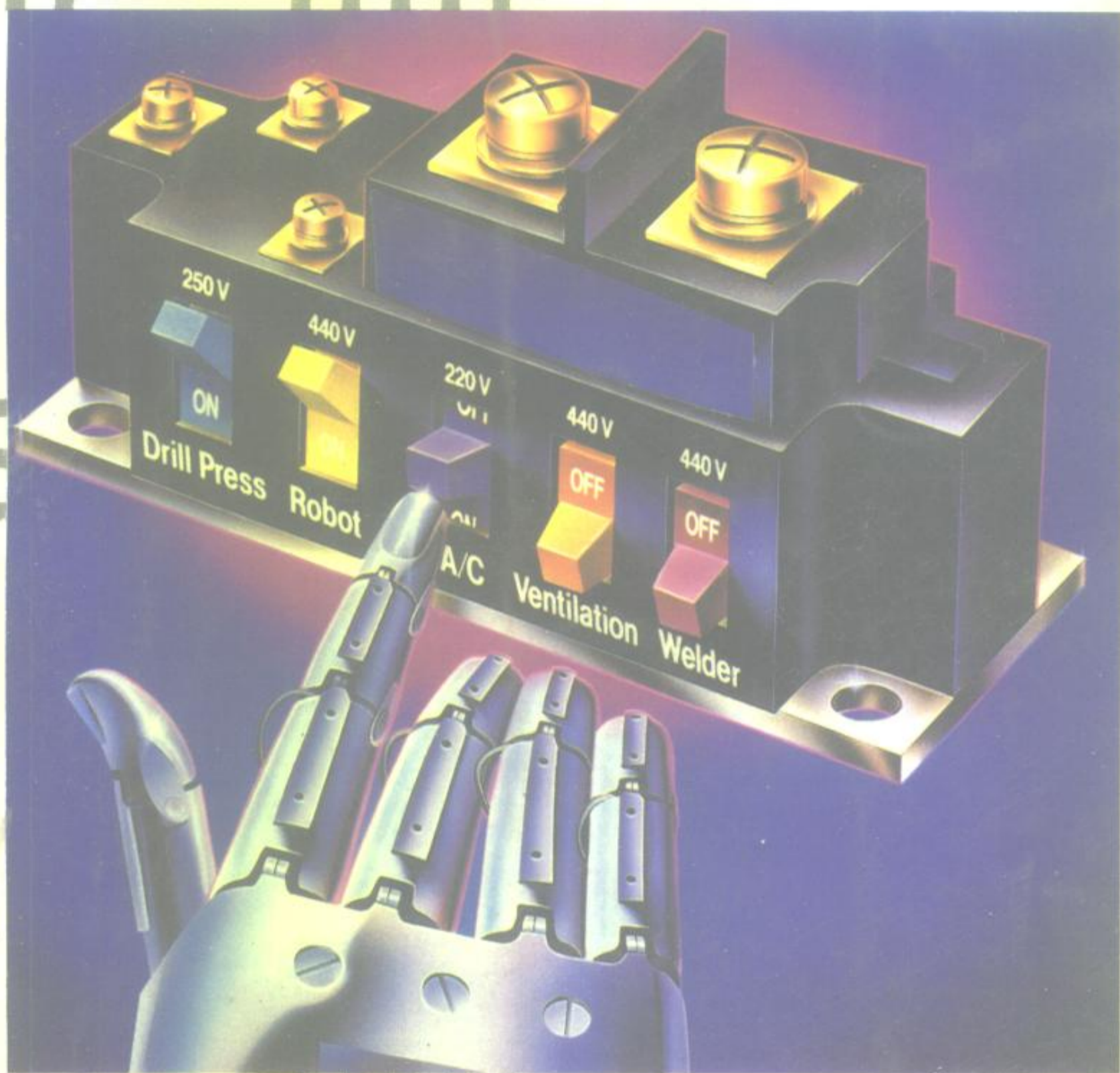


现代功率电子技术

XIANDAI GONGLU DIANZI JISHU

苏开才 毛宗源 编著



国防工业出版社

TN 303
S 86

383217

现代功率电子技术

苏开才 毛宗源 编著



国防工业出版社

·北京·

图书在版编目(CIP)数据

现代功率电子技术/苏开才,毛宗源编著. —北京:国防工业出版社,1995.9

ISBN 7-118-01306-4

I. 现… I. ①苏… ②毛… II. 半导体功能器件 IV. TN303

中国版本图书馆 CIP 数据核字(94)第 05013 号



D201/8

国防工业出版社出版发行

(北京市海淀区紫竹院南路 23 号)

(邮政编码 100044)

国防工业出版社印刷厂印刷

新华书店经售

*

开本 787×1092 1/16 印张 18 3/4 427 千字

1995 年 9 月第 1 版 1995 年 9 月北京第 1 次印刷

印数:1—4000 册 定价:20.10 元

(本书如有印装错误,我社负责调换)

致 读 者

本书由国防科技图书出版基金资助出版。

国防科技图书出版工作是国防科技事业的一个重要方面。优秀的国防科技图书既是国防科技成果的一部分,又是国防科技水平的重要标志。为了促进国防科技事业的发展,加强社会主义物质文明和精神文明建设,培养优秀科技人才,确保国防科技优秀图书的出版,国防科工委于1988年初决定每年拨出专款,设立国防科技图书出版基金,成立评审委员会,扶持、审定出版国防科技优秀图书。

国防科技图书出版基金资助的对象是:

1. 学术水平高,内容有创见,在学科上居领先地位的基础科学理论图书;在工程技术理论方面有突破的应用科学专著。
2. 学术思想新颖,内容具体、实用,对国防科技发展具有较大推动作用的专著;密切结合科技现代化和国防现代化需要的高新技术内容的专著。
3. 有重要发展前景和有重大开拓使用价值,密切结合科技现代化和国防现代化需要的新工艺、新材料内容的科技图书。
4. 填补目前我国科技领域空白的薄弱学科和边缘学科的科技图书。
5. 特别有价值的科技论文集、译著等。

国防科技图书出版基金评审委员会在国防科工委的领导下开展工作,负责掌握出版基金的使用方向,评审受理的图书选题,决定资助的图书选题和资助金额,以及决定中断或取消资助等。经评审给予资助的图书,由国防工业出版社列选出版。

国防科技事业已经取得了举世瞩目的成就。国防科技图书承担着记载和弘扬这些成就,积累和传播科技知识的使命。在改革开放的新形势下,国防科工委率先设立出版基金,扶持出版科技图书,这是一项具有深远意义的创举。此举势必促使国防科技图书的出版随着国防科技事业的发展更加兴旺。

设立出版基金是一件新生事物,是对出版工作的一项改革。因而,评审工作需要不断地摸索、认真地总结和及时地改进,这样,才能使有限的基金发挥出巨大的效能。评审工作更需要国防科技工业战线广大科技工作者、专家、教授,以及社会各界朋友的热情支持。

让我们携起手来,为祖国昌盛、科技腾飞、出版繁荣而共同奋斗!

国防科技图书出版基金
评审委员会

**国防科技图书出版基金
第一届评审委员会组成人员**

主任委员：冯汝明

副主任委员：金朱德 太史瑞

委 员：尤子平 朵英贤 刘瑄德

(按姓氏笔画排列)何庆芝 何国伟 张汝果

范学虹 金 兰 柯有安

侯 迁 高景德 莫梧生

曾 铎

秘 书 长：刘瑄德

前 言

现代功率电子技术是利用现代功率半导体器件对电能进行变换、控制、开关的技术。它是一门融微电子技术、控制理论、现代功率半导体器件及其应用于一体的新兴的边缘学科。

现代功率电子技术始于 70 年代,从改造传动产业起家,以节能和节约原材料为动力,在开关技术基础上,经过约 20 年的飞速发展,现已以大容量、高电压、高频率、高效率、高性能、轻重量、小尺寸的面貌出现在各个工业领域和生活、办公设备之中。它广泛地应用于电力、冶金、矿山、化工、通信、交通运输、机械、轻工、国防、办公设备和家用电器等领域,发挥了巨大的作用。

但是,由于这一学科具有跨学科的特点,功率电子学及其应用总的来说是相当复杂的,并且为多数非专业人员难以理解。近年来,这一领域的文献迅速增多,而希望系统地了解这一学科的有进取心的读者往往不能如愿以偿。虽然可以找到不少论文和论及现代功率电子技术的特定领域的论著,但是,集中地论述这一学科各个方面(特别是现代功率半导体器件及具体应用技术)的书籍几乎没有。

为满足这种需要,作者得到国防科技图书出版基金的资助和国防工业出版社的大力支持,才有可能将在教学中使用多年的教材和科研成果编著成书予以出版。本书从介绍现代功率电子学现状与发展开始,详细论述了 GTR、GTO、MOSFET、IGBT、MCT 等新型功率半导体器件的结构、性能、参数、特性及具体电路,然后重点论述了功率半导体器件在电动机调速、电源等方面的应用技术。全书分为十章:第一章为功率电子学现状与发展;第二章为功率晶体管;第三章为功率场效应管;第四章为绝缘栅晶体管;第五章为可关断晶闸管;第六章为其他新型功率半导体器件;第七章为功率半导体器件的散热设计;第八章为功率半导体器件在电动机调速中应用;第九章为交直流可变电电源;第十章为高次谐波分析与消除。

本书第二、三、四、五、六、七、十章由苏开才执笔;第一、八、九章由毛宗源执笔;最后由苏开才定稿。

本书在编著过程中,华南理工大学科技开发总公司毕英满高级工程师提供了丰富的国外器件的资料;玉瑞、朱文平等工业自动化专业硕士研究生提供了具体试验研究数据;工业电气自动化教研室的领导和全体教师给予大力支持;中南电力电子学会理事长、广东工学院符曦教授给予帮助,在此一并表示感谢!

本书适用于高等院校高年级学生、研究生、教师及科研人员、工业工程师阅读。

编著者

于华南理工大学工业自动化系

目 录

第一章 功率电子学现状与发展	1
§ 1 功率电子技术的形成及发展动力	2
§ 2 80年代功率电子技术的基本动向	3
1. GTO 向大容量化和快速化发展,取得了重大突破	3
2. GTR 模块化,并进入成熟时期	4
3. MOSFET 飞速增长	4
4. MOS 双极复合器件大发展	4
5. 功率 IC 已进入功率半导体市场	5
6. 智能化模块将产生新一代功率电子装置	5
§ 3 扩展到一切领域,向轻小高精发展的功率电子装置	6
1. 自换向电路已经成熟,开始了全面取代外部换向电路	6
2. PWM 技术已趋成熟,进入各功率级	6
3. 交流调速已覆盖了工业所有领域和功率级	7
4. 电力系统用功率变换装置继续向大容量发展	8
5. 高频多谐振开关电源是一种新的功率电子技术的发展方向	8
§ 4 展望	9
第二章 功率晶体管	10
§ 1 功率晶体管的特点和参数	10
1. 功率晶体管的特点	10
2. GTR 的结构	11
3. GTR 的参数	11
4. GTR 的特性	12
§ 2 GTR 的开关特性	12
1. 开关响应特性	13
2. t_{on} 、 t_{off} 和 t_{tr} 存在原因及改善措施	14
3. GTR 在开关过程中工作点移动轨迹	15
§ 3 GTR 的功率特性	17
1. 正向偏置安全工作区	17
2. 反向偏置安全工作区	18
3. GTR 的二次击穿	18
§ 4 GTR 模块	21
1. 达林顿晶体管	21
2. GTR 模块	21
3. GTR 模块与电动机配套	24
4. GTR 智能功率模块	25
§ 5 GTR 的驱动电路	27
1. GTR 驱动电路的设计方法	27
2. 驱动电路实例	29

§ 6 GTR 的保护电路	35
1. GTR 的过电流保护	35
2. 电流电压传感器 LEM 模块保护法	36
3. GTR 的开关辅助网络	38
第三章 功率场效应晶体管	44
§ 1 结型场效应晶体管	44
1. 场效应晶体管的类型	44
2. 结型场效应晶体管	44
3. JFET 的特性	46
§ 2 功率 MOS 场效应晶体管	47
1. N 沟道增强型 MOSFET	48
2. N 沟道耗尽型 MOSFET	50
3. MOSFET 的参数	51
4. 使用场效应晶体管应注意的问题	52
§ 3 MOSFET 的功率特性和开关特性	52
1. MOSFET 的最大输出功率和最大功耗	52
2. 安全工作区	53
3. 开关特性	53
§ 4 VMOS 场效应晶体管	55
1. VVMOS 结构	55
2. VDMOS 结构	56
3. VMOSFET 的工作原理	56
4. VMOSFET 的优点	57
§ 5 功率 MOSFET 模块和驱动电路	59
1. 功率 MOSFET 模块	59
2. MOSFET 的驱动电路	62
第四章 绝缘栅晶体管	66
§ 1 MOS-双极型功率复合器件的发展	66
1. MOS-双极型晶体管复合器件	66
2. MOS 触发光控晶闸管	67
3. MOS-晶闸管复合器件	67
§ 2 绝缘栅晶体管的工作原理及特性	68
1. IGBT 的基本结构	68
2. IGBT 的工作原理	68
3. IGBT 的特性	69
4. 擎住效应与安全工作区	70
5. 温度效应	72
§ 3 IGBT 功率模块	72
1. 由基本单元电路组成的模块	72
2. IGBT 智能功率模块	75
§ 4 IGBT 的驱动电路	77
1. 门极驱动条件	77
2. 直接驱动	78
3. 电流源驱动	79
4. 双电源驱动	79

5. 隔离驱动	79
6. 集成模块式驱动	81
第五章 可关断晶闸管	85
§ 1 可关断晶闸管的结构和工作原理	85
1. 概述	85
2. GTO 的结构	86
3. GTO 的导通原理	87
4. GTO 的关断	88
5. GTO 模块	89
§ 2 GTO 的关断特性	91
1. GTO 关断时门极特性	91
2. GTO 关断时阳极特性	93
§ 3 GTO 的参数	94
1. 最大可关断阳极电流 I_{ATC}	94
2. 电流关断增益 β_{off}	94
3. 擎住电流 I_L	94
4. 阳极平均电流 I_{cp}	94
5. 浪涌电流 I_{TSM}	95
6. 工作频率 f	95
7. 管压降 V_V	95
8. 正反向电压 V_{DPM} 和 V_{RRM}	95
9. GTO 的功率损耗	95
§ 4 GTO 门极驱动电路	97
1. 门极触发信号的四度特性	97
2. 门极触发方式	98
3. 门极关断控制	99
4. 门极驱动电路实例	100
§ 5 GTO 的保护电路	102
1. 过电流保护及限制 di/dt 的方法	103
2. 过电压保护及限制 dV/dt 的方法	104
第六章 其他新型功率电子器件	108
§ 1 静电感应晶体管	108
1. SIT 的结构和工作原理	108
2. SIT 的特性	108
§ 2 静电感应晶闸管	109
§ 3 MOS 栅控晶闸管	110
1. MCT 的基本结构和工作原理	111
2. MCT 的性能与其他器件的比较	112
3. 发展趋势	114
§ 4 功率集成电路	114
1. 高压集成电路	115
2. 智能功率集成电路	116
第七章 功率半导体器件的散热设计	119
§ 1 散热器的类型	119
1. 自冷式散热器	119

2. 风冷式散热器	123
3. 水冷式散热器	125
4. 沸腾式冷却散热器	126
§ 2 功率半导体器件的热阻	127
§ 3 功率半导体器件的功耗计算	132
1. 开和关的瞬时功耗	132
2. 通态功耗	133
3. 关态功耗	133
4. 驱动功耗	133
§ 4 散热器的选择及安装	134
1. 散热器的选择	134
2. 散热器的安装	136
§ 5 热管散热器	136
1. 热管的工作原理	136
2. 热管散热器的主要性能和参数	136
3. 热管散热器的选用	138
4. 热管散热器的应用	139
第八章 功率半导体器件在电动机控制技术中应用	140
§ 1 PWM 波产生的原理	140
1. 正弦波 PWM	140
2. 频率关系	142
3. 双缘调制的 PWM	143
4. 谐波消去法	147
5. 最小波纹电流法	150
6. 自适应电流控制 PWM	151
7. 相移 PWM	152
§ 2 PWM 逆变器的实现电路	153
1. 功率 MOSFET 在高频 SPWM 逆变器中的应用	154
2. 电压型 GTO 变频器	158
§ 3 微机控制的全数字 GTR-SPWM 变频调速系统	164
1. 主电路	164
2. SPWM 信号的产生	166
3. 驱动电路的设计	171
4. 保护电路	172
5. 抗干扰措施	172
§ 4 滑动模矢量控制交流电动机	175
1. 滑动模控制算法	175
2. 控制系统构成	177
§ 5 解耦变结构控制交流电动机	180
1. 解耦变结构调速系统的数学模型	180
2. 解耦变结构的控制策略	182
3. 控制算法及仿真	184
§ 6 SPWM-IGBT 逆变器	187
1. SPWM 波的产生	187
2. 驱动电路	192

3. 主电路	193
4. 保护电路	195
§ 7 磁链追踪型 PWM 通用变频器	196
1. 磁链追踪型 PWM 法的基本原理与控制算法	196
2. 控制系统的构成及软件技术	199
3. 磁链追踪型 PWM 通用变频器	199
§ 8 微机控制 GTO 斩波调速系统	202
1. GTO 斩波器	202
2. 控制脉冲的产生	202
§ 9 用 GTR 控制直流电动机调速	207
1. 直流电动机调速特性	207
2. 晶体管斩波器直流调速方式	207
3. 晶体管斩波器的主要用途	209
4. 微机控制 GTR 斩波直流调速系统	210
§ 10 功率半导体器件在同步电动机控制中的应用	213
1. 开环电压/频率控制	213
2. 自控方式	214
3. 矢量控制	215
4. 交流永磁无刷伺服系统	216
第九章 交直流可变电​​源	227
§ 1 不停电电源(UPS)的基本原理	227
1. UPS 整流器	227
2. UPS 逆变器	228
3. UPS 静态开关、系统监视操作保护及蓄电池	228
§ 2 MOSFET 组成 UPS 电路	231
1. 250 型 UPS 电路	231
2. SG1525 集成电路驱动 MOSFET 逆变器	235
§ 3 三端式 UPS	239
1. 工作原理	241
2. 系统控制	242
3. 小结	242
§ 4 UPS 用变换电路	243
1. 高频耦合 UPS 的变换电路	243
2. PWM 双桥叠加逆变器	246
§ 5 智能型 MOS 开关电源功率集成电路	247
1. 智能型 MOS 开关电源的组成和原理	248
2. 工艺和结果	250
第十章 高次谐波分量分析及抑制方法	251
§ 1 功率电子电路非正弦周期电流傅氏级数	251
§ 2 变​​流器高次谐波的危害性	257
1. 高次谐波的危害性	257
2. 谐波发生器	257
3. 对潜在谐波问题的推断	261
4. 控制谐波措施	262
5. 高次谐波电压、电流的允许值	263

§ 3 高次谐波分析及抑制	265
1. 对称的典型阶梯波	265
2. 对称的调宽调幅阶梯波	268
3. 对称的调宽矩形波	270
§ 4 交流滤波器设计	272
1. 常 K 型两元件 L 型滤波器	273
2. m 型三元件 L 型滤波器	281
参考文献	287

第一章 功率电子学现状与发展

功率电子技术已被列为国家“八五”计划重点发展技术,为国家级科技攻关项目,预计“八五”期间我国功率电子技术将会得到更快的发展。国际上,80年代功率电子技术得到飞跃的发展,其应用已经扩展到从航天航空到家用电器的一切经济和生活领域,成为国民经济的重要的高科技产业和改造传动产业的新兴技术。

功率电子技术是利用功率半导体器件对电能进行变换、控制、开关的技术。发达国家目前电能的75%经过功率电子技术变换或控制后使用,预计2000年后将达到95%以上。由此可见功率电子技术的重要地位。

社会进步和技术发展不断地向功率电子技术提出新的要求。60年代的功率电子技术以晶闸管为主要器件,其特点为省工和长寿命。70年代进入逆变器时代,并将节能放在首位。到了80年代,功率电子进入了自关断器件时代,其技术要求是小型、快速和高精度。80年代是国际功率电子技术的发展时代,概括起来是自关断化、高频化,同时开始步入智能化。90年代将是高频功率电子技术时代,而2000年可望迎来智能功率电子技术时代。发展动向如图1-1所示。

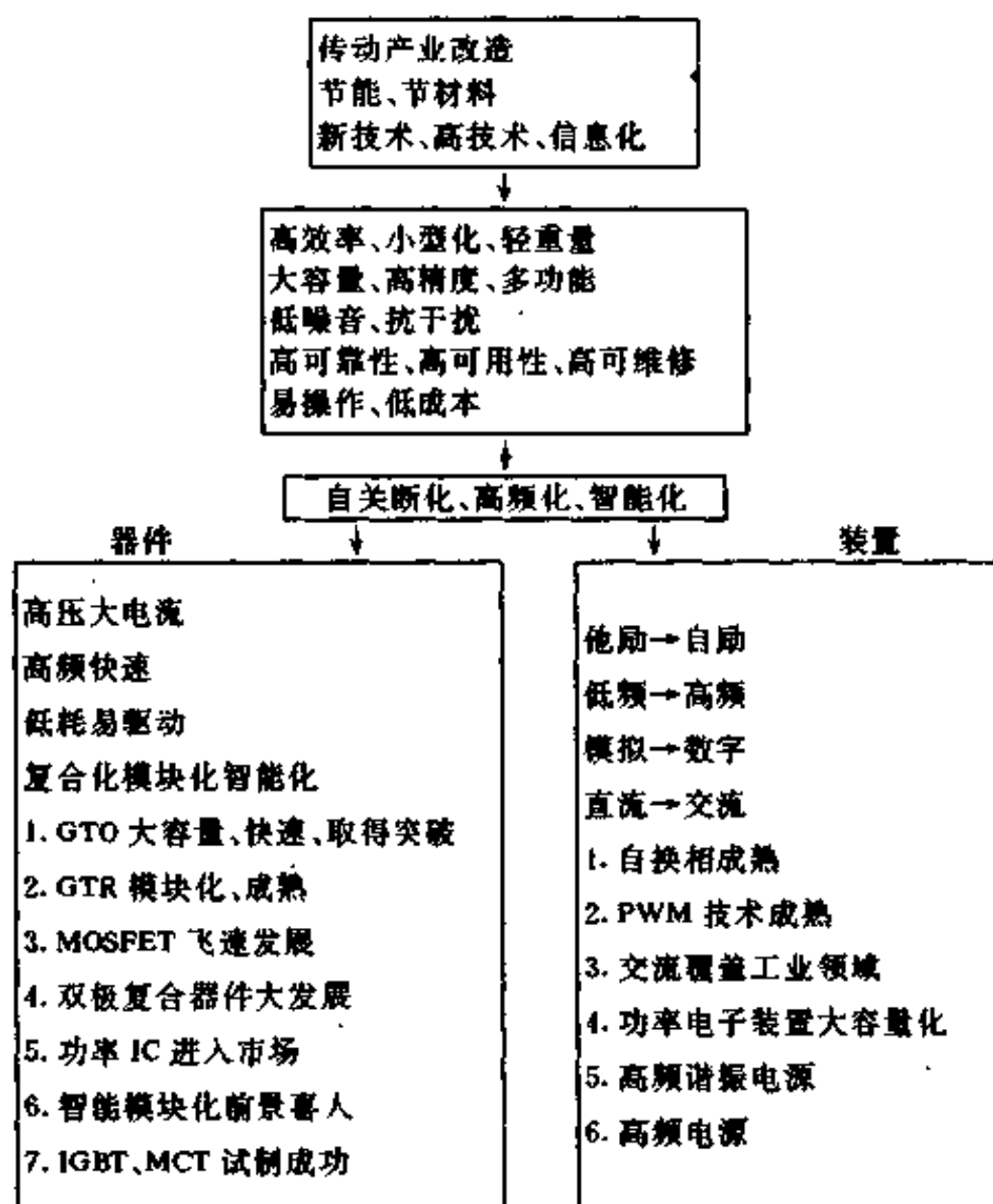


图 1-1 国外功率电子技术发展动向

§ 1 功率电子技术的形成及发展动力

半导体器件出现以前,电子器件主要是真空管和离子管。当时电子技术是一门研究真空或稀薄气体中电子运动及其应用的科学。1947年出现第一个晶体管,它是电子技术发展史上的一个里程碑。从此以后,人们对固体中电子运动给予了极大的重视。固体器件在电子技术中占有越来越重要的地位。50年代后期,晶体管的平面型工艺发展,为集成电路的出现准备了必要的条件。随后集成电路向大规模和超大规模迅速发展,微电子技术及信息电子技术就成为电子技术发展的主流。

晶体管诞生后的10年,晶闸管相继出现。晶闸管的出现使电子技术开始迈入强电领域。经过20多年的发展,晶闸管的容量提高了1万倍。以晶闸管为主的功率半导体器件增加到四五十种之多,工作频率也大大提高,这使电子技术可以在强电领域内发挥更大作用。微电子技术、控制理论和功率半导体器件的应用结合后,一门新的边缘学科——功率电子技术就在70年代开始形成。

功率电子技术是从改造传动产业起家的,这是由于功率电子技术满足了省功、高效、长寿命和自动化等产业改造的要求。早期的功率半导体整流器淘汰了机械整流器和水银整流器。晶闸管使轧钢工业用上了静止伦纳德装置,进而又从直流传动向交流传动发展;斩波器使电力牵引进入了新时代,而最近的磁悬浮列车又是GTO诞生后才变成现实;交流调速的发展已经引起了传动技术的变革;功率电子技术使直流输电进入了一个新时代,又成了扬水电站等储能调功的基础技术。在热轧机中用晶闸管直流传动取代了变流机组,轧机速度从(6~8)m/s提高到17m/s,仅此一项年增产达100万吨钢。

节能和节约原材料等资源是推动功率电子技术进步的另一个动力。国际能源危机、资源缺乏,要求节能设备具有高效率、低功耗、高性能。功率电子技术被誉为节能之冠、节材能手。功率电子装置一般节电10%~40%。风机、水泵采用交流调速年节电达400亿kWh以上。采用功率电子器件,电气设备频率提高到400Hz、体积缩小10~20倍,节约材料40%~80%。

新技术、高技术不断促进功率电子技术的发展。反过来,功率电子技术的发展,又保证了新技术、高技术的发展。功率电子技术是信息产业与传动产业之间的桥梁。信息设备发出控制指令,功率电子设备按指令控制加工设备。为了满足各种计算机要求而发展了各种UPS和开关电源。机电一体化技术的发展,促进功率电子伺服技术和功率电子传动技术的发展。为了适应航天技术体积小、重量更轻的要求,近期开发出高频多谐振电路的卡片开关电源。

综上所述,功率电子学是一门介于电力、电子和控制三者之间的边缘学科。实际上,功率电子学是介于当代最活跃的电子与自动控制这两门学科之间,所以功率电子技术才能够迅速获得发展,而成为推动工农业生产发展的重要学科。

§ 2 80年代功率电子技术的基本动向

70年代功率电子技术还是以晶闸管为主,而80年代已发展成为自关断器件的时代。晶闸管虽然仍向高电压大电流发展,但已显得落后,正在被先进的自关断器件所取代。

功率电子技术的基础是开关技术,因此开关频率的提高使功率电子技术进入了新时代。70年代晶闸管的开关频率最高是几百Hz,80年代以GTO、GTR为代表的开关频率达到1~10kHz,MOSFET、IGBT、SIT、MCT等器件相继达到实用化,开关频率跃到十~几百kHz。

高频化包括以下两个方面:

(1)输出高频化。功率电子装置的输出为高频,主要用于快速压缩机、储能用飞轮、机床主轴、研磨机等调速和高频感应加热及超声波发生装置等。用SIT等器件制出了200kHz、2000kW高频感应加热装置及1.65MHz的超声波发生装置。

(2)装置内部高频,输出低频。由于装置采用计算机快速运算、PWM、谐振技术和改变波形等手段,要求采用高频。如电动机调速,一般要求变频装置输出频率为150Hz以下,为了采用PWM控制,改善输出波形,一般要求功率管的开关频率为几kHz到几十kHz。开关频率越高,输出电流波形越接近正弦波,谐波分量越小,附加损耗越低,电机运行噪音越小,工作性能越好。

80年代后期,功率电子技术不只停留在开关技术上,为适应小型、低成本和市场竞争的需要,功率电子技术向着智能化发展了。当前主要表现为功率电子装置采用了两种智能化器件:一种是单片智能化器件,亦即将功率半导体器件和保护、诊断、控制等电路集成在一个硅片上,这就是功率IC片;另一种是智能模块,将功率半导体器件、各种保护电路、控制电路、诊断电路等封装成模块。

智能化在80年代后期展露头角,现在正处于初期阶段,它预示着功率电子技术的发展方向,专家认为它的发展将引起功率电子技术的重大变革。

功率半导体器件进入自关断时代后,向着多样化发展。这个时期功率半导体器件的主要方向是:高电压、大电流;快速(高频);易驱动;复合化;智能化。

下面简介80年代功率半导体器件取得的几方面成就。

1. GTO 向大容量化和快速化发展,取得了重大突破

1962年美国制出第一个5A的GTO,经过10年,1973年美国才发展到200A、900V的GTO,直到70年代末GTO的最高水平为600A、1300V。但是到了80年代,高电压、大电流有了重大突破,10年内发展到4000A、4500V和10000A、8000V。应用上,80年代以前处于开发阶段,日本东芝公司从1975年~1984年累计生产仅300台GTO装置。1985年由于解决了吸收电路和串并联等技术问题,GTO应用得到了飞跃,仅1985年的一年,东芝公司就生产了1568台。1985年以后,东芝公司每年平均生产数千台,在许多领域获得广泛应用。

现在GTO器件向高频快速方向发展,研制出了高频GTO、掩埋门极GTO等。高频GTO工作频率比一般GTO提高2~3倍,达到3kHz。GTO装置的最大容量达3000kVA(AC电机相控用)和1200kW(PC开关装置),最高电压达3300V(逆变装置)和12kV(DC

开关装置),最高频率达 2kHz(超高速电机),最多串联数达 100 个(DC 开关装置),最多并联数达 6 个(DC 开关装置)。

GTO 发展的另一个方向是模块化,开发不需要吸收电路的宽安全区器件和 MOS 门极 GTO。

2. GTR 模块化,并进入成熟时期

双极功率晶体管 GTR 在 70 年代已经发展得比较成熟,开发出 400A、1000V 器件。80 年代主要是实现了模块化。70 年代末 GTR 模块仅 50A、600V,而现在已经生产 600A、1200V,并且将续流二极管、快速二极管、控制电路、保护电路、自诊断电路等封装在一个模块内。

3. MOSFET 飞速增长

80 年代 MOSFET 在技术上解决了降低通态电阻和提高控制功率等技术问题,使其发展成熟。美、日等国分别平均以 30% 和 42% 的年增长速度发展。MOSFET 的最高水平为 1000V、80~150A,其模块生产水平为 50A、1000V。快速、安全工作区大和容易驱动 MOSFET 正被广泛地应用在高频率开关和电机控制中。

