们多年从事该学科研究的成果及经验。希望读者通过本书的阅读,能获得设计、应用和发展电力电子系统的技术基础知识。

本书撰写分工:周继华负责第 1 至第 7 章并统稿,李宏负责第 8 章及全书插图底图绘制。在撰写中,陈景熙教授和焦振宏副教授曾对本书提出过宝贵意见,西安交通大学黄俊教授和西北工业大学史义凯教授对全书进行了审阅,在此一并表示感谢。书末附有参

考文献,以表达对文献作者的感谢,同时提供给读者,为作更深入研究时参考。

由于我们水平有限,经验不足,书中难免有不妥之处,敬请读者批评指正。

**编著者**

1997 年 8 月

# 目 录

|                    |    |
|--------------------|----|
| 第 1 章 引论           | 1  |
| 1.1 电力变换的基本原理      | 1  |
| 1.2 发展概况及意义        | 6  |
| 1.3 电力电子变换装置应用领域   | 8  |
| 1.4 功率变换的基本类型      | 11 |
| 第 2 章 功率半导体器件及驱动技术 | 15 |
| 2.0 功率半导体器件的发展     | 15 |
| 2.1 功率二极管          | 16 |
| 2.2 半控型功率器件        | 18 |
| 2.2.1 普通晶闸管        | 18 |
| 2.2.2 其他半控型晶闸管     | 22 |
| 2.2.3 双向晶闸管        | 23 |
| 2.2.4 晶闸管触发电路      | 24 |
| 2.3 双极型功率器件        | 26 |
| 2.3.1 功率晶体管        | 27 |
| 2.3.2 门极可关断晶闸管     | 39 |
| 2.3.3 静电感应晶闸管      | 47 |
| 2.4 单极型功率器件        | 50 |
| 2.4.1 功率 MOSFET    | 50 |
| 2.4.2 静电感应晶体管      | 60 |
| 2.5 复合型器件          | 61 |

|            |                      |           |
|------------|----------------------|-----------|
| 2.5.1      | 绝缘栅晶体管               | 62        |
| 2.5.2      | MOS 控制晶闸管(MCT)       | 71        |
| 2.6        | 功率集成电路(PIC)          | 73        |
| 2.7        | 新型半导体材料              | 73        |
| <b>第3章</b> | <b>AC/DC 变换原理与应用</b> | <b>75</b> |
| 3.0        | 引言                   | 75        |
| 3.1        | 相控整流电路               | 76        |
| 3.1.1      | 单相全桥相控整流电路基本分析       | 76        |
| 3.1.2      | 功率、谐波及电网畸变           | 83        |
| 3.1.3      | 各类相控整流拓扑             | 88        |
| 3.2        | 相控整流电路工程设计举例         | 97        |
| 3.2.1      | 电镀电源及其指标             | 97        |
| 3.2.2      | 整流电路拓扑选择             | 97        |
| 3.2.3      | 变压器漏抗的影响             | 102       |
| 3.2.4      | 相控整流电路外特性            | 105       |
| 3.2.5      | 带平衡电抗器的六相半波相控整流器     | 106       |
| 3.2.6      | 整流变压器参数计算            | 110       |
| 3.2.7      | 整流器件选择与安全使用          | 113       |
| 3.2.8      | 电抗器电感值计算             | 115       |
| 3.2.9      | 相位控制                 | 117       |
| 3.2.10     | 电流(电压)闭环控制           | 124       |
| 3.2.11     | 电镀电源电路原理图            | 126       |
| 3.3        | 单相高功率因数整流器           | 128       |
| 3.3.1      | 单相高功率因数升压整流器基本电路     | 132       |
| 3.3.2      | 滞后电流控制               | 143       |
| 3.3.3      | 单相高功率因数降压整流器         | 146       |
| 3.4        | 三相高功率因数整流器           | 150       |



|                                  |                          |            |
|----------------------------------|--------------------------|------------|
| 3.4.1                            | 三相桥式二极管整流电路 .....        | 151        |
| 3.4.2                            | 单开关三相升压整流器 .....         | 155        |
| 3.4.3                            | 三相电压型 PWM 整流器 .....      | 161        |
| 3.4.4                            | 三相电流型 PWM 整流器 .....      | 168        |
| <b>第 4 章 DC/AC 变换原理与应用 .....</b> |                          | <b>172</b> |
| 4.0                              | 引言 .....                 | 172        |
| 4.1                              | 有源逆变 .....               | 173        |
| 4.1.1                            | 产生逆变的条件 .....            | 173        |
| 4.1.2                            | 三相桥式逆变电路 .....           | 175        |
| 4.1.3                            | 三相桥式逆变电路波形分析 .....       | 177        |
| 4.2                              | 绕线转子异步电动机串级调速原理 .....    | 183        |
| 4.2.1                            | 串级调速原理 .....             | 183        |
| 4.2.2                            | 采用有源逆变的串级调速 .....        | 184        |
| 4.3                              | 单相 DC/AC 变换 .....        | 189        |
| 4.3.1                            | 单相方波逆变器原理 .....          | 189        |
| 4.3.2                            | 单相 SPWM 逆变器原理 .....      | 193        |
| 4.3.3                            | 单相逆变器输出谐波分析 .....        | 198        |
| 4.4                              | 三相电压型逆变器 .....           | 199        |
| 4.4.1                            | 三相电压型方波逆变器 .....         | 200        |
| 4.4.2                            | 三相电压型 SPWM 逆变器基本原理 ..... | 206        |
| 4.5                              | SPWM 波形调制理论 .....        | 208        |
| 4.5.1                            | 术语和定义 .....              | 209        |
| 4.5.2                            | 电压正弦 SPWM 基本调制方法 .....   | 213        |
| 4.6                              | SPWM 逆变器电压、电流特征 .....    | 226        |
| 4.6.1                            | 电压特征 .....               | 226        |
| 4.6.2                            | 电流特征 .....               | 228        |
| 4.7                              | 逆变器输入级设计分析 .....         | 233        |

|              |                                    |            |
|--------------|------------------------------------|------------|
| 4.7.1        | 软启动电路 .....                        | 234        |
| 4.7.2        | 中间滤波器设计 .....                      | 236        |
| 4.7.3        | 整流元件 .....                         | 239        |
| 4.8          | 电压型 SPWM 逆变器的开关特性及改善方法 .....       | 241        |
| 4.8.1        | 开关模式 .....                         | 241        |
| 4.8.2        | GTR 的开通响应 .....                    | 243        |
| 4.8.3        | GTR 的关断响应 .....                    | 246        |
| 4.8.4        | 吸收网络 .....                         | 250        |
| 4.8.5        | 联锁延时对逆变器输出波形的影响 .....              | 252        |
| 4.8.6        | 逆变器缓冲(吸收)电路 .....                  | 255        |
| 4.9          | SPWM 波形生成 .....                    | 262        |
| 4.9.1        | 采用微处理器生成 SPWM 波形的基本原理 .....        | 262        |
| 4.9.2        | SPWM 波形生成专用微处理器 .....              | 264        |
| 4.10         | UPS 及 VSCF 系统 .....                | 269        |
| 4.10.1       | 不间断电源(UPS) .....                   | 269        |
| 4.10.2       | 变速恒频发电系统(VSCF) .....               | 273        |
| <b>第 5 章</b> | <b>DC/AC 变换在感应电机控制中的应用 .....</b>   | <b>275</b> |
| 5.0          | 引言 .....                           | 275        |
| 5.1          | 感应电动机的标量控制 .....                   | 276        |
| 5.1.1        | 理论依据 .....                         | 276        |
| 5.1.2        | 可用于开环运行的电压型 SPWM 变频调速器 .....       | 281        |
| 5.1.3        | 回馈制动装置 .....                       | 287        |
| 5.1.4        | 通用变频器(VVVF)控制系统 .....              | 292        |
| 5.1.5        | 具有转差率调节的 $u_1/f_1$ 恒定的速度闭环控制 ..... | 296        |
| 5.2          | 坐标变换及感应电动机动态模型 .....               | 300        |
| 5.2.1        | 静止坐标系感应电动机数学模型 .....               | 300        |
| 5.2.2        | 坐标变换 .....                         | 307        |

|                             |                                   |            |
|-----------------------------|-----------------------------------|------------|
| 5.2.3                       | 感应电动机在 $d, q$ 系统的数学模型 .....       | 313        |
| 5.2.4                       | 基于动态模型的标量控制 .....                 | 325        |
| 5.3                         | 感应电机矢量控制变频调速系统 .....              | 325        |
| 5.3.1                       | 矢量控制的直接法 .....                    | 327        |
| 5.3.2                       | 矢量控制的间接法(转差频率控制) .....            | 331        |
| 5.3.3                       | 矢量控制的工程实现 .....                   | 332        |
| 5.3.4                       | 空间矢量 SPWM 波形生成原理(磁链轨迹控制)<br>..... | 342        |
| 5.4                         | 直接转矩控制 .....                      | 349        |
| 5.4.1                       | 直接转矩控制的基本原理 .....                 | 349        |
| 5.4.2                       | 研究课题 .....                        | 351        |
| 5.5                         | 其他控制理论在电机控制中的应用 .....             | 352        |
| 5.5.1                       | 模型参考自适应控制 .....                   | 352        |
| 5.5.2                       | 滑模(变结构)控制 .....                   | 360        |
| 5.5.3                       | 智能控制在电机控制中的应用 .....               | 364        |
| 5.6                         | 电流型逆变器及同步电机控制 .....               | 367        |
| 5.6.1                       | 基本电路及运行特征 .....                   | 368        |
| 5.6.2                       | 强迫换流 .....                        | 371        |
| 5.6.3                       | 采用电流型逆变器的同步(无换向器)电机控制<br>.....    | 377        |
| <b>第 6 章 AC/AC 变换 .....</b> |                                   | <b>384</b> |
| 6.1                         | 交流调压器 .....                       | 384        |
| 6.1.1                       | 单相交流调压电路 .....                    | 384        |
| 6.1.2                       | 三相交流调压电路 .....                    | 389        |
| 6.2                         | 相控交—交变换器 .....                    | 396        |
| 6.2.1                       | 基本工作原理 .....                      | 396        |
| 6.2.2                       | 三相半波及三相桥式电路 .....                 | 398        |

|            |                              |            |
|------------|------------------------------|------------|
| 6.2.3      | 控制波形生成 .....                 | 403        |
| 6.2.4      | 相控式交—交变换器谐波及功率因数 .....       | 413        |
| 6.3        | 矩阵式(PWM)交—交变换器 .....         | 414        |
| 6.3.1      | 矩阵式交—交变换器基本电路 .....          | 414        |
| 6.3.2      | 矩阵式正弦波调压器 .....              | 416        |
| 6.3.3      | 矩阵式变频器控制方式 .....             | 424        |
| <b>第7章</b> | <b>谐振直流环节逆变器 .....</b>       | <b>431</b> |
| 7.0        | 引言 .....                     | 431        |
| 7.1        | 基本拓扑和工作原理 .....              | 433        |
| 7.2        | RDCL主回路谐振参数计算 .....          | 441        |
| 7.3        | 有源钳位谐振直流环节逆变器 .....          | 445        |
| 7.4        | 谐振直流环节逆变器控制 .....            | 450        |
| 7.5        | 谐振直流环节逆变器交流传动系统 .....        | 461        |
| 7.6        | 谐振直流环节拓扑比较 .....             | 465        |
| 7.7        | 多谐振开关概念及其在三相大功率逆变器中的推广 ..... | 467        |
| <b>第8章</b> | <b>DC/DC变换及应用 .....</b>      | <b>478</b> |
| 8.1        | 无变压器DC/DC变换器 .....           | 478        |
| 8.1.1      | 降压型(串联)开关稳压器 .....           | 479        |
| 8.1.2      | 升压型(并联)开关稳压器 .....           | 481        |
| 8.1.3      | 升、降压(电感储能)型开关稳压器 .....       | 484        |
| 8.1.4      | 库克(CUK)变换器 .....             | 485        |
| 8.1.5      | 桥式PWM DC/DC变换器 .....         | 488        |
| 8.2        | 悬浮输出DC/DC变换器 .....           | 491        |
| 8.2.1      | 单端反激变换器 .....                | 492        |
| 8.2.2      | 单端正激变换器 .....                | 494        |

---

|                   |                             |     |
|-------------------|-----------------------------|-----|
| 8.2.3             | 扩展占空比 $q$ 改变单端正激变换器性能 ..... | 496 |
| 8.2.4             | 单端双正激变换器 .....              | 503 |
| 8.2.5             | 推挽式变换器 .....                | 504 |
| 8.2.6             | 桥式变换器 .....                 | 505 |
| 8.3               | DC/DC 变换器控制 .....           | 515 |
| 8.3.1             | 电压型 PWM 调制器 .....           | 515 |
| 8.3.2             | 电流型 PWM 调制器 .....           | 519 |
| 8.4               | DC/DC 变换弧焊电源 .....          | 524 |
| 8.4.1             | 焊接电弧要求及弧焊电源外特性 .....        | 526 |
| 8.4.2             | 主电路设计 .....                 | 528 |
| 8.4.3             | 弧焊电源控制系统设计 .....            | 536 |
| <b>参考文献</b> ..... |                             | 548 |

# 第 1 章 引 论

现代电力电子工程是研究电能变换原理及变换装置的综合性学科,它利用半导体功率器件及无源功率元件、功率变换理论、传感技术、现代控制理论、微处理器及大规模集成电路,以功率变换电路为核心对电能进行变换和控制。它是在几十年的工程实践中逐渐完善发展起来的。1956 年,美国 Bell 电话公司发明了 PNP 可触发晶体管。1957 年美国通用电气(GE)公司对其进行了商业化开发,并正式命名为晶体闸流管,简称为晶闸管(SCR)或可控硅,开创了功率电子学的新时代。在此之前,用半导体硅或锗材料制造的功率二极管已被用于各种整流电路,基本的整流、逆变拓扑也已在汞弧(水银)整流器时代被确立。这些成就为近代电力电子技术发展奠定了坚实的基础。

80 年代以来,采用全控型(自关断)功率器件和脉冲宽度调制(PWM)原理构成的功率变换装置,已广泛用于工业、交通、能源及军事等各个领域,采用谐振原理的软开关逆变技术也逐步进入实用阶段。它标志着电力电子技术以全新的概念跨入了蓬勃发展的时代。

本章将简要阐述电力变换的基本原理、发展概要和应用需求。1.4 节中按照变换功能对变换电路给以分类,后续各章节将按照这种分类方法进行系统性研究。

## 1.1 电力变换的基本原理

电力变换系统的基本组成如图 1-1 所示。它由待变换电源、

耦合环节、功率变换拓扑、信息检测与反馈、控制电路、辅助电源以及负载组成。图中箭头方向表示,理想的电力变换系统主回路功率流应该是双向的。图中各方框的功能简述如下:

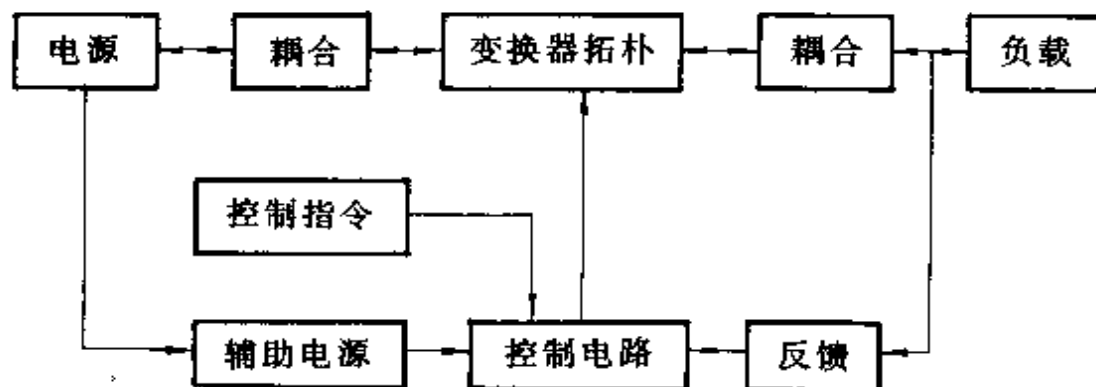


图 1-1 电力变换系统基本组成框图

(1) 电源 一般指交流电网电源或整流后的直流电源,也可以是设备或系统内发电机送出的交流电源。包括各类蓄电池、太阳能、风力及潮汐转换的电及化学能转换的电。在某些应用中,交流电源被变压器升降压后才送到变换器拓扑中。

(2) 耦合环节 耦合环节在系统中的作用是滤波、缓冲储能、确定电源属性。它一般由无源功率元件(电感器、电容器以及其组合)构成。耦合环节在系统中的位置与变换方式有关,在 AC/DC 变换电路中,它位于变换器拓扑和负载之间;在 DC/AC 变换电路中,它位于电源和变换拓扑之间;在 DC/DC 变换中,变换拓扑两侧都需要设置此环节;在 AC/AC 变换中一般不设置耦合环节,运行于 PWM 方式的矩阵式交—交变换例外。耦合环节的滤波及储能作用在电路分析中详述,此处仅就电源属性作如下定义:

在功率变换电路中,半导体功率器件一般以开关方式工作,分析电路时必须知道某种状态或某一瞬间电源或负载的性质(电压或电流源)。理论上说,电压源具有零值戴维南阻抗,而电流源的戴

维南阻抗为无穷大。受实际物理系统限制,将此概念引申如下:

电压源定义:当一个电源(或负载)两端之间的电压不能突变时,该电源被称做电压源。电容器及任何与电容器并联的电源(或负载)均为电压源,因为电容两端的电压不能突变。

电流源定义:当一个电源(或负载)两端之间的电流不能突变时,该电源被称做电流源。电感及任何串有不可忽略电感的电源(或负载)均为电流源,如电网、发电机、电动机、变压器等。

一般情况电压源不允许短路,电流源不允许开路。

(3) 变换器拓扑 变换器拓扑可以理解为变换主回路(耦合环节除外)所有元器件的平面布置。确定变换主回路结构的基本方法被称为电力电子电路拓扑研究和综合分析。概括说,变换器拓扑实质上是按一定规则联接的一组半导体器件阵列,其中包括无源及有源功率元件。拓扑中元件数量可以从几个到几百个。在不同的拓扑中,不控型、半控型及全控型功率器件可能同时存在或独立出现。为了防止开关瞬间大电流、高电压同时作用于功率器件,抑制尖峰电压、电流并扩大器件的安全工作区,一般要在器件上并联续流二极管及吸收网络。软开关逆变器无需吸收电路。变换器拓扑还应包括电流、电压及温度传感器。

现代电力电子工程的主要研究方向之一是寻求变换主电路的拓扑优化。拓扑优化的概念可以理解为:在功率变换主回路设计中,选择网络中各元件的位置,以便互连起来尽可能经济而又能满足全部变换性能指标和限制条件。

由于变换器拓扑在对电源幅度、频率及波形变换的同时,要担负传递功率的任务,因此拓扑优化的目标可归纳为高频化、高变换效率、高功率因数及低变换损耗。高频化的主要目的,是减少滤波器(耦合环节)尺寸、提高波形质量、减少变换器体积重量。单纯依靠高速功率器件实现高频化,在硬性开关方式下会增加开关损耗。依靠拓扑优化研究,提出了软开关逆变技术,既达到了高频化目的



又获得了低开关损耗,提高了变换效率,降低了变换器电磁辐射。为了使变换器对电网具有较高的功率因数,传统的作法是采用无源元件滤波或功率因数补偿。但对于相控整流这类变换器,无功补偿设备昂贵,采用 PWM 方式有源无功补偿,或直接采用 PWM 方式高功率因数整流则获得了非常理想的效果。上述论述是为了说明,为了获得理想的功率变换装置,既要依靠半导体功率器件的发展,又要着眼于变换拓扑的优化设计。当然新拓扑设计必然伴随着新的控制技术的诞生,本书正是按照这种思路撰写的。

(4) 控制电路 控制电路的主要功能是,为变换器拓扑中功率器件提供门极(控制极)驱动信号。特定应用的驱动信号是根据控制指令的比较综合,通过某种调节规律(控制策略或控制算法)及调制方式而获得的。在控制电路中还应包括时序控制、各种保护电路、电位隔离及驱动功率放大。由于功率变换装置及负载通常是一个非线性、时变的高阶复杂系统,控制作用对变换器输出特性及运行过程起着决定性作用,因而相应的控制方式、控制策略和控制手段得到迅速发展和完善。

产生控制波形的方方法称为控制方式。最初的晶闸管采用延时脉冲控制其导通相位。随着各种自关断器件的实用化,为减少输出波形中谐波分量,1964 年德国的 A. Schonung 和 H. Stemmler 首次把通讯工程中脉冲宽度调制理论(PWM)移植应用到电力变换装置中,它具有功率因数高、可同时实现变频变压及抑制谐波等优点,从而成为功率变换的核心技术。其应用范围涉及斩波、整流、逆变、交—交变换等各种电路,目前仍占据主导地位。为了适应谐振式软开关逆变器控制特点,开关点必须选择在直流母线电压过零的时刻。常用的离散脉冲调制方式有线性 Delta 调制、 $\Sigma\delta_m$  调制及整数脉冲调制,某些性能更好的调制方式正处于研究之中。还应该提及的是,在功率变换的控制方式中脉冲幅度调制(PAM)和脉冲频率调制(PFM)也得到广泛的应用。

大部分功率变换系统对动态性能和稳态精度都有较高的要求,因而必须采用相应的控制规律或控制策略。对于线性负载通常采用比例加积分加微分(PID)控制规律。对交流电机这样的非线性控制对象,通常要进行解耦运算,最典型的是基于坐标变换解耦的矢量控制算法。为了针对对象参数随温度、频率等参量变化情况下获得理想的控制效果,各种现代控制理论,如滑模自适应控制、变结构控制、直接转矩控制,基于神经网络和模糊数学的智能控制在功率变换技术中已获得实际应用。

实现调制方式和控制规律,在工程上必须有实际的物理系统,实现这种物理系统所采用的技术称为控制手段或控制技术。早期采用分立元件构成控制电路,这种电路可以是数字的或模拟的。复杂的功率变换控制系统,通常采用专用大规模集成电路或微处理器。微处理器及少量外围芯片构成的控制电路,硬件成本低;消除了漂移并具有较强抗干扰能力;其硬件可以设计成通用形式而软件易改动和更新;信息存储方便,运算能力强;便于运行监控及故障诊断;在复杂系统中可方便地实现分级控制、非线性补偿及参数在线辨识。功率变换器中常用的微处理器芯片(CPU)有intel系列的8031、8051、80C196,德克萨斯仪器公司推出的TMS320系列芯片。其中TMS320 C30是32位浮点运算型,指令周期为60 ns,运算速度快、功能强。另一方面,功率变换器专用大规模集成电路应用也很普通,例如SPWM信号发生器HEF4752、4520等。采用CMOS的大规模集成电路主要由门阵列构成,这些门阵列和一些模拟器件被集成在一起完成某一专门功能。可编程门阵列可以像EPROM那样被擦除和编程,以适应灵活多样的逻辑系统设计。

(5) 反馈环节 反馈电路的功能是对来自传感器的检测信号进行系数变换和电位隔离,使之成为适合于控制运算的变量。对这类信号变换的要求是不能有附加相移和噪声干扰的。

(6) 辅助电源 辅助电源向控制系统提供多路浮地驱动电源

和控制电源。理想的辅助电源应该在主回路断电后 5~8 s 内保持正常供电,以利于系统复位、信息保存和故障保护。辅助电源本身也是一种功率变换电路,它可以是开关电源或线性稳压电源。

(7) 负载 负载的一种功能是将变换后的电能转换为机械能,控制某种机械按特定的规律运动。负载也可能是将电能转换为声、光、热或化学能的装置。在某些应用中,功率变换器的负载仍然是各类电子系统或计算机。在设计功率变换装置之前,应该充分研究负载的阻抗特性、频率特性、力学性能;电压及电流额定数据、波形要求、精度及稳定度要求;为了设计出满意的功率变换系统,还须了解负载的滤波特性、抗干扰性能及热学性能。

## 1.2 发展概况及意义

本世纪初至 50 年代,从 Grzetz 发明汞弧闸流管单相桥式整流器以来,用于功率变换的主要器件是汞弧(水银)闸流管、电子阀和硒整流器。变换装置还有机械斩波器和接触式变换器。50 年代以后,随着晶闸管(SCR)和晶体管进入工业实用阶段,电子技术开始向两个不同的方向发展,一个是以晶体管集成电路为核心形成对信息处理的微电子技术;另一个是以晶闸管及其相控电路为核心形成对电力进行变换和控制的电力电子技术。后一方向随着晶体管大功率化,60 年代美国先后开发成功各种拓扑的开关电源。脉宽调制技术、矢量控制算法成功地用于功率变换装置。70 年代末期,功率场效应晶体管(MOSFET)、双极型晶体管、达林顿晶体管、大功率(巨型)晶体管(GTR)、门极可关断晶闸管(GTO)、高频晶闸管、双向晶闸管等先后进入工业应用。这一阶段成就的典型代表是采用 PWM 控制技术的 GTR 变频调速装置研制成功并投入使用,从而实现了交流电机大范围无级变速控制。这些技术发展可称为传统电力电子技术时代。

80年代和90年代,大功率MOSFET、绝缘栅晶体管(IGBT)、场控晶闸管(MCT)等全控型、高频化的功率器件,功能强、速度快的微处理器,经优化设计的各种功率变换拓扑给功率电子技术注入了强大的生命力,因而称之为现代电力电子技术时代。这一阶段的主要成就是:研制成功大功率GTO变频器;欧洲大规模开发高压直流输电(HVDC);A. R. PRASAD等人提出高功率因数(PWM)整流器;D. M. Divan等人提出谐振直流环节逆变器;Venturini提出矩阵式交—交变换器;软开关技术使开关电源实现了高频、高效、高功率密度和低电磁辐射;IGBT变频器投入工业应用;B. K. Bose等人成功地将滑模自适应控制用于交流电机传动;高频DC/DC变换用于金属焊接电源等。展示出诱人的前景。

现代电力电子工程以其独特的、不可取代的特殊功能,在工业、能源、交通、空间技术等所有使用电力的场合,发挥着日益重要的作用。它涉及电能的传输、变换和控制,是信息产业和传统产业之间的桥梁;是弱电控制强电的主要手段;是在广泛领域内支持高新技术发展的重要基础技术。电力电子技术的发展,有力地推动了工业生产向高质量、高产量、低能耗和全面自动化方向发展。

1988年华盛顿和伦敦的世界资源研究所统计,单产能耗中国是法国的5倍,日本的4.5倍,巴西及美国的4倍,印度的1.6倍。在能源利用率方面,我国在1980年仅为25.26%。近年来随着工业生产的高速增长,电力不足的矛盾已非常突出。采用电力电子技术,是节约能源的有效手段。其典型应用有风机泵类的调速节能;电化学工业中开发应用高功率因数整流器;用电子逆变焊机取代变压器式弧焊电源;在开采石油的游梁式抽油机上采用变频调速运行节能。另外,采用电力电子技术,还可大幅度节省铜、铝、矽钢片等金属材料。实践表明,电气产品的体积、重量与供电频率的平方成反比。例如采用变压器式弧焊电源重量为300 kg时,同功率的电子逆变式高频焊机重量仅为24 kg。

半导体技术的发展推动了功率变换技术的发展,它反过来又对半导体工业提出更高的要求,拓宽了微电子的应用领域,推动了高新技术的发展。它为机电一体化设备、新能源技术、节能技术、超导和激光技术、空间与海洋技术、军事技术、生物技术、材料、机械加工和交通运输提供了高性能、高效率、轻量小型的电控设备。成为发展高新技术的基础之一。

### 1.3 电力电子变换装置应用领域

以功率变换器为核心的电力电子变换装置(或系统)广泛地用于现代工业的各个领域。本节将按照对电力的不同处理方式,分别介绍电能变换的应用领域及功率电子学在电力控制和电能传输方面的应用。

#### 1. 电力变换装置应用领域

为了满足各类生产机械运行要求,实现各种生产工艺和生产流程,高效率地使用电能和应用最佳频率,寻求供电体制符合各种微电子系统及换能装置要求,大约有 80% 的电能必须采用功率变换器变换后才能使用,其主要的应用领域如下。

(1) 电化学处理 如电解、石墨化电源、电镀、阳极氧化、电蚀加工等,需要使用低电压大电流直流电源。应用量大,属于长期稳定产品。

(2) 电气机车牵引 需要把高压直流变换为机车电机所需电压,目前已大量采用 GTO 电压型 PWM 逆变器及交流电机系统。主要市场在德、法及北美。磁悬浮高速列车运输系统在德国、日本已进入工业应用阶段,用于实现高速系统的长定子驱动系统所需的大功率变频器数与运行在轨道上的列车数同样多。在磁悬浮系统中,超导磁的工作特性受到长定子中电流波形的影响,也需要采用高频调制。

(3) 交、直流电机传动 应用目的是运动控制、自动化生产线、特殊工艺及节电。其主要应用领域有:电动汽车及各种电瓶车;石油工业中钻井机械、管线输油、石油精炼及采油机械;轧钢工业中可逆热轧机、热连轧机、带钢冷连轧机、可逆冷轧机、飞剪机控制、压下螺丝位置控制及活套支持器自动控制等;港口机械中翻车机、输送机、码头起重机、堆料机、取料机、装船机、码头管理和装卸自动化;各类起重机械及矿井提升机;机床及各种自动化生产线;高炉控制系统;调速电梯;供水系统;造纸、印染及化工工业;纺织工业;船舶推进系统等。

(4) 开关电源及不间断电源(UPS) 计算机、通讯、仪器设备及各种微电子系统,要求电源轻小高效,开关电源便应运而生,应用市场日益广泛。不间断电源(UPS)是当前研究应用热点之一,美国销售额以年20%速度递增,日本年产150 MV·A以上,其他发达国家需求量也很大。其中80%用于计算机电源,20%用于通信系统。最近发展表明,1 kV·A以下小功率UPS需求量增加。开关电源、UPS在全世界范围内具有非常广泛的市场。

(5) 最佳频率应用 感应加热、超声波发生器、各种照明设备、微波炉等设备,需采用最佳频率变换实现高效、小型和宽范围调节。

(6) 空间应用 传统上都将空间功率变换归入低功率变换系统类,目前和将来的规划达数百千瓦。功率系统的设计对效率、体积和可靠性有严格要求。一般由太阳能电池帆板、蓄电池、DC/DC变换器、DC/AC变换器、功率调节装置及配电系统组成。

(7) 军事应用 主要应用是雷达脉冲电源、声纳及声发射系统、武器系统、电子对抗、军用电子系统和通讯系统。研究方向是提高单位体积功率密度和效率、提高波谱纯度。

(8) 逆变焊机 采用高频(20~25 kHz)逆变器将工频变换为高频方波,用高频变压器变压后进行高频整流。可使焊机重量减少

6~8倍,效率和功率因数大幅度提高,节省铜、铝等电工器材。逆变焊机控制灵活,焊接性能和质量优于变压器式焊机。

(9) 其他节能应用 除了对风机和泵采用变频调速和逆变焊机外,荧光灯、家电、电动工具耗电可观,都可采用功率变换器进行节能控制。电阻炉调功器也是节能改造的重点。

(10) 新能源开发及新蓄能系统 太阳电池和燃料电池等新直流发电系统,电池蓄能和超导蓄能等新型直流蓄能系统正在迅速发展,需要采用逆变技术与电力系统联网或直接变换为负载要求的体制。风力、潮汐发电变换都需要采用电力电子装置。

## 2. 电力控制和电能传输

(1) 静止无功功率补偿和电力有源滤波器 电力电子装置所消耗的大量无功功率和谐波电流严重地污染了电网,除了研究和发 展功率因数为1的变换装置这一措施外,目前常用的方法是采用无功功率补偿装置和有源功率滤波器。近年来已采用能够进行自换相的GTO变流器静止无功功率补偿装置,逐步取代固定电容和晶闸管控制电抗器组成的无功补偿装置。GTO无功补偿装置可进行滞后或超前相位控制。电力有源滤波器基本原理是产生与补偿对象相反的谐波电流及无功功率而抵消之,它本身也是一种电力电子装置。

(2) 发电厂功率调节 变速抽水蓄能发电,作为供电系统调节负载的方法,在夜里利用多余的能量驱动涡轮(泵),将水储备到处于较高位置的水库中,在白天重载时,利用储存的水力发电。在抽水蓄能发电设备中,水泵-水轮机的转速是通过其转子上的交流励磁来控制的,采用交-交变换器励磁,可根据负载要求灵活控制发电量。这种功率调节也可采用蓄电池及变频系统构成。

(3) 柔性交流输电系统(Flexible AC Transmission System) 其作用是对发电-输电系统的电压和相位进行控制。其技术实质类似于弹性补偿技术。

(4) 高压直流输电(HVDC) 为了从根本上解决输电系统的稳定性问题,减少线路无功损耗,研究发展了远距离、大功率高压直流输电系统。需在线路两端设置整流、逆变及无功补偿装置。这些新技术当前在日本、欧洲和北美应用得比较广泛。功率器件主要采用 SCR、GTO 和 SITH。

## 1.4 功率变换的基本类型

根据变换器的功能,功率变换电路可以划分为四个大类:交流—直流(AC/DC)变换,通常也称整流器;直流—交流(DC/AC)变换,通常称其为逆变器;交流—交流(AC/AC)变换,其中保持频率不变而只调幅度的称为交流调压器。调频调压的称为交—交变换器或周波变换器;直流—直流(DC/DC)变换。在某些变换装置中,同时包含两种以上变换。

### 1. AC/DC 变换

为了给直流电动机和电化学工业提供直流电源,为了以高压直流方式传输电能,需要将电网电源转换为幅度可控的直流电压。传统的 AC/DC 变换是利用晶闸管和相控技术,依靠电网电压换流实现的。至今工业中应用的大多数是这类整流装置,电路拓扑早在闸流管时代已基本确定。相控晶闸管具有对称的阻断特性和较低的响应速度,这类整流的特点是控制简单,运行可靠,适宜超大功率应用。相控整流器存在的问题是产生低次谐波,对电网是滞后功率因数的负载,这种非线性负载的迅速增多对电网产生了严重影响。传统方法是采用笨重的无源滤波器,同时使用开关电容或可变电抗器并联电容对其进行无功补偿。80 年代后期,开始采用 PWM 技术和静电感应晶闸管构成有源电网调节器(APLC),它同时具有滤波和无功补偿的功能。高功率因数整流器克服了相控整流的缺点,可以使电网电压和电流同相位,还能够调节电容电压抵



消电网电压波动使输出稳定。

在直流电机调速应用中,近年来直接用自关断功率器件构成 PWM 整流器,不仅控制直流电流,而且使交流侧线电流成为正弦波并保持功率因数为 1。因此,这种高功率因数整流器将作为本书的重点之一加以论述。

## 2. DC/AC 变换

直流—交流变换通常被称为逆变器。按电源性质可分为电压型和电流型。按控制方式可分为六拍(六阶梯)方波逆变器, PWM 逆变器和谐振直流环节(软性开关)逆变器。按换流性质可分为依靠电网换流的有源逆变和自关断元件构成的无源逆变。本书不详细介绍六拍方波逆变和有源逆变,因为强迫换流的电流逆变器在实际应用中已经过时。逆变装置主要被用于机车牵引、电动车辆和其他电机调速、不间断电源(UPS)系统、APLC 系统和感应加热。

电压型 PWM 逆变器在工业中应用得最广泛。当用于交流电机调速时,一般用二极管阵构成整流桥,因而不具备再生发电能力。80 年代出现了电压型双 PWM 变换器, PWM 整流器和 PWM 逆变器功能是一样的,允许能量双向流动。当整流器和逆变器的功能互换后系统处于能量再生回馈工况。这种变换拓扑的优点是可使电网侧电流呈正弦波形,从而保持功率因数为 1。在 UPS 中,需要逆变器产生恒频恒压的交流输出,它的电池并联在直流侧。

电流型 PWM 逆变器是电压型的对偶电路,其不同之处在于耦合环节是电感而不是电容。双 PWM 电流型逆变器需在电网侧和电动机侧并接三相对称电容,用来辅助开关换流并作为 PWM 电流的滤波器。目前常用的都是全控型(自关断)功率半导体元件。

作为软性开关逆变器,主要有谐振直流环节(Resonate DC link)逆变器;准谐振直流环节逆变器;极谐振型逆变器;串联谐振逆变器和并联谐振逆变器。在工业上具有吸引力的是前二者。这类逆变器的主要特点是开关频率高,开关损耗和电磁干扰极小,开

关管不需要缓冲吸收网络,低的  $dV/dt$  增加了电机绝缘寿命,这些特点使大功率逆变器有集成化的趋势。这类逆变器也已被用于 UPS 和 APLC 系统中。谐振环节的电压振荡一般可达到 20~50 kHz,产生过零点使逆变器在零电压处开通和关断。允许电流双向流通的启动电路在谐振电感中建立起可调的启动电流,使得直流母线上谐振电压不受负载影响总保持恒定幅值,或者被电压钳位电路控制在某一恒定幅值。这类变换器由于 PWM 精度的进一步提高而降低了输出电流的谐波含量。

### 3. AC/AC 变换

AC/AC 变换分为交流调压和交-交变频电路。交流调压在工作原理上与相控整流有相似之处。主要用于交流电机调压调速、加热、舞台调光等。AC/AC 变换器的另一类是交-交变频器。主要用于变速恒频(VSCF)飞机发电和低速大容量交流传动系统。交-交变频器以单级变换将某一固定频率的交流电变换为频率可调的交流电。传统的交-交变频采用晶闸管相控技术,可运行于有环流模式,通过对环流大小进行控制,可以使输入端的无功功率不随负载而变化。因而,用固定容量的电容器便可使输入端功率因数恢复到 1,也可将有源滤波器用于这种变换装置吸收有害谐波。

交-交变频器的新发展是基于 PWM 变换理论的矩阵式变换器。采用 9 只交流开关(由具有反向阻断能力的自关断器件反并联构成)组成一个半导体阵列。其优点是在所有工作范围内总可以保持功率因数为 1。困难之处是高频 PWM 开关的阻断能力往往不对称。矩阵式变换器构成调压器可获得调幅正弦波电源;矩阵式交-交变频器可获得高达 0~200 Hz 的调频调幅交流电源。

### 4. DC/DC 变换

DC/DC 变换器功能是将不可调直流电压变为幅值可调的稳定直流电压。通常以直流 PWM 方式控制,调节规律可应用古典控制理论的 PI 调节器或现代控制理论。DC/DC 变换器广泛地用于

计算机电源、各类仪器仪表、直流电机调速及金属焊接等。

按变换电压体制可分为降压式、升压式和升降压式。按线路拓扑可分为单端、双端及桥式电路。大功率变换器一般采用双极型晶体管(BJT)、门极可关断晶闸管(GTO)或绝缘栅门极晶体管(IGBT),可运行在10 kHz以下频率范围。低压小功率变换器一般用功率场效应晶体管(MOSFET),可在高频范围运行,开关频率的提高可以减小无源元件(如隔离变压器、滤波电感和电容)的体积。DC/DC变换器作为开关电源(SMPS)使用时一般不具有再生发电功能,采用单极型功率管MOSFET是恰当的。

谐振型开关技术是DC/DC变换的新发展,可减小变换器体积、重量并提高可靠性。这种变换器有效地解决了开关损耗和器件应力问题。其中性能优良的是谐振直流环节变换器。在软性开关变换器中,谐振(开关)频率可高达 $10^6$  Hz级,从而可设计出结构紧凑的电源,甚至可以使电源分布在电路板上。在带有谐振环节的DC/DC变换器中,直流电流首先由谐振逆变电路变成高频交流,然后再经过高频整流和滤波得到直流。逆变电路中开关工作于零电压(ZVS)和零电流(ZCS)模式,消除了开关损耗,但通态损耗或许由于电流尖峰而增大。如果谐振频率过高,电感电容上的损耗会增大,反过来会影响变换器体积。这类变换原理是DC/DC变换的主要发展方向。

## 第 2 章 功率半导体器件及驱动技术

### 2.0 功率半导体器件的发展

功率半导体器件的性能直接影响电力电子系统的静、动态特性,决定变换装置的成本、可靠性及体积、重量等。器件与系统相伴发展,互相促进。

从功率器件的可控性看,经历了从不控型、半控型到全控型的发展过程。功率二极管是不控型器件,其导通与截止完全取决于所加电压的方向而不受外部信号控制。晶闸管是半控型器件,触发脉冲只能控制其导通但不能自行关断。既能控制导通,又能自行关断的器件称为全控型功率器件。

大功率器件一般都工作于开关状态,作为一个理想开关,功率器件应具有以下特性:

- ① 断态时能承受很高的电压而漏电流极小;
- ② 通态时具有很高的电流密度而结压降很低;
- ③ 开关频率高、速度快;
- ④ 导通电阻小,从而使通态损耗及开关损耗很小;

⑤ 导通时能限制电流上升率,故障状态下具有过流保护等自身功能。

上述特征概括起来就是大功率、高速度、高效率及良好的可控性。然而,一种功率器件同时满足以上要求是困难的。其发展过程是不断探索、不断完善而日益达到理想状态的演化史。以全控型器件为例,最早推出的是大功率晶体管 GTR 和门极可关断晶闸管

GTO, 在这类器件中两种载流子都参加导电, 通常称为双极性器件, 其功率大, 但因控制端需要电流驱动, 其开关频率都较低。功率场效应管 MOSFET 的控制端为电平驱动, 开关频率很高, 但其功率, 特别是电流却较小。在这类器件中只有一种载流子参加导电, 通常称为单极性器件。另一类是混合性器件, 例如绝缘栅场效应管 IGBT, 其输入端 MOSFET 由电平驱动, 其输出端 GTR 可允许较大电流, 因此其功率和开关频率都较高。这类器件同时具有单极性和双极性工作原理, 故称混合型。

功率器件的另一个发展方向是模块化, 即将功率器件及部分控制电路封装在一起成为单元模块, 从而减小了引线电感和装置体积, 提高了可靠性并便于使用。

一种功率器件很难兼具理想开关的所有特性, 正因为如此, 并不能认为新器件的发展必然要淘汰老器件。应用不同对器件的要求也不同, 本章将介绍各类半导体器件的性能和特点, 对半控型和全控型器件详细地阐述了其驱动方式, 因为只有采用恰当的驱动方式和性能优良的驱动电路, 才能充分发挥器件的潜力并安全使用。

## 2.1 功率二极管

不控型器件主要指各类功率二极管, 包括普通整流二极管、PIN 快恢复二极管和 MPS 结构的快恢复二极管、功率肖特基(Schottky)二极管。二极管是器件中结构最简单、用途最广泛的一种器件。根据使用情况正确选用整流管可有效改善电路的性能, 例如在 PWM 逆变器中续流二极管的正确选择将有效地降低 GTR 和 IGBT 的开关损耗, 并有可能做成无吸收电路的 IGBT 逆变器; 在开关电源中输出整流管将影响电源效率和所用散热器尺寸; 在 GTO 吸收电路中, 二极管对 GTO 安全工作区

有很大影响;电化学处理电源中整流二极管将决定电源的能耗和效率。

(1) 普通整流二极管 它由一个 PN 结构成,具有单向导电性能。普通整流管漏电流小,通态压升高(1.0~1.8 V);反向恢复时间为数十微秒。适用于工频、高电压、大电流场合。目前一般制作为单管、二单元、四单元或六单元整流桥模块,其容量为 1~7 000 A/50~5 000 V。

(2) 快恢复二极管 PIN 快恢复二极管由三层半导体组成,即高浓度的 P<sup>+</sup>区、高浓度的 N<sup>+</sup>区及在二者之间的高阻本征 I 区。在电路中符号和普通二极管一样。PIN 快恢复二极管具有较快的恢复时间(200 ns~2 μs);通态压降较高(1.6~4.0 V);功率等级为 1~600 A/100~2 500 V。这种二极管通常用于高频整流(例如开关电源和逆变焊机),也可用于频率不太高(50 kHz 以下)的逆变器中做回馈及续流二极管。这种器件目前还没能同时达到大电流和高电压。

为了满足快速开关器件应用配套,采用大规模集成电路工艺和镶嵌结构,集肖特基二极管和 PIN 二极管优点于一体,已研制出 MPS(Merged PIN/Schottky diode)结构的电力整流管。它具有高的反向阻断电压(类似 PIN 二极管);反向恢复时间约为 PIN 二极管的 1/2;反向恢复峰值电流约为 PIN 二极管的 1/3,当电流较小时反向恢复时间可小到 30 ns。应用这种快恢复二极管,大大降低了开关功耗并提高了可靠性。

(3) 功率齐纳二极管 齐纳二极管也是一种 PN 结型二极管,广泛用作电压参考源和电压钳位,二极管的击穿电压被用作参考电压级或钳位电压级电平。齐纳管要求一个不包括任何局部热点的硬击穿特性。它们的适用范围从数伏到数百伏,其功耗范围由 250 mW 到 75 W。瞬变抑制齐纳管可吸收高达 500 kW 的功率,只要不超过能量极限和频率上限。

(4) 肖特基势垒二极管 肖特基整流管由金属半导体结所构成,因而被定义成多数载流子器件。它具有低的通态压降(0.3~0.6 V);漏电流较大;反向恢复时间几乎为零;其缺点是阻断电压低。通常在大电流、低电压场合应用,适合于高频仪表和开关电源。

## 2.2 半控型功率器件

半控型器件包括普通晶闸管(SCR)、快速晶闸管、逆导晶闸管(RCT)、双向晶闸管(TRIAC)、不对称晶闸管(ASCR)和光控晶闸管等。这些器件的共同缺点是门极信号只能控制其开通,不能控制其关断,因而称做为半控型。除快速晶闸管外,工作频率都较低(一般不超过 500 Hz)。

### 2.2.1 普通晶闸管

普通晶闸管也被称为可控硅整流管(Silicon Controlled Rectifier,简称 SCR),具有三端四层结构,采用扩散工艺制造,其基本工作原理可借助于双晶体管理论去理解。

#### 1. SCR 导通及关断条件

图 2-1(a)为等效双晶体管模型。当门极 G 加正向脉冲  $V_G$  时,阳极 A 施加正向电压,门极电流  $I_G$  经晶体管  $N_1P_2N_2$  放大后成为集电极电流  $i_{C2}$ 。 $i_{C2}$  又作为晶体管  $P_1N_1P_2$  的基极电流被放大,进一步使  $I_G$  增大作为  $N_1P_2N_2$  的基极电流流入。重复上述正反馈过程,最终两个三极管都很快地进入饱和导通状态。当驱动脉冲  $V_G$  撤除后,双晶体管内部电流仍保持原来方向,只要满足阳极正偏的条件,晶闸管就一直导通。因此,可以将晶闸管导通条件定性归纳为阳极正偏和门极正偏。晶闸管阻断条件为阳极施加反压。如果要 SCR 变为阻断状态(即关断),必须使阳极电流  $I_T$  下降到维持电流  $I_H$  以下。这是因为,三极管集电极电流较小时,其共射极

电流放大系数  $\beta$  随集电极电流的减少而变小,甚至  $\beta$  会小于 1。当阳极电流  $I_T$  减少到使  $P_1N_1P_2$  和  $N_1P_2N_2$  两个三极管  $\beta$  值的乘积小于 1 以后,像触发导通时发生的正反馈一样,会发生阳极电流迅速下降的正反馈过程,使  $I_T$  下降为零,晶闸管由导通转变为关断。

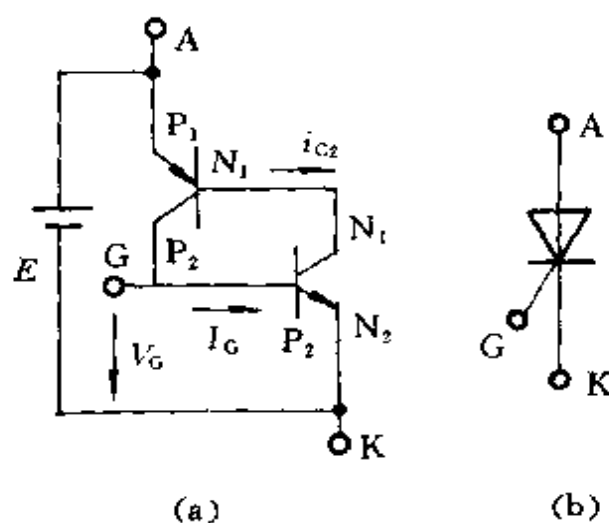


图 2-1 双晶体管模型及电路符号

## 2. 伏安特性

晶闸管的伏安 ( $V-I$ ) 特性类似于二极管,如图 2-2 所示。由图可知,当  $I_G=0$  时,如果加在器件阳极电压超过转折电压  $V_{BF}$  时,器件也能开通。应用时必须注意这一点。由伏安特性曲线可更好地理解 SCR 的导通和关断条件。

图 2-2 中各物理量定义如下:

$V_{DRM}, V_{RRM}$  —— 正反向额定电压;

$V_{DSM}, V_{RSM}$  —— 正反向断态不重复峰值电压;

$V_{TM}$  —— 产生结温的通态峰值电压;

$I_T$  —— 通态平均电流;

$I_H$  —— 维持电流(保持导通状态的最小电流);

$I_{DR}, I_{RR}$  —— 断态正反向重复峰值电流。



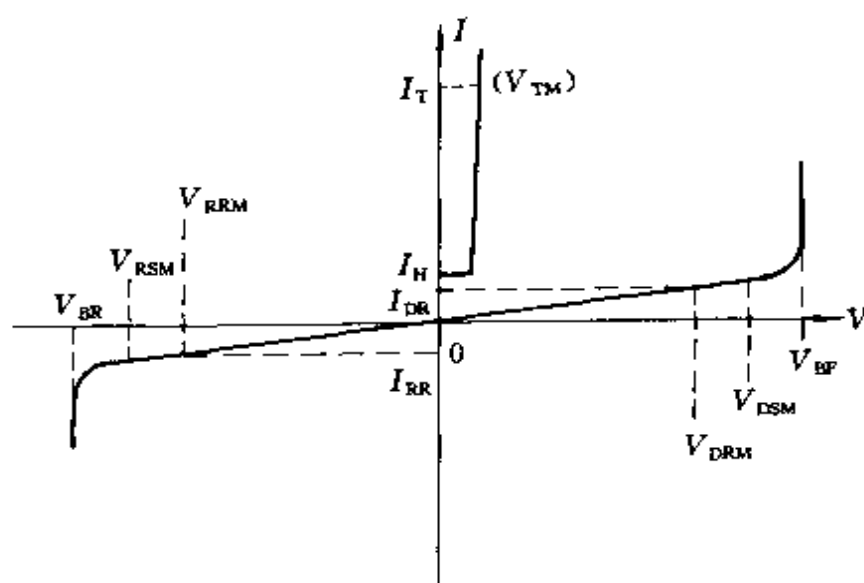


图 2-2 SCR 的伏安特性

### 3. 开关特性和功耗

晶闸管开关特性如图 2-3 所示。由图可见,在门极施加触发脉冲而产生门极电流  $I_G$  后,要经过一段延迟时间  $t_d$  后阳极电流  $I_T$  才开始上升。 $t_d$  的大小由晶闸管动作之前载流子的过渡延迟所决定。然后电流以  $di/dt$  的斜率上升到晶闸管的工作电流  $I_T$ 。定义电流由  $0.1I_T$  上升到  $0.9I_T$  所对应时间为电流上升时间  $t_r$ 。则晶闸管导通时间  $t_{on} = t_d + t_r$ 。当器件上加上反向电压时,  $I_T$  迅速变为零,然后以电路漏感所决定的  $di/dt$  斜率建立起反向电流。当反向恢复电流达到最大值  $I_{RM}$  时,两端结开始阻断。恢复电流的变化率因漏感效应在器件上引起反向峰值电压  $V_{RM}$ 。使用中必须限制这一电压。关断时间  $t_{off} = t_{of} + t_q$ ,  $t_q$  是门极恢复时间,  $t_{off}$  一般不是常数,它受到  $I_T$  和  $V_{DRM}$  及下一周期重新施加的  $dv/dt$ 、换流  $di/dt$ 、门极偏置以及结温  $T_J$  的影响。

晶闸管的损耗包括开关损耗与通态损耗之和,其表达式为

$$P_D = \frac{I_{FM} V_{A0}}{4.4} t_r f + \frac{I_R V_R}{4.4} t_{of} f + 2.46 V_F I_T - 0.23 V_0 I_T \quad (2-1)$$

式中  $I_{FM}$  为峰值电流;  $f$  为工作频率;  $I_R$  为反向恢复峰值电流;

$V_R$  为反向恢复电压;  $t_{of}$  为反向恢复时间;  $V_F$  为平均通态压降;  $V_{A0}$  为阻断电压;  $I_T$  为平均通态电流;  $V_0$  为开放电压 ( $V_0 = 0.6 \sim 0.8$ )。

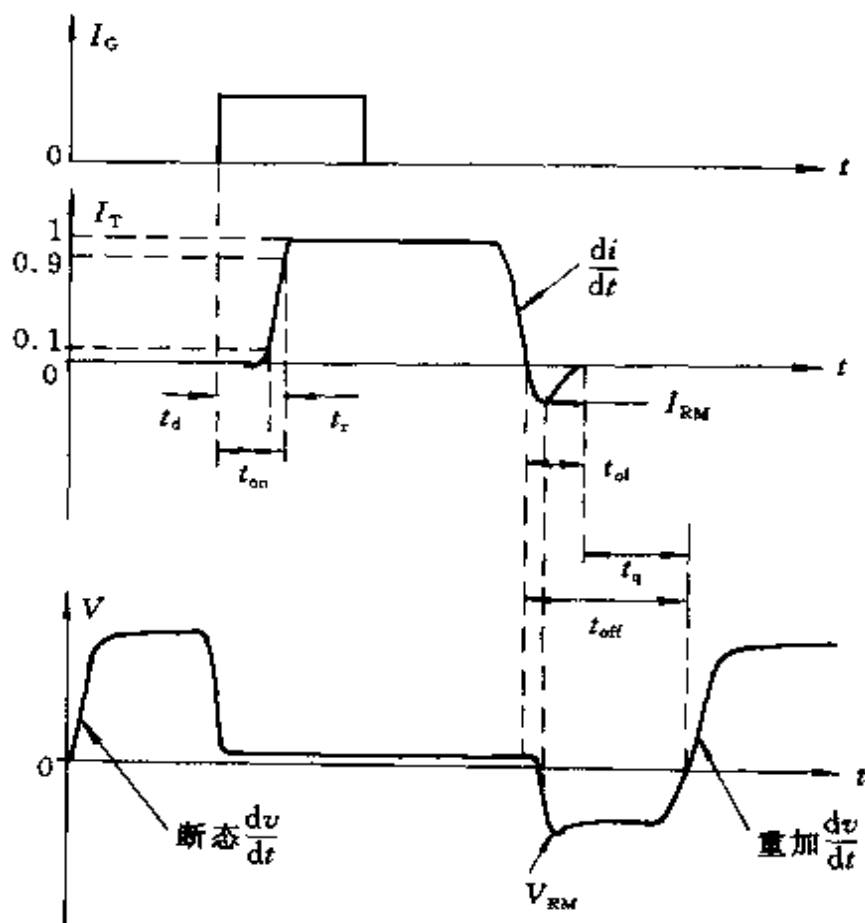


图 2-3 晶闸管开关特性

#### 4. 应用中必须注意的几个问题

(1)  $di/dt$  影响 当器件中电流变化率  $di/dt$  过大时, 硅片中局部温度上升超过最大结温, 产生应力集聚效应, 热反馈结果使局部点硅材料及金属接触熔化, 造成器件永久性损坏。

(2)  $dv/dt$  影响 如果阳极电压上升速率太快, 中间结的耗尽层电容  $C$  将引起位移电流  $i = Cdv/dt$ , 这将诱发组合晶体管的射极电流, 最终导致开关动作。

(3) 温度影响 当结温  $T_j$  较高时, 组合晶体管的漏电流增

加,最终导致器件误导通。

(4) 尽管一个较短的触发脉冲足以开通可控硅,但工程设计中仍应在导通区发出序列脉冲,以防负载电流偶然降落到维持电流  $I_H$  以下使晶闸管再次回到阻断状态。这也是本节最后设计相控触发电路的基本要求。

## 2.2.2 其他半控型晶闸管

· 快速及高频晶闸管:可允许开关频率在 400 Hz 以上工作的晶闸管称为快速晶闸管;可允许开关频率在 10 kHz 以上工作的晶闸管被定义为高频晶闸管。它们的基本性能、电路符号、伏安特性、驱动方法以及功耗和结温计算方法都和普通晶闸管基本相同。特殊问题有下列几点。

(1) 阻断电压较低 快速、高频晶闸管硅片厚度较薄以提高开关速度,因而正反向重复阻断电压都较低。快速管在 2 000 V 以下;10 kHz 高频管在 2 500 V 以下;20 kHz 管子 在 2 000 V 以下。

(2) 高频降额使用 由于开关损耗与频率成正比,则用于比额定频率高的工作频率时,其电流电压需降额使用,例如 100 A/800 V,20 kHz 的晶闸管用于 50 kHz 时,平均电流只能用到 30 A,正反向阻断电压为 470 V/510 V。

(3)  $dv/dt$  耐量较差 使用这些器件时,必须注意产品合格证上给定的额定频率下的  $dv/dt$  值,当提高工作频率时, $dv/dt$  下降。

· 不对称晶闸管(ASCR)和逆导晶闸管(RCT)。

在逆变或斩波电路中,经常需要将晶闸管 and 二极管反并联使用,无需阻断反向电压,因而将晶闸管 and 二极管集成在同一硅片上制造成不对称晶闸管(asymmetrical thyristor)。所谓不对称是指正反向阻断电压差异极大,基本没有反向阻断能力。逆导晶闸管(revers-conducting thyristor)是不对称晶闸管的一种特例。

逆导晶闸管基本类型有快速型(200 ~ 350 Hz), 频率型(500 ~ 1 000 Hz), 高压型(400 A/7 000 V)。逆导晶闸管图形符号和其他特性与普通晶闸管基本相同。

不并联反向二极管的逆导晶闸管称为逆阻晶闸管。

• 光触发晶闸管: 利用光缆、光导管和光电转换构成门极触发装置的晶闸管称为光触发晶闸管。其他性能与普通晶闸管相同, 其特点在于抗干扰能力强, 绝缘性能好, 目前已发展出具有过电压自保护功能的光控晶闸管。这类晶闸管宜用于高电压、大电流场合, 例如高压直流输电系统。

### 2.2.3 双向晶闸管

就其功能而言, 一个三端双向晶闸管可以被看做是一对相控晶闸管反向并联联接的一种集成。三端双向晶闸管的电路符号及其在第一和第三象限中的伏安特性示于图 2-4 中。三端双向晶闸管的结构要比两个 PNP 器件简单地相并联复杂得多, 三端双向晶闸管通常按以下状态工作:

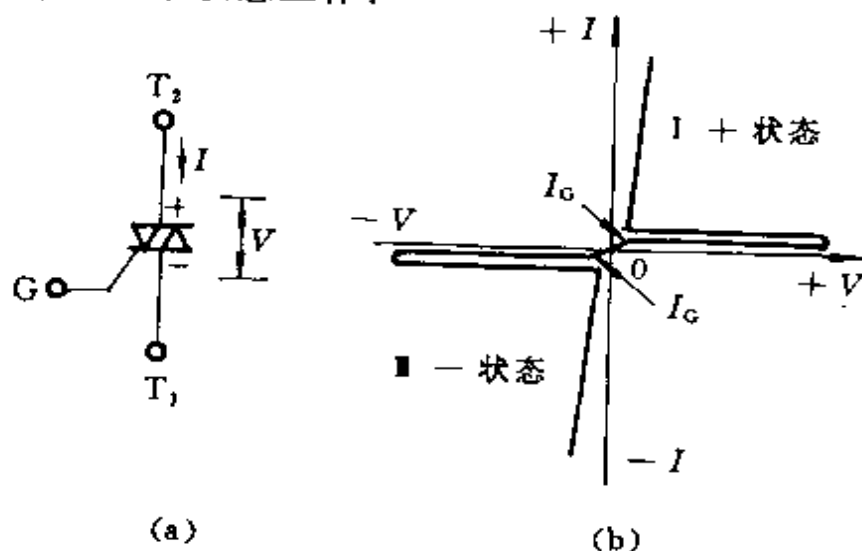


图 2-4 三端双向晶闸管符号及伏安特性

状态 I +: 这是一种常用的晶闸管工作状态, 当施加在端子 T<sub>2</sub> 上的电压相对于 T<sub>1</sub> 为正, 且器件由一个正值门极电流所触发。

状态Ⅲ—:这是一种少用的门控晶闸管工作状态,当端子 $T_1$ 相对于 $T_2$ 为正,且器件由负值门极电流来触发。

与一对反并联晶闸管相比,三端双向晶闸管较经济,控制电路也较简单,但该器件却有如下的局限性:

- ① 三端双向晶闸管重新施加  $dv/dt$  的性能较差,因而它难以用于感性负载;
- ② 门极电路的灵敏度也较差;
- ③ 关断时间  $t_{q1}$  较长。

三端双向晶闸管一般用于电阻性负载的相位控制(如应用于电灯调光及加热器控制)。通常它们也用于固态继电器中,但应用于电动机控制的范围受到限制,电源频率通常限于 60 Hz 或 400 Hz。就目前技术发展水平而言,器件的电压和电流定额都要比晶闸管的小得多。

#### 2.2.4 晶闸管触发电路

由于晶闸管属于电流驱动器件,因而首先要求触发电路具有触发能力较大的  $di_G/dt$ ,触发电流也应略大于额定值;其次,应尽量采用脉冲序列触发,以防止误关断;第三,从安全和抗干扰角度出发,应使用脉冲变压器或光耦隔离输出。

##### 1. 脉冲变压器触发电路

图 2-5(a) 为脉冲变压器触发电路。图中二极管  $D_1$  和  $R_1$  组成回授通道,当功率开关  $S$  关断时, $N_1$  中电流不能立即反向而感应出电压  $L_1 \frac{di_1}{dt}$ ,当  $L_1 \frac{di_1}{dt}$  大于  $V_{CC}$  时, $D_1$  导通向电源  $V_{CC}$  回送电流保证  $S$  上不承受过高电压并使变压器磁通复位;图中二极管  $D_2$  是为防止晶闸管中正反馈( $P_1N_1P_2$  管 C 极电流)倒流入脉冲变压器。为减小漏感,取匝比  $N_1/N_2 = 1$ 。 $R_2$  取值一般要大于 2 k $\Omega$ ,有的应用中也可以不设置该电阻。

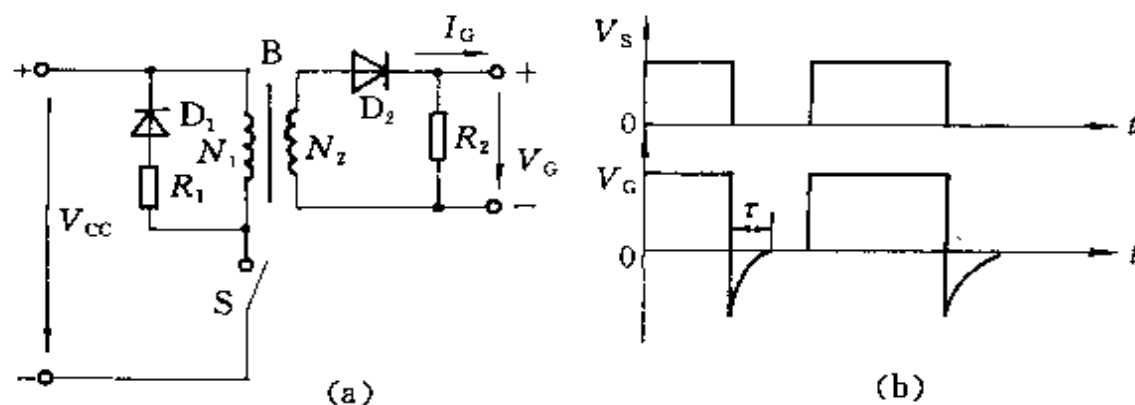


图 2-5 脉冲变压器触发电路及输入输出波形

根据脉冲变压器等效电路,不难得到图 2-5(b) 中时间  $\tau$  表达式:

$$\tau = n_{21}^2 \frac{L_M}{R_L} \quad (2-2)$$

式中  $n_{21} = N_2/N_1$ ;  $L_M$  为脉冲变压器激磁电感;  $R_L$  为等效负载电阻。图 2-5(b) 中输出触发电压  $V_G$  波形表明,为了使  $V_G$  与功率开关 S 的基极信号  $V_S$  一致,  $D_2$  应使用快恢复二极管。该驱动电路优点是线路简单,只需一组电源  $V_{CC}$  即可在次级获得多组驱动信号。其缺点是当需输出较宽脉冲时,为防止饱和应增大铁心截面积。

## 2. 序列脉冲发生器

图 2-6 给出一种序列脉冲发生器基本电路和工作波形。图 2-6(a) 中 IC1 为光电耦合器,  $R_1$  为输入限流电阻,  $V_1$  为来自控制电路的移相脉冲。  $V_2$  由方波发生器 IC2 产生,其频率应远大于晶闸管的开关频率。 IC3 为“与非门”电路。当  $V_1$  为高电平时,光耦输出为高电平,晶体管 S 基极为低电平,  $V_G$  为高电平。当  $V_2$  为低电平时,晶体管 S 基极为高电平,则  $V_G$  为低电平。输出信号  $V_G$  如图 2-6(b) 所示。图中  $R_3$  为限制  $I_G$  的电阻, D 和  $R_4$  作用与脉冲变压

器电路中作用相同。这种电路优点是波形品质好,动态响应快,驱动电流可控,工程实现容易。缺点是需要较多驱动电源(每个晶闸管应有一个独立电源),但在大功率应用中,这并不算问题。该电路抗干扰能力强。将 IC3 换成 D 触发器进行同步,该电路可用于全控型器件触发。

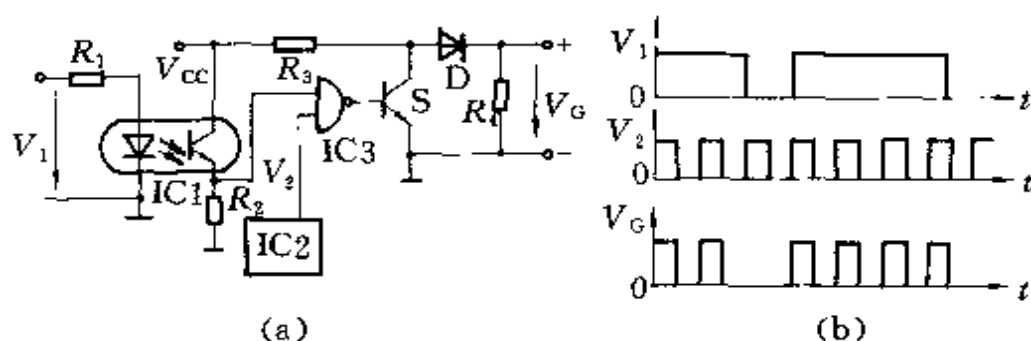


图 2-6 序列脉冲发生器及电路中波形

## 2.3 双极型功率器件

仅依靠驱动信号而无需强迫换流就能开通和关断的功率半导体器件被称为全控型功率器件,有的场合也被称为自关断器件。按其构造原理又可被分为双极型、单极型和混合型。

双极型半导体功率器件是指器件内部电子和空穴两种载流子同时参与导电的半导体器件。这类器件的主要特点是通态压降低、阻断电压高、电流容量大,适用中、大容量的功率变换装置。双极型器件有大功率晶体管(Giant Transistor,简称 GTR),门极可关断晶闸管(Gate Turn - Off Thyristor,简称 GTO),静电感应晶闸管(Static Induction Thyristor,简称 SITH)。本节将介绍它们的基本特性及驱动电路。

### 2.3.1 功率晶体管

功率晶体管 GTR 是三层结构的双极型自关断器件,它放大倍数高、开关时间短、通态压降较低。可以根据不同要求封装为模块化结构。

GTR 经历了双极晶体管(BJT),达林顿晶体管和 GTR 模块等发展阶段。GTR 模块是将 GTR 管芯、续流二极管管芯以及辅助元件组成功能单元,然后根据不同用途将几个单元组装在塑料树脂外壳内,模块还具有绝缘散热功能。GTR 的图形符号与普通晶体管相同。

GTR 与小功率晶体管划分没有非常明确的界限,在日本定义管壳温度为  $25^{\circ}\text{C}$  时允许集电极损耗  $P_c$  在  $1\text{ W}$  以上的晶体管为 GTR 管;在欧洲多指从管芯到管壳的热阻在  $15^{\circ}\text{C/W}$  以下的晶体管;美国把集电极最大耗散功率  $P_{cm}$  大于  $1\text{ W}$  的晶体管称为 GTR。

#### 1. 达林顿功率晶体管

达林顿晶体管是构成 GTR 模块的主要单元。达林顿功率晶体管由两个晶体管级联构成,并且可以具有大的直流共射极电流增益( $h_{FE}$ )。图 2-7 示出了一只单片式的达林顿晶体管,其中的一只旁路二极管已被做在同一基片上,分流电阻  $R_1$  和  $R_2$  减小了集电极漏电流,并有助于形成基极-射极结两端的偏压。中间极引线  $B_2$  可用于  $T_2$  晶体管的快速关断。达林顿晶体管对基极驱动电源要求较低,但它是适当降

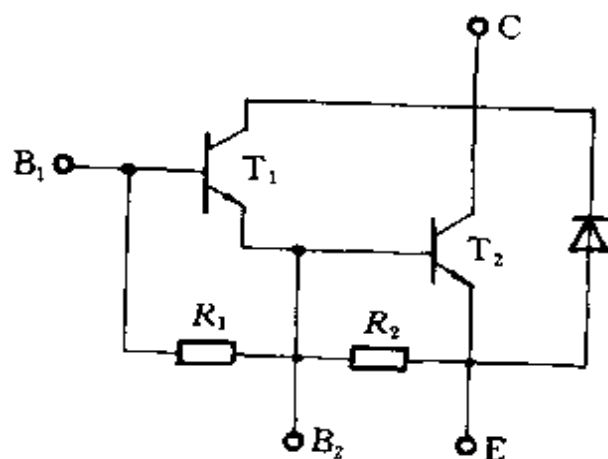


图 2-7 内装旁路二极管的达林顿功率晶体管



低开关频率及较高的导通压降为代价的。

## 2. GTR 的开关特性

图 2-8 为 GTR 开关特性。由图(a) 的伏安特性可知, 功率变换器中 GTR 均工作在开关状态, 其饱和管压降  $V_{ce(sat)}$  一般很小, 从而使通态损耗较小。由于 GTR 为电流驱动器件, 因此与 SCR 一样存在延迟时间  $t_d$  和上升时间  $t_r$ , 其定义如图 2-8(b) 所示。在关断过程中, 要用负的脉冲峰值电流将基极中少数载流子清除出去, 对应的这段时间被称为存储时间  $t_s$ 。然后集电极电流按负载特性下降, 定义电流  $I_c$  由  $0.9I_c$  下降到  $0.1I_c$  对应的时间为下降时间  $t_f$ , 总的关断时间  $t_{of} = t_s + t_f$ 。由分析可知, 要使 GTR 具有良好的开关特性必须对其过饱和驱动并用较大的反峰电流关断。

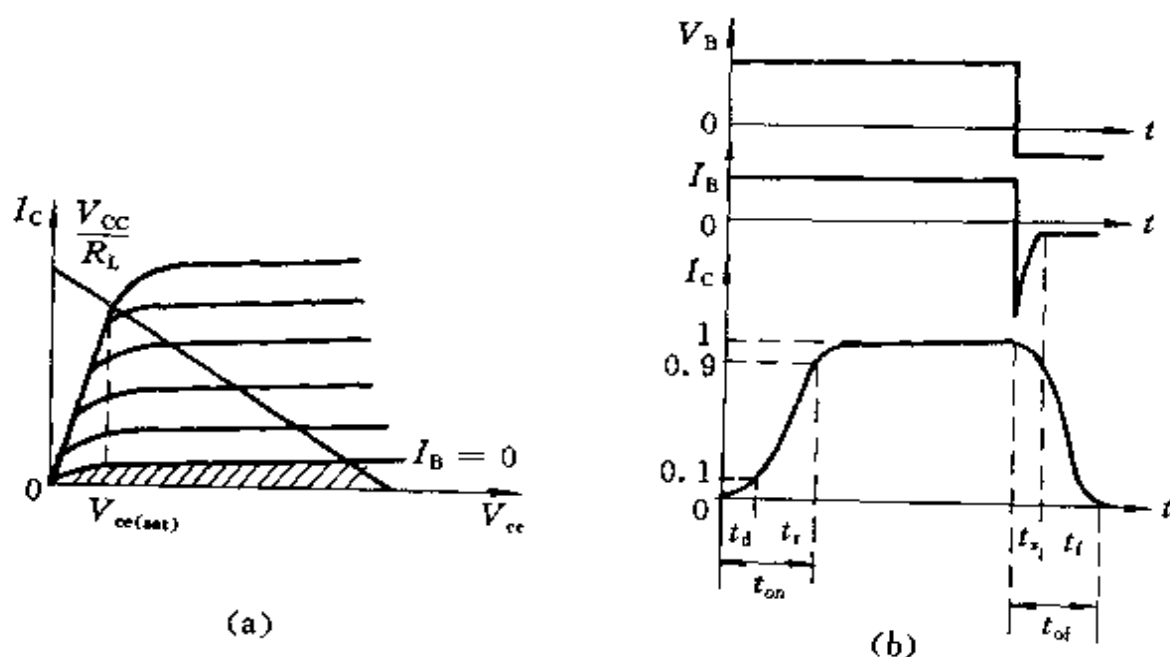


图 2-8 GTR 开关特性

## 3. 二次击穿及安全工作区

图 2-9(a) 为 GTR 正向偏置安全工作区, 图 2-9(b) 中曲线  $abcd$  为反向偏置安全区。图(a) 中  $b, c$  两点连成等功率耗散线。  $P_{sb}$

为二次击穿功率线,它是一条不等功率线,两条曲线的交点 $Q$ 给实际应用作出了新的限制。在 $V_{ce}$ 的低压段,应设计输出功率线不大于曲线 $b$ 、 $Q$ ,在 $V_{ce}$ 的高压段,功率曲线为 $Q$ 、 $R$ 曲线。因此,应用中应对功率曲线作严格限制。

图2-9(b)中曲线1为开关脉冲为 $10\mu s$ 时某型GTR的正偏安全工作区(FBSOA),曲线2,3,4分别对应脉宽为 $100\mu s$ 、 $1ms$ 、 $10ms$ 。显然,脉冲宽度愈大,GTR安全工作区愈小。图(b)中曲线 $a$ 、 $b$ 、 $c$ 、 $d$ 围出的反向安全工作区(RBSOA)实际上与反偏关断电流 $-I_B$ 有关,当 $-I_B$ 绝对值愈大时,曲线 $a$ 、 $b$ 、 $c$ 、 $d$ 与坐标轴围成的面积愈小,理论分析和实验研究已充分证明了这一点。

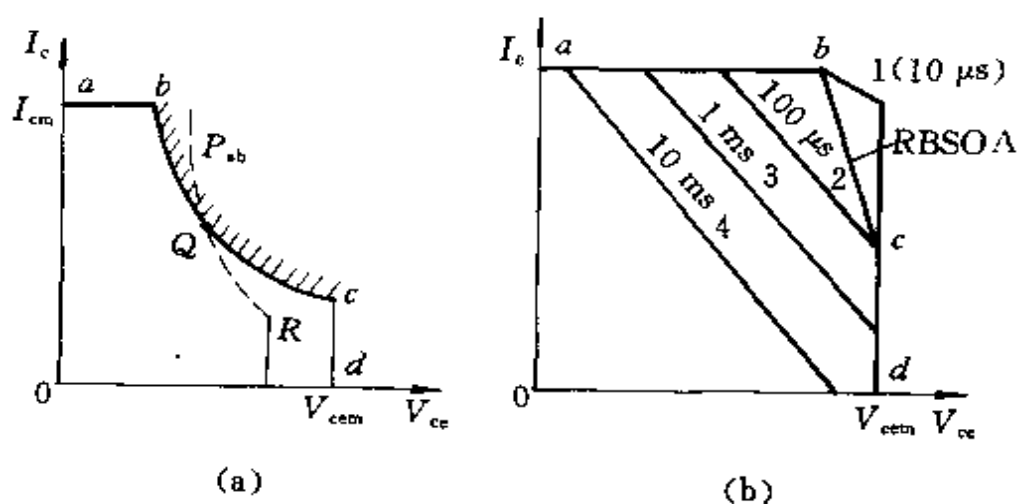


图2-9 GTR 安全工作区

二次击穿是一个非常复杂的现象,即便是工作在最大耗散功率范围之内,也可能发生二次击穿。

二次击穿可分为正向二次击穿和反向二次击穿。

正向二次击穿可以出现在如下情况:①发射极-基极区的电流的集边效应引起局部点电流密度过高;②发射极-基极区存在的某些不均匀;③存在针状单晶缺陷;④多元胞晶体管之间电流

分布的不均衡;等等。这些原因都可能导致电流向局部点集中,形成热点直到造成永久性的损坏。

反向二次击穿出现在如下情况:当发射极-基极结为反偏,并且 GTR 在关断感性负载时,由于电气不稳定而引发二次击穿。对于一个 N-P-N 结构的反偏发射结,基极电流系由发射极流向基极欧姆接触,这样,发射极-基极结变成在发射区中心位置正偏程度最大,而其周边则较小,因此中心的注入最大。另一方面,在关断过程中,由于存在感性负载,工作点可能经过 GTR 晶体管的击穿区。碰撞电离产生的空穴由负的基极接触所收集,此空穴电流加到基极电流上去,进一步增强了电流集中效应。当晶体管由通态断开时,电流将保持不变直到储存电荷被抽光,然后迅速下降。此时集电极电压将上升到击穿值  $BV_{\text{ces}}$ ,其程度决定于基区串联电阻  $R_b$  的大小。在电流急剧变化时,大电流和高电压同时出现,这将导致很高的瞬时功耗,从而引发反向二次击穿。

防止二次击穿的主要措施可简述为下列各点:

① 制造商应尽量减少晶体管芯片表面和管子内部缺陷,减少结表面电场和电位分布的不均匀性。

② 在小功率电路中给发射极加小阻值的反馈电阻。

③ 在  $b, c$  极之间加钳位二极管(稳压管)。

④ 改善晶体管散热条件。

⑤ 恰当地设计基极关断反偏电流  $-I_B$ 。

#### 4. GTR 基极驱动电路

GTR 驱动电路的要求可以概括如下:

① 确定  $I_{B1}$ : 用电路中被使用晶体管的  $h_{FE} - I_C$  特性曲线和  $V_{CE(sat)} - I_{B1}$  曲线决定正向驱动电流  $I_{B1}$ 。使导通状态有尽可能小的饱和管压降  $V_{CE(sat)}$ ,但不能进入深饱和。当  $I_{B1}$  过大时,  $V_{CE(sat)}$  小,开通损耗小,开通时间短,但关断时间长,  $I_{B1}$  过小不能进入饱和导通。

② 确定  $I_{B2}$ : 用反向安全工作区曲线 (RBSOA) 和  $t_f - I_{B2}$  曲线确定反偏基极电流  $I_{B2}$ 。  $I_{B2}$  的峰值电流通常可取  $I_{B1}$  的 1.5 倍左右, 而  $I_{B2}$  的稳态值要小于  $I_{B1}$  的  $1/5$ 。  $I_{B1}$  和  $I_{B2}$  的典型曲线如图 2-10 所示。

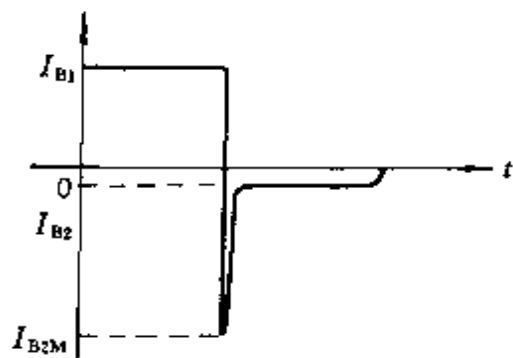


图 2-10  $I_{B1}$  和  $I_{B2}$  典型曲线

③ 尽量采用电流自适应电路调节  $I_{B1}$ , 以保证负载电流 ( $I_C$ ) 大范围变化时功率晶体管一直在准饱和状态导通。

④ 缩短驱动电路配线, 增强抗干扰能力。

⑤ 计算驱动电阻: 限制正向基极电流  $I_{B1}$  的电阻  $R_F$  按下式计算

$$R_F = [V_{CC} - V_{CE(sat)QF} - V_{BE(sat)M}] / I_{B1} \quad (2-3)$$

式中  $V_{CC}$  为正偏驱动电源;  $V_{CE(sat)QF}$  为正偏输出晶体管的  $V_{CE(sat)}$ ;  $V_{BE(sat)M}$  为被驱动晶体管的  $V_{BE(sat)}$ 。

限制反向基极稳态电流  $I_{B2}$  的电阻  $R_r$  按下式计算

$$R_r = [V_{SS} - V_{CE(sat)QF} + V_{BE(sat)M}] / I_{B2} \quad (2-4)$$

式中  $V_{SS}$  为反偏驱动电源;  $V_{CE(sat)QF}$  为反偏输出晶体管的  $V_{CE(sat)}$ ;  $V_{BE(sat)M}$  为被关断期间的基射极电压。

⑥ 反向基极峰值电流通常用储能电容器产生, 用以在开关关断瞬时迅速抽掉 GTR 中的存储电荷、加快关断时间。

(1) 比例驱动电路 (雷希密勒驱动电路) 对于负载变化较大的功率变换器, GTR 通常采用比例驱动电路, 使基极电流正比于集电极电流。因而这种电路又被称为电流自适应驱动电路。简单的比例驱动电路如图 2-11 所示。其工作原理如下: 当光耦导通时,





2-13 所示。电路起保护作用后,  $V_B$  和  $V_{BE}$  变为  $V'_B$  和  $V'_{BE}$  波形, 实际波形和工作保护原理的分析是一致的。

(2) 驱动模块 对于 GTR 模块, 在大功率应用中常可采用配套的驱动模块。应用驱动模块的优点是电路集成度高, 结构简单, 抗干扰能力强。便于缩小控制板体积。常用的驱动模块有 M57215BL、M57957L、M57958L 等。M57215BL 的应用电路如图 2-14 所示。图中  $R_F$  和  $R_r$  分别为限制正向及反向基极电流的电阻,  $C_r$  为产生反向峰峰值电流  $I_{B2M}$  的储能电容,  $R_M$  为限制  $I_{B2M}$  的电阻。

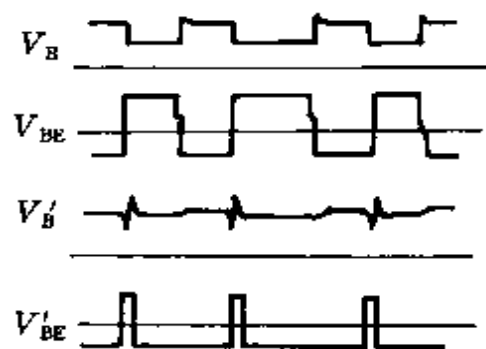


图 2-13 电路中有关点的电压波形

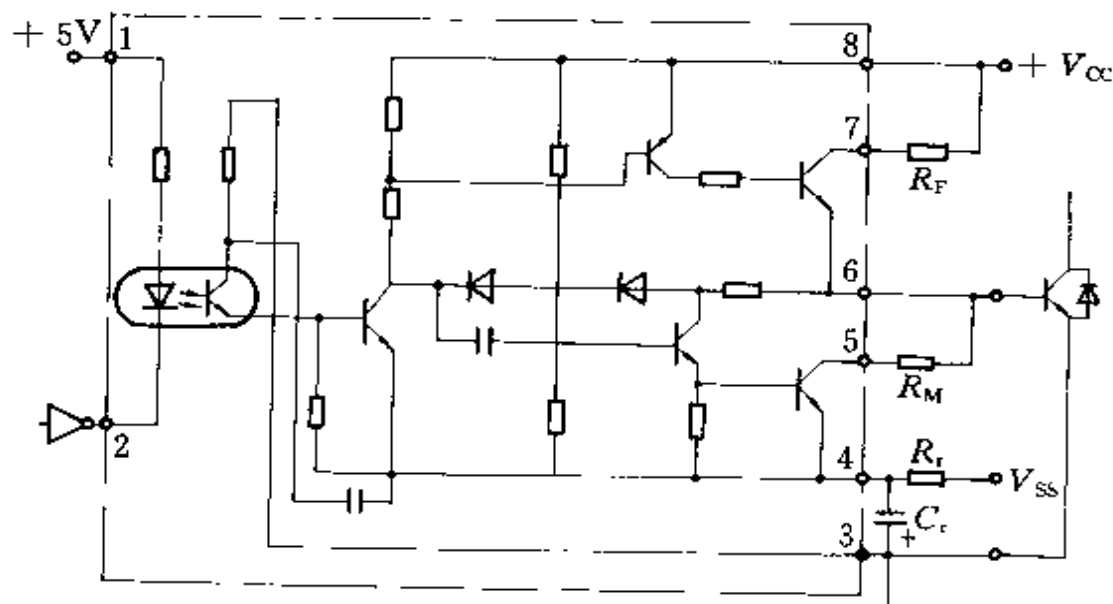


图 2-14 M57215BL 应用电路

(3) GTR 在软开关中的应用 工作于开关状态的晶体管属于大信号运用, 按照“电荷控制”的概念, 可求得开关时间  $t_d$ 、 $t_r$ 、 $t_s$ 、 $t_f$ 。

和  $t_f$  的解析表达式。由这些公式计算的开关时间,基本符合模块生产商给出的在“标准条件”下测试的参数,这些参数仅适用于 PWM 模式下作应用参考。对于谐振直流环节逆变器(RDCLI),功率元件工作于零电压开关状态,开关时间产生变化,必须改变相应的驱动条件,获得满足 RDCLI 应用的开关时间。

① 开通时间  $t_{on}$ : 开通时间由延迟时间和上升时间组成,即

$$t_{on} = t_d + t_r$$

延迟时间  $t_d$

按照电荷控制概念,延迟时间可表示为

$$t_d = \frac{V_{BB} + V_{Tn}}{I_{B1}} [C_{Te}(0) + C_{Te}(-V_{CC})] + \beta \left[ \frac{1}{\omega_T} + 1.7 R_L C_{Te}(-V_{CC}) \right] \ln \left[ \frac{\beta I_{B1}}{\beta I_{B1} - 0.1 I_{CS}} \right] \quad (2-5)$$

$$t_r = \beta \left( \frac{1}{\omega_T} + R_L C_{Te} \right) \ln \left[ \frac{\beta I_{B1}}{\beta I_{B1} - 0.1 I_{CS}} \right] \quad (2-6)$$

在同样(与 PWM 方式相比)驱动电流  $I_{B1}$  和集电极电流  $I_{CS}$  的条件下,影响  $t_d$  和  $t_r$  的关键参数是集电结势垒电容  $C_{Te}(-V_{CC})$  和集电结势垒电容平均值  $\overline{C_{Te}}$ , 因为基极驱动电压  $V_{BB}$  和结电压  $V_{10}$  均为常数。

势垒电容的一般表达式为

$$C_T(V) = C_T(0) \left( 1 - \frac{V}{V_D} \right)^{-n} \quad (2-7)$$

式中  $C_T(0)$  为 PN 结零偏压时的电容值;  $V$  为加在 PN 结两端的电压;  $V_D$  为 PN 结的接触电势差,  $V_D \approx 0.8 \text{ V}$  (硅 PN 结), 对突变结,  $n = \frac{1}{2}$ , 对线性缓变结,  $n = \frac{1}{3}$ 。

发射结势垒电容平均值:



$$\overline{C_{1E}} = \frac{C_{1E}(0)}{(1-n)(1 + \frac{V_{BB}}{V_D})^n} \quad (2-8)$$

该值在  $V_{BB}$  为常数时基本不变。

集电结势垒电容平均值:

$$\overline{C_{TC}} = \frac{C_{TC}(0)}{(1 + \frac{V_{CC}}{V_D})^n} \quad (2-9)$$

由式(2-9)可知,当  $V_{CC}$  为零时开通晶体管,则  $C_{TC}$  和  $\overline{C_{1E}}$  最大。由式(2-5)和式(2-6)可知,RDCLI方式下必然使延迟时间  $t_d$  和上升时间  $t_r$  变长。实验结果表明,RDCLI方式在感性负载下导通时间  $t_{on}$  大约是 PWM 方式的 8 倍,除了  $\overline{C_{TC}}$  增大外,另一原因为 RDCLI 低  $\frac{di}{dt}$  值掩盖了器件开通时间。为了在较高频率下减小  $t_{on}$ ,由式(2-5)和式(2-6)可见,适当地增大正向驱动电流  $I_{B1}$ ,有利于结电容充电时间减小,加速开通时间。

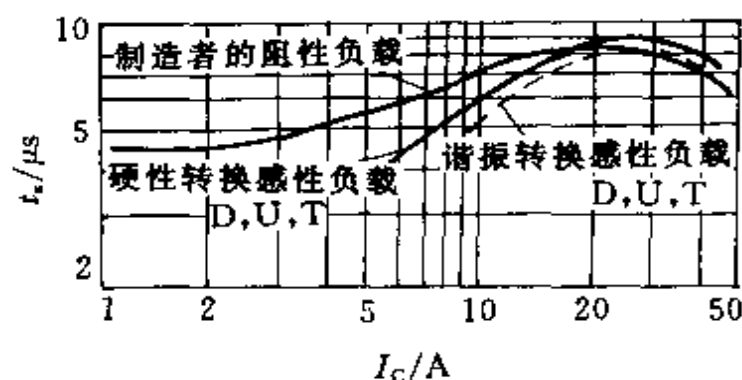
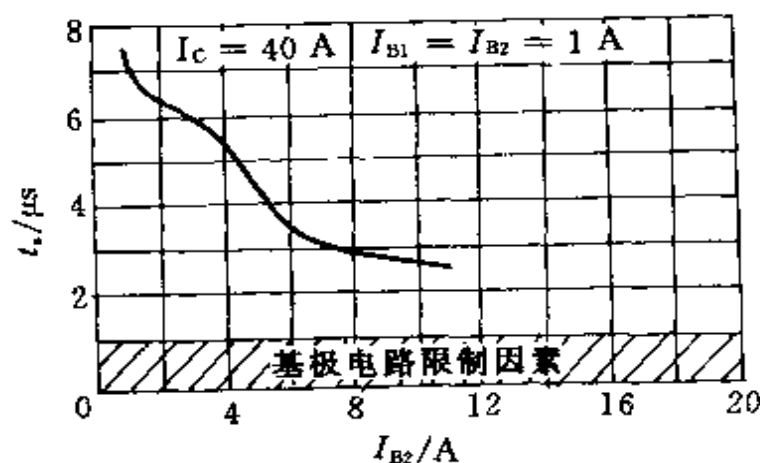
② 存储时间:存储时间可表达为

$$t_s = \left( \frac{0.6}{\omega_b} + \frac{W_C^2}{2} \right) \ln \left[ \frac{I_{B1} + I_{B2}}{I_{B2} + \frac{I_{CS}}{\beta}} \right] + \beta \left( \frac{1}{\omega_T} + 1.7 R_L C_{TC} \right) \ln \left( \frac{\beta I_{B2} + I_{CS}}{\beta I_{B2} + 0.9 I_{CS}} \right) \quad (2-10)$$

在零电压条件关断时,  $t_s$  变化不大,见图 2-15 所示。但式(2-10)表明,增大  $I_{B2}$ ,可有效地大幅度减小  $t_s$ ,见图 2-16 所示。在 PWM 方式下,增大  $I_{B2}$  有可能导致二次击穿,因而不可能使  $I_{B2}$  太大。但在 RDCLI 方式下,完全消除了 GTR 的二次击穿,可把  $I_{B2}$  增大到制造商推荐值的 5~8 倍,G. L. Skibimski 的实验研究证明,较大的  $I_{B2}$  可使  $t_s$  小于 PWM 方式。

③ 关断时间  $t_f$ :关断时间  $t_f$  定义为

$$t_f = \beta \left( \frac{1}{\omega_T} + 1.7 R_L C_{TC} \right) \ln \left( \frac{\beta I_{B2} + 0.9 I_{CS}}{\beta I_{B2} + 0.1 I_{CS}} \right) \quad (2-11)$$

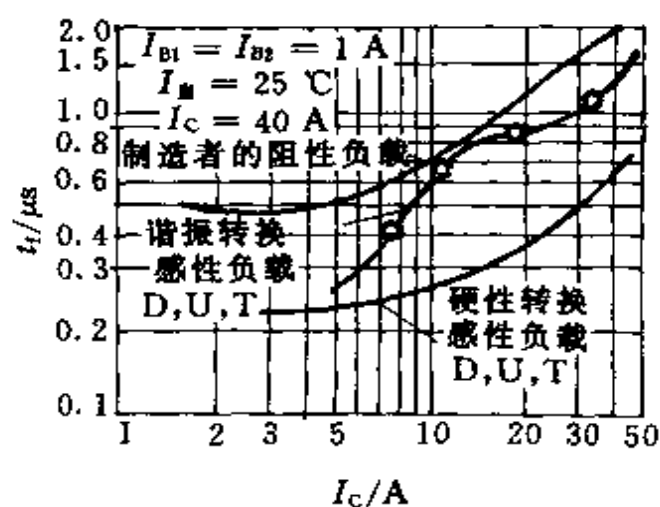
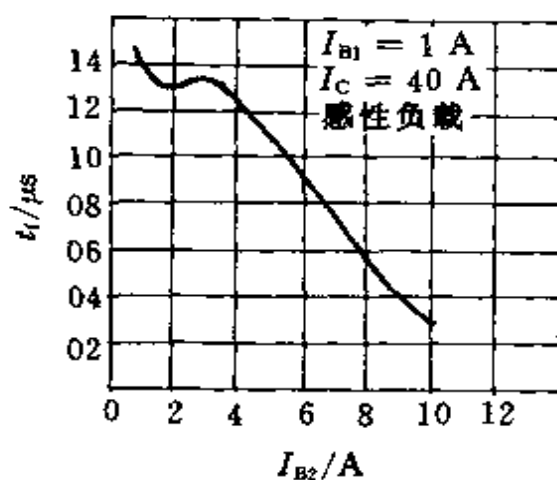
图 2-15 两种拓扑结构下  $t_s$  的变化图 2-16 谐振开关  $t_s$  随  $I_{B2}$  的变化

在 RDCLI 方式下,  $C_{TC}$  在零压下将增大, 实验表明, 与 PWM 方式相比  $t_t$  约增大 2 ~ 3 倍(与  $I_{CS}$  有关), 如图 2-17 所示。由图 2-18 可知, 增大  $\frac{I_{B2}}{I_{B1}}$  的比值, 将增大电荷移出速率, 使  $t_t$  减小到 PWM 方式数量级, 获得这一优点的根据仍然是 RDCLI 方式下无二次击穿。

④ 开关损耗: PWM 方式下, GTR 的开通损耗可表达为

$$P_{on} = \frac{1}{2} K_1 V_C I_{CT} f_0 + K_5 V_C I_{CTRR} f_0 + K_7 V_C Q_{RR} f_0$$

(2-12)

图 2-17 二种拓扑结构下  $t_i$  的变化图 2-18 谐振开关  $t_i$  与  $I_{B2}$  的变化关系

关断损耗为

$$P_{\text{OFF}} = 0.5 K_s V_c I_c t_i f_0 \quad (2-13)$$

式中  $K_s$  随  $\cos\varphi$  变化在 0.2 ~ 0.3 之间。由于 RDCI.I 不存在二级管的反向恢复问题, 所以式(2-12) 的右端二、三项均不存在。

故总的开关损耗  $P_d$  为

$$P_d = \frac{1}{2} K_s V_C I_C t_c f_0 + 0.5 K_s V_C I_C t_f f_0 + 0.5 K_s V_C I_C (t_r + t_f) f_0 \quad (2-14)$$

当  $V_C = 0$  时,  $P_d$  将趋于零,但由于实际电路中杂散损耗和非理想过零,实验表明,开关频率在  $f_0 = 20 \text{ kHz}$  时,开关损耗约为 PWM 方式的  $\frac{1}{30}$ 。

⑤ 开关频率:由于 RDCL1 消除了二次击穿,开关损耗近似为零,使同样器件开关频率可提高 10 倍。其热限制仅受到通态热损耗的限制,理论分析表明,由于消除了二次击穿,在较高开关频率下,还可有效地利用硅片面积,从而可使器件电流定额尽限使用。

### 2.3.2 门极可关断晶闸管

门极可关断晶闸管(GTO)也是一种高压大电流双极型功率器件,GTO 分为对称型、非对称型和逆导型。GTO 和普通晶闸管一样均为四层三端器件,其特点是  $\alpha_1 + \alpha_2$  近似等于 1。这里  $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$  为双晶体管的共基极电流放大系数。普通晶闸管导通时,  $\alpha_1 + \alpha_2$  远大于 1,器件饱和程度深,因而难于用门极负信号去关断。GTO 导通时,  $\alpha_1 + \alpha_2$  略大于 1,处于临界饱和状态,这就为 GTO 用门极负信号关断提供了有利条件。

#### 1. GTO 的关断机理

GTO 的关断机理及关断方式与普通可控硅不同。图 2-19 所示为 GTO 关断线路及关断时阳极电流和门极电流的波形。当要关断时,合上开关  $K$ ,门极加上负偏置电压  $-V_G$ 。晶体管  $P_1N_1P_2$  的集电极电流  $I_{C1}$  被抽出来,形成门极负电流  $-I_G$ 。由于  $I_{C1}$  的被抽走,  $N_1P_2N_2$  晶体管基极电流减小,进而其集电极电流  $I_{C2}$  也减小,引起  $I_{C1}$  的进一步下降,如此循环下去,导致 GTO 阳极电流的关断。图 2-19(b) 为 GTO 关断时阳极电流与门极负电流的波形。

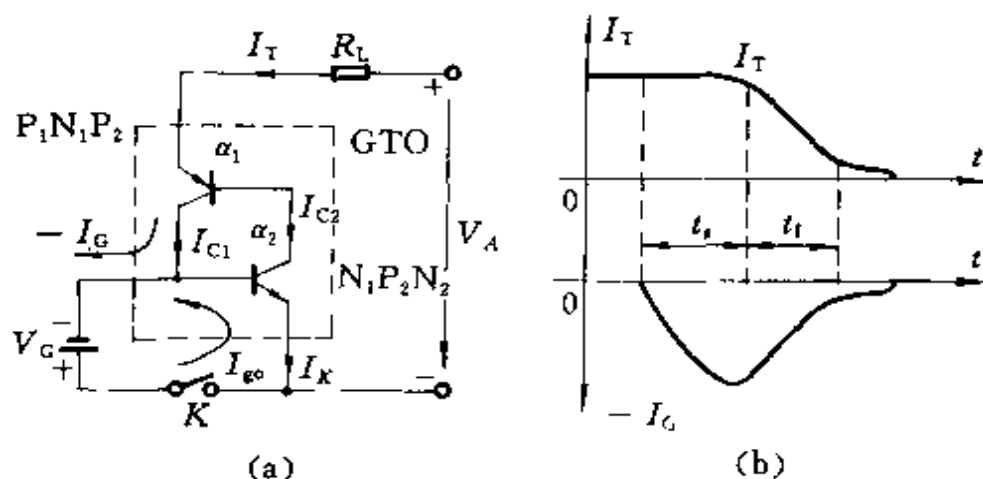


图 2-19 GTO 关断时的等效电路及阳极和门极电流波形

当门极负电流  $I_G$  达最大值时, 阳极电流  $I_T$  开始下降, 随着阳极电流的不断下降,  $\alpha_1$  和  $\alpha_2$  也不断下降。当  $(\alpha_1 + \alpha_2) \leq 1$  时, 器件内部正反馈作用停止, 阳极电流逐渐下降到零。由此可知, GTO 的关断条件为

$$(\alpha_1 + \alpha_2) < 1$$

由分析可知, 由于 GTO 导通后处于临界饱和状态, 可用抽出部分阳极电流的办法, 破坏其临界状态使器件关断。

## 2. 关断时门极伏安特性

图 2-20 为 GTO 关断时门极静态伏安特性, 图中曲线 ②、③ 分别表示阳极电流为  $I_1$  和  $I_2$  时的门极关断特性。以曲线 ② 为例, 关断机理可进一步被阐明。当负压加在导通的 GTO 门极时, 首先克服门-阴结上的正向压降, 随着  $-I_G$  不断增大,  $V-I$  特性由第一象限转入第四象限和第三象限。A<sub>1</sub> 点为由导通到关断的转折点, 在该点  $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ , 回路正反馈作用停止, GTO 开始关断。随着  $I_G$  的减小,  $V-I$  特性曲线 ② 达到图中 C<sub>1</sub> 点时才彻底关断, 对应的  $V_{G1}$  被称为门极关断电压。由此可见, GTO 导通条件与 SCR 相同,

但关断时要在门极上加负偏压。当门极负压超过雪崩电压  $V_{GR}$  时, 门极将工作在雪崩状态, 增加门极功耗。

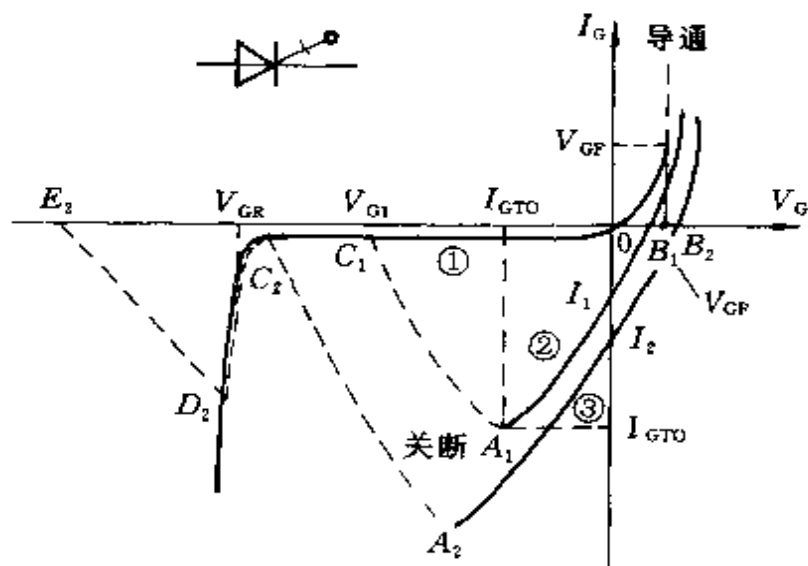


图 2-20 GTO 关断时门极静态伏安特性

### 3. 擎住电流和关断增益

GTO 大部分参数及开通状态与普通晶闸管相同, 此处不多介绍。仅分析一下擎住电流和关断增益。GTO 门极触发信号后, 阳极大面积饱和导通时的临界电流  $I_L$  称为擎住电流。图 2-21 可以用来阐明擎住电流的概念。图中 Q 点为擎住点, 擎住电流根据工作条件是变化的。在触发脉冲作用时间内, 若负载电流增加较快, 阳极电流  $I_A$  可超过擎住电流  $I_Q$ , GTO 导通; 若负载电流增加较慢, 阳极电流达不到  $I_Q$ , GTO 不能导通。

GTO 的关断增益可按下式计算

$$\beta_{of} = \frac{I_{T0}}{|-I_{GM}|} \quad (2-15)$$

式中  $I_{T0}$  为最大可关断阳极电流;  $-I_{GM}$  为门极负电流最大值。关断增益愈大, 用门极关断愈快, 实际上如果  $-I_G$  上升率  $dI_G/dt$  愈大, 所需的  $\beta_{of}$  愈小。因此可用较大的  $dI_G/dt$  去驱动关断 GTO,

而关断增益为  $4 \sim 6$  即可。

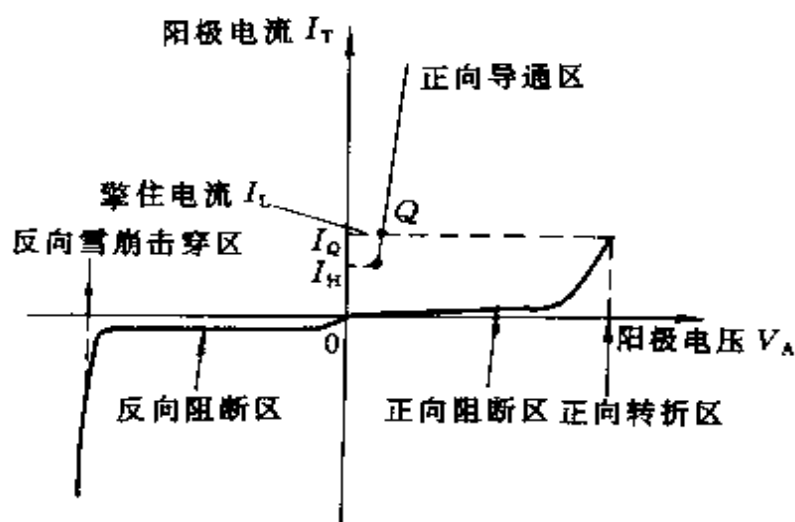


图 2-21 GTO 擎住电流

#### 4. GTO 的门极驱动电路

GTO 是一种强触发和强关断的电流控制器件, 由于它是由大量元胞 GTO 管并联集成的。一定的触发关断强度可保证瞬时门极电流在元胞之间分配更加均匀。概括地说, 就是要求 GTO 的开通和关断电流脉冲前沿要陡, 以获得大的门极电流变化率。一般要求  $dI_G/dt > 30 \text{ A}/\mu\text{s}$ ; 如果对 GTO 采用序列脉冲开通关断, 其最小脉宽应大于  $15 \sim 20 \mu\text{s}$ ; 开通和关断脉冲的后沿要缓, 严格防止正反向驱动电流反冲, 尤其是关断负脉冲后沿出现反冲电流 (正向电流), 容易引起刚关断的 GTO 重新导通, 导致故障乃至损坏 GTO。设计驱动电路时, 上述原则只能作为一般指导, 必须根据给定器件具体参数计算强触发数据。下面用例子来进一步阐明 GTO 触发电路设计要点。

(1) 小容量 GTO 的基本驱动电路 图 2-22 给出了三种用于小容量 GTO 驱动的基本电路。

当图 2-22(a) 中晶体管 T 导通时,  $V_{CC}$  经过 T 而使 GTO 触发

导通。与此同时,电容器充电,其极性如图所示。当T关断时,电容经 $L$ -SCR-GTO阴极-GTO门极放电,使GTO关断。图中 $R$ 起开通限流作用。 $L$ 起电流源作用,在阳极电流下降期间,它释放出储能,补偿门极关断电流,提高了关断能力。该电路简单可靠,但由于无独立的关断电源、其关断能力有限且不易控制。由于电容充电要求有一定的能量,故触发脉冲不能太窄而增大损耗。

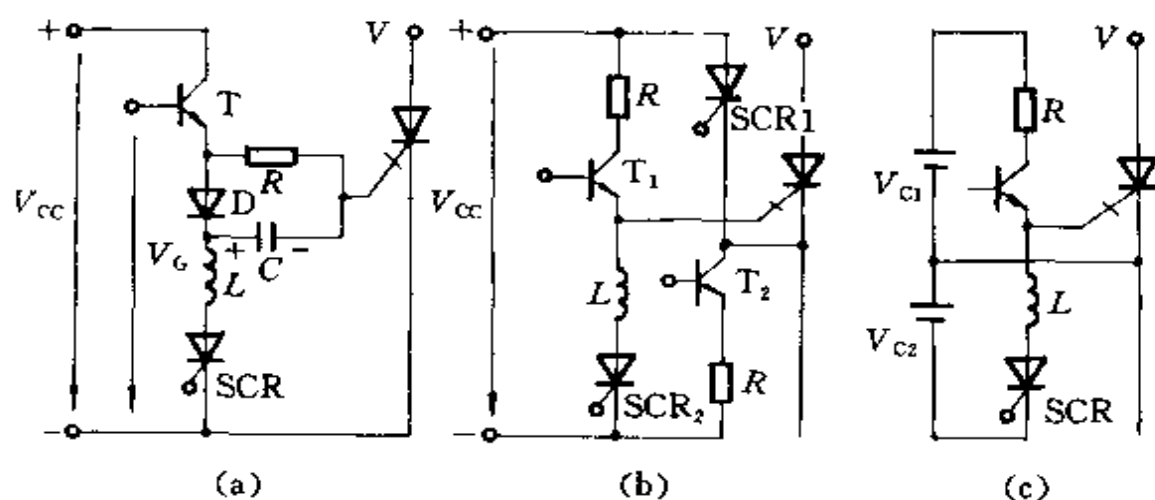


图 2-22 GTO 基本驱动电路

图 2-22(b) 中,  $T_1$  和  $T_2$  导通时 GTO 被触发, 当  $T_1$ 、 $T_2$  关断  $SCR_1$  和  $SCR_2$  导通时 GTO 门-阴极之间流过  $-I$  而被关断。由于 GTO 导通和关断均依靠一个独立的电源, 故其关断能力强。触发脉冲可采用窄脉冲, 从而降低了损耗。但电路所用的开关元件较多, 因而较复杂。

图 2-22(c) 中, 导通和关断采用两个独立的电源, 开关元件少, 线路简单。

(2) 大容量 GTO 驱动电路 大功率 GTO 要求有独立的开通及关断通道, 其驱动电路如图 2-23 所示。驱动电路可采用各种方式, 一般采用直接耦合式有利于消除电路内部的干扰; 采用变压器耦合方式能方便地获得较大的门极负脉冲电流; 利用电容储能作



为可变电电压源,能明显改善门极脉冲电流上升率;利用 MOSFET 作为驱动开关,便于获得理想的门极波形。变压器驱动前面已作过介绍,经改进也可用于 GTO 开通和关断。本节将研究基于 MOSFET 的门极驱动电路。

图 2-24 给出了 MOSFET 组成的 GTO 驱动电路及门极电流波形。图中  $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_4$  为 P 沟道型的 MOSFET,  $S_3$  为 N 沟道型的 MOSFET, 每个功率管都具有其反并联的体内二极管。电路的基本工作原理如下:

在开通瞬间,通过  $S_2$ , 电阻  $R$  和  $S_3$  注入到 GTO 门阴极一个大电流。在 GTO 接通期间,由  $S_1$ 、 $L_1$ 、 $S_3$  组成补偿变换器维持并调节门极电流到预定值。二极管  $D_1$  是补偿变换器的续流二极管,  $D_2$  是能量恢复二极管,以恢复关断期间  $L_1$  中储存的能量。在关断期间,开关  $S_3$  断开且  $S_4$  闭合( $S_3$  与  $S_4$  交替工作),电感  $L_2$  用于限制关断电流上升率。图 2-24(b) 是一个开通关断周期的门阴极电流。图中电流  $i_0 = V_{CC}/R$ ,  $i_{L1}$  为电感  $L_1$  中电流。 $I_{FG}$  和  $I_{RG}$  分别为导通期维持电流和关断期负电流。 $-I_{RGM}$  为关断瞬间反峰电流。

图 2-25 为各功率开关  $S_1 \sim S_4$  开关时序。由图可知,在控制电路产生出控制信号  $V_1$  后,各功率开关的栅极信号需经逻辑电路处理为不同波形,才能使电路在各时间段配合工作。

由图可知,在  $t=0$  时刻,给  $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$  栅极同时送高电平,则送到 GTO 门极的正向电流为  $i_0$ 。门极电流在  $t=t_0$  时刻增加到  $i_0 + i_{L1}$ 。

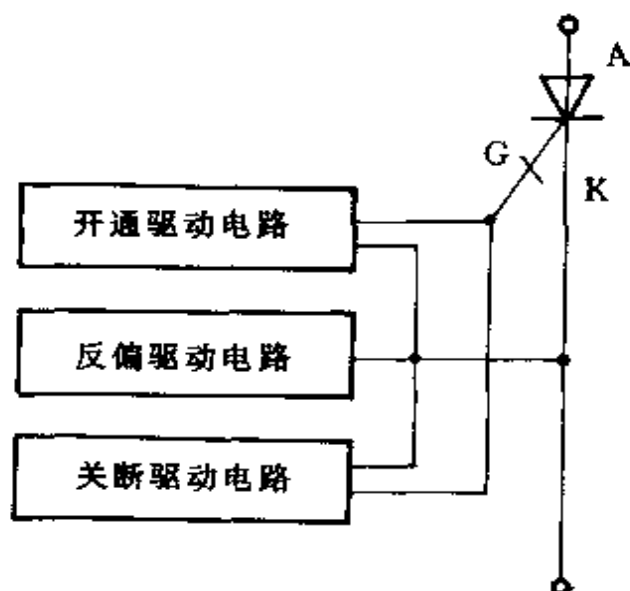
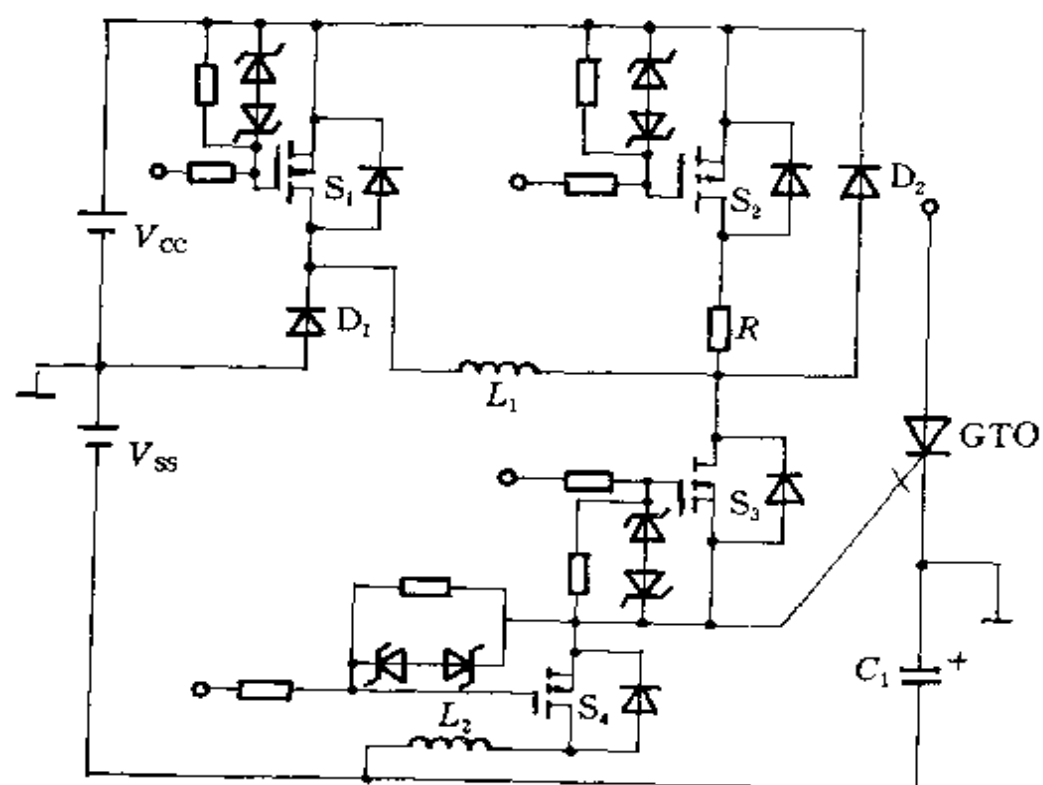
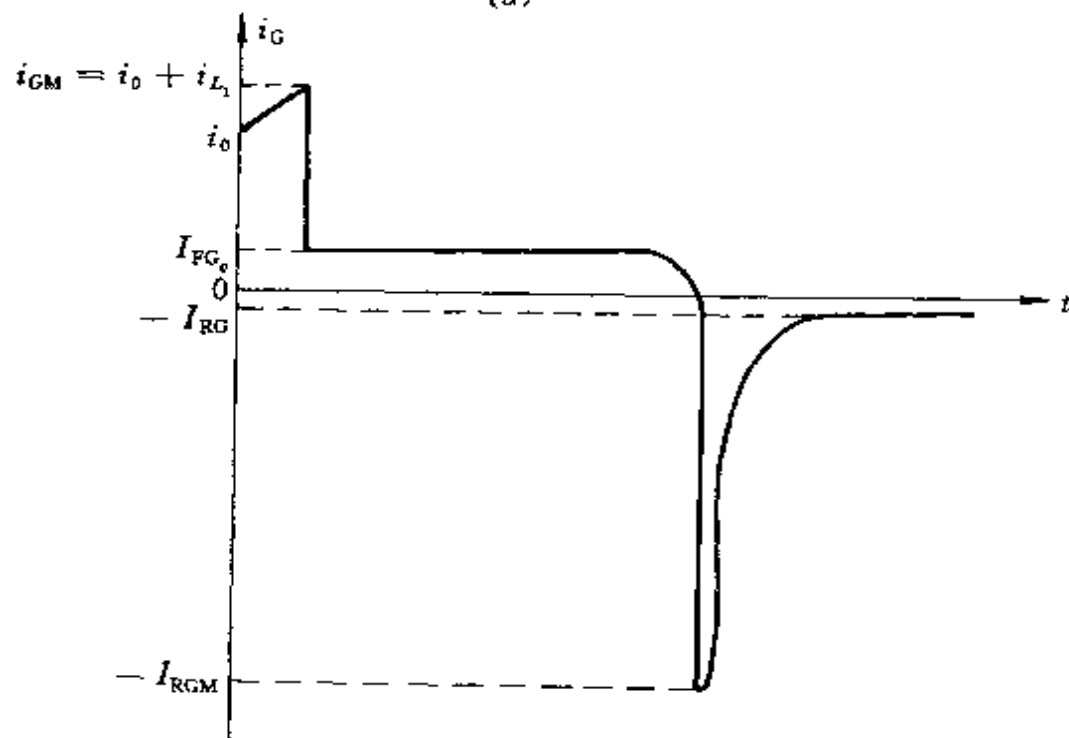


图 2-23 驱动电路框图



(a)



(b)

图 2-24 MOSFET 组成的 GTO 驱动电路及门极电流波形

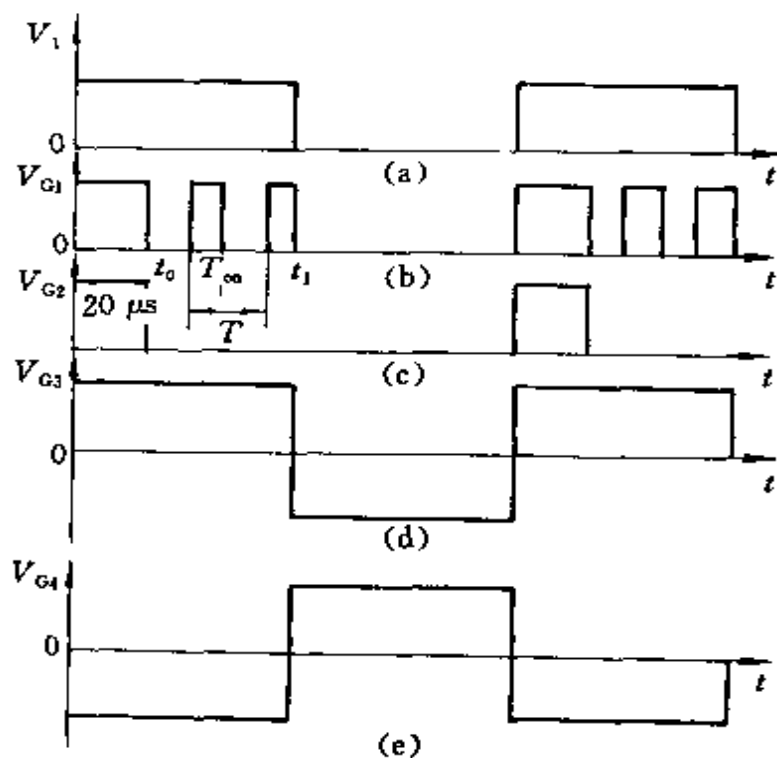


图 2-25 图 2-24(a) 中开关时序

在  $t = t_0$  时刻, 断开  $S_2$ , 同时给  $S_1$  施加脉冲信号维持 GTO 的通态电流。开关  $S_3$  在  $V_1$  高电平期间一直导通而  $S_4$  一直关断。

在  $t = t_1$  时刻,  $V_1$  由高电平下降到零, 关断  $S_3$  同时接通  $S_4$ , 电流由  $C_1$  经 GTO 阴-门极、 $S_4$  和  $L_2$  流回  $V_{SS}$  (负电源), GTO 迅速关断。

图 2-24 中电阻  $R$  应按下式计算

$$R = 3 \frac{V_{CC}}{I_{FG}} \quad (2-16)$$

对开通电感  $L_1$  有下述要求: 在  $t = t_0$  时刻, 门极电流不应超过最大门极电流  $I_{GM}$ ,  $S_3$  断开后,  $L_1$  中电流应连续 (经  $D_2$  续流)。

由于可得到下列不等式, 以计算电感取值范围。

$$\frac{V_{CC}t_0}{I_{GM} - V_{CC}/R} < L_1 < \frac{V_{CC}t_0}{I_{RG}} \quad (2-17)$$

上式中  $t_0$  为强触发脉冲 ( $S_2$  的触发脉冲) 宽度, 一般应大于  $15 \sim 20 \mu\text{s}$ , 这一点在前面已强调过。

根据最大允许关断电流变化率  $di_G/dt$  可求得电感  $L_2$  的值为

$$L_2 \geq \frac{V_{SS}}{\left. \frac{di_G}{dt} \right|_{\max}} \quad (2-18)$$

根据关断期间最大允许的电压降可计算出电容  $C_1$  为

$$C_1 = \frac{1}{\Delta V} \int_0^{t_1} i_G dt \quad (2-19)$$

式中  $\Delta V$  为关断期间允许的门极反偏电压降;  $i_G$  为门极电流,  $t_1$  为 GTO 关断时刻。

### 2.3.3 静电感应晶闸管

静电感应晶闸管 (Static Induction Thyristor, 简称 SITH), 也被称为场控晶闸管, 其特点是在栅极上加反向偏压即成为阻断状态。除去反向偏压即可导通。其阻断特性取决于栅极电压与阳极电压的静电感应作用。

#### 1. 静电感应效应

SITH 为  $P^+-N-N^-$  二极管结构, 当门阴极之间加负偏置电源  $V_{SS}$  时, 由于双晶体管的  $P^+-NP$  晶体管上外加了主电源 (阳极电压) 和门极偏置  $V_{SS}$ , 一部分阳极电流经门极区从门极流出, 从而使门极区及其附近的  $N$  层中的空穴被门极电极扫出。同时, 由于  $NP$  结为反偏置, 所以  $N$  层中的电子也被从阴极扫出, 其结果是在  $P$  层和  $N$  层的边界处以及沟道部分形成了没有载流子的高阻空间电荷层, 该层夹断了阳阴极之间的电流, 使器件呈阻断状态。空间电荷层宽度随门极反向偏压绝对值的增大而增加, 随阳阴极电压的增加而减小, 这就是静电感应效应。

#### 2. SITH 的正向阻断特性

当门极-阴极间加负偏压且足够大使产生势垒夹断沟道时, 器

件处于正向阻断状态。图 2-26 示出了此时空间电荷层中的等电位线和沿对称轴  $x$  的电势分布。

电势从阳极的正值通过零到某个负值,然后在接地阴极回到零,于是在阴极附近存在一个势垒,阻止电子从阴极注入,而空穴不能从阳极注入,所以器件维持正向阻断状态。用门极偏压来阻断正向电压时,其正向阻断能力用正向阻断电压增益

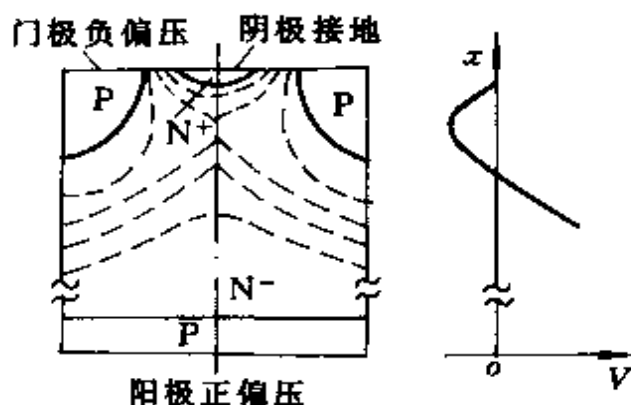


图 2-26 正向阻断的示意图

$\mu$  来表示:它表明在一定的阳极电流  $I_{AK}$  下,阳极电压  $V_{AK}$  随门极偏压  $V_{GK}$  的改变而改变。不同的门极偏压对应于不同的阻断电压,图 2-27 示出了 SITH 在不同偏压下的正向阻断特性。由图可知,在相同的阻断电压下,掩埋型结构所加的门极负偏压较小,也就是说掩埋型结构可以以较低的负门极偏压来阻断较高的正向电压。一般来说,掩埋型器件的  $\mu$  可达 20~40,而平面型则小于 10(改进型除外)。总之, $\mu$  与门极区之间沟道的几何形状有关,与  $N$  基片的电阻率也有关。

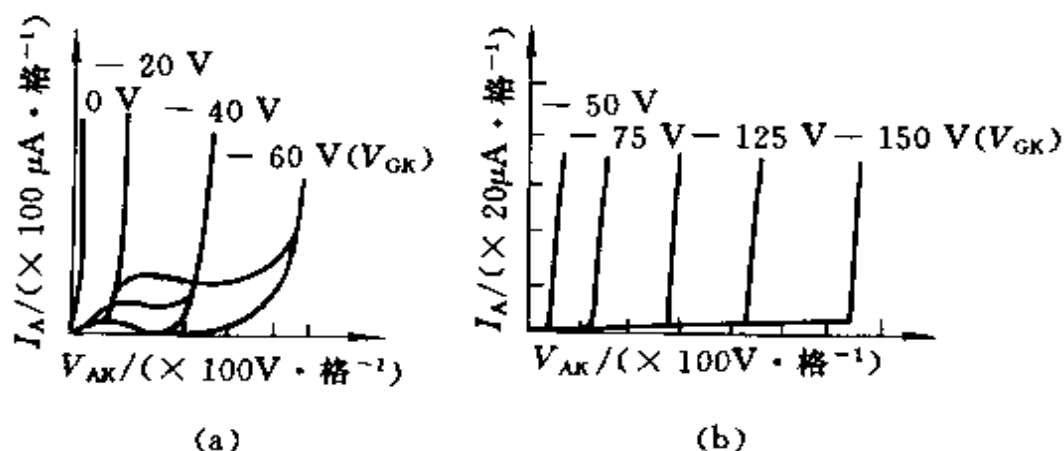


图 2-27 不同门极偏压下 SITH 的正向阻断特性

### 3. 特点及应用

SITH 是利用撤去门极负偏压而使其开通,在门、阴极之间加负偏压而使其关断,因而它具有下述特点:

(1) 正向压降低 一般来说 1 000 V 以上的 SITH 正向压降在 1 ~ 1.5 V 范围,而同样电压的 GTO,正向压降一般大于 2 V。

(2) 开关速度快 SITH 的电压范围一般在 600 ~ 4 000 V,导通时间  $t_{on}$  的范围在 100 ns ~ 3  $\mu$ s,关断时间  $t_{off}$  的范围在 75 ns ~ 5  $\mu$ s;GTO 的电压范围在 800 ~ 4 500 V, $t_{on}$  的范围为 1.8 ~ 15  $\mu$ s, $t_{off}$  的范围为 4 ~ 30  $\mu$ s。从电流方面考虑,SITH 的可控制电流范围在 20 ~ 1 000 A 之间,对应的  $t_{on}$  为 50 ns ~ 3  $\mu$ s, $t_{off}$  为 75 ns ~ 5  $\mu$ s;GTO 的可控制电流范围在 450 ~ 3 000 A, $t_{on}$  为 3 ~ 15  $\mu$ s, $t_{off}$  为 5 ~ 30  $\mu$ s。

(3)  $dv/dt, di/dt$  耐量大。

(4) 工作频率高 单门极结构的 SITH,开关频率可达 100 kHz,比 GTO 高一个数量级,双门极结构的 SITH 比单门极结构又提高一个数量级。一般大功率单门极 SITH 的工作频率为 10 ~ 100 kHz,可控制功率为 100 kW ~ 1 MW;中功率双门极 SITH,平面门极 SITH 可控制功率为 1 ~ 100 kW,工作频率为 100 kHz ~ 12 MHz。容量已达到 2 500 V/300 A。

SITH 具有控制方便,导通电阻小,正向压降低,工作频率高,开关损耗小,电压、电流变化率耐量大等优点,被广泛用于高压直流输电(HVDC),感应加热、变频调速,开关电源及 UPS 等电力电子变换装置。

### 4. 常开型与常闭型

常开型器件不足之处是,在门极为零偏置时,施加阳极电压 SITH 将有电流流通。门极控制如上所述。常闭型器件导通依靠施加一个正向门极偏置电压(对 N 沟道器件),此偏置降低势垒并允许电流流通。

## 2.4 单极型功率器件

全控型功率器件的另一族是单极型(或单极性)功率器件,它包括功率场效应管 MOSFET 和静电感应晶体管 SIT。所谓单极性功率器件是指器件内部只有一种载流子,即只有多数载流子参与导电的器件。

### 2.4.1 功率 MOSFET

功率 MOSFET 的结构很多,因各生产厂的设计特点而异。但作为共同特点,所有 VDMOS 都采用电流垂直流动的结构,因为这种结构适合于传递较大功率。

早期的 VMOS 采用表面沟槽技术,在大功率管中,目前都采用平面型 VDMOS 结构如图 2-28(a) 所示,它是一种电压控制多数载流子器件。用一个相对于源极端子为止的电压施加到栅极上(NMOS),它感应出一个 N 沟道并借助外加电压  $V_{DS}$  允许电子流从源极流向漏极。由于  $\text{SiO}_2$  层间隔离,栅极电路阻抗非常高,一般在  $10^9 \Omega$  范围内。这种特点使得功率 MOSFET 有可能直接从 CMOS 或 TTL 逻辑来驱动。这种器件有一个集成在一起的反接快恢复二极管,它允许通过与主器件电流同样大小的续流电流。

功率 MOSFET 输出特性曲线与 GTR 输出特性曲线(图 2-8(a)) 极为相似,不同之处是将饱和区称为阻性区,线性区称为恒流区。由于 GTR 饱和区曲线斜率比 MOSFET 阻性区斜率大,这表明 MOSFET 的静态漏-源极电阻比 GTR 的导通电阻大。使用器件时只要根据输出特性曲线即可知 MOSFET 导通电阻的大小。其次,GTR 的线性区比 MOSFET 恒流区有更大的斜率,因而 MOSFET 近似为一个很好的恒流源。由于其与 GTR 的相似性,本节将不展开这方面内容,主要侧重应用方面的问题。

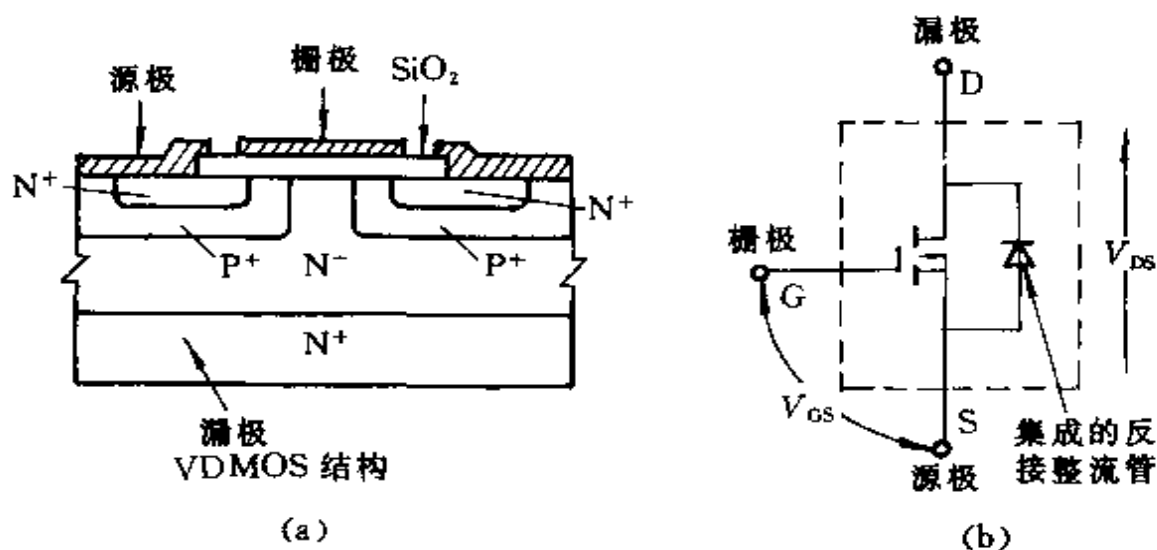


图 2-28 功率 MOSFET 结构及电路符号

1. 通态电阻  $R_{on}$ 

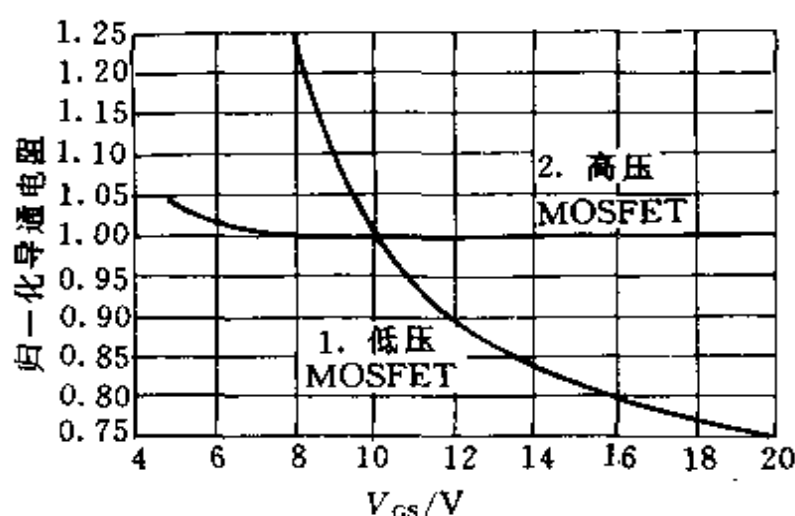
通态电阻是功率 MOSFET 的一个重要参数,它决定器件在不超过规定功耗的条件下允许通过的电流大小。当 MOSFET 由截止变为导通时,漏源电阻从一个非常高的值陡降到  $R_{on}$ 。为了尽可能使  $R_{on}$  小,栅极电压必须达到额定值,使漏极电流位于阻性区。图 2-29 示出了栅极电压  $V_{GS}$  对导通电阻  $R_{on}$  的影响。由图又知,栅极电压增加到 12 V 以上时,静态漏-源电阻  $R_{on}$  下降变得缓慢。和 GTR 情况一样,太高的栅极电压会增加关断时间,这是由于输入电容上储存电荷过高。除了  $V_{GS}$  的影响之外,  $R_{on}$  还会随漏极电流  $I_D$  的增加而加大;温度(结温)也会使  $R_{on}$  增加。这些因素在器件销售商的使用指南中通常列得很清楚,应用中必须注意。

## 2. 极间电容

由于 MOSFET 内部的金属氧化层形成了栅源电容  $C_{GS}$  (图 2-30), 栅漏电容  $C_{GD}$  及漏源电容  $C_{DS}$ 。制造商一般用输入电容  $C_{iss}$  输出电容  $C_{oss}$  和转移电容  $C_{rss}$  给出,它们之间的关系式如下

$$C_{iss} = C_{GS} + C_{GD} \quad (2-20)$$



图 2-29 栅源电压  $V_{GS}$  对  $R_{on}$  的影响

$$C_{oss} = C_{DS} + C_{GD} \quad (2-21)$$

$$C_{rss} = C_{GD} \quad (2-22)$$

MOSFET 的极间电容不是一个固定参数,它是漏源电压  $V_{DS}$  和栅源电压  $V_{GS}$  的函数,图 2-31 和 2-32 给出了变化趋势。实质上,使用前应认真研究销售商的指南,通常应包括这类曲线。

理解  $C_{rss}$  随电压变化的第一步是研究  $V_{DG}$  在开关态期间的变化情况。当器件处于断态时,  $V_{DS}$  基本上等于漏极电源电压。同时  $V_{GS}$  等于或接近零

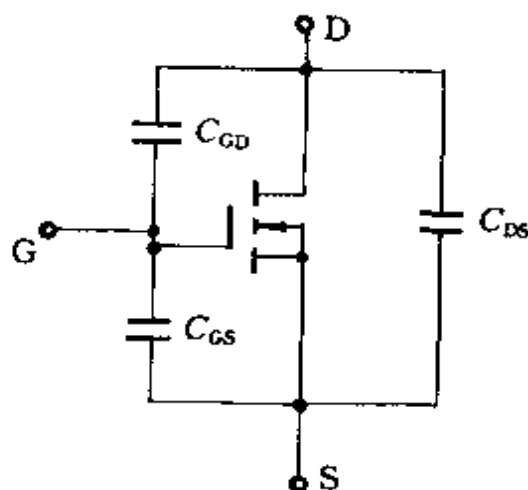


图 2-30 MOSFET 的极间电容

伏。这意味着  $V_{DG}$  为高正压。当器件处于“通”态时,情况就完全不同了。 $V_{GS}$  约为 10 V,  $V_{DS}$  为  $V_{DS(on)}$ , 因此  $V_{DG}$  等于  $V_{DS(on)} - V_{GS(on)}$ , 这往往是一个负值。 $V_{DG}$  的这一转为负值正是传统曲线所没有说

明的。

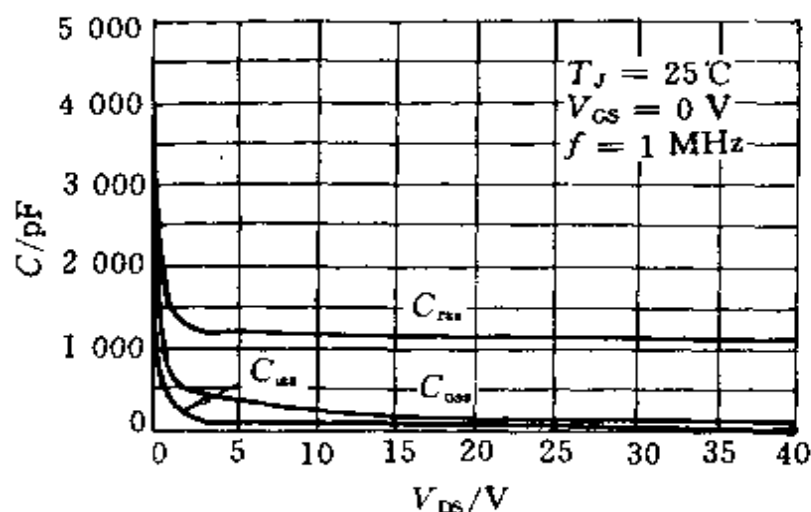


图 2-31  $V_{DS}$  对极间电容的影响

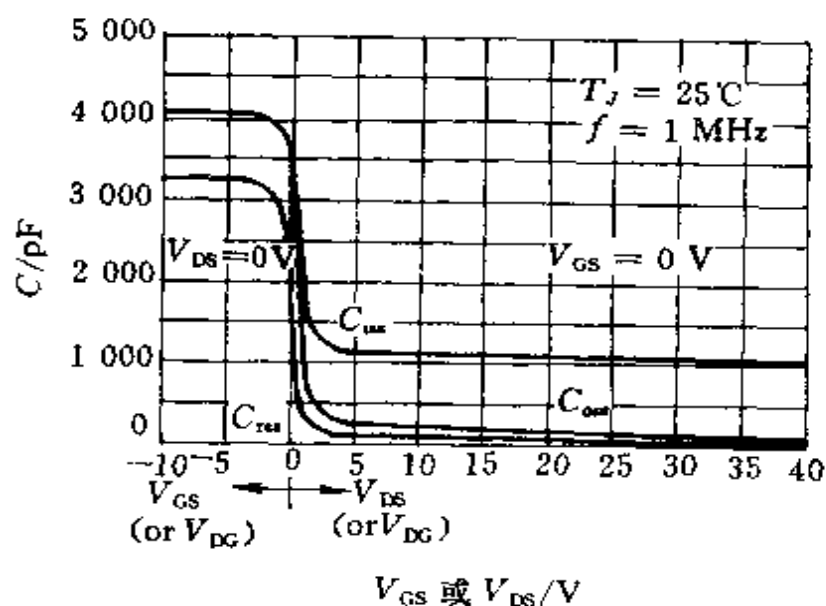


图 2-32 通态极间电容变化

图 2-32 表明,  $V_{DS}$  在零值附近, (正对应着 MOSFET 开通后期和关断前期),  $C_{iss}$ 、 $C_{oss}$  都比  $V_{DS}$  值较大时对应电容大得多。导通情况对应图 2-32 中左半平面, 输入电容和转移电容值更大。这样

大的电容对栅极驱动的阻抗特性影响极大,使开通和关断速度减慢。

### 3. 安全工作区

MOSFET 的正向偏置安全工作区最大范围如图 2-33 所示。它定义为在最大漏源电压和漏极电流下,器件正向偏置或导通过程和通态能安全工作的最大范围。它指出了在一定的脉冲宽度下(对应 DS 之间导电时间),器件所能承受的最大电流和结温降之间的关系。使用时必须搞清楚测试温度与实际工作温度之间的差异。

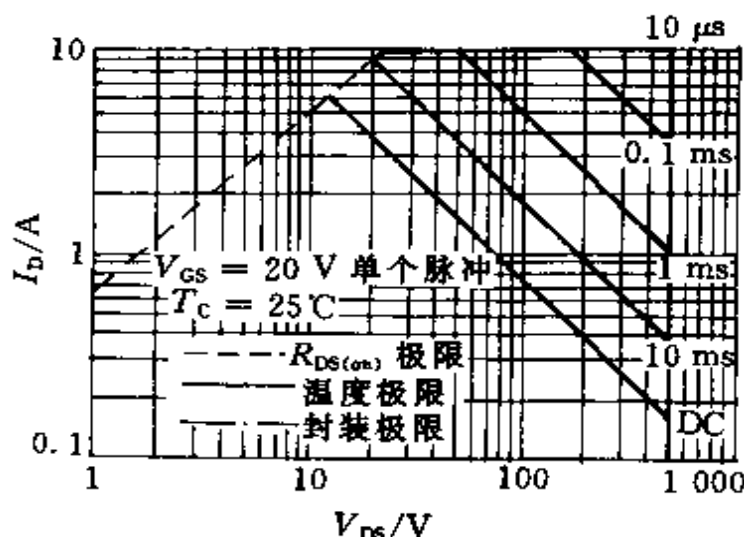


图 2-33 正偏安全工作区

如果工作状态仅限于小脉宽,则对应最大的安全工作区如图 2-34 所示。负载线在这个区域内是可靠的。该曲线表明,工作频率愈高,开关器件可靠性可得到改善。

### 4. 漏源电压变化率 $dv_{DS}/dt$ 的影响

漏源电压  $V_{DS}$  的急剧变化对电路工作影响很大,甚至会引起器件失效。为书写方便,下面分析中省去下标 DS,而直接写为  $dv/dt$ 。

在三种情况下会使  $dv/dt$  升高,每种都有其各自的安全门限。

第一种称为“静态  $dv/dt$ ”，它出现于器件处于关断状态并希望保持这一状态的情况下。漏源间的电压瞬态能通过漏-栅寄生电容  $C_{GD}$  耦合到栅极。若栅-源阻抗和流入栅极的漂移电流 ( $i = C(dv/dt)$ ) 足够大， $V_{GS}$  就会超过  $V_{GS(th)}$ ，从而引起误导通。

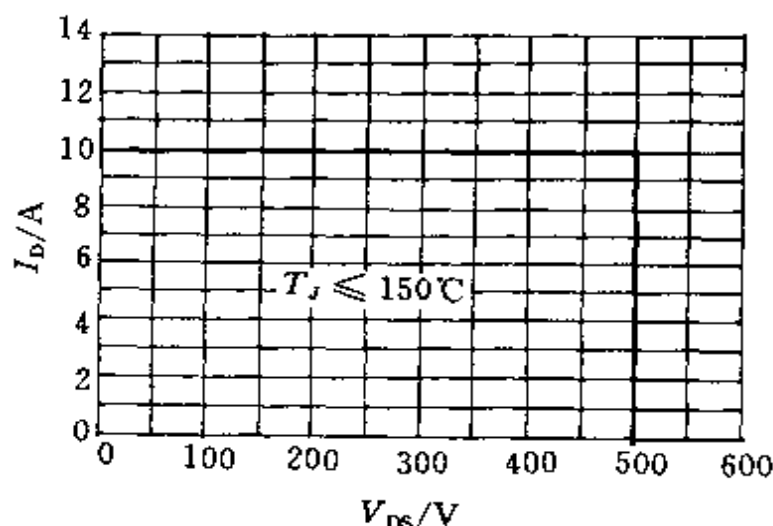


图 2-34 最大安全工作区

显然， $dv/dt$  的承受力在很大程度上依赖于栅-源阻抗。这种依赖强调了正确端接栅极以提高抗干扰性的重要，而且也是造成栅极开路大功率 MOSFET 不实用的原因之一。在栅源短路时，大多数器件都能承受大至 30 V/ns 以上的静态  $dv/dt$ ，这一指标远远超过了典型应用值。

当栅-源阻抗高且在漏源间发生电压瞬态时，往往会出现误导通而不是器件失效。一般瞬态会耦合到栅极并引起 MOSFET 开始导通，随着  $V_{GS}$  升高，MOSFET 导通， $V_{DS}$  的升高减慢， $dv/dt$  降低。因此，该现象是自衰减的，且一般不会对电路元件造成损害。

如图 2-35 所示，MOSFET 的寄生双极型晶体管 (BJT) 导通是由于静态  $dv/dt$  而损坏器件的一个可能原因。如果基极-发射极短路电阻过大，流过  $C_{cb}$  的转移电流将降低寄生 BJT 保持集电极-发射极电压的能力。这种情况看似可能，但实际上不必顾虑，因为

$R_{be}$  很小。另外,在高压时,转移电流由于  $C_{cb}$  的降低而降低。因此,上面提出的  $dv/dt$  导通门限(大于  $30 \text{ V/ns}$ )也可用于 MOSFET 寄生 BJT。

使  $dv/dt$  升高的第二种方式发生在带感性负载的 MOSFET 突然出现电流中断并产生迅速上升的冲击激励电压。由于大多数负载在开关速度非常高时均显感性,所以器件同时受到大漏极电流、高  $V_{DS}$  和寄生电容转移电流的影响。这种“动态  $dv/dt$ ”因器件被关断时自发产生而得名,它会造成器件失效。

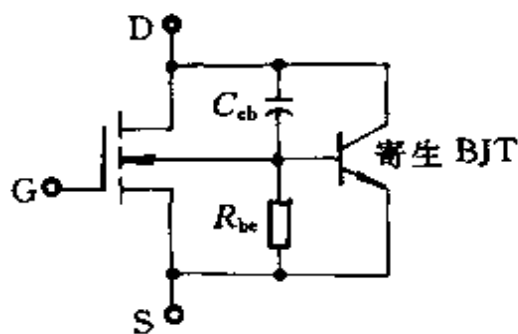


图 2-35 每个功率 MOSFET 所固有的寄生 BJT

在不采用额外的电路(布线)技术(例如减少封装和接线电感的混合电路)时,器件依  $V_{DSS}$  额定值的不同其可达到的最大动态  $dv/dt$  从  $(10 \sim 50) \text{ V/ns}$  不等。不同的 MOSFET,其最大关断速度并无大的差别,可达到的最大  $dv/dt$  主要决定于通过漏极的电压值。因此,无论晶片尺寸如何,  $100 \text{ V}$  MOSFET 所产生的动态  $dv/dt$  比  $60 \text{ V}$  器件大。

所有由 TMOS 掩膜制造的 MOSFET 都通过了在非常迅速的感性夹断下的抗自发  $dv/dt$  的测试。测试电路严格依照射频(RF)布局规律,开关速度和  $dv/dt$  也是根据实际确定的。

漏-源电压迅速上升导致失效的第三种情况发生在 MOSFET 的内部二极管反向恢复期间。起初研究者认为  $dv/dt$  是造成失效的主要原因,近来的研究却发现  $dv/dt$  只是源漏二极管反向恢复期间诱发电压的因素之一。因此,这种电压严格地说不能称为  $dv/dt$  诱发的问题,可称为“二极管恢复压”。与上面讨论的  $dv/dt$  方式不同,因为二极管恢复压造成系统失效是偶然的,且只有满足三个特定条件才会发生。

第一个先决条件是MOSFET的二极管在开关期间必须导通。这是器件失效的必要但非充分的条件。尽管MOSFET对引起失效的 $dv/dt$ 具有抗失效的能力,但在二极管反向恢复期间其安全工作区可能大大缩小。这种情况是由于导通过程中由少数载流子变为多数载流子而造成的。

当MOSFET作晶体管使用时,由于该MOSFET是多数载流子器件,所以它不会受到储存时间或存储电荷的影响。另外,其二极管是少数载流子器件。因此,该二极管因储存少数载流子电荷而具有正向和反向恢复时间。

因换向电压诱发失效的第二个必需条件是反向恢复期间存储的电荷必须迅速迁移。迁移越快,电流密度越大,峰值电场越强。由下半桥另一腿上晶体管的导通速度对换向速度影响最大,所以对器件电压影响也很大。

第三个也是最后一个要求是存储电荷必须通过可重复使用的电压提取,而该电压至少要达到器件最大 $V_{DS}$ 额定值的30%~50%。在反向恢复期间,随着二极管由正向导通变为反向导通,迅速上升的漏极电压将把存储电荷注入到寄生双极型晶体管的基极。如果引起的发射极电流足够大,它就会和可重复使用的漏极电压一起,造成雪崩注入,并进而引起双极型晶体管的“二次击穿”。

### 5. 驱动电路

设计驱动电路的第一步是确立正向驱动电压 $V_{CC}$ 和关断负偏压 $V_{SS}$ 。 $V_{CC}$ 应是输出阻抗很小的电压源。尽管MOSFET为单极性器件,一般没有存储效应,但设置负偏压有利于提高门极抗噪声能力,例如由于漏-源极电压变化较快时,通过漏-栅电容 $C_{DG}$ 产生一电流 $C_{DG}dv_{DS}/dt$ ,该电流将在驱动电路形成的栅源阻抗上形成一个电压 $V_{GS(1)}$ ,该干扰电压可能导通正处于关断状态的MOSFET,造成线路直通或其他故障,负偏压可抵消掉一部分 $V_{GS(1)}$ 。

设置门极负偏压还可降低关断损耗;在短路故障或线路供电

中断紧急停电状态提供关断能量。门极负偏压一般在  $3 \sim 10 \text{ V}$  之间为宜。门极负偏压不需很大功率,只需数十毫安电流。

第二步是确定驱动电阻  $R_G$ 。对  $R_G$  的选择必须综合考虑。前已指出,MOSFET 的导通过程实质上是给输入电容的充电过程。如果  $R_G$  太大,充电电流小,会使开通缓慢。同理,过大的  $R_G$  也会减慢其关断过程。另外,由于  $dv_{DS}/dt$  的影响,在转移电容  $C_{rss} = C_{GD}$  中产生转移电流,将会在驱动正偏电源输出阻抗上产生压降。即

$$V_{GS} = C_{GD} \frac{dv_{DS}}{dt} R_G \quad (2-23)$$

上式表明,如果  $R_G$  太大,  $dv_{DS}/dt$  中静态分量和二极管反向恢复造成的分量仍较大,产生的  $V_{GS}$  有可能使 MOSFET 重新导通,在桥式应用中将会产生直通短路烧毁设备。当然  $R_G$  太小时,关断速度太快,动态  $dv_{DS}/dt$  非常大,使反冲尖峰增大,对管子耐压是不利的,因此须综合考虑。

第三步是确定电路结构,驱动电路形成式很多。对小容量 MOSFET,可直接用 TTL 或 CMOS 集成电路驱动。功率较大时,可采用变压器驱动、MOS 管构成的驱动器或集成驱动器进行控制。此处仅介绍一种电路,后面将介绍的 IGBT 驱动电路也适用于 MOSFET。

大占空比的变压器驱动电路:一般驱动变压器只能用于 50% 的占空比,图 2-36 所示变压器隔离的驱动器能提供 1% ~ 99% 的可变占空比。在图(a)所示的电路中,  $R'_G$  是驱动阻抗,该阻抗与  $S_1$  的反并联二极管正向阻抗串联构成驱动电阻  $R_G$ 。图中变压器 B 的原、副边绕组匝数相等,它起着电位隔离和功率耦合的双重作用。 $S_1$  是一个小功率 MOSFET。 $S_2$  是被驱动的 MOSFET。

图 2-36(b) 中  $V_{G2}$  是  $S_2$  门极希望的驱动电压信号,由于  $N_1/N_2 = 1$ ,由  $V_G$  与  $V_{G2}$  相同。该波形加到变压器原边时,该波形由磁通的变化来维持,直到出现饱和,如图 2-36(c) 所示。饱和后,

变压器绕组电压降到零,并保持到  $V_G$  进入负向而反转为止。如果所加的负脉冲超过铁心的伏秒容量,将再次饱和。当变压器波形(原、副边相同)处于正向期间。 $S_1$  的体内二极管处于正向导通,给  $S_2$  施加一个正栅电压,其等效阻抗为  $R_G$ 。

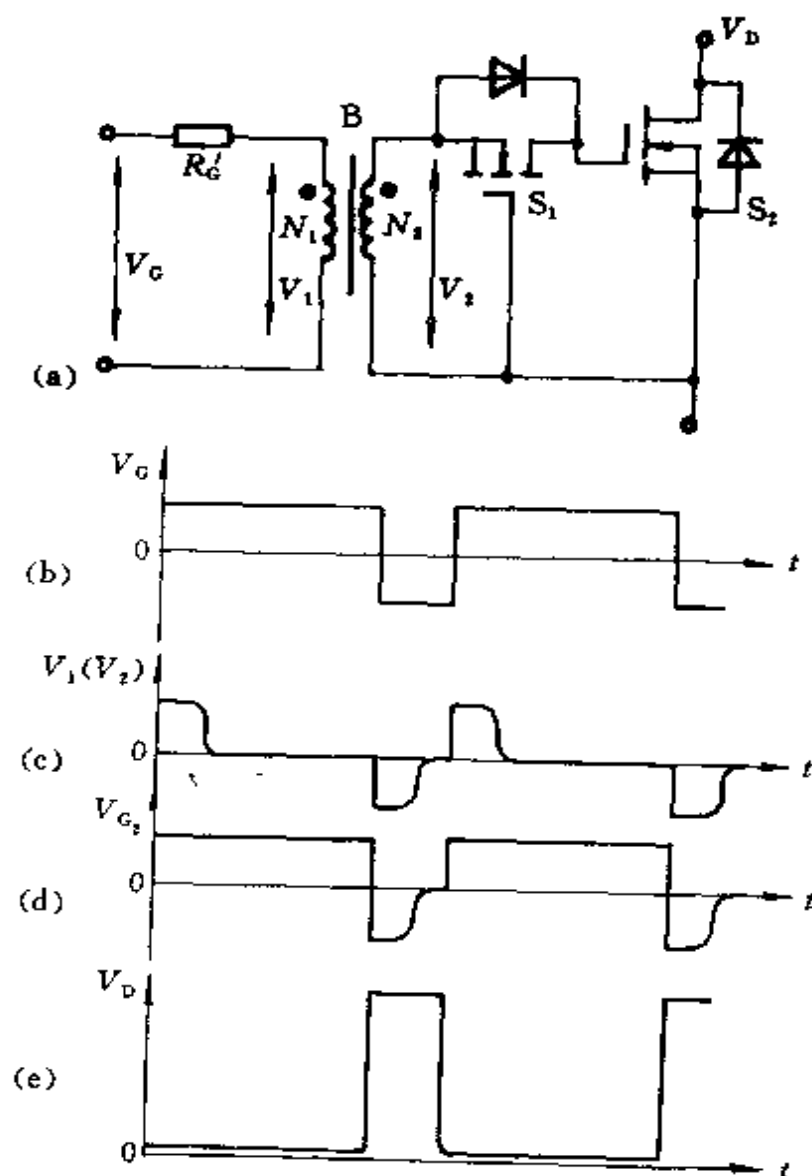


图 2-36 驱动电路及工作波形

当变压器  $B$  磁芯饱和时,  $S_1$  的体内二极管把  $B$  的绕组上突然



下降的电压和  $S_2$  栅极隔离开来,而且在只由  $S_2$  的栅极泄漏电流限定的时间内,  $S_2$  的输入电容  $C_{iss}$  把栅极偏置保持在全增强的条件。 $S_2$  的门电压如图 2-36(d) 所示。

当  $V_G$  下降到负的  $V_{SS}$  时 ( $V_{CC} = |V_{SS}|$ )  $S_1$  变成全增强的(饱和导通),  $S_2$  在  $-V_{SS}$  作用下迅速关断,源阻抗是  $S_2$  的导通电阻  $R_{on}$  加上  $R_G$ 。 $S_2$  关断时间不小于 100 ns。

在 B 的负半周再次饱和时,绕组电压降到零,  $S_1$  关断。随着 B 绕组中电压的突然下降,  $S_2$  的栅极也随此电压变化而保持在零偏置。图 2-36(e) 为  $S_2$  的漏极电压波形,实现了期望的较理想的驱动效果。

由波形图还可看到,变压器 B 只需处理一个宽度极小 ( $0.2 \sim 2 \mu s$ ) 的信号,因此其体积重量很小。在实际电路中,  $R_G$  也可以是一个  $0.1 \mu F$  的电容,信号源可采用 UC1706 等低阻抗驱动器。

在图 2-36(a) 所示驱动电路中增加一个小的 N 沟道 MOSFET, 就构成了具有关断负偏压的变压器式驱动器, 如图

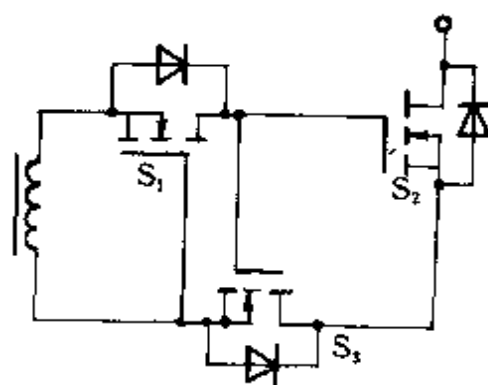


图 2-37 抗干扰驱动器

2-37 所示。在变压器饱和后,该电路即产生一个与  $V_{CC}$  极性相反、幅值相等的负偏压于被驱动 MOSFET  $S_2$ , 这样的负偏置一直保持到驱动信号下一个正半周,使栅极具有较大的抗噪声电平。为减小变压器漏感,可取 1:1 的变比,其磁芯可取铁氧体磁环。

#### 2.4.2 静电感应晶体管

静电感应晶体管 (Static Induction Transistor, 简称 SIT) 是 70 年代开始研制的一种利用栅电压控制多数载流子注入的功率

半导体器件,具有高的输入阻抗和跨导,输出阻抗低、噪声低等优点。其工作频率可高达  $30 \sim 50 \text{ kHz}$ ,容量可达到  $200 \text{ A}/1500 \text{ V}$  以上。不仅可工作于开关状态,也可工作于放大状态。其图形符号如图2-38所示。

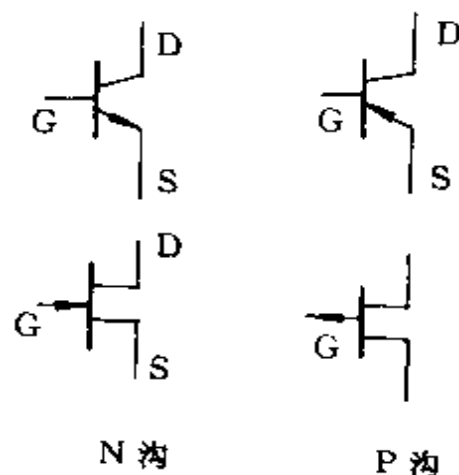


图 2-38 SIT 图形符号

SIT 的漏极电流具有负的温度系数,可避免因温度升高而引起的恶性循环效应。SIT 电流通路上不存在 PN 结,一般不会发生热不稳定性和二次击穿。SIT 的垂直沟道结构,使电子通道短而宽大,适应于大功率(高电压、大电流)。SIT 是短沟道多子器件,无电荷积累效应,可用于高频场合。被广泛用于逆变、音响、通信、微波等领域。也可用其制作功率集成电路,这是因为其驱动较简单。

## 2.5 复合型器件

复合型器件也称做双极-MOS 器件(BI-MOS)。所谓复合型是指单极型和双极型的混合。这类器件具有 MOSFET 响应速度快,输入阻抗高的优点,又有 GTR、GTO、SCR 等双极型器件电流密度高,导通压降低的优点,因而研制应用发展速度很快。复合型器件包括绝缘栅晶体管 IGBT,场控晶闸管 MCT 和场控晶体管 MGT。本节重点介绍 IGBT 的应用技术。其他器件仅作简单介绍。

### 2.5.1 绝缘栅晶体管

绝缘栅晶体管 (Insulated Gate Bipolar Transistor, 简称 IGBT), 相当于一个由 MOSFET 驱动的厚基区 GTR, 图 2-39 为简化等效电路及电路符号。图中  $R_b$  是 GTR 厚基区调制电阻。由图可知, IGBT 是以 GTR 为主导元件, 以 MOSFET 为驱动元件的达林顿电路结构的器件。

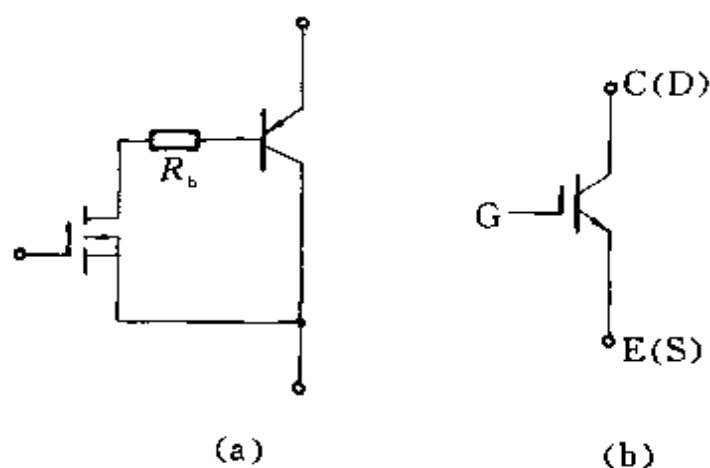


图 2-39 IGBT 简化等效电路及符号

IGBT 与 MOSFET 一样是电压型控制器件。当栅极  $G$  加上正偏压时, MOSFET 内形成沟道, 并为 PNP 晶体管提供基极电流而使 IGBT 开通, 门极施加反向电压时, MOSFET 的沟道消除, IGBT 关断。因此, IGBT 的驱动原理与 MOSFET 基本相同。

#### 1. 伏安特性和转移特性

IGBT 的伏安特性如图 2-40(a) 所示。IGBT 的伏安特性与 GTR 不同之处是输出电流由栅-源电压控制, 栅-源电压  $V_{GS}$  愈高, 输出电流  $I_D$  愈大。图(b)为 IGBT 的转移特性, 它与功率 MOSFET 的转移特性相同。当  $V_{GS} > V_{GS(th)}$  (IGBT 开启电压), 输出电流与驱动电压基本呈线性关系。当栅压小于开启电压时, IGBT 关断。

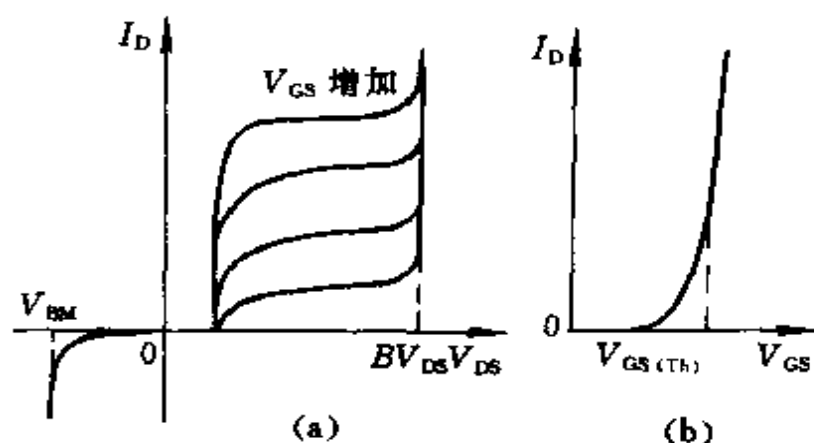


图 2-40 IGBT 伏安特性和转移特性

## 2. 擎住效应与安全工作区

IGBT 的特殊问题是擎住效应, 将它与安全工作区一起讨论是因为互为关联。图 2-41 是考虑寄生晶闸管的 IGBT 等效电路。IGBT 复合器件内有一个寄生晶闸管存在, 它由 PNP 和 NPN 两个晶体管组成。在 NPN 晶体管的基极与发射极之间并有一个体区电阻  $R_{be}$ , 在该电阻上, P 型体区的横向空穴流会产生一定压降。对  $J_3$  结来说, 相当于加一个正偏置电压。在规定的漏极电流范围内, 这个正偏压不大, NPN 晶体管不起作用。

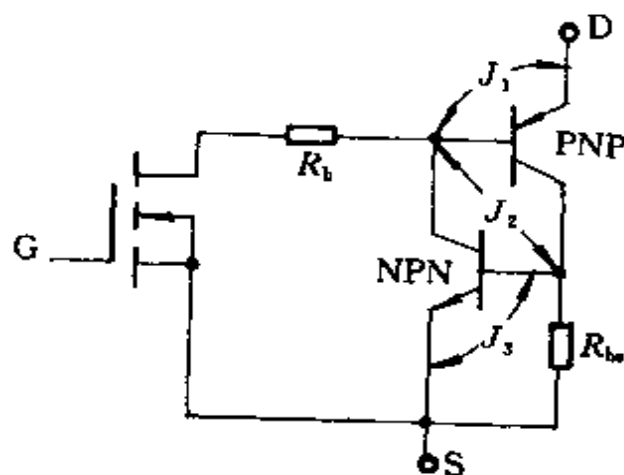


图 2-41 具有寄生晶闸管的 IGBT 等效电路

当漏极电流大到一定程度时, 这个正偏置电压足以使 NPN 晶体管开通, 进而使 NPN 和 PNP 晶体管处于饱和状态, 于是寄生晶闸管开通, 门极失去控制作用, 这就是所谓的擎住效应。IGBT 发

生擎住效应之后,漏极电流增大造成过高的功耗,最后导致器件损坏。由此可知,漏极电流有一个临界值  $I_{DM}$ ,大于此值后 IGBT 即会产生擎住效应。为此,器件制造厂必须规定漏极电流的最大值  $I_{DM}$ ,以及与此相应的门源电压的最大值。漏极通态电流的连续值超过临界值  $I_{DM}$  时产生的擎住效应称为静态擎住现象。

值得指出的是,IGBT 在关断的动态过程中会产生所谓动态擎住效应。动态擎住所允许的漏极电流比静态擎住时还要小,因此,制造厂家所规定的  $I_{DM}$  值是按动态擎住所允许的最大漏极电流而确定的。IGBT 在关断时,MOSFET 的关断十分迅速,IGBT 总电流也很快减小为零,与此相应, $J_2$  结的反向电压也迅速建立。此电压建立的快慢由 IGBT 所承受的重加  $dV_{DS}/dt$  决定。 $dV_{DS}/dt$  越大, $J_2$  结反向电压建立得越快;但是  $dV_{DS}/dt$  在  $J_2$  结引起的位移电流  $C_{J_2} \frac{dV_{DS}}{dt}$  越大。此位移电流为空穴电流,也称  $dV_{DS}/dt$  电流。当  $dV_{DS}/dt$  电流流过体区扩展电阻  $R_{be}$  时,可产生足以使 NPN 晶体管开通的正向偏置电压,以满足寄生晶闸管开通擎住的条件,由此可知,动态过程中擎住现象的产生主要由重加  $dV_{DS}/dt$  来决定,此外还受漏极电流  $I_{DM}$  以及结温  $T_J$  等因素的影响。

为了避免 IGBT 发生擎住现象,设计电路时应保证 IGBT 中的电流不超过  $I_{DM}$  的值;正确设计门极电阻  $R_G$  的办法延长 IGBT 的关断时间,减小重加  $dV_{DS}/dt$ 。总之,IGBT 的使用者必须避免擎住效应的产生,否则就有烧坏 IGBT 的危险。器件制造者也在 IGBT 的工艺与结构上想方设法尽可能提高  $I_{DM}$  值,以做到消除擎住效应。

在开通和关断时,IGBT 均具有较宽的安全工作区。

IGBT 开通时为正向偏置,其安全区称为正偏置安全工作区,简称为 FBSOA,如图 2-42(a) 所示。FBSOA 与 IGBT 的导通时间密切相关,导通时间很短时,FBSOA 为矩形方块,随着导通时间的

增加,安全工作区逐步缩小。直流工作时安全工作区最小。这是因为导通时间越长,发热越严重,从而安全工作区越小,上述情况与功率 MOSFET 的情况相似。

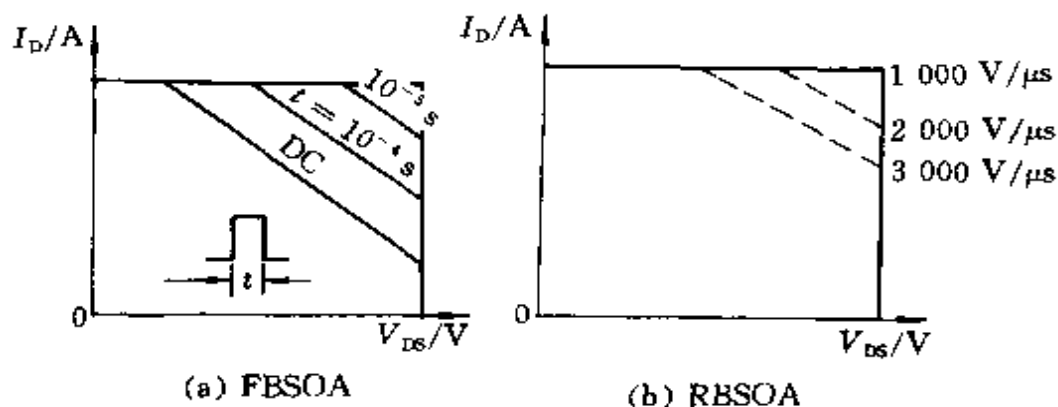


图 2-42 IGBT 的安全工作区

IGBT 关断时为反向偏置,相应的安全工作区称为反偏置安全工作区 RBSOA,如图 2-42(b) 所示。由图可见,RBSOA 随 IGBT 关断时的重加  $dV_{DS}/dt$  的增大而缩小。太大的重加  $dV_{DS}/dt$  会使 IGBT 重新开通而产生擎住效应,因而使用时必须对  $I_D$ 、 $V_{DS}$  和重加  $dV_{DS}/dt$  进行严格限制。

### 3. IGBT 栅极驱动电阻

IGBT 和 MOSFET 一样,只要对输入电容充电和放电就可开通和关断器件,MOSFET 门极驱动电路对 IGBT 也可适用。但是 IGBT 为少子器件,存在如前所述的“动态擎住效应”,与 MOSFET 一样也存在  $dV_{DS}/dt$  形成的误导通,因而其门极阻抗不能像 MOSFET 那样尽可能低,必须根据  $dV_{DS}/dt$  限额,擎住电流限额设计驱动电路输出阻抗。必须注意正确计算工作点(开关状态)IGBT 的实际输入、输出和转移电容。计算时可参考图 2-31 和图 2-32。在考虑  $dV_{DS}/dt$  对栅极电位的影响时,式(2-23)仍然适用。在使用

该公式时必须注意到,过小的  $R_G$  减小了开通和关断时间,会使  $dV_{DS}/dt$  增大。

综上所述,IGBT 驱动电阻  $R_G$  不能太小,以免过大的  $dV_{DS}/dt$  产生动态擎住效应而毁坏器件,适当增大  $R_G$  也可减小开通期间二极管反向恢复引起的尖峰电流和振荡电压。但是  $R_G$  太大会减慢开关过程、增大损耗。对不同厂家的器件,认真核对所给参数的测试、使用条件,对推荐的  $R_G$  不能盲目应用,应结合主电路形式和实用开关频率进行折衷。

#### 4. 栅极驱动电路

IGBT 栅极驱动电路设计中,除了正确计算确定驱动电阻  $R_G$  外,还有下述几个问题应引起重视,才能设计出性能良好的驱动电路。

(1) 门极正偏电压  $V_{CC}$  图 2-43 给出了额定电流为  $I_C = 50\text{ A}$  的 IGBT 门极正偏压  $V_{CC}$  与集射级管压降  $V_{CE}$  之间的关系。显然,当  $V_{CC}$  太小时,IGBT 的管压降较大,因而应尽量增大正偏电压。这样对减小开通损耗和通态压降都是有利的。但是,如果  $V_{CC}$  大到管子的额定栅极电压  $V_{GEM}$  将减弱负载短路能力,加大  $dV_{CE}/dt(dV_{DS}/dt)$ 。一般选取  $0.8V_{GEM}$  为宜。

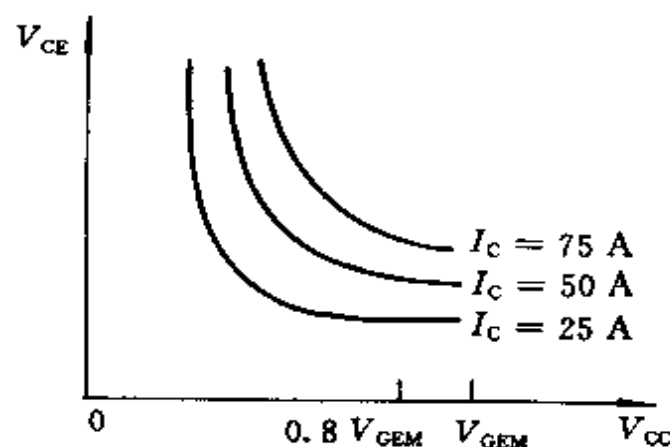


图 2-43  $V_{CC}$  与  $V_{CE}$  的关系

(2) 栅极负偏压  $V_{ss}$  在 IGBT 栅极施加负偏压  $V_{ss}$ , 有利于迅速抽取栅极电荷, 使 IGBT 可靠关断。在关断瞬间, 集射极电压由饱和管压降  $V_{CE(sat)}$  上升到变换器电源电压  $V_d$ , 过高的  $dV_{CE}/dt$  产生较大的转移电流, 该电流在栅极阻抗上形成压降使管子误导通, 这就是所谓的 miller 效应。如果栅极加上负偏压  $V_{ss}$ , 转移电流产生的压降被负偏压抵消, 可有效防止误导通。一般选取负偏压绝对值为  $0.3 \sim 0.5V_{GEM}$  为宜。

(3) 合理布线 为了减小栅极驱动电压波形尖峰和振荡。要尽可能减短栅极驱动电路引线长度; 在驱动电路元件拓扑中不要穿越传导大电流的导线; 驱动电路元件应紧凑排列。采取这些措施的 目的是为了减小布线对驱动波形的干扰。在这方面集成驱动器有更多的优点。

### 5. 驱动电路举例

用于 IGBT 的驱动电路形式很多, 在大部分情况下, 这些驱动也适用于 MOSFET, 此处仅举几例供读者参考。

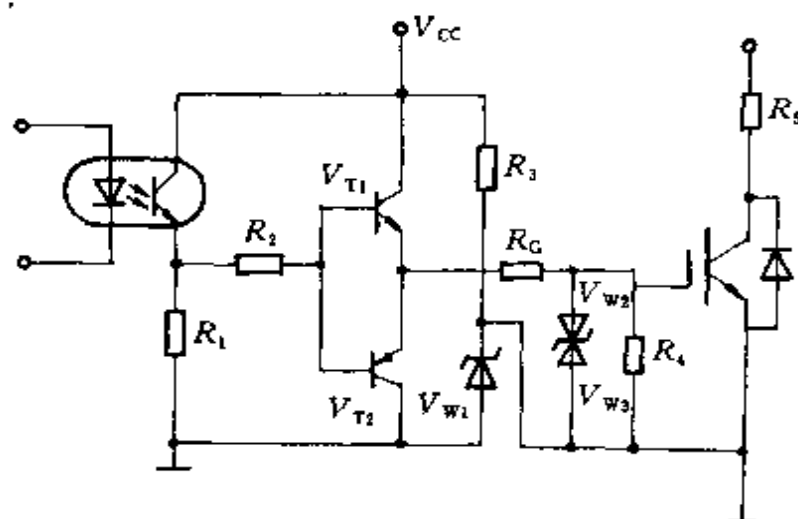


图 2-44 推挽输出栅极驱动电路

(1) 推挽输出栅极驱动电路 图 2-44 示出了采用 NPN 和 PNP 三极管组成的推挽输出栅极驱动电路, 反向偏置电源  $V_{ss}$  由



稳压管  $V_{w1}$  产生, 通常可取  $3 \sim 5 \text{ V}$ 。当光耦导通时,  $V_{T1}$  开通, 正向驱动电源  $V_{CC}$  经  $V_{T1}$ 、 $R_G$  给 IGBT 输入电容充电。当光耦关断时,  $V_{T2}$  基极电位低于发射极而导通, IGBT 反偏关断。

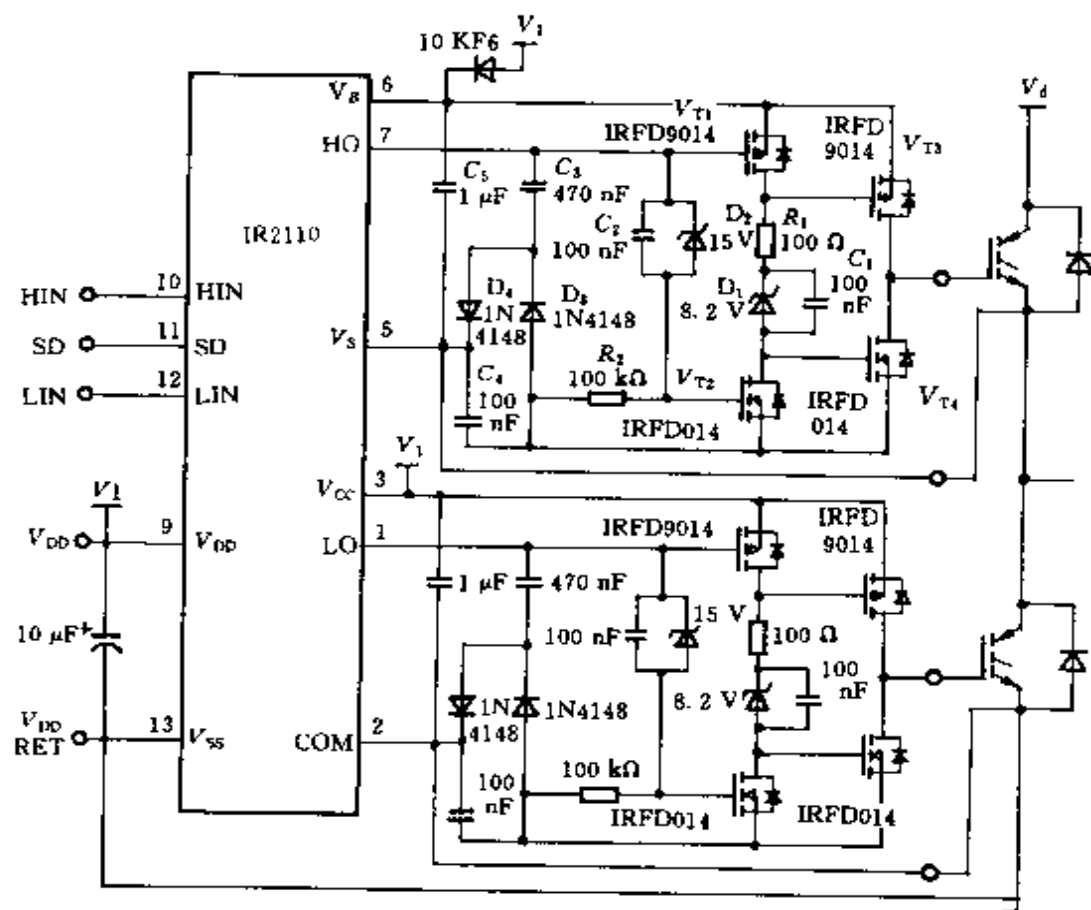


图 2-45 产生负偏置的半桥驱动器

(2) 采用集成驱动器 IR2110 的单电源大功率浮动负载栅极驱动电路 图 2-45 的电路利用了 IR2110 的高电压电平转换能力和 MOS 缓冲器的驱动能力。可为关断产生负电压。试验该电路时采用了具有  $270 \text{ A}$  输出的 IGBT 模块部件 IRGS1270F06。模块的栅极总电荷是  $600 \text{ nC}$ 。其波形示于图 2-46 和图 2-47。电路的开通延迟为  $1 \mu\text{s}$ , 关断延迟是  $0.2 \mu\text{s}$ 。开关频率为  $5 \text{ kHz}$ 、占空比为

50% 时,负偏置电压的稳定时间大约为 10 ms。启动时,即使在第一个周期以后,电路也输出一些负栅极电压。在功率下降期间,栅极电压仍为负值,直到存储电容放电为止。图 2-45 中电阻  $R_1$  为限制驱动器穿通电流而设置, $D_2$ 、 $C_2$ 、 $R_2$  形成  $V_{T2}$  的电平转换器。 $C_3$ 、 $C_4$ 、 $D_3$ 、 $D_4$  将输入信号转换为负的直流电压。即使在 1% ~ 99% 的占空比运行,负电压会也在几个周期稳定下来。

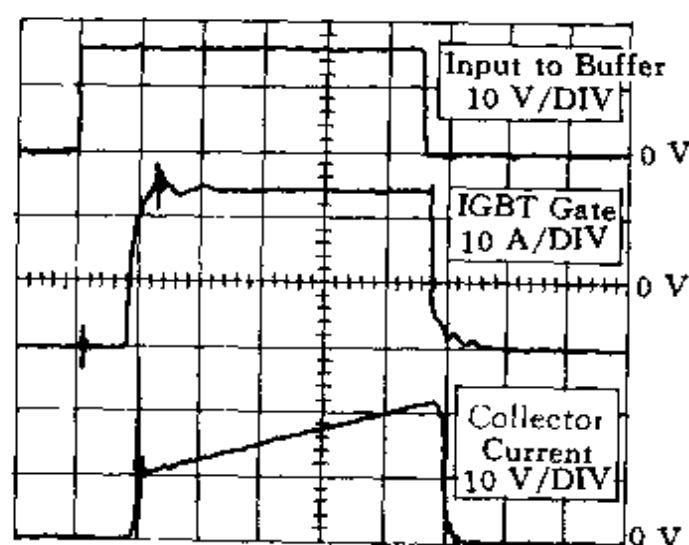


图 2-46 半桥驱动器负偏置波形(1  $\mu$ s/格)

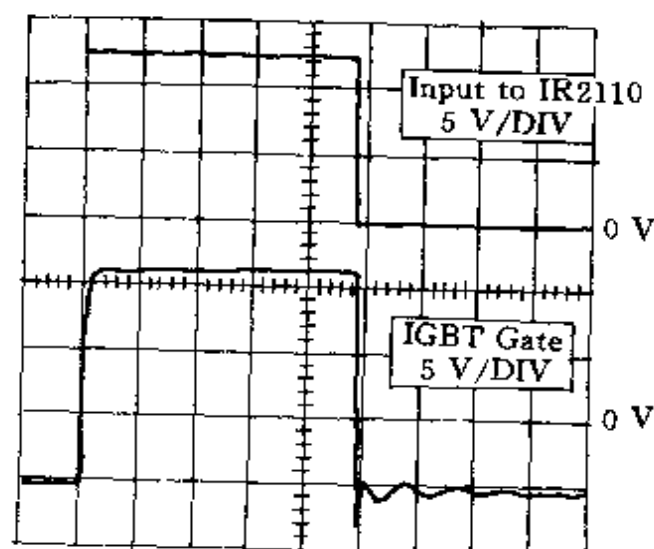


图 2-47 图 2-45 的电路工作波形(2  $\mu$ s/格)

(3) 采用集成驱动器 IR2110 带负偏置的栅极驱动电路 虽然电路的演变常使电路更复杂和可靠性更差,但增加负偏电压,可以使电路变得很简单。图 2-48 给出了采用负偏电压的大功率栅极驱动器。负电压由外部电源提供,而高侧的负偏置电压由  $100\text{ k}\Omega$  电阻和齐纳二极管产生。负栅极电压限制在  $V_{\text{SS}}-\text{COM}$  端和  $V_{\text{SS}}-V_{\text{S}}$  端之间可施加的最大偏置电压。IR2110 的总电源电压不能超过  $20\text{ V}$ 。对于  $V_{\text{d}} = 160\text{ V}$ 、占空比为  $50\%$  的运行, $100\text{ k}\Omega$  的电阻就足够了。不同的工作条件可能要求不同电阻值。通过电阻的平均电流至少应为  $1\text{ mA}$ 。电阻的功率容量和最大工作电压也必须考虑。由于齐纳二极管的工作电流小,因此在这种应用中特别低电流的齐纳二极管是可取的。

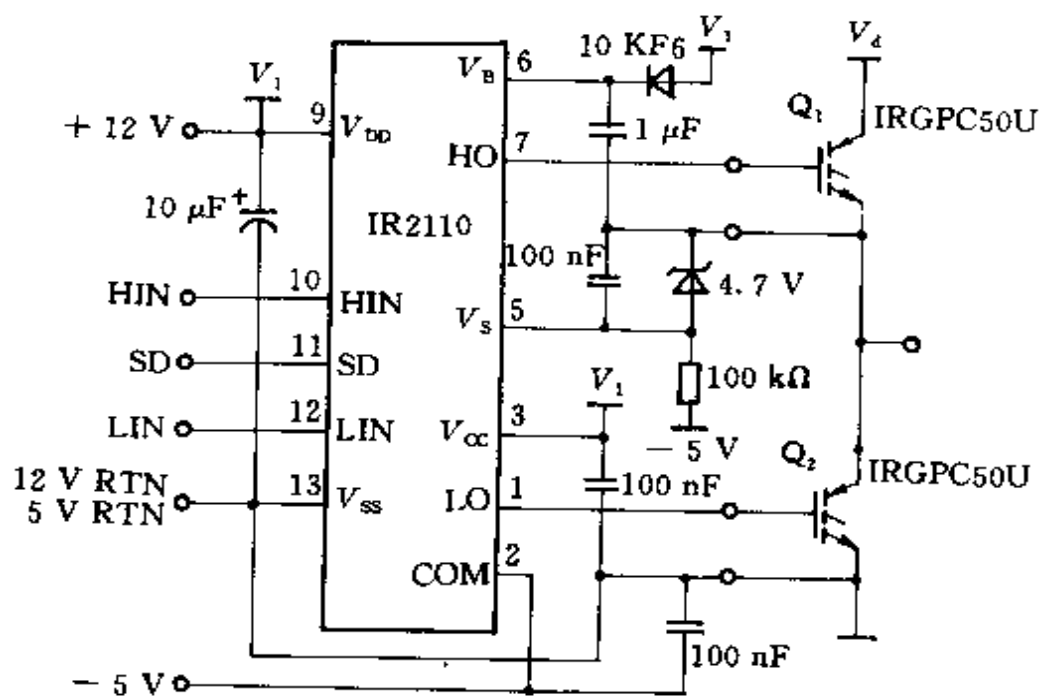


图 2-48 带外部负偏置的半桥驱动器

## 6. IGBT 在软开关中的应用

软开关变换器中 IGBT 在零电压下导通,当  $V_{\text{DS}}$  很小时,  $C_{\text{iss}}$ ,

$C_{oss}$  和  $C_{rss}$  均较大,尤其是  $C_{rss}$  低压时很大。当门极电压变高时,就要给极间电容充电。为了减小开通关断时间,必须减小  $R_G$ ,  $R_G$  为驱动电源内阻和门极驱动电阻之和。对 1 000 V 60 A IGBT 在 RDCL1 电路中零电压条件下开关特性进行了研究。表明当  $V_{GG} = 15$  V,  $-V_{GG} = 5$  V,  $R_G > 150 \Omega$  时,在零电压下几乎不能导通,当  $R_G < 30 \Omega$  时,  $V_{GS}$  上升下降沿小于  $0.4 \mu s$ 。从而可见, RDCL1 中 IGBT 的驱动电源内阻必须尽量减小,以较大的脉冲电流为极间电容充电,以获得短的开关时间。由于 IGBT 的动态擎住现象的产生主要由重加  $dV_{DS}/dt$  来决定,此外还受漏极电流  $I_{DM}$  以及结温  $T_J$  等因素的影响,当用于 RDCL1 中时  $dV_{DS}/dt$  仅与谐振频率有关。与 PWM 电路相比,由  $530$  V/ $1 \mu s$  (PWM 方式关断时间) 下降为  $50$  V/ $1 \mu s$ , (当谐振频率为  $20$  kHz 时,  $dV_{DS}/dt = 50$  V/ $\mu s$ ) 这对于正常运用和过载运行,可大大扩大其安全范围,因而允许采用较小的驱动电阻  $R_G$ 。

### 2.5.2 MOS 控制晶闸管(MCT)

MCT 是一种新型的功率器件,它将 MOSFET 的高输入阻抗、低驱动功率,快开关速度的特点与 SCR 高压大电流特点结合在一起,形成性能优良的新器件。外延型容量已达  $1\,400$  V/ $120$  A, 掺杂型容量已达  $3\,000$  V/ $300$  A。它是当前最有发展前途的器件之一。

#### 1. 基本工作原理

由图 2-49(a) 所示的 MCT 等效电路可见, MCT 可用双晶体管和双 MOSFET 来表示。由于目前商品化的 MCT 是 NPNP 器件,阴极 K 必须是负偏置。相对于阳极 A, 门极 G 加负偏压时, P 沟道 MOSFET  $S_4$  开通, 触发双晶体管开通从而使 MCT 开通。相对于阳极, 门极 G 加正偏压时, N 沟道 MOSFET  $S_3$  开通, 双晶体管中 PNP 晶体管  $S_2$  基极旁路使 MCT 关断。由等效电路可知: 当门极端不施加门-阳极电压时, 双晶体管的基极均无终端接头, 因而门

极 G 无偏置则 MCT 无法运行。

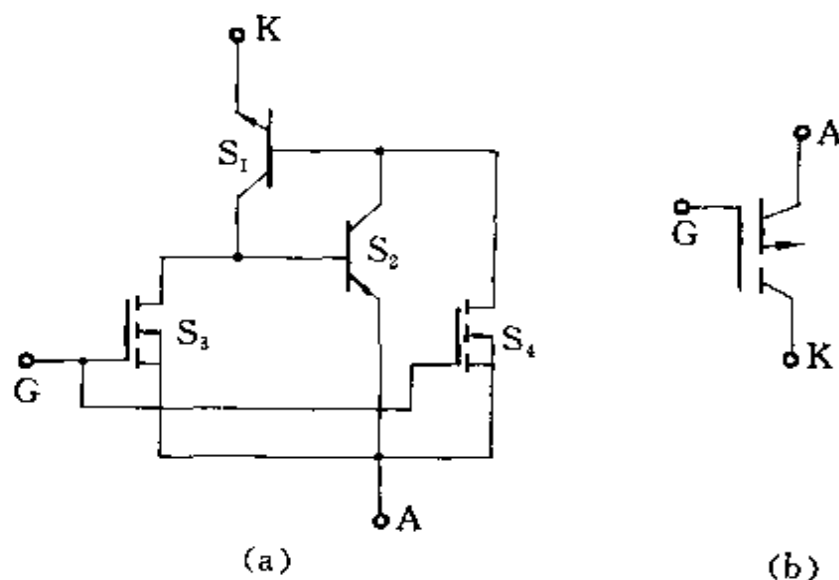


图 2-49 MCT 等效电路和图形符号

## 2. 稳态特性

MCT 具有低的通态压降是有别于其他功率器件的一个重要特点,其通态压降类似于二极管,这也是其具有高的额定直流电流的原因。通态压降的变化依赖于电流,即在某一阳极电流值下温度系数为零,低于该电流,则通态压降具有负的温度系数。当电流低于零温度系数对应的电流时,通态压降随温度上升而降低,其结果使器件并联使用受到影响,电流的不均匀可能会导致热不平衡。

## 3. MCT 的突出优点

- ① 电压电流容量大(阻断电压 3 000 V,最大关断电流密度  $6\,000\text{ A/cm}^2$ )。
- ② 通态压降低(约为 IGBT 的  $1/3$ )。
- ③ 极高的  $di/dt$  和  $dv/dt$  耐量( $2\,000\text{ A}/\mu\text{s}$ ,  $20\,000\text{ V}/\mu\text{s}$ )
- ④ 开关速度快、损耗小(开通时间 200 ns,可在  $2\text{ }\mu\text{s}$  内关断 1 000 V 电压)。

- ⑤ MCT 无 Miller 效应,因而可简化门极驱动。
- ⑥ 可允许工作温度高达  $200^{\circ}\text{C}$ 。
- ⑦ 即使关断失效也不会损坏。

## 2.6 功率集成电路(PIC)

功率集成电路是微电子和电力技术相结合的产物,其基本功能是实现功率与信息合一,成为机电一体化的基础元件,因而有人预料,PIC 的发展和运用将使电力电子技术进入智能化时代并将推进电子技术新的革命。PIC 的特点是体积小、重量轻,从而使功率变换装置成本降低。目前对于 PIC 还没有一个严格确切的定义,一般其电压高于数十伏,或电流大于数百毫安或功率大于  $1\text{ W}$  就称为 PIC。PIC 被分为二类:高压集成电路(HVIC)和智能功率集成电路(SPIC),前者是横向高压集成器件(承受高压的二个电极都从芯片的同一表面引出),与起控制作用的传统逻辑电路或模拟电路单片集成;后者是纵向功率器件(管芯背面作主电极、通常是集电极或漏极),与逻辑或模拟控制电路、传感器及保护电路等单片集成。目前 PIC 容量尚小,工作电压和电流分别可达到  $50 \sim 1\,000\text{ V}$  和  $1 \sim 100\text{ A}$  之间。PIC 以其优异性能将获得迅速发展。

## 2.7 新型半导体材料

随着高频电力电子技术的发展,要求电力半导体器件必须有高开关速度、低通态损耗、高输入阻抗、高工作温度、优良的热稳定性以及良好的防辐射能力。利用传统的硅单晶体材料已不能很好地满足上述要求,因而具有很宽带隙、很高载流子迁移率和良好电热传导性的碳化硅、砷化镓和金刚石薄片已开始开发应用。这些新材料具有高的能级,可以制造出类似 MOSFET 类的器件。例如金

刚石薄片制造的功率 MOSFET 可达兆瓦级功率, 比硅片 MOSFET 开关频率高 50 倍, 导通压降低一个数量级, 并可耐 600℃ 工作温度。电流密度大幅度提高。由于这些新材料加工非常困难, 短期内还难于形成商品化器件, 但其优良特性表现出了强大的生命力。

## 第3章 AC/DC 变换原理与应用

### 3.0 引言

将交流电源变换为直流电源称为 AC/DC 变换,或称整流。按交流输入形式可分为单相整流和三相整流。按电路结构可分为半波、全波、全桥和半桥整流电路。AC/DC 变换是通过功率器件对输入电源的“斩波和导向”实现的,因而按对功率器件所加的控制作用,可将 AC/DC 变换分为不控型、相控型和 PWM 型,这种分类方法最能反映 AC/DC 变换的本质和发展线索。

不控整流是通过功率二极管的单向导电作用实现的,其输出直流电压不可调。计算公式可由相控电路中令控制角  $\alpha=0$  而直接得到。必须注意的是,输入为高频交流电源时应采用快恢复功率二极管。

相控整流是过去几十年中发展起来并被广泛应用的技术。采用的主要功率器件是晶闸管,通过控制晶闸管的导通相位调节输出直流电压,因此称其为相控整流。由于晶闸管属于半控型器件,触发信号只能控制其导通,关断过程是利用交流电压由正半周变为负半周给晶闸管阳极施加负压而自然关断的。尽管相控整流器的大多数应用将逐渐被新型 AC/DC 变换器替代,但至今仍是工业上获得大功率直流电源的主要设备。它的重要应用领域是高压直流输电(HVDC)和电化学处理。本章 3.1 节将以单相全桥电路为例,阐述相控整流原理和基本分析方法,以表格形式给出其他整流拓扑和参数计算公式。3.2 节中以电镀电源为例,详细讨论相控



整流的工程设计问题。

相控整流的主要缺点是功率因数低,容易使电网电压畸变,轻载时产生的谐波对电网危害严重。为了克服这些缺点,可采用 PWM 整流器。这种电路采用全控型器件,对器件的控制采用脉冲宽度调制(PWM)控制方式,可使输入交流电压和电流基波同相位,高次谐波用小尺寸滤波器隔离,可使其功率因数达到 1,输出直流电压的调节也非常容易,因而近年来得到了迅速的发展和应用。本章 3.3 和 3.4 节将阐述这种高功率因数整流器的电路原理及分析方法。

### 3.1 相控整流电路

采用半控型功率器件晶闸管构成的相控整流电路,可以被看作是一种具有高增益的、工作于开关方式的功率放大器,在其输入和输出的两侧线路中都将产生大量的谐波。相控整流器的开关工作方式,使功率变换系统成为时间上离散的和非线性的,因而分析方法不同于正弦波电路。本节以单相桥式相控整流电路为例,分析负载特征,各参数的瞬时值、有效值,基波,谐波及电网畸变。这些基本公式和分析方法适用于各种电路结构的相控整流器。由于本书侧重自关断器件构成变换器分析设计,因而对其他形式的相控整流电路将不详细展开,仅作一般介绍。

#### 3.1.1 单相全桥相控整流电路基本分析

单相全桥相控整流电路如图 3-1 所示,图中变压器 B 并不是所有应用都需要,它主要用于电气隔离和电压变换。输入电压  $u_1$  为交流电网电压,变压器次级电压  $u_2$  根据负载所需最大电压而定。每个桥臂的上下部元件分时导通,而对角线上的开关元件( $S_1$ ,  $S_4$  和  $S_2$ ,  $S_3$ ) 被触发分别同时导通。负载  $Z$  可以是电阻性负载,例如

电阻加热炉、电解、电镀等电化学处理用电设备。它也可以是电阻-电感性负载以及电动机负载( $R-L-E$  即电阻电感和反电势负载)。

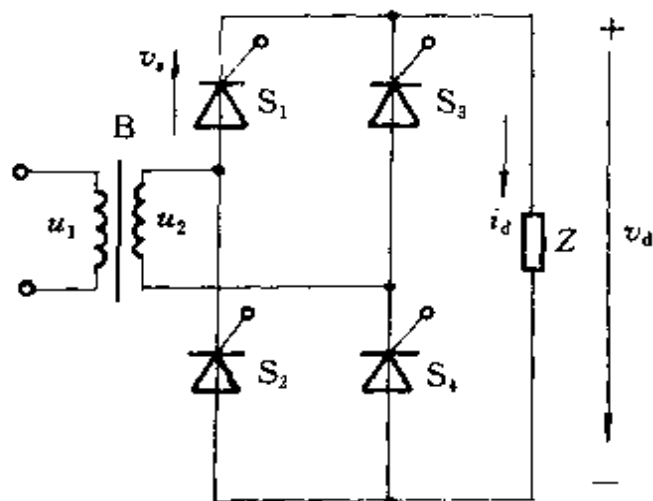


图 3-1 单相桥式整流器

为了简化分析,忽略晶闸管关断时的漏电流以及导通时的管压降,认为晶闸管是理想开关而忽略其导通关断所需时间。在分析电路时,只考虑稳态时的波形图。

图 3-2 为桥式整流电路控制脉冲,负载电压电流瞬时值及晶闸管承受的电压波形。由图 3-2(a) 可知,在  $\omega t = \alpha$  时刻,给开关元件  $S_1$  和  $S_4$  的门极加正向脉冲,由于  $S_1, S_4$  阳极承受正偏而导通。图 3-2(b) 为电阻性负载时电压,电流波形,由图可知  $S_1$  和  $S_4$  导通给负载上施加了一个缺角的正弦波  $v_d$ ,电阻性负载的电流瞬时值波形  $i_d$  与  $v_d$  同相位并相似。当  $\omega t = \pi$  时,  $S_1$  阳极电压为零,晶闸管阳极电流下降到维持电流  $I_H$  以下,使  $S_1$  自行关断,达到了依靠电源电压换流的目的。在  $\omega t = \pi$  时,  $S_4$  阴极承受电源电压正半周而反向阻断。

$\omega t = \pi + \alpha$  时刻,  $S_2, S_3$  门极施加正脉冲而导通,电压、电流波如图 3-2(b) 所示。从而完成了—个周期的相位控制。这种过程周而复始地进行下去,即达到了控制输出电压的目的。

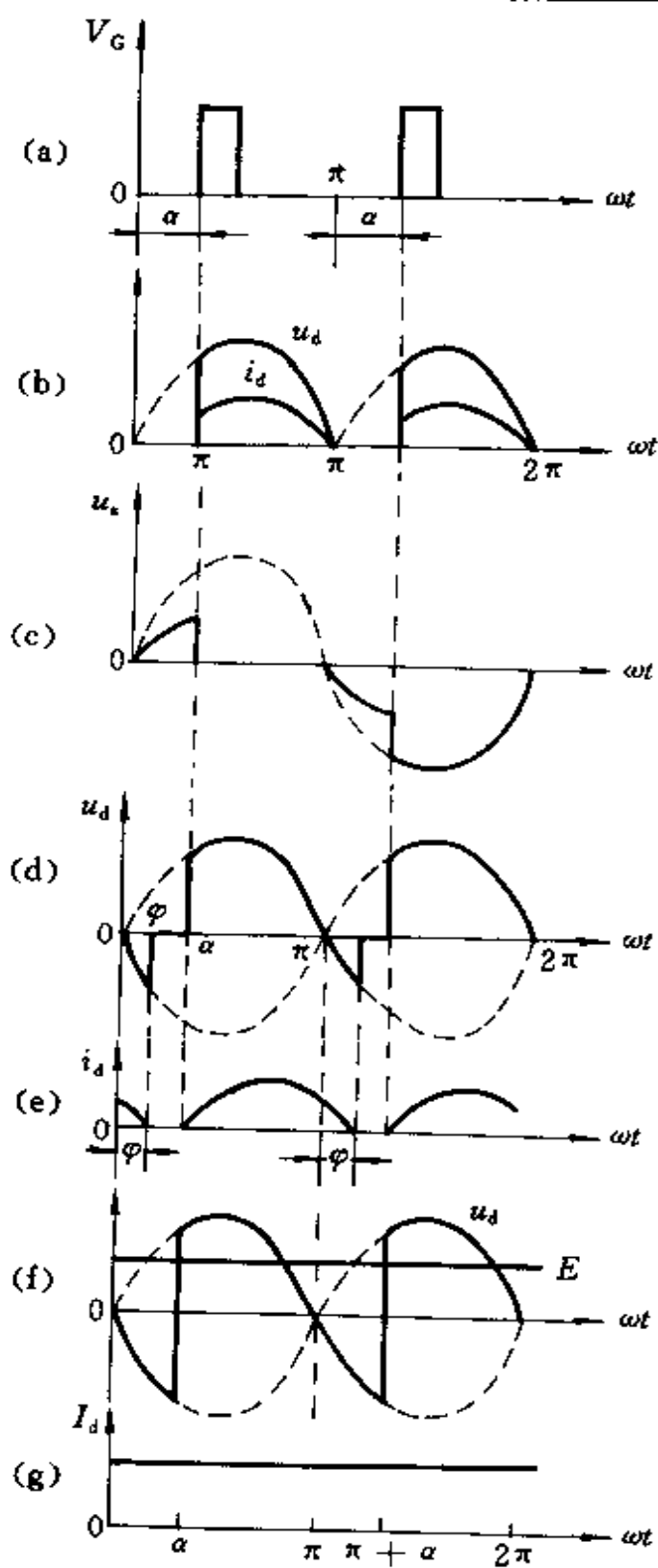


图 3-2 桥式整流电流电压波形

当一组晶闸管导通时,另一组晶闸管将承受反向电压。例如当  $S_2$  和  $S_3$  导通时,电源电压的高电位将通过  $S_3$  加到  $S_1$  的阴极,使晶闸管  $S_1$  承受电压,反压的最大值为电源电压的峰值  $\sqrt{2}U_2$ ,  $U_2$  为  $u_2$  的有效值,晶闸管  $S_1$  上承受的电压  $v_s$  如图 3-2(c) 所示。在晶闸管触发前 ( $0 < \omega t < \alpha, \pi < \omega t < \pi + \alpha$ ), 四个开关器件均处于阻断状态,当其漏电阻相等时,每个器件承受的正向或反向阻断电压最大均为  $\sqrt{2}U_2/2$ 。

图 3-2(d) 和 (e) 给出了  $R-L$  负载的瞬时电压和电流波形。由于电流  $i_d$  滞后电压  $v_d$  一个相角  $\varphi$ , 在电压  $u_2$  过零进入负半周的一段时间内,只要电感  $L$  上反电势绝对值大于  $u_2$  绝对值,即  $|e_L| > |u_2|$ , 晶闸管  $S_1$  和  $S_4$  就承受正压继续导通,到  $|e_L| = |u_2|$  时,  $S_1$  和  $S_4$  才能关断。 $S_2$  和  $S_3$  工作机理与  $S_1$  和  $S_4$  完全相同。

图 3-2(f) 和 (g) 为串接电感(平波电抗器)的电动机负载电压电流波形。这种情况相当于大电感负载,当  $S_1$  和  $S_4$  导通时,电源电压  $u_2$  经导通的晶闸管  $S_1, S_4$  加到负载上,负载电压  $v_d$  为电感电压、电枢压降与反电势之和。当电感上电压  $v_L = L di_d/dt = 0$  时,电流  $i_d$  达到最大值,此后  $i_d$  开始下降。电感上感应电压变为负值阻碍电流下降,从而形成图 3-2(g) 所示的连续平滑电流  $I_d$ 。

#### 1. 瞬时值及有效值

根据图 3-2(b) 可知,电阻性负载电压、电流波形同相位。假定输入交流电压可表达为

$$u_2(t) = \sqrt{2}U_2 \sin \omega t \quad (3-1)$$

式中  $U_2$  为变压器次级电压  $u_2(t)$  的有效值,  $\omega$  为交流电源的角频率。纯阻性负载时电压瞬时值可表达为

$$v_d = \sqrt{2}U_2 \sin \omega t \quad (3-2)$$

$$n\pi + \alpha \leq \omega t \leq (n+1)\pi \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

负载电阻上电流为

$$i_d = \frac{v_d}{R} = \frac{\sqrt{2}U_2}{R} \sin \omega t \quad (3-3)$$

上式中  $\omega t$  定义域与式(3-2)相同,由于负载上电压及电流为非正弦周期波形,通常采用平均值表示其大小。将式(3-2)代入下式,可求得负载电压平均值为

$$V_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} v_d d\omega t = 0.9U_2 \frac{(1 + \cos \alpha)}{2} \quad (3-4)$$

同理可求得负载上电流平均值为

$$I_d = \frac{0.9U_2}{R} \frac{(1 + \cos \alpha)}{2} \quad (3-5)$$

由式(3-4)可得到以下结论:

(1)  $\alpha = 0$  时,输出电压  $V_d$  的最大值为  $0.9U_2$ ,与二极管组成的单相桥式不控整流电路完全一样。

(2)  $\alpha = 180^\circ$  时,输出电压  $V_d$  等零。

(3) 电阻性负载时,单相桥式整流器中晶闸管控制角  $\alpha$  可以在  $0 \sim 180^\circ$  之间调节,从而使输出电压从最大值  $0.9U_2$  调节到零。

## 2. 电阻、电感性( $R-L$ )负载

$R-L$  负载须分两种情况进行讨论:第一种状态是电流滞后角  $\varphi$  小于控制角  $\alpha$ ,对应于负载阻抗  $\omega L < R$ ;另一种是负载电感较大,对应于  $\omega L \geq R$ ,对这两种情况必须采用不同的分析方法。

(1) 小电感  $R-L$  负载( $\varphi \leq \alpha$ ) 根据图 3-2(d) 和式(3-4)可求得小电感时  $R-L$  负载上电压平均值为

$$V_d = \frac{1}{\pi} \left[ \int_0^{\varphi} -\sqrt{2}U_2 \sin \omega t d\omega t + \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d\omega t \right] = 0.9U_2 \frac{\cos \alpha + \cos \varphi}{2} \quad (3-6)$$

式中  $\varphi = \tan^{-1}(L/R)$ 。由上式可知:当  $\varphi < \alpha$  时,输出电压平均值  $V_d$  是负载电流滞后角和晶闸管控制角的函数。对应的电流波形如图 3-2(e) 所示,显然,这种情况下电流连续的条件是  $\alpha = \varphi$ 。

(2) 大电感负载( $L\omega \gg R$ ) 当负载电感较大时,无论 $\alpha$ 为何值,由图3-2(f)可求得输出电压平均值为

$$V_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d\omega t = 0.9 U_2 \cos \alpha \quad (3-7)$$

由式(3-7)可知:大电感负载时控制角 $\alpha$ 变化范围为 $0 \sim 90^\circ$ , $\alpha > 90^\circ$ 将输出负电压,这对于无源负载是不可能的。为了与小电感情况对比,令式(3-6)中 $V_d = 0$ ,则有

$$\cos \alpha = -\cos \varphi = \cos(\pi - \varphi) \quad (3-8)$$

即

$$\alpha = 180^\circ - \varphi \quad (3-9)$$

式(3-9)说明,小电感情况下,控制角随电流滞后角而变化,这一结论也仅对无源负载成立。由图3-3(d)可知,对 $R-L$ 负载,晶闸管导通角 $\theta$ 均为 $180^\circ$ 。

(3) 晶闸管换流过程 当 $u_2(t)$ 正半周的 $\omega t = \alpha$ 时刻,触发 $S_1, S_4$ 导通,在 $u_2(t)$ 过零进入负半周后, $L$ 中的储能使 $S_1, S_4$ 继续导通。由于电感 $L$ 中的储能较大,致使另一组被导通的晶闸管( $S_2, S_3$ )给尚未放完电的电感 $L$ 又开始充电,所以 $L$ 中电流是连续的,在 $\omega t = \pi + \alpha$ 时刻, $S_2$ 和 $S_3$ 被触发时, $u_2(t)$ 负半周使 $S_1, S_4$ 承受反压而立即关断,如图3-3(c)、(c)所示。在此期间,由于电感 $L$ 的作用,图3-3(g)所示 $S_1, S_4$ 中电流换流到 $S_2, S_3$ 中,如图3-3(h)所示,从负载侧来看,原来由 $S_1, S_4$ 供给的电流 $I_d$ 改由 $S_2, S_3$ 提供,其大小和方向均不变。这种支路间换流是依靠 $u_2(t)$ 来实现的,因而被称为电源换流或自然换流。

(4) 电流波形 由上述分析和图3-3可知:由于大电感 $L$ 的作用,不论控制角 $\alpha$ 为何值,负载电流 $I_d$ 的波动都很小,近似为一条直线。而晶闸管中电流和电源电流都为矩形波。由于大电感 $L$ 的滤波作用,负载 $R$ 中电流为

$$I_d = \frac{0.9 U_2}{R} \cos \alpha \quad (3-10)$$

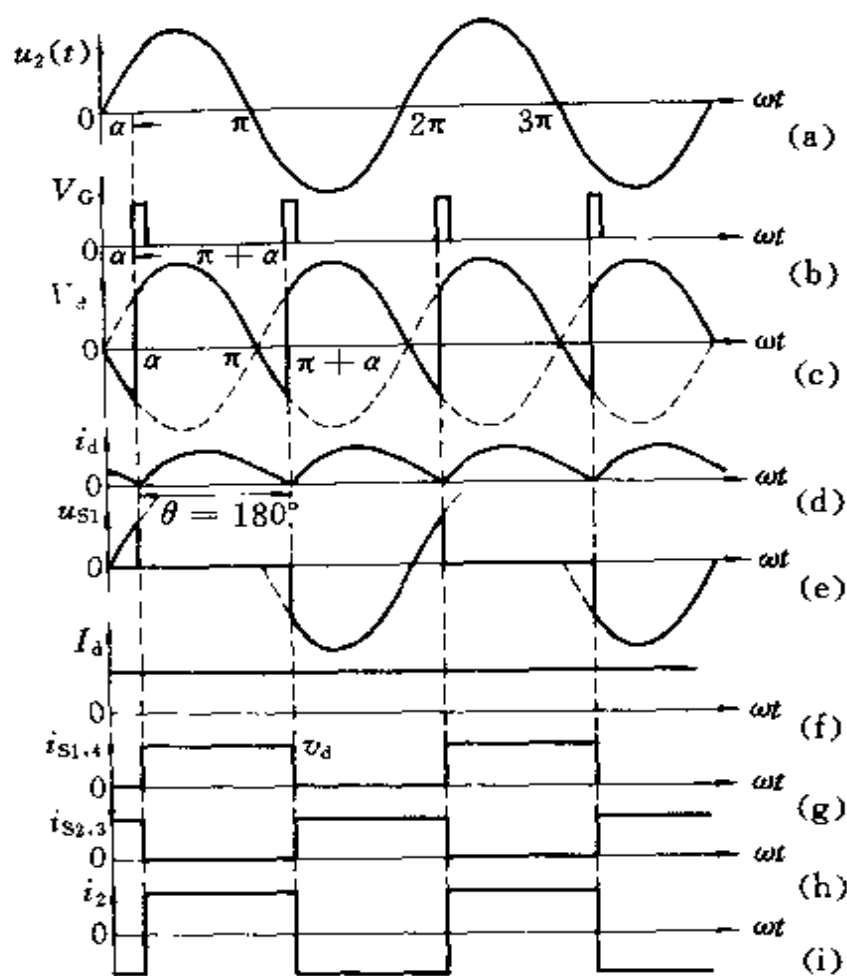


图 3-3 大电感负载时单相全桥电路波形

### 3. 电动机负载(反电势负载)

电动机负载本质上属于反电势负载。为了保证加到直流电动机上的电流具有很小的波动, 采用串接平波电抗器  $L$ , 使输出电压中交流分量几乎都降落在电感上。图 3-4 中  $E$  为直流电动机的反电势,  $R$  为电枢电阻和线路直流电阻的总和。根据图 3-4, 可以列出单相桥供

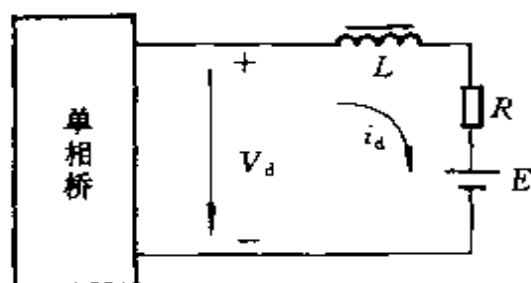


图 3-4 电动机负载等效电路

电的直流电动机负载动态方程如下:

$$v_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} + E \quad (3-11)$$

根据图 3-3(c), 瞬时电压可写成

$$v_2 = \sqrt{2} U_2 \sin \omega t \quad n\pi + \alpha \leq \omega t \leq (n+1)\pi + \alpha$$

$$n = 0, 1, 2, \dots \quad (3-12)$$

在  $\alpha \leq \omega t \leq \pi + \alpha$  之间对式(3-12)积分并除以半周期  $\pi$ , 则可以得到以平均值表达的直流负载方程

$$V_d = 0.9 U_2 \cos \alpha = I_d R + E \quad (3-13)$$

或 
$$I_d = \frac{V_d - E}{R} = \frac{0.9 U_2 \cos \alpha - E}{R} \quad (3-14)$$

### 3.1.2 功率、谐波及电网畸变

本节仍针对单相全桥相控整流电路, 分析其功率、谐波及电网畸变, 分析方法也适用于其他拓扑结构, 但必须注意负载上瞬时电压、电流的定义域。由于桥式电路在各类负载中被广泛应用, 所以仍按照阻性、大电感-电阻性进行分类研究。

#### 1. 电阻性负载

根据式(3-2), 可求得负载电压有效值为

$$V = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} v_d^2 d\omega t} = U_2 \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (3-15)$$

负载电流有效值为

$$I = \frac{V}{R} \quad (3-16)$$

上述两式中忽略了晶闸管损耗及线路直流损耗。因此可知, 电源  $u_2(t)$  输入到整流器的有功功率可用输出电压有效值及电流有效值表示为

$$P = VI = \frac{U_2^2}{R} \left( \frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi} \right) \quad (3-17)$$



电源输入到整流器中视在功率为

$$S = U_2 I \quad (3-18)$$

则单相桥式相控整流器功率因数为

$$\cos\varphi = \frac{P}{S} = \frac{VI}{U_2 I} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (3-19)$$

上式表明,即便是纯电阻负载,相控整流器对电源  $u_2(t)$  的功率因数也随控制角  $\alpha$  变化,功率因数随  $\alpha$  增大而变小的原因是,  $\alpha$  增大负载中谐波电流大大增加。

根据式(3-5)和(3-16),可用波形系数  $K_f$  来表征电流脉动的程度。波形系数被定义为

$$K_f = \frac{I}{I_d} = \frac{\sqrt{\frac{\pi \sin 2\alpha}{2(1 + \cos \alpha)} + \frac{2\pi(\pi - \alpha)}{2(1 + \cos \alpha)}}}{2(1 + \cos \alpha)} \quad (3-20)$$

当  $\alpha = 0$  时,  $K_f$  约为 1.1, 当  $\alpha = \frac{\pi}{4}$  时,  $K_f$  增大到 1.3。显然, 电流脉动程度随  $\alpha$  增大而变大。

根据图 3-3(g) 和式(3-3), 可求得流过晶闸管的电流有效值  $I_s$  为

$$I_s = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i_d^2 d\omega t} = \frac{I}{\sqrt{2}} \quad (3-21)$$

上式可作为确定晶闸管电流的根据, 在选择器件时使用。

当忽略晶闸管损耗及线路损耗时, 可得到电源电流有效值  $I_2$ , 负载电流有效值  $I$  与平均值  $I_d$  之间关系为

$$I_2 = I = K_f I_d \quad (3-22)$$

谐波功率

根据电工学原理, 非正弦电压与电流产生的有功功率  $P$  可以用直流分量功率与各次谐波功率之和来表示, 即

$$P = VI = V_d I_d + P_1 + P_2 + \cdots \quad (3-23)$$

式中

$$P_i = U_i I_i \cos \varphi_i \quad (i = 1, 2, \cdots) \quad (3-24)$$

式中  $U_i$  和  $I_i$  是第  $i$  次谐波电压和谐波电流的有效值,  $\cos \varphi_i$  是第  $i$  次谐波的功率因数。将式(3-4)、(3-5)和式(3-17)代入式(3-23)中,可求得谐波功率总和为

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^{\infty} P_i &= VI - V_d I_d = \\ &= \frac{U_2}{R} \left[ \left( \frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi} \right) - (0.45)^2 (1 + \cos \alpha)^2 \right] \end{aligned} \quad (3-25)$$

由式(3-25)可以看出,即便是  $\alpha = 0$ ,电阻性负载上仍存在谐波功率。因为只有相同频率的电压和电流才能产生谐波电流,基频(一次谐波)频率是交流电源频率的2倍。谐波电流可以用傅氏级数求得:

$$i_d = I_d + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (3-26)$$

式中

$$a_n = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} i_d \cos n\omega t d\omega t$$

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} i_d \sin n\omega t d\omega t$$

同理,谐波电压也可写作

$$v_d = V_d + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (3-27)$$

$a_n$  和  $b_n$  只要将式(3-26)中  $i_d$  换为  $V_d$  即可求得。

相控整流器产生的谐波电流,对电化学处理生产工艺将产生不良影响,使用中必须在负载前加装滤波器(缓冲环节)消除谐波电流。谐波电流对电网也将形成谐波污染,从而影响电网质量,其量值可用式(3-26)和式(3-27)计算。

## 2. 电动机负载及大电感负载

前已述及,当负载为电动机负载时,通常要加装平波电抗器,可以等效为  $R-L-E$  负载。此时负载电阻(电枢电阻)上几乎无交流分量,所以谐波功率  $P_1, P_2, \dots$  都几乎为零,负载电阻上有功功率等于  $V_d I_d$ 。无功功率是串接的大滤波电感形成的。从电网电源侧看相控整流装置(包括负载),从电网流入整流电路的电压电流如图 3-5 所示。

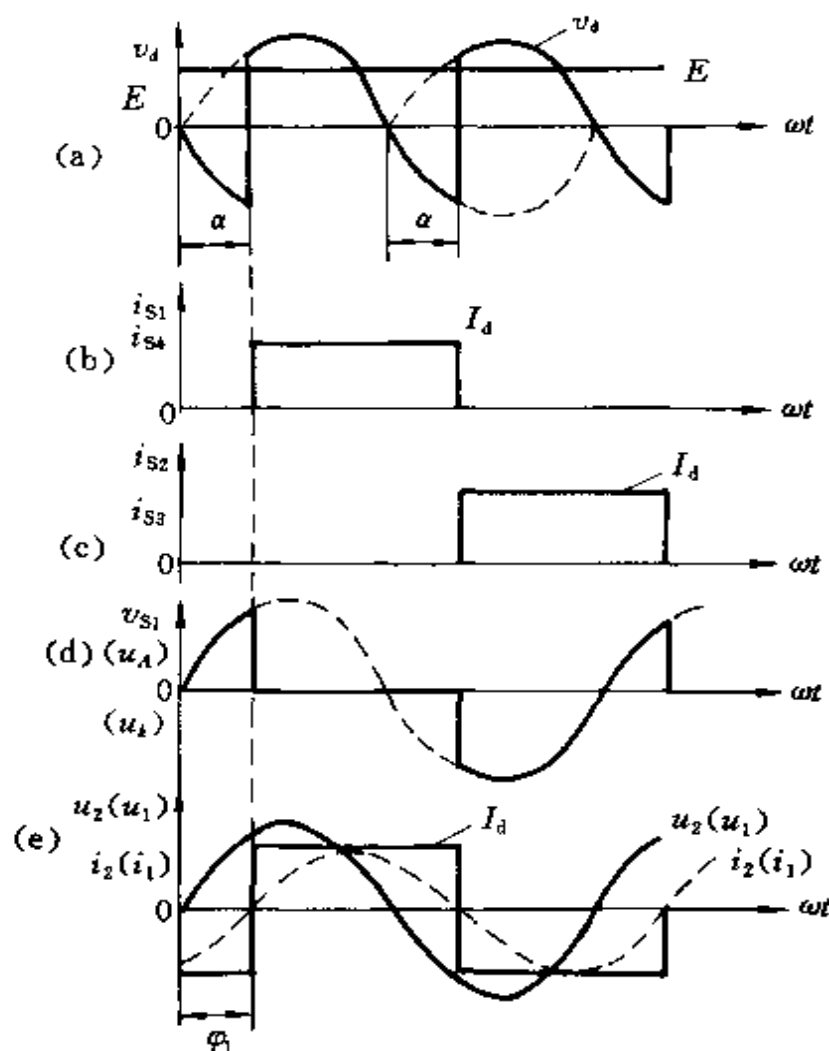


图 3-5 带大电感负载的电压电流波形

图 3-5(a) 为负载电压  $u_L$  和反电势  $E$  波形, 即从电网电压经控制获取的部分。图(b) 和(c) 分别为流经两个支路( $S_1, S_4$  和  $S_2, S_3$ ) 的电流波形。图(d) 为每个晶闸管(以  $S_1$  为例) 承受的正反向电压, 其最大值为  $\sqrt{2}U_2$ 。图(e) 为变压器二次侧电压电流波形。假设变压器为“无损耗”且变比为 1, 则电网提供的一次电压  $u_1$  和电流  $i_1$  分别与  $u_2$  和  $i_2$  相等。我们可以借此分析大电感负载相控整流电路对电网产生的畸变。

(1) 畸变因数 DF 计算 送入整流电路的方波电流  $i_1$  可以表达为

$$i_1(t) = \begin{cases} I_d & \alpha \leq \omega t < \pi + \alpha \\ 0 & \omega t = \pi + \alpha \\ -I_d & \pi + \alpha < \omega t \leq 2\pi + \alpha \end{cases} \quad (3-28)$$

写成傅氏级数形式

$$i_1(t) = \frac{4}{\pi} I_d \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\omega t}{2n-1} \quad (3-29)$$

考虑到  $i_1$  的基波电流滞后于电压  $u_1$  的相角为  $\varphi_1$ 。在式(3-29)中令  $n=1$  得基波电流

$$i_{11}(t) = \frac{4}{\pi} I_d \sin(\omega t - \varphi_1) \quad (3-30)$$

基波电流  $i_{11}(t)$  的有效值为

$$I_{11} = \frac{1}{\sqrt{2}} \times \frac{4}{\pi} I_d = \frac{2}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{1} I_d \quad (3-31)$$

电网电流的畸变程度可以根据畸变因数(distortion factor)来确定, 畸变因数 DF 被定义为  $i_1(t)$  的基波有效值  $I_{11}$  与  $i_1(t)$  的有效值  $I_1$  之比。

$$DF = \frac{I_{11}}{\sqrt{I_{11}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_{1n}^2}} = \frac{I_{11}}{\sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} i_1^2 dt}} = \frac{I_{11}}{I_1} \quad (3-32)$$

将式(3-29)代入式(3-32),可得到方波电流畸变系数为

$$DF = \frac{2}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{I_d} \frac{I_d}{I_d} = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} = 0.9 \quad (3-33)$$

DF 表示了电流波形含有高次谐波的程度,它与变压器、电路拓扑负载性质有关。

(2) 功率因数  $\cos\varphi$  根据式(3-18)、(3-19)及式(3-31)、(3-32)和图3-3可得到大电感负载功率因数为

$$\cos\varphi = \frac{P}{S} = \frac{U_1 I_{11} \cos\varphi_1}{U_1 I_1} = \frac{I_{11}}{I_1} \cos\varphi_1 = DF \cos\varphi_1 \quad (3-34)$$

(3) 偏移因数  $\cos\varphi_1$  式(3-34)中  $\cos\varphi_1$  为电网电流基波  $i_1(t)$  滞后于  $u_1(t)$  的相角  $\varphi_1$  的余弦,称为电网的偏移因数。由图3-5(a)和(e)可以看出,当忽略换相重叠角时,偏移因数角与晶闸管控制角  $\alpha$  相等。

### 3. 本节小结

由上述分析表明,对于直流电动机和其他负载采用大电感滤波时( $\omega L \geq R$ ),电网必须向整流器提供滞后无功功率。它们将对公用电网产生无功损耗,降低电网的有效利用。必须采取措施或采用本章介绍的高功率因数整流器。

### 3.1.3 各类相控整流拓扑

相控整流电路形式很多,除了上节讨论过的单相全桥电路外,还有单相半波、单相全波、单相半桥、三相全桥、三相半桥、四分支桥式整流、十二波头串联桥等电路形式。本节中3.1.1和3.1.2对单相全桥电路的分析方法同样可用于这些电路的分析。这里仅简要分析各种拓扑的特点及应用场合,电路分析结果以表格形式给出,以供参考。三相半波电路将在3.2节工程设计举例中详细分析。

## 1. 单相半波相控整流电路

单相半波整流电路如图 3-6 所示。其优点是仅用一个晶闸管。缺点是输出电压脉动大, 变压器有直流磁化, 仅可用于小功率场合。

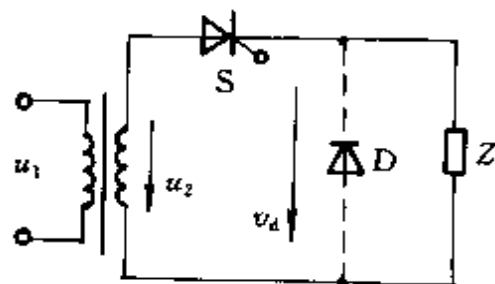


图 3-6 单相半波相控整流电路

当图 3-6 中接入虚线所示的续流二极管时仅能用于整流不能用于反电势负载回馈再生能量。由于其电压脉动系数较大, 因而一般用于小功率, 对纹波电压要求不高的场合。表 3-1 给出了各种负载时电路分析结果。

表 3-1 单相半波整流电路计算公式

| 负载<br>参数          | $R$                                                                          | $R-L$ (大电感)                      |
|-------------------|------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------|
| 电压平均值 $V_d$       | $0.45U_2 \frac{1+\cos\alpha}{2}$                                             | $0.45U_2 \frac{1+\cos\alpha}{2}$ |
| 电流平均值 $I_d$       | $V_d/R$                                                                      | $V_d/R$                          |
| 移相范围 $\alpha$     | $0 \sim \pi$                                                                 | $0 \sim \pi$                     |
| 最大导通角 $\theta$    | $\pi$                                                                        |                                  |
| SCR 承受最大<br>正反向电压 | $\sqrt{2}U_2$                                                                | $\sqrt{2}U_2$                    |
| SCR 电流有效值         | $\frac{U_2}{R} \sqrt{\frac{1}{1\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi-\alpha}{2\pi}}$ |                                  |

## 2. 单相全波整流电路

图 3-7 为单相全波整流电路。该电路的优点是线路简单,比半波电路电流脉动小,电压脉动系数为 0.666,而单相半波电压脉动系数为 1.57。接入图中虚线所示二极管时,电路仅能作整流使用。由于该电路中 SCR 需承受较高电压(见表 3-2),因而一般用于小功率场合。表 3-2 给出了该电路的部分计算公式。注意该电路用于反电势负载时,晶闸管上承受电压为  $\sqrt{2}U_2 + E$ ,  $E$  为反电势。晶闸管电流为  $I_d \sqrt{\frac{\theta}{2\pi}}$ 。

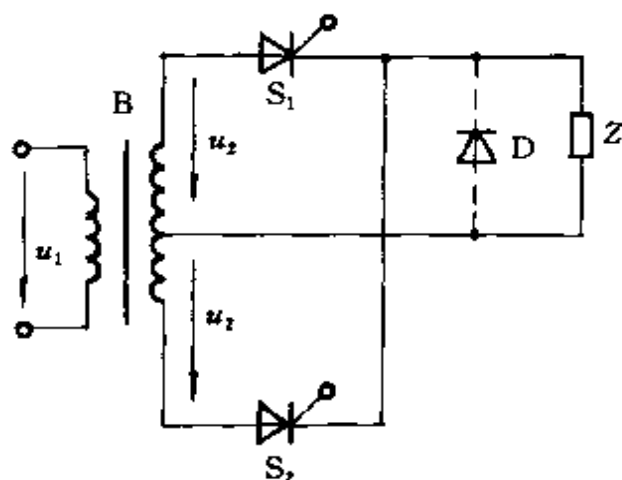


图 3-7 单相全波整流电路

表 3-2 单相全波整流电路计算公式

| 负载<br>参数      | $R$                               | $R-L$ (大电感)         |
|---------------|-----------------------------------|---------------------|
| 电压平均值 $V_d$   | $0.9U_2 \frac{1 + \cos\alpha}{2}$ | $0.9U_2 \cos\alpha$ |
| 电流平均值 $I_d$   | $V_d/R$                           | $V_d/R$             |
| 移相范围 $\alpha$ | $0 \sim \pi$                      | $0 \sim \pi$        |

| 续 表               |                                                                               |                |
|-------------------|-------------------------------------------------------------------------------|----------------|
| 负载<br>参数          | $R$                                                                           | $R-L$ (大电感)    |
| 最大导通角 $\theta$    | $\pi$                                                                         |                |
| SCR 承受最大<br>正反向电压 | $2\sqrt{2}U_2$                                                                | $2\sqrt{2}U_2$ |
| SCR 电流有效值         | $\frac{U_2}{R} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}}$ |                |

### 3. 单相桥式半控整流电路

本节 3.1.1 分析的单相桥式整流器,如果把一个续流二极管跨接在图 3-1 负载两端,如图 3-8 所示,当反电势  $E$  大于  $v_d$  时,续流二极管 D 导通将形成短路。因而这种结构不能承受负电压,适用于不含源负载( $R-L$ )或仅工作在一个象限的直流电动机,可由此引申出下述电路结构。

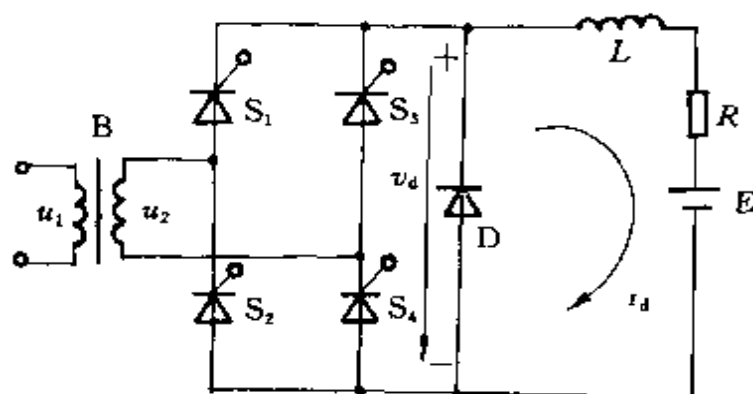


图 3-8 具有续流二极管的单相桥

将图 3-1 中开关元件  $S_2$  和  $S_4$  换为二极管,可得图 3-9(a) 所示半桥拓扑,其工作原理与桥式电路基本相同。图(b)的功能与图



(a) 等价。

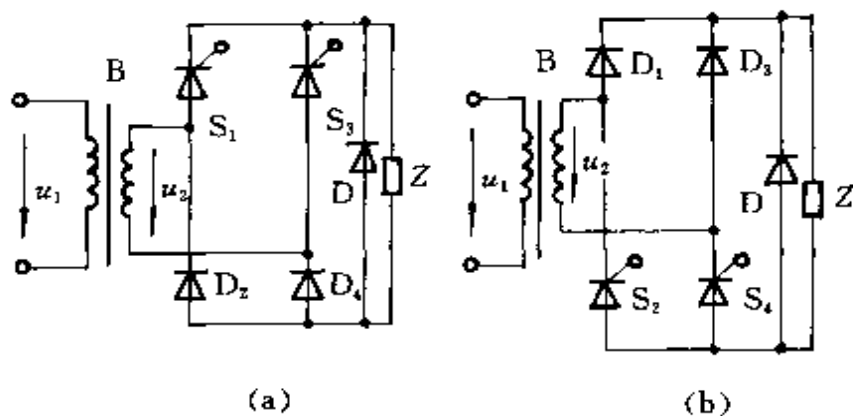


图 3-9 单相桥式半控整流器

该电路与单相全桥相比,其优点是少用了两个晶闸管,因而简化了控制电路。不同之处是晶闸管导通角  $\theta$  为  $\pi - \alpha$ ,而全桥电路中导通角  $\theta = \pi$ 。电源电流不是连续对称方波,而是断续交变方波。

#### 4. 三相桥式全控整流电路

在相控整流器中,应用较为广泛的是三相桥式整流器。三相全桥相控整流电路如图 3-10 所示。电路由两组共阴极和共阳极的晶闸管串联而成。

该电路的优点是控制增益大,输出电压纹波小,电压脉动系数仅为 0.057,脉动频率为  $6f_1$ ,可用于输出较大功率。也可以将两组整流器串联或并联使用。后面将进一步详细分析。

三相桥式整流电路有 6 个晶闸管,工作时需要 6 个触发脉冲,对这些触发脉冲有如下要求:

① 三相桥式全控整流电路中,6 个晶闸管均在自然换相点后顺延  $\alpha$  时刻触发导通。6 个触发脉冲相位上依次差  $60^\circ$ 。

② 按图 3-10 中晶闸管排列顺序的编号,换相总是按  $S_1-S_2-S_3-S_4-S_5-S_6$  的次序,因而触发脉冲也应按此编号顺序

排列。

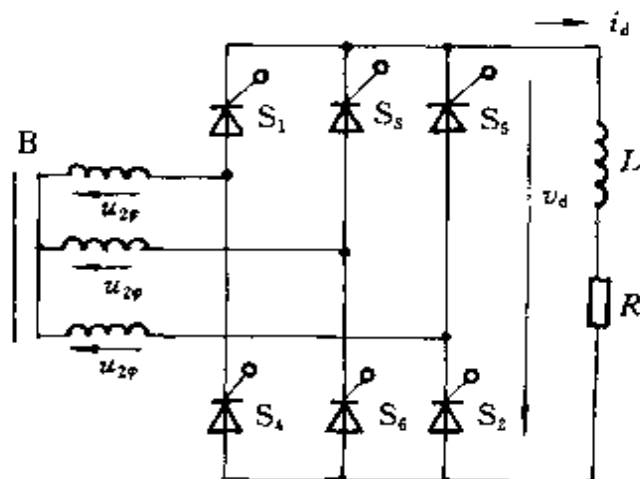


图 3-10 三相桥式全控整流电路

③ 由于三相桥式电路启动时共阳极和共阴极中必须各有一个晶闸管导通，而依次排列的触发脉冲在每一时刻只能触发一个晶闸管，在负载电流断续或电路启动时将无法工作。通常必须采用双脉冲触发，即，一个晶闸管触发时给它前面的晶闸管补发一个触发脉冲。例如  $S_4$  触发时刻给  $S_2$  补发一个触发脉冲。从而始终保持两组联结中同时各有不同桥臂的一管导通。

表 3-3 给出了三相桥式相控整流电路 ( $0 \leq \omega t \leq 60^\circ$  时) 部分计算公式。将图 3-10 中共阴极组(上部)或共阳极组换为三个二极管，则可得到三相半桥电路。功率因数  $\cos\varphi = 0.9\cos\alpha$  (忽略整流重叠角  $\gamma$  的影响)，其他与桥式电路基本相同。但半桥电路不能用于含源负载的有源逆变工作。

#### 5. 四分支桥式整流器

在普通三相桥式整流电路中增加两个二极管  $D_1$  和  $D_2$ ，即可构成图 3-11 所示的四分支相控整流电路。图中变压器采用  $\Delta/Y$  接法，次级三相中点连接到  $D_1$  阳极。图中的负载可以是电阻性、电感性或反电势。

表 3-3 三相桥式全控电路计算公式

| 负载<br>参数       | $R$                          | $R \quad L(\text{大电感})$      |
|----------------|------------------------------|------------------------------|
| $\cos\varphi$  |                              | $0.955\cos\alpha$            |
| 电压平均值 $V_d$    | $2.34U_{2\varphi}\cos\alpha$ | $2.34U_{2\varphi}\cos\alpha$ |
| $I_d$ (电阻上)    | $V_d/R$                      | $V_d/R$                      |
| 导通角 $\theta$   | $2\pi/3$                     | $2\pi/3$                     |
| 晶闸管承受<br>反向电压  | $\sqrt{6}U_{2\varphi}$       | $\sqrt{6}U_{2\varphi}$       |
| 晶闸管承受<br>电流有效值 | $\frac{\sqrt{3}}{3}I_d$      | $\frac{\sqrt{3}}{3}I_d$      |

注:表中  $U_{2\varphi}$  是相电压有效值。

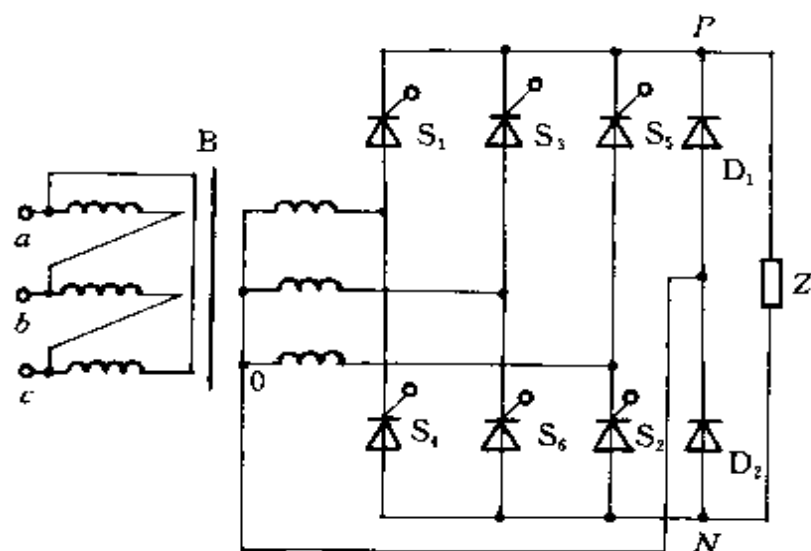


图 3-11 四分支桥式相控整流器

当  $S_1 \sim S_6$  的控制角在  $0 \leq \alpha \leq \pi/6$  时, 无论阻抗性质如何, 负载电压电流都是连续的, 整流器输出电压不改变极性,  $D_1/D_2$  不会导通, 相当于开路。

当  $\frac{\pi}{6} < \alpha < \frac{\pi}{3}$  范围, 输出电压有变负的可能,  $D_1$  导通将图中  $P$  点锁定在中点电位上, 当  $N$  点电位变正时,  $D_2$  导通使  $N$  点被钳位到中点电位。使电路开始工作在整流状态。

当  $\frac{\pi}{3} < \alpha \leq \frac{2\pi}{3}$  范围,  $D_1$  和  $D_2$  将频繁导通, 这种工作方式使电压在同一极性下允许线电流导通, 从而改善了电网线路偏移因数和减少了负载谐波成分。但是, 这种方式使线电流的谐波畸变因数更差。中线还会传送三次谐波, 在  $\Delta/Y$  的接法中, 谐波有可能在变压器初级绕组中产生环流。

将图中二极管  $D_1$  和  $D_2$  换为晶闸管  $S_7$  和  $S_8$ , 同步调节  $\alpha$  和  $S_7$  及  $S_8$  的控制角  $\delta$ , 可能获得最佳有源逆变工作状态, 其工作原理后边将予以说明。

## 6. 十二波头串联桥式相控整流器

在高压大功率应用中, 例如高压直流输电、超大功率应用等, 需要将晶闸管串联或并联应用。由于器件串并联需要对其静特性详细测试选配。并联时要在每个晶闸管支路中串接均流电抗器; 串联时要并接均压电阻。除静态均压外, 开关过程还会产生动态不均压。

为了减少电网及负载的谐波, 实现高压大电流运行。通常采用两个单桥串联实现高压; 采用两个单桥经组间电抗器并联实现大电流。下面将介绍双桥串联相控整流电路。

图 3-12 为十二波头双桥串联相控整流器。变压器次级分别按星形和三角形联接, 上部整流输入  $a, b, c$  三相分别滞后  $a', b', c'$   $30^\circ$  相位。当两组晶闸管分别按  $S_1-S_2-S_3-S_4-S_5-S_6$  及  $S'_1-S'_2-S'_3-S'_4-S'_5-S'_6$  对称地触发时, 将产生图 3-13 所示的直

流电流  $v_d$ , 其工作原理在后边讨论触发电路后会更加清楚。

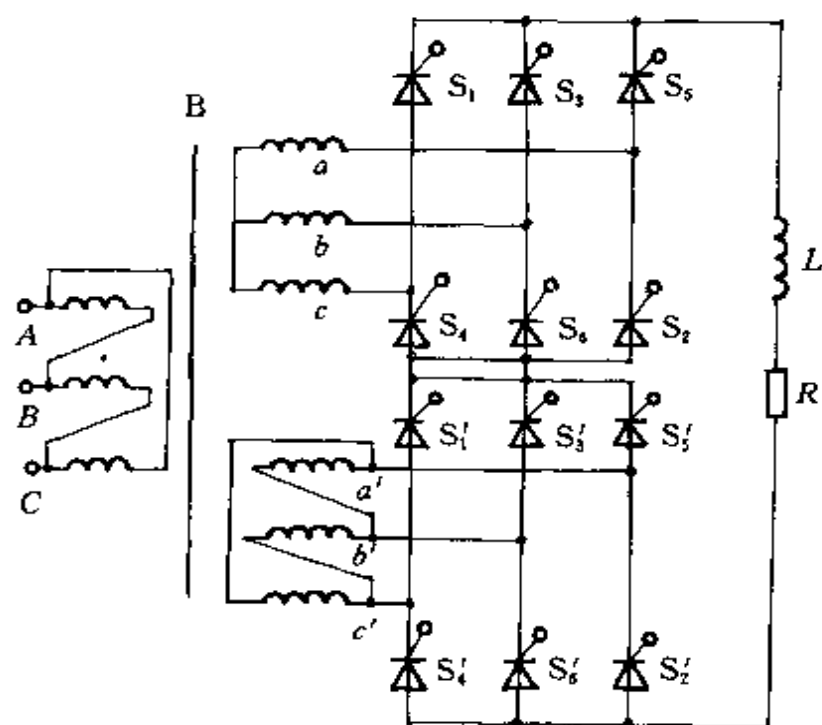


图 3-12 十二波双桥串联整流器

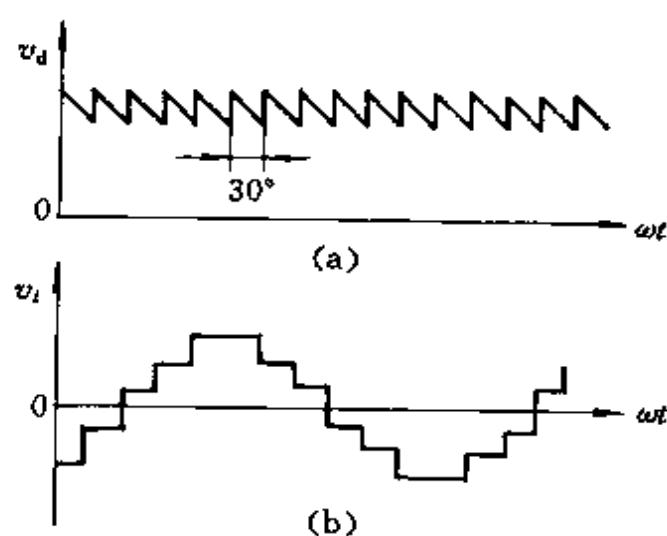


图 3-13 十二波头相控整流电压波形

## 3.2 相控整流电路工程设计举例

本节以带平衡电抗器的六相半波相控整流为主电路,构成相控式大电流电镀电源。通过工程设计举例,研究工程应用中需要解决的问题。本节将系统地分析主电路,控制电路工作原理,参数计算方法及系统综合,大部分计算公式也可用于其他形式相控电路设计。

### 3.2.1 电镀电源及其指标

用相控整流器组成的电镀电源,是目前电镀工艺中的主要设备。在生产中为了使镀件表面的镀层均匀、平滑、致密,要求整流器提供稳定的电压和电流。

用于电镀电源的相控整流器形式很多。本设计将选用带平衡电抗器的六相半波整流电路,其优点是电源内部压降小,输出纹波小,电路结构简单。设计指标如下:

输入电压: $380\text{ V} \pm 15\%$ ,  $50\text{ Hz}$

输出直流电压: $3 \sim 12\text{ V}$

输出直流电流: $300 \sim 1\,200\text{ A}$

电流脉动系数小于  $0.02$

具有过流、过压等保护功能。

### 3.2.2 整流电路拓扑选择

因为电镀同电解一样,需要使用低电压,大电流。如果采用图 3-10 所示的三相桥式整流电路,大电流要流过两个整流晶闸管,开关损耗和通态损耗是三相半波的两倍。由于纹波因数要求较高,可采用两组三相半波整流,其输出端用组间电抗器与负载耦合,吸收两共阴极点之间的瞬时电位差。

### 1. 三相半波相控电路

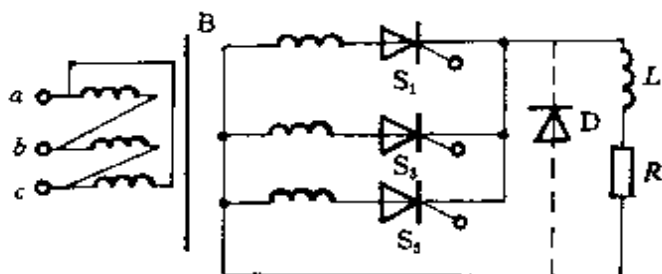


图 3-14 共阴极三相半波相控整流电路

图 3-14 示出了共阴极的三相半波整流电路。整流变压器采用  $\Delta/Y$  联接。假定电感  $L$  较大, 因负载电流要求为低纹波直流, 晶闸管  $S_1, S_2, S_3$  (相当于三相桥式电路的上半部结构) 将对称地各自通过负载导通  $120^\circ$ , 并提供一条至变压器中性点  $O$  的公共回路。当晶闸管阳极电压相对于阴极电压 (负载电压) 为正时就可触发导通, 直到下一个晶闸管被触发为止。晶闸管之间的换流完全依靠电网电压。电路工作波形如图 3-15 所示。

(1) 自然换流点 由于三相半波相控整流的控制角  $\alpha$  以对应的自然换流点为起算点。由图 3-15(b) 可知, 每相电压的自然换流点距相电压过零点 (原点) 为  $30^\circ$ ,  $a, b, c$  三相自然换相点如图 3-15(b) 中  $\omega t_1, \omega t_2$  和  $\omega t_3$ 。

(2) 触发脉冲起算点 图 3-15(a) 示出了三相半波相控整流电路三个晶闸管  $S_1, S_2$  和  $S_3$  的触发脉冲波形。显然, 各自的触发脉冲距对应相电压过零点为  $\frac{\pi}{6} + \alpha$ , 因而触发脉冲起算点应为自然换流点。

(3) 控制角  $\alpha = 0$   $\alpha = 0$  时, 在自然换流点加入触发脉冲, 电路工作情况与不控整流的二极管三相半波整流电路完全相同, 整流输出电压平均值为

$$V_d = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d\omega t = 1.17 U_2 \quad (3-35)$$

式中  $U_2$  为相电压有效值, (本书中线电压有效值用  $U_l$  表示)。

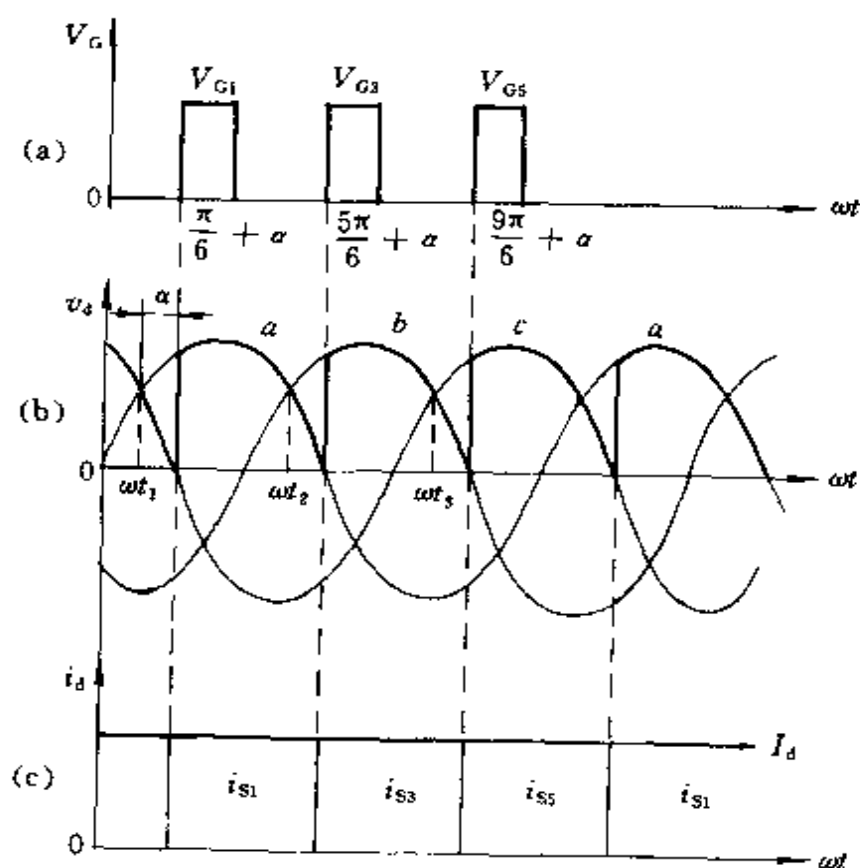


图 3-15  $\alpha < 30^\circ$  时三相半波电路波形

(4) 控制角  $0 < \alpha \leq 30^\circ$  在该区间, 当晶闸管  $S_1$  被触发时, 这时  $a$  相电压最高,  $S_1$  导通后,  $S_3$  和  $S_5$  承受反压, 此时即使  $S_3$  和  $S_5$  被误触发也不会导通。 $S_1$  一直导通到  $S_3$  的自然换流点  $\omega t_2$  时仍不能关断, 这是因为虽然过  $\omega t_2$  点后  $b$  相电压已高于  $a$  相电压 ( $S_3$  阳极正偏), 但门极尚未加触发脉冲, 不满足晶闸管导通的充分必要条件。已导通的  $S_1$  到  $\omega t_2 + \alpha$  时刻  $S_2$  触发脉冲出现时才能关断。 $S_3$  和  $S_5$  工作原理与  $S_1$  相同。当  $\alpha \leq 30^\circ$ , 大电感负载与电阻负载完全相同。整流电压平均值为



$$V_d = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}-\alpha} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d\omega t = 1.17 U_2 \cos \alpha \quad (4-36)$$

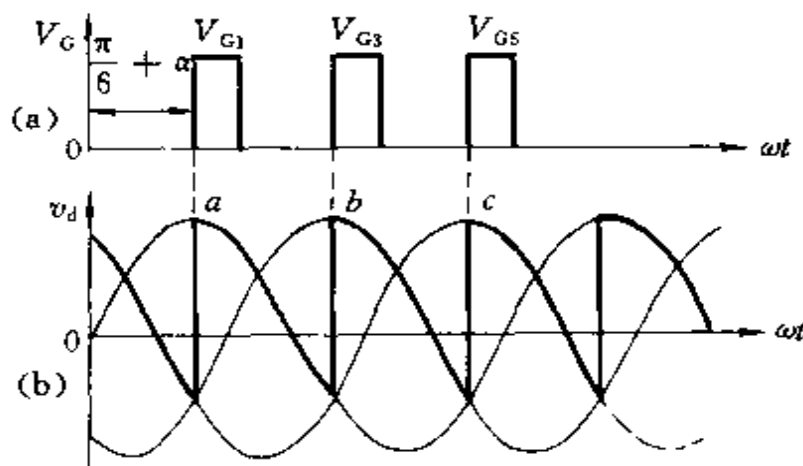


图 3-16  $\alpha = 60^\circ$  大电感负载电流波形

(5) 控制角  $30^\circ < \alpha < 90^\circ$  当  $30^\circ < \alpha < 90^\circ$  区间, 输出电压  $V_d$  的脉动加大。图 3-16(b) 示出了大电感负载情况下负载电压  $v_d$  的波形。当  $\alpha = 60^\circ$  时,  $S_1$  导通到  $a$  相电压过零点时, 其阳极电压已过零开始变负,  $S_1$  中电流试图减小, 滤波电感  $L$  上产生的感生电动势使  $S_1$  阳极电位仍高于阴极电位而继续导通, 直到  $S_3$  被触发时才承受负压关断, 因而  $30^\circ < \alpha < 90^\circ$  区间,  $v_d$  波形将存在负压, 但由于大电感的存在,  $i_d$  波形波动很小, 和图 3-15(c) 一样。当  $\alpha$  接近  $90^\circ$  时,  $v_d$  的平均值与  $\omega t$  轴所围的正负面积相等, 因而使  $v_d$  的平均值接近零。所以说大电感负载触发脉冲移相范围应在  $0 \sim 90^\circ$  之间, 实际上在  $\alpha = 90^\circ$  将停止工作。在此区间内, 输出电压平均值为

$$V_d = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}-\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d\omega t = 1.17 U_2 \cos \alpha \quad (3-37)$$

输出电流平均值为

$$I_d = 1.17 \frac{U_2}{R} \cos \alpha \quad (3-38)$$

流过每个晶闸管的电流平均值与有效值分别为

$$I_{T(AV)} = \frac{1}{3} I_d \quad (3-39)$$

$$I_T = \frac{\sqrt{3}}{3} I_d \quad (3-40)$$

当  $\alpha = 90^\circ$  每个晶闸管将承受的最大正反向压降将达到  $\sqrt{6} U_2$ , 在选择器件电压额定值时必须注意这一点。

## 2. 含续流二极管的三相半波整流电路

三相半波整流电路也可以在负载侧并联续流二极管 D (图 3-14 中虚线)。这种拓扑电压电流波形如图 3-17 所示。当  $\alpha < 30^\circ$  时, 负载电压  $v_d$  大于零, 续流管不工作。当  $\alpha > 30^\circ$  时, 续流管导通角为  $3(\alpha - 30^\circ)$ , 由于二极管的钳位作用, 负载电压不会出现负值。其波形和纯电阻负载是一样的。

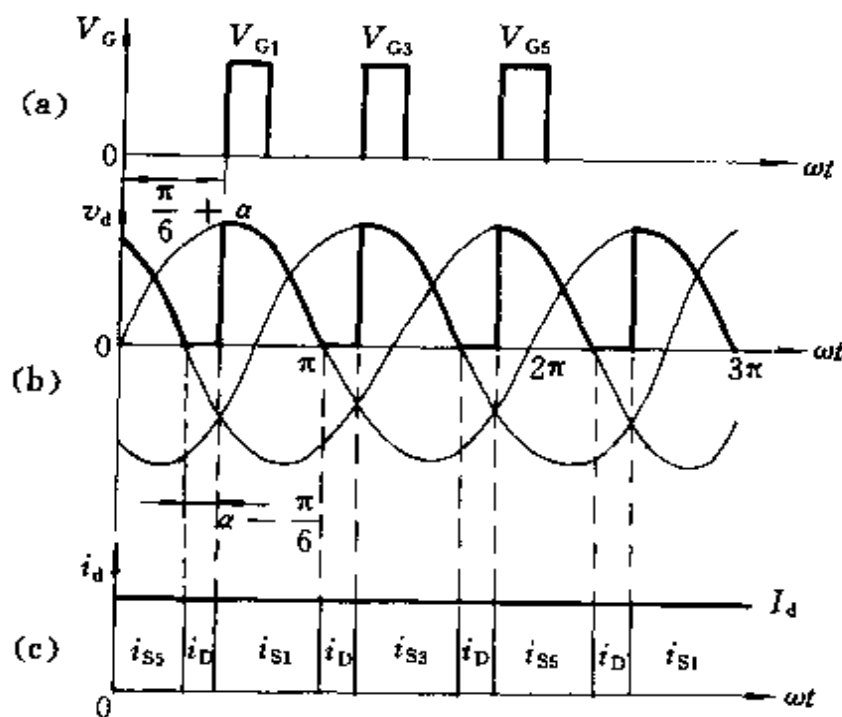


图 3-17 大电感加续流二极管三相半波电路波形

流过晶闸管的电流被续流二极管 D 分担,因而计算公式有所变化。平均电压计算公式仍为(3-36)和(3-37),只是被积函数发生了变化。

加装续流二极管后,续流管 D 的电流平均值和有效值为

$$I_{D(AV)} = \frac{3(\alpha - \frac{\pi}{6})}{2\pi} I_d \quad (3-41)$$

$$I_D = \sqrt{\frac{3(\alpha - \frac{\pi}{6})}{2\pi}} I_d \quad (3-42)$$

晶闸管电流平均值和有效值分别为

$$I_{T(AV)} = \frac{\pi - \frac{\pi}{6} - \alpha}{2\pi} I_d = \frac{5\pi - 6\alpha}{12\pi} I_d \quad (3-43)$$

$$I_T = \sqrt{\frac{5\pi - 6\alpha}{12\pi}} I_d \quad (3-44)$$

### 3. 共阳极三相半波及桥式整流

将图 3-14 中三个可控元件  $S_1, S_3, S_5$  颠倒方向,将三个阳极相联于负载,分别称这三个共阳极器件为  $S_4, S_6$  和  $S_2$ ,它们的分析方法和前述共阳极三相半波相控整流电路是一样的,不同之处是共阳极接法只允许晶闸管在交流电压负半周导通。将共阴极和共阳极三相半波整流电路去掉变压器中性点连接,即形成了图 3-10 所示的三相桥式相控整流电路。显然,在桥式电路中负载电流要流经两个晶闸管,而三相半波中负载电流只流经一个晶闸管。对于大电流、低电压的电化学处理是比较合适的。

#### 3.2.3 变压器漏抗的影响

以前在分析相控整流器输出电压和电流时,我们均假定晶闸管为理想开关,实际上由于存在整流变压器漏抗,晶闸管之间的电

流换相不可能瞬时完成(电流不能突变),使参与换流的相邻两个晶闸管出现同时导通的现象,同时导通时间对应的电角度被称为换流重叠角 $\gamma$ 。图3-18给出了图3-14所示三相半波相控整流电路的换流重叠波形。在换流重叠期间,线间的电压被短路,电源的伏秒面积被两个串联的变压器漏感 $L_s$ 吸收,使输出电压减少了一部分,如图3-18(a)中阴影部分。

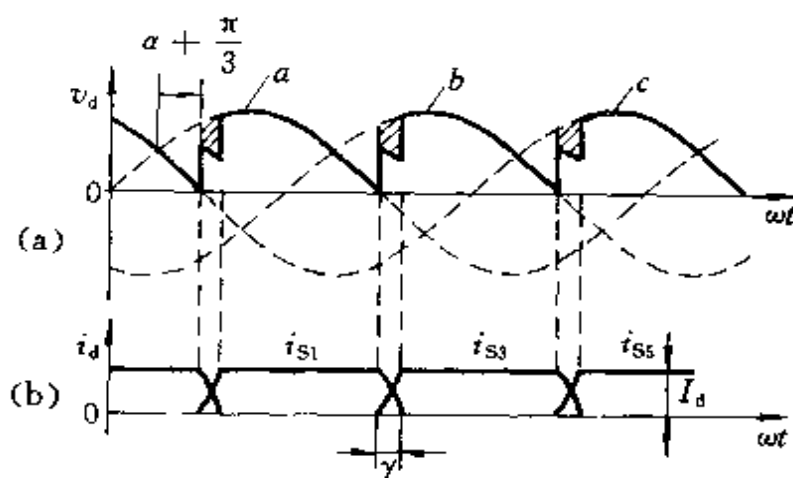


图3-18 三相半波整流换流重叠角

与 $S_3$ 串联的变压器漏感上的电压 $u_L$ 为

$$u_L = L_s \frac{di_s}{dt} \quad (3-45)$$

当 $u_c$ 从最大下降到零时,电感中电流变化率 $di_s/dt$ 从最大值下降到零,而晶闸管 $S_3$ 中电流由零上升到 $I_d$ ,对应的换流重叠角由0上升至 $\gamma$ ,换流重叠所需的时间为 $t_\gamma = \gamma/\omega$ 。显然,流过 $S_3$ 的电流应与和 $S_3$ 串联的变压器线圈中电流相等。因此,降落在该线圈上的伏秒面积为

$$\begin{aligned} S &= \int_0^{\gamma} u_L dt = \int_0^{\gamma} u_L d\omega t = \int_0^{\gamma} L_s \frac{di_s}{dt} d\omega t \cdot \frac{\omega}{\omega} = \\ &= \int_0^{\gamma} L_s \omega \frac{di_s}{d\omega t} d\omega t = \int_0^{I_d} \omega L_s di_s = \omega L_s I_d \end{aligned} \quad (3-46)$$

### 1. 换相压降 $\Delta V_d$

当整流输出电压为  $m$  相波形的组合时,每周期有  $m$  个阴影面积,这些面积之和  $mS$  除以周期  $2\pi$ ,即为换相重叠期间输出平均电压减少的数量  $\Delta V_d$ (通常被称为换相压降)。

$$\Delta V_d = \frac{mS}{2\pi} = \frac{m\omega L_s I_d}{2\pi} = \frac{mX_L I_d}{2\pi} \quad (3-47)$$

式中  $\omega L_s = X_L$  为变压器折算到副边的漏抗,它可以根据变压器的铭牌数据求取如下:

$$X_L = \frac{U_2}{I_2} \frac{u_k \%}{100} \quad (3-48)$$

式中  $u_k \%$  为变压器短路电压比,可从电工手册上查到; $I_2$  为变压器二次电压有效值。

由式(3-47)可知,换相压降正比于负载电流  $I_d$ ,它相当于整流电源增加了一项等效内阻,其阻值为  $mX_L/2\pi$ 。之所以称为等效内阻是因为这项内阻并不消耗有功功率。

### 2. 换相重叠角 $\gamma$

在重叠换相期间,电流变化在  $L_s$  上的感应电压  $u_L$ ,在忽略回路等效电阻时,两个  $L_s$  上感应电势应与短路电压相平衡,即

$$u_B - u_A = 2u_L = 2L_s \frac{di_s}{dt} \quad (3-49)$$

设  $u_A = \sqrt{2}U_2 \cos(\omega t + \frac{\pi}{3})$ , 则  $u_B = \sqrt{2}U_2 \cos(\omega t - \frac{\pi}{3})$ , 则  $\omega t = 0$  时刻恰好是控制角  $\alpha$  的起算点,由此可得

$$2L_s \frac{di_s}{dt} = 2\sqrt{2}U_2 \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \omega t = \sqrt{6}U_2 \sin \omega t \quad (3-50)$$

将式(3-50)两边同乘以  $\omega$ ,得

$$2X_L di_s = \sqrt{6}U_2 \sin \omega t d\omega t \quad (3-51)$$

当电感中电流从 0 变到  $i_d$  时,正好对应  $\omega t$  从  $\alpha$  变到  $\alpha + \gamma$ ,代入式(3-51)两边积分

$$2X_L \int_0^{I_d} di_s = \sqrt{6} U_2 \int_\alpha^{\alpha+\gamma} \sin \omega t d\omega t$$

$$2X_L I_d = \sqrt{6} U_2 [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] \quad (3-52)$$

$$\gamma = \cos^{-1}(\cos \alpha - \frac{2X_L I_d}{\sqrt{6} U_2}) - \alpha \quad (3-53)$$

当  $I_s$  或  $I_d$  增大, 重叠角  $\gamma$  将增大, 当  $\alpha$  增大时,  $\gamma$  将减小。必须指出, 如果在负载两端并联续流二极管, 将不会出现换流重叠的现象, 这是因为两个晶闸管换流过程被续流二极管所代替。在后边分析有源逆变时, 重叠角  $\gamma$  是一个非常重要的参数。

### 3.2.4 相控整流电路外特性

相控整流电路对负载来说是一个带内阻的可变直流电源, 计入上节分析的换相压降  $\Delta V_d$ , 整流变压器直流电阻  $R_s$  和线路直流电阻  $R_l$ , 晶闸管通态压降  $V_{T(sat)}$ , 直流输出电压平均值可写作:

$$V_d' = V_d - \Delta V = V_a - \Delta V_d - I_d(R_s + R_l) - V_{T(sat)} \quad (3-54)$$

其外特性曲线如图 3-19 所示。 $V_d$  随  $I_d$  增大有所下降, 随着  $\alpha$  变化  $V_d'$  是一组平行线。在电压闭环控制中, 对应某一平衡工作点, 可通过电压反馈调整  $\alpha$  使电压稳定。如图 3-19 所示, 当电压  $V_d$  由于  $I_d$  的增大下降到 B 点时, 将  $\alpha_1$  调整到  $\alpha_0$  点可使  $V_d$  回到 A 点, 从而达到稳压的目的。

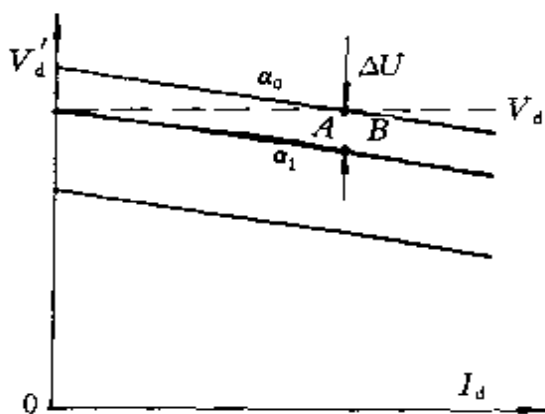


图 3-19 相控整流器外特性

### 3.2.5 带平衡电抗器的六相半波相控整流器

由于三相半波纹波较大,可通过一个组间电抗器将两个三相半波电路并联连接,构成带中心抽头的六相半波相控整流器,如图3-20所示。这就是我们在本例中选择的相控电镀电源主回路。

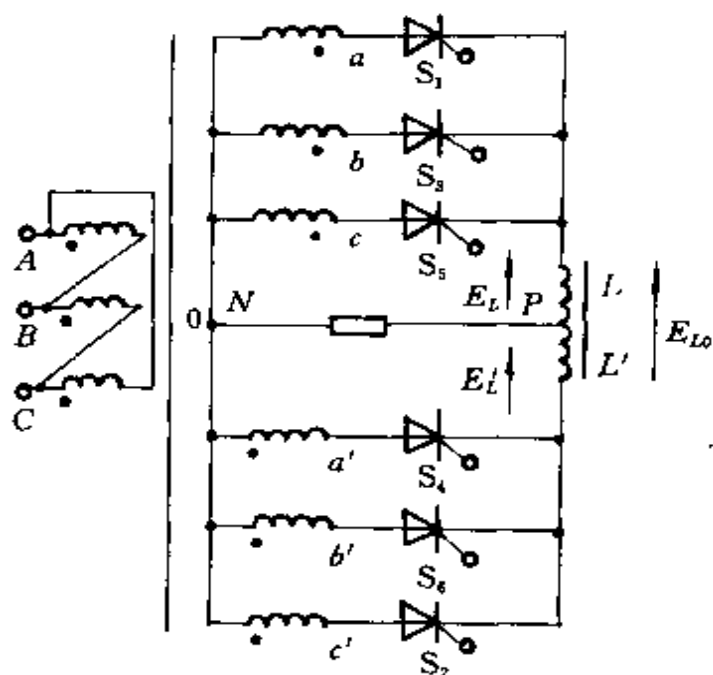


图 3-20 带平衡电抗器的六相半波整流电路

在图3-20中,变压器一次侧接成三角形。变压器二次侧接成双反星形(两组三相半波相应位置同名端相反)。两组星形联接的中线直接相连作为负载的地线(电源负极)。电路工作波形如图3-21所示。下面分析其工作原理。

#### 1. 无平衡电抗器的情况

无平衡电抗器,且当 $\alpha = 0$ 时, $a$ 相电压正半周 $S_1$ 导通,其波形如图3-21(b)所示。由于 $S_1$ 导通后其阴极点电位最高,迫使其他5个晶闸管均承受反压而不能导通。6个晶闸管将以 $S_1-S_2-S_3-S_4-S_5-S_6$ 的顺序依次导通 $60^\circ$ ,输出直流电压 $v_d$ 波形为6个相电压正半波的包络线,波形与三相桥式不控整流相同。

输出电压平均值为  $1.35U_2$ , 晶闸管承受电流为  $I_d$ , 波形系数大。变压器利用率低。

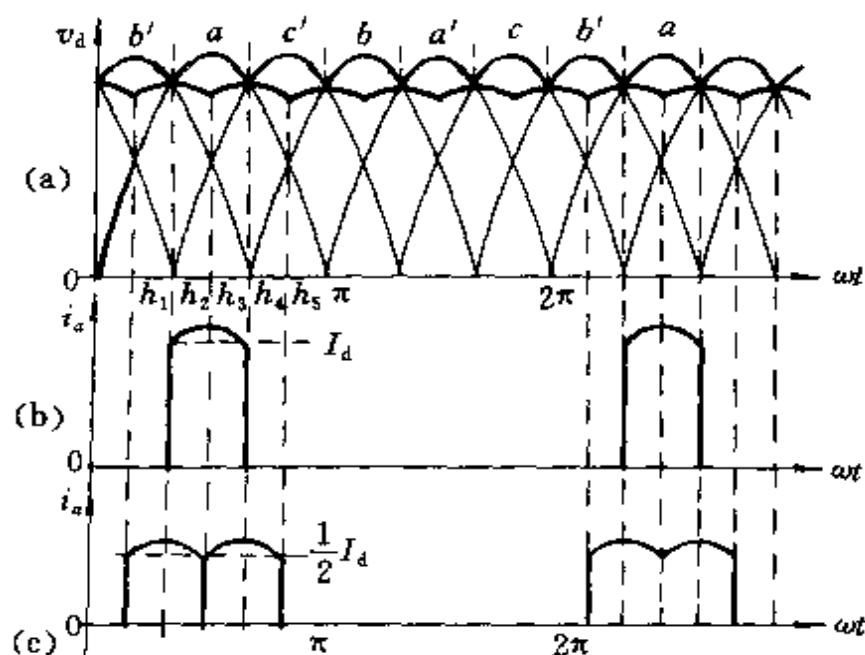


图 3-21 图 3-20 电路工作波形

## 2. 有平衡电抗器情况

有平衡电抗器且控制角  $\alpha = 0$  时, 其自然换相点为原来三相半波不控整流的自然换相点, 这也是  $\alpha$  的起算点。当  $\omega t = h_1$  时刻上电, 晶闸管  $S_1$  导通,  $h_1 \sim h_4$  期间,  $a$  相电压最高。由图 3-20 可知, 由于存在平衡电抗器, 平衡电抗器  $L$  与  $L'$  中感应电动势阻碍电流增大,  $E_{L0}$  的极性如图 3-20 所示。假设以  $N$  点为参考点, 则  $E_L$  削弱  $S_1$  的阳极电压, 而  $E_L'$  降低了下面整流管组的阴极电位, 在此期间,  $S_2$  承受的  $c'$  相电位最高, 在  $E_{L0}$  的作用下, 只要  $u_{c'} + E_{L0} > u_a$ , 则  $S_2$  开始导通, 从而使  $S_1$  与  $S_2$  同时导通。同理, 在  $h_4 \sim h_5$  期间, 晶闸管  $S_2$  与  $S_3$  同时导通。

由此可见, 接入平衡电抗器后, 两组三相半波整流电路能同时



工作,即在任一瞬间,各组有一个晶闸管能同时导通,共同承担负载电流。每个晶闸管的导通角由  $60^\circ$  扩大到  $120^\circ$ ,每隔  $60^\circ$  有一个器件换流。该电路的每个晶闸管承受的电流平均值和有效值为式(3-39)和式(3-40)所给出的三相半波整流电路的  $1/2$ ,即

$$I_{T(AV)} = \frac{1}{3} \left( \frac{1}{2} I_d \right) = \frac{1}{6} I_d \quad (3-55)$$

$$I_T = \frac{\sqrt{3}}{3} \left( \frac{1}{2} I_d \right) = \frac{1}{2\sqrt{3}} I_d \quad (3-56)$$

波形系数

$$K_f = \frac{I_T}{I_{T(AV)}} = \sqrt{3} \quad (3-57)$$

在  $0 \leq \alpha < 90^\circ$  移相范围内,负载电压(整流输出电压)平均值为

$$V_d = 1.17 U_2 \cos \alpha \quad 0 \leq \alpha < 90^\circ \quad (3-58)$$

### 3. 负载谐波及电网畸变

图3-20所示带平衡电抗器的六相半波相控整流电路,与单个三相半波和无平衡电抗器的六相半波电路在各方面有显著不同。

(1) 电网电流波形 变压器原边的线电流波形可由原边相电流合成,如图3-22(d)所示。由前述分析可知,从变压器一次侧看  $a'$ ,  $b'$ ,  $c'$  相电压的正半周,在相位上相当于  $a$ ,  $b$ ,  $c$  相电压的负半周,因而对电网相电压而言,其相应的电流波形为对称方波,如图3-22(b)、(c)所示,变压器上没有直流磁化。其电网线电流和相电流波形与三相桥式电路完全相同。利用傅氏级数,相电流波形可以写成

$$i_A = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d' \left[ \sin(\omega t - \alpha) - \frac{1}{5} \sin 5(\omega t - \alpha) - \frac{1}{7} \sin 7(\omega t - \alpha) + \frac{1}{11} \sin 11(\omega t - \alpha) + \dots \right] \quad (3-59)$$

式中  $I_d'$  是变压器二次侧电流  $I_d$  折算到一次侧的电流值。

(2) 畸变因数与功率因数 由式(3-59)可以看到,相电流  $i_A$  除了基波成分外,还会有  $6n \pm 1$  次谐波分量。

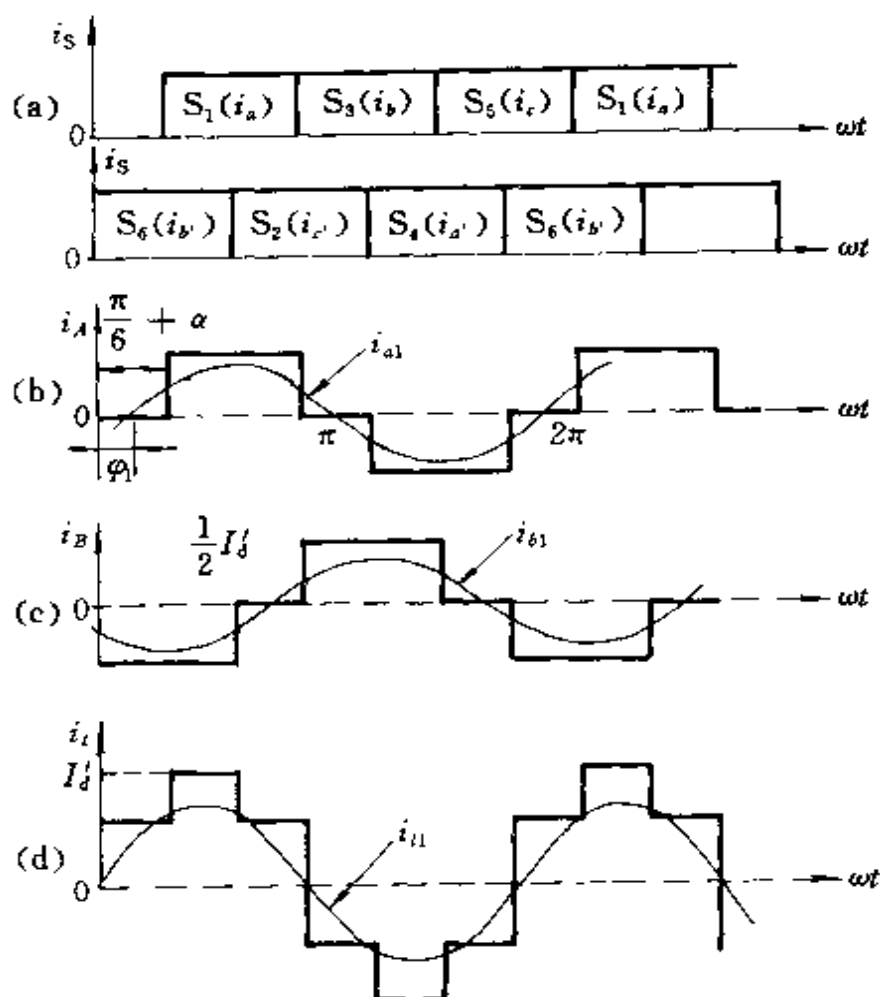


图 3-22 图 3-20 电路电流波形合成

由图 3-22(b) 可以看出,基波分量相对于电压的相移因素  $\cos\varphi$  即为  $\cos\alpha$ 。而畸变因数可由式(3-32)和式(3-59)得到

$$DF = 0.955 \quad (3-60)$$

根据式(3-34),功率因素

$$\cos\varphi = DF \cdot \cos\alpha \quad (3-61)$$

显然,  $\alpha = 0$  时,  $\cos\varphi$  最大值为  $DF$ 。当输入电流为正弦波时,

$DF = 1, \cos\varphi$  才能等于 1。

### 3.2.6 整流变压器参数计算

整流变压器的作用是电压匹配和电位隔离, 电位隔离的目的是使电化学处理操作人员安全工作; 电压匹配主要是为减少电压谐波分量, 提高功率因数。根据本节 3.2.1 中设计指标和图 3-20 确定的主回路结构, 变压器设计步骤和参数如下。

#### 1. 计算二次电压 $U_2$

在图 3-20 中, 两组相电压只是相位上相差 180, 因此只需计算其中的一组即可。

在精确计算二次侧相电压有效值时, 必须考虑接线方式和负载特性。除此之外还需考虑下述各种因素。

(1) 电网电压波动系数  $K_v$ 。根据规定电网允许波动为  $\pm 5\%$  ~  $\pm 10\%$ , 而实际情况下有时达到  $\pm 15\%$  的波动, 因而计算时应取波动系数为 0.85。

(2) 内阻影响 由上节分析已经看到, 考虑到变压器漏抗产生的换相压降  $\Delta V_d$  和内阻影响  $I_d(R_s + R_o)$ , 公式(3-54) 给出了相控整流输出(外特性)方程。计算  $U_2$  时应计入这些影响。

#### (3) 确定最小控制角 $\alpha_{\min}$

为了确保直流电压  $V_d$  的稳定度, 需要对  $\alpha$  进行调节, 一般情况下  $\alpha_{\min}$  不能以  $0^\circ$  计算, 对电化学处理在考虑了  $K_v$  的影响后, 电化学处理可取  $\alpha_{\min} = 5^\circ \sim 10^\circ$ , 而直流传动在  $\alpha_{\min} = 10^\circ \sim 30^\circ$  之间选取。

改写式(3-54) 为

$$V_d' = V_{d0} \cos\alpha - \sum \Delta V_d \quad (3-62)$$

式中  $V_{d0}$  为各种相控整流电压平均值; 公式中令控制角  $\alpha = 0$  而得到;  $\sum \Delta V_d$  为换相压降, 直流内阻压降与晶闸管通态压降之

和(见式(3-54));  $V_d'$  则为扣除各种压降之后加到负载两端的直流电压实际值。计入  $K_v$  和  $\alpha_{\min}$  影响并记  $V_d' = V_{df}$ , 式(3-62) 改写为

$$V_{df} = V_{d0} K_v \cos \alpha_{\min} - \sum \Delta V_d \quad (3-63)$$

在计算换相压降  $\Delta V_d$  时, 变压器短路电压比  $u_k\%$  可从电工手册上查到。一般情况  $100 \text{ kV} \cdot \text{A}$  以下取  $u_k\% = 0.05$ , 容量愈大,  $u_k\%$  也愈大, 最大可取  $0.1$ 。根据式(3-47)、(3-48) 和式(3-54),  $\sum \Delta V_d$  可表达为

$$\sum \Delta V_{dm} = \frac{m}{2\pi} \frac{U_2}{I_2} K_v \frac{u_k\%}{100} I_{dm} + (R_s + R_0) I_d + V_{T(sat)} \quad (3-64)$$

式中  $\Delta V_{dm}$  为最大换相压降;  $I_{dm}$  为最大负载电流, 令

$$K_1 = V_{d0}/U_2 \quad (3-65)$$

$$K_2 = \frac{m}{2\pi} \frac{I_d}{I_2} \quad (3-66)$$

$$K_3 = \frac{u_k\%}{100} \quad (3-67)$$

综合式(3-63) ~ (3-67) 有

$$V_{df} = K_1 K_v U_2 \cos \alpha_{\min} - K_2 K_v K_3 U_2 I_{dm}/I_d - (R_s + R_0) I_d - V_{T(sat)} \quad (3-68)$$

变压器二次侧相电压有效值为

$$U_2 = \frac{V_{df} + (R_s + R_0) I_d + V_{T(sat)}}{K_1 K_v \cos \alpha_{\min} - K_2 K_v K_3 K_m} \quad (3-69)$$

式中  $K_3 = 0.025 \sim 0.1$ ;

$K_m = I_{dm}/I_d = 1.2 \sim 1.5$  (过载倍数);

$K_v = 0.85 \sim 0.9$  (通常取  $0.90$ )。

$K_1$  和  $K_2$  如表 3-4 所示。

表 3-4 计算  $U_2$  的参数表

|                               | 单相<br>半波 | 单相<br>半桥 | 单相<br>桥式 | 三相<br>半波 | 三相<br>半桥 | 三相<br>桥式 | 六相半波有<br>平衡电抗器 |
|-------------------------------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------------|
| $K_1 = \frac{V_{d0}}{U_2}$    | 0.45     | 0.90     | 0.90     | 1.17     | 2.34     | 2.34     | 1.17           |
| $K_2 = \frac{mI_d}{2\pi I_2}$ |          |          |          |          |          |          | 3.3            |
| $K_1 = I_2/I_d$               | 0.707    | 1        | 1        | 0.577    | 0.816    | 0.816    | 0.289          |

对本设计选择的具有平衡电抗器的结构,  $K_1 = 1.17$ ,  $K_2 = 3.3$ , 选定  $K_3 = 0.025$ ,  $K_r = 0.9$ ,  $K_m = 1.2$ ,  $V_{df}$  为  $3 \sim 12$  V (取  $12$  V),  $(R_s + R_0) = 0.001 \Omega$ , 设  $T_{T(sat)} = 1$  V, 额定最大工作电流为  $1\,200$  A,  $\alpha_{min} = 5^\circ$ 。

将上述参数代入式 (3-69) 求得变压器二次侧相电压有效值  $U_2 = 14.8$  V, 变比为

$$n = \frac{U_1}{U_2} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{220}{14.8} = 14.9 = [15] \quad (3-70)$$

## 2. 变压器容量计算

忽略变压器激磁电流, 假定  $\alpha = 0$  且电网电压没有波动, 变压器中没直流磁化, 变压器初次级之间功率为

$$P_1 = P_2 = m_1 U_1 I_1 = m_2 U_2 I_2 \quad (3-71)$$

根据表 3-4,  $I_2 = K_1 I_d$ , 本设计中  $m_1 = 3$ ,  $m_2 = 6$ , 可求得次级功率  $P_2$  为

$$P_1 = P_2 = m_2 U_2 I_2 = 6 \times 14.8 \times 1\,200 \times 0.289 = 30.813 \text{ kW}$$

实际变压器设计中还应考虑自身损耗, 这些已超过本书范围, 可参阅有关变压器设计方面的书籍。电路设计者应为变压器设计者提供初次级电压直流有效值、变比  $n$ 、变压器功率、应用频率及

工作电路基本形式。

### 3.2.7 整流器件选择与安全使用

整流器件一般应包括晶闸管、续流二极管。正确计算器件的电流和电压,才能恰当确定规格型号,获得较好的技术经济效果和使用可靠性。

#### 1. 晶闸管额定电压 $V_{RRM}$

确定晶闸管额定电压时,应考虑到晶闸管在恢复阻断时所引起的换向过电压,以及在操作和事故过程中所产生的各类过电压的影响,因而额定电压(通常取反向重复峰值电压  $V_{RRM}$ )的确定必须留有 2 ~ 3 倍的安全系数。即

$$V_{RRM} \geq (2 \sim 3) V_m \quad (3-72)$$

式中  $V_m$  为各种拓扑中晶闸管承受的最大正反向峰值电压,在本设计中

$$V_m = \sqrt{6} U_2 = 2.45 \times 14.8 = 36.3 \text{ V}$$

应选择  $V_{RRM} \geq (2 \sim 3) V_m$  (即  $V_{RRM} \geq 100 \text{ V}$  的晶闸管)

#### 2. 晶闸管额定电流

晶闸管额定电流的计算原则是必须使管子的额定电流有效值  $I_{TN}$  大于实际流过晶闸管的电流有效值  $I_T$ ,在前述各节中已给出了各种拓扑的  $I_T$  值。综合考虑电阻的温度效应,应考虑一定的过载系数,通常取 1.5 ~ 2 倍,代入晶闸管电流有效值  $I_T$  与平均值  $I_{T(AV)}$  之间关系为

$$I_1 = 1.57 I_{T(AV)} \quad (3-73)$$

确定晶闸管额定电流(通态平均电流  $I_{T(AV)}$ ) 的关系式为

$$I_{T(AV)} \geq (1.5 \sim 2) \frac{I_T}{1.57} \quad (3-74)$$

本例中  $I_T$  在式(3-56)已经给出

$$I_1 = \frac{1}{2\sqrt{3}} I_d = \frac{1}{2\sqrt{3}} \frac{200}{\sqrt{3}} \text{ A} = 348 \text{ A}$$

选取  $I_{T(AV)} = 400 \text{ A}$  的晶闸管即可。

在高压系统(如高压直流输电)可选用光触发或静电感应晶闸管,在本例的低电压系统可选用普通晶闸管,如 KP400 型,  $V_{DRM} = V_{RRM} = 100 \text{ V}$  的管子即可满足要求。

### 3. 续流二极管

在具有续流二极管的电路中,续流二极管

$$I_{D(AV)} \geq (1.5 \sim 2) \frac{I_1}{1.57} \quad (3-75)$$

### 4. 电流电压缓冲器

用于相控整流的晶闸管两端通常都必须连接一个  $RC$  缓冲网络,用缓冲电源侧或负载侧开关瞬时的过冲电压,使断态或重新施加的  $dv/dt$  减小,减少恢复电压的幅度。在具有变压器及电抗器的整流拓扑中,变压器漏感及电抗器电感对晶闸管中电流上升率  $di/dt$  具有一定的扼制作用,因而只并联  $RC$  网络进行过电压保护。带在缓冲器的晶闸管如图 3-23 所示,  $L_1$  为线路中串联的电感及分布电感之和。

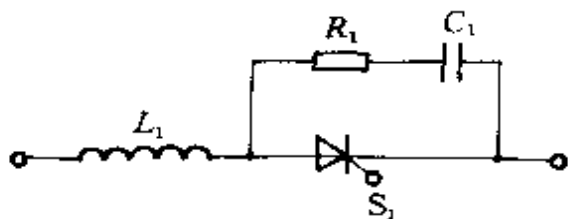


图 3-23 晶闸管缓冲电路

在断态时在阳极施加正向电压  $u$  及门极脉冲后晶闸管开通,微分方程为

$$L_1 \frac{di}{dt} + iR_1 + \frac{1}{C} \int i dt = u$$

欠阻尼条件下可求得晶闸管两端电压为

$$V_s = u \left[ 1 - \left( \cos \omega_1 t - \frac{1}{\omega_1} \frac{R_1}{2L_1} \sin \omega_1 t \right) e^{-\frac{R_1}{2L_1} t} \right] \quad (3-76)$$

式中 
$$\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{L_1 C_1} - \left(\frac{R_1}{2L_1}\right)^2}$$

当阻尼比  $\xi = R_1/2 \sqrt{C_1/L_1}$  较大时,可消除开通过程的振荡。由方程(3-76)和图3-23可以看出,晶闸管  $S_1$  开通的瞬间,电容  $C_1$  放电,  $R_1$  起到阻尼作用。当  $S_1$  关断时,经  $R_1$  给  $C_1$  充电,延缓了电压上升时间,晶闸管两端的电压变化率  $dv/dt$  为

$$\frac{dv}{dt} = 2u \left[ 2 \frac{R_1}{2L_1} \cos \omega_1 t + \frac{\omega_1^2 - \left(\frac{R_1}{2L_1}\right)^2}{\omega_1} - \sin \omega_1 t \right] e^{-\frac{R_1}{2L_1} t} \quad (3-77)$$

使用时可根据所选器件的  $dv/dt$  和已知的  $L_1$  值预设一个电容值计算  $R_1$ ,然后采用实验方法精确调整  $R_1$  和  $C_1$ 。当晶闸管电流在  $50 \sim 1\,000\text{ A}$  之间时,根据经验可取电容值在  $0.2 \sim 2\text{ }\mu\text{F}$  之间。本设计中电容取  $0.68\text{ }\mu\text{F}/200\text{ V}$ ,电阻  $R_1$  取  $6.2\text{ }\Omega/2\text{ W}$ 。电阻功率可按式确定:

$$P_{R1} = f V_m^2 C_1 \times 10^{-6} \text{ W} \quad (3-78)$$

式中  $f = 50\text{ Hz}$ ;  $V_m$  单位为  $\text{V}$ ;  $C_1$  单位为  $\mu\text{F}$ 。

### 3.2.8 电抗器电感值计算

直流侧使用的平波电抗器(或平衡电抗器)一般应具有空气隙,以防止其直流磁化饱和。电感量可以根据对输出脉动电流的要求和使负载电流连续的要求来确定。实际上按照脉冲电流计算电感值时,应对负载电流加以分析,当负载电流  $I_d$  为允许的最小值  $I_{d\min}$  时仍然能保证规定的电流脉动系数的要求,则整个运行区间负载电流一定是连续的。

#### 1. 电流脉动系数 $S_i$

电流脉动系数  $S_i$  被定义为输出脉动电流中最低频率的交流分量的幅值  $I_{a1}$  与输出电流平均值  $I_d$  的比值(脉动电流的最低频为电网频率与整流相数  $m$  的乘积,即  $f_1 = mf$ )



$$S_i = I_{d1}/I_d \quad (3-79)$$

在电化学处理电源中,  $S_i$  应  $\leq 2\%$ 。当  $S_i$  较大时影响电镀质量或降低电解效率。在直流调速中允许  $S_i$  在  $5\% \sim 15\%$  之间。单相电路  $S_i$  较大。本例中  $S_i$  取 0.02。

## 2. 临界电感量 $L$

临界电感量被定义为电流最小时保证电流脉动系数符合要求的最小电感量

$$L = \frac{K_L}{2\pi f_1 S_i} \frac{U_2}{I_{dmin}} \text{ H} \quad (3-80)$$

式中  $K_L$  为最低次谐波的电压幅值与变压器二次电压有效值之比,  $K_L = V_{d1}/U_2$ ;  $f_1 = mf$ ;  $U_2$  单位为 V,  $I_{dmin}$  单位为 A,  $L$  单位为 H,  $K_L$  和  $f_1$  如表 3-5 所示。

表 3-5 电抗器计算系数

|                 | 单相桥式 | 三相半波 | 三相桥式 | 六相半波带平衡电抗器 |
|-----------------|------|------|------|------------|
| $K_L$           | 1.2  | 0.88 | 0.8  | 0.8        |
| $f_1/\text{Hz}$ | 100  | 150  | 300  | 300        |

在本设计例题中, 最小设计电流为 300 A。但当电镀工件很少时, 其电流可小于 300 A, 有可能只有数十安培。对于这种电路, 当负载电流小于组间平衡电抗器峰值磁化电流时, 平衡电抗器将失去作用。此时如果两组三相半波输出电压瞬时值不相等, 会产生不经过负载的环流。通常要求环流限制在额定电流的 2% 以内, 工程上尽量保持并联运行的两组电流分配均匀。当负载电流大于环流时, 可保证不发生平衡电抗器失效的情况。

在选择电感  $L$  时, 如果  $I_{dmin}$  取得太小, 则电感太大增加了设备成本。如果  $I_{dmin}$  取 300 A, 单个工件电镀时有可能使平衡电抗器失效, 电路工作情况完全和六相半波一样, 输出电压将变高到

1.35 $U_2$ , 导致系统不稳定。解决这一问题的方法是在负载两端并联 1.2  $\Omega$  预负载电阻, 使其上可流过 100 A 电流。当实际负载上电流大于 100 A 时, 控制接触器断开, 从而保证系统的稳定性和单件电镀。在批量工作时, 预负载不起作用, 一般不会增加多少功耗, 因而可选择  $I_{\text{dmin}} = 100$  A 计算电感值。即

$$L = \frac{0.8}{2\pi \times 300 \times 0.02} \times \frac{14.8}{100} = 6.3 \times 10^{-3} \text{ H} = 6.3 \text{ mH}$$

两半部分  $L$  值相等, 顺序绕制并有中间抽头, 组件耐压大于 200 V。

### 3.2.9 相位控制

控制器的作用应包括同步, 控制角计算, 最小与最大控制角限制, 电压闭环调整控制角, 过流保护及预负载通断控制等。

#### 1. 同步

触发脉冲必须在晶闸管阳极电压为正的某一区间内出现, 晶闸管才能被触发导通, 因而需要给控制电路输入被控晶闸管阳极电压有确定相位关系的同步电压  $u_1$  进行定位。由于相控整流电路输入变压器有各种接法, 因而必须仔细确定同步变压器接法, 使其与主变压器在相位上具有一致性。

我们首先介绍一下电机学中变压器接法及钟点表示法。所谓钟点表示法是以变压器一次侧任一线电压为参考矢量, 作为长针, 指在钟面 12 点位置, 然后将短针代表相应的二次线电压, 短针指在几点就称为几点钟接法。每一点钟代表  $30^\circ$ , 因为同步变压器二次侧需公共接地端, 三角形接法会引起短路, 所以变压器二次侧只能采用星形接法。表 3-6 给出二次侧为星形接法的 12 种接法及电压矢量图。

根据整流变压器的接法钟点数, 以变压器一次侧任一线电压  $\dot{u}_{AB}$  为参考矢量, 画出二次侧晶闸管阳极电压矢量。然后, 根据不同

触发电路与脉冲移相范围的要求,确定同步信号电压  $u_i$  与对应晶闸管阳极电压之间的关系。

表 3-6

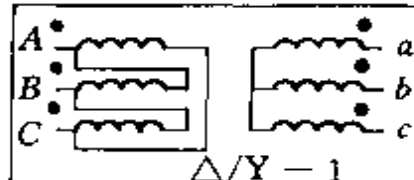
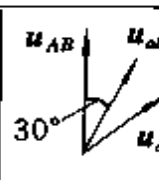
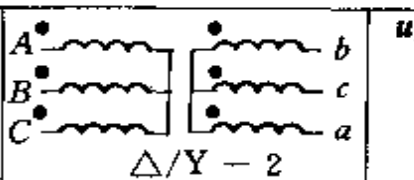
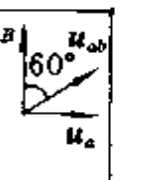
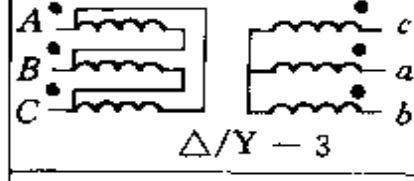
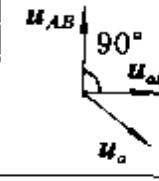
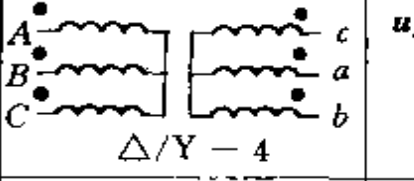
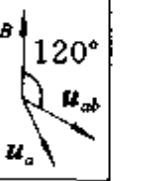
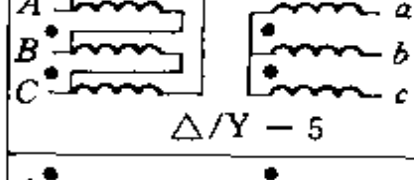
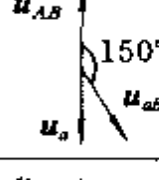
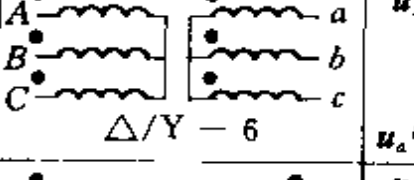
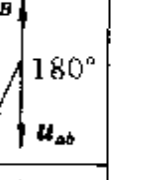
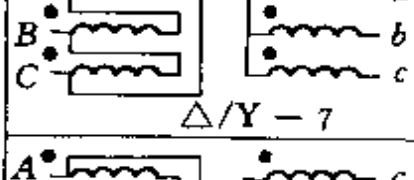
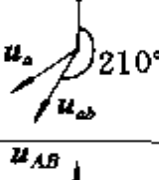
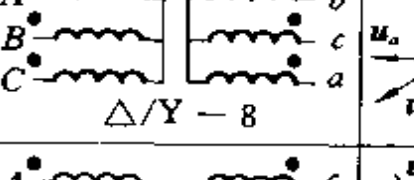
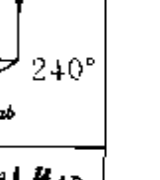
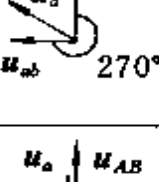
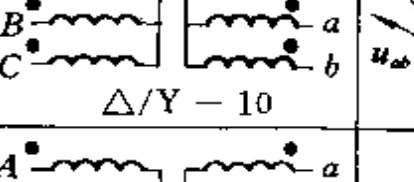
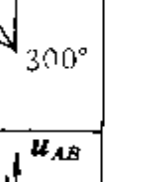
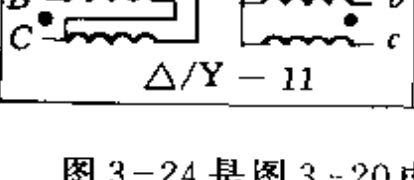
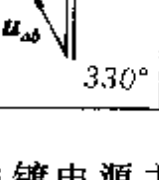
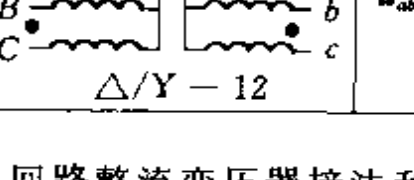
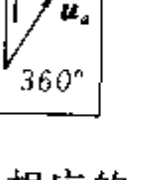
|                                                                                                      |                                                                                                    |                                                                                                       |                                                                                                      |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| <br>$\Delta/Y-1$    | <br>$30^\circ$    | <br>$\Delta/Y-2$    | <br>$60^\circ$    |
| <br>$\Delta/Y-3$    | <br>$90^\circ$    | <br>$\Delta/Y-4$    | <br>$120^\circ$   |
| <br>$\Delta/Y-5$   | <br>$150^\circ$  | <br>$\Delta/Y-6$   | <br>$180^\circ$  |
| <br>$\Delta/Y-7$  | <br>$210^\circ$ | <br>$\Delta/Y-8$  | <br>$240^\circ$ |
| <br>$\Delta/Y-9$  | <br>$270^\circ$ | <br>$\Delta/Y-10$ | <br>$300^\circ$ |
| <br>$\Delta/Y-11$ | <br>$330^\circ$ | <br>$\Delta/Y-12$ | <br>$360^\circ$ |

图 3-24 是图 3-20 电镀电源主回路整流变压器接法和相应的矢量图。上组次级为  $(\Delta/Y-11)$  三角形星形 11 点接法, 次级线电压  $\dot{u}_{ab}$  比初级线电压  $\dot{u}_{AB}$  滞后 11 点  $(330^\circ)$ , 超前相电压  $\dot{u}_a 30^\circ$  次级其他相线电压可由  $\dot{u}_{ab}$  和  $\dot{u}_a$  推出。下组次级为  $(\Delta/Y-5)$  三角形星形 5 点接法, 次级线电压  $\dot{u}_{ab}$  滞后初级线电压  $\dot{u}_{AB} 150^\circ$ , 超前相电压

$\dot{u}_a$  超前  $30^\circ$ 。

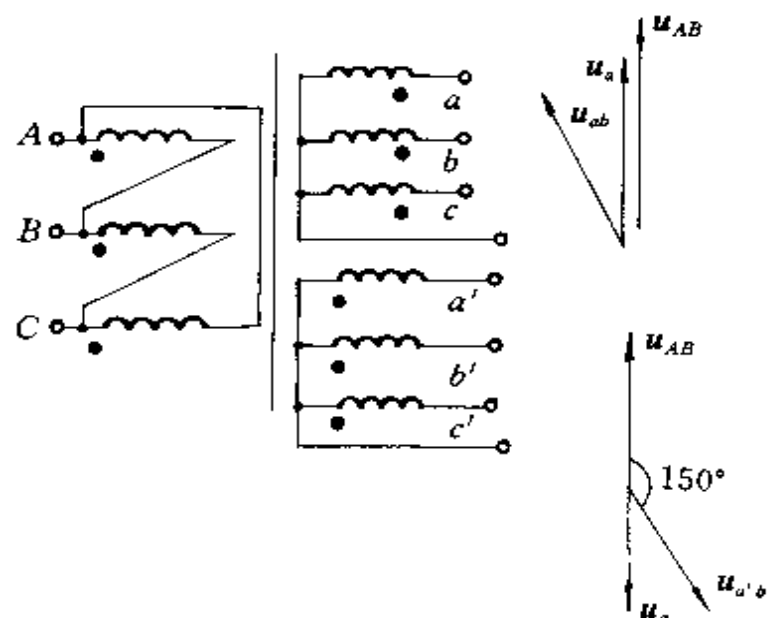


图 3-21 变压器接法及电压矢量

## 2. 控制角运算(移相原理)

对于单相晶闸管可采用阻容移相和单结晶体管移相。共同优点是线路结构简单,抗干扰能力强,调节方便。缺点是波形陡度不好,线性度差,负载能力弱。

(1) 同步信号为锯齿波 由同步变压器次级采样的同步电压,变换为两倍电流频率的锯齿波,该波形保持与同步电压相位一致。 $\omega t = 0$  时,锯齿波电压为  $V_0$ ,  $\omega t = \pi$  时,锯齿波  $u = 0$ ,周而复始以  $\pi$  为周期循环,由图 3-25(b)) 可知

$$\frac{V_0}{\pi} = \frac{V_c}{\pi - \alpha}$$

$$\text{则} \quad \alpha = \pi - \frac{\pi}{V_0} V_c \quad (3-81)$$

由式(3-81)和式(3-13)可导出

$$\alpha = \cos^{-1} \frac{V_d}{0.9U_2} = \pi - \frac{\pi}{V_0} V_c \quad (3-82)$$

式(3-82)的非线性特性,而使锯齿波移相方法使用不广泛。

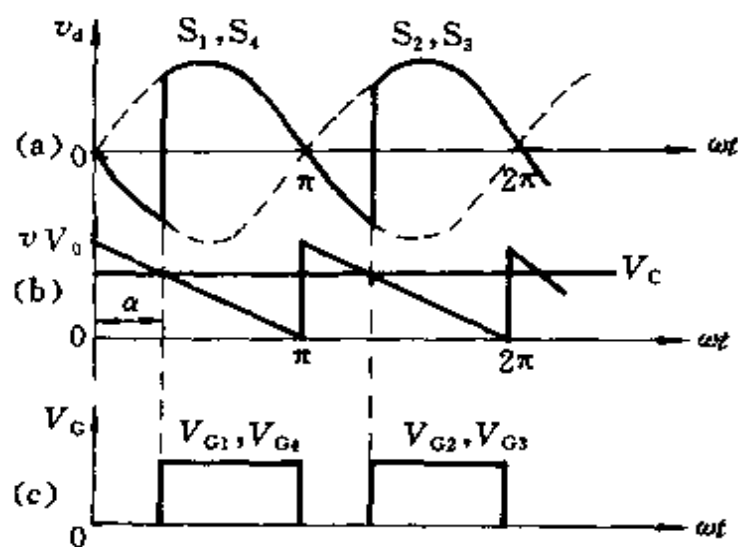


图 3-25 同步信号为矩形波的移相原理

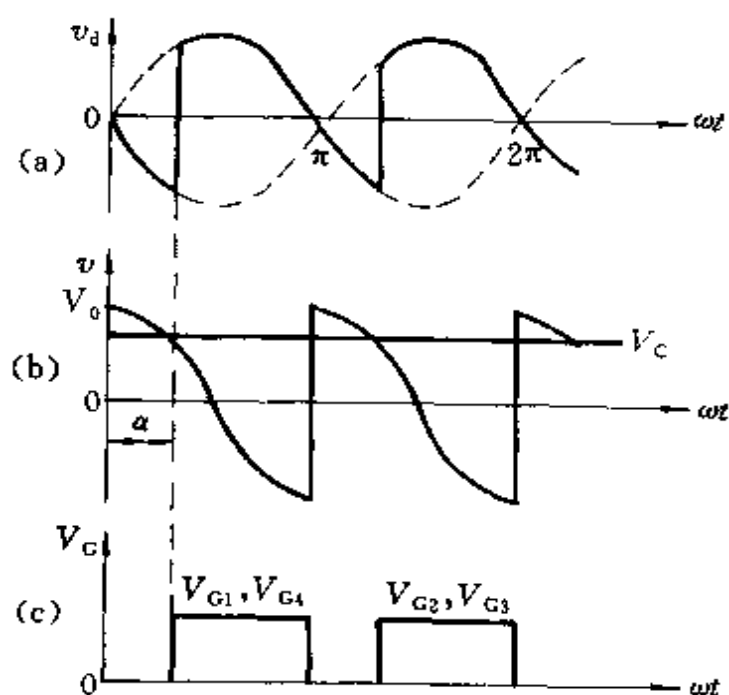


图 3-26 同步电压为余弦波时的移相原理

(2) 同步信号为余弦波 当同步电压为余弦波时,由  $V_c \cos \alpha = V_c$  得到(见图 3-26(b))

$$\alpha = \cos^{-1} \frac{V_c}{V_0} \quad (3-83)$$

将式(3-83)代入式(3-13)

$$V_d = 0.9U_2 \cos \alpha = 0.9U_2 \frac{V_c}{V_0} = \frac{0.9U_2}{V_0} V_c \quad (3-84)$$

式(3-84)表明了控制电压  $V_c$  与输出电压  $V_d$  之间明确的线性关系。电源电压的畸变将影响余弦波保真度,加  $R-C$  滤波失真度减小但幅度会产生非线性变化并且有相移,都将影响到输出电压  $V_d$ 。采用电压闭环控制可较好地解决输出电压稳定性问题。图 3-26(c) 为用于单相桥式整流器的控制波形。

### 3. 移相脉冲形成电路

根据上节图 3-24,具有平衡电抗器的六相半波整流电路输入变压器一组为  $\Delta/Y-11$  接法,另一组为  $\Delta/Y-5$  接法。当同步信号采用余弦波时,每一个晶闸管触发同步信号应超前其阳极电压  $90^\circ$ ,相位关系可采用钟点数表示法,参考表 3-6 给予完全确定。相位关系的计算与移相脉冲形成电路的结构形式有关。本节采用集成比较器及门电路产生移相控制信号,为图 3-20 所示具有平衡电抗器的六相半波相控整流电路(电镀电源主电路)设计移相控制电路。

图 3-27 为用于驱动图 3-20 中晶闸管 1 的移相脉冲形成电路。图中  $u_{Ta}$  是和  $S_1$  阳极电压  $u_a$  同相的 50 Hz 正弦波,经比较器 IC2 产生宽度为  $0 \sim \pi$  的矩形脉冲  $V_{03}$  作为移相电路基准信号,其波形如图 3-28(c) 所示,方波发生器产生 1 ~ 2 kHz 的占空比为 50% 的方波信号  $V_{01}$ ,用以产生宽脉冲串,在保证晶闸管连续可靠驱动前提下减少驱动功率。

集成比较器 IC1 用以对控制信号  $V_c$  和同步信号  $V_{12}$  综合比

较,以产生移相脉冲。其输出波形  $V_{O1}$  如图 3-28(a) 所示。图 3-28(d) 为合成的  $S_1$  晶闸管驱动脉冲信号。

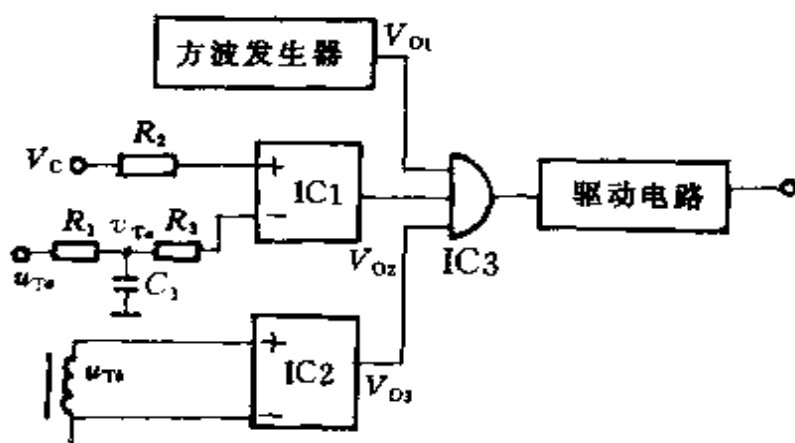


图 3-27 晶闸管  $S_1$  控制脉冲形成电路

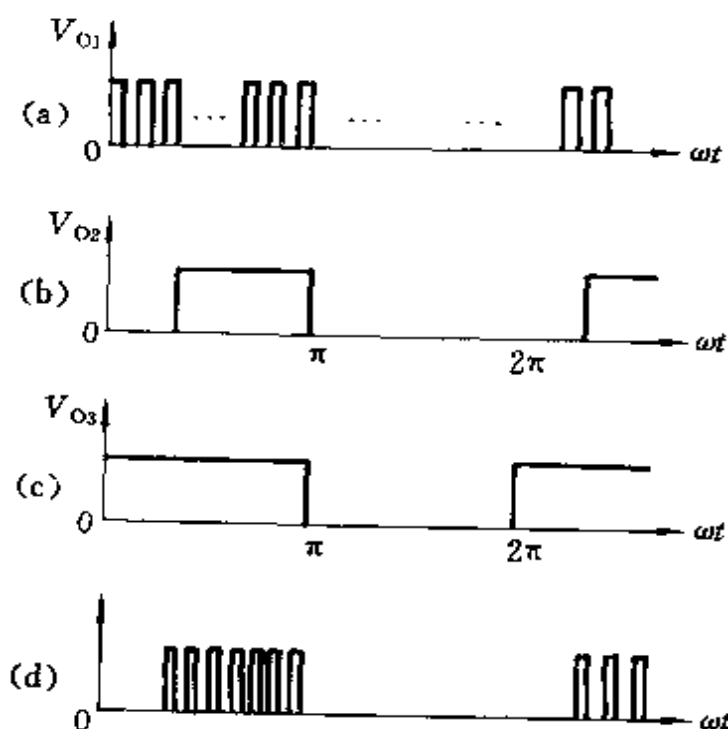


图 3-28 输出脉冲合成

为了确定  $S_1$  同步信号  $u_{Tg}$  与阳极电压  $u_a$  之间的相位关系,必须考虑图 3-27 中  $R_1$  和  $C_1$  滤波环节所产生的相位滞后和幅值衰

减。设置  $R_1, C_1$  可将同步信号  $u_{Ta}$  中高频成分滤除, 使加到 IC1 反相端信号  $v_{Ta}$  为较规则的正弦波。其输入输出之间关系为

$$v_{Ta} = \frac{u_{Ta}}{\sqrt{1 + (R\omega_0 C)^2}} \angle -\tan^{-1}(R\omega_0 C) \quad (3-85)$$

式(3-85)表明  $R_1 C_1$  网络对正弦输入的稳态响应特征。

如果希望  $\tan^{-1}(R\omega_0 C) = 30^\circ$ ,  $C = 1 \mu\text{F}$  时,  $R = 28.2 \text{ k}\Omega$ , 则输出  $v_{Ta}$  为输入  $u_{Ta}$  的  $1/1.32$ 。同步信号  $u_{Ta}$  超前于  $S_1$  阳极电压  $u_a$  的角度为

$$90^\circ + \tan^{-1}(R\omega_0 C) = 120^\circ \quad (3-86)$$

基准信号选择同步变压器  $b$  相信号  $u_{1b}$ , 正好滞后同步信号  $u_{Ta}$   $120^\circ$ , 确保  $u_{Ta}$  与  $u_a$  同相位。即可产生图 3-28(b)、(c) 所示信号。

根据图 3-20、图 3-24、图 3-27、图 3-28 和表 3-6, 可以确定同步变压器接法, 如图 3-29 所示。

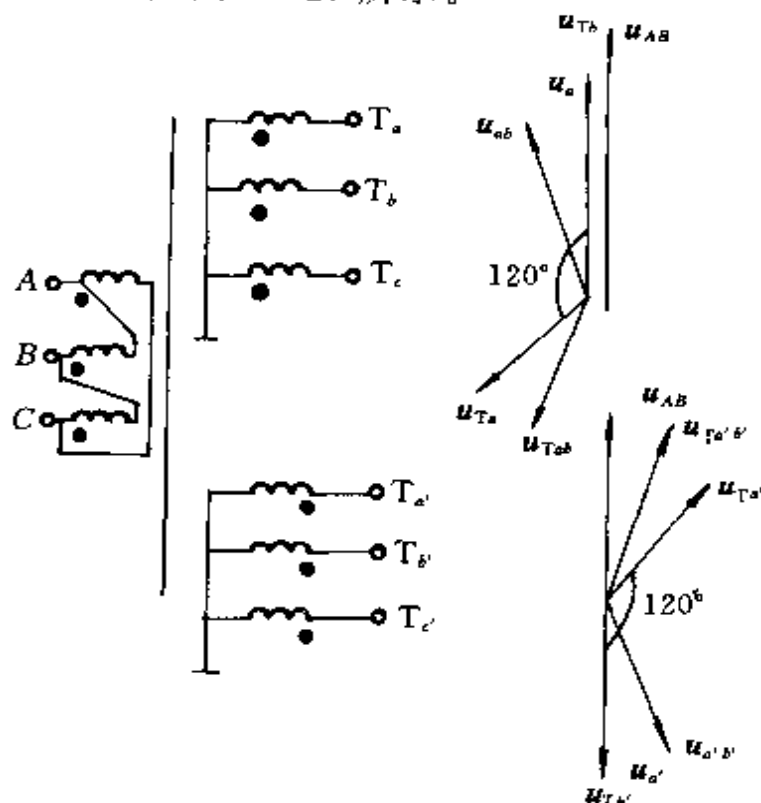


图 3-29 同步变压器接法及矢量图



同步变压器输出可被用作基准信号和同步信号,各晶闸管所对应阳极电压,同步电压和基准电压如表 3-7 所示。

表 3-7 各晶闸管电压相位关系

|      | $S_1$    | $S_2$     | $S_3$    | $S_4$     | $S_5$    | $S_6$     |
|------|----------|-----------|----------|-----------|----------|-----------|
| 阳极电压 | $u_a$    | $u'_c$    | $u_b$    | $u'_a$    | $u_c$    | $u'_b$    |
| 基准电压 | $u_{Tb}$ | $u'_{1a}$ | $u_{Tc}$ | $u'_{Tb}$ | $u_{Ta}$ | $u'_{Tc}$ |
| 同步电压 | $u_{Ta}$ | $u'_{1c}$ | $u_{Tb}$ | $u'_{1a}$ | $u_{Tc}$ | $u'_{1b}$ |

#### 4. 控制信号 $V_c$

根据前述分析,控制电压  $V_c$  确定移相角的大小,从而确定输出电压的大小,因而可以作为反馈系统的电压设定信号。将此信号和电压反馈信号相比较,即可使输出电压稳定在所需输出值上。如果需要稳定输出电流,可以将  $V_c$  作为控制电流的参量。

#### 3.2.10 电流(电压)闭环控制

在连续导通条件下,相控整流器可以看作一个具有线性放大系数的放大器。而在瞬态工作条件下,它是一个离散时间系统,控制电压被周期地采样放大形成输出电压。

通常在分析系统性能时,把整流主回路和触发电路作为一个环节来处理,这一环节输入量为  $V_c$ ,输出是理想空载整流电压  $v_{d0}'$ ,如果把它们之间的放大系数看作常数,则必须考虑失控时间引起的滞后效应。

设  $\omega t = t_1$  时刻控制电压  $V_c$  由  $V_{c1}$  上升到  $V_{c2}$ ,由于晶闸管一旦导通后,控制电压的变化时它不再起作用,直到该元件在  $\omega t = t_2$  时刻承受反压关断而下一晶闸管按该时刻新的控制角导通为止。 $t_1 \sim t_2$  之间的时间被称为失控时间  $T_s$ ,如图 3-30 所示。由图可知

$$\frac{V_d'(s)}{V_c(s)} = Ke^{-T_s s} \quad (3-87)$$

上式中包含指数函数  $e^{-T_s s}$ , 它将使系统成为非最小相位系统。为简化分析, 将  $e^{-T_s s}$  按台劳级数展开并略去高次项则可近似成一阶惯性环节

$$\frac{V_d'(s)}{V_c(s)} = \frac{K}{T_s s + 1} \quad (3-88)$$

根据图 3-30 可知, 失控时间  $T_s$  是随机的, 它的大小随  $V_c$  发生变化的时刻而改变, 最大可能的失控时间就是两个自然换相点之间的时间, 与交流电源的频率和整流拓扑有关, 一般可表达为

$$T_{\max} = \frac{1}{mf} \quad (3-89)$$

式中  $m$  为一周内整流电压的波头数;  $f$  为电源频率。

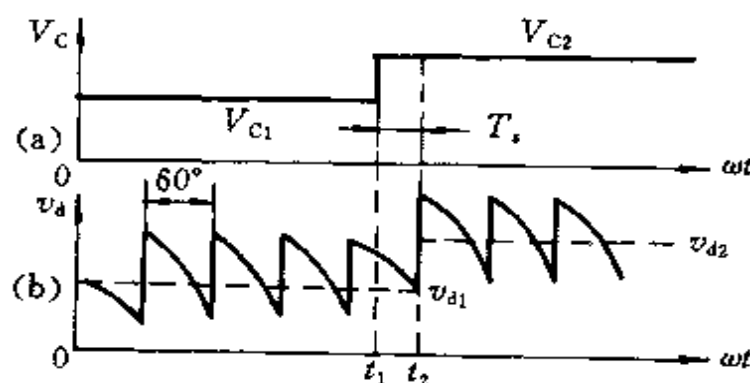


图 3-30 相控整流器失控时间

在本设计中负载可等效为电阻  $R$ , 与其串联的平波电抗器传递函数为  $Ls$ 。以负载电流为被控制量的闭环系统如图 3-31 所示。图中  $G_1(s)$  为控制器传递函数,  $G_2(s)$  为含触发电路的相控整流器传递函数,  $G_3(s)$  为负载传递函数。

当控制器选择比例积分调节器 (PI) 时, 传递函数

$$G_1(s) = K_1 \left( 1 + \frac{1}{\tau s} \right) \quad (3-90)$$

式中  $K_1$  为比例部分的放大系数;  $\tau$  为积分时间常数。

$G_2(s)$  表达式如公式(3-88), 对具有平衡电抗器的六相半波整流,  $T_{\max} = \frac{1}{6f} = 1/300 \text{ s}$ 。

$G_3(s)$  为负载电阻与平波电抗器的串联, 其传递函数为

$$G_3(s) = \frac{1}{R + Ls} \quad (3-91)$$

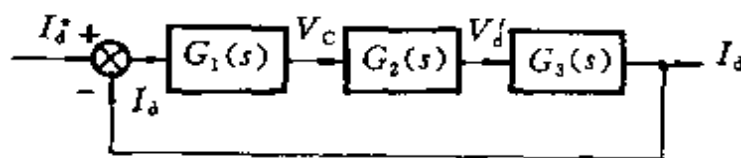


图 3-31 电流闭环控制系统

系统闭环传递函数

$$W(s) = \frac{I_d^*}{I_d} = \frac{G_1 G_2 G_3}{1 + G_1 G_2 G_3} = \frac{K_1 K (\tau s + 1)}{T_s \tau L s^3 + (T_s \tau R + L \tau) s^2 + K_1 K \tau s + K_1 K} \quad (3-92)$$

在式(3-92)中令  $s$  趋于 0 取极限, 则稳态误差为零。设计分析中可用式(3-92)分析稳定性和进行参数配置, 显然, 由于电源或负载波动形成的电流波动都反映到了控制量  $V_c$  上, 最终保持负载电流  $I_d$  稳定在设定值  $I_d^*$  上, 对于电阻性负载,  $I_d$  的稳定意味着  $V_d$  的稳定, 限制  $V_c$  的上下限可获得  $\alpha_{\min}$  和  $\alpha_{\max}$ 。

### 3.2.11 电镀电源电路原理图

综合本节各部分分析设计结果, 除掌握工程设计的一般方法外, 可得到一个完整的相控整流电镀电源电路如图 3-32 所示。

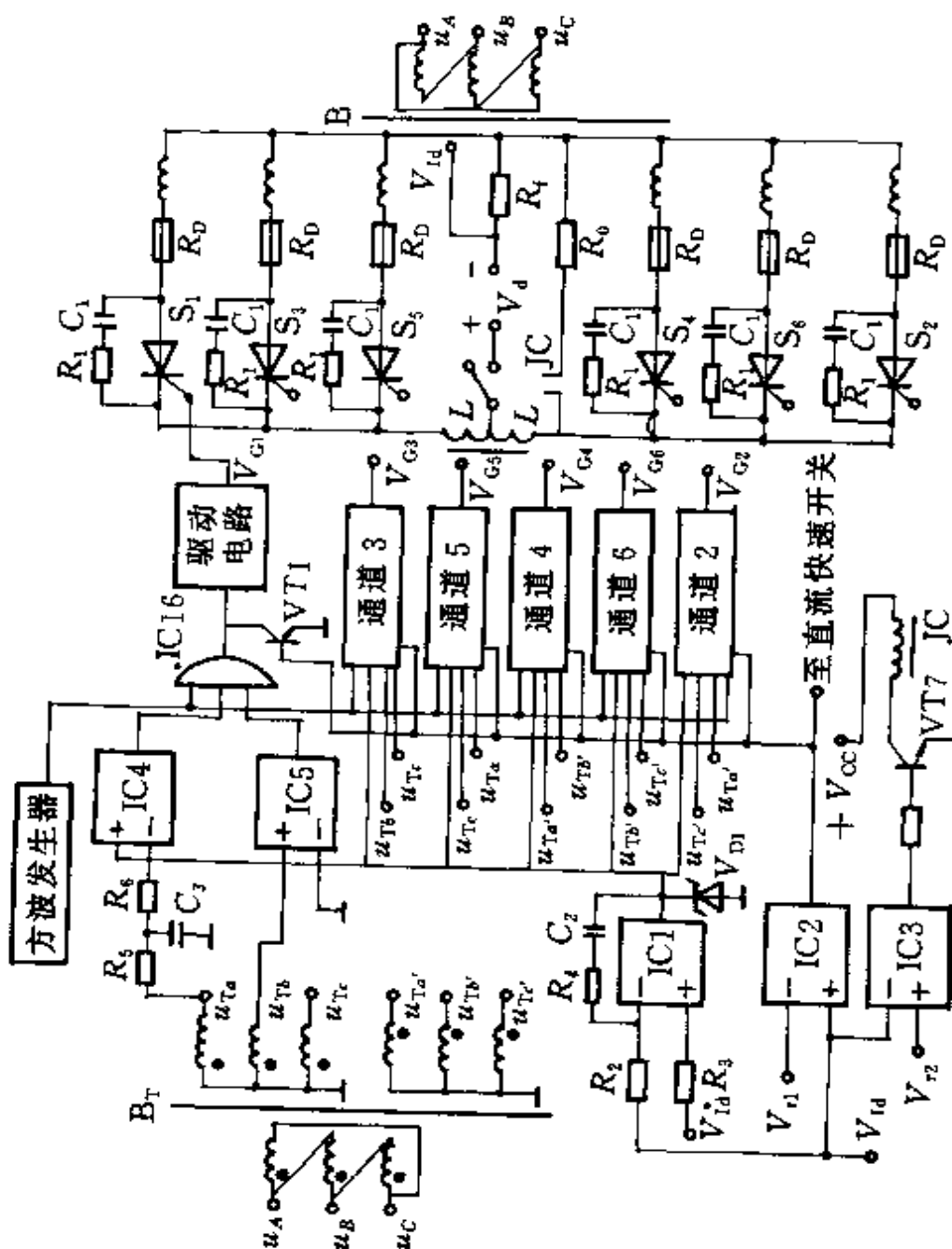


图 3-32 1200 A 电镀电源原理图

图 3-32 中  $B_1$  为同步变压器,  $B$  为主回路变压器。集成运算放大器 IC1 接成双端差动输入, 同相端输入电流设定信号  $V_{id}^*$ , 反相端输入电流反馈信号  $V_{id}$ , IC1,  $R_2$ ,  $R_4$  和  $C_2$  组成比例积分器, IC2 为比较器, 当电路外部短路电流超过额定值 1.2 倍, 取自  $R_f$  的电流反馈信号  $V_{id}$  大于电流保护设定信号  $V_{ri}$ , 时 IC2 输出高电平, 使晶体管 VT1 ~ VT6 同时导通接地, 触发脉冲信号同时被封锁。在此期间, 该信号断开直流快速开关。切断主回路直流通路。保护晶闸管不致损坏。IC3 为控制预负载的比较器, 当负载电流小于 100 A 时, 接触器 JC 吸合, 预负载电阻  $R_0$  消耗电能, 有效地防止了因轻载而使平波电抗器失效, 可用于小电流电镀。

方波发生器产生占空比大于 0.5 的方波脉冲串, 调制移相控制信号为脉冲串。图 3-32 中的驱动电路为第 2 章图 2-6 所示驱动电路。通道 2 至通道 5 与通道 1 电路结构完全相同。

主回路设置了过流保护用的快速熔断器  $R_D$ 。与每个晶闸管并联的  $R_1$ ,  $C_1$  网络用以吸收关断时产生的电压尖峰。 $L$  为绕制在同一铁心上具有中间抽头的对称平波电抗器。各部分参数在前面分析中都已经过计算并给出了结果。

### 3.3 单相高功率因数整流器

通过本章前述分析可以清楚看到, 相控整流电路的功率因数  $\cos\varphi$  与控制角  $\alpha$  具有反比关系, 在深控状态下, 其功率因数非常低。不仅网侧电流含有高次谐波成分, 网侧电压也因晶闸管的换流作用而产生畸变。因此, 这种整流方式对电网存在严重的谐波污染。其数量关系参见式(3-19)、(3-34)、(3-60)。

现在来研究通常认为功率因数较高的电容滤波的二极管整流桥。单相桥式整流电路如图 3-33 所示。

设输入交流电压

$$u_2 = \sqrt{2} U_2 \sin(\omega t + \lambda) \quad (3-93)$$

式中  $U_2$  为交流电压有效值;  $\lambda$  为超前相角。

当二极管  $D_1, D_4$  或  $D_2, D_3$  导通期间, 可列写出电路方程

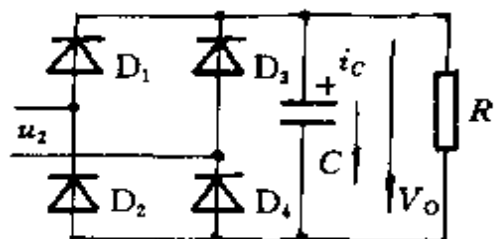


图 3-33 电容滤波的二极管整流桥

$$\left. \begin{aligned} i_C &= C \frac{du_2}{dt} \\ i_R &= u_2/R \\ i &= i_C + i_R \end{aligned} \right\} \quad (3-94)$$

代入初始条件  $u_2(0) = \sqrt{2} U_2 \sin \lambda$ , 可求得方程 (3-94) 的解为

$$i_R = (\sqrt{2} U_2 / R) \sin(\omega t + \lambda) \quad (3-95)$$

$$i_C = \sqrt{2} U_2 \omega C \cos(\omega t + \lambda) \quad (3-96)$$

当  $D_1$  和  $D_4$  导通, 电压  $u_2$  的正半周加到电容  $C$  上, 当  $u_2 = \sqrt{2} U_2 \sin \omega t$  大于电容初始电压  $u_2(0)$  的一瞬时之前, 电路中没有电流, 即  $i = 0$ 。根据  $i = i_C + i_R = 0$ , 可得  $i_C = -i_R$ , 利用这个条件, 我们可以求得  $D_1$  和  $D_4$  导通期间电流流动的相角  $\gamma$ 。即联立求解式 (3-95) 和式 (3-96) 及  $i_C = -i_R$ , 可求得

$$\tan(\lambda + \gamma) = -\omega RC \quad (3-97)$$

当  $\omega t = \lambda + \gamma$  时刻, 滤波电容被充电到  $u_2 = \sqrt{2} U_2 \sin(\lambda + \gamma)$  时,  $D_1, D_4$  关断, 电容按指数函数以时间常数  $RC$  放电, 其工作波形如图 3-34 所示。由图 3-34(a) 可以清楚地看到: 具有电容滤波的二极管单相桥式整流电路, 其输出电压  $V_O$  即为电容电压  $V_C$ , 是具有一定波动的直流电压, 其波动程度取决于滤波电容及负载电阻, 即

取决于放电时间常数  $RC$ 。为了追求较小的纹波电压,只有加大时间常数,在负载一定的情况下,只有加大滤波电容值。

由图 3-34(b) 可知,电容滤波的二极管桥式整流电路(含负载  $R$ ),从电网吸收的并不是正弦波电流,而是仅在  $\omega t = \gamma$  期间导通的尖峰脉冲电流。由于电源内阻较小,该电流上升沿较陡而下降较慢,其峰值为  $i_m$ 。理想的电流波形应如图 3-35 中虚线所示正弦波,可见与实际电流比较,其差异是非常大的,这就意味着电网输入整流电路的电流含有大量的谐波电流。

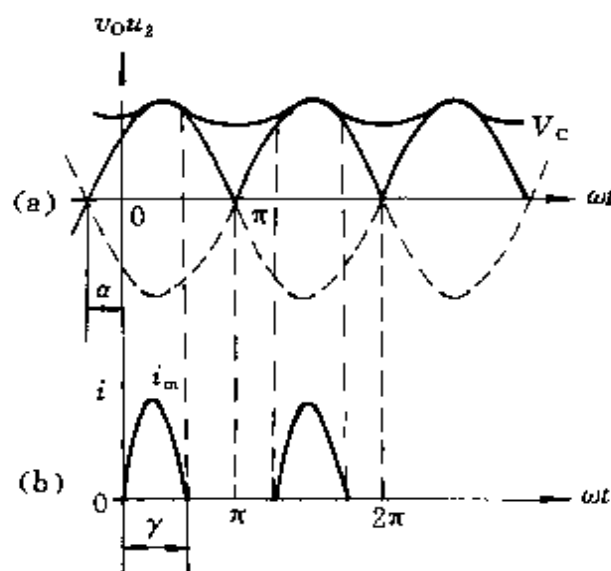


图 3-34 二极管桥电压电流波形

对这种电路的功率因数进行分析研究结果表明,一般情况下,电网电流的基波相角和偏移因数是超前的。在  $\omega RC = 2.1$  时,最大超前相角约  $32^\circ$ ,偏移因数为 0.85。

上述分析表明,对具有电容滤波器的二极管整流电路,由电网输入的电流波形具有典型的非线性特性。如果在整流器和电容器之间插入一个环节,使输入电流成为具有正弦波的输入电流。整流器的输入特性可改造为图 3-36 所示。