4. MOS 双极复合器件大发展

80 年代功率电子器件最大的成就就是 MOS 双极复合器件得到大发展,展示出喜人的前景。

(1) IGBT 取得惊人的发展

IGBT 是复合器件中发展最突出,最值得注意的新器件。1982 年美国制造出 20A 的 IGBT 初样,1985 年美国和日本都开始生产。近两年来水平飞快发展,目前研制水平达 1000A、1000V,生产水平为 50A、1000V 的器件和 400A、1400V 的模块。IGBT 具有以下特点:

1)快速、开关损耗小。10A、600V IGBT 开关时间为 0.2 μ s。12.5A、1000V 的 IGBT 开关时间为 0.19 μ s。IGBT 工作频率为 10~30kHz。在 1000V 以上电压时,它的开关损耗相当于 GTR 的 1/10,与 MOSFET 相当。

2)耐压高。现在已有 1800V、10A 的 IGBT 研究成果,预计很快将会研制出 2500V 级的 IGBT。它的耐压能力优于 GTR 和 MOSFET。

3)电流密度大、通态压降低。由于 IGBT 是电压控制型器件,电流密度大,在 2V 通态压降时为 GTR 的 3 倍或 MOSFET 的 20 倍。但是,电流密度远比晶闸管低,如与 600V 晶闸管相比,在 1V 通态压降时 IGBT 电流密度仅为晶闸管的 1/10,在 5V 通态压降时为 1/50。IGBT 通态压降比 MOSFET 低,600V、25A 的 IGBT 在下降时间为 1 μ s 时,其通态压降为 2.1V。现在已研制出 500V、100A/cm²、下降时间 0.2 μ s 时为 1.6V 通态压降的 IGBT。另外,IGBT 在 1/2~1/3 额定电流以下的区域,其温度系数为负值。

4)安全工作区宽。与 GTR 相比,具有较高的耐短路电压能力。1000V 的 GTR 允许短路电压在基极驱动时一般为 600V,大于此值开断时,在数微秒内由短路电流与所加电压乘积来决定的瞬时功率会引起器件破坏,但是 1000V 的 IGBT 在 700V 以上,10 μ s 后仍然正常工作。

5)并联容易。IGBT 在大电流区域通态电压温度倍数是正的,具有耐脉冲特性、易并联。

6) IGBT 是常开型器件。

综合上述特点, IGBT 被认为是理想的新型功率半导体器件, 它的应用领域正在急速扩大, 在电机调速、中频电源、开关电源等领域中, IGBT 有取代 MOSFET 和 GTR 的趋势。目前开关频率 20kHz 的 IGBT 电流型逆变器已经问世。由于它的频率高、电压和电流波形失真小, 效率为 95%。它用于 UPS 的 IGBT 40kVA、65kHz 逆变电源已开发成功, 与 GTR 相比, 它具有高效、低噪音等优点。

(2) MCT 初露锋芒

MCT 是 80 年代后期初露锋芒的又一理想大功率半导体器件, 它是 MOSFET 与晶闸管的复合器件。MCT 是电压控制器件, 具有两个 MOS 门极, 以一个 MOS 门极作为晶闸管的开通门极, 另一个 MOS 门极作为晶闸管的关断门极。因此, 它兼有晶闸管的高电压、大电流的特性和 MOSFET 的快速开关的功能。MCT 具有如下的优点:

1) 高电压、大电流。MCT 具有晶闸管的高电压、大电流的大功率特点。现已制出 2000V、300A、1000V、1000A 的器件。在电阻性负载下可关断电流达到每平方厘米几千安培, 如一个元胞器件在 $V=60V$ 时可关断电流密度为 $6000A/cm^2$; $V=15V$ 时可关断电流密度为 $2000A/cm^2$, 它是普通晶闸管浪涌电流的 2 倍, 是 GTO 的可关断电流的 5~10 倍。因此, 从容量看, MCT 是大有前途的功率半导体器件。

2) 通态压降低, 约为 IGBT 的 1/3。

3) 开通快, 可以工作在 20kHz 以上。

4) di/dt 、 dV/dt 的耐量极高。

可以认为, MCT、IGBT 等复合器件的问世, 它们是分立功率半导体器件的一次革命性的变革。由于这些器件具有电流密度大、工作频率高、控制功率小、易驱动、可采用低成本的集成驱动电路控制等优点, 不仅在现有的功率电子应用中可以充分发挥其作用, 而且将能扩展功率电子应用领域, 给功率电子技术注入新的动力。目前各类功率 MOS 复合器件约占市场的 10%, 1995 年将占 50% 以上, 即在相当范围内可取代 MOSFET、GTR、GTO 和 SCR 的作用。

5. 功率 IC 已进入功率半导体市场

功率集成电路 (P-IC) 包括功率高压集成电路 (HVIC)、功率智能集成电路 (SMART power IC) 和功率专用集成电路 (S-IC)。1981 年美国试制出第一个 P-IC, 1985 年进入功率半导体市场。目前 HVIC 的水平为 500V、600mA, 用于长途通信电路。另一种 HVIC 为 80V、20A, 开关频率为 200kHz, 用于平板发光屏显示驱动装置和长途电话的功率变换装置。Smart power IC 水平为 110V、13A、500V、0.5A, 用于感应交流电机的传动。P-IC 是功率半导体器件技术与微电子技术结合的产物, 其根本特征是使动力与信息合一, 成为机和电的关键接口, 是机电一体化基础元器件。

6. 智能化模块将产生新一代功率电子装置

智能化功率半导体器件就是将功率半导体器件与具有信号处理功能、自我保护功能、各种诊断功能等的电路集成或组装在一起的功率半导体器件。因此它分为两类: 一类是集成在一个硅片上, 如上述功率 IC; 另一类是封装成一个模块。

智能模块是为了适应功率电子装置小型轻量、简化设计和提高装置可靠性等要求而发展起来的。现在已生产 600V、30A 和 50A、75A 逆变器用智能模块。表 1-1 列出逆变器

表 1-1 智能化模块内含功能与元件数

构成因素	内含功能	内含单元数
功率半导体器件	逆变器用晶闸管	6
	再生快速二极管	6
	制动用晶闸管	1
	制动用再生二极管	1
传感元件	过电流检测传感元件	1
	过热检测传感元件	3
驱动	正向基极电流控制电路	7
	反向基极电流控制电路	7
光绝缘	光耦合器	8
电源	基极反偏电源	4
检测电路	过流检测电路	1
	过热检测电路	1
保护、自诊断	闭锁电路	1
	定时电路	1

用此类智能模块所含有的功能和元件数。

§ 3 扩展到一切领域,向轻小高精发展的功率电子装置

80年代,随着功率半导体器件多样化和计算机等技术的发展,功率电子应用技术及其装置的应用几乎扩展到一切领域。由于功率半导体器件自关断化和高频化的发展,功率电子装置适应社会和技术发展的要求,向着轻(量)、小(型)、高(高效、高可靠、高性能)、精(高精度、多功能、智能化)等方向发展。

这个时期,在技术上有四个变化:从以晶闸管为核心的外部换相电路向以自关断器件为核心的自换相电路变化;从低频电路和应用向高频电路和应用变化;控制技术从模拟控制向数字控制变化;调速技术从直传动向交流调速变化。

下面概要地介绍 80 年代功率电子装置发展的几个特征。

1. 自换向电路已经成熟,开始了全面取代外部换向电路

80 年代功率电子技术首要的成就是自换向电路已经成熟,自换向功率电子装置普遍的应用,开始了全面取代外部换向功率电子装置,其水平为人们已开始研究 GTO 直流输电用变换装置、无功静止补偿装置;汽轮机、超高速压缩机、高压风机等驱动系统用的高压逆变器也采用了 GTO;用于飞轮储能的 3000kW 交流电动机 GTO 传动装置已经问世;研制出 3.3kV、3000kVA 的 GTO 高压逆变器。

2. PWM 技术已趋成熟,进入各功率级

功率电子各种装置用的 PWM 技术已趋成熟,并向高、新发展,进入了各种功率级的变换器。对于 1kHz 到 1MHz 以上的 DC-DC 变流器 PWM 技术已实现规格化;开关频率 1~20kHz 的小功率异步电动机和同步电动机调速用的 PWM 技术已实现了标准化;在 UPS 电源中也广泛地采用 PWM 技术,开关频率达 20~60kHz;MW 级的大功率逆变器也采用了 PWM 技术。

3. 交流调速已覆盖了工业所有领域和功率级

交流调速已基本上用于所有工业领域和功率级,并进入多样化、普及化,从 0.5~2W 的录象机传动,到 300MW 级扬水电站发电机调速装置都应用着交流调速。表 1-2 列出日本工业应用交流调速的领域。

表 1-2 交流调速在日本工业领域的应用

目的	领域
1. 取代直流电机调速,节能省力	冶金、轧机、运轮带、造纸等传动、风机、泵、胶片机、挤压机、伺服系统、电梯、升降机等
2. 将恒速传动改为调速传动,实现节能	风机、泵传动
3. 直流电动机难以实现的大容量、急变加减速、快速响应等场合	快速压缩机、快速鼓风机、风动传动、机械加工中心主轴传动

图 1-2、1-3 是日本现在实际生产和使用交流调速的覆盖情况。

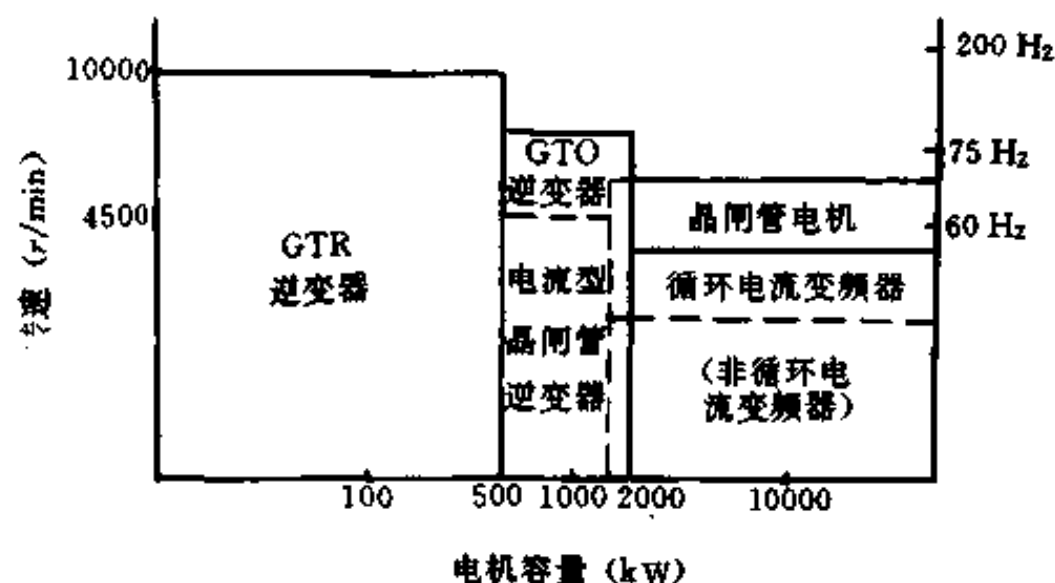


图 1-2 恒转矩负载交流调速装置

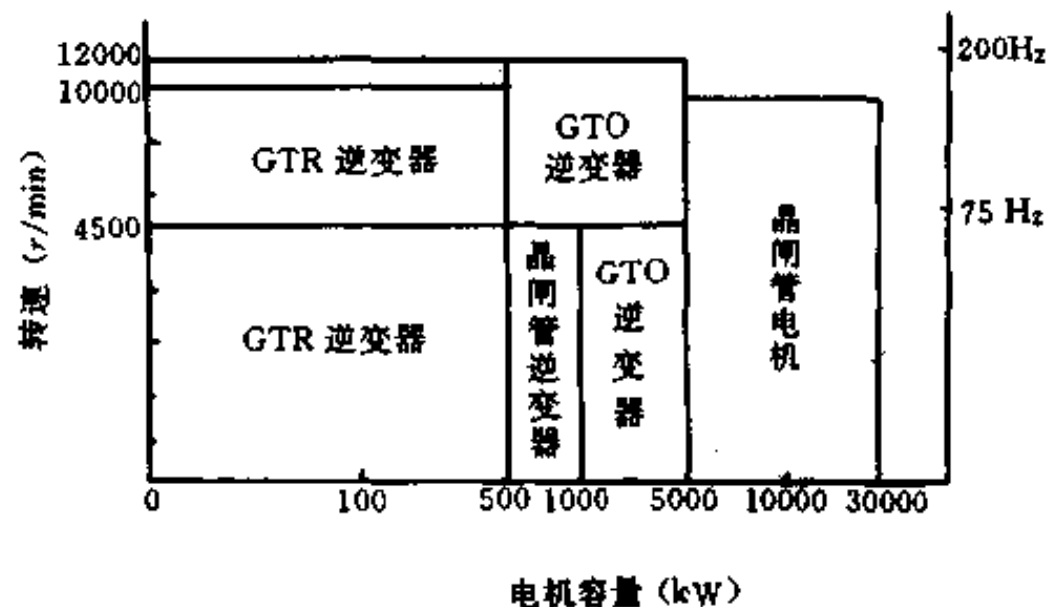


图 1-3 风机、水泵、压缩机用交流调速装置

80 年代交流调速的基本动向是：

(1) 开关技术高频化。由于自开关功率半导体器件的发展,开关频率从几十千赫一举飞跃到几百千赫。

(2) 变频调速装置的高性能化。变频调速装置自身高性能得到了发展。为了获得高效率和节能,交流电动机趋向大容量和电速方向发展,10MW 以上的主要采用 SCR 控制电动机。GTO 逆变器主要用于数百千瓦到数千千瓦的中等容量感应电动机的调速。交交变

频调速是采用 SCR 的自然换流,具有经济、大容量化等优点。数百千瓦以下电动机交流调速多采用 GTR 逆变器。数千瓦以下感应电动机或永磁电机可采用 MOSFET。

(3)控制技术的高性能化和多功能化。为了实现控制技术的高性能化和多功能化,使数字控制得到了飞快发展。对于复杂的系统往往采用分散数字控制。最近采用了智能控制、模糊控制、矢量控制,使交流电机的控制性能甚至超过了直流电机的控制性能。

(4)采用现代控制理论,实现智能化。近来,在改善响应速度、提高位置控制精度、最佳效率下运行和参数稳定等方面,采用了现代控制理论,因而实现了控制系统的智能化。

4. 电力系统用功率变换装置继续向大容量发展

西欧制造了容量为 1GW 直流输电用变换器,采用 SCR,系统为光间接触发。日本已开发出 4000V、3000A,6000V、2500A 光触发 SCR 和 600V、1500A 过压自保护光触发 SCR,并用于直流输电变换器研制中。国外开始研制 GTO 直流输电用变换器。在日本,37.5MW 联网用晶闸管变换装置正在运行,所用的是 4kV、1.5kA 的 SCR。

1980 年世界首次研制出 100MVA 无功补偿装置,采用光触发 SCR,系统为光直接接触发,水冷式。德国开发出 25MVA 晶闸管补偿装置。最近日本研制了 GTO 的 100MVA 无功补偿装置,该装置采用了 4.5kV、3kA 的 GTO 元件,系统是光间接触发。

抽水储能调节功率扬水电站用大功率频率变换装置,1987 年在日本开始实际运行,其容量为 22MW,采用 SCR。目前最大容量为 70MW,由 4kV、3kA 晶闸管 4 串 3 并构成。

5. 高频多谐振开关电源是一种新的功率电子技术的发展方向

PWM 电路已成为世人所熟知,80 年代谐振电路又显示风采,使功率电子技术围绕着这两种电路向前发展。PWM 电路一般工作在 50~200kHz 的开关频率,在此频率范围内电源在其重量、尺寸、频率、可靠性和价格等都处于最佳状态。但是当需要更加小型轻量、效率更高时,即要求装置有较高的功率密度时,PWM 电源会随频率增加使开关损耗和频率噪音增大到不能允许的程度。为克服 PWM 开关电源的这些缺点而发展起来的谐振开关电源,它与 PWM 变流器的效率比较如图 1-4 所示。

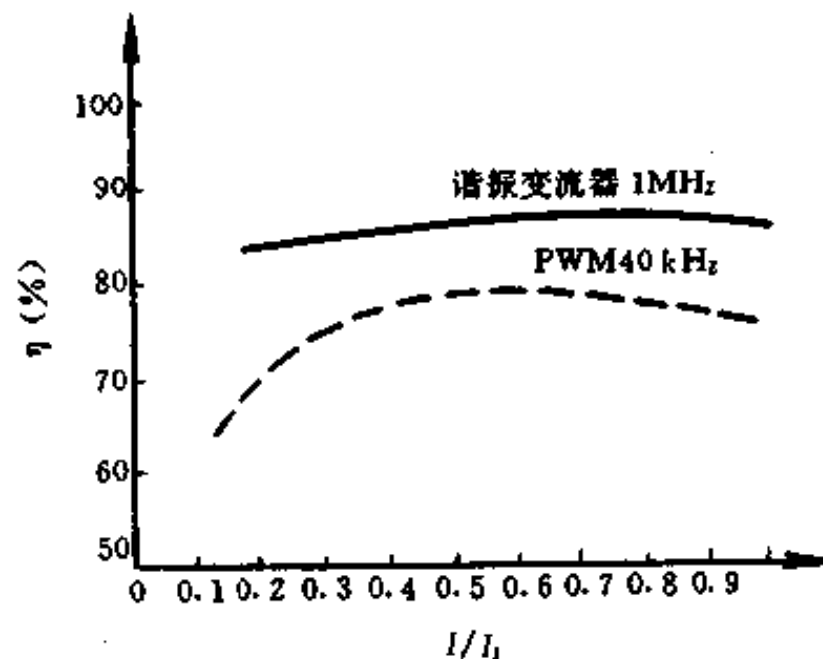


图 1-4 谐振变流器与 PWM 变流器效率比较

高频谐振开关分为两大类:准谐振开关电源和多谐振开关电源。每类又分为零电流和零电压准(多)谐振开关电源。零电流准谐振开关具有电流过零关断特性,消除了开关器件的关断损耗,但受开通损耗和米勒效应限制,开关频率一般为 2MHz 以下。零电压准谐振

开关具有电压过零特性,消除开关器件开通损耗和密勒效应,工作频率可达 10MHz。但是这种开关因二极管结电容在关断过程会产生振荡,多谐振开关原理实质,是综合了两个准谐振开关的优点,克服了准谐振开关的缺点。

由于这种开关工作在高频、功率密度极大的情况下,所以利用此种技术可制造出极薄、极小、极轻的电源,被称为“卡片电源”。一个 5W 的 DC-DC 高频多谐振电源只有火柴盒大小,厚度仅几个毫米。这种电源对于一些特殊用途、计算机和办公自动化等具有重要意义,所以成为当前功率电子技术发展的一个重要方向。

§ 4 展 望

90 年代功率电子技术的发展可以归纳为:

(1)功率半导体器件发展速度将比 80 年代放慢,估计新的器件不会有多大进展,而把研究力量集中到提高现有关断器件的高频特性、增大容量、提高电压和发展智能化器件方面。

1)利用新工艺将使 GTR 和 GTO 发射极更加精细,从而提高开关频率。GTR 可以达到 20kHz, GTO 可以超过 5kHz。但 GTR 的很大应用领域将被 IGBT 和 MOSFET 所占领。

2)GTO 将向更高电压、更大电流发展,将制成 100mm 以上的 GTO,并在较大领域取代 SCR。

3)IGBT、MCT 等复合器件将以较快的速度发展,即向大电流、高电压、高频率方向飞快发展。IGBT 电流电压都将大大超过 GTR。MCT 电流电压将接近 GTO。两者成为理想的大电流、高电压、快速功率半导体器件。

4)智能器件——功率 IC 和智能模块将是发展最快、最受欢迎的功率半导体器件。

(2)功率电子装置由于自关断器件的发展,将有较快的发展和继续扩大应用领域,其方向仍是高频化、智能化,向更小、更轻、更薄、更高(高频、高精度、高可靠)等方向发展。

1)小功率的开关电源将有较大的发展,高频谐振开关电源将把功率电子技术更进一步地带入计算机、办公自动化、汽车电子化、家电及其它消费领域。

2)低压电源将被集中在一个硅片上,形成“电源器件”。

3)交流传动将基本上取代直流传动,而交流传动本身将向高频变流器方向发展。

4)自关断器件将在 HVDC、SVC 等电力系统领域中占有重要地位。

5)在今后 20 年中,功率电子技术将在牵引方面找到很大的市场,GTO 传动装置将把电机车、磁悬浮列车推到一个新的实用的高度。

6)在控制技术上,模拟控制将被全数字控制所取代。

第二章 功率晶体管

§ 1 功率晶体管的特点和参数

1. 功率晶体管的特点

人们习惯将耗散功率 1W 以上的晶体管通称为功率晶体管,通常简写成 GTR。虽然管子的集电极耗散功率(P_c)大小并不是人们追求的直接目标,但大的输出功率(P_o)是实际应用的要求。众所周知,只有在晶体管具有大的耗散功率前提下才有可能获得大的输出功率。

GTR 区别于小功率晶体管在于它能在大的耗散功率或输出功率条件下工作。正是由于大功率这一最基本工作特点,才规定了 GTR 种种不同于小功率晶体管的结构、性能和参数要求。

GTR 除了在大电流下保证足够的放大能力和承受高的集电极电压这两个直接的要求以外,还必须具有良好的散发热量的能力。显然,为了在大的耗散功率的条件下使管子仍有满意和稳定的电性能,必须降低管子的热阻和提高管子的极限工作温度。

如前面所说,GTR 中由于大电流流经管子而白白损耗掉的那一部分能量(P_c)是十分可观的。人们不仅需要考虑节约能源,而且更主要的还要考虑 GTR 的使用安全,所以总是千方百计地设法减少这部分能量的损耗。这部分能量将转化为热量,使管子本身的温度显著升高。这就要想方法提高 GTR 的工作效率。所谓 GTR 的效率,是指管子的输出功率与电源总消耗功率之比值。即

$$\eta = \frac{P_o}{V_{cc}I_c} \quad (2-1)$$

式中 V_{cc} ——GTR 集电极电源电压;

I_c ——流经集电极的电流。

为了提高 GTR 的效率,它多在饱和状态下工作。对管子本身来说,要求尽量减小管子的饱和压降(V_{ces})或饱和电阻(R_{cs}),从而扩大 GTR 的动态应用范围,使 η 值提高。

GTR 另一个重要的性能和质量指标,是工作的稳定性和可靠性。特别是当温度和工作状态改变时管子呈现的稳定性。鉴于 GTR 在大耗散功率条件下工作,即使外界温度保持恒定,也会由于管子的工作电流和电压的变化,而使 GTR 实际工作特性不可能像手册或说明书上列出的那样是等温特性曲线。特别是管子的工作状态急剧变化时,更会导致管子的温度急速变化。这样不仅会引起 GTR 电参数有较大幅度变化,而且可能导致管子内部产生大的机械应力,引起损坏。如果将 GTR 具有比小功率晶体管大得多的晶片面积这一因素考虑在内,那么就会发现情况的严重性。因为晶体管内部所产生的机械应力大小总是与晶片面积成正比的。

综上所述,由于 GTR 的工作特点,所以对 GTR 应有下列性能或参数的要求:

- (1) 具有高的极限工作温度；
- (2) 小的热阻；
- (3) 小的饱和管压降或饱和电阻；
- (4) 工作稳定、可靠；
- (5) 大电流容量；
- (6) 高耐压。

对于高频功率晶体管来说,除上述要求外,还必须具有良好的频率特性;对于开关功率晶体管,还应具有快的开关速度性能。

2. GTR 的结构

从内部结构来看,单个 GTR 与小功率晶体管一样都是由两个靠近的 PN 结构成的,一个是发射结,一个是集电结。有三个区:发射区、基区和集电区。有两种基本类型:NPN 和 PNP。它们的组成和符号如图 2-1 所示。

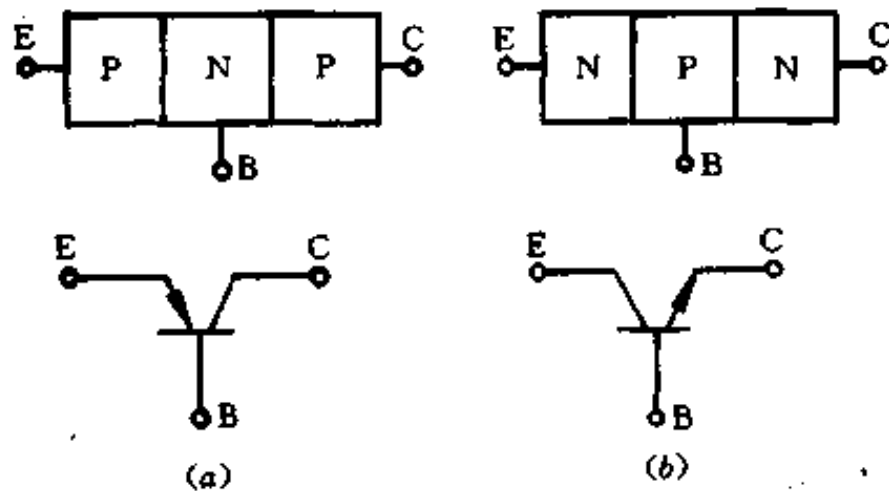


图 2-1 GTR 的组成及电路符号

(a)PNP 管;(b)NPN 管。

GTR 除单个管结构外,还有达林顿结构和集成模块结构(见本章 § 4)。

3. GTR 的参数

(1) β 值

它是晶体管的集电极电流变化率和基极电流变化率的比值,就是通常所说的晶体管直流电流放大系数。即

$$\beta = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b} \quad (2-2)$$

GTR 的 β 值比小功率晶体管的 β 值小得多,单个 GTR 的 β 值只有 10 左右。

(2) 反向电流

GTR 的反向电流对管子的工作没有贡献,反而消耗了一部分电源能量,甚至会影响管子的稳定性。因此,一般都希望反向电流尽可能地小,并将反向电流作为检验 GTR 质量的重要参数。

GTR 的反向电流有 I_{CBO} 、 I_{BBO} 、 I_{CBO} 。

I_{CBO} 定义为发射极开路时,集-基极的反向电流; I_{BBO} 定义为集电极开路时,射-基极的反向电流; I_{CBO} 定义为基极开路时,集-射极的反向电流。

(3) 击穿电压

击穿电压是 GTR 的重要参数之一,它决定管子承受外加电压的上限。一般要求测试的击穿电压有: BV_{BBO} 、 BV_{CBO} 、 BV_{CBO} 。

BV_{EBO} 是集电极开路,射-基极间的击穿电压; BV_{CBO} 是发射极开路,集-基极间的击穿电压; BV_{CES} 是基极开路,集-射极间的击穿电压。在使用中,如果实际参数大于上述各值,管子会被击穿,造成永久性的损坏或性能下降。

(4) 极限参数

GTR 的极限参数是使用中应特别注意的问题。主要有集电极允许流过的最大电流 I_{CM} ,集电极最大允许耗散功率 P_{CM} ,最大允许结温度 T_{JM} 和上面所介绍的击穿电压。

I_{CM} 是集电极允许流过的极限电流。当 I_C 太大时,管的 β 值下降。在使用中,若 $I_C > I_{CM}$,也许管子不一定损坏,但其 β 值已显著下降了。

由于集电结处于反偏压下,电阻值较大,通过电流 I_C 后,会产生热量,集电结温度上升。根据管子工作时允许的集电结最高结温 T_{JM} 定出集电极的最大允许耗散功率 P_{CM} 。使用时应满足 $V_{CE}I_C < P_{CM}$ 。

4. GTR 的特性

(1) 输入特性

GTR 的输入特性是指在管子的输入回路中,加在基极与发射极间的电压 V_{BE} 与它所产生的基极电流 I_B 之间的关系,见图 2-2 所示。输入特性可分两种情况来讨论。

当 $V_{CE} = 0V$ 时,相当于集-射极短路,测得的曲线如图 2-2 中 A。

当 $V_{CE} = 1V$ 或 $V_{CE} > 1V$ 时,测得的曲线很接近,在 GTR 中通常用 $V_{CE} > 1V$ 的一条曲线表示,如图 2-2 中 B。

(2) 输出特性

GTR 的输出特性是反映在一定的基极电流 I_B 之下,管子的集-射极之间的电压 V_{CE} 同集电极电流 I_C 的关系,如图 2-3 所示。从形状看,GTR 的输出特性与小功率晶体管的特性相似,但是由于 GTR 的 β 值小,而且随 I_C 值增大, β 值减小更明显。

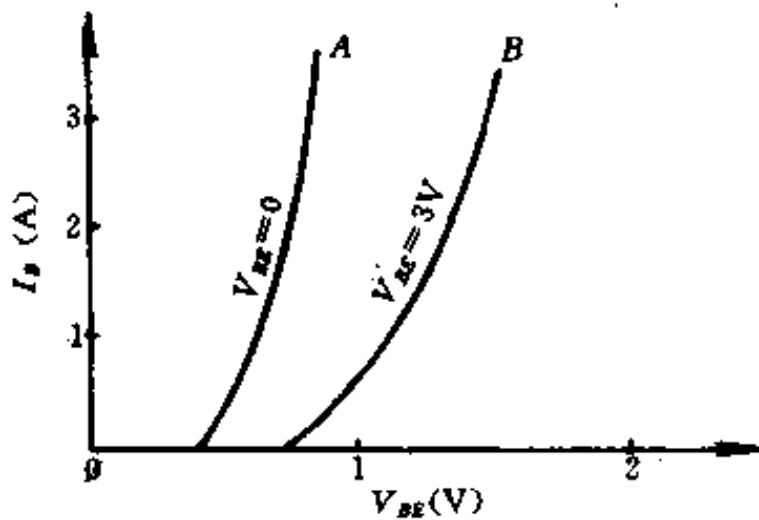


图 2-2 GTR 输入特性

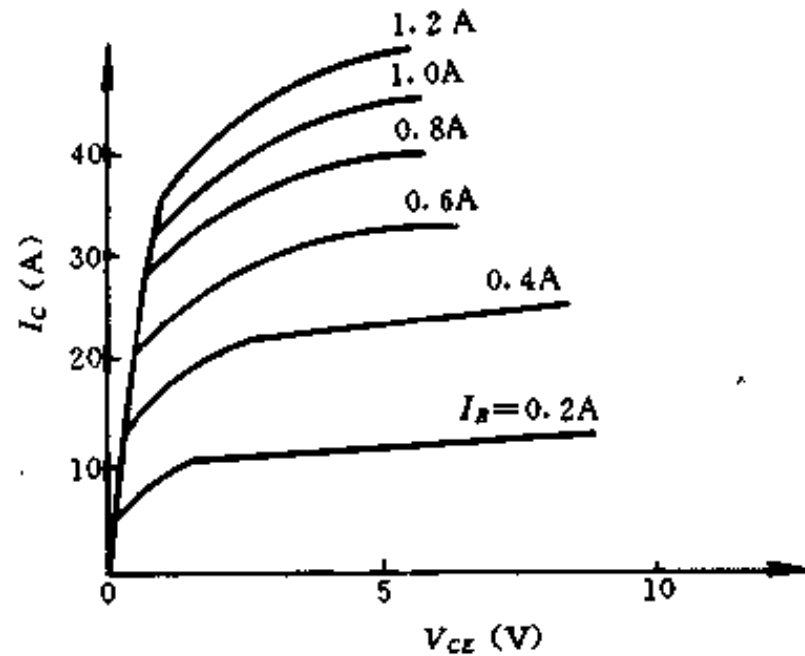


图 2-3 GTR 输出特性

§ 2 GTR 的开关特性

晶体管有三种工作状态:放大、饱和和截止;有两种应用方式:线性工作方式和开关工作方式。在需要放大作用时采用线性工作方式;而当只需要开通和关断作用时采用开关工作方式。GTR 主要应用于开关工作方式。