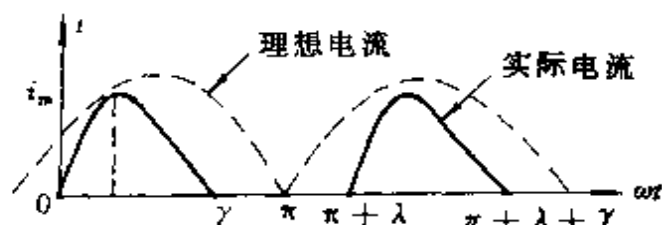


图 3-35 二极管整流理想电流与实际电流

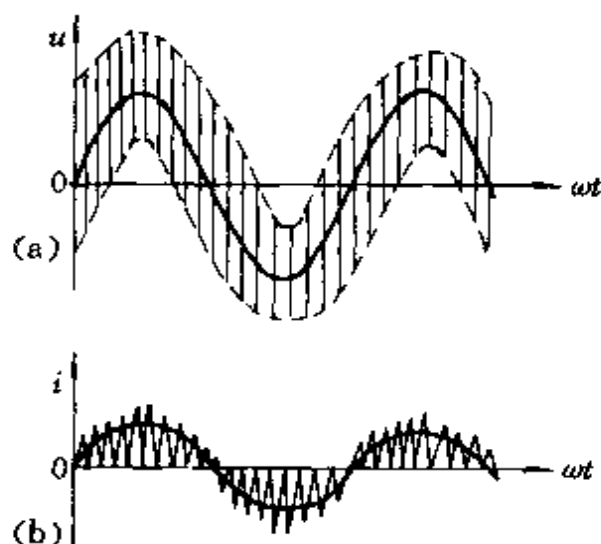


图 3-36 高功率因数整流器波形

基于这种思想,利用近年来逆变理论上应用成熟的脉冲宽度调制(PWM)原理,可实现图 3-36 所示的电压及电流波形,因而从工作原理上看,也可将其称为高频脉动整流器或 PWM 整流器。

本节主要分析单相、三相高功率因数整流器基本拓扑、工作原理、基本控制方法、电路参数计算及特性。使读者对这种正在不断完善的新技术建立一个系统的基础。



### 3.3.1 单相高功率因数升压整流器基本电路

在普通二极管整流电路中加入一个电感  $L$ 、高速开关功率器件  $S$  和二极管  $D$ , 即构成了单相高功率因数整流器基本拓扑, 如图 3-37 所示。其中二极管  $D_1 \sim D_4$  组成不控整流单元。假设功率开关  $S$  的开关频率远大于工频 50 Hz, 因而可以认为在开关的一个周期内电源电压是常数。假定二极管  $D_1 \sim D_4$ 、电感  $L$  和电容  $C$  及  $S$

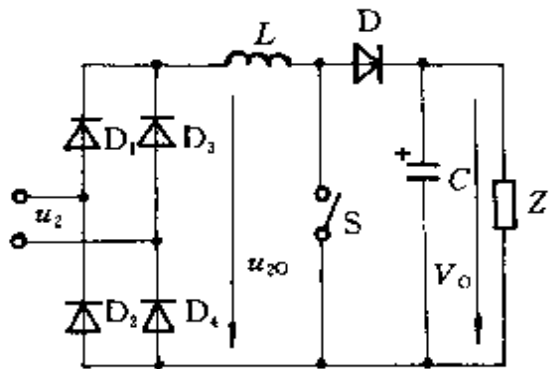


图 3-37 高功率因数整流器

均为理想元件。加到整流器上的入端电压  $u_2$  (此处采用下标 2 是因为输入电压在大多数情况下是变压器二次电压)。电路工作原理如下所述。

#### 1. 基本工作原理

当图 3-37 中开关  $S$  闭合时电源电压  $u_2$  通过  $L$  和  $S$  被短路, 其等效电路如图 3-38 所示。在短路状态下, 流过电抗器  $L$  上的电流为三角波, 其上升沿可表达为

$$i_{L1} = \frac{u_2}{L}t \quad (0 < t < T_{on}) \quad (3-98)$$

式中  $u_2$  为电源电压瞬时值;  $T_{on}$  为开关  $S$  导通时间, 三角波电流的最大值

$$i_{Lm} = u_2 T_{on} / L \quad (3-99)$$

当开关  $S$  在  $T_{on}$  时刻断开时, 则电抗器的电流通过二极管  $D$  给电容  $C$  充电。根据前述假设, 在  $S$  关断期间可认为电容器电压恒定, 则流过电感上的电流为三角波的下降沿。下降期间的等效电路如图 3-39 所示。图中  $u_2$  表达式与公式 (3-93) 相同, 稳态情况下,

可列出电路方程:

$$u_2 = V_L + V_C = L \frac{di_{L2}}{dt} + \frac{1}{C} \int i_C dt \quad (3-100)$$

$$i_{L2} = i_C + i_R \quad (3-101)$$

解此方程的初始条件比较复杂,必须代入该瞬时所对应的相位  $\omega t_x$ , 求出该  $\omega t$  对应的三角波电流最大值, 即

$$i_{Lmx} = \sqrt{2} U_2 \sin(\omega t_x) / L \quad (3-102)$$

代入  $\omega t = \omega t_x$  时的  $i_{Lmx}$  和  $V_C$  值, 联立求解 (3-101) 和 (3-102) 可得下降期间电流  $i_{L2}$  为

$$i_{L2} = \left( \frac{|u_2|}{L} - \frac{2V_C}{L} \right) (t - T_{on}) + i_{Lmx} \quad (3-103)$$

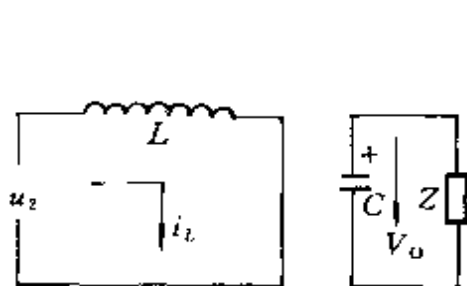


图 3-38 S 开通时等效电路

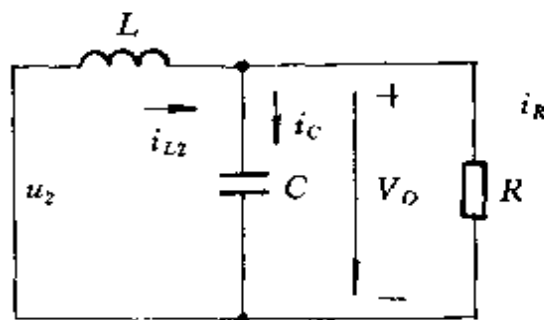


图 3-39 S 关断时等效电路

图 3-37 所示高功率因数整流电路中, 通常必须使输出电压 (也等于电容电压  $V_C$ ) 大于网侧电压  $u_2$  的峰值, 即

$$V_O = V_C > \sqrt{2} U_2 \quad (3-104)$$

在式 (3-104) 条件约束下, 当开关器件 S 关断时, 三角波电流便下降, 当电流值达到零时, 二极管 D 被关断, 直到下一次 S 被导通, 形成新的三角波电流。

三角波电流从最大值返回到零值的时间  $T_d$  为

$$T_d = \frac{|u_2|}{2V_O - |u_2|} T_{on} \quad (3-105)$$

根据式(3-98)~(3-105)可画出电源电压波形和输入高频脉动电流波形如图3-40所示。图中三角形脉冲列经低通滤波器(通常加在整流桥入端或开关S与整流桥后),输入电流为图中虚线所示正弦波。

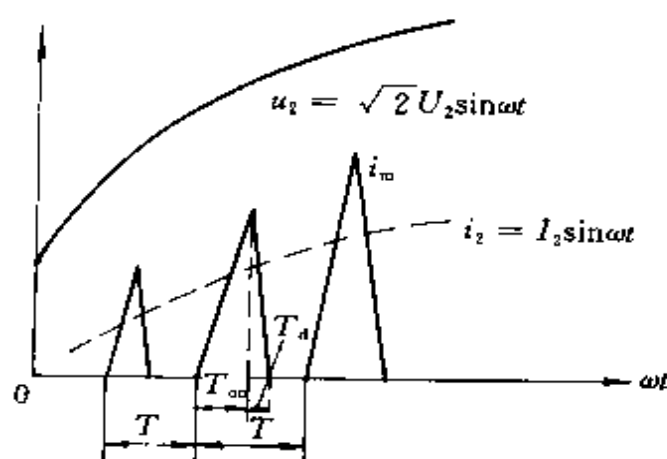


图 3-40 输入电压和电流波形

## 2. 输出电压 $V_O$

根据前述分析,三角波脉冲电流上升较慢而下降极快,电感上电流变化急剧。由于电感  $L$  上电压动态平衡的要求,S 开通与关断期间电感上伏秒数应平衡,则

$$\sqrt{2} U_2 \sin \omega t \cdot T_{on} + (\sqrt{2} U_2 \sin \omega t - V_O) \cdot (T - T_{on}) = 0 \quad (3-106)$$

由上式求得输出电压

$$V_O = \sqrt{2} U_2 \sin \omega t / (1 - \frac{T_{on}}{T}) \quad (3-107)$$

由式(3-107)可知,当  $T_{on} = 0$  时,输出电压  $V_O$  最大值为电源电压峰值,但不具备带载能力,这种情况相当普通整流器。当  $T_{on}$  在  $0 \sim 0.5T$  之间变化时,输出电压可达到峰值的 2 倍,应用中升压比一般应限制在  $1.2 \sim 2$  之间为宜。

### 3. 控制原理

高功率因数整流器中开关器件  $S$  的通断控制,既要考虑对输入电压  $u_2$  的变化适时控制,又要对负载变化引起输出电压  $V_o$  的波动进行反馈控制。本节介绍的基于动态调节的 SPWM 控制方式,便于直观理解高功率因数整流电路的工作原理。下一节中将介绍更为实用的控制方式。

图 3-41 给出了控制脉冲形成原理图。参考信号  $V_{or}$  与直流输出电压反馈信号  $V_{of}$  经比较后送入比例积分 (PI) 调节器,该输出经系数变换送到乘法器中,由二极管整流桥输出端采集的未经滤波的整流电压与比较器输出电压相乘后形成幅度受控的正弦半波电压。与三角波比较后形成开关  $S$  的控制脉冲。

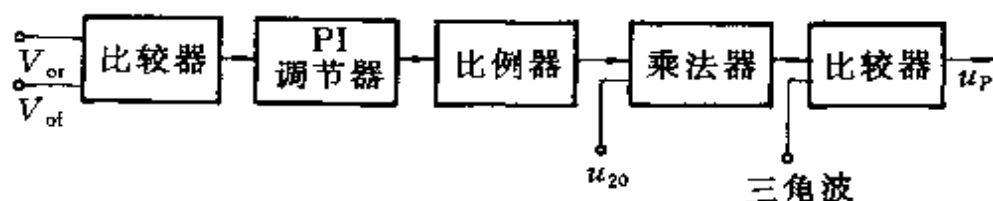


图 3-41 控制脉冲形成原理

脉冲宽度调节原理示于图 3-42。当三角波周期  $T$  和幅度  $V_c$  固定不变时,电网电压每半周三角波的数量  $N$  则固定不变。这种方式被称为载波比恒定。三角波信号被送到电压比较器的反相端,正弦信号被送到比较器同相端,其输出即为图 3-42 所示脉冲宽度按正弦规律变化的序列脉冲电压  $u_p$ ,对输出电压的调节原理如下。

(1) 输出电压变化 当输入电压  $u_2$  升高时,输出电压  $V_o$  必然升高使反馈电压  $V_{of}$  升高,积分器输出电压下降从而使比较器输出脉冲宽度减小,乘法器输出正弦波电压幅度减小,由图 3-42 可知,此时脉冲宽度减小。由式(3-107)可知,分母中  $1 - T_{on}/T$  将增

大,从而使输出电压  $V_O$  下降。当输入电压  $u_2$  幅度下降时,调整过程与之相反。

(2) 负载变化 当负载突然加重时,必然导致输出直流电压  $V_O$  下降, $V_O$  的下降使  $V_{of}$  小于  $V_{or}$ ,比例积分器输出上升使比例系数升高,乘法器输出正弦波幅度上升,脉冲宽度增大,式(3-107)分母  $1 - T_{on}/T$  将减小,使输出电压  $V_O$  回升。

设置比例器的目的是便于调节乘法系数。设置 PI 调节器是为了保证系统具有优良的动态性能。

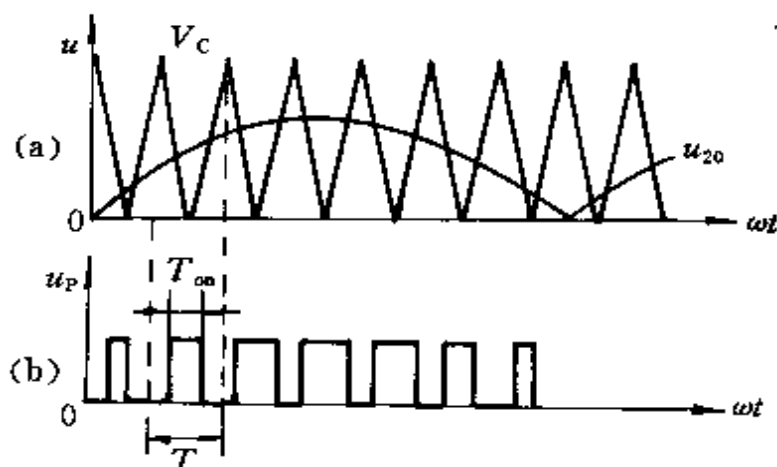


图 3-42 脉宽调制方法与波形

#### 4. 电路参数设计

由前述分析可知,高功率因数整流器实质上是将低频谐波转换成了高频谐波。其主要目的是减小电容  $C$  值,通过附加较小的电感  $L$  获得输入端的正弦波电流,从而使输入电压和电流同相位,整流器及其负载对电网的功率因数接近为 1,因而,滤波电感  $L$  和滤波电容  $C$  的分析设计是非常重要的。由于加入了开关  $S$ ,电路运行条件与普通二极管整流具有质的区别,分析上更为复杂。既要考虑对输入电流的滤波效果,又要兼顾输出电压的纹波要求。在确定滤波器参数前,还需校核开关  $S$  和二极管  $D$  的安全运行条件。

(1) 输入滤波效应 在图 3-37 所示电路中,对开关器件实

施 SPWM 控制时,开关器件 S 的端电压是脉冲宽度按正弦规律变化的 SPWM 调制波形,脉冲的幅度也按正弦规律变化。由图 3-40 所知,电感  $L$  中流过的电流是由一系列包络线为正弦曲线的三角波组成,每个三角波的上升沿和下降沿也不相同。精确的计算其总谐波电压有效值  $U_{2R}$  和总谐波电流有效值  $I_{2R}$  是一件繁琐的工作。分析中可按相近波形计算。

假设开关 S 的端压是图 3-43 所示的调宽变幅阶梯波,在开关频率足够高的情况下,这种假设是符合电路实际工况的。对于该波形,利用拉氏变换的延迟定理可以计算出相对于基波的总谐波含量  $U_{2R}$  为 26%,实际情况下,总谐波含量要比计算值大。

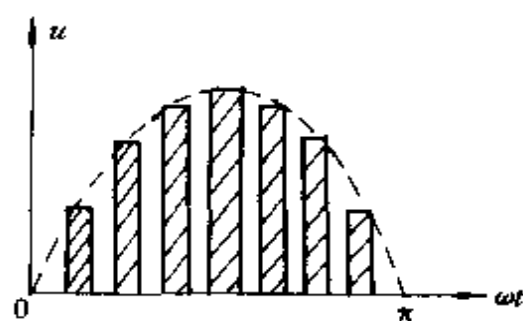


图 3-43 调宽调幅阶梯波

忽略开关器件 S 的导通压降。假设电感  $L$  中电流连续。设计中首先确定出输入电流纹波允许值 ( $I_2 x\%$ ),在上述条件的界定下,确定滤波电感  $L$  的过程如下。

根据电感  $L$  在工频下的平衡要求,其两端的电压有效值应相等的原则,输入纹波电流在电感上产生的压降应等于开关 S 端压产生的总谐波电压有效值  $U_{2R}$ ,即

$$U_{2R} = 2\pi f_s L I_2 x\% \quad (3-108)$$

由此可得电感  $L$  为

$$L = \frac{U_{2R}}{2\pi f_s I_2 x\%} \quad (3-109)$$

式中  $f_s$  为开关器件 S 的开关频率,调制电压总谐波含量取值在基波电压峰值的 30% ~ 40% 之间。

为了确定滤波电容,首先要求出来自输入侧的作用在电容上

的纹波电流。由图 3-37 可知, 二极管整流桥输出电压  $u_{20}$  波形如图 3-44 所示。电压波形的傅立叶级数表达为

$$u_{20}(t) = \frac{4U_{2m}}{\pi} \left( \frac{1}{2} - \frac{1}{3} \cos 2\omega t - \frac{1}{3 \times 5} \cos 4\omega t - \frac{1}{5 \times 7} \cos 6\omega t - \dots \right) \quad (3-110)$$

在式 (3-110) 中取直流分量和交流基波, 可简化为

$$u_{20}(t) = \frac{2U_{2m}}{\pi} - \frac{4U_{2m}}{3\pi} \cos 2\omega t \quad (3-111)$$

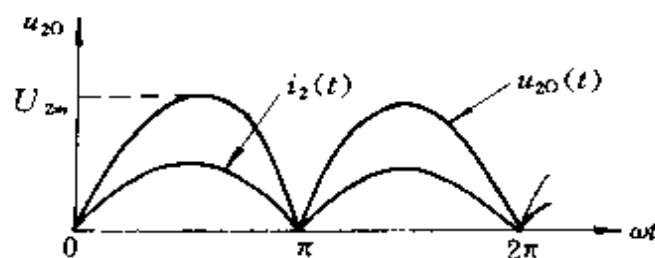


图 3-44 输入电压电流波形

由于滤波电感作用, 输入电流保持正弦波, 并在相位上和输入电压一致, 输入电流可表达为

$$i_2(t) = u_{20}/R = \frac{2U_{2m}}{\pi R} - \frac{4U_{2m}}{3\pi R} \cos 2\omega t = a_0 - a_1 \cos 2\omega t \quad (3-112)$$

该电流即为 S 关断期间经二极管 D 的输出电流的傅立叶级数表达式, 式中忽略了 4 次以上的谐波。在计算滤波电容时, 这种忽略是允许的。由式 (3-112) 可知, 流经二极管的电流由直流分量  $a_0$  和交流分量  $-a_1 \cos 2\omega t$  组成。直流分量为电阻  $R$  所消耗, 交流分量流入了滤波电容, 即

$$i_c = a_1 \cos 2\omega t \quad (3-113)$$

电流  $i_c$  将引起电容电压  $V_c$  (在量值上等于输出电压  $V_o$ ) 产生

波动  $\Delta V_C$ , 即

$$\Delta V_C = \frac{1}{C} \int_0^{\alpha} i_C(t) dt = \frac{a_1}{2\omega C} \sin 2\omega t \quad (3-114)$$

在计算电容  $C$  时, 应对  $\Delta V_C$  取峰-峰值 (即  $2\Delta V_C$ ), 此时  $\sin 2\omega t = 1$ ,  $\omega$  为电网角频率。代入式 (3-112) 则电容  $C$  为

$$C = \frac{a_1}{\omega C \Delta V_C} = \frac{4U_{2m}}{3\pi\omega R \Delta V_C} = \frac{4}{3\pi\omega R \Delta V_C} \sqrt{2} U_2 \quad (3-115)$$

在式 (3-115) 中,  $U_{2m} = \sqrt{2} U_2$  单位为 V;  $\omega = 2\pi \times 50 \text{ Hz}$ ;  $R$  为输出电压与输出电流比值, 单位为  $\Omega$ ; 输出电压波动  $\Delta V_C = \Delta V_O$ , 单位为 V; 计算出  $C$  值, 单位为 F (变换成  $\mu\text{F}$  需乘上  $10^{-6}$ )。

(2) 输出滤波效果 由于高功率因数整流器的特殊运行机理, 在开关  $S$  导通期间, 负载电流须由输出滤波电容提供, 因为此时电源被导通的开关器件短路, 其等效电路如图 3-38 所示。设  $S$  导通前时刻电容电压  $V_C(0^+) = V_C$ , 当  $t = 0$  时刻  $S$  导通时, 电容要向负载电阻放电, 在  $t = T_{\text{on}}$  时刻放电结束, 则电容电压下降值  $\Delta V_C$  为

$$\Delta V_C = V_C - V_C(t) = V_C - V_C e^{-\frac{t_{\text{on}}}{\tau}} \quad (3-116)$$

式中  $\tau = RC$ , 为电路放电时间常数, 经简单推导可得

$$C = \frac{T_{\text{onm}}}{R \ln \frac{V_C}{V_C - \Delta V_C}} \quad (3-117)$$

式中  $V_C$  即为输出电压  $V_O$ , 式 (3-117) 表明, 当输出电压允许波动值  $\Delta V_O$  给定后, 输出电容的计算必须根据设计中确定的最大脉宽  $T_{\text{onm}}$ 、负载电阻  $R$  和允许波动值计算校核, 与式 (3-115) 计算的电容值比较后取其较大的。

(3) 开关器件  $S$  和二极管  $D$  参数确定 由图 3-39 开通等效电路和式 (3-98) 可以看到, 流过电感  $L$  的峰值电流即为流过开关器件  $S$  的峰值电流, 该电流最大值为



$$i_{Lm} = \frac{\sqrt{2}U_2 T_{onm}}{L} \quad (3-118)$$

在 S 关断瞬间,该电流峰值作用到二极管 D 上。因此,在选定开关器件 S 和二极管 D 时,应根据器件允许的脉冲电流  $I_{CM}$  校核式 (3-109) 计算的电感值

$$L \leq \frac{\sqrt{2}U_2 T_{onm}}{I_{CM}} \quad (3-119)$$

二极管 D 一般承受峰值电流的能力较强。应根据平均电流选取。由式 (3-112) 可知二极管 D 在一个周期中平均电流为

$$i_{DAV} = 2 \sqrt{2} U_2 / \pi R \quad (3-120)$$

前述分析已经表明,开关器件 S 承受的最高正向电压为输出电压  $V_O$ 。二极管 D 承受的最高反压也为  $V_O$ ,设计中应留有 1.5 倍的电压裕量。

综上所述,在高功率因数整流电路中,开关器件 S 应根据管子允许的最大脉冲电流选取,二极管 D 可根据平均电流选取。下面将通过计算实例对本节分析作一小结。

**例 3.1** 设单相高功率因数整流器电路如图 3-37 所示。输入电压有效值  $U_2 = 220 \text{ V}$ ,允许输入纹波电流  $x\% = 5\%$ ,输入电压频率  $f = 50 \text{ Hz}$ 。输出功率  $P = 5 \text{ kW}$ ,输出电压  $V_O = 360 \text{ V}$ ,输出电压波动  $\Delta V_O = 2\% \times V_O$ ,开关频率  $f_s = 20 \text{ kHz}$ ,入端功率因数为 1。设计电路参数。

**解:**假定线路无损耗,则输入电流有效值为

$$I_2 = P_O / U_2 = 22.9 \approx 23 \text{ A}$$

负载电流为

$$I_O = P_O / V_O = 13.9 \text{ A} \approx 14 \text{ A}$$

在计算整流管  $D_1 \sim D_4$  时,要采用输入电流和电压,流经  $D_1 \sim D_4$  电流平均值  $I_{DAV}$

$$I_{D_{1AV}} = \frac{1}{2} I_2 = 11.5 \text{ A}$$

流经  $D_1 \sim D_4$  的电流有效值为

$$I_{D_1} = \frac{1}{\sqrt{2}} I_2 = 16.2 \text{ A}$$

二极管  $D_1 \sim D_4$  承受的反压每个管仍为  $\frac{1}{2} \sqrt{2} U_2$ , 可选择 20 A/400 V 的二极管作为输入整流元件。

根据式(3-109) 计算滤波电感

$$L = \frac{0.3 \times \sqrt{2} \times 220}{2\pi \times 20 \times 10^3 \times 23 \times 0.05} = 0.65 \times 10^{-3} \text{ H} = 0.65 \text{ mH}$$

根据式(3-115) 计算滤波电容

$$C = \frac{4 \times \sqrt{2} \times 220}{3\pi \times 2\pi \times 50 \times 25.7 \times 360 \times 0.02} = 2\,273 \text{ }\mu\text{F}$$

根据式(3-117) 校核输出滤波电容

$$C = \frac{0.9 \times 50 \times 10^{-6}}{25.7 \times \ln \frac{360}{360 - 7.2}} = 90 \text{ }\mu\text{F}$$

上式中  $T_{\text{onm}}$  按 0.9 倍的开关周期计算为 45  $\mu\text{s}$ , 其中考虑了最大脉宽时间的死区。

根据式(3-118) 计算电感上峰值电流

$$i_{Lm} = \sqrt{2} \times 220 \times 45 \times 10^{-6} / 0.65 \times 10^{-3} = 21.5 \text{ A}$$

电感中的峰值电流  $i_{Lm}$  也是开关元件 S 及二极管 D 的峰值电流。

开关器件选  $V_{\text{DMOS}}$  功率场效应晶体管, 采用 8 A/500 V 的功率 MOSFET, 可承受 40 A 峰值电流。

流经二极管 D 的平均电流即为负载电流, 可选 20 A/500 V 的快恢复二极管。

### 5. 单相高功率因数升压整流器其他拓扑

本节前面已详细分析了单相高功率因数整流器的基本电路,

是最廉价的电路结构,控制电路简单。在这种电路中,电感  $L$  也可以放到交流侧。在大多数情况下,控制电路的简单将增加系统的可靠性。高功率因数整流器的其他拓扑如图 3-45 所示。这些电路可采用单极性、可调单极性 & 双极性 PWM 控制方式(调制原理见第 4 章)。图 3-45(a) 两开关整流器,它能完成图 3-37 所示基本拓扑同样的功能,而变换效率更高。两开关整流器的工作原理可简述如下。在电源电压  $u_2$  正半周,当  $S_2$  导通,等效电路如图 3-46(a) 所示。这种状态电感电流经二极管  $D_3$  (见图 3-45(a)) 向负载及滤波电容放电,电路运行可由下述方程描述:

$$u_2(t) + L \frac{di}{dt} = V_o \quad (3-121)$$

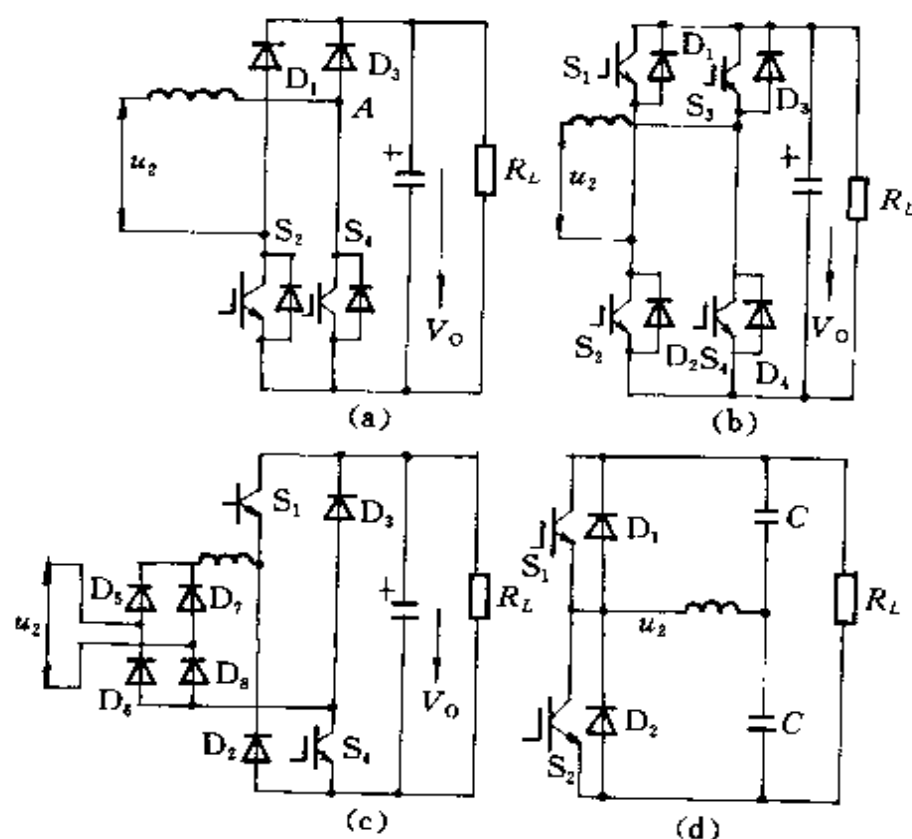


图 3-45 高功率因数整流器其他拓扑

同样在电源电压的正半周,当开关  $S_1$  导通时电源  $u_2(t)$  被通过电感短路到地,电感上的充电电流和电压平衡方程为

$$i_L = \frac{u_2}{L}t \quad (3-122)$$

$$u_2(t) = L \frac{di_L}{dt}$$

$$(3-123)$$

当  $t = T_{on}$  时刻关断  $S_1$ ,

则电感上最大电流为

$$i_{Lm} = L \frac{di_L}{dt} \quad (3-124)$$

该结论与前述分析是一致的。由此可知,图 3-45(a) 中 A 点电压的包络线为正弦 PWM 调制波。由于电感  $L$  对谐波电流的滤波效果,则输入电流是和  $u_2$  同相位的正弦波,实现了高功率因数整流,  $u_2$  负半周工作原理与此相反。

图 3-45(b) 所示四开关 PWM 整流器可产生比单开关更好的正弦电流波形。其工作原理分析方法同前。图 3-45(c) 为非对称半桥拓扑,它虽然是两开关拓扑,但在性能上可与四开关拓扑整流效果相同。图 3-45(d) 为两开关倍压整流器拓扑。

### 3.3.2 滞后电流控制

在上一节中用脉宽调制的一般原理分析了单相高功率因数升压整流器的工作机理。在实际应用中,无论是单相升压 PWM 整流器、单相降压 PWM 整流器、三相升压整流器及三相 PWM 整流器,一般都采用滞后电流 PWM 控制,即通常所说的电流滞环控制。因此,将这一问题专门列为一节,以便对后续分析具有指导作用。

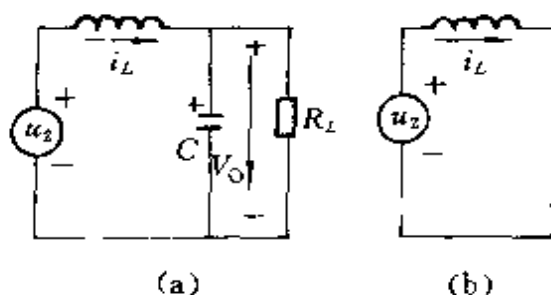


图 3-46 二开关 PWM 整流电路运行等效电路

## 1. 基本原理

图 3-47 给出了用于 PWM 整流器的滞后电流控制基本原理框图, 给定(直流)电压  $V_{gd}$  与反馈(直流)电压  $V_f$  比较运算后, 经调节器进行动态校正(相位补偿), 送到正弦波发生器中产生代表理想输入电流的基准正弦波信号  $i_{gd}$ 。

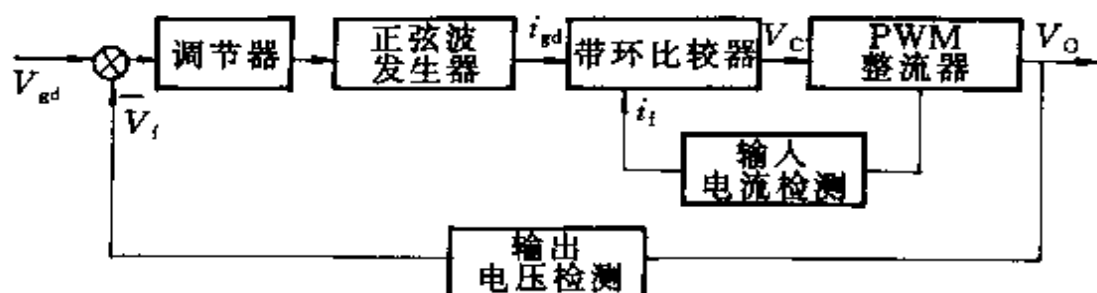


图 3-47 滞后电流控制 SPWM 整流器控制原理图

将  $i_{gd}$  和从整流器中取回的交流侧电流  $i_i$  在滞环比较器中运算后即形成 SPWM 信号。在单开关整流器中, 该信号经脉冲功放后直接驱动开关器件 S。单相两开关及四开关整流器中, 必须要设置脉冲分配电路。对于三相 PWM 整流, 需要正弦波发生器产生互差 120 的正弦电流基准信号, 设置三个独立的通道进行脉冲分配。详细原理在后边将相继介绍。由图 3-47 可以看出, 内环为电流调节环, 其特点是快速性为主要设计原则。外环为稳定输出电压的闭环反馈, 应更加注重稳定性和控制精度。

## 2. SPWM 控制波形

设滞环比较器的环宽为  $2i_h$ , 则  $i_h$  为设定电流的最大偏差, 见图 3-48。

当工作电流(流过滤波电感  $L$  的电流  $i_L$ ) 超过设定电流  $i_{gd}$  且偏差达到  $i_h$  时, 由图 3-37 所示电路中开关器件 S 关断。当工作电流小于设定电流  $i_{gd}$  且偏差达到  $i_h$  时, 开关器件 S 导通。在两开关拓扑和四开关拓扑中, 两组信号应互补。这种控制方法也可称为电流

自适应控制,迫使工作电流不断跟踪给定电流  $i_{gd}$  的波形,仅在允许偏差范围内波动。滞后电流比较器输出的 SPWM 波形如图 3-48(b) 所示。

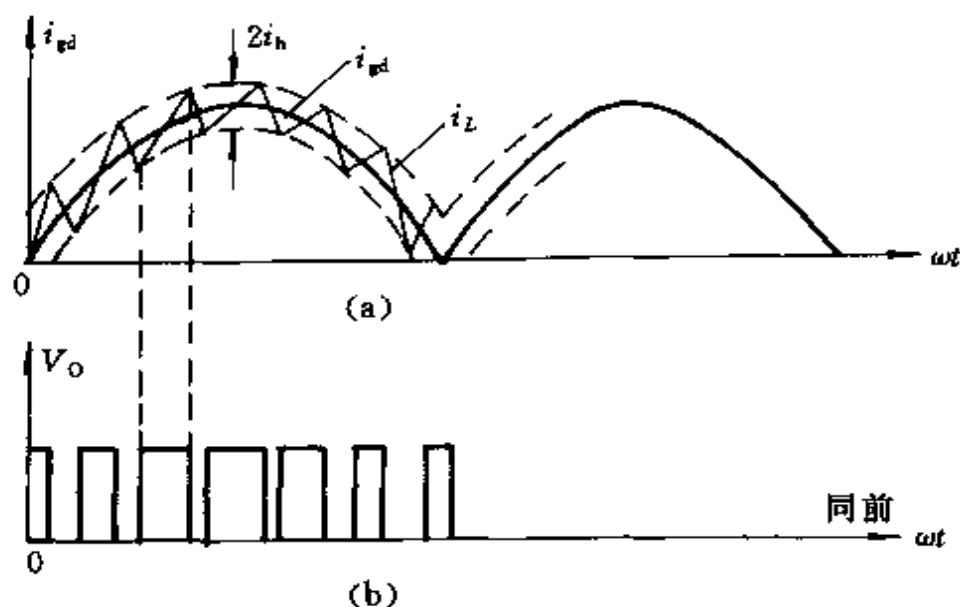


图 3-48 电流滞后控制信号波形

电流允许偏差可表达为

$$|i_L - i_{gd}| \leq i_h \quad (3-125)$$

或

$$i_h \leq i_L \leq i_{gd} + i_h$$

忽略开关器件 S 的管压降,工作电流的变化率

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{U_2}{L} = \frac{\sqrt{2}U_2}{L} \sin \omega t \quad (3-126)$$

电流滞环控制将滤波电感整流侧电压调制为包络线为正弦,最大值为  $\sqrt{2}U_2$  的脉冲电压,它已完全脱离了一般意义的正弦波脉宽调制规律。之所以仍然称其为 SPWM,是因为给定电流参考信号  $i_{gd}$  是正弦波,从而使实际电流为具有脉动的正弦波。经电感  $L$  的滤波作用,呈现在输入端网侧电流为光滑的正弦波,且相位与输入电压  $u_2$  一致。达到功率因数为 1 的目的。

在工程应用中,应用采样到的输入电流信号  $i_f$  进行小参数快速滤波。 $i_f$  与实际电流  $i_f$  之间不能有相移。反馈信号  $V_f$  的滤波参数可适当放宽,前已述及,外环的主要功能是保证整流系统的稳定性和控制精度。

### 3.3.3 单相高功率因数降压整流器

由于对电网谐波的标准要求严格,推动了高功率因数整流器研究的迅速发展,各种拓扑及控制方法应运而生。本节介绍两种降压型单管高功率因数整流器。总的来看,降压型整流器从开关损耗抑制及输入波形品质控制上都较升压型难度更大。

斩波型高功率因数整流器:图 3-49 给出了斩波型高功率因数整流电路。图中  $D_1 \sim D_4$  组成单相整流桥,该环节也可以是三相整流。 $L_1$  和  $C_1$  组成输入滤波器,用以阻止开关电流返回到电网,以形成品质较好的正弦波电流,获得高功率因数。开关  $S$  可以是功率场效应晶体管(MOSFET),可关断晶闸管(GTO)或如图所示的绝缘栅极晶体管。二极管  $D$  用以在  $S$  关断期间为电感  $L_2$  提供续流回路。 $L_2$  和  $C_2$  组成输出滤波器,抑制高频开关谐波对负载产生干扰。图中负载可以是电阻性或电感电阻性质。

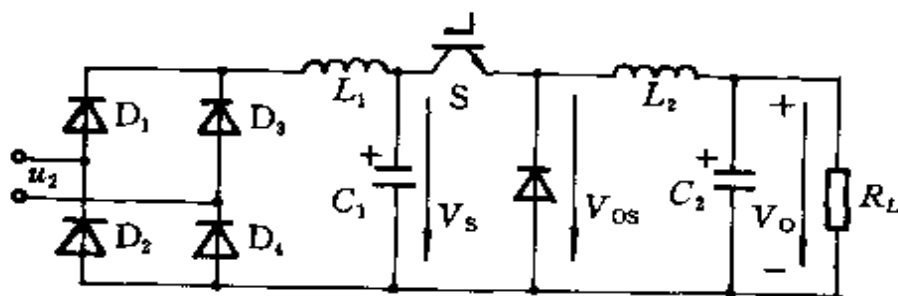


图 3-49 斩波型高功率因数整流器

#### 1. 控制技术

斩波型高功率因数整流器可采用图 3-42 所示的调制方法,载

波为等周期的三角波,调制波可由电网电压直接采样。为了减小开关谐波从而降低输入输出谐波,本节将介绍一种实用的反馈控制方法。

反馈控制算法推导过程如下:

设斩波器的输入电压  $V_s$  仅为直流分量和一次谐波(忽略其高次谐波),其表达形式写作

$$V_s = l_0 + l_1 \sin \omega_1 t \quad (3-127)$$

设开关器件 S 的触发函数(栅极控制函数)  $f(t)$  也含有与  $u_2(t)$  相同频率的谐波分量,即

$$f(t) = m_0 + m_1 \sin \omega t \quad (3-128)$$

根据图 3-49 给出的关系,则有

$$V_{os}(t) = V_s(t)f(t) \quad (3-129)$$

将式(3-127)和式(3-128)代入式(3-129)中,输出电压  $V_{os}(t)$  可写作

$$\begin{aligned} V_{os}(t) = & (l_0 m_0 + \frac{1}{2} l_1 m_1) + (l_1 m_0 + l_0 m_1) \sin \omega_1 t + \\ & (-\frac{1}{2} l_1 m_1 \cos 2\omega_1 t) \end{aligned} \quad (3-130)$$

如果希望整流输出电压  $V_o$  不包含一次谐波仅含有直流分量,则由式(3-130)可知

$$V_o = l_0 m_0 + \frac{1}{2} l_1 m_1 \quad (3-131)$$

令一次谐波为零,则

$$l_1 m_0 + l_0 m_1 = 0 \quad (3-132)$$

对方程(3-131)和(3-132)联立求解

$$\begin{aligned} m_0 &= \frac{2l_0 V_o}{2l_0^2 - l_1^2} \\ m_1 &= \frac{-2l_1 V_o}{2l_0^2 - l_1^2} \end{aligned}$$



考虑到直流分量  $I_0$  远大于一次谐波幅值  $I_1$ , 则  $m_0$  和  $m_1$  可简化为

$$\begin{aligned} m_0 &= V_0/I_0 \\ m &= -V_0 I_1/I_0^2 \end{aligned}$$

$f(t)$  可表示为

$$f(t) = \frac{V_0}{I_0} - \frac{I_1}{I_0^2} V_0 \sin \omega_1 t = \frac{V_0}{I_0} (1 - \frac{I_1}{I_0} \sin \omega_1 t) \quad (3-133)$$

上式表明, 按式(3-133)构造开关函数, 则输出电压式(3-130)中将仅含有直流分量和二次谐波分量。也就是说, 经过(3-133)式的开关函数运算, 输入电压中的一次谐波被通过乘积过程在输出端消失了, 实质上是利用反馈控制消除和减少了谐波成分。输出电压变为

$$V_{os} = (I_0 m_0 + \frac{1}{2} I_1 m_1) + (-\frac{1}{2} I_1 m_1) \cos 2\omega_1 t \quad (3-134)$$

为了消除式(3-134)中二次谐波, 令

$$f(t) = m_0 + m_1 \sin \omega_1 t + m_2 \cos 2\omega_1 t \quad (3-135)$$

将式(3-127)和式(3-135)代入式(3-129), 经化简可得

$$\begin{aligned} V_{os}(t) &= (I_0 m_0 + \frac{1}{2} I_1 m_1) + (I_0 m_1 + I_1 m_0 - \frac{1}{2} I_1 m_2) \sin \omega_1 t + \\ &\quad (I_0 m_2 - \frac{1}{2} I_1 m_1) \cos 2\omega_1 t + \frac{1}{2} I_1 m_2 \sin 3\omega_1 t \end{aligned} \quad (3-136)$$

令一次和二次谐波系数为零, 即

$$I_0 m_1 + I_1 m_0 - \frac{1}{2} I_1 m_2 = 0 \quad (3-137)$$

$$I_0 m_2 - \frac{1}{2} I_1 m_1 = 0 \quad (3-138)$$

式(3-136)中包含的直流电压可表示为

$$V_0 = I_0 m_0 + \frac{1}{2} I_1 m_1 \quad (3-139)$$

将式(3-137)、式(3-138)、式(3-139)联立求解得

$$m_0 = \frac{V_0}{l_0} \frac{4l_0^2 - l_1^2}{4l_0^2 - 3l_1^2} \quad (3-140)$$

$$m_1 = -m_0 \frac{4l_0 l_1}{4l_0^2 - l_1^2} \quad (3-141)$$

$$m_2 = -m_0 \frac{2l_1^2}{4l_0^2 - l_1^2} \quad (3-142)$$

按式(3-140)~(3-142)构造开关函数  $f(t)$  的系数,则输出电压  $V_{os}(t)$  为

$$V_{os}(t) = (l_0 m_0 + \frac{1}{2} l_1 m_1) + \frac{1}{2} l_1 m_2 \sin 3\omega_1 t \quad (3-143)$$

即输出电压  $V_{os}(t)$  仅包含 3 次谐波。

为了消除输出电压  $V_{os}(t)$  中  $n$  次谐波,将开关函数表达为

$$f(t) = m_0 + \sum_{k=1,3,5,\dots} m_k \sin k\omega_1 t + \sum_{k=2,4,6,\dots} m_k \cos k\omega_1 t \quad (3-144)$$

将式(3-127)和式(3-144)代入式(3-129),令前  $n-1$  次谐波系数等于零,取出  $n$  个方程(包括直流方程)求解  $f(t)$  的系数,并按此构造开关函数  $f(t)$ ,则可使输出函数  $V_{os}(t)$  中  $n-1$  次谐波为零。

上述讨论中仅考虑了输出电压的一次谐波,但推导方法也适用于输入电压包含  $n$  次谐波的情况。设

$$V_s(t) = l_0 + \sum_{i=1}^n l_i \sin(\omega_i t + \varphi_i) \quad (3-145)$$

开关函数可推出为

$$f(t) = m_0 \left[ 1 - \frac{1}{l_0} \sum_{i=1}^n l_i \sin(\omega_i t + \varphi_i) \right] \quad (3-146)$$

## 2. 开关函数的实现

将  $m_0 = V_0/l_0$  代入式(3-146),记  $\sum_{i=1}^n l_i \sin(\omega_i t + \varphi_i)$  为  $\Sigma$ ,将上式改写为

$$f(t) = \frac{V_o}{l_o} \left(1 - \frac{\Sigma}{l_o}\right) \quad (3-147)$$

按图 3-47 所示位置对信号  $V_s$  和  $V_o$  采样, 显然  $V_s(t)$  中包含了 (3-145) 式中的全部信息。 $V_o$  为输出整流电压实际值。至此, 可用信号流图将开关函数  $f(t)$  表示出来。

在图 3-50 中, 三角波为等周期等幅度的连续波, 将三角波作为载波加到比较器的异相端。按图 3-50 用物理系统构造出的  $f(t)$  作为调制波送到比较器同相端, 比较器将输出被载波调制的离散脉冲函数  $f^*(t)$ 。由此可看出该控制方法的两个特点。

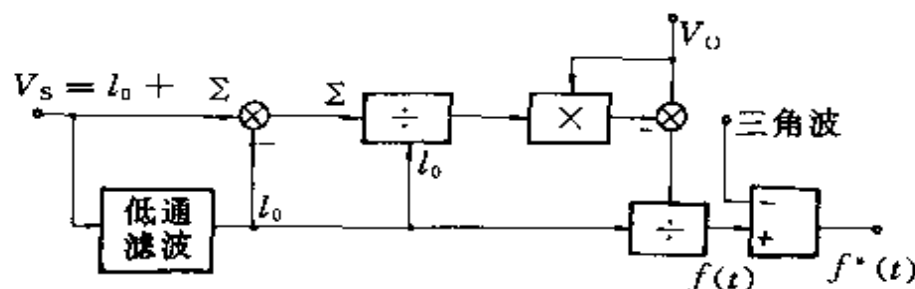


图 3-50 实现开关函数  $f(t)$  的信号流图

(1) 物理实现上并不用进行复杂的数学运算。采用高响应电压传感器即可获得运算信息。

(2)  $f(t)$  与  $f^*(t)$  之间有较大差别。通过式 (3-147) 运算, 去掉了输出电压  $V_{os}(t)$  中与电网电压频率  $\omega_1$  有关的  $n-1$  次谐波。但经过调制及功率开关  $S$  的斩波运行, 由开关频率产生的高次谐波仍然存在, 因而该方法有利于减小滤波电容  $C_1$  和  $C_2$ , 只可适当减小滤波电感  $L_1$  和  $L_2$ 。

### 3.4 三相高功率因数整流器

为了获得较大的输出功率和输入电流波形畸变更小, 有效地

改善网侧功率因数,考虑再生发电能量向电网的回馈,近年来已相继研制出各种三相高功率因数整流装置。从拓扑类型上可分为单开关升压整流电路;三开关和六开关降压型整流电路。从输出直流电源属性上看,可分为三相电压型和电流型 PWM 高功率因数整流电路。这种划分是为了适应于不同的应用目的。本节将重点分析单开关和六开关整流器基本工作原理、参数设计及控制方法。由于这种 AC/DC 变换电路尚处于发展阶段,有待于工程实践中不断发展和完善。

### 3.4.1 三相桥式二极管整流电路

在整流及逆变中经常使用的三相桥式二极管整流电路如图 3-51 所示。 $u_a, u_b, u_c$  为变压器副边相电压。图 3-52 给出了工作电压波形。

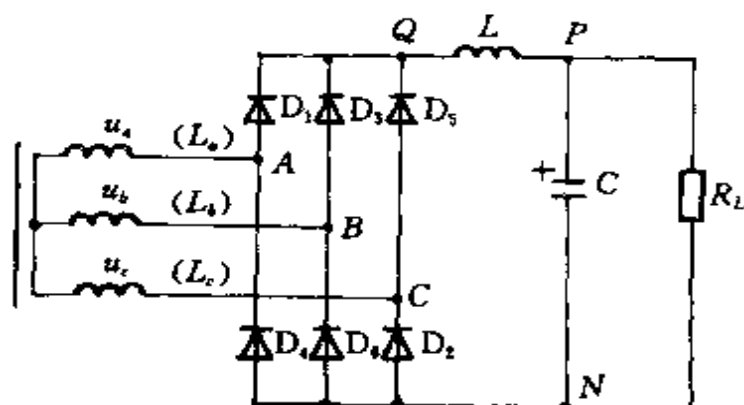


图 3-51 三相桥式二极管整流

#### 1. 电路工作原理

设电路已经工作,三相变压器副边分别输出相电压  $u_a, u_b, u_c$ , 其波形如图 3-52(a) 所示,图 3-52(a) 中三个三相电压正半波交点  $\omega t_1, \omega t_3$  和  $\omega t_5, \dots$  正是共阴极组二极管 ( $D_1, D_3, D_5$ ) 的自然换相点,间隔为  $120^\circ$ ,三个相电压负半波交点  $\omega t_2, \omega t_4$  和  $\omega t_6$  是共阳

极组二极管( $D_4$ ,  $D_6$  和  $D_2$ ) 的自然换相点, 间隔也是  $120^\circ$ 。两组换相点合起来按相序排列间隔  $60^\circ$ 。

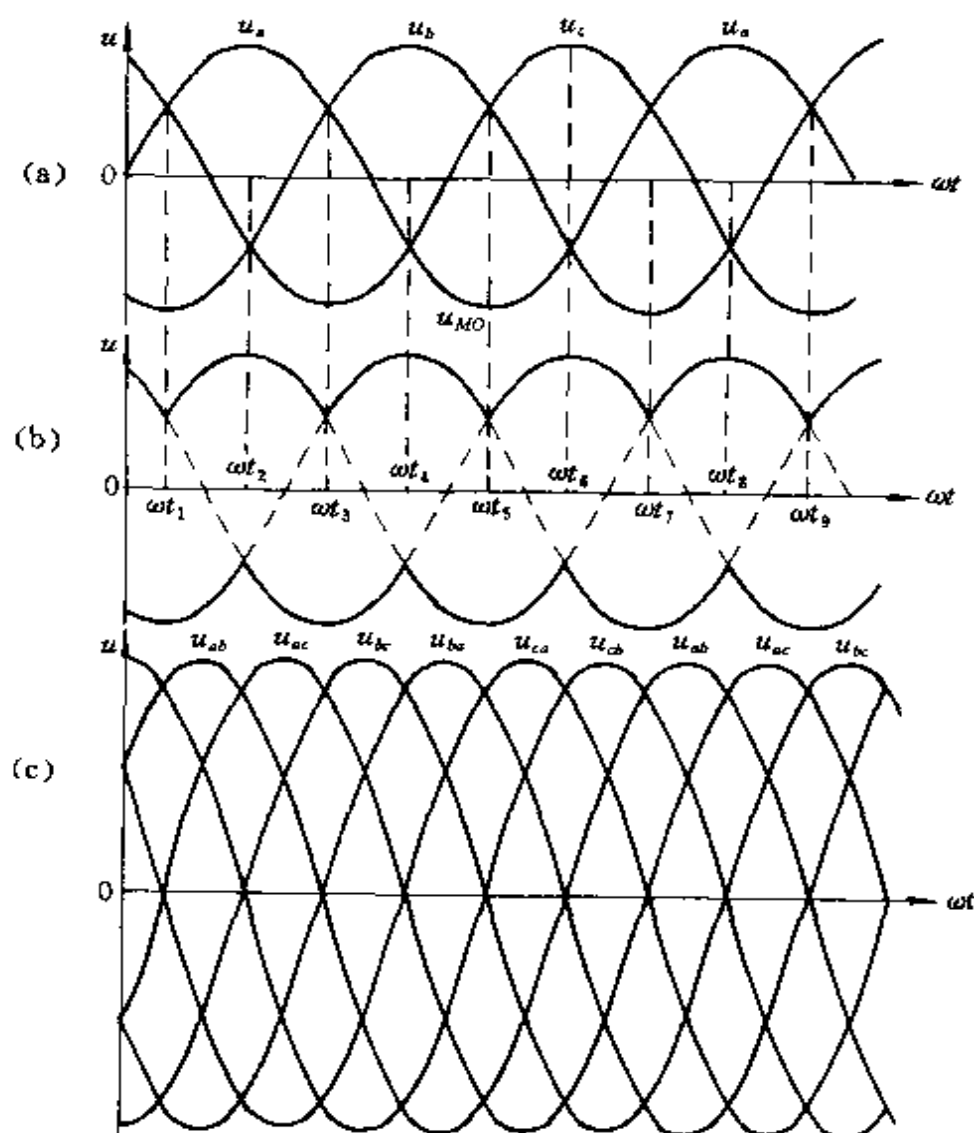
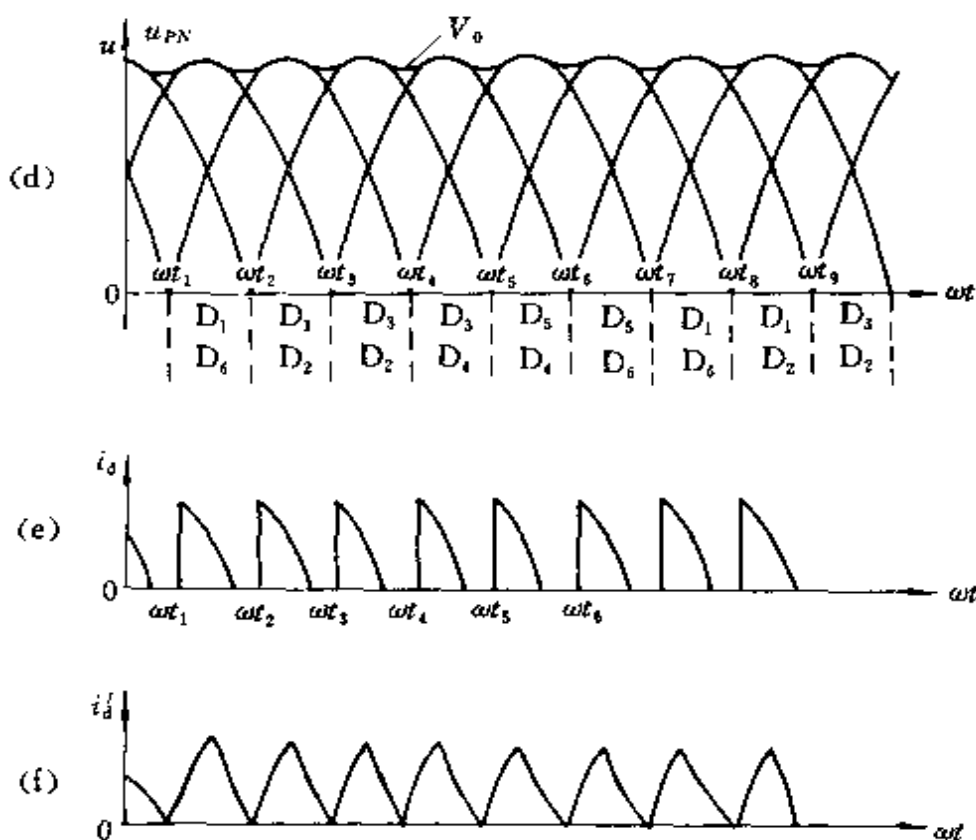


图 3-52 三相桥二极管整流电路工作波形((a),(b),(c))



续图 3-52 三相桥二极管整流电路工作波形((d),(e),(f))

结合图 3-51 和图 3-52(a) 可以看出, 在  $\omega t_1 \sim \omega t_2$  期间,  $a$  相电压  $u_a$  为正且最大, 则二极管  $D_1$  导通, 将  $u_a$  的高电位引导到共阴极点  $Q$ , 使共阴极组另外两个二极管  $D_3$  和  $D_5$  承受反压而截止。对共阳极组,  $b$  相电压负值最大,  $D_5$  将导通, 将  $u_b$  的低电位点引导到共阳极点  $N$ , 使共阳极组另两个二极管  $D_2$  和  $D_4$  承受反压而截止。二极管  $D_1$  和  $D_5$  的导通, 将电源线电压  $u_{ab}$  引导到负载  $R$  上, 在此期间输出电压瞬时值  $u_{QN} = u_{ab}$ , 负载电流经  $D_1, L, C$  和  $R$ ,  $D_5$  从电源  $u_a$  流回到  $u_b$ 。

在  $\omega t_2 \sim \omega t_3$  期间,  $a$  相电压仍然最大, 但在  $\omega t_2$  时刻,  $c$  相电压与  $b$  相电压相等, 其后  $c$  相电压小于  $b$  相, 所以  $D_6$  和  $D_2$  之间发生换相 ( $D_6$  截止,  $D_2$  导通)。 $D_1$  和  $D_2$  的导通将电源电压引导到负载上。此期间输出电压瞬时值为  $u_{ac}$ 。按此分析, 可得二极管导通次序和

输出电压  $u_{PN}$  瞬时值如图 3-52(d) 所示。

分析表明,三相桥式二极管整流电路任一瞬间共阴极组和共阳极组各有一个二极管导通,将负载和三相电源构成闭合回路。每个二极管均在自然换相点换相,换相仅发生在共阴极和共阳极组内,组间不存在换相。另外,整流电路的输出电压是三相电源线电压,波形是 6 个线电压(图 3-52(c)) 正半波波头的包络。输出电压  $u_{QN}$  可表达为

$$u_{QN}(t) = \begin{cases} u_{ab} & \frac{\pi}{6} < \omega t \leq \frac{3\pi}{6} \\ u_{ac} & \frac{3\pi}{6} < \omega t \leq \frac{5\pi}{6} \\ u_{bc} & \frac{5\pi}{6} < \omega t \leq \frac{7\pi}{6} \\ u_{ba} & \frac{7\pi}{6} < \omega t \leq \frac{9\pi}{6} \\ u_{ca} & \frac{9\pi}{6} < \omega t \leq \frac{11\pi}{6} \\ u_{cb} & \frac{11\pi}{6} < \omega t \leq \frac{13\pi}{6} \end{cases} \quad (3-148)$$

图 3-51 中没有电感  $L$  时,当输入电压瞬时大于整流输出电压  $V_O$ ,电源向负载及滤波电容  $C$  的放电波形如图 3-52(e) 所示(此处假设了负载电流处于轻载)。电路中接入滤波电感  $L$  时,负载电流瞬时值  $i_d$  波形如图 3-52(f) 所示,显然,电感  $L$  延缓了电流上升和下降率,但  $i_d$  仍为脉动电流。

图 3-52(a) 和 (e) 可以看出,三相整流电路每一相相电压半周期中导电宽度为  $120^\circ$ ,在此期间,负载电流由两个波头组成,由此可得到相电流波形如图 3-53 所示。图中虚线为相电流基波,一般情况下相电流滞后于相电压  $\varphi$  角,也就是说整流输入的位移因数不等于 1,其谐波含量也较大。

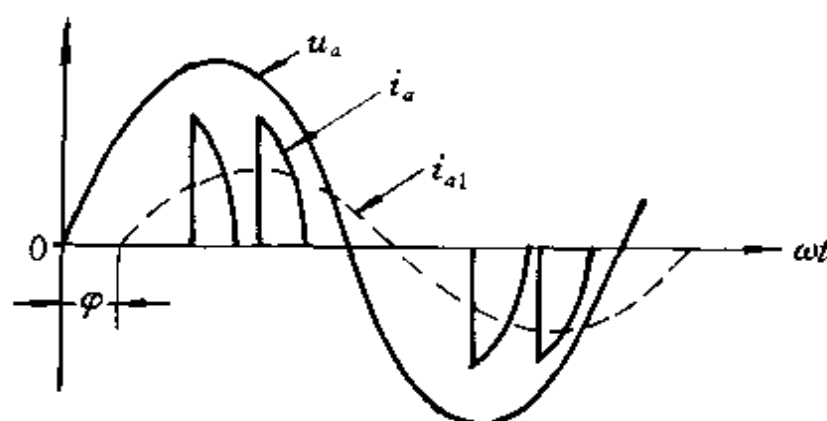


图 3-53 相电压和相电流波形

### 3.4.2 单开关三相升压整流器

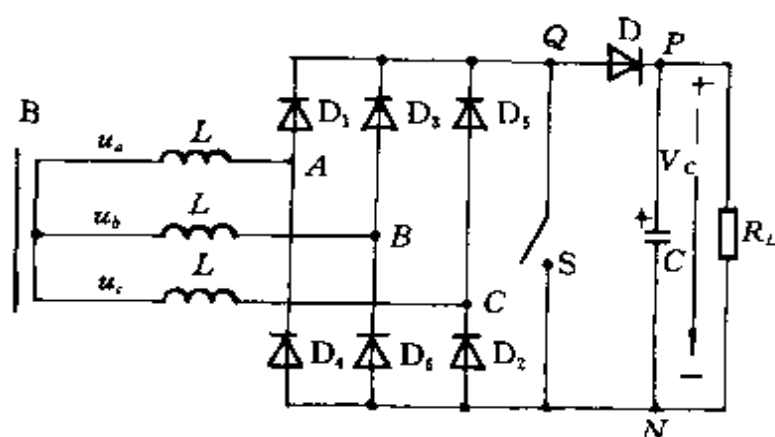


图 3-54 单开关高功率因数升压整流电路

单开关高功率因数升压整流电路如图 3-54 所示。图中的  $L$  可以是变压器二次侧线圈电感。如果没有输入变压器，必须附设小电感  $L$ ，以滤除开关  $S$  产生的高频谐波电流对网侧污染。由本节 3.4.1 分析可知，普通三相桥式二极管整流器功率因数低，产生脉冲电流的主要原因是共阴极点  $Q$  有输出电压  $V_o$  钳位。只有电源电压峰值大于输出电压  $V_o$  的区间才有电流流动，每相半周导通范围也只有  $120^\circ$ 。如果能将每相半周导通范围扩展到  $180^\circ$ ，将图 3-53 所示的宽脉冲电流分割为包络线按正弦变化且分布在  $180^\circ$  范围内的高频脉冲电流，通过三相电感  $L$  的滤波作用，则可得到与输入



电压同相的输出正弦波电流。

### 1. 电路工作原理

由图 3-52(a) 可以看到, 在  $0 \leq \omega t < \frac{\pi}{6}$  区间,  $u_c > 0$ ,  $u_a > 0$ ,  $u_b < 0$ , 且  $u_c > u_a > u_b$ , 在此期间, 当图 3-54 中开关器件 S 开通时, 其等效电路如图 3-55 所示。由于开关 S 的导通, (忽略 S 的导通压降), Q 点与 N 点等电位, 由于  $u_c > u_a > 0$  使  $D_1$  和  $D_5$  导通, 由于  $u_b < 0$ , 二极管  $D_6$  承受正压导通。三相电压通过电感短路, 其电流分别按各相电压在该时刻的瞬时值与电感  $L$  的比值为斜率上升。由于 S 的开关频率远高于电网电压频率, 可以认为每个开关周期中电压近似不变(为常数)。电感  $L$  中电流分别为

$$i_{La} = \frac{u_a}{L} T_{on} - \frac{\sqrt{2} U \sin \omega t}{L} T_{on} \quad (3-149)$$

$$i_{Lb} = \frac{u_b}{L} T_{on} = \frac{\sqrt{2} U \sin(\omega t - 120^\circ)}{L} T_{on} \quad (3-150)$$

$$i_{Lc} = \frac{u_c}{L} T_{on} = \frac{\sqrt{2} U \sin(\omega t - 240^\circ)}{L} T_{on} \quad (3-151)$$

在该区间内, 当开关器件 S 关断时, 图 3-54 中 A、C 点电位高于 P 点电位, a 相和 c 相通过二极管 D 向滤波电容 C 和负载  $R_f$  放电, 电流经负载和二极管  $D_6$  流回  $u_b$ 。

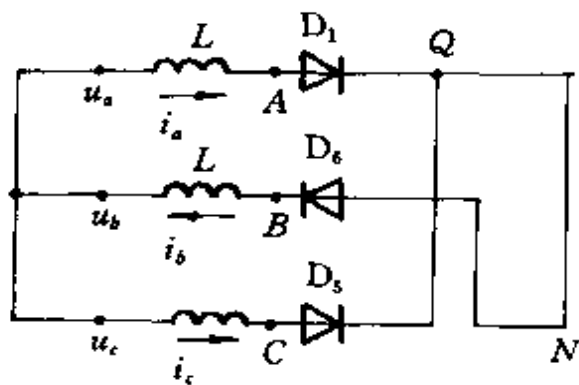


图 3-55  $0 \sim \frac{\pi}{3}$  区间 S 开通时等效电路

同理, 在  $\frac{\pi}{6} \leq \omega t < \frac{\pi}{3}$  区间,  $u_a > 0$ ,  $u_c > 0$ ,  $u_b < 0$ , 且  $u_a > u_c > u_b$ , 开关 S 导通时等效电路和图 3-55 完全一样。

在  $\frac{\pi}{3} \leq \omega t < \frac{2\pi}{3}$  区间,  $u_a > 0$ ,  $u_b < 0$ ,  $u_c < 0$ , 此时开关 S 导通时等效电路如图 3-56。在此区间, 由于 a 相电压为正  $D_1$  仍然导通, b、c 两相为负, 使  $D_2$  和  $D_6$  承受正向电压导通。电感电流的表达式与式 (3-149) ~ (3-151) 相同, 但式中电压瞬时值不同。

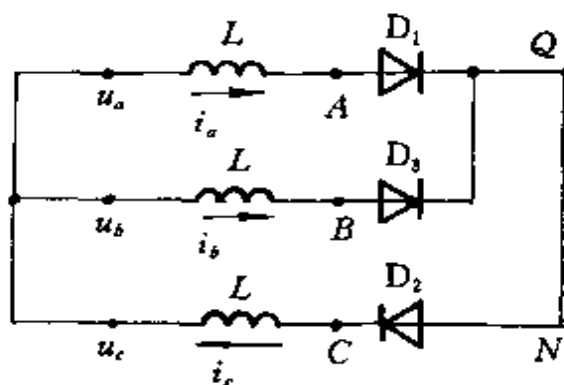


图 3-56  $\frac{\pi}{3} \sim \frac{2\pi}{3}$  区间 S 导通  
时等效电路

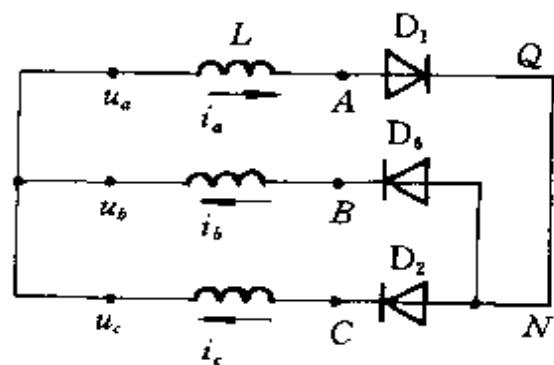


图 3-57  $\frac{2\pi}{3} \sim \pi$  区间 S 导通  
时等效电路

在  $\frac{2\pi}{3} \leq \omega t < \pi$  区间,  $u_a > 0$ ,  $u_b > 0$ ,  $u_c < 0$ , 此时等效电路如图 3-57。电感中电流表达式与式 (3-149) ~ (3-151) 相同。S 关断期间电感向负载及滤波电容 C 放电。

由上述分析已清楚看到, 由于 S 的短路作用, 共阴极二极管组 ( $D_1$ ,  $D_3$ ,  $D_5$ ) 阴极电压被引导到小于零的负电位, 而使各相电压正半周导通范围扩大到  $0 \sim \pi$  范围内, 三相电压和各相电感上电流波形如图 3-58 所示。图中  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  为经电感 L 滤波的平滑的正弦波电流, 在相位上分别与各自的电压同相, 从而使输入端功率因数为 1。

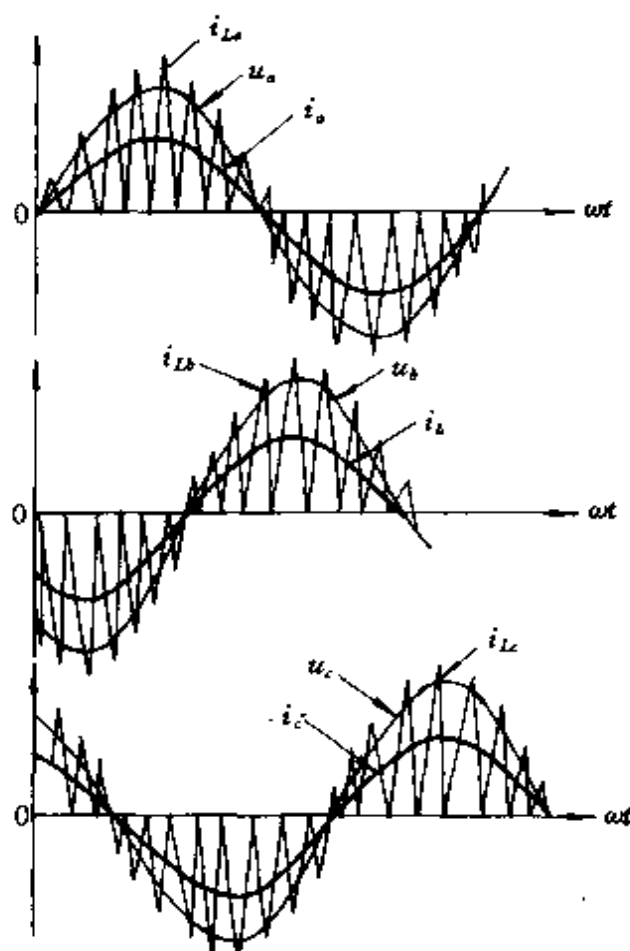


图 3-58 电源电压和电流波形

## 2. 参数计算

在图 3-54 所示电路中, 整流二极管  $D_1 \sim D_6$  承受的电压均为电源线电压峰值。每个二极管承受的电流平均值仍为  $\frac{1}{3}I_0$ 。

二极管  $D$  承受最大电流为线电压最大值与电感比值和  $T_{on}$  的乘积, 例如, 当  $u_{ab}$  处于最大值处, 因为线电压  $u_{ab}$  超前  $u_a$  相位  $30^\circ$ , 超前  $b$  相  $150^\circ$ , 而在此处  $u_c = 0$ , 因此

$$i_{Dm} = \left. \frac{u_a - u_b}{L} T_{onm} \right|_{\omega t = \frac{\pi}{3}} =$$

$$\frac{\sqrt{2}U\sin 60^\circ - \sqrt{2}U\sin(-60^\circ)}{L}T_{\text{onm}} = \sqrt{6}UT_{\text{onm}}/L \quad (3-152)$$

式中  $U$  为  $a, b, c$  各相电压有效值;  $T_{\text{onm}}$  为  $S$  的开通最大宽度。二极管承受的正反向电压大于输出电压  $V_o$ , 与  $D_1 \sim D_5$  相同。

在计算滤波电感时, 式(3-109)给出的每相电感计算公式仍然适用, 应用时需要较为准确的估算总谐波电压  $U_R$ , 也可用数值分析方法确定  $U_R$  与开关频率  $f_s$  的关系曲线进行优化设计。

在计算滤波电容  $C$  时, 主要关心的是低频谐波分量, 电容值满足对低频谐波的滤波要求时, 对高频谐波具有更好的效果。设输入相电压和相电流无相差, 即功率因数为 1。不考虑高频开关作用时, 开关  $S$  集电极为六脉波整流电压, 将式(3-148)表达的  $u_{QN}$  分解为傅里叶级数, 仅取其直流分量和最低次谐波, 则

$$u_{QN}(t) = \frac{3}{\pi} \sqrt{6}U + \frac{6}{35\pi} \frac{\sqrt{6}U}{\cos 6\omega t} \quad (3-153)$$

流过二极管  $D$  的电流为

$$i_D = u_{QN}(t)/R = \frac{3}{\pi R} \sqrt{6}U + \frac{6}{35\pi R} \frac{\sqrt{6}U}{\cos \omega t} \quad (3-154)$$

其直流分量为负载电流, 交流分量被电容吸收, 按式(3-123)计算得输出电压波动值

$$\Delta V_C = \frac{\sqrt{6}U}{30\omega\pi RC} \sin 6\omega t \quad (3-155)$$

对  $\Delta V_C$  取峰-峰值(即  $2\Delta V_C$ ), 令  $\sin 6\omega t = -1$ , 可求得电容  $C$  的计算公式为

$$C = \frac{\sqrt{6}U}{15\pi\omega R\Delta V_C} \quad (3-156)$$

将式(3-156)除以式(3-115)可见, 三相整流中滤波电容可减小 90%。当电容  $C$  值计算完成后, 仍需用式(3-117)校核输

出电压纹波对  $C$  值的要求。

仿照式(3-107),并根据三相整流输出电压瞬时值叠加原理,可得到输出电压  $V_O$  与占空比之间的关系为

$$V_O = \sqrt{6} U \sin \omega t / (1 - \frac{T_{on}}{T}) \quad (3-157)$$

三相单开关升压整流器通常采用等周期变占空比的方式控制,其框图如图 3-59 所示。为了稳定输出电压,对输出电压  $V_O$  进行快速采样,当负载加重使  $V_O$  下降时,设定电压  $V_{gd}$  与采样电压  $V_f$  的差值变正,通过控制器(P 或 PI 调节器)使 V/f 变换器脉冲宽度变大(V/f 变换器周期不变,脉冲宽度随输入电压变化,即占空比是输入电压的函数),从而使输出电压升高。反过来看, $V_O$  下降时调节过程与此相反。

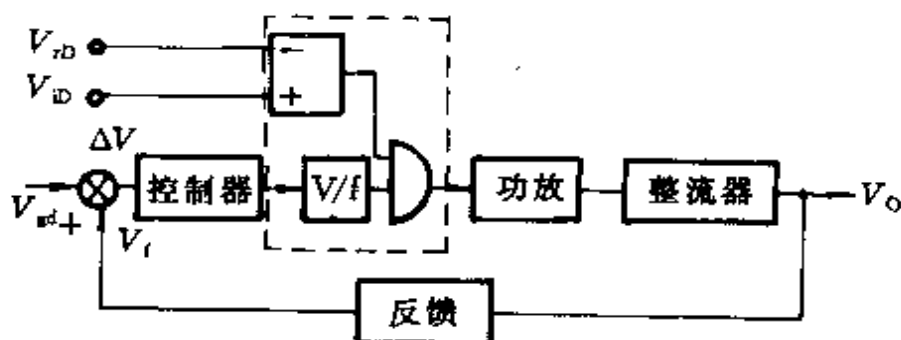


图 3-59 单开关三相整流器控制原理图

为了保证各相电流按相电压的规律变化,非常重要的条件是使电感电流工作在断续模式。也就是说,在下一次开关导通以前,各相电感都应该放电结束。由于分别检测各相电感电流比较复杂,可检测二极管 D 的压降  $V_{id}$ ,当电感放电结束时,二极管将处于阻断状态, $V_{id}$  迅速上升,图中虚线框中比较器输出高电平,该信号和脉冲信号相“与”后才能送到功放电路。在二极管电流下降为零以前,其导通压降小于设定电压  $V_{id}$ ,比较器输出零电平,“与门”输

出为低电平,开关S不动作。

单开关三相升压整流器的缺点是仅可用于输出电压高的场合,对于某些降压使用,可采用下节介绍的三相PWM整流器。

### 3.4.3 三相电压型 PWM 整流器

三相PWM整流器根据输出滤波器不同可分为电压型和电流型,一般用于三相逆变器的整流输入及直流电机速度控制。本节将简单介绍其工作原理和控制方法。

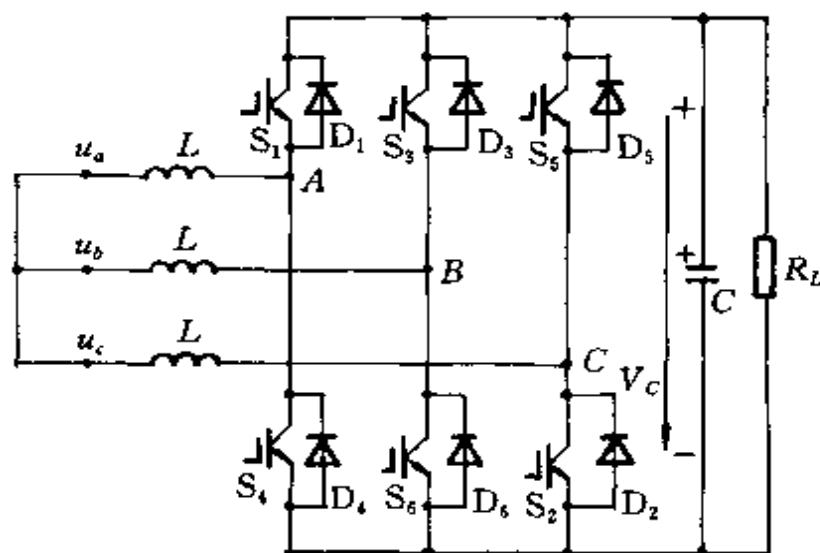


图 3-60 三相电压型 PWM 整流器

#### 1. 三相电压型 PWM 整流器工作原理

三相电压型 PWM 整流器如图 3-60 所示。图中  $S_1 \sim S_6$  可以是功率晶体管 GTR, 绝缘栅极晶体管 (IGBT, 如图所示), 或 MOSFET 及 GTO 等快速自关断器件, 其中 GTR 和 GTO 速度较慢, 但 GTO 比较适于大功率运行。 $D_1 \sim D_6$  可以是功率开关的体内寄生二极管。在可关断晶闸管 GTO 中没有体内寄生二极管, 应用中必须加同功率等级的反关联二极管, 其用途将在下面介绍。交流

侧每相电路中串接的电感  $L$  起储存、传递能量和平衡电压的作用, 在三相 PWM 整流器中, 这是一个较为重要的元件。滤波电容  $C$  值的需求量与单相电路相比较大大减小, 式(3-156)表明了这一点。下面将根据等效电路的概念说明其工作原理。用于控制三相桥臂 6 个功率开关( $S_1 \sim S_6$ ) 的各种调制方式与逆变器调制类同, 将在第 4 章中详细分析, 本节仅以例的形式介绍。

设输入三相电压如图 3-52(a) 所示。根据图 3-52(d) 可以看到, 如果图 3-60 三相电压型 PWM 整流器中不含开关器件  $S_1 \sim S_6$ , 电路与三相桥式二极管整流器完全一致, 每一时刻每组仅有一个二极管导通, 每相电压的导通角仅为  $120^\circ$ , 其相电流及线电流波形均为分布在电压峰值两侧的脉冲电流, 输入功率因数较差。

在双极性调制时, 每相桥臂上的开关管互补导通, 根据图(3-52(a)), 在  $a$  相电压  $u_a$  正半周期间, 当  $0 \leq \omega t < \frac{\pi}{3}$  时, 假设某一时刻开关管  $S_1, S_5, S_6$  导通, 其等效电路如图 3-61。由此可见,  $A, B, C$  三点电位分别为

$$\left. \begin{aligned} u_A &= V_C \\ u_B &= u_b \\ u_C &= V_C \end{aligned} \right\} \quad (3-158)$$

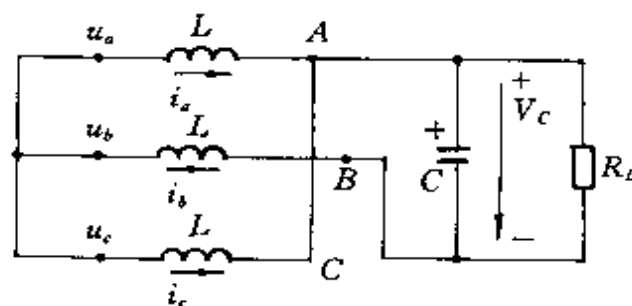


图 3-61  $S_1, S_5, S_6$  导通时等效电路

这段时间内  $a, c$  两相电感电流经二极管  $D_1$  和  $D_5$  向负载及滤波电容放电。放电电流经二极管  $D_6$  流回  $b$  相。各相电流如图 3-61 所示。

在下一个开关周期,  $S_1, S_5, S_6$  已经关断, 经过一定的延迟时间, 每个桥臂另一管导通, 即  $S_4, S_3, S_2$  导通, 其等效电路如图 3-62 所示。

$A, B, C$  三点电位分别为

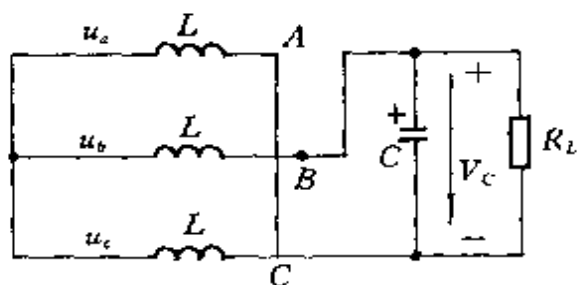


图 3-62  $S_4, S_5, S_2$  导通时等效电路

$$\left. \begin{aligned} u_A &= u_c \\ u_B &= V_c \\ u_C &= u_a \end{aligned} \right\} \quad (3-159)$$

由分析可知, 每个桥臂上部和下部(例如  $A$  相桥臂的  $S_1$  和  $S_4$ ) 开关元件的交替导通, 不但给电感提供了短路(在电网电源内部)充电的机会, 也提供了正常向负载提供能量的通道。这样的运行机制, 使输入三相电流分别和电压同相位, 从而使输入功率因数为 1。其相电流电压波形同图 3-58 一样。输入电流之所以能在半周期全范围流通, 主要是依靠开关器件在电源内部短路给电感充电。更深入分析其工作原理时, 首先应抓住这一点。

三相电压型 PWM 整流器可采用各种控制方法, 例如规则采样和自然采样的调制方法(见第 4 章)、矢量控制、电流滞后控制及瞬时电流控制等。本节介绍电流滞后控制和基于现代控制理论的矢量控制方法。

## 2. 滞后电流控制

3.3.2 介绍的电流滞后控制原理同样适应三相 PWM 整流器。所不同的是要产生三相互差  $120^\circ$  的正弦波电流基准。三相电流的反馈可以通过检测电网三相电流实际波形, 建立三个独立的通道,



其工作原理框图如图 3-63。图中脉冲分配单元要将三相信号分为六路脉冲信号。一般情况下,采用双极性调制时其同一桥臂上部和下部开关元件是互补导通的。在分配单元中要设死区,以防同一桥臂上开关元件同时导通发生短路。脉冲功放单元可根据选用的不同器件在第 2 章中选用相应的驱动电路。该单元还需要设置过流过压保护控制,当发生过流或过压时应封锁驱动脉冲信号。

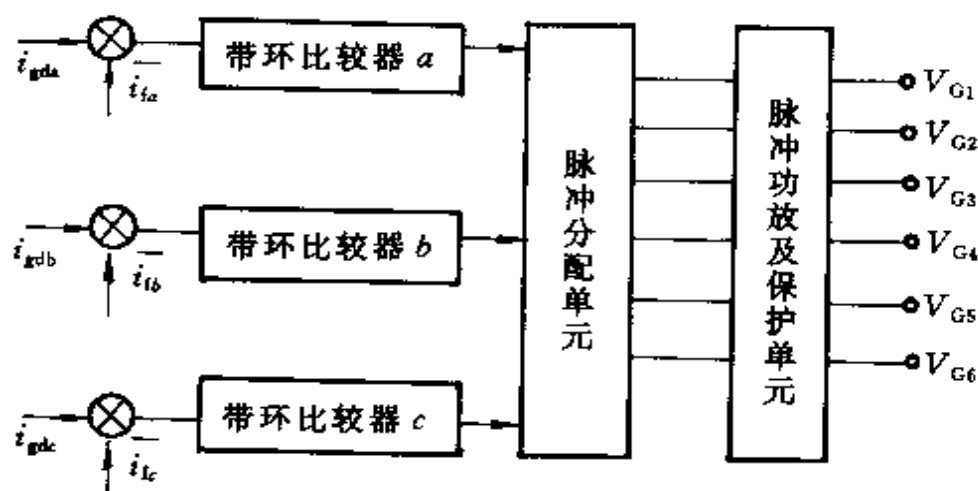


图 3-63 三相脉冲信号形成原理

### 3. 解耦控制

考虑到线路阻抗在内完整的三相电压型 PWM 整流器,如图 3-64。图中串接在三相电源与整流器之间的电感值均为  $L$ ,其他与图 3-60 所示拓扑完全一致。

考虑到系统的控制运算中要同时涉及交流时变量和直流变量。在时域中对这些变量求解是非常困难的。采用坐标变换的方法可将这些变量变换为直流量运算控制。

设互相垂直的直角坐标系  $d, q, O$  如图 3-65 所示。 $d$  轴与  $a$  相电压  $u_a$  矢量之间的夹角为  $\theta_1$ ,  $d, q$  坐标轴以角频率  $\omega$  旋转。根据功率不变的原则,可得到(见第 5 章)变换关系为

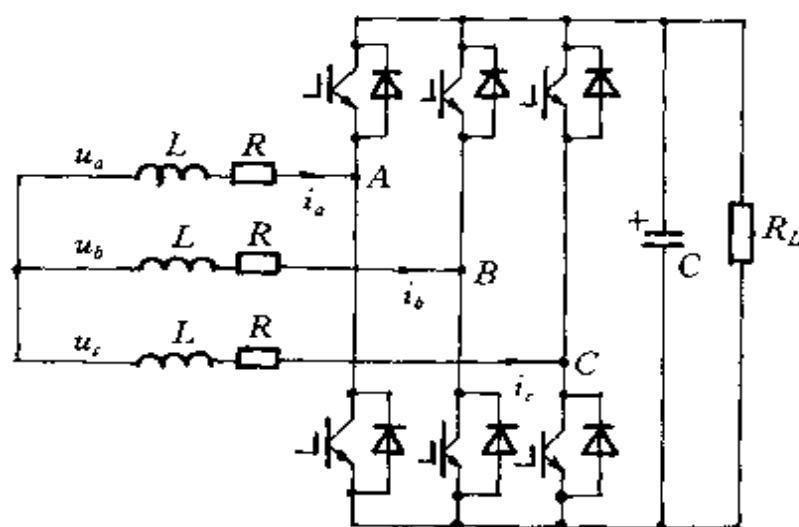


图 3-64 完整的三相电压型 PWM 整流器

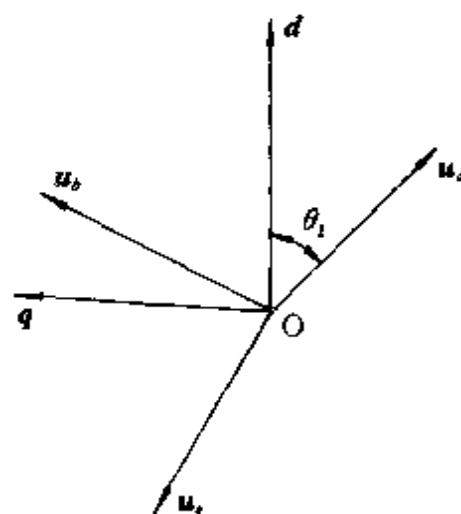


图 3-65 三相二相旋转变换

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_1 & \cos(\theta_1 - 120^\circ) & \cos(\theta_1 + 120^\circ) \\ -\sin\theta_1 & -\sin(\theta_1 - 120^\circ) & -\sin(\theta_1 + 120^\circ) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot$$

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (3-160)$$

如果用  $U$  表示每相时间相量的有效值,  $\theta_0$  表示  $a$  相电压的初相角, 则三相电压用时间相量表示为

$$u_a(t) = \sqrt{2} U \sin(\omega t + \theta_0)$$

$$u_b(t) = \sqrt{2} U \sin(\omega t + \theta_0 - 120^\circ)$$

$$u_c(t) = \sqrt{2} U \sin(\omega t + \theta_0 + 120^\circ)$$

在图 3-65 中  $\theta_1$  的初始角为  $\theta_{10}$ , 则  $\theta_1 = \omega t + \theta_{10}$ , 根据式(3-160) 可求得

$$\begin{aligned} u_d = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{2} U [\cos(\omega t + \theta_{10}) \sin(\omega t + \theta_0) + \\ \cos(\omega t + \theta_{10} - 120^\circ) \sin(\omega t + \theta_0 - 120^\circ) + \\ \cos(\omega t + \theta_{10} + 120^\circ) \sin(\omega t + \theta_0 + 120^\circ)] = \\ \sqrt{3} U \sin(\theta_0 - \theta_{10}) \end{aligned} \quad (3-161)$$

同理由式(3-160) 可得到

$$u_q = -\sqrt{3} U \cos(\theta_0 - \theta_{10}) \quad (3-162)$$

由上两式可见, 将三相电压变换到以  $\omega$  角频率旋转的正交坐标系  $d, q$  中, 变成了不随时间变化的直流量  $u_d, u_q$ 。方便了控制运算。

式(3-160) 中  $u_0$  为配方阵而人为虚设。即

$$u_0 = \frac{1}{\sqrt{2}} (u_a + u_b + u_c) \quad (3-163)$$

当三相电压平衡时,  $u_a + u_b + u_c = 0$ , 因此有  $u_0 = 0$ , 分析中可以不考虑。同理, 将图 3-64 中  $A, B, C$  三点的交流三相电压变换到  $d, q$  坐标系中分别变为  $V_d$  和  $V_q$ 。将送入  $A, B, C$  三点的交流电流变换到  $d, q$  坐标系为  $i_d, i_q$ 。输入级方程可写作

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & \omega \\ -\omega & -R/L \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} u_d & -V_d \\ u_q & -V_q \end{bmatrix} \quad (3-164)$$

设输出整流电压为  $V_o$ , 负载电流为  $I_o$ , 则

$$C \frac{dV_o}{dt} = \frac{1}{V_o} (V_d i_d + V_q i_q) - I_o \quad (3-165)$$

用方程(3-164)和式(3-165)可以完整地描述图3-64所示三相电压型PWM整流器。

如果电网侧整流器的输入功率因数为1, 则整流器和负载表现为纯阻性等效负载。由式(3-161)~式(3-165)可以看到, 如果控制  $d, q$  坐标系电压  $V_d$  和  $V_q$  使输入电压  $u_q = 0$ , 则  $i_q = 0$ , 消除了  $d, q$  坐标系中的无功分量, 就可以保证输入侧功率因数为1。

定义  $d, q$  坐标中调制系数为  $\lambda_d, \lambda_q$ , 则

$$\lambda_d = \frac{\sqrt{2} V_d}{V_o} \quad (3-166)$$

$$\lambda_q = \frac{\sqrt{2} V_q}{V_o} \quad (3-167)$$

$\lambda_d, \lambda_q$  与 PWM 控制所需的指令值调制系数  $\lambda$  和相角  $\varphi$  的关系为

$$\lambda = \sqrt{\lambda_d^2 + \lambda_q^2} \quad (3-168)$$

$$\varphi_\lambda = \omega t - \delta \quad (3-169)$$

式中  $\delta = \tan^{-1}(\lambda_q/\lambda_d)$

由于式(3-165)中含有非线性项, 在平衡点附近线性化, 可求得状态方程为

$$\dot{Y}(t) = A_1 X(t) + B_1 U(t) \quad (3-170)$$

式中  $X(t) = [i_d \quad i_q \quad V_o]^T$

$U(t) = [\lambda_d \quad \lambda_q]^T$

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & \frac{\lambda_{d0}}{\sqrt{2}L} \\ -\omega & -\frac{R}{L} & -\frac{\lambda_{q0}}{\sqrt{2}L} \\ \frac{\lambda_{d0}}{\sqrt{2}C} & \frac{\lambda_{q0}}{\sqrt{2}C} & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 & V_{00} \\ \frac{i_{d0}}{\sqrt{2}C} & \frac{i_{q0}}{\sqrt{2}C} \end{bmatrix}$$

式中  $\lambda_{d0}$ ,  $\lambda_{q0}$ ,  $i_{d0}$ ,  $i_{q0}$ ,  $V_{00}$  分别为  $\lambda_d$ ,  $\lambda_q$ ,  $i_d$ ,  $i_q$ ,  $V_0$  在平衡工作点的解。令  $i_{q0} = 0$ ,  $V_{00}$  取合适的值, 解平衡方程式可得矢量关系如图 3-66。可保证电网输入功率因数为 1。

由于本系统被控制量为输出电压  $V_0$  和矢量  $i_q$  (希望  $i_q = 0$ )。所以, 输出矢量  $Y$  可表达为下式

$$Y(t) = C_1 X(t)$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

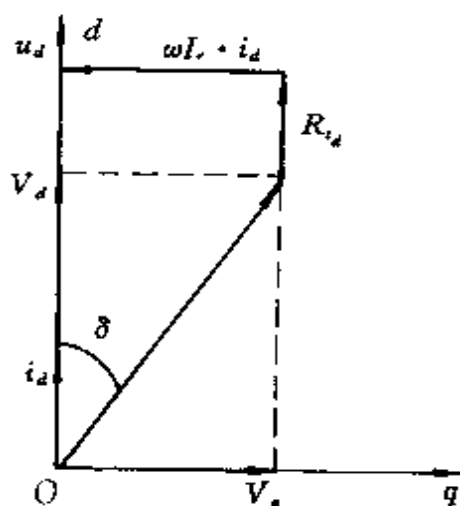


图 3-66 解耦控制电流电压矢量图

在学习完第 5 章后, 读者可以对解耦控制有更深入的了解, 从而可以进行控制器和控制系统的设计分析, 此处仅就整流器特点进行了解耦运算。

### 3.4.4 三相电流型 PWM 整流器

对于直流电机一类的负载, 过去一般都采用晶闸管相控整流器, 随着控制角  $\alpha$  的增大, 谐波成分和无功功率增大, 电网的功率

因数很低。采用自关断器件的 PWM 电流型整流器,可使整流器输入侧获得接近于 1 的高功率因数和正弦波输入电流。

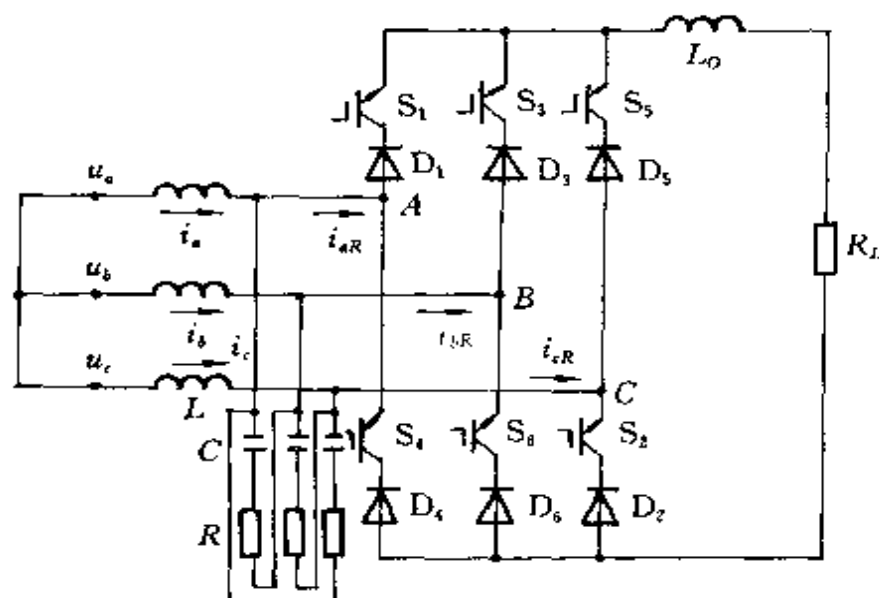


图 3-67 三相电流型 PWM 整流器

三相电流型 PWM 整流器如图 3-67 所示。输入交流滤波器由  $L, R$  和  $C$  组成。开关器件  $S_1 \sim S_6$  的集电极(或漏极)均串联了二极管( $D_1 \sim D_6$ ),主要是为了防止电流反向流动。显然,这种整流器无法实现电流回馈。由于对  $S_1 \sim S_6$  进行高频 PWM 运行方式,输出侧平波电抗器  $L_0$  体积重量大幅度减小。输出负载可以是电阻性,电阻电感及反电势性质的。

图 3-67 中的开关器件可采用门极可关断晶闸管(GTO),这样就可以省去串联的 6 个二极管。因为这 6 个二极管必须要具有和  $S_1 \sim S_6$  同样的功率等级。值得注意的是,采用 GTO 虽然可获得较大的输出功率,可简化电路,但工作频率却难以提高。在工程实践中,还需要在开关器件(含二极管)两端并联  $R, C, D$  吸收网络,形成开关期间的充放电缓冲电路,抑制开关器件集电极的尖峰电压。

图 3-67 中交流滤波电路由电感  $L$ , 滤波电容  $C$  和阻尼电阻  $R$  组成, 可以画出每一相的等效电路,  $a$  相滤波器等效电路如图 3-68。图中  $i_a$  为  $a$  相电源电流,  $i_{aR}$  为含有开关谐波成分的整流器输入电流(输入图 3-67 中  $A$  点)。

由图 3-67 可以写出

$$i_a = i_{aR} + i_{ac} \quad (3-171)$$

如果将图 3-67 中  $A$ ,  $B$ ,  $C$  三点的交流电压用  $u_{a1}$ ,  $u_{b1}$ ,  $u_{c1}$  表示, 则

$$u_{a1} = \frac{1}{C} \int i_{ac} dt + Ri_{ac} \quad (3-172)$$

$$u_{a1} = u_a - L \frac{di_a}{dt} \quad (3-173)$$

对式(3-171)~式(3-173)联立求解, 可得到电网电源相电流  $i_a$  与整流器( $A$  点)输入电流  $i_{a1}$  之间的传递函数

$$\frac{I_a(s)}{I_{a1}(s)} = \frac{(R/L)s + (1/LC)}{s^2 + (R/L)s + (1/LC)} \quad (3-174)$$

取  $L = 1.8 \text{ mH}$ ,  $C = 22 \text{ } \mu\text{F}$  时, 对不同的  $R$  值仿真曲线如图 3-69 所示。由图可知, 在确定整流器开关频率时, 要考虑到避免与输入滤波器发生共振。设置阻尼电阻  $R$  可以减小这种振荡幅度。另外, 交流滤波器中有电容器电流流动, 在 PWM 整流器控制过程有必要对这一电流加以补偿。

图 3-69 中  $\omega_0$  为二阶滤波器的截止频率。

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3-175)$$

输入滤波器实际上是一个低通滤波器, 允许 50 Hz 的交流电流畅

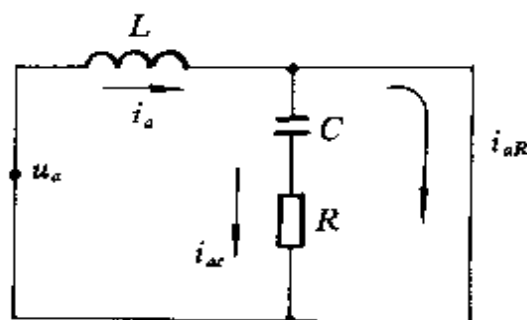


图 3-68 交流滤波器单相等效电路

通无阻,对高频开关谐波具有大的衰减,一般情况下,开关频率应尽量高,这样可以使电感和电容值进一步减小。

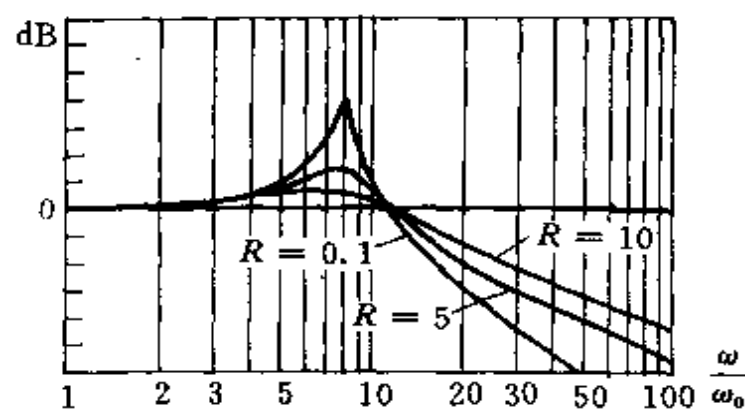


图 3-69  $L = 1.8 \text{ mH}$ ,  $C = 22 \text{ } \mu\text{F}$  滤波器  
传递特性



## 第4章 DC/AC 变换原理与应用

### 4.0 引言

DC/AC 变换是将直流变换为交流,通常称为逆变,相应的功率变换装置被称为逆变器。按照直流电源的属性,可以分为电压型逆变器和电流型逆变器。电压型逆变器的特点是输入端为硬特性的直流电压源,理论上该电压源具有零值的戴维南阻抗。电流源逆变器输出端为恒定的直流电流源。

电压型逆变器又可划分为有源逆变和无源逆变。将直流电能变换成和电网同频率的交流电能并返送到交流电网去的过程被称为有源逆变,其特点是功率器件利用电网电压自然换流。将直流电源变换为幅度和频率可变的交流电源直接供给负载使用的过程被称为无源逆变,在使用各类晶闸管作功率器件时,必须附加换流线路为桥臂上各功率管强迫换流,采用各类自关断器件时,换流过程可由功率器件自身完成。自关断大功率器件的飞速发展促进了这类逆变器不断完善。

作为电压型逆变器输入端的直流电压源,幅度可以是固定的或可变的。它可以由电网电源或各类交流发电机输出经整流而获得,也可以是蓄电池、燃料电池、太阳能发电系统或磁流体发电机的输出。逆变器广泛用于变速交流传动、调压调频电源、飞机变速恒频发电系统、不间断电源、感应加热、滞后或超前无功伏安发生器、太阳能发电系统等。

逆变的实质是通过开关器件的有序导通与关断,将直流变换

为交流方波,使其基波具有指定频率和幅值,并使其高次谐波的幅值尽可能小,经过线路滤波及负载本身的滤波作用,就可获得实用的正弦交流。逆变过程涉及广泛的技术,逆变开关器件的配置称为主电路拓扑,涉及器件的特性、电路电压和电流特征、开关瞬间的应力抑制及尖峰引起的电磁干扰等。主电路的控制涉及调制理论,如 SPWM 调制原理,信号生成技术,如 SPWM 波形的单片机生成,还涉及与器件相关的驱动问题。逆变器可用于许多不同场合,其输入与输出级,包括软启动电路、中间滤波器、高频变压器的设计,也影响到逆变的整体性能。本章将从工程角度详细分析讨论上述问题。

逆变器的类型繁多,本章将以无源电压型 SPWM 逆变器为重点,兼顾其他常用类型。电流型逆变器本章不讨论,将在下一章同步电机调速的应用中加以介绍。

## 4.1 有源逆变

第3章中介绍的三相全桥晶闸管可控整流电路,不但可将三相交流电网电源整流( $0 < \alpha < 90^\circ$ )为直流电源,拖动各类直流负载做功。而且可以对含源负载(负载中含有直流电压源或反电势  $E$ ) 进行逆向功率变换和传送。本节讨论这种有源逆变电路的基本工作原理及绕线转子感应电机调速控制。

### 4.1.1 产生逆变的条件

考察图4-1所示的晶闸管直流电动机调速系统,整流电源  $V_d$  与直流电动机电枢反电势串联。当整流电压  $V_d$  大于电机反电势  $E$  时,变换器处于整流工作状态,电网给电动机提供电功率,其等效电路如图4-2(a)所示。瞬时电压平衡方程为

$$V_d = E + i_d R + L \frac{di_d}{dt} \quad (4-1)$$

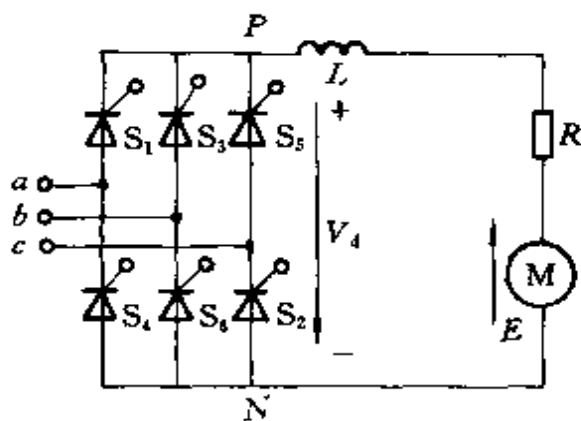


图 4-1 晶闸管直流电动机调速系统

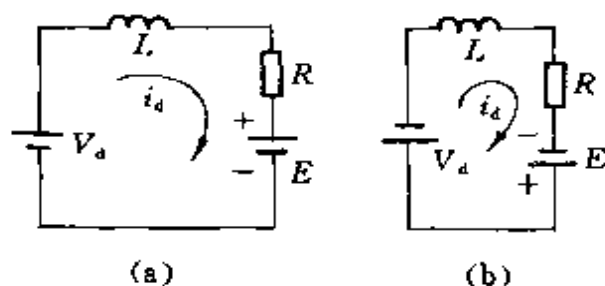


图 4-2 整流和逆变状态等效电路

当电动机由外力矩拖动运行于再生发电状态时,等效电路如图 4-2(b) 所示。瞬时电压平衡方程为

$$E - V_d = i_d R + L \frac{di_d}{dt} \quad (4-2)$$

由图 4-1 可见,当整流工作时,负载电路中的电流主要由正极性的  $V_d$  产生,反电势  $E$  阻碍电流流通,但由于  $V_d > E$ ,仍能产生必需的负载电流。当  $V_d < E$  时,电流  $i_d$  将变为零,使晶闸管处于关断状态,电路被切断。

在逆变工作状态时,由于晶闸管的单向导电性使电流  $i_d$  的方

向不能改变,为了将电能回馈到电网而  $i_d$  的方向又不改变,就必须使整流器直流端输出电压  $V_d$  改变为负极性,用它来阻碍电流的流通,而反电势  $E$  的极性应与电流方向一致,并保持  $E > V_d$ 。对于图 4-1 所示的三相桥式整流电路,整流输出电压  $V_d = 2.34U_2 \cos \alpha$ , 可通过控制  $\alpha > 90^\circ$  使  $V_d$  为负极性。由上述分析可知,电路运行于逆变状态必须具备两个条件:其一是整流器输出端应具有反电势负载或直流电压源,其极性必须与晶闸管导电电流一致;其二是整流输出电压  $V_d$  的极性必须为负,且保持  $V_d < E$ 。

#### 4.1.2 三相桥式逆变电路

三相桥式逆变电路如图 4-1 所示。与整流状态不同的是此时控制角  $\alpha > 90^\circ$ ,其阴极的  $P$  点输出负电位,而共阳极的  $N$  点输出正电位。

图 4-3 给出了  $\alpha = 120^\circ$  时逆变电路的电压及电流波形。由图可知,在 1,3,5 时刻触发  $S_1, S_3, S_5$  时, $P$  点的电压  $V_{P0}$  波形如图 4-3(a) 粗实线所示,它基本上是以负电压为主。在 2,4,6 时刻触发  $S_2, S_4, S_6$  时, $N$  点电压  $V_{N0}$  波形如图中虚线所示,它基本上以正电压为主,因而,输出电压  $V_d = V_{P0} - V_{N0}$  呈现图 4-3(c) 粗黑实线所示的负电压波形。图 4-3(b) 为逆变桥上各晶闸管的驱动信号波形。当  $\alpha = 120^\circ$  时,在图中  $\omega t = 150^\circ$  处触发晶闸管  $S_1$ ,以后每隔  $60^\circ$  依次触发  $S_2, S_3, S_4, S_5, S_6$ ,每一个晶闸管的导通角为  $120^\circ$ 。

与三相桥式整流电路对触发脉冲的要求相同,逆变电路的触发脉冲宽度必须大于  $60^\circ$ ,也可采用双脉冲或脉冲串触发,以保证桥式电路正侧与负侧(不同桥臂)各有一个晶闸管导通,防止丢失触发脉冲产生逆变失败现象。也就是说,在触发  $S_1$  时,必须同时触发  $S_6$ (重加触发脉冲),这时输出电压  $V_d$  为线电压  $u_{ab}$  的一部分。同理,当触发  $S_2$  时必须同时触发  $S_1$ ,其输出电压  $V_d$  为线电压  $u_{ac}$  的一

部分,依次类推,便可得到逆变电压  $V_d$  的完整波形。

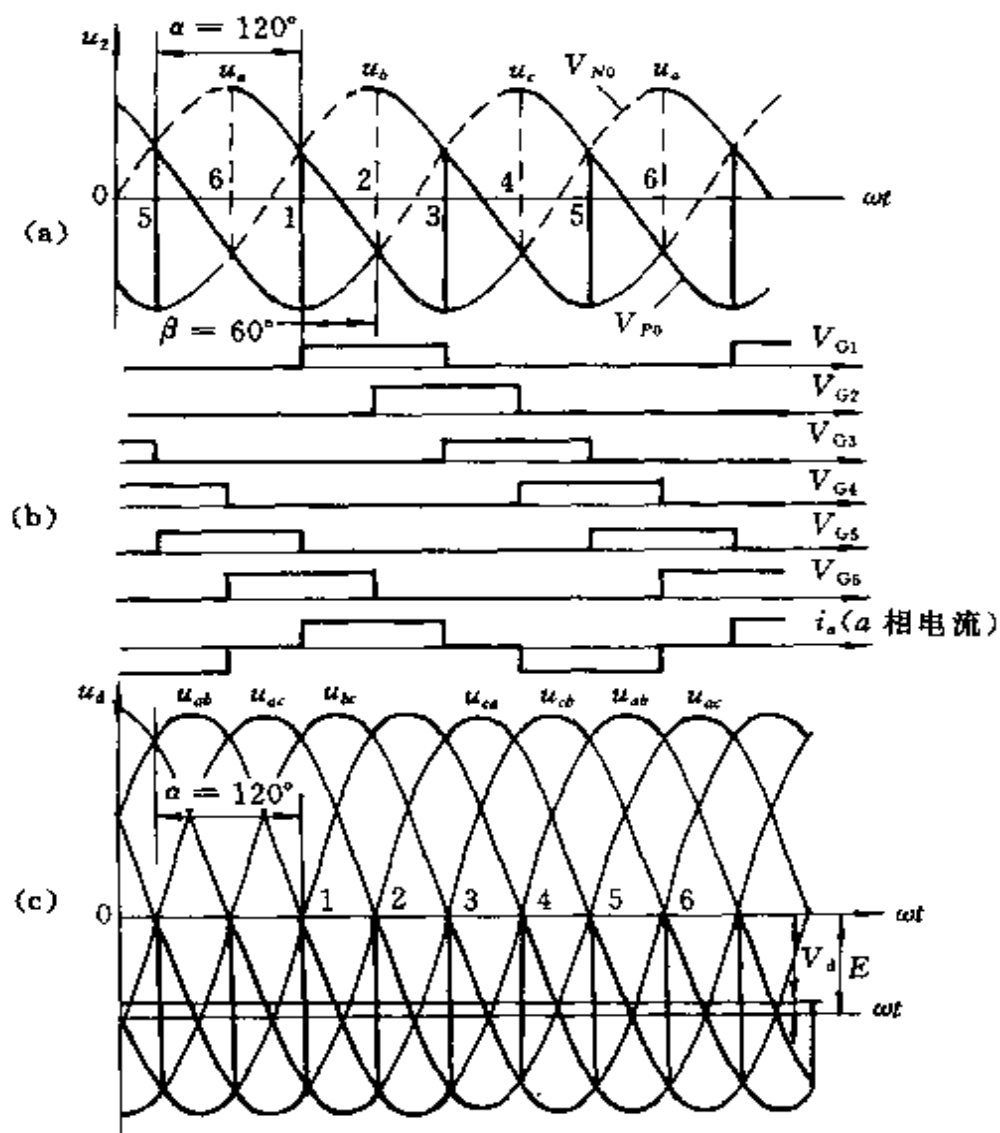


图 4-3 逆变电路电压、电流波形

电路的换相过程如下:在图 4-3(c) 中 1 点处触发  $S_1$  和  $S_6$  之前,  $S_6$  和  $S_5$  正处于导通状态,输出电压  $V_d$  为  $u_{cb}$ ,即  $P$  点电位为  $u_c$ ,  $N$  点电位为  $u_b$ 。因此,当触发  $S_1$  和  $S_6$  时,加到  $S_1$  上的电压  $u_{ac}$  为正压,故  $S_1$  能顺利导通。而  $S_1$  导通后  $P$  点电位变为  $u_a$ ,使  $S_5$  在  $u_{ca}$  反压作用下可靠关断,从而完成  $S_5$  与  $S_1$  之间的换相。 $S_6$  始终保持导通状态。同理,经过  $60^\circ$  后,在 2 点处触发  $S_2$  和  $S_1$ ,先是  $S_2$  在正压  $u_{bc}$

条件下顺利导通,以后又使加到  $S_6$  上的电压变为  $u_{cb}$  负电压,故  $S_6$  可靠关断,完成  $S_6$  与  $S_2$  之间的换相(换流)。以此类推,可得到各晶闸管之间的换相过程。

逆变电路瞬时电压平衡方程(4-2)中,电感  $L$  上电压在一个周期中平均值为零,因而稳态情况下,电枢电流为

$$I_d = \frac{E - V_d}{R} \quad (4-3)$$

这里假设:在直流侧滤波电感  $L$  足够大,  $I_d$  波形平直、连续;交流输入电流波形正、负对称(如图 4-3(b) 所示  $i_a$ );流过变压器副边绕组的电流中没有直流成分,因而消除了铁心的直流磁化现象。

### 4.1.3 三相桥式逆变电路波形分析

#### 1. 输出电压 $V_d$

输出电压  $V_d = V_{P0} - V_{N0}$ ,如图 4-3(c),在输出电压  $V_d$  中,除了直流分量外,还包含各次谐波分量。由于输出电压  $V_d$  是由三相电源电压的各部分组成的,因此可用开关函数与各相电压乘积的方式求得。

首先分析仅由  $V_{P0}$  形成的输出电压,此时电路的行为相当于三相零式(三相半波)电路。根据上节分析可知,控制  $a$  相电压的晶闸管  $S_1$  导通时刻比控制  $b$  相的晶闸管  $S_3$  导通时刻超前  $120^\circ$ ,而  $S_3$  导通时刻又超前控制  $c$  相电压的晶闸管  $S_5$  导通时刻  $120^\circ$ ,因而可以  $a$  相电压  $\omega t = 0$  为基准,定义各相的开关函数

$$F_a(\omega t - \alpha) = \begin{cases} 0 & 0 \leq \omega t < \alpha + \frac{\pi}{6} \\ 1 & \alpha + \frac{\pi}{6} \leq \omega t < \alpha + \frac{5}{6}\pi \end{cases} \quad (4-4)$$

$$F_b(\omega t - \alpha) = \begin{cases} 0 & 0 \leq \omega t < \alpha + \frac{5}{6}\pi \\ 1 & \alpha + \frac{5}{6}\pi < \omega t < \alpha + \frac{9}{6}\pi \end{cases} \quad (4-5)$$

$$F_a(\omega t - \alpha) = \begin{cases} 0 & 0 \leq \omega t < \alpha + \frac{9}{6}\pi \\ 1 & \alpha + \frac{9}{6}\pi \leq \omega t < \alpha + \frac{13}{6}\pi \end{cases} \quad (4-6)$$

控制  $a$  相电压的晶闸管  $S_1$  导通时输出的部分电压, 可用开关函数  $F_a(\omega t - \alpha)$  与  $u_a$  的乘积表达。同理,  $S_3$  和  $S_5$  导通时输出的部分电压分别可用  $F_b(\omega t - \alpha)u_b$  和  $F_c(\omega t - \alpha)u_c$  表达, 将各部分输出电压相加,  $V_d$  可表达为

$$V_d = u_a F_a(\omega t - \alpha) + u_b F_b(\omega t - \alpha) + u_c F_c(\omega t - \alpha) \quad (4-7)$$

由第3章分析可知,  $F_a(\omega t - \alpha)$  方波的基波(正弦波)滞后  $a$  相电压  $u_a$  的相位为  $\alpha$ ,  $F_b(\omega t - \alpha)$  和  $F_c(\omega t - \alpha)$  基波分别滞后  $F_a(\omega t - \alpha)$  基波  $120^\circ$  和  $240^\circ$ 。将三个开关函数分解为傅立叶级数则

$$F_a(\omega t - \alpha) = \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left[ \sin(\omega t - \alpha) - \frac{1}{2} \cos 2(\omega t - \alpha) - \frac{1}{4} \cos 4(\omega t - \alpha) - \frac{1}{5} \sin 5(\omega t - \alpha) - \frac{1}{7} \sin 7(\omega t - \alpha) - \dots \right] \quad (4-8)$$

$$F_b(\omega t - \alpha) = \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left[ \sin(\omega t - \alpha - \frac{2}{3}\pi) - \frac{1}{2} \cos(\omega t - \alpha - \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{4} \cos 4(\omega t - \alpha - \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{5} \sin 5(\omega t - \alpha - \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{7} \sin 7(\omega t - \alpha - \frac{2\pi}{3}) - \dots \right] \quad (4-9)$$

$$F_c(\omega t - \alpha) = \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left[ \sin(\omega t - \alpha + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{2} \cos(\omega t - \alpha + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{4} \cos 4(\omega t - \alpha + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{5} \sin 5(\omega t - \alpha + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{7} \sin 7(\omega t - \alpha + \frac{2\pi}{3}) - \dots \right]$$

$$\dots] \quad (4-10)$$

以  $a$  相电压  $u_a$  过零点为坐标原点, 三相电网电压可表达为

$$\left. \begin{aligned} u_a &= \sqrt{2}U_2 \sin \omega t \\ u_b &= \sqrt{2}U_2 \sin(\omega t - 120^\circ) \\ u_c &= \sqrt{2}U_2 \sin(\omega t + 120^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (4-11)$$

将式(4-8)~(4-11)代入式(4-7), 经整理可得共阴极组整流电压  $V_{P0}$  表达式为

$$V_{P0} = 1.17U_2 \left\{ \cos \alpha + \sum_{n=1}^{\infty} \left[ \frac{1}{(3n-1)^2} + \frac{1}{(3n+1)^2} - \frac{2\cos 2\alpha}{(3n-1)(3n+1)} \right]^{\frac{1}{2}} \cdot \sin(3n\omega t - \varphi_{3n}) \right\} \quad (4-12)$$

式中  $n = 1, 2, 3, \dots$

$$\varphi_{3n} = -\frac{n\pi}{2} + \tan^{-1} \frac{\frac{\cos(3n+1)\alpha}{3n+1} - \frac{\cos(3n-1)\alpha}{(3n-1)}}{\frac{\sin(3n+1)\alpha}{3n+1} - \frac{\sin(3n-1)\alpha}{3n-1}}$$

由式(4-12)可见,  $V_{P0}$  中包含直流分量  $1.17U_2 \cos \alpha$  和无限多个交流谐波分量。

按照上述分析方法, 可求得共阳极组晶闸管  $S_2, S_4$  和  $S_6$  导通时输出各部分电压之和  $V_{N0}$  的表达式为

$$V_{N0} = 1.17U_2 \left\{ \cos \alpha + (-1)^n \sum_{n=1}^{\infty} \left[ \frac{1}{(3n-1)^2} + \frac{1}{(3n+1)^2} - \frac{2\cos 2\alpha}{(3n-1)(3n+1)} \right]^{\frac{1}{2}} \sin(3n\omega t + \varphi_{3n}) \right\} \quad (4-13)$$

由式(4-12)和式(4-13)可合成三相桥式(整流)逆变电路输出电压  $V_d$  的表达式

$$V_d = V_{P0} + V_{N0} = 2.34U_2 \left\{ \cos \alpha + \sum_{n=1}^{\infty} \left[ \frac{1}{(6n-1)^2} + \right. \right.$$



$$\left[ \frac{1}{(6n+1)^2} - \frac{2\cos 2\alpha}{(6n-1)(6n+1)} \right]^{\frac{1}{2}} \sin(6n\omega t + \varphi_{6n}) \quad (4-14)$$

式中  $n = 1, 2, 3, \dots$ ;  $\varphi_{6n}$  仍按  $\varphi_{3n}$  计算公式计算, 只需在  $\varphi_{3n}$  计算公式中, 分别取  $n$  为偶数项即可得到式(4-14)中  $\varphi_{6n}$ 。

由式(4-14)可知, 三相桥式整流(逆变)电路输出电压  $V_d$  仅含有直流分量和电网频率的 6 倍频谐波分量。3 倍频谐波由于  $V_{P0}$  和  $V_{N0}$  互差  $180^\circ$  而被抵消掉了。6 倍频谐波幅值和直流成分均与控制角  $\alpha$  有关。上述分析不但适用于整流工况, 也适用于逆变工作状态。引入逆变角  $\beta$

$$\beta = \pi - \alpha \quad (4-15)$$

可将三相桥式逆变电路输出平均电压公式

$$V_d = 2.34U_2 \cos \alpha = 2.34U_2 \cos(\pi - \beta) = -2.34U_2 \cos \beta \quad (4-16)$$

在逆变状态下, 晶闸管是靠承受反压而关断和实现两相之间换相的, 加在管子上的反压的大小和持续时间将随着逆变控制角  $\beta$  值的减小而减小, 当  $\beta$  接近零 ( $\alpha$  接近  $180^\circ$ ) 时, 作用在晶闸管上的反压几乎为零, 换相很不可靠。因此, 需要对逆变角  $\beta$  加以限制。

## 2. 逆变角极限值分析

在上一章中已讨论了换相重叠角的概念, 在逆变状态, 仍然存在换相重叠问题。如果考虑换相重叠角的影响, 最小逆变角  $\beta_{\min}$  应大于等于换相重叠角  $\gamma$ 。

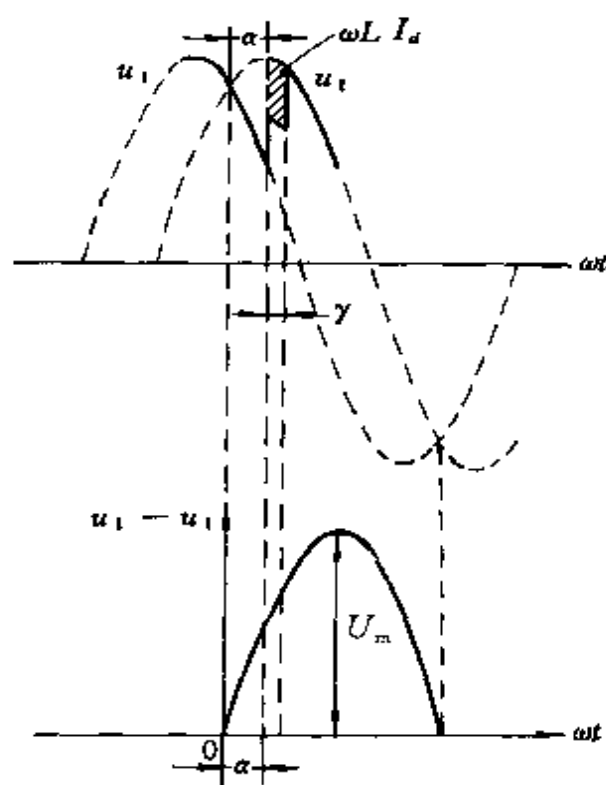
三相桥式电路换相重叠角  $\gamma$  的计算可根据图 4-4 所示波形推导。图中  $u_1$ 、 $u_2$  为换相重叠的两个电压波形,  $u_1 - u_2$  为电压差波形, 若以  $\alpha = 0$  处为坐标原点, 则电压差为

$$u_1 - u_2 = U_m \sin \omega t$$

图 4-4 上的阴影部分面积  $\omega L I_d$  可采用积分求得

$$\omega L I_d = \int_a^{a-\gamma} \frac{1}{2} U_m \sin \omega t d\omega t =$$

$$\frac{1}{2}U_m[\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)]$$

图 4-4 求取  $\gamma$  的波形图

代入  $U_m = \sqrt{6}U_2$  ( $U_2$  为变压器二次侧相电压有效值), 可得到换相重叠角计算公式

$$\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{2\omega LI_d}{\sqrt{6}U_2} \quad (4-17)$$

将  $\alpha = 0$  代入式(4-17), 可求得换相重叠角

$$\gamma = \cos^{-1}\left[1 - \frac{2\omega LI_d}{\sqrt{6}U_2}\right] \quad (4-18)$$

上述过程表明, 最小逆变角  $\beta_{\min}$  可通过求取  $\alpha = 0$  时的换相重叠角  $\gamma$  而得到。按式(4-18) 设计逆变角极限值, 以保证逆变电路可靠换相。

### 3. 交流侧输入电流

利用晶闸管的开关函数,很容易求得每相输入电流。由图 4-3(b) 可知,  $\alpha$  相电流  $i_a$  的正半周流过晶闸管  $S_1$ , 负半周流过晶闸管  $S_4$ , 因而, 可将  $i_a$  表达为

$$i_a = i_{S_1} - i_{S_4} \quad (4-19)$$

式中  $i_{S_1}$  和  $i_{S_4}$  分别为流过  $S_1$  和  $S_4$  的电流, 可写作

$$i_{S_1} = I_a F_a(\omega t - \alpha) \quad (4-20)$$

将式(4-8)代入(4-20), 即可得到以傅里叶级数形式表达的  $i_{S_1}$ 。流过  $S_4$  的电流  $i_{S_4}$  在相位上滞后  $i_{S_1}$   $180^\circ$ , 故将式(4-20)中  $(\omega t - \alpha)$  换为  $(\omega t - \alpha - \pi)$  即可。因而可求得

$$\begin{aligned} i_a = i_{S_1} - i_{S_4} = \frac{2\sqrt{3}I_d}{\pi} & \left[ \sin(\omega t - \alpha) - \frac{1}{5}\sin 5(\omega t - \alpha) - \right. \\ & \left. \frac{1}{7}\sin 7(\omega t - \alpha) + \frac{1}{11}\sin 11(\omega t - \alpha) + \right. \\ & \left. \frac{1}{13}\sin 13(\omega t - \alpha) + \dots \right] \end{aligned} \quad (4-21)$$

由式(4-21)可以看出, 交流侧相电流中, 除了与电网同频的基波成分外, 还有  $6n \pm 1$  次的谐波分量。电流基波分量滞后相电压  $u_a$  的角度为  $\alpha$ , 即位移因数为  $\cos\varphi = \cos\alpha$ 。网侧电源输入的总功率可以写作

$$P = 3U_2 I_2 \cos\varphi \quad (4-22)$$

由式(4-21)可求得相电流有效值

$$I_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{2\sqrt{3}I_d}{\pi} \quad (4-23)$$

则交流侧输入总功率可写作

$$P = 2.34 U_2 I_d \cos\alpha \quad (4-24)$$

式(4-24)对整流及逆变状态均适用, 虽然当  $90^\circ < \alpha \leq \pi$  时, 交流侧输入功率为负值, 表明它将负载中能量变换为交流回馈到

电网中。被回馈的电能与交流电网电压同频,在电流中包含有不同幅值和频率的各次谐波。根据式(4-21)和第3章中畸变因数的定义,可求得三相桥式电路畸变因数为0.955,因而可求得交流输入端功率因数为畸变因数和位移因数的乘积

$$\cos\varphi = 0.955\cos\alpha = 0.955\cos(180^\circ - \beta) \quad (4-25)$$

由式(4-25)可知,随着 $\alpha$ (或 $\beta$ )接近 $90^\circ$ ,功率因数则接近零,对电网造成大量无功损耗,变换功率的有功分量非常小。因此,电路设计中要对整流(逆变)角加以限制,不但要设置最小逆变角 $\beta_{\min}$ ,一般最大逆变角也应以小于 $75^\circ$ 为宜。

除上述分析之外,逆变电路中各元器件参数设计与整流工况相同,即一套装置同时适应于整流和逆变两种工作状态,无需附加其他特殊要求。

## 4.2 绕线转子异步电动机串级调速原理

有源逆变电路一个很有意义的应用实例是绕线转子异步电动机串级调速。这种类型的电动机转子绕组能通过滑环与外部电气设备相联接,除了可在定子侧控制电压和频率外,还可在其转子侧引入控制变量以实现调速。

### 4.2.1 串级调速原理

异步电动机运行时其转子相电动势可表达为

$$E_2 = SE_{20} \quad (4-26)$$

式中  $S$  为异步电动机的转差率; $E_{20}$  为绕线转子异步电动机转子不动时的相电势(也称为开路电动势)。转子相电流可表达为

$$I_2 = \frac{SE_{20}}{\sqrt{R_2^2 + (SX_{20})^2}} \quad (4-27)$$

式中  $R_2$  为转子绕组每相电阻;  $X_{20}$  为  $S = 1$  时转子绕组每相漏抗。

如果在转子回路中引入三相可控的附加电动势(其中一相附加电动势可表达为  $E_f$ ), 引入的反电动势必须与转子相电动势  $E_{20}$  有相同的频率。这样, 转子相电流的方程改写为

$$I_2 = \frac{SE_{20} \pm E_f}{\sqrt{R_2^2 + (SX_{20})^2}} \quad (4-28)$$

假定负载转矩是恒定的, 则转子电流  $I_2$  也基本恒定。在未串入附加电动势  $E_f$  以前, 电动机在  $S = S_1$  的转差率下稳定运行。在加入一个反向的电动势  $-E_f$  后, 由于  $I_2$  恒定, 为保持式(4-28)两边平衡, 转差率  $S$  必须加大。也就是说, 在引入  $-E_f$  瞬间, 转子回路总的电动势减少了, 转子电流也随之减少, 使电机的电磁转矩也减少。此时由于负载恒定, 因而电动机必然减速, 转差率由  $S_1$  增大至  $S_2$ , 转子电流又上升到原值, 电动机进入新的稳定状态工作。其两个稳态方程为

$$I_2 = \frac{S_1 E_{20}}{\sqrt{R_2^2 + (S_1 X_{20})^2}} = \frac{S_2 E_{20} - E_f}{\sqrt{R_2^2 + (S_2 X_{20})^2}} \quad (4-29)$$

当转子回路中引入反电动势  $+E_f$  时, 其作用使电动机加速, 物理过程与上述行为相反。由此可见, 在绕线转子回路引入反电动势  $\pm E_f$  时, 即可实现转速调节。当然, 引入三相变频变幅交流电动势, 工程实现上比较复杂, 常用的方法是把转子交流电动势整流为直流电动势, 控制直流电动势的幅值, 就可以对电机调速。

#### 4.2.2 采用有源逆变的串级调速

##### 1. 采用有源逆变的串级调速主电路

采用有源逆变的串级调速系统原理图如图 4-5 所示。图中  $D_1 \sim D_6$  为转子回路整流二极管。 $S_1 \sim S_6$  为晶闸管有源逆变器。

$X_{D1}, R_1$  为绕线转子异步电机定子每相绕组漏抗和电阻;  $X_{20}, R_2$  为转子每相绕组漏抗和电阻;  $B$  为逆变变压器;  $L$  为平波电抗器。

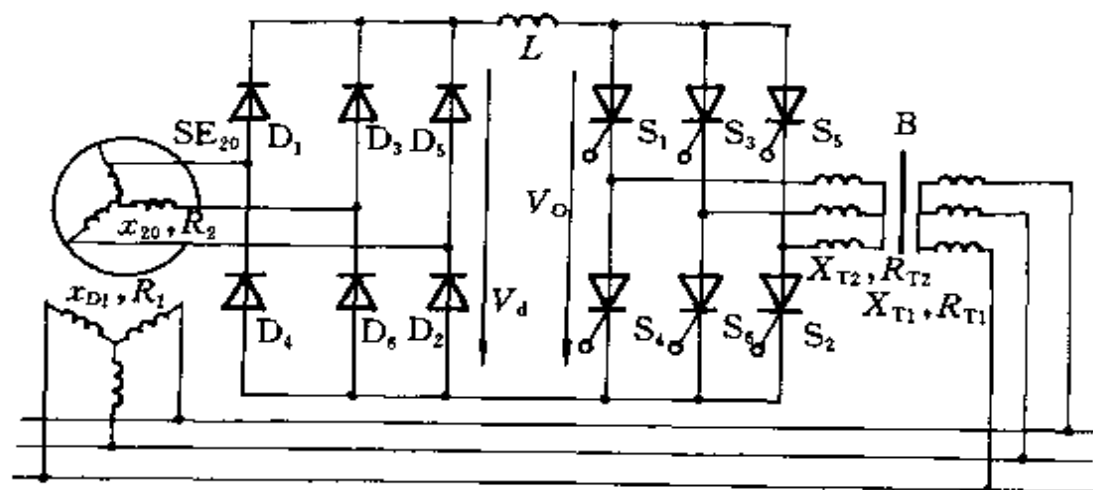


图 4-5 绕线转子电机串级调速主电路

由图可知,转子回路中整流电路输出电压

$$V_d = 2.34SE_{20} \quad (4-30)$$

式中  $SE_{20}$  为转子相电势。

逆变器直流侧平均逆变电压(即逆变输出电压)

$$V_o = 2.34U_{2B}\cos\beta \quad (4-31)$$

式中  $U_{2B}$  为逆变变压器次级相电压有效值;  $\beta$  为逆变角。

式(4-30)表示的  $V_d$  相当于等效转子电势,而式(4-31)表示的  $V_o$  相当于等效附加电势。为了控制附加电势,可通过控制逆变角  $\beta$  实现。前已指出,为了避免换流重叠角  $\gamma$  的影响,应设置最小逆变角,通常取  $\beta_{\min} = 30^\circ$ 。对最大逆变角也应适当加以限制,一般不能超过  $75^\circ$ 。

## 2. 逆变变压器

与晶闸管直流调速系统中整流变压器的功能相似,串级调速系统中逆变变压器的目的之一是把整流逆变装置与交流电网隔离,以抑制电网的浪涌对晶闸管造成冲击;其二是为了获得与被控电动机工作相匹配的逆变电压。由于绕线转子异步电动机功率、极

对数和机座号不同,其转子开路电压也不相同,有时甚至相差很大。为了能使转子整流电压  $V_d$  与逆变电压  $V_O$  相平衡,必须有不同的逆变交流侧输入电压与之匹配,该电压也应与电动机的调速范围相适应(即与最大转差率  $S_m$  有关)。为简化计算,可根据理想空载工作状态来求取变压器二次侧相电压  $U_{2B}$ 。在  $\beta_{\min} = 30^\circ$ ,  $S = S_m$  状态下,令  $V_d = V_O$ ,由式(4-30)和式(4-31)可求得

$$U_{2B} = \frac{V_O}{2.34 \cos \beta_{\min}} = \frac{S_{\max} E_{20}}{\cos \beta_{\min}} \quad (4-32)$$

在式(4-32)中,由于  $U_{2B}$  和  $E_{20}$  随装置工程化而变成固定参数,当逆变角  $\beta$  增大时,只有  $S$  变小才能使方程平衡。其逆变角变化范围  $\beta_{\min} \sim \beta_{\max}$  对应转差率  $S_{\max} \sim S_{\min}$ ,既达到了调速的目的,又可将转子回路能量逆变为和电网同频的交流电流回送到电网。完成此功能,逆变变压器是必不可少的无源器件。

### 3. 串级调速的机械特性

串级调速的机械特性如图4-6所示。由于绕线异步电动机漏感比一般整流逆变变压器漏感大得多,因此在转子整流逆变电路中,由于漏感引起的换流重叠现象比较严重。虽然是自然换流,但当整流电流比较大时,重叠角  $\gamma$  可达到  $60^\circ$  的极限值,将影响整流输出电压值。假定整流逆变元件为理想元件;转子直流回路中平波电抗器为无限大电感(整流电流  $I_d$  为平滑直流);忽略电机电阻和励磁电抗的影响。设电动机  $a$  相感应电动势为

$$e_{2a} = \sqrt{2} S E_{20} \sin(s\omega_1 t + \frac{\pi}{6}) \quad (4-33)$$

将式(4-18)中  $\omega L$  改写为转子漏抗  $X_{D0}$ ,则串级调速时换流重叠角为

$$\gamma = \cos^{-1} \left( 1 - \frac{2X_{D0} I_d}{\sqrt{6} E_{20}} \right) \quad (4-34)$$

转子整流电流为

$$I_d = \frac{\sqrt{6} E_{20}}{2X_{D0}} (1 - \cos\gamma) \quad (4-35)$$

换流压降

$$\Delta V_d = \frac{3X_{D0}S}{\pi} I_d \quad (4-36)$$

转子整流电路输出电压平均值

$$V_d = 2.34SE_{20} - \frac{3X_{D0}S}{\pi} I_d \quad (4-37)$$

式中,  $X_{D0}$  为  $S = 1$  时折算到转子侧的电动机每相漏抗。

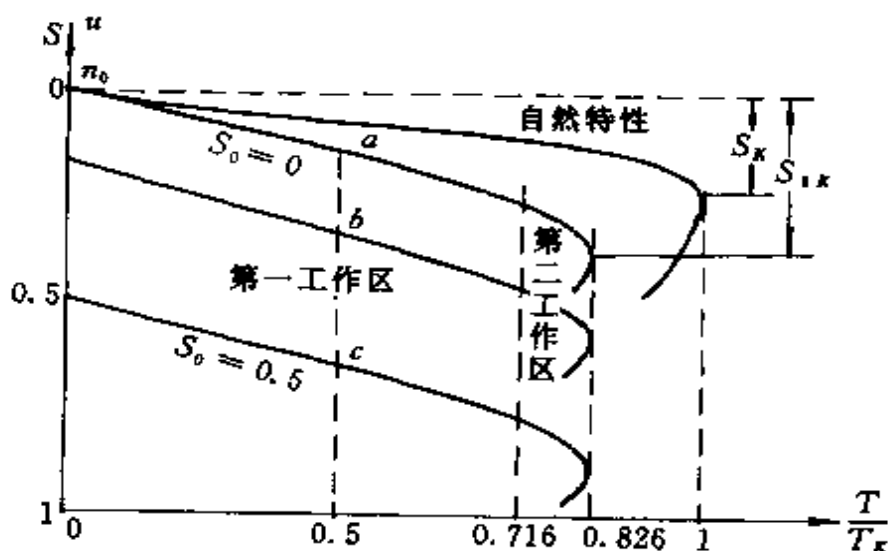


图 4-6 串级调速的机械特性

由式(4-37)及式(4-35)可以看到,换流重叠角影响整流电压,从而使机械特性变软。在图4-6中自然特性是指异步电动机正常运行时的机械特性,其临界转矩为  $T_K$  对应的转差率  $S_K$ 。在串级调速时,其最大转矩小于临界转矩( $T/T_K = 0.826$ )。令  $I_d = 0$  ( $I_2 = 0$ ),根据式(4-29)、(4-30)和式(4-31),可求得理想空载时转差率  $S_0$  为



$$S_0 = V_0 \cos \beta / E_{20} \quad (4-38)$$

由式(4-38)可见,当 $S_0 = 0$ 时, $\beta = 90^\circ$ , $S_0 = 0.5$ 时, $\beta = 60^\circ$ 。图4-6中第一工作区指整流器的换流重叠角 $\gamma \leq 60^\circ$ 时的负载范围。不难计算,当 $\gamma = 60^\circ$ , $T/T_K = 0.716$ 。当 $I_d$ 增大时,将进入第二工作区,此时 $\gamma$ 保持不变而出现换流延迟现象,使整流输出电压进一步减小,机械特性变软。由于电动机过载能力一般大于2,则 $T/T_K = 0.5$ 时相对于电机工作于额定电磁转矩,对应不同的转差率 $S$ ,其工作均位于机械特性的第一工作区内。

#### 4. 串级调速装置的容量、效率和功率因数

(1) 装置容量 串级调速装置的容量主要是指整流器、逆变器及逆变变压器的容量,它们的确定要从电流和电压的定额考虑,在电机型号确定后,主要取决于调速范围, $S_{\max}$ 愈大,装置承受的电压愈高,整流管与晶闸管的电流仅与电动机负载相关,经推导可得逆变变压器容量为

$$W_B = 3.45 E_{20} I_{2T} (1 - \frac{1}{D}) \quad (4-39)$$

式中  $I_{2T}$  为变压器次级相电流; $D$ 为调速比。从式(4-39)可知,随着调速范围增大, $W_B$ 也相应增大,因为随着 $D$ 增大,通过调速装置回馈电网的转差功率也增大,因而,串级调速被用于调速范围不大的场合较为合适。

(2) 效率 效率可利用电动机轴上的输出功率与电网输入的有功功率之比求得

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \times 100\% = \frac{P_m(1-S) - \Delta P_{mc}}{(P_m + \Delta P_1) - (P_s - \Delta P_2 - \Delta P_3)} \times 100\% \approx (1-S) \times 100\% \quad (4-40)$$

式(4-40)中, $P_m$ 为电磁功率,输出机械功率 $P_2$ 为电磁功率减去机械损耗 $\Delta P_{mc}$ 。从电磁功率和定子损耗 $\Delta P_1$ 之和中扣除掉回馈功率

$(P_s - \Delta P_2 - \Delta P_3)$  即为电网实际输入的功率。由于  $\Delta P_{mc}$  和  $\Delta P_1$  及  $\Delta P_2$  相对  $P_m$  都很小, 因而可简化为  $\eta \approx (1 - S) \times 100\%$ , 可见串级调速的效率是较高的。

(3) 功率因数 在串级调速时, 由于电动机转子侧接有整流器、存在较大的换相重叠角, 使转子电流在一周内呈六阶梯波并且其基波滞后于电压波形。当负载较大时转子整流器还会出现强迫延迟导通现象, 迫使整流器通过电机从电网吸收换相无功功率, 因而使功率因数下降。一般串级调速在高速运行时功率因数为  $0.6 \sim 0.65$ , 在低速时可降到  $0.4 \sim 0.5$  甚至更低。为了克服这一致命弱点, 可将整流器部分采用第3章中介绍的高功率因数整流器, 可使整流器相对转子回路的功率因数为1, 从而提高整个调速系统的功率因数。这是一种非常有效的方法。

### 4.3 单相 DC/AC 变换

在前述章节中讨论的晶闸管整流和有源逆变都属于电网电压换流。这类有源逆变装置工作频率低, 线路复杂, 调频范围受到限制, 近年来在中小功率范围内已逐步被自关断的全控型开关元件取代。因此, 本章后面主要研究自关断元件构成的无源逆变器。

#### 4.3.1 单相方波逆变器原理

图4-7给出了单相桥式DC/AC变换电路。当开关元件  $S_1 \sim S_4$  采用门极可关断晶闸管时, 可将直流电源变换为频率为  $50 \sim 1\,000\text{ Hz}$  的交流方波。下面分析将表明, 该拓扑中, 对感性负载也可以使用普通晶闸管, 其原因是可采用负载换流。当  $S_1 \sim S_4$  采用 GTR、IGBT、MOSFET 等功率元件时, 可采用脉冲宽度调制方法产生各种频率的正弦波电压。图4-7中  $D_1 \sim D_4$  是为了给感性负载提供续流回路。

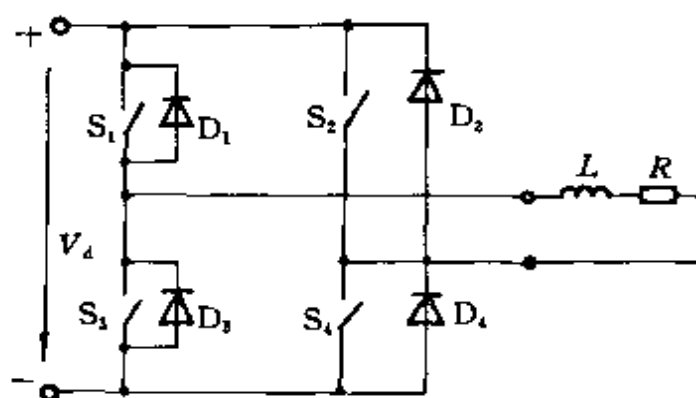


图 4-7 单相桥式 DC/AC 变换电路

设负载为  $L, R$  串联电路。驱动脉冲为周期  $2\pi$ , 占空比为  $\frac{1}{2}$  的方波, 如图 4-8(b) 和 (c) 所示。逆变器输出电压  $u_O$  如图 4-8(a) 所示, 其幅值为  $\pm V_d$ , 周期为  $2\pi$ , 时间函数可写作

$$u_O(t) = \begin{cases} V_d & n\pi < \omega t \leq (n+1)\pi \\ -V_d & (n+1)\pi < \omega t \leq (n+2)\pi \end{cases} \quad n = 0, 2, 4, \dots \quad (4-41)$$

将其分解为傅里叶级数

$$u_O(t) = \frac{4}{\pi} V_d \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin n\omega t, \quad n = 1, 3, 5, \dots \quad (4-42)$$

将负载写成复阻抗的形式, 则

$$Z_n = [R^2 + (n\omega L)^2]^{\frac{1}{2}} \quad (4-43)$$

负载电流  $i_O$  的傅里叶级数表达式为

$$i_O(t) = \frac{4}{\pi} V_d \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{nZ_n} \sin(n\omega t - \varphi_n) \quad (4-44)$$

式中  $\varphi_n = \tan^{-1}(n\omega L/R)$ 。

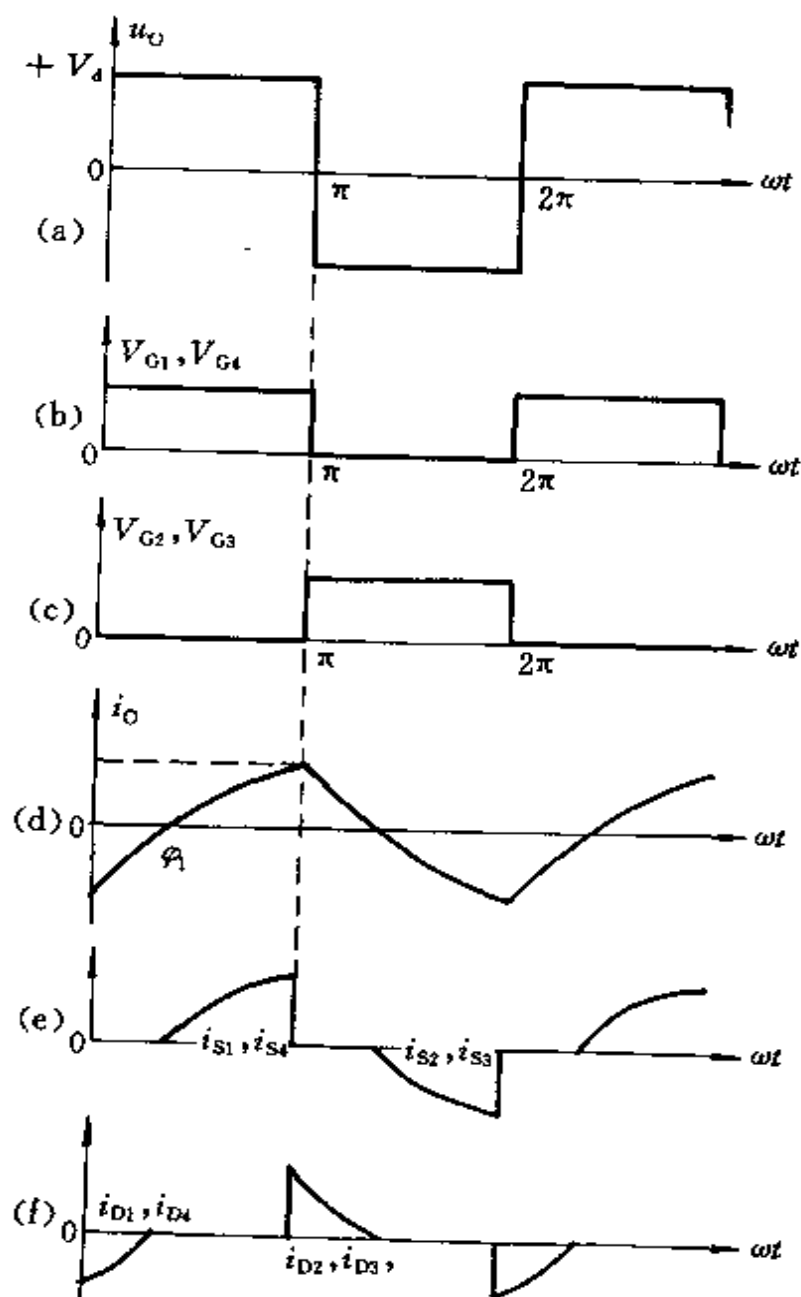


图 4-8 单相桥式方波逆变器波形

该电路的工作原理如下:在  $0 < \omega t \leq \pi$  之间,给开关器件  $S_1$  和  $S_4$  施加图 4-8(b) 所示的高电平驱动脉冲,  $S_1$  和  $S_4$  导通,电源  $V_d$  经  $S_1$  负载和  $S_4$  构成回路。在  $\omega t = \pi$  时刻,  $S_1$  和  $S_4$  的驱动脉冲由高电平下降到零,与此同时,  $S_2$  和  $S_3$  的驱动脉冲由零变为高电平,输出电压(负载电压)由  $+V_d$  变为  $-V_d$ 。但是,由于感性负载电流不能突变,因此电流不能立刻变负。在式(4-44)中令  $n=1, \omega t = \pi$ , 可得到换流时刻的负载电流

$$i_{O(\pi)} = \frac{4}{\pi Z_1} V_d \sin \varphi_1 \quad (4-45)$$

由式(4-45)可知,当负载电感为零时,电流波形与电压波形为相位一致的方波,续流二极管中无电流流过。对于感性负载,电流基波将滞后方波电压基波  $\varphi_1$  角度。当功率开关  $S_1$  和  $S_4$  关断时,负载电流由二极管  $D_2$  和  $D_3$  与电源构成回路。

令式(4-42)中  $n=1$ ,可求得基波电压

$$u_{O1} = \frac{4}{\pi} V_d \sin \omega t \quad (4-46)$$

基波电压有效值

$$U_{O1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_d \quad (4-47)$$

负载电流的基波分量为

$$i_{O1} = \frac{\sqrt{2}}{Z_1} U_{O1} \sin(\omega t - \varphi_1) = \frac{4}{\pi Z_1} V_d \sin(\omega t - \varphi_1) = I_m \sin(\omega t - \varphi_1) \quad (4-48)$$

忽略高次谐波电流,认为流过负载的仅为基波电流,则流过功率开关  $S_1$  和  $S_4$  或  $S_2$  和  $S_3$  的电流平均值  $I_s$  为

$$I_s = \frac{1}{\pi} \int_{\varphi}^{\pi} I_m \sin(\omega t - \varphi_1) d(\omega t) = \frac{I_m}{\pi} (1 + \cos \varphi_1) \quad (4-49)$$

流过续流二极管  $D_2$  和  $D_3$  或  $D_1$  和  $D_4$  的平均电流为

$$I_D = \frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{\pi+\varphi} I_m \sin(\omega t - \varphi_1) d(\omega t) = \frac{I_m}{\pi} (1 - \cos \varphi_1) \quad (4-50)$$

直流电源输入平均电流为

$$I_d = I_s - I_D = \frac{I_m}{\pi} 2 \cos \varphi_1 \quad (4-51)$$

考虑到基波电流有效值为

$$I_O = \frac{\sqrt{2}}{2} I_m \quad (4-52)$$

将式(4-52)代入式(4-51),得到以基波电流有效值表示的输入直流电流平均值为

$$I_d = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} I_O \cos \varphi_1 \quad (4-53)$$

从上述分析可知,对图4-7所示电路作为单相方波逆变器时,功率开关器件  $S_1 \sim S_4$  承受的最大电压为直流电源  $V_d$ 。因此,对可关断晶闸管GTO和普通晶闸管SCR,其电压定额应根据器件实际承受最大峰值电压的2~3倍的安全裕量来选取,即

$$V_{DRM} = V_{RRM} = (2 \sim 3) V_d \quad (4-54)$$

功率器件(GTO和SCR)的电流额定值确定在第3章中已给以讨论。其通态平均电流可按式计算:

$$I_{T(AV)} = 0.5 K I_d \quad (4-55)$$

式中 安全系数  $K = 1.5 \sim 2$ ,  $I_d$  按式(4-53)计算。

### 4.3.2 单相 SPWM 逆变器原理

在图4-7所示逆变电路中,将开关元件  $S_1 \sim S_4$  置换为适于高频运行的自关断功率元件GTR、IGBT或功率MOSFET,驱动信号置换为图4-9所示的脉冲宽度调制波形,即可构成单相正弦波

脉宽调制式电压型逆变器。

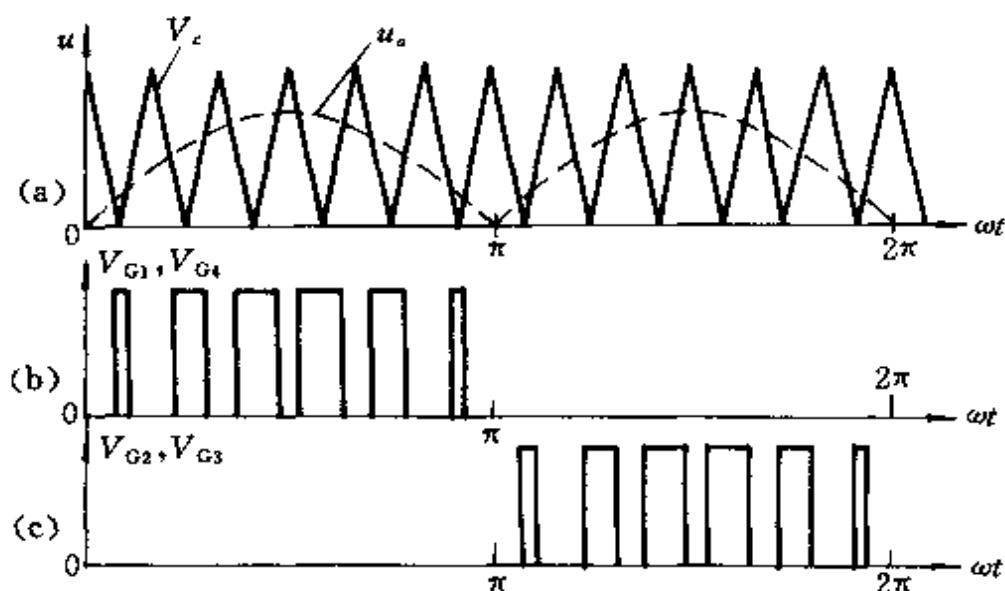


图 4-9 单极性脉宽调制波形

单极性脉宽调制原理如图 4-9(a) 所示。图中  $V_c$  为幅度和周期相等的系列三角波、 $u_a$  为正弦载波。将  $V_c$  和  $u_a$  送到比较器的反相端和同相端，其输出即为宽度随正弦规律变化的脉宽调制波形 (SPWM)，如图 4-9(b) 所示。

在图 4-7 逆变电路中，当  $0 < \omega t \leq \pi$  时，对功率开关  $S_1$  和  $S_4$  施加一系列 SPWM 波形取代图 4-8 中的方波信号，其输出电压如图 4-10 所示。在  $\pi \leq \omega t \leq 2\pi$  时， $S_1$ 、 $S_4$  驱动脉冲置于零电平，而对  $S_2$ 、 $S_3$  施加 SPWM 波形取代图 4-8 中的方波，则形成输出电压的负半周。

对电机调速及其他需要正弦波电流及正弦波电压的用电设备，有用的仅是基波电压，因而需要对输出电压采用傅里叶级数进行分解，计算出输出电压中基波分量和各次谐波分量。其分析方法如下。

在图 4-9(a) 中三角形载波的周期确定后，就可以确定半个周

期的脉冲个数  $N$ , 各脉冲的宽度虽不相等, 但脉冲之间的中心距必须相等, 且都等于  $\pi/N$  弧度, 如图 4-10 所示。

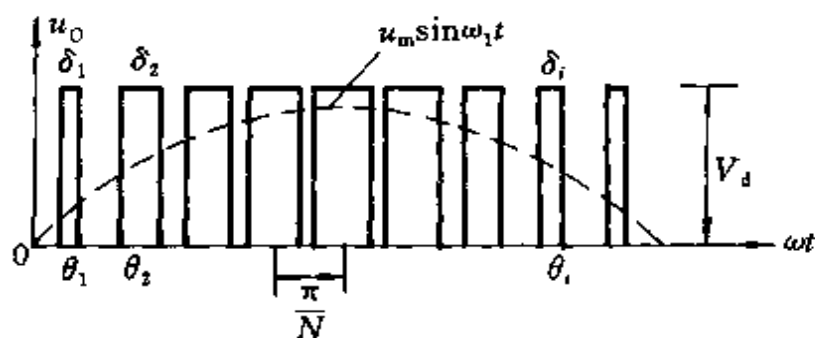


图 4-10 单极式 SPWM 输出电压波形

设为  $i$  个矩形脉冲的宽度为  $\delta_i$ , 其中心点相位为  $\theta_i$ , 由于从原点开始只有半个三角波, 由图 4-10 可知,  $\theta_i$  为

$$\theta_i = \frac{\pi}{N}i - \frac{1}{2} \frac{\pi}{N} = \frac{2i-1}{2N}\pi \quad (4-56)$$

由于输出电压正负半波对称且对称于纵轴, 则  $u_o$  为奇函数, 其傅里叶展开式为

$$u_o(t) = \sum_{n=1}^{\infty} U_{nm} \sin n\omega t \quad n = 1, 3, 5, \dots \quad (4-57)$$

其中

$$U_{nm} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} u_o(t) \sin n\omega_1 t d(\omega_1 t)$$

上式中  $U_{nm}$  为输出电压  $u_o$  各次波形(正弦波)的最大值,  $\omega_1$  为基波角频率。

为了把  $N$  个矩形脉冲表示的输出电压  $u_o$  代入上式, 必须先求得每个脉冲的起始与终止相位角。设逆变器输出正弦波电压幅值为  $U_m$ , 根据  $\theta_i$  为中心的矩形脉冲面积(第  $i$  个矩形脉冲面积)应于该区段正弦曲线下面积相等的原则, 可得到近似等式

$$\delta_i V_d \approx \frac{\pi}{N} U_m \sin \theta_i \quad (4-58)$$



上式之所以近似,是用  $\theta_i$  处的正弦值代表了  $\frac{\pi}{N}$  区间各点正弦值,严格的推导应采用积分表达式,由式(4-58)可求得第  $i$  个矩形脉冲宽度

$$\delta_i \approx \frac{\pi}{V_d N} U_m \sin \theta_i \quad (4-59)$$

由图可知,第  $i$  个矩形脉冲起始和终止相位为

$$\theta_i - \frac{1}{2}\delta_i = \frac{2i-1}{2N}\pi - \frac{1}{2}\delta_i \quad (4-60)$$

$$\theta_i + \frac{1}{2}\delta_i = \frac{2i-1}{2N}\pi + \frac{1}{2}\delta_i \quad (4-61)$$

将式(4-60)和式(4-61)代入  $U_{nm}$  中得到

$$\begin{aligned} U_{nm} &= \frac{2}{\pi} \sum_{i=1}^N \int_{\theta_i - \frac{1}{2}\delta_i}^{\theta_i + \frac{1}{2}\delta_i} V_d \sin n\omega_1 t d(\omega_1 t) = \\ &= \frac{4V_d}{n\pi} \sum_{i=1}^N \left[ \sin\left(n \frac{2i-1}{2} \frac{\pi}{N}\right) \sin \frac{n}{2} \delta_i \right] \end{aligned} \quad (4-62)$$

将式(4-62)代入式(4-57)中

$$u_o(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4V_d}{n\pi} \sum_{i=1}^N \left[ \sin\left(n \frac{2i-1}{2} \frac{\pi}{N}\right) \sin \frac{n}{2} \delta_i \right] \cdot \sin n\omega_1 t \quad n = 1, 3, 5, \dots \quad (4-63)$$

由于三角形载波周期远小于调制波周期,因而调制波每半周期中矩形脉冲数愈多每个脉冲的宽度愈小,可以近似地认为  $\sin \frac{\delta_i}{2} \approx \delta_i/2$  在式(4-62)中令  $n=1$ ,可得输出电压基波幅值

$$U_{1m} = \frac{4V_d}{\pi} \sum_{i=1}^N \left[ \sin\left(\frac{2i-1}{2} \frac{\pi}{N}\right) \right] \frac{\delta_i}{2} \quad (4-64)$$

由式(4-64)可见,输出电压基波幅值  $U_{1m}$  与各个脉冲宽度  $\delta_i$  具有正比关系。也就是说,调节正弦调制波幅值(三角载波幅值周期恒定),改变各个脉冲的宽度时,就实现了对逆变器输出电压基波幅值的平滑调节。这个结论是 SPWM 逆变器实现电压变换的重要

原理。

将式(4-56)和(4-59)代入式(4-64),则

$$\begin{aligned}
 U_{1m} &= \frac{4V_d}{\pi} \sum_{i=1}^N \left[ \sin \frac{2i-1}{2N} \pi \right] \frac{1}{2} \frac{\pi}{N} \frac{U_m}{V_d} \sin \frac{2i-1}{2N} \pi = \\
 &= \frac{2U_m}{N} \sum_{i=1}^N \sin^2 \left( \frac{2i-1}{2N} \pi \right) = \\
 &= \frac{2U_m}{N} \sum_{i=1}^N \left[ \frac{1}{2} (1 - \cos(2i-1) \frac{\pi}{N}) \right] = \\
 &= U_m \left[ 1 - \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \cos(2i-1) \frac{\pi}{N} \right]
 \end{aligned} \quad (4-65)$$

代数当中已经证明,三角函数有限和

$$\sum_{i=1}^N \cos \frac{(2i-1)}{N} \pi = 0$$

因此可得

$$U_{1m} = U_m \quad (4-66)$$

上式表明,逆变器输出电压基波幅值等于调制所要求的正弦波幅值,基波频率  $\omega_1$  与调制正弦波角频率是完全一致的。

当逆变器输出接  $R-L$  感性负载时,其基频阻抗为

$$Z_1 = R + \omega_1 L \quad (4-67)$$

由于电感  $L$  的滤波作用,在输出端可获得正弦电流。根据式(4-63)~(4-67),可求得输出基波电流为

$$i_{01}(t) = \frac{U_m}{Z_1} \sin(\omega_1 t - \varphi_1) \quad (4-68)$$

式中  $\varphi_1 = \tan^{-1}(\omega_1 L/R)$ ,  $\varphi_1$  为电流滞后电压的角度。

本节介绍的单相逆变电路,由于其运行工况为开关状态,功率器件上在短时间需承受较大的电压变化率  $\frac{dv}{dt}$  和电流变化率  $\frac{di}{dt}$ ,考虑到功率器件的安全工作区和装置可靠性,需要对每个功率器件及整体逆变桥并接尖峰电压和尖峰电流吸收网络(也可称其为缓冲电路或应力吸收电路)。由于吸收电路形式多、分析复杂,将作为

专题讨论。

### 4.3.3 单相逆变器输出谐波分析

根据式(4-42),可将单相方波逆变器输出电压改写为

$$u_o(t) = \frac{4V_d}{\pi} \left[ \sin\omega t + \frac{1}{3}\sin 3\omega t + \frac{1}{5}\sin 5\omega t + \frac{1}{7}\sin 7\omega t + \dots \right]$$

显然,输出电压中3次谐波幅值为基波幅值的33.3%,5次谐波幅值为基波幅值的20%。即便到11次谐波,其幅值仍为基波幅值的9%,这种分布规律对用电负载(尤其是电动机)极为不利。对于单相UPS,需要增大滤波电感滤除谐波分量,才能在输出端产生品质优良的正弦电压和电流波形。

式(4-63)以傅里叶级数形式表达的SPWM逆变器输出电压公式可以改写为

$$u_o(t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n\omega_1 t$$

当设计中 $N$ 值给定时,可由式(4-56)计算出 $\theta_i$ 。在 $V_d$ 和 $U_m$ 确立后,可由式(4-59)计算出 $\delta_i$ 。从而可以确定出 $N$ 个矩形脉冲的起点和终点相位。由式(4-62),可以求得各次谐波幅值,第 $n$ 次谐波幅值与基波电压的幅值之比为

$$\frac{b_n}{b_1} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^N \frac{\sin(n \frac{2i-1}{2N} \pi) \sin n \frac{\delta_i}{2}}{\sin(\frac{2i-1}{2N} \pi) \sin \frac{\delta_i}{2}} \quad (4-69)$$

数值计算表明,这种SPWM逆变技术能有效地消除 $2N-1$ 以下的低次谐波。例如,当正弦载波半周期脉冲个数为 $N=9$ 时,则可消除17次以下谐波。至于高于19次的谐波,由于阶次很高,在电机绕组中不可能形成大的谐波电流,对电机运行没有什么实际影响。作为单相正弦电压使用时,滤波电感的尺寸可大大缩小。

本节分析表明,采用自关断器件可简化主电路设计,从根本上消除换流电路。随着自关断器件的飞速发展,构成各种中大功率自关断逆变器已不成为问题。

从方波逆变器和脉宽调制逆变器谐波分析比较可见,SPWM 逆变器输出电压谐波分布规律与方波逆变器正好相反,前者有利于负载滤波,而后者对负载产生很大影响。后面的分析将表明,SPWM 逆变器在控制波形的生成上比方波信号要复杂一些。正是这种控制技术的进步,使静止 DC/AC 变换以其优良的性能进入了工业应用,逐步取代了方波逆变器。因此,本章将重点介绍基于 SPWM 原理的逆变技术及其各种工业应用系统。

#### 4.4 三相电压型逆变器

电压型逆变器的特点是输入端有硬特性的直流电压源,理论上该电压源具有零值戴维南阻抗。该直流电源的幅值可以是固定的或可变的。

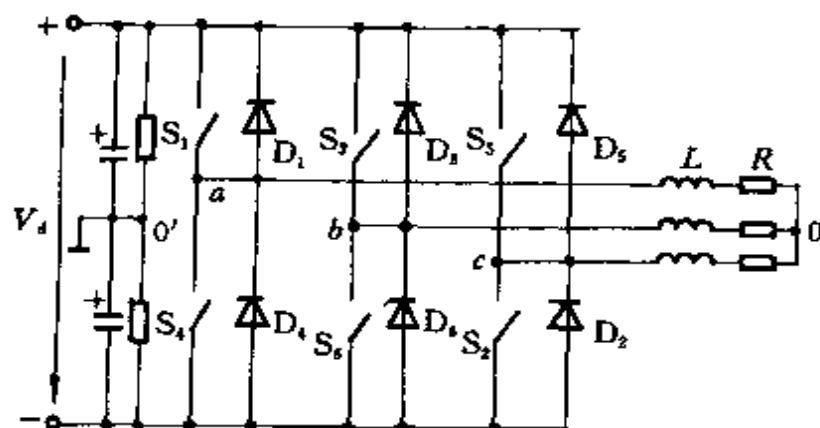


图 4-11 三相电压型逆变电路

图 4-11 所示为三相电压型逆变器的基本电路。图中示出了直流电压源的中性点,在大部分应用中并不需要该中性点。由于输入

端施加的是直流电压源,功率开关器件  $S_1 \sim S_6$  始终保持正向偏置。如果  $S_1 \sim S_6$  采用晶闸管,就必须附加某种形式的强迫换流电路,本书不打算详细展开。如果  $S_1 \sim S_6$  采用 GTO、GTR、IGBT、MOSFET 等自关断器件,无需任何换流电路,即可构成各种输出波形的三相逆变器。图中  $D_1 \sim D_6$  是与  $S_1 \sim S_6$  反并联的二极管,其作用是为感性负载提供续流回路,避免功率器件承受过高的瞬态电压。作为基本原理的分析,图中省略了与  $S_1 \sim S_6$  并联的应力吸收电路。图中  $L$  和  $R$  为负载相电感和相电阻。作为完整的逆变器,还应具有上电时序控制器件、保护元件、电压电流传感器等元件。这些将在逆变器设计一节中予以研究。

#### 4.4.1 三相电压型方波逆变器

在图 4-11 中,开关器件  $S_1 \sim S_6$  使用可关断晶闸管时,由于其开关频率较低,一般适宜作  $0 \sim 400 \text{ Hz}$  方波逆变。与其反并联的续流二极管,可以是普通整流二极管。在该电路中,当控制信号为三相互差  $120^\circ$  的方波信号时,可以控制每个 GTO 导通  $180^\circ$  ( $180^\circ$  导电型) 或  $120^\circ$  ( $120^\circ$  导电型)。相邻两个功率元件的导通时间互差  $60^\circ$ 。

##### 1. $180^\circ$ 导电型

$180^\circ$  导电型驱动脉冲波形如图 4-12 所示。当电路拓扑按图 4-11 确定时,各功率元件驱动波形相位按图 4-12 确定,驱动信号的幅值按所选 GTO 元件额定参数设计。由图可见,逆变桥中 3 个桥臂上部和下部开关元件以  $180^\circ$  间隔交替开通和关断,  $S_1 \sim S_6$  以  $60^\circ$  的相位差依次开通和关断,在逆变器输出端形成  $a, b, c$  三相电压。逆变输出电压波形与电路接法和“导通型”有关,但不受负载影响。

由图 4-11 可以看到,在  $0 < \omega t \leq \frac{\pi}{3}$  期间,开关器件  $S_1$  和  $S_6$

及  $S_6$  被施加正向驱动脉冲而导通。负载电流经  $S_1$  和  $S_5$  被送到  $a$  和  $c$  相绕组, 然后经  $b$  相负载和开关  $S_6$  流回电源。在  $\omega t = \frac{\pi}{3}$  时刻,  $S_5$  的驱动脉冲下降到零电平,  $S_5$  迅速关断, 由于感性负载电流不能突变,  $c$  相电流将经由与  $S_2$  反并联的二极管  $D_2$  提供,  $c$  相负载电压被钳位到零电位。其他两相电流通路不变。当  $S_5$  被完全关断时, 经联锁延迟时间  $\delta$ , 与  $S_5$  同一桥臂的下部元件  $S_2$  被施加正向驱动脉冲而导通。当  $D_2$  中续流结束时(续流时间取决于负载电感和电阻值),  $c$  相电流反向经  $S_2$  流回电源。此时负载电流由电源送出, 经  $S_1$  和  $a$  相负载, 然后分流到  $b$  和  $c$  相负载, 分别经  $S_6$  和  $S_2$  流回电源。

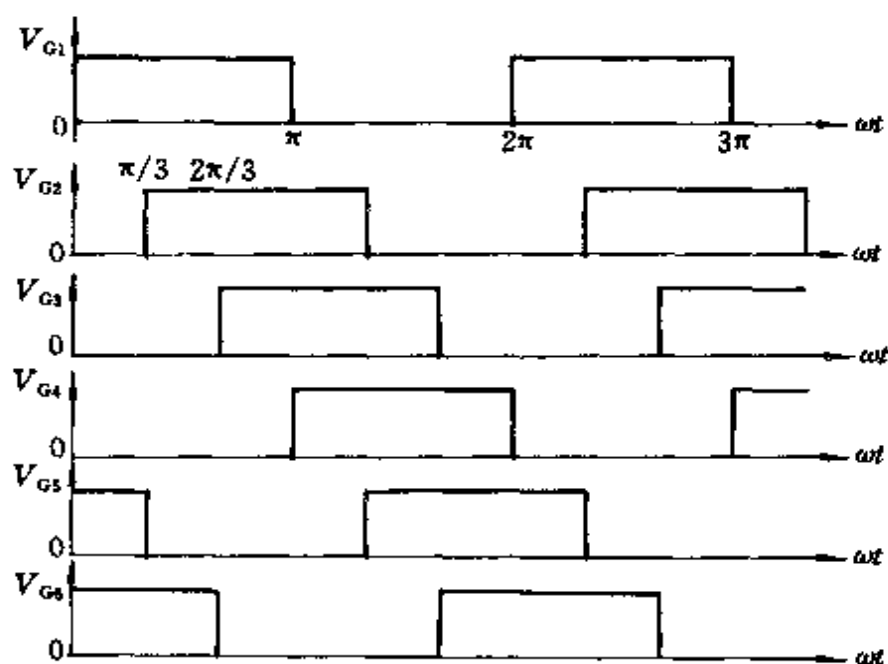


图 4-12 三相电压型方波逆变器驱动波形

在  $\omega t = 2\pi/3$  时刻,  $S_6$  的驱动脉冲由高电平下降到零使  $S_6$  关断,  $b$  相电流由  $D_3$  续流。  $S_6$  关断后经联锁延迟时间  $\delta$ , 同一桥臂上部元件  $S_3$  被施加正向驱动脉冲而导通。当续流结束时,  $b$  相电流改变方向由  $S_3$  流入  $b$  相负载。此时电流由电源送出, 经  $S_1$  和  $S_3$  及  $a$ 、 $b$  相负载汇流到  $c$  相。仿此, 可以分析整个周期中各管的运行工况。

由上述分析表明,理想情况下,每个开关元件和与其反并联的二极管承受的电压为直流电源电压  $V_d$ , 电流为各相负载电流。但是,由于线路分布电感和功率器件结电容及二极管的反向恢复特性,将在功率开关开通和关断期间形成尖峰电压和电流。严重时甚至会超过功率元件的极限值而导致损坏,其特点和抑制方法将在后面分析。此处主要侧重原理分析。

考虑到直流电源中性点与三相负载中点  $O$  联接,负载为星形联接,输出相电压如图 4-13 中(a)(b)(c)所示,相电压可以用傅里叶级数表示如下

$$\left. \begin{aligned} u_{a0} &= \frac{2V_d}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin n\omega t \quad n = 1, 3, 5, \dots \\ u_{b0} &= \frac{2V_d}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin n(\omega t - 120^\circ) \\ u_{c0} &= \frac{2V_d}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin n(\omega t + 120^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (4-70)$$

线电压

$$\left. \begin{aligned} u_{ab} &= u_{a0} - u_{b0} \\ u_{bc} &= u_{b0} - u_{c0} \\ u_{ca} &= u_{c0} - u_{a0} \end{aligned} \right\} \quad (4-71)$$

线电压的傅氏级数表达式为

$$u_{ab} = \frac{4V_d}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \cos \frac{n\pi}{6} \sin n(\omega t + \frac{\pi}{6}) \quad n = 1, 3, 5, \dots \quad (4-72)$$

$$u_{bc} = \frac{4V_d}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \cos \frac{n\pi}{6} \sin n(\omega t - \frac{\pi}{2}) \quad (4-73)$$

$$u_{ca} = \frac{4V_d}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \cos \frac{n\pi}{6} \sin n(\omega t - \frac{7}{6}\pi) \quad (4-74)$$

线电压基波有效值为

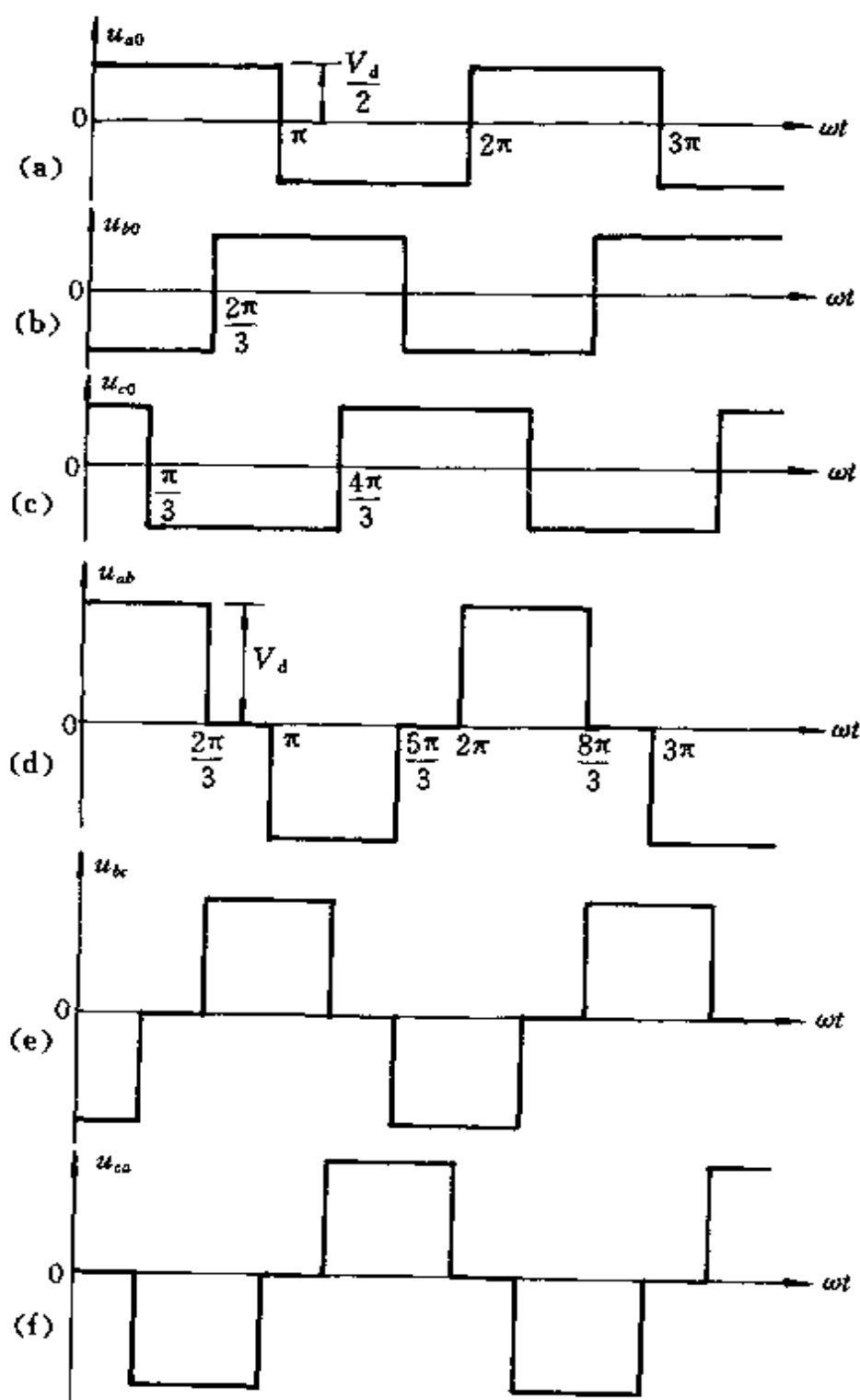


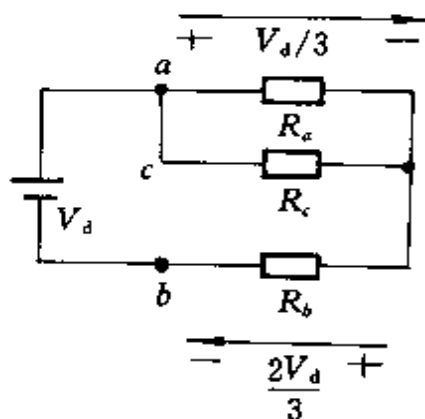
图 4-13 负载中点与直流电源中点联接时逆变器输出波形  
(三相负载星形接法)



$$U_{a_1b_1} = \frac{4V_d}{\pi} \frac{1}{\sqrt{2}} \cos \frac{\pi}{6} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_d \quad (4-75)$$

线电压平均值  $U_{a_1b_1(AV)} = \frac{2}{3}V_d$ , 有效值为  $\sqrt{\frac{2}{3}}V_d$ 。

如果负载采用 Y 形联接, 但 Y 形负载的中点 0 不与直流电源中点联接。在  $0 < \omega t \leq \frac{\pi}{3}$  区段, 开关元件  $S_1$ ,  $S_5$  和  $S_6$  导通, 其等效电路如图 4-14 所示, 图中假设了负载为阻性且三相负载平衡。由图可知, 在此期间 a 相负载和 c 相负载处于并联状态, 由于  $R_a = R_b = R_c = R$ , 所以 a 相和 c 相负载上电压为  $V_d/3$ , 而 b 相负载上电压为  $2V_d/3$ 。



同理可以分析出  $\frac{\pi}{3} < \omega t \leq \frac{2}{3}\pi$  期间 a 相负载上电压为  $2V_d/3$ , 而 b 和 c 相负载上电压为  $V_d/3$ ; 当  $\frac{2\pi}{3} < \omega t \leq \pi$  期间, a, b 相负载上电压为  $V_d/3$ , 而 c 相负载上电压为  $2V_d/3$ 。因此可作出中点不联接时输出 a 相电压波形如图 4-15 所示。b 和 c 相电压波形与此相同, 仅相位滞后  $120^\circ$  和  $240^\circ$ 。其合成线电压与图 4-13 中 (d)、(e)、(f) 完全相同。

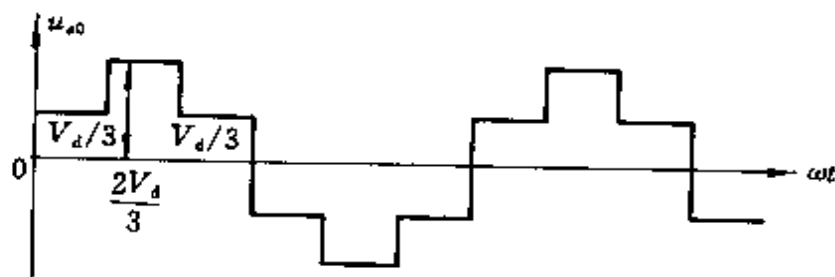


图 4-15 负载 Y 形联接、负载中点不与直流电源中点联接时 a 相电压波

当负载采用三角形联接时,不存在中性点问题,线电压和相电压相同。

### 2. 120° 导电型

采用 120° 导电型时,每个开关元件导通角度为 120°,  $S_1 \sim S_6$  依次以间隔 60° 导通。逆变桥中任意时刻只有两管导通,工作安全可靠,不会发生同一桥臂两元件直通现象。可以证明,此时输出相电压波形(负载 Y 形联接、中性点与直流电源中点联接)为 120° 方波,其幅值为  $V_d/2$ ,合成线电压波形与图 4-15 形状相同,不同的是其台阶分别为  $V_d/2$  和  $V_d$  (如果负载为  $L, R$  电感性负载,分析其波形的工作十分复杂)。相电压和线电压有效值分别为  $\frac{V_d}{\sqrt{6}}$  和  $\frac{V_d}{\sqrt{2}}$ ,比 180° 导电型有效值低。

### 3. 方波逆变器触发脉冲信号的产生

一种具有精确相移 120° 的三相方波信号发生器如图 4-16 所示。

图 4-16 中  $V_i$  为信号发生器输入信号,其波形是占空比为 50% 的方波。幅度可根据集成电路类型确定,当集成电路使用 TTL 时,方波幅度不能大于 5 V。为了与驱动电路及可关断晶闸管 GTO 电平匹配,可直接采用 COMS 集成电路。这种情况下输入信号幅度应不大于 15 V。输入信号  $V_i$  的频率是输出频率(逆变器输出电压频率)的 6 倍。图 4-16 中 IC1 ~ IC6 为 R-S 触发器,IC7 是单稳态多谐振荡器,IC8 和 IC9 是反相器,其余均为与非门电路。

输入信号频率由触发器 IC3 ~ IC6 进行 2, 4, 6 和 12 分频,触发器的输出经与非门电路产生三个相位差互为 120° 的输出信号  $V_a, V_b, V_c$ 。单稳态多谐振荡器是由最后一位触发器的  $\overline{Q}$  信号触发,单稳态多谐振荡器的  $\overline{Q}$  输出使触发器复位,就可以保证电路接正确的相位动作。

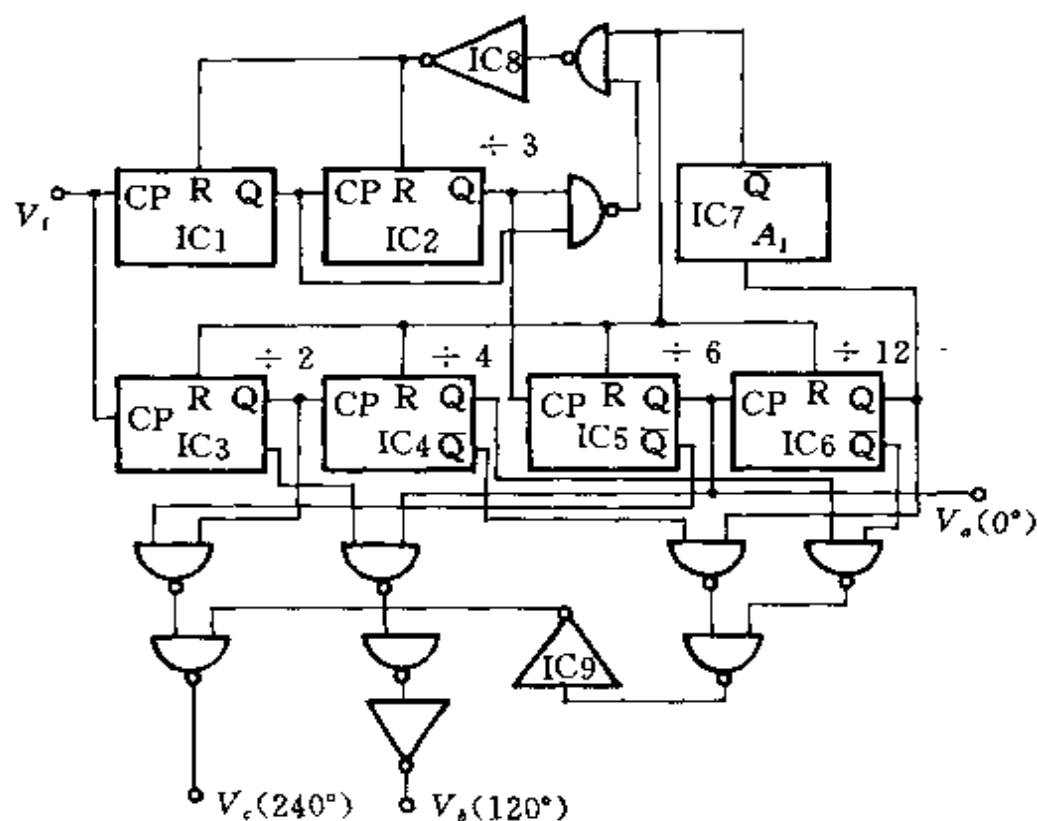


图 4-16 三相方波信号发生器

该电路的特点是逻辑电路可以提供—个精确的定时信号,与输入信号频率无关,从而允许输入信号在较宽的频带范围内连续变化,实现无级变频目的。由于输入信号频率确定了逆变器输出电压基波频率,所以,应根据不同的应用对象确定  $V_i$  的频率范围。

图 4-16 中  $V_a$ ,  $V_b$ ,  $V_c$  信号可直接送到图 4-11 中  $S_1$ ,  $S_3$  和  $S_5$  的驱动电路中。功率器件  $S_4$ ,  $S_6$ ,  $S_2$  的驱动信号直接由  $V_a$ ,  $V_b$ ,  $V_c$  反相产生,则可得到图 4-10 所示的电压型方波逆变器的驱动脉冲信号。

#### 4.4.2 三相电压型 SPWM 逆变器基本原理

在图 4-11 所示电路中,开关器件用 GTR、IGBT 及 MOSFET

等开关频率较高的功率器件。以  $a$  相桥臂为例, 在  $0 < \omega t \leq \pi$  期间, 对开关器件  $S_1$  施加图 4-9(b) 所示脉宽调制驱动波形, 开关器件  $S_4$  驱动信号为零。在  $\pi < \omega t \leq 2\pi$  期间, 对功率器件  $S_4$  施加图 4-9(c) 所示脉宽调制波形, 而  $S_1$  驱动信号为零。即将图 4-12 中 6 个功率器件驱动方波信号置换为每半周期  $N$  个脉冲宽度按正弦规律变化的系列方波信号, 即可构成三相电压型 SPWM 逆变器。与方波逆变器不同之点是, 在正弦波调制信号的半周期中, 方波逆变器是连续导通的, 而 SPWM 逆变器要分别导通和关断  $N$  次。

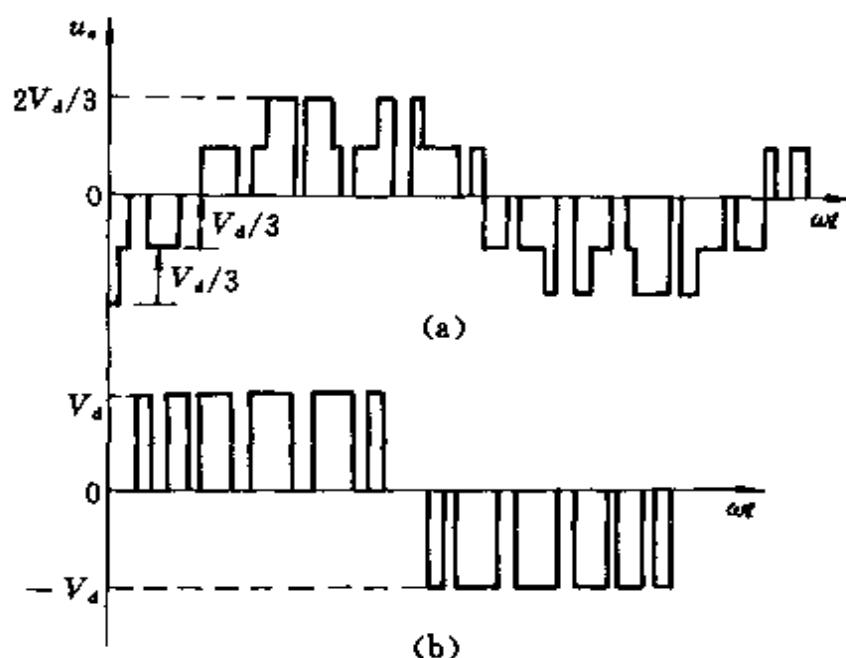


图 4-17 三相电压型 SPWM 输出电压

(a) 相电压 (b) 线电压

在图 4-11 逆变电路中, 假设三相负载按图所示为星形接法, 星型中点  $0$  不与直流电压源中点联接, 则逆变器输出相电压如图 4-17(a) 所示。相电压为带有槽口的阶梯波, 其槽口的宽度和系列脉冲的宽度均按正弦规律变化。线电压波形如图 4-17(b) 所示, 为分布在半个周期中的脉宽调制波, 其形状与驱动信号相同。线电压  $u_{ab}$  在相位上超前相电压  $u_a$   $30^\circ$ 。当采用三角波作为载

波、正弦波作为调制波时,由 4.2.2 中分析可知,输出线电压  $u_{ab}$  按图 4-17 所示相位,其傅里叶级数表达式与式(4-63)形式相同。

SPWM 逆变器分析设计是一个比较复杂的过程,本章后面将对涉及逆变器设计的大部分问题进行专题讨论,最后得到一个完整的系统设计概念。

## 4.5 SPWM 波形调制理论

由前两节对方波逆变器和 SPWM 逆变器的分析比较可见,方波逆变器当然可以方便地调整输出电压频率,但输出电压幅度在逆变环节中无法调节。过去惯用的作法是直流电源环节采用晶闸管相控整流器调压,由逆变器实现调频。这种配置控制系统复杂;相控整流随输出功率降低功率因数变差,并产生高次谐波电流;逆变输出电压中谐波严重,影响用电负载工作性能。为了克服上述缺点,各国学者开始致力于寻求新的 DC/AC 变换原理。

1964 年,德国学者 A. Schonung 和 H. Stemmler 在《BBC 评论》上发表了“Static Frequency Changer with Subharmonics Control Conjunction with Reversible Variable Speed AC Drives”一文,率先提出了脉宽调制的思想。把通讯系统中的调制技术应用于交流传动中,产生了正弦波脉宽调制(SPWM)变频变压的思想,从而为 DC/AC 变换电路研究开创了新的领域。这种技术构成的 SPWM 逆变器,从根本上解决了方波逆变器存在的问题。30 多年来,该技术一直是功率电子学研究的热点,并在工业应用领域产生了极大的经济效益。在技术实现上,从模拟电路发展到全数字化方案。在调制原理上提出了自然采样、规则采样、等面积算法、消除有限次谐波的优化调制方法等。为了适应交流异步电机变频调速应用,提出了电压正弦波调制、磁通正弦调制和电流正弦调制算法。为了降低开关损耗(即不采用高开关频率)前提下获得优良的

输出波形,提出了消除有限次谐波的算法、效率最优的和转矩脉动最小的 PWM。为了消除音频噪声、消除低次谐波及提高系统稳定性,又提出了各种随机 PWM 技术。到目前为止,对这一技术仍有新的方案不断提出,充分体现出其强大的生命力。本节将对主要的应用广泛的调制理论作一介绍。

### 4.5.1 术语和定义

尽管已经报导的 SPWM 调制方法繁多,文献丰富,但在术语与定义上仍有混乱的现象。试对这些概念作一些清理,有助于对各种调制方法的迅速领会和熟练应用。

#### 1. PWM、SPWM 和 SVPWM

PWM 是英文 Pulse Width Modulation(脉冲宽度调制)的缩写,该名词既没有定义载波信号,又没有定义调制信号,而是一种抽样方法的总称。调制的目的是将连续信号经采样形成能代表原信号的离散脉冲(或冲击函数),以便于传送、发射、功率放大及各种变换。一般说来,PWM 信号经输出端加适当的滤波器可以恢复出原调制波信号。

随着该技术在功率电子学中的推广,采用正弦波(电压或电流)作为调制波信号,人们提出了 SPWM 一词。有的文献中仍将 SPWM 与 PWM 在同一文章中混用,这在实质上是没有什么差别的。SVPWM 是指磁通正弦脉冲宽度调制,它是从电动机控制角度出发,着眼于如何使电机获得幅值恒定的圆形磁场(即正弦磁通)。以实际磁通与理想磁通比较产生控制逆变器的开关信号,模型简单,调速性能好。

#### 2. 调制与控制

SPWM 仅是产生逆变器驱动信号的一种调制方法,本身并不包括确定负载性能的控制策略。原则上可将信号调制与控制策略作为两部分处理。但对 SVPWM 来说,调制与控制已互相渗透、互

相依赖。

### 3. 单沿调制与双沿调制

单沿调制是指 SPWM 波形的前沿(或后沿)在时间相位上是固定的,只有一侧(后沿或前沿)随调制信号幅度的变化而变化。例如载波信号采用锯齿波时即为单沿调制。如果用三角波取代锯齿波将同时产生前后沿调制。后边将要分析的自然采样和规则采样均为双沿调制。也可以采用数字电路直接实现双沿调制的 SPWM 波形。例如人们熟知的用于产生三相 SPWM 波形的大规模集成电路 HEF4752 即采用了下述介绍的双沿调制原理。

双沿 SPWM 波形调制原理如图 4-18 所示。图中载波信号  $V_c$  为交变方波,其周期为  $T_c$ ,过零角分别为  $\alpha_1, \alpha_2, \dots$ ,被调制后的  $a$  相调制信号  $V_a$  如图 4-18(b) 所示,其过零角分别为  $\beta_1, \beta_2, \dots$

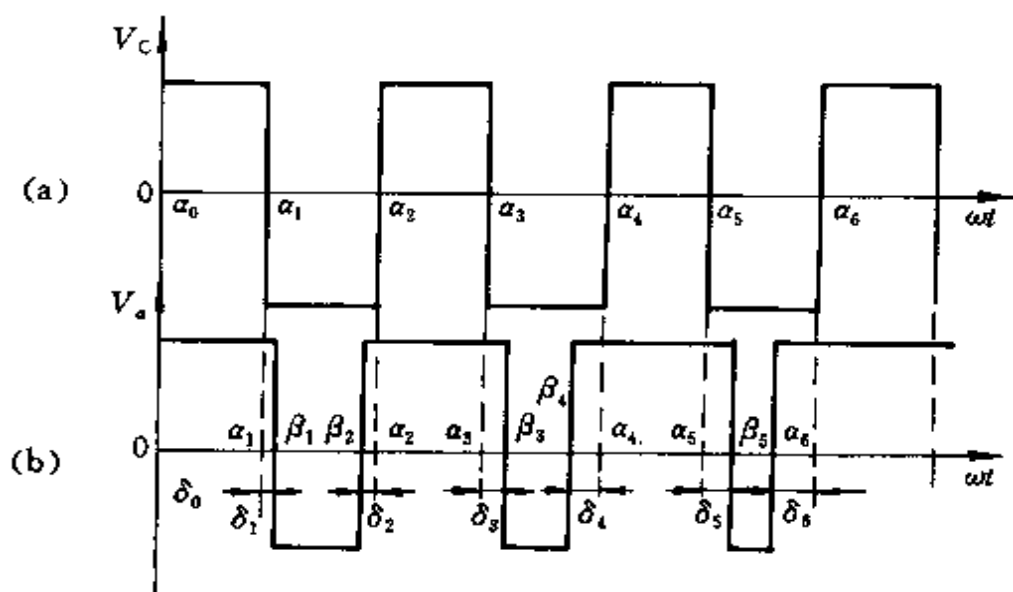


图 4-18 数字电路实现的 SPWM 双沿调制原理

由图 4-18 可知

$$\beta_i = \begin{cases} \alpha_i + \delta_i & (i = 2n + 1, n = 1, 2, \dots, 2N) \\ \alpha_i - \delta_i & (i = 2n, n = 0, 1, 2, \dots, 2N) \end{cases} \quad (4-76)$$

式中  $\delta_i = \delta_0 \sin \alpha_i = \delta_0 \sin \omega_0 t_i$  (4-77)

$$\omega_0 = 2\pi f \quad (4-78)$$

$$N = f_c / f \quad (4-79)$$

上述公式中  $f$  为正弦调制波频率(即输出电压的基波频率)。 $f_c$  为载波频率(方波频率)。 $\alpha_i$  是载波  $V_c$  的第  $i$  个过零角; $\beta_i$  是调制输出波形(SPWM)的第  $i$  个过零角。 $\delta_0$  是随控制频率  $f_{\text{VCT}}$  而变,而控制频率  $f_{\text{VCT}}$  由控制电压经压控振荡器产生。上式中  $N$  为载波比。

由图4-18可以看出, $a$ 相控制信号是由载波信号  $V_c$  经双沿调制而产生的。在  $N$  值和  $f_{\text{VCT}}$  确定后, $f_{\text{VCT}}$  经计数器按预定的规律确定一个周期中调制量  $\delta$  的变化规律。输出基波频率需加入一个频率时钟信号,经计数器同时加入到译码器中经逻辑分配后送到输出级。这种电路一般较为复杂,只能集成为大规模电路芯片。

#### 4. 单极性与双极性

逆变器同一相桥臂上部开关元件和下部开关元件在调制波(输出电压基波)半周期内有一管多次开通关断的调制方式称为单极性调制。在半周期中上下部开关元件互补开通的调制方式称为双极性调制。有的文献也称其为单极式或双极式 SPWM。

#### 5. 调制系数

定义调制正弦波幅值  $u_{\text{rm}}$  与载波信号峰值  $u_{\text{cm}}$  之比

$$\lambda = \frac{u_{\text{rm}}}{V_{\text{cm}}} \quad (4-80)$$

$\lambda$  为调制比。理想情况下  $\lambda$  可在  $0 \sim 1$  之间变化,以调节输出基波电压的幅值。工程上为了保证功率开关器件的安全,必须对调制产生的 SPWM 波形有最小脉宽和最小间隙的限制,在后面的工程设计中将详细分析。因此, $\lambda$  总是小于 1 的。在加入 3 次谐波的调制方法



中,  $\lambda$  可以大于 1。有的文献中也称调制系数  $\lambda$  为调制比或调制度。

#### 6. 同步调制、异步调制和分段同步调制

定义载波频率与 SPWM 波频率同步变化的调制方式为同步调制。在该方式中, 载波比  $N$  为常数, 逆变器输出半周内矩形脉冲数固定不变。如果  $N$  为 3 的倍数, 则能保证逆变器输出波形正负半波始终对称, 并能严格保证三相输出波形相互具有  $120^\circ$  的相位差。这种方式的主要缺点是随着输出频率降低, 相邻脉冲之间的间距增大, 谐波会显著增加。

定义载波频率恒定、载波比  $N$  随调制正弦波频率降低而增大的调制方式为异步调制。这种调制方式可提高逆变器输出电压低频品质, 减少谐波成分。但是, 当载波比随着输出频率降低而连续变化时, 必然使逆变器输出电压的波形和相位都发生变化, 很难保证三相之间严格的相位关系。可能产生三相基波电压合成后的零序电压和零序电流(即三相不平衡)。

为了克服上述缺点, 通常都采用分段同步调制的方法, 即把逆变电路的输出频率范围划分为若干个频段, 每个频段内部都保持载波比  $N$  为恒定, 不同频段的载波比不同。在输出频率的高频段采用较低的载波比, 以使载波频率不致过高, 在功率开关器件所允许的频率范围内。在输出频率的低频采用较高的载波比, 以使载波频率不致过低而对负载产生不利影响。各频段的载波比应该都取 3 的整数倍且为奇数。

图 4-19 给出了分段同步调制的一个例子, 各频段的载波比标在图中。在不同的频率段内, 载波频率的变化范围基本一致。

同步调制方式比异步调制方式复杂一些, 但使用微机控制时较易实现。

分段同步调制时应根据载波比  $N$  认真设计。为使逆变输出波形尽量接近正弦波, 应尽可能增大载波比, 从限制功率器件开关频率、减小开关损耗的角度看,  $N$  又不能选得太大, 往往需在二者之

间折衷。

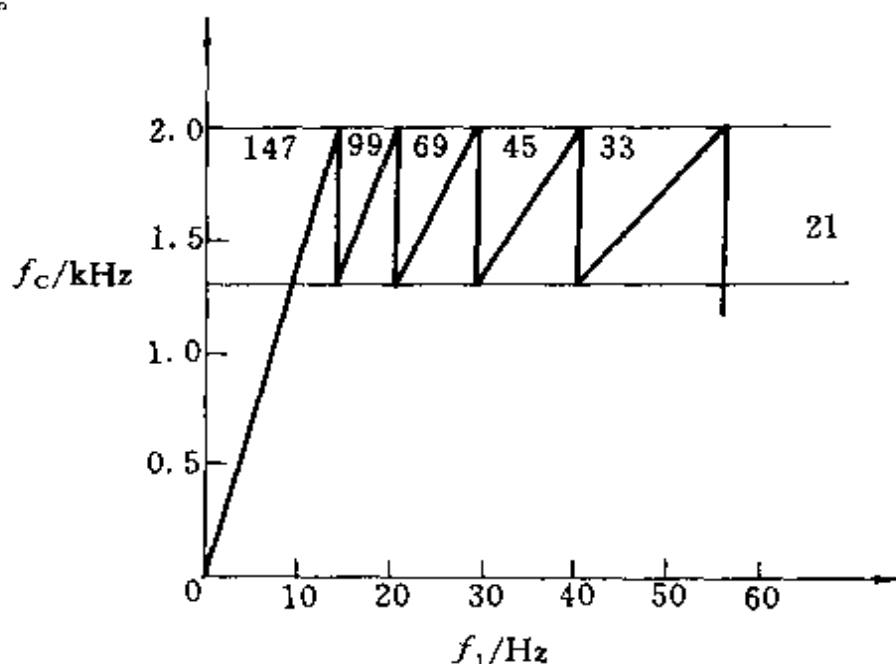


图 4-19 分段同步调制方式举例

#### 4.5.2 电压正弦 SPWM 基本调制方法

在 4.2.2 中,已经分析了以三角波作为载波、正弦波作为调制波的单极性 SPWM 调制原理,给出了单相运行时输出电压波形。三角波和正弦波可以用模拟电路产生。然而,用模拟电路产生调幅调频的正弦波是非常复杂的。为此可采用分频器和开关电容滤波器或直接用微机产生调制信号。如果将三角波换成锯齿波,也可得到单沿调制的单极性 SPWM 波形。本节将介绍电压正弦 SPWM 其他调制方法。

##### 1. 双极性调制及逆变器输出电压

图 4-20 给出了采用三角波作为载波,其峰峰值为  $2V_c$ ,即以等腰点为中性线、幅值为正负  $V_c$  的对称三角波。图中  $u_m \sin \omega t$  为  $a$  相输出电压基波。当采用图 4-11 所示三相逆变器拓扑,中性点  $O$  与直流电压中点相连时,其工作原理分析如下:

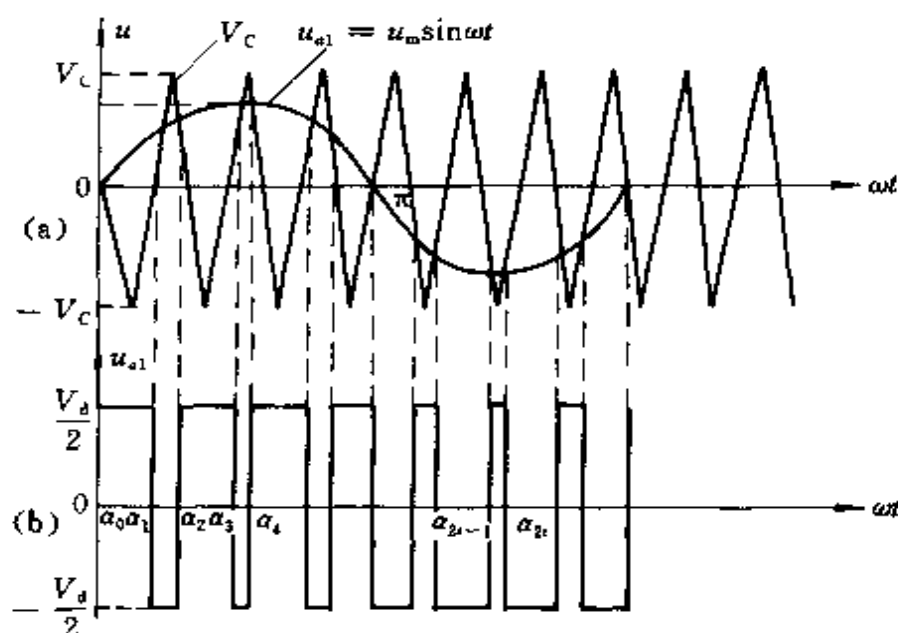


图 4-20 双极性 SPWM 调制

在  $\alpha_0 < \omega t \leq \alpha_1$  区间,  $a$  相桥臂的上部元件  $S_1$  导通, 在  $a$  相绕组上施加的相电压为幅值  $V_d/2$ , 宽度为  $\alpha_1 \sim \alpha_0$  的方波。 $\alpha_1$  时刻  $S_1$  关断, 下部功率元件  $S_4$  导通,  $a$  相绕组上施加的相电压为幅值  $-V_d/2$ , 宽度为  $\alpha_2 - \alpha_1$  的方波。在调制正弦波半周期 ( $0 < \omega t \leq \pi$ ) 中,  $S_1$  和  $S_4$  分别导通和关断  $N/2$  次。其中载波比  $N$  被定义为

$$N = \frac{f_c}{f} \quad (4-81)$$

式中  $f_c$  为三角波频率;  $f$  为输出基波频率。 $S_1$  和  $S_4$  的交替互补通断, 形成的输出  $a$  相电压如图 4-20(b) 所示。

由图 4-20(a) 可见, 当正弦电压  $u_{a1} = u_m \sin \omega t$  瞬时值大于三角波瞬时值时, 功率元件  $S_1$  导通而  $S_4$  阻断, 反之亦然。为了调节输出电压频率(基波频率), 只需要调节调制波频率。为了调节输出电压幅度, 只需调节调制波的幅度。这里必须注意, 输出  $a$  相电压基波  $u_{a1}$  虽然和调制正弦波  $u_r$  具有相同的形状和频率, 但其幅度却不相等, 其幅度之比为

$$K = \frac{u_m}{u_{rm}} \quad (4-82)$$

式中  $u_{rm}$  为调制正弦波幅值; 比值  $K$  为功率开关放大器(逆变器)的电压放大倍数。按照式(4-80)对调制系数  $\lambda$  的定义知, 在载波比  $N$  确定后, 每半周脉冲个数随之确定, 基准正弦调制波与三角波的交点时刻  $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{2i-1}, \alpha_{2i}, \dots$ , 随调制系数  $\lambda$  变化。从而使输出脉宽随  $\lambda$  变化, 达到了输出电压幅值调节的目的。

取  $N$  为奇数, 则输出电压基波半周内脉冲电压个数  $i = (N-1)/2$ 。根据图 4-20(b) 所示波形, 可知逆变输出  $a$  相电压为奇函数, 即

$$u_a(t) = \sum_{n=1}^{\infty} U_{nm} \sin n\omega t \quad (4-83)$$

$$\text{式中 } U_{nm} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} u_a(t) \sin n\omega t d(\omega t)$$

图 4-20(a) 中  $u_a(t)$  可以看作是一个幅值为  $V_d/2$  的矩形波加上一个幅值为  $2 \times V_d/2$  的负脉冲列, 该脉冲列的起点和终点分别是  $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{2i-1}, \alpha_{2i}$ , 因此

$$\begin{aligned} U_{nm} = & \frac{2}{\pi} \left[ \int_0^{\pi} \frac{V_d}{2} \sin n\omega t d(\omega t) - \right. \\ & \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} 2 \times \frac{V_d}{2} \sin n\omega t d(\omega t) - \\ & \int_{\alpha_3}^{\alpha_4} 2 \times \frac{V_d}{2} \sin n\omega t d(\omega t) - \dots - \\ & \left. \int_{\alpha_{2i-1}}^{\alpha_{2i}} 2 \times \frac{V_d}{2} \sin n\omega t d(\omega t) \right] = \\ & \frac{2V_d}{n\pi} \left[ 1 - \sum_{j=1}^i (\cos n\alpha_{2j-1} - \cos n\alpha_{2j}) \right] \quad (4-84) \end{aligned}$$

则  $a$  相电压为

$$u_a(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2V_d}{n\pi} \left[ 1 - \sum_{j=1}^i (\cos n\alpha_{2j-1} - \cos n\alpha_{2j}) \right] \sin n\omega t \quad (4-85)$$

式中  $n = 1, 3, 5, \dots, i = (N-1)/2$ , 基波电压  $u_{a1}$  为

$$u_{a1} = \frac{2V_d}{\pi} \left[ 1 - \sum_{j=1}^i (\cos \alpha_{2j-1} - \cos \alpha_{2j}) \right] \sin \omega t \quad (4-86)$$

下面对这种调制波进行谐波分析。

图 4-21 是三角波载波  $V_c$ , 正弦调制波  $u_r$  和 PWM 输出波  $u_a$  的关系图, 图中以三角波两个负峰值之间为一个载波周期  $2\pi$ , 取该周期中点, 即三角波正峰值时刻为  $\omega t$  轴的零点。设在该周期内  $u_r$  和  $V_c$  的交点时刻分别为  $\theta_1$  和  $\theta_2$ , 则 PWM 输出波  $u_a$  可表示为

$$u_a = \begin{cases} \frac{V_d}{2} & \omega_c t \leq \theta_1 \text{ 或 } \omega_c t \geq \theta_2 \\ -\frac{V_d}{2} & \theta_1 < \omega_c t < \theta_2 \end{cases} \quad (4-87)$$

把  $u_a/V_d$  展开成傅氏级数得

$$\frac{u_a}{V_d} = \frac{1}{2} a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos \omega_c t + b_n \sin \omega_c t) \quad (4-88)$$

式中

$$\left. \begin{aligned} a_n &= \frac{1}{n} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{u_a}{V_d} \cos \omega_c t d\omega_c t \quad (n = 0, 1, 2, \dots) \\ b_n &= \frac{1}{n} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{u_a}{V_d} \sin \omega_c t d\omega_c t \quad (n = 1, 2, \dots) \end{aligned} \right\} \quad (4-89)$$

将式(4-87)代入式(4-89)可得

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= \frac{2}{\pi} (\pi + \theta_1 - \theta_2) \\ a_n &= \frac{2}{n\pi} (\sin n\theta_1 - \sin n\theta_2) \quad n = 1, 2, \dots \\ b_n &= \frac{2}{n\pi} (-\cos n\theta_1 + \cos n\theta_2) \quad n = 1, 2, \dots \end{aligned} \right\} \quad (4-90)$$

式(4-90)中的  $\theta_1$  和  $\theta_2$  在三角载波各周期中是不同的, 为了求出  $\theta_1$  和  $\theta_2$  的一般表达式, 设正弦调制电压  $u_r$  的一般表达式为

$$u_r = \lambda \sin \omega t \quad (4-91)$$

由于根据式(4-80)  $\lambda = V_{rm}/V_{cm}$ ,  $V_{rm} = \lambda V_{cm}$ , 在此处分析时取  $V_{cm} = 1$ , 因此, 调制正弦波幅值  $\lambda = V_{rm}$ 。

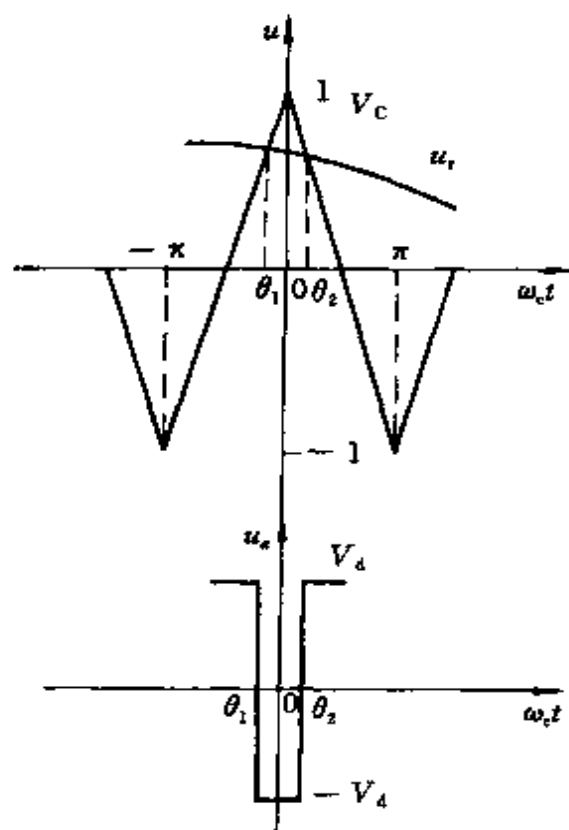


图 4-21 载波、调制波和 SPWM 输出波的关系

根据图 4-21, 三角载波表达式为

$$V_c = \begin{cases} 1 + \frac{2}{\pi} \omega_c t & -\pi \leq \omega_c t < 0 \\ -1 - \frac{2}{\pi} \omega_c t & 0 \leq \omega_c t < \pi \end{cases} \quad (4-92)$$

由于  $\theta_1$  和  $\theta_2$  是三角波与调制波瞬时值相等处(两函数交点处  $V_c = u_r$  时)的  $\omega_c t$  值, 因此由式(4-91)和式(4-92)可得

$$\left. \begin{aligned} \theta_1 &= \frac{\pi}{2} [\lambda \sin \omega t - 1] \\ \theta_2 &= -\frac{\pi}{2} [\lambda \sin \omega t - 1] \end{aligned} \right\} \quad (4-93)$$

把上式代入式(4-90)中可得

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= 2\lambda \sin \omega t \\ a_n &= \frac{4}{n\pi} \sin \left[ \frac{n\pi}{2} (\lambda \sin \omega t - 1) \right] \\ b_n &= 0 \quad (n = 1, 2, \dots) \end{aligned} \right\} \quad (4-94)$$

将式(4-94)代入(4-88)得

$$\frac{u_a}{V_d/2} = \lambda \sin \omega t + \sum_{n=1}^{\infty} \left[ \frac{4}{n\pi} (\lambda \sin \omega t - 1) \right] \cos n\omega_c t \quad (4-95)$$

式(4-95)中的第一项即为 SPWM 输出波形中的基波分量,第二项为谐波,  $\omega_c$  为载波对应的圆频率。

在三相桥式 SPWM 逆变器中,各相输出端对直流电源中点的电压波形完全相同,只是相位上互差  $120^\circ$ ,设  $a$  相和  $b$  相输出端相对直流电源中性点(Y 形接法三相负载中点与直流电源中点相联接)的相电压基波分量分别为  $u_{a01}$  和  $u_{b01}$ ,则

$$\frac{u_{a01}}{V_d/2} = \lambda \sin \omega t$$

$$\frac{u_{b01}}{V_d/2} = \lambda \sin(\omega t - 120^\circ)$$

则输出线电压基波分量

$$u_{ab1} = u_{a01} - u_{b01} = \sqrt{3} \times \frac{V_d}{2} \lambda \sin(\omega t + 30^\circ) \quad (4-96)$$

由式(4-96)可以看到,当调制系数  $\lambda = 1$  时,输出线电压基波最大幅值为  $(\sqrt{3}/2)V_d$ ,即直流电压的利用率仅 0.866。对三相 380 V 交流电机变频调速应用,无法达到额定功率。

## 2. 自然采样法

按照 SPWM 控制的基本原理,在正弦波和三角波的自然交点时刻控制功率开关器件的通断,这种生成 SPWM 波形的方法称为自然采样法。正弦波不同相位角时其值不同,因而与三角波相交所

得的脉冲宽度也不同。另外,当正弦波频率变化或幅值变化时,各脉冲的宽度也相应变化,要准确生成 SPWM 波形,就应准确地算出正弦波和三角波的交点。

图 4-22 中取三角波的相邻两个正峰值之间为一个周期,为了简化计算,可设三角波峰值为标么值 1,正弦调制波为  $u_r = \lambda \sin \omega t$ , 式中  $\lambda$  为调制系数,  $0 \leq \lambda \leq 1$ ;  $\omega$  为正弦调制信号的角频率。从图 4-22 可以看出,在三角波载波的一个周期  $T_c$  内,其下降段和上升段各和正弦调制波有一个交点,图中的交点分别为  $A$  和  $B$ 。这里以正弦波上升段的过零为时间起始点,并设  $A$  和  $B$  所对应的时刻分别为  $t_A$  和  $t_B$ 。

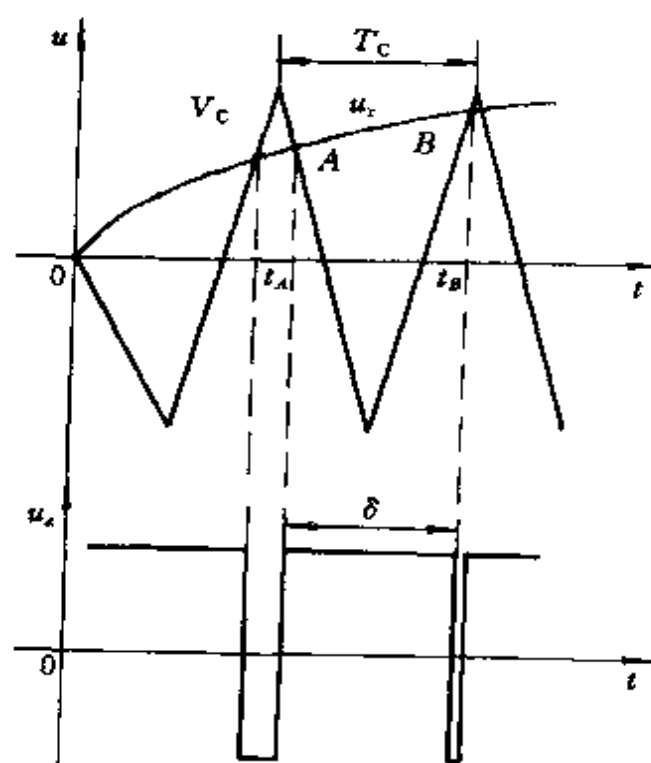


图 4-22 生成 SPWM 的自然采样法

在同步调制方法中,如图 4-22 所示,使正弦调制波上升段的过零点和三角波下降段过零点重合并把该时刻作为坐标原点 ( $\omega t = 0$ )。同时,把该点所在的三角波周期作为正弦调制波内的第一个三角波周期,则第  $n$  个周期的三角波方程可表示如下:



$$V_c = \begin{cases} 1 - \frac{4}{T_c} [t - (n - \frac{5}{4})T_c] & (n - \frac{5}{4})T_c \leq T < (n - \frac{3}{4})T_c \\ -1 + \frac{4}{T_c} [t - (n - \frac{3}{4})T_c] & (n - \frac{3}{4})T_c \leq T < (n - \frac{1}{4})T_c \end{cases} \quad (4-97)$$

正弦调制波和第  $n$  个周期三角波的交点时刻  $t_A$  和  $t_B$  可分别按下式求得:

$$1 - \frac{4}{T_c} [t_A - (n - \frac{5}{4})T_c] = \lambda \sin \omega t_A \quad (4-98)$$

$$-1 + \frac{4}{T_c} [t_B - (n - \frac{3}{4})T_c] = \lambda \sin \omega t_B \quad (4-99)$$

在三角波周期  $T_c$ 、调制系数  $\lambda$  和调制波角频率  $\omega$  给定后,即可由上式求得交点时刻  $t_A$  和  $t_B$ ,则第  $n$  个三角波周期对应的脉冲宽度为

$$\delta = t_B - t_A \quad (4-100)$$

在式(4-98)和式(4-99)中, $t_A$ 、 $t_B$  为未知数,因而求解这两个超越方程是非常困难的,这是由于两波形交点的任意性造成的。这种方法在工程上直接应用不多,主要是因为要花费较多机时难于在实时控制中在线计算。

### 3. 规则采样法

自然采样法是最基本的 SPWM 波形生成法,它以 SPWM 控制的基本原理为出发点,可以准确地计算出各功率开关器件的通断时刻,所得的波形很接近正弦波,但是这种方法计算量过大,因而在工程上实际使用并不多。规则采样法是一种应用较广的工程实用方法,它的效果接近自然采样法,但计算量却比自然采样法小得多。图 4-23(a)说明采用锯齿波作为载波的规则采样法。由于锯齿

齿波的一条边是垂直的,因而它和正弦调制波的交点时刻是确定的,所需计算的只是锯齿波斜边和正弦调制波的交点时刻,如图4-23(b)中的 $t_A$ ,这样就使计算量明显减少。

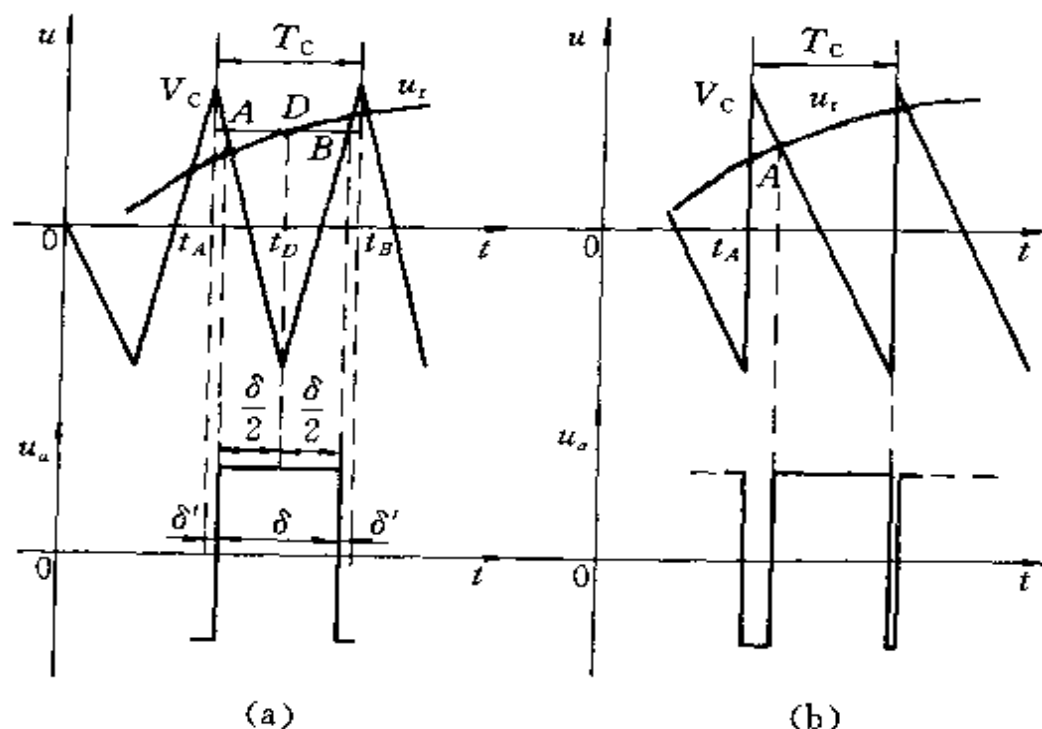


图 4-23 分别采用锯齿波和三角波作载波的规则采样法

锯齿波是非对称的波形,用锯齿波作为载波时只控制脉冲的上升或下降时刻中的一个,这种调制方式称为单边调制,而用三角波作为载波信号时称为双边调制。单边调制比双边调制计算量小,但其输出波形中会有偶次谐波,总的谐波分量也比双边调制时大。

在自然采样法中,每个脉冲的中点并不和三角波中点(即负峰点)重合,规则采样法使两者重合,即使每个脉冲的中点都以相应的三角波中点为对称,这样就使计算大为简化。图4-23(a)是这种方法的示意图。如图所示,在三角波的负峰时刻 $t_D$ 对正弦调制波采样而得到D点,过D点作一水平直线和三角波分别交于A点和

$B$ 点,在 $A$ 点的时刻 $t_A$ 和 $B$ 点的时刻 $t_B$ 控制功率开关器件的通断。可以看出,用这种规则采样法所得到的脉冲宽度 $\delta$ 和用自然采样法所得到的脉冲宽度非常接近。

从图4-23(a)可得如下几何关系:

$$\frac{1 + \lambda \sin \omega t_D}{\delta/2} = \frac{2}{T_c/2}$$

因此可得

$$\delta = \frac{T_c}{2}(1 + \lambda \sin \omega t_D) \quad (4-101)$$

在三角波一周期内,脉冲两边的间隙宽度 $\delta'$ 为

$$\delta' = \frac{1}{2}(T_c - \delta) = \frac{T_c}{4}(1 - \lambda \sin \omega t_D) \quad (4-102)$$

对于三相桥式逆变电路,应该形成三相SPWM波形,通常三角载波是三相公用的,三相正弦调制波依次相差 $120^\circ$ 相位。设在同一三角波周期内三相的脉冲宽度分别为 $\delta_a, \delta_b, \delta_c$ ,其间隙宽度分别为 $\delta'_a, \delta'_b, \delta'_c$ ,由于在同一时刻三相正弦调制波电压之和为零,故由式(4-101)有

$$\delta_a + \delta_b + \delta_c = \frac{3}{2}T_c \quad (4-103)$$

同理,由式(4-102)有

$$\delta'_a + \delta'_b + \delta'_c = \frac{3}{4}T_c \quad (4-104)$$

利用式(4-103)和式(4-104)可简化生成三相SPWM波形的计算量。实际上,三相SPWM波形之间有严格的互差 $120^\circ$ 的相位关系,只需计算出一相波形或调制波半个周期的波形,采用移相的方法可得到所有三相SPWM波。采用这种方法时,需要在单片机外围设置临时存放数据的缓冲器。

#### 4. 消除有限次谐波的SPWM调制方法

采用图4-24所示的单极性调制方法,如果半周期脉冲个数太

少,则前述的各种调制方法输出波形都会有大量谐波。对于 GTO 这样的大功率低频可关断器件,发挥不出 PWM 方式运行的优点。为了构造低开关频率、优良输出性能的逆变器,可采用下面介绍的有限次谐波消去法。

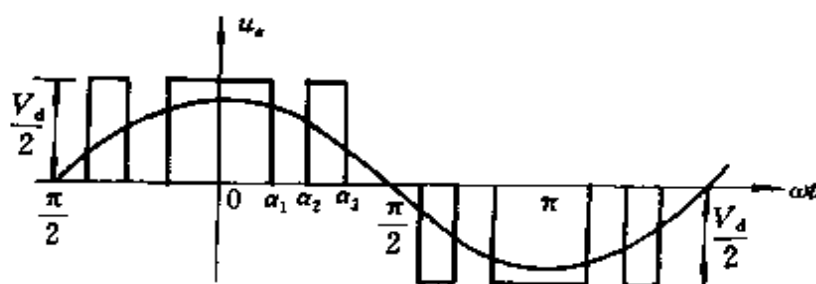


图 4-24 单极性调制输出电压

图 4-24 为三相单极性 SPWM 逆变器输出  $a$  相电压波形。假定半个周期内仅有 3 个矩形脉冲,适当的选取脉冲相位角  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  和  $\alpha_3$ ,可以消除 5 次及 7 次谐波。根据图 4-24 所取时间坐标原点,傅里叶级数形式表示的  $a$  相输出电压为

$$u_a(t) = \frac{2V_d}{n\pi} [\sin(n\alpha_1) - \sin(n\alpha_2) + \sin(n\alpha_3)] \cos n\omega t \quad (4-105)$$

式中  $n = 1, 3, 5, 7, \dots$ 。由于上式是在三相 Y 型接法有中线情况下推出的,负载线电压及电流中含 3 次及  $3n$  次谐波。因此对运行影响最严重的是 3 和 5 次谐波。如果要求逆变器输出基波最大值为  $u_{a1m}$  要求消除 3 次及 5 次谐波,由式(4-105)可得

$$u_{a1m} = \frac{2V_d}{\pi} (\sin\alpha_1 - \sin\alpha_2 + \sin\alpha_3)$$

$$u_{a3m} = \frac{2V_d}{5\pi} (\sin 3\alpha_1 - \sin 3\alpha_2 + \sin 3\alpha_3) = 0$$

$$U_{a5m} = \frac{2V_d}{7\pi} (\sin 5\alpha_1 - \sin 5\alpha_2 + \sin 5\alpha_3) = 0$$

求解上述方程确立  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$  的相位, 即可消去 3 次及 5 次谐波。假定输出电压半周期有 9 个脉冲, 则可根据求 (4-105) 列出 9 个平衡方程。除确立所需基波幅值的方程外, 可同时消去 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15 次谐波。

但是必须注意到, 一组开关角只对应一个基波幅值, 在频率电压协调控制时, 其计算量也是非常大的。如果负载要求的基波电压幅值恒定(或变化不大), 这种方法还具有很大的优点。可采用输出功率大的 GTO 构成低开关频率 SPWM 逆变器, 其开关损耗也比较小。

采用图 4-25 所示的双极性调制时, 输出  $a$  相电压  $u_a$  的傅里叶级数形式为

$$u_a = \frac{2V_d}{n\pi} \left[ 1 - 2 \sum_{i=1}^n (-1)^i \cos n\alpha_i \right] \quad (4-106)$$

利用式 (4-106), 对于负载 Y 形接法且中线与直流电源中点相连接情况下, 可消除 3, 5, 7, 9 次谐波。注意图 4-25 中,  $\alpha_1' = \pi - \alpha_1$ ,  $\alpha_2' = \pi - \alpha_2$ ,  $\alpha_3' = \pi - \alpha_3$ ,  $\alpha_4' = \pi - \alpha_4$ 。

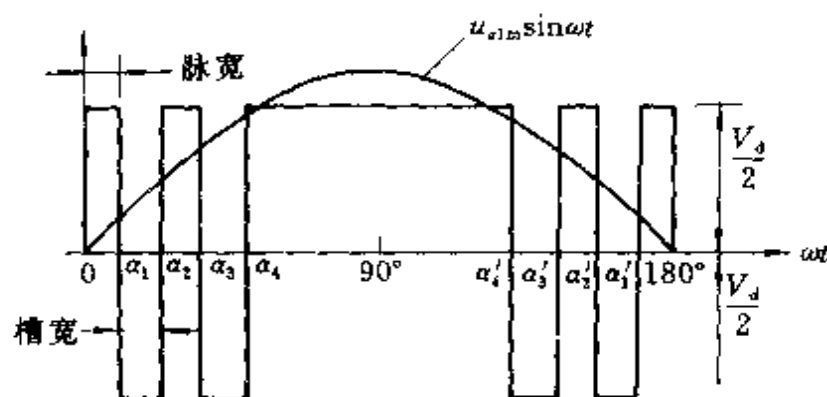


图 4-25 双极性调制输出电压

对于 Y 形联接的三相对称负载, 其输出相电压和线电压如图 4-17(a) 和 (b) 所示。输出相电压的傅里叶级数表达式是非常复

杂的,后面将详细分析。

该方法的另一显著特点是可提高直流电压利用率,在确定基波的方程中,基波最大值可按负载要求大于方波高度  $V_d/2$ 。在分析三角剖分调制方法时,式(4-96)给出的合成线电压表明电压利用率只有  $0.866V_d$ ,是因为调制系数  $\lambda = 1$  时,基波幅值等于  $V_d/2$ 。在谐波消去法中,令  $u_{aim} = 1.2(V_d/2)$ ,则可保证  $V_d$  百分之百的利用。

### 5. 过调制问题

提高 SPWM 逆变器对直流电源的利用率,使电网电压经三相不控整流产生的直流电压源  $V_d$ ,在逆变后仍能产生基波有效值为 380 V 的线电压,保证设备达到额定工作状态。这是对逆变器的一个基本要求。前面介绍的各种调制方法,除谐波消去法外,电压利用率都只有 0.866。为了解决这一问题,一般采用方法是在正弦调制信号中叠加 3 次谐波。叠加后的调制信号如图 4-26 所示,其合成波形  $u_r$  为鞍形波,可表示为

$$u_r = u_{rm}\sin\omega t + a_3u_r\sin 3\omega t \quad (4-107)$$

取载波峰值  $V_{cm} = u_{rm}$ ,在  $-\frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3}$  区间,其调制系数  $\lambda$  为

$$\lambda = \frac{u_{rm} - a_3}{V_{cm}} \quad (4-108)$$

在式(4-108)中  $a_3 = 0.2$ ,  $\lambda = 1$  时,调制波中基  $u_r$  的幅值  $u_{rm}$  可达到  $1.2(V_d/2)$ 。而 3 次谐波在三相负载无中线系统中相互抵消。使三相交流异步电机这样的负载可达到额定功率。

### 6. 小结

本节介绍了几种电压正弦的 SPWM 调制方法,这些都是最基本的方法。在实际应用中,已经发展出多种改进的、优化的调制方法。例如,在交流电机调速中应用的效率最优 SPWM,转矩脉动最小的 SPWM、基于最小纹波电流的 SPWM 调制。自适应电流控制 SPWM,实际上就是在第 3 章已经介绍过的滞后电流控制。有的调

制方法已经脱离原来 SPWM 调制的基本概念,例如基于空间电压矢量的磁通正弦 SVPWM 及各种改进方法,随机 SPWM 等,在相应章节中将进一步介绍。

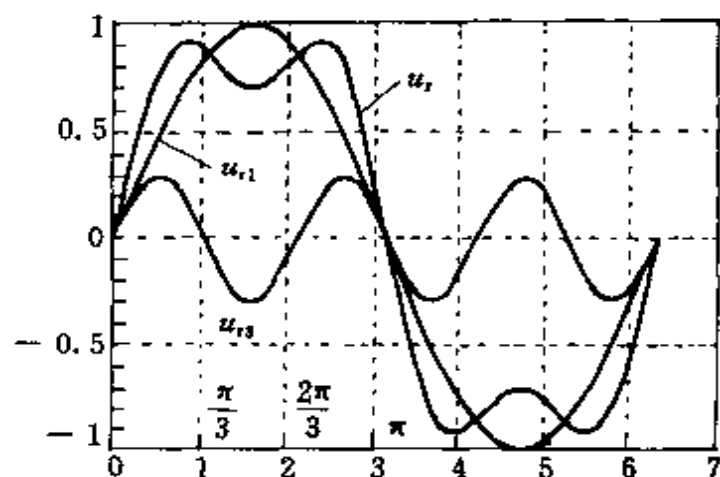


图 4-26 叠加 3 次谐波的调制信号

总结各种调制方法可以看到,各种调制方法的共同目标是:消除低次谐波,避免偶次谐波;尽量使直流电压利用率达到 100%;调制方法要简单、精确,计算工作量尽可能小。

本节讨论的调制方法,同样适用于第 3 章讨论的高功率因数整流器 SPWM 控制。

## 4.6 SPWM 逆变器电压、电流特征

### 4.6.1 电压特征

对图 4-11 所示的三相电压型逆变电路。当负载为三相星形接法时,设其中性点以 0 表示,直流电压中性点以  $0'$  表示。当 0 点与  $0'$  用导线联接为一点时,输出相电压  $u_{a0}$  和  $u_{b0}$  如图 4-27(a) 和 (b)

所示,相电压被中性点  $0'$  钳位在  $V_d/2$  和  $-V_d/2$  之间。输出线电压  $u_{ab}$  如图 4-27(c) 所示,其幅度  $V_d$  和  $-V_d$ ,呈正弦规律变化的序列脉冲。这种接法由于电源中性点  $0'$  的客观存在,是比较好理解的。

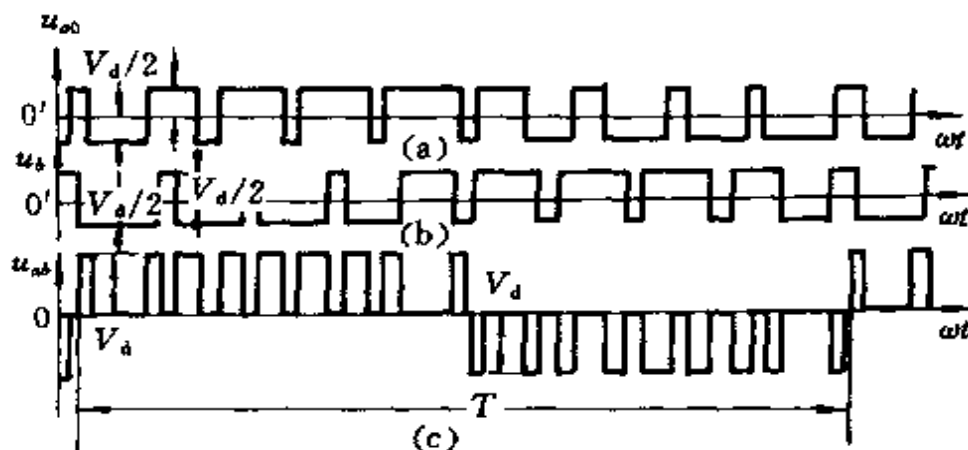


图 4-27 Y 形接法中点相联时输出相电压和线电压波形

当负载为三相 Y 形接法,中性点  $0$  不与电源中性点  $0'$  相联时。在 4.3.2 中已经分析了其输出相电压和线电压波形如图 4-17(a) 和 (b) 所示。由于这种调制波的数学表达式非常复杂,用解析方法给出其表达式是既困难又没意义的。为了便于数字仿真,可采用下述的瞬时电压合成法进行计算。

设  $0'$  为电压型逆变器输入直流电压的假想中点,逆变器与负载的联接方式如图 4-28 所示。

Y 形接法时电机相电压为

$$\left. \begin{aligned} u_{a0} &= \frac{1}{3}(2u_{a0'} - u_{b0'} - u_{c0'}) \\ u_{b0} &= \frac{1}{3}(2u_{b0'} - u_{c0'} - u_{a0'}) \\ u_{c0} &= \frac{1}{3}(2u_{c0'} - u_{a0'} - u_{b0'}) \end{aligned} \right\} \quad (4-109)$$

逆变器作为一个三相电源,Y 形接法时,逆变器输出线电压为



负载相电压的  $\sqrt{3}$  倍, 其线电压基波在相位上超前相电压基波  $30^\circ$ 。

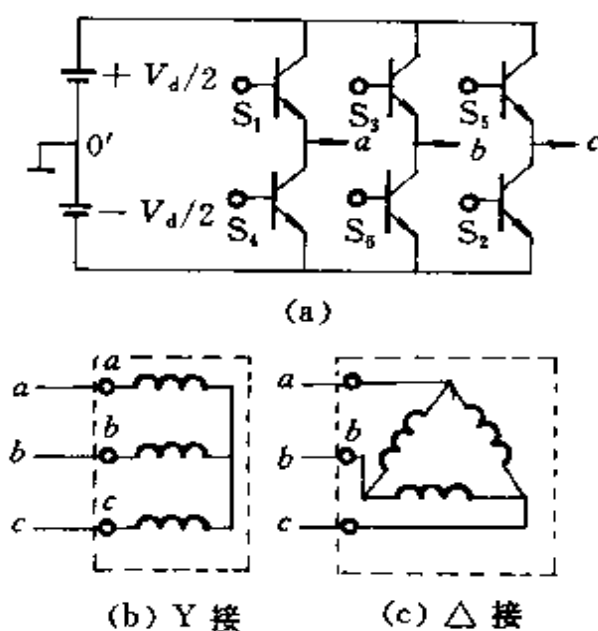


图 4-28 逆变器与负载接法

当负载为  $\Delta$  形接法时, 逆变器输出线电压等于负载上的相电压, 由于不存在物理上的中点, 用线电压表示的负载相电压为

$$\left. \begin{aligned} u_{ab} &= u_{a0'} - u_{b0'} \\ u_{bc} &= u_{b0'} - u_{c0'} \\ u_{ca} &= u_{c0'} - u_{a0'} \end{aligned} \right\} \quad (4-110)$$

由式(4-109)和(4-110)可以看出, 线电压波形是完全相同的, 正负半周系列脉冲的幅值均为直流电源  $V_d$ 。利用上两式, 可对输出电压进行数字仿真。

#### 4.6.2 电流特征

在电压型 SPWM 变频调速系统中, 由于变频器运行于脉宽按

正弦规律变化的开关状态,电流特征完全不同于已被广泛研究的晶闸管六拍(方波)逆变器。有文献对含  $L$ 、 $R$  负载的三相桥式整流谐波作了解析研究,根据 PWM 驱动信号,对电机功率因数  $\cos\varphi = 1$  时直流母线电流频谱作了仿真研究。其他研究也带有各种局限性。此处是从系统观点出发,针对 PWM 控制方式,将整流器、滤波器、逆变器和电动机作为一体,重点研究直流母线电流与电动机功率因数  $\cos\varphi$ 、变频器开关频率  $f_o$ 、电压调制系数  $\lambda$  和负载  $(L-R)$  阻抗等参数之间的函数关系。

### 1. 电流特征

本节以单极性调制方式为主分析 PWM 变频调速系统电流特征,双极性调制只给出结论。

当采用三角波为载波时,逆变器输出相电压的基波电压

$$u_1(t) = \frac{2V_d}{\pi} \sum_{k=1}^N \left[ \sin\left(\frac{2K-1}{2} \times \frac{\pi}{N} \sin \frac{\delta_K}{2}\right) \sin \omega_1 t \right] = u_{1m} \sin \omega_1 t \quad (4-111)$$

计算逆变器驱动的异步电动机一般特性时,等效阻抗可表达为

$$Z_1 = R(\omega_1, S) + jL(\omega_1, S) = |Z_1(\omega_1, S)| e^{j\varphi(\omega_1, S)} \quad (4-112)$$

基波相电流

$$i_1 = \frac{u_{1m}}{|Z_1(\omega_1, S)|} \sin(\omega_1 t - \varphi) = I_{1m} \sin(\omega_1 t - \varphi) \quad \text{记 } I_{1m} = I_m \quad (4-113)$$

式(4-113)表达的基波电流由两部分组成,即由电源提供的流入逆变器的正向电流和由续流二极管回馈的反向电流。式(4-112)中  $S$  为电机负载的转差率。

(1) 正向电流 设变频器与负载电动机星型连接,如图 4-29 所示,则流过三相桥式逆变器上部功率开关的电流(线电流)与负

载相电流相等。故可用相电流来进行分析。

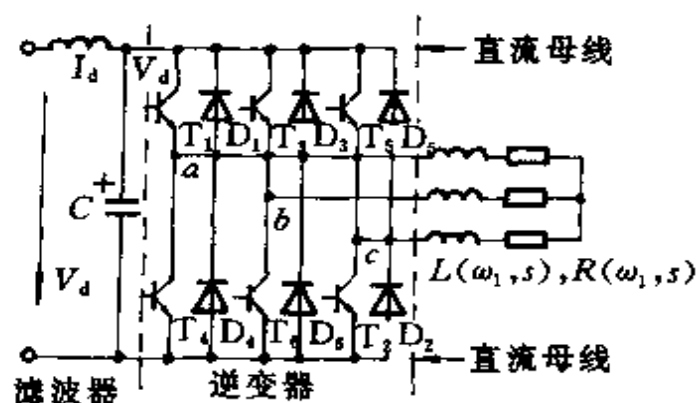


图 4-29 SPWM 电压型逆变器及 Y 形负载

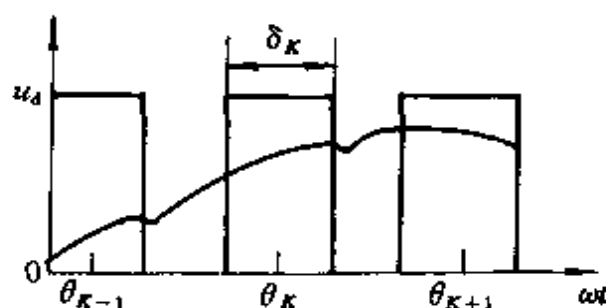


图 4-30 负载相电流响应

设逆变器输出电压第  $K$  个矩形脉冲的起始相位为  $\theta_K - \frac{\delta_K}{2}$ , 终止相位为  $\theta_K + \frac{\delta_K}{2}$  (如图 4-30 所示), 电动机对第  $K$  个脉冲的电流响应为

$$i_{aK} = \frac{V_d}{R(\omega_1, s)} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) + i_{aK}(0) \quad (4-114)$$

$$\frac{\theta_K - \delta_K/2}{\omega_1} \leq t \leq \frac{\theta_K + \delta_K/2}{\omega_1}$$

式中  $\tau = L(\omega_1, S)/R(\omega_1, S)$ ;  $K = 1, 2, \dots, N$ 。

$$i_{aK}(0) = I_m \sin(\omega_1 t - \varphi) \Big|_{\omega_1 t = \theta_K - \frac{\delta_K}{2}} = I_m \sin\left(\theta_K - \frac{\delta_K}{2} - \varphi\right) \quad (4-115)$$

$i_{aK}$  为由电源晶体管  $T_1$  送入  $a$  相的电动机电流, 由电源经晶体管  $T_3$  和  $T_5$  送入  $b$  和  $c$  相的电流为

$$i_{bK} = \frac{V_d}{R(\omega_1, S)} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) + i_{bK}(0)$$

$$i_{bK}(0) = I_m \sin\left(\theta_K - \frac{\delta_K}{2} - \varphi - 120^\circ\right) \quad (4-116)$$

$$i_{cK} = \frac{V_d}{R(\omega_1, S)} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) + i_{cK}(0)$$

$$i_{cK}(0) = I_m \sin\left(\theta_K - \frac{\delta_K}{2} - \varphi - 240^\circ\right) \quad (4-117)$$

(2) 反向电流  $a$  相电流的负半周, 在  $T_4$  关断期间, 电动机通过二极管  $D_1$  与电容器  $C$  交换无功电流, 即逆变器向电源馈流。负半周波形由正半周波形倒相生成, 故反向电流  $i_{D1}$  为

$$i_{D1} = I_m \sin(\omega_1 t - \varphi)$$

$$\left[ \frac{\theta_K + \frac{\delta_K}{2}}{\omega_1} < t < \frac{\theta_{K+1} - \frac{\delta_K}{2}}{\omega_1}; \pi + \varphi \leq \omega_1 t \leq 2\pi + \varphi \right]$$

(4-118)

$i_{D3}$  和  $i_{D5}$  表达式与式(4-118)形式相同, 只是相位分别滞后  $120^\circ$  和  $240^\circ$ 。

(3) 直流母线电流  $i_d$  直流母线电流由正向电流和反向电流叠加而成, 其解析表达式和仿真曲线如表 4-1 和图 4-31 所示。

表 4-1 直流母线电流

| $\sum i_T$        | $\omega_1 t$                                   | $\sum i_D$        | $\omega_1 t$                                             |
|-------------------|------------------------------------------------|-------------------|----------------------------------------------------------|
| $i_{cK}$          | $0 \sim \varphi$                               | $i_{D1} + i_{D3}$ | $0 \sim \varphi$                                         |
| $i_{aK} - i_{cK}$ | $\varphi \sim \frac{\pi}{3}$                   | $i_{D3}$          | $\varphi \sim \frac{\pi}{3} + \varphi$                   |
| $i_{aK}$          | $\frac{\pi}{3} \sim \frac{2\pi}{3} + \varphi$  | $i_{D3} + i_{D5}$ | $\frac{\pi}{3} + \varphi \sim \frac{2\pi}{3} + \varphi$  |
| $i_{aK} + i_{bK}$ | $\frac{2\pi}{3} + \varphi \sim \pi$            | $i_{D5}$          | $\frac{2\pi}{3} + \varphi \sim \pi + \varphi$            |
| $i_{bK}$          | $\pi \sim \frac{4\pi}{3} + \varphi$            | $i_{D1} + i_{D5}$ | $\pi + \varphi \sim \frac{4\pi}{3} + \varphi$            |
| $i_{bK} + i_{cK}$ | $\frac{4\pi}{3} + \varphi \sim \frac{5\pi}{3}$ | $i_{D1}$          | $\frac{4\pi}{3} + \varphi \sim \frac{5\pi}{3} + \varphi$ |
| $i_{cK}$          | $\frac{5\pi}{3} \sim 2\pi$                     | $i_{D1} + i_{D3}$ | $\frac{5\pi}{3} + \varphi \sim 2\pi$                     |

由上述分析可知:直流母线电流波形随电动机功率因素  $\cos\varphi$  和电压调制系数  $\lambda$  而变化,但始终是频率为  $f_0$  的系列脉冲。

当负载为三角形接法时,直流母线电流波形与图 4-31 形式相同,只是在所有公式中  $I_m$  不再是相电流峰值,而是线电流峰值。其分析过程略。在设计逆变器和中间滤波器时必须注意这一点。

采用双极性调制方式时,为使开关元件安全运行,调制系数  $\lambda$  必须小于 1,每个载波的后半周

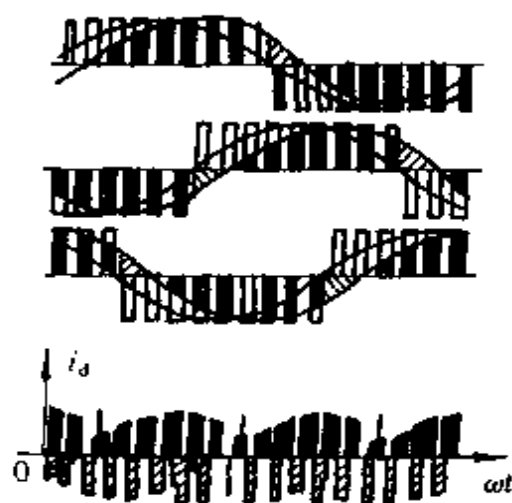


图 4-31 母线电流仿真曲线

期有一个  $\delta$  间隙三个上部 GTR 均导通,下部截止。前半周期有同样一个  $\delta$  间隔三个下部 GTR 导通,上部截止。 $\delta = (1 - \lambda)T_0/2$ ,在  $\delta$  间隔没有正向电流流入逆变器,而是由反并联的二极管续流。 $i_{aK}, i_{bK}, i_{cK}$  被  $\delta$  分割为两部分,直流母线上正反向电流频率为 2 倍的开关频率。可相应减小滤波电容的容量。

#### 4.7 逆变器输入级设计分析

传统的三相电压型 SPWM 逆变器输入级采用三相不控整流,其原理电路如图 4-32 所示。图中  $u_A, u_B, u_C$  为三相交流输入,它可以是交流电网电压,也可以是独立的交流发电机输出电压。 $D_1 \sim D_6$  是整流二极管,  $R$  为充电限流电阻, JC 为继电器,  $L$  为滤波小电感,滤波电容  $C$  由两个等量且耐压相同的电容串联构成,因为一般情况下单个电容的耐压不够。当使用两个电容串联时,必须要并联两个等值的电阻用以均压,如图 4-32 中  $R_1$  和  $R_2$  所示。 $R_3$  和  $R_4$  为电压取样电阻。 $R_D$  为快速熔断器,  $V_d$  为输出电压。HL 为检测直流母线电流的霍尔传感器。

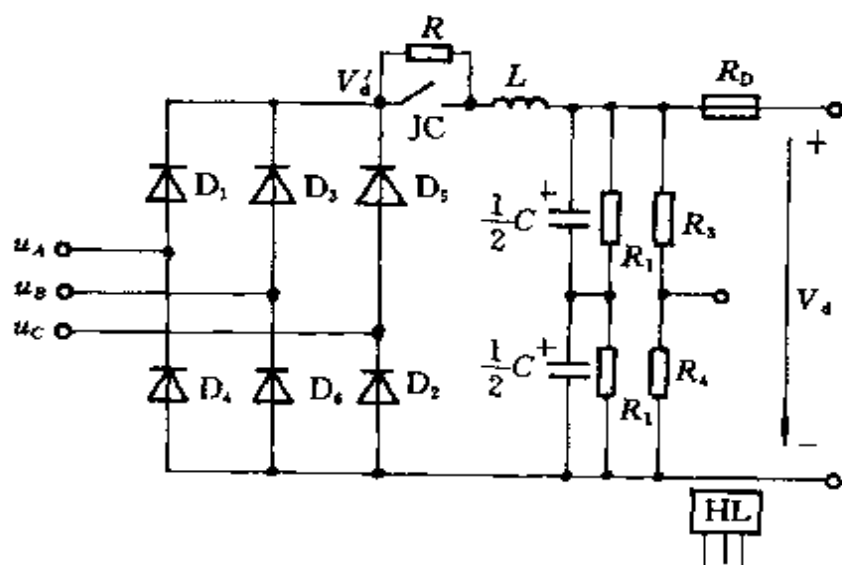


图 4-32 电压型 SPWM 逆变器输入级

### 4.7.1 软启动电路

当三相电源接通瞬间,逆变器没有开始工作,电源通过限流电阻  $R$  给电容  $C$  充电,忽略二极管  $D_1 \sim D_6$  的导通压降和通态电阻,忽略小电感的限流作用,整流输出电压  $V_d'$  经电阻  $R$  给电容  $C$  充电,此时电压大部分降落在电阻  $R$  上,其平衡方程为

$$\begin{aligned} V_d' &= Ri_c + \frac{1}{C} \int i_c dt \\ V_c &= \frac{1}{C} \int i_c dt \end{aligned} \quad (4-119)$$

设电源接通前  $V_c(0) = 0$ , 可求得电容电压为

$$V_c = V_d' (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (4-120)$$

式中  $\tau = RC$  为充电时间常数。

在三相整流电路中,整流电压  $V_d'$  在交流电网的前  $\frac{1}{4}$  周期中即可建立起来,即 5 ms 内可达到交流电源的峰值电压,如果没有限流电阻,电容充电电流将非常大,多次使用不但影响电容  $C$  的使用寿命,而且还可能造成整流二极管因瞬时过电流而损坏,因此该环节设置是必需的。充电电阻要根据充电时间常数  $\tau$  确定。限流电路在电压型 SPWM 逆变器中被称为软启动电路。

在逆变器中,通常以电容电压达到额定整流输出电压  $V_d$  的 80% 以上为限。当控制系统检测电容电压达到 80%  $V_d$  时,发出指令使接触器 JC 导通,将电阻  $R$  短路,为逆变器提供低阻抗的直流电压源。在充电时间常数  $\tau$  和继电器开通门限电压  $V_c'$  被确定后,根据式(4-120),可求得充电时间常数

$$t = -\tau \ln(1 - \frac{V_c'}{V_d'}) \quad (4-121)$$

充电限流电阻

$$R = \tau/C$$

必须注意,继电器开通门限电压  $V_c'$  如果取得小于  $80\%V_d$ ,则继电器 JC 接通后电容电流仍较大,甚至可导致过流保护电路动作(后面将对此给以分析)。如果  $V_c'$  取得太高,可能会由于电网少量欠压而使限流控制电路动作,影响逆变器的正常工作。充电时间常数要根据逆变器的负载类型而定,一般取  $3 \sim 5\text{ s}$  为宜。

由于直流继电器耐压和触头过电流能力较小,在较大功率的应用中,可利用交流接触器的三相触头分别并联三个等值电阻进行限流。在接触器 JC 未接通前,三相电网电源经三个串联电阻  $R$  给电容  $C$  充电。如果以  $A$  相电压起始点为基准,可得到图 4-32 中二极管  $D_1 \sim D_6$  的导通情况如表 4-2 所示。在二极管  $D_1$  和  $D_6$  导通期间,主要是线电压  $u_{AB}$  给电容充电,其充电等效电路如图 4-33 所示。显然,此时电路中充电电阻为  $2R$ ,充电电压为  $u_{AB}$ ,列写电路微分方程,令初始条件  $V_c(0) = 0$ ,可求得电容充电电压  $V_c$  为

$$V_c = \frac{T^2 \omega u_m}{1 + \omega^2 T^2} e^{-\frac{t}{T}} + \frac{T^2 u_m}{1 + \omega^2 T^2} \left( \frac{1}{T} \sin \omega t - \omega \cos \omega t \right) \quad (4-122)$$

表 4-2

| $\omega t$                 | 导通二极管      | 供电电源     |
|----------------------------|------------|----------|
| $30^\circ \sim 90^\circ$   | $D_1, D_6$ | $u_{AB}$ |
| $90^\circ \sim 150^\circ$  | $D_1, D_2$ | $u_{AC}$ |
| $150^\circ \sim 210^\circ$ | $D_2, D_3$ | $u_{BC}$ |
| $210^\circ \sim 270^\circ$ | $D_3, D_4$ | $u_{BA}$ |
| $270^\circ \sim 330^\circ$ | $D_4, D_5$ | $u_{CA}$ |
| $330^\circ \sim 390^\circ$ | $D_5, D_6$ | $u_{CB}$ |



因为经整流二极管后,电流不能改变方向,在计算软启动时间  $t$  时可忽略上式中振荡项。可认为作用在电容  $C$  上为式(4-122)中衰减项。由表 4-2 可知,每隔  $60^\circ$ ,都有同样的充电电压作用,因而可用下式估算充电时间常数  $T$

$$V_c' = \frac{T^2 \omega u_m}{1 + \omega^2 T^2} e^{-\frac{t}{T}} \quad (4-123)$$

式中  $u_m$  为线电压  $u_{AB}$  的峰值;  $T$  为充电时间常数;  $\omega$  为交流电网角频率;  $V_c'$  为继电器 JC 开通门限电压;  $t$  为充电时间(软启动时间)。

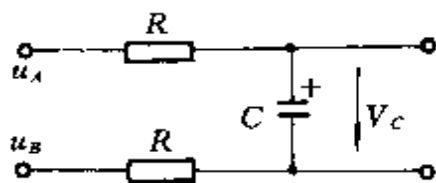


图 4-33  $30^\circ < \omega t < 90^\circ$  时  
充电等效电路

#### 4.7.2 中间滤波器设计

电压型 PWM 变频器通常采用大电容作滤波器。其作用为:①滤波;②与感性负载交换无功功率;③在减速期间起瞬态储能作用;④形成低内阻(硬特性)直流电压源。附加小电感  $L$  是为了对高频电流起抑制作用,有利于减小开通损耗和实施过流短路保护。中间滤波器的优化设计,关系到变频器波形品质及经济性和可靠性,先前这方面研究甚少。

##### 1. 负载电流产生的纹波电压

由图 4-31 所示,直流母线电流可分解为直流分量和交流分量。设直流分量流过滤波电感,交流分量必流过电容。设产生谐波最大的第  $K$  个正向脉冲电流宽度为  $\delta_K$ ,高度为  $I_m$ ,变频器开关频率  $f_0 = 1/T_0$ ,  $\omega_0 = 2\pi/T_0$ ,则直流母线电流交流基波分量为

$$i_{K1} = \frac{2I_m}{\pi} \sin \frac{\omega_0 \delta_K}{2} \sin \left( \omega_0 t + \frac{\omega_0 \delta_K}{2} \right) \quad (4-124)$$

正向电流基波分量的正半周,电容输出电流使  $V_c$  下降

$$\Delta V_1 = \frac{1}{C} \int_0^{\frac{T_0}{2}} i_{R1}(t) dt = \frac{4I_m}{\omega_0 \pi C} \sin \frac{\omega_0 \delta_K}{2} \cos \frac{\omega_0 \delta_K}{2}$$

$$\text{最大值 } \Delta V_{1m} = \frac{2I_m}{\pi \omega_0 C}$$

正向电流基波分量的负半周, 电容吸收电流使  $V_C$  上升

$$\Delta V_2 = \frac{1}{C} \int_{\frac{T_0}{2}}^{T_0} i_{R1}(t) dt = -\frac{4I_m}{\pi \omega_0 C} \sin \frac{\omega_0 \delta_K}{2} \cos \frac{\omega_0 \delta_K}{2}$$

$$\text{最大值 } \Delta V_{2m} = \frac{2I_m}{\pi \omega_0 C}$$

负向电流向电容充电, 取续流电流的最大宽度为  $\frac{\sqrt{2}}{2} T_0$ , 最大幅度为  $I_m$ , 则

$$\Delta V_{3m} = \frac{1}{C} \int_0^{\frac{\sqrt{2}}{2} T_0} I_m dt = -\frac{\sqrt{2} \pi}{\omega_0 C} I_m$$

## 2. 滤波电容 $C$ 的计算

由限制负载电流引起的纹波电压确定  $C$  值, 设允许最大峰值纹波电压为  $V_d k\%$ , 则

$$\begin{aligned} \Delta V &= |\Delta V_{2m}| + \Delta V_{3m} = \\ &= \frac{2I_m}{\pi \omega_0 C} + \frac{\sqrt{2} \pi}{\omega_0 C} I_m = \\ &= \frac{2 + \sqrt{2} \pi^2}{\pi \omega_0 C} I_m \leq V_d k\% \end{aligned} \quad (4-125)$$

$$C \geq \frac{(2 + \sqrt{2} \pi^2) I_m}{\pi \omega_0 V_d k\%} \text{ F} \quad (4-126)$$

式中  $I_m$  单位为 A,  $V_d$  单位为 V,  $C$  单位为 F。

## 3. 改善功率因数所需电容量

由于整流桥为不可逆传输, 电动机所需无功功率全部由电容器提供, 从无功补偿的角度看, 可以认为基波电压和基波电流均为正弦波。无功补偿所需电容量为

$$C_0 = \frac{Q}{2\pi f V_1^2} \times 10^9 \quad \mu\text{F} \quad (4-127)$$

式中  $Q$  为无功功率;  $f$  为电网频率;  $V_1$  为电网相电压有效值。

在设计滤波器参数时取  $C$  和  $C_0$  两者之中最大的, 通常  $C$  大于  $C_0$ , 可按式(4-126)确定电容。

#### 4. 电感 $L$ 的确定

附加滤波电感  $L$ , 可使来自整流侧的高频电流被有效抑制, 通常  $X_L$  要远大于  $X_C$ , 则纹波电流产生的纹波电压对  $V_d$  的影响很小。

令

$$X_L \geq K_1 X_C \quad \text{即} \quad L \geq \frac{K_1}{\omega_0^2 C} \quad \text{H} \quad (4-128)$$

式中  $C$  单位为 F,  $\omega_0 = 2\pi \times 50 \times 6 = 1884 \text{ 1/s}$ ,  $K_1 \geq 30$ 。

#### 5. 滤波效果评价

$LC$  滤波器输入  $I_1$  与输出  $I_o$  之间第  $n$  次谐波矢量之间关系为

$$I_n/I_{on} = \frac{Z_C}{Z_L + Z_C} = \frac{1}{1 - \omega_0^2 n^2 LC} \quad (4-129)$$

要使式(4-129)的比值小, 必须使  $\omega_0^2 n^2 LC$  远大于 1, 即

$$\omega_0^2/\omega_f^2 \geq 1 \quad (4-130)$$

式中  $\omega_f = 1/\sqrt{LC}$  为滤波器的谐振频率, 要使  $\omega_f \leq \omega_0$ , 则  $LC$  必须足够大, 从经济性角度出发应折衷考虑。当满足不等式(4-130)时,

$$\hat{i}_{in}/\hat{i}_{on} = 1/\omega_0^2 n^2 LC \quad (4-131)$$

式中  $n = 1, 2, 3, \dots$ ,  $L$  单位为 H,  $C$  单位为 F。

当  $n = 1$  时, 输入电流与输出电流基波之间关系为

$$\hat{i}_{i1}/\hat{i}_{o1} = 1/\omega_0^2 LC \quad (4-132)$$

式(4-132)意味着变频器内部谐波电流对电网影响很小, 其幅值被抑制了  $\omega_0^2 LC$  倍。

## 6. 计算实例

三相异步电动机和变频器参数:

$$P_e = 10 \text{ kW}, \quad u_e = 380 \text{ V}, \quad I_e = 19.8 \text{ A},$$

$$n_e = 1440 \text{ r/min}, \quad \cos\varphi = 0.87, \quad V_d = 538 \text{ V}$$

$f_0 = 1200 \text{ Hz}$ , 变频器与电动机三角形联接, 允许纹波电压为  $1.5\% \times V_d$ 。

(1) 根据式(4-126) 计算  $C$

$$C \geq \frac{(2 + \sqrt{2}\pi^2)I_m}{\pi\omega_0 V_d k\%} =$$

$$\frac{(1 + \sqrt{2}\pi^2) \times \sqrt{2} \times 19.8}{\pi \times 2\pi \times 1200 \times 538 \times 0.015} = 2191 \mu\text{F}$$

(2) 根据式(4-127) 计算  $C_0$

$$C_0 = \frac{P_e \sqrt{1/\cos^2\varphi - 1}}{2\pi f_1 u_1^2} \times 10^9 =$$

$$\frac{10 \times \sqrt{1/0.87^2 - 1}}{2\pi \times 50 \times 220^2} \times 10^9 = 367 \mu\text{F}$$

(3) 根据式(4-128) 确定电感  $L$

$$L \geq \frac{K_1}{\omega_0^2 C} = \frac{30}{(2\pi \times 300)^2 \times 2191 \times 10^{-6}} = 3.85 \text{ mH}$$

(4) 滤波效果评价

$$\hat{i}_{a1}/\hat{i}_{o1} = 1/\omega_0^2 LC =$$

$$1/[(2\pi \times 300)^2 \times 3.85 \times 10^{-3} \times$$

$$2191 \times 10^{-6}] = 1/30$$

采用上述计算结果研制的电压型 PWM 变频调速装置, 经工业现场(纺织机械)运行测试, 具有满意的直流环节恒压源特性和优良的动态性能。

## 4.7.3 整流元件

在图 4-32 中, 整流二极管承受着变换电流及传递功率的作

用,不考虑滤波电容时,整流输出电压为

$$V_d' = \frac{3}{\pi} u_{ab} = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} U_{ab} \quad (4-133)$$

如果考虑滤波电容的空载储能及尖峰充电效应

$$V_d = (1 \sim 1.05) V_d' \quad (4-134)$$

考虑到三相桥式不控整流电路无能量回馈能力,当电动机类负载出现再生发电现象时,再生能量将使滤波电容上充电电压升高。一般采用设置过压点的方法限制这种泵升电压,其允许值在 760 ~ 800 V 之间。当电容电压大于 800 V 时,必须采用接通制动电阻(或称泄放电阻)将回馈能量消耗掉,限制电容电压进一步升高。基于上述各种因素,取安全系数为 1.5,则整流管耐压应大于等于 1 200 V。对独立发电机输出电压、整流管耐压为

$$V_{Dx} \geq 1.57 \times 1.5 \times \sqrt{2} U_{ab} = 3.3 U_{ab} \quad (4-135)$$

式中  $U_{ab}$  为发电机输出线电压有效值。

整流二极管额定电流:二极管中允许流过的电流主要决定于器件的发热和最高结温,通常必须将二极管散热面同散热器密接。近年来,二极管三相整流桥已被制作为单元模块,其散热面与电路之间绝缘,耐压可达 2 500 V,因而可采用导热硅胶涂敷后直接螺接在散热器上,以提供良好的散热条件。

整流二极管流过正弦半波电流后,其电流有效值与通态平均电流(额定电流)之间的比值为 1.57,即元件流过的电流有效值为

$$I_D = 1.57 I_{D(AV)} \quad (4-136)$$

为了使器件不致因过热而损坏,器件实际流过的电流有效值应小于器件允许的电流有效值。一般应考虑 1.5 ~ 2 倍的安全系数。对三相桥式电路,电流计算系数  $K_1$  为 0.368,实际电路中二极管流过的通态平均电流

$$I_{D(AV)} = (1.5 \sim 2) K_1 I_d \quad (4-136)$$

式中  $I_d$  为整流输出电流,即逆变器的母线电流。 $I_d$  可按表 4.1 计

算并取其最大值。

图 4-32 中快速熔断器一般动作时间大于 1 ms, 实际上在逆变桥发生短路直通故障时起不到保护功率元件的作用, 在自关断开关元件组成的逆变器中, 也可以不采用快熔。过流保护主要依靠功率管的信号封锁。

## 4.8 电压型 SPWM 逆变器的 开关特性及改善方法

在电压型 SPWM 逆变器中, 一般采用 GTR, IGBT, MOSFET 作为开关元件。在调制方法上, 可采用单极性调制或双极性调制。采用双极性调制时, 低频低压输出时每个功率管仍有较宽的脉冲, 有利于功率元件的可靠导通。作为电机调速应用时, 低速平稳性好, 调速范围大。其缺点是容易发生上下管直通。单极性调制可避免直通现象, 但低频低压输出时脉冲宽度较窄, 负载电流谐波大、低速特性不好。上述两种调制方法将产生不同的开关模式, 使电路中开关元件的工作状态差异较大, 应用不当会严重影响逆变器的可靠性和寿命。

### 4.8.1 开关模式

#### 1. 单极性调制的开关模式

在以三角波为载频的单极性调制方式中, 调制波(正弦波)的半个周期中每相只有一个功率开关元件反复开通和关断, 而该相的另一个功率开关元件由于 be 结反偏而处于可靠关断状态。无论对规则采样还是自然采样, 开关特点是三相互补导通, 则开关模式的种类可表达为(不包括零状态 2 种):

$$C_3' + C_3'' = 6 \text{ (种)} \quad (4-137)$$

设电动机每相等效电阻为  $R$ , 每相等效电感为  $L$ , 对于这 6 种模式, 根据图 4-36 可求得导通状态等效负载为

$$\left. \begin{aligned} Z_Y &= \frac{3}{2}(R + j\omega L) \\ Z_{\Delta} &= \frac{1}{2}(R + j\omega L) \end{aligned} \right\} \quad (4-138)$$

式中  $Z_Y$  为星形联接等效负载;  $Z_{\Delta}$  为三角形联接等效负载。

## 2. 双极性调制开关模式

双极性调制的特点是每相两个功率开关元件互补导通, 除了形成与单极性调制相同的 6 种开关模式外, 还会出现下述两种特殊情况。

设载波(三角波)峰值为  $u_{cm}$ , 周期为  $T_0$ , 调制波(正弦波)幅值为  $u_m$ , 周期为  $T$ , 则调制系数  $\lambda$  被定义为

$$\lambda = \frac{u_m}{u_{cm}} \quad (4-139)$$

为了保护 GTR 可靠工作, 必须根据 GTR 的开关时间设置最小脉宽,  $\lambda$  必须小于 1。由图 4-34 可知, 在载频的每个周期都会出现两个特殊状态: 在

下半周期有一个  $\delta$  时间间隔, 三个上管均导通, 三个下管均关断; 且半周期有一个相同的  $\delta$  间隔, 三个下管均全部导通。其重复次数等于功率元件的开关频率。

$\delta$  可按式求取:

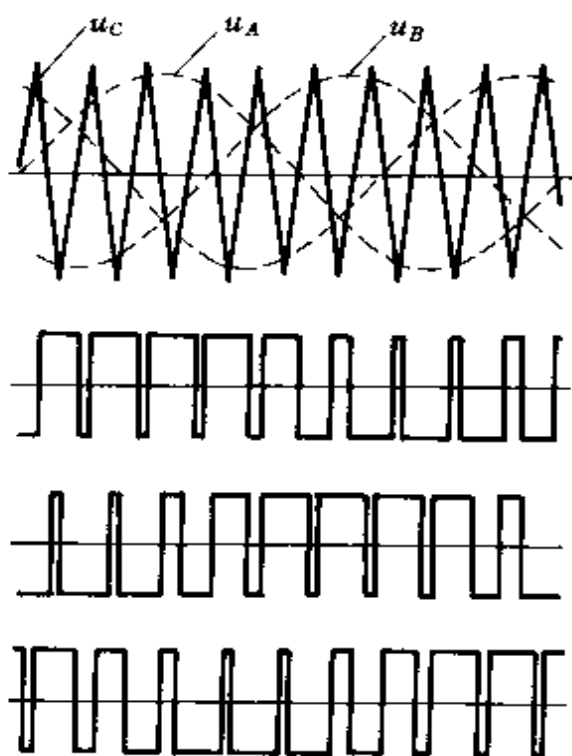


图 4-34 调制波形

根据图 4-35 可知,

$$\frac{u_{cm} - u_m}{u_{cm}} = \frac{\delta}{\frac{T_0}{2}}$$

$$\delta \approx \frac{u_{cm} - u_m}{u_{cm}} \times \frac{T_0}{2} = (1 - \lambda) \frac{T_0}{2} \quad (4-140)$$

$$\delta_{\min} = \frac{u_{cm} - u_m}{u_{cm}} \times \frac{T_0}{2} = (1 - \lambda_m) \frac{T_0}{2} \quad (4-141)$$

式中  $\delta_{\min}$  为最小脉宽;  $\lambda_m$  为最大调制系数。根据图 4-34 易知, 最小脉宽出现的周期为  $3f_0$  ( $f_0$  为三角波频率)。

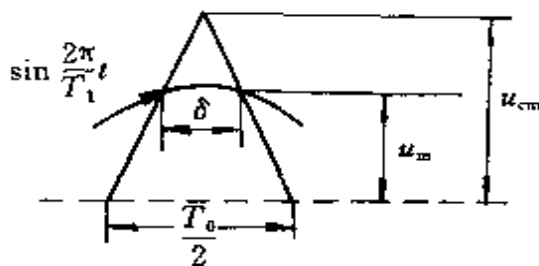


图 4-35 求取  $\delta$  的图形

为分析方便, 定义与单极性调制相同的 6 种开关模式为 A 状态, 全部上管或全部下管导通的状态为 B 状态。在 A 状态中, 6 个功率开关分时承受最大负载电流, 研究其中的一个即代表了其他功率开关的运行工况。B 状态作为另一种情况分析。

#### 4.8.2 GTR 的开通响应

##### 1. A 状态

假定开关元件选功率晶体管 GTR, 负载为三相异步电机。设电动机三相负载为星形接法, 如图 4-36 所示。

研究瞬时为 A 状态中的一种, 即 a 相上管  $T_1$  导通, b 和 c 相下管  $T_6$  和  $T_2$  导通。



假定  $a$  相电压的一个基波(调制正弦波)周期内第  $K$  个矩形脉冲的起始时间  $t_K$ , 脉冲宽度为  $\delta_K$ , 则由  $T_1$  流入  $a$  相绕组的基波电流近似为方波, 经二极管  $D_4$  续流而形成滞后于基波电压的正弦电流。即

$$i_a = i_m \sin(\omega_1 t - \varphi) \quad (4-142)$$

式中  $\varphi$  为电动机功率因数角;  $\omega_1 = \frac{2\pi}{T_1}$  为基波电流角频率。

$t_K$  时刻电机相电流的瞬时值为

$$i_K = i_m \sin(\omega_1 t_K - \varphi) \quad (4-143)$$

$$\omega_1 t_K = \omega_1 \frac{2\pi}{2N} K - \frac{\delta_K}{2} = \frac{\omega_1 \pi k}{N} - \frac{\delta_K}{2} \quad (4-144)$$

式中  $2N$  为载波个数,  $K = 1, 2, \dots, 2N$ 。

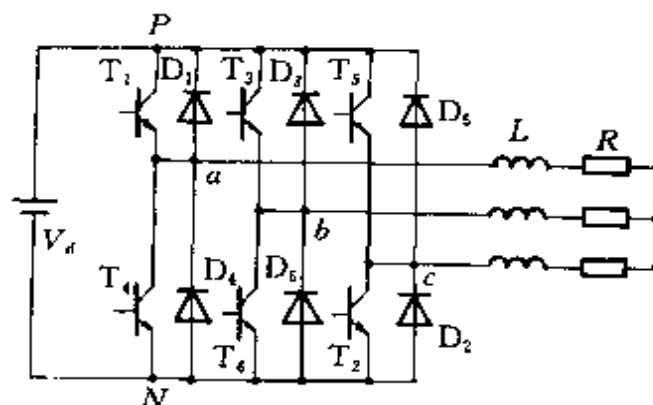


图 4-36 GTR 逆变器原理图

描述开通状态的微分方程为

$$\frac{3}{2} (L \frac{di_a}{dt} + Ri_a) = V_d \quad (4-145)$$

瞬态电流为

$$i_a = \frac{2}{3} \frac{V_d}{R} - (\frac{2}{3} \frac{V_d}{R} - I_K) e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (4-146)$$

$\tau = L/R$  为电动机等效时间常数。

终值电流(基极驱动脉冲下降沿处电流)

$$i_{K+1} = \frac{2}{3} \frac{V_d}{R} - \left( \frac{2}{3} \frac{V_d}{R} - I_K \right) e^{-\frac{1}{\tau} \frac{1}{\omega_1} \left( \frac{\omega_1 \pi K}{N} \cdot \frac{\delta_K}{2} \right)} \quad (4-147)$$

在下一个脉冲到来之前,该电流略有下降后由  $D_4$  续流,电路上形成连续电流。

## 2. B 状态

假定  $T_1$  进入 B 状态前,晶体管  $T_3, T_4, T_5$  导通(属 A 状态中的一种),忽略管压降后图 4-36 中 a 点电位近似为 0,负载电流经  $T_3, T_5$  和与其连接的两相绕组汇合至 a 点,然后通过  $T_4$  流回电源。

$T_1$  关断瞬时,  $u_a > V_d$ , 负载电流不改变方向,而是通过  $D_1$  续流,延迟时间  $t_d$  结束后,  $T_1$  导通。逆变器进入 B 状态运行,该时刻由于  $u_a \approx u_b \approx u_c \approx V_d$ ,  $T_1$  中并无正向电流流过,电动机经  $D_1$  续流。

在  $D_1$  的续流期间,使  $T_1$  承受一个负 2.5 V 的集射极电压,如图 4-37 所示,此刻  $T_1$  基射极电压  $u_{be} > 0$  (正向驱动),

基集电极电压  $u_{bc} > 0$  (集电极反偏),产生的作用是集电区电子向基区扩散,从而形成射集极电流,使  $T_1$  反向导通,给  $D_1$  分流。

反向导通时,晶体管的电流增益远小于正向导通时的电流增益,少数载流子存储在晶体管中,只要这些少数载流子还没有消失,晶体管就不具备阻断能力。

由于延迟时间的存在,在  $\delta$  间隔结束后,由于  $u_{bc}$  反偏而使  $T_1$  迅速关断,延迟时间结束后  $T_4$  才开通,因而在这种状态下不会有

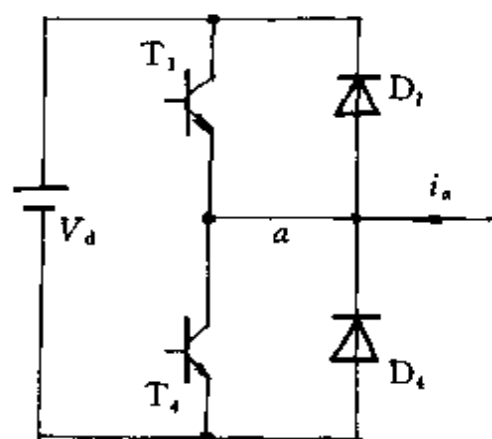


图 4-37  $D_1$  续流期间电流流向

高的  $\frac{dv}{dt}$  加到反向导通的功率晶体管。但是,如果  $t_d$  太小,驱动过饱和,感性负载下使  $T_1$  关断不良,  $T_1$  与  $T_4$  仍有直通的危险。考虑到驱动信号的传递延迟,结温上升,晶体管存储特性等因素,为防止直通,最小脉宽  $\delta_{\min}$  应满足下式:

$$\delta_{\min} = (1 - \lambda_m) \frac{T_0}{2} \geq 2(t_{\text{on}} + t_{\text{stg}} + t_f) \quad (4-148)$$

联锁延迟时间  $t_d$  应满足下式:

$$t_d \geq 1.5 \sim 2(t_{\text{stg}} + t_f) \quad (4-149)$$

上两式中  $t_{\text{stg}}$  为 GTR 存储时间;  $t_f$  为关断时间;  $t_{\text{on}}$  为开通时间。

由式(4-139)可知,当调制系数  $\lambda$  越小时,反向导通的时间越长。尽管双极性调制有诸多优点,例如,电流连续、可使电动机在四个象限运行、低速时仍有较宽的驱动脉冲、有利于保证晶体管可靠导通、低速平稳性好等。但也有缺点,例如;频繁的反向导通、开关损耗相当于单极性调制的 2 倍,从改善开关环境,减小开关损耗的角度看,宜采用单极性调制。

### 4.8.3 GTR 的关断响应

由于 GTR 导通后工作在饱和状态,使基区堆积大量的多余载流子,当  $I_B$  由正的  $I_{B1}$  变为负的  $I_{B2}$  时,电流不能立刻下降,  $u_{ce}$  也不可能阶跃上升,具有一个存储期和关断期。

#### 1. 存储时间 $t_s$

存储时间  $t_s$  取决于集电极电流  $I_C$  和正向基极电流  $I_{B1}$ 、反向基极电流  $I_{B2}$  以及结温。在基射结关断以后,集电极区域的少子(空穴)仍需要时间来复合,其饱和程度受基极驱动  $I_{B1}$  的影响,它决定了过剩载流子的数量,而过剩少子的量控制着  $t_s$  的特性。

关断之前,对同样的晶体管饱和状态,  $t_s$  相对来说与阻性或感性负载的类型无关,它随着  $I_C$  的增大,结温的上升,  $I_C/I_{B1}$  的过饱

和呈增大趋势,而随  $I_{B2}$  的增大而呈下降特性。但  $I_{B2}$  过大有可能导致二次击穿。

在  $t_s$  期间 GTR 电流下降很小,而电动机为负载时 GTR 两端管压降  $u_{ce}$  却上升较快,阻性负载  $u_{ce}$  上升较慢。美 G. L. Skibinski 等学者的实验研究证明了这种论点的成立。

### 2. 下降时间 $t_f$

$t_f$  随结温上升而增大,随  $I_{B2}/I_{B1}$  的增大而减小,当饱和程度高 ( $I_C/I_{B1}$  小) 则  $t_f$  较长。对阻性负载或感性负载,上述因素只有管压降  $u_{ce}$  值在晶体管电流下降开始有所不同。

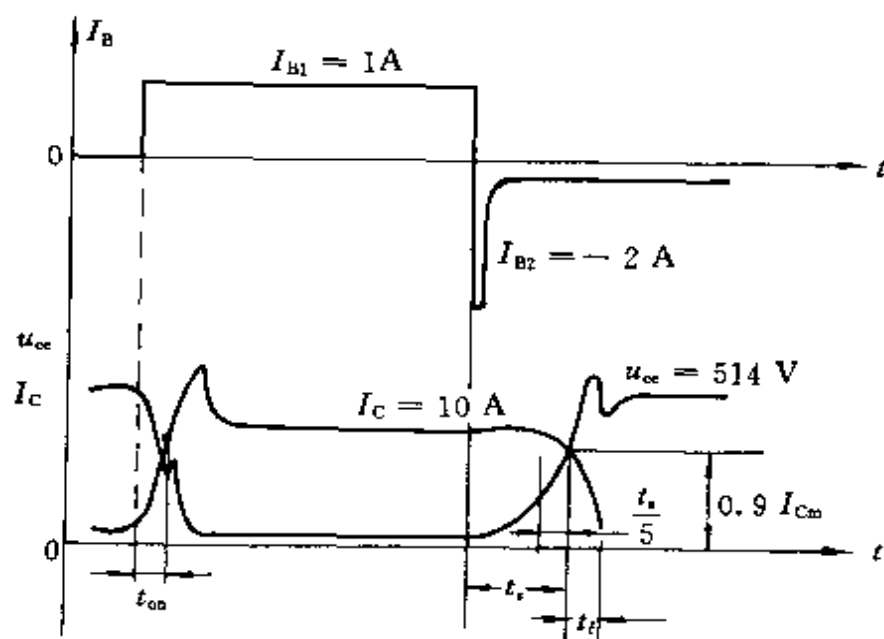


图 4-38 GTR 开关波形

### 3. 电流下降特性

GTR 开关期间波形的实验曲线如图 4-38 所示,图中开通电流出现过冲是对应侧反并联二极管反向恢复电流叠加在负载电流上而形成。关断期间集电极电流  $I_C$  符合下述规律。

$$I_c = \begin{cases} I_{K+1} & 0 < t \leq \frac{4}{5}t_s \\ I_{K+1}(1 - at^b) & \frac{4t_s}{5} \leq t \leq t_s + t_f \end{cases} \quad (4-150)$$

根据  $t_s$  和  $t_f$  的定义,按下式确定系数  $a$ 、 $b$ 。

$$\begin{cases} I_{K+1}[1 - a(t_s)^b] = 0.9I_{K+1} \\ I_{K+1}[1 - a(t_s + t_f)^b] = 0.1I_{K+1} \end{cases} \quad (4-151)$$

#### 4. 续流二极管特性

与对应侧 GTR 反并联的二极管瞬态导通时具有正向压降,对于 600 V 级的二极管,导通压降为 2~3 V,对于 1 200 V 级的二极管,导通压降为 4~6 V。

#### 5. 关断特性

根据图 4-36,在  $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_6$  导通状态时关断  $T_1$ ,等效电路如图 4-39 所示,图中忽略了  $T_2$  和  $T_6$  的管压降。

由于  $T_1$  集电极电流  $I_c$  的非理想下降,  $u_a$  也呈现非理想下降。

$$V_a = L_v \frac{di_a}{dt} + R_L i_a \quad (4-152)$$

联立式 (4-150)、(4-151)、(4-152) 并考虑二极管瞬时导通压降,可求得  $a$  点电位随时间变化规律。 $T_1$  上管压降:

$$V_{ce} = V_P - V_a = V_d - V_a \quad (4-153)$$

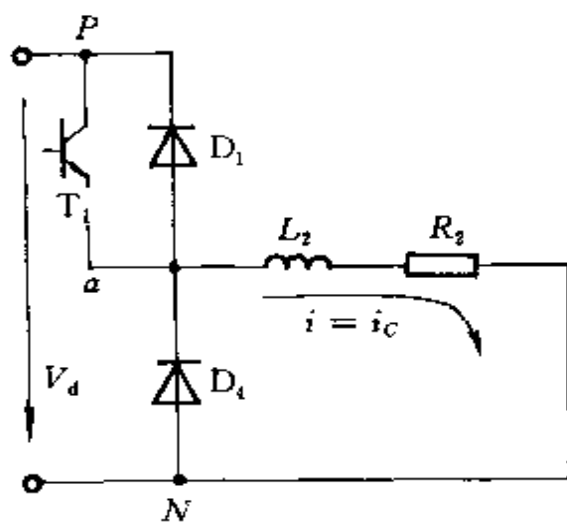


图 4-39  $T_1$  关断时等效电路

在  $D_4$  完全导通后  $V_a \approx V_N \approx 0$ 。在  $T_1$  中电流与  $D_4$  电流交接期间,  $u_{ce}$  将有少量过冲 ( $V_a < V_N$ , 从而使  $T_1$  的  $V_{ce} > V_d$ ), 过冲量的一个

因素是  $D_4$  的导通压降。直流母线的布线电感与续流二极管中的结电容也将引起过电压增大。

#### 6. 关断损耗

由式(4-147)知,关断时每个电流脉冲的幅值均不相同,交越时间  $T_c$  也不相同,定义  $T_c = \frac{1}{5}T_s + t_{01}$  则第  $K$  个脉冲的关断损耗为

$$P_K = \int_0^{t_{CK}} u_{ce}(t) I_{K+1} (1 - at^b) dt \approx \frac{1}{2} V_d I_{K+1} t_{CK} \quad (4-154)$$

式中

$$I_{K+1} = I_m \sin(\omega_1 t_K + \frac{\delta_K}{2})$$

$$t_{CK} = T_c \sin(\omega_1 t_K + \frac{\delta_K}{2}) \quad (4-155)$$

每个周期的总损耗为  $P_1$ :

$$P_1 = \sum_{K=1}^{2N} P_K = \frac{1}{2} V_d I_m T_c \sum_{K=1}^{2N} \sin^2(\omega_1 t_K + \frac{1}{2} \delta_K) \quad (4-156)$$

晶体管的平均功耗为

$$P_{AV} = P_1 f_1 = \frac{1}{2} V_d I_m T_c \sum_{K=1}^{2N} \sin^2(\omega_1 t_K + \frac{1}{2} \delta_K) f_1 =$$

$$\frac{1}{2} V_d I_m T_c \left[ \frac{1}{2N} \sum_{K=1}^{2N} \sin^2(\omega_1 t_K + \frac{1}{2} \delta_K) \right] \times 2N f_1 =$$

$$\frac{1}{2} V_d I_m T_c f_0 K \quad (4-157)$$

式中  $f_0 = 2N f_1$  为逆变器开关频率;

$$K = \frac{1}{2N} \sum_{K=1}^{2N} \sin^2(\omega_1 t_K + \frac{1}{2} \delta_K)。$$

通过对开关角作上述计算,当  $N = 3 \sim 216$  时  $K = 0.32 \sim 0.6$ 。



$$i_{C1} = C_1 \frac{du_{ce}}{dt} = C_1 \frac{d(u_P - u_a)}{dt} \quad (4-161)$$

$$i_{C2} = C_1 \frac{du_e}{dt} = C_1 \frac{d(u_a - i_{C2}R)}{dt} \quad (4-162)$$

$$u_{ce} = u_P - u_a - V_d - u_a \quad (4-163)$$

用方程(4-158)~(4-162),可求得  $u_a$ 、 $u_{ce}$ 、 $i_c$ 、 $i_{C1}$  和  $i_{C2}$  的数值解。图(4-41)示出了关断状态仿真曲线。显然,吸收网络使  $T_1$  上  $u_{ce}$  上升变慢,而集电极电流下降很快,功耗比无吸收网络时下降 80 %。用数值算法进行参数优化,可获得满意的关断瞬态响应。保证了 GTR 安全、可靠、长寿命运行。

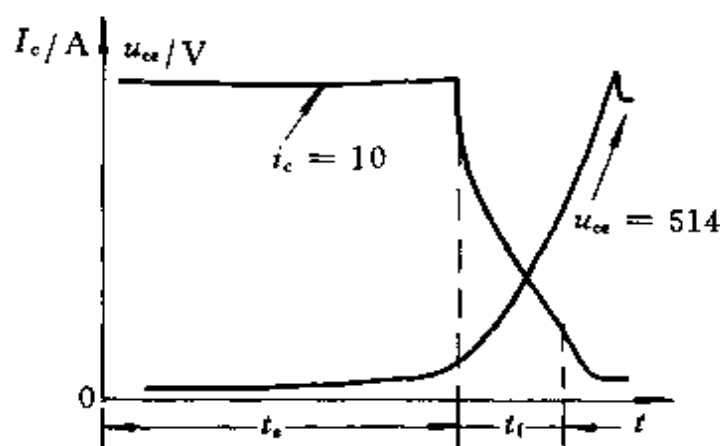


图 4-41 GTR 关断状态仿真曲线

上述关于吸收网络的分析方法,也适用于功率开关为 IGBT 和 MOSFET 及其他元件构成的电压型逆变器。

上面介绍的 RCD 缓冲(吸收)网络,可以降低功率器件承受的冲击电压和电流;控制功率开关的运行轨迹,使之位于正向安全工作区(FBSOA)和反向安全工作区(RBSOA);提高装置的过流过压能力;降低  $\frac{dv}{dt}$  和  $\frac{di}{dt}$ ,进而减小电磁噪声;改善续流二极管的反向恢复特性,降低反向恢复电流造成的危害。但是 RCD 吸收网络中,



从功率开关转移到吸收网络的能量都消耗到了电阻  $R$  上,增加了变换器内部热量并增加了变换损耗。为了弥补这一缺陷,可采用 LCD 无损吸收或纯电容吸收电路,分析方法与本节介绍相同,列写动态方程采用数值仿真参数寻优。

#### 4.8.5 联锁延时对逆变器输出波形的影响

采用双极性 SPWM 调制方法时,为了防止同一桥臂中上、下部开关元件同时导通即直通现象,必须对上、下部功率开关的驱动信号联锁延时。设置联锁延时有两种方法,一种是开通沿单侧延时;另一种是开通沿和关断沿各延时  $T_d/2$ 。由于对精确计算的 SPWM 调制信号进行了延时处理,逆变器实际输出波形与理论波形产生了差异。

图 4-42 给出了考虑联锁延时效应的  $a$  相输出波形。对图 4-11 所示电压型逆变电路,设  $a$  相与直流电压中点  $O'$  的电压  $u_{a0}$  的理想波形如图 4-42(a) 所示,实际应用中功率开关  $S_1$  和  $S_4$  的控制波形分别

如图 4-42(b) 和 (c) 所示。每个开关的实际驱动信号前沿和后沿分别比理想信号延时和提前  $T_d/2$ ,从而使控制信号中出现了宽度为  $T_d$  的死区,逆变器实际输出电压  $u_{a0}$  在  $T_d$  期间改变了形态。在  $T_d$  期间,  $S_1$  与  $S_4$  均不导通,感性负载必须经过  $D_1$  或  $D_4$  续流。当  $a$  相负载电流  $i_a$  为正时,经  $D_4$  续流,当  $i_a$  为负时,经  $D_1$  续流。在  $D_1$  续流期间,实际上是将  $a$  相接到了直流电源正端 ( $u_{a0} = +V_d/2$ ),在

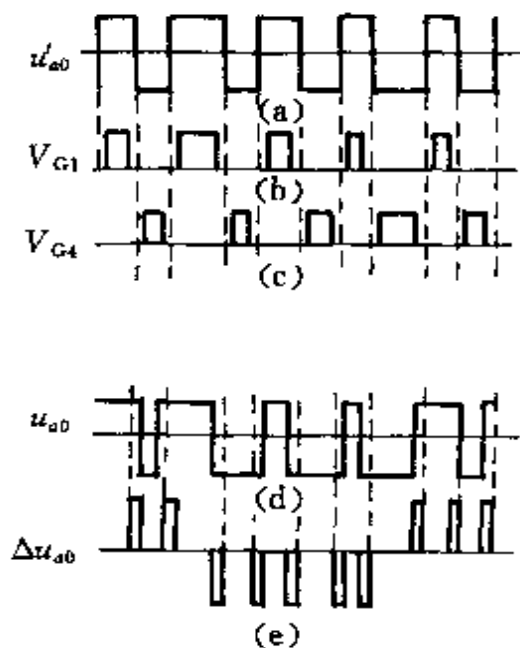


图 4-42 产生误差的机理

$D_4$  续流期间将  $a$  相接到了直流电源负端 ( $u_{a0} = -V_d/2$ )。逆变器的实际输出波形如图 4-42(d) 所示。比较图 4-42(a) 和 (d) 可以看到, 在  $i_a$  为正时, 所有正脉冲宽度都减小了  $T_d$ , 而所有负脉冲宽度都增加了  $T_d$ 。电流为负时与此相反。显然, 实际输出波形产生了较大畸变。图 4-42(e) 为图 (a) 和图 (d) 相减形成的误差波。

根据 4.5.2 中分析, 由式 (4-84) 可知, 双极性调制时  $a$  相输出电压傅里叶表达式中幅值  $U_{nm}$  为

$$U_{nm} = \frac{2V_d}{n\pi} \left[ 1 - \sum_{j=1}^i (\cos n\alpha_{2j-1} - \cos n\alpha_{2j}) \right]$$

式中  $i = (N-1)/2$ ,  $N$  为载波比, 可以写出  $\alpha_{2j-1}$  和  $\alpha_{2j}$  的表达式为

$$\alpha_{2j} = \frac{\pi}{2N} \left[ 4j - \lambda \sin \left( j + \frac{1}{4} \right) \left( \frac{2\pi}{N} \right) \right] \quad (4-164)$$

$$\alpha_{2j-1} = \frac{\pi}{2N} \left[ 4j - 2 + \lambda \sin \left( j - \frac{3}{4} \right) \left( \frac{2\pi}{N} \right) \right] \quad (4-165)$$

上式中  $\alpha_{2j}$  为输出方波电压中负脉冲电压的后沿,  $\alpha_{2j-1}$  为其前沿,  $\lambda$  为调制系数。

由前面分析已知, 误差波是理想波与实际波之差, 实际波形状和电流极性有关, 而电流反向的时刻 (电流基波相位) 与负载功率因数有关。假设负载功率因数为 1 (实际上不可能, 因为除非负载为纯阻性),  $a$  相电压  $u_{a0}$ ,  $a$  相电流  $i_a$  及其实际电压波如图 4-43(a) 和 (b) 所示。由图 4-43(c) 可以看出, 实际输出电压和理想之电压之间偏差 (理想波减去实际波)  $\Delta u_{a0}$  是一系列宽度为  $T_d/2$ , 幅值为  $V_d$  的脉冲列, 根据图 4-43 和式 (4-164) 及式 (4-165), 可写出误差波的前后沿

$$\alpha'_{2j-1} = \alpha_{2j-1} - \omega_0 T_d/2 = \alpha_{2j-1} - \alpha_d \quad (4-166)$$

$$\alpha'_{2j} = \alpha_{2j} - \omega_0 T_d/2 = \alpha_{2j} + \alpha_d \quad (4-167)$$

上式中  $\alpha_d = \omega_0 T_d/2$  为用相位表示的误差脉冲宽度。按式 (4-84)

用类比法可得到误差波产生的第  $n$  次谐波的幅值为

$$U_{nme} = \frac{2V_d}{n\pi} [2\cos n\alpha_0 \cdots 2 + \sum_{j=1}^i (\cos n\alpha_{2j-1} \cdots \cos n\alpha_{2j}) - \sum_{j=1}^i (\cos n\alpha'_{2j-1} - \cos n\alpha'_{2j})] \quad (4-168)$$

将式(4-84)和式(4-168)相加,可得实际输出电压第  $n$  次谐波幅值

$$U_{nm}' = U_{nm} + U_{nme} = \frac{2V_d}{n\pi} [2\cos n\alpha_d - 1 - \sum_{j=1}^i (\cos n\alpha'_{2j-1} - \cos n\alpha'_{2j})] \quad (4-169)$$

按照式(4-166)~(4-169)用数值计算可得到实际输出电压谐波。按此方法,也可对负载功率因数小于1的情况进行分析。

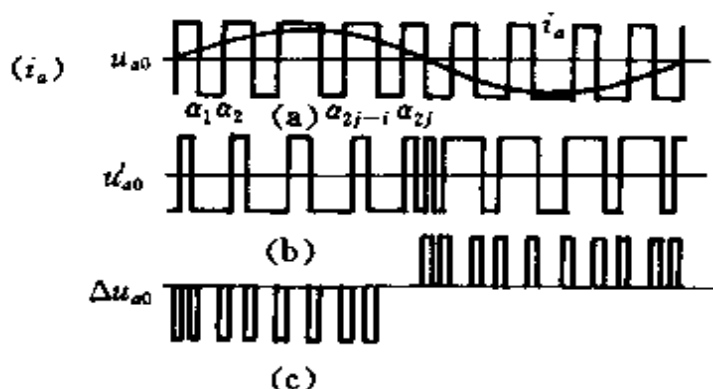


图 4-43 求取误差波的方法

经仿真分析可知,联锁延时改变了谐波分布方式,只有在某一特定载波比下谐波比较小,不能盲目地用提高载波比来减小谐波。但是必须指出,当延时时间  $T_d$  非常小时,实际波形更接近理论波。还应该考虑功率开关本身的延时关断特性,实际系统中联锁延时影响要比以上计算小得多,以至很多情况下可按理论波形估算谐波而不会有太大误差。

### 4.8.6 逆变器缓冲(吸收)电路

在 4.8.4 中,研究了确定 RCD 缓冲电路参数的数值计算方法。除了 RCD、纯电容吸收电路外,还有各种形式的缓冲电路及确定参数的方法。对于硬性开关 SPWM 逆变器设计,缓冲电路是一个重要方面,因而将进一步分析研究。

#### 1. 缓冲电路的其他类型

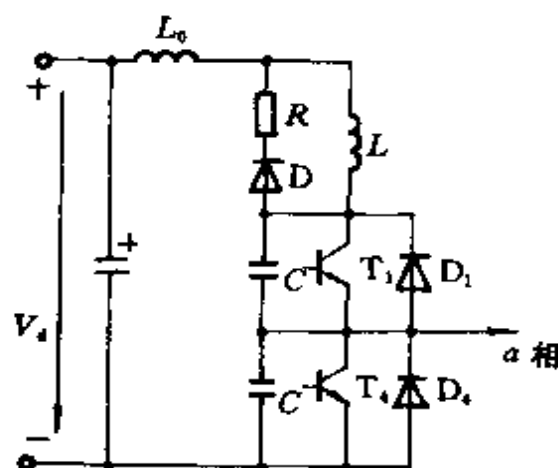


图 4-44 简化的吸收电路

图 4-44 所示缓冲电路适用于 SPWM 三相桥式逆变电路,图中给出了  $a$  相桥臂结构, $b$  和  $c$  相与此相同。与图 4-40 所示缓冲电路不同,该电路中  $L_0$  为主回路连接导线的分布电感,增设了开通时的限流电感  $L$ 。两个主功率开关元件  $T_1$  和  $T_4$  分别并联了电容  $C$ 、吸收电阻  $R$  和二极管  $D$  为共用回路。由于  $L$  的引入,延缓了功率管开通时电流上升率。图 4-45 说明了电感  $L$  的作用,由图(a)可知,当没有缓冲电感  $L$  时,随着功率器件在基极信号作用下开通,集电极电压由电源电压下降到饱和导通压降,电流迅速上升。集电极高电压和大电流同时作用在功率开关上,其开通损耗如图

4-45(a) 中阴影面积。在引入限流电感  $L$  后, 延缓了集电极电流  $i_c$  的上升, 其开通损耗如图 4-45(b) 中阴影所示。一般情况下, 恰当的电感值可使开通损耗减小 90%。在感应电机变频调速系统中, 负载本身为感性负载, 具有电流延迟作用, 也可以取较小的限流电感  $L$ 。

图 4-46 所示为改进的 RCD 缓冲电路, 限流电感  $L$  和耗能电阻  $R$  作为公共元件。仔细分析可以看出, 该电路的重要特征是, 在关断时续流二极管恢复期间, 功率开关元件和

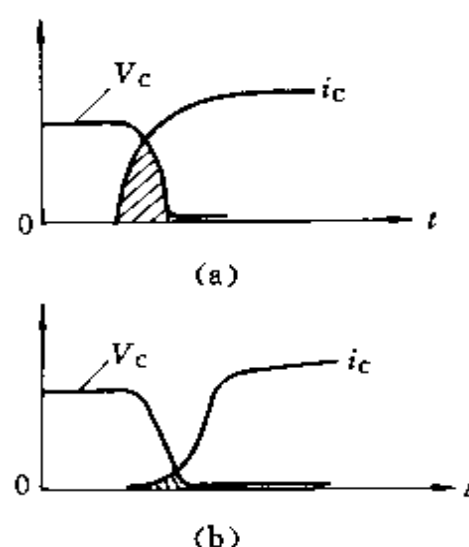


图 4-45 晶体管开通曲线

二极管的电压上升率是受到限制的。这种限制有效地防止了三相桥式逆变器中 GTR 和 IGBT, 尤其是功率 MOSFET 在同一桥臂另一元件开通时产生直通电流。另一个重要特点是, 各个桥臂上部元件 ( $T_1$ ,  $T_3$ ,  $T_5$ ) 开通时其基极电位和发射极电位在开始上升之前有一个延迟, 其电位上升速率也受到限制。这一作用可以避免控制电路和基极激励电路之间的寄生电容引起误触发。在功率器件开通时, 电感  $L$  可起到电流延迟上升作用。在功率器件关断时, 电感  $L$  中将储存  $\frac{1}{2}LI_L^2$  的能量而不消耗在电阻  $R$  上, 减小了  $R$  的损耗。如果将  $R$  用一个脉冲变压器或电容器替换, 经 DC/DC 变换可将其回收至直流电源  $V_d$  中。

对于 IGBT 和 MOSFET 构成的三相逆变器, 其工作频率一般在 10 ~ 50 kHz 之间。主回路连线和缓冲电路引线电感不可忽略。由于电路运行于高速开关状态,  $di/dt$  一般较大, 而大多数负载又为感性负载, 使 IGBT (或 MOSFET) 集射极 (漏源极) 之间电压

变为

$$u_{CE} = V_d + L \frac{di_c}{dt} \quad (4-170)$$

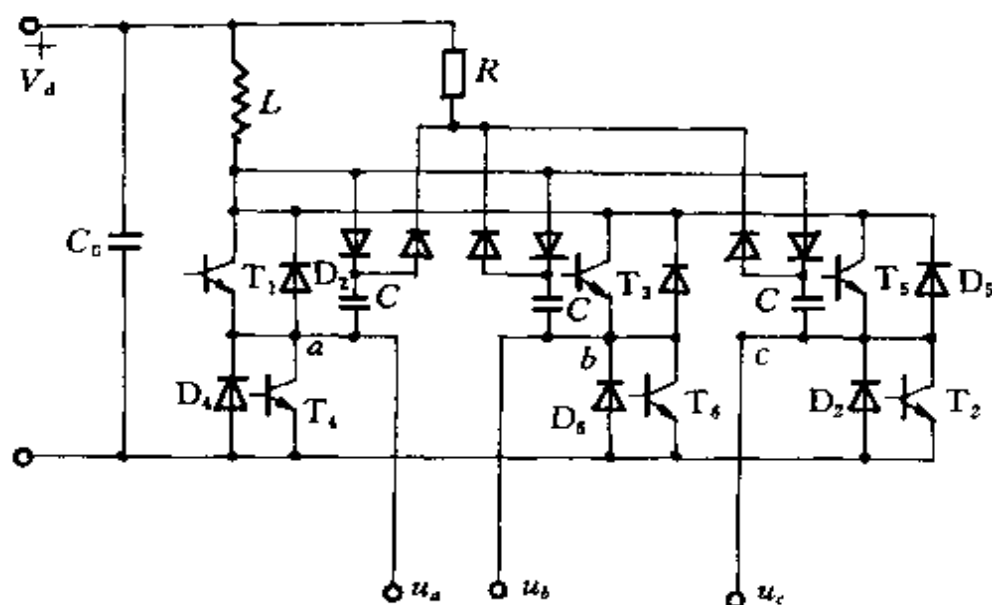


图 4-46 改进的缓冲电路

式中  $u_{CE}$  为关断瞬时集射极尖峰电压； $V_d$  为直流电源电压； $L$  为分布电感，包括主回路和缓冲回路引线电感。构成主回路的直流母线应尽量短、直、宽，最好是采用汇流铜条，缓冲电路应尽可能简单。图 4-47 给出了三种常用的高频逆变器缓冲电路。对于集电极电流  $I_c$  在  $10 \sim 100 \text{ A}$  的 IGBT，建议采用图 4-47(a) 和 (b) 所示电路。 $I_c$  在  $100 \sim 300 \text{ A}$  时，建议采用图 4-47(a) 所示缓冲电路，当  $I_c > 300 \text{ A}$  时，应采用图 4-47(c) 所示缓冲电路。当采用图 4-47(b) 所示电路时，由式 (4-170) 可得

$$LI_{Cof}^2/2 = C \frac{(u_{CE} - V_d)^2}{2} \quad (4-171)$$

即

$$C = \frac{LI_{Cof}^2}{(u_{CE} - V_d)^2} \quad (4-172)$$

式中  $I_{Cof}$  为关断时刻集电极电流。

$$\text{取} \quad R \leq \frac{1}{6Cf_0} \quad (4-173)$$

式中  $f_0$  为开关频率。

为防止吸收回路电容与分布电感  $L$  产生谐振, 应适当使  $R$  取得大一些。为了严密起见, 应列写动态方程进行参数寻优。

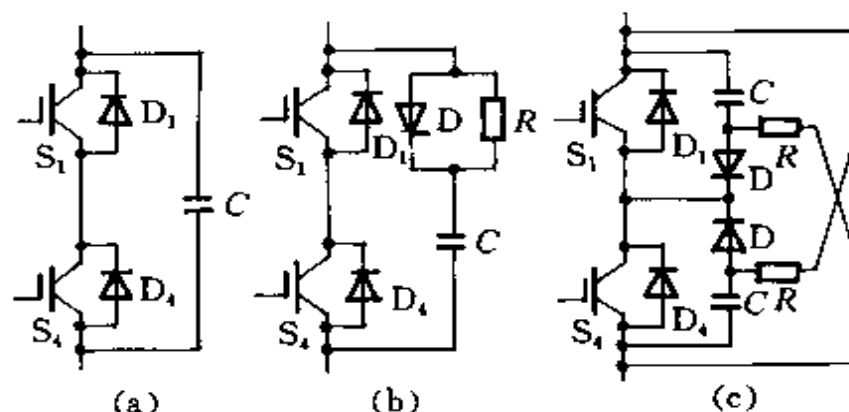


图 4-47 工程常用的缓冲电路

## 2. 顺序加权因子法 (Sequential Weight Increasing Factor Technique) 参数寻优

确定吸收电路拓扑和参数是一个较为复杂的过程。在保证功率器件安全运行情况下, 应通过减小电路分布电感, 细心地设计驱动信号, 减小  $\frac{dV}{dt}$  和  $\frac{di}{dt}$ , 最后选择一个尽可能简单的缓冲(吸收)电路。当电路结构确定后, 可采用本节介绍的方法进行参数寻优。

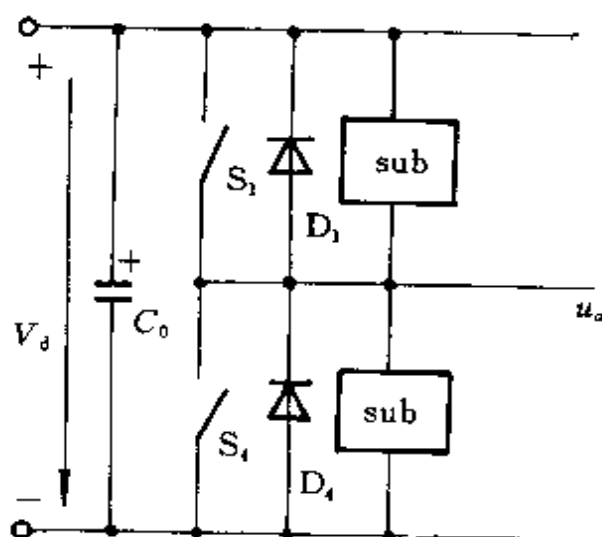


图 1-18  $a$  相桥臂电路结构

图 4-48 为三相电压型 SPWM 逆变器  $a$  相桥臂的电路结构。

图中  $C_0$  为直流电源滤波电容,  $S_1$  和  $S_4$  为  $a$  相桥臂上、下部功率开关元件, 反并联二极管  $D_1$  和  $D_4$  一般为功率管体内二极管, sub 为缓冲网络, 它可以是  $RCD$ ,  $C$  或  $LCD$  电路。

顺序加权因子寻优方法, 实际上是在单纯形法与罚函数法的基础上发展起来的。单纯形法是一种用于无约束寻优的多维直接搜索法。罚函数法是将约束函数的平方乘以罚因子后与目标函数相加构成增广目标函数, 然后再对增广目标函数寻优, 在寻优过程中使罚因子逐步增大, 最后得到有约束问题最优解的一种方法。顺序加权因子法是将罚函数与单纯形相结合, 用罚函数方法构成增广目标函数、用单纯形法迭代求广义目标函数的极值, 而罚因子则由前次迭代结果给出。该方法无须计算函数导数, 计算量小, 方法简单, 收敛快。参数寻优方法如下。

(1) 确定待求变量 由于三相桥式逆变器 6 个功率开关吸收网络结构一般是相同的, 因而吸收网络中独立变量仅为  $R, C, L$  等, 多数情况下不大于 3 个。定义优化变量

$$X = (x_1, x_2, x_3)^T = (R, C, L)^T \quad (4-174)$$

(2) 建立目标函数 根据选定的缓冲电路拓扑, 写出功率开关在开通、关断和通态情况下损耗方程, 即

$$\text{开通损耗} \quad P_{\text{on}} = W_1(R, C, L) = W_1(\bar{X}) \quad (4-175)$$

$$\text{通态损耗} \quad P_T = W_2(R, C, L) = W_2(\bar{X}) \quad (4-176)$$

$$\text{关断损耗} \quad P_{\text{of}} = W_3(R, C, L) = W_3(\bar{X}) \quad (4-177)$$

从而可以确定出优化目标函数为开关过程中损耗最小, 即

$$\begin{aligned} P_{\min} &= (P_{\text{on}} + P_T + P_{\text{of}})_{\min} = \\ &W_{\min}(X) = \min[W_1(\bar{X}) + W_2(X) + W_3(\bar{X})] \end{aligned} \quad (4-178)$$

(3) 确定约束条件 在电压型 SPWM 逆变器中, 设置缓冲



(吸收)电路的主要目的是减小功率开关元件中峰值电压和峰值电流,在这一目的达到的前提下,才能考虑开关过程损耗最小问题。除此之外,还必须考虑避免缓冲电容与主回路分布电感产生发散振荡;根据逆变器工作频率和物理限制对缓冲电路自变量 $C, R, L$ 作某些限制。

假设逆变器输入直流电压为 $V_d$ ,电路运行过程中允许集射极产生的最大电压为 $V_{CE}(t)$ 。所选功率元件基极(门极)开路时集-射极间反向击穿电压为 $V_{CEO}$ ,为确保器件安全,对 $V_{CEO}$ 应降额为80%应用。因此可建立起第一个约束条件

$$\varphi_1(\bar{X}) = V_{CE}(t) - 0.8V_{CEO} < 0 \quad (4-179)$$

同理,为保证功率元件安全运行,应对功率元件集电极(漏极)电流加以限制。设集电极最大允许电流为 $I_{CM}$ ,含缓冲电路的逆变器运行过程中可能出现的最大电流为 $i_m$ ,对电流额定值应降额60%使用,则可得到第二个约束条件

$$\varphi_2(\bar{X}) = i_m(t) - 0.6I_{CF} < 0 \quad (4-180)$$

设缓冲电路中电容 $C$ 与电感 $L$ (含分布电感 $L_0$ ,在不附加开通限流电感的网络中, $L = L_0$ )振荡阻尼系数

$$\xi(R, C, L) = \sqrt{L/C}/2R \quad (4-181)$$

限制 $0.6 \leq \xi \leq 0.8$ ,则可得到第三个约束条件

$$\varphi_3(\bar{X}) = 0.6 - \xi(R, C, L) < 0 \quad (4-182)$$

$$\varphi_4(\bar{X}) = \xi(R, C, L) - 0.8 < 0 \quad (4-183)$$

根据逆变器运行工况,例如开关频率,输出功率,几何尺寸等,初步对 $R, C, L$ 参数进行限制,这项工作需具有一定的电路设计经验。由此我们可建立起第四个约束条件

$$\varphi_5(\bar{X}) = R_{\max} - R < 0 \quad (4-184)$$

$$\varphi_6(\bar{X}) = C_{\max} - C < 0 \quad (4-185)$$

$$\varphi_7(\bar{X}) = L_{\max} - L < 0 \quad (4-186)$$

最后一个约束条件是显而易见的,即开关过程中各项损耗均大于0,即

$$\varphi_8(\bar{X}) = -W_1(\bar{X}) < 0 \quad (4-187)$$

$$\varphi_9(\bar{X}) = -W_2(\bar{X}) < 0 \quad (4-188)$$

$$\varphi_{10}(\bar{X}) = -W_3(\bar{X}) < 0 \quad (4-189)$$

吸收电路参数优化设计的数学模型为

$$\begin{cases} \min P = \min W(\bar{X}) = \min [W_1(\bar{X}) + W_2(\bar{X}) + W_3(\bar{X})] \\ \varphi_i(\bar{X}) < 0 \quad i = 1, 2, \dots, 10 \end{cases} \quad (4-190)$$

对式(4-190)给出的非线性规划问题,设第 $n$ 次迭代因子为 $r_n$ ,则增广目标函数为

$$f(\bar{X}, r_n) = W(\bar{X}) + r_n \sum_{i=1}^{10} [\varphi_i(\bar{X})]^2 \quad (4-191)$$

应用单纯形法对 $f(\bar{X}, r_n)$ 寻优,初始点设为 $\bar{X}^0$ ,以 $\bar{X}^0$ 为基点构造单纯形。取初始罚因子 $r_1 = 1$ ,计算单纯形各点的函数值 $f(\bar{X})$ ,每次迭代包括反射、扩展及压缩等步骤,并构造新的单纯形,求单纯形的重心点

$$\bar{X}_G = \frac{1}{N+1} \sum_{i=1}^{N+1} x_i \quad (4-192)$$

令单纯形顶点到重心点 $\bar{X}_G$ 的平均距离为

$$D = \frac{1}{N+1} \sum_{i=1}^{N+1} \|x_i - \bar{X}_G\| \quad (4-193)$$

取新的罚因子 $r_{n+1} = \max\{r_n, \frac{1}{D}\}$ ,再计算新的单纯形各点的函数值 $f(\bar{X})$ 。经过多次迭代,使单纯形各顶点愈来愈接近重心,

而  $D$  愈来愈小, 罚因子则愈取愈大, 直到满足预先设定的罚因子比较值为止。

## 4.9 SPWM 波形生成

前面已介绍过采用硬件电路经比较器产生 SPWM 波形, 其特点是速度快, 概念直观。在实际应用中, 由于这种方法电路复杂、正弦波发生器要承担正弦参考信号幅度和频率的无级调节, 物理实现上难度较大。目前, 一般都采用专用集成电路或微处理器产生 SPWM 波形。用于信号生成的大规模集成电路如 HEF4752、4520 等在很多文献中已有详细介绍, 此处将不展开。本节主要研究基于微处理器生成三相 SPWM 波形的的基本方法。

### 4.9.1 采用微处理器生成 SPWM 波形的基本原理

在 4.5 节中, 已经讨论了 SPWM 波形调制理论。经过对各种调制方法的比较可明显看出, 图 4-23(a) 所示的规则采样法比较适宜于用微机实现。

令式(4-101)~(4-104)中  $\delta = t_2, \delta' = t_1 = t_3, t = t_D$ , 可以写出以  $t_1, t_2, t_3$  为时标的脉冲宽度计算公式

$$\left. \begin{aligned} t_2 &= \frac{T_c}{2}(1 + \lambda \sin \omega t) \\ t_1 &= t_3 = \frac{1}{2}(T_c - t_2) \\ t_{2a} + t_{2b} + t_{2c} &= \frac{3}{2}T_c \\ t_{1a} + t_{1b} + t_{1c} &= \frac{3}{4}T_c \\ t_{3a} + t_{3b} + t_{3c} &= \frac{3}{4}T_c \end{aligned} \right\} \quad (4-194)$$

上式中  $T_c$  为三角波周期,  $\lambda$  为调制系数,  $t_{2a}, t_{2b}, t_{2c}$  为同一三角波周期中  $a, b, c$  各相的脉冲宽度,  $t_{1a} = t_{3a}, t_{1b} = t_{3b}, t_{1c} = t_{3c}$  为脉宽两边的间隙宽度(时间)。用微处理器产生 SPWM 信号一般有下列几种方法。

### 1. 查表法

查表法的基本步骤为:确定载波频率  $f_c$ , 从而即可确定三角波周期  $T_c$ ; 按分段同步方法划分频率段和相应的载波频率; 确定频率分辨率, 此项内容需根据工作负载特点设置, 一般以  $0.1 \sim 0.2 \text{ Hz}$  为宜, 当分辨率过小时, 存入数据量大大增加; 根据  $V/f$  比确定调制系数, 此项内容需要考虑交流电机变速控制的低频补偿, 以修正调制系数  $\lambda$ 。当上述诸元设计确定后, 按公式  $t_2 = \frac{T_c}{2} + \lambda \frac{T_c}{2} \sin \omega t$  计算  $a$  相  $\frac{1}{4}$  周期脉宽数据, 然后写入 EPROM, 由  $\sin \omega t$  系数的对称性可知, 其他  $3/4$  周期的数据可采用移相方法或调整地址指针查取。在上述工作完成后, 在线运行时单片微机仅需按公式(4-194)作加减运算。由于该方法需存储大量数据, 一般适用于变速范围较小的场合。其特点是 CPU 的运算负担较轻, 可节省大量的时间作其他控制运算。

### 2. 计算法

与查表法不同, 在计算法中仅存储  $\sin \omega t$  参数和各频段的  $T_c/2$  值, 先由存储的数据表中取  $\sin \omega t$  值与所要求的  $\lambda$  值作乘法运算, 然后根据给定频率查取对应的  $T_c/2$  再与  $\lambda \sin \omega t$  作一次乘法运算, 经过加减位移即可计算出脉宽数据及脉冲两侧的间隙时间。将计算所得的脉宽数据送到定时器去定时, 利用定时器的定时中断向接口电路送出相应的高、低电平, 适时产生 PWM 波形。计算法的优点是调制系数  $\lambda$  可人为设定, 更适合于闭环控制, 其缺点是需要更多的机时。

### 4.9.2 SPWM 波形生成专用微处理器

Intel 公司最新推出的高性能 16 位微处理器 8XC196MC, 是专门为产生三相 SPWM 信号及交流电机控制而设计的。它与 8096 和 8XC196KC 等 16 位单片机同为 MCS-96 系列, 除了具有 16 位 CPU 的功能外, 它还有独特的 PTS 方式, 事件处理阵列 EPA 和 SPWM 波形直接输出功能, 非常适宜于生成脉冲宽度调制信号。

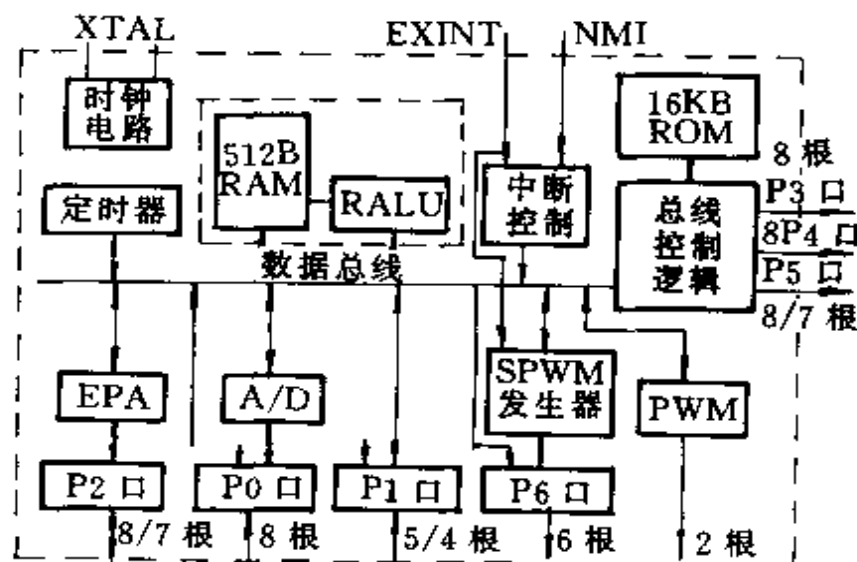


图 4-49 8XC196MC 基本结构

#### 1. 8XC196MC 基本结构

8XC196MC 主要包括算术、逻辑部件 RALU、寄存器集、内部 A/D 转换器、PWM 发生器、事件处理阵列 EPA、三相互补 SPWM 输出发生器以及 WDT、时钟电路和中断控制逻辑(见图 4-49)。8XC196MC 的寄存器集包括 512 B, 分为低 256 B 和高 256 B 两部分。低 256 B 中最低的 24 B 为特殊功能寄存器 SFR, RALU 在运算过程中, 不像其他单片机那样只使用一个累加器, 而是把 256 B 都当作累加器, 这样就避免了使用单个累加器而产生的“瓶颈效应”;

高 256 B 用作寄存器 RAM, 虽然它不能像低 256 B 那样直接当累加器使用, 但是它们可以通过 8XC196MC 独特的窗口技术, 切换成具有累加器功能的 256 B。而这种方式下的 256 B 累加器具有编程容易、执行速度快的特点。

8XC196MC 的特殊功能寄存器 SFR 除了有 24 个在寄存器集低端外, 大部分都定位于存储空间 1F00H—1FFFH 中。在使用这些特殊功能寄存器时, 为了加快操作速度, 通常使用窗口技术将它们切换到寄存器区。

8XC196MC 的执行速度很快, 在 16 MHz 晶振频率下, 完成 16 位乘以 16 位的乘法只要  $1.75\ \mu\text{s}$ , 32 位除以 16 位除法只要  $3.0\ \mu\text{s}$ 。这对于实现控制系统的快速性非常有利。

8XC196MC 内部带有 13 路 10 位/8 位转换精度的高速 A/D 转换器。转换器的转换速度可编程设置。对于 10 位的 A/D 转换, 其每位的转换时间最长为  $161.5\ \mu\text{s}$ , 最短为  $11.5\ \mu\text{s}$ 。

同样, 8XC196MC 还有丰富的中断系统以及常用的 I/O 接口。

除此之外, 8XC196MC 最有特色的是它的三相 (6 路) 互补 SPWM 输出功能、事件处理阵列 EPA 和外设处理服务功能 PTS。

## 2. 8XC196MC 的特殊功能

(1) SPWM 波形输出 (见图 4-50) 8XC196MC 内部有一个三相互补 SPWM 波形发生器, 可以通过 P6 口直接输出 6 路 SPWM 信号。它用于逆变器的驱动, 每个引脚的驱动电流可达 20 mA, 在使用 16 MHz 的晶振时, 驱动信号频率可达 8 MHz 之高。

为防止同一桥臂上两个功率管发生直通造成短路, 该发生器还可通过编程设置死区互锁时间。在 16 MHz 晶振时, 死区时间范围在  $0.125\sim 125\ \mu\text{s}$  之间。

SPWM 信号的频率是通过设置发生器内部的重装寄存器

(RELOAD)来实现的。一旦该常数值确定,SPWM 将输出与该常数相对应的频率波形,直到送入新的常数为止。

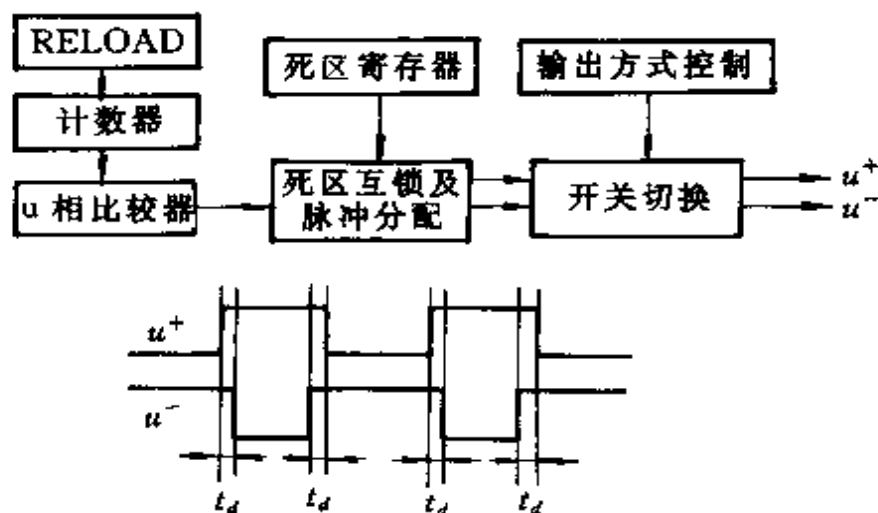


图 4-50 SPWM 波形输出示意图

死区时间是通过设置死区寄存器来完成的。

这种特性非常有利于高频逆变器的控制,对实现全数字交流调速也提供了保障。

图 4-50 为 SPWM 发生器内部一相电路的功能示意图及其输出的波形。

(2) 事件处理阵列 EPA EPA(Event Processor Array)用于处理与输入和输出有关的事件,它相当于 8096 的高速输入口 HSI 和高速输出口 HSO,但在功能上又增强了许多。在输入方式中,它用监测输入引脚上的边沿跳变信号(上升沿、下降沿或任一种跳变)。一旦有相应的跳变产生,则记录当时的定时或计数值,这个过程称为捕捉。在输出方式中,它用于比较定时/计数器与用户设定的常数,当相等时,则触发一个相应的事件(置 1,清 0),这个过程称为比较。

8XC196MC 有四个同样的捕捉/比较模块和四个比较模块,

可分别设置成不同的工作方式。

EPA 有两个 16 位的双向定时/计数器  $T_1$  和  $T_2$ 。其中,定时器  $T_1$  可工作在晶振时钟模式。在这种方式下,EPA 可以直接处理光码盘输出的两路相位差  $90^\circ$  的脉冲,只要将这两个脉冲信号分别接在 CPU 的  $P_{1.2}(T_1CLK)$  和  $P_{1.3}(T_1DIR)$  引脚上即可。这种方式在用光码盘作反馈检测元件的闭环控制系统中非常有用,它省去了一些硬件处理电路。

(3) 外设处理服务功能 PTS 所谓 PTS(Peripheral Transaction Server)是一种类似于 DMA 的处理方式,它与 CPU“并行”工作,较少占用 CPU 时间,并用微指令码来代替中断服务程序,一旦设置完毕,这种微指令码的执行是自动的,不需要 CPU 干预。

任何一种中断方式(不可屏蔽中断 NMI 除外),都可设置成 PTS 工作方式。PTS 的主要工作方式包括数据块的传送、A/D 转换、串行通讯及事件处理。若将 A/D 转换成 PTS 方式,除去 PTS 初始化占用很少的时间外,A/D 转换将由 PTS 自动完成,这段时间 CPU 可用于处理其他控制功能。

### 3. SPWM 波形控制电路

由 8XC196MC 构成的 SPWM 信号发生器如图 4-51 所示。频率给定,正、反转,加减速信号均由键盘输入,键盘输入为数字量信号。显示器采用串行方式,显示设定及运行参数。计算好的 SPWM 信号经 P6 口的  $P6.0 \sim P6.5$  输出。逆变器主回路发生故障时,故障信号经 EXINT84 脚引入 CPU 中,6 路 SPWM 信号将被封锁。图中  $S_1$  为复位按钮。XTAL 为晶体石英时钟振荡器。

采用 8XC196MC 为核心构成的 SPWM 波形生成系统不但硬件电路极为简单,软件也很简单。采用式(4-194)的规则采样计算公式,事先将  $\sin\omega t$  函数表和根据  $V/f$  比及低频补偿修正的调制系数  $\lambda$  表离线计算出来并存入 EPROM27256 中,以供计算脉宽时查表使用。运行开始时,首先进行初始化,然后按键盘给定值计算



三相脉宽, 分别送到三相 SPWM 发生器的比较输出寄存器。SPWM 信号的载波频率由输入到重装寄存器 RELOAD 中的数值决定。这样, 在 8XC196MC 的 P6 口就可以得到所需的 SPWM 波形。详细的使用方法请参阅 Intel 公司 8XC196MC HANDBOOK。

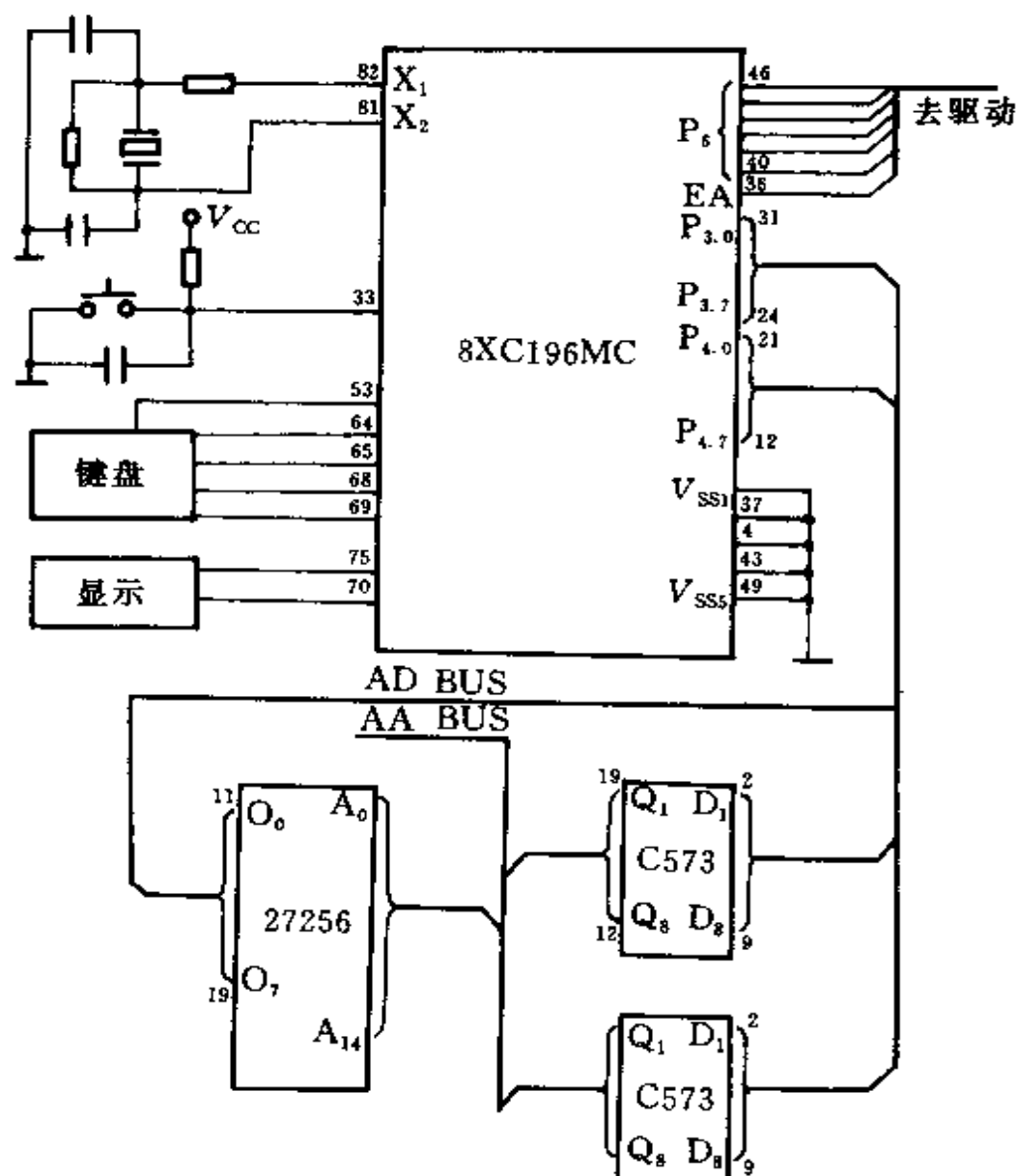


图 4-51 SPWM 波形控制电路

## 4.10 UPS 及 VSCF 系统

在不间断电源(UPS)及变速恒频发电系统(VSCF)中,需使用电压型逆变器将直流电源变换为恒压恒频(CVCF)交流电源。为了在输出端获得畸变小的交流正弦电压,使用很小的滤波器,因而一般采用 SPWM 电压型逆变器并尽可能提高变换频率。本节将针对这两类用途中的特殊问题加以讨论,前面关于电压型逆变器的设计均可直接应用。

### 4.10.1 不间断电源(UPS)

不间断电源一般以蓄电池作为能量储存环节,电网电压中断供应时,启动逆变器将蓄电池低压直流转换为 220 V 单相(或三相)交流电源,在计算机网络及通讯系统中应用非常广泛,因而近年来得到迅速发展。

#### 1. 单相 UPS

图 4-52 给出了单相 UPS 的原理框图。图中整流器用于给蓄电池充电。可采用各种方式的整流器,包括高频 DC/DC 变换。逆变器采用单相 SPWM 电压型逆变器。图中的切换环节的功能是在正常电网供电时接通电网电源,当电网停止供电时要与电网开路,将负载迅速接入逆变器侧。为了保存用户信息,切换过程在理论上应无时滞。在电网恢复供电时,要迅速完成逆向切换。