1. 开关响应特性

图 2-4(b) 为 GTR 的伏安特性, 它代表管子的集射极电压 V_{CE} 和集电极电流 I_C 之间的关系, 基极电流 I_B 是参变量。图 2-4(a) 为 GTR 电阻性负载电路, 在开关工作方式下使用, 即处于伏安曲线中的饱和工作区工作。在饱和工作区中, 一定的基极电流可使管子在某一定集电极电流下饱和开通, 其特点是集-射极电压低于某一特定值。

在实用电路中是用一定的正向基极电流 I_{B1} 去驱动 GTR 开通, 而用另一反向基极电流 I_{B2} 迫使 GTR 关断。由于 GTR 不是理想开关而是真实的器件, 故在开关过程中总存在着一定的延时和存储时间。

对于图 2-4(a), 没有加入基流 I_{B1} 时, GTR 处于截止状态。在 $t=t_0$ 时, 加入 I_{B1} ($I_{B1} > I_{CS}/\beta$) 驱使 GTR 进入饱和状态。在示波器上可观察到集电极电流 I_C 随时间变化的波形如图 2-5(c) 所示。 I_{CS} 为集电极饱和电流。

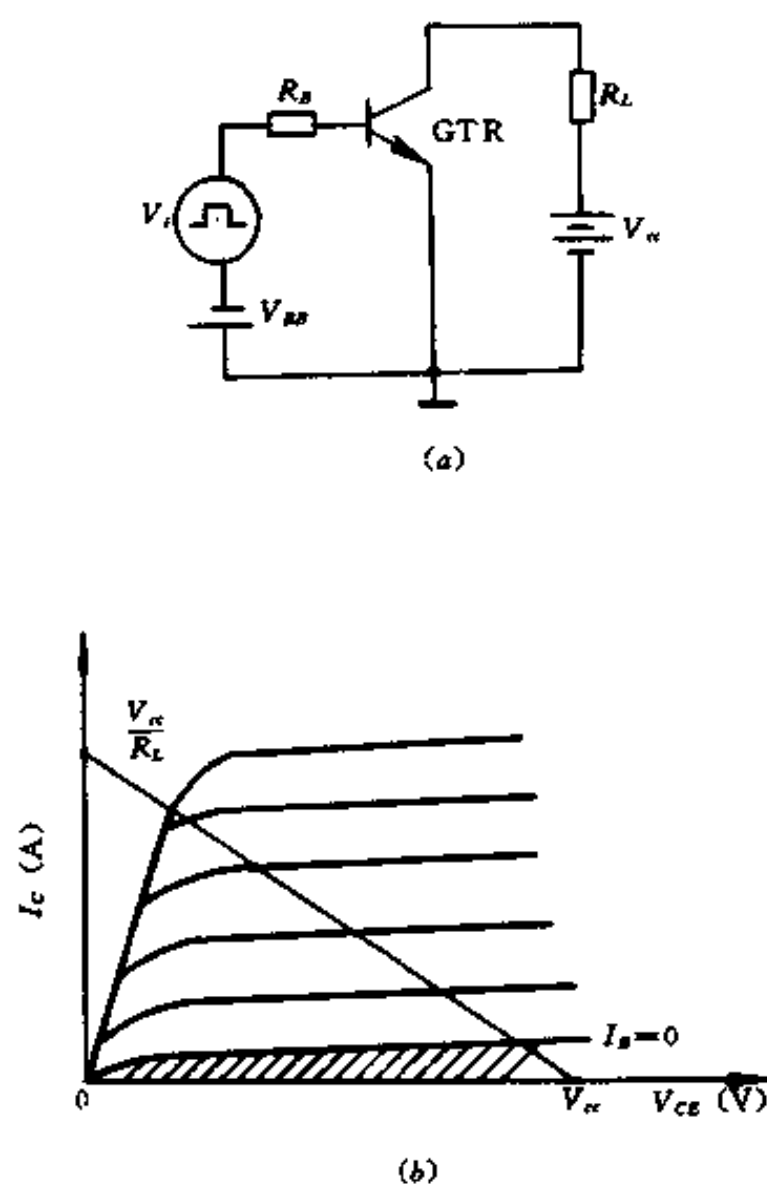


图 2-4 开关电路示意图

(a) GTR 电阻负载电路; (b) 伏安特性曲线。

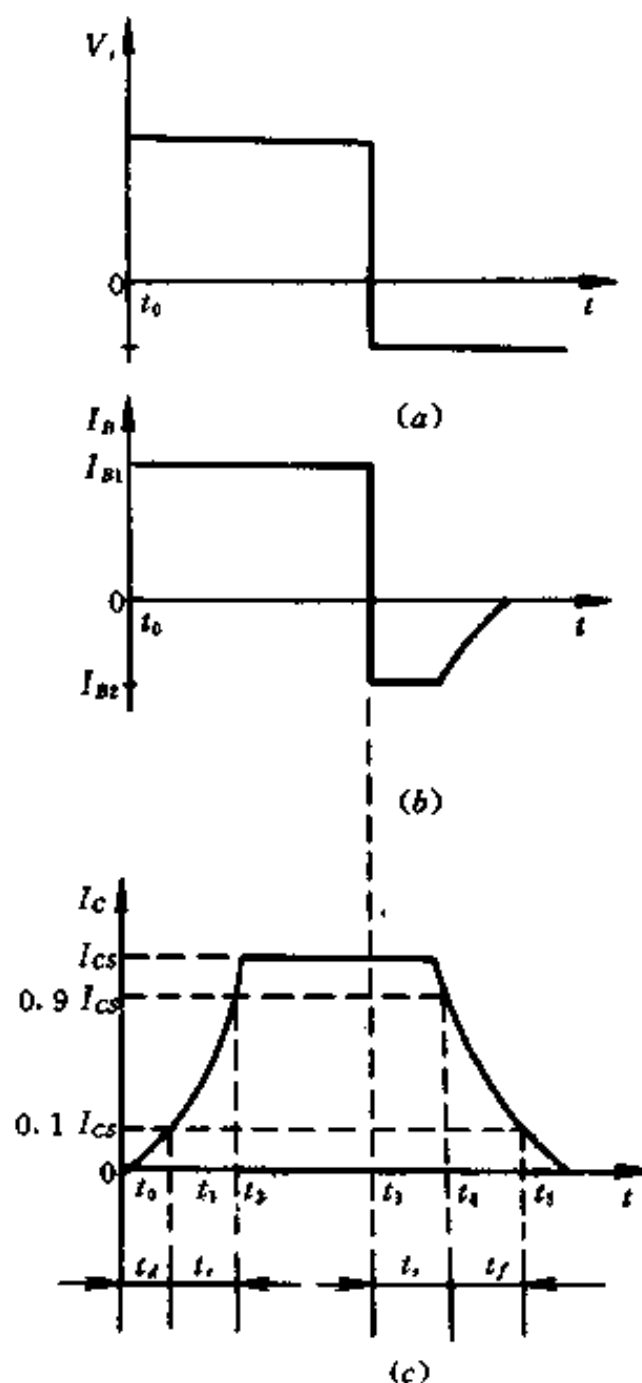


图 2-5 开关响应特性

从图 2-5(c) 可看出, I_C 不但没有立即达到 I_{CS} , 而是在 $t=t_0$ 以后一段时间里, I_C 仍保持为截止状态时的很小电流。过了这段时间以后, I_C 才开始上升, 到 $t=t_1$ 时刻, I_C 上升到 $0.1I_{CS}$ 。把从基极加入正向电流 I_{B1} 时刻起到 I_C 上升到等于 $0.1I_{CS}$ 所需要的时间, 定义为 GTR 的延迟时间, 用 t_d 表示, $t_d=t_1-t_0$ 。从 $t=t_1$ 开始, I_C 不断上升, 直到 $I_C=I_{CS}$, GTR 进入饱和状态。从图中看到管子从截止状态转变到饱和状态, 集电极电流 I_C 是渐变的。为了测量上的方便, 把 I_C 从 $0.1I_{CS}$ 上升到 $0.9I_{CS}$ 所需要的时间定义为上升时间, 用 t_r 表示, $t_r=t_2-t_1$ 。

当 $t=t_3$ 时,基极电流突然从正向 I_{B1} 变为反向 I_{B2} ,但 GTR 的集电极电流 I_C 并不立即减小,仍保持 I_{CS} ,而要经过一段时间才下降,到 $t=t_4$ 时, I_C 下降到 $0.9I_{CS}$,把加入反向基流 I_{B2} 时刻起到 I_C 下降至 $0.9I_{CS}$ 所需的时间,定义为存储时间,用 t_s 表示, $t_s=t_4-t_3$ 。从 t_4 时刻以后, I_C 继续下降,到 t_5 时, I_C 下降至 $0.1I_{CS}$,把 I_C 从 $0.9I_{CS}$ 下降到 $0.1I_{CS}$ 所需的时间,定义为下降时间,以 t_f 表示, $t_f=t_5-t_4$ 。此后, I_C 仍继续下降,一直到接近反向饱和电流为止,这时 GTR 完全恢复到截止状态。

上述四个开关时间参数中,通常把延时时间 t_d 和上升时间 t_r 之和称为 GTR 的开通时间,表示 GTR 由关态转变到通态所需要的时间,以 t_{on} 表示,即

$$t_{on} = t_d + t_r \quad (2-3)$$

把存储时间 t_s 和下降时间 t_f 之和称为 GTR 的关断时间,表示 GTR 从通态转变到关态所需要的时间,以 t_{off} 表示,即

$$t_{off} = t_s + t_f \quad (2-4)$$

2. t_d 、 t_r 、 t_s 和 t_f 存在原因及改善措施

在驱动信号 V_i 到来之前,发射结和集电结都处于反偏状态,它们的空间电荷区较宽。当 V_i 到来时,虽然基极电流立即上升到 I_{B1} ,但发射结仍然处于反偏状态,故没有 I_C 。在 $t_0 \sim t_1$ 期间 I_{B1} 提供空穴,填充发射结空间电荷区,抵消部分静电荷,使空间电荷区变窄,发射结反偏变小。只有发射结接近正向偏置时, I_C 才开始上升。在这段时间内有 I_{B1} 而几乎无 I_C ,通常理解为这是“发射结和集电结势垒电容效应”,势垒电容充电到一定程度,GTR 才开始导通,所以存在延时时间 t_d 。

当 $t=t_1$ 时,发射结进入正偏,此后,正偏不断增大, I_C 不断上升。 $t=t_2$ 时,GTR 接近或进入饱和区, I_{B1} 一方面继续给发射结和集电结势垒电容充电,另一方面使基区的电荷积累增加,并且还补充基区复合所消耗的载流子,这就存在着上升时间 t_r 。

在 $t=t_3$ 时, V_i 变为负值,基极电流变为 I_{B2} ,但 I_C 不立即变小,而是经过一段时间,基区的电荷减少到一定程度, I_C 才开始下降,所以存在存储时间 t_s 。

在 $t=t_4 \sim t_5$ 期间,发射结由正偏变为反偏,集电结和发射结电荷区变宽, I_C 下降较快,这就有下降时间 t_f 。

GTR 的开关时间对它的应用有较大的影响,如果开关时间比输入驱动脉冲的持续时间短得多,则 GTR 能很好地完成开关动作。但是,开关时间与脉冲持续时间很接近,甚至更长,那么 GTR 就不能完成开关动作。选用 GTR 时,应注意其开关频率。

为了使 GTR 快速导通,缩短开通时间 t_{on} ,其基极驱动电路必须提供具有一定幅值、高前沿的驱动电流;为加速 GTR 关断,缩短关断时间 t_{off} ,基极驱动电路必须提供具有一定幅值的反向驱动电流。驱动电流的理想波形如图 2-6 所示。 I_{B1} 是过冲正向驱动电流,加速 GTR 的导通, I_{B1} 维持 GTR 处于临界饱和导通;关断初始时 I_{B2} 不宜过大,以免 GTR 损耗过大, I_{B2} 是负值过冲量,可缩短关断时间,防止二次击穿。

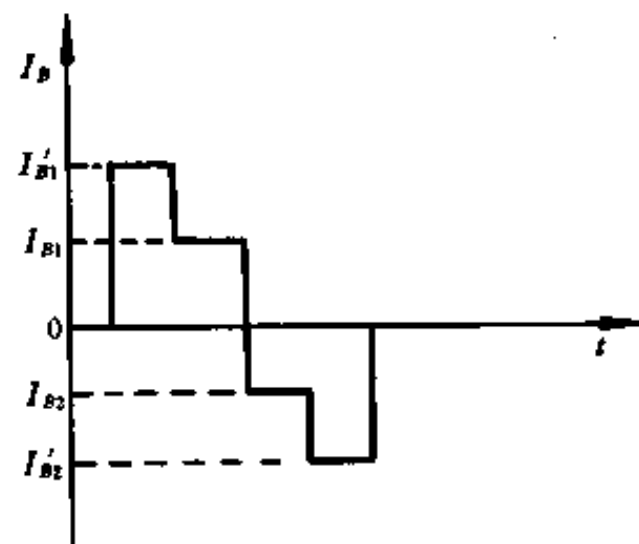


图 2-6 驱动电流理想波形

3. GTR 在开关过程中工作点移动轨迹

(1) 纯电阻负载

图 2-7 是 GTR 对纯电阻负载供电的电路及其伏安特性曲线。图中 M 点为截止状态工作点, N 点为饱和状态工作点。在开关过程中晶体管的工作点将沿着负载线 MN 由截止区移动到饱和区或由饱和区移动到截止区。只要晶体管的饱和电流 I_{cs} 和截止电压 V_{ce} 不超过它的允许值, 它的工作点就不会超出安全工作区。

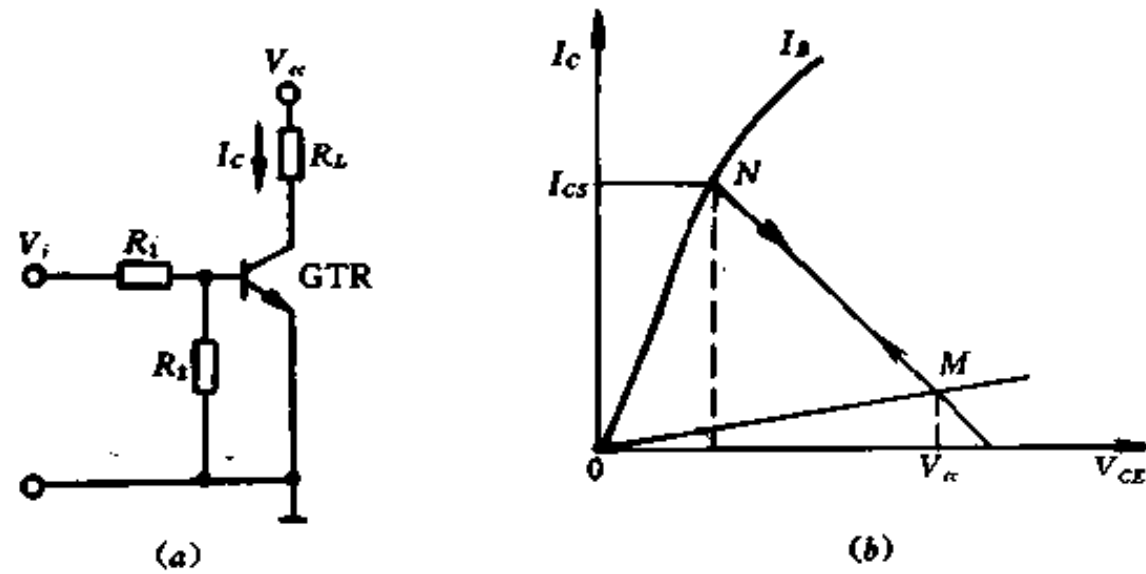


图 2-7 纯电阻负载电路和开关过程工作点移动轨迹
(a) 纯电阻负载电路; (b) 工作点移动轨迹。

(2) 电阻-电感负载

脉宽调制放大器对电动机的电枢供电, 它的负载就是电阻-电感性负载, 这时晶体管开关过程的工作点移动轨迹将与纯电阻负载大不相同。图 2-8(a) 是 GTR 对电阻-电感负载供电的电路图, 负载电路的时间常数 $T_L = L_c / R_c$ 。当 $T_L \gg T$ (GTR 的开关周期), 电流 I_c 可能是连续的; 当 T_L 和 T 的数值比较接近时, I_c 可能是断续的。下面先分析电流 I_c 断续的情况。

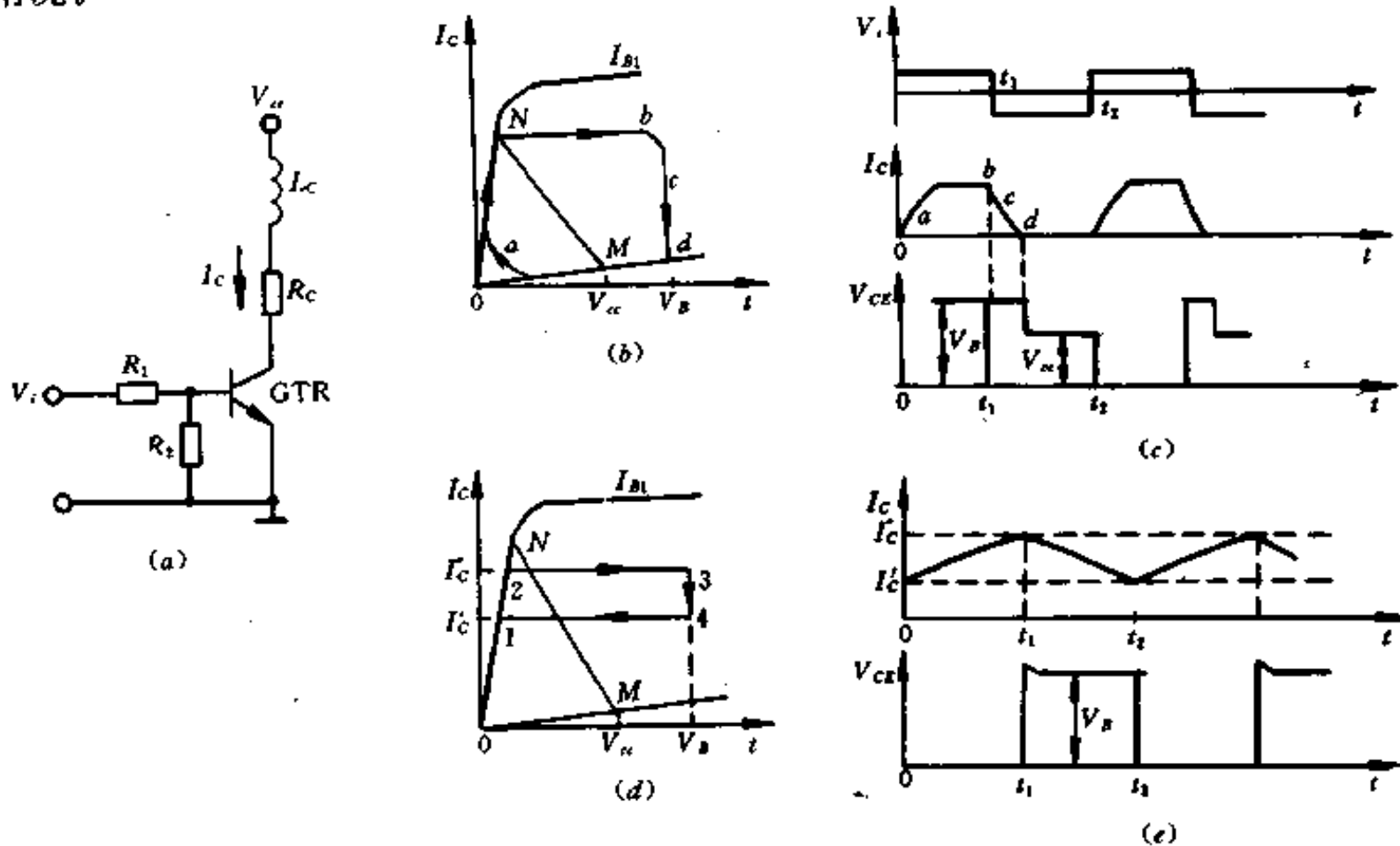


图 2-8 电阻-电感负载电路和开关过程工作点移动轨迹
(a) 电阻-电感负载电路; (b)、(d) 工作点移动轨迹; (c)、(e) 电流、电压波形。

设 GTR 原来处于截止状态,其工作点位于伏安特性上的 M 点,如图 2-8(b)所示。当基极加入脉冲驱动电流 I_{B1} ,使 GTR 饱和导通,集电极电压很快降到饱和电压值,而集电极电流 I_c 只能按指数规律增大,见图 2-8(c),因此工作点不可能沿负载线 MN 移动,而是沿着曲线 MaN 移向 N 点。

当基极电流由正的 I_{B1} 空然变为负的 I_{B2} 时,GTR 关断,但因负载电流减小而在 L_c 上产生的自感电动势 e_L 又把 GTR 击穿,从而维持 I_c 继续流通,其间的间隔时间极短,可以认为工作点由饱和区很快沿 I_c 恒定的曲线进入击穿区,即由 N 点立即移到 b 点。当电流 I_c 减小时,晶体管工作点一直位于击穿区, V_{ce} 一直等于晶体管的击穿电压 $V_B (V_B > V_{ce})$,被击穿的晶体管可以等效成一个理想的放电电阻,工作点沿 bcd 曲线到达截止后,最后 $I_c = 0$ 时, $V_{ce} = V_{ce}$,工作点回到 M 点,如图 2-8(b)、(c)所示。

当 T_L 较大而使 I_c 连续时,晶体管的工作点在开关过程中将沿着图 2-8(d)中的 1、2、3、4 回线移动,电流在 I_c 和 I_c 间变化,既达不到饱和工作点 N ,也回不到截止工作点 M 。在晶体管关断期间,工作点一直位于击穿区, $V_{ce} = V_B$,见图 2-8(e)。

以上分析表明,当 GTR 带电阻-电感负载时,不论电流 I_c 是连续的还是断续的,晶体管的工作点都会进入击穿区,并且可能超出安全工作区,这对晶体管的安全运行是非常不利的,必须设法避免。

(3)带续流二极管的电阻-电感负载

为了保证带电阻-电感负载的晶体管安全工作,必须消除负载电感中的自感电动势击穿晶体管的可能性,为此在负载两端并联一个续流二极管 D ,如图 2-9(a)所示。管子关断时,电感中的自感电动势 e_L 使二极管 D 正向导通,给负载提供一个续流回路,同时将晶体管的集电极电压钳位于 V_{ce} ,从而避免工作点进入击穿区。下面分析负载电流连续时一个开关周期内工作点的移动轨迹和电流、电压波形。

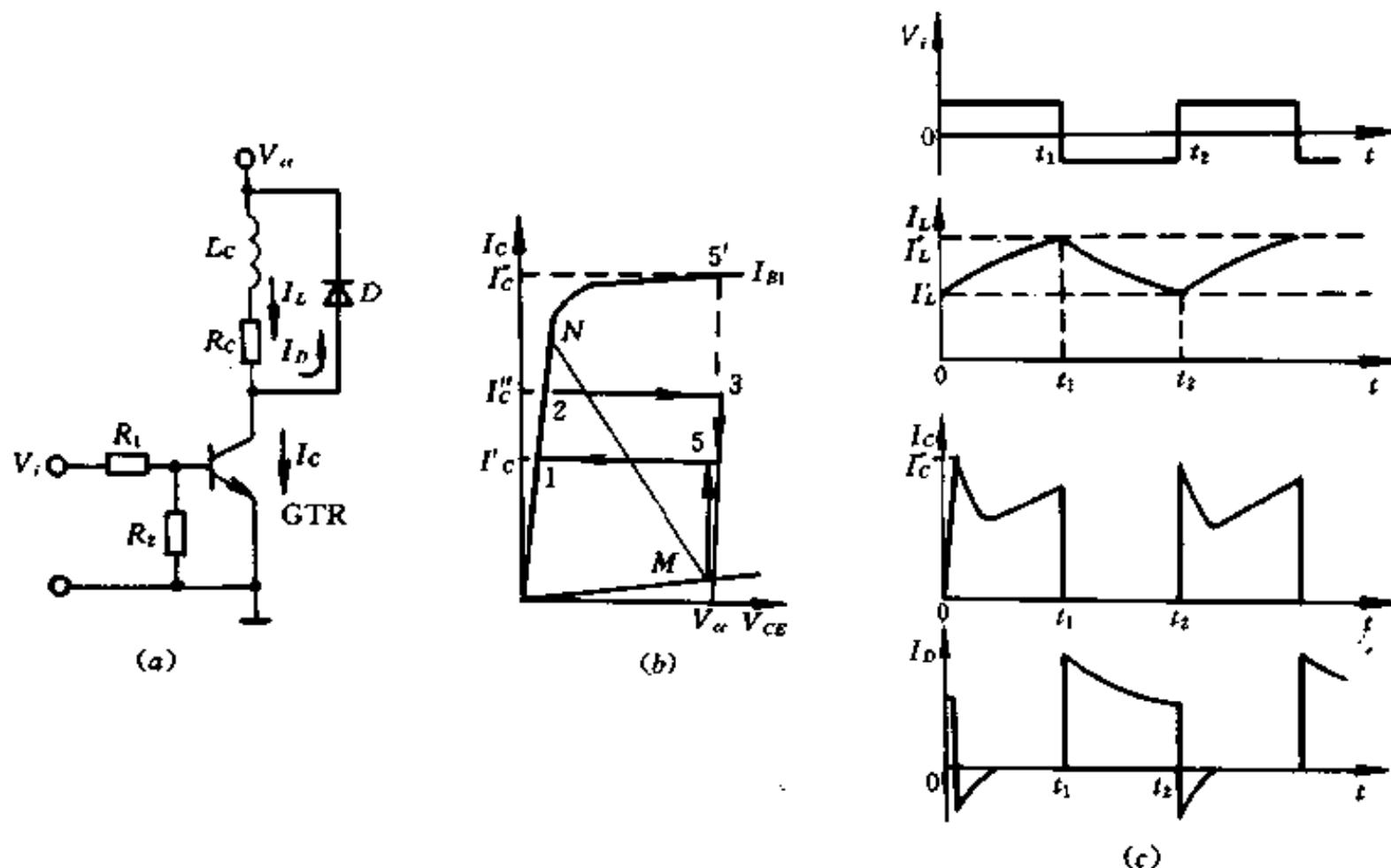


图 2-9 带续流二极管的电阻-电感负载电路和开关过程工作点移动轨迹
(a)带续流二极管的电阻-电感负载电路;(b)工作点移动轨迹;(c)电流、电压波形。

在 $0 < t < t_1$ 期间, 正向驱动电流 I_{B1} 使晶体管处于饱和导通, 电流 I_c 按指数规律从 I_c 增大到 I_c , 工作点在伏安特性上沿饱和线从 1 点移到 2 点, 如图 2-9(b) 所示。这时电感 L_c 中的自感电动势与电源电压反向, 阻止 $I_L (= I_c)$ 增长。在 $t = t_1$ 时, 基极电压改变极性给晶体管施加反向驱动电流, 集电极电流开始减小, L_c 中自感电动势反向。当反向电动势大于 R_c 上压降和二极管正向压降时, 二极管 D 导通, 集电极被钳位在电源电压 V_{cc} 上。这时, 工作点基本上瞬时地由 2 点过渡到 3 点, 接着 I_c 下降到接近于零, 工作点由图 2-9(b) 中的 3 点移到 4 点, 负载电流 I_L 则全部转移到二极管回路。

在 $t_1 < t < t_2$ 期间, 晶体管处于截止状态, 它的工作点位于 M 点, 负载电流 I_L 经二极管 D 由 I_L 减小到 I_L 。当 $t = t_2$ 时, 基极控制电压再次改变极性由负变为正, 给晶体管施加正向驱动电流 I_{B1} 。开始时, 二极管 D 仍处于正向导通状态, 集电极电压仍为 V_{cc} 。在 I_{B1} 作用下, I_c 增长, $I_D = I_L - I_c$ 的关系减小, I_L 基本不变, 工作点由 M 提高到 1 点。在 1 点上, I_c 增大到 I_L 时, $I_D = 0$ 。由于二极管 D 截止时有反向恢复电流, 见图 2-9(c), 晶体管为提供这一附加电流可能短时间“冲”到 5' 点, 因而 I_c 冲到 I_c 。D 的恢复电流中止后, 工作点再回到 5 点, 随之立即跃变到 1 点而进入饱和工作状态, 电流 I_c 便由 I_c 增大到 I_c 。

§ 3 GTR 的功率特性

GTR 在开通和关断时承受很强的电场强度, 为了给用户提供更具有参考价值的资料, 管子制造厂家给用户提管子正向偏置安全工作区和反向偏置安全工作区, 供线路设计者参考使用。

1. 正向偏置安全工作区

GTR 的正向偏置安全工作区 (FBSOA) 是由直流参数 I_{CM} 、 P_{CM} 、电压容量 BV_{CBO} 以及二次击穿耐量有关的 P_{SB} 所组成的一区域, 如图 2-10 所示。图中 BC 曲线是等功率耗散线, 在 $I_c - V_{CE}$ 图上是反比曲线。虚线 P_{SB} 表示二次击穿功率线, 它称不等功率线。若以两曲线的交点为界, 低压范围, $P_{SB} > P_{CM}$; 高压范围, $P_{SB} < P_{CM}$ 。故高压范围必须以 P_{SB} 代替 P_{CM} 。CD 是集电极与发射极间的最大耐压 V_{CEmax} 曲线 (一般 $BV_{CBO} \leq V_{CEmax} \leq BV_{CBO}$)。

安全工作区给线路设计者提供选用管子的重要依据。为使管子工作在最佳状态, GTR 不仅应工作在安全区, 还应根据使用条件和本身抗二次击穿的能力留有必要的裕量。例如, 晶体管 3DD8F 的 $P_{CM} = 100W$, $BV_{CBO} \geq 200V$, 但由于受到击穿的限制, 当 V_{CE} 超过 75V 时使用, 允许使用的集电极最大耗散功率将不受 P_{CM} 限制, 而是受 P_{SB} 限制。当 V_{CE} 电压升高到 200V 时, 该管子的 P_c 值只能用到 28W 以下, 否则将会发生二次击穿而被烧坏。