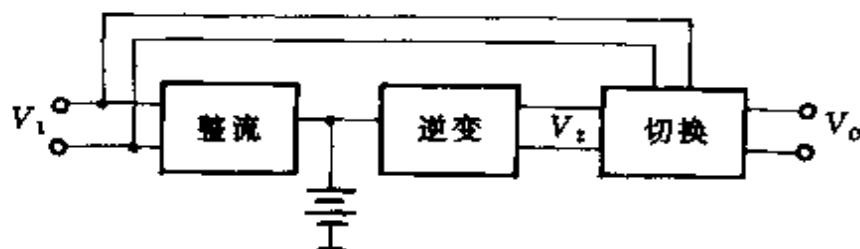


图 4-52 单相 UPS 原理框图

图 4-53 为三端式单相 UPS。图中变压器 B 为工频变压器；逆变器为单相桥式电路，每个功率管都具有与其并联的反并联二极管， $S_1$  为双向晶闸管构成的交流分路开关， $S_2$  为静态旁路开关。端子  $P_1 \sim P_3$  构成机电旁路开关。系统的工作原理如下：

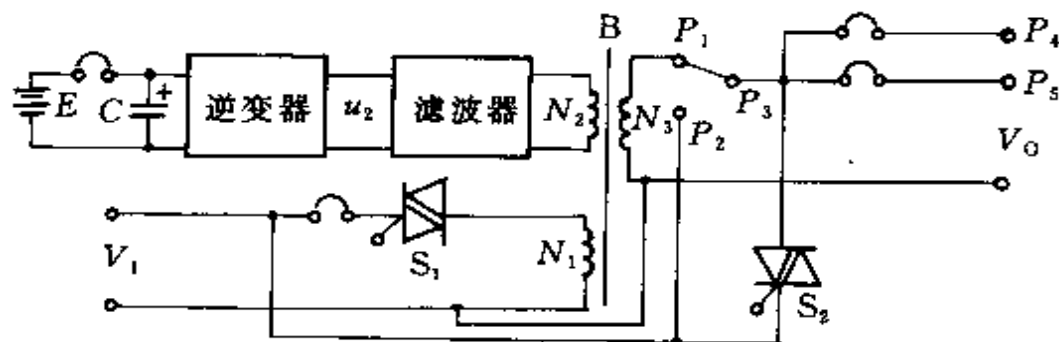


图 4-53 三端式 UPS

(1) 电网电压运行 当电网电源正常时，交流分路开关采用过零触发器（控制角为零）控制全波导通，经初级绕组  $N_1$  和次级绕组  $N_2$  给负载供 220 V 交流。静态旁路开关处于关断状态。与此同时，变压器次级绕组  $N_2$  感应出低幅值的交流正弦波，经滤波器反送到逆变器中，逆变器中续流（反并联）二极管相当于一个单相不控整流桥，经电容  $C$  滤波后给电池  $E$  充电。充电电压一般为 12~14 V。

(2) 逆变器供电 当电网电压中断时，控制  $S_1$  关断。启动逆变器送出 SPWM 电压  $u_2$ ，经滤波器形成平滑交流电压，在  $N_2$  绕组上输出 220 V 交流供负载使用。电网恢复正常时逆变器立即关断。

(3) 逆变故障 逆变器发生故障时，机电旁路开关迅速动作将端子  $P_3$  与  $P_2$  连接，将逆变器与负载脱开。与此同时，控制过零触发静态旁路开关  $S_2$ ，由电网给负载供电。

这种单相 UPS 工作可靠，已商品化供应市场。其缺点是变压

器体积大,所用功率元件较多,可采用高频变压器的 UPS 方案。

## 2. 采用高频变压器的单相 UPS

图 4-54 为具有高频环节的 UPS 电路。图中  $S_1 \sim S_4$  和与其反并联的体内二极管组成单相桥式 SPWM 逆变器,采用 IGBT 时,交流方波频率可达到 20 kHz,采用 MOSFET 可达到 50 kHz 以上。控制信号采用正弦单极性调制,则变压器一次侧为 SPWM 波形,基波频率为 50 Hz。变压器次级是一个单相交—交变频器(其原理在第 7 章讨论)。

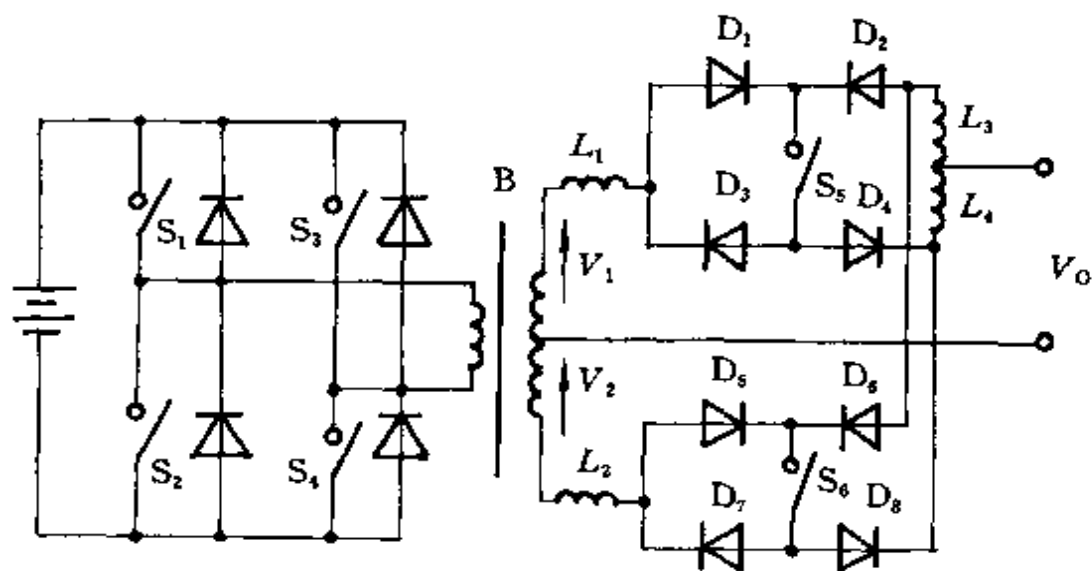


图 4-54 具有高频变压器的 UPS

高频变压器中电压波形如图 4-55 所示。如果以输出电流  $i_o$  为横坐标轴,输出电压  $V_o$  为纵坐标轴,按逆时针方向分为 1~4 象限,则可得到 1,3 象限  $i_o$  和  $V_o$  同方向,交—交变换器处于整流状态。2,4 象限  $i_o$  和  $V_o$  反向,这相当于负载具有超前或滞后的功率因数。交—交变换电路处于逆变状态。图 4-55(a)为变压器二次侧交变 PWM 方波,经单相交—交变换,输出波形为图 4-55(b)中 SPWM 波形,  $V_{o1}$  为  $V_o$  的基波,  $i_o$  为输出电流。

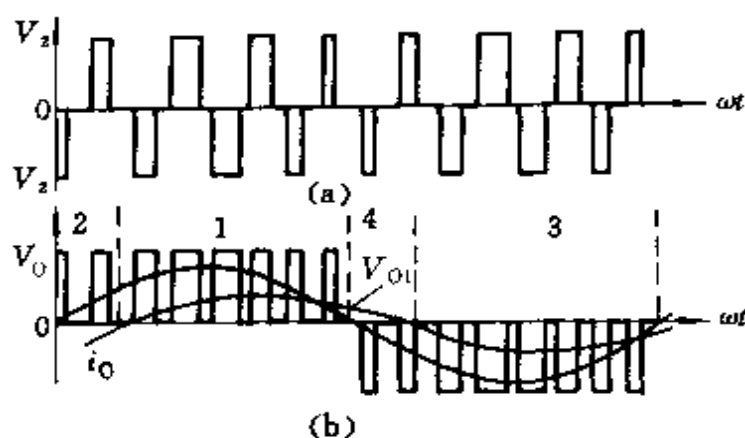


图 4-55 电压波形

### 3. 三相在线 UPS

电压型 SPWM 逆变器的一个非常典型的应用是三相 UPS 电源。图 4-56 给出了三相在线 UPS 主电路拓扑。图中  $E$  为电池组。 $C_0$  为电池滤波电容。 $S_1 \sim S_6$  组成电压型三相逆变器, 功率开关  $S_i$  可以是 GTR, IGBT, MOSFET 等全控型器件, 二极管是功率开关体内并联二极管。 $L_1$  为限流电抗器,  $L_2$  和  $C$  组成输出滤波器, 负载  $Z$  可以是感性 ( $R-L$ )、阻性或容性 ( $R-C$ ) 性质。其工作原理如下:

(1) 电网供电 三相电网电源  $u_a, u_b, u_c$  供电时, 采用三组过零触发器(集成芯片)控制  $S_7 \sim S_9$  依次导通, 给负载供电。与此同时, 三相电源经与  $S_1 \sim S_6$  反并联的二极管组成的三相全波不控整流电路给电池组充电, 充电电流由  $L_1$  限制。 $C_0$  起滤波作用。

(2) 逆变器供电 电网供电中断时, 控制电路封锁  $S_7 \sim S_9$  的触发脉冲, 送出  $S_1 \sim S_6$  驱动脉冲。根据负载要求电压, 调整调制比  $\lambda$  即可控制输出电压幅度。输出 SPWM 波形经  $L_2, C$  滤波后输出三相互差  $120^\circ$  的正弦波电压, 逆变器控制可采用本章已阐述过的各种方法。

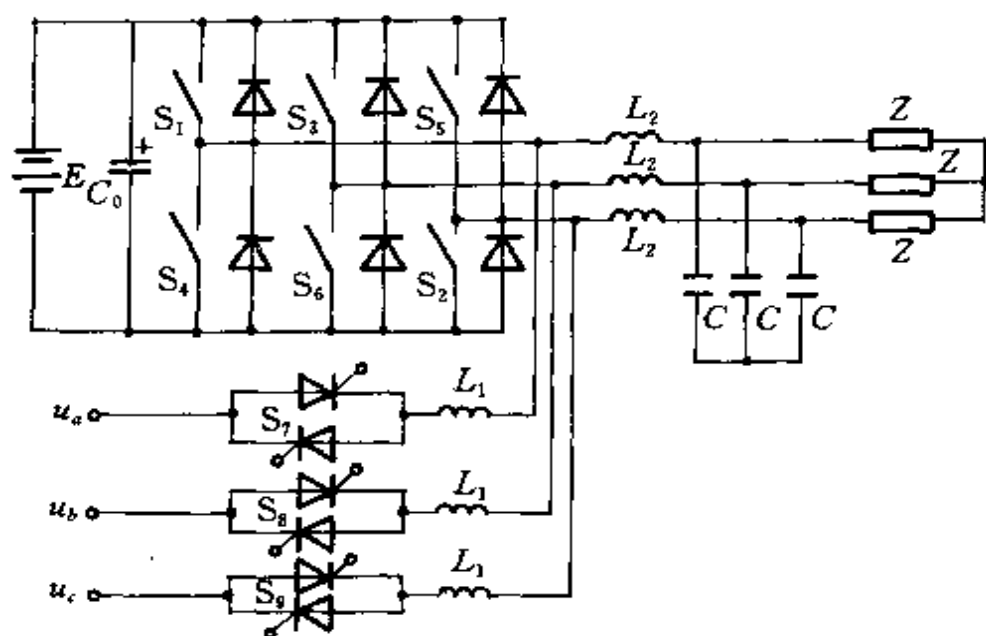


图 4-56 三相在线 UPS 主电路

#### 4.10.2 变速恒频发电系统(VSCF)

采用静止功率变换的变速恒频(VSCF)系统实质是电压型逆变器和输出级的组合。此装置的两个重要特点是:① 输出恒压恒频;② 输出三相要形成中线。恒压恒频由调制波频率及电压反馈即可实现。此处主要介绍输出中线的形成方法。

##### 1. 采用三点式逆变器

图 4-57 为三点式逆变器主电路。采用两个滤波电容串联,形成中点 0 作为负载中性点。图中  $R$  为均压电阻; $L, C$  为输出滤波电感、电容。这种方法简单易行,运行中希望输出端接有很轻的三相预负载。

##### 2. 中点形成变压器

图 4-58 为中点形成变压器,原副边均为星形接法。原边也可采用三角形接法,但副边必须为星形,以形成输出三相的中性点。

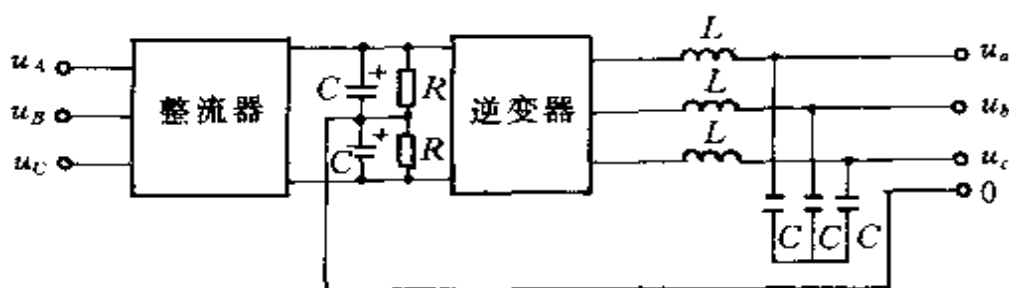


图 4-57 三点式逆变器

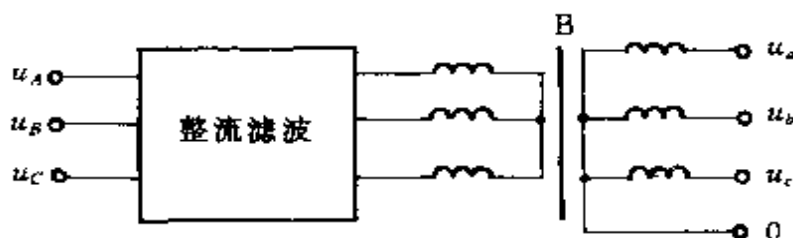


图 1-58 中点形成变压器

上述两种接法需要附加笨重的无源器件( $B$ 或 $C$ ),也可采用四分支(或四桥臂)逆变器,第四桥臂两个功率开关中点为中性点,采用适当的控制方法可以改善输出波形质量,允许用户三相负载不平衡。

## 第5章 DC/AC变换在感应电机控制中的应用

### 5.0 引言

DC/AC变换的一类用途是感应电机变速控制。在这类用途中,DC/AC变换作为变频电源起着关键作用。三相鼠笼式感应电机在工业中应用极其广泛,其异步转速公式为

$$n = \frac{60f_1(1 - S)}{P_n} \quad (5-1)$$

式中  $f_1$  为供电电源频率; $S$  为转差率; $P_n$  为极对数。由式(5-1)可知,要改变异步电机的转速可以通过改变转差率  $S$ ,极对数  $P_n$  或电源频率  $f_1$  来实现。变转差调速在理论上属于能耗调速,调速范围很小。变极调速为有级调速,对大部分生产机械不能满足要求。本章的分析将表明,变频调速可实现无级平滑调速。在各种速度下保持转差功率不变,因此效率高,可方便地实现恒转矩(基速下)和恒功率(基速上)控制。

现代电力电子技术的飞速发展,以 PWM 逆变器为核心的变频调速装置为电机控制提供了性能优良的变频(变压)电源,使交流感应电机调速性能接近直流调速电机的性能。

感应电机作为被控对象,它运行的物理过程直接影响着变频调速装置的设计。发展的第一阶段是基于电机静态模型的标量控制。由于感应电机的非线性、强耦合特征,为了获得理想的控制效果,应用了基于电机动态模型的矢量控制。本章首先简要讲述业已



成熟的标量控制原理及其变频装置,重点讨论矢量控制理论和矢量控制变频装置的工程实现。概要介绍这一领域的最新发展。本章最后一节讨论电流型逆变器及其在同步电机控制中的应用。

## 5.1 感应电动机的标量控制

感应电动机的控制量主要是定子电源参数,包括电压、频率、相位及电流。如果仅对某一变量的幅值进行控制,电动机采用静态数学模型,称这种控制方式为标量控制。如果对电压(或电流)矢量的幅值和相位都进行控制,电动机采用动态模型,称这种控制为矢量控制。三相鼠笼式感应异步电机在工业中应用非常广泛。基于标量控制的开环控制系统,即开环电压型 SPWM 变频调速器,在很多场合可直接使用,本节将介绍这种控制系统的理论基础、工作原理及系统构成。

### 5.1.1 理论依据

变频调速时,必须使励磁电流和功率因数基本保持不变,也希望磁通  $\Phi$  保持不变。因为,当  $\Phi > \Phi_e$  ( $\Phi_e$  为正常运行时的额定磁通) 时,将引起磁路过分饱和而使励磁电流增加,功率因数降低;如果  $\Phi < \Phi_e$ ,电动机的额定输出转矩  $T_e$  将下降,功率因数得不到充分利用而造成浪费,因而,必须保持  $\Phi$  不变。

根据感应电机定子电路的电势方程,在忽略定子漏阻抗的情况下,有

$$u_a \approx E_g = 4.44 f_1 N_1 K_1 \Phi \quad (5-2)$$

式中  $u_a$  为定子  $a$  相电压;  $E_g$  为  $a$  相绕组的反电势;  $f_1$  为定子电压频率;  $N_1$  为  $a$  相绕组匝数;  $K_1$  为绕组系数;  $\Phi$  为磁通。

为了使  $f_1$  变化时磁通  $\Phi$  保持不变,由式(5-2)可见,  $u_a/f_1$  必须保持常数,即定子电压和定子频率必须成正比例变化。

为了保持频率变化过程中电动机具有同样的过载能力, 必须要求  $u_a/f_1$  比例为常数, 即实现恒转矩调速。其推导如下。

### 1. 恒转矩调速 ( $u_a/f_1$ 为常数)

设电动机的最大转矩为

$$T_m = \frac{m}{\Omega} \frac{u_a^2}{2(\sqrt{r_1^2 + (x_1 + x_2')^2} + r_1)} \quad (5-3)$$

式中 电机角速度  $\Omega = 2\pi f_1/P_n$ ;  $m$  为相数; 定子漏抗为  $x_1$ ; 转子折算到定子侧的漏抗为  $x_2'$ ;  $x_1 + x_2' = 2\pi f_1(L_1 + L_2')$ , 代入式(5-3)并考虑到  $f_1$  较大时有  $(x_1 + x_2') \geq r_1$  而略去  $r_1$  ( $r_1$  为定子电阻), 得到

$$T_m \approx C \left( \frac{u_a}{f_1} \right)^2 \quad (5-4)$$

式中  $C = mP_n/8\pi^2(L_1 + L_2')$  为常数, 由于

$$T_m = \lambda_m T_e \quad (5-5)$$

上式中  $\lambda_m$  为过载倍数。将式(5-5)代入(5-4)中

$$T_e = C \frac{u_a^2}{\lambda_m f_1^2} \quad (5-6)$$

在变频运行中, 如果电源频率由  $f_1$  变为  $f_1'$ , 定子相电压、额定转矩及过载倍数相应地变为  $u_a'$ ,  $T_e'$  及  $\lambda_m'$ , 则频率变化前后额定转矩之比为

$$\frac{T_e'}{T_e} \approx \left( \frac{u_a'}{u_a} \right)^2 \left( \frac{f_1}{f_1'} \right)^2 \left( \frac{\lambda_m}{\lambda_m'} \right) \quad (5-7)$$

为了确保频率变化前后电动机具有同样的过载能力, 即  $\lambda_m = \lambda_m'$ , 则定子电压应按下列规律来调节

$$\frac{u_a'}{u_a} = \frac{f_1'}{f_1} \sqrt{\frac{T_e'}{T_e}} \quad (5-8)$$

对于恒转矩调速  $T_e' = T_e$ , 则由式(5-8)可得

$$\frac{u_a'}{f_1'} = \frac{u_a}{f_1} = C \text{ (常数)} \quad (5-9)$$

由此可见,恒转矩变频调速时,如能保证  $u_a/f_1$  为常数,则可保证调速过程中电机的过载能力保持不变,同时可满足磁通  $\Phi$  不变的要求。

必须注意到,在推导式(5-4)时,我们假定了频率  $f_1$  较大时可忽略定子电阻  $r_1$  的影响。由于定子漏抗  $x_1$  和转子折合到定子侧的漏抗  $x'_2$  与频率  $f_1$  成正比例,故当频率  $f_1$  较低时,  $(x_1 + x'_2) \geq r_1$  的关系式并不成立。此时,降落在定子电阻上的压降不可忽略,实际加到定子绕组上产生力矩的电压分量下降,磁通  $\Phi$  达不到额定值  $\Phi_e$ ,从而使电动机带载能力下降甚至无法使用。在实际应用中,采用  $\frac{u_a}{f_1}$  为常数控制时,必须在低频段(15 Hz)以下,提高输入电压,即增大  $\frac{u_a}{f_1}$  比例,进行转矩补偿。图 5-1 为  $\frac{u_a}{f_1}$  为常数情况下变频调速的机械特性。这种控制方式之所以被广泛使用,是因为不需进行复杂的计算。

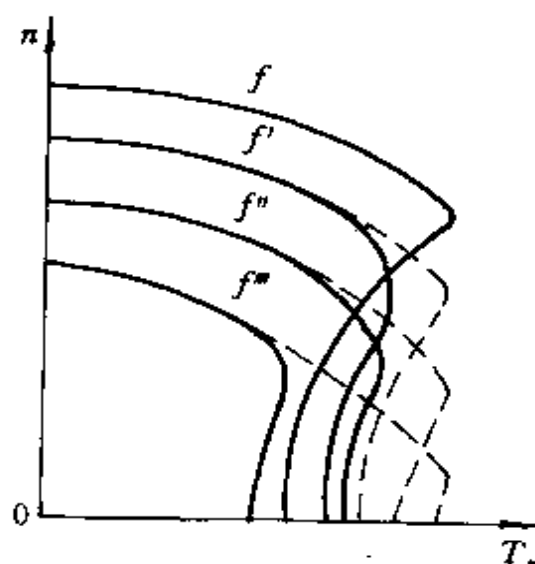


图 5-1  $u_a/f_1$  为常数变频调速机械特性

## 2. $E_g/f_1$ 为常数控制

为了提高控制精度,确保气隙磁通恒定,可采用下述分析的气

隙电势  $E_g/f_1$  恒定的控制方式。图 5-2 为感应电动机定子每相稳态等效电路。图中  $E_s$  为定子全磁通的感应电势,  $E_g$  为气隙(或互感磁通在定子每相绕组中的感应电动势,  $E_r$  为转子全磁通的感应电动势折合到定子侧的值,  $r_2'/S$  为折合到定子侧的转子的电阻值。如果在  $u_a/f_1$  为常数的控制方式中,恰当地提高相电压  $u_a$  的值,使它在克服定子压降以后,能维持  $E_g/f_1$  恒定(基频以下),则由式(5-2)可知,无论频率高低,每极磁通  $\Phi$  均为常值。但是,在线解算气隙磁通  $E_g$  必须附加一定的计算工作量,且转子电阻也会随电机温度变化而蠕变。实际应用中并不太普遍。由图 5-2 还可看到,如果控制转子电势与频率比  $E_r/f_1$  恒定,可获得理想的机械特性曲线。三种控制方式机械特性的比较见图 5-3。图中纵坐标为转差率  $S$ ,横坐标为转矩  $T_e$ ,曲线 1 为  $u_a/f_1$  为常数时的机械特性,曲线 2 为  $E_g/f_1$  为常数时的机械特性,曲线 3 为  $E_r/f_1$  为常数时的机械特性曲线。显然,曲线 3 是比较理想的。为了获得  $E_r/f_1$  为恒值的控制,必须对定子电压进行解耦运算,分解出励磁分量和转矩分量,这只能通过后面介绍的矢量控制方法去实现。

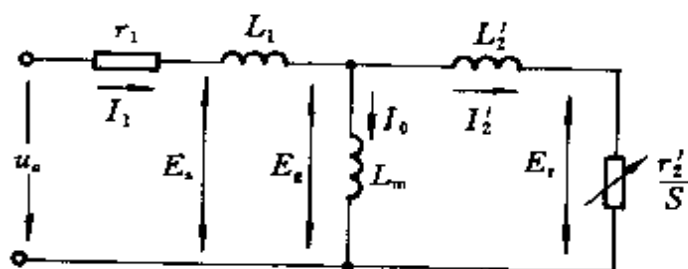


图 5-2 定子每相稳态等效电路

### 3. 恒功率控制

在恒功率调速时,由于

$$P_e = T_e' \Omega' = T_e \Omega = C \text{ (常数)} \quad (5-10)$$

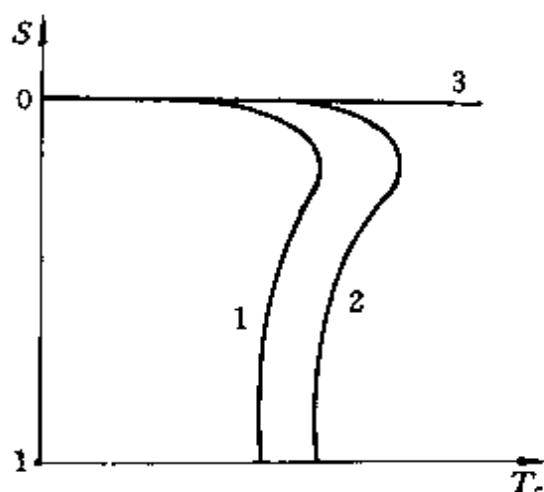


图 5-3 各种控制方式下机械特性比较

则  $T_e' f_1' = T_e f_1$ , 即  $(T_e'/T_e) = (f_1/f_1')$ , 将此代入式(5-8)中, 得

$$\frac{u_a'}{u_a} = \sqrt{\frac{f_1'}{f_1}} \quad (5-11)$$

由式(5-11)可见, 此时定子电压应按下述规律调节, 即

$$\frac{u_a'}{\sqrt{f_1'}} = \frac{u_a}{\sqrt{f_1}} = C \text{ (常数)} \quad (5-12)$$

如果调速时能满足  $u_a/\sqrt{f_1}$  为定值的条件, 则可实现恒功率调速, 随着转速的提高, 电机的输出转矩将下降。

在实际应用中, 可采用恒功率和恒转矩相结合的控制方式, 以实现复杂工艺的实际要求。图5-4为恒转矩和恒功率控制方式相结合时的机械特性曲线。

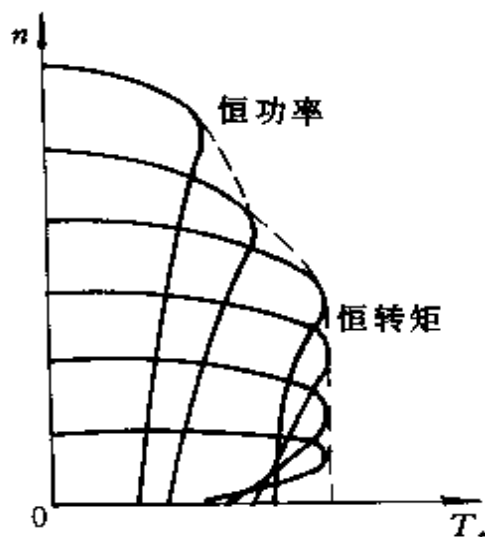


图 5-4 恒功率和恒转矩相结合控制时的机械特性曲线

#### 4. 恒电流控制方式

若保持定子电流  $I_1$  为一恒值, 这种调速方式被称为恒电流变频调速控制方式, 它要求变频电源是一种恒流源, 并要求控制系统带有 PI 调节器组成的电流闭环, 使变频运行过程中始终保持定子电流为给定值。由于变频器的电流被控制在给定的数值上, 所以在换流时没有瞬时冲击电流。这一控制方式及其系统将在后面介绍。

#### 5.1.2 可用于开环运行的电压型 SPWM 变频调速器

早期的六阶梯方波逆变器, 采用电压和频率的分级控制。由于方波逆变器在  $180^\circ$  范围导通, 只能改变输出电压的频率, 无法实现对幅度的控制, 通常采用可控整流环节控制逆变器输入直流电压的幅度。其控制方式采用  $u_a/f_1$  为恒值及低频电压补偿的方法, 电压控制信号是通过  $u_a/f_1 = C$  ( $C$  为常数) 直接由频率信号产生的。这种系统线路复杂, 输出电压高次谐波大, 产生极大的噪声和有害转矩。SPWM 逆变器, 可在逆变器中同时实现电压和频率的协调控制, 从而在输入级可采用功率因数较高的三相二极管不控整流器, 简化了主回路和控制电路, 获得了更好的输出电压。由于 SPWM 波形谐波分量小, 噪声低, 运转更平稳, 因此被广泛地用于工业生产。这种系统的另一优点是可以被直接作开环运行, 例如对速度精度要求不高的风机、泵类负载。对要求精确的生产机械, 也很容易附加外部电路形成转速闭环控制系统。目前, 基于  $u_a/f_1$  为恒值和低频补偿的交流电机速度控制系统, 已作为通用功率电子装置(通用变频器)商品化, 这种装置也被称为正弦波调压调频装置(SPWM VVVF)。下面将介绍这种最典型的电动机速度控制系统。工业上称其为交流电机通用变频调速器。

##### 1. 通用变频器主回路

通用变频器主回路如图 5-5 所示。由图可见, 通用变频器主回路实际上就是第 4 章研究过的三相 SPWM 电压型逆变器附加了

一些辅助单元,以完成交流电动机变频变压调速运行功能。图中整流器和逆变器此处不再详析。值得提及的是逆变器 I 中功率开关器件不局限于某一种,它们可以是 GTR, IGBT 或功率 MOSFET 等自关断器件。本节将对其他辅助单元作一介绍。

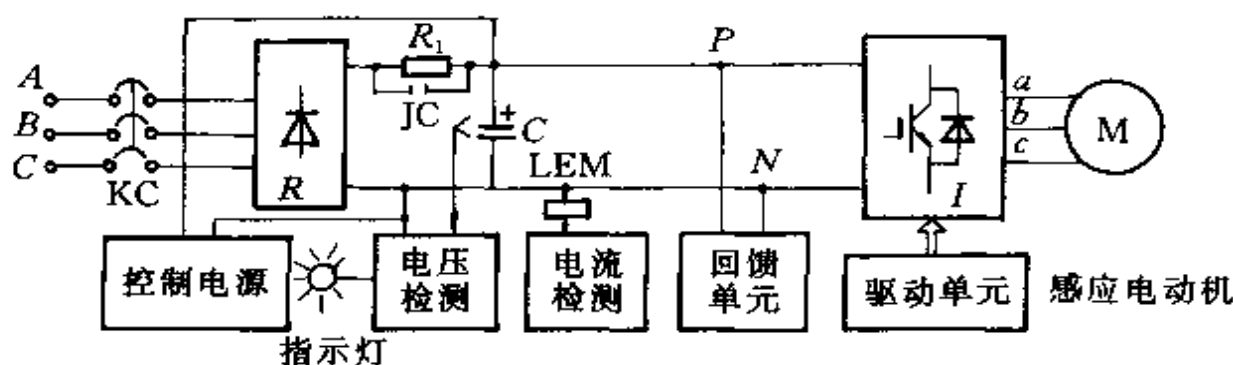


图 5-5 通用变频器主回路电路示意图

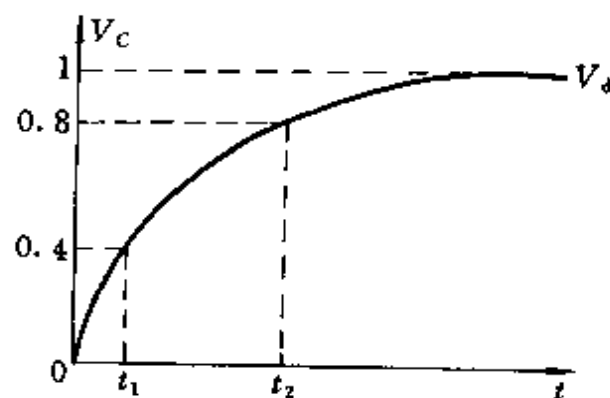
## 2. 供电时序控制

通用变频器的供电时序,对变频器可靠运行和自身保护有极为重要的意义,在设计变频调速系统时,必须对此给予充分关注。

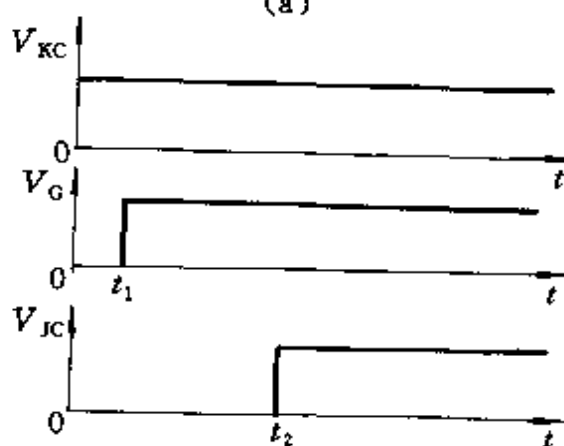
图 5-5 中 KC 为用户空气开关。 $R_1$  为充电电阻,它与继电器(或接触器)一起构成上电软启动电路,以保护滤波电容免受大电流冲击,另一个功能是产生延时,为控制电路提供正确的时序控制。图 5-6 为通用变频器供电时序。图 5-6(a)为主回路滤波电容充电曲线,图 5-6(b)中  $V_{KC}$  为空气开关接通状态,  $V_G$  为所有控制电源正常供电,  $V_{JC}$  为接触器接通状态。

在  $t=0$  时刻,合上用户空气开关,图 5-5 中三相整流器上电,电流经充电电阻  $R_1$  给电容  $C$  充电。到  $t=t_1$  时刻,电容  $C$  上电压达到  $0.4V_d$ ,辅助电源(即控制电源)启动并达到额定输出状态,同时给控制单元中微处理器及外围电路和驱动电路提供额定控制电源,微处理器初始化并进入待命状态,所有的驱动电路输出均处于低电平。经过  $1\sim 3\text{ s}$  后,电容上充电电压达到  $0.8V_d$  时,控制电路

发出指令使接触器 JC 上电, 整流电源经接触器 JC 的常开触头(上电后闭合)向逆变器提供电流, 将充电电阻短路, 系统处于待运行状态。充电电阻  $R_1$  被短路后, 电容电压  $V_C$  迅速达到额定值  $V_d$ , 等待用户通过键盘向控制系统发送运行指令。



(a)



(b)

图 5-6 供电时序

当工作结束断开空气开关 KC 或瞬时停电后, 将按与上述相反的次序动作。即首先断开接触器 JC, 封锁所有输出信号(控制电路中欠压保护功能动作), 积存在电容  $C$  中的电能单独供给控制电路使用。在这段时间内, 控制电路发出各种保护信号, 使驱动电路输出可靠置零电平, 保护各类数据和状态。控制电源在  $5 \sim 8\text{ s}$  后自动关闭。在此期间, 主回路带电指示灯一直亮着, 直至主回路  $V_C$



达到 36 V 的安全电压以下。

### 3. 控制电源

通用变频器中控制电源一般需  $\pm 5\text{ V}/(3 \sim 5)\text{ A}$ , 供给微处理器及组成单片机最小系统的外围芯片,  $\pm 15\text{ V}$  供给霍尔电流传感器。对逆变器桥臂的 6 个功率管所用的 6 个驱动电路, 最好是采用独立的 6 个驱动电源  $V_{g1} \sim V_{g6}$ 。国内外目前推入市场的各种型号通用变频器, 大部分采用专用集成驱动器, 一般需要 20 V 直流电源, 以便通过内部电路产生出  $+15\text{ V}$  正向驱动电源和  $-5\text{ V}$  负向关断偏置电源。

由上节分析可知, 由主回路滤波电容上引出的一次电源, 其幅度为  $0 \sim 540\text{ V}$ 。按照时序控制的要求, 在一次电源达到 216 V 时即要输出标准的额定控制电压, 可见对一次电源来说, 幅度在  $216 \sim 540\text{ V} \pm 15\%$  范围内均要保证输出二次电源稳定。考虑到再生能量回馈(将在下节分析), 控制电源输入端的一次直流电压一般范围为  $216 \sim 860\text{ V}$ 。对于如此宽的输入电压范围和动态负载的急剧变化, 给控制电源的设计增加了不少难度。考虑到高频功率晶体管(MOSFET)目前耐压一般为  $1\,000\text{ V}$ , 因此一般需选择半桥或桥式 DC/DC 变换器(DC/DC 变换器设计将在第 8 章中介绍), 对微处理器所用 5 V 直流电源需要采用二次稳压。必须指出的是, 驱动用的 6 路稳压电源, 原则上应采用悬浮地并与其他控制电压在地线上隔离。

### 4. 回馈单元

通用变频器中采用二极管不控整流, 电流只能单方向流动。在交流电机变速运动控制中, 当电动机减速或停车时, 储存在电动机和负载惯性部分的动能将变为电能回馈给直流电源, 使滤波电容两端能量积聚, 电压不断升高。因此, 有必要采取措施释放掉该能量。

(1) 回馈能量产生的机理 当三相鼠笼式异步电动机由于

位能负载下放重物,停机瞬间或减速过程(同步转速小于异步转速),此状态下转差率

$$S = \frac{n_1 - n}{n_1} < 0 \quad (5-13)$$

转子感应电势  $SE_2$  反向,转子电流的有功分量为  $I_{2a}' = I_2' \cos \varphi_2$ , 即

$$I_{2a}' = \frac{E_2' \frac{r_2'}{S}}{\left(\frac{r_2'}{S}\right)^2 + x_2'^2} \quad (5-14)$$

转子电流的无功分量为  $I_{2r}' = I_2' \sin \varphi_2$ , 即

$$I_{2r}' = \frac{E_2' x_2'}{\left(\frac{r_2'}{S}\right)^2 + x_2'^2} \quad (5-15)$$

上两式中  $r_2'$  为转子折合到定子侧的电阻值,  $x_2'$  为转子折合到定子侧的漏抗值,  $E_2'$  为折合到定子侧的转子电势,  $I_2'$  为折合到定子侧的转子电流。

由式(5-14)和式(5-15)可见,当  $S$  变负时,转子电流的有功分量改变了方向,其无功分量的方向则不变。这样,可给出异步感应电动机在回馈状态下相量图如图 5-7 所示。图中  $u_a$  为定子  $a$  相电压,  $E_1'$  为定子反电势,  $E_2'$  为转子折合到定子侧的反电势,  $I_1'$  为定子电流,  $I_2'$  为转子折合到定子侧的电流。 $\Phi$  为  $a$  相电势产生的磁通。

由图 5-7 可见,在  $u_a$  和  $I_{1a}$  之间相位差  $\varphi_1 > 90^\circ$ , 此时定子功率  $P_1 = mUI_1 \cos \varphi_1$  为负,定子绕组将电能回馈电网。另外,由于  $I_2' \cos \varphi_2$  为负,则

$$T_e = C_m \Phi_m I_2' \cos \varphi_2 < 0 \quad (5-16)$$

即,转矩  $T_e$  的方向与转向相反,故此时异步电机既回馈电能,又在轴上产生机械制动转矩,即在制动状态下工作。由于  $T_e$  为负,电动机输出功率  $P_2 = T_e \Omega$  也为负,则此时异步电动机吸收机械功率。

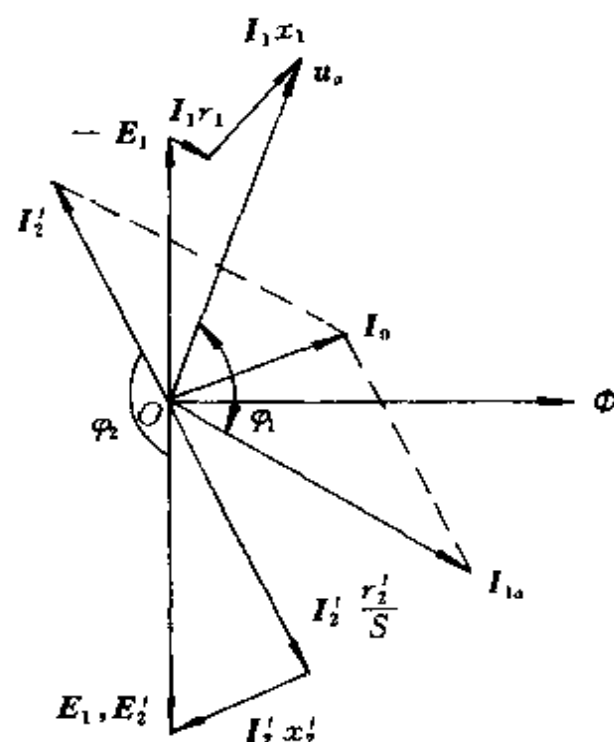


图 5-7 异步电机回馈状态相量图

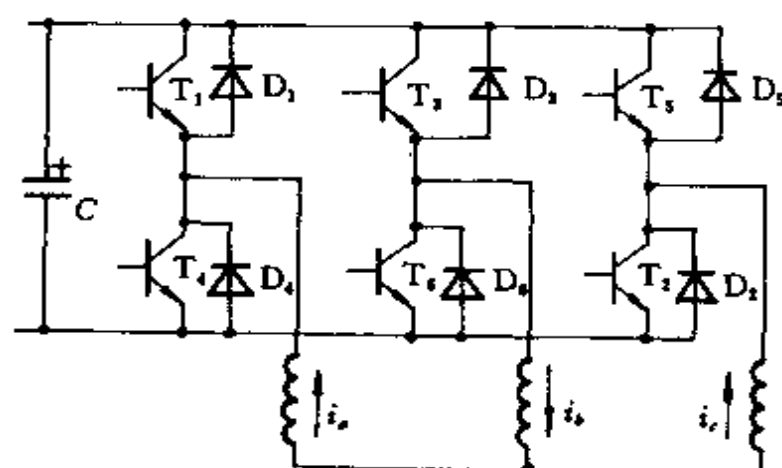


图 5-8 回馈时逆变器中电流走向

(2) 回馈状态的电流流向 突然停机或减速时,此时电机中所储存的电磁能除很小部分消耗在定子电阻中外,其余将通过  $D_1$ 、 $D_3$  和  $D_5$  回馈到直流部分的电容器  $C$  中,假设回馈发生前电容

电压  $V_c = V_d$ , 回馈能量较大时, 电容电压将迅速增高, 严重的威胁到变频器的安全。电压升高的幅度计算是一个非常复杂的问题, 与负载类型及运行状态有直接关系。因此, 一般工程应用中按回馈功率占额定功率的百分比估算。

(3) 能耗制动 在大部分通用变频器中, 采用功率晶体管及电阻器组成能耗制动单元如图 5-9 所示。制动单元用截面积较大的导线联接到变频器主回路正电源端子  $P$  和负电源端子  $N$ , 将制动电阻  $R$  串接在  $P$  点与功率晶体管集电极  $c$  之间, 功率晶体管发射极  $e$  接  $N$  点。图中的  $R_1$  和  $R_2$  为取样

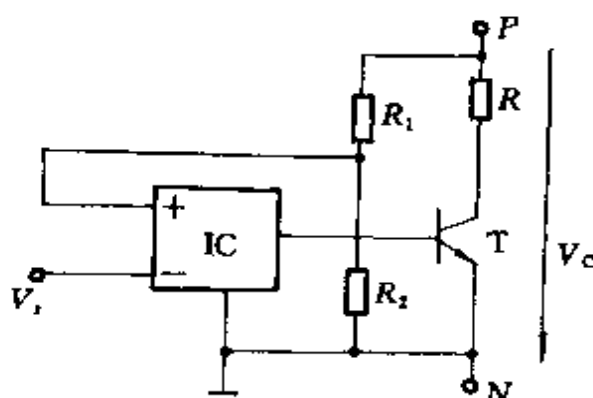


图 5-9 单管能耗制动电路

电阻,  $V_r$  为回馈释放参考电压, 其动作按下式执行

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_c - V_r = \begin{cases} > 0 & \text{T 导通} \\ \leq 0 & \text{T 关断} \end{cases} \quad (5-17)$$

当采样电压大于参考电压  $V_r$  时, 晶体管  $T$  导通, 相当于给逆变器输入直流电压源  $V_d$  并联了一个电阻性负载  $R$ , 使泵升到电容上的电压迅速下降。阻尼电阻器设计为系列产品供用户根据不同负载选用。

### 5.1.3 回馈制动装置

前述能耗回馈制动装置, 将回馈能量以热的形式消耗掉, 既增大了机箱内热量, 又白白浪费了大量能源。对升降装置(例如电梯、卷扬机等)、重惯性离心分离机、油田游梁式抽油机等负载, 制动时将产生大量的再生回馈能量, 电动机很多时间运行于发电状态。如果能将这部分能量回馈电网, 无论从经济意义或技术角度看都是

必需的。本节将研究一种可向电网回馈电能的回馈制动装置。

### 1. 回馈制动装置主电路

回顾 3.6.3 的三相电压型 SPWM 整流器, 如果去掉与每个功率管反并联的续流二极管, 则可构成图 5-10 所示的回馈制动装置, 所不同的是采用的控制方法不一样。图中主回路的功率一般设计为 5 kW 以下, 在大功率变频器运行中可采用多组并联回馈。

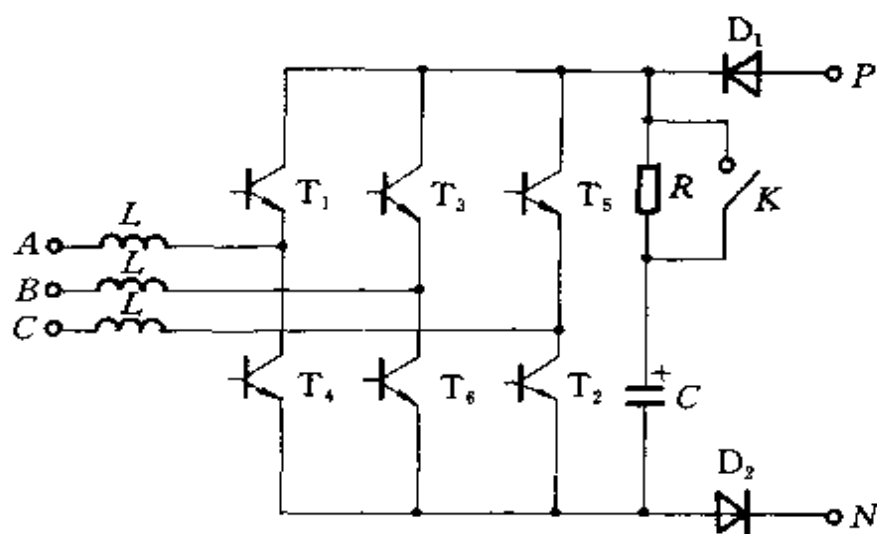


图 5-10 回馈制动装置主回路

图 5-10 中  $T_1 \sim T_6$  为逆变器主管, 其参数选取可参考第 4 章逆变器设计。开关  $K$  和电阻  $R$ , 电容  $C$  类似于变频中上电缓冲电路,  $P$ 、 $N$  端子与变频器主回路中  $P$ 、 $N$  端子同名联接。最关键的器件是三个扼流电抗器  $L$ , 该电抗器需承受直流母线电压和电网电压的差值。

### 2. 电抗器设计

扼流电抗器在能量回馈过程中起着很重要的作用, 设计中要综合考虑电感量、工作电压、工作电流和工作频率等方面的要求。

设直流母线上最高电压为  $V_b$ , 电网线电压为  $U_{lm}$ , 则电抗器承受的正向电压为  $\Delta V = V_b - U_{lm}$ , 在  $\Delta V$  的作用下, 回馈电流由  $I_{L1}$

上升到  $I_{L2}$  的时间为  $t_{on}$ 。每个电抗器的电感值为  $L$ , 则

$$\begin{aligned}\Delta V t_{on} &= 2L(I_{L2} - I_{L1}) \\ t_{on} &= \frac{2L(I_{L2} - I_{L1})}{\Delta V}\end{aligned}\quad (5-18)$$

当回馈电流达到  $I_{L2}$  时, 直流母线电压回到设定电压  $V_{Dr}$ , 回馈装置中逆变器将停止工作。由式(5-18)可知, 在允许压差  $\Delta V$ , 开关时间  $t_{on}$  最大及最小回馈电流  $I_{L2}$  及  $I_{L1}$  确定后, 即可确定出电感量  $L$  的值。

在变频调速器中, 如果主回路管采用 1 200 V 耐压, 可允许过压设定  $V_{Ds}$  达到 860 V, 超过这个值, 变频器控制电路将封锁 6 个驱动信号而迫使变频器停止工作。而回馈电压设定值一般应在 700 V 以下, 由此可得到

$$\Delta V_{max} = V_{Ds} - U_{lm} \quad (5-19)$$

$$\Delta V_{min} = V_{Dr} - U_{lm} \quad (5-20)$$

能量回馈装置可回馈的功率, 由直流母线额定整流电压和回馈平均电流决定。在能量回馈过程中, 电网线电压是一定的, 电网线电压的整流输出平均值为  $2.34U$  ( $U$  为相电压有效值), 则能量回馈功率

$$P_h = 2.34U \frac{I_{L2} + I_{L1}}{2} \quad (5-21)$$

根据式(5-18)、(5-19)、(5-20)可知, 扼流电感可按下式取值

$$\frac{\Delta V_{min} t_{on}}{2(I_{L2} - I_{L1})} < L < \frac{\Delta V_{max} t_{on}}{2(I_{L2} - I_{L1})} \quad (5-22)$$

实际使用时可在二者之间取平均值计算。式中电压和电流量纲按伏特和安培,  $t_{on}$  量纲以秒为计算, 则  $L$  的量纲应为亨利, 例如,

当  $V_{Ds} = 860 \text{ V}$ ,  $V_{Dr} = 200 \text{ V}$ ;  $P = 5\,000 \text{ W}$ ,  $\frac{1}{2}(I_{L2} + I_{L1})$  为  $10 \text{ A}$ ; 则可设定  $I_{L2} = 15 \text{ A}$ ,  $I_{L1} = 5 \text{ A}$  (这两个电流可由滞环控制限定); 设最小线电压  $U_{\min} = 340 \text{ V}$ , 取  $t_{on} = 0.9 \text{ ms}$  (开关频率  $1 \text{ kHz}$ , 占空比  $9:1$ ); 则可计算出  $L_{\min} = 7.65 \text{ mH}$ ,  $L_{\max} = 23.4 \text{ mH}$ , 取平均值为  $15 \text{ mH}$ 。如果开关频率提高到  $5 \text{ kHz}$ , 则电感  $L$  的值可下降为  $3 \text{ mH}$ 。

### 3. 回馈逆变器控制系统

控制电路的基本功能是根据电压检测信号确定回馈逆变器的开通或关断; 根据电流检测信号 (回馈逆变器本身的直流母线电流) 限制最大回馈电流  $I_{L2}$  和最小回馈电流  $I_{L1}$ ; 确保逆变器回馈电流频率和相位与电网电流频率相位一致; 对回馈信号进行调制使其按设计的开关频率工作, 以便电抗器  $L$  发挥应有的扼流滤波作用。

由图 5-11 给出了回馈逆变器控制电路, 图中 IC1 ~ IC3 组成了相位同步控制电路, 其工作原理在第 3 章中已作详细研究, 此处不再详述。IC4 和  $R_{13}$ ,  $R_{14}$ ,  $R_{15}$  构成了电压比较器, 当  $V'_{Dr}$  ( $V'_{Dr}$  正比于回馈设定电压  $V_{Dr}$ ) 大于变频器直流母线电压  $V'_c$  ( $V'_c$  正比于  $V_c$ ) 时, 比较器输出低电平, 该信号使  $V_{G1} \sim V_{G6}$  均输出低电平, 逆变器处于关断状态。当  $V'_c < V'_{Dr}$  时, IC4 输出高电平, 允许  $V_{G1} \sim V_{G6}$  输出高电平。

图 5-11 中  $R_{16} \sim R_{21}$  和运算放大器 IC5 以及二极管  $D_4$  构成电流滞环比较器, 当逆变器回馈线电流 (电感电流)  $I_L$  低于滞环下限  $I_{L1}$  时, IC5 输出高电平, 允许  $V_{G1} \sim V_{G6}$  输出高电平。当  $I_L$  高于滞环上限  $I_{L2}$  时, IC5 输出低电平, 使  $V_{G1} \sim V_{G6}$  均为低电平, 逆变器关闭。

图 5-11 中调制波发生器用于产生  $1 \text{ kHz}$ , 占空比为  $9:1$  的方波信号, 用以调制回馈控制信号, 确保逆变器按固定的开关频率工

作,下面用图形表述出四个信号之间的关系,其中驱动信号仅以  $V_{G1}$  为例,其他的与此完全相同。图 5-12 为回馈逆变器控制电路逻辑图。由图可见只有当  $V_{T1}, V_{C4}, V_{C5}$  均为高电平时间间隔内,  $V_{G1}$  被调制为占空比为 9:1 的方波脉冲如图  $V_{G1}$  所示。有任何一个条件不满足,逆变器都不会开通。这个控制系统能保证电网输出正向线电压时,输出负向电流(即向电网回馈电流)。还应该指出的是,如果图 5-11 中调制波发生器设计为 5 kHz 的脉冲波,其占空比仍为 9:1,则回馈逆变器将按照 5 kHz 的开关频率工作,这种情况下, GTR 已不能胜任,必须使用 IGBT 或 MOSFET。当使用这些高速器件时,开关频率还可提高,甚至达到 20 kHz,扼流电感将反比例下降,有利于系统小型化。

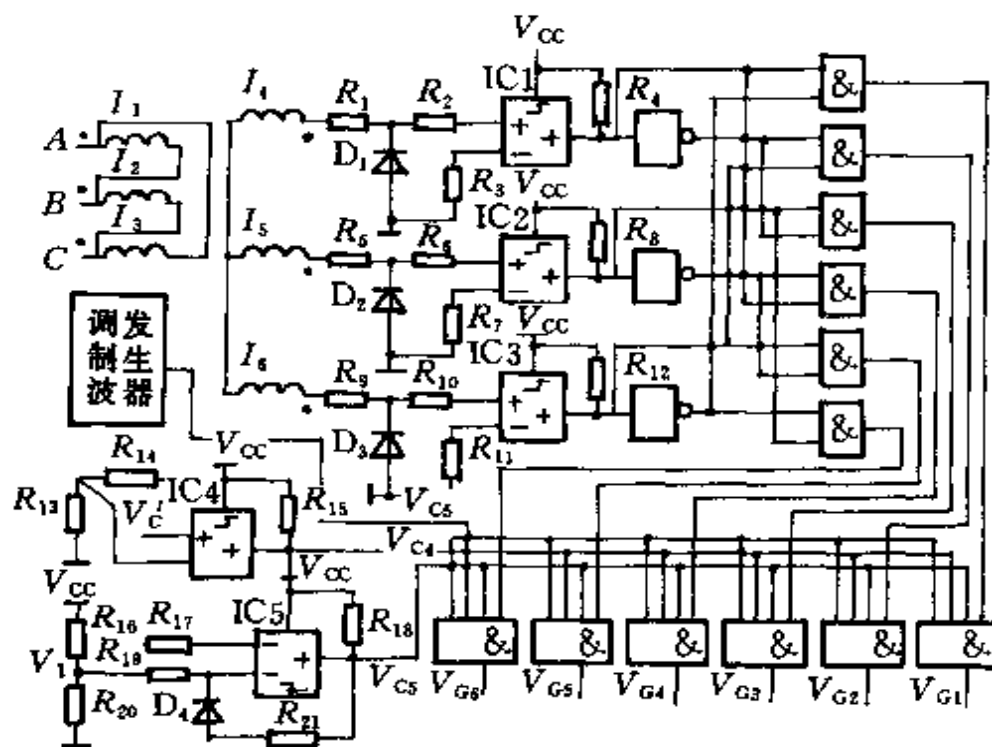


图 5-11 回馈逆变器控制电路



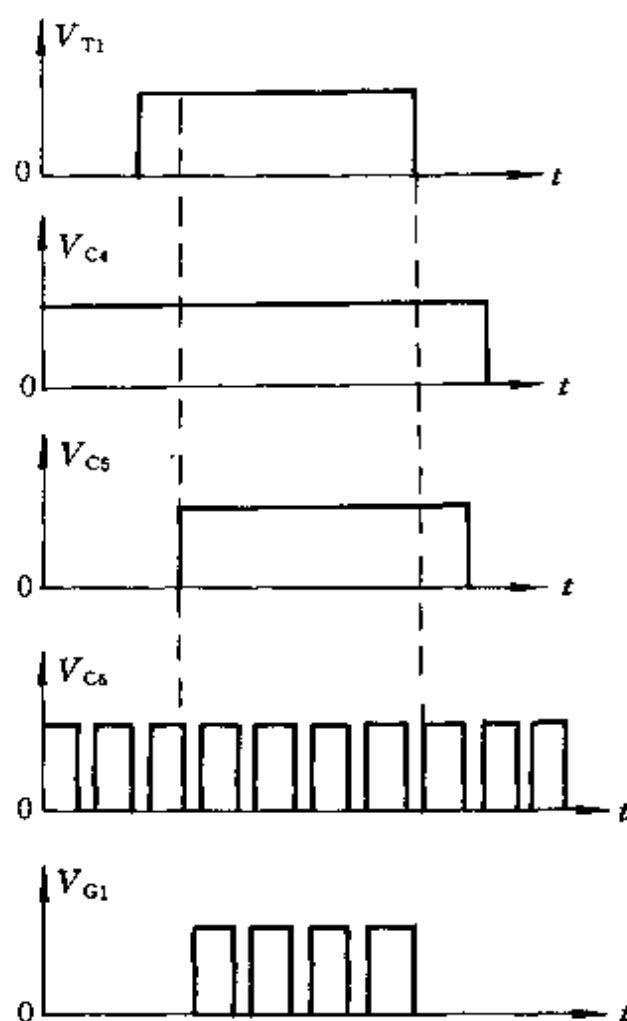


图 5-12 回馈控制逻辑图

#### 5.1.4 通用变频器 (VVVF) 控制系统

通用变频器控制电路, 由于被设计成在开环状态下工作, 一般采用  $u_1/f_1$  比为常数加低频补偿的控制方式。所以, 控制系统实质上是扩展了电机控制功能的 SPWM 信号发生器。在第 4 章中, 已经对基于微处理器的 SPWM 波形生成作了详细研究, 此处仅从控制系统角度说明各部分主要功能。

电压型 SPWM 变频调速器, 可用于电压控制方式, 也可用于

电流控制方式。电压控制方式电压型 SPWM 变频器(VVVF)既可用于转速开环控制,又可用于转速闭环控制,具有转差调节的  $u_1/f_1$  协调控制及转矩和磁通控制。电流控制方式电压型 SPWM 变频器主要用于矢量控制系统。

图 5-13 为转速开环的通用变频器控制系统框图。控制系统可采用 MCS-51, MCS-96 系列 8 位或 16 位微处理器及外围芯片构成。近年来国外已开始采用 32 位微处理器或对程序经掩膜处理的专用微机芯片, EPROM 和 RAM 大部分已集成到微处理器内部,从而大大简化了控制系统硬件,提高了运算速度。这些高级微处理器丰富的软件资源简化了程序设计,高速计算功能和数据传送功能使 SPWM 在线计算成为现实。

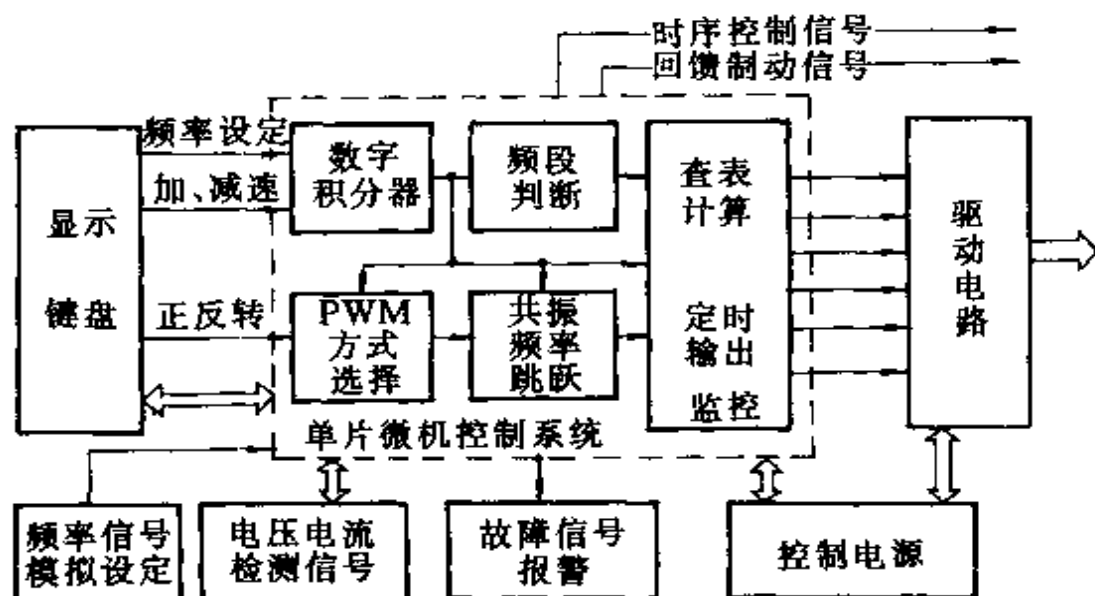


图 5-13 转速开环的通用变频器控制系统框图

通用变频器的显示一般由四位数码管或液晶显示器构成。键盘一般采用触摸开关,变频器频率设定信号,频率限位信号,各种运行状态,  $u_1/f_1$  曲线,电动机加速或减速时间,均由键盘设定。电

机的正转或反转,一般设立独立的按键。由键盘以数字方式设定的频率值送入数字积分器,由键入的加速或减速时间确定积分器的时间常数。微处理器将根据设定频率、正反转状态判断分段同步调制的频段,确定载波周期  $T_c$ ,进行 PWM 方式选择,避开共振频率(该值由键盘按功能号键入)。然后,开始查表,计算脉冲宽度,定时器中断输出 SPWM 波形,形成 6 路驱动信号。计算机控制系统的高速输入 HSI 接收来自主回路的交流电压、电流、直流母线电压和电流信号,进行低频补偿运算和故障判断。发现故障立即封锁 6 路输出信号,送出报警信号。在运行过程中,计算机还要担负时序控制信号和回馈制动信号处理。

### 1. 转速开环时电压 / 频率协调控制特性

电压控制方式的电压型 SPWM 变频器,当采用  $u_1/f_1$  比例恒定的控制方式时,在稳态情况下,电机气隙磁通  $\Phi$  正比于  $u_1/f_1$  比。保持气隙磁通达到额定值,将对定子电流提供最高的转矩灵敏度,进行低频补偿后,在基频以下,可具有额定的气隙磁通和额定转矩。稳态情况下,如果负载转矩增大,在稳定极限内转差将增大,并且在产生的转矩和负载转矩之间维持平衡。如果设定频率超过电机的基频,电机将从恒转矩区过渡到弱磁区。在弱磁区内,磁通  $\Phi$  较小,所以对于相同的定子电流极限,产生的转矩减小了。基频频率可由用户设定,其  $u_1/f_1$  比图形如图 5-14 所示。在设计程序时,要保证用户根据设定频率(基频)和选定的  $u_1/f_1$  比曲线改变计算系数或转入相应数据库取数。

$u_1/f_1$  协调控制的传动系统在恒转矩区内的规范的加速 / 减速工作特性示于图 5-15。在稳态运行期间(图中的点 a),如果提高或降低运行频率,则有可能超过颠覆转矩下的转差率  $S_c$ ,而使电机变得不稳定。因此在加速和减速期间,有必要使频率跟踪电机速度,使转差不超过颠覆转矩下的额定转差率  $S_c$ 。在转速开环的情况下,可采用电流极限控制。对于某一逐步升高的频率指令,转差

增大使定子电流增大达到某一极值,相应地把转矩速度曲线中工作点从  $a$  转移到  $b$ ,在  $bc$  段的电流极限控制下,频率以恒定的速度上升。当电机达到新设定的速度时,随着转差率的减小,电流降到极限电流以下而达到稳态工作点  $d$ 。当频率降低或关机时,定子电压频率低于电机实际频率(同步转速小于异步转速)。此时,电动机运行于回馈发电状态,向直流环节回馈电能,使滤波电容上充电电压升高,因此,对减速也必须采用反向电流极限控制。电流极限控制,通过设定电流(逆变器允许最大电流)与实际工作电流的采样值比较后,经带双向限幅的 PI 调节器去实现。采用微处理器的控制系统,通过软件改变数字积分器的时间常数。

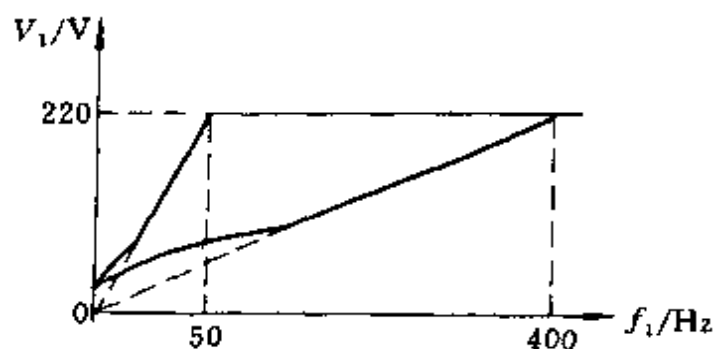


图 5-14  $u_1/f_1$  比图形(有低频补偿)

## 2. 转速闭环

通用变频器可附加少量的元件,在外部构成转速闭环控制系统。图 5-16 为通用变频器的转速闭环控制系统框图。图中  $V_f^*$  为转速设定电压,  $V_f'$  为与输出转速成正比的反馈电压,其差值经 PI 调节后输出电压  $V_f$  用来控制变频器输出频率(控制电机转速)。  $G(s)$  为变频器和电动机在平衡工作点附近的小信号线性化传递函数。图 5-16 中 T 为测速发电机,  $a$  为反馈系数,  $n$  为电动机的异步转速,系统控制量采用模拟电压。

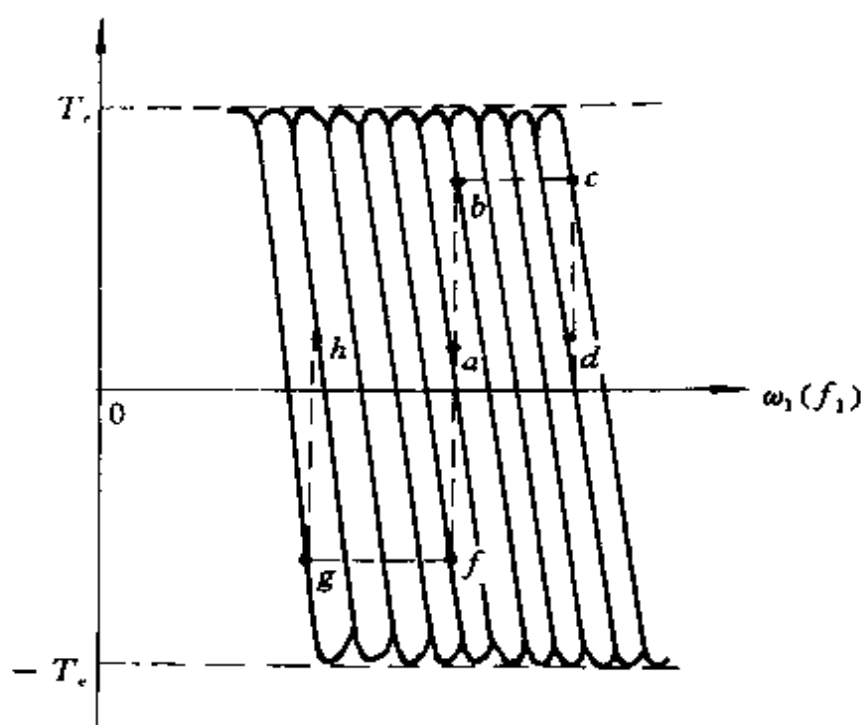


图 5-15 恒转矩的加减速工作特性

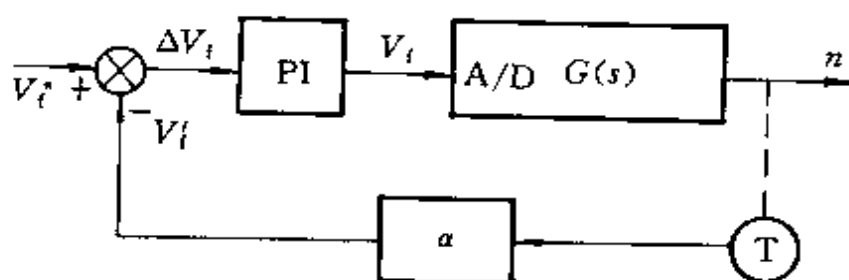


图 5-16 通用变频器的转速闭环控制系统框图

### 5.1.5 具有转差率调节的 $u_1/f_1$ 恒定的速度闭环控制

在采用  $u_1/f_1$  恒定的通用变频器开、闭环运行中,电机转矩极限控制间接地依靠电流极限控制加以实现。根据电力拖动自动控制系统的基本运动方程

$$T_e = T_L + \frac{J}{P_n} \frac{d\omega_r}{dt} \quad (5-23)$$

可以看出,若要提高调速系统的动态性能,应着重控制转速变化率  $d\omega/dt$ , 当负载转矩  $T_L$  一定时,通过控制电机电磁转矩  $T_e$  即可达到控制  $d\omega_r/dt$  的目的。在标量控制系统中,转矩  $T_e$  只能通过加到电机定子上的电压和频率的协调控制来实现。下面将分析其控制机理和系统构成,系统中功率变换器仍采用电压型 SPWM 逆变器主回路。

### 1. 转差率控制

根据电机学中给出的电动机的转矩表达式

$$T_e = C_m \Phi I_2' \cos \varphi \quad (5-24)$$

(式中  $C_m = \frac{3}{\sqrt{2}} P_n W_1 K_{w1}$ ) 可以看出,气隙磁通  $\Phi$ , 转子电流  $I_2'$  和转子功率因数都影响转矩,而这些量都又和速度有关,增加了控制的复杂性。根据图 5-2 所示等效电路

$$I_2' = \frac{SE_g}{\sqrt{r_2'^2 + (S\omega_1 L_2')^2}} \quad (5-25)$$

$$\cos \varphi_2 = \frac{r_2'}{\sqrt{r_2'^2 + (S\omega_1 L_2')^2}} \quad (5-26)$$

将上两式代入式(5-24),有

$$T_e = C_m \Phi \frac{SE_g r_2'}{r_2'^2 + (S\omega_1 L_2')^2} \quad (5-27)$$

根据式(5-2),知

$$E_g = 4.44 f_1 W_1 K_1 \Phi = \frac{1}{\sqrt{2}} \omega_1 K_1 W_1 \Phi \quad (5-28)$$

将式(5-28)代入(5-27)

$$T_e = \frac{1}{\sqrt{2}} C_m W_1 K_1 \Phi^2 \frac{S\omega_1 r_2'}{r_2'^2 + (S\omega_1 L_2')^2} \quad (5-29)$$

令  $\omega_s = S\omega_1, K_m = \frac{1}{\sqrt{2}}C_m W_1 K_1$  (电机常数), 则

$$T_e = K_m \Phi^2 \frac{\omega_s r_2'}{r_2'^2 + (\omega_s L_2')^2} \quad (5-30)$$

在式(5-30)中, 令  $dT_e/d\omega_s = 0$ , 可求出极点

$$\omega_{s\max} = \frac{r_2'}{L_2'} = \frac{r_2}{L_2} \quad (5-31)$$

对应的转矩最大值为

$$T_{e\max} = \frac{K_m \Phi^2}{2L_2'} \quad (5-32)$$

根据式(5-30)、(5-31)和式(5-32), 可画出  $T_e = f(\omega_s)$  的曲线如图5-17所示。由图可见, 只要对转差频率  $\omega_s$  加以限幅, 即限幅值  $\omega_{sm}$  必须小于  $\omega_{s\max}$

$$\omega_{sm} < \omega_{s\max} \quad (5-33)$$

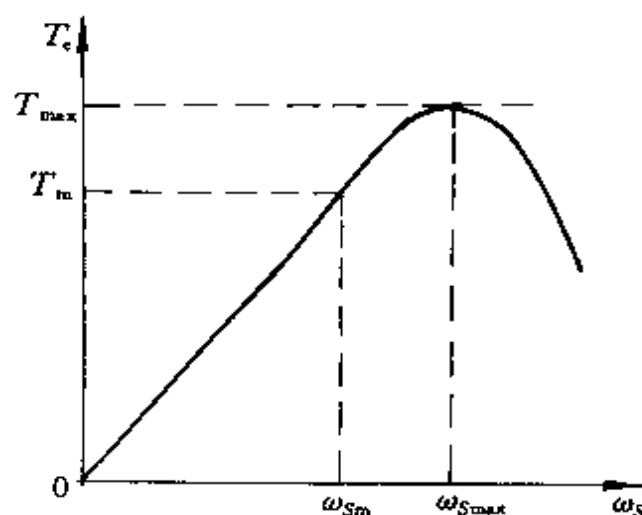


图 5-17  $\Phi$  恒定时  $T_e = f(\omega_s)$  特性

转矩  $T_e$  和转差频率  $\omega_s$  之间就具有近似的线性关系。在确定限幅值  $\omega_{sm}$  时, 应考虑电动机额定转差率  $\omega_{se}$  和额定转矩  $T_e$ 。一般情况下,  $\omega_{sm}$  应略大于  $\omega_{se}$ 。

图 5-17 所示  $T_e = f(\omega_s)$  特性是在  $\Phi$  恒定情况下才能成立。在标量控制中,比较方便的是控制定子电压,电流和频率,为使  $\Phi$  恒定,常用的方法用是  $u_1/f_1$  恒定并考虑低频补偿。

## 2. 具有转差频率调节的速度闭环控制系统

在图 5-18 所示的具有转差频率调节的转速闭环控制系统中,速度控制环的误差信号经 PI 调节器  $G_1$  和限幅器  $G_2$  产生转差率指令  $\omega_{sm}$ 。根据式(5-33)可知,  $\omega_{sm}$  应小于最大转差频率  $\omega_{sm\max}$ 。转差频率与异步频率  $\omega_r$  相加产生频率指令  $\omega_i = 2\pi f_i$ , 频率指令经过一个含有低频补偿的  $u_1/f_1$  函数发生器  $G_3$  产生电压指令(计算机控制时该环节隐含在算法中)。由于转差频率与转矩成正比,所以该方案可以看作速度环之内的转矩控制。

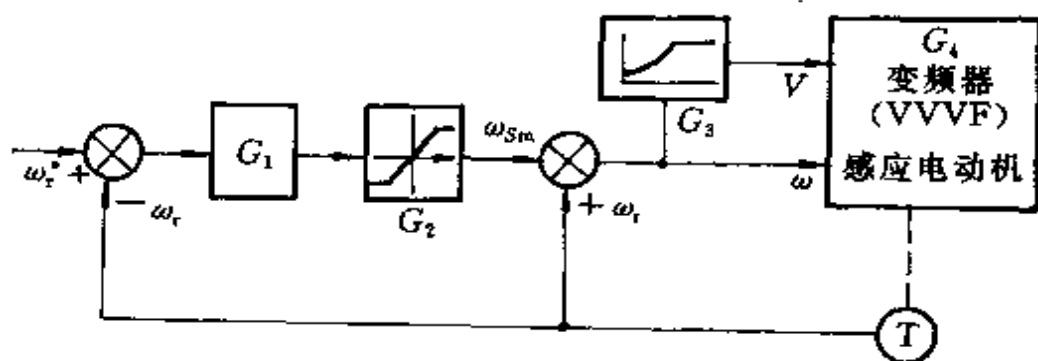


图 5-18 具有转差频率调节速度闭环控制系统

当设定转速(频率  $\omega_r^*$ ) 逐渐升高时,电动机处于加速运行状态。在与系统允许的加速转矩  $T_{em}$  对应转差频率极限  $\omega_{sm}$  状态下,电动机按恒定的高转矩加速(如图 5-15 所示),然后在稳态情况下稳定到由负载转矩对应的转差频率数值上。如果速度指令  $\omega_r^*$  降低(例如减速或关机),转差频率则变为负数,电动机进入回馈制动运行状态。为了限制回馈不致过大,设置了双向限幅。该系统的优点是转速精度高,转差频率限幅运行确保了电动机不发生颠覆,同时



避免了逆变器过流及回馈过压,缺点是磁通响应要经过一个电磁时间常数,转矩响应要经过一个机电时间常数,在负载突变情况下有可能导致电机不稳定。

## 5.2 坐标变换及感应电动机动态模型

前面采用电动机每相稳态等效电路,分析了感应电动机的标量控制。从控制理论出发,应分析其静、动特性及其系统稳定性。然而,由于感应电动机定、转子间的耦合效应,且耦合系数随转子位置改变而改变,使感应电动机动态性能分析较为复杂,其动态模型必须用具有时变系数的微分方程组来描述。

为了消除时变参数,将各变量用正交的或互相解耦的参数来表示,需要对原始电机方程进行坐标变换,实现解耦控制或确定最佳的控制方式,充分研究调速系统的静、动态特性。

### 5.2.1 静止坐标系感应电动机数学模型

在本节分析中,认为三相定子绕组  $A_s$ 、 $B_s$  和  $C_s$  及三相转子绕组  $a_r$ 、 $b_r$  和  $c_r$  在空间对称分布,各相电流产生的磁势在气隙空间里对称分布的;假定电机工作在线性段,忽略铁损及磁饱和,不考虑温度和频率变化对电机参数的影响;假定电压,电流,磁链的正方向符合右手螺旋法则。

设定子坐标  $A_s$ 、 $B_s$ 、 $C_s$  在空间固定,如图 5-19 所示。以  $A_s$  为坐标参考轴,转子绕组轴线形成的坐标  $a_r$ 、 $b_r$  和  $c_r$ ,两组坐标轴之间的空间角位移变量为电角度  $\theta$ 。这样,就可以用磁链方程、电压方程、转矩方程和运动方程来描述感应电机。

#### 1. 磁链方程

根据物理学中电磁感应定律,感应电机的磁链方程可以写成

$$\psi = L \cdot i \quad (5-34)$$

式中,  $L$  是  $6 \times 6$  电感矩阵,  $i$  是  $6 \times 1$  电流矩阵。

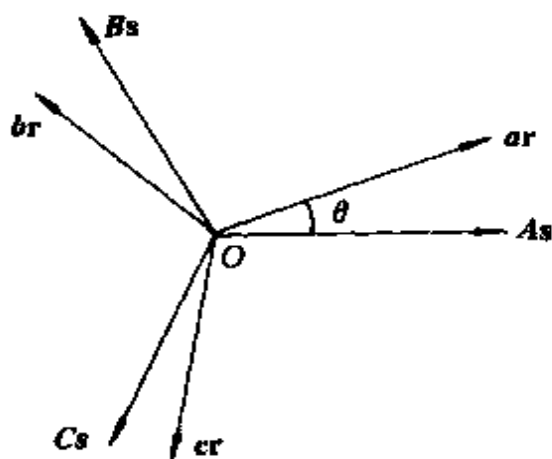


图 5-19 定子坐标系

感应电机中每个绕组的磁链由本身的自感磁链和其他绕组对它的互感磁链构成。以  $A$  相定子绕组为例, 我们可定义其自感为  $L_{AA}$ , 定子  $B, C$  相对其互感为  $L_{AB}$  和  $L_{AC}$ , 转子三相绕组对其互感为  $L_{Aa}$ ,  $L_{Ab}$  和  $L_{Ac}$ 。其他各相绕组可以以此推, 则可得到磁链方程为

$$\begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \\ \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} & L_{Aa} & L_{Ab} & L_{Ac} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} & L_{Ba} & L_{Bb} & L_{Bc} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} & L_{Ca} & L_{Cb} & L_{Cc} \\ L_{aA} & L_{aB} & L_{aC} & L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{bA} & L_{bB} & L_{bC} & L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{cA} & L_{cB} & L_{cC} & L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (5-35)$$

方程(5-35)是(5-34)的展开形式, 下面的任务是求出电感矩阵中的各元素。

从磁通耦合性质看, 与感应电机各绕组交链的磁通有两类: 一类是只与定子或转子某一绕组交链不穿过气隙的漏磁通; 另一类是穿过气隙的主磁通。如果我们定义定子漏磁通所对应的定子漏感为  $L_{1l}$ , 转子漏磁通所对应的转子漏感为  $L_{2l}$ 。用  $L_{1m}$  表示与主磁

通对应的定子电感,用  $L_{2m}$  表示与主磁通对应的转子电感,则定、转子各相自感可表达为

$$L_{AA} = L_{BB} = L_{CC} = L_{1m} + L_{1l} \quad (5-36)$$

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L_{2m} + L_{2l} \quad (5-37)$$

由于定子三相  $As, Bs, Cs$  之间的互感与穿过气隙的主磁通相对应,定子三相绕组轴线在空间的相位差为  $120^\circ$ ,在假定气隙磁通为正弦分布的条件下,可得到定子三相之间互感为

$$\begin{aligned} L_{AB} = L_{BC} = L_{CA} = L_{BA} = L_{CB} = L_{AC} = \\ L_{1m} \cos 120^\circ = -\frac{1}{2} L_{1m} \end{aligned} \quad (5-38)$$

各相之间互感除了由主磁通引起外,还包括槽漏磁,电机端部漏磁及谐波漏磁引起的互感,考虑到漏磁互感影响,式(5-38)只是近似的等式。

同理,转子三相绕组  $ar, br$  和  $cr$  之间的互感可表达为

$$\begin{aligned} L_{ab} = L_{bc} = L_{ca} = L_{ba} = L_{cb} = L_{ac} = \\ L_{2m} \cos 120^\circ = -\frac{1}{2} L_{2m} \end{aligned} \quad (5-39)$$

由于定子三相轴线与转子三相轴线各自的位置是固定的,因而定子三相彼此之间和转子三相彼此之间互感为常数,如方程(5-38)和(5-39)所示。

定子与转子之间的互感以气隙(主磁通)为媒介,因而也与主磁通相对应。由于定子坐标轴与转子坐标轴之间空间角位移变量为电角度  $\theta$ ,所以定、转子之间的互感是角位移  $\theta$  的函数。要把转子磁连折算到定子侧,折算的原则是转子的等效匝数从  $N_2$  变为  $N_1$ (可用匝比进行折算),并且保持折算后磁势不变。定、转子绕组间的互感可表达为

$$L_{Aa} = L_{aA} = L_{Bb} = L_{bB} = L_{Cc} = L_{cC} = L_{1m} \cos \theta \quad (5-40)$$

$$\begin{aligned} L_{Ab} = L_{bA} = L_{Bc} = L_{cB} = L_{Ca} = \\ L_{aC} = L_{1m} \cos(\theta + 120^\circ) \end{aligned} \quad (5-41)$$

$$\begin{aligned}
 I_{\lambda A} &= I_{\lambda A} = I_{\lambda B} = I_{\lambda B} = I_{\lambda C} = \\
 I_{\lambda C} &= I_{1m} \cos(\theta - 120^\circ)
 \end{aligned} \quad (5-42)$$

将式(5-36)~(5-42)代入式(5-35),得到以电机参数表达的磁链方程为

$$\begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \\ \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{1m} + L_{1l} & -\frac{1}{2}L_{1m} & -\frac{1}{2}L_{1m} \\ -\frac{1}{2}L_{1m} & L_{1m} + L_{1l} & -\frac{1}{2}L_{1m} \\ -\frac{1}{2}L_{1m} & -\frac{1}{2}L_{1m} & L_{1m} + L_{1l} \\ L_{1m}\cos\theta & L_{1m}\cos(\theta - 120^\circ) & L_{1m}\cos(\theta + 120^\circ) \\ L_{1m}\cos(\theta + 120^\circ) & L_{1m}\cos\theta & L_{1m}\cos(\theta - 120^\circ) \\ L_{1m}\cos(\theta - 120^\circ) & L_{1m}\cos(\theta + 120^\circ) & L_{1m}\cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

(5-43)

式(5-43)中  $L_{21}$  为折算到定子侧的转子漏感,  $i_A, i_B, i_C$  为三相定子电流,  $i_a, i_b, i_c$  为转子三相电流。

## 2. 电压方程

设定子各相电阻为  $r_1$ , 转子各相折合到定子侧的电阻为  $r_2'$ 。将转子各相电流均折合到定子侧为  $i_a', i_b'$  和  $i_c'$ 。转子磁链折合到定子侧为  $\psi_a', \psi_b', \psi_c'$ 。转子电压折合到定子侧为  $u_a', u_b', u_c'$ 。以上各物理量折合的关系式为

$$K' = K \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 \quad (5-44)$$

其中对转子电阻  $\alpha = 2$ , 其余各量  $\alpha = 1$ 。为了书写方便, 在电压方程及其他方程中均省去符号“1”。在同上一节相同的假定条件下, 电压方程可直接由下式获得

$$u = r \cdot i + p\psi \quad (5-45)$$

式中  $u$  为  $6 \times 1$  列阵;  $r$  为  $6 \times 6$  方阵;  $i$  为  $6 \times 1$  列阵;  $\psi$  如式(5-43)所示,  $p$  为微分算子。

把式(5-43)和(5-45)写为分块矩阵的形式, 则

$$\begin{bmatrix} \psi_s \\ \psi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{rs} & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} = L \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (5-46)$$

$$\begin{bmatrix} u_s \\ u_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 & 0 \\ 0 & r_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \psi_s \\ \psi_r \end{bmatrix} \quad (5-47)$$

上两式中定子磁链为  $3 \times 1$  列阵, 转子磁链也为  $3 \times 1$  列阵

$$\psi_s = \begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix}, \quad \psi_r = \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix}$$

定子电流和转子电流均为  $3 \times 1$  列阵

$$i_s = \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix}, \quad i_r = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

定子电压和转子电压均为  $3 \times 1$  列阵

$$\boldsymbol{u}_s = \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{u}_r = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}$$

定子电阻  $r_1$  和转子折合到定子侧的电阻  $r_2$  均为  $3 \times 3$  方阵, 式(5-47)中 0 矩阵也为  $3 \times 3$  方阵, 即

$$\boldsymbol{r}_1 = \begin{bmatrix} r_1 & 0 & 0 \\ 0 & r_1 & 0 \\ 0 & 0 & r_1 \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{r}_2 = \begin{bmatrix} r_2 & 0 & 0 \\ 0 & r_2 & 0 \\ 0 & 0 & r_2 \end{bmatrix}$$

定子自感阵为  $3 \times 3$  方阵

$$\boldsymbol{L}_{ss} = \begin{bmatrix} L_{1m} + L_{1l} & -\frac{1}{2}L_{1m} & -\frac{1}{2}L_{1m} \\ -\frac{1}{2}L_{1m} & L_{1m} + L_{1l} & -\frac{1}{2}L_{1m} \\ -\frac{1}{2}L_{1m} & -\frac{1}{2}L_{1m} & L_{1m} + L_{1l} \end{bmatrix}$$

转子自感阵为  $3 \times 3$  方阵

$$\boldsymbol{L}_{rr} = \begin{bmatrix} L_{1m} + L_{2l} & -\frac{1}{2}L_{1m} & -\frac{1}{2}L_{1m} \\ -\frac{1}{2}L_{1m} & L_{1m} + L_{2l} & -\frac{1}{2}L_{1m} \\ -\frac{1}{2}L_{1m} & -\frac{1}{2}L_{1m} & L_{1m} + L_{2l} \end{bmatrix}$$

定子对转子的互感阵与转子对定子的互感阵互为转置, 且与转子位置  $\theta$  有关, 它们的是时变的, 这是系统非线性的根本原因。据式(5-43)可得

$$\boldsymbol{L}_{rs} = \boldsymbol{L}_{sr}^T = L_{1m} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ \cos(\theta + 120^\circ) & \cos\theta & \cos(\theta - 120^\circ) \\ \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) & \cos\theta \end{bmatrix}$$

把磁链方程(5-46)代入电压方程(5-47)可得到

$$\begin{bmatrix} u_s \\ \vdots \\ u_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + pL_{ss} & pL_{sr} \\ pL_{rs} & r_2 + pL_{rr} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_s \\ \vdots \\ i_r \end{bmatrix} = Z \begin{bmatrix} i_s \\ \vdots \\ i_r \end{bmatrix} \quad (5-48)$$

式中  $Z$  为阻抗阵。

把磁链方程(5-34)代入电压方程(5-45)中,可得到以向量(矢量)形式表达的方程

$$\begin{aligned} u - r \cdot i + p\psi &= r \cdot i + p(L \cdot i) = \\ &= ri + L \frac{di}{dt} + \frac{dL}{dt}i = \\ &= ri + L \frac{di}{dt} + \frac{di}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \cdot i \end{aligned} \quad (5-49)$$

式中  $L \frac{di}{dt}$  为电磁感应电动势中脉变电动势(或称为变压器电动势);  $\frac{dL}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \cdot i = \frac{dL}{d\theta} \cdot \omega \cdot i$  为电磁感应电动势中与转速  $\omega$  成正比的旋转电动势。

### 3. 转矩方程

根据机电能量转换原理,在多级绕组电机中,磁场中储能为

$$W_m = \frac{1}{2} i^T \psi = \frac{1}{2} i^T L i \quad (5-49)$$

而电磁转矩等于电流不变只有机械位移变化时磁场储能对机械角位移  $\theta_m$  的偏导数,而且

$$\theta_m = \frac{\theta}{P_n} \quad (5-50)$$

因此,当电流为常数时

$$T_e = \frac{\partial W_m}{\partial \theta_m} = P_n \frac{\partial W_m}{\partial \theta} \quad (5-51)$$

将式(5-49)代入(5-51)中,并考虑到电感的分块矩阵,其中  $L_{ss}$  和  $L_{rr}$  为常数方阵,其偏导为零。从而有

$$T_e = \frac{1}{2} P_n \mathbf{i}^T \frac{\partial \mathbf{L}}{\partial \theta} \mathbf{i} = \frac{1}{2} P_n \mathbf{i}^T \begin{bmatrix} 0 & \frac{\partial \mathbf{L}_{sr}}{\partial \theta} \\ \frac{\partial \mathbf{L}_{rs}}{\partial \theta} & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i} \quad (5-52)$$

将  $\mathbf{i}^T = [i_A, i_B, i_C, i_a, i_b, i_c]$  和  $\mathbf{L}_{rs} = \mathbf{L}_{sr}^T$  表达式代入式(5-52)中,有

$$T_e = -P_n L_{lm} [(i_A i_a + i_B i_b + i_C i_c) \sin \theta + (i_A i_b + i_B i_c + i_C i_a) \sin(\theta + 120^\circ) + (i_A i_c + i_B i_a + i_C i_b) \sin(\theta - 120^\circ)] \quad (5-53)$$

#### 4. 运动方程

根据电动机的转矩平衡方程

$$T_L = T_e - J \frac{d^2 \theta_m}{dt^2} - D \frac{d\theta_m}{dt} - K \theta_m \quad (5-54)$$

式中  $T_L$  为负载阻转矩;  $J$  为机组的转动惯量;  $D$  为与转速成正比的摩擦及风阻阻力矩系数;  $K$  为扭转弹性力矩系数。

对于恒转矩负载,上式中  $D=0, K=0$ , 考虑到转子旋转电气角速度(异步角速度)为  $\omega_r = \frac{d\theta}{dt}$ ,  $\theta_m = \theta/P_n$ , 则有

$$T_e = T_L + \frac{J}{P_n} \frac{d\omega_r}{dt} \quad (5-55)$$

通过上述分析,已经建立了静止坐标系中归算到定子坐标系的感应电动机基本方程(5-43), (5-48), (5-53) 和(5-55)。由于式(5-48)中阻抗阵  $\mathbf{Z}$  是  $\theta$  的周期性函数,所以上述方程的直接求解是非常困难的。通常采用坐标变换的方法加以改造,使变换后的数学模型中消除掉时变参量  $\theta$ ,从而便于求解。

#### 5.2.2 坐标变换

坐标变换的主要目的是消除掉电机基本方程中变量  $\theta$ , 如果能够将交流感应电机的数学模型变换为类似直流电机的模型,然后按照直流电机控制思想对感应电机进行控制,就可使分析过程大



大简化。

在对电机基本方程进行变换前,必须搞清楚不同电机模型彼此等效的原则,这就是,在不同坐标系下产生的磁动势必须相同。

### 1. 功率不变约束条件下的变换矩阵

设变换前电压矩阵方程为

$$U = Z \cdot I \quad (5-56)$$

用  $u', I'$  和  $Z'$  表示变换后的电压、电流和阻抗矩阵,令

$$\left. \begin{aligned} U &= C_u u' \\ I &= C_I I' \\ U' &= Z' I' \end{aligned} \right\} \quad (5-57)$$

式中  $C_u, C_I$  是电压和电流的变换矩阵。设变换前后两个坐标系中功率不变,即

$$P = I^T u = I'^T u' \quad (5-58)$$

式中  $I^T$  和  $I'^T$  为共轭转置矩阵,把式(5-57)中的  $u, I$  代入式(5-58),则有

$$C_I^T C_u = E \quad (5-59)$$

令  $C_I = C_u = C$ ,则式(5-59)变成

$$C^T \cdot C = E \quad (5-60)$$

上两式中  $C^T$  为  $C$  的转置矩阵,  $E$  为单位矩阵,根据式(5-60)有

$$C^T = C^{-1} \quad (5-61)$$

即,在变换前后功率不变,电压和电流取相同变换阵的条件,变换矩阵的逆阵与其转置阵相同,这样的变换是正交变换。

### 2. 静止坐标系中三相/二相变换

取相互垂直的坐标系  $\alpha, \beta$  和定子绕组轴线构成的坐标系  $As, Bs$  和  $Cs$  原点重合,且  $\alpha$  轴与  $As$  轴重合,如图 5-20 所示。设该变换服从于功率不变的约束条件;三相绕组每相的有效匝数为  $N_1$ ,两相系统  $(\alpha, \beta)$  每相绕组的匝数为  $N_2$ ,则各相磁动势均为有效匝数及瞬时电流的乘积,其空间矢量均位于各相的坐标轴上,由于交流

电流的磁势随时间而变,故图 5-20 中未画出。

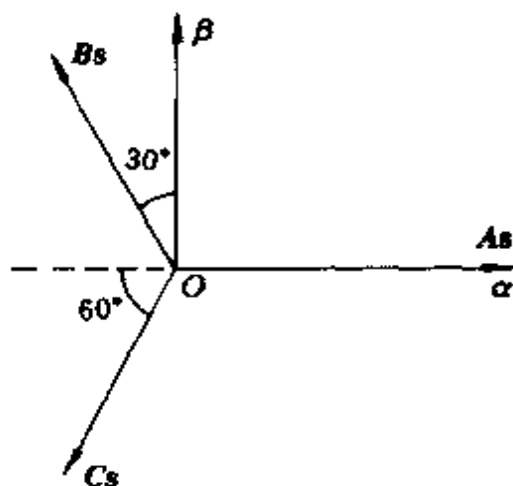


图 5-20 定子三相 / 二相坐标系

设磁动势波形是正弦分布的,当三相总磁动势与两相总磁动势相等时,则两个坐标系的绕组在  $\alpha, \beta$  坐标轴上的投影应该相等。从而可以得到

$$N_2 i_\alpha = N_3 i_A - N_3 i_B \sin 30^\circ - N_3 i_C \cos 60^\circ =$$

$$N_3 \left( i_A - \frac{1}{2} i_B - \frac{1}{2} i_C \right) \quad (5-62)$$

$$N_2 i_\beta = N_3 i_B \cos 30^\circ - N_3 i_C \sin 60^\circ =$$

$$\frac{\sqrt{3}}{2} N_3 (i_B - i_C) \quad (5-63)$$

为了便于求反变换,增加一项虚设的磁动势  $N_2 i_0$  并定义

$$N_2 i_0 = K N_3 (i_A + i_B + i_C) \quad (5-64)$$

因为在三相电流平衡时,对于无零线星型接法  $i_A + i_B + i_C = 0$ ,所以上述定义是合理的。将式(5-62), (5-63) 和(5-64)写成矩阵形式,则

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_p \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ K & K & K \end{bmatrix} \cdot \frac{N_3}{N_2} \cdot \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{3,2} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (5-65)$$

式中  $\mathbf{C}_{3,2}$  为三相坐标变换到二相坐标系的变换矩阵。满足功率不变的变换条件时应具备

$$\mathbf{C}_{3,2}^T = \mathbf{C}_{3,2}^{-1} = \frac{N_3}{N_2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & K \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & K \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & K \end{bmatrix} \quad (5-66)$$

根据功率不变的约束条件,  $\mathbf{C}_{3,2} \mathbf{C}_{3,2}^{-1}$  应为单位阵

$$\mathbf{C}_{3,2} \cdot \mathbf{C}_{3,2}^{-1} = \frac{3}{2} \left( \frac{N_3}{N_2} \right)^2 \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 2K^2 \end{bmatrix} = \mathbf{E} \quad (5-67)$$

即

$$\frac{3}{2} \left( \frac{N_3}{N_2} \right)^2 = 1 \quad (5-68)$$

$$2K^2 = 1 \quad (5-69)$$

由方程(5-68)和(5-69)可求得

$$\frac{N_3}{N_2} = \sqrt{\frac{2}{3}}; \quad K = -\frac{1}{\sqrt{2}} \quad (5-70)$$

从而求得三相/二相变换矩阵为

$$C_{3/2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (5-71)$$

如果要从二相变换到三相,将式(5-70)代入(5-66),可求得  
其反变换矩阵为

$$C_{2/3} = C_{3/2}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (5-72)$$

变换阵  $C_{3/2}$  和  $C_{2/3}$  也可以用于电压和磁链的三相两相变换,这样才符合功率不变条件。

按照上述方法推论,可得到电压和磁链的变换公式为

$$[u_\alpha \quad u_\beta \quad 0]^T = C_{3/2} [u_A \quad u_B \quad u_C]^T \quad (5-73)$$

$$[\psi_\alpha \quad \psi_\beta \quad \psi_0]^T = C_{3/2} [\psi_A \quad \psi_B \quad \psi_C]^T \quad (5-74)$$

### 3. 二相 / 二相旋转变换

按照在直流电机中惯用的作法,取相互垂直的坐标轴  $d$ (直轴) 和  $q$ (交轴) 构成旋转坐标系。令静止的二相系统  $\alpha, \beta$  与旋转的二相系统  $d, q$  绕组匝数相同,磁势相等,两组坐标轴之间的夹角为  $\theta$ ,如图 5-21 所示。由几何关系可得

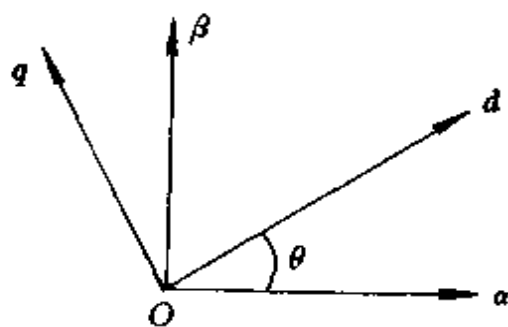


图 5-21 二相 / 二相变换坐标系

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (5-75)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (5-76)$$

#### 4. 三相静止 / 二相旋转坐标系变换

在电机控制中,需要将三相静止坐标系中各参量变换到以任意速度旋转的两相坐标系统  $d, q, O$  中,其中  $O$  是为了凑成方阵而人为增加的。为完成这种变换,可以先进行静止的三相 / 二相变换,然后进行二相 / 二相旋转变换。现以电流矢量为例说明。综合式(5-65), (5-71), (5-75) 可直接得到

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_O \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (5-77)$$

用  $s$  代表静止坐标系,用  $r$  代表旋转坐标系,由式(5-77)可得到定子 ( $A_s, B_s, C_s$ ) 坐标系到二相旋转坐标系 ( $d, q$  坐标系) 的变换矩阵  $C_{3s, 2r}$  为

$$C_{3s, 2r} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (5-78)$$

$d, q$  坐标系向  $A_s, B_s, C_s$  坐标系变换的逆矩阵为

$$C_{2r/3s} = C_{3s/2r}^{-1} = C_{3s, 2r}^T =$$

$$\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta - 120^\circ) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\theta + 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (5-79)$$

方程(5-78)同样适用于电压和磁链方程,即

$$[i_d \quad i_q \quad i_0]^T = C_{3s/2r} [i_A \quad i_B \quad i_C]^T \quad (5-80)$$

$$[u_d \quad u_q \quad u_0]^T = C_{3s/2r} [u_A \quad u_B \quad u_C]^T \quad (5-81)$$

$$[\psi_d \quad \psi_q \quad \psi_0]^T = C_{3s/2r} [\psi_A \quad \psi_B \quad \psi_C]^T \quad (5-82)$$

利用反变换阵(5-79),可写出二相  $d, q$  旋转坐标系向三相静止坐标系的变换方程为

$$[i_A \quad i_B \quad i_C]^T = C_{2r/3s} [i_d \quad i_q \quad i_0]^T \quad (5-83)$$

$$[u_A \quad u_B \quad u_C]^T = C_{2r/3s} [u_d \quad u_q \quad u_0]^T \quad (5-84)$$

$$[\psi_A \quad \psi_B \quad \psi_C]^T = C_{2r/3s} [\psi_d \quad \psi_q \quad \psi_0]^T \quad (5-85)$$

方程(5-78)和(5-79)也同样适用于转子电压、电流和磁链方程的变换。

### 5.2.3 感应电动机在 $d, q$ 系统的数学模型

把 5.2.1 中建立的三相静止坐标系的电机模型变换到任意两相旋转( $d, q$ )坐标系,可得到非常简单的感应电机动态方程。

定义定子电压、电流和磁链都采用下标 1,转子各量都用下标 2 表示。引用 5.2.2 中正交变换原理和结论,可方便地建立感应电动机在  $d, q, 0$  坐标系上的动态模型。

#### 1. $d, q$ 坐标系的电压方程

根据方程(5-83)~(5-85),在  $C_{2r/3s}$  中令  $\theta = \theta_1$  (1 为下标,其他各物理量也加下标 1),展开后取 A 相各量,则有

$$\left. \begin{aligned} i_A &= \sqrt{\frac{2}{3}} (i_{d1} \cos \theta_1 - i_{q1} \sin \theta_1 + i_{O1} \times \sqrt{2}/2) \\ u_A &= \sqrt{\frac{2}{3}} (u_{d1} \cos \theta_1 - u_{q1} \sin \theta_1 + u_{O1} \times \sqrt{2}/2) \\ \psi_A &= \sqrt{\frac{2}{3}} (\psi_{d1} \cos \theta_1 - \psi_{q1} \sin \theta_1 + \psi_{O1} \times \sqrt{2}/2) \end{aligned} \right\} \quad (5-86)$$

将上式代入 A 相绕组电压方程(5-45)中,有

$$u_A = r_1 i_A + p\psi_A$$

$$\begin{aligned} \text{即 } (u_{d1} - r_1 i_{d1} - p\psi_{d1} + \psi_{q1} p\theta_1) \cos \theta_1 + (u_{q1} - r_1 i_{q1} - \\ p\psi_{q1} - \psi_{d1} p\theta_1) \sin \theta_1 + \frac{\sqrt{2}}{2} (u_{O1} - r_1 i_{O1} - p\psi_{O1}) = 0 \end{aligned} \quad (5-87)$$

欲使  $\theta_1$  为任意值时上式成立,由方程(5-87)得到的下列三式必须成立:

$$\left. \begin{aligned} u_{d1} &= r_1 i_{d1} + p\psi_{d1} - \psi_{q1} p\theta_1 \\ u_{q1} &= r_1 i_{q1} + p\psi_{q1} + \psi_{d1} p\theta_1 \\ u_{O1} &= r_1 i_{O1} + p\psi_{O1} \end{aligned} \right\} \quad (5-88)$$

式(5-88)为  $d, q$  系统的定子电压方程,式中  $p\theta_1 = \omega_1$ 。仿此可得到变换到  $d, q$  坐标系的转子电压方程为

$$\left. \begin{aligned} u_{d2} &= r_2 i_{d2} + p\psi_{d2} - \psi_{q2} p\theta_2 \\ u_{q2} &= r_2 i_{q2} + p\psi_{q2} + \psi_{d2} p\theta_2 \\ u_{O2} &= r_2 i_{O2} + p\psi_{O2} \end{aligned} \right\} \quad (5-89)$$

上式中  $\theta_2$  为旋转坐标系相对于转子坐标系的角位移,且  $p\theta_2 = \omega_2$ 。

## 2. $d, q$ 坐标系的磁链方程

把式(5-80)~式(5-85)中  $d, q$  各加下脚标 1, 即可得到定子坐标系的变换方程。同理,将式(5-80)~式(5-85)中  $d, q$  加下标

2, 将  $[i_A \ i_B \ i_C]^T$  改写为  $[i_a \ i_b \ i_c]^T$ ,  $[u_A \ u_B \ u_C]^T$  改写为  $[u_a \ u_b \ u_c]^T$ ,  $[\psi_A \ \psi_B \ \psi_C]^T$  改写为  $[\psi_a \ \psi_b \ \psi_c]^T$ , 即可得到转子二相旋转  $d, q$  坐标系到转子三相静止坐标系的变换方程为

$$[i_{d2} \ i_{q2} \ i_{O2}]^T = C_{3s/2r} [i_a \ i_b \ i_c]^T \quad (5-90)$$

$$[u_{d2} \ u_{q2} \ u_{O2}]^T = C_{3s/2r} [u_a \ u_b \ u_c]^T \quad (5-91)$$

$$[\psi_{d2} \ \psi_{q2} \ \psi_{O2}]^T = C_{3s/2r} [\psi_a \ \psi_b \ \psi_c]^T \quad (5-92)$$

其反变换为

$$[i_a \ i_b \ i_c]^T = C_{2r/3s} [i_{d2} \ i_{q2} \ i_{O2}]^T \quad (5-93)$$

$$[u_a \ u_b \ u_c]^T = C_{2r/3s} [u_{d2} \ u_{q2} \ u_{O2}]^T \quad (5-94)$$

$$[\psi_a \ \psi_b \ \psi_c]^T = C_{2r/3s} [\psi_{d2} \ \psi_{q2} \ \psi_{O2}]^T \quad (5-95)$$

将式(5-83)的定子电流和式(5-93)的转子电流代入式(5-46), 再把反变换后的式(5-46)的定子和转子三相磁链代入式(5-82)(附加下标1)和式(5-92)的定子和转子  $d, q$  磁链方程中, 即可得

$$\begin{bmatrix} \psi_{d1} \\ \psi_{q1} \\ \psi_{O1} \\ \psi_{d2} \\ \psi_{q2} \\ \psi_{O2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{3s/2r} & 0 \\ 0 & C_{3r/2s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \\ \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \quad (5-96)$$

即

$$\begin{bmatrix} \psi_{d1} \\ \psi_{q1} \\ \psi_{O1} \\ \psi_{d2} \\ \psi_{q2} \\ \psi_{O2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{3s/2r} & 0 \\ 0 & C_{3r/2s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{rs} & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{2r/3s} & 0 \\ 0 & C_{2r/3r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{O1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \\ i_{O2} \end{bmatrix} \quad (5-97)$$



上式中  $C_{3r/2s}$  在形式上与  $C_{3s/2r}$  相同。同理,  $C_{2r/3s}$  也与  $C_{2s/3r}$  相同。需要注意的是  $d_1$  轴与定子  $A$  相绕组轴线 ( $A$  轴) 的夹角为  $\theta_1$ , 而  $d_2$  轴与转子  $a$  相绕组轴线 ( $a$  轴) 的夹角为  $\theta_2$ 。将式 (5-78) 的  $C_{3s/2r}$ , 式 (5-79) 的  $C_{2r/3s}$  代入 (5-97) 并注意到上述分析, 则经计算简化可得到

$$\begin{bmatrix} \psi_{d1} \\ \psi_{q1} \\ \psi_{O1} \\ \psi_{d2} \\ \psi_{q2} \\ \psi_{O2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{1l} & 0 & 0 & 0 \\ L_m & 0 & 0 & L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{2l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{O1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \\ i_{O2} \end{bmatrix} \quad (5-98)$$

上式中为  $d, q, O$  坐标系同轴等效定子与转子绕组间互感, 且

$$L_m = \frac{3}{2} L_{1m} \quad (5-99)$$

$L_s$  为  $d, q, O$  坐标系等效二相定子绕组的自感, 且

$$L_s = L_{1l} + \frac{3}{2} L_{1m} \quad (5-100)$$

$L_r$  为  $d, q, O$  坐标系等效二相转子绕组的自感, 且

$$L_r = L_{2l} + \frac{3}{2} L_{1m} \quad (5-101)$$

上式中  $L_{1m}$  为气隙主磁通对应的定子电感,  $L_{1l}$  和  $L_{2l}$  分别为定子漏感和转子折合到定子侧的漏感。

由式 (5-98) 中第 3 行和第 6 行可知, 磁链的零轴分量为  $\psi_{O1} = L_{1l} i_{O1}$ ,  $\psi_{O2} = L_{2l} i_{O2}$ 。这两个分量是各自独立的, 对  $d, q$  轴磁链毫无影响, 实际上也是变换方便而虚设的, 故可以不予考虑。式 (5-98) 可简化为四阶方阵

$$\begin{bmatrix} \psi_{d1} \\ \psi_{q1} \\ \psi_{d2} \\ \psi_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} \quad (5-102)$$

将式(5-102)改写成

$$\left. \begin{aligned} \psi_{d1} &= L_s i_{d1} + L_m i_{d2} \\ \psi_{q1} &= L_s i_{q1} + L_m i_{q2} \\ \psi_{d2} &= L_m i_{d1} + L_r i_{d2} \\ \psi_{q2} &= L_m i_{q1} + L_r i_{q2} \end{aligned} \right\} \quad (5-102')$$

$d, q, O$  坐标系磁链方程(5-102)或(5-102')比三相系统磁链方程简化的多,主要原因是  $d, q$  轴互相垂直,消除了相互之间互感。

将式(5-102')代入式(5-88)和式(5-89)的  $d, q$  轴电压方程中,整理后有

$$\begin{bmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \\ u_{d2} \\ u_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + pL_s & -\omega_1 L_s & pL_m & -\omega_1 L_m \\ \omega_1 L_s & r_1 + pL_s & \omega_1 L_m & pL_m \\ pL_m & -\omega_1 L_m & r_2 + pL_r & \omega_r L_r \\ \omega_1 L_m & pL_m & \omega_r L_r & r_2 + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} \quad (5-103)$$

上式中  $p$  为微分算子。 $\omega_1 = p\theta_1$  为  $d, q$  坐标系的旋转角速度。如果取  $\omega_1$  为定子旋转磁场的旋转角速度,这种  $d, q$  系统被称为同步旋转  $d, q$  系统。 $\omega_r = p\theta_1 - p\theta = \omega_1 - \omega_r$  为转差角速度,而  $\omega_r$  为转子旋转角速度。

### 3. $d, q$ 系统的转矩方程

利用式(5-83)和式(5-93),把式(5-53)中的定子和转子电流用  $d_1, q_1$  和  $d_2, q_2$  变量代替,化简后可得到

$$T = P_n L_m (i_{q1} i_{d2} - i_{q2} i_{d1}) \quad (5-104)$$

式中  $P_n$  为极对数。

#### 4. 运动方程

由转矩平衡方程式(5-54)得

$$\frac{J}{P_n} \frac{d^2\theta}{dt^2} + \frac{D}{P_n} \frac{d\theta}{dt} = pL_m(i_{q1}i_{d2} - i_{q2}i_{d1}) - T_L \quad (5-105)$$

式中  $P_n$  为极对数,  $p$  为微分算子。

方程(5-102)、(5-103)、(5-104)和(5-105)即为感应电机在  $d, q$  坐标轴上的动态模型, 它们比三相静止坐标系上电机数学模型式(5-46)、式(5-48)、式(5-53)和式(5-54)更简单得多, 而且维数也由 6 维降为 4 维。但是它的多变量、强耦合和非线性的性质并没有改变。

#### 5. 动态模型的物理意义

前已指出, 在公式(5-103)中令  $\omega_1$  为定子旋转磁场的旋转角速度, 也就是感应电机中的同步角速度。那么,  $d, q$  坐标系的旋转角速度即为  $\omega_1$ 。现在我们可以看到, 通过同步旋转变换, 在定子 ( $A_s, B_s, C_s$ ) 静止三相系统中以正弦波形式的变量, 在  $d, q$  系统中变成了直流。

根据方程(5-103)及磁链方程(5-102'), 也可以将电压方程改写为

$$\left. \begin{aligned} u_{d1} &= ri_{d1} + p\psi_{d1} - \psi_{q1}\omega_1 \\ u_{q1} &= ri_{q1} + p\psi_{q1} + \psi_{d1}\omega_1 \\ u_{d2} &= ri_{d2} + p\psi_{d2} - \psi_{q2}\omega_1 \\ u_{q2} &= ri_{q2} + p\psi_{q2} + \psi_{d2}\omega_1 \end{aligned} \right\} \quad (5-106)$$

根据式(5-106)及式(5-102')、式(5-101)和式(5-100)之间的关系, 可以画出  $d, q$  坐标系中电机动态等效模型等值电路如图5-22(a)和(b)所示。

从式(5-106)和图5-22可以看到: 从静止三相系统变换到同步旋转二相( $d, q$ )系统, 从物理意义上看, 是用  $d, q$  方向上两个等效的定子绕组  $d_1, q_1$  代替了实际的定子绕组  $A_s, B_s, C_s$ 。用  $d, q$  方

向上两个等效的转子绕组  $d_2, q_2$  代替了转子三个绕组  $a, b, c$ 。  $d_1, q_1$  绕组的电阻是  $r_1$ ,  $u_{d1}$  和  $u_{q1}$  分别是  $d_1, q_1$  绕组电压;  $i_{d1}, i_{q1}$  是绕组电流;  $\psi_{d1}$  和  $\psi_{q1}$  是绕组磁链。带下标 2 的是转子相应参数。图 5-22(a) 中等效绕组  $d_1, q_1$  与  $\psi_{d1}, \psi_{q1}$  之间的相对运动速度是  $\omega_1$ 。  $\psi_{q1}$  在  $d_1$  绕组中产生的旋转电势是  $\omega_1 \psi_{q1}$ ;  $\psi_{d1}$  在绕组  $d_1$  中产生的脉变电势为  $p\psi_{d1}$ ;  $d_1$  绕组的压降是  $r_1 i_{d1}$ 。转子绕组  $d_2, q_2$  与  $\psi_{d2}, \psi_{q2}$  之间的相对运动速度是转差角速度  $\omega_s$ , 其他参量物理意义与定子类同。

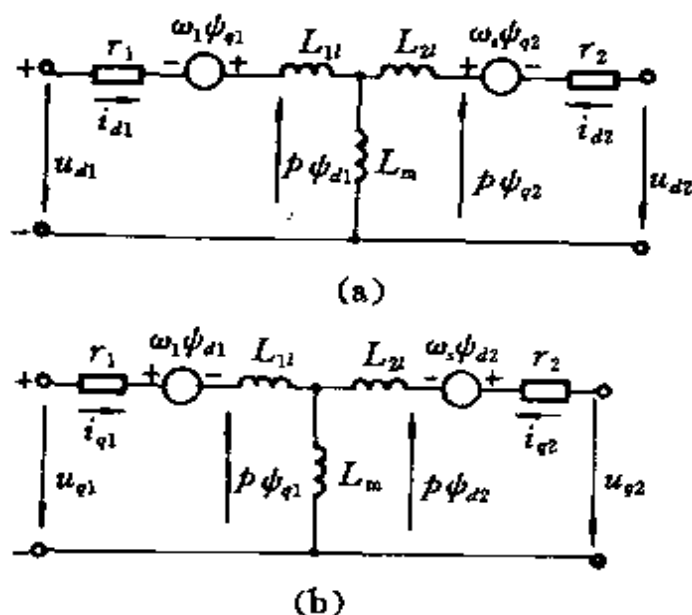


图 5-22  $d, q$  坐标系电机动态模型等值电路

(a)  $d$  轴电路 (b)  $q$  轴电路

## 6. 动态模型分析

上述推导的异步感应电机  $d, q$  系统动态模型, 对于设计高性能电力电子变换为核心的电机控制系统是十分重要的。不但要掌握同步旋转变换将交流变量变为直流变量这一实质, 还应对动态模型作更深入的了解。为方便分析, 我们将具有独立参量的动态模型归并列此处, 即电压方程

$$\begin{bmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \\ u_{d2} \\ u_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + pL_s & -\omega_1 L_s & pL_m & -\omega_1 L_m \\ \omega_1 L_s & r_1 + pL_s & \omega_1 L_m & pL_m \\ pL_m & -\omega_1 L_m & r_2 + pL_r & -\omega_2 L_r \\ \omega_1 L_m & pL_m & \omega_2 L_r & r_2 + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} \quad (5-107)$$

由式(5-55)可有运动方程

$$T_e - T_L = \frac{J}{P_n} \frac{d\omega_1}{dt} \quad (5-108)$$

重写式(5-104)的转矩方程

$$T_e = P_n L_m (i_{q1} i_{d2} - i_{q2} i_{d1}) \quad (5-108')$$

利用式(5-102')还可以得到电磁转矩的另外三种表达式。

$$T_e = P_n \frac{L_m}{L_r} (i_{q1} \psi_{d2} - i_{d1} \psi_{q2}) \quad (5-109)$$

$$T_e = P_n \frac{L_m}{L_s} (i_{d2} \psi_{q1} - i_{q2} \psi_{d1}) \quad (5-110)$$

$$T_e = P_n \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} (\psi_{q1} \psi_{d2} - \psi_{d1} \psi_{q2}) \quad (5-111)$$

$$\text{式中 } \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$$

方程(5-107)、(5-108)和(5-108')构成了  $d, q$  系统异步感应电机完整的机电动态模型。合成的系统方程是五阶的,可以连同变换公式一起在计算机上仿真,研究传动控制系统的瞬态和稳态性能。动态模型具有下述性质:

(1) 异步感应电机可以看作一个双输入双输出系统,其输入量是定子电压相量  $u$  和定子坐标系与  $d, q$  坐标系相对角速度  $\omega_1$ , 输出量是磁链向量和转子角速度  $\omega_r$ 。电流向量可以看作状态变量。

(2) 多变量之间的耦合主要体现在旋转电动势上,如果忽略旋转电动势的影响,系统则将降维为单变量的。

(3) 非线性因素存在于产生旋转电动势和电磁转矩的两个环节上。除此之外,其他部分都是线性的,和直流电机弱磁控制的情

况很相似。

(4) 空间向量概念。将图 5-22(a) 和 (b) 合成为一个等效电路如图 5-23(a) 所示, 则可用以解释空间向量的概念。

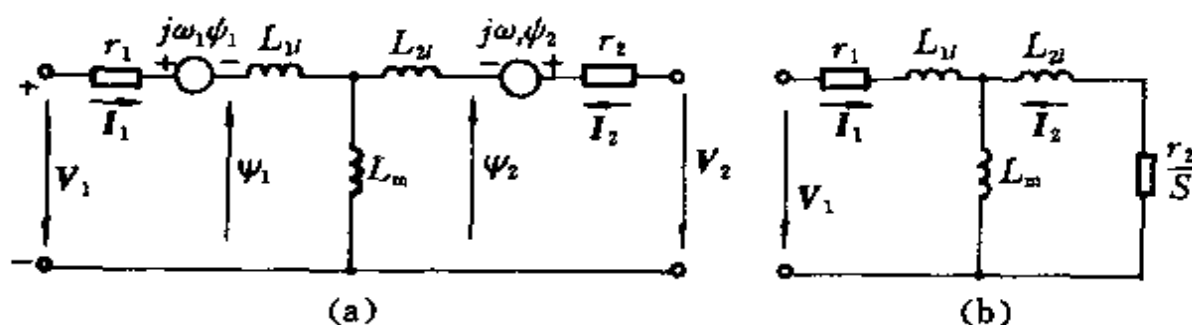


图 5-23 空间向量表达的等值电路

前已述及, 在静止坐标系中, 三个相的电压、电流和磁链都是时间的函数, 其相位差为  $120^\circ$ , 因此可以用相量来表示它们。如 5.1 节中数学模型即是建立在时间相量基础上的。在  $d, q$  系统, 稳态时的电流、电压和磁链都是数值上不随时间变化的恒值, 因而图 5-23(a) 中合成空间向量  $V_1, I_1, V_2, I_2, \psi_1, \psi_2$  都是大小不变而随  $d, q$  同步旋转的空间向量。用定子三相电压的时间相量表达式代入 (5-81) 中, 可以证明, 稳态时  $d, q$  系统中空间向量电压  $V_1$  数值上比相应的一相正弦时间相量电压有效值大  $\sqrt{3}$  倍。同样可以证明, 稳态时  $d, q$  系统中电流和磁链的空间向量在数值上也比相应的时间相量大  $\sqrt{3}$  倍。由变换矩阵已知, 各相电压、电流和磁链的瞬时值是  $d, q$  系统有关空间向量在各相轴线上投影的  $\sqrt{\frac{2}{3}}$  倍。空间向量等值电路阻抗参数与时间相量等值电路中的参数完全相同。空间向量等值电路中的功率是时间相量电路的三相总功率。

由于稳态时  $d, q$  系统电流、电压和磁链都是恒值的空间向量, 故  $\psi_1$  和  $\psi_2$  也为恒值, 则  $p\psi_1 = p\psi_2 = 0$ , 图 5-23(a) 可简化为 5-

23(b), 图中的转差率  $S = (\omega_1 - \omega_r)/\omega_1$ 。该等效电路完全类似于感应电机的一相时间相量等值电路。不同之处是空间向量等值电路(图 b) 中电压、电流和磁链在数值上都比相应的时间相量有效值大  $\sqrt{3}$  倍。

### 7. Kron 异步电机方程式

Kron 异步电机方程式又称为双轴原型电机的基本方程式。实际上是 5.2.2 中研究过的静止的三相 / 二相变换。在公式(5-107) 中令  $\omega_1 = 0$ , 将  $d, q$  改写为  $\alpha, \beta$  即可得到 Kron 异步电机方程中电压方程

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha 1} \\ u_{\beta 1} \\ u_{\alpha 2} \\ u_{\beta 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + pL_s & 0 & pL_m & 0 \\ 0 & r_1 + pL_s & 0 & pL_m \\ pL_m & -\omega_s L_m & r_2 + pL_r & -\omega_s L_r \\ \omega_s L_m & pL_m & \omega_s L_r & r_2 + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \\ i_{\alpha 2} \\ i_{\beta 2} \end{bmatrix} \quad (5-112)$$

利用二相旋转反变换式(5-75) 中的变换矩阵可得到

$$\begin{aligned} i_{d1} &= i_{\alpha 1} \cos \theta + i_{\beta 1} \sin \theta \\ i_{q1} &= -i_{\alpha 1} \sin \theta + i_{\beta 1} \cos \theta \\ i_{d2} &= i_{\alpha 2} \cos \theta + i_{\beta 2} \sin \theta \\ i_{q2} &= -i_{\alpha 2} \sin \theta + i_{\beta 2} \cos \theta \end{aligned}$$

代入转矩公式(5-108') 中, 并注意到上式中为转子相对于定子的角速度, 得到  $\alpha, \beta$  坐标系中电磁转矩公式为

$$T_e = P_n L_m (i_{\beta 1} i_{\alpha 2} - i_{\alpha 1} i_{\beta 2}) \quad (5-113)$$

### 8. Park 异步电机方程式

如果把  $d, q$  轴固定在转子上,  $d$  轴方向与转子  $a$  轴方向一致。在这种坐标中, 坐标系与转子之间没有相对运动, 转子中不存在旋转电势。可以使转子电压方程变得比较简单。但定子中仍存在旋转电势。

由分析可知, Park 方程可由式(5-107)中令  $\omega_s = 0$  而直接得到

$$\begin{bmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \\ u_{d2} \\ u_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + pL_s & -\omega_r L_s & pL_m & -\omega_r L_m \\ \omega_r L_s & r_1 + pL_s & \omega_r L_m & pL_m \\ pL_m & 0 & r_2 + pL_r & 0 \\ 0 & pL_m & 0 & r_2 + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} \quad (5-114)$$

Park 方程中转矩方程和运动方程与式(5-108)和(5-107)在形式上相同。

### 9. $M, T$ 坐标系感应电机的动态模型

在式(5-107)的电压方程,  $4 \times 4$  的系数矩阵每个元素都不为零, 表明系统仍然是强耦合的。如果定义  $d$  轴沿着转子总磁链  $\psi_2$  的方向, 并称之为  $M$  轴(转子磁场方向), 而  $q$  轴则逆时针旋转  $90^\circ$  方向, 即垂直于  $\psi_2$ , 称之为  $T$  轴(转矩轴), 从而将具有此特殊含义的二相旋转坐标系称之为  $M, T$  坐标。

将公式(5-107)和(5-108')中  $d, q$  改为  $M, T$ , 并注意到由  $\psi_{T2} = 0$ ,  $p\psi_{T2} = 0$  可得到  $\psi_{T2} p\theta_2 = 0$ , 即  $\psi_{T2} \omega_s = 0$  可得到  $M, T$  系统的电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_{M1} \\ u_{T1} \\ u_{M2} \\ u_{T2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + pL_s & -\omega_1 L_s & pL_m & -\omega_1 L_m \\ \omega_1 L_s & r_1 + pL_s & \omega_1 L_m & pL_m \\ pL_m & 0 & r_2 + pL_r & 0 \\ \omega_s L_m & 0 & \omega_s L_r & r_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{M1} \\ i_{T1} \\ i_{M2} \\ i_{T2} \end{bmatrix} \quad (5-115)$$

由于  $\psi_{M2} = \psi_2$ ,  $\psi_{T2} = 0$ , 则有

$$L_m i_{M1} + L_r i_{M2} = \psi_2 \quad (5-116)$$

$$L_m i_{T1} + L_r i_{T2} = 0 \quad (5-117)$$

将式(5-116), 式(5-117)代入转矩方程



$$T_e = P_n L_m (i_{T1} i_{M2} - i_{M1} i_{T2}) \quad (5-118)$$

中,可得到

$$T_e = P_n \frac{L_m}{L_r} i_{T1} \phi_2 \quad (5-119)$$

对于鼠笼式异步感应电机,

$$u_{M2} = u_{T2} = 0 \quad (5-120)$$

利用式(5-102') 置换为  $M, T$  坐标并考虑  $\phi_{T2} = 0$ , 则有

$$\left. \begin{aligned} \phi_{M1} &= L_s i_{M1} + L_m i_{M2} \\ \phi_{T1} &= L_s i_{T1} + L_m i_{T2} \\ \phi_2 &= L_r i_{M2} + L_m i_{M1} \\ 0 &= L_r i_{T2} + L_m i_{T1} \end{aligned} \right\} \quad (5-121)$$

利用式(5-106) 置换为  $M, T$  坐标系, 则有

$$\left. \begin{aligned} i_{M2} &= -p\phi_2/r_2 \\ i_{T2} &= -\phi_2\omega_s/r_2 \end{aligned} \right\} \quad (5-122)$$

将上式代入式(2-121) 的第三行得到

$$\phi_2 = \frac{L_m}{1 + (L_r/r_2)p} i_{M1} = \frac{L_m}{1 + T_2 p} i_{M1} \quad (5-123)$$

将(5-123) 代入式(5-119) 可得

$$\begin{aligned} T_e &= P_n \frac{L_m^2}{L_r} \frac{i_{M1}}{1 + (L_r/r_2)p} i_{T1} = \\ &P_n \frac{L_m^2}{L_r} \frac{i_{M1}}{1 + T_2 p} i_{T1} \end{aligned} \quad (5-124)$$

因为  $i_{M1}$  保持不变时,  $\phi_2$  也保持不变, 才使上式成立。式中  $T_2$  为转子时间常数。

$M, T$  变换的重要特点是电流  $i_{M1}$  与  $\phi_2$  同方向, 代表了产生总电流中的励磁电流分量;  $i_{T1}$  与  $\phi_2$  正交, 代表了总电流中产生转矩的电流分量。将方程(5-115) 和(5-107) 比较可知,  $M, T$  系统中的两个转子电压方程变得简单了, 从而简化了系统的分析计算, 为改进异步感应电机的控制性能和运行性能提供了十分有效的途径。

使感应电机有可能出现像直流电机一样的控制性能。

### 5.2.4 基于动态模型的标量控制

在 5.1 节中讨论的  $u_1/f_1$  恒定控制的缺点是气隙磁通可能漂移,其结果是转矩灵敏度将随转差或定子电流而改变,瞬态响应较差。为了进一步改善调速性能,可采用图 5-24 所示的具有独立气隙磁通和转矩控制的方案。

在该方案中,速度环作为外环,一个附加的转矩环作为内环,其目的是增加速度环的快速性和稳定性。速度调节器  $G_2$  可以是 PI 调节器,以便进行相位补偿,并可使稳态速度误差为零。转矩调节器可以是纯比例或 PI 调节器,但必须按式(5-23)对其进行限幅。磁通控制环将其指令气隙磁通与估值的反馈磁通比较后,经  $G_1$  产生 SPWM 电压指令。该方案采用电压型 SPWM 逆变器作为主回路中功率变换器。磁通和转矩估值器在后而讨论。

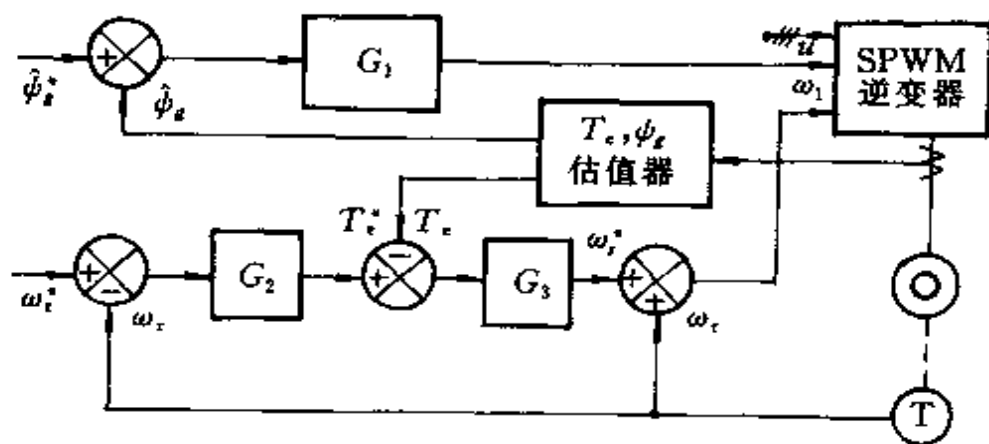


图 5-24 具有独立的气隙磁通和转矩控制的调速系统

## 5.3 感应电机矢量控制变频调速系统

在标量控制方法中,电压、电流和频率是基本的控制变量。例如,采用电压型 SPWM 逆变器时,转矩和气隙磁通都是电压和频

率的函数,多变量的耦合是造成电机滞缓响应的主要原因。经过 5.2 节中的动态建模和坐标旋转变换可知, $M, T$  系统的变换有效地对励磁电流和转矩电流进行了解耦。将式(5-124) 改写为如下形式,则

$$T_e = K_T I_{M1} I_{T1} \quad (5-125)$$

式中  $K_T = p_n L_m^2 [1 + (L_l / r_2) p]$ 。将式(5-125) 与直流电机的转矩公式

$$T_e = K_t I_a I_f \quad (5-126)$$

比较可明显看到,两个公式形式上是完全类同的。由于  $M, T$  系统是,经过三相 / 二相静止变换后,再通过按磁场定向的旋转变换而获得简化的一组公式。形象地说,如果观察者站在铁心上与坐标系一起旋转,他所看到的便是一台直流电动机。原交流电机的等效转子总磁通就是等效电机的磁通, $M$  绕组相当于直流电机的励磁绕组,则  $i_{M1}$  为励磁电流; $T$  绕组相当于伪静止的电枢绕组, $i_{T1}$  相当于与转矩成正比的电枢电流  $I_a$ 。

图 5-25 给出了包括电机模型在内的实现矢量控制的框图。由于进行坐标变换的是电流的空间矢量,故称其为矢量控制系统。

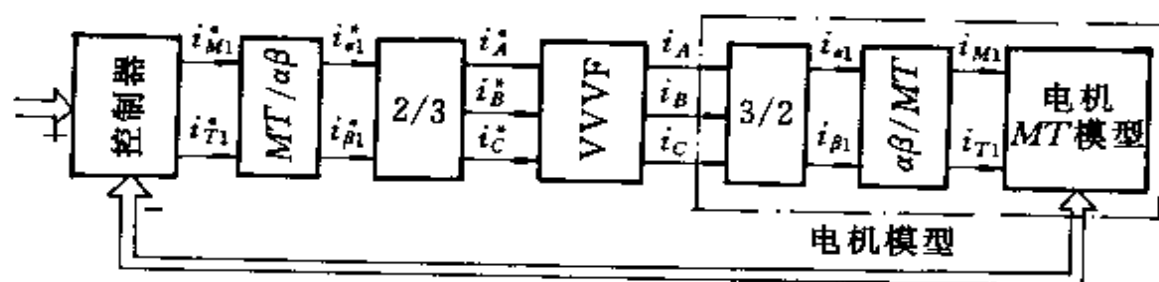


图 5-25 矢量变换控制框图

电机模型示于图 5-25 右侧,电机相电流  $i_A, i_B, i_C$  经过静止的三相 / 二相变换,然后将其经二相 / 三相旋转变换,变换到以转子磁链  $\psi_2$  方向为  $M$  轴的  $M, T$  系统。将电机参数返回到控制器中形

成励磁给定电流  $i_{M1}^*$  和转矩给定电流  $i_{T1}^*$ 。经过逆旋转变换和静止的二相 / 三相变换, 形成控制变频器所需的三相电流给定信号  $i_A^*$ ,  $i_B^*$  和  $i_C^*$ 。逆变器可采用图中所示的电压型 SPWM 逆变器, 也可采用电流型逆变器及其他各种变电力变换装置。

由于对逆变器采用电流控制, 隐含了转差限位和转矩限位, 不存在颠覆转矩点, 这样的控制系统一定是稳定的且具有快速的瞬态响应。因此, 矢量控制的交流电机变频调速系统静、动态特性完全可以和直流调速系统类比。在可靠性、维修性、成本方面优于直流传动系统。

### 5.3.1 矢量控制的直接法

矢量控制的直接法是 1971 年由联邦德国西门子公司的 F. Blaschke 提出的。同一时间, 美国的 P. C. Cusnran 和 A - Clark 也在美国对此项研究申请了专利。直接法的主要特点是: 通过检测定子气隙磁链产生旋转变换矩阵中元素  $\cos\omega_1 t$  和  $\sin\omega_1 t$ 。定子气隙磁链  $\psi_\alpha$  和  $\psi_\beta$  可以用定子电压和电流信号估计或用磁通传感器检测, 其运算关系式如下:

$$|\hat{\psi}_g| = \sqrt{\psi_\alpha^2 + \psi_\beta^2} \quad (5-127)$$

$$\cos\omega_1 t = \frac{\psi_\alpha}{|\hat{\psi}_g|} \quad (5-128)$$

$$\sin\omega_1 t = \frac{\psi_\beta}{|\hat{\psi}_g|} \quad (5-129)$$

直接法控制框图如图 5-26 所示。图中  $\hat{\psi}_2^*$  为转子磁链设定值,  $\hat{\psi}_g$  为检测合成或估计的气隙磁通。显然,  $\hat{\psi}_2^*$  和  $\hat{\psi}_g$  之间忽略了转子漏感。理论已证明, 这种忽略导致磁场定向不准并有可能出现系统不稳定。图中  $T_e^*$  为转矩设定值,  $T_e$  为实际检测的转矩值。根据  $\psi_2$  和  $T_e$ , 利用方程 (5-123) 和 (5-124) 可解出  $M, T$  系统的电流  $i_{M1}^*$  和  $i_{T1}^*$ 。经过两相同步旋转到两相静止坐标系的变换, 即  $(M, T)$  系

统到  $\alpha, \beta$  系统旋转变换, 可产生静止坐标系的电流分量  $i_a^*$  和  $i_\beta^*$ , 再经过二相 / 三相变换即可产生控制电压型 SPWM 逆变器的三相电流指令。二相 / 二相变换阵中元素由式 (5-128) 和 (5-129) 决定。在该方法中, 也可对气隙磁链补偿使之接近转子磁链。但是, 在低速情况下磁通信号的综合是非常困难的。因此, 矢量控制的直接法关键问题是如何精确计算转子磁链的瞬时空间位置, 如何对电机参数进行温度补偿。为此, 国内外学者进行了大量的研究和实践, 为矢量控制系统进入工程化实用取得了长足进展。下面对磁链估值进行讨论。

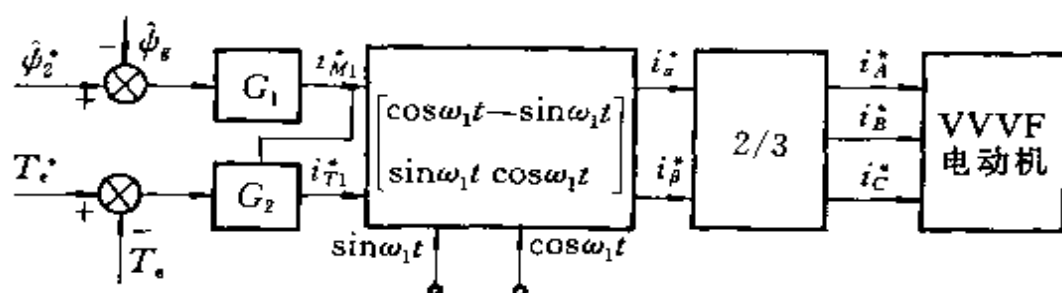


图 5-26 矢量控制直接法框图

为了对转子磁链  $\psi_2$  进行精确定向, 对  $M, T$  坐标系的运行参数进行准确的数学计算和处理, 不但需要精确确定  $\psi_2$  的瞬时空间位置, 又要知道  $\psi_2$  的幅值(大小)。 $\psi_2$  的准确度直接关系到矢量变换控制(即磁场定向控制)的实际效果。直接检测转子磁链  $\psi_2$  的大小和方向几乎是不可能的。工程上常用的方法是根据电机动态模型, 通过估值或在线运算而获得。这里仅介绍一种行之有效的方法。即根据速度和定子电流估计磁通。

在公式 (5-102') 中将  $d, q$  换为  $\alpha, \beta$ , 则有

$$\psi_{\alpha_2} = L_m i_{\alpha_1} + L_r i_{\alpha_2} \quad (5-130)$$

$$\psi_{\beta_2} = L_m i_{\beta_1} + L_r i_{\beta_2} \quad (5-131)$$

由上两式可得

$$i_{a_2} = \frac{1}{L_r}(\psi_{a_2} - L_m i_{a_1}) \quad (5-132)$$

$$i_{\beta_2} = \frac{1}{L_r}(\psi_{\beta_2} - L_m i_{\beta_1}) \quad (5-133)$$

利用 Kron 异步电机电压方程式(5-112)及式(5-130)和(5-131),引入鼠笼式异步电机的  $u_{a_2} = u_{\beta_2} = 0$  的条件,则可得到

$$p\psi_{a_2} + \psi_{\beta_2}\omega_r + r_2 i_{a_2} = 0 \quad (5-134)$$

$$p\psi_{\beta_2} - \psi_{a_2}\omega_r + r_2 i_{\beta_2} = 0 \quad (5-135)$$

把式(5-130)和式(5-131)代入式(5-134)和式(5-135),可得

$$\psi_{a_2} = \frac{1}{1 + T_2 p} (L_m i_{a_1} - T_2 \psi_{\beta_2} \omega_r) \quad (5-136)$$

$$\psi_{\beta_2} = \frac{1}{1 + T_2 p} (L_m i_{\beta_1} + T_2 \psi_{a_2} \omega_r) \quad (5-137)$$

以上公式中  $p$  为微分算子或拉氏变换算子;  $T_2$  为转子时间常数。根据式(5-136)和式(5-137)可画出运算结构图如图 5-27 所示。上式中的  $i_{a_1}$  和  $i_{\beta_1}$  可由定子三相电流  $i_A, i_B, i_C$  经三相/二相变换而得到,转子速度  $\omega_r$  采用测速发电机或光码盘检测。 $T_2$  为转子时间常数( $T_2 = L_r/r_2$ )。

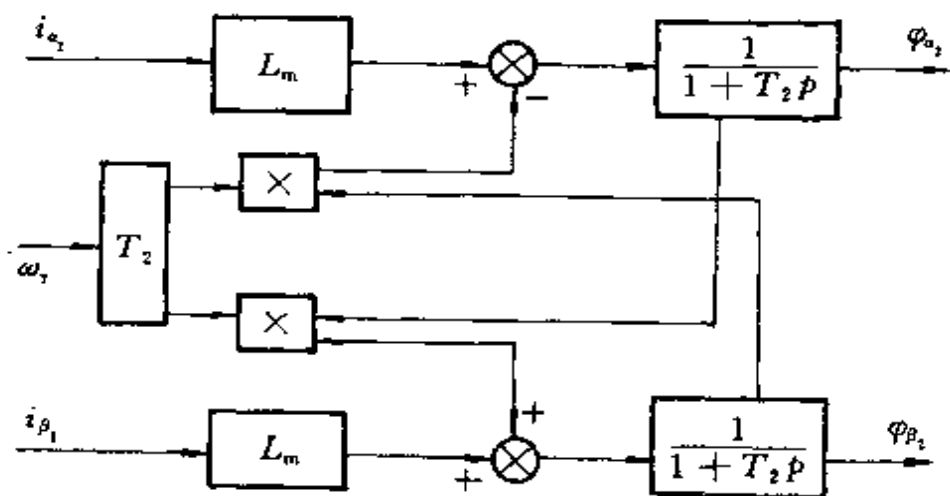


图 5-27 磁链  $\psi_2$  运算结构图

计算出  $\psi_{\alpha_2}$  和  $\psi_{\beta_2}$  后,可按下式求取变换矩阵元素。

$$|\hat{\psi}_2| = \sqrt{\psi_{\alpha_2}^2 + \psi_{\beta_2}^2} \quad (5-138)$$

$$\cos \omega_1 t = \frac{\psi_{\alpha_2}}{|\hat{\psi}_2|} \quad (5-139)$$

$$\sin \omega_1 t = \frac{\psi_{\beta_2}}{|\hat{\psi}_2|} \quad (5-140)$$

$$\theta_1 = \omega_1 t = \cos^{-1} \frac{\psi_{\alpha_2}}{|\hat{\psi}_2|} = \sin^{-1} \frac{\psi_{\beta_2}}{|\hat{\psi}_2|} \quad (5-141)$$

采用这种估值方法,从零速到最高速,都可获得较准确的转子磁链幅值  $|\psi_2|$  和瞬时空间位置  $\theta_1$ 。但其缺点是估值时要用到电机参数,尤其是  $T_2 = L_r/r_2$  中  $r_2$  随温度变化比较显著,必须采取补偿措施。在直接矢量控制应用中,信号的谐波畸变也会引起某些问题,如果采用滤波器将会产生相移,因而使耦合效应更加恶化,达不到磁场定向的效果。

在理解公式(5-138)~(5-141)时,必须注意到定子静止坐标系  $As, Bs, Cs$  和  $M, T$  坐标系以及  $\alpha_2, \beta_2$  坐标系三者之间的关系如图5-28所示。将转子磁链定向在等效直流电机

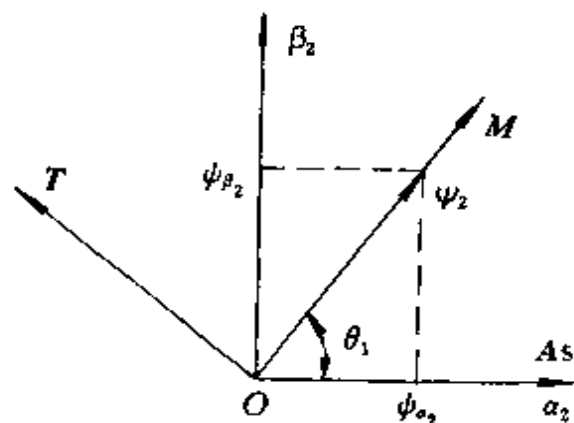


图 5-28  $As, Bs, Cs$  坐标系及  $M, T$  和  $\alpha_2, \beta_2$  之间关系

直轴  $M$  方向,在  $M, T$  坐标系来看,  $T$  轴方向  $\psi_T = 0$ 。但静止的三相/二相变换时,  $\alpha_2$  轴与定子  $A$  相绕组线  $As$  是重合的且有共同的坐标原点。该轴与  $M$  轴(即  $\psi_2$ ) 之间的夹角为  $\theta_1$ , 所以  $\psi_2$  与  $As(\alpha_2)$  轴之间的空间位置由  $\theta_1$  决定。无论采用哪一种估值器(或状态观测器),其目的都是要通过可检测的参量计算  $\psi_2$  的幅值和空间位置  $\theta_1$ 。

### 5.3.2 矢量控制的间接法(转差频率控制)

将  $M, T$  系统变换公式(5-122)中的  $i_{M2}$  代入式(5-116), 可得到

$$i_{M1} = \frac{1 + T_2 p}{L_m} \phi_2 \quad (5-142)$$

重写式(5-123)

$$\phi_2 = \frac{L_m}{1 + T_2 p} i_{M1}$$

可以清楚看到,  $\phi_2$  和  $i_{M1}$  之间传递函数是一阶惯性环节, 表明当励磁分量  $i_{M1}$  突变时,  $\phi_2$  的变化要受到励磁惯性的阻挠。根据式(5-122)  $i_{M2}$  的表达式可知, 由于  $i_{M1}$  变化引起  $\phi_2$  变化时, 立即在转子中感生转子电流励磁分量  $i_{M2}$ , 阻止  $\phi_2$  的变化, 使  $\phi_2$  只能按时间常数  $T_2$  的指数规律变化。稳态时  $pT_2 = 0$ , 即  $\phi_2 = L_m i_{M1}$ 。

由方程(5-115)中第四行令  $u_{T2} = 0$ , 可得到转差角速度  $\omega_s$  的表达式, 利用(5-122)中  $i_{T2}$  代入, 可得  $\omega_s$  和定子电流  $i_{T1}$  之间关系式为

$$\omega_s = \frac{L_m}{T_2 \phi_2} i_{T1} \quad (5-143)$$

按照此式可对定子电流进行协调控制, 实现间接的矢量控制。图 5-29 给出了间接矢量控制的运算框图, 转速设定信号  $\omega_r^*$  和检测信号  $\omega_r$  比较后经转速调节器  $G_1$  输出  $i_{T1}^*$ ,  $i_{T1}^*$  是定子电流的转矩分量, 图中  $G_2$  为产生定子励磁电流  $i_{M1}^*$  的环节, 它实际上是按公式(5-142)运算的纯计算环节。在转子磁链  $\phi_2^*$  给定后, 定子电流中励磁分量  $i_{M1}$  便确定了。 $G_3$  根据  $\phi_2^*$  和  $i_{T1}^*$ , 利用式(5-143)即可计算出转差频率  $\omega_s$ , 经一次积分形成反馈信号  $\theta_1$ , 该信号与极坐标变换生成的  $\theta_1^*$  比较后经调节器  $G_4$  送到电压型 SPWM 变频器。在变频器内部, 对  $i_1^*$  和  $\theta_1^*$  进行处理使之适于产生 SPWM 信号。必须注



意,因为图中各物理量都是以直流电压的形式传送的,图中  $G_4$  只能是纯增益环节,否则将引起相移。

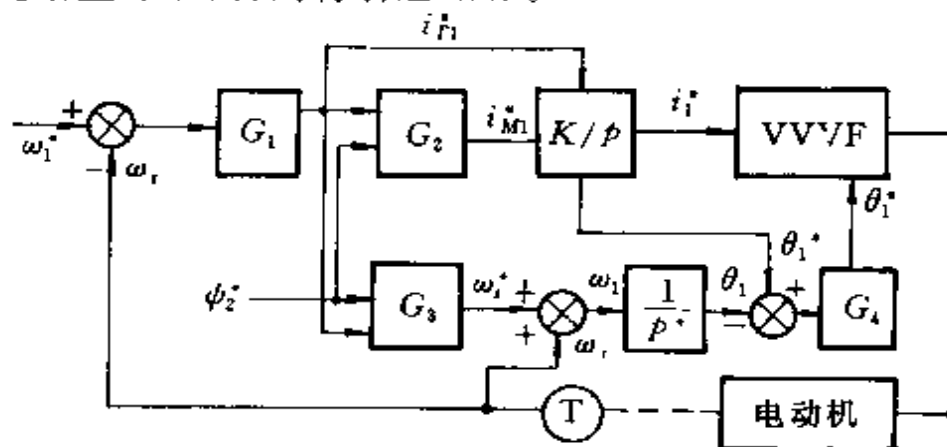


图 5-29 间接矢量控制运算框图

在间接矢量(转差型)控制的变频调速系统中,避免了磁链  $\psi_2$  的估值运算,依靠给定参数及矢量方程进行磁场间接定向,因而简化了系统设计。其核心思想是认为,在稳态运行时,转子磁链  $\psi_2$  为常数,电磁转矩  $T_e$  与转差角速度  $\omega_s$  成正比,调节和控制  $\omega_s$  就能控制  $T_e$ 。这一点通过式(5-124)和式(5-143)便可清楚地看到。因此,一般把按照该原理构成的间接矢量控制称为转差频率控制系统。该系统和直接法一样能进行四象限运行,也有好的低速性能。但是,该方案也取决于电机参数。对于理想解耦,控制器参数应跟踪电机参数,实际上到目前为止,人们还在不断探索这种理想的跟踪方法。例如,由于电机温度变化和频率变化均影响电机转子电阻;饱和程度的不同而影响电机电感。采用各种现代控制方法收到了良好的解耦控制效果。

### 5.3.3 矢量控制的工程实现

从电力电子技术的角度看,侧重于控制策略的工程实现、逆变器驱动信号(SPWM 波形)的生成和逆变器电流电压特性。控制策略的优劣,不但要看控制性能,而且要有利于逆变器的安全平稳运

行。本节将对此问题进行一些讨论。

### 1. 矢量运算及交流矢量处理器 AD2S100

由于矢量控制是建立在坐标变换基础上的,因此无论是哪种改进的矢量控制系统,都需要进行复杂的坐标变换计算。采用高速数字处理器(例如 TMS320, INTEL2920)也需要数十微秒时间,产生这种延时影响跟踪效果,由于矢量控制对实时性要求极高,占用大量机时,使一些复杂的控制策略难以同时应用。因此,ANALOG DEVICES 公司设计推出了专用交流矢量时处理器 AD2S100。它是以硬件电路实现坐标变换功能的大规模集成电路,完成一次变换仅需  $2\mu\text{s}$ ,为矢量运算提供了简捷的途径。

(1) AD2S100 的结构及管脚 AD2S100 结构如图 5-30 所示。现以电流为例简要说明其功能:三相定子电流  $i_A, i_B, i_C$  可经图中  $3/2$  变换为  $i_\alpha$  和  $i_\beta$  两相电流(其中  $\alpha$  轴和  $A_s$  轴重合),这就是公式(5-71)定义的三相两相静变换。如果需要该值,可直接经 11 脚和 16 脚引出。所不同的是 AD2S100 中没有人为增加的零变换,这一点丝毫不影响变换结果的正确性。只不过变换阵(5-71)中没有第三行。

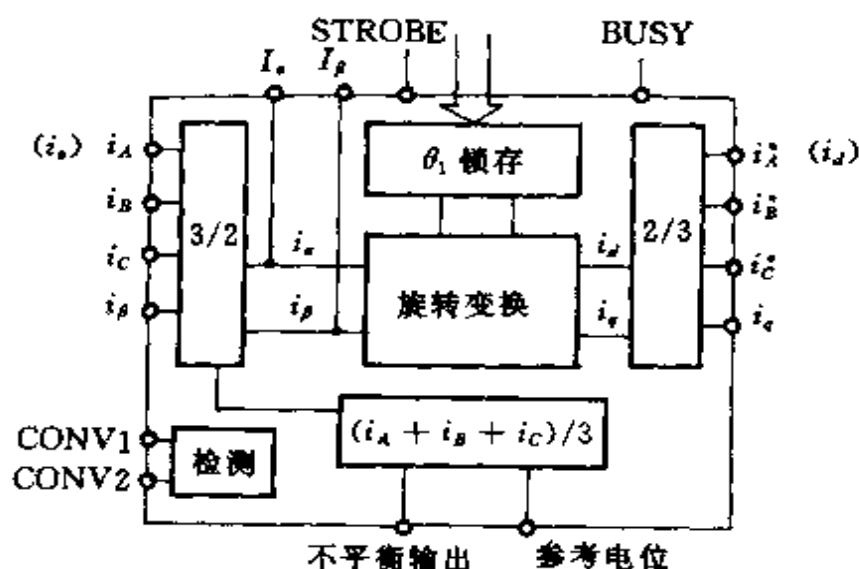


图 5-30 AD2S100 结构图

旋转变换的角度  $\theta_1$  由外部以 12 位数字信号的形式并行输入, 当 BUSY(44 脚) 高电平上升沿时刻存入 AD2S100 中, 以供坐标旋转使用。图 5-30 中的二相  $(\alpha, \beta)$  到二相  $(d, q)$  的旋转变换阵为式 (5-75),  $d, q$  同步旋转坐标系的  $i_d$  和  $i_q$  经二相三相变换后输出, 可作 为控制指令信号或其他运算信号使用。如果需要未经二相三相变换的  $i_d$  和  $i_q$ , 则可直接在管脚 6, 7 输出。由此可见, AD2S100 实现坐标变换运算是非常方便的。

结构图中不平衡输出端是利用三相平衡系统三相瞬时值代数和为零这一特点, 将三相输入电流  $(i_A, i_B, i_C)$  的算术平均值取绝对值, 然后与一设定电平(允许不平衡度)比较, 当绝对值比设定值大时, 21 脚则输出高电平, 供保护或报警之用。

AD2S100 采用 PLCC 封装形式, 用 44 个引脚。现将各引脚功能介绍如下:

引脚 1, 2 为 NC; 3 为转换启动, 其符号为 STROBE。在 3 脚出现一次正脉冲后, 即启动一次变换过程, STROBE 允许的最高脉冲频率为 300 kHz。44 脚的 BUSY 在 STROBE 有效后即应成为高电平, 并维持 2  $\mu$ s 然后变低, 直到下一次 STROBE 到来。应用中应注意, STROBE 信号的脉宽必须大于 100 ns。

引脚 4 和 41 为 +5 V 输入端, 符号为  $V_{DD}$ 。引脚 5 和 19 是 -5 V 输入端, 符号为  $V_{SS}$ 。10 脚为模拟地, 符号为 AGND。42 脚为数字地, 符号为 DGND, 工作时应将 AGND 和 NGND 短接。由于 AD2S100 易受静电损伤, 应注意保管。应用时应在  $V_{DD}$  与 AGND,  $V_{SS}$  与 AGND 之间各并联 100 nF 的陶瓷电容和 10  $\mu$ F 的钽电解电容, 此增强芯片的抗干扰能力。引脚 6(PH, OP4) 为旋转变换  $i_q$  输出, 7, 8, 9 作为二相 / 三相变换后的三相输出, 7 脚兼做二相旋转变换后  $i_d$  输出端。输出电压范围是 +3.3 V, 输出端最小负载阻抗为 2 k $\Omega$ 。引脚 7, 8, 9 的符号分别为 PH/OP1, PH/OP3, PH/OP2。

引脚 11 为两相输入时某一相(例如  $i_a$ ) 的输入端。引脚 12, 14,

16(PH/IP3, PH/IP2, PH/IP1) 分别为高电平输入的三相物理量(例如电流, 电压, 磁链)输入引脚。13, 15, 17(PH/IP3, PH/IP2, PH/IP1) 分别为正常输入的三相物理量输入端。17脚兼做二相输入时(例如  $i_\beta$ ) 引脚。输入电压信号有两种输入范围, 正常输入时电压为  $+3.3\text{ V}$ , 高电平输入时可为  $+5\text{ V}$ , 当采用高电平输入时, 电压信号先经过系数 0.56 的衰减后再进行坐标变换, 输出值仍然为  $+3.3\text{ V}$ 。输入方式受 23(CONV<sub>1</sub>), 24(CONV<sub>2</sub>) 引脚上逻辑电平的控制进行输入方式的选择:

方式①: CONV<sub>1</sub> 悬空, CONV<sub>2</sub> 接地, 此方式下允许经 PH/IP1 和 PH/IP4 输入两相正交信号。

方式②: CONV<sub>1</sub> 接地, CONV<sub>2</sub> 接  $+5\text{ V}$ , 此方式允许以高电平( $+5\text{ V}$ ) 输入三相信号。高电平只能在方式 2 输入, 但该方式也允许以正常电平( $+3.3\text{ V}$ ) 输入三相信号。

方式③: CONV<sub>1</sub> 和 CONV<sub>2</sub> 均接正电源。此方式时从 PH/IP2 和 PH/IP3 输入三相中的两相信号, 另一相信号由芯片内部产生。这种模式下, 不平衡检测功能失效。应当注意, 引脚 11 ~ 17 如果不用时一律悬空, 且不可接地。

引脚 20 为不平衡参考电压输入, 符号为 HPREF。21(HPOP) 为不平衡指示输出, 22(HPEILT) 为不平衡检测滤波。

引脚 25(COS), 26(SIN) 为 3/2 变换后  $i_\alpha$  和  $i_\beta$  的输出端。

引脚 27 ~ 38(DB1 ~ DB12) 为 12 位并行输入的变换角(例如  $\theta_1$ ) 值, DB1 是 MSB(高字节), DB12 是 LSB(低字节)。

(2) AD2S100 应用举例 对图 5-26 所示的具有转矩和磁通独立控制的矢量控制变频调速系统, 如果采用 AD2S100 系统结构图则变得非常直观。

图 5-31 中  $\hat{\psi}_2^*$  为转子磁链设定值,  $T^*$  为转矩设定值。AD2S100①的作用是将  $M, T$  系统中电流( $i_{M1}^*$ ,  $i_{T1}^*$ ) 指令经二相/二相旋转变换, 然后经二相/三相变换为定子坐标系三相电流  $i_A^*$ ,

$i_B^*$  和  $i_C^*$ , 为逆变器提供 3 相电流指令。AD2S100 ① 的变换角  $\theta_1$  由微处理器以 12 位数字信号的形式提供, 同时, 还要为 AD2S100 提供变换启动信号 STROBE 和  $\theta_1$  值锁存信号 BUSY。AD2S100 ② 的作用是将电动机三相电流  $i_A, i_B, i_C$  变换成两相电流  $i_{\alpha_1}$  和  $i_{\beta_1}$ , 送到状态观测器中与速度信号  $\omega_r$  一起综合, 按图 5-27 所示运算结构图及式(5-136)和式(5-137)构成转子磁链  $\psi_2$  观测器。同时, 将 AD2S100 ② 中  $i_{\alpha_1}$  和  $i_{\beta_1}$  经二相/二相旋转变换, 经引脚 6, 7 输出, 送到计算机中用公式(5-124)合成转矩信号。变换角  $\theta_1$  与 AD2S100 ① 共享。这片 AD2S100 省去了一个转矩测试环节, 且可以与磁链估值器共用一组电流传感器, 图中除了 2 片 AD2S100 外, 可采用 2 片 MCS-8098 及外围芯片。一片 8098 用于控制算法, 另一片用于生成 SPWM 信号。

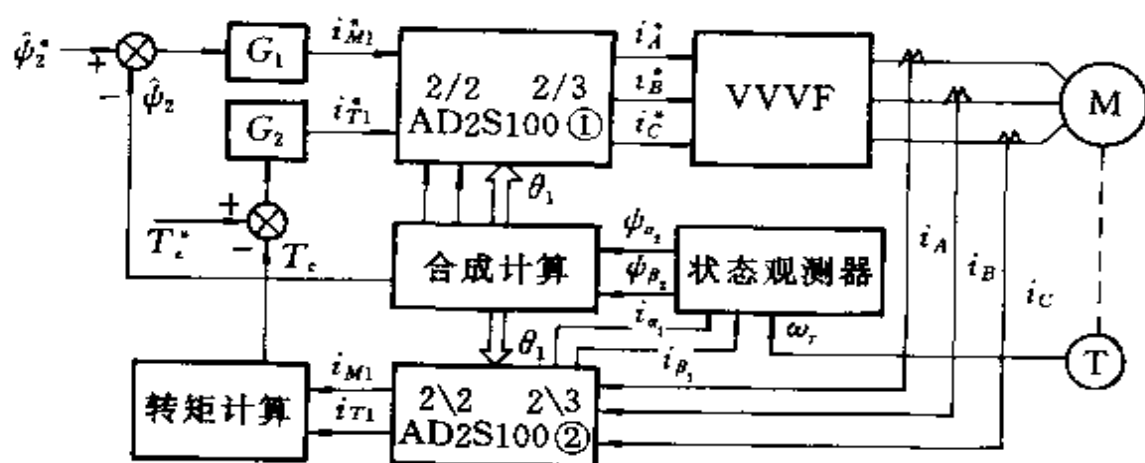


图 5-31 电压型 SPWM 逆变器矢量控制变频调速系统

本系统中采用了电压型 SPWM 逆变器作为功率变换器, 而输入指令信号为三相电流  $i_A^*, i_B^*$  和  $i_C^*$ 。如何利用三相电流信号或  $M, T$  坐标系中两相电流  $i_{M1}^*$  和  $i_{T1}^*$  指令形成 SPWM 信号, 正是我们下来要研究的内容。由上述介绍可以看到, 由于 AD2S100 的研制成功, 避免了在系统中大量应用乘法器, 可以有效地简化硬件

电路。

## 2. 控制量与逆变器控制信号

SPWM 信号生成是交流电机变频调速控制系统中一项核心技术。第4章中介绍了基于正弦波和三角波比较而产生 SPWM 信号的基本方法。在这些方法的实现手段上,不但可采用模拟电路,而且广泛地采用了微处理器和专用集成电路。传统调制方法的一个共同特点是需要确定调制系数  $\lambda$ ,在输入频率信号  $f_1$  (或  $\omega_1$ ) 确定后,要根据某种规律确定定子电压  $u_1$  与  $f_1$  的协调关系,即  $u_1/f_1$  的协调控制。显然,传统的调制方法更适合于各种标量控制方案。

由本章推导的各种坐标系的转矩和磁链公式(例如式(5-123)和式(5-124))可以清楚地看到,电机中磁链和转矩仅与电流  $i_M$  和  $i_T$  有关系。而交流电动机中最直接的被控量是定子电流和电压,定子电流和电压之间又没有简单的线性关系,如果使用基本的 SPWM 调制理论,在矢量控制应用中并不方便。也就是说,要将矢量控制系统生成的三相定子电流设定信号,转换为  $u_1/f_1$  协调控制的二个分量。这种处理方法将大大增加系统的复杂性并有可能引起相移,影响磁场的精确定向。针对上述问题的研究,适用于转子磁场定向控制的 SPWM 波形生成方法应运而生,有的文献将此称之为现代 SPWM 波形生成技术。为了清楚地说明矢量控制系统控制量之间关系,我们在下一节将介绍空间矢量 SPWM 波形生成理论及工程实现。之所以称空间矢量 SPWM 波形生成成为现代方法,是因为它完全摆脱了模拟调制的思想,以先进的电机控制理论和现代控制理论为基础,以计算机及数字信号处理器为手段,提高了 SPWM 控制性能。

## 3. 电流跟踪型 SPWM 信号生成

在图 5-31 所示矢量控制系统中,我们使用了电压型 SPWM 逆变器。然而,控制系统送入逆变器的控制指令却是三相定子电流指令  $i_A^*$ ,  $i_B^*$ ,  $i_C^*$ 。由上节分析可知,如果用电流信号直接形成

SPWM 逆变器控制波形,将会简化控制系统的设计。这样的逆变器也被称为具有电流控制的电压型逆变器,其控制方式称为电流跟踪控制或电流滞环控制。

采用电流控制的电压型逆变器,具有电流型和电压型逆变器的综合优点,其结构简单,工作可靠,响应快,谐波成分小。由于电流动态响应快,系统运行不易受负载参数的影响,因此被广泛用于各种矢量控制系统。

电流跟踪控制的基本思想如图 5-32 所示。经矢量控制运算产生的三相定子电流指令  $i_A^*$ ,  $i_B^*$ ,  $i_C^*$  分别与电流传感器检测到的定子三相实际电流  $i_A$ ,  $i_B$ ,  $i_C$  进行比较,若实际电流大于给定值,则通过逆变器使之减小,反之增大,从而使定子实际电流围绕给定正弦波作锯齿状变化,并将偏差限制在一定范围。这一点在第 3 章 3.5.2 中已作过原理性介绍。如果逆变器中间直流环节电压幅值足够高,可使定子电流快速跟踪其设定值;如果选取较小的滞环宽度,可使实际定子正弦电流更加光滑。该控制方式的突出优点是工程实现非常简单,同时简化了控制对象(电机模型),使系统分析更容易进行,但是,该控制方式存在两个缺点,必须在设计中予以克服。

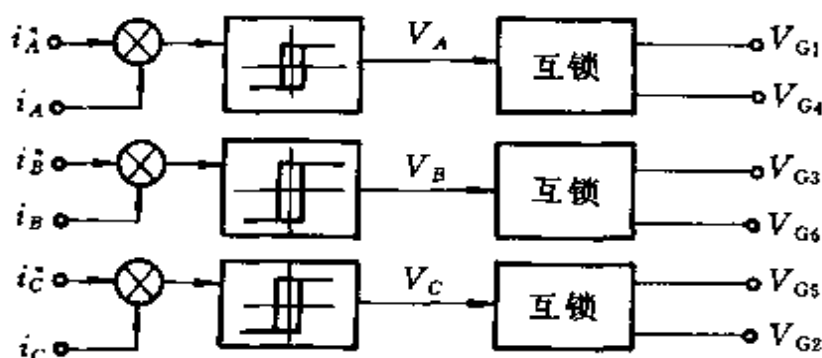


图 5-32 电流跟踪控制 SPWM 产生电路

根据图 5-32 所示的电流跟踪 SPWM 产生电路,可得图 5-33(b) 所示稳态运行时逆变器 SPWM 电压波形和图 5-33(a)