GTR 的正向偏置安全工作区分连续工作和脉冲工作两种, 如图 2-11 所示。由图可看出, 脉冲愈窄, 安全区就愈大。脉冲式工作时, 集电极电流可为连续工作时最大电流的 1.5

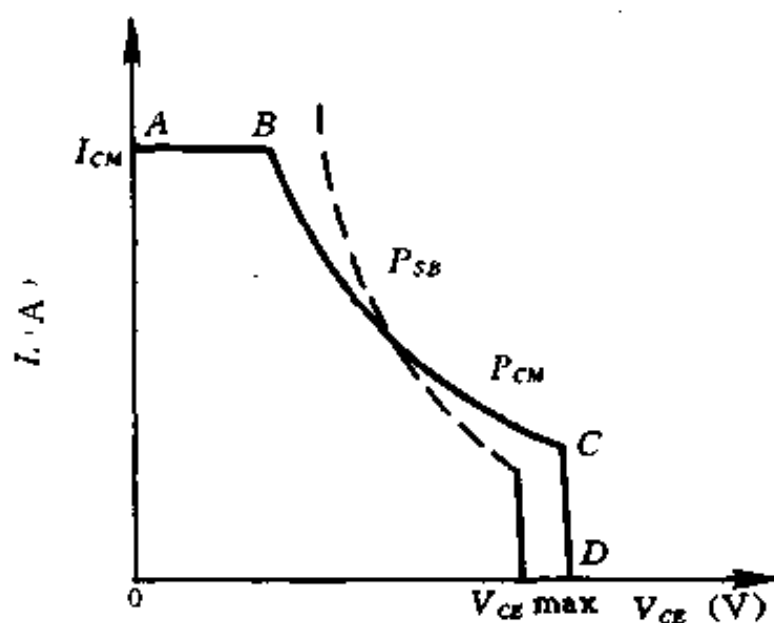


图 2-10 GTR 的安全工作区

~3 倍。

2. 反向偏置安全工作区

除了正向偏置安全工作区外,管子制造厂家还为用户提供反向偏置安全工作区(RB-SOA),如图 2-12 所示。前面已经指出基-射结加反向偏置可以提高管子的集-射结的一次击穿电压,所以现在的 GTR 驱动电路都采用足够的反向基极电流去提高管子的电压承受能力。图 2-12 说明管子在 $T_c=125^\circ\text{C}$ 的条件下将 V_{ce} 的峰值钳在 800V 时,用 $I_{B2}=-4\text{A}$ 可以将 300A 的 I_c 可靠地关断。如果将电压提高到 1000V,则用同样的 I_{B2} 值只能将 150A 的 I_c 可靠关断。

为了使 GTR 截止而不被击穿,电压与电流的工作点必须选在反向安全工作区之内。注意,反向偏置基极电流增加时,RBSOA 变窄,所以确定反向基极电流值时应保证所需要的 RBSOA。

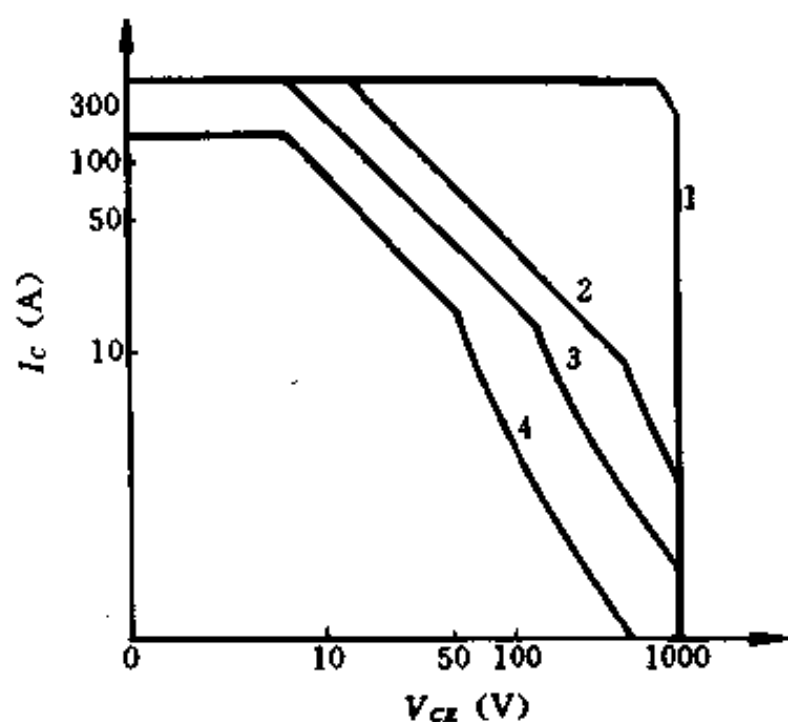


图 2-11 脉冲式 SOA

1— $P_{\text{av}}=50\mu\text{s}$, 2— $P_{\text{av}}=1\text{ms}$,
3— $P_{\text{av}}=10\text{ms}$, 4—DC, $T_c=25^\circ\text{C}$ 。

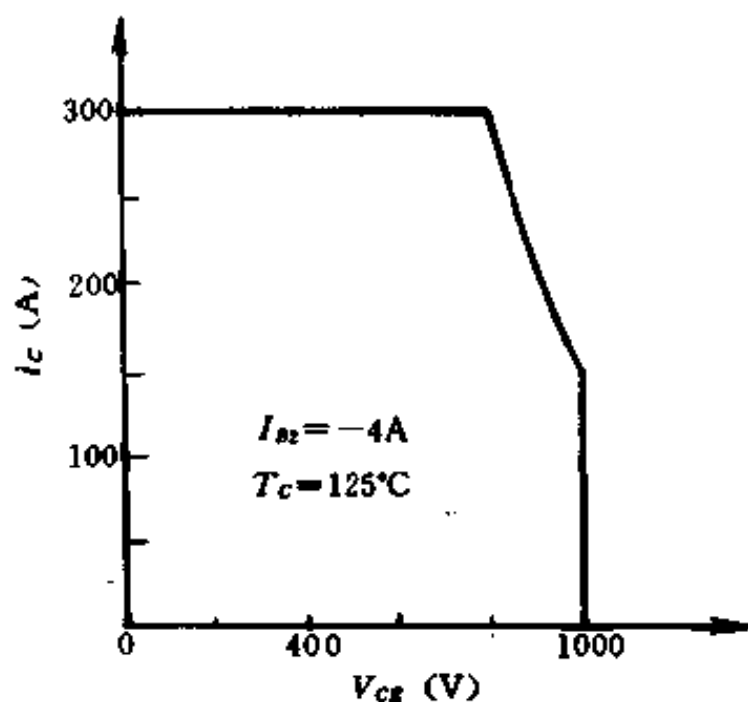


图 2-12 反向 SOA

$I_{B2}=-4\text{A}$, $T_c=125^\circ\text{C}$ 。

3. GTR 的二次击穿

从理论上说,如果 GTR 工作在最大允许耗散功率范围以内,就不会因热效应而失效。但是,大量实践表明,许多 GTR 即使工作在 P_{CM} 之内也可能被烧坏。这种现象一般由二次击穿引起。晶体管的二次击穿在 1957 年作为“不可思议的现象”被提出,1963 年国际上正式定名为“二次击穿”,以区别于一次击穿现象。

(1) P-N 结反向击穿

P-N 结反向具有一定的耐压能力,反向电压不太高时,其中流过小的反向电流。如果反向电压增长至反向击穿电压时,则反向电流急剧上升,有时会造成 P-N 结损坏。

实际上,P-N 结的正向电流也不允许无限地增长,每一个具体的 P-N 结都有一个极限值。为保证 P-N 结的工作电流不超过这个极限,在外电路中必须采取一定措施,通常总是串联适当的限流电阻,以保证 P-N 结正常工作。

P-N 结的反向击穿,可分为三种型式:热电击穿、隧道击穿和雪崩击穿。

热电击穿:当外加反向电压升高时,较大的反向电流引起热损耗,热量不能及时散发出去,从而导致器件的结温升高。当结温升高时,又促使本征载流子浓度明显增加,使反向

电流更快地增长。该过程重复进行,形成强烈的正反馈,反向电流愈来愈大,最后导致 P-N 结击穿。

隧道击穿,也称齐纳击穿。如果 P-N 结势垒区的电场很强,穿过禁带的电子很多,反向电流增长很快,从而引起了 P-N 结击穿。

雪崩击穿:在反向高电压下,P-N 结势垒区中电场很强,载流子在强电场中获得大的动能,从而成为“热”载流子,“热”载流子能够与晶格原子相碰撞,使其价带内的电子被激发到导带去,形成了电子-空穴对。不断地发生碰撞,不断地产生第二、三、四……代电子-空穴对,使载流子成倍地增加,这种现象称为雪崩倍增效应,所引起的击穿称雪崩击穿。对于大功率半导体器件,雪崩击穿是一种常见的击穿现象。

隧道击穿主要取决于势垒区的最大电场强度;而雪崩击穿不仅取决于电场强度,而与势垒区宽度有关。隧道击穿可以在比较低的反向电压下发生,这是与雪崩击穿的不同点。

(2) 二次击穿现象

GTR 二次击穿,对其使用有严重的破坏性。对二次击穿发生过程的了解,有助于我们采取有效的措施来减少二次击穿的发生。

图 2-13 给出了 GTR 二次击穿特性曲线,图中三条曲线分别表示 GTR 发射极为正偏压、零偏压和负偏压时的二次击穿特性。现在以零偏压为例分析二次击穿现象的发生过程。由图中 $ODBEF$ 曲线可看出,当电压 V_{CE} 增大到达 D 点时,集电极发生雪崩击穿,这是正常的击穿,也称之为一次击穿。由于雪崩效应,晶体管的电流上升到 B 点。经过一短暂的时间后,电压将会突然减小到 E 点,同时电流急剧增大。如果没有适当的保护措施,电流将继续增大到 F 点,从而会造成晶体管永久性损坏。这种从高电压小电流向低电压大电流跃变并伴随着电流急剧增大的现象,称为晶体的二次击穿。发射极为零偏压的二次击穿,称为零偏压二次击穿;发射极为正或负偏压时的二次击穿,分别称为正或负偏压二次击穿。图 2-13 中 A 、 B 、 C 三点分别称为负、零和正偏压二次击穿的触发点。 A 、 B 、 C 的连线就是二次击穿的功耗线,即 P_{SB} 曲线。

晶体管二次击穿具有下面的特点:其一,在二次击穿触发点停留的时间(τ)称为二次击穿“延迟时间”。对于不同类型的二次击穿,这一时间的长短相差很大,长的可达 100 多毫秒以上,短的几乎是瞬时的,后者称为“快型”二次击穿。按触发理论,晶体管进入二次击穿须满足以下条件:

$$E_{SB} = I_{SB} V_{SB} \tau = P_{SB} \tau \quad (2-5)$$

式中 E_{SB} ——二次击穿耐量;

I_{SB} ——二次击临界电流;

V_{SB} ——二次击临界电压。

其二,从 B 点到 E 点的过渡几乎是瞬时的, B 到 E 与一般的负阻特性不同,它不是一

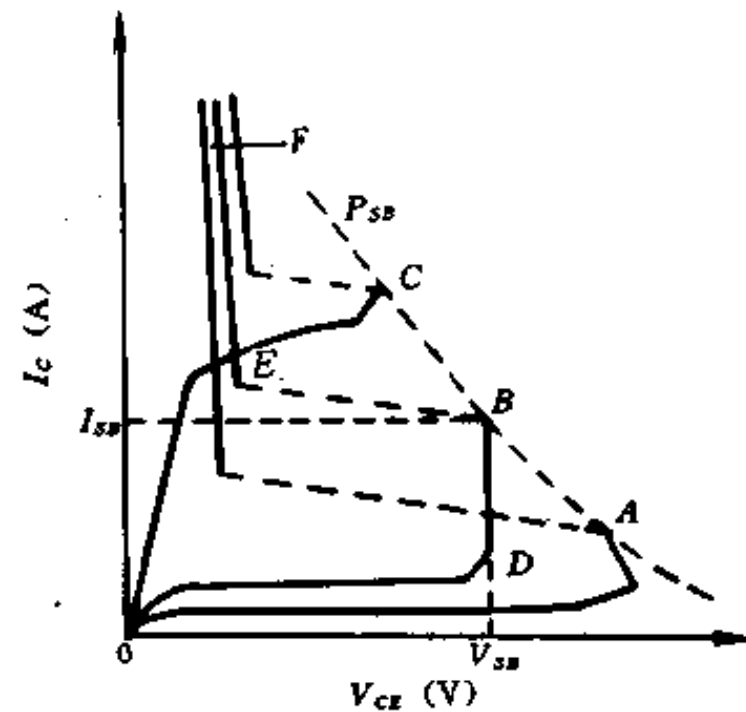


图 2-13 二次击穿特性

种稳定的状态。晶体管的状态不可能稳定在 $B \sim E$ 这一区域内,而且到 E 点是不可逆的。即使在电路上采取了保护措施,可以使晶体管回到触发前的状态,但在管子的内部已经留下了伤痕,重复几次仍然会使晶体管变成永久性失效。

其三,在 E 点的电压称为二次击穿的维持电压。不管触发点的电压、电流如何,一旦管子进入二次击穿,则维持电压都在 $10 \sim 15V$ 左右。

(3)产生二次击穿原因分析

有大量实验资料表明,不管是合金管、台面管,还是平面管,皆会产生二次击穿,而且不论对管子的芯片进行何种表面处理,二次击穿特性仍保持不变。这说明,二次击穿不是属于表面现象,而是晶体管内部现象。

目前,能圆满地说明二次击穿问题的理论还不多。下面介绍两种比较普遍被接受的理论,来说明产生二次击穿的原因

1)热不稳定理论

此理论认为晶体管二次击穿是热不稳定性引起的。在发射极电压一定时,发射极电流随温度按指数规律上升,即

$$I_E = I_{E0} e^{\alpha T} \quad (2-6)$$

式中 I_{E0} ——正常发射极电流;

α ——温度系数。

从上式看出,当 $\alpha T = 1$ 时,电流上升 e 倍,可见发射极电流随温度增长很快。如果由于管芯材料缺陷,烧结不均匀等,使局部温度升高,形成“过热点”,过热点温度超过电极与半导体的熔点,造成晶体管的永久性失效——二次击穿,此种二次击穿属于延迟时间二次击穿。

在稳态下,结温与耗散功率成线性关系,用 P_{Td} 代表稳态散出功率,则在图 2-14 中是一条通过原点的直线。图中示出 P_c 线高于 P_{Td} 线的情形。这时发生的过程可以定性描述如下:开始时 P_c 在点 1 上。由于 P_c 大于 P_{Td} ,而结温等于环境温度,热量不能散去,致使结温增加到对应于点 2 的横坐标。但是点 2 对应温度下的耗散功率 P_c 实质上是点 3。在点 3 上的耗散功率更大,多余而不能散走的热量使结温升到对应于点 4,这种恶性循环的结果是耗散功率愈来愈大,温度愈来愈高,最后烧毁晶体管。

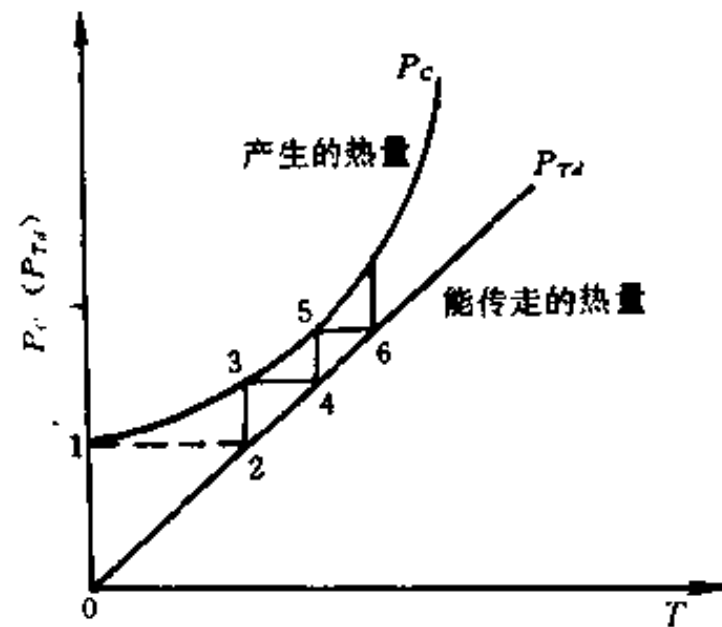


图 2-14 GTR 的热击穿

2)雪崩注入理论

对于 $N^+ - P - N^- - N^+$ 晶体管,当 $N^- - N^+$ 结处的电场强度超过雪崩击穿电压的临界电场强度,晶体管发生局部击穿。

防止二次击穿的主要措施有:

①尽量减少晶体管芯片表面和晶体管内的缺陷,减少结表面电场和电位分布的不均匀性。

②采取发射极镇流电阻,限制晶体管发射极电流的增加,见图 2-15(a)所示。

③采取错位稳压管的方法,如图 2-15(b)所示。

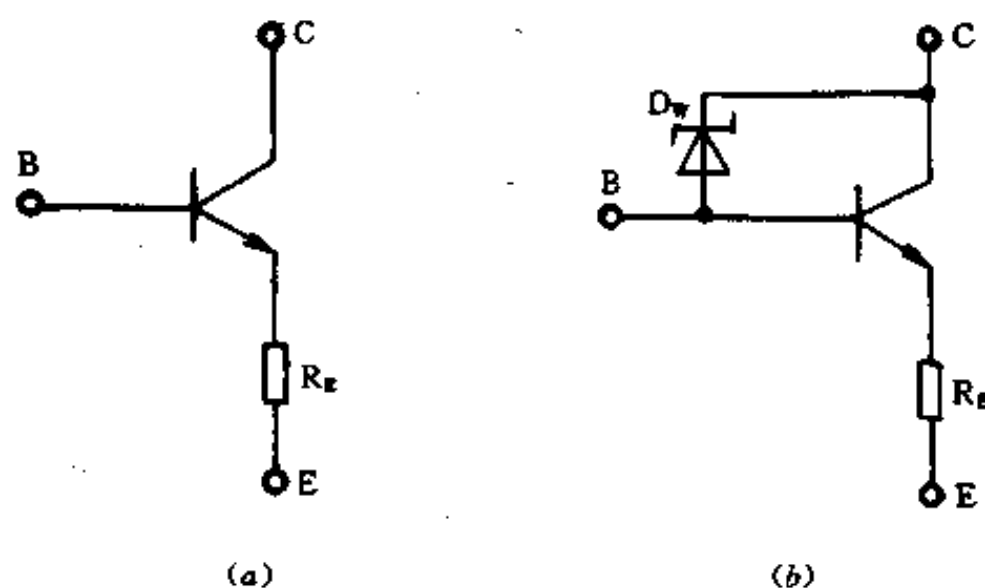


图 2-15 防止 GTR 二次击穿

稳压管 D_w 可以防止反向偏压二次击穿, 镇流电阻 R_E 可以防止正偏压二次击穿。 D_w 的最大工作电流应接近 I_{CW} 之值。雪崩电压低的晶体管的集-基极击穿电压 BV_{CBO} 和二次击穿电压 V_{SBO} 接近。

④改善晶体管的散热条件, 有助于提高其抗二次击穿的能力。

§ 4 GTR 模 块

1. 达林顿晶体管

单个 GTR 电流增益比较低, 一般只有 10 左右, 这样, 驱动时需要较大的驱动电流。如 3DK109, $I_C = 20A$, $I_B = 5A$ 。为了获得足够大的基极驱动电流, 通常需由其他辅助晶体管提供, 如图 2-16 所示。这种电路连接称为达林顿连接。辅助晶体管 T_2 的发射极电流是主晶体管 T_1 的基极驱动电流。电路的总电流放大倍数是 T_2 和 T_1 的电流放大倍数的乘积。这样, 放大倍数大, 相应所需的基极电流小, 如 MG100HZCL1, $I_C = 100A$, $I_B = 5A$ 。

图 2-16 中电阻 R_1 和 R_2 在电路关断时, 构成泄漏电路, 二极管 D_2 为反向基极电流提供低阻抗的通路, 与 T_1 并联的二极管 D_1 是快速二极管, 对 T_1 起保护作用。当电路工作时, T_1 的 V_{CB} 等于 T_2 的 V_{CB} , 这样可阻止 T_1 进入过饱和, 对电路关断有利。

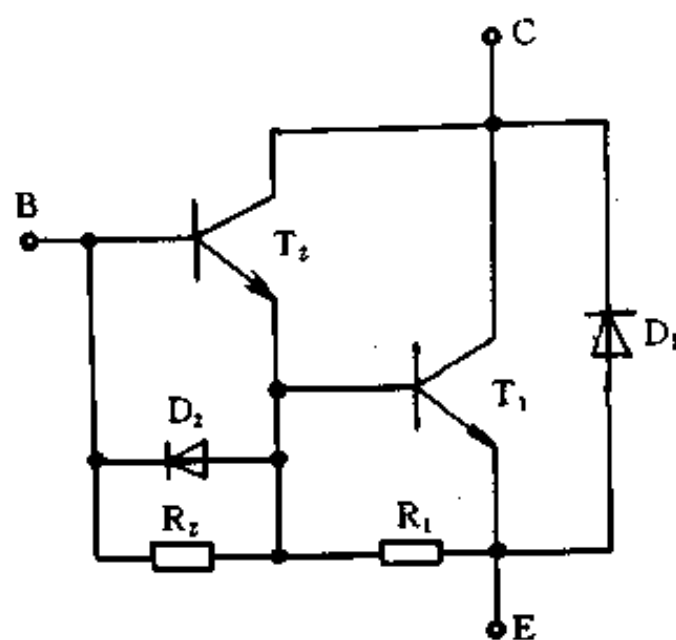


图 2-16 达林顿晶体管

按图 2-16 的电路形式做成集成电路, 封装于一个管壳内, 引出电极, 便形成达林顿晶体管

(Darlington transistor)。现在达林顿晶体管已广泛使用。由于它有较大的电流放大系数, 基极驱动电流较小。承受电压达 1000V 以上, 采用三个晶体管复合的结构。

2. GTR 模块

由于作为变流装置中使用的主要半导体器件——GTR 的需要量日益增多、装置的体积进一步缩小、重量减轻、设计简单、使用维修方便及提高安装面的利用率等的要求, 把几

个晶体管一次封装成一个模块的实用价值越来越大。所以晶体管以模块的形式出现也越来越多,深受欢迎。

GTR 模块由 1~6 个基本单元电路封装于一起构成。每一个基本单元电路结构形式与图 2-16 相似,由晶体管芯片、高速恢复二极管芯片及加速二极管芯片通过内部连线组成。含单个基本单元电路的模块有半导体芯片带绝缘外壳(绝缘型)和非绝缘外壳(非绝缘型)两种。含两个基本单元电路以上的模块都是绝缘外壳式。

模块的外壳设计着重考虑安装方便,一般有 3~11 个端子供接线用,这些端子都布置在同一平面上,接线十分方便。模块的外壳除考虑机械强度外,还考虑耐热性。

GTR 模块的种类很多,除单个基本单元电路封装于一个外壳模块外,还有两个基本单元电路封装于一个外壳的双管模块,四个基本单元电路封装于一个外壳的四管模块,它可构成 H 桥的主回路,也有六个基本单元电路封装于一个外壳的六管模块。下面分别介绍几种模块的电路、特性和主要参数。

图 2-17 是含单个基本单元电路的模块内部电路,它是三个晶体管复合的达林顿结构。图 2-18 是它的输出特性曲线,表 2-1 列出它的额定参数。

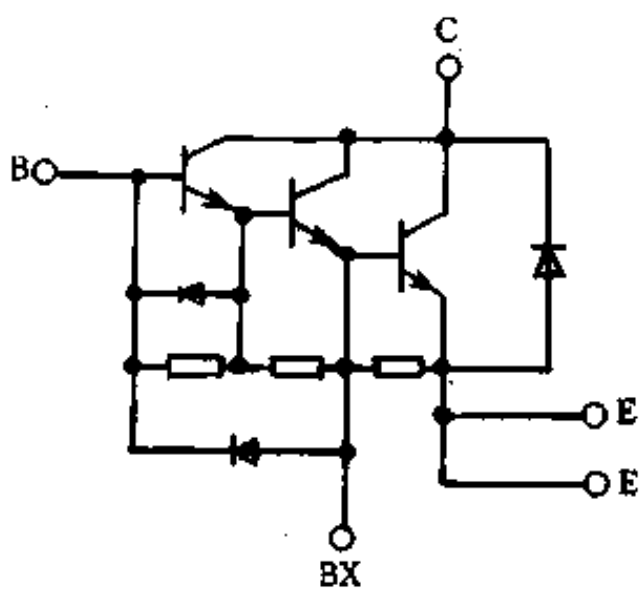


图 2-17 GTR 模块内部电路

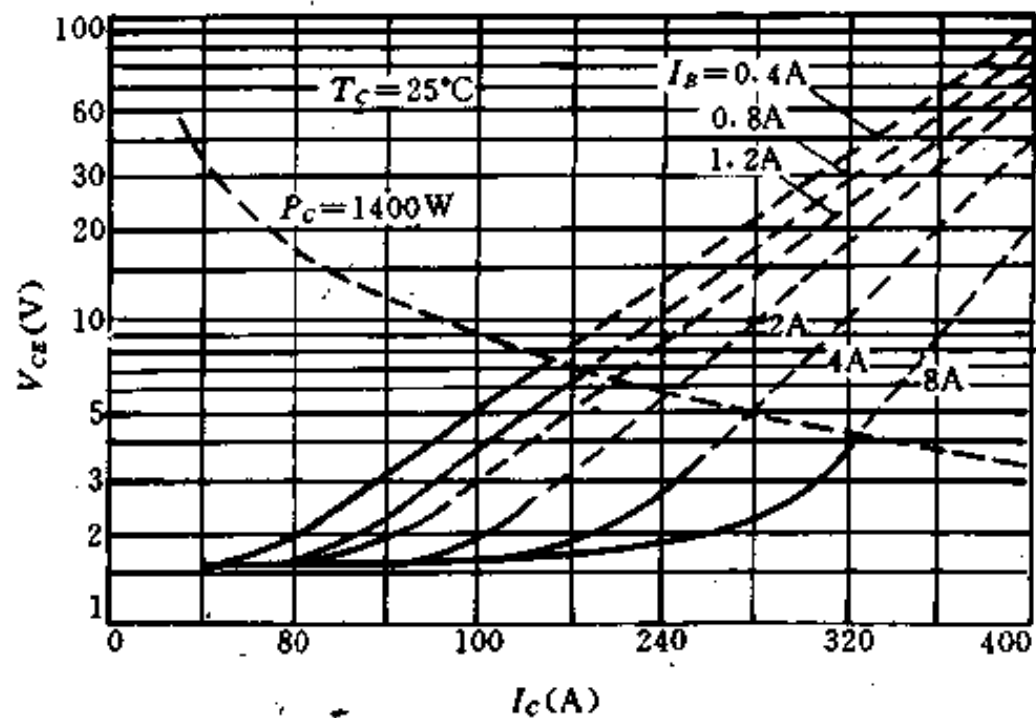


图 2-18 GTR 模块输出特性

表 2-1 额定参数($I_C=25^\circ\text{C}$)

项 目	符 号	额 定 值	单 位
集-射极电压($I_B=0$)	$V_{CBO}(SUS)$	880	V
集-射极电压($V_{BB}=-2V$)	V_{CEX}	1000	V
集-基极电压	V_{CBO}	1000	V
射-基极电压	V_{BB}	7	V
绝缘耐压(1min)	V_{ISOL}	2500(AC)	V
集极电流	I_C	100	A
基极电流	I_B	20	A
集极功耗	P_C	1400	W
结温度	T_J	-40~150	$^\circ\text{C}$
存储温度	T_{stg}	-40~125	$^\circ\text{C}$

图 2-19 是含两个基本单元电路的模块内部电路,它可组成逆变器电路的一个桥臂上、下开关器件,图 2-20 是它的输出特性曲线,额定参数列于表 2-2。

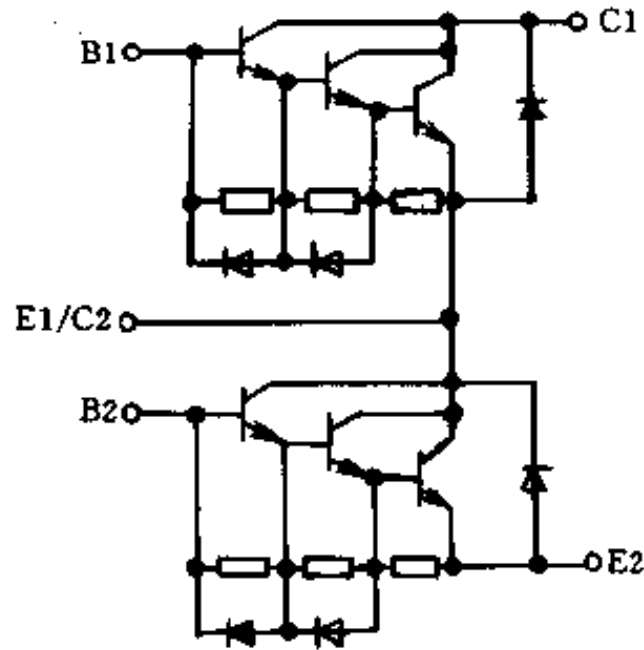


图 2-19 双管模块内部电路

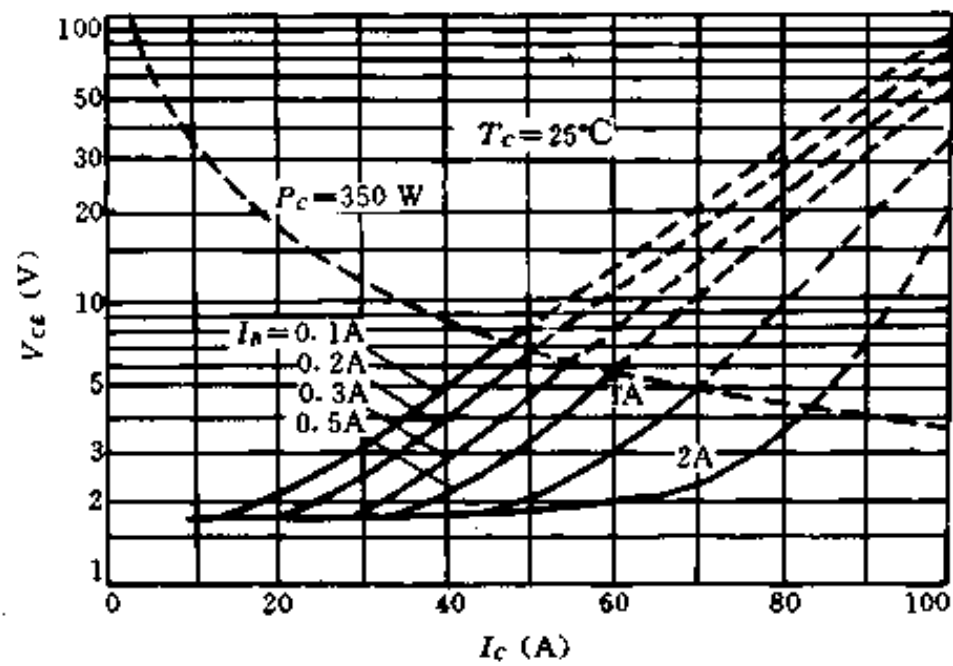


图 2-20 双管模块输出特性

表 2-2 额定参数

项 目	符 号	额 定 值	单 位
集-射极电压 ($I_B=0$)	V_{CE0}	1000	V
集-射极电压	V_{CEX}	1000	V
集-基极电压	V_{CB}	1000	V
射-基极电压	V_{EB}	7	V
绝缘耐压 (1min)	V_{ISOL}	2500(AC)	V
集极电流	I_C	50	A
基极电流	I_B	3	A
集极功耗	P_C	350	W
结温度	T_j	-40~150	°C
存储温度	T_{stg}	-40~125	°C

图 2-21 是含六个基本单元电路的模块内部电路,它构成三相桥式逆变器的三相主回路。电路结构紧凑,体积小,安装十分方便。图 2-22 是其输出特性曲线,表 2-3 列出额定参数。

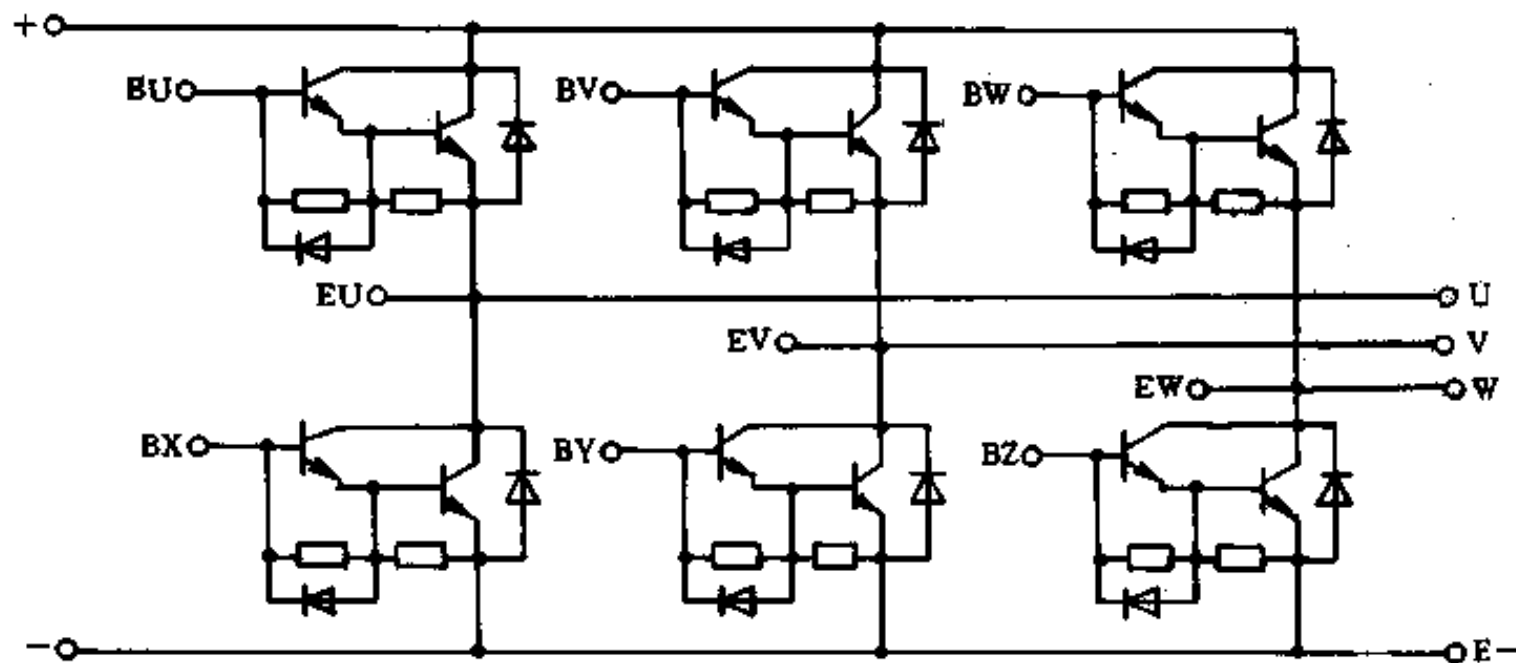


图 2-21 六管模块的内部电路

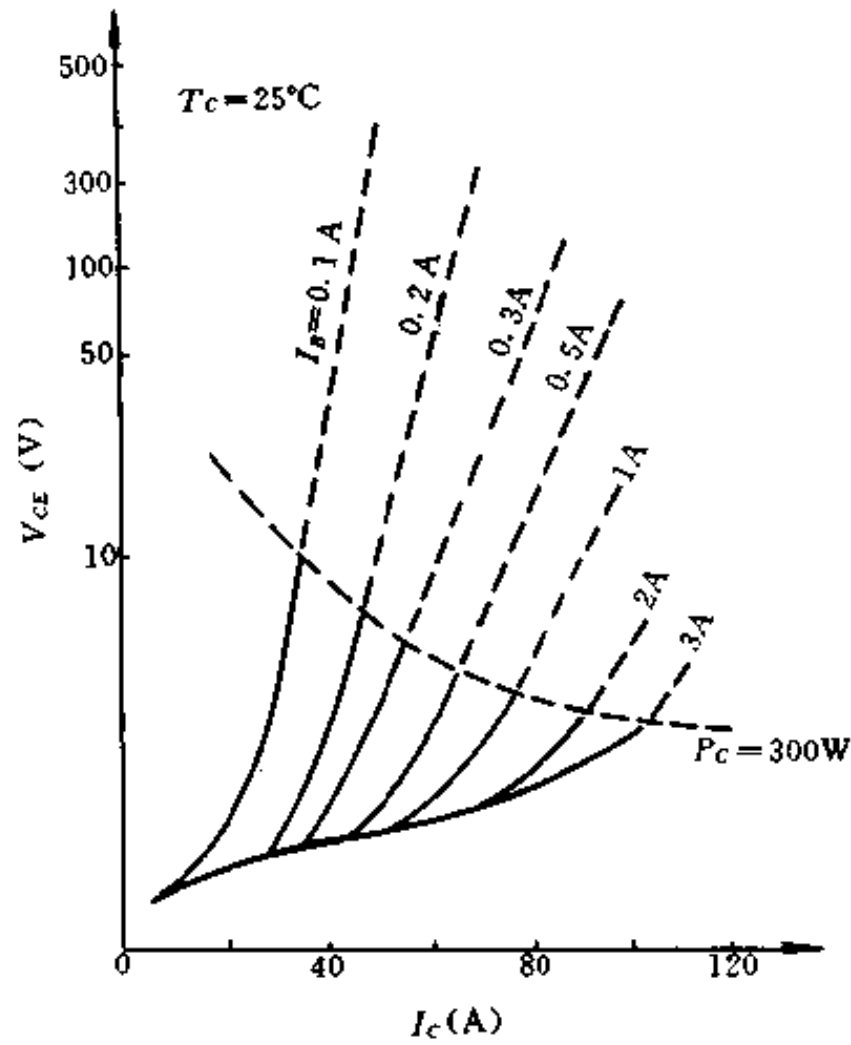


图 2-22 六管模块输出特性

表 2-3 额定参数 ($T_c = 25^\circ\text{C}$)

项 目	符 号	额 定 值	单 位	
集-基极电压	V_{CBO}	600	V	
集-射极电压	V_{CEO}	450	V	
射-基极电压	V_{EBO}	6	V	
集极电流	DC	I_c	50	A
	1ms	I_{CP}	100	A
基极电流	I_B	3	A	
集极功耗	P_C	300	W	
结温度	T_J	150	$^\circ\text{C}$	
存储温度	T_{stg}	-40~125	$^\circ\text{C}$	
绝缘耐压	V_{ISOL}	2500(AC 60s)	V	

3. GTR 模块与电动机配套

在进行逆变器电路设计时,通常根据电动机的功率决定逆变器的容量,以此为依据来选 GTR 模块的容量和电压等级。表 2-4 为常用的中小型电动机、逆变器容量和 GTR 模块的配套表。

表 2-4 GTR 模块与电动机配套表

电动机功率 (kW)	逆变器容量 (kVA)	模块型号	规格			每台机需模块数
3	4	MJ25BX-100	25A	1000V	两单元	3只
3.7	5	QM30DY-2H	30A	1000V	两单元	3只
5.5	7.5	MJ50BK-100	50A	1000V	两单元	3只
11	15	MJ75BX-100	75A	1000V	两单元	3只
15	20	MJ100BK-100	100A	1000V	两单元	3只
22	30	MJ150BK-100	150A	1000V	两单元	3只
30	40	MJ200AV-100	200A	1000V	两单元	6只
37	50	MJ300AV-100	300A	1000V	一单元	6只
60	80	QM400HA-2H	400A	1000V	一单元	6只
75	100	QM600HA-2H	600A	1000V	一单元	6只
150	200	QM600HA-2H×2P×6	600A	1000V	并联	12只

4. GTR 智能功率模块

除上面所介绍的 GTR 模块外,近年又研制出 GTR 智能功率模块,它集驱动电路、保护电路和功率器件于一体。保护功能包括过电流保护、过热保护和控制电压欠压保护。这些功能都集成在一个模块内,封装于一个外壳。模块结构紧凑,驱动电路功耗小,工作可靠性提高,使用方便。

下面介绍日本富士公司生产的两种 GTR 智能功率模块。一种是带光电耦合隔离器的 EHR 系列;另一种为不带光电耦合隔离器的 EJR 系列,此系列使用时需外加光电耦合隔离器。EHR 系列模块的内部电路框图和引脚排列如图 2-23 所示。主要参数见表 2-5。EJR 系列模块的内部电路框图和引脚排列如图 2-24 所示,主要参数见表 2-6。每个驱动器包括驱动放大和控制电压欠压保护电路。

表 2-5 EHR 系列模块参数

类 型	功率级					控制级						集成 生产
	V_{ce} (V)	逆变器		制动		驱动器		保护电路				
		I_c (A)	P_c (W)	I_c (A)	P_c (W)	V_{ce} (V)	I_{oc} (mA)	I_{uc} (A)	t_p (μ s)	T ($^{\circ}$ C)	t_{AL} (ms)	
7D30A-050EHR	450	30	150	20	100	9	800	45	50	90	10~30	
7D50A-050EHR	450	50	200	20	100	9	800	75	50	90	10~30	
7D75A-050EHR	450	75	240	20	100	9	800	113	50	90	10~30	
7D100A-050EHR	450	100	350	50	150	9	800	150	50	90	10~30	
7D150A-050EHR	450	150	400	50	150	9	800	225	50	90	10~30	

表 2-6 EJR 系列模块参数

类 型	功率级					控制级						集成 生产
	V_{ce} (V)	逆变器		制动		驱动器		保护电路				
		I_c (A)	P_c (W)	I_c (A)	P_c (W)	V_{ce} (V)	I_{oc} (mA)	I_{uc} (A)	t_p (μ s)	T ($^{\circ}$ C)	t_{AL} (ms)	
7D30A-050EJR	450	30	150	10	40	10	500	45	50	90	10~30	
7D50A-050EJR	450	50	200	10	40	10	500	65	50	90	10~30	

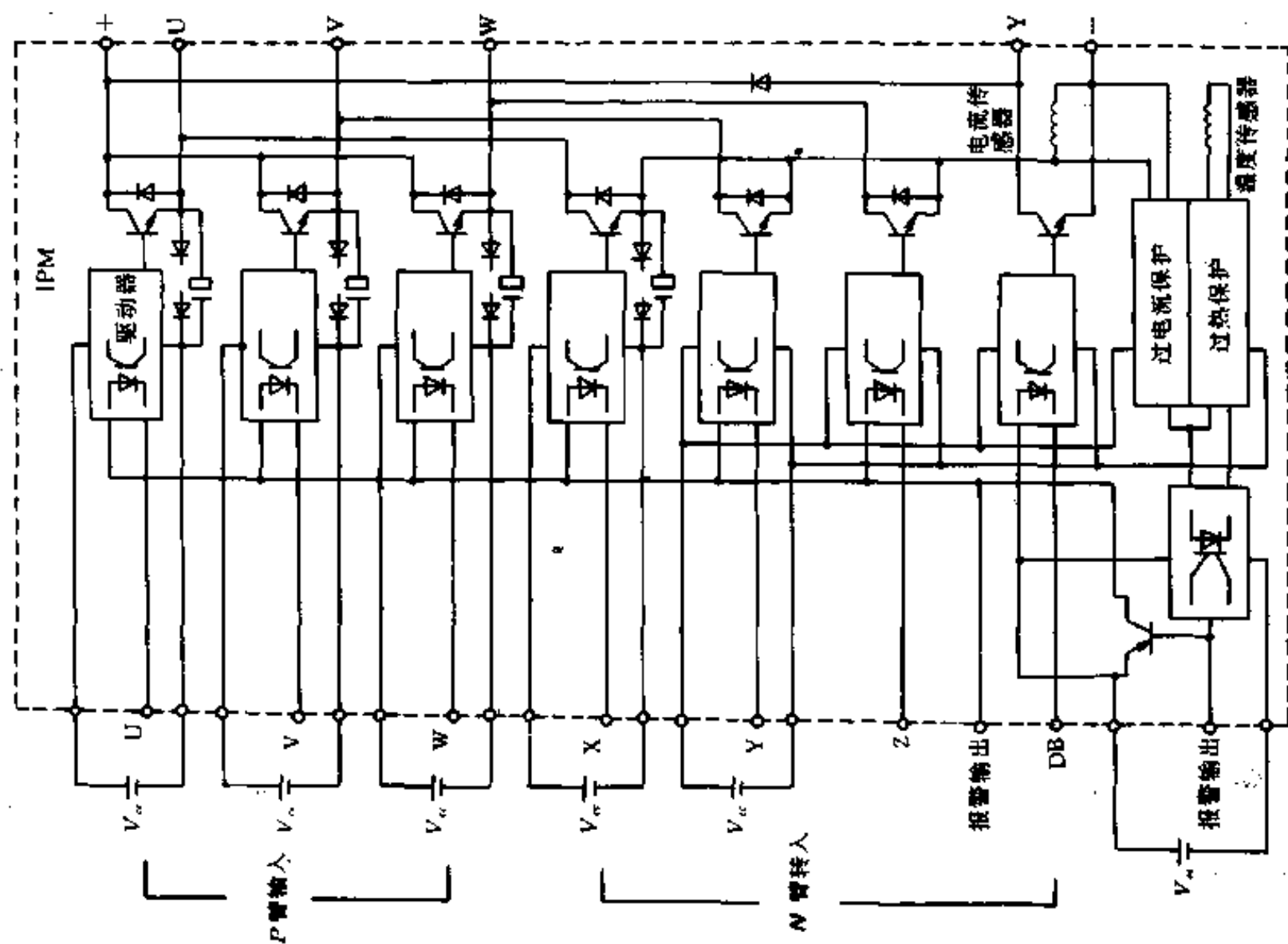


图 2-23 带光电耦合器 GTR 智能功率模块

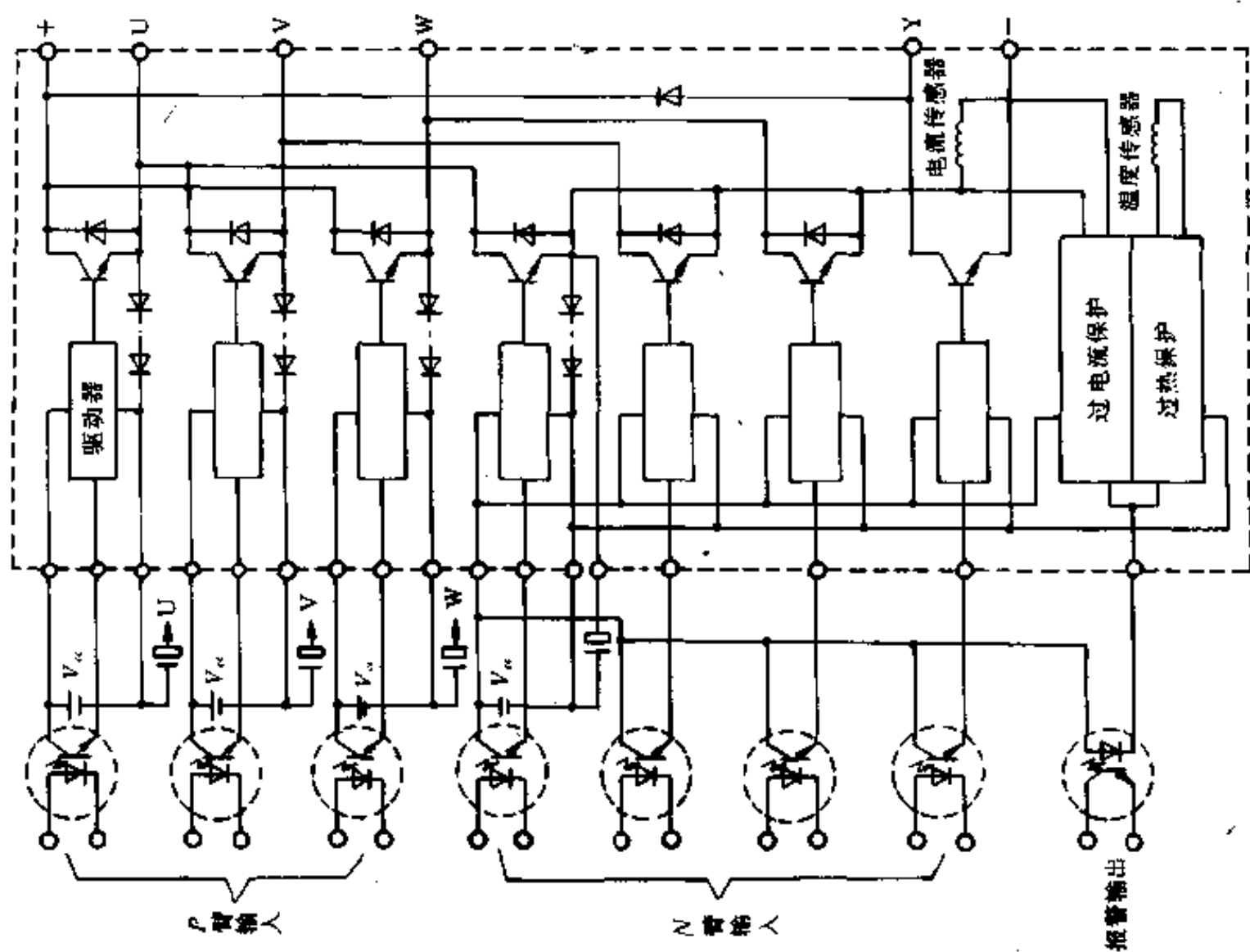


图 2-24 不带光电耦合器 GTR 智能功率模块

§ 5 GTR 的驱动电路

1. GTR 驱动电路的设计方法

GTR 的基极驱动方式直接影响着它的工作状态,可使某些参数和特性得到改善或是遭到损害。例如,基极驱动电路的特性是决定集电极电流上升率 di/dt 和动态饱和压降的重要因素。过驱动可以减小开通损耗,但对关断过程不利,增加了关断损耗。所以设计 GTR 的驱动电路时,必须全面考虑。下面介绍按 GTR 接通与通态、关断与断态两种情况来考虑的设计方法。

(1) 接通与通态

1) h_{FE} 和基极电流

GTR 的基极电流一般由直流电流增益来决定。直流电流增益 (h_{FE}) 常常是在一定的 I_C 、 V_{CE} 和 T_j 条件下给出的,因此不能单看 h_{FE} 的标称值。图 2-25 是 GTR 模块 QM50DY-H 的 h_{FE} 与 I_C 关系图。从图中可见, $I_C = 50A$, 当 $V_{CE} = 2V$, $T_j = 25^\circ C$ 时, $h_{FE} = 250$; 当 $V_{CE} = 2V$, $T_j = 125^\circ C$ 时, $h_{FE} = 200$, h_{FE} 减少了 20% 左右。由于器件一般在 $100 \sim 120^\circ C$ 的接点温度下使用,考虑到温度条件,则 h_{FE} 应取比标称值低 20% ~ 30% 的数值。

有些 GTR 的 h_{FE} 是在 $V_{CE} = 5V$ 时测得。在应用中,为了减少功率损耗, V_{CE} 应尽可能地小, V_{CE} 小, 则 h_{FE} 小。从图 2-25 可见, 当 $I_C = 50A$, $T_j = 25^\circ C$, $V_{CE} = 5V$ 时, $h_{FE} = 350$; 如果 I_C 和 T_j 不变, $V_{CE} = 2V$ 时, $h_{FE} = 250$, h_{FE} 减少约 35%。考虑到 V_{CE} 饱和电压和温度的关系,基极电流 I_B 可按下式取值:

$$I_B > 1.5 I_C(\max) / h_{FE} \quad (2-7)$$

2) $V_{CE}(\text{sat})$ 与基极电流

前面已介绍了如何根据 GTR 的直流电流增益来确定基极电流,这种方法所确定的基极电流是满足额定集电极电流所需要的最小基极电流,在开关应用中,这不是最佳值。作为一个理想的开关器件应尽量减少功率损耗,以便控制更大的集电极电流。从图 2-20 可看到,当 $I_C \leq 20A$ 时, $V_{CE}(\text{sat})$ 与基极电流无关,与集电极电流则密切相关。换言之,基极电流应尽可能大,以便开通或关断大的集电极电流。

但是,大电流流过基极会造成电路过饱和,增大了关断时间,反而降低了承受破坏的能力。因此,基极电流不能无限制地增大,基极电流上限应为

$$I_B \leq 2 I_C(\max) / h_{FE} \quad (2-8)$$

综上所述,在接通与通态的情况下,基极电流按下式取值:

$$I_{B1} = (1.5 \sim 2) I_C(\max) / h_{FE} \quad (2-9)$$

(2) 关断与断态

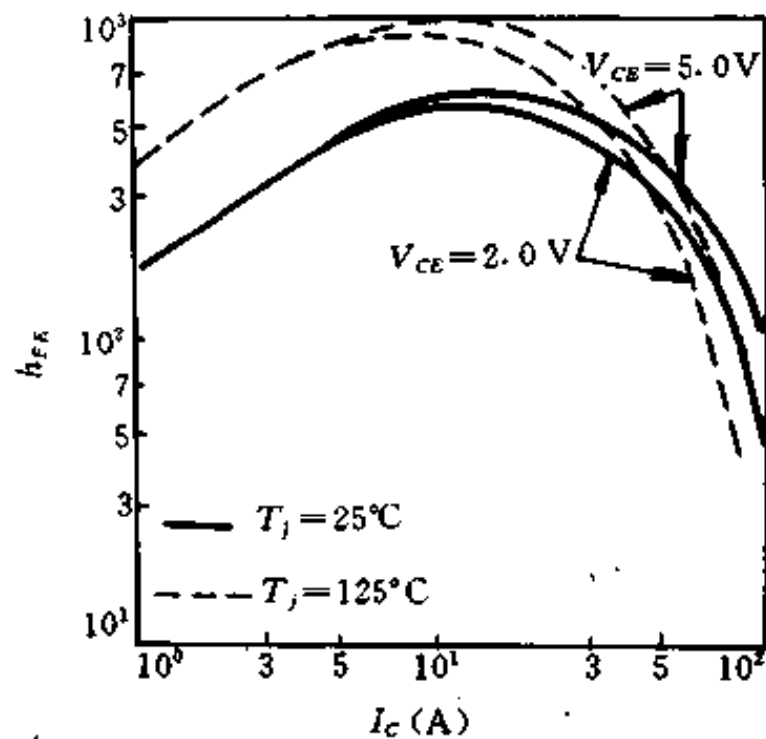


图 2-25 GTR 模块的 h_{FE} 与 I_C 关系

1) 关断

在 GTR 的基极加入反向驱动电流,可加速其关断,而且基射极的条件会影响集射极承受电压的能力。如果基射极被反偏置,而集射极的耐压可达最高,也能防止由于噪声引起的操作失误和抑制 dV/dt 产生的电流。

2) 关断操作及 $V_{CEX}(SUS)$ 、 $V_{CEO}(SUS)$

众所周知,用一个 GTR 来控制大电流,接通和关断时间应尽可能短。对感性负载供电的控制,重要的是减少管子的存储时间。减少存储时间的方法是在管子的基射极间加反向偏置电压。如图 2-26(a)所示,基射极间不加反向偏置电流($I_B=0A$),则 $t_s=19\mu s$, $t_f=3.1\mu s$;加了反向偏置电流,见图 2-26(b), $t_s=7\mu s$, $t_f=1\mu s$,后者比前者的关断时间缩短了近 2/3。如果把反向偏置电流增加到 $-4.5A$, $t_s=2.8\mu s$, $t_f=0.5\mu s$,可见大大地缩短了关断时间,波形如图 2-26(c)所示。

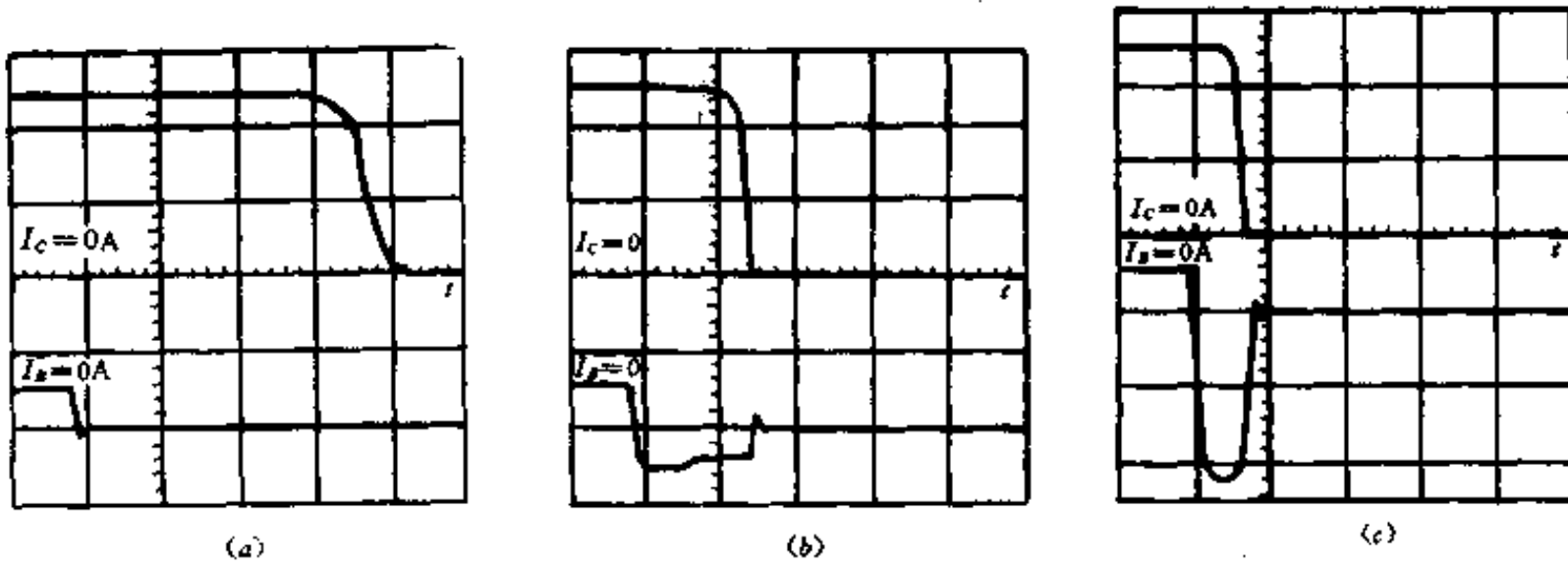


图 2-26 GTR 模块关断波形

(a)不带反向偏置;(b)带正常反向偏置;(c)带过反向偏置。

图 2-27 是 $V_{CEX}(SUS)$ 和 $V_{CEO}(SUS)$ 的测量电路。 $V_{CEX}(SUS)$ 和 $V_{CEO}(SUS)$ 表示当使用感性负载时,关断操作期间的持续电压。 $V_{CEX}(SUS)$ 是有反向偏置时的电压, $V_{CEO}(SUS)$ 是无反向偏置时的电压。图中,如果 V_{CL} 逐渐增大,到达某一值后 V_{CE} 并不增大,那末,这个电压称为 $V_{CEX}(SUS)$ 或 $V_{CEO}(SUS)$ 。 $V_{CEX}(SUS) > V_{CEO}(SUS)$,表明关断时基射极反向偏置有助于器件承受更高的电压。

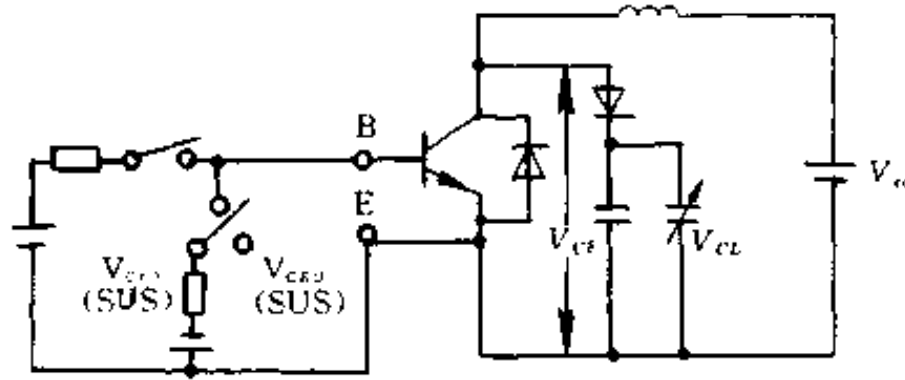


图 2-27 测试电路

应当特别指出的是,当 V_{CL} 增加而 V_{CE} 不再增加的区域,对器件是非常危险的区域。在实际应用中,甚至瞬间超越 $V_{CEX}(SUS)$ 标称值都是不允许的。