所示电流波形。设电机定子相电流设定值为  $i_1$ ，定子电流锯齿波前沿为  $i_{11}$ ，后沿为  $i_{12}$ ，滞环宽度为  $h$ ，直流环节电压为  $V_d$ ，则根据图 5-33 可得

$$\frac{di_{11}}{dt}T_0 - \frac{di_{11}}{dt}T_0 = 2h \quad (5-144)$$

$$\frac{di_{12}}{dt}T_f - \frac{di_{12}}{dt}T_f = -2h \quad (5-145)$$

当功率管的开关频率较高时，定子电感作用远大于定子电阻，分析中可忽略定子电阻，从而可近似得到定子实际电流上升下降斜率分别为

$$\frac{di_{11}}{dt} = \frac{V_d - E}{L} \quad (5-146)$$

$$\frac{di_{12}}{dt} = \frac{V_d + E}{L} \quad (5-147)$$

上两式中  $E$  为定子一相反电势； $L$  为定子一相绕组的电感。设  $f_c$  为功率开关管的开关频率，根据图 5-33 有逆变器开关周期  $T_c$  为

$$T_c = T_0 + T_f \quad (5-148)$$

逆变器开关频率为

$$f_c = \frac{1}{T_c} = \frac{1}{T_0 + T_f} \quad (5-149)$$

联立方程 (5-144) ~ (5-149)，可求得逆变器开关频率的表达式为

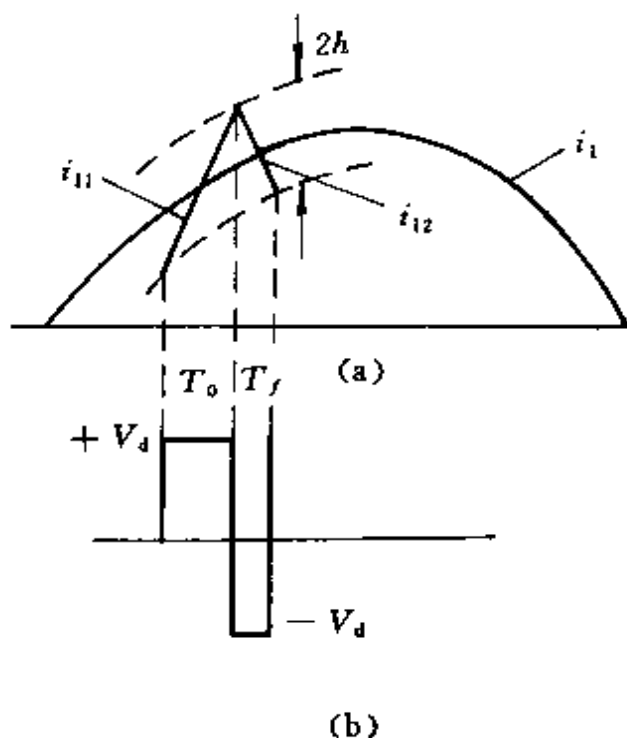


图 5-33 逆变器电流电压波形



$$f_c = \frac{V_d}{4hL} - \frac{E^2}{4hLV_d} - \frac{E}{2hV_d} \frac{di_1}{dt} - \frac{L}{4hV_d} \left( \frac{di_1}{dt} \right)^2 \quad (5-150)$$

由式(4-150)可知:开关频率 $f_c$ 与滞环宽度 $h$ 成反比,表现在公式中每一项的分母上都有 $h$ 这一项。

由于反电势 $E$ 总是小于 $V_d$ ,从方程右边第二项可看到, $f_c$ 将随反电势 $E$ 的增大而减小;从方程(5-150)右边第一项可看到,电压型SPWM逆变器直流侧电压 $V_d$ 愈高,则开关频率 $f_c$ 愈高。对于不同功率的电机,其相绕组电感 $L$ 也不同,从而使开关频率发生变化;当电机运行速度降低时,电流变化率 $di_1/dt$ 将减小,式(5-150)中第三项和第四项随之减小,因此,开关频率将上升。做为极限状态,当电机堵转时( $E=0$ ,  $\frac{di_1}{dt}=0$ ),式(5-150)中后三项将消失,逆变器将达到最高开关频率

$$f_{cmax} = \frac{V_d}{4hL} \quad (5-151)$$

为了保证功率开关器件工作在其截止频率以下,不致大幅度增加开关损耗,应对逆变器最高开关频率加以限制。

公式(5-150)是在单相情况下推得的,而异步感应电机具有三相绕组。如第三章所指出的,如果三相绕组为星形连接,其中性点与直流电压源中性点相连,各相之间是独立控制的,则式(5-150)仍然适用。

对于功率较大的电机,一般采用三角形接法,三相绕组中性点一般均悬空(不引出),且逆变器也无直流中性点,则三相桥臂对应三个功率管的开关状态将互相影响。其基本原因可定性地分析如下。

当电机在低速运行时,三相电流的频率很低,其幅值变化缓慢,在某个时间间隔内可近似地看作直流,电机的三相电流在每一时刻为两相电流之和等于另一相,显然其变化速率是大不相同的,而每相电流的滞环宽度相等。这种情况下,逆变器将出现大量的零

开关状态,导致开关频率下降。所以,对于三相三角形接线的电机,公式(5-150)是不适用的,最好采用改变滞环宽度的方法调节开关频率,使其限制在一定范围。读者可参阅有关文献。

#### 4. 电流控制转换为电压控制

矢量控制系统的给定信号最终被转换为  $M, T$  系统中的电流  $i_{M1}^*$  和  $i_{T1}^*$  信号,如图 5-31 所示,它可以直接被转换为图 5-34 所示的电压控制,即典型的电压正弦 SPWM 波形。

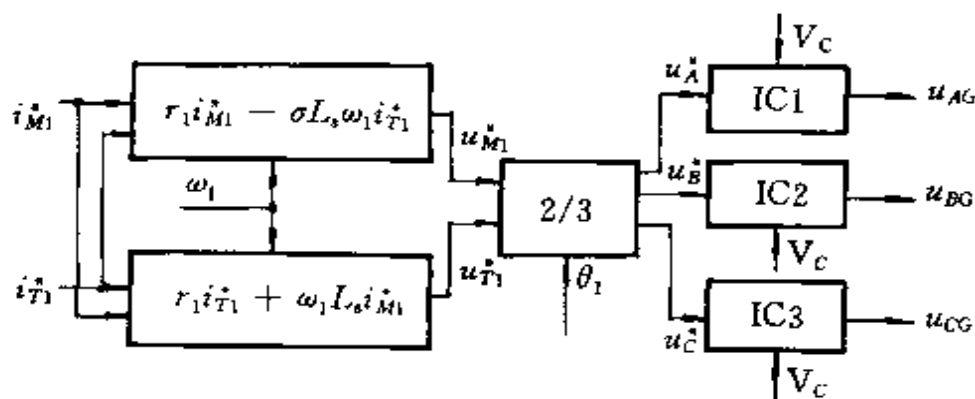


图 5-34 电流控制转换为电压控制

图中  $u_{M1}^*$  和  $u_{T1}^*$  的计算可由式(5-115)~(5-121)为依据,考虑到  $i_{M1}$  恒定时  $i_{M2} = 0$ ,  $P i_{M1} = 0$ 。图中  $\omega_1$  和  $\theta_1$  在图 5-31 中已有,通过二相三相变换后的  $u_A^*$ ,  $u_B^*$ ,  $u_C^*$  即为三相正弦电压。图中  $V_c$  为三角形载波, IC1~IC3 为比较器,输出三相 SPWM 驱动信号  $u_{AG}$ ,  $u_{BG}$ ,  $u_{CG}$ 。显然,这与第 4 章中 SPWM 波形基本调制方法是完全一致的。

由本节对电流跟踪控制的研究可知,这种控制方法缺点,其一是开关频率不可能恒定,当开关频率过高时,逆变器损耗增大,电机的铁损和噪声增大;其二是逆变器电压利用率较低,在相同的开关频率下,谐波成分较大,从而使线电压基波分量减小;其三是当设定的电流指令信号为正弦波时,相电压只能近似地认为是正弦波。为了从根本上克服上述缺点,对高性能电压型 SPWM 逆变器

为主体的交流电机矢量控制系统,应采用空间矢量 SPWM 波形生成。

#### 5.3.4 空间矢量 SPWM 波形生成原理(磁链轨迹控制)

空间矢量 SPWM 波形生成的基本原理是根据不同的电压矢量,合理地选择逆变器的开关状态,以保证定子磁通轨迹接近于圆。因此,这种波形控制方式又被称为磁通轨迹控制 SPWM 调制,它最初由日本学者 Yoshitaka 等人提出,其突出特点是把逆变器和电动机作为一个整体看待,将逆变器的开关模式和电压矢量及目标磁链联系起来,使电机气隙磁通按圆形轨迹移动,从而实现空间矢量 SPWM 波形控制。

##### 1. 空间矢量 SPWM 波形生成基本原理

电压型 SPWM 逆变器的开关状态可以用 0,1 来表示(其中 1 表示上部开关元件  $S_1$ ,  $S_3$  或  $S_5$  导通,0 代表下部开关元件  $S_4$ ,  $S_6$ , 或  $S_2$  导通)。

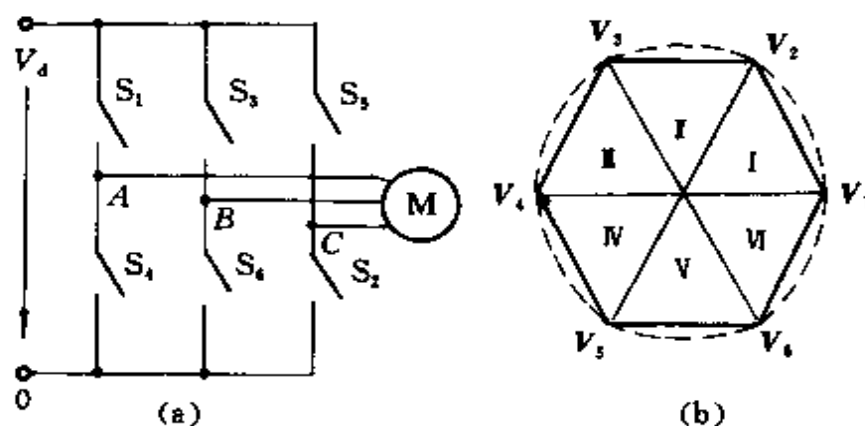


图 5-35 空间电压矢量及开关拓扑

图 5-35(a) 表示了逆变器拓扑结构,由于大部分变频调速装置入端直流电压  $V_d$  没有中点,电位,三相交流电机采用三角形接法也不引出中性点,因而图 5-35(a) 更具有—般性。图中开关元件

布局也按第4章中习惯用法。根据逆变器的正常工作状态,每一时刻每个桥臂只有一个功率管导通,否则同一桥臂上下管同时导通将产生短路过流。另一种状态是三个上部元件同时导通而三个下部元件同时关断或与其相反,产生这种情况时,电动机与逆变器将完全隔离,导线中没有正向电流(有可能存在续流电流)。根据上述分析,可写出逆变器输出的8个空间电压矢量为

$$V_1 = (1, 0, 0) \quad S_1, S_6, S_2 \text{ 导通}$$

$$V_2 = (1, 1, 0) \quad S_1, S_3, S_2 \text{ 导通}$$

$$V_3 = (0, 1, 0) \quad S_4, S_3, S_2 \text{ 导通}$$

$$V_4 = (0, 1, 1) \quad S_4, S_3, S_5 \text{ 导通}$$

$$V_5 = (0, 0, 1) \quad S_4, S_6, S_5 \text{ 导通}$$

$$V_6 = (1, 0, 1) \quad S_1, S_6, S_5 \text{ 导通}$$

在上述表达式中用1表示上部开关元件导通,是因为只有上部开关元件导通时电源才能通过逆变器向电动机馈送电流。电源没有电流向电动机流动的状态定义为0状态,即

$$V_7 = (1, 1, 1) \quad S_1, S_3, S_5 \text{ 导通}$$

$$V_8 = (0, 0, 0) \quad S_4, S_6, S_2 \text{ 导通}$$

由上述分析可得到图5-35(b)所示的空间电压矢量图。

按图5-35(a)所示电路拓扑,对三相交流异步感应机采用复数坐标系,可得到空间电压 $V$ ,磁链 $\psi$ 和电流方程(Park 矢量方程)为

$$V = u_A + \alpha u_B + \alpha^2 u_C \quad (5-152)$$

$$\psi = \psi_A + \alpha \psi_B + \alpha^2 \psi_C \quad (5-153)$$

$$I = i_A + \alpha i_B + \alpha^2 i_C \quad (5-154)$$

式中  $\alpha = e^{\frac{2}{3}j\pi}$ 。

如果  $u_A, u_B, u_C$  为理想的正弦波电压

$$\begin{cases} u_A = u_m \sin \omega_1 t \\ u_B = u_m \sin(\omega_1 t - \frac{2}{3}\pi) \\ u_C = u_m \sin(\omega_1 t + \frac{2}{3}\pi) \end{cases} \quad (5-155)$$

则合成空间向量为

$$\mathbf{V} = \frac{3}{2} V_m e^{j(\omega_1 t - \frac{\pi}{2})} \quad (5-156)$$

如果忽略定子漏抗,由方程(5-45)可得

$$\mathbf{V} \approx p\psi \quad (5-157)$$

或

$$\psi = \int \mathbf{V} dt \quad (5-158)$$

由方程(5-156)可以看到,定子的合成空间电压矢量是一个幅值  $\frac{3}{2}V_m$  ( $V_m$  为定子相电压有效值),角速度为  $\omega_1$  的旋转矢量。由式(5-157)可知,速度矢量  $p$  正是磁链矢量  $\psi$  的运动速度。空间矢量  $\mathbf{V}$  不仅决定了磁链矢量的运动速率,也决定了磁链矢量的运动方向。当三相电压均为连续的正弦波时,合成空间向量幅值为常数  $\frac{3}{2}V_m$ ,则空间电压向量的矢端轨迹为一个理想的圆周,如图 5-35(b) 中虚线圆。

SPWM 逆变器供电时,加到电动机上的电压为不连续的 SPWM 波形,设逆变器输出端电位为  $V_A'$ 、 $V_B'$  和  $V_C'$ ,星形接法三相绕组中点电位为  $V_0'$ ,则逆变器输出空间电压矢量可表达为

$$\mathbf{V}' = (V_A' - V_0') + \alpha(V_B' - V_0') + \alpha^2(V_C' - V_0') \quad (5-159)$$

定子磁通的瞬时空间矢量为

$$\psi = \int [\mathbf{V}' - r_1 \mathbf{I}'] dt = \mathbf{V}' \Delta t - \int r_1 \mathbf{I}' dt + \psi_0 \quad (5-160)$$

上式为  $\Delta t$  为空间电压矢量  $\mathbf{V}'$  的作用时间;  $\psi_0$  为  $t=0$  时定子磁链

$\psi$  的初值;  $r_1$  为定子绕组电阻;  $I_1$  为定子电流空间矢量, 由于电机电感的滤波作用, 逆变器以 SPWM 电压波形供电时电流为正弦波, 其表达式与式(5-154)完全一样。

由式(5-160)可知, 若忽略定子绕组电阻  $r_1$  的作用, 假定  $\psi_0 = 0$ , 通过选择图 5-35(b) 中 6 个非零电压矢量  $V_1 \sim V_6$  及它们的作用时间, 即可形成图中正 6 边形(实线)磁链轨迹。显然, 正 6 边形与外切圆(图 5-34(b) 中虚线)之间存在一定误差。如果利用  $V_1 \sim V_6$  8 个矢量的时间线性组合定义 12 个空间定位矢量或 24 个空间定位矢量, 则 12 边形或 24 边形将更加逼近正弦电压产生的磁链轨迹圆、提高交流电机的控制性能。

## 2. 任意空间矢量

对于任意位置的空间电压矢量, 均为 8 个基本电压矢量的线性组合, 这一点已经由逆变器功率开关元件拓扑结构限定。如图 5-35(b) 所示, 6 个非零电压矢量将磁链轨迹圆包围的圆面积划分为 6 个基本区间。在每个小区间中, 如果要构成任意空间电压矢量, 可选择相邻的两个电压矢量和零矢量对其进行线性组合。安排功率元件开关次序的依据是, 在设计拟定的一个短时间间隔  $T$  中, 逆变器每个桥臂只经历一个开关周期, 下面以第 I 区间为例, 说明合成任意矢量的方法。

设  $V_p$  为第 I 扇形区中的任意矢量, 构成其两个基本矢量  $V_1$  和  $V_2$ 。如图 5-36 所示,  $V_p$  与  $V_1$  之间夹角为  $\theta_1$ , 令组合的新矢量为

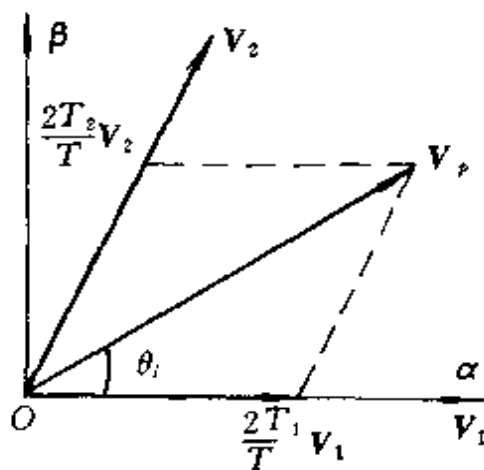


图 5-36 任意矢量构造示意

$$\mathbf{V}_p = \frac{2T_1}{T}\mathbf{V}_1 + \frac{2T_2}{T}\mathbf{V}_2 = \mathbf{V}_{10} + \mathbf{V}_{20} \quad (5-161)$$

将式(5-161)投影到图5-36的 $\alpha, \beta$ 坐标系中,并注意到矢量 $\mathbf{V}_{10}$ 为

$$\frac{2T_1}{T}\mathbf{V}_1 = \frac{2T_1}{T}V_d \quad (5-162)$$

其方向与 $\alpha$ 轴一致,式中 $V_d$ 为逆变器直流电压。

矢量 $\mathbf{V}_{20}$ 为

$$\frac{2T_2}{T}\mathbf{V}_2 = \frac{2T_2}{T}V_d \quad (5-163)$$

$\mathbf{V}_1$ 与 $\mathbf{V}_2$ 之间夹角为 $60^\circ$ (也是 $\mathbf{V}_{10}$ 与 $\mathbf{V}_{20}$ 之间的夹角),由此可得到

$$\begin{cases} 2T_1V_d + 2T_2V_d\cos 60^\circ = T|\mathbf{V}_p|\cos\theta_i \\ 2T_2V_d\sin 60^\circ = T|\mathbf{V}_p|\sin\theta_i \end{cases} \quad (5-164)$$

令 $|\mathbf{V}_p| = \frac{\sqrt{3}}{2}V_d\lambda$ ,式中 $\lambda$ 为 $u_1/f_1$ 恒定时调制系数,则由式(5-164)可求出

$$\begin{cases} T_1 = \frac{T}{2}\lambda\sin(\frac{\pi}{3} - \theta_i) \\ T_2 = \frac{T}{2}\lambda\sin\theta_i \end{cases} \quad (5-165)$$

在第一扇形区间,一个周期 $T$ 中矢量选择及开关次序如图5-37所示。为了减小计算工作量,可令 $T_7 = T_8$ ,( $T_7 = T_8$ 可使直流电压 $V_d$ 利用率提高15%),则由图5-37可得

$$T_7 = T_8 = \frac{1}{2}(\frac{1}{2}T - T_1 - T_2) \quad (5-166)$$

由此可见,只要计算出 $T_1, T_2$ 和 $T_7$ ,进而以此控制逆变器开关次序,便可使逆变器输出任意位置的空间电压矢量。此外已经看到,6个非零的基本矢量形成的6边形磁链轨迹其大小是固定不变的,采用公式(5-165)和式(5-166)形成任意空间电压矢量时,在

非零矢量中引入了调制系数  $\lambda$ , 从而可达到调频调压的目的。

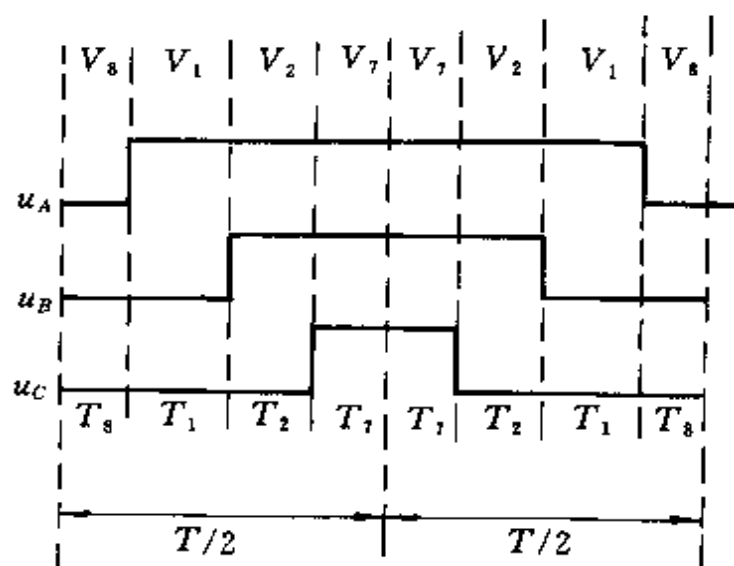


图 5-37 第一扇区矢量选择及开关次序

### 3. 多边形磁链

按照公式(5-165)和式(5-166), 当  $\theta$  值不同时得到第一扇区的任意矢量, 仿此方法可得到其他 6 个扇区的任意矢量公式。如果设置 18 个定位矢量近似等效磁链轨迹, 其示意图如图 5-38 所示。18 边形比 6 边形更加接近圆周。同理, 也可设置 24 边形或更多的多边形。

用计算机可计算出这 18 个矢量, 并以时间间隔  $T$  依次输出这 18 个矢量, 则可形成三相 SPWM 信号, 其基波周期为  $\frac{1}{f_1} = 18T$ , 一般情况下, 基波周期为

$$\frac{1}{f_1} = N_0 T \quad (5-167)$$

式中  $N_0$  为空间矢量个数, 也是多边形磁链的边数。在采用计算机实现时, 将式(5-167)改写为



$$T = \frac{1}{N_c f_1} \quad (5-168)$$

对于给定的频率  $f_1$  将对应的  $T_1$  计算好, 作为表格存入 EPROM 中, 由频率指令去查取。

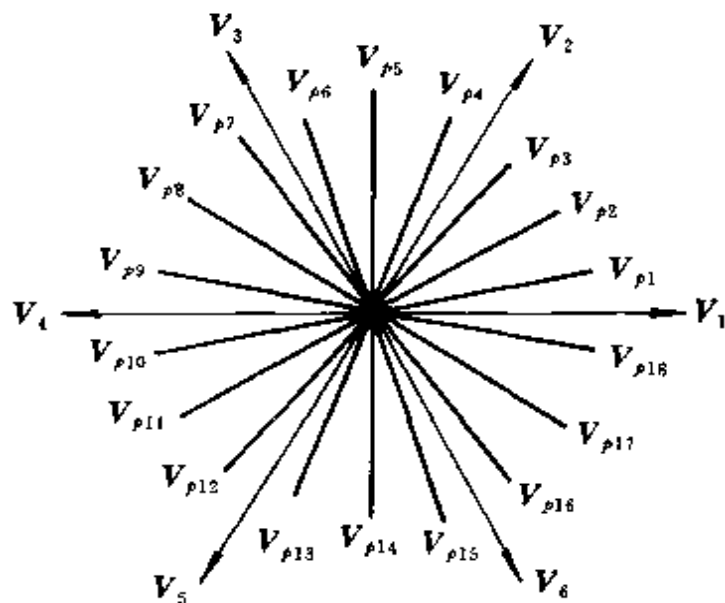


图 5-38 18 个定向矢量

#### 4. 电压频率协调控制

对于  $u_1/f_1$  为常数的标量控制, 也可以采用空间矢量 SPWM 波形生成方法产生驱动脉冲, 由于

$$\frac{u_1}{f_1} = K \quad (5-169)$$

由于空间任意向量幅值  $V$  与调制比  $\lambda$  成正比, 即

$$|V_1| = K_1 \lambda \quad (5-170)$$

由此可得

$$\lambda T = \frac{|V_1|}{K_1} \frac{1}{N_c f_1} = K_2 \quad (5-171)$$

由式 (5-169) ~ (5-171) 可知,  $u_1/f_1$  为常数控制系统中,  $\lambda T =$

$K_2$ (为常数),因此,可根据式(5-165)事先计算出每一个矢量  $V_p(i=0, \dots, N_0)$  所对应的  $T_1$  和  $T_2$  并核算为时间常数,作为表格存放于 EPROM 中,运行时由矢量编号查取  $V_p$  所对应的  $T_1, T_2$  及  $T/2$ ,计算出  $T_7$  和  $T_8$ 。一般的微处理器(例如 MCS-51 系列或 8096, 8098)即可胜任。由于计算机承担的計算量很少, CPU 有大量时间去完成其他計算功能。

### 5. 空间电压矢量 SPWM 用于矢量控制

在矢量控制系统中,控制指令为定子电流  $i_A^*$ ,  $i_B^*$  和  $i_C^*$ ,除了上节介绍的电流瞬时值比较法和电流电压转换法以外,本节讨论的空间矢量 SPWM 也可应用。其基本思想是,根据定子三相电流指令信号和电流反馈信号之间的偏差矢量和电压矢量之间的关系,利用使气隙磁链轨迹逼近圆的方法对电压矢量予以限制,由此确定逆变器开关状态,并根据偏差信号的大小,优化电压矢量。这方面的研究正处于发展阶段,但在降低输出电压的谐波成分、降低脉动转矩、减小铁损等方面的明显效果使其表现出较强的生命力。

## 5.4 直接转矩控制

继矢量控制之后,1984年德国鲁尔大学的 Depen Brock 教授又提出了交流电动机的直接转矩控制方法,其特点是直接采用空间电压矢量,直接在定子坐标系下計算并控制电机的转矩和磁通;采用定子磁场定向,借助于离散的两点式调节产生 PWM(空间电压矢量 SPWM)直接对逆变器的开关状态进行最佳控制,以获得转矩的高动态性能。由于这种控制方法日前尚处于研究前沿,所以本节仅对其一般原理作一介绍。

### 5.4.1 直接转矩控制的基本原理

由电机理论可知,电机输出的电磁力矩  $T_e$  可以用定子磁链  $\psi_1$

和定子电流  $I_1$  来表达,即

$$T_e = |\psi_1 \times I_1| \quad (5-172)$$

定子磁链也可以仅由定子参数决定,即

$$\psi_1 = \int (V_p - r_1 I_1) dt \quad (5-173)$$

式中  $V_p$  为电机输入端电压矢量;  $r_1$  为定子电阻。由式(5-172)和式(5-173)可知,只要知道了  $r_1$  的在线数值,将  $V_p, I_1$  作为控制量,就可以对电磁力矩  $T_e$  进行动态控制,因而称其为直接转矩控制系统。

从控制理论看,仅控制一个物理量的稳态值其动态性能尚不理想,因而,不能仅控制电机力矩  $T_e$ ,还必须具有控制力矩变化率的能力。可以证明,当定子磁链的大小  $|\psi_1|$  为常数时,转矩  $T_e$  的变化率可以表达为

$$\left. \frac{dT_e}{dt} \right|_{t=0} = \frac{L_{AA} I_0}{\beta} [L_{\sigma\sigma} I_0 - \beta r_1 I_{10}] S - r_2 I_m I_{10} \quad (5-174)$$

式中  $\beta = (L_{AA} L_{\sigma\sigma} - L_{AH}^2) / L_{AA}$ ,  $L_{AA}$ ,  $L_{\sigma\sigma}$ ,  $L_{AH}$  如公式(5-36)~(5-39)所定义的值。 $I_0$  为励磁电流,  $I_{10}$  为  $I_1$  的初值,  $S$  为转差率。由上式可知,如果当  $I_0$  一定时,  $dT_e/dt$  与  $S$  成正比,控制  $S$  即可得到瞬时力矩的快速响应。直接转矩控制系统方框图如图 5-39 所示。图中  $T_e^*$  和  $\phi_1^*$  分别为转矩和定子磁链设定值。产生 PWM 的环节采用空间矢量 SPWM 波形生成方法。VVVF 为电压型 SPWM 逆变器,  $M$  为三相异步感应电机,其基本原理是,根据定子三相电流计算出磁通和转矩的瞬时值,选择最佳开关状态以获得最快的转矩响应。由上述分析可知,直接转矩控制和矢量控制之间有下列差别:

(1) 直接转矩控制把电机与逆变器看作一个整体进行综合分析,实际上通过对电机的离散化分析,使整个系统统一起来,因而更为简单。矢量控制是把逆变器和电机单独分析,通过用连续的方

法对电机模型分析简化,再与本身具有离散特性的逆变器进行综合,因而增加了其复杂性。

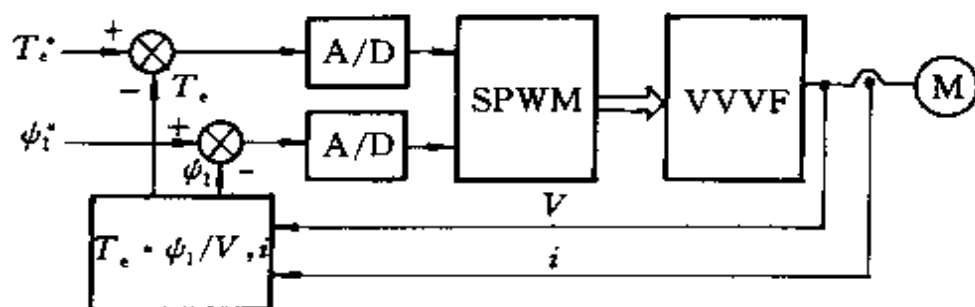


图 5-39 直接转矩和磁通控制系统框图

(2) 直接转矩控制效果不取决于电机模型是否简化,它是对电机的状态直接进行控制。矢量控制效果依赖于电机模型简化条件是否达到,实际上是适应于经典控制理论的。

(3) 直接转矩控制和矢量控制都可以采用空间电压矢量 SPWM 波形生成方法。在矢量控制中指令为电流,波形生成较困难。

(4) 直接转矩控制和矢量控制都与电机参数有关。由于直接转矩控制是在定子侧进行计算,定子电阻  $r_1$  的物理变化量影响控制精度。矢量控制是按转子磁链方向定向的,转子电阻  $r_2$  的物理变化量影响转子回路时间常数  $T_2$ ,从而产生定向误差,使系统产生交链耦合。

### 5.4.2 研究课题

直接转矩控制采用空间电压矢量 SPWM 波形生成方法。在低速区段,由于每个电压矢量的作用时间变长,零矢量作用时间也变长,使转矩产生低频锯齿分量。为了克服这一缺点,目前已提出两种方法:其一是无差转矩控制法,即首先确定磁通所处扇区,根据

转矩与磁通的需要,选择一非零矢量和零矢量,按转矩变化率公式(5-174)分别计算矢量作用时间,使转矩误差趋向于零;其二是采用臂零矢量法,基本思想是将作用时间过长的零矢量劈成若干零矢量,然后将其均匀地插入到非零矢量中去。上述两种方法均处于研究初期,有待进一步从理论上分析完善。

其次是上下桥臂功率驱动信号的互锁时间影响,该时间引起电压偏差,从而使磁通和转矩产生偏差。这种效应在低速时尤为严重。

由于直接转矩控制在理论上尚处于不断完善阶段,存在的研究课题也较多,除了上述两点之外,还有磁链观测的准确性问题及开关频率高频化问题均有待研究。

## 5.5 其他控制理论在电机控制中的应用

由于感应电机的多变量、非线性、强耦合特点,电机参数随温度变化等复杂现象,使电机控制中难以获得精确不变的数学模型,从而使一些控制方法难以获得预期效果。工程实践推动人们不断寻求一些新的控制手段,其主要目的是不依赖或不完全依赖控制对象的数学模型。探索模仿人类大脑的思维、学习功能,根据实际效果进行控制,按当前状态切换控制器的结构,用变结构的方法改善系统性能,使控制系统具有在线辨识、决策或总体寻优的能力。本节将简要介绍功率电子学推动下这些新理论在电机控制中的应用。

### 5.5.1 模型参考自适应控制

在模型参考自适应控制(model reference adaptive control,简称MRAC)中,对象响应被强制跟踪参考模型,而与对象的参数变化无关。通常将具有固定参数的参考模型存入微型计算机的存储

器中。此处,以转差频率控制的矢量控制系统为例,介绍这类控制系统工作原理。

### 1. 控制方程

根据同步旋转  $d, q$  坐标系磁链方程(5-102)第3,4两行,可得转子磁链方程

$$\begin{bmatrix} \psi_{d2} \\ \psi_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} \quad (5-175)$$

将式(5-175)代入转矩方程(5-104)中并令  $P_n = 1$ ,则得到用转子参数表达的转矩方程

$$T_e = \psi_{q2} i_{d2} - \psi_{d2} i_{q2} = |\psi_2| |i_2| \sin \theta_2 \quad (5-176)$$

将式(5-175)中  $i_{d2}, i_{q2}$  代入式(5-107)并注意到鼠笼式电机  $u_{d2} = u_{q2} = 0$ ,则可得到下式

$$\begin{bmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + pL_s & -\omega_1 L_s & p(L_m/L_r) & -\omega_1(L_m/L_r) \\ \omega_1 L_s & r_1 + pL_s & \omega_1(L_m/L_r) & p(L_m/L_r) \\ -r_2(L_m/L_r) & 0 & (r_2/L_r) + p & -\omega_r \\ 0 & -r_2 L_m/L_r & \omega_r & (r_2/L_r) + p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ \psi_{d2} \\ \psi_{q2} \end{bmatrix} \quad (5-177)$$

上式中  $L_s = (L_s L_r - L_m^2)/L_r$ ;  $p$  为微分算子;  $\omega_r$  为转差角速度。

在方程(5-107)中令  $u_{d2} = u_{q2} = 0$ ,由第3,4两行可得

$$\begin{cases} L_m p i_{d1} - \omega_s L_m i_{q1} + (r_2 + L_r p) i_{d2} - \omega_r L_r i_{q2} = 0 \\ \omega_s L_m i_{d1} + L_m p i_{q1} + \omega_s L_r i_{d2} + (r_2 + L_r p) i_{q2} = 0 \end{cases} \quad (5-178)$$

对式(5-175)两边微分可得

$$\left. \begin{aligned} p\phi_{d2} &= L_m pi_{d1} + L_r pi_{d2} \\ p\phi_{q2} &= L_m pi_{q1} + L_r pi_{q2} \end{aligned} \right\} \quad (5-179)$$

将式(5-179)代入到式(5-178)中,可得

$$\left. \begin{aligned} p\phi_{d2} &= \omega_s L_m pi_{q1} - r_2 i_{d2} + \omega_s L_r i_{q2} \\ p\phi_{q2} &= -\omega_s L_m i_{d1} - \omega_s L_r i_{d2} - r_2 i_{q2} \end{aligned} \right\} \quad (5-180)$$

对转子磁链幅值的平方微分

$$p|\psi_2|^2 = p(\phi_{d2}^2 + \phi_{q2}^2) = 2\phi_{d2}p\phi_{d2} + 2\phi_{q2}p\phi_{q2} \quad (5-181)$$

将式(5-180)代入式(5-181)中有

$$\begin{aligned} p|\psi_2|^2 &= 2\phi_{d2}pi_{q1}\omega_s L_m - 2\phi_{d2}i_{d2}r_2 + 2\phi_{d2}i_{q2}\omega_s L_r - \\ &\quad 2\phi_{q2}i_{d1}\omega_s L_m - 2\phi_{q2}i_{d2}\omega_s L_r - 2\phi_{q2}i_{q2}r_2 \end{aligned} \quad (5-182)$$

从式(5-175)中解出  $i_{d1}, i_{q1}$  代入式(5-182)中得

$$p|\psi_2|^2 = -2\phi_{d2}i_{d2}r_2 - 2\phi_{q2}i_{q2}r_2 = -2r_2 \cdot \psi_2 \cdot i_2 \quad (5-183)$$

由上式可以看到,如果  $\phi_2$  是常数,则其微分  $p|\psi_2|^2 = 0$ ,即  $\psi_2 \cdot i_2 = 0$ ,这说明  $\psi_2$  与  $i_2$  是正交的,即式(5-176)中  $\theta_2 = 90^\circ$ ,则转矩  $T_e$  正比于转子电流,其比例系数为  $\psi_2$ 。

如果选转子磁链矢量  $\psi_2$  与  $d$  轴重合(即为前面所述的  $M, T$  系统),并受  $d$  轴控制。在解耦条件下,转子电流必然与  $q$  轴相重合,并受  $q$  轴的控制。因此,转子磁链和电流解耦控制的条件可表示为

$$\phi_{q2} = 0 \quad \text{及} \quad i_{d2} = 0 \quad (5-184)$$

由式(5-177)及式(5-184)可得到

$$\left. \begin{aligned} \omega_s &= \frac{r_2 L_m}{L_r \phi_{d2}} i_{q1} \\ i_{d1} &= C \end{aligned} \right\} \quad (5-185)$$

上式中常数  $C$  为  $(\phi_{d2}/L_m) = \phi_2/L_m$ 。

式(5-185)就是利用转差频率控制实现式(5-184)解耦条件的操作方程。在方程(5-184)和(5-185)限定下,式(5-177)简

化为

$$\begin{bmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 & -\omega_1 L_s & 0 & 0 \\ L_s \omega_1 & r_1 + pL_s & 0 & 0 \\ -r_2 L_m / L_r & 0 & r_2 / L_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ \phi_{d2} \\ \phi_{q2} \end{bmatrix} \quad (5-186)$$

为了实现定子电路完全解耦,可构成附加环节来消除交叉项,为此令

$$\left. \begin{aligned} u_{d1} &= u_{d1}' - L_s \omega_1 i_{q1} \\ u_{q1} &= u_{q1}' + L_s \omega_1 i_{d1} \end{aligned} \right\} \quad (5-187)$$

在转矩平衡方程(5-105)中令  $P_n = 1$  得到

$$\omega_r (JS + D) = T_e - T_L \quad (5-188)$$

$$T_e = \phi_2 i_{q2} \quad (5-189)$$

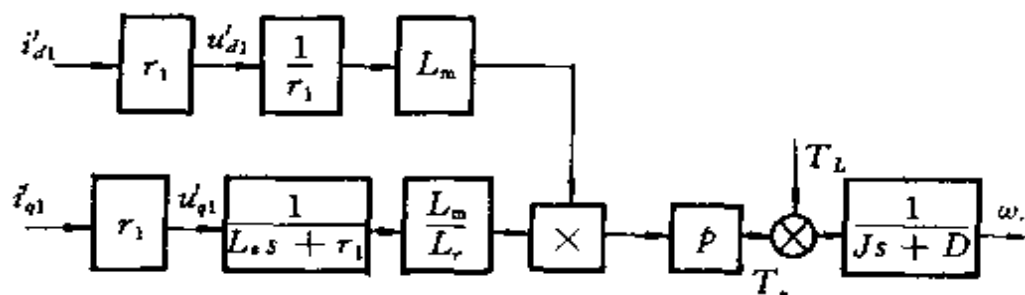


图 5-40  $d, q$  系统感应电机结构图

综合方程(5-186) ~ (5-189),可得到完全解耦条件下( $d, q$ 系统中)电机结构图如图5-40所示。图中  $i_{d1}'$  对应于  $u_{d1}'$ ,  $i_{q1}'$  对应于  $u_{q1}'$ ,  $p$  为微分算子。由此可以得到解耦条件下电动机状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{T}_e \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_s} & 0 \\ \frac{1}{J} & -\frac{D}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_e \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K_g}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} i_{q1}' \quad (5-190)$$



$$\omega_r = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} T_e \\ \omega_r \end{bmatrix} \quad (5-191)$$

上式中

$$K_g = \frac{pr_1 L_m^2 i_d'}{L_s}$$

令

$$X = [T_e \quad \omega_r]^T$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_s} & 0 \\ \frac{1}{J} & -\frac{D}{J} \end{bmatrix} \quad Y = i_{q1}'$$

$$B = [\frac{K_g}{L_s} \quad 0]^T \quad C = [0 \quad 1]$$

则状态方程可改写为

$$\dot{X} = AX + BY \quad (5-193)$$

$$\omega_{r1} = CX \quad (5-194)$$

## 2. 系统设计

模型参考自适应控制系统设计分为参考模型和自适应算法两部分。参考模型可根据对系统性能指标的要求构成一个线性模型跟随控制系统。

设参考模型的状态方程为

$$\dot{X}_1 = A_1 X_1 + B_1 Y_1 \quad (5-195)$$

$$\omega_{r1} = CX_1 \quad (5-196)$$

式中

$$X_1 = [T_{e1} \quad \omega_{r1}]^T$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}$$

$$B_1 = [b_{11} \quad b_{12}]^T$$

$$C = [0 \quad 1]$$

$$Y_1 = \omega_r'$$

参考模型的传递函数表达式为

$$G_1(s) = \mathbf{C}[s\mathbf{I} - \mathbf{A}_1]^{-1}\mathbf{B}_1 = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (5-197)$$

将式(5-197)展开,利用待定系数法可得

$$\left. \begin{aligned} a_{11} + a_{22} &= -2\xi\omega_n \\ b_{12} &= 0 \\ a_{21}b_{11} &= a_{22}a_{11} - a_{21}a_{12} = \omega_n^2 \end{aligned} \right\} \quad (5-198)$$

理论已证明,满足完全模型跟随的条件为

$$\left. \begin{aligned} (\mathbf{I} - \mathbf{B}\mathbf{B}^+)(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}) &= 0 \\ (\mathbf{I} - \mathbf{B}\mathbf{B}^+)\mathbf{B}_1 &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (5-199)$$

上式中  $\mathbf{I}$  为单位阵。 $\mathbf{B}^+$  为  $\mathbf{B}$  的左伪逆阵,应满足

$$\mathbf{B}^+ = (\mathbf{B}^T \mathbf{B})^{-1} \cdot \mathbf{B}^T \quad (5-200)$$

将式(5-200)左边展开,得

$$\mathbf{B}^+ = \begin{bmatrix} \frac{L_s}{\bar{K}_r} & 0 \end{bmatrix} \quad (5-201)$$

将式(5-201)代入式(5-199)中与式(5-198)联立可得

$$\begin{aligned} a_{11} &= -2\xi\omega_n + \frac{D}{J} & a_{12} &= 2\xi\omega_n D - J\omega_n^2 - \frac{D^2}{J} \\ a_{21} &= \frac{1}{J} & a_{22} &= -\frac{D}{J} \\ b_{11} &= J\omega_n^2 & b_{12} &= 0 \end{aligned}$$

为实现上述完全模型跟随条件,构造图5-41所示的自适应控制系统,图中  $K_F$  为前向增益,  $K_P$  为反馈增益矩阵。

为实现上述完全模型跟踪条件,  $K_F$  和  $K_P$  为

$$K_F = \mathbf{B}^+ \mathbf{B}_1 = \frac{L_s J \omega_n^2}{\bar{K}_r} \quad (5-202)$$

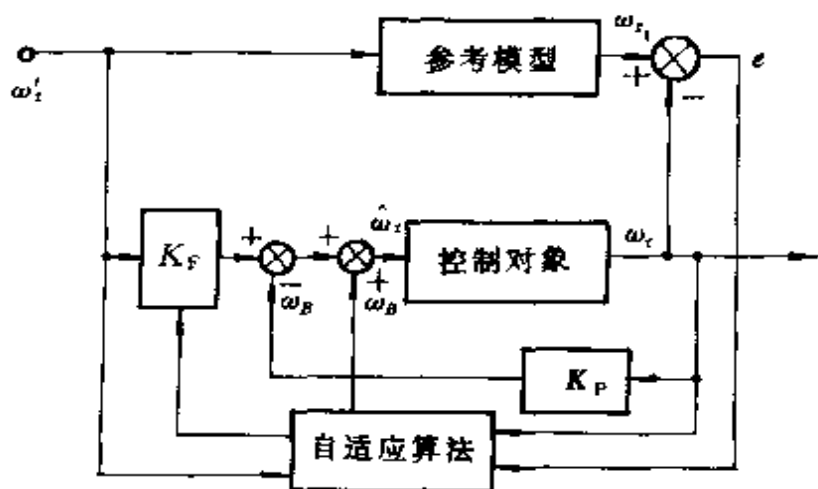


图 5-41 模型参考自适应速度控制系统方框图

$$K_P = -B^+ (A_1 - A) = \begin{bmatrix} \left(\frac{D}{J} - 2\xi\omega_n + \frac{L_1}{L_s}\right) \frac{L_s}{K_g} \\ (2\xi\omega_n D - J\omega_n^2 - \frac{D^2}{J}) \frac{L_s}{K_g} \end{bmatrix}^T \quad (2-203)$$

由反馈阵产生的反馈信号  $\omega_B$  为

$$\omega_B = -K_F X + K_F Y_1 \quad (5-204)$$

自适应算法产生的补偿信号  $\omega_e$  为

$$\omega_e = \Delta K_P(e, t) X + \Delta K_F(e, t) Y_1 \quad (5-205)$$

由式(5-193)和式(5-195)可得广义状态误差方程为

$$\begin{aligned} \dot{e} &= A_1 X_1 + B_1 Y_1 - A X - B Y = \\ &= A_1 e + B[B^+ (A_1 - A) + K_P - \Delta K] X + \\ &+ B(B^+ B_1 - K_F - \Delta K_F) Y_1 \end{aligned} \quad (5-206)$$

定义一个等价的反馈系统,其前向块为

$$\begin{aligned} \dot{e} &= A_1 e + B u \\ N &= H e \end{aligned}$$

反馈块为

$$W_1 = -u = [B^T(A - A_1) - K_F + \Delta K_F(N, t)]X + (K_F + \Delta K_F(N, t) - B^T B_1)Y_1 \quad (5-207)$$

由于模型自适应速度控制系统可用一个具有反馈非线性时变单元的等价线性定常系统来表示,根据波波夫超稳定性理论,为使闭环系统稳定,必须满足波波夫积分不等式

$$\int_0^T W^T N dt \geq -\delta^2 \quad (\delta > 2) \quad (5-208)$$

并且要求  $H(sI - A_1)^{-1}B$  为严格正实。

对任意正定对称阵  $Q$ , 可通过求解李雅普诺夫方程

$$A_1^T P - P A_1 = -Q \quad (5-209)$$

求得对称定矩阵  $P$ , 并取

$$H = B^T P \quad (5-210)$$

为使反馈块满足波波夫积分不等式,可取 PI 形式的自适应调节规律,则

$$\Delta K_P(N, t) = \int_0^t \tilde{L} N(QX)^T d\tau + L N(QX)^T + \Delta K_P(0) \quad (5-211)$$

$$\Delta K_F(N, t) = \int_0^t \tilde{M} N(RY_1)^T d\tau + M N(RY_1)^T + \Delta K_F(0) \quad (5-212)$$

上两式中  $L, \tilde{L}, M, \tilde{M}, R$  均为正定矩阵,可用波波夫超稳定性理论加以确定。

由上述分析可知,参考模型输出  $\omega_{rl}$  与实际系统输出  $\omega_r$  作比较得到误差信号  $e$ , 误差信号  $e$  使自适应算法动作输出误差信号补偿量  $\omega_e$ 。经补偿由于电机(或负载)参数,例如转子电阻  $r_2$ , 转动惯量  $J$  等,发生变化而引起的转速偏离。参考模型里的参数  $J$  应根据某一最坏的情况确定,以便使对象能跟踪参考模型而不饱和。该控制方法以牺牲最优响应速度而获得了控制系统所需的鲁棒性,并使跟随误差是渐近稳定的。

### 5.5.2 滑模(变结构)控制

变结构控制是60年代初首先由前苏联学者提出的。80年代,苏联萨巴诺维奇等人把变结构(VSS)理论应用于交直流传动控制。滑模(Sliding - Mode, 简称SM)控制在改善拖动控制系统性能,提高定位精度,增强抗干扰能力方面具有独特优点,因此得到广泛应用。本节将通过介绍美国B. K. Bose提出的具有滑模控制的矢量控制系统,建立滑模控制的概念。

滑模(SM)控制实质上仍是一种模型参考自适应控制(MRAC),但其实现更为简单。滑模控制的优点在于传动系统的响应对参数变化和负载扰动影响不敏感,因而更适合于机器人和机床传动系统之类伺服系统的应用,可得到精确的速度或位置跟踪。

在滑模控制中,参考模型或相平面内某一预先确定的轨线被存入微型计算机,而拖动系统被某一切换控制算法强制跟随或沿着该轨线滑动,与对象参数的变化和负载扰动无关,通过检测实际轨线与参考轨线的偏差,相应地改变切换拓扑结构以恢复跟踪。

图5-42为具有矢量控制的滑模控制系统,其中VVVF为SPWM电压型逆变器,滑模控制是直接位置控制环之内实现的。

为分析方便,定义各参量符号为:

$\theta^*$  为位置设定信号; $\theta$  为位置反馈,它采用位置编码器输出,位置误差为  $X_1$ ,位置误差速率  $X_2 = dX_1/dt$ ,  $X_2$  可利用  $X_2 = -K\omega_r$  从速度反馈信号获得。

控制器的输出  $u$  乘以某增益常数作为转矩电流指令  $i_{q1}^*$ ,在恒转矩方式下,与转子磁通成比例的磁场电流  $i_{d1}^*$  保持恒定。在矢量控制情况下,电动机及逆变器可用一个二阶系统表示(这里由于电流控制简化了系统动态模型)。

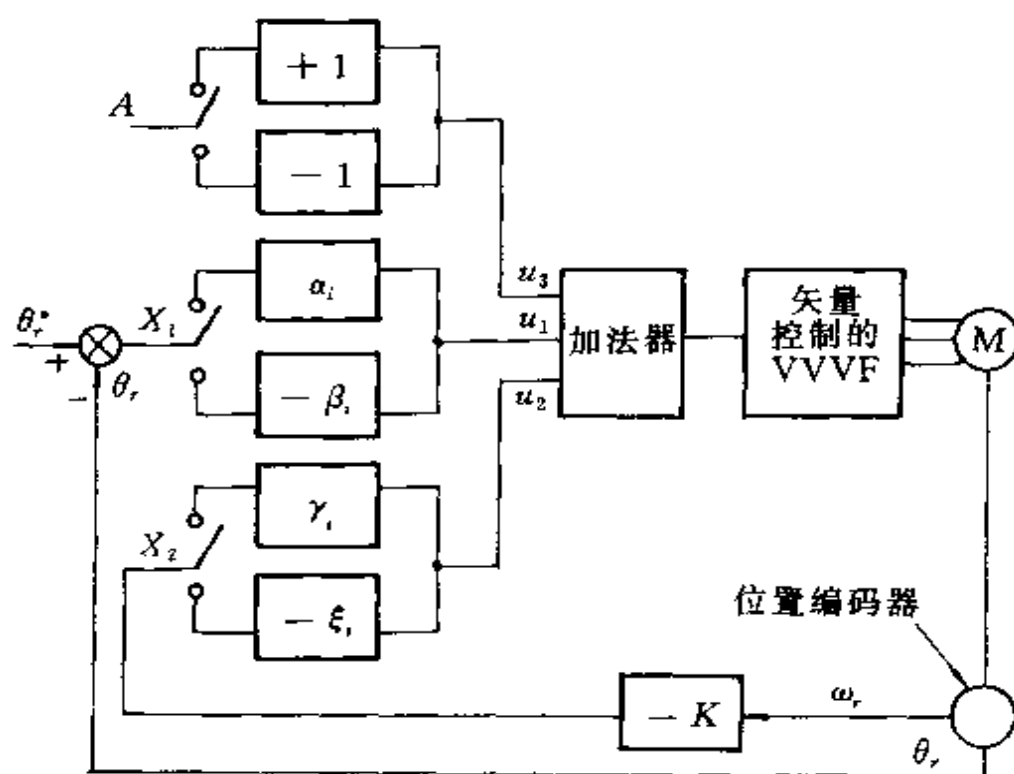


图 5-42 滑模控制方框图

在相平面  $X_1-X_2$  内滑动轨线如图 5-43 所示。第 IV 象限对应传动轴的正方向( I 象限与此相反)。各曲线示意图中已标明。

一般情况下,对象参数的变化将在图中速度漂移区中引起漂移。例如,如果转动惯量  $J$  增大,最大加、减速极限会收缩。因此,传动系统将被强制跟随在相平面内的滑动轨线必须画在漂移区以外,才能使系统成为可控的,而且响应不受漂移影响。

滑动轨线在第 IV 象限内方程式为:

1. 加速段

$$\delta_1 = -K_{a_1}(X_1 - X_{10}) + X_2 \quad (5-213)$$

式中  $K_{a_1}$  为加速度极限曲线每段斜率;  $X_{10}$  为初始位置误差;  $\delta_1$  是一个变量,其中  $\delta_1 = 0$  对应线段上的点,  $\delta_1 > 0$  对应线段上方的点,  $\delta_1 < 0$  对应线段下方的点。

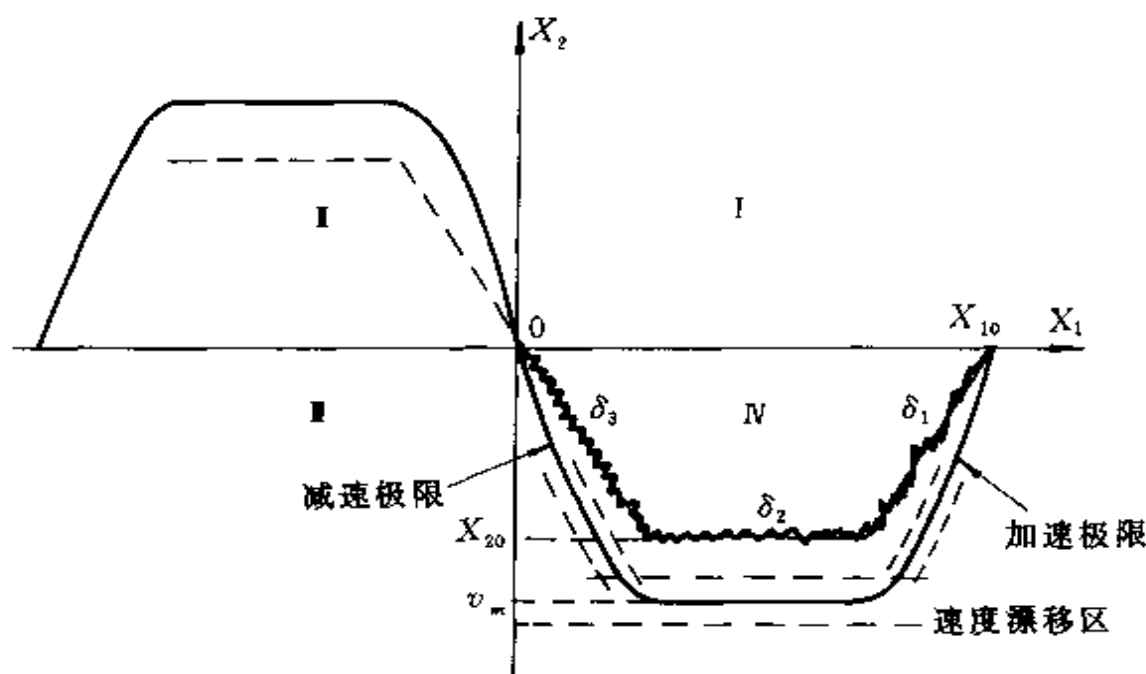


图 5-43 相平面内的滑动轨线

## 2. 恒速段

$$\delta_2 = X_2 - X_{20} \quad (5-214)$$

式中  $\delta_2$  是按式(5-214)定义的一个变量,且应满足

$$X_{20} < |v_m| \quad (5-215)$$

上式中  $v_m$  为最大速率。

## 3. 减速段

$$\delta_3 = K_{\theta_2} X_1 + X_2 \quad (5-216)$$

式中  $\delta_3$  是按式(5-216)定义的变量; $K_{\theta_2}$  是由减速曲线所限定的斜率。

如图 5-43 所示,跟随理想轨线的实际轨线为锯齿状,其平均值为理想轨线。在稳态情况下,工作点在相平面的原点处振荡。该轨线应当定义得尽可能靠近极限包络线(但必须在漂移区以外),以便得到次优瞬态响应。

在滑动控制器里,输入  $A$ (常数)用以消除由于干摩擦和负载作用所造成的稳态误差。系统的超平面  $\alpha$  是时变的,由系统的状态来判断超平面  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$  间的切换。滑模控制器参数  $\alpha_i, \beta_i, \gamma_i, \xi_i (i = 1, 2, 3, 4)$  及超平面参数的选择必须满足滑模存在和系统动态性能要求这两个条件。

在滑模控制器里,所有输入信号都通过单刀双投开关和各自的增益传递以组成总的信号

$$u = u_1 + u_2 + u_3 \quad (5-217)$$

滑模控制规律可表达为

$$u = A \operatorname{sgn} \delta_3 + K_1 X_1 + K_2 X_2 \quad (5-218)$$

$$\delta = \delta_i \quad (i = 1, 2, 3) \quad (5-219)$$

式中

$$\operatorname{sgn} \delta_3 = \begin{cases} +1 & \delta_3 \geq 0 \\ -1 & \delta_3 < 0 \end{cases} \quad (5-220)$$

式中 增益常数  $K_1$  和  $K_2$  可因轨线的区段而异,其表达式为

$$K_1 = \begin{cases} \alpha_i & \delta_i X_1 \geq 0 \\ -\beta_i & \delta_i X_1 < 0 \end{cases} \quad (5-221)$$

$$K_2 = \begin{cases} \gamma_i & \delta_i X_1 \geq 0 \\ -\xi_i & \delta_i X_2 < 0 \end{cases} \quad (5-222)$$

增益常数  $\alpha_i, \beta_i, \gamma_i, \xi_i$  可利用如下公式和系统的状态空间模型(参考式(5-190)和式(5-191))来确定

$$\lim_{\delta_i \rightarrow 0} \frac{d\delta_i}{dt} < 0 \quad (5-223)$$

$$\lim_{\delta_i \rightarrow 0} \frac{d\delta_i}{dt} > 0 \quad (5-224)$$

$$\lim_{\delta_i \rightarrow 0} \delta_i \frac{d\delta_i}{dt} > 0 \quad (5-225)$$

换句话说,公式(5-223)~(5-225)的有效性保证了在各个



开关位置上响应将穿越轨线,而对于系统按滑动方式为能控的来说,这种限制是必不可少的。为了保证系统的最佳性能,控制器参数应该用实验方法调试确定。在确定后(可用几何方法仔细设计图 5-43),根据式(5-221)和(5-222)给出的准则确定双投开关位置。

### 5.5.3 智能控制在电机控制中的应用

智能控制是自动控制理论的最新发展,它实质上是一个仿照人脑思维功能进行控制的方法,如专家系统、神经元控制、模糊控制等被人们统称为智能控制。

智能控制目的是控制那些难以建模的复杂过程或对象。在以电机为控制对象的交直流传动系统中,虽然直流电机数学模型很简单,交流电机经前面研究过的矢量变换也可等效为直流电机模型,同时也有比较成熟的控制方案。但是必须看到,交流电机各种控制方案中都涉及定、转子电阻和电感,这些物理量随温度、频率等变化产生变化将使控制指标偏离理想状态,甚至失去高性能控制的价值。负载转动惯量在某些应用中会随工况发生变化,加之非线性因素,尽管解耦控制可以将电机参量分离为完全独立的通道,但是由于拖动系统含有弹性耦合及间隙等非线性因素,使系统的鲁棒性变差,如果把智能控制与 PI 调节、矢量控制、直接转矩控制等方法结合起来,将可获得更加优良的传动性能。在布局上应采用多环控制结构,依靠智能控制环决定系统的最终控制性能。当然,也可以根据智能控制的特点,对控制对象建立起一套适应这些控制方法的动态模型及衡量性能指标的判据,这也可能是今后功率电子学与传动控制的新突破口。目前只能采用智能控制与传统控制相结合的方法。本节仅对智能控制作一般性分析。

#### 1. 神经网络在电压型 SPWM 逆变器中的应用

由于神经网络具有很强的信息综合能力,在计算速度允许的

条件下,可以解决任意复杂的控制问题。由于目前尚缺乏对应的神经网络计算机硬件支持,电气传动中一般采用单个神经元实现自适应控制。

(1) 神经元基本结构 在神经网络控制器中,单神经元是最基本的控制部件,结构模型如图 5-44 所示。图中  $X_1, X_2, \dots, X_n$  是神经元的输入信号; $W_1, W_2, \dots, W_n$  是与输入相应的权重; $K_u$  为比例因子; $f(\cdot)$  为带有最大限幅值  $u_{\max}$  的 S 型激发函数。这个激发函数称为 Sigmoid 函数,即

$$u_g(k) = u_{\max} \frac{1 - e^{-u(k)}}{1 + e^{-u(k)}} \quad (5-226)$$

图 5-44 中  $u$  为

$$u(k) = K_u \sum_{i=1}^n W_i(k) X_i(k) / \|W\| \quad (5-227)$$

式中  $\|W\|$  为权重向量的欧几里德范数。式(5-226)可以保证控制策略的收敛性。神经网络按神经元的连接方式可分为前馈型和反馈型,电机控制中大部分采用前馈型。

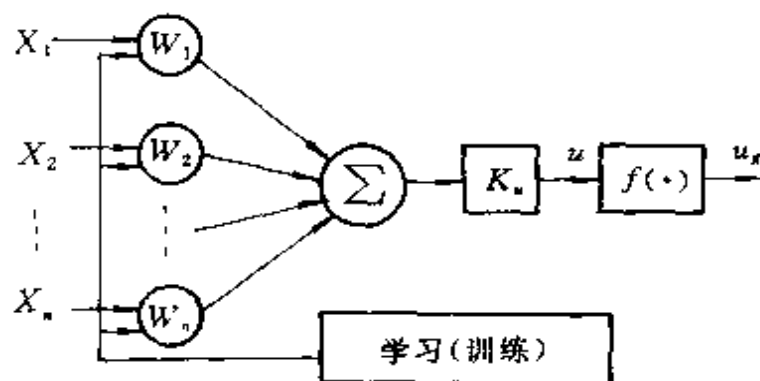


图 5-44 单神经元结构模型

(2) 自学习功能 单神经元控制器的自适应功能是通过改变权重来实现的,权重调整的目的在于使控制器输出尽可能接近理

想输出。自学习规则就是调整权重  $W_i$  的算法,它是单神经元控制器的核心,其算法如下:

$$W_i(k+1) = W_i(k) + \eta_i V_i(k) \quad (5-228)$$

式中  $\eta_i > 0$  为学习速率;  $V_i(k)$  为随过程递减的学习信号。学习方法一般有 Hebb 学习型、主元学习型、误差校正学习型和混合学习型。电机速度及位置控制中大多采用混合型,即

$$V_i(k) = e(k) |u_g(k)| X_i(k) \quad (5-229)$$

式中  $e(k)$  为误差信号的离散值;  $e$  来自输入信号和反馈信号之差。自学习功能意味着在误差信号指导下对信息进行自组织来产生控制作用。

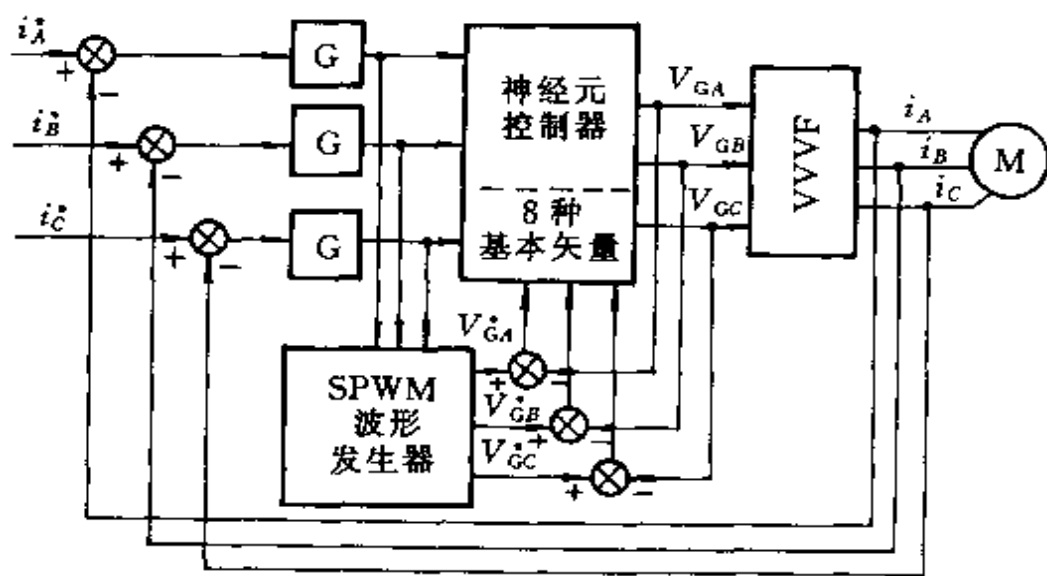


图 5-45 具有神经元控制的 SPWM 逆变器变频调速控制系统

(3) SPWM 变频调速 图 5-45 为具有神经元控制的 SPWM 变频调速系统。三相电流的误差信号经控制器  $G$  后送入神经元控制器,输出产生三相 SPWM 逻辑信号  $V_{GA}$ ,  $V_{GB}$ ,  $V_{GC}$ ,用以驱动电压型逆变器变频变压(VVVF)。控制器  $G$  可以是 PI 调节器或纯增益环节。控制器  $G$  的三相输出送到 SPWM 波形发生器产生 SPWM 基准波形  $V'_{GA}$ ,  $V'_{GB}$ ,  $V'_{GC}$ 。将基准 SPWM 波形与神经元控制器

产生的 SPWM 波形比较后误差信号送到神经元控制器。神经元控制器的学习功能使电流误差保持在开关频率所要求的范围内。SPWM 基准波形发生器和神经元控制器都采用空间电压矢量。其中 8 个基本矢量在 5.4 节中已讨论过。

神经元控制器工作原理为,当电流误差使 Sigmoid 函数达到阈值时钳位在 0 或 1,控制器根据逆变器的 8 种基本开关状态定时发生控制向量,选择一种开关状态,在该电压矢量作用周期产生出三相 SPWM 波形,该波形与基准波比较后误差信号送到神经元控制器中用于学习(训练)。对一组给定的电流误差和波形误差,神经元学习后得到优化的 SPWM 模式,产生理想的电机控制效果。

## 2. 模糊控制变频调速系统

模糊控制是建立在模糊数学基础上的一种智能控制方法。在交流电机传动控制中,一般要进行模型化、模糊推理、清晰化三个过程。模糊推理是控制运算的主要组成部分。推理过程需要借鉴专家经验,一般要把这些经验转化为一族控制规则,以表格形式存放在计算机中,以备查询使用。

在电机控制中应用时,首先应根据先验系统(过去控制方法基础之上)确立模糊变量和模型集;其次要确立模糊规则和模型推理的操作算子。与这种控制方法相适应的波形生成方法主要侧重于空间电压矢量 SPWM 方法。在控制中要针对低速特性和电机参数特性采取相应的专家系统或在线状态观测。这样做的效果表明,它不但适应于一般变频调速特性和电机参数特性,更适应于伺服控制和机器人控制。

## 5.6 电流型逆变器及同步电机控制

在第 4 章中已详细研究了电压型逆变器基本原理和应用举例,第 5 章也主要侧重于电压型逆变器在交流异步机速度控制系

统中的应用。这是因为电压型 PWM 逆变器具有动态响应快、适宜于开环运行、系统稳定性容易保证、主回路构造非常简单、允许一套逆变器并联多电机运行等诸多优点。前已指出,电压型 SPWM 逆变器输入直流电源具有恒压特性,理论上其戴维南阻抗为零。与此相反,电流型逆变器希望在其输入端有一个硬特性的直流电流源,理论上其戴维南阻抗为无穷大,使输出电流波形不受负载的影响。电流型逆变器主要用于同步电机启动和控制,也可用于异步感应电机控制及感应加热等。由于本书主要讨论各类自关断器件构成的电路拓扑设计与应用,故在本节中仅对电流型逆变器作一般介绍。采用自关断功率器件构成的电压型逆变器能够依靠器件自身完成换流,其基本原因是由于输入电压  $V_d$  恒定,运行中功率器件不承受反压。而电流型逆变器一般采用相控整流串联电抗器提供直流恒流源,逆变器中功率器件有可能承受反向电压。因此,具有反并联续流二极管(体内集成二极管)的各种自关断器件均不能应用。一般需采用无自关断能力的晶闸管作为功率开关,也可以采用具有反向电压承受能力的特殊型号门极可关断晶闸管。由于晶闸管 SCR 需要辅助换流,因此电流型逆变器的重要研究内容是换流电路。

### 5.6.1 基本电路及运行特征

图 5-46 为不含换流电路的电流型逆变器基本电路。图中  $Q_1 \sim Q_6$  为三相桥式相控整流电路,  $S_1 \sim S_6$  为电流型逆变器环节,  $L_d$  为扼流电抗器,负载用三相电感和三相电势串联等效。

由于整流器采用相位控制,其输出直流环节(电抗器前侧)电压  $V_d'$  是可变的,经过  $L_d$  后则形成恒定直流电流源  $I_d$ 。理论上希望有无限大的  $I_d$  值,但实际工程中不可能做到。在有限电感  $L_d$  限制下,  $I_d$  可基本保持恒定。忽略电抗器  $L_d$  的直流电阻,则稳态下可有  $V_d' = V_d$ 。对于不同的负载,直流环节电流  $I_d$  是可控的。

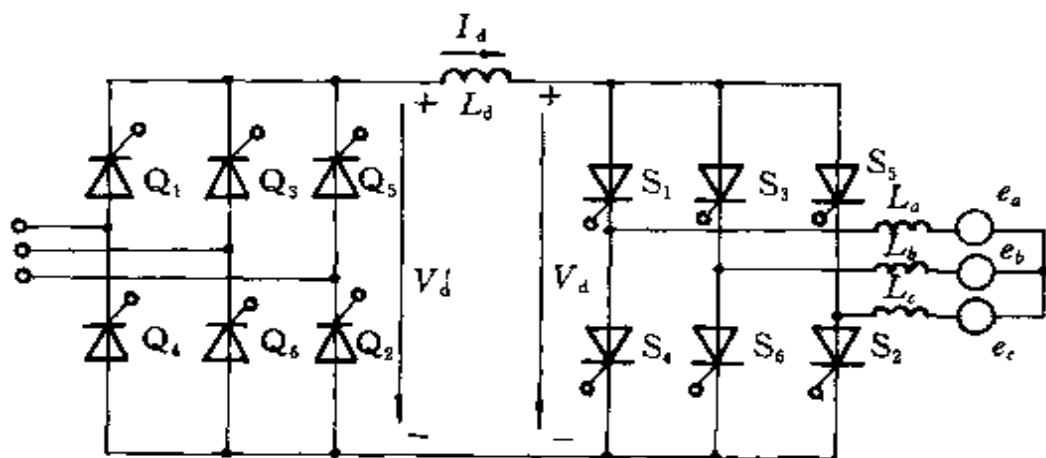


图 5-46 电流型逆变器基本电路

电流型逆变器按图 5-46 方式进行负载连接时，负载中反电势为图中  $e_a, e_b, e_c$ （相电势）所示，其线电势  $e_{ca}$  滞后  $e_a 30^\circ$ 。如果以线电势  $e_{ca}$  负向波形过零点为坐标原点，则三相电势和线电势  $e_{ca}$  之间关系如图 5-47(a) 所示，则可规定控制角  $\alpha$  的起算点为坐标原点。逆变器的控制角  $\alpha$  可以在  $0 \sim 360^\circ$  范围内变化，得到下面 4 种工作方式。

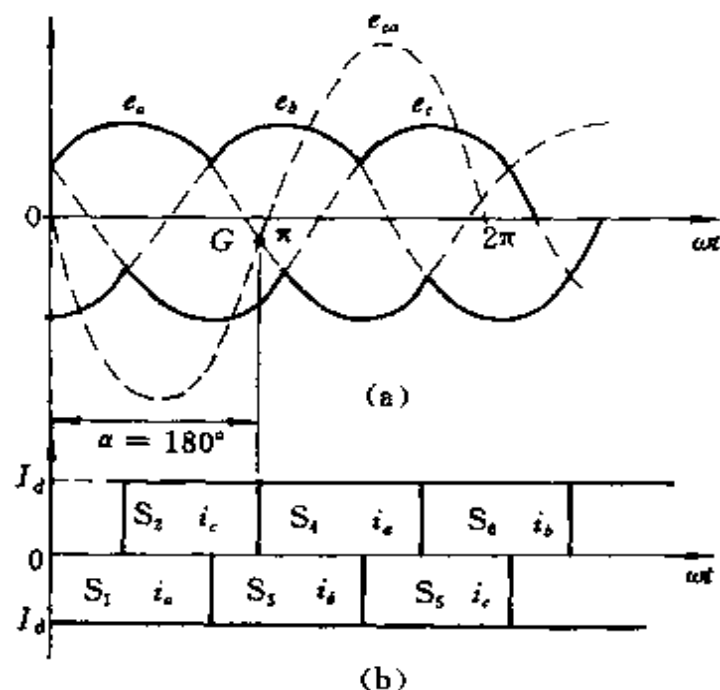


图 5-47 负载反电势和电流波形

(1) 负载换流整流状态 当  $0^\circ \leq \alpha_s \leq 90^\circ$ , 在图 5-47(b) 所示的晶闸管  $S_1$  被触发时, 即将关断的晶闸管  $S_2$  受到负的阳极电压  $e_{ca}$  的作用而自然关断(图 5-47(a) 中 G 点)。有功功率从负载流向直流环节, 然后被在电网换流方式下工作的整流器( $Q_1 \sim Q_6$ ) 把有功功率送到电网。这种情况下, 直流环节电流  $I_d$  总是正的, 逆变器入端电压为

$$V_d = -V_{d0} \cos \alpha_s \quad (5-230)$$

整流器输出电压为

$$V_d' = V_d = V_{d0} \cos \alpha_Q = V_{d0} \cos (\pi - \alpha_s) \quad (5-231)$$

即

$$\alpha_Q = \pi - \alpha_s$$

式中  $V_{d0}$  为  $\alpha = 0$  时整流器输出空载电压, 因此, 对应  $\alpha_s$  为  $0 \sim 90^\circ$  时,  $\alpha_Q$  则对应  $180^\circ \sim 90^\circ$ , 有功功率将反向流动, 逆变器将供给负载超前的无功功率。因为这种情况相当于整流器( $Q_1 \sim Q_6$ ) 处于有源逆变状态, 而逆变器处于整流状态, 所以由负载反电势为功率开关  $S_1 \sim S_6$  换流。

(2) 负载换流逆变状态 当  $90^\circ \leq \alpha_s \leq 180^\circ$  时, 由于  $e_{ca}$  在这个范围内为负, 即将关断的晶闸管  $S_2$  可依靠负载反电势加到  $S_2$  阳极的负压关断换流。由于在此间控制角  $\alpha_Q$  为  $90^\circ \sim 0^\circ$ , 故整流器( $Q_1 \sim Q_6$ ) 由电网向负载(经逆变器) 输送有功功率, 直流环节的电压为正。这种情况下, 逆变器仍要为负载提供超前的无功功率。

(3) 强迫换流逆变状态 当  $180^\circ \leq \alpha_s \leq 270^\circ$ , 由于  $e_{ca}$  在此区间为正, 即将关断的晶闸管  $S_2$  阳极为正压而无法依靠负载反电势自行关断, 因此必须附加换流线路(后将介绍) 而强迫关断。此状态下有功功率流向负载, 而滞后的无功功率被负载消耗。交流异步感应电机即为此特性(异步机电动状态)。

(4) 强迫换流整流状态 当  $270^\circ \leq \alpha_s \leq 360^\circ$  时,  $e_{ca}$  在此区间为正,  $S_2$  阳极受正压无法自行关断, 需进行强迫换流。逆变器表现

为整流运行状态,负载需要滞后的无功功率,相当于异步电机制动回馈状态。

(5) 负载换流的条件 从上述分析可知,如果将负载改造为具有超前的功率因数,则可依靠负载反电势对功率晶闸管  $S_1 \sim S_6$  进行换流。例如在感应加热线圈两端并联容量较大的电容,则可得超前功率因数角  $\beta$  为

$$\beta = \cos^{-1} \frac{X'_C}{\sqrt{R^2 + X'^2_C}} \quad (5-232)$$

式中

$$X'_C = j\omega L // (1/j\omega C) \quad (5-233)$$

上两式中  $L$  为加热线圈电感; $C$  为并联电容; $R$  为电感线圈的直流电阻。

对于异步感应电机,它总是具有滞后的无功功率因数,可采用可切换的三相电容器组与负载并联。也可采用电压型 PWM 静止无功功率补偿器或电流型静止无功功率补偿器。这些无功功率发生器可将异步感应电机补偿为一个具有超前功率因数的负载,它们必须在电机入线处与其关联。因此,静止无功功率补偿技术已成为功率电子学一个重要的研究分支。除了补偿原理外,装置本身实际上就是各种逆变器,包括电压型,电流型逆变以及交—交变频装置,如果不进行这种补偿,则异步感应电动机采用电流型逆变器时无法依靠负载电势换流。

### 5.6.2 强迫换流

当电流型逆变器所连接的负载为滞后功率因数且不加补偿时,不能进行负载换流,因此必须附加辅助线路强迫换流。强迫换流的方法很多,常用的有串联二极管式电容换流,辅助桥换流等。

#### 1. 串联二极管式电容强迫换流

图 5-48 为串联二极管式电容强迫换流的电流型逆变器主电



路。图中  $S_1 \sim S_6$  为逆变晶闸管,  $C_1 \sim C_6$  为换流电容,  $D_1 \sim D_6$  为隔离二极管, 其作用是把换流电路与负载隔离, 防止换流电容直接通过负载放电, 使电容电压有效地为逆变器换流使用。这种换流线路由换流电容器  $C$ 、二极管  $D$  和负载组成, 共同完成换流过程, 图中晶闸管  $S_1 \sim S_6$  的导电次序为  $S_1 \rightarrow S_2 \rightarrow S_3 \rightarrow S_4 \rightarrow S_5 \rightarrow S_6 \rightarrow S_1$ , 每个管的导通宽度为  $120^\circ$ , 触发脉冲间隔为  $120^\circ$ , 该电路可以关断晶闸管  $S_5$  时刻触发  $S_1$  的换流过程为例加以说明。由图 5-47(b) 可知, 该状态对应  $c$  相到  $a$  相电流的转换。

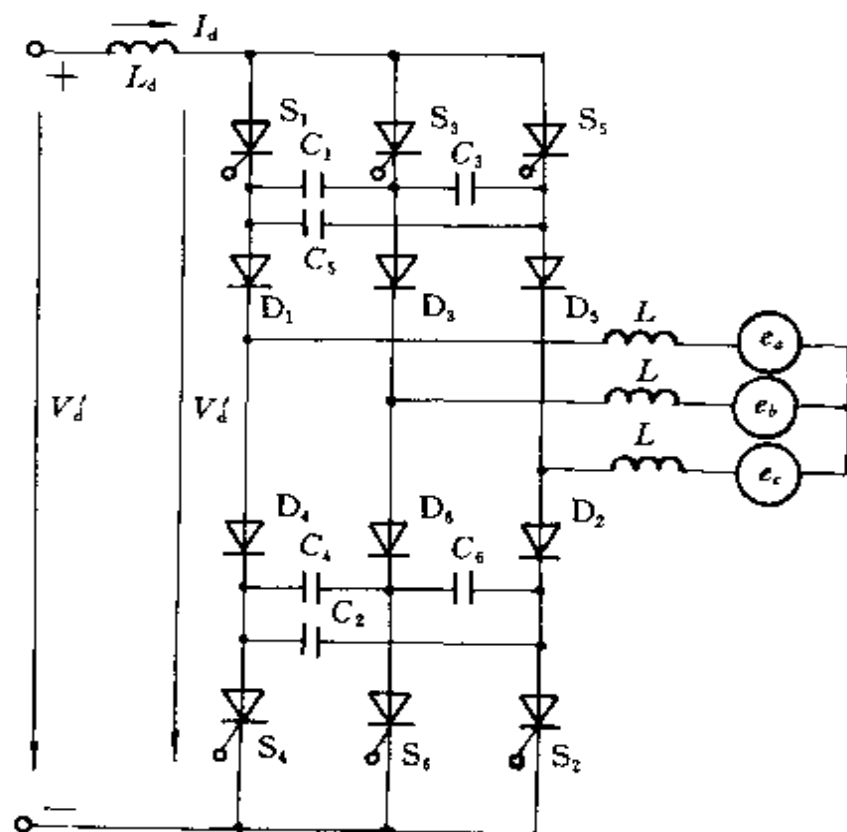


图 5-48 串联二极管式电容换流电流型逆变器

图 5-49 为换流过程电容电压极性和电流流向。在第一阶段, 假定原来晶闸管  $S_5$  和  $S_6$  导通, 构成  $c$  相到  $b$  相的负载回路, 电流如图中曲线 1 所示, 电容  $C_5$  充电为左负右正。第二阶段为晶闸管换流

阶段,给  $S_1$  施加触发脉冲后,  $S_1$  立即开通,在电容充电电压  $V_{C5}$  作用下,  $S_6$  承受反向偏压立即关断,实现了  $S_5$  到  $S_1$  之间的换流。由于  $V_{C5}$  不能突变,二极管  $D_1$  承受反压不能导通,电流从电源正出发,经等效电容  $C_{ac}$ 、 $D_5$ 、 $c$  相及  $b$  相绕组,经  $S_6$  和  $D_6$  回到电源负,这里等效电容  $C_{ac}$  为  $C_1$  和  $C_3$  串联后与  $C_5$  并联值,此时电容  $C_{ac}$  放电电流为负载电流  $I_d$ ,因此也称该阶段为恒流放电阶段。电容  $C_a$  放电阶段,晶闸管  $S_5$  一直承受反压而导致其迅速关断。在具有电动机反电势负载时,直到  $C_5$  上电压  $V_{C5}$  变为右负左正(图中“ $\ominus$ ”号所示)时  $D_1$  才能导通,直至应满足  $V_{C5} > V_d$  二极管  $D_1$  才能正偏导通。

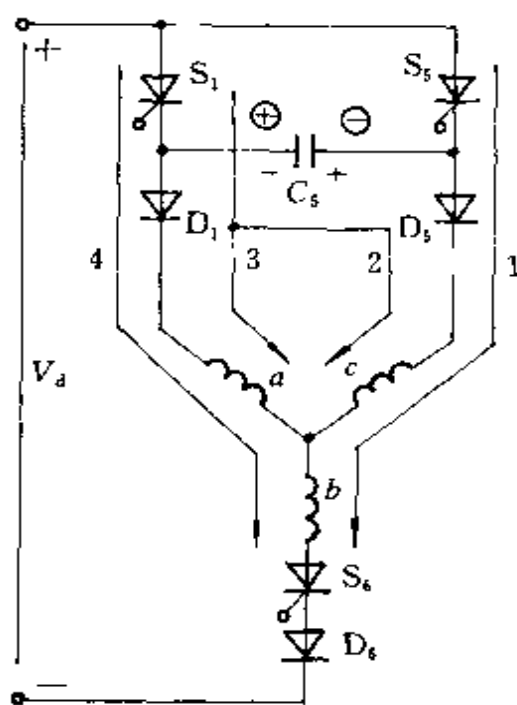


图 5-49  $S_5 \sim S_1$  换流过程

第三阶段为二极管换流阶段。在  $D_1$  导通后,由于电机绕组中相电流  $i_a$  和  $i_c$  不能突变,形成图中电流曲线 2,3 并存阶段,等效电容与  $a, c$  相漏感形成谐波使  $i_a$  从零上升到  $I_d$ ,而  $i_c$  下降到零值,二极管换流结束。该过程中

$$i_a + i_c = I_d \quad (5-234)$$

由于谐振发生时阻抗相等,当电机为三相Y形接法时,等效电感为 $2L$ ,而等效电容为 $\frac{3}{2}C$ 。

负载为 $\triangle$ 形接法时等效漏感为 $\frac{3}{2}L$ ,根据谐振时阻抗相等的原则,可分别求得Y形接法谐振回路固有角频率为

$$\omega_0 = 1/\sqrt{3LC} \quad (5-235)$$

$\triangle$ 形接法时

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC} \quad (5-236)$$

换流过程结束后,电流流向如图5-49中箭头4所指。

主回路参数可根据图5-50来推导计算。由于线电势 $e_a$ 滞后 $e_c 30^\circ$ ,而 $e_c$ 超前 $i_{a1}$ 角度为负载功率因数角 $\varphi$ ,这里 $i_{a1}$ 为方波电流的基波分量。根据上节分析可得c相到a相换流电势波形,如图5-50所示。

设a相反电势 $e_a = E \sin \omega_1 t$ ,  $E$ 为相电势最大值。 $V_{C0}$ 为电感负载下工作时电容充电峰值,其他符号与前面定义相同。

由图5-50可得到换流电容上峰值电压为

$$V_{Cm} = V_{C0} + \sqrt{3} E \sin \varphi \quad (5-237)$$

式中  $\sqrt{3} E \sin \varphi$  为  $\omega t = \varphi$  处线电势  $e_{ac}$  的值。

电感负载下,电容充电的最大值发生在 $\omega t_3$ 时刻,则a,c相绕组上的谐振电压为

$$V_{C0} = \left| 2L \frac{di}{dt} \right| = 2LI_d \omega_0 \quad (5-238)$$

将式(5-235)代入上式并考虑到a相电流基波值为 $I_{a1} = I_d \sqrt{6}/\pi$ ,则可得到

$$V_{C0} = \frac{\sqrt{2}}{3} \pi \sqrt{\frac{L}{C}} I_{a1} \quad (5-239)$$

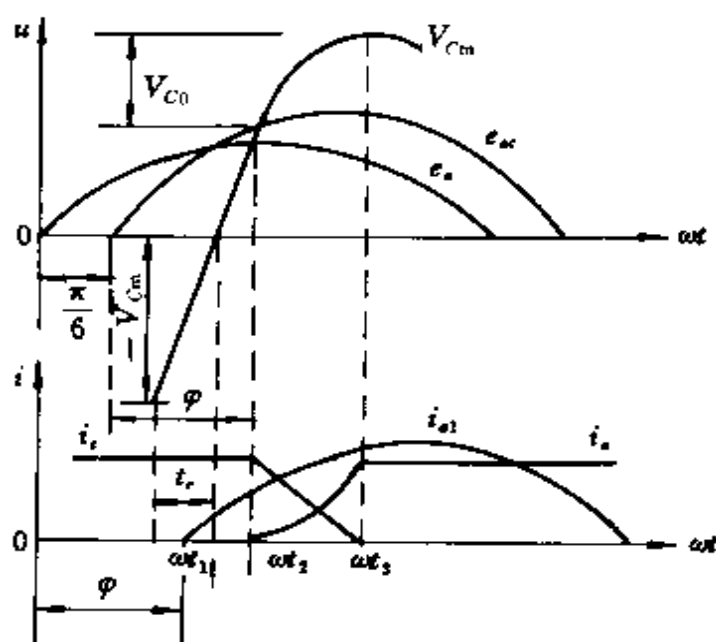


图 5-50 换流过程电势电流波形

为了设计出可靠换流线路,必须留心晶闸管承受反压的时间  $t_r$ , 当  $t_r$  大于晶闸管关断时间  $T_{off}$  时才能可靠判断。从图 5-50 可知,电容  $C_s$  上电压从  $-V_{cm}$  到零这段时间为晶闸管  $S_5$  承受反压时间,电容放电时间可由下式求得

$$\int_{-V_{cm}}^0 dV_C = \frac{I_d}{C_{ac}} \int_0^{t_r} dt \quad (5-240)$$

即

$$t_r = \frac{C_{ac} V_{cm}}{I_d} \quad (5-241)$$

将式(5-237)和式(5-238)及  $C_{ac} = 3C/2$  代入上式得

$$t_r = \sqrt{3LC} + \frac{3\sqrt{3}C}{2I_d} E \sin \varphi \quad (5-242)$$

换流电容  $C_1 \sim C_k$  计算方法较多,但最基本条件是以  $t_r$  应大于晶闸管关断时间  $T_{off}$  为依据。可通过解方程(5-242)求得  $C$  值( $C$

$= C_1, \dots, C_6)$ , 此时可令  $t_i = 1.2T_{\text{off}}$ 。式中  $L$  为电机相绕组漏感。

在这种电流型逆变器中,  $S_1 \sim S_6$  承受的最高反向电压为换向电容的峰值电压; 隔离二极管承受的电压为  $V_{Cm}$  与线电势  $e_a$  之和, 设计中必须注意这一点。

## 2. 辅助桥换流

图 5-51 为具有辅助换相桥的电流型逆变器。换流线路由晶闸管  $T_1 \sim T_6$  和 3 个电容  $C_1, C_4, C_5$  组成。 $S_1 \sim S_6$  的触发相位与串联二极管式完全相同。

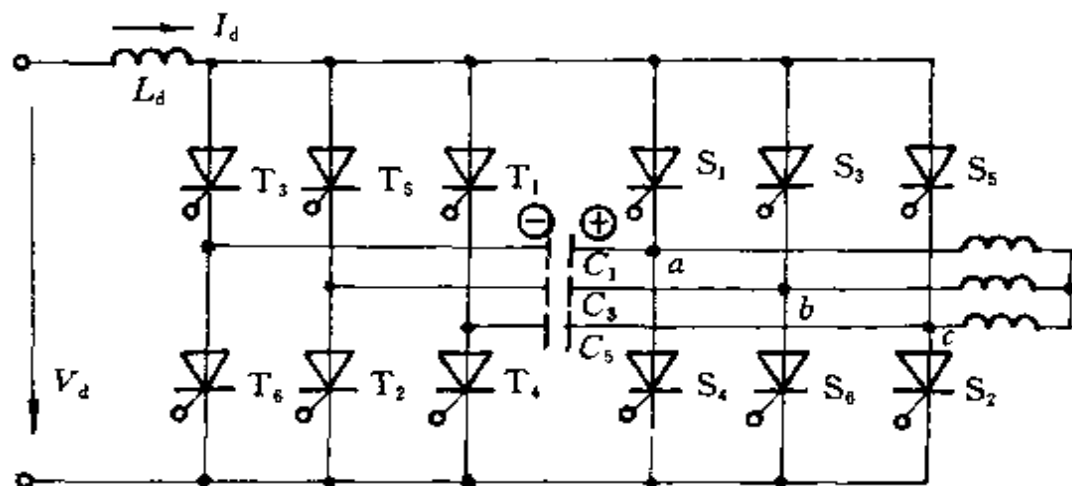


图 5-51 具有辅助桥的电流型逆变器主电路

设换流前主管  $S_1$  和  $S_2$  导通, 逆变器通过  $a, c$  向电动机输出恒定电流  $I_d$ 。此时  $T_1 \sim T_6$  均处于阻断状态, 电容  $C$  被充电为左负右正 ( $a$  相)。在  $S_1$  导电达到  $120^\circ$  时刻, 对  $T_3$  和  $S_3$  同时送上触发脉冲, 由于  $C_1$  的充电电压使  $S_1$  立刻关断而  $T_3$  导通, 电流由  $S_1$  换到  $T_3$ 。在  $T_3$  导通后,  $S_3$  承受电压为  $V_{C1} + V_a$  (在动态情况下  $V_a = e_a + \frac{di_a}{dt}$ ), 由于  $S_3$  承受反向电压而不满足导通条件。当  $V_{C1} + V_{ab}$  大于零时  $S_3$  才开始导通。 $S_3$  与  $T_3$  之间换流是利用电容  $C_1$  和电动机等

效电感进行的。

这种换流电路需附加一个三相桥,控制较为复杂且成本高,在数百千瓦的大型电机拖动控制中可采用这种线路。

### 5.6.3 采用电流型逆变器的同步(无换向器)电机控制

同步电机和异步电机具有同样的三相定子绕组。在异步电机中,转子可以是自身短路的鼠笼式或绕线式转子。同步电机转子分三种类型:一种是具有独立的直流励磁绕组;另一种为永久磁铁(磁场可看作常数);第三种是磁阻式同步电机,其转子没有任何磁场,像异步感应电机一样完全靠定子励磁,借助凸极磁阻的变化产生同步转矩。同步电动机的同步转速与频率之间有确定的关系,即

$$n = \frac{60f_1}{P_n} \quad (5-243)$$

式中  $P_n$  为电机极对数。同步电机的功率因数可以用转子绕组的励磁电流来调节,可以滞后,也可以超前。同步电机有隐极式和凸极式,隐极式电机的气隙是均匀的,这和异步电机均匀气隙是一样的。凸极式气隙不均匀,磁极直轴磁阻小,与之垂直的交轴磁阻大,两轴的电感系数也不相同。

同步电机的调速控制分为分立控制和自控式。在分立控制中,功率电子变换装置为一独立环节,可拖动同步电机开环运行。例如电压型 SPWM 变频器,交—交变频器,具有强迫换相的电流型(晶闸管)变频器均可在分立控制中应用。采用电压型变频器时,可以用一台变频电源拖动多台永磁电机或磁阻电机同步工作。第5章研究的各种控制方法原则上都可以用于同步电机的分立控制。自控式变频调速的特点是,同步电动机轴端带有一台转子位置检测器,由它发出的信号经触发脉冲控制电路控制逆变器开关。由于同步电机本身可发出电动势,调节转子绕组的励磁电流就能控制其功率因数超前,从而可利用负载电势换流。这种情况下,电流

型逆变器电路非常简单,不需要任何强迫换流措施,正如 5.6.1 中所分析的那样。这种以负载电势换流的电流型逆变器在大功率同步电机传动系统中应用得非常普及。

### 1. 逆变器主电路及换流分析

用于具有超前功率因数的同步电机控制的电流型逆变器主回路与图 5-46 完全相同。前已指出,可利用调节励磁电流确保功率因数在各种工况下超前。这里主要分析换流重叠角的影响。

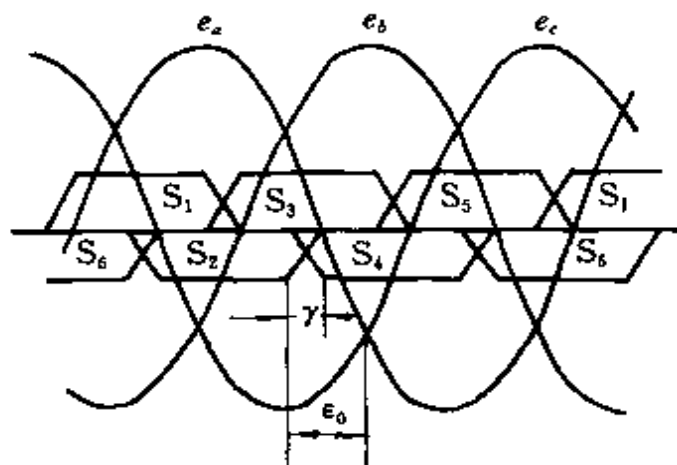
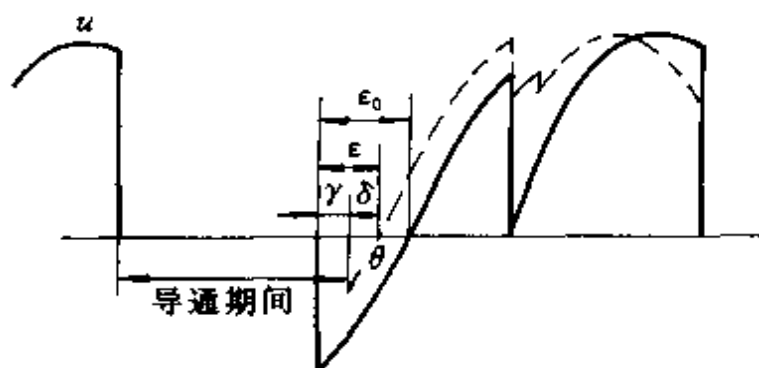


图 5-52 负载换流时换流重叠角

由于换流回路中包含有电动机的漏抗,换流过程可能瞬时完成,存在两只晶闸管同时导通的重叠区域,图 5-52 给出了负载换流时的换流重叠角  $\gamma$ 。换流重叠角  $\gamma$  将随负载电流的增加而增大,另外,由于电枢反应的影响,同步电动机端电压的相位将随负载电流的增加而提前一个功角  $\theta$ ,实际换流超前角  $\epsilon$  将减小,如图 5-53 所示。通常,用换流剩余角  $\delta = \epsilon_0 - \theta - \gamma$  来表征逆变器中晶闸管承受反压的时间,为了保证可靠换流,要求  $\delta = 10^\circ \sim 15^\circ$ ,由图 5-53 可以看到,在空载超前角  $\epsilon_0$  已经限定的情况下,应对电动机的最大瞬时负载加以限制,以便限制换流重叠角,这是同步电机的一个缺点。

图 5-53  $\epsilon_0, \epsilon, \gamma, \theta$  之间的关系

当同步电机速度较低时,反电势变低并且引起换流重叠角增大,例如同步电机的启动及超低速运行情况下。在基速的 10% 以下,需采用直流环节电流断续法进行强制换流。这种方法也被称为脉冲换流法。

脉冲换流法的特点是在滤波电感  $L_d$  两端并联一个续流晶闸管,如图 5-54 所示。当需要换流时,控制整流器(图 5-46 中  $Q_1 \sim Q_6$ )进入有源逆变状态,则电动机绕组中电流迅速下降,此时给  $Q_0$  施加脉冲使其导通,电抗器  $L_d$  两端的感应电压为左负右正,电流经  $Q_0$  续流,使直流环节停止给逆变器提供电流。当电流  $I_d$  下降到零后,给需要

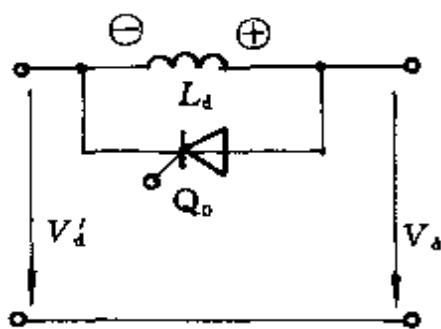


图 5-54 续流晶闸管

开通的逆变晶闸管施加驱动脉冲,控制整流桥进入整流状态,则可实现相间无重叠角换流。此时  $Q_0$  因承受反压而自动关断。当电动机速度大于 10% 时,利用逻辑电路将控制信号切换到负载换流状态。可以看到,这种方法不影响正常工作时电抗器的滤波性能。电流断续法也可用于同步电机的启动设备。若干台同步电机可以分时使用一个启动装置。



## 2. 采用位置传感器生成控制信号

在自控式同步电机中(例如无刷电机或永磁电机),应用最广泛的是采用位置传感器检测转子位置,经逻辑处理形成控制逆变器的驱动信号。这种方法不但可用于电流型逆变器,也可用于电压型逆变器及交—交变频器中。

用于检测转子位置的有光电编码器,接近开关,电磁感应式检测器,霍尔元件位置检测等,本节将应用数字式光电编码器检测信号并合成逆变器触发脉冲。

(1) 同步电动机位置反馈控制原理 图 5-46 中整流器( $Q_1 \sim Q_6$ )采用前面已经讨论过的滞后电流控制,指令正弦波电流信号与三相交流输入电流比较后经调节器转换为移相控制信号,用以控制  $Q_1 \sim Q_6$  的触发相位。平波电抗器  $L_d$  后面的逆变器频率唯一地控制电机速度。即逆变器仅担负频率变换功能。

用于阐明控制原理的框图如图 5-55 所示。图中 CSI 为电流型逆变器。同步电机带有可控的励磁绕组,转子位置检测器在机械上应于同步电机连为一体。控制器实质是一个逻辑变换电路。借助于同步电机电动状态(超前功率因数)相量图 5-56,可以简单地阐明其控制原理。

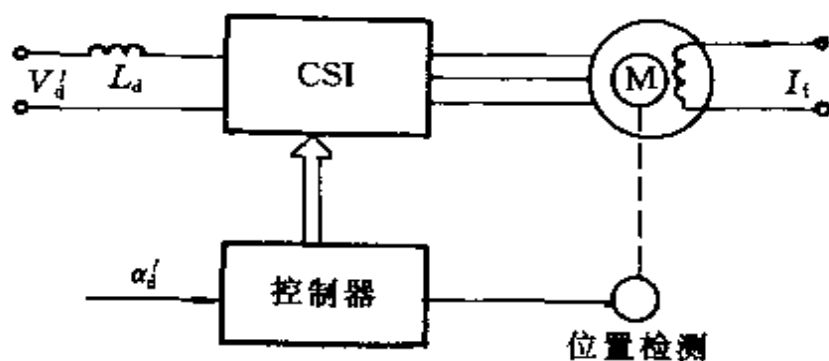


图 5-55 同步电机频率控制原理

由图 5-56 可知,定子电流比定子电压超前  $\varphi$  角度。假设同步

电机为隐极式,忽略阻尼绕组,忽略定子电阻和漏磁电抗,得到图中各相量之间的关系。图中的 $\psi_f$ 是与转子位置有关的磁场磁通,它是由励磁电流 $I_f$ 独立产生的, $\psi_f$ 与 $\psi_i$ 之间的夹角为 $\theta_f$ 。 $\psi_a$ 为电枢反应磁通,它由相控整流器( $Q_1 \sim Q_6$ )控制的定子电流幅度决定,即

$$\psi_a = L_1 I_1 \quad (5-244)$$

可以用逆变器的触发延迟角 $\alpha_d$ 把 $\psi_a$ 定位在某一期望的角度处。由图5-56可见,相量 $\psi_a$ 比 $\psi_f$ 超前的角度 $\theta_a$ 为

$$\theta_a = 180^\circ - \alpha_2 = \theta_f + \varphi + 90^\circ \quad (5-245)$$

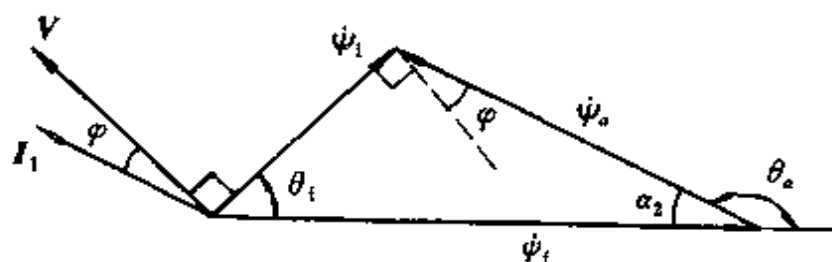


图 5-56 具有超前功率因数的同前电机相量图

当定子合成磁通 $\psi_i$ 及其相角 $\theta_f$ 不变时, $\theta_a$ 是 $|\psi_a|$ 及 $|\psi_f|$ 的函数。由式(5-244)通过定子电流可控制 $\psi_a$ 的幅度 $|\psi_a|$ ,由励磁电流 $I_f$ 可以控制 $\psi_f$ 的幅度 $|\psi_f|$ 。逆变器的实际触发延迟角为

$$\alpha_d = 90^\circ + \varphi \quad (5-246)$$

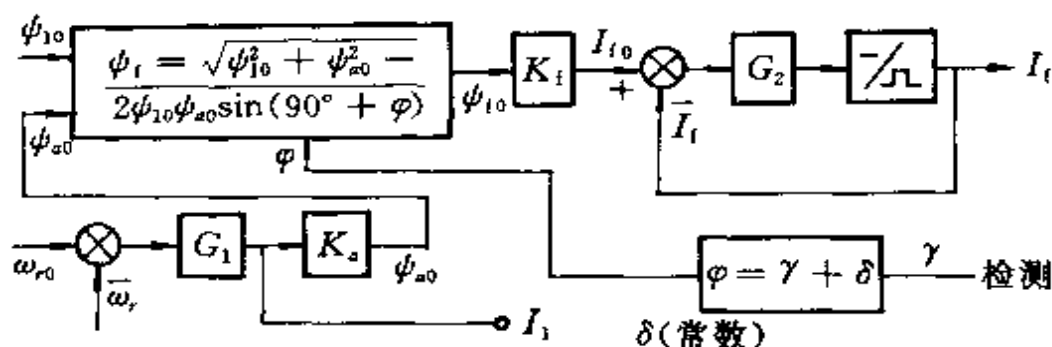
采用负载换流时,可近似认为超前功率因素角 $\varphi$ 与换流提前角 $\epsilon$ 相等,则由图5-53得到

$$\varphi \approx \epsilon = \gamma + \delta \quad (5-247)$$

式中  $\gamma$  为换流重叠角; $\delta$  为换流剩余角。

由式(5-245)~(5-247)可知,当 $\theta_f$ 一定时,关键的控制量是励磁电流 $I_f$ 和相角 $\theta_a$ ,并且要对 $I_a$ , $I_f$ 通过 $\theta_a$ 进行协调控制。

由图5-56各相量之间相互关系及式(5-245)~(5-247)可做出协调控制的运算框图为图5-57所示。

图 5-57  $I_d$  和  $I_f$  协调控制运算框图

图中带下标 0 的为各参量设定值,换流剩余角一般可设定为常量  $10^\circ \sim 15^\circ$ ,也可根据晶闸管关断时间计算。换流重叠角  $\gamma$  可以在线检测。 $\omega_r$  用位置检测测量。 $\omega_{r0}$  为需要控制的同步电机速度。在电机学中,可以查阅到  $G_1$  与  $G_2$  的表达式。经过运算,将位置信号、换流重叠角与控制量  $I_d$  和  $I_f$  联系在一起,达到了协调控制的目的。

(2) 光电编码检测及信号合成 光电编码器实际上是一个外圆周上有大量槽口的圆盘,在外圆上装一个光电传感器,内圆周(半径  $1/3$  处)按  $120^\circ$  电角度开三个槽口,分别安装三个传感器。传感器由发光二极管和光敏晶体管成对组成。当传感器正对槽口时,输出高电平脉冲,设外圆传感器检测到信号为  $V_4$ ,则内圆三个传感器检测到信号分别为  $V_1, V_2, V_3$  分别对应  $a, b, c$  三相。其波形如图 5-58(a) 所示。

将  $V_1, V_2, V_3$  分别送到三个计数器,将  $V_4$  分别送到各个计数器,并在各个计数器中送入延迟触发角  $\alpha_d$ 。计数器输出的延迟信号  $V_5$  与计数脉冲  $V_6$  同时都送到脉冲分配器中(三相同步送入),在脉冲分配器中经高频时钟信号调制,形成图 5-58(b) 所示用以触发晶闸管  $S_1$  和  $S_6$  的触发脉冲。由本节分析可以看到,利用同步电机可控制为相位超前的特点,使电流型逆变器利用电机反电势自然换相,大大简化了电流型逆变器结构。

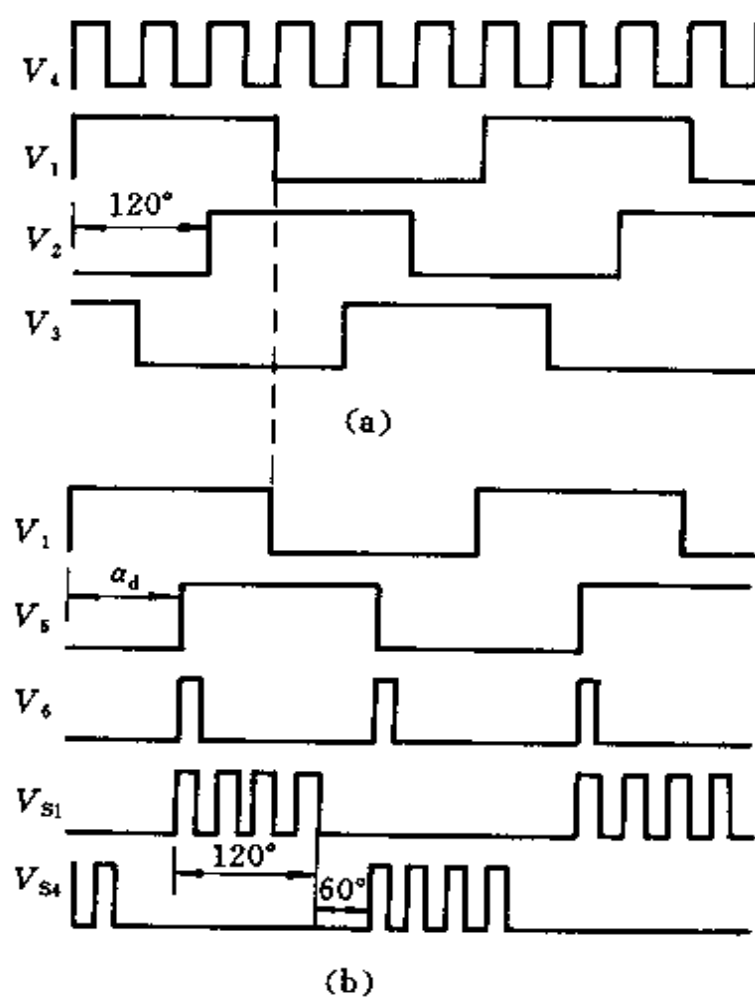


图 5-58 检测信号及控制合成信号

## 第 6 章 AC/AC 变换

### 6.1 交流调压器

早期的交流调压电路采用两个反并联的晶闸管作一相电流的通断控制开关。目前中小功率已大部分采用双向晶闸管,其原理和性能在第 2 章中已介绍过。交流调压在灯光控制、温度控制及小容量交流电机控制中仍然有着广泛的用途。

#### 6.1.1 单相交流调压电路

单相调光和温控电路可以简化为图 6-1(a)所示主电路,图中晶闸管  $S_1$  和  $S_2$  可以用一个双向二极管代替。电阻  $R$  为等效负载。

##### 1. 阻性负载电路分析

电路的工作原理为,交流电源正半周期时,经过移相角  $\alpha$ ,在  $\omega t = \alpha$  时刻触发晶闸管  $S_1$ ,负半周  $\omega t = \pi + \alpha$  时刻触发  $S_2$ ,图 6-1(b) 给出了各管的触发脉冲和电源电压波形,图(c) 为输出电压波形。经电阻负载时  $S_1, S_2$  导通角为  $\theta = \pi - \alpha$ 。

设输入交流电压为

$$u(t) = \sqrt{2} U_1 \sin \omega t \quad (6-1)$$

式中  $U_1$  为  $u(t)$  有效值。负载上交流电压有效值  $U$  与控制角  $\alpha$  之间关系为

$$U = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi (\sqrt{2} U_1 \sin \omega t)^2 dt} = U_1 \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (6-2)$$

负载上电流有效值为

$$I = \frac{U}{R} \quad (6-3)$$

电路功率因数为

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} = \frac{UI}{U_1 I} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (6-4)$$

由分析可知,单相交流调压电路负载上电流波形和单相桥式可控整流交流侧电流波形一样,触发电路也可套用,但必须经脉冲变压器隔离。其两个二次绕组之间要有足够的绝缘,还应当说明的是,调压器输入电源  $u(t)$  可以是电网电源,也可以是变压器二次电源,设置变压器的目的是避免控制角  $\alpha$  过大而导致功率因数  $\cos \varphi$  太小;触发电路目前均采用商品化的集成电路或触发板,例如国产的 KJ 系列触发电路,其同步关系可参考第 3 章。

## 2. 感性负载电路分析

由感应电机一相时间相量(稳态时)等值电路可以得到定子电流和电压之间的关系为

$$I_1 = I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{(r_1 + C_1 \frac{r_2'}{S})^2 + \omega_1^2 (L_{1\sigma} + C_1 L_{2\sigma}')^2}} \quad (6-5)$$

这个等效关系表明定子电压和电流之间传递关系为一个等效电感  $L$  和电阻  $R$ ,感性负载时主电路与图 6-1(a) 相同,只不过负载由电阻变成了电感电阻的串联负载,如图 6-1(a) 中虚线所示。当负载为电感线圈或经过变压器再接电阻时,也可以等效为  $R, L$  串联负载。

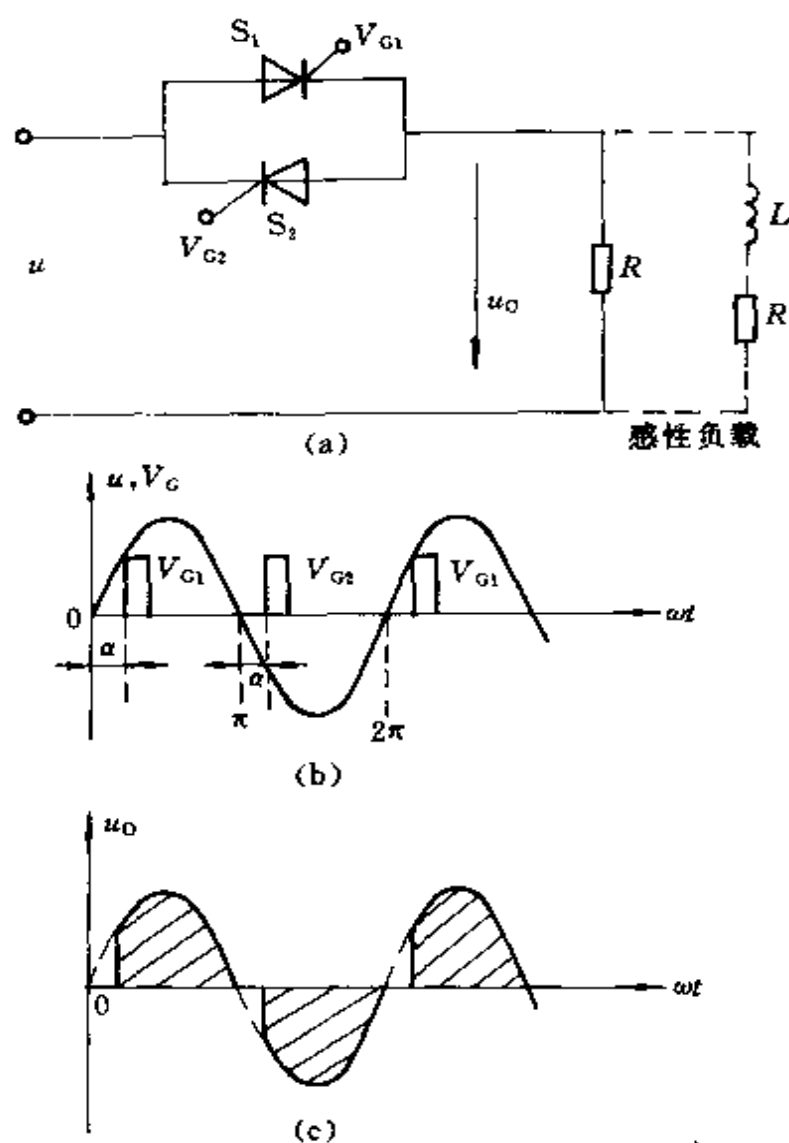


图 6-1 单相交流调压电路及阻性负载波形

感性负载时输出电压和电流波形如图 6-2 所示。当电源电压  $u$  过零时，由负载电感产生的感应电动势阻止电流变化使电流不能立即为零。这种状态下，晶闸管导通角  $\theta$  为

$$\theta = \pi - \alpha + \varphi \quad (6-6)$$

式中  $\varphi$  为负载阻抗角

$$\varphi = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R} \quad (6-7)$$

当  $\omega t = \alpha$  时刻触发晶闸管  $S_1$  导通。根据电工学中过渡过程分析可知, 这时流过晶闸管  $S_1$  的电流  $i_1$  有两个分量, 一个是稳态分量  $i_{10}$ , 一个是自由分量  $i_{11}$ , 其值分别为

$$i_{10} = \frac{\sqrt{2}U_1}{Z} \sin(\omega t + \alpha - \varphi) \quad (6-8)$$

式中  $\varphi$  如式(6-7)所定义, 而阻抗  $Z$  为

$$\begin{aligned} Z &= \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} \\ i_{11} &= -\frac{\sqrt{2}U_1}{Z} \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{t}{\tau}} = \\ &= -\frac{\sqrt{2}U_1}{Z} \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{\omega t}{\tan \varphi}} \end{aligned} \quad (6-9)$$

上式中自由分量衰减时间常数  $\tau = L/R$ 。

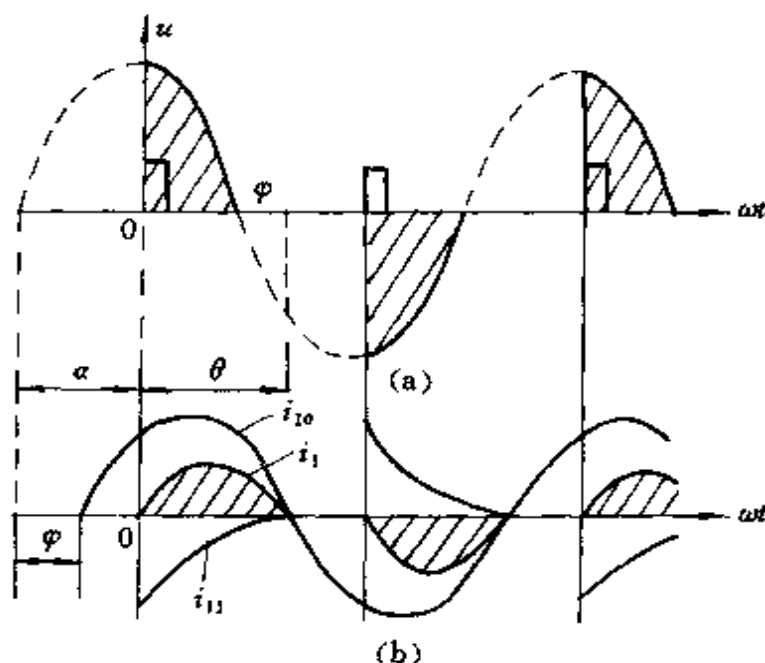


图 6-2 感性负载交流调压输出波形

综合式(6-8)和(6-9)可得



$$i_1 = \frac{\sqrt{2}U_1}{Z} [\sin(\omega t + \alpha - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi)e^{-\frac{\omega t}{\tan\varphi}}] \quad (6-10)$$

图 6-2(b) 给出了  $\alpha > \varphi$  的电压电流波形。如图所示, 假定  $\omega t = 0$  时  $S_1$  触发导通,  $\omega t = \theta$  时  $S_1$  关断, 在这两个状态  $i_1 = 0$ , 从而由式 (6-10) 可得

$$\sin(\theta + \alpha - \varphi) = \sin(\alpha - \varphi)e^{-\frac{\theta}{\tan\varphi}} \quad (6-11)$$

由式 (6-6) 及式 (6-11) 可知, 当  $\alpha > \varphi$  时,  $\theta < 180^\circ$ , 负载中电流为断续状态。当  $\alpha = \varphi$  时,  $\theta = 180^\circ$ , 电流处于临界连续状态。当  $\alpha < \varphi$  时, 虽然  $\theta$  仍维持  $180^\circ$ , 但电路已不起调压作用, 具体过程如下所述。

(1)  $\alpha > \varphi$  这种情况下电流波形  $i_1$  的导通角  $< 180^\circ$ , 正负半波电流断续, 断续程度随  $\alpha$  的增大而加重, 其波形如图 6-2(b) 所示。

(2)  $\alpha = \varphi$  这种状态下自由分量  $i_{11}$  为零, 即  $i_1 = i_{10}$ , 导通角  $\theta = 180^\circ$ 。正负半周电流处于临界连续状态, 相当于晶闸管失去控制, 负载上可获得最大功率。

(3)  $\alpha < \varphi$  此时晶闸管  $S_1$  导通角  $\theta > 180^\circ$ , 当  $S_2$  的触发脉冲  $V_{G2}$  出现时,  $S_1$  中电流还没有下降到零,  $S_2$  则承受反压而不能导通。如果  $V_{G2}$  为窄脉冲触发波形, 则  $S_1$  中电流为零  $S_2$  开始承受正压具有导通的充分条件时, 导通必要条件  $V_{G2}$  脉冲已经消失, 致使  $S_2$  无法导通。其后果是负载上只有半波电流, 出现较大的直流分量而使电路不能正常工作。因此, 当  $\alpha < \varphi$  时, 采用窄脉冲触发有烧坏设备的危险。

如同第 3 章所述带感性负载的相控整流器一样, 感性负载的交流调压器, 可采用宽脉冲或序列(脉冲串)脉冲触发。这样可保证在经过几个周期以后, 负载电流中自由分量衰减, 负载中可获得连续对称电流,  $i_1$  滞后  $u$  为  $\varphi$  角。

### 6.1.2 三相交流调压电路

根据负载特征、功率状况,三相调压器一般有四种不同接法。其工作原理也不相同,下面将分别予以讨论。

#### 1. 负载为星形带中线接法

将三个单相交流调压电路经过负载并联起来,负载同名端合成的点称为中点,从该点引出的线称为中线。每个支路的工作原理和单相交流调压相同。当三相平衡时,三相电流互差  $120^\circ$ ,其波形都为缺角的正弦波,因而 3 次谐波较为严重,限制了其应用范围。

#### 2. 内三角形交流调压电路

图 6-3 为晶闸管和负载连接成内三角形的交流调压电路,它实际上是三个单相交流调压电路的组合。该接法的优点是晶闸管内部流过的是负载相电流,在同样线电流情况下,管子容量可以降低,线电流中无 3 倍频谐波分量。其缺点是要求负载必须为独立的三相对称负载(具有 6 个接点)。

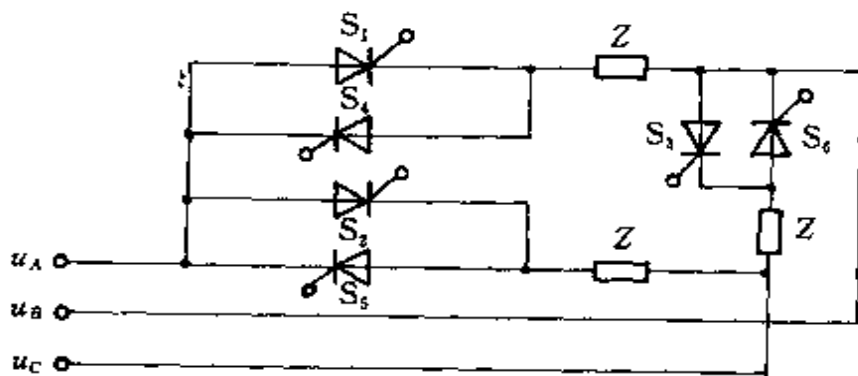


图 6-3 内三角形交流调压电路

#### 3. 三开关调压电路

图 6-4 所示为仅有 3 只晶闸管的调压电路。为分析书写简单记  $S_{ab} = S_1$ ,  $S_{bc} = S_2$ ,  $S_{ca} = S_3$ 。由于导电情况比较特殊(只能单向导电)分析也相应复杂一些,首先针对  $\alpha = 0$  情况考虑电路工作

原理。

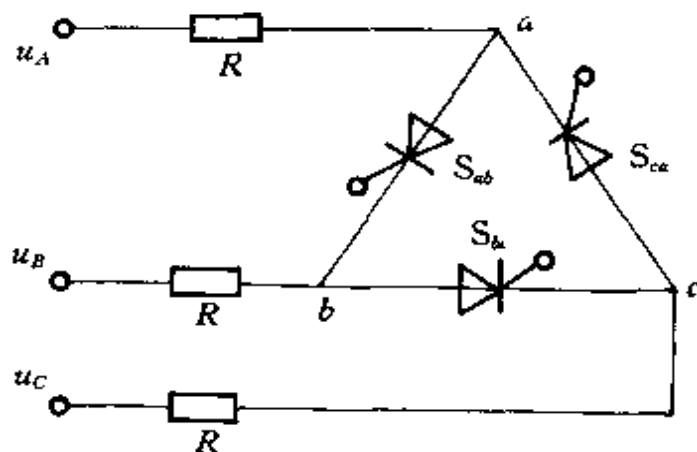


图 6-4 三开关调压电路

$\alpha = 0$  时,晶闸管相当于二极管。这种情况下,3 个晶闸管导通的必要条件为阳阴极之间电压大于 0,在此期间有触发脉冲时才满足导通的充分条件,现以  $S_2$  为例说明。由图 6-5(a) 可知  $\omega t_4$  之前  $u_{AB} > 0$ ,  $S_1$  在  $u_{AB}$  作用下已经导通,则  $b$  点电压为  $u_b = \frac{1}{2}(u_A + u_B)$ 。由于  $u_A + u_B + u_C = 0$ ,所以只有当  $u_C < 0$  时才能使  $u_{bc} > 0$ ,这时若触发  $S_2$ ,则  $S_2$  导通,所以  $S_2$  导通起始点在  $\omega t_2$  点(即 C 相电压开始过零点)。

当  $S_2$  和  $S_3$  均导通时,忽略晶闸管正向压降,可把  $a, b, c$ , 看成点,此时三相电源向三相电阻供电,所以只有当  $u_B < 0$  时才能  $u_{BC} < 0$ ,  $S_2$  的关断点在  $\omega t_7$  时刻。由此推论可知,  $S_1, S_2, S_3$  导通起始点均较相应  $u_A, u_B, u_C$  超前  $60^\circ$ ,关断点正是  $u_A, u_B, u_C$  正半周转向负半周的过零点。导通顺序为  $S_1 \rightarrow S_2 \rightarrow S_3$ ,脉冲间隔为  $120^\circ$ ,而导通角  $\theta = 240^\circ$ ,任何时间均有两管同时导通,各相线电流分别为

$$i_A = \frac{u_A}{R}; \quad i_B = \frac{u_B}{R}; \quad i_C = \frac{u_C}{R} \quad (6-12)$$

当  $\alpha \neq 0$  时, 例如  $\alpha = 60^\circ$ , 3 个管子导通起始点相应后移  $\alpha$  角 ( $60^\circ$ ), 图 6-5(b) 驱动脉冲波形。由图可知, 在这种情况下, 电路中有  $1/2$  时间仅一管导通,  $1/2$  时间两管导通, 故电流 (例如图 6-5(c) 中  $i_A$ ) 正负半波图形不对称。利用积分可以证明, 虽然正负半周电流不对称, 但其正负面积是相等的, 所以不会产生直流分量。

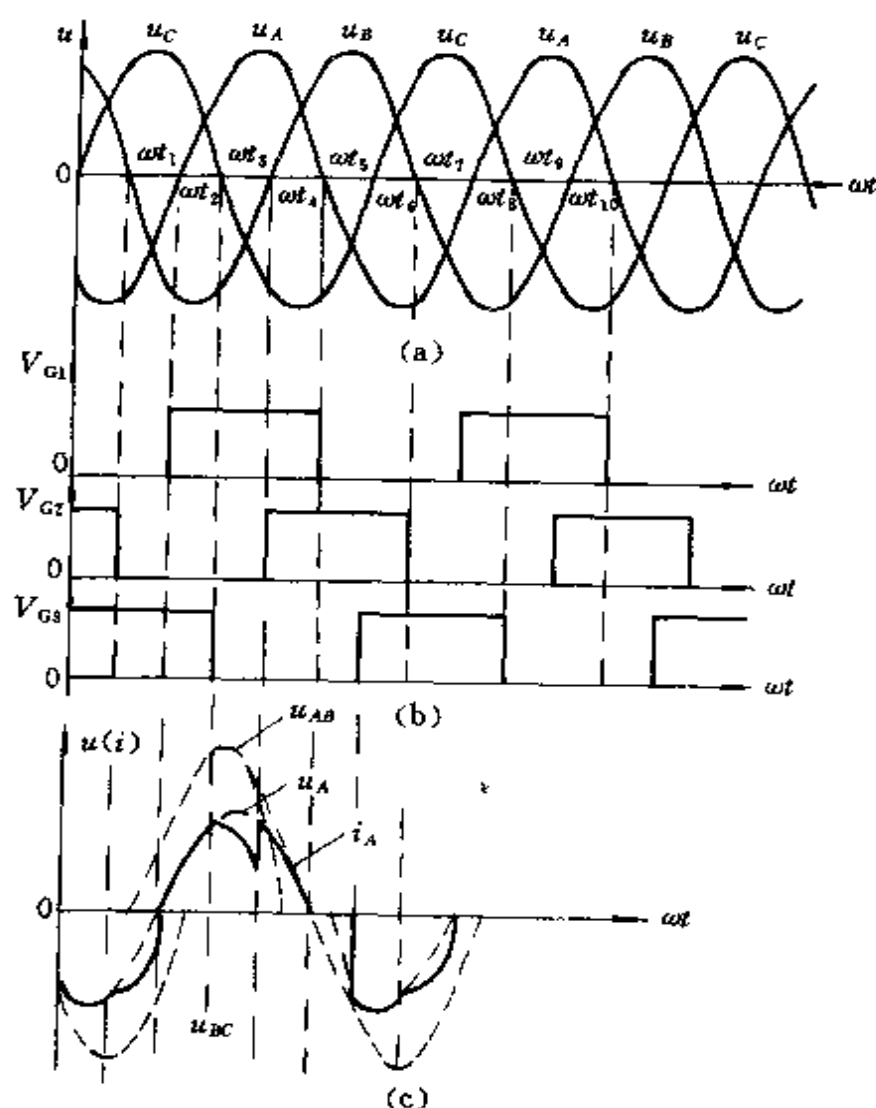


图 6-5 三开关交流调压电路在  $\alpha = 60^\circ$  电压电流波形

该电路的特点是元件少,控制简单,但由于正负半周电流波形不对称,故存在偶次谐波,在小功率应用中尚有一定价值。该电路同图 6-3 内三角形交流调压电路一样,晶闸管工作峰值电压均为  $\sqrt{2}U_l$  ( $U_l$  为线电压),不同之处是内三角形电路中每个晶闸管导通范围仅  $150^\circ$ ,承受工作电流为  $0.26I_l$  ( $I_l$  为线电流有效值)。三开关调压器晶闸管工作电流为  $0.68I_l$ 。由于以上电路都工作在相控模式下,第 3 章相控电路均可借鉴,此处不再详述。

#### 4. 负载为 Y( $\Delta$ ) 形接法的交流调压电路

在三相交流调压工程应用中,大部分使用负载为 Y 形(或  $\Delta$  形)接法的线路形式。这种电路的触发电路 and 三相全控整流桥一样,需采用宽脉冲或脉冲串触发;应保持触发脉冲与电源电压同步;三相正半周(或负半周)触发脉冲依次间隔  $120^\circ$ 。

当负载为电镀、电解电源时,该电路可用于整流变压器的一次侧,负载等效为  $R-L$  负载。当负载为交流异步感应电机(调压调速)时负载也为  $R-L$  负载。

(1) 电阻性负载波形分析 为分析直观,以负载为纯电阻的星形接法为例对工作原理加以说明。

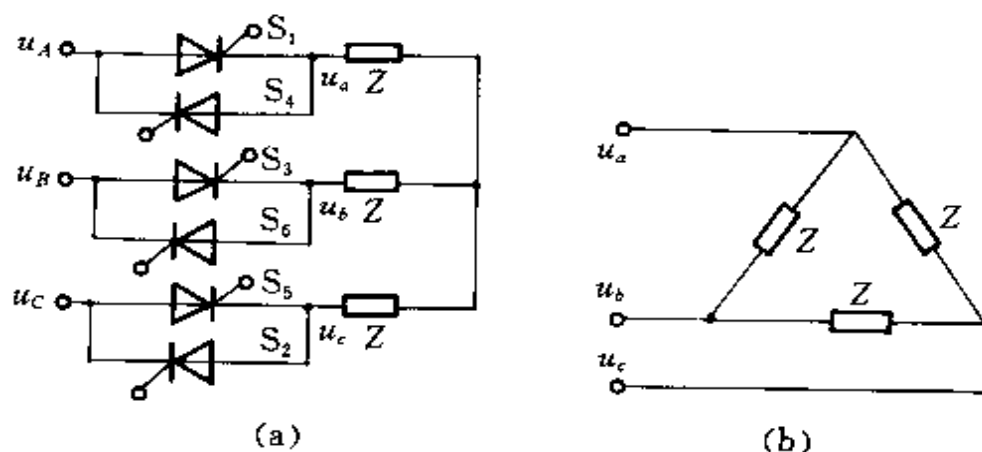


图 6-6 负载为 Y( $\Delta$ ) 形接法的交流调压电路

图 6-6 给出了负载为 Y( $\Delta$ ) 形接法的三相交流调压电路。

$\alpha = 0^\circ$  时相当于每相正反向各串接了 1 个二极管, 6 个管导通角都是  $180^\circ$ 。

当  $\alpha = 60^\circ$  时, A 相电流波形如图 6-7(b) 所示, 图(c) 为 6 个功率元件的触发脉冲(示意)图。对应图 6-6(a) 中主电路,  $S_1 \sim S_6$  的驱动脉冲  $V_{G1} \sim V_{G6}$  依次互差  $60^\circ$  相位。每个晶闸管的导通角为

$$\theta = \pi - \alpha \quad (\alpha = 0^\circ \sim 150^\circ) \quad (6-13)$$

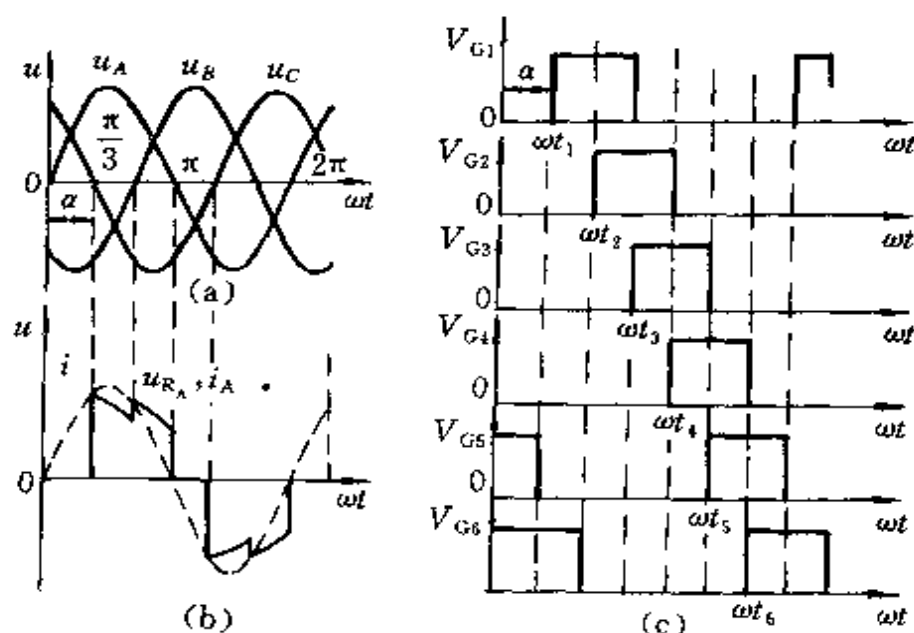


图 6-7  $\alpha = 60^\circ$ , Z-R 时图 6-6 所示电路的工作波形

当  $\alpha = 60^\circ$  时, 每个管的导通角  $\theta = 180^\circ - 60^\circ = 120^\circ$ 。

如果以 A 相电压过零点为坐标原点, 如图 6-7(a) 所示。在  $\omega t_1$  时刻触发  $S_1$  导通, 则  $S_1$  与正在导通的  $S_6$  构成电流回路, 在线电压  $u_{AB}$  作用下

$$i_A = \frac{u_{AB}}{2R} \quad (\omega t_1 \leq \omega t < \omega t_2) \quad (6-14)$$

在  $\omega t_2$  时刻  $S_2$  被触发, 负载电压为  $u_{AC}$ , 则

$$i_A = \frac{u_{AC}}{2R} \quad (\omega t_2 \leq \omega t < \omega t_3) \quad (6-15)$$

由图 6-7(c) 中  $V_{G1}$  和  $V_{G4}$  可知, 在  $\omega t_3 \leq \omega t < \omega t_4$  期间,  $S_1$  关断而  $S_4$  还未触发, 故  $i_A = 0$ , 同理, 可得到负半周电流为

$$\left. \begin{aligned} i_A &= 0 & \omega t_3 &\leq \omega t < \omega t_4 \\ i_A &= \frac{u_{AB}}{2R} & \omega t_4 &\leq \omega t < \omega t_5 \\ i_A &= \frac{u_{AC}}{2R} & \omega t_5 &\leq \omega t < \omega t_6 \end{aligned} \right\} \quad (6-16)$$

用方程 (6-13) ~ (6-15), 可合成 A 相电流波形  $i_A$  如图 6-7(b) 中实线所示。波形虽然不是正弦的, 而且也不规则, 但正负半周是对称的, 不会在负载中形成直流分量。

图 6-6(a) 所示调压线路中,  $S_1 \sim S_6$  可分别用三个双向晶闸管代替。如果采用 6 个大功率光控晶闸管, 可简化驱动电路。上述分析也可推广到负载为三角形接法中 (如图 6-6(b) 所示), 此时, 每相负载的电压与三相电源的线电压相同, 但是每相负载中的电流为电源线电流的  $1/\sqrt{3}$ 。由于负载两种接法均无零线, 输出电压中无 3 倍频谐波, 由于波形正负对称, 也没有偶次谐波。 $i_B$  和  $i_C$  的波形与  $i_A$  相似, 仅在相位上互差  $120^\circ$ 。

(2)  $R-L$  负载 对图 6-6(a) 所示的三相星形负载电路, 当三相调压输出电源 ( $u_a, u_b, u_c$ ) 和三相负载均平衡时, 相当于三个单相电路。不难证明, 对于  $R-L$  负载, 其每相电流表达式在形式上与式 (6-10) 完全相同。6.1.1 中的分析方法也适用于图 6-6(a) 所示电路。

(3) 晶闸管承受的电压和电流 由图 6-6(a) 可知, 每个晶闸管承受的最高电压为电源线电压峰值, 工程上还必须考虑开关点处由于电流变化在分布电感上产生的尖峰值

$$u_L = L \frac{di_s}{dt} \quad (6-17)$$

式中  $L$  为线路电感总和;  $i_s$  为晶闸管电流, 从而可得工作时作用

在晶闸管上最高电压

$$u_m = \sqrt{2} U_i + u_L \quad (6-18)$$

虽然三相交流调压电路工作时,控制角  $\alpha$  不同,负载电流的波形是不相同的。但不管  $\alpha$  角为多大,每一相负载电流波形都是正、负半周对称的,它们也就是流过每相晶闸管的电流,当  $\alpha > \varphi$  时,流过双向晶闸管电流的有效值为

$$I_S = \frac{\sqrt{2}}{Z} U_i I'_S = \sqrt{2} I_0 I'_S \quad (6-19)$$

式中  $I_0 = \frac{U_{i0}}{Z}$  为  $\alpha = 0^\circ$  时输出电流有效值,而  $I'_S$  为晶闸管电流有效值的标么值,根据不同的  $\alpha$  及  $\varphi$  角,可给出  $I'_S$  与  $\alpha$  的图形如图 6-8 所示。

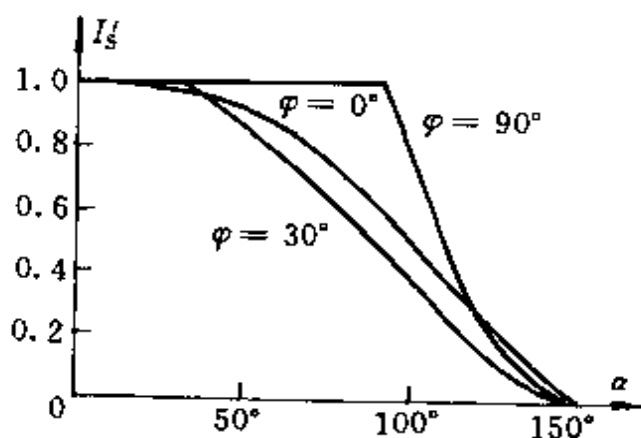


图 6-8  $\alpha > \varphi$  时  $I'_S$  与  $\alpha$  关系

(3) 负载中电流谐波 由前述分析可知,由于负载上电流为非正弦周期波形,理论上讲用傅里叶分析可求出针对不同  $\alpha$  的谐波分量。定性地讲,如果不产生“单向半波整流”现象(采用宽脉冲或脉冲列驱动即可避免),不管触发角有多大,对图 6-6 所示电路仅含奇次(3 倍频除外)谐波电流。



## 6.2 相控交—交变换器

将频率和幅值固定的交流电源直接变换为频率和幅值可变的交流电源的装置被称为交—交变换器,有的文献称之为周波变换器。采用半控型器件晶闸管作为功率元件时,必须采用相位控制,这种变换装置被称为相控交—交变换器。由于这种电路是在两个反并联相控整流器的基础上建立起来的,而且这两个相控整流器输入端都连接到交流电网上,其中一个整流器处于整流状态时,另一个整流器则按有源逆变运行。因而,相控交—交变换时功率管可利用交流电网电压过零而自然换流。

交—交变换器可输出变压变频的交流电源,不但适用于大功率交流电机,也可用于其他各类性质的负载。这种变换器可以方便地改变输出电压的极性,无中间储能环节,变换效率高,容易实现可逆运行。

### 6.2.1 基本工作原理

利用带阻性负载的单相-单相电路可清晰地说明交—交变换的基本原理。图6-9给出了单相-单相交—交变换原理框图和输出波形。如图(a)所示,两个独立的晶闸管整流器连接成反并联可逆整流线路,使两种极性的电压和电流都能输送给负载。在正半周时,正组整流器导通,输出正半周交流电压 $u_P$ 和电流 $i_P$ ,输出电压的负半周,负组整流器导通输出负半周交流电压 $u_N$ 和电流 $i_N$ 。两组整流器通过输入交流电压同步。图6-9(b)为输出频率 $f_O$ 为输入频率 $f_I$ 的 $1/3$ ,控制角 $\alpha=0$ 时的输出电压波形。图中虚线表示输出电压基波 $u_{O1}'$ 。由此可见,控制正组和负组整流器的导通时间 $T_0/2$ ,则可实现频率之间的变换关系为

$$f_0 = \frac{1}{n} f_1 \quad (6-20)$$

式中  $n$  为输出波形半周期内输入波形半周期的数目;  $f_1$  为输入波形频率。

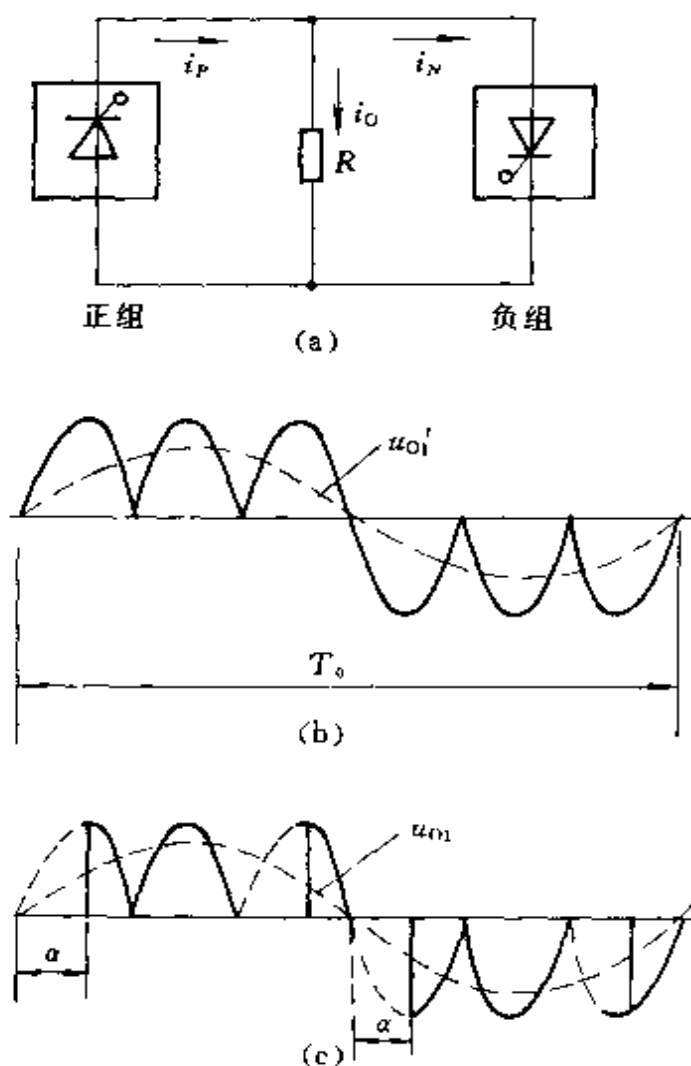


图 6-9 单相-单相交 交变换原理

通过控制正组和负组整流器的控制角  $\alpha$ , 可以改变输出电压幅值。利用傅里叶级数, 可证明图 6-9(c) 中输出电压谐波远小于图(b), 即  $u_{O1}$  在幅值上将大于  $u_{O1}'$ 。

当负载为  $R-L$  感性负载时,整流器在各自导通半周内,将含有整流和逆变两种工作状态。图 6-10 给出了负载阻抗角  $\varphi = \tan^{-1} \frac{\omega_0 L}{R}$  为  $30^\circ$  时交-交变换器输出电压和电流波形及工作状态。由图可知,负载电流  $i_o$  正半周期间,正组整流器先处于整流状态,此区间输出电压电流基波 ( $u_{o1}, i_o$ ) 方向相同,当  $u_o$  和  $i_o$  方向相反时,正组整流器转入有源逆变状态导通电流。在正组导通期间 ( $T_o/2$ ),负组整流器处于阻断状态。当负载电流  $i_o$  负半周期间,负组整流器同样以整流和逆变两种状态工作。在此期间正组整流器处于阻断状态。

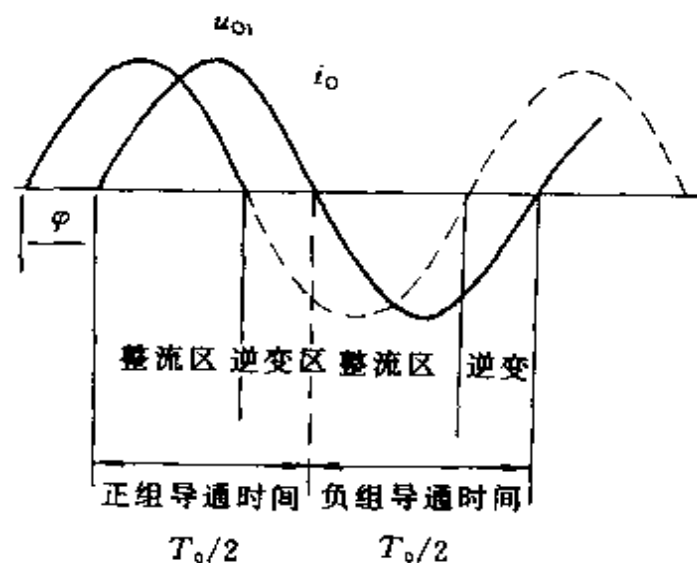


图 6-10 阻抗角  $\varphi = 30^\circ$  电路工作状态

### 6.2.2 三相半波及三相桥式电路

单相-单相交-交变换仅用于原理说明,实际应用较少。图 6-11 给出了三相半波交-交变换器主电路结构。

该电路由三相半波反并联的整流器组成,使用了 18 个功率元件。负载被连接为 Y 形,0 为其中性点。如果为三相四线制供电方

式,则可将三相负载中点 0 与三相电源( $u_A$ ,  $u_B$ ,  $u_C$ )的中性点联接,此时,每相整流器独立地工作,可在四个象限可逆运行。对每组整流器触发角采用正弦调制供电,三组之间具有  $120^\circ$  相差。通过控制电路改变输出频率和调制深度,即可形成变压变频交流电源。

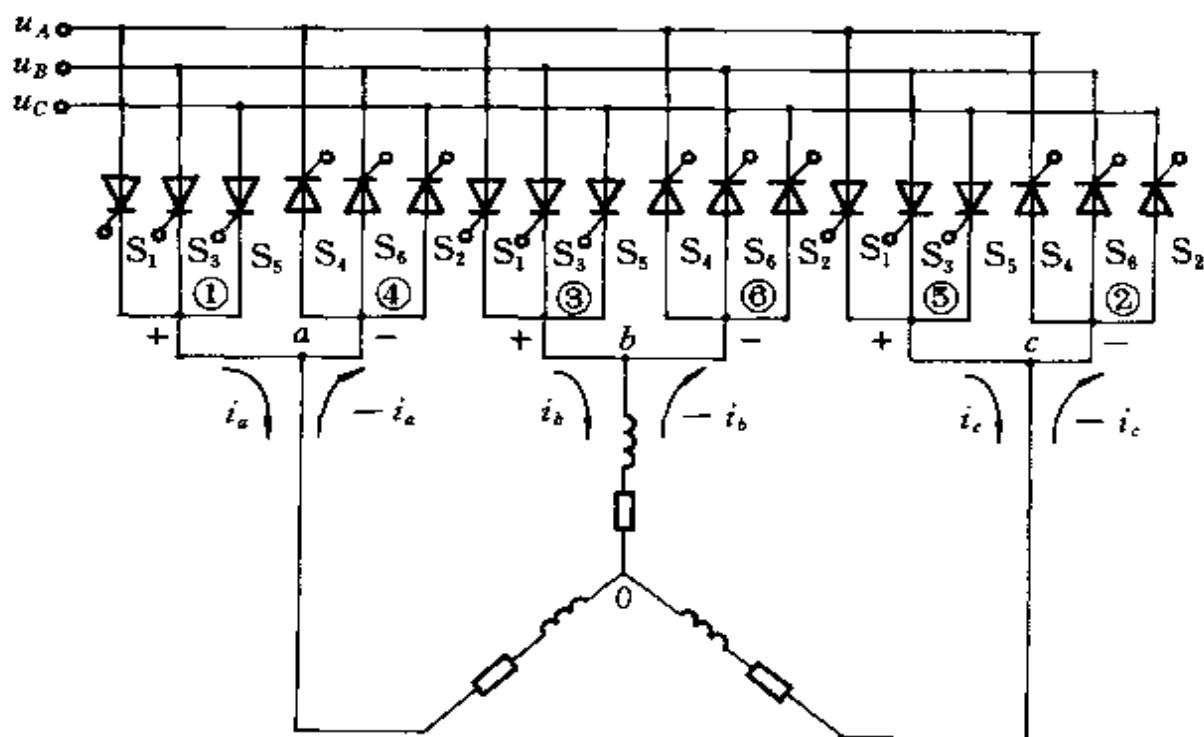


图 6-11 晶闸管三相半波交-交变换器主电路

### 1. 换流分析

三相半波交-交变换器由正组整流器①,③,⑤(如图6-11所示),负组整流器④,⑥,②组成。每个正组由晶闸管 $S_1$ ,  $S_3$ ,  $S_5$ 组成,每个负组由晶闸管 $S_4$ ,  $S_6$ 和 $S_2$ 组成。因此变换器中的换流应分成组与组之间换流和组内晶闸管之间的换流两种情况。为了在负载上获得互差  $T_0/2$  的电压波形。每组导电时间应为  $T_0/2$ , 相隔  $T_0/2$  组间换流。同一时刻应有一个正组和一个负组同时导通,但不允许同一桥臂同时导通,否则将会造成电源短路。每相组整流器

(例如正组①和负组④组成的 $\alpha$ 相组)内部晶闸管按 $S_1-S_2-S_3-S_4-S_5-S_6$ 的顺序换流。根据上述分析,可画出组间及组内各晶闸管导电顺序如图6-12。该图对设计驱动电路是非常有用的。

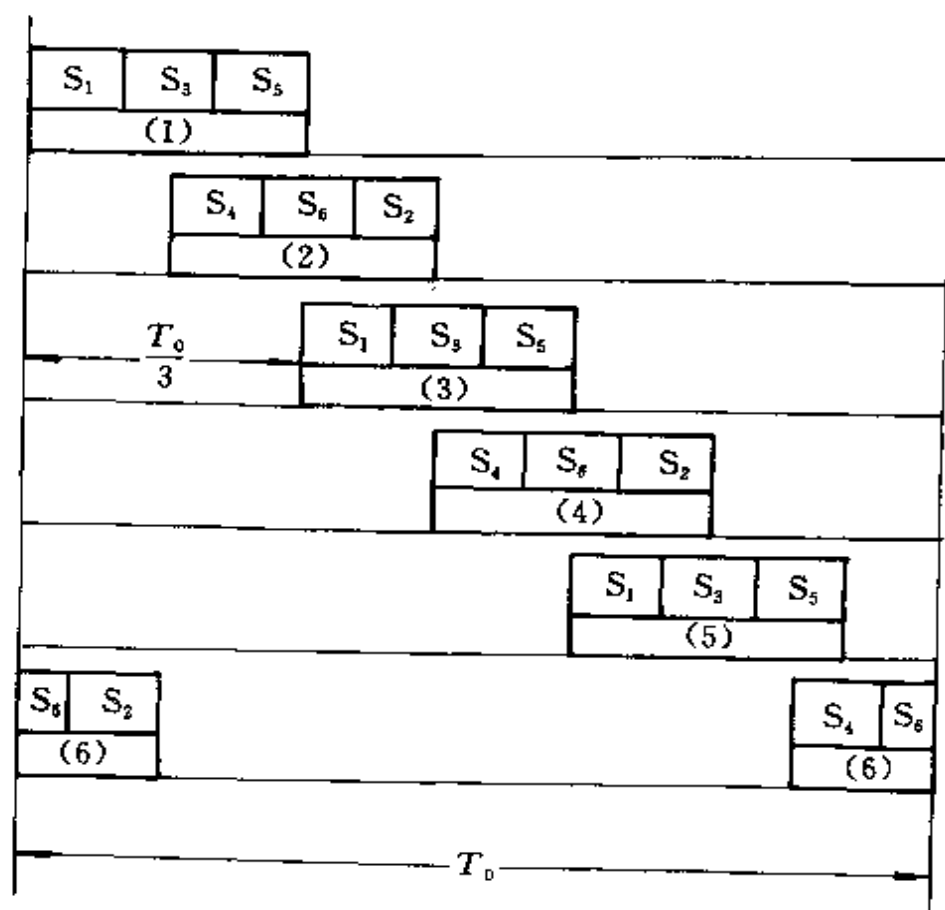


图6-12 三相半波交-交变换器各组换流次序

## 2. 输出电压

如果完全按照图6-11接线,三相电网电压输入端不接滤波电感,两组整流器直接反并联。这种情况下,负载直接和电网电源交换无功功率,因为电网阻抗要比负载阻抗小得多,这种电路又被称为电压型交-交变换器。当每个相组的控制角采用正弦调制时,如图6-9(c)所示,输出波形由输入电压波形的不同部分组成。对于图6-11电路,输入电压一个周期内有3个波头,输出电压一个

周期中,其波形由许多被削角的正弦波组成,如图6-13所示。图中 $\varphi$ 角为电流滞后于电压的角度, $u_{a0}$ 为 $a$ 相电压基波, $i_a$ 为 $a$ 相电流。电流的正半周期流经图6-11中共阴极整流器组①,负半周期流经共阳极整流器组④。如图6-13所示,如果电压和电流是相同极性的,则整流器按整流方式工作。如果输出电压和电流极性相反,整流器工作在有源逆变状态。两组整流器①④的控制角 $\alpha_1$ 和 $\alpha_2$ 之间关系为

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 180^\circ \quad (6-21)$$

式中  $\alpha_1$  为正组控制角; $\alpha_2$  为负组控制角。两组整流器的控制角都在  $90^\circ \pm \Delta\alpha$  之间不断来回变动。当  $\alpha_1 = \alpha_2 = 90^\circ$  时,  $\Delta\alpha = 0$  输出电压为零。控制角  $\alpha$  是在时间上离散的,其离散度与输出频率和电路形式(波头数)有关。

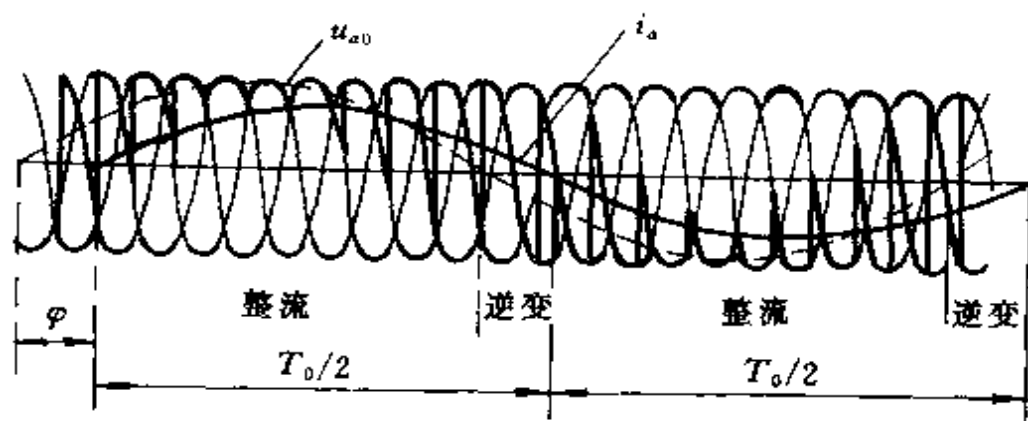


图6-13 三相半波变换器相电压  $u_{a0}$  和相电流波形

根据第3章已知,整流器输出电压可表示为

$$V_d = V_{d0} \cos \alpha \quad (6-22)$$

$$V_{d0} = \sqrt{2} U \frac{m}{\pi} \sin \frac{m}{\pi} \quad (6-23)$$

式中  $m$  为脉波数,三相半波交-交变频中  $m = 3$ 。交-交变换器输出电压可表示为

$$u_o(t) = \sqrt{2} U_o \sin \omega_0 t = V_{d0} \cos \alpha_1 = V_{d0} \cos(\pi - \alpha_2) = -V_{d0} \cos \alpha_2 \quad (6-24)$$

定义调制比  $\lambda_m$  为

$$\lambda_m = \frac{\sqrt{2} U_o}{V_{d0}} \quad (6-25)$$

式中  $U_o$  为输出电压有效值, 根据式(6-24)和式(6-25)可得到下列关系式

$$V_{d0} \cos \alpha_1 = -V_{d0} \cos \alpha_2 = \lambda_m V_{d0} \sin \omega_0 t \quad (6-26)$$

由此可得到两组整流器①和④的控制角  $\alpha_1, \alpha_2$  与输出波形和调制比之间的关系式

$$\alpha_1 = \cos^{-1}(\lambda_m \sin \omega_0 t) \quad (6-27)$$

$$\alpha_2 = 180^\circ - \alpha_1$$

由式(6-27)可知, 控制角受到调制系数  $\lambda_m$  和输出正弦波(基波)周期  $T_0 = 2\pi/\omega_0$  的影响。

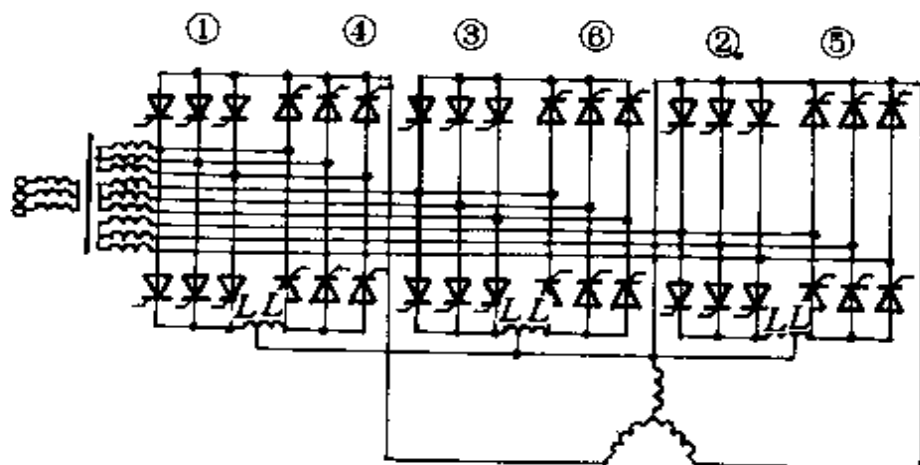


图 6-14 三相桥式交—交变换器主电路

### 3. 三相全波电路

大功率低速(例如多极交流异步机)变速传动控制中, 一般采用三相桥式电路(如图 6-14 所示)。该电路使用 36 只晶闸管, 相对于输入电压一个周期  $T_1$  有 6 个波头, 因而使输出电压中谐波大大

减小,其特点是电路复杂且价格昂贵。图中的输入变压器在大功率电化学电源中才使用,交流传动中也可用它进行相组之间隔离。

上述电路中每个相组正组桥和负组桥之间用平衡电抗器连接。交换器输出电压幅值为三相半波的2倍。与图6-11电路结构相比,如果要求输出电压相等,则电源电压为三相半波的一半,从而可降低桥式电路中晶闸管电压定额。两种电路晶闸管中电流有效值相同,因而具有相同的输出功率。三相半波和桥式电路中晶闸管选择方法和第3章整流电路相同。

### 6.2.3 控制波形生成

上节介绍的电路,虽然使用晶闸管数量很多,但是工作原理却很容易理解,因为主电路工作原理与第3章整流及第4章有源逆变是基本相同的。由于需要变频变压地输出交流电源,因此控制波形将更加复杂一些。本节将研究适应这些电路的控制波形生成方法。

#### 1. 余弦波交点法基本原理

为了使交-交变换器输出电压波形基波是一个正弦波,谐波分量小,除了采用6个波头的全桥电路外,还应按照正弦规律对每个波头进行相位控制。工程上经常采用余弦交点法。

图6-15为说明余弦波交点法的示意图。图中 $u_1 \sim u_6$ 为电源电压的波头, $u_0$ 是期望得到的正弦输出电压波形。

假设开始时接到 $u_1$ 的晶闸管先导通,实际输出电压与理想输出电压之差为 $u_0 - u_1$ ,将该差值与下一个晶闸管导通时的差值进行比较,当第一个差值小于第二个差值 $u_2 - u_0$ 时接到 $u_1$ 的晶闸管继续导通,直到两者相等时,下一个晶闸管导通,由此得到 $u_1$ 到 $u_2$ 换流的条件为

$$u_0 - u_1 = u_2 - u_0 \quad (6-28)$$

从而有



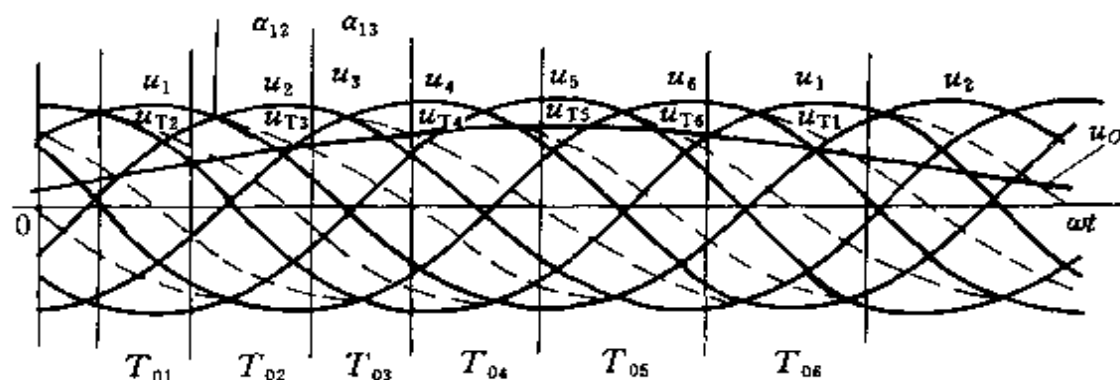


图 6-15 余弦交点法波形图

$$u_{O1} = \frac{1}{2}(u_1 + u_2) \quad (6-29)$$

将图中  $T_{01}$  间隔的用差值法计算出的电压用  $u_{T2}$  表示(图中虚线)。由图可见  $u_{T2}$  超前  $u_2$  相角  $30^\circ$ , 以此推导, 可得到  $u_{T1}$  超前  $u_1$  均为  $30^\circ$  ( $i$  为  $1 \sim 6$ ), 称此电压为同步电压。该电压与  $u_i$  的导通角之间关系为

$$u_{T2} = V_{d0} \cos \alpha \quad (6-30)$$

由上述分析可以推论: 若用  $\alpha_i$  表示接到  $u_i$  相晶闸管的换相时刻, 则  $\alpha_i$  应满足条件为: 各个电压的余弦同步电压  $u_{Ti}$  在该时刻应与期望的输出电压  $u_O$  相等。也就是说, 理想输出电压与控制角  $\alpha$  之间保持余弦关系。即

$$u_{O1} = u_{T1} = V_{d0} \cos \alpha_1 \quad (6-31)$$

式中  $u_{O1}$  为在第  $i$  个离散点处的值。

回过头来看一下式(6-24) ~ (6-26), 显然, 从式(6-31)也可以得到式(6-27)求取正组导通角的关系

$$\alpha_1 = \cos^{-1}(\lambda_m \sin \omega_0 t_r) \quad (6-32)$$

## 2. 余弦波移相法获取方法及脉冲形成

由上节分析可知, 采用移相法可直接得到对应该相的余弦电

压。为了搞清楚桥式交—交变换器控制信号的关系,现以变换输出电压的  $a$  相正组为例来说明移相法的应用。

图 6-16(a) 为  $a$  相正组主电路,即图 6-14 中 ① 号整流器。图 6-16(b) 为  $a$  相正组输出电压波形,由此可见,输出波形是每隔  $60^\circ$  变换的线电压波形。线电压  $u_{AB}$  作为基准波,在它上面角度  $0^\circ \sim 180^\circ$  对应图 6-16(a) 中  $S_1$  可能导通的范围(图中在  $\omega t = \omega t^*$  处导通,实际导通角根据调制系数变化)。图(c)按第3章表 3-6 采用  $\Delta/Y-1$  点接法,得到基准信号和对应的余弦波为表 6-1 所示。

表 6-1

| 基准波 | $u_{AB}$  | $u_{AC}$ | $u_{BC}$  | $u_{B,1}$ | $u_{C,1}$ | $u_{U,1}$ |
|-----|-----------|----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| 余弦波 | $-u_{u0}$ | $u_{u0}$ | $-u_{u0}$ | $u_{u0}$  | $-u_{u0}$ | $u_{u0}$  |
| 等价  | $-u_B$    | $u_A$    | $-u_C$    | $u_B$     | $-u_A$    | $u_C$     |

根据表 6-1 和上节所述余弦交点法,可得到脉冲形成原理如下:

图 6-17 中 IC1 ~ IC12 是比较器,例如 IC1 将输出正弦信号和  $u_B$  进行比较,当  $u_0$  大于  $-u_B$  时输出高电平,该信号在 IC13 中相“与”产生 1 个驱动脉冲。由 IC13 ~ IC18 产生的 6 个驱动脉冲按图 6-18 的次序在脉冲分配器 PF 中分配到各个功率管上。假定  $u_{AB}$  为  $S_1$  的基准,由图可见,当  $S_1$  导通时必须给  $S_6$  同时施加导通脉冲,才能在负载中形成线电压  $u_{AB}$  被截取的部分(作为  $u_0$  的一部分)。由于交—交变频器按正弦调制,控制角相位是不固定的,图 6-18 仅用于说明脉冲之间的关系, $a$  相负组对应管的控制角可由式(6-21)得到, $b, c$  相信号可用  $a$  相控制角经分别段相  $120^\circ$  和  $240^\circ$  获得。