3) dV/dt 电压和反向偏置电压

图 2-28(a)是一个逆变器电路中晶体管工作示意图。首先, T_1 接通,电流向负载 L 流。

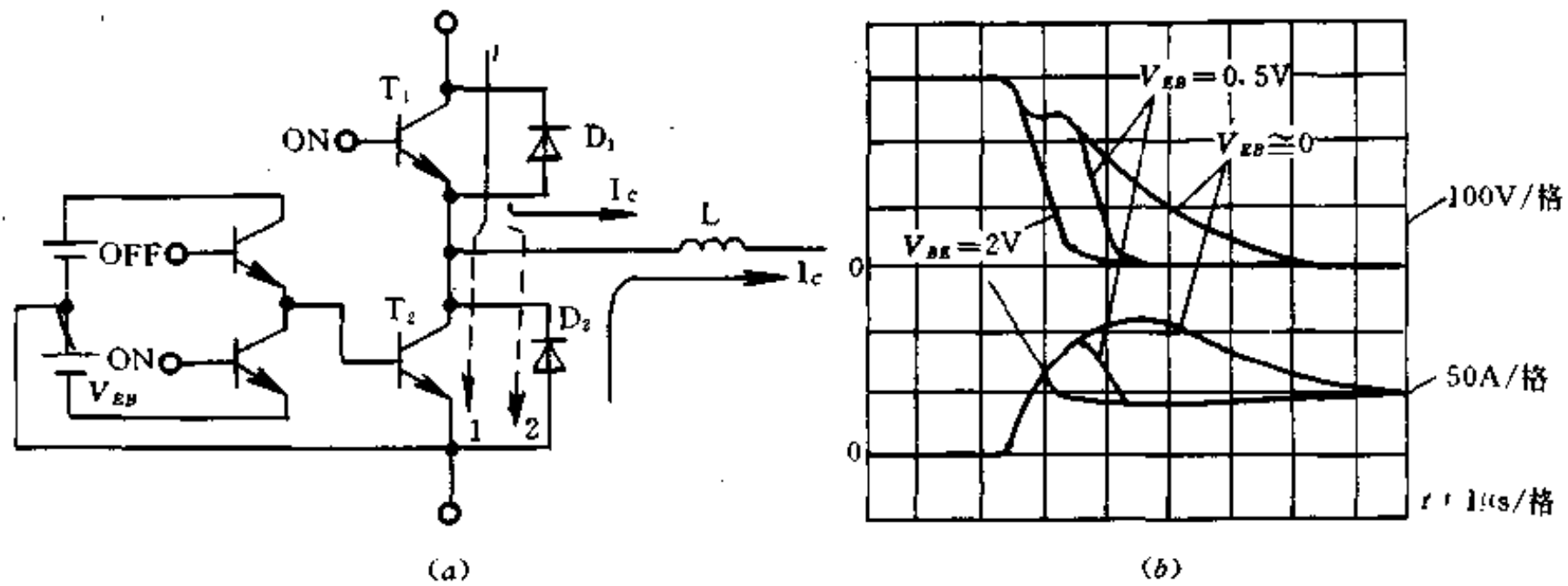


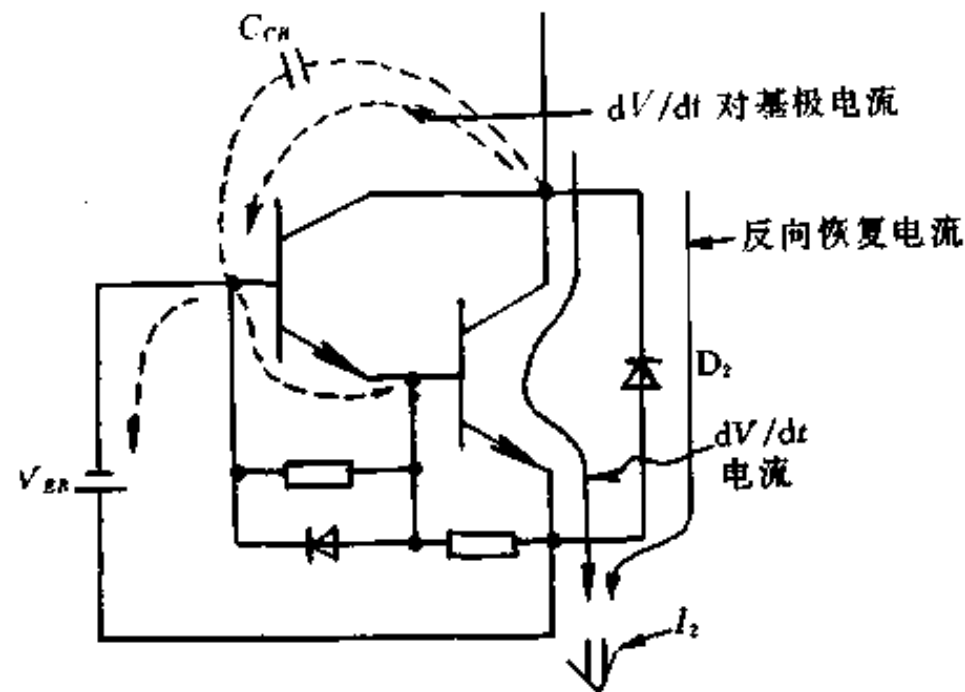
图 2-28 逆变器工作示意图

(a) dV/dt 产生的电流和流向示意图; (b) 开通时 V_{EB} 和 I_c 波形关系。

1— D_2 反向恢复电流; 2— dV/dt 电流。

如果 T_1 关断, 自由波动电流流向 D_2 。

图 2-28(b) 示出 T_1 重新接通时的波形。出现这种情况是由于图中虚线所示电流流过的缘故。 D_2 的反向恢复电流与 T_2 的基极条件无关, 但是 T_2 的 dV/dt 电流与图中的反向偏置电压有关(如果这个电压大于 2V, 则 dV/dt 几乎为零)。 dV/dt 电流的流动是由于晶体管内部集基极间结电容引起的, 如图 2-29 所示。

图 2-29 dV/dt 电流流向

综上所述, 反向偏置电压 V_{EB} 至少为 2V, 但也不能太高, 不能超过 V_{BEO} (对于 MJ50BK100 管为 7V)。

4) 确定反向基极电流 I_{B2}

如果 I_{B2} 较大, GTR 的关断时间缩短。但是 I_{B2} 增大, 浪涌电压增大, 反向偏置安全工作区变窄。因此, 确定 I_{B2} 必须考虑到使用频率、反向偏置安全工作区、存储时间和下降时间 ($t_s + t_f$)。由于浪涌电压与 I_{B2} 的大小和主电路的设置密切相关, 所以在实际应用中, 应通过实验来确定 I_{B2} , I_{B2} 最大峰值为 I_{B1} 的 2~3 倍。

2. 驱动电路实例

图 2-30 是两种满足前述驱动条件的电路。图(a)常用于家电设备, 由于单电源供电, 所以电源供给电路比较简单。不过, 该电路没有提供稳定的反向偏置电源。

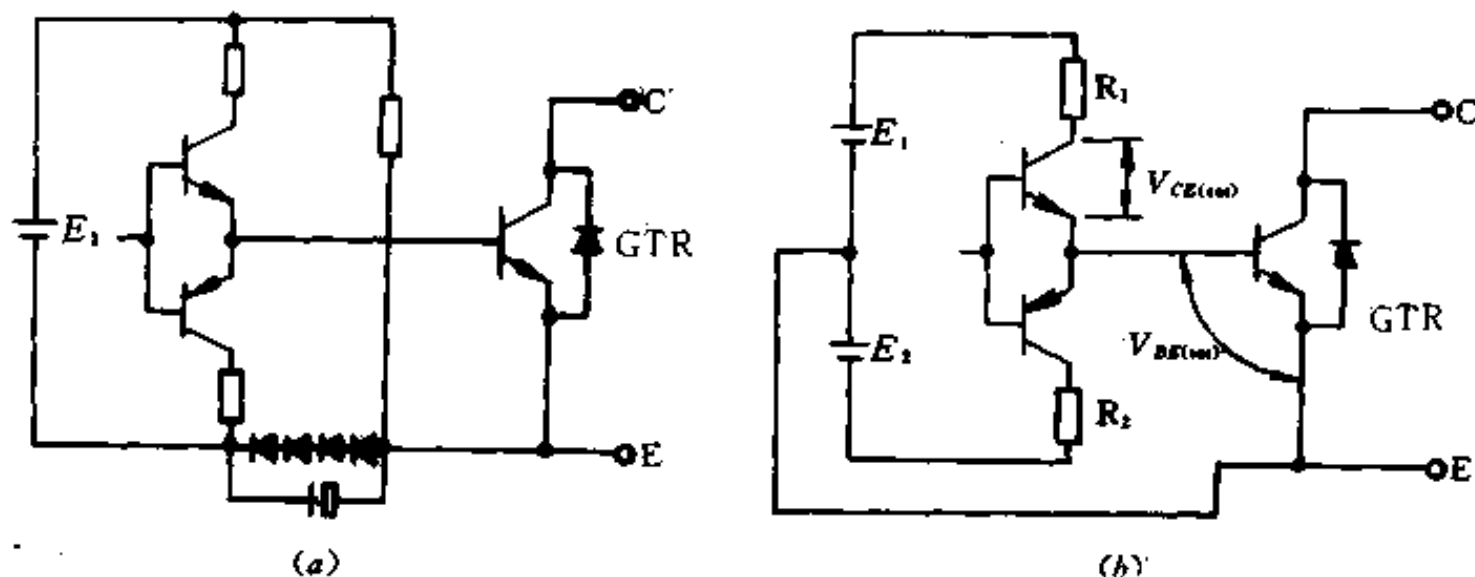


图 2-30 基极驱动电路
(a)单电源供电; (b)双电源供电。

电路(b)常用于感性负载设备之中。由于用了两个直流电源供电,所以有稳定的反向偏置。不过电路偏于笨重。

值得注意的是,由于 $I_{B1} = [E_1 - V_{CE(sat)} - V_{BE(sat)}] / R_1$, 所以,若 E_1 增大,则 I_{B1} 更稳定,而且 I_{B1} 上升快,减小晶体管的开通时间。由于在基极电路中存在寄生电感,故 I_{B1} 按下式变化:

$$I_{B1} = \frac{[(E_1 - V_{CE(sat)} - V_{BE(sat)}) \cdot (1 - e^{-R_1/L})]}{R_1} \quad (2-10)$$

随着集成电路技术的发展,为了使 GTR 模块工作安全、可靠,现在已把驱动电路制成有一定输出功率的专用集成电路。下面介绍几种常用、可靠的专用混合集成驱动器。

图 2-31 是 M57215BL 驱动器的内部电路图,它专门设计来驱动 50A 以下的 GTR 模块。其应用电路如图 2-32 所示,波形图如图 2-33 所示,应用电路参量见表 2-7。用 M57215BL 驱动不同电流容量的 GTR 模块时,图 2-32 中的电阻 R_2 、 R_3 略有改变,电容 C_3 也有一些改变。M57215BL 为直插式结构,焊接方便。

表 2-7 性能及参数

符 号	项 目	参 数	单 位
V_{cc}	电源电压	10	V
V_{EE}	电源电压	-3	V
V_{IN}	输入信号	4~5	V
V_{OH}	输出高电位	1.6	V
V_{OL}	输出低电位	-2.0	V
R_1		150	Ω
R_2		1	Ω
R_3		9	Ω
C_1		4700	μF
C_2		470	μF
C_3		47	μF
f		2	kHz
I_0		-1	A

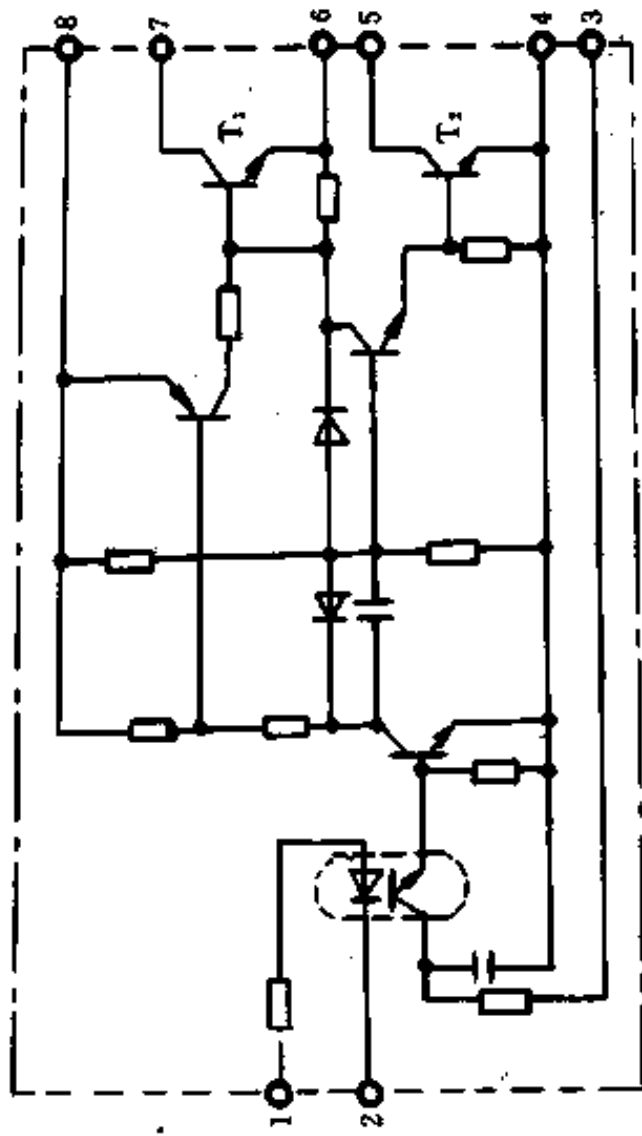


图 2-31 M57215BL 内部电路

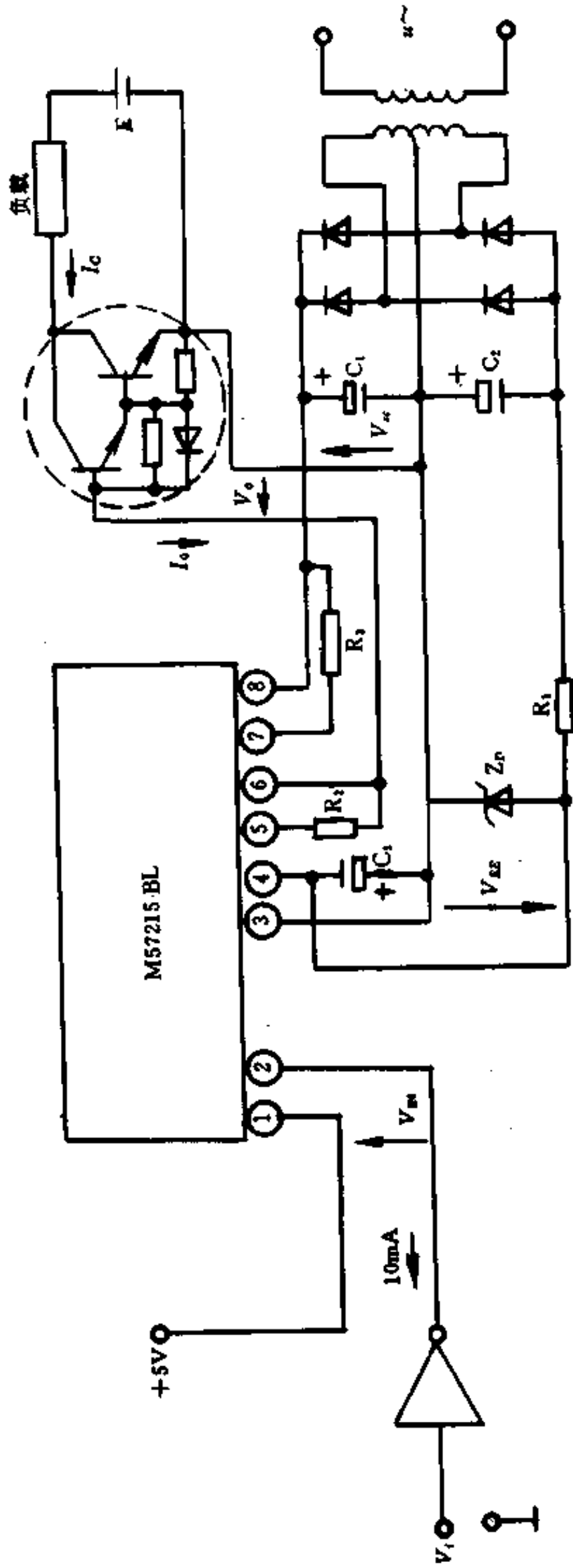


图 2-32 M57215BL 应用电路

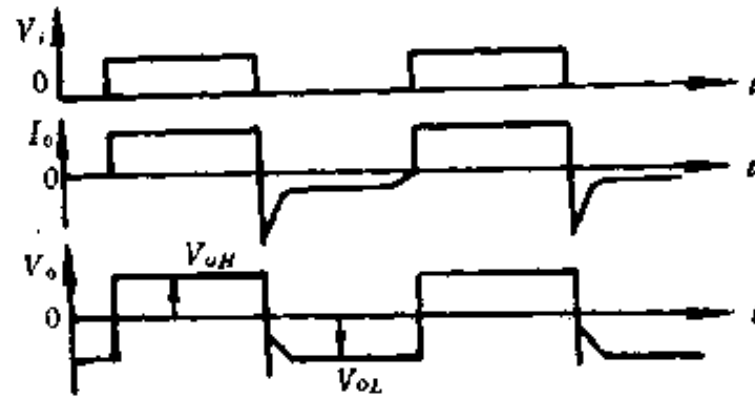


图 2-33 M57215BL 输入电压、输出电流、电压波形

驱动大的 GTR 时(100~500A),由于驱动器的输出电流不够大,可在 IC 驱动器的输出级加中间放大电路,如图 2-34 所示。晶体管 T_1 、 T_2 应用高速开关管, D_1 用快速二极管。

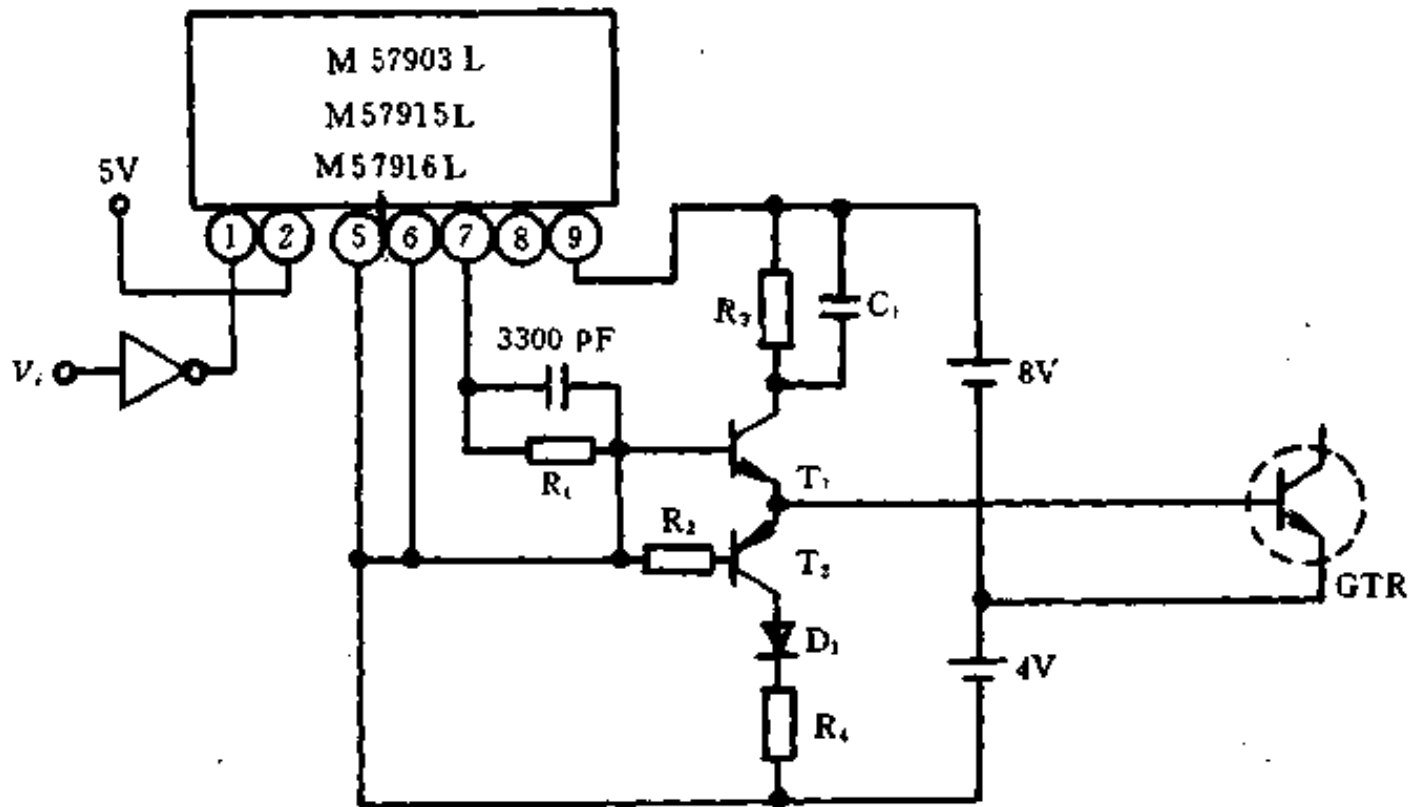


图 2-34 加中间放大应用电路

除上面介绍的一个 IC 驱动器驱动一个 GTR 模块外,也有一个 IC 驱动器能驱动三个 GTR 模块,M57904L 是其中一种。其内部含有三组如图 2-35 所示的电路,输入输出信号的波形如图 2-36 所示,应用电路见图 2-37。

UAA4002 是另一种可以实现对 GTR 的最优基极驱动,同时可实现对 GTR 的非集中

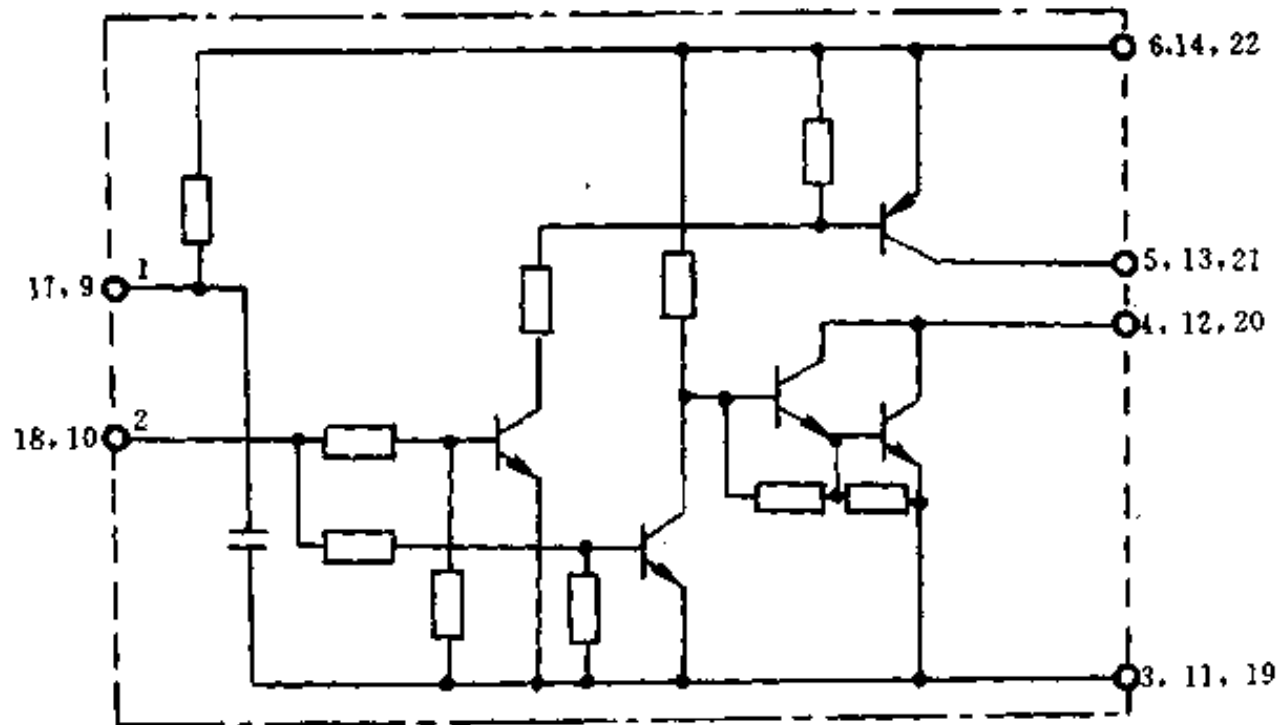


图 2-35 M57904L 内部电路

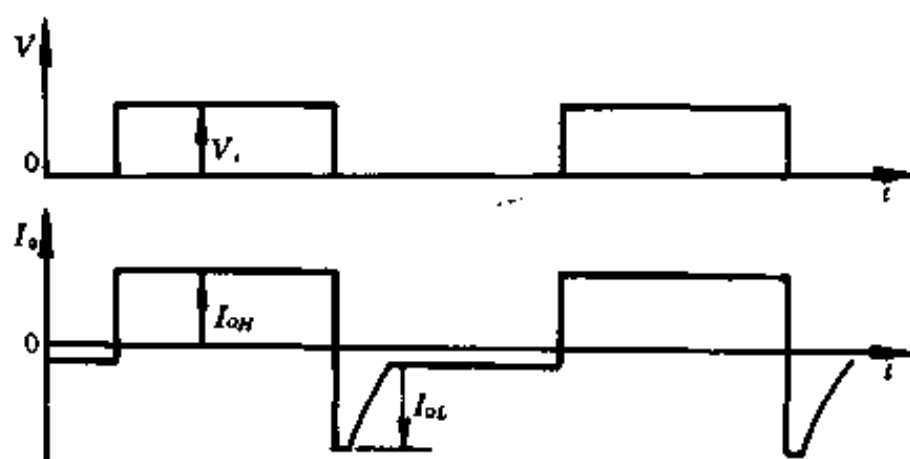


图 2-36 M57904L 输入电、输出电流波形

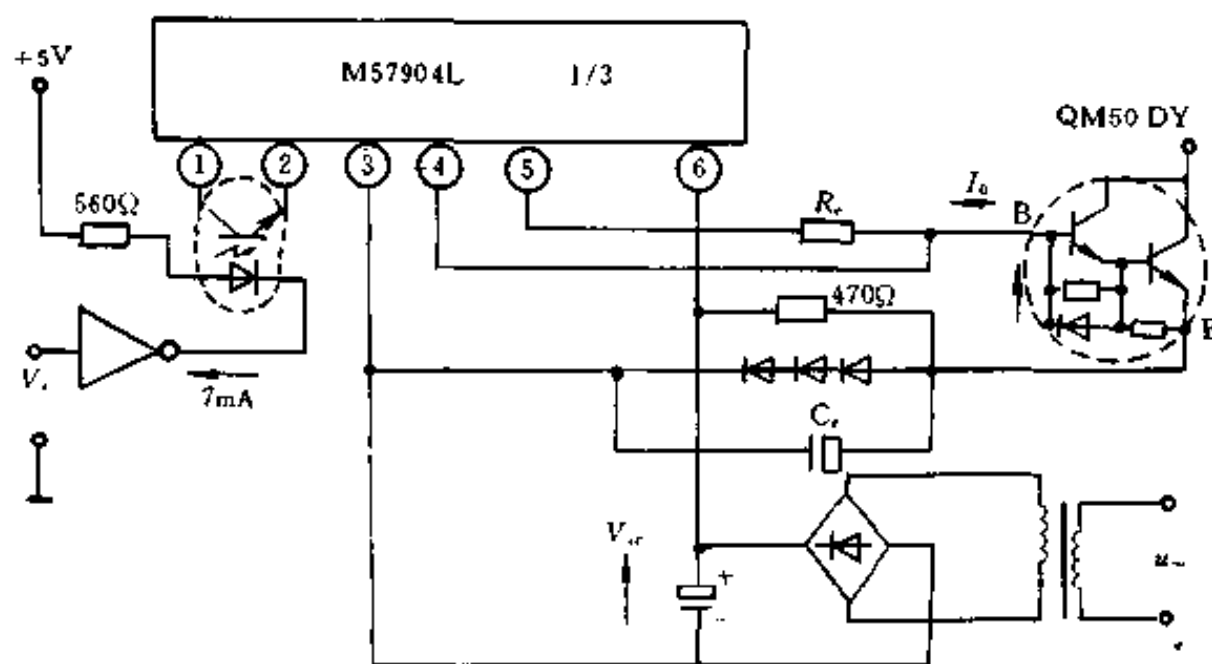


图 2-37 M57904L 应用电路

保护的 IC 驱动器。

UAA4002 的特点是：

- ①标准的 16 脚双排直插式结构。
- ②对工作于开关状态的 GTR 实现最优基极驱动,正向驱动能力为 0.5A,反向驱动能力为 -3A。如果需要增加驱动能力,可外接晶体管加以扩展。
- ③对被驱动的 GTR 实行非集中保护,无需经隔离环节且执行快速,保护准确。保护功能有:过电流保护;退饱和保护($V_{ce(sat)} = 1 \sim 5.5V$ 由用户定);最小导通时间限制($t_{on(min)}$ 在 $1 \sim 12\mu s$ 间由用户定);最大导通时间限制;正驱动电源电压监控(保护值由用户定);负驱动电源电压监控(保护值由用户定);芯片过热保护。
- ④可外接抗饱和二极管。
- ⑤输入端可接收电平信号和交变脉冲信号。如果需要对输入端隔离,可采用光电耦合和脉冲变压器耦合。
- ⑥UAA4002 的某些功能可删除,用户可根据实际需要而取舍。

UAA4002 的内部结构框图和引脚如图 2-38 所示。

14 脚接正电源(10~15V);

2 脚接负电源(-5V);

9 脚接零;

7 脚通过电阻 R_T 接零, R_T 的值决定了最小导通时间 $t_{on(min)}$,

$$t_{on(min)}(\mu s) = 0.06R_T(k\Omega)$$

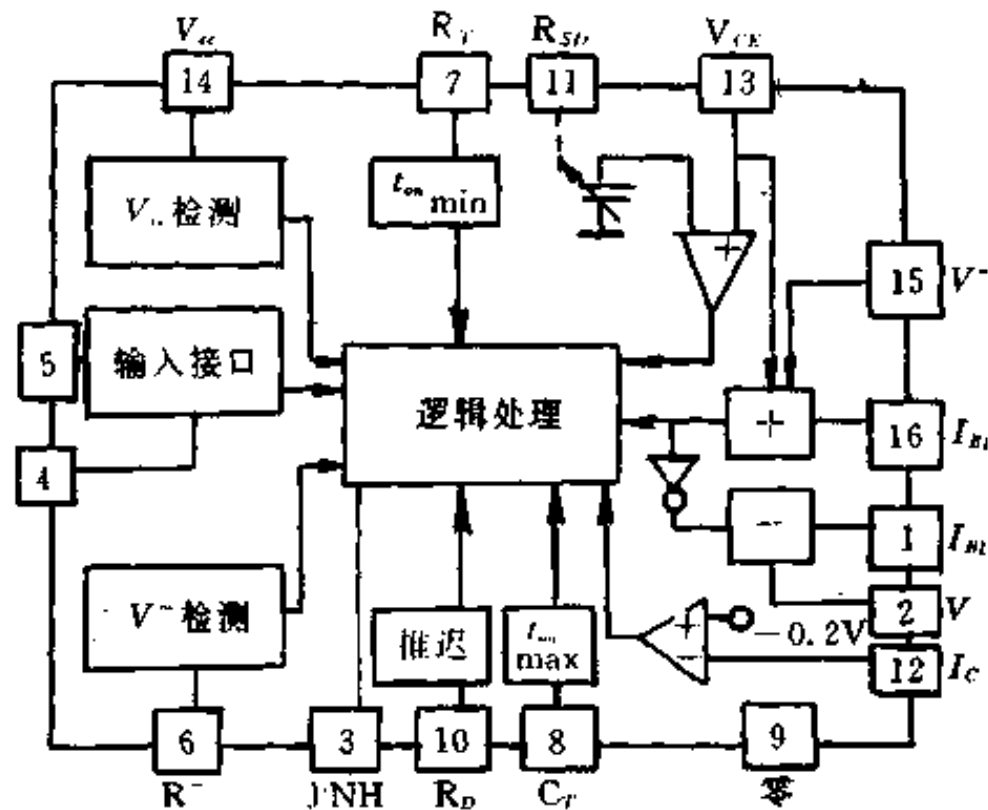


图 2-38 UAA4002 内部结构和引脚

$t_{on}(\min)$ 可在 $1 \sim 12\mu\text{s}$ 之间调节;

8 脚通过电容 C_T 接零, C_T 、 R_T 决定了最大导通时间 $t_{on}(\max)$,

$$t_{on}(\max)(\mu\text{s}) = 2R_T(\text{k}\Omega)C_T(\text{nF})$$

如果不限制最大导通时间, 可将 8 脚接零;

10 脚通过电阻 R_D 接零, 可使输出端电压前沿相对输入端电压前沿延迟 T_D ,

$$T_D(\mu\text{s}) = 0.05R_D(\text{k}\Omega)$$

T_D 值可在 $1 \sim 20\mu\text{s}$ 范围内调节, 如果不需要延时, 可将 10 脚接正电源;

6 脚通过电阻 R^- 接负电源(2 脚), R^- 的值和 R_T 一起决定负电源欠压保护的门槛 $|V^-|_{\min}$,

$$R^- = \frac{R_T}{2} \left(1 + \frac{|V^-|_{\min}}{5} \right) (\text{k}\Omega)$$

若此功能不用, 6 脚可直接接零或接负电源;

11 脚通过电阻 R_{SD} 接零, R_{SD} 上的电压值由下式决定:

$$V_{R_{SD}} = 10R_{SD}/R_T (\text{V})$$

当从 13 脚引入的管压降 $V_{CE}(\text{sat}) > V_{R_{SD}}$ 时退饱和保护动作, $V_{R_{SD}}$ 可在 $1 \sim 5.5\text{V}$ 间调节, 如果 11 脚开路, 其电位被自动限制在 5.5V , 如果删除退饱和保护, 11 脚直接接负电源;

4 脚输入选择端, 零电位时选择脉冲输入, 高电位时选择电平输入;

5 脚为输入端;

13 脚通过抗饱和二极管接至被驱动功率晶体管的集电极;

12 脚为过电流保护端, 直接接到晶体管的发射极的电流互感器的一端(另一端接地), 一旦电流大于设定值时(其值为负, 绝对值 $> 0.2\text{V}$, 过流保护动作), 即关断晶体管, 如果把该脚接零可删除此功能;

15 脚通过电阻 R 接 14 脚正电源, 是本片输出级电源输入端, 改变 R 之值, 可调节正向基极驱动电流;

16 脚为正向基极电流输出端, 通过一小电阻 R_B 接被驱动管的基极;

1 脚为反向基极电流输出端, 直接或通过一小电感与被驱动管的基极连接;

3脚为封锁端,高电位时完全封锁输出信号,零电位时解除封锁。

图 2-39 是 UAA4002 的一种应用电路,为了扩大其驱动能力,外接了晶体管 T_1 和 T_2 ,正向驱动能力扩大到 6A,反向驱动能力扩大到数十安培,可驱动 300A 的 GTR 模块。这里 T_1 和 T_2 应采用开关管或高频管,耐压仅需几十伏。基极串联电阻 R_b 是为了消除基极电流调节回路可能产生的振荡和不稳定现象,其值应尽可能小。如果基极电流振荡不明显,可省掉这个电阻。电感 L 约为几微亨,可接在 T_2 的基极电路里,也可接在发射极电路中,以限制反向基极电流上升率 di_{b2}/dt ,使关断过程最优。由于 UAA4002 容易扩展,可用于驱动各种型号和容量的 GTR,也可驱动功率 MOSFET。

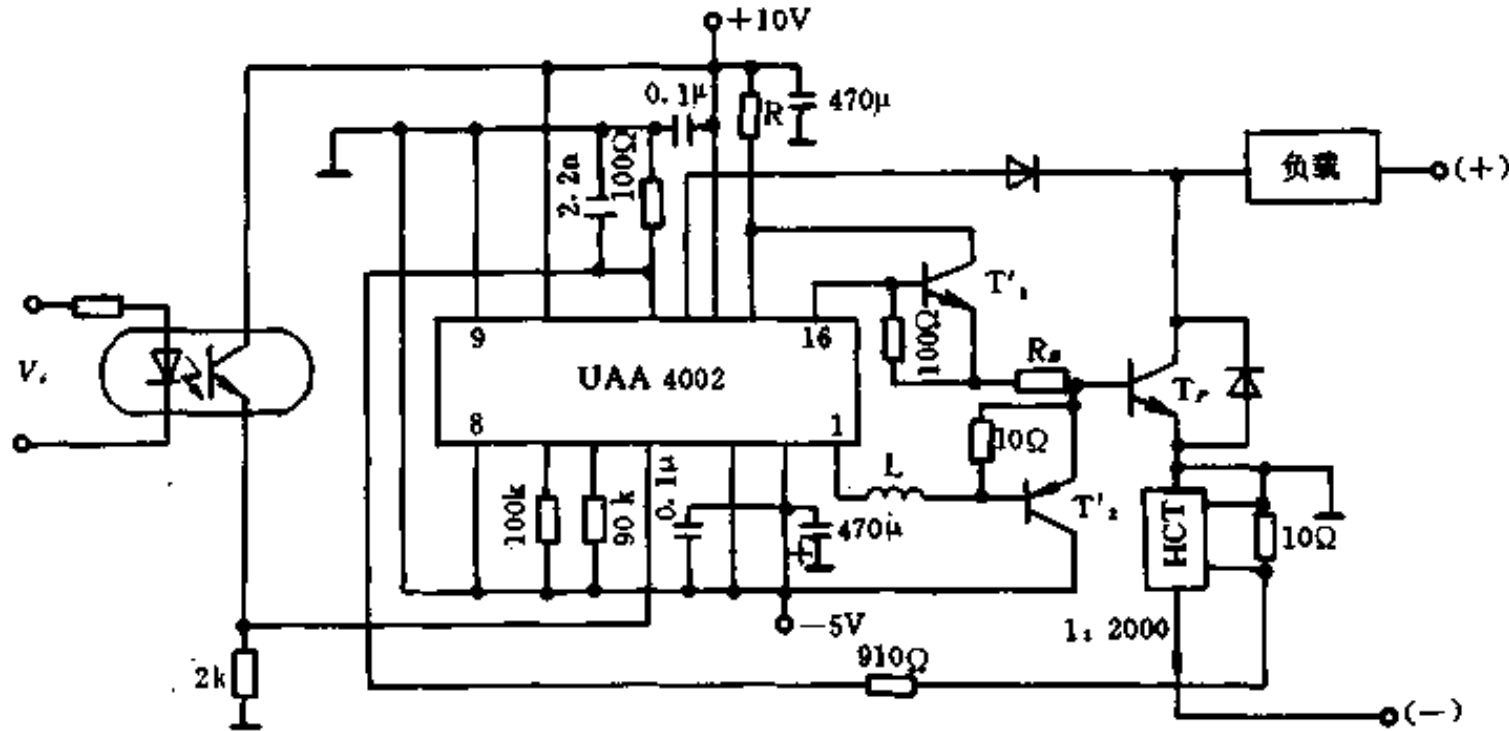


图 2-39 UAA4002 的应用电路

§ 6 GTR 的保护电路

1. GTR 的过电流保护

GTR 的热容量极小,过电流能力较低,一般来说在不足 1mm 厚的硅片上,在使用过程中产生的热量高达数百瓦,瞬时功率损耗可达数千瓦,特别是在出现短路故障时,功耗更严重。在极短的时间内会烧毁晶体管,这给保护措施增加了难度。要求故障检测、信号传送、保护动作能在瞬间内完成,在微秒级的时间内将电流限制在过载能力的限度以内。目前常用的有下述三种方法:状态识别保护法;桥臂互锁保护法;LEM 模块保护法。

(1) 状态识别保护法

当 GTR 处于过载或短路故障状态时,随着集电极电流 I_c 的剧烈增加,基射极电压 V_{BS} 和集射极电压 V_{CS} 均发生相应变化。在基极电流和结温一定时 V_{BS} 随 I_c 成正比变化,可以利用这一特性对 GTR 进行过载和短路电流保护。监测基极电压 V_{BS} 与预定的基准值进行比较后,即可发出命令切除 GTR 驱动信号。与此相仿,检测 V_{CS} 也可以达到过电流保护的目。但是 V_{CS} 的变化比 V_{BS} 缓慢,而且 V_{CS} 受温度影响严重。

监测 V_{BS} 比监测 V_{CS} 更有利,因为 GTR 在过流或短路时,监测 V_{BS} 确认故障的时间快,能在退饱和和保护电路封锁的几微秒内起保护作用。 V_{BS} 的识别可参考图 2-40,图 2-40(b)为 GTR $V_{BS} \sim I_c$ 特性曲线,管型为 MJ10025,测试条件为 $I_B = 0.25A$ 、 $T_c = 25^\circ C$ 。图 2-40(a)为 V_{BS} 识别电路实例, V_{BS} 与基准值电压 V_R 通过比较器 LM339。正常工作条件下 $V_{BS} < V_R$,比较

器输出低电位保证驱动管 T 导通；一旦 GTR 过流使 $V_{BE} > V_R$ ，比较器输出高电位使驱动管 T 截止，切断 GTR 的驱动电流，关断已经过流的 GTR。

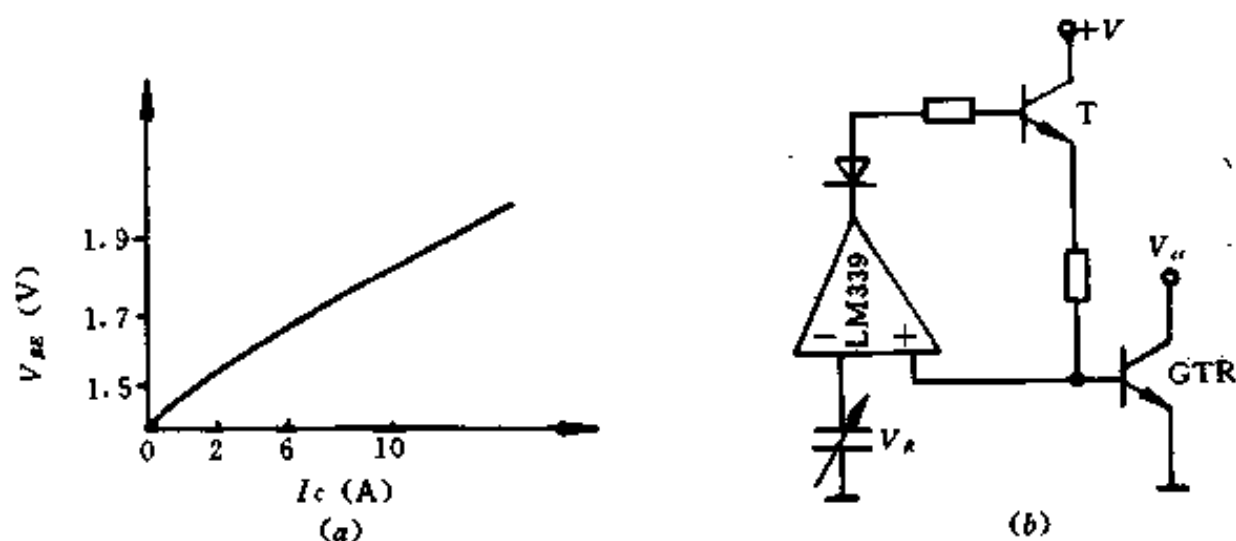


图 2-40 识别基极电压

(a) 识别电路；(b) $V_{BE} \sim I_C$ 特性。

集电极电压 V_{CE} 识别电路如图 2-41 所示，图中二极管 D_2 、稳压管 D_w 和晶体管 T 构成监视 V_{CE} 的电路。GTR 过流导致 V_{CE} 上升，当 V_{CE} 超过特定值（由 Z_D 的工作电压决定），使 T 导通，从而关断 GTR，使其得到保护。GTR 在开通期间 V_{CE} 值较高，为防止在此期间保护电路动作，采用 R_1 和 C_1 组成记时器，使 GTR 开通的瞬间 T 截止，保证 GTR 正常开通，这样就不会出现保护“盲区”。此识别电路能在过流出现后 $10\mu s$ 内关断 GTR。

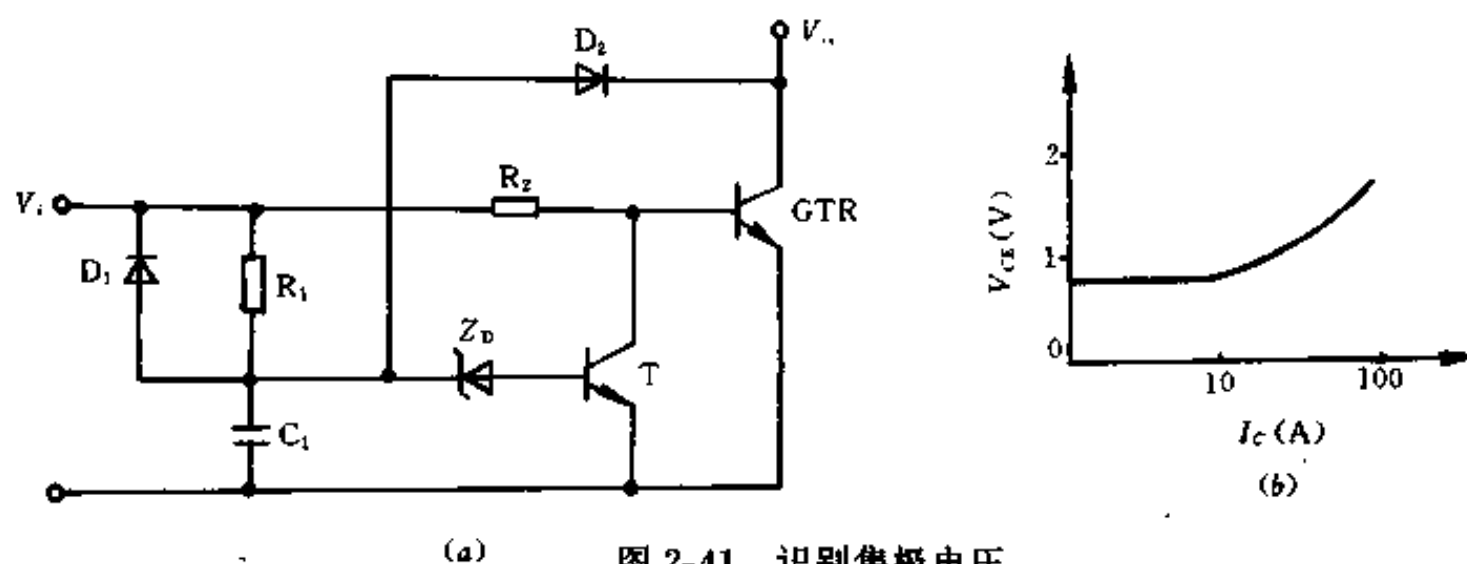


图 2-41 识别集极电压

(a) 识别电路；(b) $V_{CE} \sim I_C$ 特性。

(2) 桥臂互锁保护法

逆变器在运行中由于 GTR 关断时间过长、驱动脉冲失误重叠、或某一 GTR 损坏，均可导致桥臂短路故障，造成 GTR 损坏。这就要求同一桥臂中的两只 GTR 互锁，即只有确认某只 GTR 关断后另一只才能开通。这种互锁保护电路是经过与门逻辑判断来实现的，其原理如图 2-42 所示。图中上桥臂 GTR_A 的基极驱动电路受下臂零电流互锁信号控制，而下桥臂 GTR_B 的基极驱动电路又受上桥臂的零电流互锁信号控制。这样就能保证在任何时刻只有一只 GTR 导通，防止两管同时导通造成直接短路。

2. 电流电压传感器 LEM 模块保护法

LEM 模块是一种磁场平衡式霍尔电流电压传感器，可测量直流、交流、脉动电流或电压。电流测量范围： $0 \sim 500kA$ ；电压测量范围： $0 \sim 6400V$ ；频率范围：直流 $\sim 100kHz$ 。测量精度优于 0.5% ，反应时间小于 $1\mu s$ 。

霍尔元件是一种半导体器件，其工作原理示意图如图 2-43 所示。在厚度为 d 的半导

37

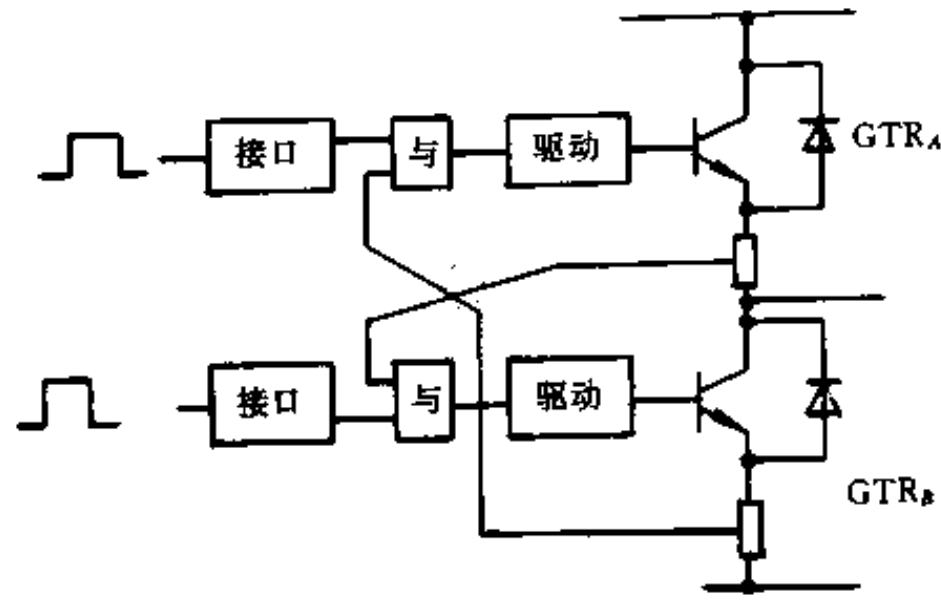


图 2-42 桥臂互锁控制电路

体基片的垂直方向设置磁场 B , 当沿纵长方向通有电流 I_c , 在基片的两侧之间便产生电势差 V_H , 这就是霍尔效应。所产生的电势差称为霍尔电压, 其大小为:

$$V_H = R_H \frac{B I_c}{d} \quad (2-11)$$

式中 R_H ——霍尔系数。

利用霍尔效应制成的器件称为霍尔器件。

LEM 模块主要由原边电路、聚磁环、位于聚磁环空隙中的霍尔器件、次级线圈等组成, 如图 2-44 所示。当原边电路有一大电流 I_p 流过时, 在导线周围产生强磁场, 被聚磁环聚集并感应霍尔器件, 使其输出信号。该信号经放大后获得一个补偿电流 I_s , I_s 流经多匝次级线圈产生补偿磁场与 I_p 产生的主磁场方向相反, 于是霍尔器件的输出信号逐渐减小, 最后两个磁场相等时 I_s 不再增大, 这时霍尔器件就起到零磁通检测作用。

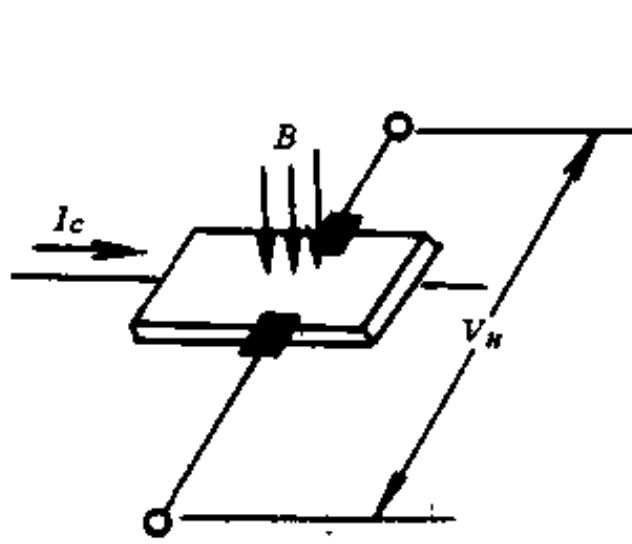


图 2-43 LEM 工作原理示意图

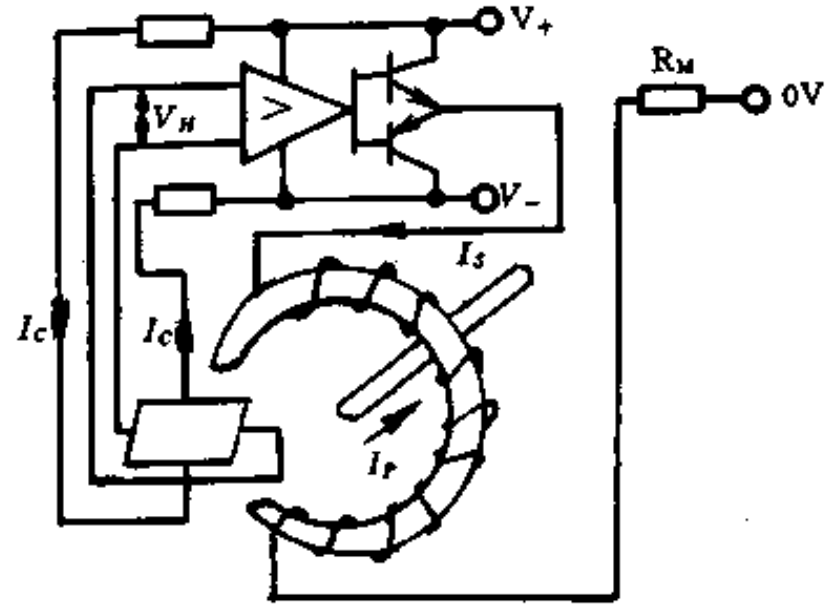


图 2-44 LEM 组成电路图

上述过程通常在 $1\mu s$ 内完成, 这是一个动态平衡过程。即: 主电流 I_p 的任何变化都会破坏平衡磁场, 一旦磁场失去平衡, 霍尔器件就有信号输出, 经放大后, 立即有相应的电流 I_s 流过次级线圈进行补偿。因此从宏观上看, 副边的安匝数任何时候都与原边的安匝数相等, 即

$$N_p I_p + N_s I_s = 0 \quad (2-12)$$

式中 N_p ——原边匝数;

I_p ——原边电流;

N_s ——副边匝数;

I_s ——副边电流。

因为副边绕组匝数多,所以只要测得副边绕组的小电流,就可知道原边的大电流。

LEM 模块是有源传感器,电源电压为 $\pm 15V$ 。测量电阻 R_m 的选择应满足:

$$R_m < \frac{V_s}{I_p N} - R_i \quad (2-13)$$

式中 N ——原副边匝数比;

R_i ——传感器内阻;

V_s ——电源电压。

例如:规格为 LT100-P 的 LEM 模块,额定电流 $I_p = 100A$, $N = 1 : 1000$, $R_i = 30\Omega$, $V_s = 15V$,则对应的测量电阻为:

$$R_m < \frac{U_s}{I_p N} - R_i = \frac{15}{100 \times 1/1000} - 30 = 120(\Omega)$$

即在测量的最大电流为模块的额定电流时,测量电阻不应大于 120Ω 。

在交流三相对称系统中,只测其两相电流即可。用两个 LEM 模块按 V 形联接(如图 2-45 所示),即将两个传感器电源的 0V 端连接起来,作为整流器的一相输入端。经三相桥式整流后,从 R_m 上取出 V_m 信号,送到比较电路(见图 8-87)。

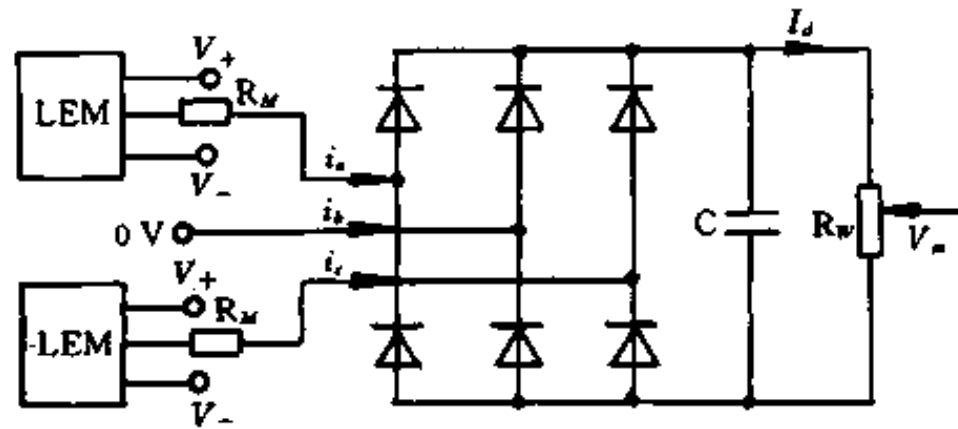


图 2-45 LEM 的 V 形联接

3. GTR 的开关辅助网络

GTR 不能承受超过其额定值的浪涌电压和电流,即使是很短的时间(如几微秒)也不能保证管子不受损坏;也很难用熔断器或快速动作的断路器对 GTR 进行保护。所以需要比熔断器反应更快的过电流或过电压保护电路。此外,必须考虑的另一个因素是开关功率损耗,在较高的开关频率下,开关损耗比通态损耗大得多。所以要有一个开关辅助网络,使 GTR 大部分开关损耗转移到该网络上,从而减小器件的损耗。选用合适的网络元件,几乎可以消除器件导通时的电流尖峰和关断时的电压尖峰。

(1) 开关辅助网络的接法

用图 2-46 所示的逆变器电路来研究 GTR 开关辅助网络的接法。这里,假设器件的开关转换时间非常短,并且负载电流稳定。

参看图 2-46,同一支路上晶体管 T_1 、 T_4 ; T_2 、 T_3 是交替导通和关断的。在此过程中,电流的突变会产生高的电压尖峰而损坏晶体管。所以必须在每一个晶体管旁边反并联一个二极管,为电流保持同方向流动提供通路。

图 2-47 所示的是逆变器中一个支路的一部分,用来解释开关过程中产生的另一种效应。晶体管 T_1 关断时,由于管子的存储电荷的缘故,流过 T_1 的电流经过一段时间才下降至零。在这段时间内,流过 T_1 的电流减小,流过 D_1 的电流增加,因此负载电流保持基本不

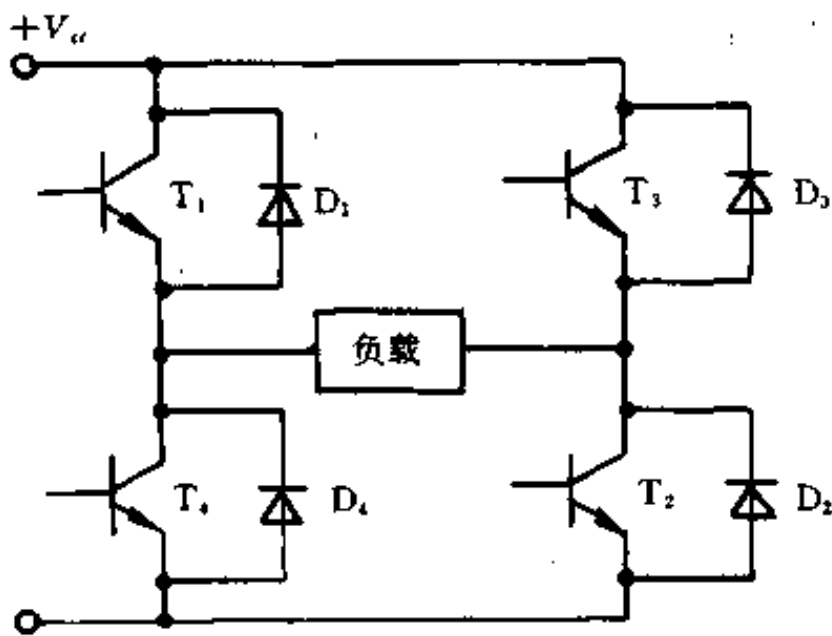


图 2-46 晶体管桥式逆变器

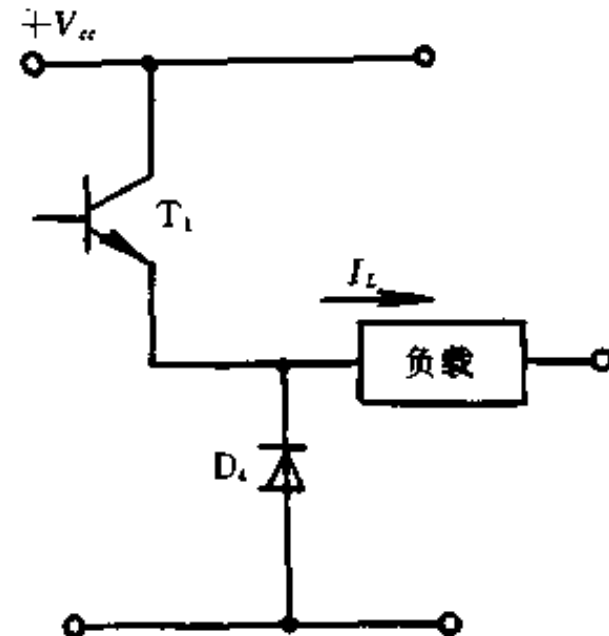


图 2-47 桥式逆变器中一个支路的一部分

变。一旦 D_1 导通, 其电压降几乎为零, 因此电源电压全部加在晶体管 T_1 上。从图 2-48 可以看到, 在存储时间内 T_1 上的电压就开始上升, 即使在电流开始下降以前也上升很快。在关断时间 t_{off} 内, 有一个很大的关断功率损耗, 它可使 T_1 发生二次击穿, 造成永久失效。

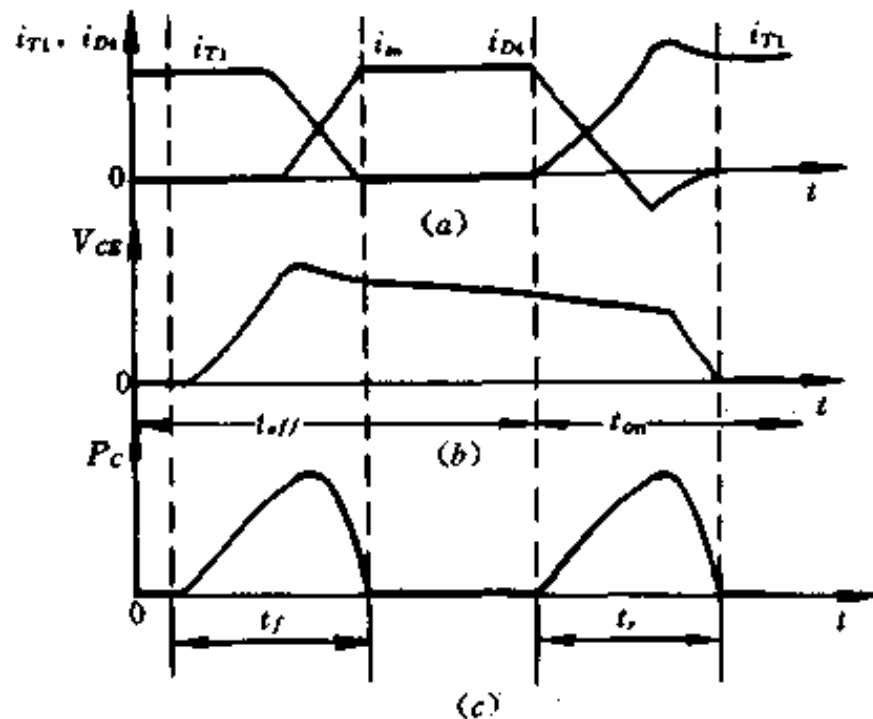


图 2-48 没有开关辅助网络时开关过程中的电流、电压、功耗曲线
(假设 T_1 开通时, D_1 是导通的)

如果在流过晶体管的电流下降到零之前, 能放慢器件上电压上升的速度, 则可降低关断功率损耗。采用图 2-49 并联一个适当值的电容 C_s 可以达到这个目的, 它使器件在电流下降到零之前, 电压为较低值。晶体管关断后, 电容 C_s 继续充电, 直到其电压与电源电压相等。当晶体管再次导通时, C_s 通过晶体管放电, 若不加限制, 放电电流也会损坏管子。为了限制这一放电电流, 如图 2-50 所示, 串联一个电阻 R_s 。图中二极管 D_s 只是为电容充电提供一个低阻抗。

在晶体管 T_1 关断时间内, 二极管 D_1 可能保持导通。当 T_1 再次导通时, D_1 中的电流经过一段时间才为零, 这时 T_1 和恢复中的 D_1 同时导通, 以短路形式并联在输入直流电源两端, 这可能使 T_1 的电流出现一个很大的上升率, 在 T_1 上加一个串联电感 L_{s1} 可以限制这一上升率, 如图 2-51 所示。与电感 L_{s1} 并联的电阻 R_{sL1} 、二极管 D_{sL1} , 在 T_1 关断后, 为电感 L_{s1} 的电流提供续流通路。至此, 图 2-51 所示的网络为逆变器一个支路的完整开关辅助网

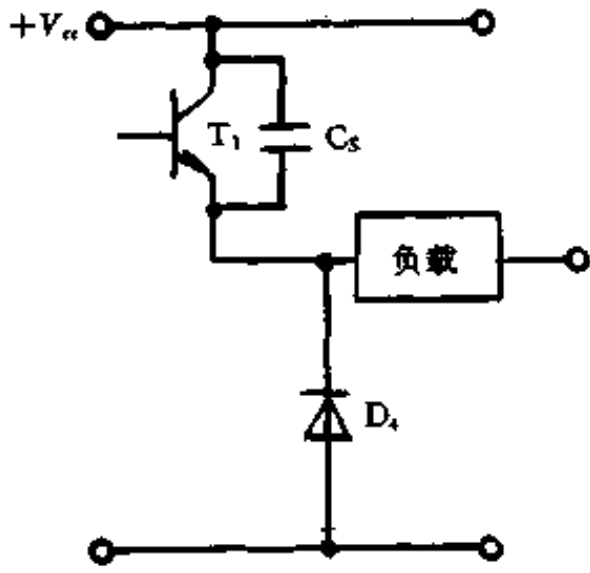


图 2-49 带旁路电容的晶体管

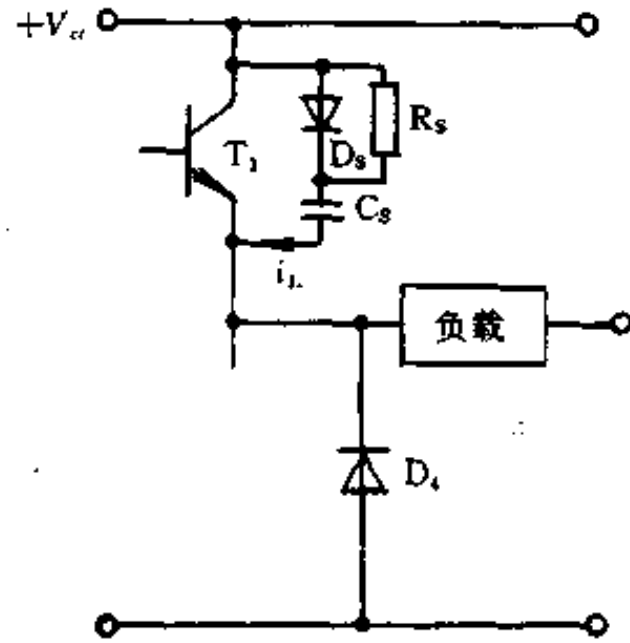


图 2-50 带并联吸收电路的晶体管

络,它有助于减小开关动作所产生的电压应力和功率损耗。

重新设置电阻 $R_{s1} \sim R_{s4}$ (见图 2-52),可以进一步减小晶体管导通时的损耗。图 2-52 是带开关辅助网络的晶体管桥式逆变器的详图。

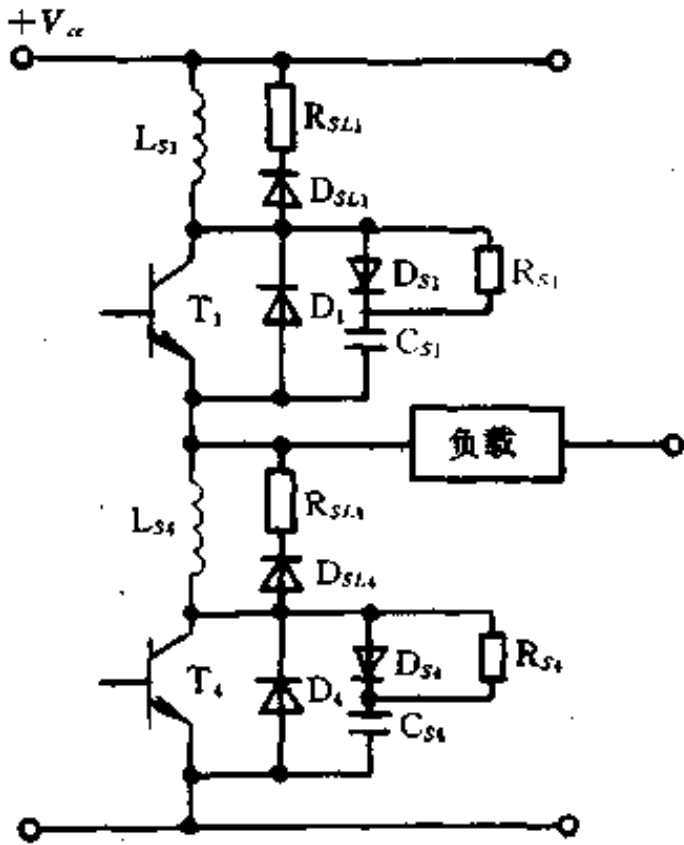


图 2-51 带串联和并联吸收电的晶体管

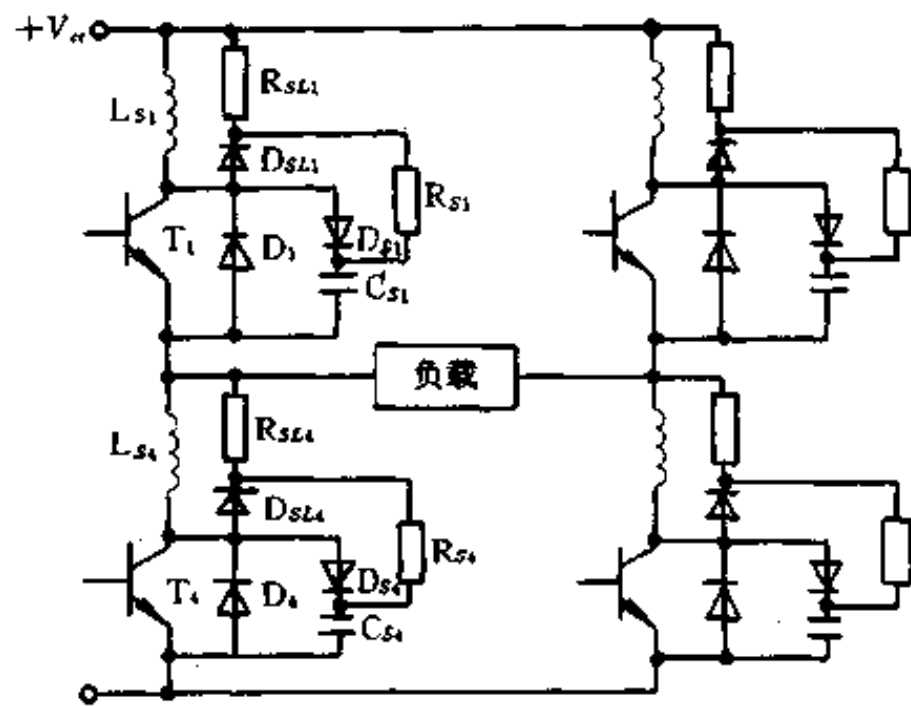


图 2-52 带开关辅助网络的晶体管桥式逆变器

(2)开关辅助网络的设计准则

参看图 2-50,假定在晶体管 T_1 关断期间内,晶体管的电流线性下降,则可以从式 (2-14)计算出任何时间 t 时电容器 C_s 上的电压为:

$$V_{cs} = \frac{1}{C_s} \int_0^t I_L dt \quad (2-14)$$

式中 I_L ——负载电流。

如果这样选择 C_s ;在 $t=t_f$ 时(见图 2-53),电容电压达到合适的设计值 V_{cd} ,即

$$V_{cd} = 0.5(I_L t_f) / C_s \quad (2-15)$$

整理式(2-15),可以得到选择电容 C_s 的设计准则式为:

$$C_s \geq (I_L t_f) / 2V_{cd} \quad (2-16)$$

合适的设计值 V_{cd} 是电源 V_α 的一小部分。

值得注意的是:如果负载电流不变,在 t_f 后电容将继续充电,直到 $t=t_b$ 时,电容上电

压等于电源电压 V_{cc} ; 续流二极管 D_1 开始导通, 负载电流由 C_S 和 D_1 分担。由于电路引线电感的缘故, 电容充电, 往往使其电压高于电源电压 V_{cc} , 但最终会稳定到 V_{cc} 。图 2-51 电路中晶体管电流 i_{T_1} , 电容电流 i_{CS_1} 和晶体管电压 V_{T_1} 的理想波形, 如图 2-53 所示。

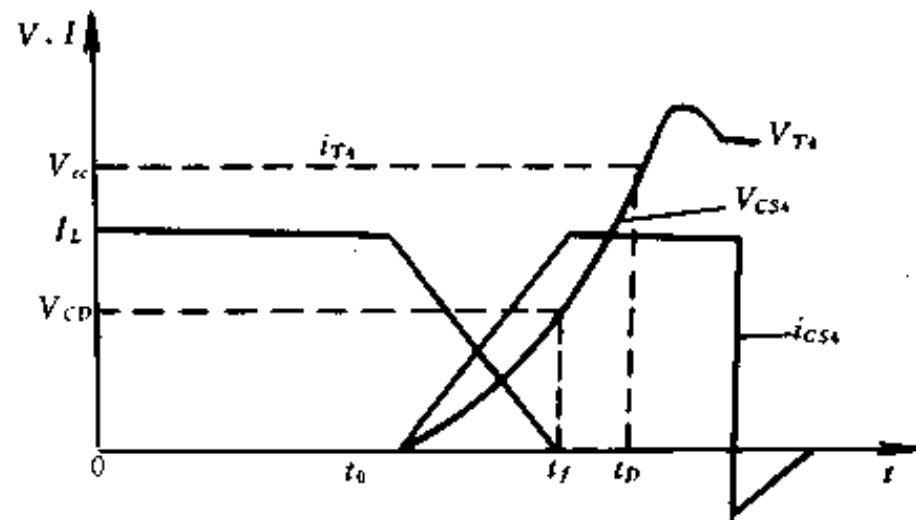


图 2-53 电容电压和电流的波形

式(2-17)给出的是电容上所存储的能量, 即

$$E_{CS} = 0.5C_S V_{cc}^2 \quad (2-17)$$

当器件再次导通时, 这一能量通过电阻 R_S 耗散掉。如果晶体管的工作频率为 f , 则 R_S 上的功率损耗为

$$P_{RS} = 0.5C_S V_{cc}^2 f \quad (2-18)$$

随着 C_S 值的增加, 晶体管上的功率损耗减小, 相应电阻 R_S 上的功耗增大。

在晶体管导通期间, 电阻 R_S 使流过晶体管的峰值放电电流限制在一个安全值内。设 I_M 为允许流过晶体管的最大电流。假设只有 R_S 限制电容放电电流, 可以得到 R_S 的表达式为:

$$R_S > V_{cc} / (I_M - I_L) \quad (2-19)$$

在 PWM 逆变器中, T_1 和 T_1 在半个周期的大部分时间内可能交替导通几个脉冲周期。所以当 D_1 导电时, T_1 导通, 晶体管除了流过负载电流和放电电流外, 还将流过 D_1 的反向恢复电流 I_{RR} 。所以式(2-19)必须修改为:

$$R_S > V_{cc} / (I_M - I_L - I_{RR}) \quad (2-20)$$

R_S 的最大值由晶体管的最小通态时间 $T_{on}(\min)$ 决定。不考虑串联电感的影响, 最小通态时间至少可以设计为时间常数 $R_S C_S$ 的三倍。

$$T_{ON}(\min) \geq 3R_S C_S \quad (2-21)$$

从式(2-21), 可以得到 R_S 为:

$$R_S \leq T_{on}(\min) / 3C_S \quad (2-22)$$

这表明为了使 C_S 快速放电, R_S 应尽可能小。综合式(2-20)和(2-22), 可得下式:

$$V_{cc} / (I_M - I_L - I_{RR}) \leq R_S \leq T_{ON}(\min) / 3C_S \quad (2-23)$$

晶体管与开关辅助网络的导通分析, 有助于计算串联电感 L_S 值。电感值可以这样选择: 在电流上升时间 t_r 内(在图 2-48 中, $t_r = t_4 - t_3$), 晶体管电流增加不超过最大允许值 I_M 。在 T_1 导通过程中, D_1 仍流过负载电流。假设网络的电感值相同 ($L_{S1} = L_{S4} = L_S$), 则晶体管的电压为:

$$V_{CS} = V_{cc} - 2L_S \frac{di_M}{dt} \quad (2-24)$$

在 $t=t_4$ 时,晶体管集电极电压接近于零,由式(2-24)可求得电感值为:

$$L_S = V_{cc}t_f / 2I_M \quad (2-25)$$

电感值也可以根据在 D_1 的反向恢复时间内,流过 T_1 的电流不超 I_M 来确定,即

$$L_S = V_{cc}t_{RR} / 2I_M \quad (2-26)$$

式中 t_{RR} ——续流二极管 D_1 的恢复时间。

选用式(2-25)、式(2-26)得到的 L_S 值,取其中较大者更好。

当电流 $I_{L1}(=I_L)$ 通 R_{SL1} 和 D_{SL1} 续流时, R_{SL1} 上的电压降大于晶体管集电极电压,超过电源电压,如果限制这一上升值为 V_{RS} ,则可得:

$$R_{SL} = V_{RS} / I_L \quad (2-27)$$

此外,时间常数 L_S/R_{SL} 必须满足下式的关系。即

$$3(L_S/R_{SL}) \leq T_{off}(\text{min}) \quad (2-28)$$

R_{SL} 值应该同时满足式(2-27)和式(2-28)。 R_{SL} 的额定功率为:

$$P_{RSL} = 0.5L_S I_L^2 f \quad (2-29)$$

利用上面这些方程式,可以计算出开关辅助网络所有元件的参数值。网络中所有二极管必须是快速恢复型。

举例:某 GTR 逆变器,设计参数值是: $V_{cc} = 250\text{V}$, $I_L = 5\text{A}$, $V_{CD} = 25\text{V}$, $t_f = 1\mu\text{s}$, $I_M = 12\text{A}$, $I_{RR} = 1\text{A}$, $T_{off}(\text{min}) = 15\mu\text{s}$, $t_r = 1\mu\text{s}$, $V_{RS} = 12\text{V}$ 。

开关辅助网络元件选择下列参数值: $C_S = 0.1\mu\text{F}$; $R_S = 47\Omega$, 31W ; $L_S = 20\mu\text{H}$; $R_{SL} = 2.2\Omega$, 5W 。

(3) 开关辅助网络的工作原理分析

为了详细分析开关辅助网络的工作原理,参看图 2-52 桥式逆变器中的一个支路,假设在开关过程中,负载电流保持不变。图 2-54 是典型的波形图。

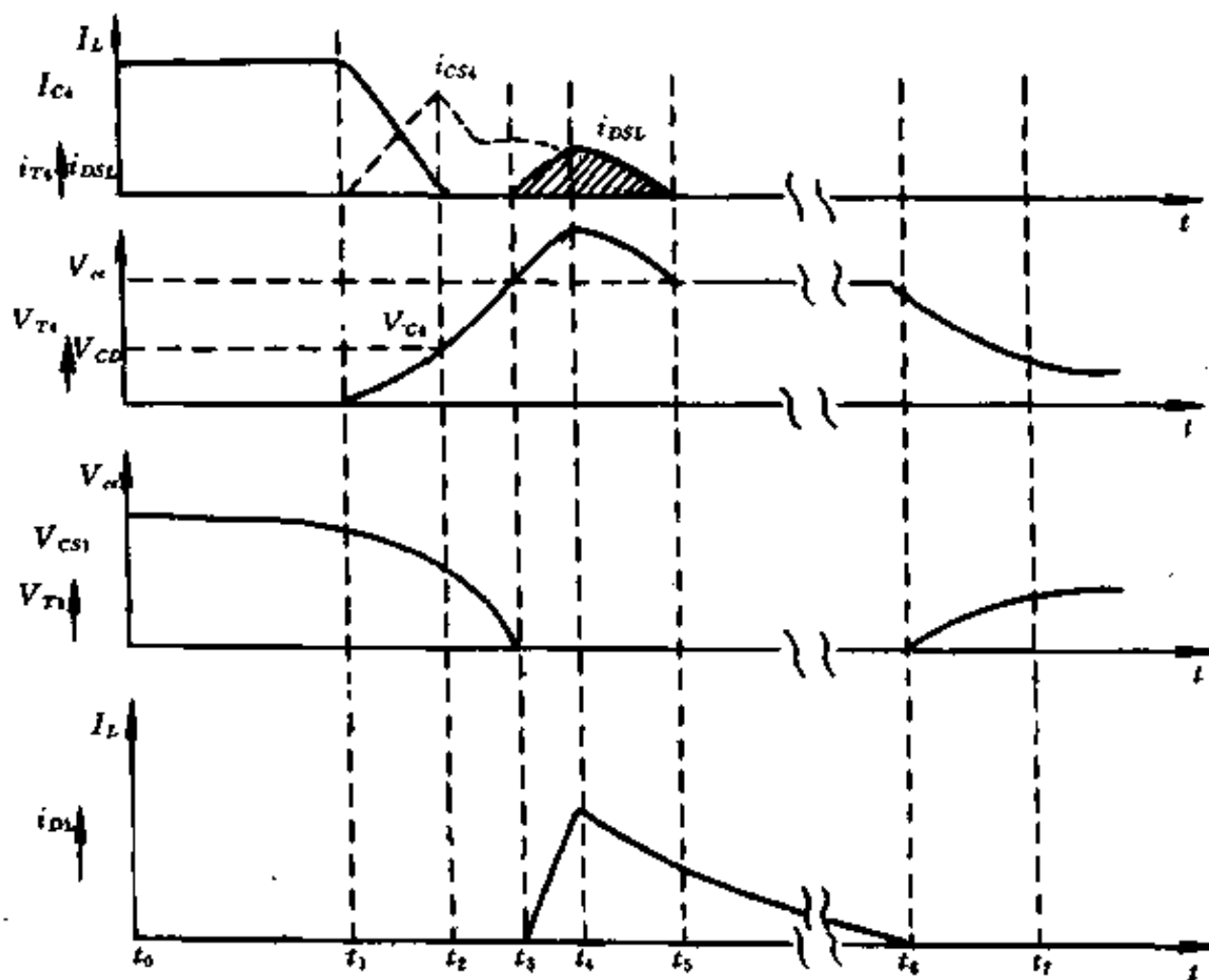


图 2-54 在不同时刻的开关辅助网络波形和器件波形

开始,假设晶体管 T_1 在 $t_0 \sim t_1$ 时间内传导的全部是负载电流。在 $t=t_1$ 时,由于在 T_1 基极加一个较弱的负信号, T_1 关断。这时,流过 T_1 的电流开始减小,流过电容 C_{s4} 的电流开始增加。与此同时, C_{s1} 开始放电。在 $t_1 \sim t_2$ 这段时间, C_{s4} 上渐渐建立起一个电压,在 $t=t_2$ 时,电压达到 V_{cc} 值;由于假设晶体管在其下降时间内,电流 i_{T1} 线性减小,所以流过电容的电流 i_{CS4} 线性增加。还值得注意的是由于电容 C_{s1} 放电,流过电容的电流 i_{CS1} 表现为相当复杂的波形,如图 2-54 所示。在 $t=t_2$ 时,晶体管电流 i_{T1} 为零。几乎从 t_2 开始,电容 C_{s4} 和 C_{s1} 分别充电和放电。

在 $t=t_3$ 时,电容 C_{s4} 上的电压等于电源电压 V_{cc} ,二极管 D_1 正向偏置。从 t_3 到 t_4 ,负载电流 I_L 由 D_1 和 C_{s4} 分担,在 t_4 时,二极管 D_1 承担全部负载电流。由于串联电感存储能量的缘故,通过 R_{SL4} 和 D_{SL4} 有一个续流作用。从 t_3 到 t_4 ,由于电阻 R_{SL4} 上的电压降,晶体管 T_1 集电极电压上升,高于电源电压值, $t=t_5$ 时, T_1 集电极电压又回到电源电压值。 $t > t_5$ 以后,只有续流二极管 D_1 传导整个负载电流。

第三章 功率场效应晶体管

§ 1 结型场效应晶体管

1. 场效应晶体管的类型

场效应晶体管是广泛应用的半导体器件之一,常简写成 FET(Field Effect Transistor)。与双极型晶体管不同,场效应晶体管的工作只依赖于多数载流子(可以是电子,也可以是空穴)的漂移运动,其电流是在同一类型的半导体中流动,所以,场效应晶体管也称为单极型晶体管。

目前主要使用的场效应晶体管,根据其结构不同分为结型场效应晶体管,简称为 JFET(Junction Gate Field Effect Transistor);金属-氧化物-半导体场效应晶体管,简称为 MOS 场效应晶体管或 MOSFET(Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor)。此外,还有一些具有特殊用途的场效应晶体管。如:气敏场效应晶体管;离子敏场效应晶体管;磁敏场效应晶体管;压敏场效应晶体管;外线光敏场效应晶体管;谐振栅场效应晶体管等。

场效应晶体管具有许多优点:

①场效应晶体管是依靠多数载流子工作的器件,这使它没有少数子存储效应,适应于高频和高速工作,抗辐照能力强,具有负的电流温度系数,可以避免热奔和热不稳定性二次击穿等。

②场效应晶体管在很低的温度下仍有较高的跨导(常常高于室温下跨导值),可以工作在液氮,甚至液氮的温度下。

③场效应晶体管输入阻抗高,使输入电路功耗小,便于级间直接耦合。

④场效应晶体管制造工艺相对比较简单。

⑤电压控制,控制电路较为简单。

⑥开关速度高,开关时间短,减小开关过程的功率损耗,有利于提高效率。

2. 结型场效应晶体管

场效应晶体管是利用电场对半导体电阻的影响而获得电流控制能力。改变反向偏置的 P-N 结上的电压,就能改变 P-N 结的空间电荷层,而空间电荷层是一个耗尽层,几乎不能导电,因此改变 P-N 结的反向偏置电压就能改变半导体区域的截面积,从而控制通过半导体的电流。根据这一原理构成的场效应晶体管,称为结型场效应晶体管。所以说, JFET 是用 P-N 结作控制栅的器件。

图 3-1(a)是 JFET 的结构示意图。在一块 N 型半导体的两侧面各制作一个 P-N 结,且 P 型半导体区的掺杂浓度远大于 N 型半导体。两个 P 区用导线相连,引出线称为栅极(G),N 型半导体两端的引线分别称为漏极(D)和源极(S)。

当栅源极短接时,P-N 结为零偏置,在漏源极间加上电压 V_{DS} ,就产生漏极电流 I_D ,此

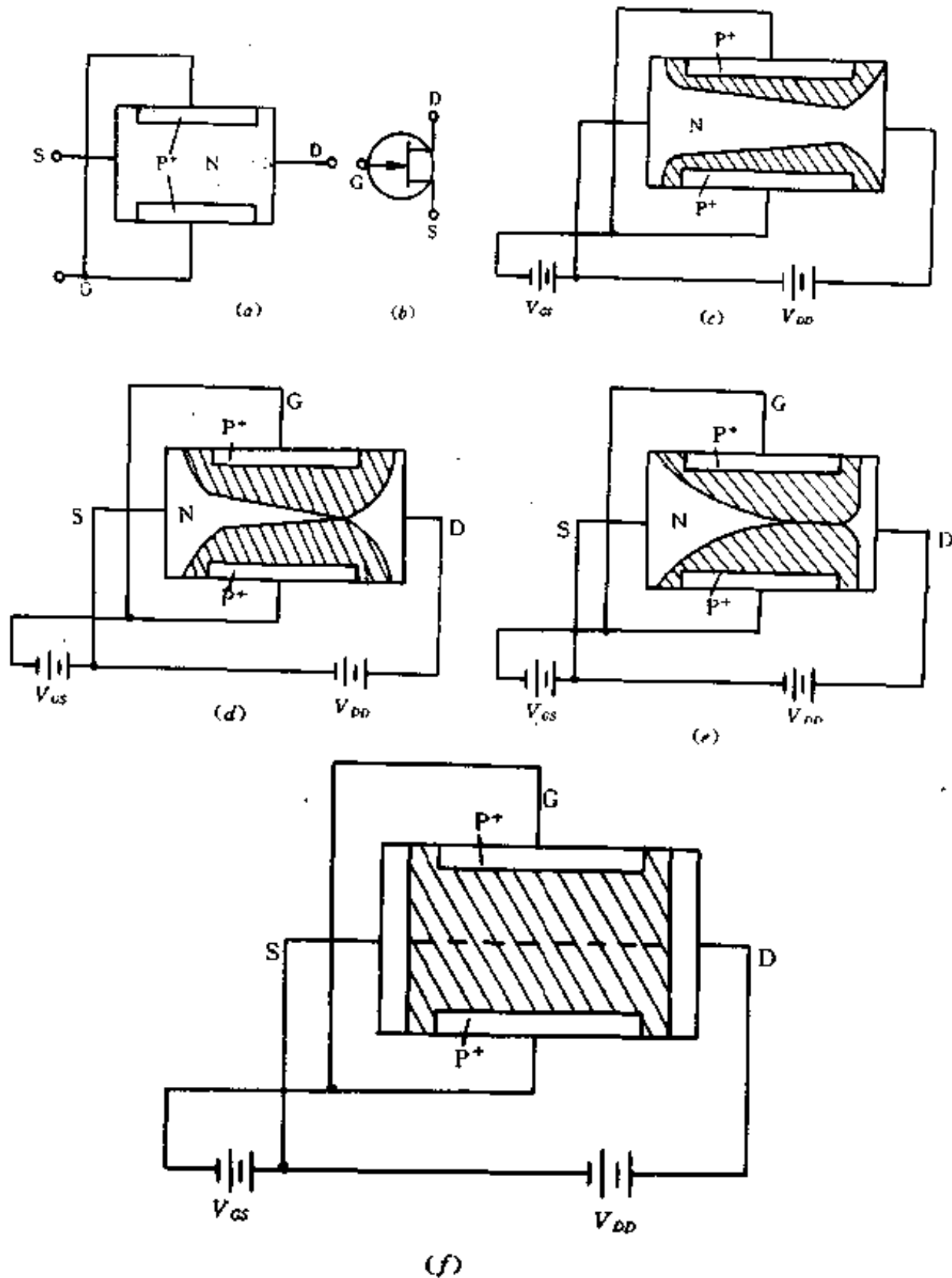


图 3-1 结型场效应晶体管

电流是由N区中多数载流子——电子的漂移运动形成的。当 V_{DS} 一定时, I_D 的大小就取决于N型半导体呈现的电阻。值得注意的是,由于P-N结的电荷层,即耗尽层的存在,只有耗尽层之间的半导体才参与导电,这一区域称为导电沟道。在图3-1(a)中,由于导电沟道是N型半导体,因此,称为N沟道结型场效应晶体管,其电路符号如图3-1(b)所示。图中栅极的箭头方向是P-N结的正偏方向,也是载流子运动的方向。

如果在栅极和源极之间加负电压 V_{GS} ,即在N沟道JFET的P-N结上加有反偏压时,耗尽层将变宽。P区由于掺杂很重,故P区的耗尽层宽度的变化极小,但由于N区的掺杂很轻,N区的耗尽层宽度的增加就相当显著,从而使导电沟道变窄,沟道电阻增大,如图3-1(c)所示。由图可见,沟道的宽度是不均匀的,这是由于沟道中存在着电压降,沟道沿着电流方向上各点的电位各不相同,这就使得P-N结各点的反偏压各不相等,而导致了耗尽层分布不均匀,形成导电沟道宽度不均匀。随着 V_{GS} 的负值的增大,耗尽层就向N区中间扩展,于是在同样的 V_{DS} 下, I_D 就随 $-V_{GS}$ 的增大而减小。

当 $-V_{gs}$ 增加到某一数值时,两个P-N结的耗