从电源电压直接获取余弦波,容易受到电源畸变和噪声电压的影响,采用滤波器会产生附加相移。采用锁相环技术可克服这种

缺点。

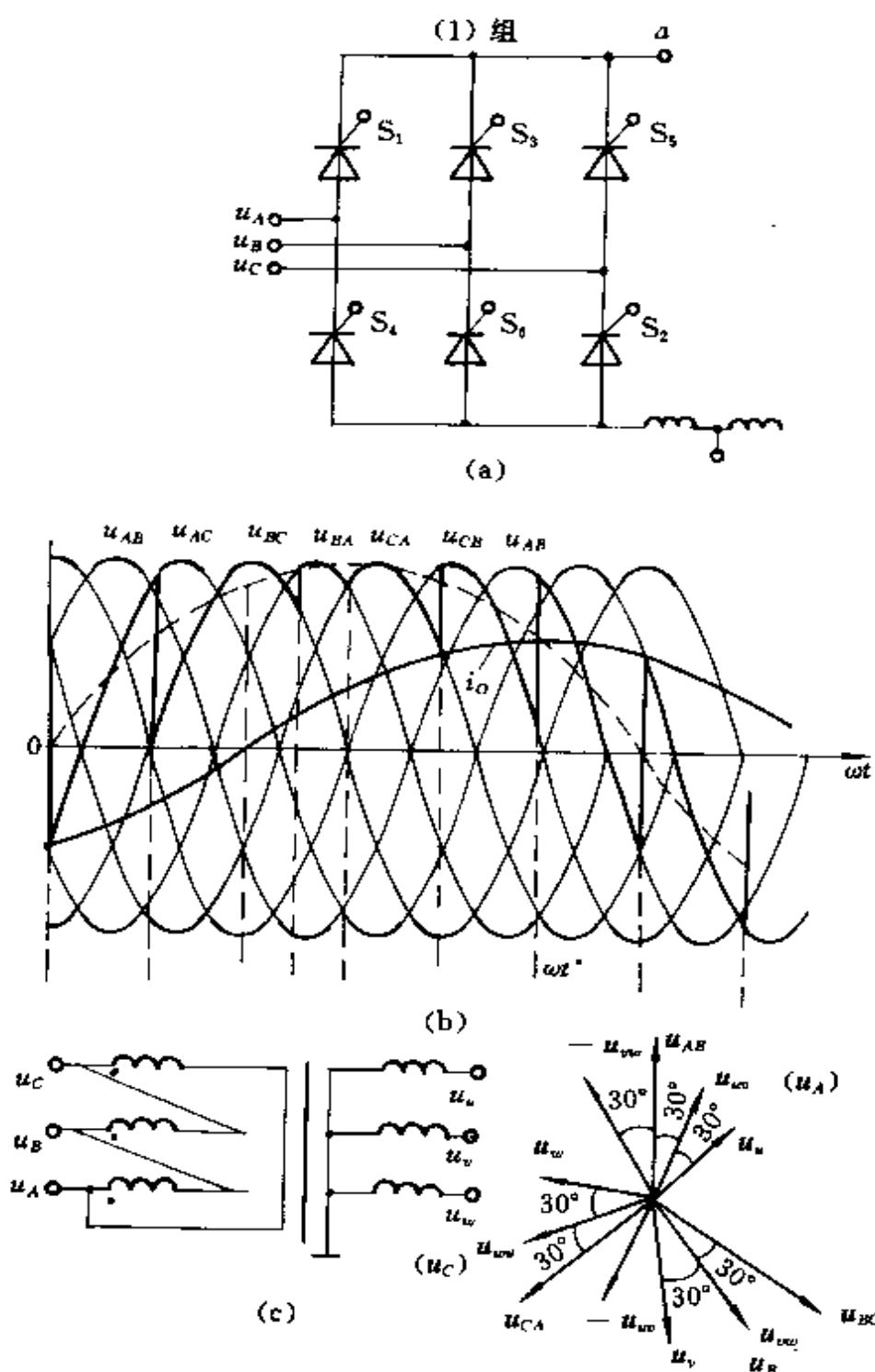


图 6-16 移相法应用说明

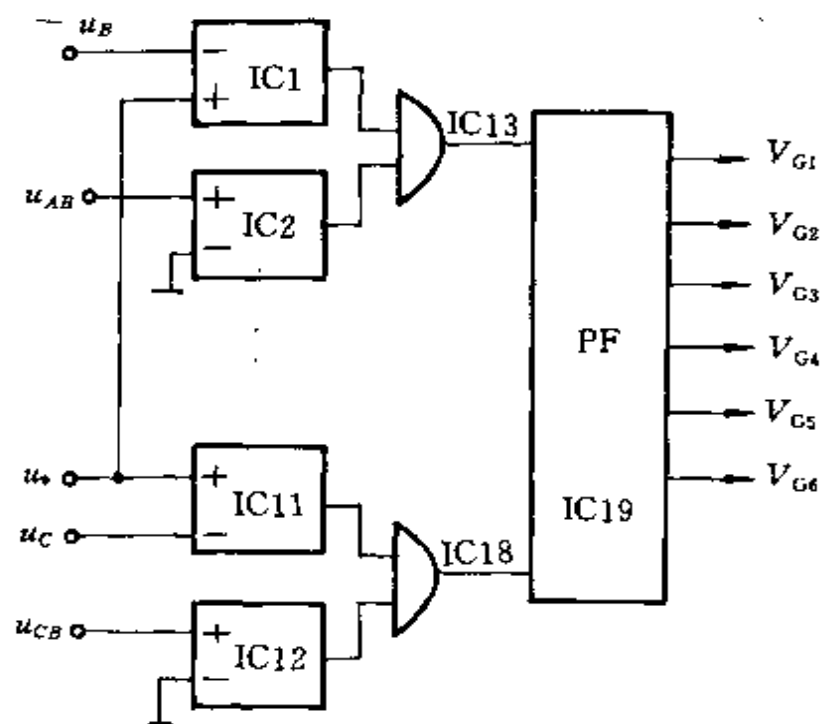


图 6-17 脉冲形成原理

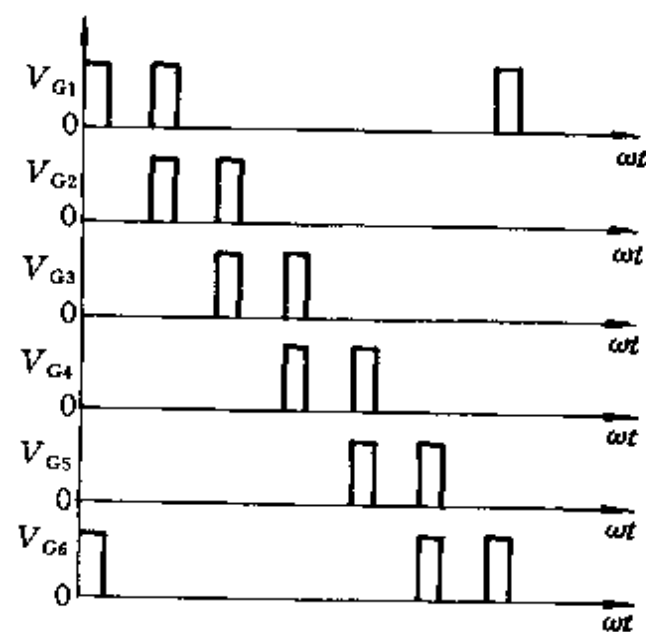


图 6-18 脉冲分配次序

### 3. 正弦波发生器

采用余弦交点法合成交—交变换器驱动脉冲,需要三相调幅调频的正弦波信号 $u_o$ ,产生这种信号有硬件电路实现及计算机生成等方法。硬件电路波形发生器的优点是速度快、波形直观,缺点是输出频率及幅度随温度会产生漂移误差。计算机生成的优点是控制线路简单、波形畸变小。本节分别对这两种方法作简单介绍。

(1) 集成波形发生器 英国 Exar 公司推出的波形发生器 XR2206,能够产生高质量的正弦波、方波及三角波信号。该芯片为 16 脚双列直插式封装,采用  $10 \sim 26\text{ V}$  单电源供电,也可采用  $\pm 5\text{ V} \sim \pm 13\text{ V}$  的双电源供电。其频率可以从  $0.2\text{ Hz}$  至数百千赫。能在  $2000:1$  的范围内被扫描,也可对相位移及频率偏移进行锁定。当温度变化时,频率波动系数仅为  $20 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$  (百万分之二十),幅值波动相对变化率为  $1 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$ 。

图 6-19 为 XR2206 功能及引脚图。其核心单元是压控振荡器 (VCO),VCO 的主延时电容可外接于 5,6 脚之间,其取值范围在  $1\,000\text{ pF} \sim 100\text{ }\mu\text{F}$  之间。主延时电阻连接与电源负极与 7 脚(或 8 脚)之间,当 9 脚(频移键控 FSK)外加  $2\text{ V}$  以上的偏压或干脆开路时,接于 7 端的延时电阻起作用。当偏压低于  $1\text{ V}$  时,则 8 端的延时电阻有效,当电阻值取  $4 \sim 200\text{ k}\Omega$  之间时,具有最佳热稳定性和最小的正弦波失真。振荡波形的频率为

$$f_o = \frac{1}{RC} \quad (6-33)$$

当  $R$  量纲为欧姆、 $C$  量纲为法拉时, $f_o$  的量纲为赫兹。VCO 是一个电流控制的多谐振荡器,其延时电流受主延时电阻的控制,VCO 可产生线性斜坡函数,通过隔离二极管在 11 端可输出方波。

图 6-19 中 MS 类似于一个增益可控的差动放大器,其 2,3 两端可输出斜坡波形,3 端是高输出阻抗,而 2 端经电压跟随器隔离,输出阻抗仅为  $600\text{ }\Omega$  左右。13,14 端之间用于外接波形调节电阻,

用以直接调制 MS 输出信号的形状。15,16 端的信号用于控制 MS 输出波形的对称度。1 端为波形幅度和相位控制端,输出正弦波幅值(最大振幅)有效值为  $2\text{ V}$ ,则最大振幅为  $2\sqrt{2}\text{ V}$ 。

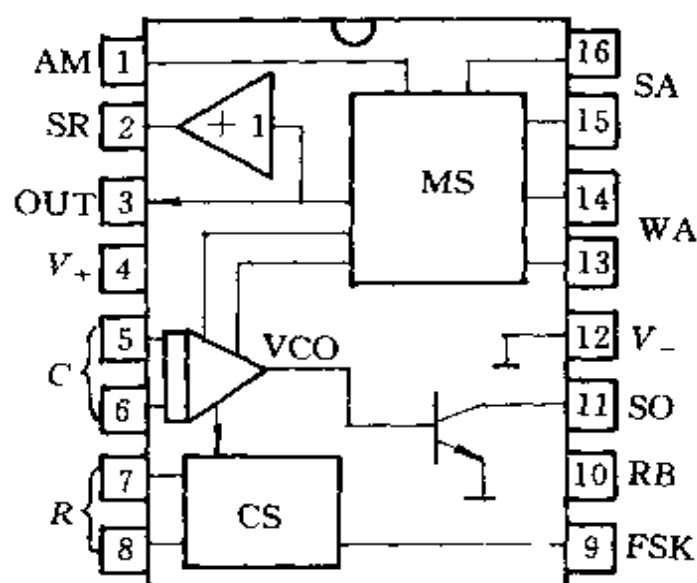


图 6-19 XR2206 引脚图

VCO 工作时,主延时电容首先通过主延时电阻线性充电,在 13,14 端开路时,在一个输出端产生线性上升的斜坡,而在另一输出端产生高电平;当斜坡波形达到一定电压值时,矩形电压输出端(11 脚)立即变为低电平,电容通过电阻立刻反向充电,从而产生一个线性下降的输出斜坡波形。周而复始,便可在 11 端输出方波,在 3,2 端均输出斜坡波形。

该电路产生正弦波的原理为,在 13,14(WA)端口接一个几百欧姆的可调电阻,则 MS 将按指数规律切断斜坡输出波形,就会在 2,3 端输出正弦波。经 SA 端口进行对称度调节可使波形失真小于 0.5%。

图 6-20 为 XR2206 为核心构成的调幅调频正弦波发生器。图中  $R + R_w$  为主延时电阻。 $C$  为主延时电容。当  $R = 2\text{ k}\Omega$ ,  $R_w =$

200 k $\Omega$ ,  $C = 22 \mu\text{F}$  时, 调节面板上电位计  $R_w$ , 可使输出频率在 0.24 ~ 23 Hz 之间变化。该频率完全适用交—交变频需要。幅度调节是将输出正弦经检频和  $u/f$  变换, 得到与输出频率成正比的电压, 将该电压加到 1 端进行波形幅度调节。电位计  $W_3$  用于电路 (与其他电路) 电平匹配, 该电路可输出零电压为中心的正负对称的正弦波, 该波形经移相  $120^\circ$  和  $240^\circ$  可产生  $b, c$  相, 以构成三相调幅、调频正弦波。

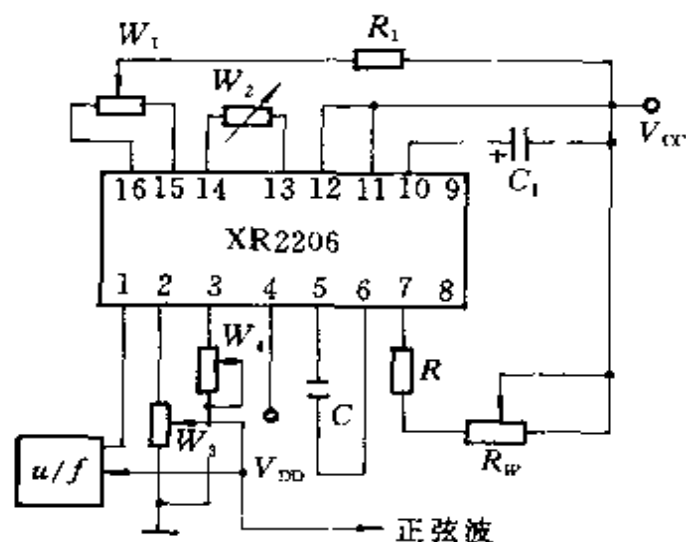


图 6-20 调频调幅正弦波发生器

图中电位计  $W_1$  用以调节正弦波波形对称度,  $W_2$  调节正弦波失真度。经  $W_1$  和  $W_2$  调节, 失真度可达 0.5%。 $W_3$  为调零电位计。在一般小功率且要求不太高的场合, 可用作交—交变频基准波形的产生。

(2) 正弦信号的计算机生成 用微处理器产生正弦信号, 采用纯算法或查表算法, 由于纯算法耗费机时, 动态响应慢。通常采用存入 1/4 周期正弦数据, 利用  $\sin\alpha = \sin(\pi - \alpha)$  的关系可得到  $90^\circ \sim 180^\circ$  的正弦波。将正向波形移相  $180^\circ$  并反相, 则可得到负半周波形。

交—交变频需要频率和幅度同时协调变化的正弦波,如果同时考虑两个因素,就会使问题复杂化。例如,为了获得较小的失真度,在正弦波曲线上每隔 0.1 度采样一个点,则 1/4 周期即需存储 900 个点,如果对调制比  $\lambda_m$  采用 1/380 分度(即将 0~1 之间分为 380 等份,每等份对应输出电压 1 V),将需要存入 342 000 个正弦波值,这将需要占有大量的内存(EPROM)空间。

考察一个幅值为 1 的单位正弦曲线如图 6-21 所示。图中两条曲线的幅值均为 1。假定  $t_1$  时刻交—交变频器输出电压的频率为  $f_{o1}$ ,则对应曲线为

$$u_1 = \sin \omega_{o1} t_1 \quad (6-34)$$

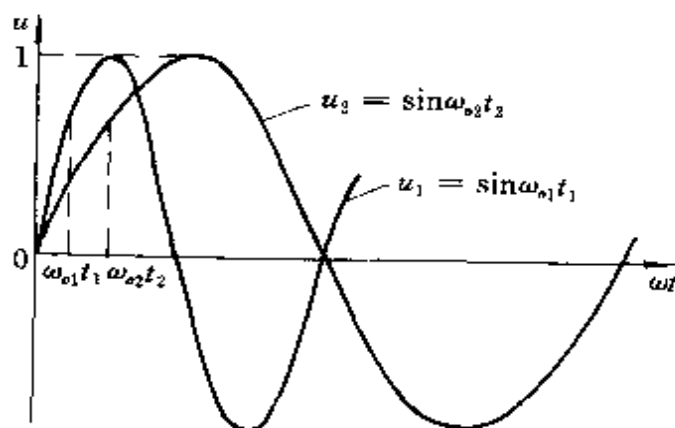


图 6-21 单位正弦曲线

在已知  $t_2$  时刻输出电压频率为  $f_{o2}$ ,则对应曲线为

$$u_2 = \sin \omega_{o2} t_2 \quad (6-35)$$

在已知  $t_1$  时刻运行频率  $f_{o1}$  和周期 ( $T_1 = 2\pi/f_{o1}$ ) 情况下,输入  $t_2$  时刻所需的运行频率,根据等相位点具有相等正弦值这一特点,即在同一相位处。即

$$\sin \omega_{o1} t_1 = \sin \omega_{o2} t_2 \quad (6-36)$$

则可得到

$$2\pi f_{o1} t_1 = 2\pi f_{o2} t_2 \quad (6-37)$$



即

$$\frac{t_1}{t_2} = \frac{f_{02}}{f_{01}} = \frac{T_{01}}{T_{02}} \quad (6-38)$$

式中  $f_{01}$  为输入存储器 EPROM 的基准正弦频率, 对应周期为  $T_{01}$ ,  $f_{02}$  为当前需运行频率(由外部指令输入), 根据  $f_{02}$  可计算出  $T_{02}$ 。则不同频率但同相位处正弦值输出时间可由下式计算获得

$$t_2 = \frac{T_{02}}{T_{01}} t_1 \quad (6-39)$$

例如, EPROM 中存储曲线频率为  $4\pi \text{ Hz}$  时, 对应周期为  $\frac{1}{4\pi} \text{ s}$ , 在相位为  $\theta = \frac{\pi}{3}$  处, 计算机定时器时间为  $t_1 = \frac{\theta}{\omega_{01}} \text{ s}$ , 即  $\frac{1}{24\pi} \text{ s}$ 。

如果交—交变频器需降速(降频)运行, 外部输入指令变为  $2\pi \text{ Hz}$ , 则在同—相位  $\theta = \frac{\pi}{3}$  处正弦值可由式(6-39)求得

$$t_2 = \frac{1/2\pi}{1/4\pi} \times \frac{1}{24\pi} = \frac{1}{12\pi} \text{ s} \quad (6-40)$$

式(6-40)的计算表明, 一旦变频信号指令被输入计算机, 首先由 EPROM 中按顺序编号取出  $\theta$  处的  $\sin$  函数值, 改变该函数值在时间上的位置, 即可获得新频率下正弦曲线在  $\theta$  相位的值, 利用 CPU 中定时器改变定时时间为  $t_2 = \frac{1}{12\pi}$  再输出  $\theta = \frac{\pi}{3}$  处正弦值即可。在计算机正弦信号生成中, 如果存入  $\theta_i$  个 ( $i = 1, \dots, 900$ ) 相位的函数值, 则对应  $t_{01i}$  个时间, 该组定时值作为基准, 变频信号给定后即可按式(6-39)计算出  $t_{02i}$  个新的定时器时间, 在输出接口上得到一条变频(单位幅值)新曲线。由上述分析可见, 这种方法存数少, 计算异常简单。变幅功能可采用模拟乘法器加以完成, 此处不再详述。上述正弦波生成方法也可用于电压闭环控制或转速闭环控制、 $f/u$  转换和电压频率协调控制。计算及波形生成用一片 8096

芯片即可完成。

#### 6.2.4 相控式交—交变换器谐波及功率因数

对于采用线路换流的相控式交—交变换器,其输出波形为输入电网不同波头整流波组成,其基波频率为  $f_0$  的正弦波。显然,这种变换器输出波形将包含大量谐波,其典型方式为输入频率的 3 倍频形式的边带分量,即  $3nf_1 \pm jf_0$ ,对于无环流三相半波,  $n = 1, 2, 3, j = 1, 2, \dots, 8, \dots$  对于 36 开关的桥式电路,  $n = 2, 4, 6, j = 1, 3, 5, \dots$  一般说来,输出波形中复杂的谐波分量是受到多种因数的影响而造成的。例如,输出波形中包含输入波头个数愈多,即输出频率愈低,谐波分量愈小。式(6-25)定义的调制比  $\lambda_m$  愈大,谐波分量也会下降,但  $\lambda_m$  受负载工况限制,同样不能作为控制谐波的参数。负载的功率因数,变换器中电流是连续导通还是断续导通,换流重叠效应、反馈控制方法都会影响到输出电压谐波。由于其分布频谱是可知的,对特定频段用傅氏级数有针对性的分析研究将有助于系统设计。由于随着输出电压频率上升而使每周期波头数减少,谐波分量将急剧增加,所以,相控交—交变换器输出频率一般限制在输入电压频率的 1/3 以下,从而限制了其应用范围。

交—交变换器偏移因数(定义参看第3章)为  $\lambda_m / (1 + 2j/\pi(1 + \varphi \tan \varphi))$ 。表明无论对滞后或超前功率因数  $\varphi$  的负载,变换器输入端都需要滞后无功电流。这是由于控制角在输出电压一个周期中按正弦规律变化,其平均控制角不为零。即使是  $\lambda_m = 1, \varphi = 0$  情况下,最大偏移因数也只有  $1 / \sqrt{1^2 + (2/\pi)^2} = 0.843$ 。当  $\lambda_m < 1$  且  $\varphi > 30^\circ$  时,变换器对电网功率因数是非常差的,这又构成了一种应用限制。

### 6.3 矩阵式(PWM)交—交变换器

为了克服相控式交—交变换器谐波分量大、输出频率低等缺点,80年代初 Venturini 就对 Gyugyi 和 Pelly 提出的矩阵变换器进行了研究和完善。提出采用全控型自关断功率器件代替相控交—交变换器中的晶闸管,采用高频 PWM 波形对功率器件进行控制,从而构成矩阵式交—交变换器。它的主要优点是:输出频率可达到  $0 \sim 200 \text{ Hz}$ ;输出电压和电流谐波分量小;不需要直流环节和无源(储能)器件;输入功率因数可以控制到 1 以及超前或滞后;针对原始矩阵式变换器最大输出电压为输入电压的  $\frac{\sqrt{3}}{2}$  这一缺点,不少文献提出了新的控制方法,使其达到了 0.95 以上。本节将主要介绍矩阵式变换器的基本结构和几种高性能的控制方法。

#### 6.3.1 矩阵式交—交变换器基本电路

矩阵式交—交变换器电路拓扑如图 6-22 所示。图中  $L, C$  为电网电源侧交流滤波器,在采用 PWM 控制后,  $L, C$  数值可以很小或可没有,图中的功率开关  $S_{11} \sim S_{33}$  的每一个都具有双向性且都具有自关断功能。

图 6-22 中  $V_1, V_2, V_3$  分别为输入线电压  $u_{AB}, u_{BC}$  和  $u_{CA}$ ;  $i_1, i_2$  和  $i_3$  为输入线电流。 $V_{O1}, V_{O2}, V_{O3}$  为输出线电压  $u_{ab}, u_{bc}, u_{ca}$ ;  $i_{O1}, i_{O2}, i_{O3}$  为对应的输出线电流。 $L_o$  和  $C_o$  组成输出三相交流滤波器,在感性负载(例如交流同步、异步感应电动机等)情况下,可以不需要输出滤波器,而利用负载电感即可获得正弦电流。

双向开关可采用门极可关断晶闸管 GTO、双极型功率晶体管 GTR、静电感应晶闸管 SIT 等全控型双极型功率半导体器件。图 6-23 给出了几种器件反并联的图形。图(b)和(c)为功率晶体管。

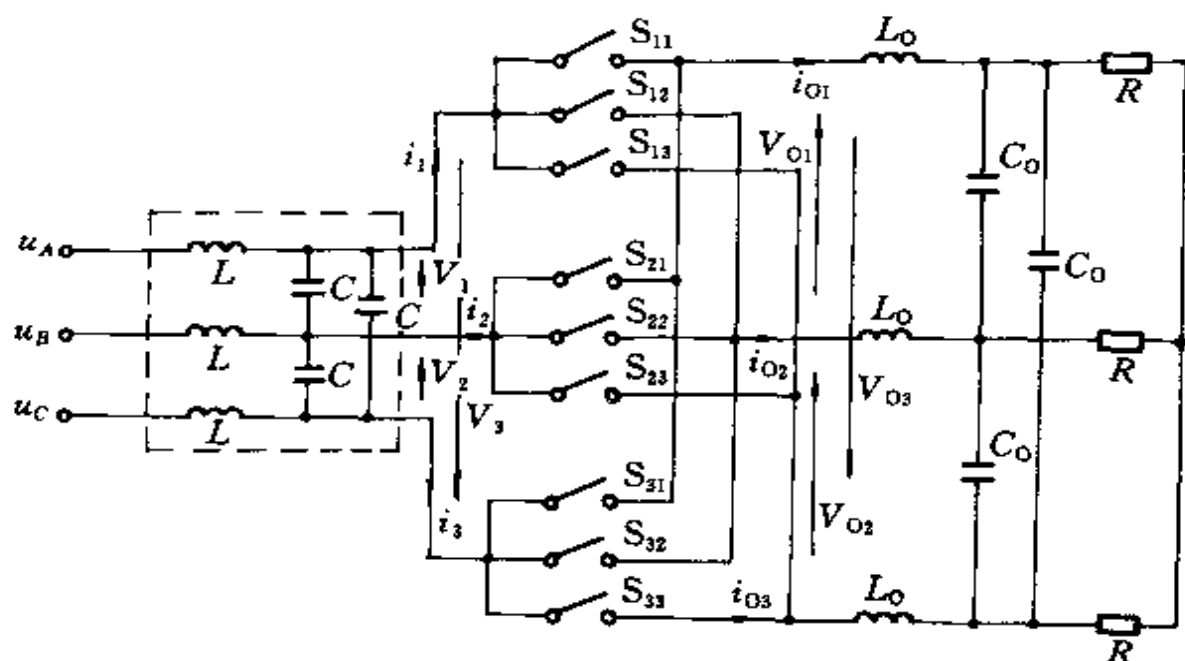


图 6-22 9 个双向开关的交 - 交变换器主电路

GTR 作为双向功率开关可有两种连接形式。图 6-23(b) 为共发射极接法。二极管为 GTR 的体内二极管。图(c) 中 GTR 顺极性连接,  $D_3$  和  $D_4$  为每个 GTR 的体内二极管,  $D_1$  和  $D_2$  为外接二极管, 其目的是为正反向电流提供通路。

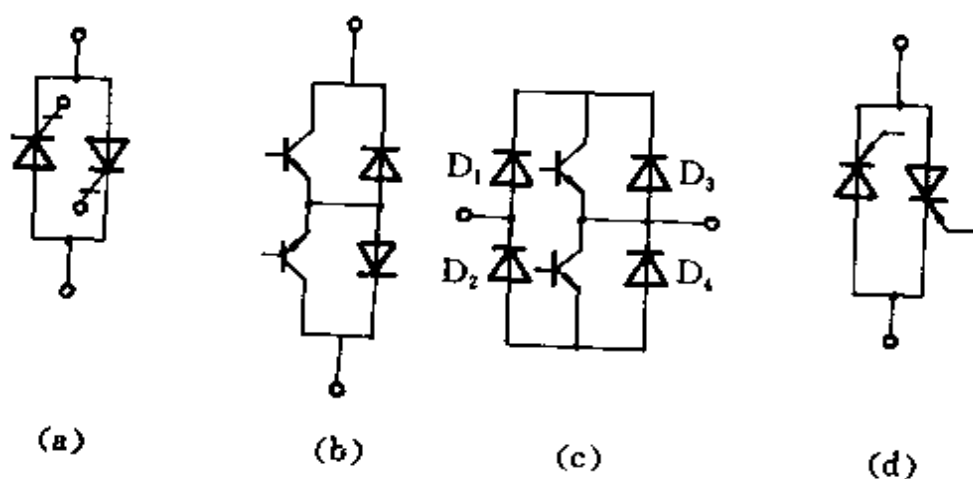


图 6-23 双极性器件的反并联

对图 6-22 去掉输入、输出滤波器, 就交 - 交变换器功率开关

构成的电路拓扑,可以改画成图 6-24 所示的矩阵结构。该图表明,如果根据各个开关占空比构成一个运算矩阵的元素组,则可用各种控制方法进行变换运算。

图 6-22 所示的矩阵式交—交变换器,根据控制方法的不同,可构成仅改变幅度,不改变频率的 PWM 控制正弦波调压器,也可构成变幅变频的交—交变频器。后面各小节将分别介绍矩阵变换器的不同用途。

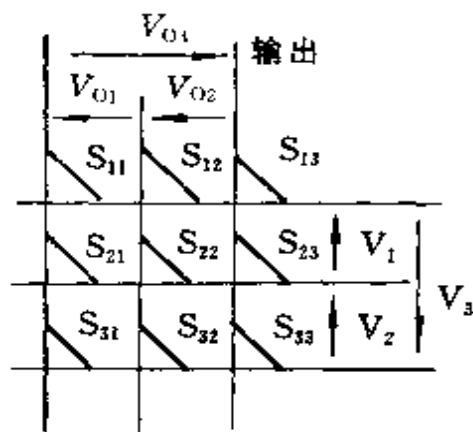


图 6-24 矩阵开关拓扑

### 6.3.2 矩阵式正弦波调压器

为了从电网电源(或变压器二次侧交流电源)获得可调幅度的三相对称正弦波电源。过去应用电压型方波逆变器与可控整流配合,在其输出波形中含有大量谐波分量,因而要采用大尺寸的滤波电感和滤波电容,系统非常复杂。采用图 6-22 矩阵变换器,采用具有输入不平衡补偿的控制方式,对于输入三相不平衡电压,可通过矩阵运算进行补偿控制,在输出端获得三相平衡可调幅正弦波电压。由于矩阵变换器用 PWM 驱动方式,输入输出需要很小的滤波器( $L, C$ ),波形品质因数好。

#### 1. 控制原理推导

非平衡三相输入电压可用矩阵形式表达为

$$\mathbf{V} = [V_1 \angle \theta_1 \quad V_2 \angle \theta_2 \quad V_3 \angle \theta_3]^T \quad (6-41)$$

式中  $V_1, V_2, V_3$  为幅值,  $\theta_1, \theta_2, \theta_3$  为与其对应的相角。

由于三相输入电压不平衡,为了能采用时间—相量法进行分析,可以采用时间相量对称法将三相不对称运算参数用三组对称的新变量去替代,将不对称的系统分解为三个三相对称系统,即零

序、逆序和正序系统。引入复变量算子

$$\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2}j \quad (6-42)$$

定义零序对称分量为  $V_{01}$ , 逆序对称分量为  $V_{n1}$ , 正序对称分量为  $V_{p1}$ , 则可将  $V_{01}$ ,  $V_{n1}$ ,  $V_{p1}$  用  $V_1$ ,  $V_2$  和  $V_3$  表示出来。根据复数分量变换原理可得

$$\begin{bmatrix} V_{01} \\ V_{p1} \\ V_{n1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (6-43)$$

将式(6-43)展开有

$$\left. \begin{aligned} V_{01} &= \frac{1}{3}(V_1 + V_2 + V_3) \\ V_{p1} &= \frac{1}{3}(V_1 + \alpha V_2 + \alpha^2 V_3) \\ V_{n1} &= \frac{1}{3}(V_1 + \alpha^2 V_2 + \alpha V_3) \end{aligned} \right\} \quad (6-44)$$

由于根据复数变换定义将电压矢量  $V$  分解为三个电压分量, 定义零序、正序、负序电压分量的相角分别为  $\beta_0$ ,  $\beta_1$ ,  $\beta_2$  则式(6-41)可改写为

$$V = V_{01} \begin{bmatrix} 1 \angle \beta_0 \\ 1 \angle \beta_0 \\ 1 \angle \beta_0 \end{bmatrix} + V_{p1} \begin{bmatrix} 1 \angle \beta_1 \\ 1 \angle [\beta_1 + 2(\frac{2\pi}{3})] \\ 1 \angle (\beta_1 + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} +$$

$$V_{n1} \begin{bmatrix} 1 \angle \beta_2 \\ 1 \angle (\beta_2 + \frac{2\pi}{3}) \\ 1 \angle [\beta_2 + 2(\frac{2\pi}{3})] \end{bmatrix} \quad (6-45)$$

由于图6-22矩阵变换器中没有零序电流的通路,因而可忽略零序分量,式(6-45)可缩写为

$$V = V_p + V_n \quad (6-46)$$

式(6-46)中  $V_p$  和  $V_n$  即为正序分量和逆序分量,从而达到了用对称新变量去表达不对称变量的目的。可以证明,对于对称变量,存在一个变换矩阵  $F_s$ ,可以把一组平衡的输入电压,独立变换成一组期望输出可控的平衡电压。

定义

$$V_O = F_s \cdot V \quad (6-47)$$

式中  $V$  为输入不可控平衡多相电源,  $V_O$  为输出可控平衡多相电源,  $F_s$  为变换矩阵。

同理,假定输出电流无纹波,则可用下式表示输入电流为

$$I = F_s^T \cdot I_O \quad (6-48)$$

式中  $I$  为输入平衡多相电源电流,  $I_O$  为输出多相平衡负载电流,  $F_s^T$  为  $F_s$  的变换矩阵。将方程(6-46)和(6-47)联立求解并考虑到忽略了零序分量则可得

$$V_O = F_s(V_p + V_n) = F_s \cdot V_p + F_s \cdot V_n \quad (6-49)$$

如果把变换矩阵  $F_s$  划分成正序变换阵  $F_{sp}$  和负序变换阵  $F_{sn}$ , 则可将(6-49)改写为

$$V_O = (F_{sp} + F_{sn})V_p + (F_{sp} + F_{sn}) \cdot V_n \quad (6-50)$$

将方程(6-50)展开重组可得

$$V_O = [F_{sp} \cdot V_p + F_{sn}V_n] + [F_{sp} \cdot V_n + F_{sn}V_p] \quad (6-51)$$

即

$$V_O = V_{Op} + V_{On} \quad (6-52)$$

式中  $V_{Op}$  代表期望的输出电压矢量,  $V_{On}$  代表不期望的输出电压矢量。

为了在给定多相输入不平衡电压  $V$  作用下, 输出波形中仅含  $V_{Op}$  项。由方程(6-51)右边第一项看, 必须选择矩阵  $F_{sp}$  和  $F_{sn}$ , 使变换序列(正序分量  $V_p$  和负序分量  $V_n$ )与  $F_{sp}, F_{sn}$  代数和等于  $V_{Op}$ 。由式(6-51)右边第二项看,  $F_{sp}$  和  $F_{sn}$  必须使首二项为零。在工程上称  $F_{sp}$  和  $F_{sn}$  为循环矩阵, 这就是为什么称图 6-22 为矩阵式交—交变换器的原因。

为了将式(6-52)简化为

$$V_O = V_{Op} \quad (6-53)$$

对于三相不平衡输入电压  $V = V_p + V_n$ , 期望循环矩阵的一般形式为

$$F_{sh} = f_{sh} \begin{bmatrix} \cos \varphi_h & \cos(\varphi_h - h \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\varphi_h + \frac{2\pi}{3}) & \cos[\varphi_h - h(\frac{2\pi}{3}) + \frac{2\pi}{3}] \\ \cos[\varphi_h + 2(\frac{2\pi}{3})] & \cos[\varphi_h - h(\frac{2\pi}{3}) + 2(\frac{2\pi}{3})] \\ \cos[\varphi_h - 2h(\frac{2\pi}{3})] \\ \cos[\varphi_h - 2h(\frac{2\pi}{3}) + \frac{2\pi}{3}] \\ \cos[\varphi_h - h(\frac{2\pi}{3}) + \frac{2\pi}{3}] \end{bmatrix} \quad (6-54)$$

上式中对正序变换阵  $F_{sp}$ ,  $h=1$ ; 对负序变换阵  $F_{sn}$ ,  $h=2$ ;  $f_{sh}$  为任意标量;  $\varphi_h$  为任意角。

将上述条件代入(6-54), 可得到正序分量变换阵  $F_{sp} = F_{s1}$  为



$$\mathbf{F}_{s1} = f_{s1} \begin{bmatrix} \cos\varphi_1 & \cos(\varphi_1 - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\varphi_1 + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\varphi_1 + \frac{2\pi}{3}) & \cos\varphi_1 & \cos(\varphi_1 - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\varphi_1 - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\varphi_1 + \frac{2\pi}{3}) & \cos\varphi_1 \end{bmatrix} \quad (6-55)$$

负序分量变换阵  $\mathbf{F}_{sn} = \mathbf{F}_{s2}$  为

$$\mathbf{F}_{s2} = f_{s2} \begin{bmatrix} \cos\varphi_2 & \cos(\varphi_2 + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\varphi_2 - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\varphi_2 + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\varphi_2 - \frac{2\pi}{3}) & \cos\varphi_2 \\ \cos(\varphi_2 - \frac{2\pi}{3}) & \cos\varphi_2 & \cos(\varphi_2 + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (6-56)$$

上述期望的循环矩阵(6-54)~(6-56)只能使

$$\mathbf{V}_{Op} = \mathbf{F}_{sp}\mathbf{V}_p + \mathbf{F}_{sn}\mathbf{V}_n = \mathbf{F}_{s1}\mathbf{V}_p + \mathbf{F}_{s2}\mathbf{V}_n \quad (6-57)$$

的条件成立,为了使

$$\mathbf{V}_{On} = \mathbf{F}_{sp}\mathbf{V}_n + \mathbf{F}_{sn}\mathbf{V}_p = 0 \quad (6-58)$$

把方程(6-45)、(6-55)、(6-56)代入(6-57)和(6-58)中,经过数学变换和处理可得到满足  $\mathbf{V}_{On} = 0$  的条件为

$$\varphi_1 + \beta_2 = \varphi_2 + \beta_1$$

$$\text{或改写为} \quad \varphi_1 - \beta_1 = \varphi_2 - \beta_2 = \theta_0 \quad (6-59)$$

$$f_{s1} \cdot V_{n1} = -f_{s2} \cdot V_{p1}$$

$$\text{或改写为} \quad f_{s2} = -\frac{V_{n1}}{V_{p1}} f_{s1} \quad (6-60)$$

式(6-59)中  $\theta_0$  为相对于式(6-41)中参考相位  $\theta_1$  的可控输出电压  $V_o$  的相移;  $\beta_1$  和  $\beta_2$ ,  $V_{p1}$  和  $V_{n1}$  分别是  $V_p$  和  $V_n$  的相位和幅值。将方程(6-59)和(6-60)移项后代入方程(6-55)和(6-56)可得

$$\mathbf{F}_s = \mathbf{F}_{s1} + \mathbf{F}_{s2} \quad (6-61)$$

即

$$F_s = f_{s1} \begin{bmatrix} \cos(\beta_1 + \theta_0) & \cos(\beta_1 + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\beta_1 + \theta_0 + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\beta_1 + \theta_0 + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\beta_1 + \theta_0) & \cos(\beta_0 + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\beta_1 + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\beta_1 + \theta_0 + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\beta_1 + \theta_0) \end{bmatrix} -$$

$$\frac{V_{n1}}{V_{p1}} f_{s1} \begin{bmatrix} \cos(\beta_2 + \theta_0) & \cos(\beta_2 + \theta_0 + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\beta_2 + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\beta_2 + \theta_0 + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\beta_2 + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\beta_2 + \theta_0) \\ \cos(\beta_2 + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\beta_2 + \theta_0) & \cos(\beta_2 + \theta_0 + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (6-62)$$

将方程(6-45)和(6-62)代入方程(6-53)中,得

$$\mathbf{V}_O = \begin{bmatrix} V_{o1} \angle \theta_{o1} \\ V_{o2} \angle \theta_{o2} \\ V_{o3} \angle \theta_{o3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{o1} \angle \theta_0 \\ V_{o2} \angle (\theta_0 + \frac{2\pi}{3}) \\ V_{o3} \angle (\theta_0 + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (6-63)$$

式中

$$V_{o1} = V_{o2} = V_{o3} = 3f_{s1}V_{p1}(1 - K_b^2) \quad (6-64)$$

为了获得最大输出增益,令  $\theta_0 = \theta_1$ ,将此条件和方程(6-64)代入(6-63)中得

$$\mathbf{V}_O = 3f_{s1}V_{p1}(1 - K_b^2) \begin{bmatrix} V_{o1} \angle \theta_1 \\ V_{o2} \angle (\theta_1 + \frac{2\pi}{3}) \\ V_{o3} \angle (\theta_1 + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (6-65)$$

式(6-64)和式(6-65)中

$$K_b = \frac{V_o}{V_p} = \frac{V_{o1}}{V_{p1}} \quad (6-66)$$

方程(6-65)给出了平衡输出电压 $V_0$ 与非平衡输出电压 $V$ 之间的关系,(该关系隐含在 $V_{p1}, \theta_1$ ,和式(6-66)中。

## 2. 控制方程的工程实现

该控制方法的特殊目的,是要对输入的不平衡电压,经过方程(6-57)和(6-58)转换,使矩阵变换器输出端获得一组平衡输出电压 $V_0$ 。为达到这一目的,必须使用按通断模式工作的功率半导体开关阵列来实现。由此可见,形成开关模式的变换器必须要有和方程(6-62)的矩阵元素同样多的功率开关。因此,矩阵变换器(图6-22)中有9个正向开关和9个负向开关。这里因为电压和电流是交变的,所以功率开关必须按图6-23并联为双向的。控制方程的工程实现,就是确定方程(6-62)中矩阵 $F_s$ 元素的过程。由于方程(6-62)是把非平衡三相输入电压变为平衡三相输入电压的控制矩阵 $F_s$ ,定性地证明了交—交变换器开关数目应等于 $F_s$ 元素的数目。因此, $F_s$ 元素的数量值(通过适当换算)代表了变换器中各个功率开关的占空比 $K_{ij}$ 。由于采用三相交流网侧电压供电(或变压器二次电压),假定输入相间不会短路,输出端负载不产生开路。定义图6-22中功率开关 $S_{ij}$ 的开关函数为

$$S_{ij}(\omega_s t) = \begin{cases} 1 & S_{ij} \text{ 闭合} \\ 0 & S_{ij} \text{ 断开} \end{cases} \quad (6-67)$$

式中  $i=1,2,3$  为主电路对应矩阵方程(6-61)的列下标,  $j=1,2,3$  为主电路对应矩阵方程的行下标,  $\omega_s$  为开关角频率  $\omega_s = 2\pi f_s$ 。因有

$$f_s = \frac{1}{T_s} \quad (6-68)$$

式中  $f_s$  为开关频率;  $T_s$  为开关周期。开关的约束条件可表达为

$$\sum_{i=1}^3 S_{ij} = 1 \quad (j=1,2,3) \quad (6-69)$$

根据方程(6-67)~(6-69),可以构造获得触发信号的补偿占空

比矩阵。根据方程(6-62),首先从方程(6-63)和(6-65)中计算出  $V_{p1}$  和  $V_{n1}$  及  $\beta_1$  和  $\beta_2$  的值,而且以  $\theta_1$  作为参考相量。为了获得最大增益令

$$\theta_1 = 0, \text{ 则 } \theta_0 = 0 \quad (6-70)$$

将方程(6-62)写成

$$F_s = f_{s1} \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} - \frac{V_{n1}}{V_{p1}} f_{s1} \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & b_{13} \\ b_{21} & b_{22} & b_{23} \\ b_{31} & b_{32} & b_{33} \end{bmatrix} \quad (6-71)$$

因为  $f_{s1}$  为任意标量,令  $f_{s1} = 1$ ,则方程(6-71)可简化为

$$F_s = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} \\ C_{31} & C_{32} & C_{33} \end{bmatrix} \quad (6-72)$$

式中  $C_{ij} = a_{ij} + \frac{V_{n1}}{V_{p1}} b_{ij}$ 。

引入方程(6-69)的约束条件,可得到占空比矩阵

$$K = \lambda_m \begin{bmatrix} K_{11} & K_{12} & K_{13} \\ K_{21} & K_{22} & K_{23} \\ K_{31} & K_{32} & K_{33} \end{bmatrix} \quad (6-73)$$

$$\text{式中 } K_{ij} = \frac{C_{ij} - |F_s|_{\min}}{\left| \sum_{j=1}^3 C_{ij} \right|_{\max}} \quad (6-74)$$

式中  $|F_s|_{\min}$  为矩阵  $F_s$  中的最小元素;  $\left| \sum_{j=1}^3 C_{ij} \right|_{\max}$  为矩阵方程(6-62)中每行之和中最大一行的和。

式中  $i, j$  分别为  $1, 2, 3$ ,  $\lambda_m$  为调压比。

这种正弦波调压器的控制框图如图 6-25 所示。

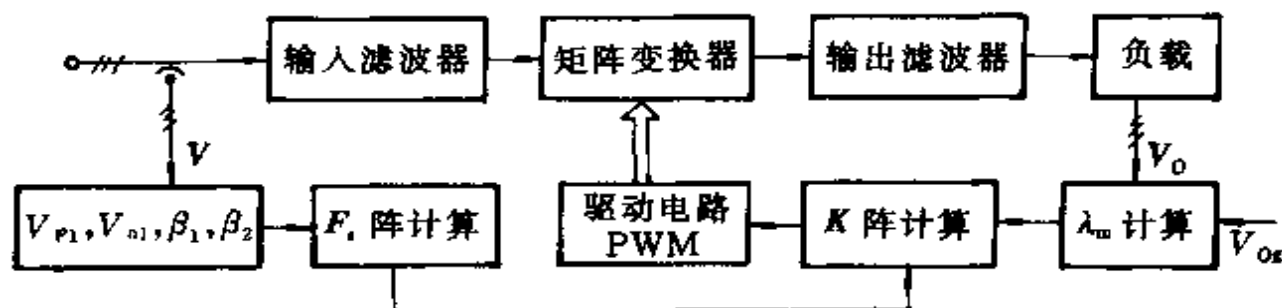


图 6-25 矩阵式正弦波调压器控制原理图

图中  $V_{pi}, V_{oi}, \beta_1, \beta_2$  可根据公式 (6-43) 和 (6-45) 进行计算。 $F_s$  矩阵诸元素可根据式 (6-72) 计算,  $K$  矩阵诸元可根据式 (6-74) 计算。 $\lambda_m$  根据设定电压  $V_{og}$  和反馈电压  $V_o = [V_a V_b V_c]^T$  进行闭环控制。

采用 PWM 方式工作波形直接由占空比矩阵  $K$  给出, 当主电路采用 GTR 时, 开关频率可在  $1 \sim 3 \text{ kHz}$  之间选择。

### 6.3.3 矩阵式变频器控制方式

矩阵式交—交变频器可采用基于坐标变换的实时控制方法, 使输出获得调幅、调频的正弦电压。十几年来已开发出各种不同的控制方式。本节主要介绍一种采用输入线电压瞬时值进行控制的控制方式, 这种方法的突出特点是物理概念明确, 可对输入电压不对称和波形畸变进行补偿控制。

#### 1. 控制原理

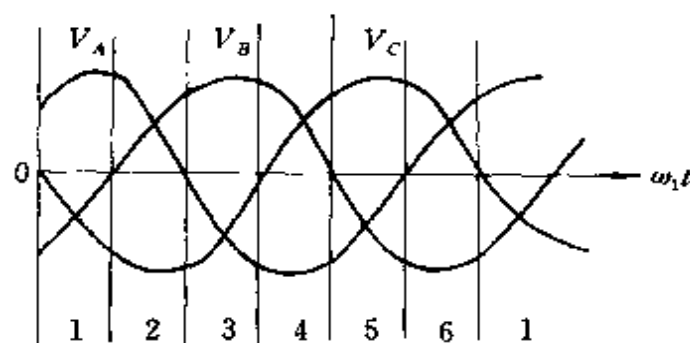
对图 6-22 所示 9 开关矩阵式交—交变换器, 已知输入电压为

$$\mathbf{V}_1 = \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = V_{1m} \begin{bmatrix} \cos \omega_1 t \\ \cos(\omega_1 t - 120^\circ) \\ \cos(\omega_1 t + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (6-75)$$

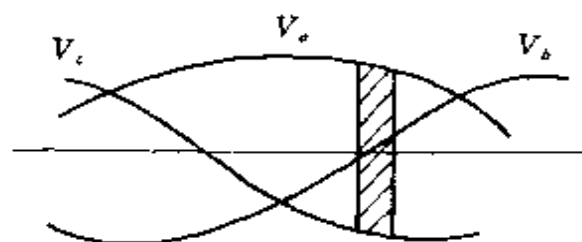
输入滤波器输出端电压矢量

$$\mathbf{V}_O = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = V \begin{bmatrix} \cos(\omega_1 t - \delta) \\ \cos(\omega_1 t - 120^\circ - \delta) \\ \cos(\omega_1 t + 120^\circ - \delta) \end{bmatrix} \quad (6-76)$$

上两式中  $V_{1m}$  和  $V$  分别为  $V_i$  和  $V_O$  的幅值,  $\delta$  为输入滤波器产生的相移。当采用 PWM 控制模式时, 输入滤波器均为小参数, 在分析中可忽略其影响。可以用交-交变频器输出相电压  $V_a, V_b, V_c$  以及输入电压  $V_A, V_B, V_C$  的确定值来控制矩阵变换器中每个开关的运行状态。把输入相电压的一个周期划分为 6 等份, 其波形如图 6-26(a) 所示, 图 6-26(b) 为输出电压波形。



(a)



(b)

图 6-26 矩阵变频器输入输出电压波形

假定输出电压的幅值和频率已由面板设定, 则对应一个采样周期(图 6-26(b) 中阴影部分, 图(a) 中第 1 段)输出相电压  $V_a, V_b, V_c$  则具有确定的值。将该采样周期的输出线电压用输入线电

压表达为

$$V_{ab} = a_{12}V_{AB} + a_{23}V_{BC} + a_{31}V_{CA} \quad (6-77)$$

$$V_{ac} = b_{12}V_{AB} + b_{23}V_{BC} + b_{31}V_{CA} \quad (6-78)$$

式中  $a_{12}, a_{23}, a_{31}, b_{12}, b_{23}, b_{31}$  为  $V_{AB}, V_{BC}, V_{CA}$  的占空系数, 即采样周期内的输出电压。

由图 6-26(b) 可见, 占空系数的值与输入电压成正比, 这就是说在每相内每个开关的导通时间与输入该开关的电压大小成正比。因此可以将式(6-77)和(6-78)中占空系数写作

$$\left. \begin{aligned} a_{12} &= K_1 V_{AB} \\ a_{23} &= K_1 V_{BC} \\ a_{31} &= K_1 V_{CA} \\ a_{12} &= K_2 V_{AB} \\ a_{23} &= K_2 V_{BC} \\ a_{31} &= K_2 V_{CA} \end{aligned} \right\} \quad (6-79)$$

式中  $K_1, K_2$  是与输出电要求一致的系数。将方程(6-79)代入方程(6-77)和(6-78)中, 可得到

$$V_{ab} = K_1(V_{AB}^2 + V_{BC}^2 + V_{CA}^2) \quad (6-80)$$

$$V_{ac} = K_2(V_{AB}^2 + V_{BC}^2 + V_{CA}^2) \quad (6-81)$$

再把方程(6-79)代入方程(6-80)、(6-81)中并消除  $K_1$  和  $K_2$ , 可得到用输入线电压和输出线电压表达的占空系数为

$$a_{12} = \frac{V_{AB}V_{ab}}{V_{AB}^2 + V_{BC}^2 + V_{CA}^2} \quad (6-82)$$

$$b_{12} = \frac{V_{AB}V_{ac}}{V_{AB}^2 + V_{BC}^2 + V_{CA}^2} \quad (6-83)$$

$$a_{23} = \frac{V_{BC}V_{ab}}{V_{AB}^2 + V_{BC}^2 + V_{CA}^2} \quad (6-84)$$

$$b_{23} = \frac{V_{BC}V_{ac}}{V_{AB}^2 + V_{BC}^2 + V_{CA}^2} \quad (6-85)$$

$$a_{31} = \frac{V_{CA}V_{ab}}{V_{AB}^2 + V_{BC}^2 + V_{CA}^2} \quad (6-86)$$

$$b_{31} = \frac{V_{CA}V_{ac}}{V_{AB}^2 + V_{BC}^2 + V_{CA}^2} \quad (6-87)$$

公式(6-82)~(6-87)建立起了图6-26(a)中第1区输入、输出线电压与占空因数之间的关系,但还需经过代换计算和调制,才能将其转化为控制双向功率开关 $S_{11} \sim S_{33}$ 的PWM驱动脉冲。

## 2. PWM 波形产生方法

由图6-26(a)第一区我们可以看到, $u_A$ 相电压幅值最大,图6-22中的双向功率开关接到输出 $a$ 相,则在此期间该相为输出电压的最大值。第一区输入有效线电压为 $u_{AB}$ 和 $u_{CA}$ (这一点由输入相电压和线电压关系图可清楚看到)。利用三相平衡电压的关系式

$$V_{AB} + V_{BC} + V_{CA} = 0 \quad (6-88)$$

可以看到

$$V_{BC} = -(V_{AB} + V_{CA}) \quad (6-89)$$

将式(6-89)代入式(6-80)和(6-81)中可得

$$\begin{aligned} V_{ab} &= (a_{12} - a_{23})V_{AB} + (a_{31} - a_{23})V_{CA} = \\ &= (a_{12} - a_{23})V_{AB} + (a_{23} - a_{31})V_{AC} = \\ &= l_0V_{AA} + l_1V_{AB} + l_2V_{AC} \end{aligned} \quad (6-90)$$

式中  $V_{AC} = -V_{CA}$ , 系数 $l_0, l_1, l_2$ 具有关系式

$$l_0 + l_1 + l_2 = T_s \quad (6-91)$$

式中  $T_s$ 为变换器开关周期。

同理,可以得到以系数 $m_0, m_1, m_2$ 表达的输出线电压 $V_{ac}$ 和输入线电压关系为

$$\begin{aligned} V_{ac} &= (b_{12} - b_{23})V_{AB} + (b_{23} - b_{31})V_{AC} = \\ &= m_0V_{AA} + m_1V_{AB} + m_2V_{AC} \end{aligned} \quad (6-92)$$

式中

$$m_0 + m_1 + m_2 = T_s \quad (6-93)$$



将式(6-82)~(6-87)代入式(6-90)和(6-92)可得

$$l_1 = \frac{(V_{AB} - V_{BC})V_{ab}}{V_{AB}^2 + V_{BC}^2 + V_{CA}^2} \quad (6-94)$$

$$l_2 = \frac{(V_{AB} - V_{BC})V_{ac}}{V_{AB}^2 + V_{BC}^2 + V_{CA}^2} \quad (6-95)$$

$$m_1 = \frac{(V_{BC} - V_{CA})V_{ab}}{V_{AB}^2 + V_{BC}^2 + V_{CA}^2} \quad (6-96)$$

$$m_2 = \frac{(V_{BC} - V_{CA})V_{ac}}{V_{AB}^2 + V_{BC}^2 + V_{CA}^2} \quad (6-97)$$

由式(6-94)~(6-97)可以看到,系数 $l_1, l_2, m_1, m_2$ 中包含了大量被控量信息。当矩阵变换器输出线电压 $V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}$ 等给定时,则给定了输出电压的幅值、频率和三相之间准确的相位关系。这些给定值将通过开关周期起始点采样(由于开周期 $T_s$ 很小,电压幅值变化不大)反映到系数 $l_1, l_2, m_1, m_2$ 中。输入线电压幅值变化也被反映到公式中,改变系数值从而达到调节目的。

根据公式(6-90)~(6-97),可以画出输出线电压在采样周期(开关周期)的合成关系图如图6-27所示。图中 $\bar{V}_{ab}, \bar{V}_{ac}$ 为输出线电压 $V_{ab}$ 和 $V_{ac}$ 的平均值。该图说明,在图6-26(a)第1区( $\omega_1 t = 60^\circ$ )中经一采样周期,输出线电压 $V_{ab}$ 和 $V_{ac}$ 由输入线电压

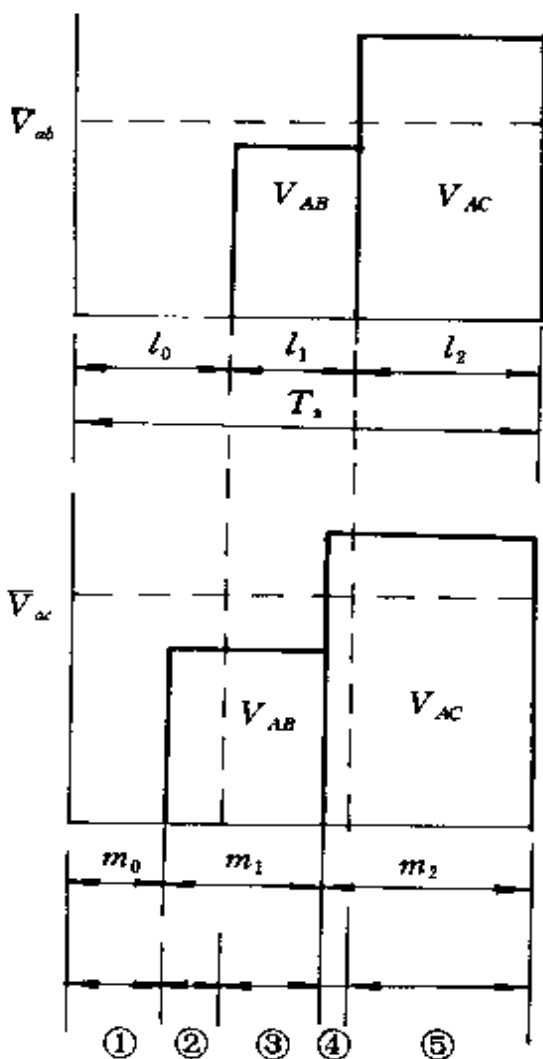


图 6-27 输出线电压合成关系

$V_{AB}$  和  $V_{AC}$  合成, 各个线电压作用时间由系数  $l_1, l_2, m_1, m_2$  控制。图中  $l_0$  和  $m_0$  由式(6-91)和(6-93)可求得

$$l_0 = T_s - l_1 - l_2 \quad (6-98)$$

$$m_0 = T_s - m_1 - m_2 \quad (6-99)$$

由于开关周期根据所采用的功率管开关频率已被确定,  $l_1, l_2, m_1, m_2$  可在离线情况下计算好, 所以  $l_0$  和  $m_0$  也被确定下来了。

根据计算出的系数和图6-27的输出线电压合成关系, 可采用锯齿波单边调制得到驱动双向开关的PWM波形如图6-28所示。

图6-28中  $V_{u2}, V_{u3}, V_{u4}, V_{u5}$  为相对于图6-27中②, ③, ④, ⑤区的驱动信号。显然, 在一个开关周期中, 存在5种开关模式。如果在个别采样周期  $l_1 = m_1, l_2 = m_2$ , 也至少存在3种开关模式。由图6-28产生的PWM信号可与输入电压一起经逻辑运算后分配到各个双向开关  $S_{ij}$  中。对图6-27所对应的采样周期和输出线电压合成关系, 可以得到开关如表6-2所示。表中1表示对应双向开关正向管驱动脉冲为高电平。-1表示对应双向开关负向功率驱动脉冲为高电平。0表示该功率管处于阻断状态。双向开关方向规定为集电极(或阳极)与负载联接的那个功率管为负向功率管, 显然, 集电极(或阳极)与电网电源联接的功率管为正向功率管。双向功率开关拓扑如图6-22所规定接法。

表6-2 图6-27采样周期开关参数表

|            | $S_{11}$ | $S_{12}$ | $S_{15}$ | $S_{21}$ | $S_{22}$ | $S_{23}$ | $S_{31}$ | $S_{32}$ | $S_{33}$ |
|------------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
| $T_{s(1)}$ | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        |
| $T_{s(2)}$ | 1        | 0        | 0        | 0        | 0        | -1       | 0        | 0        | 0        |
| $T_{s(3)}$ | 1        | 0        | 0        | 0        | -1       | -1       | 0        | 0        | 0        |
| $T_{s(4)}$ | 1        | 0        | 0        | 0        | -1       | 0        | 0        | 0        | -1       |
| $T_{s(5)}$ | 1        | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        | 0        | 1        | -1       |

仿此方法,可以求出图 6-27 中 5 个小区的系数  $I_i, m_i$  的表达式,从而可得到输入电压一个周期中确定输出三相电压的合成关系及相应的开关表,工程上可采用 PWM 信号与逻辑电路相结合方法进行驱动脉冲分配。

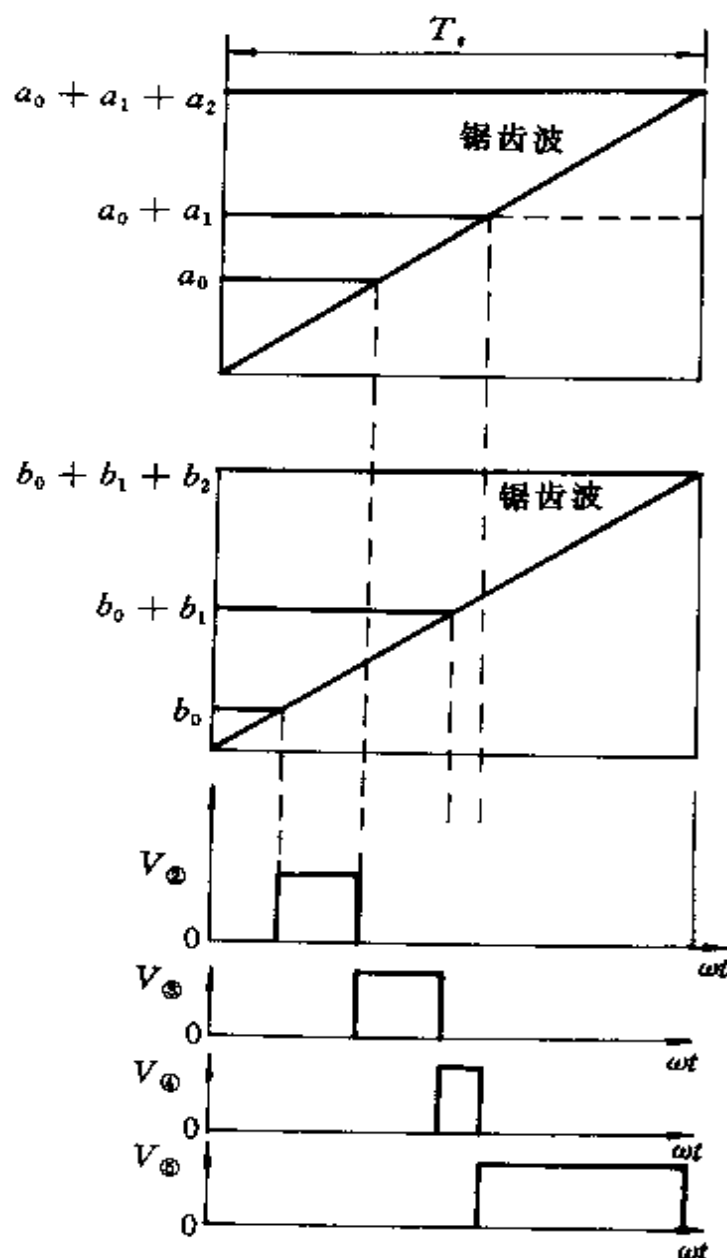


图 6-28 PWM 波形生成

## 第 7 章 谐振直流环节逆变器

### 7.0 引言

谐振直流环节逆变是一种高效静止电力变换的新概念。它以电压型 PWM 逆变电路为基础,在整流器与逆变器之间插入高频谐振网络,构成谐振直流环节零电压拓扑,工作时使直流母线电压周期性高频振荡,在振荡电压过零处导通或关断并联在母线上的半导体开关,从而使开关损耗为零。

基于该原理构成的新一代电力变换装置与 PWM 模式逆变器相比,在采用同样器件时,开关速度几乎快一个数量级,基本消除了音频噪声,功率密度大大提高,电磁干扰小,具有诱人的发展前景。

80 年代初,门极可关断器件(GTR, GTO)引起了电力变流技术的革命性变化。以 PWM 电压型逆变器为代表的新型 AC/DC/AC 逆变装置,以其极为简单的主电路结构引起了各国学者的浓厚兴趣,使这种逆变装置迅速覆盖了功率范围在 0.1 ~ 500 kW 的主要工业应用领域。理论研究本身也得以不断完善。

但是,由于门极可关断器件特性的某些限制,当前已在发达国家普遍推广应用的 PWM 硬件开关技术,也存在下述一些难以解决的问题:

① 开关损耗大、开关频率低、逆变器频带窄,且负载电流波形保真度差(谐波分量大);

② 由于容性耦合,输出端的高 $\frac{dv}{dt}$ 值产生干扰;

③ 在再生条件下,二极管的反向恢复与吸收电路相互作用,导致高的器件应力;

④ 受热损耗和二次击穿限制,对双极型功率晶体管(GTR)和场效应晶体管(MOSFET)正反向安全工作区(FBSOA 和 RBSOA)要求苛刻,迫使人们在装置中对器件电流电压额定值大幅度降额使用。这是目前逆变器价格较高的原因之一;

⑤ 音频噪声大;

⑥ 直流环节滤波器尺寸大。

80 年代中期,主要研究目标是探索最完善的应力抑制回路(吸收电路),以扩大器件的 FBSOA 和 RBSOA,寻求最优开关轨迹。另外,是研究使谐波分量最小的 PWM 波形生成技术和控制策略。但是,复杂的吸收电路只能将开关器件本身损耗转移到吸收电路消耗掉,既不能提高开关频率,又不能提高变换效率。对变换装置的体积、噪声也无明显改善。

为了从根本上消除 PWM 硬性开关技术存在的问题,各国学者对谐振型拓扑结构产生了浓厚的兴趣。首先是针对高频 DC/DC 小功率变换器,美国学者李直元和 D. M. Divan 等人发表了与此有关的文献,发展了 Orugant, Steigerward 等人提出的电压型谐振逆变器和 Kassakian 等人提出的电流型谐振变流器。可使开关频率高达 1 ~ 2 MHz;开关损耗为零;消除了吸收电路,使器件标定的电流额定值可尽限使用;动态过程具有无差拍响应,可以良好地控制瞬变应力,从而可靠性和寿命大大提高。这种小功率 DC/DC 变换装置,以其体积小、重量轻、造价低、变换效率高、可靠性高等独特优点,已被用于飞机及航天电源变换系统,同时作为计算机电源推广。

近几年来,谐振直流环节逆变概念已被推广到 AC/DC/AC 变

换领域。美国 G. Z. Skibinski 等人对零电压开关情况下功率晶体管特性作了深入研究;D. M. Divan 研究了大功率用途零开关损耗逆变器拓扑结构,并提出了有源钳压技术;K. S. Rajashekara 等人研究了谐振直流环节逆变器驱动交流电机的控制问题。用于交流传动的  $1 \sim 20 \text{ kW}$  的谐振直流环节逆变器实验室样机已研制成功。尽管这一新变换原理已成为各国功率电子学方面研究的热点,这一领域的研究文献也迅速增多,但对进入大功率应用尚存在下述问题:

① 大功率 AC/DC/AC 三相变换的最优拓扑结构和数学描述尚处于不断探索之中;

② 器件上承受的电压应力很高(约  $2.5V_d$ ),已提出的一种有源钳压技术仍待改进;

③ 整流管的结电容引起的寄生振荡影响变换装置的调节特性和稳定性;

④ 为了使功率晶体管(或门极可关断晶闸管 GTO)和与其反并联的续流二极管同时处于零电压状态开关,在小功率 DC/DC 变换中已推荐出多谐振技术,但应用于大功率 DC/AC 变换尚需从变换机理上进行应用基础研究。

## 7.1 基本拓扑和工作原理

研究谐振直流环节 (Resonant DC Link Inverter 简称, RDCLI) 基本拓扑,有助于分析这种新型变换器的基本工作原理、优缺点以及特点。

RDCLI 的电路拓扑结构及控制策略在所有 DC 环节谐振型逆变器中是最简单的,仅仅一个谐振电感和一个谐振电容的引入就使 PWM 电压型硬性开关逆变器的开关频率提高一个数量级。其后虽有大量的不同拓扑结构的 DC 环节谐振型逆变电路被提出

来,但 RDCLI 仍是目前最具吸引力的软性开关逆变电路之一。图 7-1 为谐振直流环节三相逆变原理图。

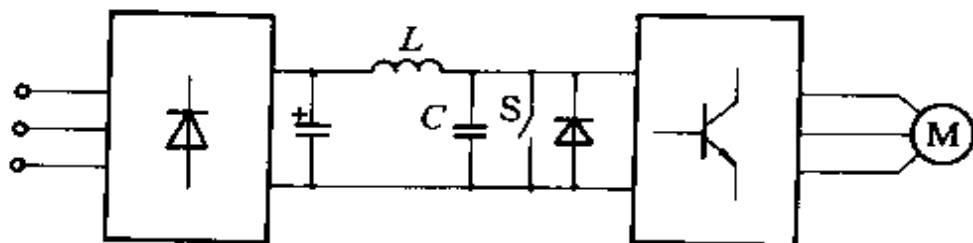


图 7-1 RDCLI 电路原理图

由图 7-1 可知,谐振直流环节逆变器只是在常规 SPWM 电压型逆变器中的整流环节和逆变环节之间插入一个  $LC$  谐振环节,其中短路开关  $S$  可用逆变桥上的 6 只开关代替,另外,其他部分与常规 PWM 电路完全相同,与普通电压型逆变器不同之处在于:功率从直流母线流向逆变桥时必须经过  $LC$  谐振电路,这时输入到逆变桥上不再是直流电压,而变为频率较高的谐振电压,该谐振电压周期性的过零,为其后的三相逆变桥创造了零电压通断条件。为了更清楚地了解 RDCLI 的基本工作原理,首先考察一下  $LC$  谐振电路在电源  $V_d$  作用下的动态过程。

#### 1. 无损耗 $LC$ 谐振电路

无损耗谐振电路如图 7-2 所示。

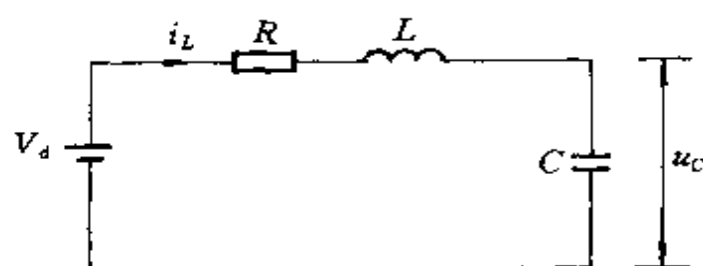
由图 7-2 可得描述该电路和动态过程的如下微分方程组:

$$L \frac{di_L}{dt} + u_C = V_d \quad (7-1)$$

$$C \frac{du_C}{dt} = i_L \quad (7-2)$$

将式(7-2)代入式(7-1)可得

$$LC \frac{d^2 u_C}{dt^2} + u_C = V_d \quad (7-3)$$

图 7-2 无损耗  $LC$  谐振电路

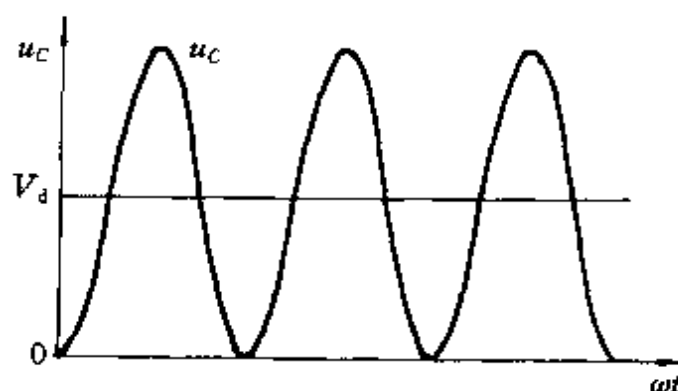
解方程(7-3)并代入初始条件  $i_L(0) = u_C(0) \approx 0$  可得

$$u_C = V_d(1 - \cos\omega_0 t) \quad (7-4)$$

$$i_L = \frac{V_d}{\omega_0 L} \sin(\omega_0 t) \quad (7-5)$$

式中  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ 。

电容  $C$  上的电压变换曲线如图 7-3 所示。由图可知,  $u_C$  为一周期性振荡的信号。

图 7-3 无损耗  $LC$  谐振电路  $u_C$  波形

## 2. 有损耗 $LC$ 谐振电路

考虑在实际电路中不可能做到无损耗振荡,  $LC$  电路的品质因数一定为一有限值, 尤其是电感的绕线有一定的损耗, 且此损耗将



随着工作频率的提高而增大,因此,实际的  $LC$  谐振电路将如图 7-4 所示的  $R, L, C$  电路,其中  $R \ll \sqrt{L/C}$ , 相应的动态过程可用如下微分方程组描述:

$$L \frac{di_L}{dt} + i_L R + u_C = V_d \quad (7-6)$$

$$C \frac{du_C}{dt} = i_L \quad (7-7)$$

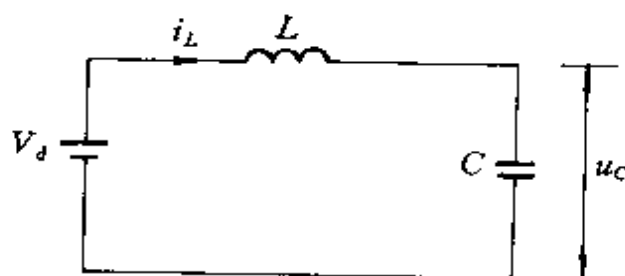


图 7-4 有损耗  $LC$  谐振电路

将式(7-7)代入式(7-6)得

$$L \frac{d^2 u_C}{dt^2} + RC \frac{du_C}{dt} + u_C = V_d \quad (7-8)$$

解微分方程(7-8)得

$$u_C = V_d + A_1 e^{-\delta t} \sin \omega t + A_2 e^{-\delta t} \cos \omega t \quad (7-9)$$

$$i_L = CA_1 e^{-\delta t} (\omega \cos \omega t - \delta \sin \omega t) - CA_2 e^{-\delta t} (\omega \cos \omega t + \omega \sin \omega t) \quad (7-10)$$

代入初始条件  $u_C(0) = i_L(0) = 0$  得

$$u_C(0) = 0 = V_d + A_2$$

$$i_L(0) = 0 = A_1 \omega - A_2 \delta$$

解上两式可得

$$A_1 = -\delta V_d / \omega$$

$$A_2 = -V_d$$

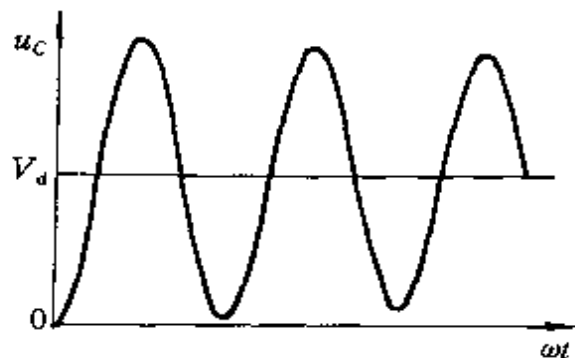
将  $A_1, A_2$  代入(7-9)和式(7-10)得

$$u_C = V_d \left[ 1 - \frac{\omega_0}{\omega} e^{-\delta t} \sin(\omega t + \beta) \right] \quad (7-11)$$

$$i_L = \frac{V_d \omega_0}{Z_0 \omega} e^{-\delta t} \sin \omega t \quad (7-12)$$

式中  $\delta = R/2L$ ;  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ ;  $\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}$ ;  $Z_0 = \sqrt{L/C}$  为特征阻抗;  $\beta = \tan^{-1}(\omega/\delta) = \cos^{-1}(\delta/\omega_0) = \sin^{-1}(\omega/\omega_0)$ 。

图7-5为有损耗的情况下  $u_C$  随时间  $t$  变换的波形。从图中可知:由于  $R$  的存在,  $u_C$  为一衰减振荡波形,并最终稳定在电源电压  $V_d$ 。也就是说,这时  $u_C$  不再能周期性地回零,从而就不能为后面的三相逆变桥周期性地创造零电压通断间隔。



### 3. 开关 $S_r$ 的作用

为了使  $u_C$  能周期性回到零值,必须补充电路中的损耗,其办法是在  $LC$  谐振电路开始谐振之前,先使电感  $L$  中储存有足够的能量,这样就可使  $LC$  谐振维持为等幅振荡,开关  $S_r$  正是为此而设计的,是这个电路的关键所在。

如图7-6所示,每当  $u_C$  回到零点后,导通  $S_r$  这时  $u_C$  被钳位于零值,  $i_L$  则按指数增长,当  $i_L = I_{L0}$  时,关断  $S_r$ ,这时  $LC$  谐振电路开始振荡,初始时刻电路  $L$  中储存的能量  $LI_{L0}^2/2$  应能保证  $u_C$  可靠地谐振回零。这样在  $u_C$  每次回到零时,导通  $S_r$  通过为电感  $L$  预充电,使振荡过程中损耗的能量得以补充,从而使  $u_C$  的等幅振荡能不断地维持下去(图7-7所示),为后面的三相逆变桥创造出所需的零电压通断间隔。图7-8为回零控制脉冲。(注意:这里开关  $S_r$  也是在零电压条件下实现通断的。)

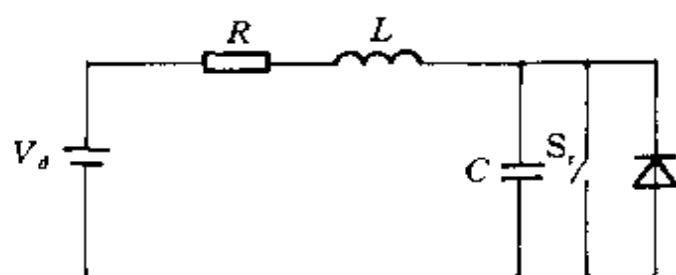


图 7-6 强迫 LC 谐振电路

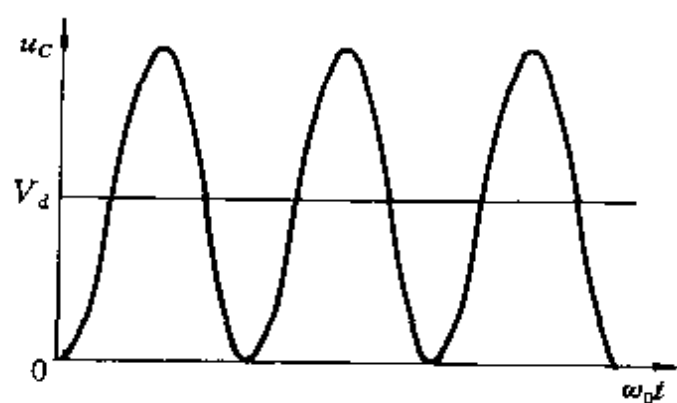


图 7-7 电容上电压波形

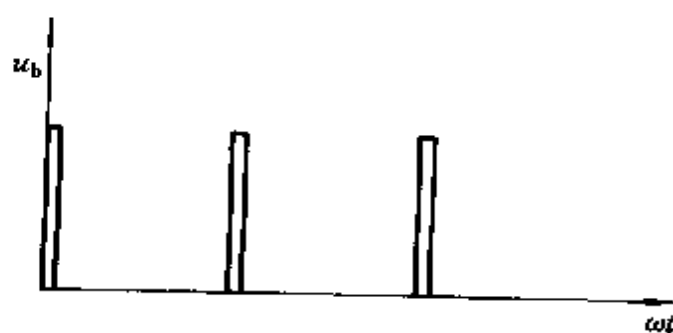


图 7-8 回零控制脉冲

将初始条件  $i_L(0) = I_L(0)$  及  $u_C(0) = 0$  代入式 (7-9) 和式 (7-10), 可得

$$A_1 = \frac{1}{\omega} \left( \frac{I_{L0}}{L} - \delta V_d \right) = \frac{z_0 I_{L0} - \xi V_d}{\sqrt{1 - \xi^2}}$$

$$A_2 = -V_d$$

式中  $\xi$  为阻尼系数,  $\xi = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\delta}{\omega_0}$ 。

将  $A_1, A_2$  代回式(7-9)可得

$$u_c = \frac{z_0 I_{L0}}{\sqrt{1 - \xi^2}} e^{-\delta t} \sin \omega t + V_d \left[ 1 - \frac{e^{-\delta t}}{\sqrt{1 - \xi^2}} \sin(\omega t + \theta) \right] \quad (7-13)$$

$$\theta = \tan^{-1} \sqrt{\frac{1 - \xi^2}{\xi}}$$

因此,只要选择合适的  $i_{L0}$  就可保证  $u_c$  返回零值。

#### 4. RDCL 逆变器输出电压

由于采用 RDCL 构成的逆变器,直流母线上不再是恒定直流,而是叠加在  $V_d$  上的整周期谐振波  $V_d(1 - \cos \omega t)$ ,其输出电压与 PWM 大不相同。

#### 5. PWM 输出电压波形

设电压型 SPWM 逆变器与三相异步电动机联接方式如图 7-9 所示,  $G$  为逆变器输入电压的假想中点。逆变器作为一个三相电源, Y 形接法时,逆变器输出线电压为电动机相电压的  $\sqrt{3}$  倍,其瞬时平衡关系见式(7-14),  $\Delta$  形接法时,逆变器输出线电压等于负载电动机的相电压,其瞬时平衡关系见式(7-15)。

Y 形接法时电动机相电压为

$$\left. \begin{aligned} u_{us} &= \frac{1}{3}(2u_{RG} - u_{SG} - u_{TG}) \\ u_{bs} &= \frac{1}{3}(2u_{SG} - u_{TG} - u_{RG}) \\ u_{cs} &= \frac{1}{3}(2u_{TG} - u_{RG} - u_{SG}) \end{aligned} \right\} \quad (7-14)$$

△形接法时电动机相电压为

$$\left. \begin{aligned} u_{as} &= u_{RG} - u_{SG} \\ u_{bs} &= u_{SG} - u_{TG} \\ u_{cs} &= u_{TG} - u_{RG} \end{aligned} \right\} \quad (7-15)$$

逆变器输出线电压幅值为恒定值  $V_d$ 。

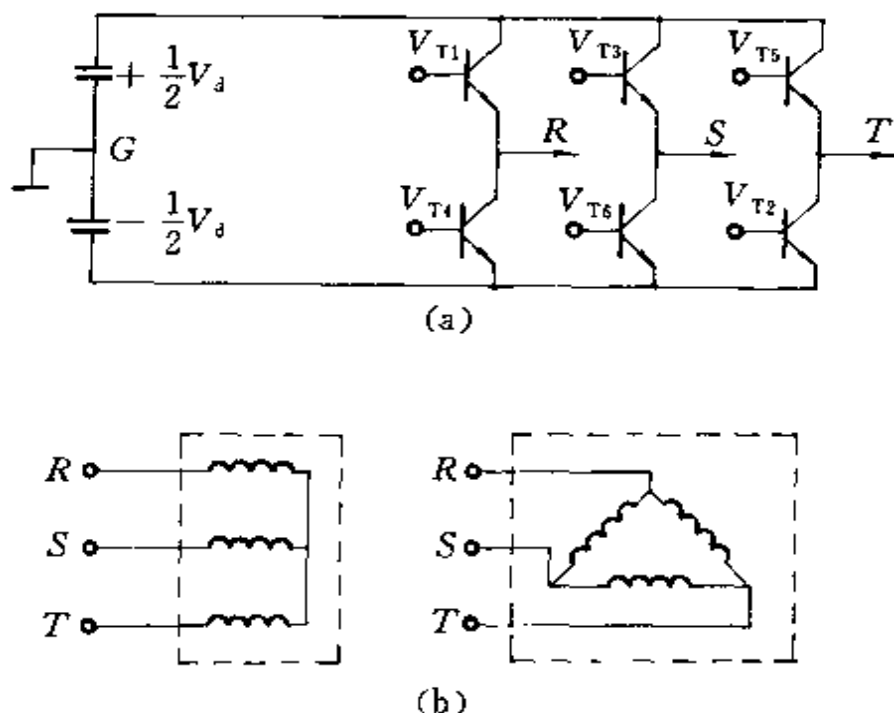


图 7-9 逆变器电动机联接图

在 RDCLI 网络中,由于谐振电感和谐振电容的隔离作用,形成了图 7-10(a) 所示的不对称结构,从而不存在 PWM 方式的理想中点,但仿此方法,仍可求出逆变器线电压,在图 7-10(a) 中仍以 G 点为假想中点,用瞬时电压平衡法,则负载为 △ 形接法时,电机相电压(逆变器输出线电压)求取方法如下:

$$\begin{aligned} V_{PG} &= V_{RG} \\ V_{SG} &= V_{NG} = -V_{GN} \\ V_{as} &= V_{RG} - V_{SG} = V_{PG} + V_{CN} = \\ V_{PN} &= V_C = V_d(1 - \cos\omega t) \end{aligned}$$

同理可以证明电动机  $b, c$  相电压均为  $V_C$ 。

当被分析瞬时功率器件  $V_{T3}, V_{T4}, V_{T5}$  导通, 则  $a$  相电压为

$$V_{as} = V_{RC} - V_{SG} = V_{NG} - V_{PG} = -(V_{PG} + V_{GN}) = -V_{PN} = -V_C$$

图 7-10(b) 为 RDCLI 逆变器输出线电压波形。

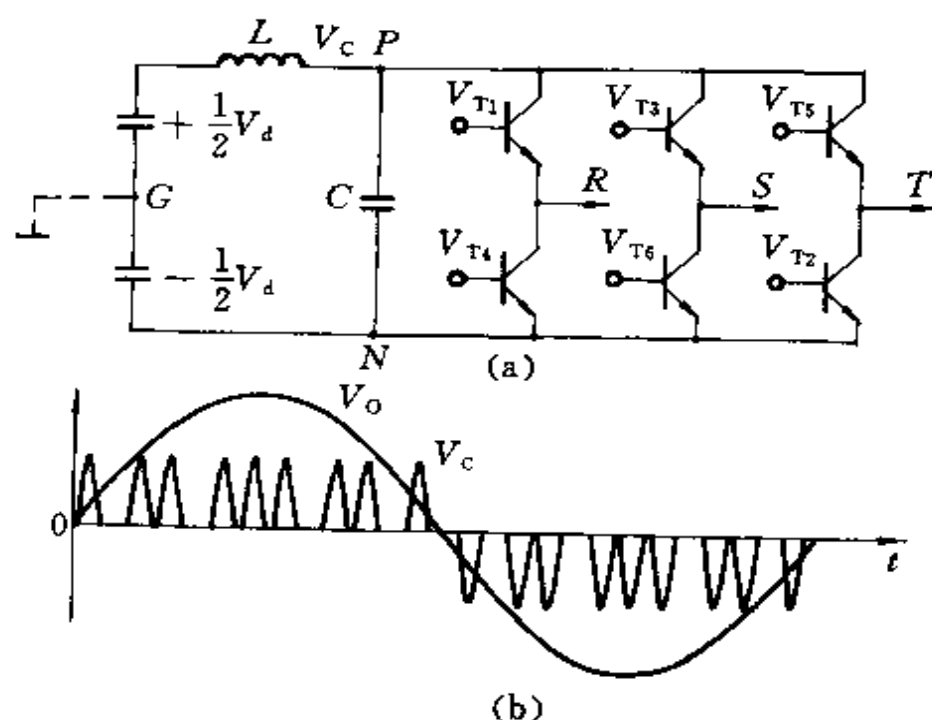


图 7-10 RDCLI 三相逆变器输出线电压波形

## 7.2 RDCLI 主回路谐振参数计算

如前所述, 在电压型 PWM 变频器整流滤波环节和逆变环节之间插入一个谐振网络, 利用电容电压过零时给电感短路充电强迫谐振, 就可保证直流母线电压周期性回零振荡, 为并联其上的功率元件创造零电压无损开关条件。此处提出一种基于  $LC$  损耗最小的参数设计方法, 即谐振电感、谐振电容参数计算及短路晶体管

选择,主回路参数选择。

### 1. 谐振电路最佳特征阻抗

RDCL 中谐振电路的特征阻抗

$$Z_0 = \omega_0 L = \left(\frac{L}{C}\right)^{1/2} \quad (7-16)$$

其值选取对谐振电路及电感本身的功耗影响最大,因此,以谐振电感损耗最小为约束条件,求其对应的特征阻抗,作为参数计算原则之一。对讨论的工作方式, $L$  中损耗可表达为

$$P_L = I_0^2 R + \frac{V_d^2 R K_F}{2 Z_0^2} \quad (7-17)$$

式中  $K_F$  是包括趋肤效应和邻近效应在内的一个系数。

对于单匝和单层电感,在频率变化不大时,可认为其电感值基本不变。单层  $n$  匝电感的电感量为

$$L = K_L n^2 \quad (7-18)$$

损耗电阻

$$R = K_R n = K_R K_L^{1/2} I_0^{1/2} \quad (7-19)$$

将式(7-16)和式(7-19)代入式(7-17),令  $\frac{\partial P_L}{\partial L} = 0$ ,求得

$$L = \frac{3}{2} \left( \frac{V_d^2 K_F C}{I_0^2} \right) \quad (7-20)$$

将式(7-20)代入式(7-16),求得电感损耗最小时对应的最大特征阻抗。

$$Z_{0\max} = \left(\frac{L}{C}\right)^{1/2} = \left(\frac{3}{2} K_F\right)^{1/2} \frac{V_d}{I_0} \quad (7-21)$$

由式(7-17)看,似  $Z_0$  越大则  $P_L$  越小。实际上,为了限制谐振峰值电压,特征阻抗  $Z_0$  不可能取得太大。

### 2. LC 计算公式

由上文知,当每个谐振周期开始时,要利用晶体管  $T_s$  给电感  $L$  预充初始化电流  $I_{L0}$

$$I_{L0} = I_{F0} + K_0 I_0^2 + I_0$$

将(7-21)式代入(7-17)式,求得最小电感损耗  $P_{Lmin}$

$$P_{Lmin} = I_0^2 R + \frac{1}{3} I_0^2 R = \frac{4}{3} I_0^2 R = K_0 I_0^2 \quad (7-22)$$

即 
$$K_0 = \frac{4}{3} R$$

由于制造中必须保证  $R$  很小,在计算电感电流变化率时可忽略其影响,近似认为

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_d}{L} \quad (7-23)$$

晶体管  $T_s$  的最大导通时间(短路充电时间)  $\Delta T$  受谐振周期限制。由(7-16)式知谐振角频率为  $\omega_0$ ,则谐振周期  $T = \frac{2\pi}{\omega_0}$ ,  $\Delta T$  一般不应大于谐振周期  $T$  的  $1/10$ ,即

$$\Delta T \leq \frac{1}{10} T = \frac{1}{10} \frac{2\pi}{\omega_0} = \frac{1}{10f_0} \quad (7-24)$$

预充电初始化电感电流最大值  $I_{L0max}$  为

$$I_{L0max} \leq \frac{di_L}{dt} \Delta T = \frac{V_d}{10f_0 L}$$

则 
$$L \leq \frac{V_d}{10f_0 I_{L0max}} \quad (7-25)$$

式中 直流电压  $V_d$  单位为 V,  $I_{L0max}$  单位为 A,  $f_0$  单位为 Hz, 则  $L$  单位为 H。

按式(7-25)计算出谐振电感  $L$  后,按下式计算谐振电容  $C$

$$C = \frac{1}{4\pi^2 L f_0^2} \quad (7-26)$$

谐振回路损耗系数按下式计算

$$K_P = \frac{I_0^2}{15f_0 I_{L0max} V_d C} \quad (7-27)$$

### 3. 短路电流及短路晶体管

在负载最大时,电动状态电感初始化充电电流  $I_{L0}$  即为最大初



始化电流

$$I_{L0max} = I_{P0} + K_0 I_{0max}^2 + I_{0max} \quad (7-28)$$

这个电流是选择短路晶体管的依据,注意到该时刻短路晶体管集射极电压为零,晶体管工作是很安全的。在实际应用中,无需专门设置一个  $T_s$ ,而是同时导通三相逆变桥的6个功率元件(导通时间为  $\Delta T$ ),用三个桥臂平分该电流。

基本的 RDCL1 特点是结构简单,控制方便,在 PWM 变频器设计基础上可修改参数应用。其缺点是功率晶体管必须承受2倍的直流电源电压。如果不能及时控制  $I_{L0}$  跟踪  $I_0$  变化,在负载电流瞬间由  $I_{0m}$  变为  $-I_{0m}$  时,除非预先调整  $I_{L0}$  值,否则  $V_C$  可能达到  $2.5 \sim 3$  倍的  $V_d$ ,使功率器件承受较高的电压。

#### 4. 无源钳位谐振直流环节逆变器

当电动机模式工作于再生发电状态下,瞬时功率反向,母线电流向电源回流( $I_0$  改变方向)。控制不好可能导致  $V_C$  升高到3倍的  $V_d$ 。为了避免这种情况发生,可采用变压器耦合的无源钳位网络,能将峰值电压钳位到  $V_C \leq 2.5V_d$ 。这种结构的主要特点是不增加控制的复杂性。工程上必须考虑使变压器初级电感远大于谐振电感  $L$ ,以便减小对谐振频率的影响。图7-11表示了无源钳位的拓扑结构;图7-12是这种拓扑结构的等效电路。

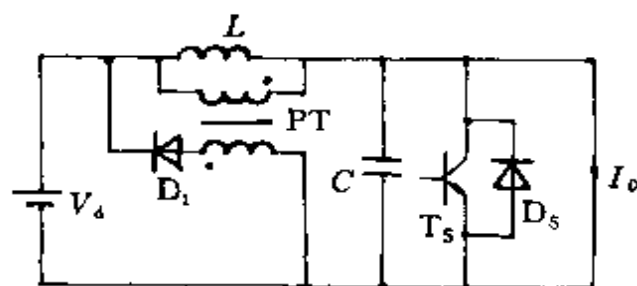


图 7-11 变压器耦合的无源钳位网络

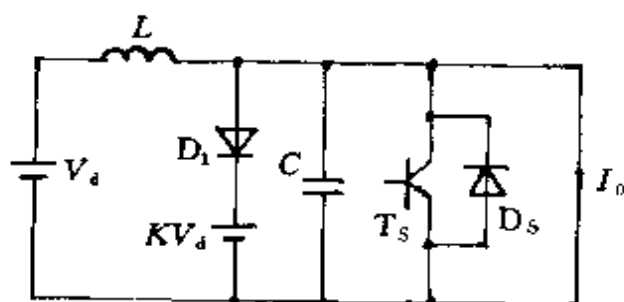


图 7-12 等效电路

### 7.3 有源钳位谐振直流环节逆变器

为了限制谐振峰值电压小于  $2V_d$ , D. M. Divan 教授又提出了图 7-13 所示的基本有源钳位网络。它是在原 RDCLI 基础上, 增设一个缓冲电容  $C_1$ 。工作开始前, 在  $C_1$  上预充一个电压值  $(K-1)V_d$ 。设电路初始状态为  $V_c(0) = 0$ ,  $i_L(0) = I_{L0}$ ,  $T_S$  关断后,  $LC$  电路开始谐振, 当  $V_c$  大于  $KV_d$  时,  $D_1$  导通, 谐振电路通过  $D_1$  向  $C_1$  充电。由于  $C_1$  远大于  $C$ , 可认为  $u_{C1}$  近似不变。当电感电流反向时, 开关  $T_1$  在零电压下自然导通, 使电容  $C_1$  向电感放电。当放出的电荷等于其之前所接收的电荷时, 关断  $T_1$ 。这样即可把  $V_c$  钳位到  $V_c \leq KV_d$ 。这里  $K$  值可根据需要在  $1.4 \sim 1.8$  之间选择。当  $K$  值过小时, 谐振频率降低,  $K=1$  时电路停振。

与 RDCLI 基本网络相比, 谐振频率的降低将使离散脉冲控制下的电机谐波电流增大, 电路结构和控制策略复杂。但是, 这种结构对交流传动有很大的诱惑力, 因为即便在大功率再生运行条件下, 也可有效地控制钳位电压, 对于功率较大的变频传动系统有很重要的价值。

#### 1. 钳位电容 $C_1$ 的选取

根据能量守恒定理, 储存到钳位电容  $C_1$  中的能量必须全部回

到谐振桥路,才能保证一个谐振周期结束时  $V_C$  可靠回零。假设一个谐振周期负载电流  $I_0$  不变,充放电期间  $L$  上电压近似不变。

设  $C_1$  充电阶段为  $t_{21}$  时间间隔,放电阶段为  $t_{22}$  时间间隔。当  $t_{21}$  阶段开始时刻,谐振电容  $C$  上电压为  $KV_d$ ,储存的能量为  $\frac{1}{2}CK^2V_d^2$ 。

谐振电容  $C$  上电压大于  $KV_d$  后,二极管  $D_1$  导通,电感电流经  $D_1$  给  $C_1$  充电。设  $t_{21}$  结束时  $C_1$  上充电电压为  $\Delta V$ ,充电前  $C_1$  上电压为  $(K-1)V_d$  (参考点位于  $A$  点),则电容  $C_1$  上的动态储能为

$$\begin{aligned} \frac{1}{2}C_1[(K-1)V_d + \Delta V]^2 - \frac{1}{2}C_1(K-1)^2V_d^2 = \\ C_1(K-1)V_d\Delta V + \frac{C_1}{2}\Delta V^2 \end{aligned} \quad (7-29)$$

在  $I_{L0}$  良好跟踪  $I_0$  情况下, RDCLI 谐振电压为  $2V_d$ ,即假如不增设钳位电容,谐振电容上最大储能为  $\frac{1}{2}C(2V_d)^2 = 2CV_d^2$ 。

由上述分析可知,设置  $C_1$  的目的是在  $t_{21}$  时间间隔把部分谐振能量储存在  $C_1$  中,  $t_{22}$  时间间隔放回到谐振回路,能量平衡方程为

$$\frac{1}{2}C(2V_d)^2 - \frac{1}{2}CK^2V_d^2 = C_1(K-1)V_d\Delta V + \frac{1}{2}C_1\Delta V^2 \quad (7-30)$$

整理后简化求得  $C_1$  为

$$C_1 = \frac{CV_d^2(4-K^2)}{2(K-1)V_d\Delta V + \Delta V^2} \quad (7-31)$$

在式(7-31)中,当  $C$  和  $K$  确定后,  $C_1$  为  $\Delta V$  的单值函数,只有当  $C_1$  比  $C$  大得多时,才能假定  $C_1$  上电压近似不变。实际应用中允许  $C_1$  上有一定的电压增量。

## 2. $T_1$ 和 $D_1$ 选择

在图 7-13 中,  $D_1$  和  $T_1$  为充放电开关元件,通过其中的电流与主回路谐振频率  $f$  及  $C_1$  和  $C$  有关。 $K$  值的设置也影响电流大小。在

工程计算的时候,可忽略谐振电容  $C$  的影响(因为其远小于  $C_1$ )。按下列二式计算  $D_1$  和  $C_1$  上电流

$$\left. \begin{aligned} I_{D1} &= C_1 \frac{\Delta V}{t_{21}} \\ I_{T1} &= C_1 \frac{\Delta V}{t_{22}} \end{aligned} \right\} \quad (7-32)$$

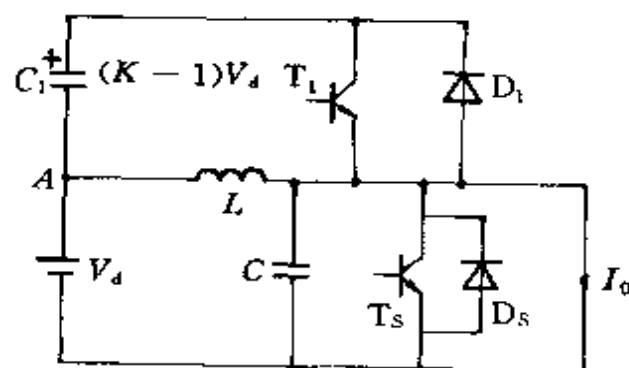


图 7-13

由于  $D_1$  和  $T_1$  两端电位差仅为  $(K-1)V_d$ , 所以其电压定额较低, 不会导致成本的过多增加。式中  $t_{21}$  和  $t_{22}$  为钳位电容的充放电时间。

由工作原理可知, 为实现充放电实时控制, 需要检测充放电期间  $C_1$  上增加的净电荷, 这在工程实现上是较困难的。采用检测  $C_1$  上充电电压并与设定值比较去控制  $T_1$  的通断, 实验证明简单可行。

### 3. 电路分析与讨论

具有有源钳位网络的谐振直流环节(电压型)三相逆变器如图 7-14 所示。图中的功率开关采用了绝缘栅晶体管 IGBT。其基本工作原理前面已作过详细分析, 现讨论主电路的设计问题。

在理想情况下(即无损耗, 空载), 谐振环节中电容电压  $V_c$  和谐振电感电流  $I_L$  如图 7-15 所示。图中  $T_s$  为短路时间;  $T_r$  为  $V_c$  上

升时间,它等于谐振电压由零上升到钳位值  $KV_d$  所需时间。

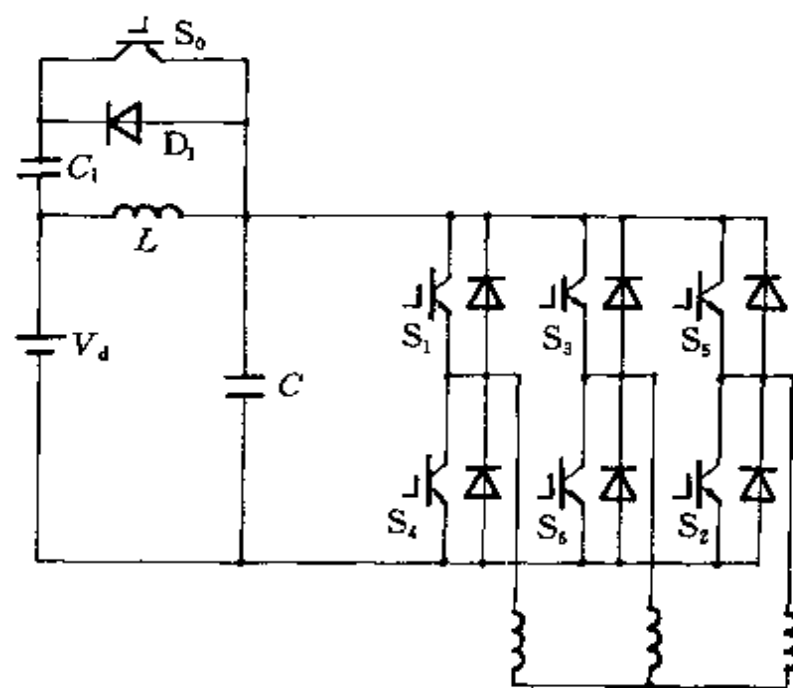


图 7-14 三相直流环节谐振逆变器

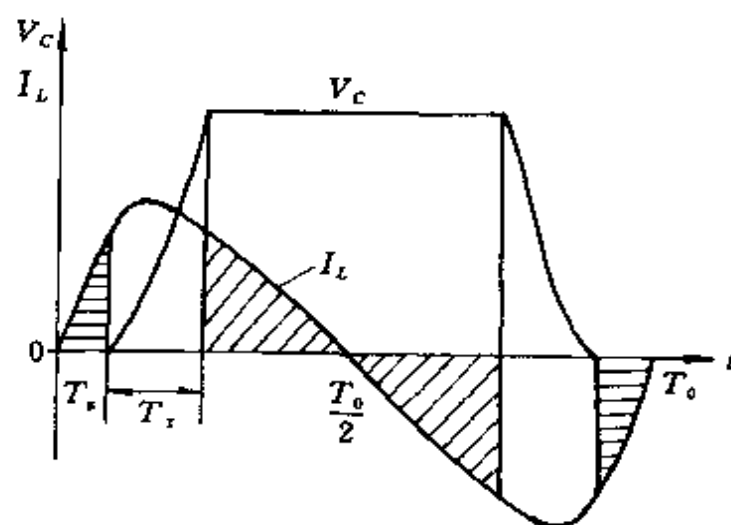


图 7-15 谐振电容电压  $V_c$  和电感电流  $I_L$

在短路结束时刻,母线上电容电压  $V_c$  开始谐振并上长到钳位值,电压  $V_c$  可表达为

$$V_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \frac{V_d}{L} T_s \sin \omega(t - T_s) + V_d [1 - \cos \omega(t - T_s)] \quad (7-33)$$

电感电流为

$$I_L = \frac{V_d T_s}{L} \cos \omega(t - T_s) + V_d \sqrt{\frac{C}{L}} \sin \omega(t - T_s) \quad (7-34)$$

经二极管  $D_1$  流入钳位电容  $C_1$  的电流峰值为  $t = T_s + T_r$  时的电感电流

$$I_{L0} = \sqrt{\left(\frac{V_d T_s}{L}\right)^2 + 2(K - K^2)\left(\frac{V_d}{Z_0}\right)^2} \quad (7-35)$$

式中  $K$  为钳位系数;  $Z_0$  为谐振阻抗。

在  $V_c = KV_d$  时,电感电流为

$$I_L = I_{C1} \frac{(K - 1)V_d}{L} (t - T_s - T_r) \quad (7-36)$$

由上述分析可知,由于钳位系数  $K$  和短路时间  $T_s$  对流入钳位电路的电流  $I_{C1}$  和电感电流  $I_L$  均有较大影响。因此在选取电路中元器件电流电压额定参数时,要经过详细的计算进行权衡。 $K$  和  $T_s$  不但影响电流电压应力,而且也影响到谐振频率  $f_0$ ,  $K$  和  $T_s$  与谐振频率之间的关系式为

$$f_{0\max} = \frac{K - 1}{2K} \frac{1}{T_s} \quad (7-37)$$

在功率管选定后,应根据功率管频率上限限定  $T_s$  和  $K$  值,即综合考虑决定。

在负载情况下,元件上电流应力上升,这些因素包括负载电流增加,电感电流增加,相应  $I_{C1}$  也增加。谐振频率也会下降。因而,有源钳位给系统设计带来了一定的复杂性。

## 7.4 谐振直流环节逆变器控制

从上节分析可以看出,DC 环节谐振型逆变器与常规硬性开关 PWM 逆变器相比,最大的不同就是:后者的 DC 环节输出为一恒定的直流电压,而前者的 DC 环节输出为一系列准正弦谐振脉冲,而且为了能够在零电压实现逆变器开关器件的通断,DC 环节谐振型逆变器的开关时刻必须选择在其 DC 环节谐振电压过零时刻,这意味着其开关时刻在时间轴上成为不连续的点;而常规硬性 PWM 逆变器却可将开关时刻选在任意时刻。因此,很明显,从这一角度考虑,开关时刻在时间轴上仅为离散点的 DC 环节谐振逆变器,常规的 PWM 调制策略(如正弦 PWM 调制的自然采样法、规则采样法及通过预先离线计算的谐波消除法等)将不便于直接使用,高性能的 PWM 调制策略极大地取决于开关角确定的高分辨率。对于常规的硬性开关 PWM 逆变器,理论上,其开关角具有无限高的分辨率,即开关角度的确定可以是非常精确的,因此尽管常规的 PWM 调制策略在实现上都有一定的难度,但它得到的补偿是可以在允许的开关频率下最大限度地消除输出波形中的谐波成分。然而这些常规的调制策略,对于 DC 环节谐振逆变器就很不合适,因此需要找出一种适合于处理离散脉冲而又简单易行的调制方式。

### 1. 线性 $\delta$ 调制器

线性  $\delta$  调制器的工作原理非常简单,如图 7-16 所示。调制器输入一个有限带宽的模拟信号  $V_R$ ,输出两种电平的信号  $V_O$ 。输出经过积分器反馈并和参考信号  $V_R$  进行比较,误差信号经过比较器输出  $+V_C$  或  $-V_C$ ,比较器的输出被  $f_c$ (直流母线谐振频率)采样输出两种电平脉冲,调制器的闭环结构保证了积分输出信号真实地跟踪参考信号,特别需要强调的是当  $V_R$  的频率升高时, $V_O$  中对

应于那个频率的成分在幅值上也将增加,即线性 $\delta$ 调制器的幅值传递特性具有很强的频率依赖性,这种特性在电力电子电路的应用中并不总是希望的。

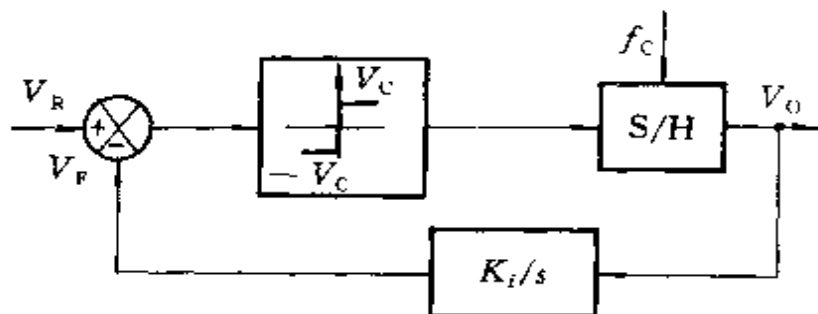


图 7-16 线性 $\delta$ 调制器方块图

进一步考察线性 $\delta$ 调制器的工作,可以看到,为了保证反馈信号 $V_F$ 能跟踪参考信号 $V_R$ ,调制器必须满足一个斜率条件,即 $dV_R/dt$ 在任何情况下都不能超过 $V_F$ 的最大变化率,设

$$V_R = V_s \sin(\omega_s t) \quad (7-38)$$

$$V_R \text{ 的最大斜率} = V_s \omega_s \quad (7-39)$$

$$V_F \text{ 的最大斜率} = K_i V_C \quad (7-40)$$

这里, $\omega_s$ 是参考信号角频率, $K_i$ 是积分器增益, $V_C$ 是比较器输出电平,因此,为了满足斜率条件

$$V_s \omega_s \leq K_i V_C \quad (7-41)$$

对一个直流供电电压为 $V_d$ 的单相半桥逆变器来说

$$V_C = V_d/2 \quad (7-42)$$

于是

$$V_s \omega_s \leq K_i V_d/2 \quad (7-43)$$

式(7-43)意味着,如果参考信号的幅值不是被限制在一个较小的数值,则当线性 $\delta$ 调制器把一个较高频率的正弦信号变换为两电平信号时,将很难满足这个斜率条件,图7-17(a)和7-17(b)



是有斜率限制和没有斜率限制的系统工作曲线。

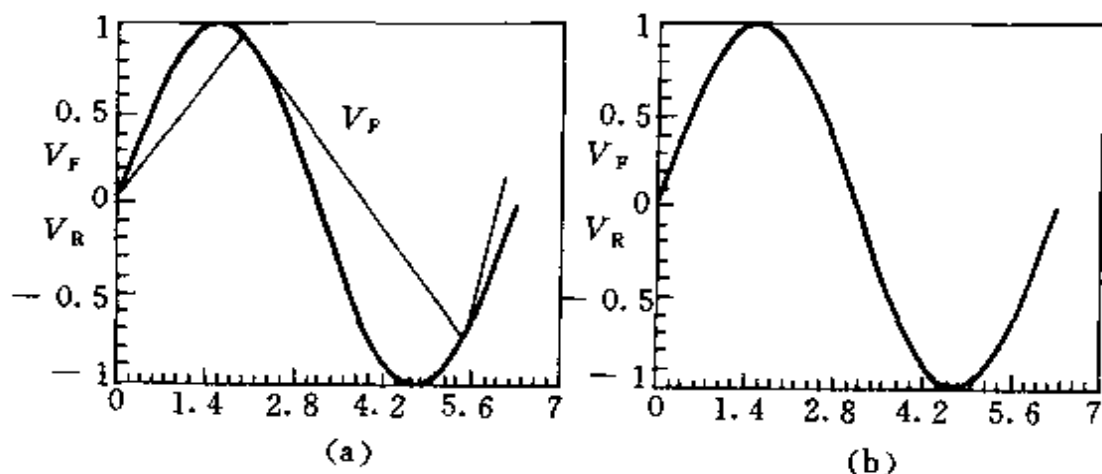


图 7-17 有斜率限制和无斜率限制的系统工作曲线

从以上讨论可知,线性 $\delta$ 调制器的幅值传递特性具有很强的频率依赖性,其输入参考信号幅值和频率的耦合使得调制器正常工作的斜率条件很难满足,解决这个问题的途径之一是对参考信号也进行同样的积分,这时的线性 $\delta$ 调制器将为图 7-18 所示形式。

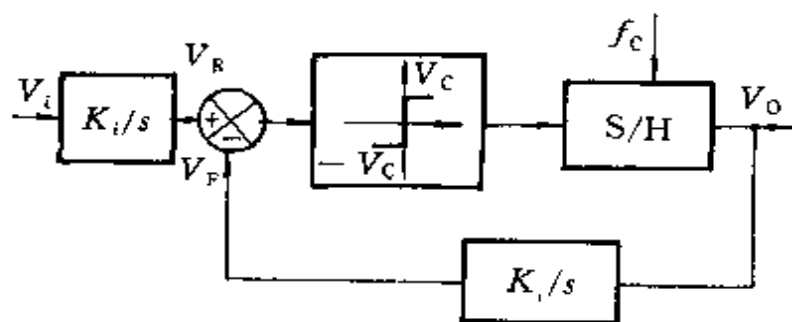


图 7-18 输入积分的线性 $\delta$ 调制器

同样,为了 $V_F$ 能逼近 $V_R$ ,则 $V_R$ 的最大斜率 $\leq V_F$ 的最大斜率,即

$$V_R = K_i \int V_i dt = K_i \int V_s \sin(\omega_s t) dt = -\frac{K_i \omega_s}{\omega_s} \cos(\omega_s t) \quad (7-44)$$

故由调制器应满足的斜率条件

$$V_s \leq V_c \quad (7-45)$$

式(7-45)表明经过这样的变换后,调制器的斜率条件与输入信号频率无关,且幅值增益为1,这使调制器具有一种非常理想的传递特性。

将图7-18中两个积分器并为一个并设置到加法节点后如图7-19,这样构成的 $\Sigma\Delta M$ 调制器在理论上与变化前将是完全相同的,这时的 $\delta$ 调制器变为一个单位反馈系统,积分器被置在前向通道。单位反馈系统的前向通道上出现一个积分环节,意味着任何频率远小于采样频率 $f_c$ 的输入参考信号的系统稳态误差为零。

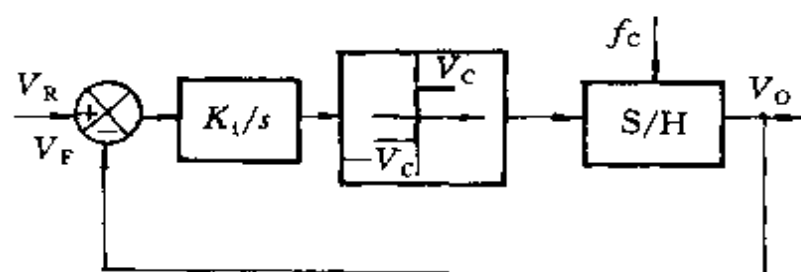


图7-19  $\Sigma\Delta M$  调制器

对于大多数交流调速系统和UPS系统来说,其工作频率大都在1~100 Hz范围内,而图7-19中采样保持器的频率 $f_c$ 即为直流环节逆变器的谐振频率,高达100 kHz,因此 $f_c$ 远大于输入参考信号 $V_R$ 的频率,这就保证了图7-19所示调制器,具有非常好的信号传递特性,图7-19所示调制器通常被称为 $\Sigma\Delta M$ 调制器。

## 2. $\Sigma\Delta M$ 调制器

图7-19所示 $\Sigma\Delta M$ 调制器在结构上也是相当简单的,但比较

器和采样保持器的存在却使其工作过程的解析分析变得较为困难。在电力电子电路的设计中,考虑调制器设计最重要的因素应是输出信号的频谱成分和谐波分布。因此下面对 $\Sigma\Delta M$ 调制器工作过程的分析将主要围绕其输出信号中的谐波分布讨论。在讨论中均假设系统的采样频率 $f_c$ 为直流环节逆变器谐振频率,保持器(S/H)为零阶保持器,并定义调制系数 $m$ 为参考信号幅值与比较器输出电平之比。

为了分析 $\Sigma\Delta M$ 调制器的响应,我们首先考虑一个最简单的输入参考信号即 $V_R = V_{RDC} \leq V_C$ 为一恒定直流电压,这时 $\Sigma\Delta M$ 调制器的积分误差信号和输出电压信号将为图7-20所示波形。

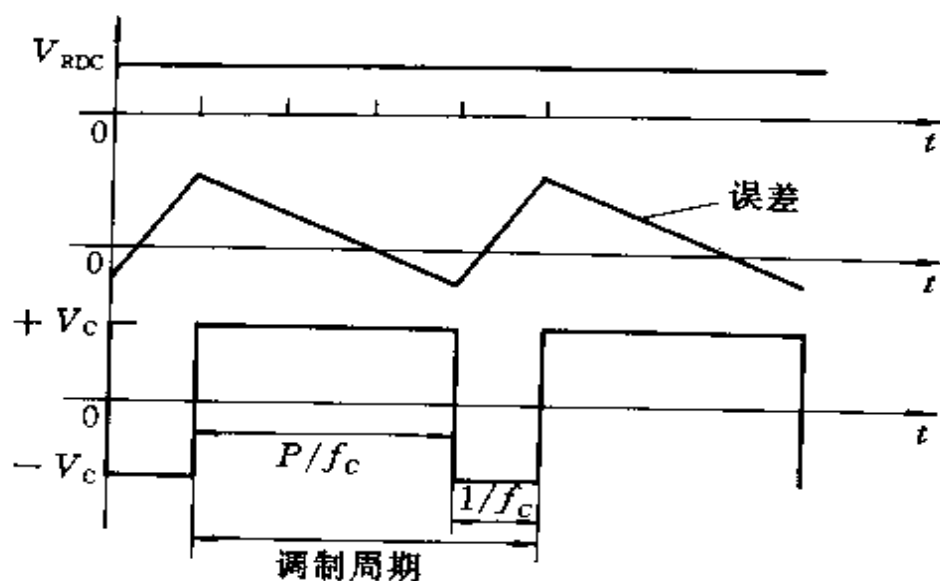


图 7-20  $\Sigma\Delta M$  调制器直流响应

图7-20中 $P$ 为比较器在高(或低)电平下采样保持器的采样次数或脉冲周期数,由于比较器输出电平的改变即逆变器输出电压的改变只能发生在DC环节谐振电压为零的时刻,即只能产生在 $\Sigma\Delta M$ 调制器的采样瞬间,故可能相邻两个调制周期的 $P$ 是不同的。假设 $P$ 对于每个调制周期均相同,则

$$V_o = \frac{P-1}{P+1} V_c \quad (7-46)$$

这里  $V_o$  是输出平均电压, 又知前向通路的积分器要求稳态误差为零, 故应有  $V_o = V_{RDX}$ 。

如果每个调制周期  $P$  不相等, 那么调制器应工作于一个有限循环方式, 每  $L$  个调制周期重复一次, 但是因为前向通路上积分器的存在, 这  $L$  个周期的平均输出电压也应等于参考信号电压, 只不过在这种情况下每个周期的平均  $P$  不是整数, 我们也可以得到输出平均电压

$$V_o = \frac{P-1}{P+1} V_c \quad (7-47)$$

即综上所述

$$\frac{P-1}{P+1} V_c = V_{RDX} \quad (7-48)$$

或者

$$\frac{P-1}{P+1} = \frac{V_{RDX}}{V_c} = m \quad (7-49)$$

对图 7-20 所示输出波形  $V_o$  进行傅氏分析, 可得

$$V_o = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (7-50)$$

由于波形偶对称, 故有  $b_n = 0$ , 因此

$$V_o = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t) = V_{a0} + (V_{on} \cos n\omega t) \quad (7-51)$$

$$V_{on} = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} V_o \cos n\omega t dt \quad (7-52)$$

由图 7-20 知

$$T = (P+1)/f_c \quad (7-53)$$

即

$$\frac{P}{2f_c} = \frac{PT}{2(P+1)} \quad (7-54)$$

将式(7-54)代入式(7-52)可得

$$V_{on} = \frac{4}{T} \left[ \int_0^{\frac{PT}{2(P+1)}} V_c \cos n\omega t dt + \int_{\frac{PT}{2(P+1)}}^{T/2} V_c \cos n\omega t dt \right] =$$

$$\frac{4}{T} \frac{V_c}{n\omega} \left[ \sin\left(\frac{n\omega PT}{2(P+1)}\right) - \sin \frac{n}{2} \omega t + \sin\left(\frac{n\omega PT}{2(P+1)}\right) \right]$$

将  $\omega T = 2\pi$  代入上式得

$$V_{on} = \frac{4V_c}{n\pi} \sin\left(\frac{P}{P+1}n\pi\right) \quad n = 1, 2, 3 \quad (7-55)$$

$$\text{其中基波幅值} \quad V_{01} = \frac{4V_c}{\pi} \sin\left(\frac{P}{P+1}\pi\right) \quad (7-56)$$

$$\text{基波频率} \quad f_1 = \frac{f_c}{P+1} = (1-m) \frac{f_c}{2} \quad (7-57)$$

当  $V_R = 0$  时,  $m = 0$ , 这时输出电压  $V_O$  为一方波, 基波频率为  $1/2$  的采样频率, 当  $V_R = V_c$  时,  $m = 1$ , 这时因为无论  $V_O = V_c$  还是  $V_O = -V_c$ , 积分器输出变化率将总是大于等于零, 这时调制器已接近饱和故无法工作。

下面考虑输入参考信号  $V_R$  为正弦信号, 在讨论之前, 我们先假设  $V_R$  的频率远小于  $\Sigma\Delta M$  的采样频率, 对于大多数交流调速系统及 UPS 电源系统来说, 都满足这个假设。因此, 在满足这个假设的前提下, 缓慢变化的正弦参考信号  $V_R$  可被看作是一个变化的直流参考信号, 把这个参考信号在幅值上进行离散, 如图 7-21 所示。

对任意角  $\theta$ , 有:  $V_R(\theta) = V_s \sin(\theta)$

$$m(\theta) = M \sin(\theta)$$

式中  $M = V_s/V_c$ 。

显然, 当输入参考信号为一交流信号时, 调制系数  $m$  将随着  $\theta$  而变化, 因而  $P$  也变化, 对于一个给定的角位移  $\theta$ , 由式(7-56)得

$$V_{01} = \frac{4V_c}{\pi} \sin\left(\frac{P}{P+1}\pi\right) \quad (7-58)$$

由式(7-57)得

$$f_1 = (1 - M \sin \theta) \frac{f_c}{2} \quad (7-59)$$

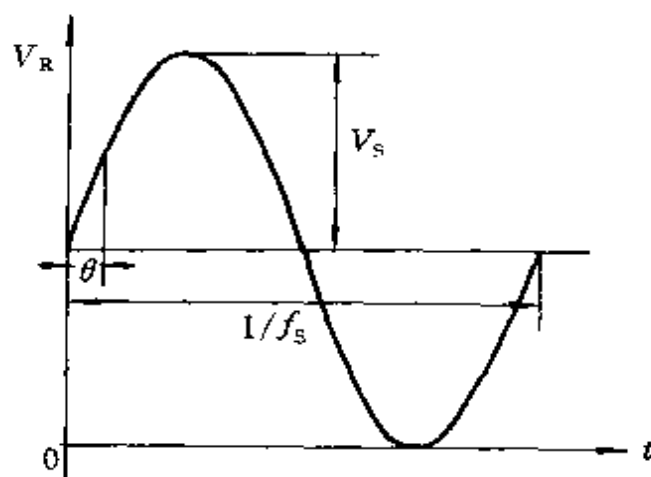


图 7-21 正弦参考信号的离散

当  $\theta$  从 0 变化到  $\pi/2$  时,  $m(\theta)$  将从 0 变化到  $M$ , 而  $P$  将从 1 变化到无限,  $P$  趋向于无限是因为当  $\theta$  达到  $\pi/2$  时, 输入信号的斜率趋向于零, 此时已没有所希望的调制了。更进一步当  $P$  变化  $V_{O1}$  也变化,  $f_1$  也将随着  $m(\theta)$  变化, 于是当  $\theta$  从 0 变化到  $\pi/2$  时, 调制的基波频率  $f_1$  将从  $f_c/2$  变化到  $(1 - M)f_c/2$ , 因此, 我们可以得出结论, 在  $\Sigma\Delta M$  调制器的输出  $V_O$  中, 除了含有与输入参考信号同频率的交流信号外, 大量的谐波能量集中在  $(1 - M)f_c/2$  到  $f_c/2$  的频段内。

前面已经说过, 常规的硬性开关 PWM 逆变电路, 其开关角度的确定可以是非常地精确, 但接下来的下一次开关能在载波频率经过一个周期后才能发生, 而另一方面, 带有采样保持器  $\delta$  型调制器分辨率较低, 但可以开关得更频繁, 因此这里实际要讨论的问题是开关频率多高, 采用  $\Sigma\Delta M$  调制的 DC 环节谐振型逆变器才能补偿低角度分辨率的不足。这里不对 PWM 逆变器输出波形谐波作深入探讨, 只给出上述比较结果: 首先定义频率比  $F = f_c/f_R$ ,  $f_c$

为逆变器开关频率,  $f_R$  为逆变器输出基波频率, 则

(1) 当  $F < 40$  时, 正弦 PWM 硬性开关逆变器的输出波形中的谐波成分远小于  $\Sigma\Delta M$  调制的 RDCLI 的输出谐波成分, 但  $F = 40$  表示逆变器开关频率已达 2 kHz, 而 2 kHz 几乎已是硬性 PWM 逆变器的开关频率上限。

(2) 当  $F > 100$  时,  $\Sigma\Delta M$  调制的 RDCLI 输出谐波成分略小于正弦 PWM 硬性开关逆变器输出谐波, 这时逆变器开关频率为 5 ~ 10 kHz, 即当  $\Sigma\Delta M$  调制的 RDCLI 的开关频率为 3 ~ 4 倍的正弦 PWM 硬性开关逆变器的开关频率时, 两者输出波形质量基本相同。

(3) 由于 RDCLI 的开关频率在同一类开关器件下比硬性开关 PWM 逆变器开关频率至少高一个数量级, 因此采用  $\Sigma\Delta M$  调制的 RDCLI 比采用正弦 PWM 调制的硬性开关逆变器具有更好的输出波形。

### 3. 整数脉冲调制

整数脉冲调制方法, 实质上是对常规的 PWM 波形进行变换处理。为了确保逆变器中 6 个功率开关在零电压情况下开通和关断, 驱动信号必须在过零时刻改变电平状态, 并要与谐振电压同步。回零控制脉冲宽度必须随负载而变化, 逆变器功率管驱动脉冲必须与回零控制脉冲在信号上保持严格相位关系。

(1) 回零控制 RDCLI 的关键技术之一是可靠的回零控制, 保证直流母线在强迫谐振条件下周期性回零, 为并联其上的功率晶体管提供零电压导通及关断条件。

图 7-22 为回零控制原理电路。IC6 接收电机电流检测信号, 幅值变换后在 IC1 中与空载回零电压  $V_{r0}$  相加。IC1 为电压比较器, 同相端接收主回路谐振电压取样信号  $V_c$ , 合成的参考信号  $V_{ref}$  加到 IC1 反相端, 形成系列方波信号, 该信号作为同步脉冲。

主回路通电后, 直流母线为恒定直流  $V_d$ , 检测信号  $V_c$  也为直

流,无法形成脉冲信号,因此,必须给系统设置启动条件。 $IC_4$  为固定周期固定脉宽的多谐振荡器,产生正比于空载回零电流的脉冲信号,经  $IC_5$  电子开关送到驱动单元。 $IC_5$  的控制信号生成原理如下,系统上电后, $IC_8$  同相端为低电平,反相端为高电平, $IC_9$  输出为低电平,则  $IC_{10}$  输出为高电平,保证电子开关  $IC_5$  导通,启动系统。主回路形成准正弦谐振波形如图 7-23 所示。

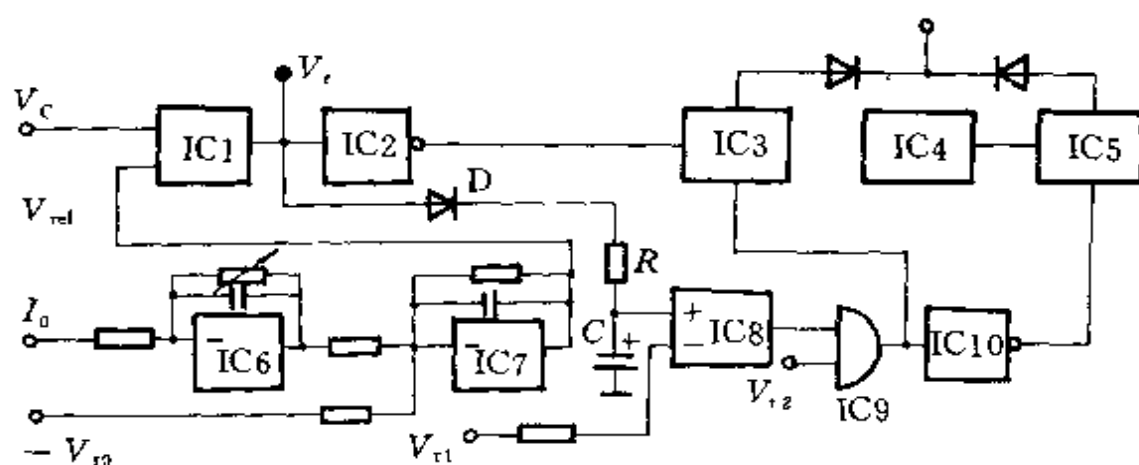


图 7-22 回零控制原理电路

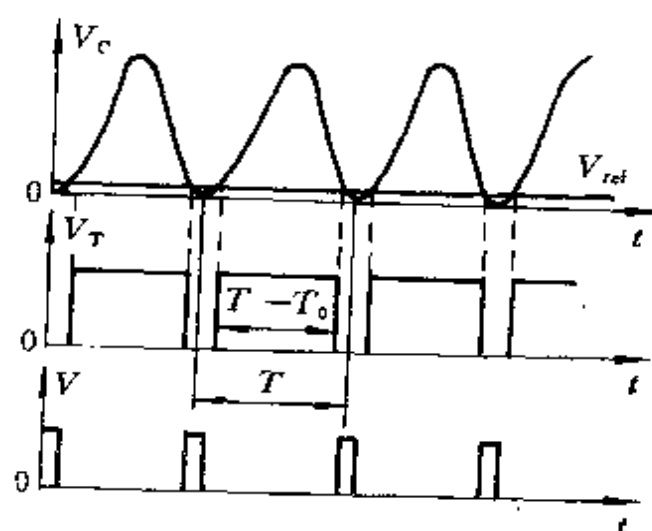


图 7-23 同步脉冲形成



主回路谐振后, IC1 即开始输出图 7-23 所示的脉冲信号, 经图 7-22 中二极管 D 和电阻 R 给电容 C 充电, 当 IC8 同相端电压大于  $V_{r1}$  时, IC8 输出高电平, 电子开关 IC3 导通, IC3 打开, 系统进入动态控制状态, 根据电动机电流来控制回零脉冲宽度。信号检测运算在  $20\ \mu\text{s}$  内完成。在 IC3 导通之前, 6 路驱动脉冲被封锁。

必须指出, 电路中参考电压  $V_{r0}$ ,  $V_{r1}$ ,  $V_{ref}$  对不同型号、不同频率的逆变器应具体计算, 以保证回零脉冲宽度不大于主回路功率器件电流额定值所允许的脉宽。

(2) 整数脉冲形成及同步问题 在图 7-22 中 IC1 输出为整数脉冲, 其实验波形见图 7-24, 图 7-25 中  $u_{Pa}$ ,  $u_{Pb}$ ,  $u_{Pc}$  为等面积递推算法计算的三相 PWM 信号。

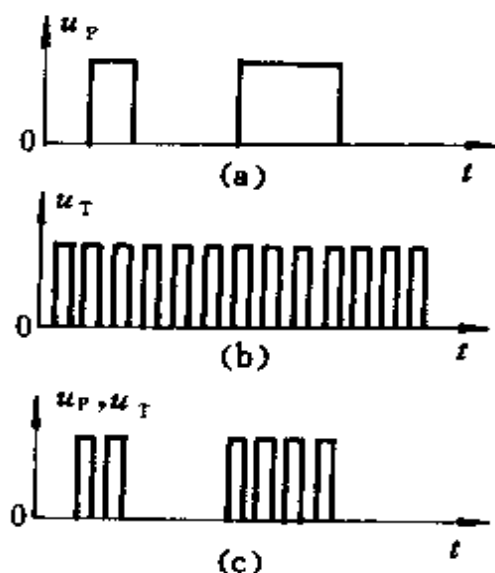


图 7-24 整数脉冲调制波形

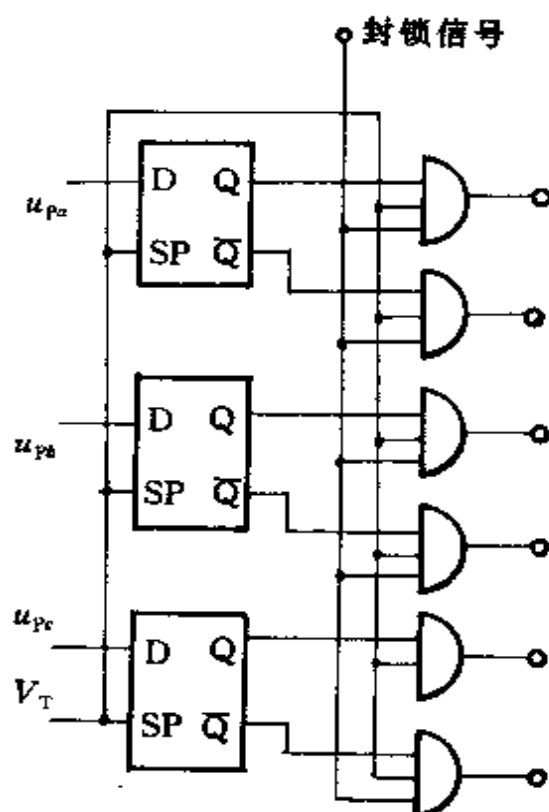


图 7-25 同步电路

同步电路为图 7-25 所示,为了防止  $u_p$  与  $u_r$  “与”运算后产生小于  $T - T_0$  (见图 7-23) 的非整数脉冲,可用  $V_T$  信号与  $V_P$  先同步一次。在 D 触发器 D 端加 PWM 信号,同步信号  $V_T$  加在 SP 端, Q 端输出信号和  $V_T$  信号“与”运算即生成三相 6 路驱动脉冲,这种方法形成的驱动脉冲与回零控制脉冲采用同一个同步信号,因而在相位上保持严格的同步。 $u_T$  信号的占空比为 0.9。

(3) 优点与不足 该方法的明显优点是工程实现非常容易,不增加控制系统成本。在 PWM 方式中使用的各种控制策略,例如:  $\frac{V_1}{f_1}$  为常数和低频补偿、 $\frac{E_g}{f_1}$  协调控制、转差频率控制、矢量控制和直接转矩控制等均可直接应用。

但是,采用这种调制方法,明显引入了舍入误差,其最大差值为一个整数脉冲(谐振周期)。降低 PWM 载波频率,提高谐振频率,可有效地降低舍入误差。

实验表明, RDCLI 方式功率晶体管存储时间  $t_s$  大大缩短,主回路输出波形比较接近驱动脉冲波形,因而与 PWM 硬开关相比,在谐振频率 20 kHz 时具有相同的谐波电流。

## 7.5 谐振直流环节逆变器交流传动系统

在常规 PWM 电压型逆变器中插入一个 LC 谐振网络,图 7-1 中的短路晶体管  $T_s$  被同时导通的 6 个晶体管所代替(初始化电流被三个桥臂平分)。电动机相电压  $u_1$  和频率  $f_1$  协调控制的 RDCLI 变频调速控制传动系统原理如图 7-26 所示。

### 1. 负载电流特征

采用三相桥式逆变器时,每个谐振周期有不同桥臂的三个开关同时导通,可将电动机等效为一个  $L_1 - R_1$  负载。则负载电动机电流瞬时值为

$$i(t) = I_m \sin \omega_1 \quad (7-60)$$

式中  $I_m$  为基波电流最大值;  $\omega_1$  为基波频率。

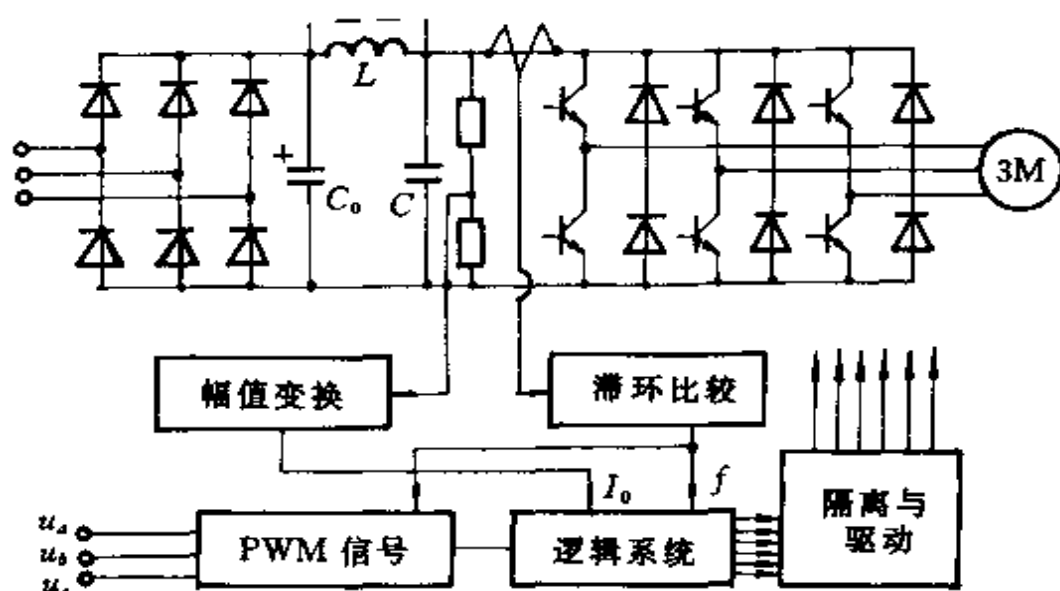


图 7-26 交流传动系统原理图

由于每个基波周期  $T_1 = \frac{2\pi}{\omega_1}$ , 有  $N$  个谐振周期  $T = \frac{2\pi}{\omega}$  组成; 对于第  $i$  个谐振周期开始, 电机电流的瞬时值为

$$i_0 = I_m \sin \theta, \quad (7-61)$$

为简化分析, 可认为加到电机上电压为自由振荡的理想波形

$$V_c = V_d(1 - \cos \omega t) \quad (7-62)$$

被分析周期, 描述电流  $i(t)$  的微分方程

$$L_1 \frac{di}{dt} + R_1 i = V_d(1 - \cos \omega t) \quad (7-63)$$

在初始条件  $i(0) = I_0$  下求得

$$i(t) = \frac{V_d}{R_1}(1 - e^{-t/\tau_1}) + \frac{V_d R_1}{L_1(R_1^2 + \omega^2 L_1^2)}[e^{-t/\tau_1} - \cos \omega t] + \frac{V_d \omega}{R_1^2 + \omega^2 L_1^2} \sin \omega t + I_0 \quad (7-64)$$

仿真表明(略),电机在一个谐振周期中电流变化不大,可近似认为是常数  $I_0$ ,这是由于  $L_1$  远大于  $L$  所致。

## 2. 传动系统瞬态分析

对于离散脉冲调制方案,从一个谐振周期到下一个周期,负载电流变化可能很大。但从上面分析可知,在我们关心的一个谐振周期中,电机电流可近似为常值电流  $I_0$ ,从而可将  $L_1 - R_1$  负载电流用  $I_0$  代

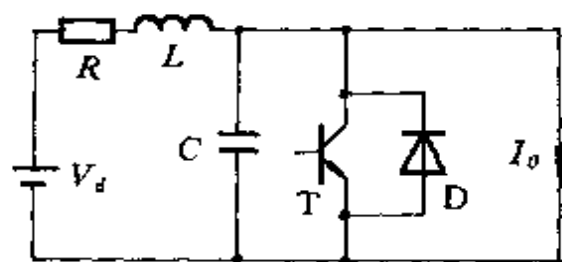


图 7-27

替,传动系统等效电路如图 7-27 所示。当  $T_s$  关断预充电结束后,直流母线谐振电压  $v_c$  和电感电流  $i_L$  的解析式为

$$v_c = (V_d - I_0 R) - (V_d - I_0 R)e^{-\delta t} \cos \omega t + \left[ \frac{1}{\omega C} (I_{L0} - I_0) - (V_d - I_0 R) \frac{\delta}{\omega} \right] e^{-\delta t} \sin \omega t \quad (7-65)$$

$$i_L = I_0 + (I_{L0} - I_0)e^{-\delta t} \cos \omega t - \left[ (I_{L0} - I_0) \frac{\delta}{\omega} - \frac{1}{\omega L} (V_d - I_0 R) \right] e^{-\delta t} \sin \omega t \quad (7-66)$$

研究上式,可得如下结论:

(1) 令  $R = 0$ ,  $I_{L0} = I_0$ , 则

$$\left. \begin{aligned} v_c &= V_d (1 - \cos \omega t) \\ i_L &= I_0 + \frac{V_d}{\omega_0 L} \sin \omega_0 t \end{aligned} \right\} \quad (7-67)$$

式(7-67)表示,当  $LC$  无损时,控制谐振电感初始化电流  $I_{L0}$  等于该时刻负载电流  $I_0$ ,则谐振电压  $v_c$  与空载时完全一致,始终在  $0 \sim 2V_d$  之间振荡。而电感电流是一均值为  $I_{L0}$  的正弦脉冲电流。

(2) 电动机状态 变频调速系统在电动机状态下工作时,电动机经谐振环节由直流电源  $V_d$  提供能量。通过检测母线电流并用零阶采样保持器可分解出电机电流,完全可实时控制  $I_{L0} = I_0$ ,使

直流母线电压等幅回零谐振。

(3)  $\hat{R} \neq 0$  时回零控制 谐振电感  $L$  作为传递功率的元件, 其趋肤效应不容忽视, 即  $R$  不可能为 0。实际系统中必须考虑增大  $I_{L0}$  来弥补这部分损失。设空载时保证可靠回零所需初始化电流为  $I_{P0}$ , 由于负载电流变化时损耗随之变化, 其损耗为  $K_0 I_0^2$ , 则电动状态的谐振电感初始化电流为

$$I_{L0} = I_{P0} + K_0 I_0^2 + I_0 \quad (7-68)$$

(4) 再生发电状态 当传动系统降频运行或位能转矩下放重物时, 异步速度大于同步速度, 转子电流改变方向, 电磁转矩与转速反向产生制动作用。电动机从轴上吸取的功率除一部分转换为转子铜耗外, 大部分通过气隙进入定子, 经三相逆变桥的三个反并联续流二极管回馈给谐振网络和滤波电容。这时电动机工作于发电机状态。为保持等幅谐振及可靠回零。

$$I_{L0} = I_{P0} + K_0 I_0^2 - I_0 \quad (7-69)$$

式中  $I_{P0}$  为保证空载可靠回零电压; 损耗系数  $K_0$  如式(7-22)所定义。由上式可知, 再生运行时最大电流取决于  $I_{P0}$  和  $K_0$ 。

### 3. 采用有源钳位技术的变频调速实验系统主回路参数设计

实验系统主回路如图 7-28 所示, 图中  $B_1$  为钳位电容预充电变压器,  $D_2$  和  $C_2$  为充电电源整流滤波元件。主回路起振前, 控制电路  $S_0$  动作给  $C_1$  充电到  $(K-1)V_d = 150 \text{ V}$ , 然后  $S_0$  打开, 系统开始运行。

(1) 原始参数 单相整流  $V_d = 300 \text{ V}$ ,  $f_0 = 20 \text{ kHz}$ ,  $I_0 = 7 \text{ A}$ , 取  $I_{L0} = 15 \text{ A}$ ,  $K = 1.5$ ,  $\Delta V = 20 \text{ V}$ 。

#### (2) 参数计算

根据式(7-25)求得:  $L \leq 0.15 \text{ mH}$ 。

根据式(7-26)求得:  $C = 0.42 \mu\text{F}/630 \text{ V}$ 。

根据式(7-31)求得:  $C_1 = 11 \mu\text{F}/200 \text{ V}$ 。

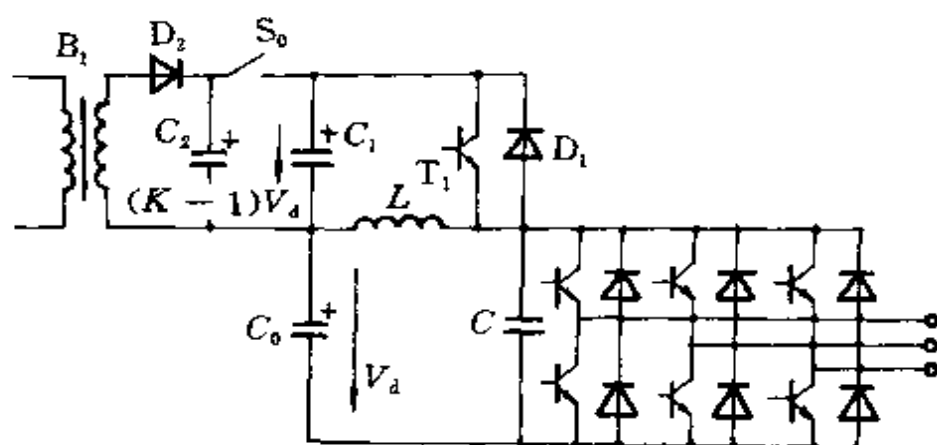


图 7-28 具有有源钳位的系统主回路

钳位电容  $C_1$  充放电时间约为  $\frac{1}{4}$  谐振周期, 令  $t_{21} = t_{22} = 12.5 \mu\text{s}$ , 则

$$I_{T1} = I_{D1} = C \frac{\Delta V}{t_{21}} = 17.6 \text{ A}$$

主回路逆变管选用 15 A/600 V GTR 模块或 IGBT 功率管, 实验表明上述参数选择是有较大余量的。谐振峰值电压小于 500 V。

## 7.6 谐振直流环节拓扑比较

谐振直流环节逆变器(RDCL)基本拓扑突出优点是电路简单,谐振回路可使逆变桥上所有开关获得零电压开通和关断,为开关元件创造了无损开关条件。但是缺点:其一是直流环节上谐振电压高达 $2 \sim 2.5 V_d$ ;其二是谐振电压处于主功率传送通道,电感上损耗大;其三是离散脉冲调制使输出波形中会有某些低次谐振分量而不易被滤除。

具有有源钳位的谐振直流环节逆变器 (Actively Clipped Resonant DC Link Inverter, 简称 ACRLI) 可限制谐振电压至

$1.3 \sim 1.5V_d$ 。但钳位电路控制复杂,一旦控制失败,可引起谐振峰值电压升高或回零失败。

为了将  $L_r$  从主回路功率传送通道上移开,发展了并联谐振直流环节逆变器 (PRDCLI)。因为谐振电感  $L_r$  和电容  $C_r$  并联 (采用开关器件隔离并联),所有与直流环节并联的功率开关均处于软性开关 (零电压开关 ZVS 和零电流开关 ZCS)。由于 PRDCLI 中谐振电压为零的时间不可控,完全取决于谐振参数  $L_r$  和  $C_r$ ,经改进可调节谐振环节输出高频序列脉冲的周期和宽度。但这种电路控制更为复杂,工程实现上难度较大。

将 DC/DC 变换 (开关电源) 发展中提出的准谐振逆变器移植到三相 DC/AC 逆变器中,产生了准谐振直流环节逆变器,如图 7-29 所示。该拓扑虽然可在直流环节上实现 PWM 逆变器,但无法在逆变桥上实现 PWM 控制。

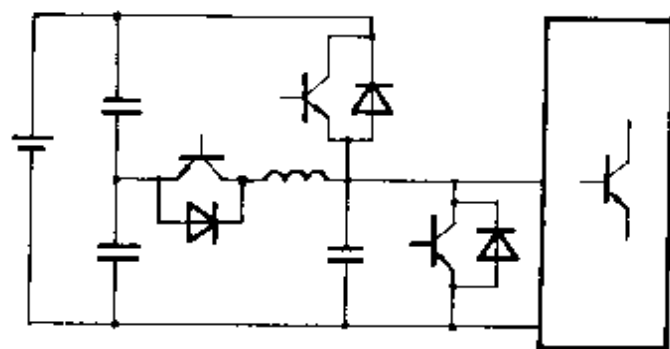


图 7-29 准谐振直流环节逆变器

所谓准谐振,就是利用电路中谐振元件为开关创造零电压 (ZVS) 或零电流 (ZCS) 开关条件。谐振的波形不一定为正弦波,可以是矩形波、梯形波等。

## 7.7 多谐振开关概念及其在三相大功率逆变器中的推广

### 1. 零电流准谐振电路(ZCS—QRC)

图 7-30 为单开关零电流开关准谐振 DC/DC 逆变器,该拓扑实际上是给 PWM 降压型电路中开关器件串接一个谐振电感,给续流二极管 D 并联一个谐振电容,就变成了零电流准谐振逆变器,其工作原理如下:

(1) 开关 S 闭合时,  $L_r$  和  $C_r$  谐振,通过 S 的正弦电流在 S 关断前减小到零。

(2) S 开通时,通过其上的电压为高电压,但通过其上的电流为零。

(3) S 闭合时,续流二极管 D 上的电压线性下降,有利于二极管工作。

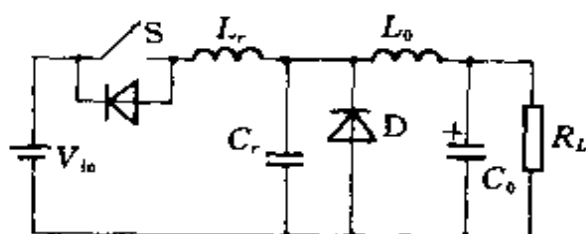


图 7-30 ZCS QRC 拓扑

其缺点是开关内流过较高的电流有效值和直流峰值,使通态损耗增加。开关管的寄生电容产生噪声及寄生振荡。高电压应力产生密耳效应。

### 2. 零电压准谐振电路(ZVS—QRC)

图 7-31 为单开关零电压准谐振电路。其实质是给 PWM 拓扑开关器件并联一个谐振电容,串联一个谐振电感而成为



ZVS-QRC 拓扑。其工作原理为：

当 S 处于断态时,  $V_{Cr}$  线性上升到  $V_m$ ,  $C_r$  和  $L_r$  谐振使 S 开通前为零电压。

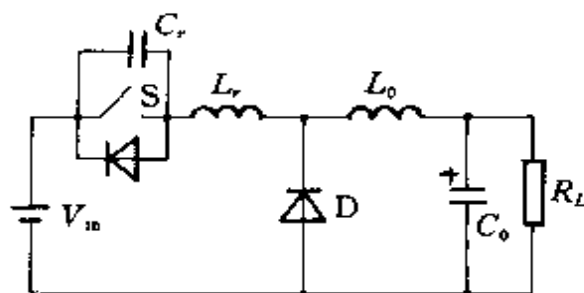


图 7-31 ZVS-QRC 拓扑

其缺点是  $L_r$  和 D 的极间电容可产生寄生振荡; 开关 S 上电压应力可达  $V_m$  的 7~9 倍, 和负载电流成正比。

### 3. 多谐振开关原理

经分析总结, 如果将谐振开关原理既推广到有源开关也推广到电路中二极管上, 将 PWM 逆变器变成多谐振逆变器的基本方法为:

(1) 对有源开关并接谐振电容。

(2) 在不和有源开关并联 (或反并联) 的二极管上并联另一谐振电容。

(3) 在开关和二极管组成的环路中附加一个谐振电感, 这个回路也可能会有电压源或滤波电容。

根据上述 3 条规则, 很容易得到单开关降压型零电压多谐振 (ZVS-MRC) 变流器拓扑如图 7-32 所示。

在开关期间, 该电路以四种拓扑方式运行, 此处不作详细

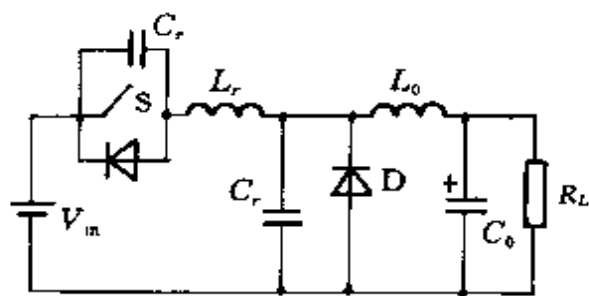


图 7-32 降压型 ZVS-MRC 拓扑

分析。

多谐振开关与准谐振相比,其主要特点是:其一,巧妙利用了开关器件的输出电容和二极管的结电容,消除了可能由此产生的高频寄生振荡;其二,巧妙利用了电路运行特征分段谐振,为电路中有源开关和二极管均创造软性开关(ZVS 或 ZCS)条件。

按照本节规则及开关特征(所要达到的目的),可以推广到三相逆变器上。

#### 4. 多谐振开关原理在三相大功率逆变器中的应用

将普通的三相 PWM 电压型逆变器每个有源开关及与其反并联的二极管都并联上等量的谐振电容  $C_r$ , 在每相输出端均串联等量谐振电感  $L_r$ , 即形成图 7-33 所示的多谐振三相逆变器,这种逆变器有的文献中称其为三相准谐振(或极谐振逆变器)。这种说法也是正确的,因为多谐振逆变器本质上也是一种准谐振逆变器,其目的是为开关器件创造软性开关条件并消除寄生振荡。图中  $C_1 \sim C_6$  为谐振电容(即  $C_r$ ),  $C$  为滤波电容,  $L_r$  为谐振电感。

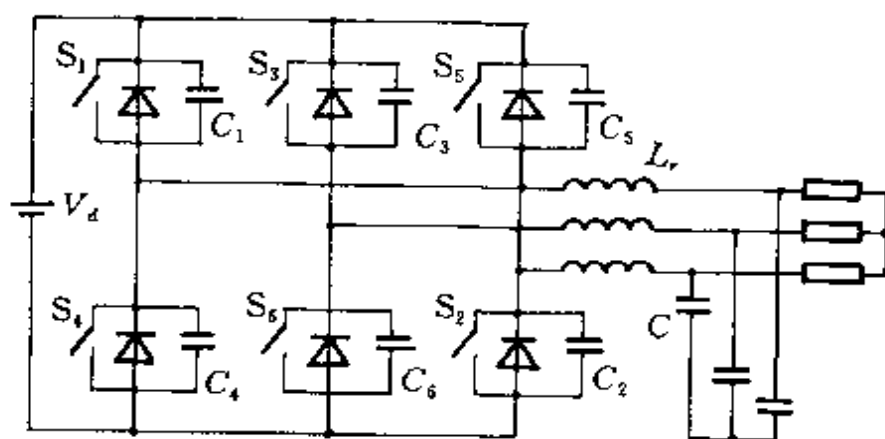


图 7-33 多谐振(准谐振)三相逆变器

该拓扑的第一个特点是谐振元件从直流环节移到了逆变桥之后,由原来的一组变为三组。第二个特点是需要采用电流控制模

式,既不属于 RDCLI 离散脉冲调制,也不属于各种常规的 PWM 模式。本质上看已脱离了直流环节谐振的概念。其三是开关器承受电压较低( $V_d$ )。

该拓扑的主要缺点是开关器件需要承受的电流远大于额定负载电流,一般在  $2I_{Qmax}$  以上。

### 5. 多谐振概念的延伸

近年来在准谐振和多谐振开关变换器的建模、分析及仿真等方面取得了一定进展,但也存在一系列问题,主要表现在以下方面:

① 功率电路拓扑分析、仿真非常复杂,由于存在多段工作模式,电路参数的数学表达式大多是隐式。

② QRC 和 MRC 大部分采用调整谐振频率控制输出功率,控制电路复杂,易受干扰。而且在高频时,还会通过增益放大器传送大量的摄动噪声,限制有效带宽,因而难以得到满意的品质,成为阻碍这类变换器实用化的主要原因。

③ 谐振电感损耗大,高谐振电流使开关管通态损耗增大。虽然多谐振在电流电压应力方面比准谐振有所改善,开关管的电流电压应力仍远大于 PWM 方式,也使成本难以降低。

④ 将多谐振开关原理简单地推广到三相 PWM 逆变器中(例如如图 7-33 拓扑),同样解决不了开关器件上高峰值电流问题,控制电路的工程实现难以进行。

根据对谐振直流环节逆变器各种拓扑、各种准谐振和多谐振拓扑的分析研究,得出以下结论:

(1) 在主回路功率传送通道设置谐振电感,高频工况下损耗不可忽略,电感的制作也是一个非常麻烦的工作;人为地在谐振回路增加谐振电感(例如与谐振电容并联)增加了控制的复杂性,谐振峰值电压钳位需付出成本及功耗方面的代价。因此,应当寻找无谐振电感的回零拓扑。

(2) 峰值电压和峰值电流限制是各种谐振拓扑的主要研究目标之一,它直接关系到新型逆变器的成本和可靠性。

(3) 为了获得 PWM 开关零电压(或零电流)开关条件,谐振波形不一定必须是正弦或准正弦的,也可以是方波或阶梯波,只有方波或阶梯波才能非常有效地把谐振电压应力限制在直流电源  $V_d$ (或略高于  $V_d$ )。

(4) 理论分析和仿真表明,SPWM 控制技术是非常优秀的控制技术,它可获得最小输出波形畸变、最优动态响应、最小谐波含量,工程实现容易,因而将直流环节谐振与 SPWM 相结合,既为开关器件创造了零电压开通条件,又可直接应用 SPWM 方式对逆变器进行控制,有利于早日推动三相大功率软开关逆变技术进入工程实用阶段。

(5) 为了避免调频控制对逆变器控制产生的困扰,也应该采用 PWM 控制方式,固定直流环节谐振频率,寻求直流谐振环节回零控制与 PWM 开关时间单侧同步(例如开通沿或关断沿)或双侧同步(利用低频 SPWM 调制离散信号)。这样构成的系统,既发挥了零电压开关作用,又发挥了 SPWM 控制的诸多优点。

上述研究结论是将准谐振或多谐振开关技术、直流环节谐振技术综合推广应用于三相大功率逆变器的基本指导思想。

#### 6. 新型三相大功率多谐振直流环节 SPWM 电压型逆变器

新型三相大功率多谐振直流环节 SPWM 电压型逆变器拓扑如图 7-34 所示。

新拓扑只是在常规 SPWM 逆变器的开关器件  $S_1 \sim S_6$  上示出了电容器  $C_1 \sim C_6$ 。这些电容器实际上是 IGBT 或功率 MOSFET 的输出电容和与其反并联的二极管的结电容; $L, R$  为三相感应电动机的相电感和相电阻。新增加的部分为功率开关  $S_0$  及开关电容网络  $S_v, C_v, C_0, C_v$  中包含  $S_v$  的输出电容,开关  $S_0$  要采用低输出电容的快速开关。该网络本质上是电机电感  $L$  和  $C_0, C_v$  及不同工作

模式  $C_1 \sim C_6$  中部分元件参与谐振, 分析中将电感的作用简化为电流  $i_d$ 。基本工作原理分析如下。

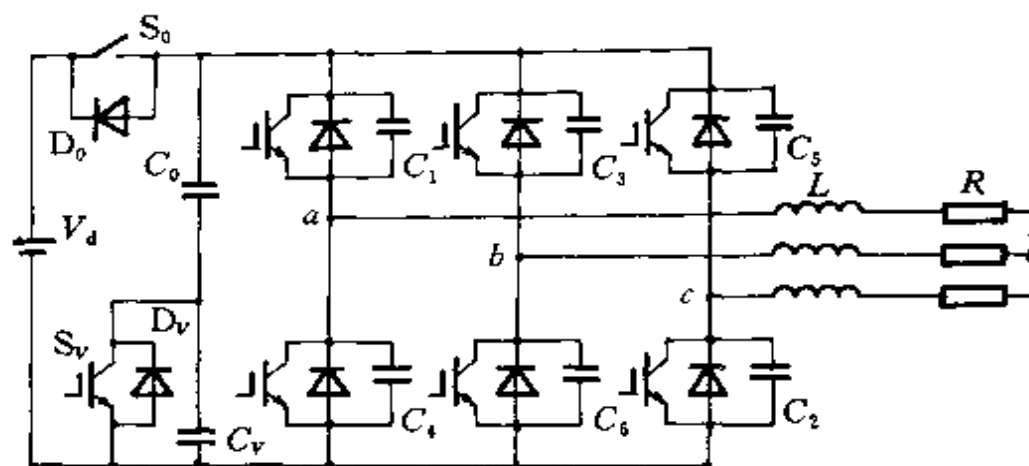


图 7-34 三相大功率多谐振直流环节 SPWM 逆变器

(1) DC 母线回零控制 母线回零拓扑如图 7-35 所示。图中  $V_d$  为含滤波电容的直流电压源。开关  $S_v, S_0$  可以是 GTR, MOSFET 或 IGBT。

此处将按照有续流电流讨论电路工作原理及参数设计。

设负载为感性负载, 利用电机电感作为谐振电感; 各开关均为理想开关(忽略开关压降), 开关元件及内部集成的反并联二极管寄生电容作为谐振电容一部分; 三逆变桥上 6 个开关可同时关断, 为电容  $C_0$  提供充电条件。

模式(1):  $t_0 = 0$  时刻, 开关  $S_1, S_3$  和  $S_6$  处于导通状态,  $S_3, S_2, S_4$  断态,  $S_0$  通态,  $S_v$  断态。加

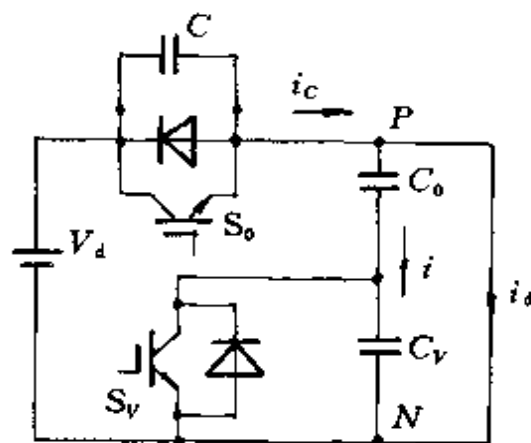


图 7-35 回零控制拓扑

在  $C_0 // C_V$  上的电压为电源电压  $V_d$ , 负载电流  $i_a$  流过  $S_1$ ,  $i_b$  流过  $S_5$ , 流过  $S_0$  和  $S_6$  的  $i_b$  为  $i_a$  与  $i_c$  之和, 这些电流线性增加至  $t_2$  时刻前, 均由电源  $V_d$  提供。

$$i_{s0} = \frac{V_d}{r}(1 - e^{-\frac{t}{r}}) \quad (7-70)$$

式中

$$r = \frac{3}{2}R, \quad l = \frac{3}{2}L$$

$$i_c = i_a = \frac{1}{2}i_{s0} \quad (7-71)$$

模式(2):  $t_2$  时刻, 因为  $S_0$  两端  $V_d = V_P$ , 所以,  $S_0$  被零电压关断,  $S_V$  处于断态, 负载电流  $i_d$  由  $C_0 // C_V$  提供。此时  $S_1$ ,  $S_5$  和  $S_6$  保持导通, 而  $S_4$ ,  $S_2$  和  $S_3$  保持关断。放电等效电路如图 7-36 所示。

$$V_d = V_C + V_{C0} + V_{CV}$$

$$i_d = i + i_c$$

$$V_C = \frac{1}{C} \int i_c dt$$

$$-V_{C0} = \frac{1}{C_0} \int i dt$$

$$-V_{CV} = \frac{1}{C_V} \int i dt$$

即

$$-V_P = \left( \frac{1}{C_0} + \frac{1}{C} \right) \int i dt \quad (7-72)$$

求解方程组(7-72)可得

$$V_P = \frac{1}{C_0 + C} [CV_d - i_d(t_3 - t_2)] \quad (7-73)$$

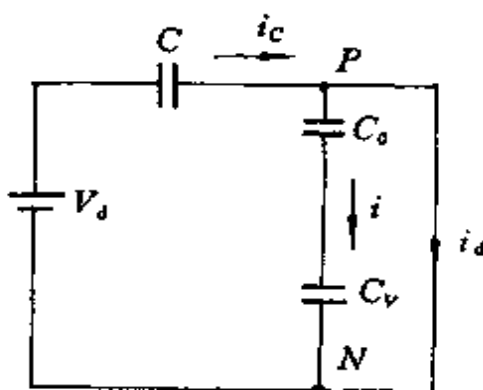


图 7-36  $S_V$  关断时等效电路  
续流时  $i_d$  反向

$t_3$  时刻  $V_P = 0$ , 则

$$(t_3 - t_2) = \frac{CV_d}{i_d} \quad (7-74)$$

由方程(7-74)可知, 由于与开关  $S_0$  并联电容  $C$  的存在, 放电时间仅受负载电流  $i_d$  的控制。

如果开关  $S_0$  采用输出电容小的高速开关, 忽略  $C$  的作用, 放电公式将变成

$$(t_3 - t_2) = \left( \frac{C_0 C_V}{C_0 + C_V} \right) \frac{V_d}{i_d} \quad (7-75)$$

计入逆变器开关器件输出电容, 实际放电时间为

$$(t_3 - t_2) = \left[ \frac{C_0 C_V}{C_0 + C_V} + C_2 + C_3 + C_4 \right] \frac{V_d}{i_d} \quad (7-76)$$

设  $C = 0$ ,  $S_V$  导通, 放电等效电路为图 7-37 所示。放电时间为

$$(t_3 - t_2) = [C_0 + C_2 + C_3 + C_4] \frac{V_d}{i_d} \quad (7-77)$$

由式(7-76)和(7-77)知, 开关  $S_V$  可根据负载电流大小有效地影响放电时间及后边分析的充电时间。即  $i_d$  较大时, 控制  $S_V$  关断,  $i_d$  较小时, 控制  $S_V$  开通, 使充放电周期得以控制。

模式(3): 在  $t_3$  时刻, 直流母线电压由于电容放电而使  $V_P = 0$ , 因而存在一续流期。负载通过开关  $S_1, S_5, S_6$  及  $D_2, D_3, D_4$  被短路,  $S_1$  和  $D_4$  分担  $a$  相电流  $i_a$ ,  $S_5$  和  $D_2$  分担  $i_c$ ,  $S_6$  和  $D_3$  分担  $i_b$ 。在  $t_3$  之后的任意时刻, 关断  $S_1, S_5, S_6$ , 开通  $S_3, S_4$  和  $S_2$ , 因此开通损耗和关断损耗都为零。

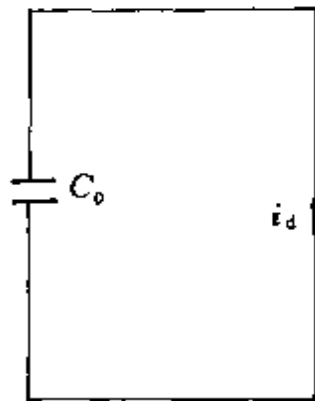


图 7-37  $C_0 = 0, S_V$  导通  
放电等效电路

直流母线电压为零的续流期间,流过逆变电路的电流被三个有源开关和三个二极管均分。

$$\frac{1}{2}i_b = \frac{1}{2}i_d = \frac{1}{2}i_c \quad (7-78)$$

模式(4):由  $t_3$  时刻母线回零至  $t_4$  时刻为置零期,由于三相负载为电感性负载,其电流方向不变,三相电流分别流过  $D_4$ ,  $D_2$  和  $D_3$  并立刻返回直流母线,开始对电容  $C_0 // C_V$  充电。所分析的周期时间很短,可以认为三相电流为常数,因而充电电压为

$$V_P = \frac{C_0 + C_V}{C_0 C_V} i_d t \quad (i_b = i_d) \quad (7-79)$$

式中  $i_d$  为直流母线电流,在  $t_4$  时刻为  $b$  相电流  $i_b$ ,该方式在  $t_5$  时刻结束,  $V_P = V_d$ , 充电时间

$$(t_5 - t_4) = \frac{C_0 C_V}{C_0 + C_V} \frac{V_d}{i_d} \quad (7-80)$$

如果计入逆变器中电容,则

$$(t_5 - t_4) = \left[ \frac{C_0 C_V}{C_0 + C_V} + C_1 + C_5 + C_6 \right] \frac{V_d}{i_d}$$

在  $t_4$  时刻,逆变器中开关换流。

模式(5):当  $V_P = V_d$  时,  $S_0$  在零电压开通,  $i_b$  经  $D_0$  流入  $V_d$  被滤波电容吸收,此时

$$i_d = i_b = i_a + i_c \quad (7-81)$$

模式(6): $t_6$  时刻,  $S_4$  保持通态,  $S_2$  和  $S_3$  关断,  $S_1$  保持关断,  $S_5$  和  $S_6$  被开通。由于  $i_b$  在负方向流过  $D_3$ ,  $i_c$  在负方向流过  $D_2$ , 电容  $C_5$  和  $C_6$  放电,因而  $S_2$  和  $S_3$  被零电压关断,  $S_5$  和  $S_6$  被零电压开通。此时直流母线电流朝差  $i_c$  正值的方向增加,因此

$$\begin{aligned} i_d &= i_{S5} = i_c \\ i_{D1} &= i_a \\ i_{S6} &= i_b \end{aligned} \quad (7-82)$$



模式(7): $t_7$ 时刻,开关 $S_5$ 和 $S_6$ 保持导通, $S_4$ 被关断, $S_1$ 被开通。因为换相电流 $i_a$ 流过 $D_4$ ,为 $S_4$ 提供了零电压关断条件。换相时刻, $i_a$ 通过 $S_1$ , $i_b$ 通过 $S_6$ , $i_c$ 通过 $S_5$ ,完成了一个周期的工作过程。此状态

$$i_d = i_b = i_a + i_c \quad (7-83)$$

(2) 主回路参数计算 当SPWM的调制比 $\lambda=1$ 时,输出有效功率

$$P_O = \sqrt{3} V_l I_l \cos\varphi \quad (7-84)$$

式中  $V_l$  为线电压有效值, $I_l$  为线电流有效值, $\cos\varphi$  为负载功率因数。输出视在功率为

$$S_O = \sqrt{3} V_l I_l \quad (7-85)$$

输出线电压基波有效值

$$V_l = \sqrt{3} V_d / 2 \quad (7-86)$$

$$\text{相电阻} \quad R = P_O / 3I_l^2 \quad (7-87)$$

$$\text{相电感} \quad L = S_O \sin\varphi / (2\pi f_o \times 3I_l^2) \quad (7-88)$$

$$\sin\varphi = \sqrt{S_O^2 - P_O^2} / S_O \quad (7-89)$$

$$\text{由式(7-88)可得} \quad i_d = I_l = (\sqrt{S_O^2 - P_O^2} / 6\pi f_o L)^{\frac{1}{2}}$$

由上述分析可知,实际上谐振主回路电容的充放电是电感 $L$ 参与谐振的结果。电感 $L$ 影响到功率因数,不允许电流瞬变,为主回路谐振电容回零创造了条件。在这个拓扑中,巧妙地利用了负载电感作为谐振电感,详细分析可导出其直接关系式。

$C_o$  和  $C_v$  计算及  $S_o$  和  $V_o$  开关应力分析:

根据式(7-76)和(7-80),如果 $S_v$ 一直处于断态,则充放电时间相等,即

$$\Delta t = \frac{C_o C_v}{C_o + C_v} \frac{V_d}{i_d} \quad (7-90)$$

式中  $i_d = I_l = P_o / \sqrt{3} V_l \cos \varphi$

$$\Delta t = t_3 - t_2 = t_5 - t_4$$

对于恒转矩调速,  $P_o$  随频率下降而减小,  $V_l$  与  $f_o$  成正比减小, 而电流  $I_l$  基本上是恒定的, 因而对这种拓扑很有利。当电机空载时,  $I_l$  较小, 有可能使式(7-90)中充放电时间加长。该拓扑的开关  $S_v$  受负载电流控制, 当负载电流较大时, 开关  $S_v$  闭合, 谐振电容  $C_o$  起作用, 反之则否, 保证充放时间被控制在一个允许的区间。

## 第 8 章 DC/DC 变换及应用

采用脉冲宽度调制(PWM)和脉冲频率调制(PFM)技术的开关型 DC/DC 变换器,已广泛用于直流电机速度控制、开关稳压电源及焊接电源。它以体积小、重量轻、效率高等优点,在军事及工业应用中获得了长足进展。近年来,功率半导体器件,各种控制技术对其发展具有极大的促进作用。以实现软开关(ZCS、ZVS)为目标的各类新型拓扑不断推出,为进一步提高 DC/DC 变换动态性能,降低开关损耗,减少功率变换器对电子系统的电磁干扰开辟了有效的新途径。

DC/DC 变换按稳压控制方式可分为脉冲宽度调制(PWM)和脉冲频率调制(PFM)。按变换器功能分类有降压型、升压型、升降压型、库克(CUK)型等。按拓扑结构分类有单端正激、单端反激、推挽式及桥式电路。各类软开关 DC/DC 变换器是在上述拓扑基础上发展起来的,重要区别是控制方式发生了变化,由连续(系列脉冲)控制变为离散脉冲控制。因此,试图按某种分类方法概括 DC/DC 变换技术的全部内容是不太容易的一件事情。本章将按照无变压器和有变压器 DC/DC 变换、硬性(PWM)开关和谐振型软性开关分别介绍其基本拓扑和工作原理。相应的控制问题将在各种拓扑中介绍。

### 8.1 无变压器 DC/DC 变换器

在本节研究的各种拓扑中,电路中都不包含用于电位隔离和阻抗匹配的高频变压器,其特征是输入直流电源和输出直流电源

具有公共接地点,因而一般也称为串联、并联开关式稳压电源。

### 8.1.1 降压型(串联)开关稳压器

降压型拓扑如图 8-1(a)所示。图中开关  $S$  可以是第 2 章介绍的各种全控型(自关断)功率半导体器件, $D$  为续流二极管,其开关速度(恢复速度)应与开关  $S$  有同等水平。 $L, C$  为滤波电感和电容,由于这种电路开关  $S$  的占空比在理论上只能小于 1,输出电压  $V_O$  只能低于输入电压  $V_d$ ,因而称之为降压型开关稳压器,也叫做 Buck 型变换器。因为负载电阻  $R_L$  与开关  $S$  为串联关系,又被称为串联型开关稳压器。

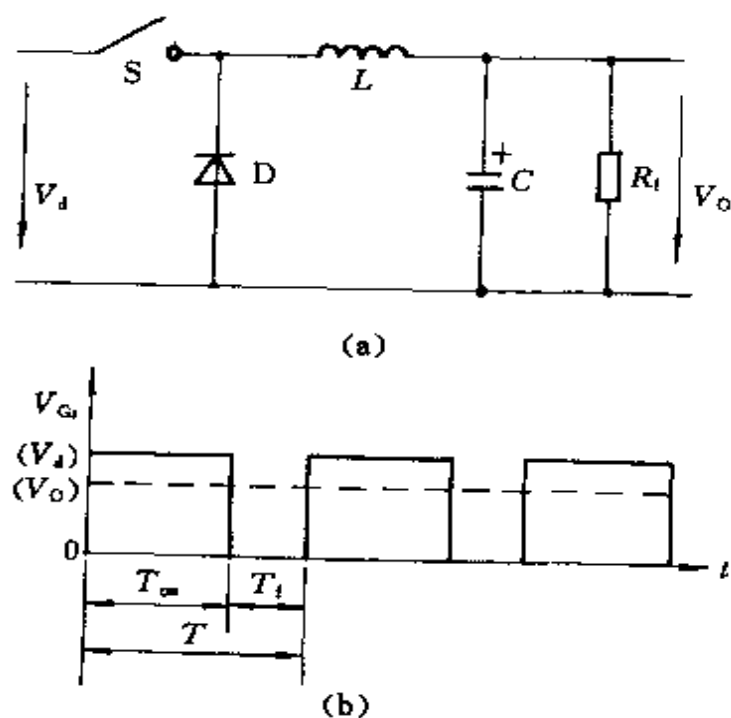


图 8-1 降压型拓扑及开关波形

由图 8-1(b)所示的开关  $S$  驱动波形可知,在一个开关周期  $T$  中,控制  $S$  的导通和关断时间比例  $T_{on}/T$ ,则输出平均电压  $V_O$  为

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^T V_o(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{T_{on}} V_d dt = \frac{T_{on}}{T} V_d = q V_d \quad (8-1)$$

式中  $q$  为占空比。

图 8-1(b) 驱动波形可由图 8-2 脉宽调制方式产生, 图中  $V_g$  为控制给定信号,  $V_c$  为锯齿波电压最大幅值。根据图 8-2 几何关系可得, 占空比  $q$  为

$$q = \frac{T_{on}}{T} = \frac{V_g}{V_c} \quad (8-2)$$

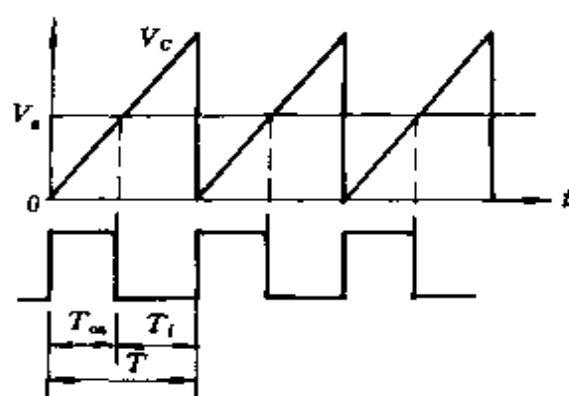


图 8-2 控制信号生成

将式(8-2)代入式(8-1)中可得

$$V_o = q V_d = V_g \frac{V_d}{V_c} = K V_g \quad (8-3)$$

式(8-3)表明, 当输入直流电压  $V_d$  和锯齿波最大幅值均给定时, 变换器相当于一个开关型功率放大器。输出直流电压  $V_o$  仅受控于控制给定电压  $V_g$ 。功率放大器的放大倍数为  $K = V_d/V_c$ 。改变给定电压  $V_g$ , 实际上达到了调制脉宽的作用。因此很容易实现电压反馈的闭环控制。

### 8.1.2 升压型(并联)开关稳压器

当输入电压较低时,为了获得较高的输出电压,可采用图 8-3 所示升压型开关稳压器。由于该拓扑中功率开关和负载电阻并联,因此又被称为并联开关稳压器,有的文献将这种升压拓扑称为 boost 电路。

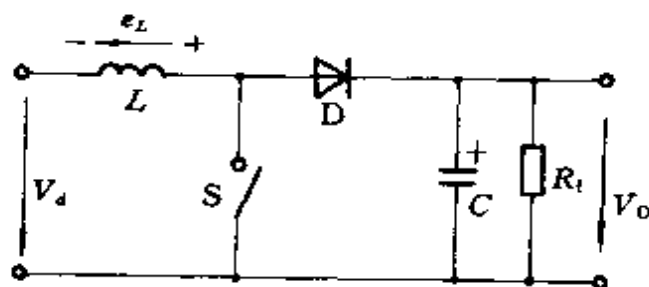


图 8-3 升压型(并联)开关稳压器

这种电路能升压的基本原因是电感  $L$  上的感应电压通常高于输入电压  $V_d$ , 加上二极管  $D$  的隔离作用使输出高于输入。具体工作原理如下: 当功率开关  $S$  导通时, 能量从输入电源流入并储存到电感  $L$  中, 由于  $S$  导通时饱和管压降很小, 故二极管  $D$  反偏, 负载由滤波电源供给电能, 将  $C$  中储存的电能  $CV_o^2/2$  释放给负载。当开关  $S$  截止时, 电感  $L$  中电流不能突变, 它所产生的感应电势阻止电流减小, 感应电势的方向如图 8-3 所示。此时电感中储存的能量  $LI^2/2$  经二极管  $D$  流入电容  $C$  并供给负载。

当  $S$  导通时, 忽略  $S$  的管压降,  $L$  上作用的电压为电源电压  $V_d$ , 电流的上升率为  $V_d/L$ 。在  $t = T_{on}$  时刻, 电感中电流为

$$i_L(T_{on}) = \frac{V_d}{L} T_{on} \quad (8-4)$$

在  $T_{on}$  时刻  $S$  关断, 假定  $L$  右端反冲电压为  $V_o$ , (实际上只差一个管压降  $V_D$ ) 则可得  $S$  关断期间电流变化为

$$i_L(T_f) = \frac{V_O - V_d}{L} T_f \quad (8-5)$$

在稳态情况下,根据电感  $L$  中的伏秒平衡关系有

$$i_L(T_{on}) = i_L(T_f) \quad (8-6)$$

因此可得

$$\frac{V_d T_{on}}{L} = \frac{(V_O - V_d) T_f}{L} \quad (8-7)$$

从式(8-7)可求得输入输出之间电压关系为

$$V_O = \frac{T_{on} + T_f}{T_f} V_d = \frac{V_d}{1-q} \quad (8-8)$$

式中  $q = T_{on}/T$ 。由上式可见,当占空比为零时,输入和输出电压相等。但占空比  $q$  不能为 1。在  $q = 0.5$  时,即可获得 2 倍的输出电压。

由上面分析可以看到,boost 电路中储能电感和滤波电容是很关键的。假定功率管 S 导通期间,滤波电容  $C$  要供给全部负载电流,当变换器输出纹波电压最大值  $\Delta V_O$  给定时,根据电容电流

$$I_C = C \frac{\Delta V_O}{T_{on}} \quad (8-9)$$

可得输出电流  $I_O = I_C$  与电容  $C$  之间关系式为

$$C = \frac{I_O T_{on}}{\Delta V_O} \quad (8-10)$$

由式(8-8)中可解出  $T_{on}$  为

$$T_{on} = \frac{V_O - V_d}{V_O} T \quad (8-11)$$

将式(8-11)代入式(8-10)中,得到计算滤波电容  $C$  的公式为

$$C = \frac{V_O - V_d}{V_O \Delta V_O} I_O T = \frac{V_O - V_d}{V_O \Delta V_O} \frac{I_O}{f} \quad (8-12)$$

式中  $I_O$  为输出电流; $f$  为开关频率。显然,当  $V_O$ 、 $\Delta V_O$ 、 $V_d$  和  $I_O$  均

确立时,提高开关频率可减小滤波电容值。当式中电压  $V$  单位取  $V$ ,频率取  $Hz$ ,电流  $I$  取  $A$  时, $C$  的单位为  $F$ 。

在  $S$  导通期间,滤波电容  $C$  供给负载电流  $I_O$ 。而在  $S$  截止期间,电感中感应电势左负右正,二极管  $D$  导通,电感储能一方面供给负载,一方面为电容充电。在稳态情况下,根据电感中伏秒平衡原理,电感中储能减去  $T_1$  期间直接放给负载的电流,则电容中放电电压降和充电升压应相等,即在  $T_1$  期间流入电容  $C$  的电流是电感电流和负载电流之差,即

$$\int_0^{T_1} i_c dt = I_O T_{on} \quad (8-13)$$

因为电感电流  $I_L$  包括平直电流和纹波电流两部分。其求取过程如下:

设变换电路内部无损耗,则

$$V_d I_d = V_O I_O \quad (8-14)$$

式中  $I_d$  为电源流出的平均电流,也是流入电感的平均电流  $I_L$ ,由式(8-8)和式(8-14)可得

$$I_d = I_O \frac{V_O}{V_d} = I_O \frac{T}{T_1} \quad (8-15)$$

电流  $I_d$  的纹波分量为三角波,选择电感电流增量  $\Delta I$  时,应使电感的峰值电流  $I_d + \Delta I$  不大于最大平均直流输入电流的 20%,以防止电感饱和失效。即

$$\Delta I = \frac{V_d T_{on}}{L} \leq 1.4 I_d \quad (8-16)$$

由此可得

$$L \leq \frac{V_d T_{on}}{1.4 I_d} \quad (8-17)$$

将式(8-11)和式(8-15)代入式(8-17)中可得

$$L = \frac{V_d^2 (V_O - V_d)}{1.4 V_O^2 I_O f} \quad (8-18)$$



用于该拓扑的电感应采用有气隙的铁心绕制,以防饱和。

根据式(8-8),考虑到输入电压波动和电感 $L$ 上的尖峰电压,应留有1.5倍安全系数,可得到开关 $S$ 上最大电压为

$$V_{sm} = \frac{1.5V_d}{1-q} \quad (8-19)$$

实际选管时要注意拓扑中 $D$ 为快恢复二极管(耐压应大于 $1.2V_o$ )。开关 $S$ 的额定电压应大于 $V_{sm}$ ,额定电流应大于 $I_d = I_o(V_o/V_d)$ 。这种变换器效率一般可达92%以上。

### 8.1.3 升、降压(电感储能)型开关稳压器

图8-4为升、降压型开关稳压器。用此可输出负极性电压。该电路变换过程,能量首先储存在电感 $L$ 中,然后再由电感向负载释放能量。

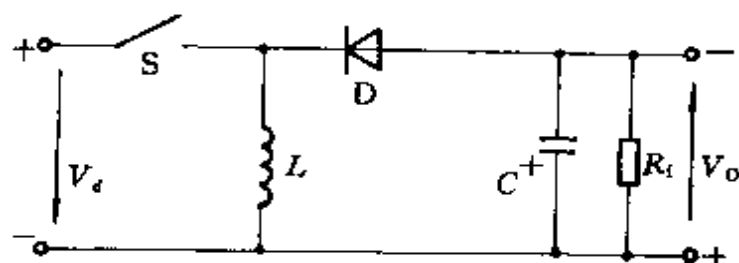


图8-4 升、降压型开关稳压器

在 $S$ 导通 $T_{on}$ 期间,能量经 $S$ 流入 $L$ 中, $L$ 上电压极性为上正下负约等于 $V_d$ ,二极管 $D$ 反偏,由滤波电容 $C$ 为负载提供能量。当 $S$ 关断 $T_f$ 期间,由于电感中电流不能突变, $L$ 上呈现感应电势极性为下正上负,当电感上感应电压超过输出电压 $V_o$ 时,二极管 $D$ 导通,电感经 $D$ 向 $R_L$ 和 $C$ 放电。

根据上述分析可知,在 $T_{on}$ 期间电感中电流增量应等于 $T_f$ 期间的下降电流,即有

$$\frac{V_d}{L}T_{on} = \frac{V_o}{L}T_i \quad (8-20)$$

由此可得到输入输出之间关系为

$$V_o = V_d \frac{T_{on}}{T - T_{on}} = V_d \frac{q}{1 - q} \quad (8-21)$$

式中  $q = T_{on}/T$ 。当占空比  $q = 0.5$  时,  $V_o = V_d$ ; 当  $q > 0.5$  时,  $V_o > V_d$  为升压型; 当  $q < 0.5$  时,  $V_o < V_d$  为降压型。

接上两节同样方法, 不难求得流过开关 S 的电流为

$$I_d = (1 + \frac{V_o}{V_d})I_o \quad (8-22)$$

计算电感电容的公式为

$$L = \frac{V_o V_d}{(V_o + V_d)fI_{cm}} \quad (8-23)$$

式中  $I_{cm}$  为开关 S 的集电极电流。

$$C = I_o V_o / \Delta V_d (V_o + V_d) f \quad (8-24)$$

#### 8.1.4 库克(CUK)变换器

CUK 变换器如图 8-5 所示。图中  $L_1$  和  $L_2$  为储能电感, D 为续流二极管,  $C_1$  为传送能量的耦合电容,  $C_2$  为滤波电容。其基本工作原理为: 在  $T_{on}$  期间, S 导通  $L_1$  储能,  $C_1$  经 S 向  $R_f$  释放能量并为  $C_2$  和  $L_2$  储能。在 S 关断期间, S 上集电极(或漏极)电压上升使 D 正偏导通,  $L_1$  经  $C_1$ , D 为电容  $C_1$  充电储能, 在此期间,  $L_2$  向负载释放能量。因此, 该拓扑可保证整个周期  $T$  都从输入向输出传递能量, 只要  $L_1$ ,  $L_2$  和  $C_1$  足够大, 则可保证输入输出电流是平滑的。

##### 1. 库克变换器电路分析

忽略 S 导通饱和压降, S 导通期间  $L_1$  上电压近似为  $V_d$ ,  $L_1$  上电流变化率为  $V_d/L$ , 到  $t = T_{on}$  时刻,  $L_1$  中电流为

$$I_{L1} = \frac{V_d}{L_1} T_{on} \quad (8-25)$$

在 S 关断期间,  $L_1$  为  $C_1$  充电,  $L_1$  的放电速率为  $(V_d - V_{C1})/L_1$ , 以  $t = T_{on}$  为坐标原点, 则  $t = T_f$  时  $L_1$  中电流为

$$I_{L1} = \frac{V_d - V_{C1}}{L_1} T_f \quad (8-26)$$

在稳态时根据电感伏秒平衡原理可知式(8-25)和式(8-26)应相等, 即

$$\frac{V_d}{L_1} T_{on} = \frac{V_d - V_{C1}}{L_1} T_f \quad (8-27)$$

由此可求出  $C_1$  充电电压

$$V_{C1} = \frac{T_f - T_{on}}{T_f} V_d = V_d \left(1 - \frac{T_{on}}{T_f}\right) = \frac{V_d}{1 - q} \quad (8-28)$$

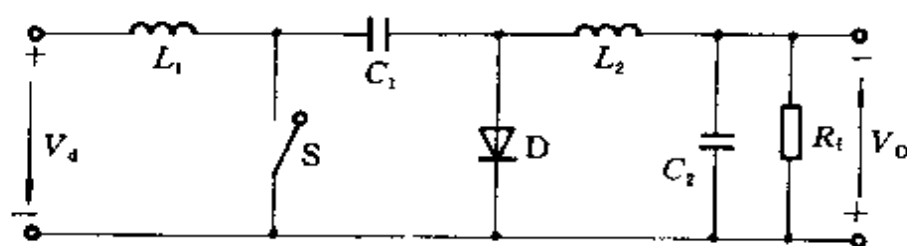


图 8-5 库克变换器电路

在输出回路,  $T_{on}$  期间,  $L_2$  上储能, 若  $C_1$  足够大,  $L_2$  上电压为  $(V_{C1}' - V_o)$ ,  $L_2$  中  $di_2/dt$  可看作近似为  $(V_{C1}' - V_o)/L$ , 则  $T_{on}$  时刻  $L_2$  中电流

$$I_{L2on} = \frac{V_{C1}' - V_o}{L_2} T_{on} \quad (8-29)$$

在  $T_f$  期间, 由于 D 导通,  $L_2$  上电流为

$$I_{L2f} = \frac{V_o}{L_2} T_f \quad (8-30)$$

由式(8-29)和式(8-30)可求得放电电压

$$V_{C1}' = \frac{T_{on} + T_f}{T_{on}} V_o = \frac{1}{q} V_o \quad (8-31)$$

假定  $C_1$  足够大,  $T_{on}$  和  $T_f$  期间  $C_1$  上的电压可认为近似不变, 从而应有  $V_{C1} = V_{C1}'$ , 这样才能完成一个周期的变换。由式(8-28)和式(8-31)可求得

$$\frac{V_d}{1-q} = \frac{V_O}{q} \quad (8-32)$$

故, 输出电压可表达为

$$V_O = \frac{q}{1-q} V_d \quad (8-33)$$

式(8-33)和式(8-21)有完全相同的形式, 但本质上却有区别, 升、降压型是 S 关断期间为滤波电容补充能量。而 CUK 电路输入输出电流都是连续的平滑的, 因而可有效地降低纹波, 且变换比大, 在仅有单电源场合, 利用 CUK 变换器可获得负极性电源。这种电路的优良性能使其得到了充分发展和广泛应用。该电路基本方程可列写为四阶微分方程, 用解析法分析其动态性能是较为困难的, 可采用滑模控制进行优化设计。在使用滑模控制时, 可采用全状态反馈或降为二阶(仅用输入电流  $i_d$  和输出电压  $V_O$ ) 状态反馈。

根据图 8-5 计入电感  $L_1$  和  $L_2$  的寄生电阻, 可列写出 CUK 变换器在 S 导通时状态方程为

$$\left. \begin{aligned} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} &= V_d - R_1 i_{L1} \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} &= V_O - R_2 i_{L2} + V_1 \\ C_1 \frac{dV_1}{dt} &= -i_{L2} \\ C_2 \frac{dV_O}{dt} &= i_{L2} - \frac{V_O}{R_L} \end{aligned} \right\} \quad (8-34)$$

开关 S 关断时方程为

$$\left. \begin{aligned} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} &= V_d - R_1 i_{L1} - V_1 \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} &= V_O - R_2 i_{L2} \\ C_1 \frac{dV_1}{dt} &= i_{L1} \\ C_2 \frac{dV_O}{dt} &= i_{L2} - \frac{V_O}{R_L} \end{aligned} \right\} \quad (8-35)$$

利用方程(8-34)和(8-35),可对其进行各种控制运算。

### 8.1.5 桥式 PWM DC/DC 变换器

不带输出变压器的桥式 DC/DC 变换器一般用于直流 PWM 调速,具有类似整流器的功能。采用 GTR 的桥式脉宽调制变换器如图 8-6 所示。图中  $D_1 \sim D_4$  为 GTR 的体内二极管。图 8-7(a) 给出了用于桥式变换器在双极性工作方式下驱动脉冲波形。显然,功率开关  $S_1$  和  $S_4$  具有相同的驱动脉冲,  $S_2$  和  $S_3$  具有相同的驱动脉冲。同一桥臂上功率管( $S_1$  和  $S_2$ ,  $S_3$  和  $S_4$ ) 互补导通。在负载上形成的输出电压如图 8-7(b) 所示,其波形为以  $\pm V_d$  为幅值的方波。根据图(b) 可求得负载电压的平均值为

$$V_O = \frac{T_{on}}{T} V_d - \frac{T - T_{on}}{T} V_d = \left( \frac{2T_{on}}{T} - 1 \right) V_d \quad (8-36)$$

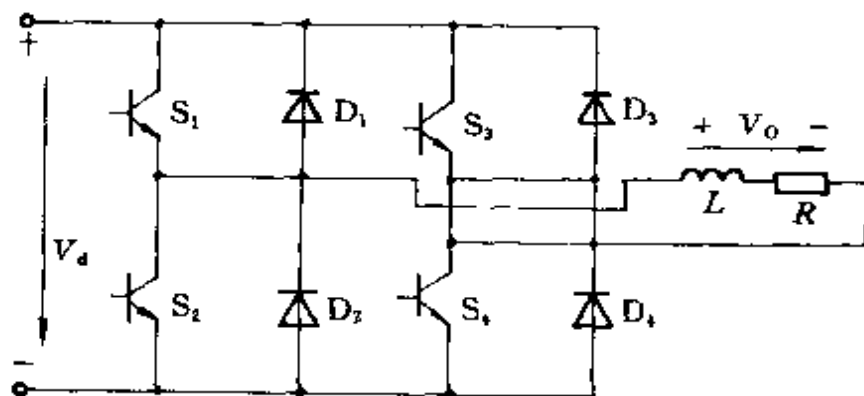


图 8-6 PWM DC/DC 变换器

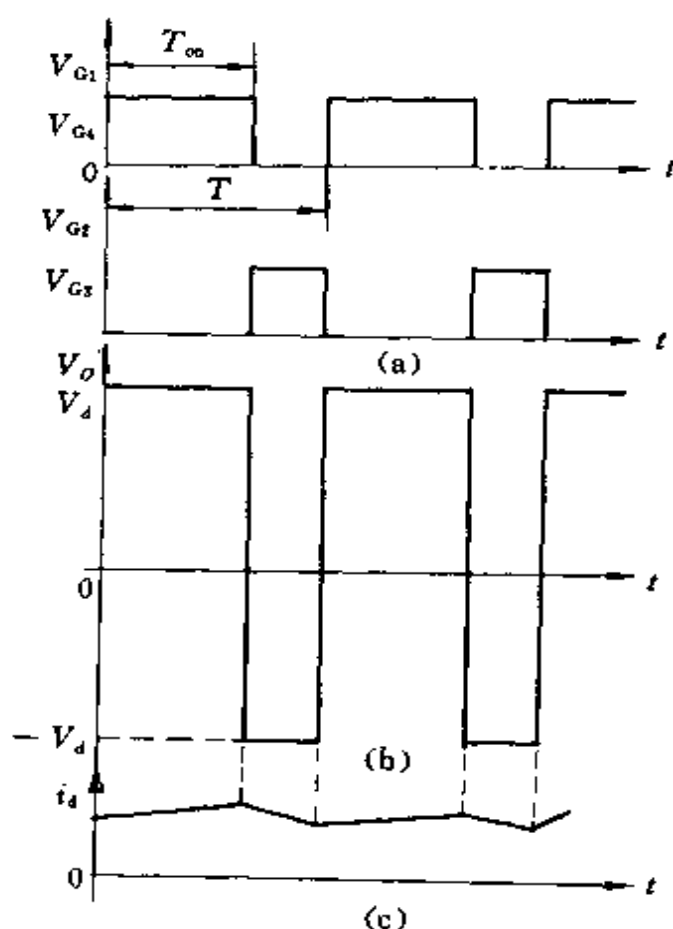


图 8-7 双极性驱动信号及输出波形

由式(8-36)可见,当  $T_{on} = \frac{T}{2}$  时,变换器的输出电压为零;当  $T_{on} < \frac{T}{2}$  时,输出电压  $V_O$  为负;当  $T_{on} > \frac{T}{2}$  时,输出电压  $V_O$  为正。在电机调速应用中,达到了可逆调速的目的。

由图 8-7(b) 可以看到,当方波电压加到  $R-L$  负载上时,由于电感  $L$  的滤波作用(其时间常数  $T_l = L/R$ ),当开关周期  $T$  远小于  $T_l$  时,输出到负载上的电流是很平滑的。

同第 4 章电压型逆变器一样,双极性电路中同一桥臂的上部和下部开关元件容易产生直通,因此必须对驱动脉冲延时(双侧延时),以防止短路事故。

在电机控制中,也可采用单极性 PWM 控制方式。主电路仍和图 8-6 一样,其各个功率晶体管的驱动脉冲和主回路输出电压波形如图 8-8 所示。图中  $V_{G1}$  和  $V_{G2}$  为功率开关  $S_1$  和  $S_2$  的驱动脉冲,  $V_{G4}$  驱动信号一直为高电平,而  $V_{G3}$  则为负偏置电压  $-V_b$ ,使  $S_4$  一直处于阻断状态。输出波形为单侧脉冲,其幅度为  $V_d$ ,导通宽度为  $T_{on}$ (与  $V_{G1}$  导通宽度相同)。由图可知,输出电压

$$V_O = \frac{T_{on}}{T} V_d \quad (8-37)$$

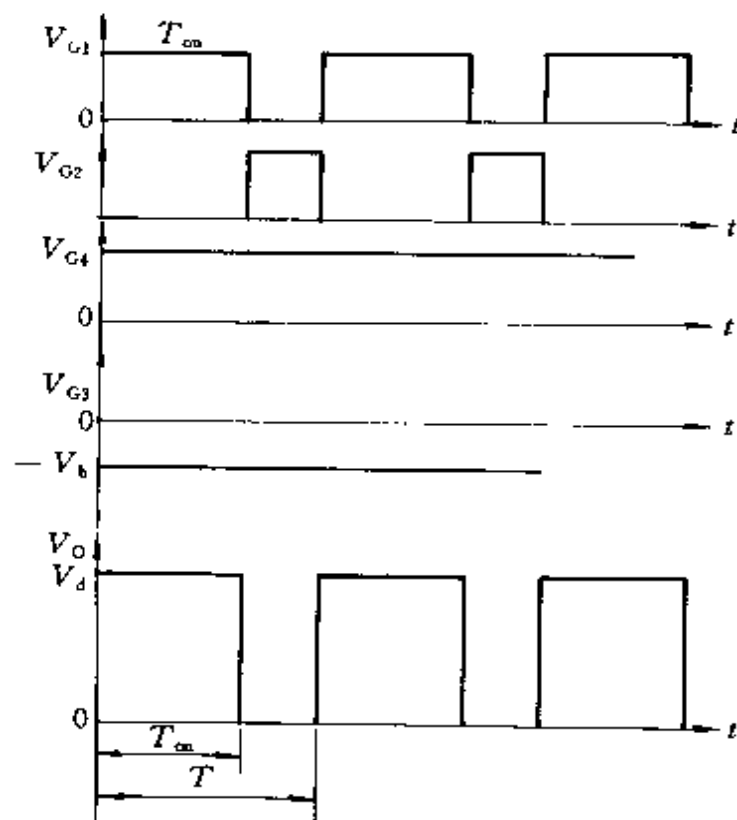


图 8-8 单极性驱动脉冲和输出波形

用于电机控制时,为了让电机转向,可将  $V_{G3}$  一直置高电平,而  $V_{G4}$  为负偏置电压  $-V_b$ 。

桥式电路驱动脉冲信号的产生可用控制电压和锯齿波或三角

波比较(形成单沿调制或双沿调制)形成。此处不再详述。

## 8.2 悬浮输出 DC/DC 变换器

在大多数应用中希望输出电压与输入电压之间电位上是隔离的,即输出电压是悬浮地线。无论从抗干扰还是安全性看,这类变换器用途更大。构造这类变换器的基本方法是在中间环节加入高频变压器。因此,其一般结构框图如图 8-9 所示。图中输入电压  $V_i$  可以是单相或三相。交流输入经 AC/DC 变换形成幅度可变的直流,如果电源是电池类能源,不需要此环节。DC/AC 变换器可以是单端、推挽或桥式电路,该环节将变幅直流变化为占空比可调的对称交流方波或单侧交流方波。经高频变压器进行幅值和阻抗变换后,在末级采用快恢复二极管整流(即 AC/DC 变换),该环节中电路与第 3 章相同,只不过所用器件必须有快恢复特性。

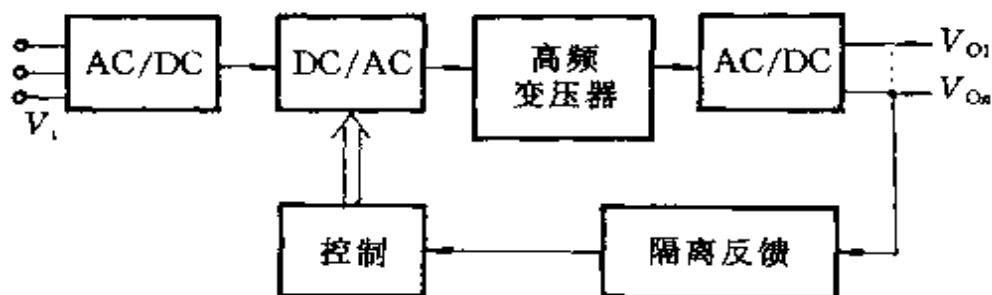


图 8-9 悬浮输出 DC/DC 变换框图

变换器的输出可以是一组或多组悬浮电源。反馈电压取样一般采用单路反馈,也可以采用多路加权反馈,反馈电压应采用线性光耦、霍尔传感器等进行电位隔离。控制环节由 PI 调节,磅-磅控制器或现代控制理论构成控制器,进行动态性能调节及相位补偿。控制器输出控制电压与锯齿波或三角波比较形成 PWM 驱动信号,经电流放大后送到 DC/AC 变换环节驱动逆变器功率管。这类



变换器按电路结构可分为单端变换器,包括单端正激和单端反激;BUK型;推挽及桥式。本节将给以分别介绍并研究技术上的新发展。

### 8.2.1 单端反激变换器

单端反激式变换器主电路如图8-10所示。由图可见,当功率开关S导通时,流过初级绕组的电流变化率为

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{V_d}{L_1} \quad (8-38)$$

式中  $L_1$  为变压器初级绕组(匝数为  $N_1$ )的电感量,若S导通时间为  $T_{on}$ ,则  $t = T_{on}$  时刻  $N_1$  中电流为

$$i_1 = \frac{V_d}{L_1} T_{on} \quad (8-39)$$

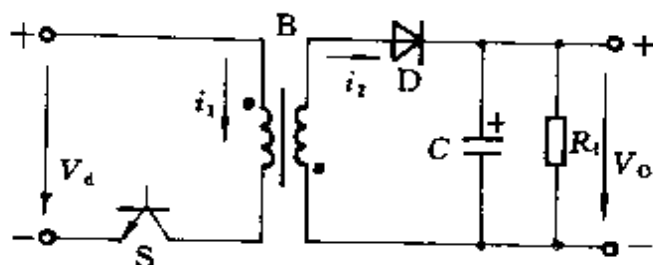


图8-10 单端反激式变换器主电路

开关管S截止期间,流过变压器次级绕组  $N_2$  的电流为

$$i_2 = \frac{N_1}{N_2} i_1 - \frac{V_o}{L_2} t \quad (8-40)$$

式中  $N_2$  为变压器B的次级绕组匝数; $L_2$  为  $N_2$  的电感量。由式(8-40)可知,在一个周期结束时,  $t = T_t$ 。如果一个周期结束时  $i_2$  恰好衰减到零,则称为磁化电流处于临界状态,此时,S截止时间可由式(8-40)求得

$$T_f = \frac{L_2}{V_o} \frac{N_1}{N_2} i_1 \quad (8-41)$$

如果  $T_f$  还没有结束, 次级绕组中电流  $i_2$  已衰减到零, 即

$$T_f > \frac{L_2}{V_o} \frac{N_1}{N_2} i_1 \quad (8-42)$$

则称此状态为磁化电流不连续, 显然, 这种情况下变压器磁通  $\Phi$  也不连续。

当 S 的截止时间为

$$T_f < \frac{L_2}{V_o} \frac{N_1}{N_2} i_1 \quad (8-43)$$

时, 在截止时间结束时, 电流  $i_2$  将大于零。设磁通的最小值为  $\Phi_{\min}$ , 在磁化电流处于临界和不连续状态,  $\Phi_{\min}$  对应于剩磁  $B_r$  的磁通。如果像式(8-43)所示那样, 一个周期结束时磁通没有复位, 则磁通将随周期的重复而形成正反馈、工作点逐渐上移, 使电流增大, 磁芯饱和, 造成开关晶体管的损坏。为了确保电路正常工作, 每个周期结束时, 磁通必须回到原来的位置, 因而, 根据导通和截止期磁通变化量相等的原则有

$$\frac{1}{N_1} V_d T_{on} = \frac{1}{N_2} V_o T_f \quad (8-44)$$

从而可求得

$$V_o = \frac{N_2}{N_1} \frac{T_{on}}{T_f} V_d = \frac{N_2}{N_1} V_d \frac{q}{1-q} \quad (8-45)$$

式中  $q$  为占空比,  $q = T_{on}/T$ 。由式(8-44)可知, 只要满足式(8-44)条件, 则  $N_1$  绕组上电压正负两部分伏秒平衡, 则磁通定能复位。这就是磁化电流连续时的控制约束。

同理, 可求出磁化电流不连续时输出电压为

$$V_o = V_d \sqrt{\frac{R_t}{2L_1 T}} T_{on} \quad (8-46)$$

根据式(8-45)和式(8-46), 可求出临界截止时间

$$T_{to} = \frac{V_d}{V_o} \frac{N_2}{N_1} T_{on} = \frac{N_2}{N_1} \sqrt{\frac{2L_1 T}{R_f}} \quad (8-47)$$

如果  $T_f < T_{to}$ , 则电路处于磁化电流连续状态, 变压器初级绕组  $N_1$  中便有剩余电流  $I_{10}$ , 单端反激变换器输入功率为

$$P_d = \frac{1}{T} \int_0^{T_{on}} (I_{10} + \frac{V_d}{L_1} t) dt = \frac{V_d T_{on}}{T} (I_{10} + \frac{V_d}{2L_1} T_{on}) \quad (8-48)$$

假设电路无损耗, 则

$$P_d = P_o = V_o^2 / R_f \quad (8-49)$$

从式(8-45)、(8-48)、(8-49) 可求得

$$I_{10} = (\frac{N_2^2}{N_1^2} \frac{T}{T_f^2} - \frac{1}{2L_1}) V_d T_{on} \quad (8-50)$$

上式表明, 由于  $I_{10}$  的存在使输入输出平均功率增大, 当扰动使  $V_o$  变化时, 只需  $T_{on}$  微小变化即可保证输出电压稳定。

由式(8-46)可知, 当磁化电流不连续时, 输出电压  $V_o$  与负载  $R_f$  有关, 即  $R_f$  增大  $V_o$  升高。反之则否。因而这种变换器负载不能开路, 尤其是试验阶段应在输出端加接预负载。单端反激电路中功率开关  $S$  承受电压为输入电压和输出电压折合到初级绕组之和, 即  $V_{ce} = V_d + \frac{N_1}{N_2} V_o$ , 因而选管时一般应大于此值。

### 8.2.2 单端正激变换器

单端正激与反激式的主要区别是, 单端反激是在功率开关截止期变压器电感向负载释放储能并为滤波电容补充能量。而单端正激是在  $S$  导通期间向负载提供能量, 并在滤波电容  $C$  中补充上一周期截止期输出电压的下降。

图 8-11 给出了具有钳位二极管  $D_3$  和回授绕组  $N_3$  的单端正激变换主电路。其基本工作原理为: 当  $S$  导通时, 变压器  $B$  的同名

端均为高电位,则二极管  $D_1$  导通向负载传送能量。在  $S$  截止期间,二极管  $D_1$  截止,初级绕组  $N_1$  中产生的感应电动势使续流二极管  $D_2$  导通, $L$  中储存的能量通过二极管  $D_2$  向负载释放,因此可得到输出电压为

$$V_o = \frac{N_2}{N_1} \frac{T_{on}}{T} V_d = \frac{N_2}{N_1} q V_d \quad (8-51)$$

由上式可知,输出电压仅取决于电源电压,变压器匝比和占空比  $q$ ,与负载电阻无关。这一结论是重要的,尤其是电路调试阶段诊断问题要牢牢掌握这一点。

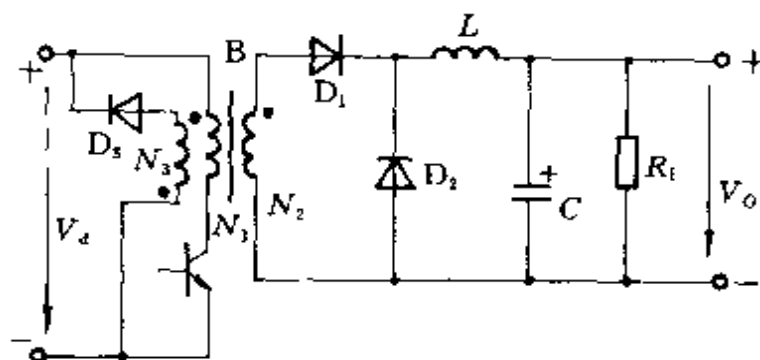


图 8-11 具有钳位的单端正激变换器

单端正激电路设计的关键是变压器  $B$ 。由于该拓扑一般仅用于小功率,故可选铁氧体磁心作变压器,磁心计算公式为

$$S_c S_M = \frac{P_B \times 10^6}{2f B_m J \eta_B K_w} \quad (8-52)$$

式中  $S_c$  为铁心截面积,  $\text{cm}^2$ ;  $S_M$  为铁心窗口截面积,  $\text{cm}^2$ ;  $P_B$  为变压器输出功率,  $\text{W}$ ;  $B_m$  为铁心工作磁感应强度,  $\text{T}$ , 一般取  $B_m = 0.1 \sim 0.2 \text{ T}$ ;  $J$  为线圈导线电流密度, 一般取  $J = 2 \sim 3 \text{ A/mm}^2$ ;  $\eta_B$  为变压器效率, 一般取  $\eta_B = 0.8 \sim 0.9$ ;  $K_w$  为窗口占空系数, 一般取  $K_w = 0.2 \sim 0.4$ 。由电磁感应定律, 不难求得初次级绕组匝数为

$$N_1 = \frac{L_1 di}{d\Phi} = \frac{L_1 I_{1m}}{S_c(B_m - B_r)} \times 10^8 \quad (8-53)$$

式中  $I_{1m}$  为初级电流最大值;  $B_r$  为剩磁。在绕制变压器时, 应在铁心中加入气隙防止磁心饱和及调整电感量, 电感量可根据式 (8-46) 求得

$$L_1 = \frac{T_{on}^2 V_d^2}{2V_o^2 T} R_L = \frac{V_d^2 q^2 T}{2P_o} \quad (8-54)$$

式中  $P_o$  为输出功率;  $q$  为占空比;  $T$  为开关周期。

### 8.2.3 扩展占空比 $q$ 改变单端正激变换器性能

图 8-11 单端正激变换器中功率变压器按图 8-12 所示小环轨迹在其  $B-H$  磁化曲线的第一象限内运行, 在开关  $S$  开通期间, 磁通轨迹由  $B_r$  开始经  $A$  点到达  $C$  点。在  $S$  关断后, 磁通轨迹从  $C$  点经  $D$  点回到  $B_r$ ,  $S$  再一次开通之前保持不变, 因而这种变换器占空比  $q$  不能大于 50%, 如大  $q > 50\%$ , 铁心中的平均磁通量每个周期都将增长至铁心饱和。严重影响变压器的效率。

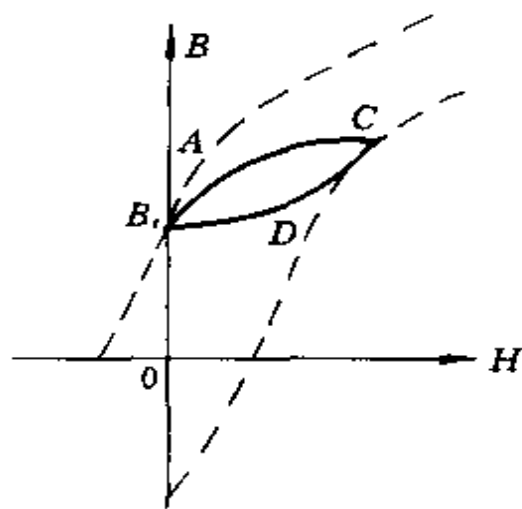


图 8-12 单端正激变压器  
 $B-H$  磁化曲线

根据磁通复位原则, 只要在功率开关管关断期间, 变压器的伏秒积分值与功率开关管导通期间变压器的伏秒积分值大小相等, 方向相反, 那么每个周期结束时, 磁通可恢复原位。

从前面分析可知, 通过减小功率开关管导通时间, 就可降低变压器存储的能量, 也就降低了功率开关管峰值电压, 但导通时间的

降低在给定输入功率和输入电压时,会使器件峰值电流升高。

双极晶体管工作在 $q < 50\%$ 时是不合适的,由于其增益小,随峰值电流的增加器件变得更加难以使用,而 MOSFET 和 IGBT 其跨导(增益)不随漏极电流增大而减小,因此,这两种器件在峰值电流大占空比小的情况下运用是合适的,也就是说,采用 MOSFET 或 IGBT 在小占空比工作的情况下反向耐压可以小于 $2V_d$ ,但 MOSFET 或 IGBT 的漏极电压需钳制在一定值以保证关断期间输出变压器完全复位。器件关断时电压幅值正好在周期末使变压器复位的变压器理想工作波形如图 8-13 所示。

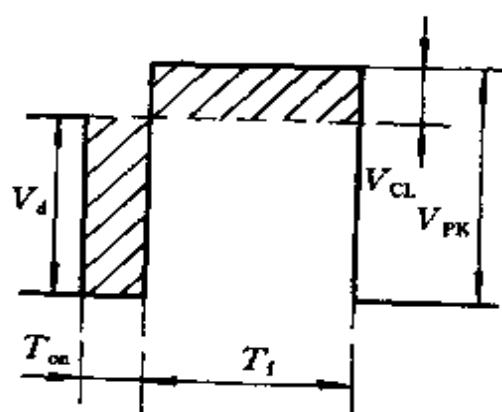


图 8-13 器件关断时电压幅值正好在周期末  
使变压器复位的理想工作波形

$V_d$  为输入直流电压,  $V_{CL}$  为器件关断时变压器上的反峰值,即钳位电压。

根据磁通复位原则:

$$T_{on}V_d = T_fV_{CL}$$

$$V_{CL} = \frac{T_{on}}{T_f}V_d = \frac{T_{on}}{T} \frac{T}{T_f}V_d = \frac{1}{1-q}V_d \quad (8-55)$$

$$q = \frac{T_{on}}{T}$$

由式(8-55)可知,图8-11具有钳位的单端正激变换器,增大 $q$ 还会导致变压器反峰电压升高。

近年来,研究的重点之一是寻求高占空比的变换拓扑。提高占空比意味着可减小变压器匝比 $\frac{N_2}{N_1}$ ,进而可降低原边绕组中峰值电流,减小输出滤波电感等。

### 1. 用RCD钳位电路扩展 $q$

图8-14采用电阻电容返接于电源可把变压器的一部分磁能返回电网。电容 $C$ 是一个储存器,能充电至一个稳定的电压,即保证变压器复位的电压。电阻 $R$ 把变压器中储存的能量在钳位电路中消耗掉,因而可将占空比 $q$ 扩展到0.75。

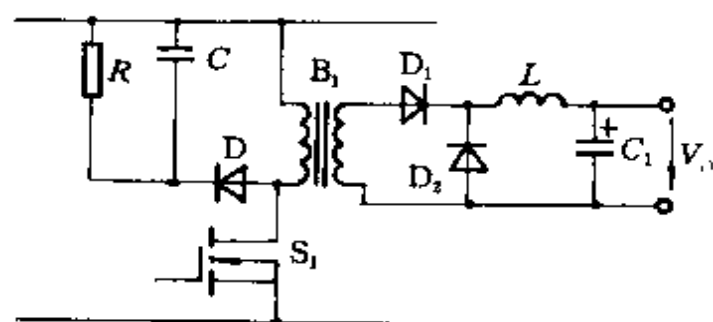


图8-14 电容电阻二极管钳位电路

这种简单的钳位电路的内在功能是可以调整电容两端的稳态电压,使变压器在关断末期刚好复位完毕,而不论输入电压多少,使变压器伏秒积分值保持平衡。可以通过假设电容两端电压不足以使变压器复位,这时的观测可验证上述结论。在这种情况下磁化电流及电容上的电压在以后的周期内持续“棘轮式”上升,直到其电压足以达到平衡点。这种功能可由图8-15所示的理想波形表示。

从式(8-55)及能量守恒定律得

$$R = \frac{\left( \frac{q_{\min} V_{d(\max)}}{1 - q_{\min}} \right)^2}{\left[ \frac{1}{2} L_1 I_{\text{PK}}^2 + \frac{1}{2} L_s I_{1\text{PK}}^2 \right] f} \quad (8-56)$$

式中  $q_{\min}$  为当  $V_d$  为最大值、满负载时的最小占空比;  $L_1$  为变压器初级电感值;  $L_s$  为变压器初级漏感;  $I_{\text{PK}}$  为磁化电流刚获得连续时的磁化电流峰值;  $I_{1\text{PK}}$  为变压器原边的满载峰值电流;  $f$  为开关频率。

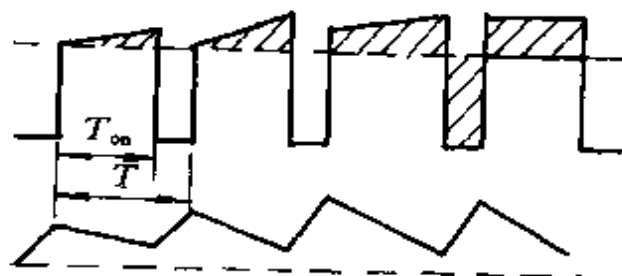


图 8-15 为使变压器磁通复位的变压器磁化电流“棘轮式”上升的理想波形

## 2. LC 无损去磁扩展占空比 $q$

图 8-16 为 LC 无损吸收去磁单端正激变换电路。在功率开关关断瞬间, 图 8-16 中  $V_a > V_b$ ,  $b$  点电位由于变压器原边电流下降而迅速上升。当  $V_a > V_d$  时, 二极管  $D_1$  正向偏置,  $S$  中电流转向流入  $C_2$ , 使  $S$  中承受的开关应力降低。当  $V_b$  大于等于  $V_d$  时, 受到漏磁影响将继续上升, 随着变压器中磁能耗尽, 二极管  $D_1$  关断而  $D_2$  导通续流。由于受到激磁磁通储能影响,  $b$  点电位  $V_b$  将继续上升。变压器中储能包括激磁磁通储能和漏磁磁通所储能量, 这些能量将全部转入电容  $C_2$  中。

设  $L_M$  为激磁电感,  $I_M$  为激磁电流,  $L_l$  为原边漏感,  $I_d$  为原边开关电流。它等于负载侧折过来的电流  $I_l$  和激磁电流  $I_M$ , 则总磁能为



$$W_{\Phi} = \frac{1}{2} L_M I_M^2 + \frac{1}{2} L_l I_d^2 \quad (8-57)$$

式中

$$I_d = I_M + I_l \quad (8-58)$$

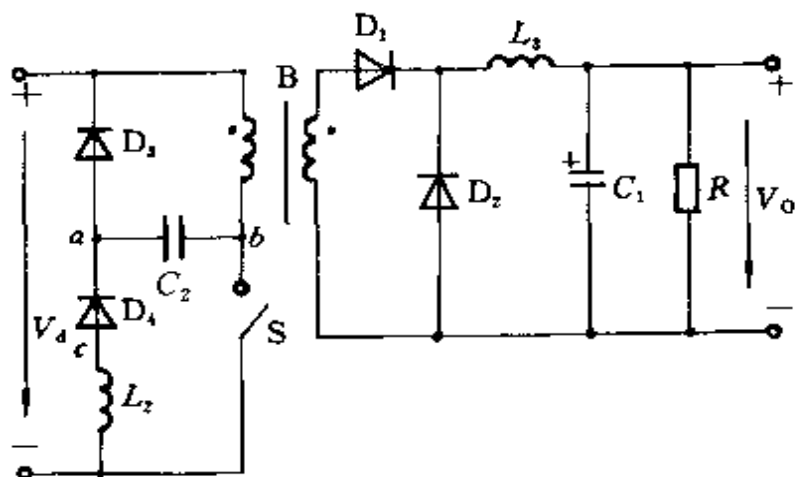


图 8-16 LC 无损去磁单端正激变换电路

随着  $V_b$  上升到大于  $V_d$ ,  $C_2$  中电流下降, 当变压器中全部能量都转入到  $C_2$  时, 电容  $C_2$  中电流中止。令  $V_{C2}$  为加到  $C_2$  上的最大电压, 则

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} C_2 V_{C2m}^2 &= \frac{1}{2} L_m I_m^2 + \frac{1}{2} L_l I_d^2 = \\ &= \frac{1}{2} L_M I_M^2 + \frac{1}{2} L_l (I_l + I_M)^2 \end{aligned} \quad (8-59)$$

假设关断过程中  $V_b = V_d$  的时刻为  $t = 0$ , 则

$$V_{C2}(0) = 0 \quad (8-60)$$

$$i_{C2}(0) = I_d = I_l + I_M \quad (8-61)$$

$$i_{C2}(t) = C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} \quad (8-62)$$

在  $t = 0$  时刻,  $V_b$  受漏感  $L_l$  影响而上升,  $L_l$  的端电压在  $t = 0$  时刻为零但呈下降趋势。令  $V_l$  为漏感  $L_l$  两端的电压, 则

$$V_{C2}(t) = -V_L(t) = -L_l \frac{di_l}{dt} = -L_l \frac{di_{C2}}{dt} \quad (8-63)$$

$$i_l = i_{C2} \quad (8-64)$$

由式(8-63)可求得

$$-i_{C2}(t) = \frac{1}{L_l} \int V_{C2} dt \quad (8-65)$$

将式(8-62)和式(8-65)组成等式并对两边求导有

$$C_2 \frac{d^2 V_{C2}}{dt^2} = -\frac{V_{C2}}{L_l} \quad (8-66)$$

根据式(8-60)给出的初始条件,可求得

$$V_{C2}(t) = I_d \sqrt{\frac{L_l}{C_2}} \sin \omega_1 t \quad (8-67)$$

式中  $\omega_1 = 1/\sqrt{L_l C_2}$ , 而

$$i_{C2}(t) = I_d \cos \omega_1 t \quad (8-68)$$

在  $t = T_{on}$  时刻

$$i_{C2}(T_{on}) = I_M \quad (8-69)$$

在该点  $D_1$  关断,  $D_2$  导通续流, 而折算到原边的负载电流已下降到零。利用式(8-68)和式(8-69)可求得 S 开通时间  $T_{on}$  为

$$T_{on} = \frac{1}{\omega_1} \cos^{-1} \frac{I_M}{I_d} = \frac{1}{\omega_1} \sin^{-1} \sqrt{1 - \left(\frac{I_M}{I_d}\right)^2} \quad (8-70)$$

$$V_{C2}(T_{on}) = \sqrt{\frac{L_l}{C_2}} \sqrt{I_d^2 - I_M^2} \quad (8-71)$$

当  $I_M^2 \ll I_d^2$  时, 上式可简化为

$$V_{C2}(T_{on}) = I_d \sqrt{\frac{L_l}{C_2}} \quad (8-72)$$

在  $T_{on}$  时刻, 由于受到变压器原边绕组感应电势(该电势阻止电流下降)而不断使  $b$  点电位  $V_b$  升高。在该点, 变压器副边被脱开。

设  $L_M \gg L_l$ , 经简化分析可求得

$$V_{C_2}(t - T_{on}) = I_M \sqrt{\frac{L_M}{C_2}} \sin \omega_2 (t - T_{on}) + I_d \sqrt{\frac{L_M}{C_2}} \cos \omega_2 (t - T_{on}) \quad (8-73)$$

式中

$$\omega_2 = 1 / \sqrt{L_M C_2}$$

对式(8-73)两边求导并令其等于零可求出  $C_2$  中电流下降到零的时刻  $t_2$

$$t_2 - T_{on} = \frac{1}{\omega_2} \tan^{-1} \left[ \frac{I_M}{I_d} \sqrt{\frac{L_M}{L_l}} \right] \quad (8-74)$$

在实际运行中,  $t_2$  就是开关 S 的关断时间  $T_f$ , 这是因为求解出方程(8-73)时, 坐标原点选在  $t = T_{on}$  点。将方程(8-70)和  $t_2 = T_f$  代入式(8-74), 并考虑到  $\omega_2 = 1 / \sqrt{L_M C_2}$ , 则可求得

$$T_f = \sqrt{L_l C_2} \cos^{-1} \frac{I_M}{I_d} + \sqrt{L_M C_2} \tan^{-1} \left( \frac{I_M}{I_d} \sqrt{\frac{L_M}{L_l}} \right) \quad (8-75)$$

式中  $T_f$  可根据设定的占空比  $q = T_{on}/T$  求得为

$$T_f = T - T_{on} = T_{on} \left( \frac{1}{q} - 1 \right) \quad (8-76)$$

$I_M$  和  $I_d$  可由设计时计算得到。式中最小占空比可根据  $V_d$  的最大值和最小负载的工况决定。在最小导通时间  $T_{on(min)}$  确立后, 由式(8-75)计算出电容  $C$  值后可根据下式

$$\pi \sqrt{L_2 C_2} \leq T_{on(min)} \quad (8-77)$$

计算电感  $L_2$  的值。该电路可将占空比扩展到 70% 左右, 显然不是最优方法, 但能够在降低开关损耗情况下扩展占空比并实现磁通复位。在工程上有一定实用价值。

### 8.2.4 单端双正激变换器

为了增大正激式变换器的输出功率,可采用双正激式变换器。在同样条件下,双正激式变换器的输出功率为单正激式变换器的两倍,负载的纹波频率也是单正激式变换器的两倍,双正激式变换器如图 8-17 所示,工作原理和单端正激式变换器基本相同,不同的是功率开关管互差  $180^\circ$  工作。另外双正激式变换器不存在死区问题,即使  $S_1$  和  $S_2$  同时导通,也不会发生短路而损坏功率开关管。因此,可靠性要高一些。

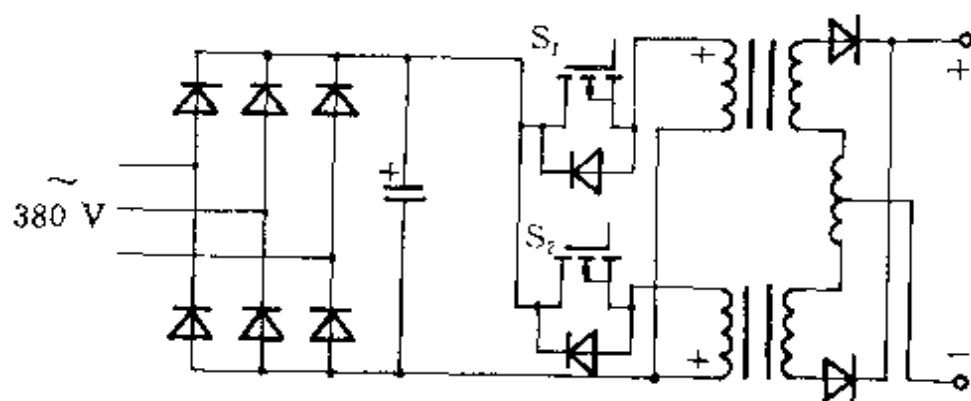


图 8-17 双正激结构弧焊逆变电源

图 8-17 所示单端双正激主电路中,输入采用三相桥式整流器,输入滤波器为电解电容,DC/AC 变换器为双端正激结构,主开关采用 MOSFET 并联,高频变压器采用不带中心抽头的绕组结构,磁心采用 E 形铁氧体磁心,输出整流采用带续流二极管的半波整流方式,输出滤波器为电感。

由于 DC/AC 变换器为双端正激结构,完全可以看作是两台逆变弧焊电源的并联,不同之处仅在于公用一套输入整流器和输入滤波器。

### 8.2.5 推挽式变换器

推挽结构变换器如图 8-18(a) 所示, 功率开关  $S_1$  和  $S_2$  的驱动信号  $V_{G1}$  和  $V_{G2}$  如图 8-18(b) 所示。显然, 基极信号是互补的。两个功率开关经跨接到输入电源正的变压器中心抽头交替导通, 每个晶体管集电极的电压波形如图 8-18(c) 所示。由图可见, 在每个功率开关  $S$  导通期间, 加在半个初级绕组上的电压为  $V_d - V_{ce(sat)}$ , 即电源电压减去饱和管压降。在导电半周期间, 绕组的集电极端相对于中心抽头为负, 而在截止期间绕组的集电极端高于中心抽头的电压必定等于导电半周期间低于中心端的电压。这一点根据变压器绕组上伏秒平衡原理可以理解为: 导电半周绕组上伏秒面积必定等于截止半周伏秒面积, 这样两个反极性电压叠加使绕组集电极端电压在  $S$  截止期间为  $2V_d$ 。如果导通期和截止期伏秒面积不相等, 则形成单向磁偏使变压器饱和。

由此可见, 推挽结构中功率开关至少承受 2 倍电源电压。考虑到电流变化率在杂散电感上形成的尖峰电压, 则一般可使集电极(或漏极)电压达到 3 倍  $V_d$ 。使用中还需留有余量, 使功率管耐压(最大集电极电压)按 80% 降额使用, 例如电源的电压为单相整流 310 V, 则功率管集射极耐压应选为

$$V_{ceo} = \frac{3V_d}{0.8} = 1\,160\text{ V}$$

由图 8-18(c) 可以看出, 经变压器二次侧传递整流后为单向方波电压, 方波电压的幅值为

$$V_o = [V_d - V_{ce(sat)}] \frac{N_2}{N_1} - V_{D(sat)} \quad (8-78)$$

式中  $V_{ce(sat)}$  为功率开关管的输出饱和压降;  $V_{D(sat)}$  为二极管压降。忽略管压降并不考虑变压器电阻时

$$V_o = \frac{N_2}{N_1} V_d \quad (8-79)$$

式中  $N_1$  为初级半绕组匝数;  $N_2$  为次级半绕组匝数。

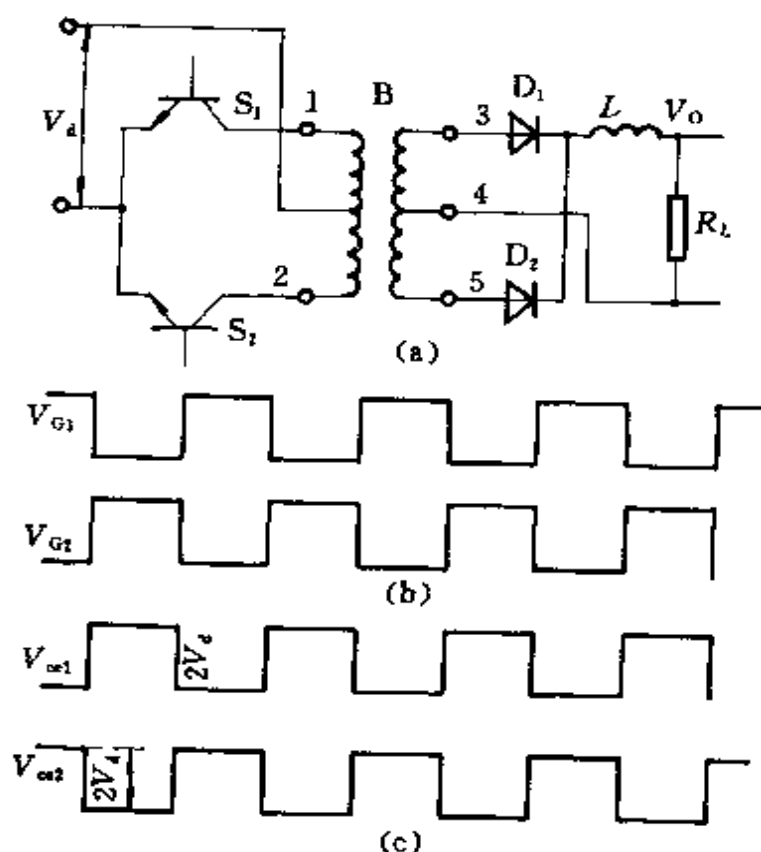


图 8-18 推挽结构变换器的基本电路和工作波形

### 8.2.6 桥式变换器

由于推挽变换器功率管承受的反向耐压很高,在大功率变换或交流电网直接供电情况下,一般采用桥式变换器。桥式 DC/DC 变换电路又分为半桥和全桥。图 8-19 为全桥 DC/DC 变换器主电路。图中功率开关  $S_1, S_2, S_3, S_4$  均内含反并联体二极管,  $B_t$  为高频变压器,  $D_1$  和  $D_2$  为高频整流二极管。  $L, C$  为滤波电感和电容。

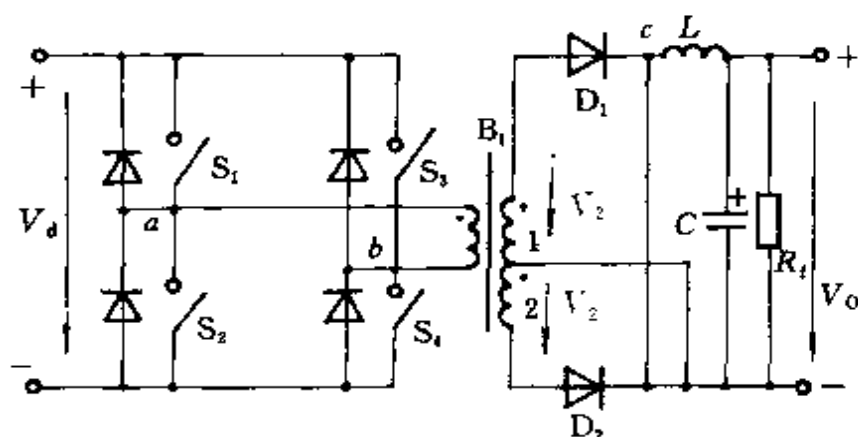


图 8-19 桥式 DC/DC 变换器主电路

### 1. 电路的基本工作原理

当功率管  $S_1$  和  $S_3$  开通时,图中  $V_a \approx V_d, V_b \approx 0$ ,当忽略管压降时,变压器初级绕组上得到幅值为  $V_d$ ,宽度为  $T_{on}$  的方波电压如图 8-20(a) 正向所示。在  $S_1$  和  $S_3$  关断,  $S_2$  和  $S_4$  尚未导通的死区时间内,由于电感电流不能突然改变方向,则由与  $S_2$  和  $S_4$  反并联的体内二极管续流,使  $V_a$  钳位在  $0\text{ V}$ ,  $b$  点电压  $V_b$  钳位在电源电压  $V_d$ 。当  $S_1$  和  $S_3$  关断而  $S_2$  和  $S_4$  尚未导通时,由于功率开关输出电容(或吸收网络电容)的分压作用,使  $V_a = V_b = \frac{1}{2}V_d$ 。  $S_2$  和  $S_4$  开通后形成图 8-20(a) 电压的负半周,在变压器次级形成图 8-20(a) 所示的交变方波电压。由上述分析可知,这种电路每个功率管承受的电压为电源电压  $V_d$ 。

图 8-20(b) 为经快恢复二极管整流后(图中 8-19 c 点)电压,经电感  $L$  和电容  $C$  滤波,形成图 8-20(c) 所示平直直流电压。

由于功率开关体内二极管反向恢复特性一般并不理想,线路中引线电感在开关突变时产生突变开关电流,将在功率开关开通关断瞬间产生尖峰电压  $L di/dt$ ,使功率管承受电压大于  $V_d$ ,因而在开关管上并联  $R, C$  或  $R, C, D$  吸收网络。图 8-21 为具有三相

交流输入的桥式变换器应用实例。图中二极管  $D_1 \sim D_6$  为三相桥式不控整流电路,  $C_0$  为滤波电容。  $R_1$ ,  $C_1$ ,  $D_7$  组成母线尖峰电压吸收电路。  $S_1 \sim S_4$  为功率开关,  $R_2 \sim R_5$  和  $C_2 \sim C_5$  为与开关管并联的吸收网络,  $B_1$  为高频变压器,  $D_8$  和  $D_9$  为高频整流二极管,  $L$  和  $C_6$  组成输出滤波器。当采用 IR 公司生产的功率 MOSFET 和快恢复二极管时, 变换频率可达到 100 kHz, 变换功率可达 20 kW。图中的三相整流电压为

$$V_d = 2.34U = 1.35U_l \quad (8-80)$$

式中  $U$  为相电压有效值;  $U_l$  为线电压有效值。

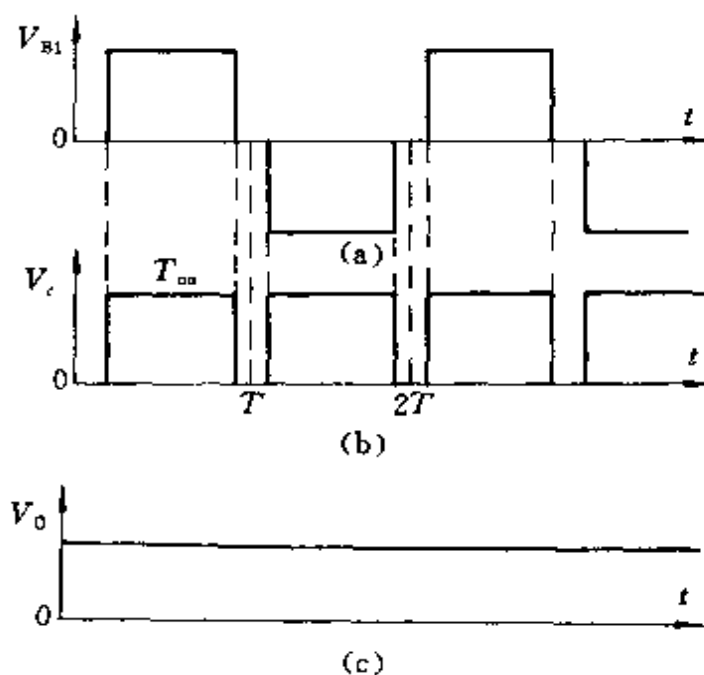


图 8-20 桥式变换器各点波形

变压器初级方波电压幅值为  $V_d$ , 变压器次级方波电压幅值为

$$V_2 = \frac{N_2}{N_1} V_d \quad (8-81)$$



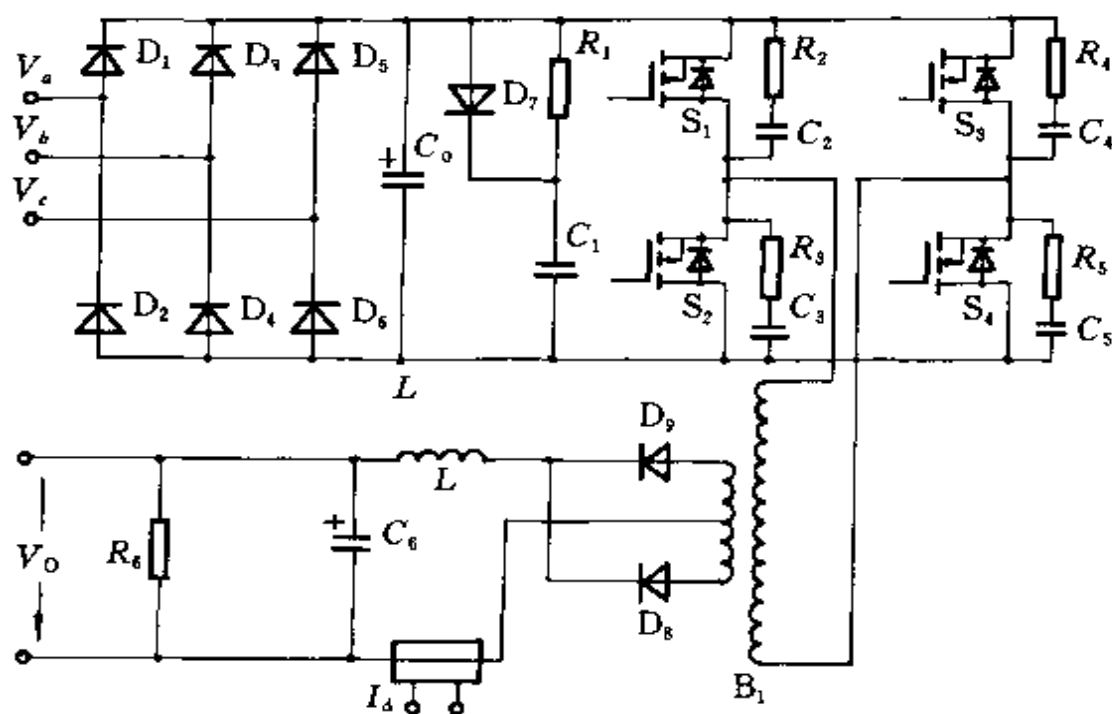


图 8-21 全桥 DC/DC 变换器应用例

每半周方波的宽度为  $T_{on}$ , 半周期为  $T$ , 根据式 (8-80) 和式 (8-81) 可求得, 整流输出电压平均值  $V_O$  为

$$V_O = \frac{2V_d T_{on}}{2T} = \frac{T_{on}}{T} V_d = 1.35 \frac{N_2}{N_1} \frac{T_{on}}{T} U_i \quad (8-82)$$

由式 (8-82) 可知, 当交流线电压有效值  $U_i$  不变时, 调节脉冲宽度即改变了输出电压  $V_O$ , 达到我们的设计目标。为了保证有较宽的调整范围, 设计中应保证最低输入电压时脉冲宽度  $T_{on}$  略小于最大脉冲宽度。在设计最大脉冲宽度时, 必须考虑防止逆变桥同一臂上两元件直通的死区设置。因此, 最大脉冲宽度应小于或等于  $0.9T$ 。

由于图 8-21 输出滤波器采用  $L, C$  网络, 其输出电压  $V_O$  的纹波电压很小。这里  $L$  主要是为了扼制高频尖峰电流, 从输出级看进

去,相当于对高频电压开路,而电容 $C_s$ 使高频电压短路。值得注意的是,为了获得输出恒压源 $V_o$ ,电感 $L$ 不能大,一般为数十微亨,而电容 $C_s$ 应按每安培电流 $500 \sim 1\,000\ \mu\text{F}$ 配置,并应选择高频无感电容。

桥式变换器控制将在应用举例中详细研究。

## 2. 磁偏现象的危害

偏磁指变压器磁心的工作磁滞回线中心点偏离了坐标原点,正反向脉冲过程中磁工作状态不对称的现象。逆变器中变压器工作时,其磁工作点沿着磁滞回线 $A_1B_1$ 对称地往复移动如图8-22所示。

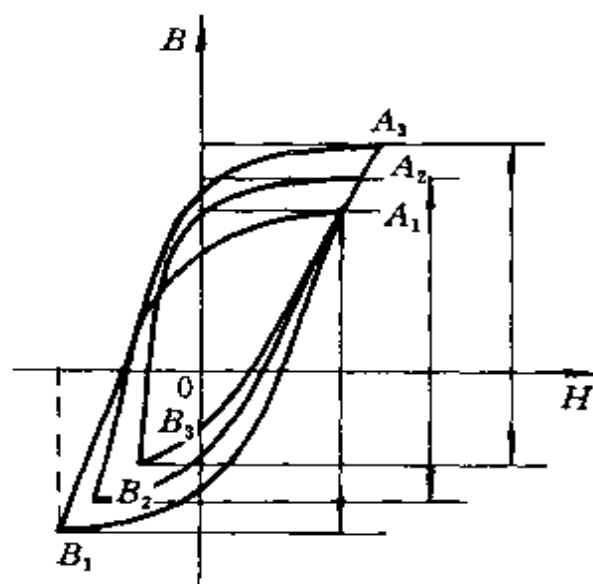


图 8-22 变压器磁滞回线

当正反向脉冲宽度相等时,正反向最大工作磁感应强度 $B_m$ 也相等,其磁工作点沿着磁滞回线 $A_1B_1$ 对称于坐标的点往复移动,即此时没有偏磁存在。在 $V_a$ 不变的条件下,假设正向脉冲时间大于反向脉冲时间,即正向最大工作磁通密度要大于反向最大工作磁通密度。在图8-22中正向脉冲最大磁工作点达到 $A_2$ 点,反向脉

冲最大磁工作点达到  $B_2$  点, 整个脉冲周期的工作磁滞回线为  $A_2B_2$ 。磁滞回线  $A_2B_2$  的中心较  $A_1B_1$  的中心对称点(原点)向第一象限内偏移了一段距离即产生了偏磁现象。在下个周期内, 如果正反向脉冲的时间差不再增长, 则磁心的工作点将保持沿着  $A_2B_2$  回线来回移动, 偏磁不会继续增加, 但也不自动消除。如果正反脉冲时间差继续增长, 那么再经过一个脉冲周期以后工作磁滞回线变为  $A_3B_3$ 。磁心的偏磁程度由于积累而加重了。

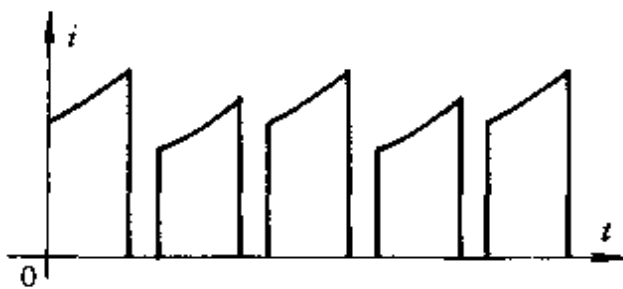


图 8-23 直流母线上的开关电流

此时流过直流母线上的开关电流如图 8-23 所示。

造成正反向脉冲宽度不等的原因有功率开关管的开通时间和关断时间的不一致, 驱动信号脉宽的不一致等。

### 3. 半桥变换器

将图 8-19 中功率管  $S_3$  和  $S_4$  用两个无极性电容取代, 则可得图 8-24 所示半桥变换器。取  $C_1 = C_2$ , 则电容器中点大约充电到  $\frac{1}{2}V_d$  的平均电压, 变压器初级峰值电压为  $\frac{1}{2}V_d$ , 而全桥时为  $V_d$ 。因此, 对于同样的次级输出功率, 半桥变换器初级电流(功率开关  $S_1$  和  $S_2$  的电流)为全桥的 2 倍。

半桥电路功率管  $S_1$  和  $S_2$  与全桥电路一样是互补导通的, 当上部开关元件  $S_1$  导通时,  $C_1$  放电而  $C_2$  充电, 电容中点 a 电位按指数规律上升, 直到  $\frac{V_d}{2} + \Delta V_d$  时  $S_1$  截止。在两管均不导通期间 a 点电位保持不变。当  $S_2$  导通时,  $C_2$  放电而  $C_1$  充电, 令  $C = C_1 = C_2$ , a 点电位变化规律为

$$V_o = \left( \frac{V_d}{2} - \Delta V_d \right) e^{-\frac{t}{2R_f C}} \quad (8-83)$$

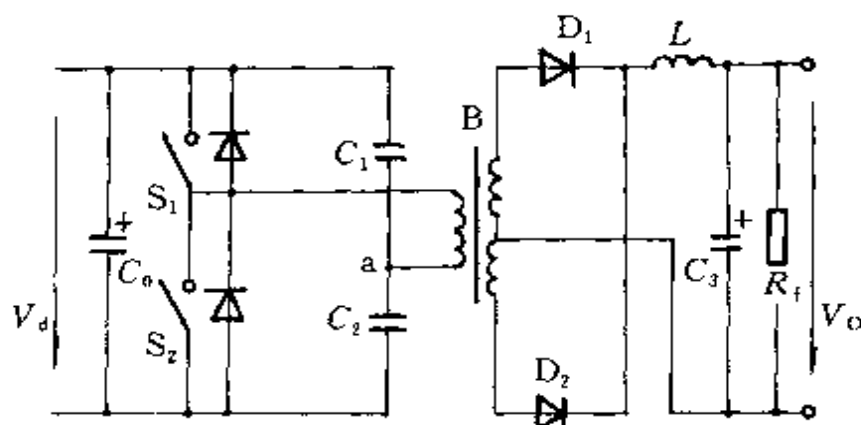


图 8-24 半桥变换器主电路

直到  $a$  点电位下降到  $\frac{V_d}{2} - \Delta V_d$ 。如果满足条件

$$T_{on} \ll 2R_f C \quad (8-84)$$

将式(8-83)展开成台劳级数略去其高次项,则可简化为

$$V_o \approx \left( \frac{V_d}{2} + \Delta V_d \right) \left( 1 - \frac{T_{on}}{2R_f C} \right) \quad (8-85)$$

通常设计时选  $\Delta V_d = (1 \sim 10)\% \frac{V_d}{2}$ , 则根据上述分析可得

$$\frac{V_d}{2} - \Delta V_d = \left( \frac{V_d}{2} + \Delta V_d \right) \left( 1 - \frac{T_{on}}{2R_f C} \right) \quad (8-86)$$

即有

$$\frac{V_d T_{on}}{4R_f C} = 2\Delta V_d - \Delta V_d \frac{T_{on}}{2R_f C} \approx 2\Delta V_d \quad (8-87)$$

从而可求得

$$C = \frac{V_d T_{on}}{8R_f \Delta V_d} \quad (8-88)$$

可见,电容  $C_1 = C_2 = C$  的理想值应随  $R_f$  变化。一般设计中取  $C$  值

为几微法的高频电容,为高频交流电流建立通道并起分压作用。

半桥变换器在性能上比全桥要差,但其突出优点是具有抗不平衡能力。为了便于分析,假设:

(1) 只研究导通和截止的稳态过程而不计开通和关断瞬间的暂态过程。

(2) 输出电压  $V_o$  保持不变。

(3) 认为  $S_1$ ,  $S_2$  为理想开关,并用  $R_1$  和  $R_2$  来表示  $S_1$  和  $S_2$  的通态电阻不同。

(4) 高频变压器用低频等效电路表示,忽略漏感和励磁电感,一次绕组直流电阻等效为  $R_0$ ,二次侧负载折合到一次侧为  $R'_L$ 。

通过上述假设,图 8-25(a) 半桥式变换器原理图可等效为图 8-25(b),开关  $S_1$  闭合,  $S_2$  断开,  $C_2$  充电,  $C_1$  放电,充放电电流分别为  $i_2$  和  $i_1$ ,如实线所示。当  $S_1$  断开,  $S_2$  闭合时,  $C_1$  充电,  $C_2$  放电,充放电电流分别为  $i'_2$  和  $i'_1$ ,如虚线所示。

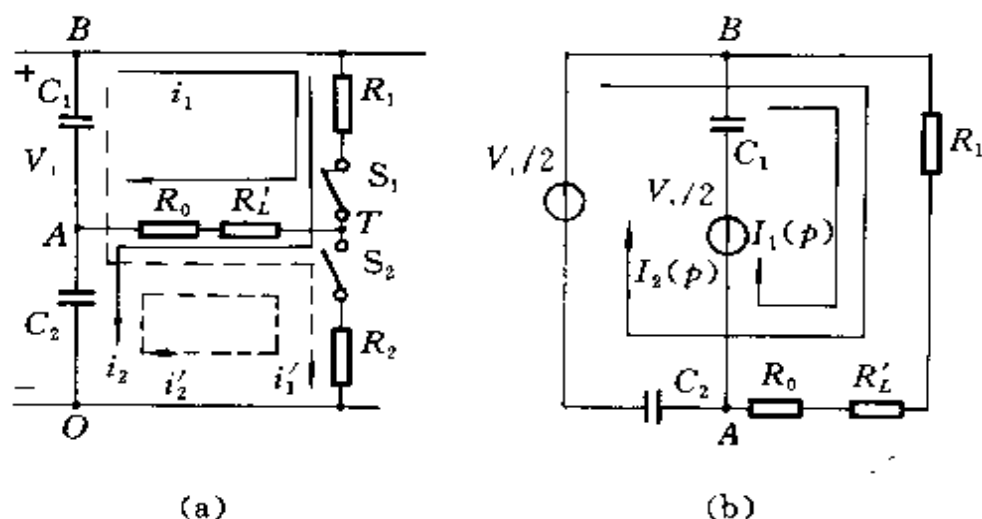


图 8-25  $S_1$  导通、 $S_2$  截止时等效电路及运算等效电路

(a) 等效电路 (b) 运算等效电路

当  $S_1$  闭合,  $S_2$  断开时, 设  $C_1$ ,  $C_2$  上的初始电压为  $V_1(0)$  和

$V_2(0)$ , 由回路电流法得方程

$$\left. \begin{aligned} [I_1(p) + I_2(p)](R_1 + R_0 + R'_L) + I_2(p) \frac{1}{C_2 p} &= \frac{V_d}{p} - \frac{V_2(0)}{p} \\ [I_1(p) + I_2(p)](R_1 + R_0 + R'_L) + I_1(p) \frac{1}{C_1 p} &= \frac{V_1(0)}{p} \end{aligned} \right\} \quad (8-89)$$

式中  $p$  为拉氏变换算子, 且

$$\frac{V_d}{p} - \frac{V_2}{p} = \frac{V_1(0)}{p} \quad (8-90)$$

解上两式并求拉氏反变换可得

$$i_1(t) = \frac{V_1(0)}{CR'_1/C_1} e^{-\frac{t}{R'_1 C}} \quad (8-91)$$

$$i_2(t) = \frac{V_1(0)}{CR'_1/C_2} e^{-\frac{t}{R'_1 C}} \quad (8-92)$$

上式中  $R'_1 = R_1 + R_0 + R'_L$ ,  $C = C_1 + C_2$ ,  $R'_L$  为  $R_L$  折算到初级的值。

高频变压器上施加的电压为

$$\begin{aligned} u_B(t) &= [i_2(t) + i_1(t)](R_0 + R'_L) = \\ &= V_1(0) \frac{R_0 + R'_L}{R'_1} e^{-\frac{t}{CR'_1}} \end{aligned} \quad (8-93)$$

同理当  $S_2$  闭合,  $S_1$  断开时, 设  $C_1$  和  $C_2$  上的初始电压为  $V'_1(0)$  和  $V'_2(0)$ ,  $R'_2 = R_0 + R_2 + R'_L$ , 则在另一半周期加在高频变压器上的电压为

$$u'_B(t) = V'_1(0) \frac{R_0 + R'_L}{R'_2} e^{-\frac{t}{CR'_2}} \quad (8-94)$$

显然, 必须求出电容  $C_1$  在  $S_1$  闭合时的初始电压以及电容  $C_2$  在  $S_2$  闭合时的初始电压才能得到  $u_B(t)$  和  $u'_B(t)$  的完整表达式。

设  $S_2$  闭合的时间为  $T_{on2}$ ,  $S_1$  闭合的时间为  $T_{on1}$ , 且  $T_{on2} \neq T_{on1}$ , 由前述假设(1),  $A$  点电位在  $S_1$  导通时由  $V_A$  上升至  $V'_A$ , 在  $S_1$  断开时间里  $V'_A$  保持不变; 在  $S_2$  导通时,  $A$  点电位由  $V'_A$  下降, 在闭

合时间  $T_{on2}$  终了时下降至  $V_A$ , 同样它也维持到下一个半周期  $S_1$  重新闭合时为止。

在上半周 ( $S_1$  闭合),  $A$  点电位:

$$u_A(t) = V_d - [i_2(t) + i_1(t)]R'_1 = V_d - V_1(0)e^{-\frac{t}{CR'_1}}$$

在下半周 ( $S_2$  闭合),  $A$  点电位:

$$u'_A(t) = [i'_2(t) + i'_1(t)]R'_2 = V'_2(0)e^{-\frac{t}{CR'_2}}$$

可见, 在上半周结束时  $A$  点电位即为在下半周工作时的初始条件, 即

$$u_A(t)|_{t=T_{on1}} = V'_2(0) \quad (8-95)$$

$$V'_2(0) = V_d - V_1(0)e^{-\frac{T_{on1}}{CR'_1}} \quad (8-96)$$

$$V_d - u'_A(t)|_{t=T_{on2}} = V_1(0) \quad (8-97)$$

$$V_1(0) = V_d - V'_2(0)e^{-\frac{T_{on2}}{CR'_2}} \quad (8-98)$$

解式 (8-96) 和 (8-98) 得

$$V_1(0) = \frac{V_d(1 - e^{-\frac{T_{on2}}{CR'_2}})}{1 - e^{-\frac{T_{on1}}{CR'_1} - \frac{T_{on2}}{CR'_2}}} \quad (8-99)$$

$$V'_2(0) = \frac{V_d(1 - e^{-\frac{T_{on1}}{CR'_1}})}{1 - e^{-\frac{T_{on1}}{CR'_1} - \frac{T_{on2}}{CR'_2}}} \quad (8-100)$$

把上式分别代入式 (8-93) 和式 (8-94), 然后再进行积分, 便可求得在两个半周期内加在高频变压器上的“伏秒”数为

$$\begin{aligned} V_{S10} &= \int_0^{T_{on1}} u_B(t) dt = \\ &= \frac{V_d(1 - e^{-\frac{T_{on2}}{CR'_2}})}{1 - e^{-\frac{T_{on1}}{CR'_1} - \frac{T_{on2}}{CR'_2}}} C(R_0 + R'_L)(1 - e^{-\frac{T_{on1}}{CR'_1}}) \quad (8-101) \\ V_{S20} &= \int_0^{T_{on2}} u'_B(t) dt = \end{aligned}$$

$$\frac{V_d(1 - e^{-\frac{T_{on1}}{C(R_0 + R_L')}})}{1 - e^{-\left(\frac{T_{on1}}{C(R_0 + R_L')} + \frac{T_{on2}}{C(R_0 + R_L')}\right)}} C(R_0 + R_L')(1 - e^{-\frac{T_{on2}}{C(R_0 + R_L')}}) \quad (8-102)$$

比较式(8-101)和式(8-102)得

$$V_{S10} = V_{S20}$$

即半桥式逆变主电路在电路不平衡条件下仍能维持高频变压器磁通对称,也就是说半桥式逆变主电路具有较强的抗偏磁能力。但由于其开关电流是桥式电路的两倍,在输出功率较大时仍需采用功率管并联电路。

### 8.3 DC/DC 变换器控制

前已指出,DC/DC 变换器可采用调频控制(PFM)、脉冲宽度调制(PWM)控制及上述二者的混合型。由于 PWM 方式线性度好,负载调整率高,输出滤波器参数易设置等优点而被广泛采用。其控制电路的工程实现由最初的离散元件发展到各类专用集成电路。第一代、第二代电压型 PWM 控制芯片以 W1524/2524/3524, W1525/2525/3525 及 TL494 为代表。70 年代末,推出了以 1846/2846/3846 为代表的电流型 PWM 控制芯片,使控制技术产生了质的变化。

#### 8.3.1 电压型 PWM 调制器

##### 1. PWM 信号发生器

脉宽调制是一个电压 脉冲变换装置,脉冲宽度与控制电压  $V_c$  成正比,用锯齿波作调制信号的脉宽调制原理电路如图 8-26 所示,加在比较器反相输入端的是锯齿波调制信号,加在同相输入端的是控制信号  $V_c$ ,在输出端得  $V_p$  为周期不变,脉冲宽度可调的



电压,其脉冲宽度正比于  $V_c$ 。

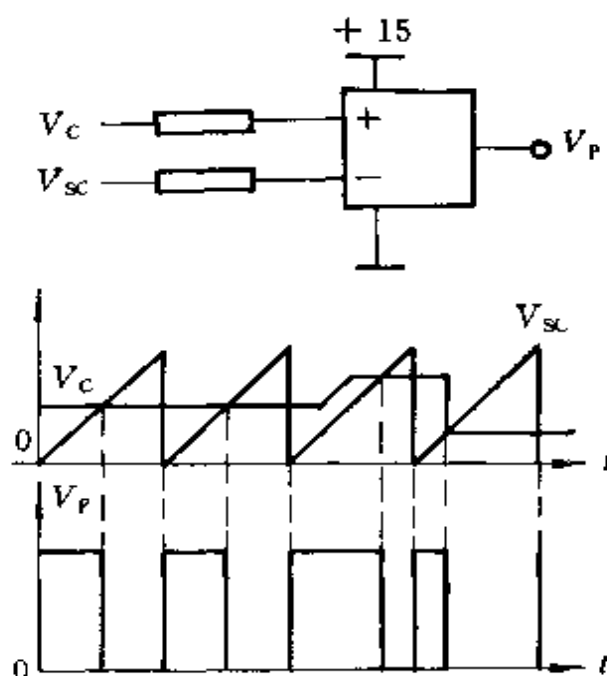


图 8-26 锯齿波 PWM 生成原理

常用的脉宽调制器有以下几种:①用锯齿波作调制信号的脉宽调制器;②用三角波作调制信号的脉宽调制器;③用多谐振荡器和单稳态触发器组成的脉宽调制器;④数字式脉宽调制器。其他类型脉宽调制器的原理与此相仿。

在图 8-27 中  $V_f$  为输出电压的反馈信号,  $V_r$  为设定信号,  $V_c$  为控制电压信号,经比较器输出脉宽调制信号  $V_p$ 。在单管变换器中,  $V_p$  即可直接应用于驱动功率开关管;对于推挽及桥式电路,需利用数字电路形成互补的两路驱动信号,如图 8-27 中  $A, B$  两路输出。

## 2. 功率电路的故障保护

由于负载短路、电网故障等原因有可能使变换器主回路产生过电流、过电压等故障,这时控制电路必须封锁驱动信号,使功率

管迅速关断。其基本原理为:无故障时,故障信号  $V_f$  为低电平,晶体管  $T$  的集电极为高电平,二极管  $D$  截止,PWM 比较器由  $V_c$  和调制波比较产生 PWM 信号,当故障信号来到时  $V_f$  为高电平,晶体管  $T$  饱和导通,  $V_c$  被下拉为低电平,此时,输出脉宽  $A, B$  变窄,同时  $V_f$  信号送到或非门封锁功率管驱动信号。

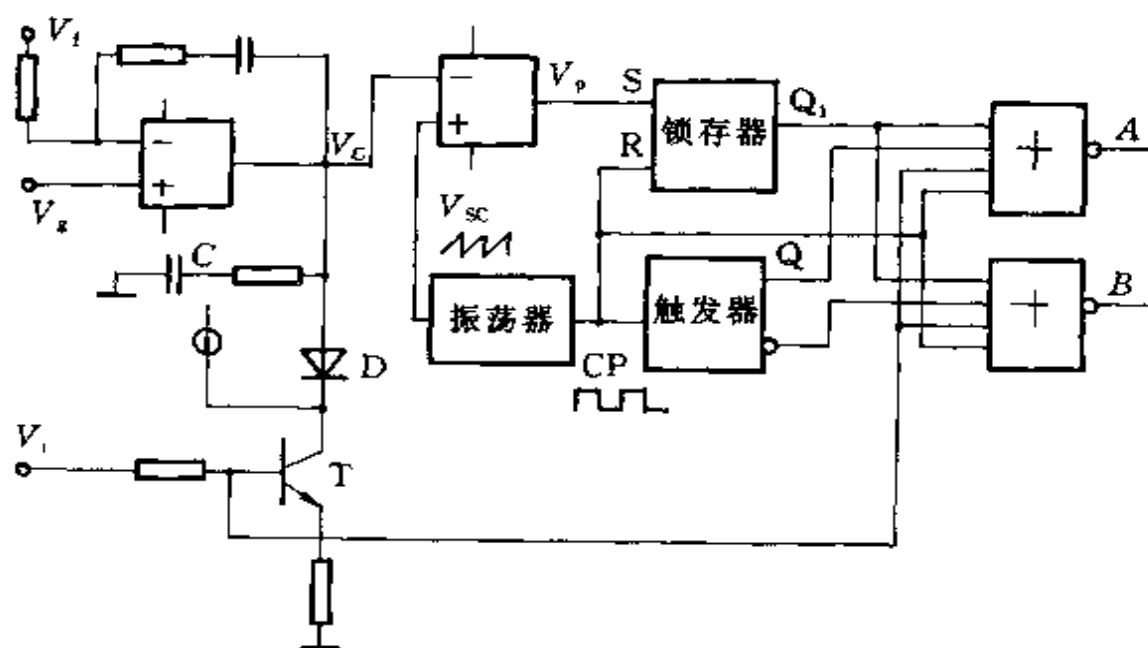


图 8-27 PWM 信号生成、启动及故障保护电路原理图

### 3. 软启动

当逆变器开始工作时,  $V_f = 0$ ,  $V_c$  输出为最大值(限幅值)对应于最大脉宽,随后  $V_f$  逐渐上升,由于 PI 调节器存在,PI 调节器仍处于饱和状态,  $V_c$  输出仍为最大值,只有当  $V_f > V_r$  时,PI 调节器才退出饱和,进入线性工作状态。因此在启动时会产生电压过冲(超调),同时输出滤波电容在逆变电源刚启动时,相当于短路,使输入电流过大。为避免这种现象,设计了软启动电路。

逆变器启动时,电容  $C$  上电压为零,  $V_c = \frac{1}{C} \int i dt$ , 电压按指数规律上升,  $V_c$  被钳位于较低的电平,输出 PWM 脉宽由窄逐渐变

宽,更改  $C$  值即可改变软启动时间,避免上述现象。

#### 4. 干扰抑制

误差放大器输出信号  $V_c$  中可能存在尖峰或振荡,如图 8-28 所示,此信号与锯齿波信号比较就可能出现多个交点,造成在锯齿波一个周期中 PWM 比较器输出多个方波,破坏了正常的脉宽调制。为避免这一现象,在 PWM 比较器输出加了一个 RS 锁存器, PWM 比较器输出加在 S 端,振荡器输出一组对应锯齿波下降沿的时钟信号加到 R 端,RS 锁存器输入输出信号如图 8-28 所示。

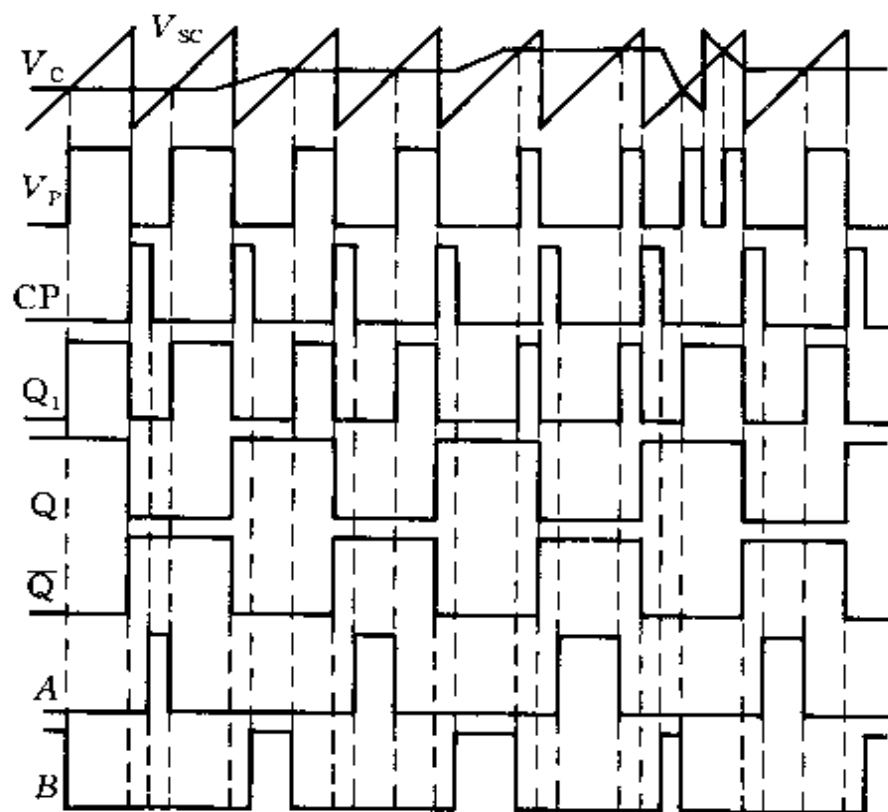


图 8-28 PWM 信号生成、启动及故障保护电路各点信号

#### 5. 死区时间控制

由于功率管存在开通时间和关断时间,为防止推挽电路的上下两管或桥式电路的同一桥臂的两管同时导通,而造成的电流瞬

时短路,损坏功率管,需设死区时间以限制脉冲宽度,在此区间  $A$ ,  $B$  两路输出均为低电平。如图 8-28 所示,时钟信号  $V_{CP}$  的宽度为死区宽度,该信号送到或非门  $A, B$ ,使  $A, B$  两路 PWM 信号的脉宽各减小死区宽度,在死区期间  $A, B$  两路 PWM 信号均无输出。

### 8.3.2 电流型 PWM 调制器

电流型 PWM 技术是一种新颖的调制技术,用电流型 PWM 技术所构成的逆变器在内部有两个反馈环,内环为电感峰值电流或开关峰值电流,外环为输出反馈,如图 8-29 所示。该图给出了一个固定频率使用的电流型 PWM 技术所构成的逆变器简单原理图。

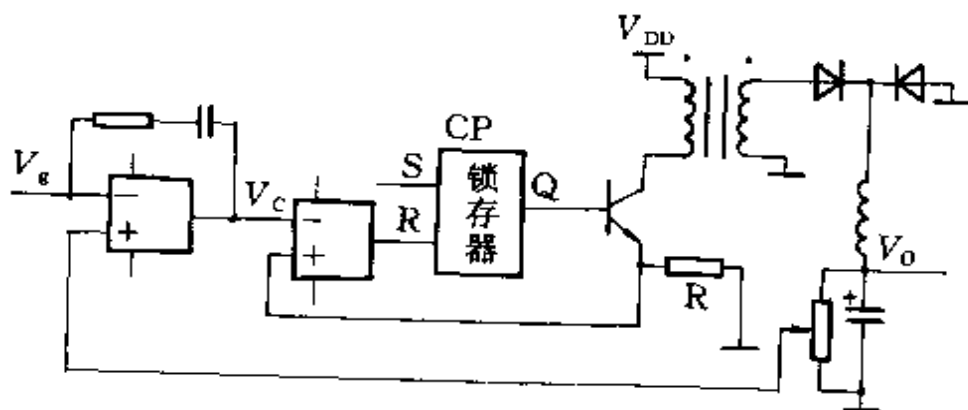


图 8-29 采用电流型 PWM 控制的逆变器原理图

如图 8-29 所示,误差信号  $V_c$  控制峰值开关电流,峰值开关电流仅随误差信号变化而变化,对于内环来讲,可看成是电流给定信号,即开关或电感电流的最大值是由误差放大器的输出电压  $V_c$  所设置的。根据多环控制原理,加入内环反馈有许多优点,① 对本环的被调量实行限制和保护;② 对环内扰动实行及时调节;③ 改造本环所包围的控制对象,使它更有利于外环控制。

#### 1. 电流型 PWM 控制器常用的几种原理方案

恒定迟滞环宽控制:在电感中产生一个固定的电流减小量后,功率开关管被导通,如图 8-30(a) 中由一迟滞比较器来实现,即恒定迟滞环宽控制。

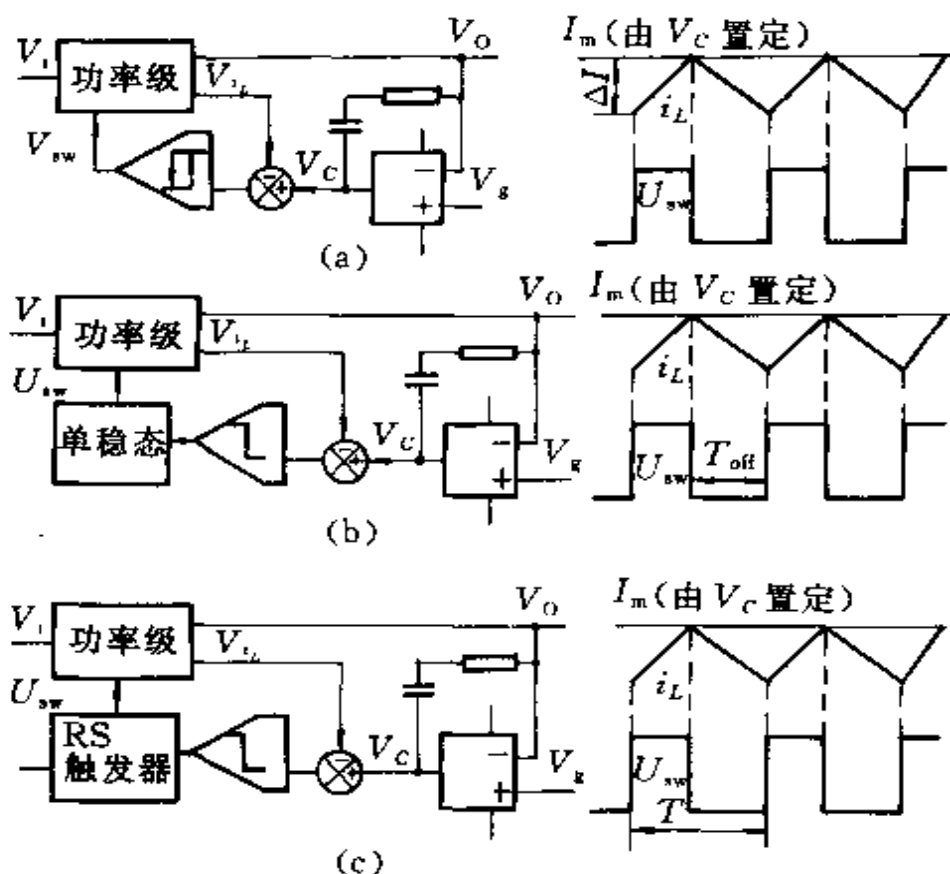


图 8-30 电流型 PWM 原理框图

(a) 恒定迟滞环宽控制 (b) 恒定关断时间控制 (c) 恒定频率控制

恒定关断时间控制:经过一个固定的时间间隔后,功率开关管被导通,如图 8-30(b) 中由一单稳态触发器来实现,即恒定关断时间控制。

恒定频率控制:有一个固定频率的时钟信号控制 RS 触发器从而控制功率开关管的导通,如图 8-30(c) 所示。下边介绍恒定频率控制的电流型 PWM 控制器电路工作原理。

## 2. 恒定频率控制的电流型 PWM 控制器电路工作原理

图 8-31 为恒定频率的电流型 PWM 控制器所构成的逆变器电路工作原理,主电路为全桥电路,控制电路为双环控制,具有电压外环和电流内环,峰值电流在内环,因此,电流控制具有快速、精确的优点。由于峰值电流信号参与控制,使逆变器的过载、短路保护更为有效,整个系统的动态特性好,适用于负载或输入电压有较大变化的情况。

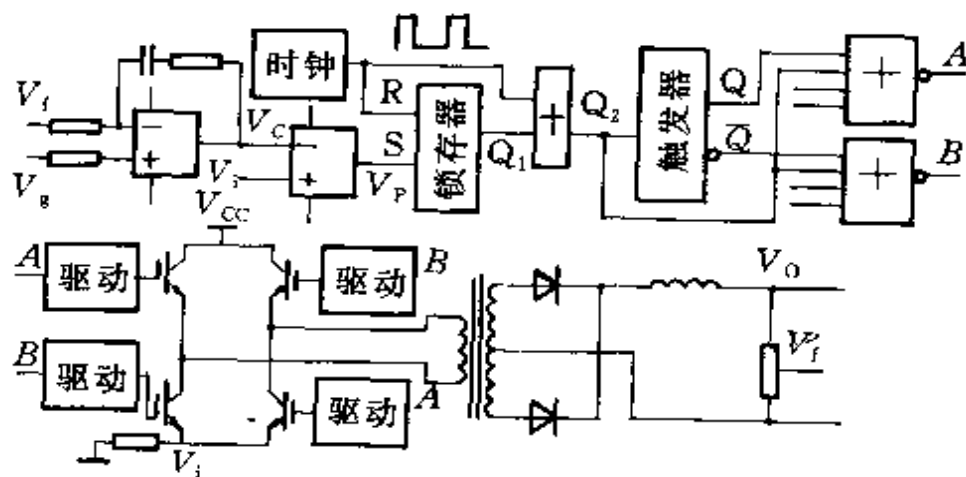


图 8-31 恒定频率的电流型 PWM 控制器  
构成的逆变器电路工作原理

逆变器的输出电压反馈与电压型 PWM 控制器电路相同,输出电压经分压后,取样电压  $V_i$  加到误差放大器的反相端,基准电压  $V_r$  加到误差放大器同相端,误差放大器的输出电压  $V_c$  作为电流闭环的电流给定信号,此信号加到比较器的反向端,电感电流或开关电流取样信号  $V_s$  加到比较器的同相端。比较器的输出  $V_p$  送至 RS 锁存器的 S 端(置位端),时钟信号  $V_{cl}$  送至 RS 锁存器的 R 端(复位端),该信号的脉冲宽度即为死区宽度,RS 锁存器的输出  $Q_1$  与时钟信号  $V_{cl}$  送入或门,或门输出  $Q_2$  送至 T 触发器,T 触发器输出  $Q$  和  $\bar{Q}$ , $Q$  和  $Q_2$  送至或非门 1 输出一路 PWM 信号  $A$ , $\bar{Q}$  和  $Q_2$

送至或非门 2, 输出一路 PWM 信号  $B$ 。信号  $A$  和  $B$  包含死区控制, 在死区时间内,  $A$  和  $B$  两路信号均无输出。以上各点输出信号见图 8-32 所示。

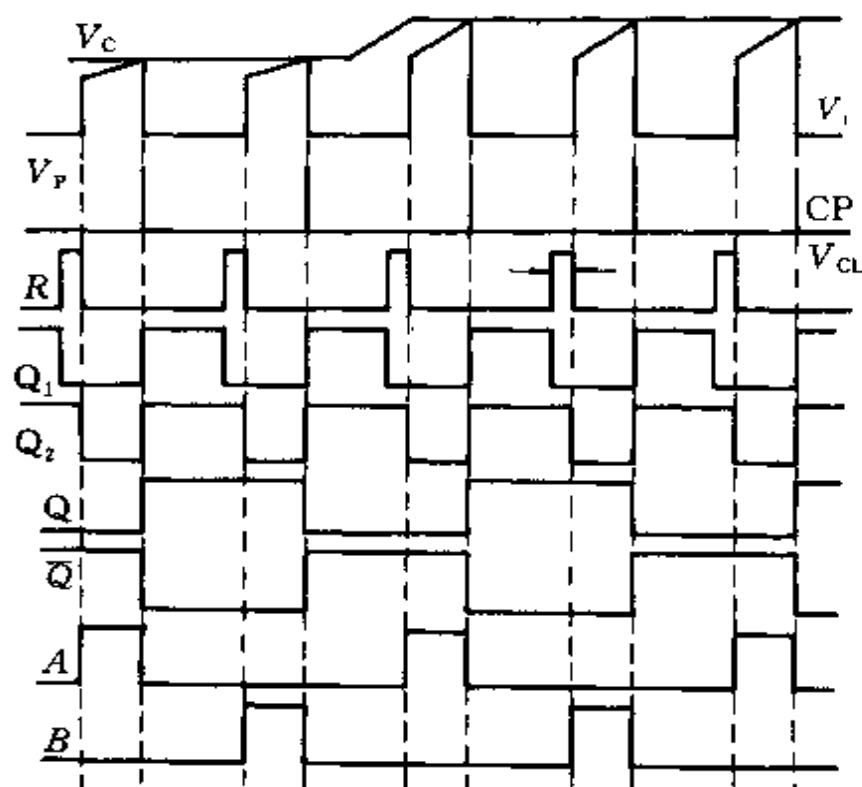


图 8-32 恒定频率的电流型 PWM 控制器  
构成的逆变器电路各点波形

显然, 输出的两组 PWM 信号的上升沿由  $V_{CL}$  的下降沿决定, 而 PWM 信号的下降沿由电感电流或开关管峰值电流信号大小共同决定, 最大脉宽的下降沿受  $V_{CL}$  的上升沿决定。

功率管保护、软启动电路、死区限制等与电压控制 PWM 逆变器原理基本相同。

### 3. 电流型 PWM 控制器技术特点

电流型 PWM 控制器与电压型 PWM 控制器比较, 从电路结

构上看,是增加了一个电感电流反馈,而且此电流反馈就作为PWM的斜坡函数,就不再需要锯齿波(或三角波)发生器,更重要的是在于引入了电感电流反馈使系统的性能具有明显的优越性。

(1) 系统具有快速的瞬态响应及高度的稳定性 由前所述的电路工作原理,已经看出电流内环的调节作用,当输入电压变化或由负载变化引起输出电压变化时,都将引起电感电流变化率的改变,使功率开关的转换时刻变化,从而控制了功率开关的占空比。这对输入电压的变化而言,实质上是起了前馈控制作用,即输入电压变化尚未导致输出电压变化,就由内环产生调节作用,这种输入电压的前馈控制作用使得只要电流脉冲达到了预定的幅值,脉宽比较器不经过误差放大器就能改变输出脉宽,因此调整速度快。由于电流内环具有快速的响应,从分析整个系统的瞬态响应可看出,对于电压反馈外环,电流内环相当于一个受控放大器,外环的瞬态响应速度仅决定于滤波电容 $C$ 和负载性质,所以整个系统具有快速的瞬态响应。

电流内环是一个自激振荡系统。由图8-31可定性地看出,当 $V_i$ 小于 $V_c$ 时,开关管导通, $V_i$ 超过 $V_c$ 时,开关管就关断,所以是一个稳定的自激振荡系统,说明内环具有高度的稳定性。对整个系统来说,滤波器 $LC$ 对稳定性影响减小,二阶环节的输出滤波器( $LC$ )降低为一阶环节。也就是说,对整个系统,除内环外,只有一个与滤波电容有关的比例积分环节和一个与负载有关的一阶或二阶环节,使得整个系统具有高度的稳定性。

(2) 很高的输出电压精度 由于系统内在快速响应及高的稳定性,所以反馈回路的增益可比一般PWM系统的回路增益高得多,而不致造成稳定性与回路增益之间的矛盾,从而使输出电压具有很高的稳态精度。

(3) 具有内在的对功率开关电流的控制及限流能力 从图8-29可见,电感电流的峰值(也就是流过功率开关的峰值电流)



直接受误差放大器输出的电流给定信号所控制,所以在任何输入电压和负载的瞬态条件下,功率开关的峰值电流被控制在一定的给定值,所以对功率开关的电流具有限流能力。最大电流正比于限幅放大器的限幅值,改变限幅值可改变所限制的最大电流,同时,由于内环可以及时、灵敏和准确地检测电感峰值电流或功率开关的峰值电流,自然形成逐个脉冲电流检测,使功率开关在输出过载甚至短路时得到保护,同时,也可以在设计时不必给功率开关元件留较大的余量,使逆变器在保证可靠工作的前提下降低成本。

(4) 具有良好的并联运行能力 能很方便地进行并联工作,而不需要外加均流措施。由于电流型 PWM 功能,使系统的内环如同一个良好的受控电流放大器,可获得电流的比例分配,所以使采用电流型 PWM 变换器方便地并联工作。只需将各变换器的输出端联结在一起,采用其中一个误差放大器,将其输出的电流给定信号加至每个变换器中电流内环比较器的输入端,就可实现并联,而不需其他的均流措施。

(5) 在全桥电路中自动平衡高频变压器中伏秒积在推挽式逆变器的自动对称校正 在高频变压器耦合的全桥电路中,功率开关元件的饱和压降、存储时间的不同,以及其他原因造成的变压器电压波形不对称,即变压器中正负伏秒积不平衡,从而导致偏磁,偏磁随时间的积累会引起变压器磁饱和。同样的情况也产生于推挽式逆变器。电流型 PWM 控制器自动地解决上述问题,这是因为电流内环的作用。

## 8.4 DC/DC 变换弧焊电源

随着功率电子器件和控制技术的不断发展,DC/DC 变换技术已成功地用于金属焊接,其突出优点为:

- ① 焊接性能好,频率响应快,动特性好,有利于实现焊接自

动化；

② 重量轻,以 400 A 焊机为例,旋转直流焊机约 370 kg,晶闸管弧焊整流器约 200 kg,晶闸管逆变焊机约 70 kg,IGBT 逆变焊机约 40 kg;

③ 效率高,可达 80% ~ 90%;

④ 功率因数高,可达 0.95 ~ 0.99;

⑤ 体积小;

⑥ 引弧可靠、飞溅小;

⑦ 焊接速度高;

⑧ 多功能。

逆变弧焊电源的效率、重量(kg/A)、功率因数和磁放大器式及晶闸管式弧焊整流器的比较见图 8-33 所示,在电弧焊接这一物理过程中,由于逆变弧焊电源的响应时间快,能有效地改善各种电弧焊的物理现象。有资料表明逆变弧焊电源的引弧一次成功率达 90% 以上,而一般弧焊电源仅 70% 左右。在飞溅方面,逆变弧焊电源为一般电源的一半左右。

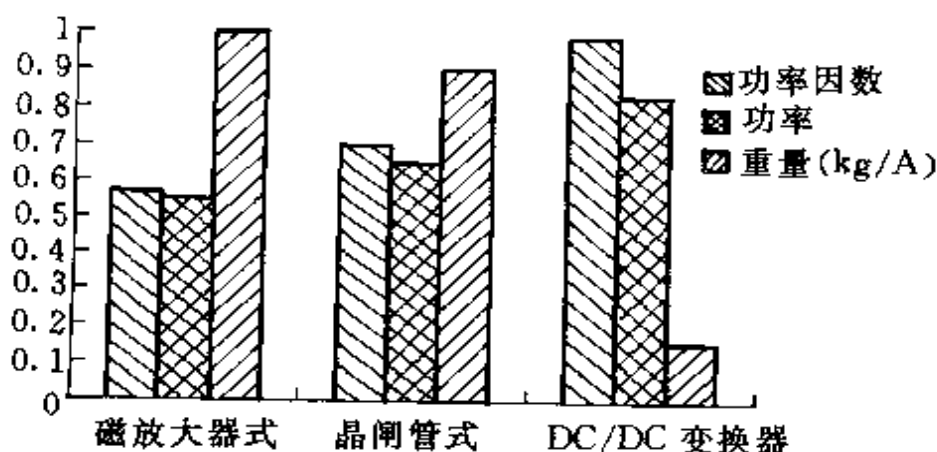


图 8-33 弧焊电源效率、重量(kg/A)和功率因数比较

本节将以桥式结构的 IGBT DC/DC 变换器为主,讨论 DC/DC 变换技术在弧焊逆变器中的应用。

### 8.4.1 焊接电弧要求及弧焊电源外特性

#### 1. 焊接电弧的静特性

一定长度的电弧,在稳定状态下电弧电压  $U_f$  与电弧电流  $I_f$  之间的关系,称为焊接电弧的静特性

$$U_f = f(I_f)$$

焊接电弧的静特性近似呈 U 形曲线,故也称 U 形特性,如图 8-34 所示。在正常使用范围内,并不包括电弧静特性曲线的所有部分,手工弧焊工作在静特性的平特性段,即电弧电压只随弧长而变化,与焊接电流关系很小,如图 8-34 的 II。

#### 2. 焊接电弧的动特性

焊接电弧的动特性是指在一定的弧长下,当电弧电流很快变化的时候,电弧电压和电流瞬时值之间的关系。如图

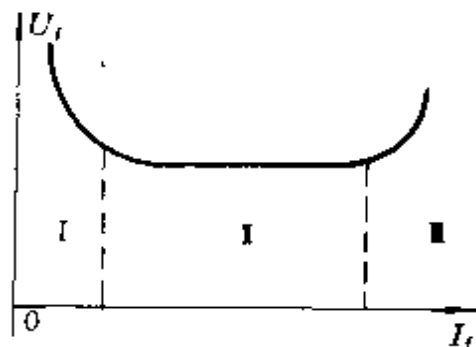


图 8-34 焊接电弧的静特性曲线

8-35(b) 中电流由  $a$  点以很快的速度连续增加到  $d$  点,则随着电源增加,电弧空间温度升高,但是后者的变化总是滞后于前者。这种现象称为热惯性,当电流增加到  $i_b$  时,电弧空间温度还没有达到  $i_b$  时稳定状态的温度,由于电弧空间温度低,维持电弧燃烧的电压不能降到  $b$  点,而将提高到  $b'$  点,以此类推,对应于每一瞬间电弧电流的电弧电压,就不在  $abcd$  实线上,而是在  $ab'c'd$  虚线上,这就是说在电流增加的过程中,动特性曲线上的电弧电压比静特性曲线上的电弧电压升高,反之当电弧电源由  $i_b$  迅速减小到  $i_a$  时,同样由于热惯性的影响,电弧空间温度来不及下降,此时对应每一瞬间电弧电源的电压将低于静特性之电压,而等到  $ab''c''d$  电流变化速度愈小,静动特性曲线就愈接近。

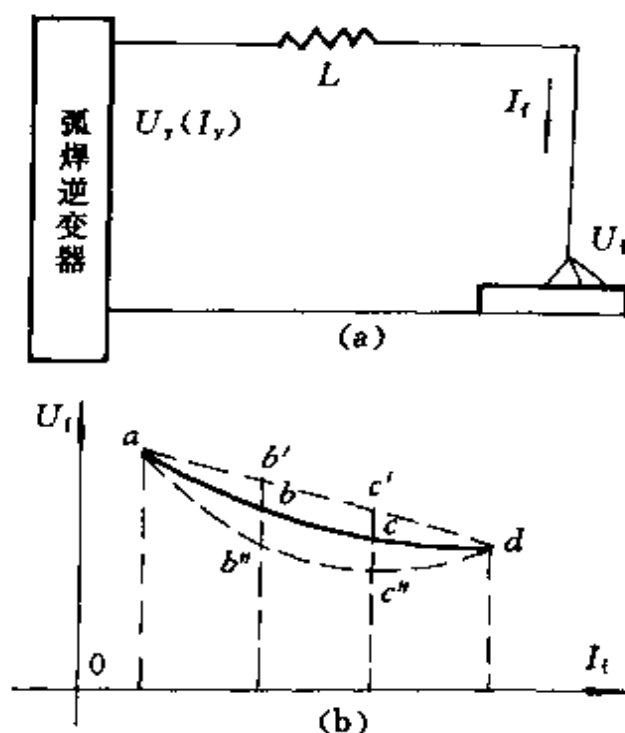


图 8-35

(a) “逆变器—电弧”系统电路示意图 (b) 焊接电弧的动特性

### 3. “逆变器—电弧”系统的稳定性

在焊接过程中,弧焊逆变器起供电作用,电弧作为供电对象而用电,从而构成“逆变器—电弧”系统,如图 8-35(a) 所示。

稳定性包括两方面含义:

(1) 系统在外界因素干扰时,能在给定电弧电压和电流下,维持长时间的连续电弧放电,保持静态平衡

$$U_t = U_y$$

$$I_t = I_y$$

式中  $U_t$ ,  $I_t$  为电弧电压和电弧电流的稳定值;  $U_y$ ,  $I_y$  为电源输出电压和电流。

(2) 当系统一旦受到瞬时的外界干扰时,会破坏这种静态平衡,但在干扰消失之后,系统能够自动地达到平衡。

“逆变器—电弧”系统的稳定条件是:

$$\left( \frac{\partial U_i}{\partial I} - \frac{\partial U_y}{\partial I} \right) \Big|_{I_i} > 0 \quad (8-103)$$

即电弧静特性曲线在工作点上的斜率  $\frac{\partial U_i}{\partial I}$  必须大于逆变器外特性曲线在工作点上的斜率  $\frac{\partial U_y}{\partial I}$ , 也就是说逆变器  $\left| \frac{\partial U_y}{\partial I} \right|_{I_i} > \left| \frac{\partial U_i}{\partial I} \right|_{I_i}$ 。

#### 4. 对弧焊逆变器外特性要求

手工弧焊中,一般是工作于电弧静特性的平特性段上,因此对弧焊逆变器最好采用恒流带外拖特性,其空载电压尽可能地高,同时考虑经济性和人身安全,对空载电压加以限制,图 8-36 是恒流带外拖特性的示意图。

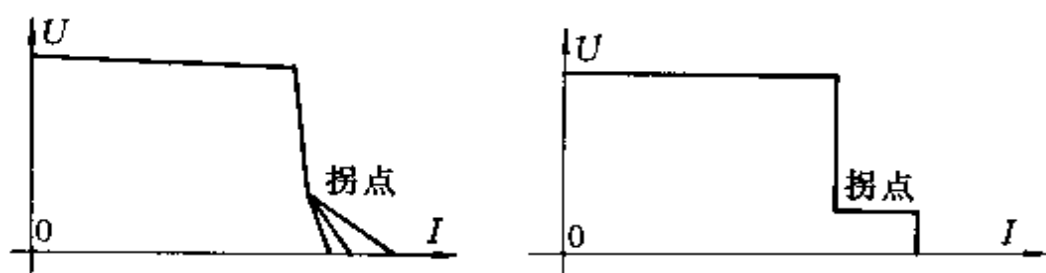


图 8-36 手弧焊逆变器外特性

#### 8.4.2 主电路设计

弧焊逆变电源可以采用前面讨论过的各种变换电路,单(双)端正激、桥式变换器(及变形结构),对于单(双)端正激来说由于无上下桥臂直流及偏磁问题,可靠性高,但容量较小,若并联使用则应解决两路输入同步、均流及抗干扰问题;半桥变换器具有较强的抗偏磁能力,但由于其开关电流是桥式电路的两倍,在输出功率较大时仍需采用并联电路,半桥结构的分压电容采用高频电容,其体积较大。全桥变换器是理想的大功率弧焊逆变电源结构,由于其

偏磁的必然存在,而限制了其应用,应用全桥结构必须有抗偏磁措施,如果能有效解决高频变压器抗动态偏磁问题,则全桥结构是理想的大功率弧焊逆变电源结构。

### 1. 主电路结构设计

本例采用全桥结构,以利于系列化弧焊逆变器的生产。

设计技术指标:

输出功率:  $P_{O\max} = I_{\max} V_{\max}$

式中  $I_{\max}$  为最大输出电流 160 A;  $V_{\max}$  为最大输出电压 55 V。则

$$P_{O\max} = 160 \text{ A} \times 55 \text{ V} = 8\,800 \text{ W}$$

输入功率:  $P_{I\max} = \frac{P_{O\max}}{\eta q}$

式中  $\eta$  为逆变器效率 0.92;  $q$  为最大占空比 0.78。

$$P_{I\max} = \frac{8\,800}{0.92 \times 0.78} = 12\,263 \text{ W}$$

输入整流电压约为 530 V,则最大输入开关电流

$$I_{\max} = \frac{12\,263}{530} = 23.1 \text{ A}$$

留 50% 安全余量,选用 50 A 的 IGBT 模块作为全桥的功率开关器件。

型号: 2MB150N—120。

主要技术参数:

额定电流: 50 A;

额定电压: 1 200 V;

工作频率: 20 kHz。

### 2. 输入整流器、滤波器设计

(1) 输入整流器设计 输入整流一般采用模块式三相整流桥,为保证整流可靠性,一般留有 50% 的余量,并充分考虑散热问题。

选用 50 A 三相整流模块,型号: DF50AA—16。

(2) 输入滤波器 假若交流 50 Hz 电源停电或漏掉一个周期波形, 希望输出电压仍能维持一段时间再开始下降, 取电源输出保持时间  $t_d$  为 5 ms, 直流电压降  $V_c - V_{c1} = \Delta V$  为 80 V, 根据能量守恒定律, 在  $t_d$  期间输出的能量是由输入滤波电容释放的能量供给的, 故

$$\frac{1}{2}C(V_c^2 - V_{c1}^2) = P_{1\max}t_d \quad (8-104)$$

$$C = \frac{2P_{1\max}t_d}{V_c^2 - V_{c1}^2}$$

$$C = \frac{2 \times 12\,263 \times 5 \times 10^{-3}}{520^2 - 440^2} = 0.001\,597\,6 \text{ F} = 1\,598 \mu\text{F}$$

选 450 V/4 700  $\mu\text{F}$  电容串联作为滤波电容。

### 3. 高频变压器设计

高频变压器设计需要满足两个基本条件:

一是电磁感应定律

$$V_1 = N_1 \frac{d\Phi}{dt} = N_1 S_c \frac{dB}{dt} \times 10^{-8}$$

$$N_1 = \frac{V_1 T_{on}}{S_c \Delta B} \times 10^8 = \frac{V_1 q}{f S_c (B_m - B_r)} \times 10^8 \quad (8-105)$$

其中  $f$  —— 工作频率, Hz;

$q$  —— 脉冲占空比;

$S_c$  —— 铁心截面积,  $\text{cm}^2$ ;

$B_m$  —— 最大磁感应强度, T;

$B_r$  —— 剩余磁感应强度, T;

$V_1$  —— 初级绕组上的电压幅值, V;

$N_1$  —— 初级绕组匝数。

二是保证在导通期间  $T_{on}$  内铁心不致饱和。即

$$H = 0.4\pi \frac{N_1 I_m}{l_c} \leq H_{\max}$$

其中  $H$  —— 磁场强度, A/m;  
 $l_c$  —— 铁心平均磁路长度, cm;  
 $I_m$  —— 磁化电流;  $I_m = \frac{V_1}{L_1} t_{on}$   
 $L_1$  —— 初级励磁电感。

根据电子工业部部标(SJ/Z2921—88)设计高频变压器。

(1) 磁性材料的选用 本设计主电路结构采用全桥结构, 因此变压器要求磁性材料具有高的磁感应强度, 高的动态磁导率, 较低的高频损耗, 再考虑经济因素, 因此选用铁氧体磁心 R2KD 或 R2KS, 磁心结构形式为 EC 型。

(2) 确定磁心尺寸

① 变压器计算功率。变压器工作时磁心所需的功率容量为变压器计算功率。本设计主电路结构采用全桥结构, 输出整流采用全波整流, 故

$$P_o = V_o I_o$$

$$P_t = P_o \left( \frac{1}{\eta} + 1 \right)$$

$$P_o = 55 \times 160 = 8\,800 \text{ W}$$

$$P_t = 8\,800 \times \left( \frac{1}{0.92} + 1 \right) = 18\,365 \text{ W}$$

其中  $I_o$  —— 输出直流电流, A;

$V_o$  —— 输出直流电压, V;

$P_o$  —— 直流输出功率, W;

$P_t$  —— 变压器计算功率, W。

② 确定工作磁感应强度。工作磁感应强度是变压器设计中的一个重要磁性参数, 与磁心结构形式、材料性能、工作频率、功率大小等因素有关。铁氧体工作磁感应强度  $B$  为  $0.15 \sim 0.25 \text{ T}$ , 选取  $0.175 \text{ T}$ 。

③ 选择电流密度系数。EC 型在温升为  $25^\circ\text{C}$  时为 366。



④ 确定窗口占空系数。初次级绕组铜线在磁心窗口面积中所占的比值称为窗口系数。取窗口系数为 0.4。

### ⑤ 磁心尺寸计算

$$S_P = S_C S_M$$

式中  $S_P$  —— 磁心面积乘积,  $\text{cm}^4$ ;

$S_C$  —— 磁心截面积,  $\text{cm}^2$ ;

$S_M$  —— 磁心窗口截面积,  $\text{cm}^2$ ;

$$S_P = \left( \frac{P_t \times 10^4}{4 \times B_m f K_w K_J} \right)^{1.16}$$

式中  $P_t$  —— 变压器计算功率, W;

$S_P$  —— 磁心面积乘积,  $\text{cm}^4$ ;

$B_m$  —— 工作磁感应强度, T;

$f$  —— 工作频率, Hz;

$K_w$  —— 窗口占空系数;

$K_J$  —— 电流密度系数。

$$S_P = \left( \frac{18\,365 \times 10^4}{4 \times 0.175 \times 20\,000 \times 0.4 \times 366} \right)^{1.16} = 183.9 \text{ cm}^4$$

根据上述计算选择磁心型号: E—36, 其  $S_C = 13 \text{ cm}^2$ ,  $S_M = 13.32 \text{ cm}^2$ , 符合设计要求。

## (3) 绕组计算

### ① 初级绕组匝数

$$N_1 = \frac{V_1 T_{on}}{2 \times B_m S_C} \times 10^{-2}$$

式中  $N_1$  —— 初级绕组匝数;

$B_m$  —— 工作磁感应强度, T;

$V_1$  —— 初级电压幅值, V;

$S_C$  —— 磁心截面积,  $\text{cm}^2$ ;

$T_{on}$  —— 初级输入脉冲电压宽度,  $\mu\text{s}$ 。

本设计占空比为 0.78; 开关频率为 20 kHz, 故  $T_{on} = 19.5 \mu s$ ,

$$N_1 = \frac{530 \times 19.5}{2 \times 0.175 \times 13} \times 10^{-2} = 22$$

② 次级绕组匝数。由技术指标, 弧焊逆变器输出空载电压为 50 ~ 60 V, 占空比为 0.78, 因此

$$V_{2q} = 55 \text{ V}$$

$$V_2 = 70.51 \text{ V}$$

$$N_2 = \frac{V_2}{V_1} N_1 = \frac{70.5}{530} \times 22 = 2.93$$

考虑到整流压降、绕组压降等, 取 4 匝

式中  $N_1$  —— 初级绕组匝数;

$N_2$  —— 次级绕组匝数;

$V_1$  —— 初级电压幅值, V;

$V_2$  —— 次级电压幅值, V。

③ 确定电流密度

$$J = K_J S_P^{0.14} \times 10^{-2} = 366 \times 183.9^{0.14} \times 10^{-2} = 1.76$$

考虑到设计中已留有余量选  $J = 2$

式中  $J$  —— 电流密度, A/mm<sup>2</sup>;

$K_J$  —— 电流密度系数。

(4) 选择导线

$$S_{min} = \frac{I_i}{J}$$

式中  $S_{min}$  —— 导线最小截面积, mm<sup>2</sup>;

$J$  —— 电流密度, A/mm<sup>2</sup>;

$I_i$  —— 各绕组电流有效值。

$$\text{初级绕组: } S_{min} = \frac{I_i}{J} = 7.5 \text{ mm}^2, \quad D = 3.1 \text{ mm}$$

$$\text{次组绕组: } S_{min} = \frac{I_i}{J} = 80 \text{ mm}^2, \quad D = 10 \text{ mm}$$

$D$  为导线直径。

导线中通过交流电时,因导线内部和边缘部分所交链的磁通量不同,导致导线截面上的电流产生不均匀分布,相当于导线有效截面积减少,这种现象称为趋肤效应。有效截面的减小可用穿透深度来表示

$$\Delta = \frac{66.1}{\sqrt{f}} = 0.467$$

式中  $\Delta$  —— 穿透深度,mm;

$f$  —— 电流频率,Hz。

当  $f = 20 \text{ kHz}$  时  $\Delta = 0.467 \text{ mm}$ ,导线直径要小于两倍穿透深度,当导线要求的直径大于两倍穿透深度时采用小直径的导线并绕,或采用多股线扁铜带绕制。

因为初级绕组大于两倍穿透深度,故采用直径为  $0.9 \text{ mm}$  的 12 股导线绕制。

次级绕组大于两倍穿透深度,故采用直径为  $0.9 \text{ mm}$  的 125 股导线绕制。

#### 4. 输出整流器及滤波器设计

(1) 输出整流 输出整流采用快恢复二极管模块,同时在二极管两端加  $RC$  网络。在工作中每个快恢复整流二极管承受一半的负载电流,由技术指标知负载电流为  $160 \text{ A}$ ,则每个快恢复整流二极管承受  $80 \text{ A}$ ,考虑到弧焊逆变器的后拖特性,则每个快恢复整流二极管承受  $100 \text{ A}$ 。

$RC$  网络,一般  $R$  选用  $10 \Omega/5\text{W}$  左右, $C$  一般选用  $0.01 \mu\text{F}$  左右。

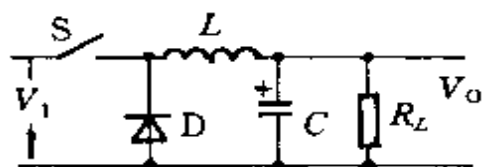


图 8-37 电感计算原理图

(2) 输出滤波器 输出滤波器采用电感。为保持负载电流的连续性,应按负载电流最小时的情况考虑。电感计算原理图如图 8-37 所示。

$$V_1 - V_0 = L \frac{di}{dt}$$

$$V_1 - V_0 = L \frac{\Delta I_1}{T_{on}}$$

$$\Delta I_1 = \frac{V_1 - V_0}{L} T_{on}$$

式中  $\Delta I_1$  为电感电流从开关 S 接通开始到断开时的电流增量。

当 S 断开时，

$$L \frac{di}{dt} + V_0 = 0$$

$$-L \frac{\Delta I_2}{t_{off}} = V_0$$

式中  $\Delta I_2$  为电感电流从开关 S 断开开始到接通时的电流增量。

在稳态时，开关 S 接通时的电感电流增加量必定等于开关 S 断开期间电感电流减小量，即： $\Delta I_1 = \Delta I_2 = \Delta I_L$ ；要使开关电流连续锯齿波电流最低点必须大于或至少等于零，如图 8-38 所示。

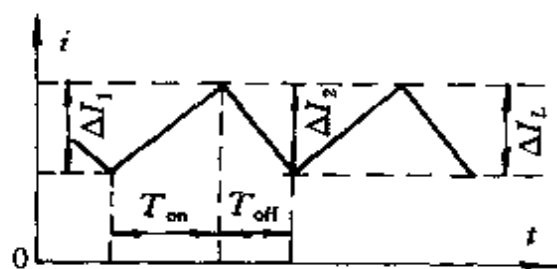


图 8-38 电流波形

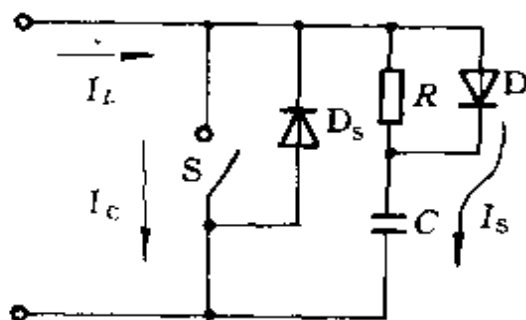


图 8-39 RCD 缓冲网络

### 5. 缓冲网络参数计算

在图 8-39 所示的 RCD 缓冲网络中，假设 S 关断时，集电极电流不是立刻下降到零而是逐渐下降，因此流入缓冲网络电流较

小。由于一个开关周期时间很小(仅为  $50 \mu\text{s}$ ), 因此可以假设关断过程中负载电流不变, 集电极电流  $I_C$  是线性下降的, 由图 8-39 可得

$$I_C = I_L \left(1 - \frac{t}{T_f}\right) \quad (8-106)$$

$$I_S = I_L - I_C = I_L \frac{t}{T_f} \quad (8-107)$$

$$V_{CS} = \frac{1}{C} \int_0^t I_S dt = \frac{I_L}{2CT_f} t^2 \quad (8-108)$$

式中  $I_S$  为流过缓冲电容的电流;  $I_L$  为负载电流;  $V_{CS}$  为电容  $C$  两端的电压。当  $t = T_f$  时,  $S$  完全关断,  $I_C = 0$ ,  $V_{CS} = V_d$ , 负载电流完全流过续流二极管, 则

$$V_d = \frac{I_L T_f}{2C} \quad (8-109)$$

$$C = \frac{I_L T_f}{2V_d} \quad (8-110)$$

代入 2MB150N-120 的  $T_f = 300 \text{ ns}$ , 可求得  $C = 0.047 \mu\text{F}$ 。

为保证功率器件在通断过程中免遭尖峰电流和尖峰电压的损害, 缓冲电路必须保证

$$V_{ce(max)} \leq K_V V_{BRCFO} \quad (8-111)$$

$$I_{ce(max)} \leq K_A I_{cm} \quad (8-112)$$

式中  $V_{ce(max)}$  为加到管子集电极最大电压;  $I_{ce(max)}$  为加到集电极最大电流;  $K_V$  为电压安全系数;  $K_A$  为电流安全系数, 一般取  $K_V < 1$ ,  $K_A < 1$ 。吸收电阻可按下式计算

$$R \geq \frac{V_d}{K_A I_{cm}} = 36 \Omega$$

网络参数在应用中加以调试进一步确定。

### 8.4.3 弧焊电源控制系统设计

弧焊 DC/DC 变换电源有恒流特性和外拖特性, 下面研究其基

本原理和实现电路。

### 1. 恒流特性

根据自动控制原理,要稳定那个参量就要负反馈那个参量。因此采用电流负反馈实现恒流特性,如图 8-40(b) 所示,电流反馈运算电路图如图 8-40(a) 所示,WF 为 PWM 控制器 W1846 内装的误差放大器,给定电压  $V_g$  和反馈电压  $V_f$  接成差动输入方式。这样控制脉宽的电压  $V_c$  可由下式表达:

$$V_c = -\frac{R_2}{R_1}(V_f - V_g) \quad (8-113)$$

当  $V_f$  较小时,  $V_c$  为最大值,脉宽为最大值,随着焊接电流增加,弧焊逆变电源输出电压只受回路阻抗影响,呈一稍微下斜的直线,当  $V_f$  随焊接电流增加到接近  $V_g$  (相差 0.04 V 左右) 时,随焊接电流增加,  $V_c$  急剧下降,脉宽急剧变小,电源输出电压迅速下降直至零伏(恒流特性) 改变给定电压  $V_g$  就可获得不同的电流输出。

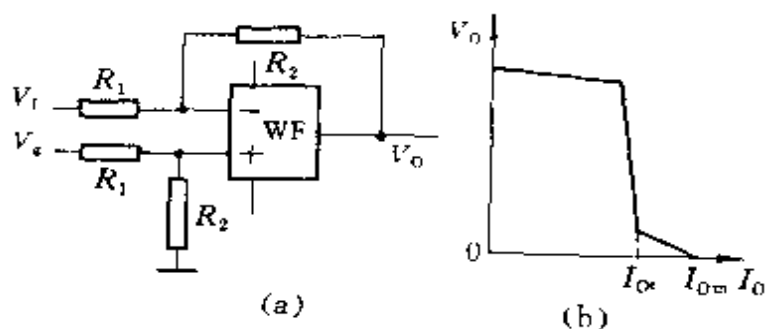


图 8-40 电流反馈运算电路

### 2. 电流取样方法及位置分析

弧焊逆变器电流取样有下面几种方法:

(1) 高频变压器初级电流取样 该电流波形见图 8-41(a)。可以用譬如  $0.1 \Omega$  的电阻取样,也可用互感器或霍尔传感器等隔离取样。取样信号整流滤波,得到平均值如图 8-41(b) 所示。平均

值  $V_1$  可表示如下:

$$\bar{V}_1 = \frac{1}{T} \int_0^{T_{on}} V_1 dt = \frac{1}{T} K I_1 T_{on} \quad (8-114)$$

式中  $V_1$  —— 初级电流取样电压;

$K$  —— 电流传感器传递系数;

$T$  —— 逆变器时钟周期;

$I_1$  —— 初级电流脉冲平均幅值。

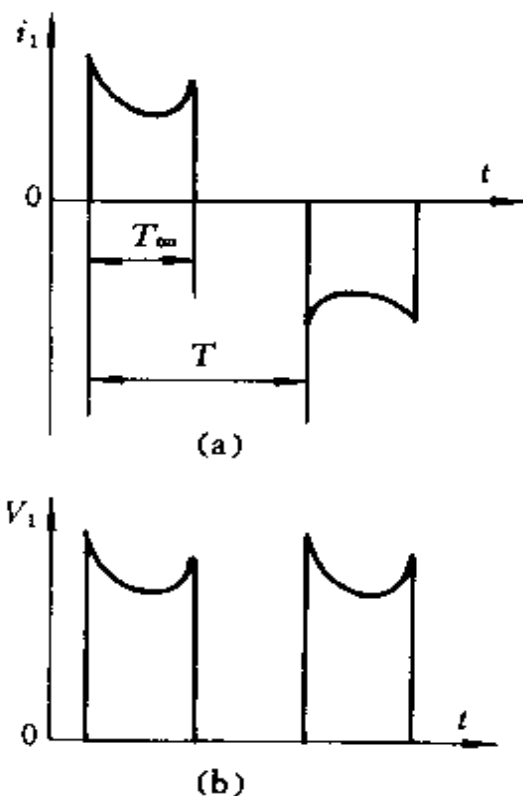


图 8-11 高频变压器初级取样

又设  $I_2$  —— 次级电流幅值;

$n$  —— 主变压器变比;

$V_2$  —— 次级电压幅值;

$V_o$  —— 逆变器输出直流电压;

$I_o$  —— 逆变器输出直流电流;

$$q \sim \text{脉冲占空比}, \quad q = \frac{T_{on}}{T}$$

根据开关电源理论有

$$I_1 = \frac{I_2}{n}$$

$$I_O = I_2$$

$$T_{on} = Tq = T \frac{V_O}{V_2}$$

代入式(8-114)

$$\bar{V}_1 = \frac{1}{T} K \frac{I_2}{n} T \frac{V_O}{V_2} = \frac{K}{nV_2} I_O V_O$$

$$\text{解出} \quad I_O V_O = \frac{nV_2}{K} \bar{V}_1 \quad (8-115)$$

垂直陡降或一般下降外特性的弧焊逆变器、调节器设计成 PI 调节器或近似 PI 调节器, 即对反馈量实行恒值控制。这里  $\bar{V}_1$  是反馈量, 被调节为恒值, 而且  $n, V_2$  都是常数, 所以有  $I_O V_O = \frac{nV_2}{K} \bar{V}_1$  为常数。

上式表明, 初级电流取样负反馈控制时, 输出电流、电压的乘积  $I_O V_O$  是常数(或有限值),  $V_O$  很小时,  $I_O$  将很大, 即外特性曲线的后拖很厉害, 不大理想。

(2) 输出直流电流分流器取样 我国直流分流器电压标准是 75 mV, 直接引进控制电路信噪比太小, 而且带来干扰, 容易使系统产生暂态过流及不稳定。所以分流器取样适于小容量的逆变器采用。

(3) 组合式电阻或无感电阻的直流取样 这类取样方法是为了得到大一些的取样电压, 增加信噪比, 例如取样电压 200 mV。但取样电阻的功耗较大, 而且直接引进控制电路同样带来干扰, 所以并不是很理想的方法。



(4) 输出直流电流的传感器隔离取样 霍尔传感器使用方便,对于大容量的逆变器,宜采用霍尔传感器取样。LEM 传感器的响应时间小于  $1\ \mu\text{s}$ ,大大低于逆变器的工作周期  $T$ ,完全可以满足弧焊逆变器的要求。这是目前最理想的取样方法。

### 3. 对电流反馈信号的分析与选择

(1) 输出直流电流取样信号电压波形分析 该信号电压如图 8-42 所示,由于电感  $L$  的滤波作用,它基本是一个稳定的直流量,基波的幅值很小,其他干扰信号的频带很高,一般高频变压器的电压尖峰、电流尖峰、吸收电路与变压器绕阻的谐振波等,它们又通过电抗器的匝间电容传送而被电流传感器检测出来。由于干扰杂波频带高,所以较易滤除,可以用时间常数较小的滤波器,以保证较大的反馈速度。

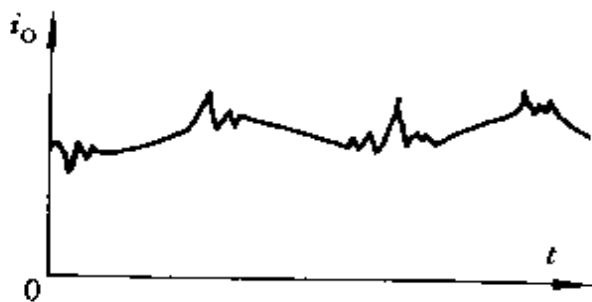


图 8-42 输出电流波形

(2) 高频变压器初级电流取样电压及滤波电抗器波形分析 这些电压波形都是一些离散的脉冲列,它们的基波频率是 PWM 集成控制器的时钟频率或工作频率,较其他干扰杂波频带低得多而且幅值大,对它们滤波具有较大的时间常数。要使它们变成一个平稳的反馈信号就影响了快速调节能力,以及抑制瞬态过流的反应能力。如果滤波效果不好,反馈信号带有脉冲性,更易造成系统不稳定及瞬态过流的发生。

由上述可知,最恰当的作法是用 LEM 传感器对输出电流取样,可以得到一个平稳的,具有快速反应能力的电流反馈信号。

### 4. 外拖特性

电焊机的焊接特性有两种:一种称为下倾斜线(或陡降)特性;一种为阶梯曲线。下面分别介绍这两种曲线的电路实现。

(1) 下倾斜线外拖特性的实现 由控制原理,反馈电弧电压和电流,即可实现下倾斜线,图8-43为下倾斜线实现运算电路。图中  $V_i$  为电流反馈信号; $V_u$  为弧压反馈信号; $V_g$  为电流给定信号。

$$R_3 = \frac{R_1 R_0}{R_1 + R_0}$$

在拐点以上只有电流反馈起作用,在拐点以下电压反馈信号才起作用。

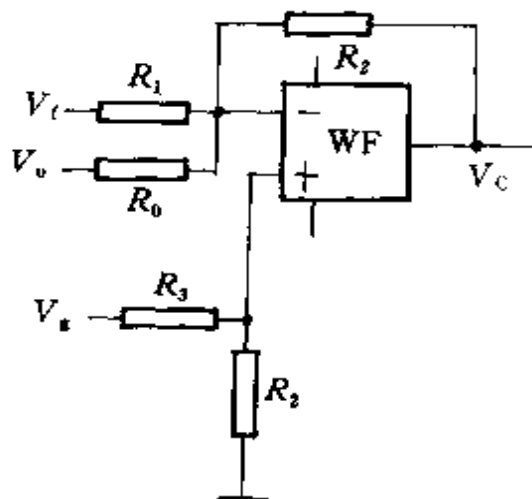


图 8-43 下倾斜线实现运算电路

$$V_c = - \left[ \frac{R_2}{R_1} V_i + \frac{R_2}{R_0} V_u - \frac{R_2}{\frac{R_1 R_0}{R_1 + R_0}} V_g \right] \quad (8-116)$$

由式(8-116)可见,当  $V_u$  大于拐点电压时,  $V_c$  减小,脉宽变窄,电流增加,实现了外拖,调节  $R_0$  或  $R_1$ ,即可实现外拖斜率调节。

但在给定输入端引入电弧电压使得电路复杂,并会带来弧压干扰,影响低电压端的系统动态性能。由电压型 PWM 控制器知道,脉宽调制比较器的输入有两个:一个是电流调节器的输入电压  $V_c$ ;另一个是振荡器送来的三角波电压  $V_{\omega}$ ,二者比较得到脉宽,经分频驱动送往开关器件。调节器输出电压  $V_c$  决定了脉宽  $T_{on}$  及占空比  $q$ ,见图 8-44。

$$q = \frac{T_{on}}{T} = \frac{T - T_f}{T} = 1 - \frac{T_f}{T} = \frac{V_c}{3.6}$$

同时,逆变器输出直流电压  $V_o$  为

$$V_o = V_2 q = V_2 \left( \frac{V_c}{3.6} \right) \quad (8-117)$$

$V_2$  为高频变压器次级电压幅值,图 8-44 中三角波电压幅值

3.6 V 是指常用的 PWM 芯片中的数值。

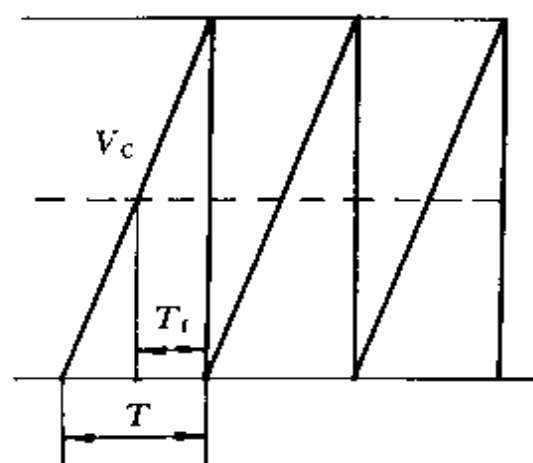


图 8-44 PWM 比较器工作原理

可见,调节器输出电压  $V_c$  决定了逆变器输出电压  $V_o$ ,  $V_c$  越高,  $V_o$  越高,  $V_c$  可以取代电弧电压,作为控制外拖特性的参考电压。

外特性后拖部分的斜率除了上述逐步改变调节器给定值的方法进行控制以外,还可以用改变调节器放大倍数的办法实现。例如 PI 调节器的 RC 反馈网络是静态放大倍数无穷大的网络,得到恒流外特性。如果与 PI 调节器并行设计一个放大倍数为某有限值的网络,就可以得到斜率为有限值的外特性。

图 8-45 是根据上述分析设计的一个后拖调节器电路。当  $V_i$  较小时,调节器输出电压  $V_c$  为最大值,二极管 D、稳压管 DW<sub>1</sub> 截止,只有  $R_1$ ,  $C_1$  所组成的 PI 调节作用,得到恒流特性。当  $\frac{V_s R_1}{R_s + R_1} - V_c$  大于稳压管工作电压时(对应于外特性曲线后拖拐点以上),D 工作, DW<sub>1</sub> 击穿,这以后调节器输出对输入端的反馈电流增量  $\Delta I_c$  与调节器输出电压增量  $\Delta V_c$  的关系为

$$\Delta V_c = -\Delta I_c R_2 \quad (8-118)$$

在调节工作中  $V_g$  固定, 所以, 根据运算放大器电流连续原理, 这一电流增量与来自系统闭环反馈通道的反馈电流增量  $\Delta I_f$  相等, 在系统闭环反馈通道中,  $\Delta I_f$  由输出电流  $I_o$  的增量引起, 有

$$\Delta I_f = K_1 \Delta I_o$$

$$\text{所以 } \Delta I_c = \Delta I_f = K_1 \Delta I_o \quad (8-119)$$

又由式(8-117), 取增量形式

$$\Delta V_o = \frac{V_z}{3.6} \Delta V_c = K_2 \Delta V_c \quad (8-120)$$

把式(8-119)和式(8-120)代入式(8-118)解出

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta I_o} = -\frac{K_1 R_2}{K_2} = -K$$

上式表明稳压管击穿以后, 外特性曲线斜率变成了负有限值, 即得到后拖特性。

对于电流型 PWM 控制器, 是否也能采用上述方法来实现外拖特性?

从电流型 PWM 控制器原理知道, PWM 信号的上升沿由  $V_{cl}$  的下降沿决定, PWM 信号的下降沿由电感电流或开关峰值电流决定, 最大脉宽的下降沿由  $V_{cl}$  的上升沿决定。图 8-46 是  $V_c$  和电感电流及开关电流示意图。现在分析电感电流与  $V_c$  及  $T_{on}$  的关系。

假设功率开关管饱和压降为零, 忽略其开通和关断时间, 高频变压器次级电压为  $V_s$ , 整流为理想整流, 输出滤波器为电感, 负载为纯电阻负载, 见图 8-47, 则电路方程为

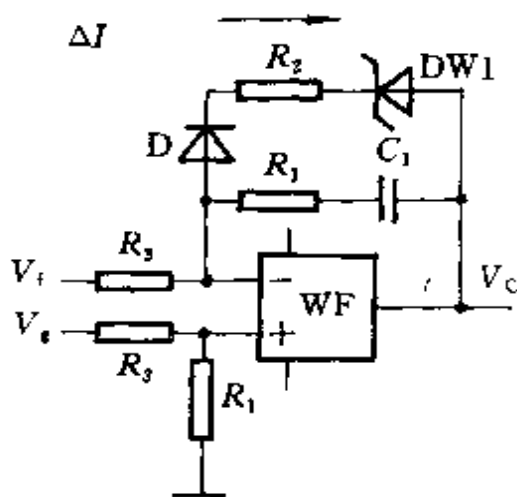


图 8-45 外拖控制电路

$$L \frac{di}{dt} + iR = V_2$$

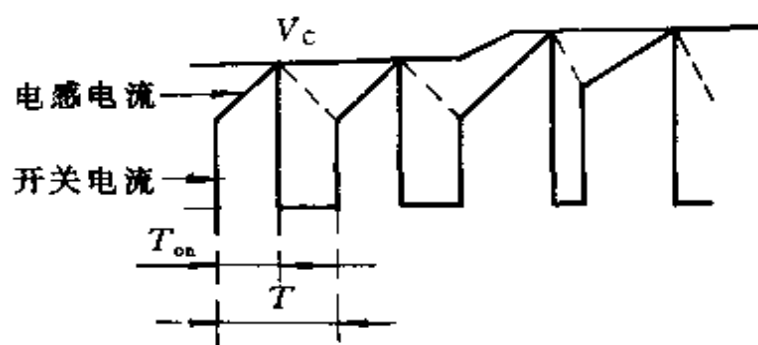


图 8-46  $V_c$  和电感电流及开关电流示意图

对方程拉氏变换得

$$i(s) = \frac{V_2(s) + Li(0)}{Ls + R}$$

对上式反变换得

$$i(t) = \frac{1}{L} \mathcal{L}^{-1} \left( \frac{V_2 + Li(0)s}{s(s + R/L)} \right)$$

$$i(0) = 0$$

$$i(t) = \frac{V_2}{R} (1 - e^{-\frac{R}{L}t})$$

(8-121)

把  $e^{-\frac{R}{L}t}$  用台劳级数展开

$$e^{-\frac{R}{L}t} = 1 - \frac{R}{L}t + \frac{1}{2!} \frac{R^2}{L^2}t^2 - \frac{1}{3!} \frac{R^3}{L^3}t^3 + \dots$$

当  $t$  很小时

$$e^{-\frac{R}{L}t} \approx 1 - \frac{R}{L}t$$

代入式(8-121)得

$$i(t) = \frac{V_2}{L}t$$

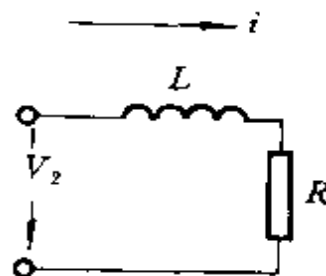


图 8-17 负载电路

令  $t = T_{on}$ , 则

$$i(T_{on}) = \frac{V_2}{L} T_{on} = V_C$$

$$T_{on} = \frac{L}{V_2} V_C \quad (8-122)$$

当  $t = T_{on}$  时, 功率开关管关断, 此时回路方程为

$$L \frac{di}{dt} + iR = 0$$

$$i(0) = \frac{V_2}{L} T_{on}$$

$$i(t) = \frac{V_2}{L} T_{on} e^{-\frac{R}{L}t} \approx \frac{V_2}{L} T_{on} (1 - \frac{R}{L}t)$$

$$t = t_f$$

$$i(t_f) \approx \frac{V_2}{L} T_{on} (1 - \frac{R}{L}t_f)$$

当功率开关管再次开通时

$$i(0) = \frac{V_2}{L} T_{on} (1 - \frac{R}{L}t_f)$$

$$i(t) = \frac{V_2}{R} (1 - e^{-\frac{R}{L}t}) + \frac{V_2}{L} T_{on} (1 - \frac{R}{L}t_f) e^{-\frac{R}{L}t}$$

$$i(t) \approx \frac{V_2}{L} t$$

由上述可知, 电感电流(或开关电流)近似以斜率为  $V_2/L$  的直线上升, 当  $i(t) = i(T_{on}) = \frac{V_2}{L} T_{on}$  时, 近似以斜率为  $V_2/L$  的直线下降, 当下降至  $\frac{V_2}{L} T_{on} (1 - \frac{R}{L}T_f)$  时, 再次重复上述过程。输出  $V_O$  与  $V_C$  的关系可有以下式表达:

$$V_O = qV_2 = \frac{T_{on}}{T} V_2$$

把式(8-122)代入上式得

$$V_O = \frac{T_{on}}{T} V_2 = \frac{(V_C/V_2)L}{T} V_2 = \frac{L}{T} V_C \quad (8-123)$$

从上式可见,  $V_o$  与  $V_c$  成正比, 所以  $V_c$  可以代替  $V_o$  作为弧压反馈。

(2) 阶梯曲线的外拖实现 采用电流反馈及最小脉宽限制以实现阶梯曲线的外拖, 如图 8-48 所示。 $a$  段是电弧工作段, 为恒流特性, 其值可均匀调节。由于采用恒流控制, 所以焊接过程中电弧十分稳定。 $a$  段的获取是通过电流负反馈闭环控制来实现的。 $c$  段为短路特性, 其值可以根据需要调节。以此调节电弧推力电流。 $b$  段为恒压特性, 为工作段与短路特性的过渡段, 其值一般设置在正常焊接电弧电压下, 保证焊接过程中, 处于正常工作状态下的焊接电弧不会进入  $c$  段短路特性而造成电弧电流的波动, 影响电弧的稳定性。 $b$  段的获取原理如下所述: 在控制电路中设置最小脉宽控制电路, 即预先设定某一个最小脉宽, 脉宽减小到  $T_{\min}$  时, 此时即使电弧负载进一步减小, 脉宽也不再减小, 恒定在  $T_{\min}$ 。由于逆变电源的输出电压于脉冲宽度成正比, 所以在最小脉宽  $T_{\min}$  确定后, 即最小脉宽限制电路起作用后, 电源的输出电压将恒定不变, 自然形成  $b$  段平特性。 $c$  段短特性是采用门限控制电路来实现的, 在电路中预先设置某个电流门限值  $I_c$ 。当负载进入  $b$  段特性或短路时, 电流增加, 电流信号的取样与  $I_c$  比较, 电流超过  $I_c$  时, 关闭 PWM 的电路的输出, 输出电流随之开始下降, 在降到小于  $I_c$  以上后, 保护电路自动恢复 PWM 电路的输出, 如此反复, 即实现了  $c$  段短路特性的控制。 $c$  段特性这种控制方法的设计优点在于, 既控制了电源外特性, 还能起到瞬时过流保护作用, 可靠地保证了焊机的安全作用。上述这种采用闭环与门限综合控制电源外

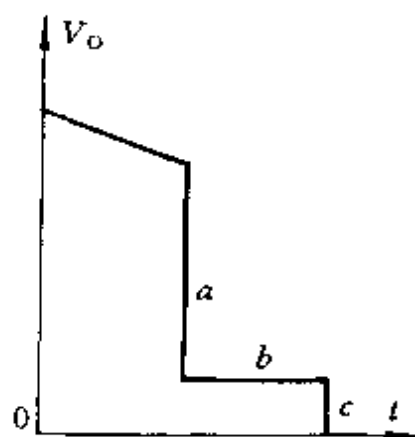


图 8-48 弧焊电源外特性示意图

特性的具有良好的动态响应,可对焊接电弧进行精确控制。

最小脉宽限制的实现:最小脉宽可采用图 8-49(a) 所示的单稳触发器实现。PWM 控制器输出信号  $V_p$  送到单稳触发器 A 端, Q 端输出信号宽度为最小脉宽,脉冲实际宽度由  $R$  和  $C$  确定,调整  $R$  即实现了对最小脉宽的限制。UC2846 控制器输出的 PWM 信号和 Q 输出的信号相“与”产生图 8-49(b) 所示的  $V_{pi}$  驱动信号

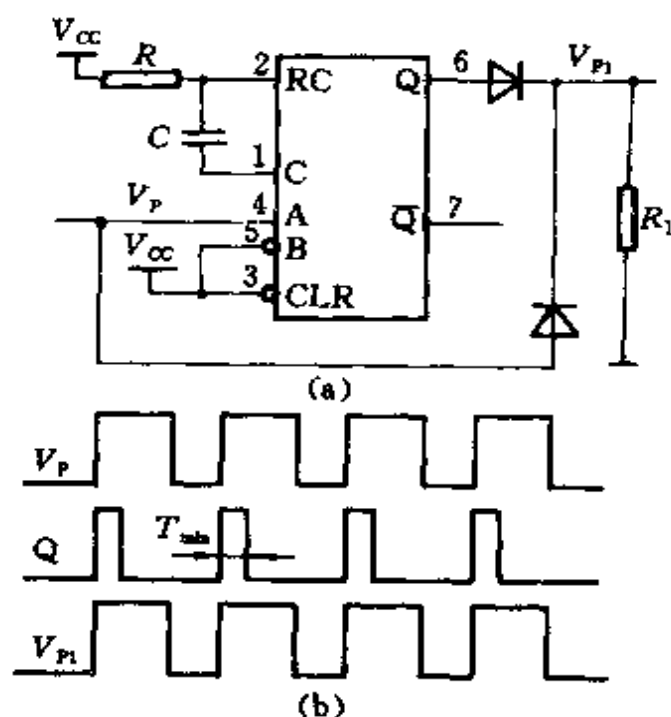


图 8-49 最小脉宽实现原理图



## 参 考 文 献

- 1 陈坚. 交流电机数学模型及调速系统. 北京:国防工业出版社, 1989
- 2 聂代祚. 电力半导体器件. 北京:电子工业出版社, 1994
- 3 黄俊等. 半导体变流技术. 北京:机械工业出版社, 1994
- 4 Kelley A, Yadusky W. Rectifier Design for Minimum Line - Current Harmonics and Maximum Power Factor. IEEE Trans on Power Electronics, 1992, 7(2)
- 5 Kagarani M, Ziogas P D, Joos G. A Novel Active Current Waveshaping Technique for Solid - State Input Power Factor Conditioners. IEEE IE, 1991, 38(1)
- 6 Bimal K Bose. Power Electronics and AC Drives. Prentice-Hall, 1986
- 7 章进法等. 具有快速动态调节性能的高功率因数整流器. 电力电子技术, 1995, 29(1)
- 8 Bimal K Bose. Expert System, Fuzzy Logic and Neural Network Application in Power Electronics and Motion Control. Proceeding of the IEEE Special Issue on Power Electronics and Motion Control, 1994, 82(8)
- 9 Isao Takahashi Youichi Ohmori. High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor. IEEE Tran on Industry Applications, 1989, 25(2)
- 10 Yoshihiro Mural et al. Waveform Distortion and Correction Circuit for PWM Inverters With Switching Lag-times. IEEE IAS Annu Meet, 1985
- 11 Agelidis V G, Vinceti D. Optimum Non deterministic PWM for Three-phase Inverter. IEEE IE con conf Rec, 1993
- 12 Kazmierkowski M P, Dzieniakowski M A, Sulkowski W. Novel Space Vector Based Current Controllers for PWM Inverter. IEEE Tran PE, 1991, 6(1)
- 13 Marion P Kazmierkowski and Waldmer Sulkowski. A Novel Vector Control Scheme for Transistor PWM Inverter-Fed Induction Motor

- Drive, IEEE Trans Ind Electronice, 1991, 38(1)
- 14 苏开才. 现代功率电子技术. 北京:国防工业出版社, 1995
  - 15 苏彦民. 电力拖动系统微型机控制. 西安:西安交通大学出版社, 1988
  - 16 何立民. 单片机应用系统设计. 北京:北京航空航天大学出版社, 1990
  - 17 叶慧贞, 杨光洲. 开关稳压电源. 北京:国防工业出版社, 1994

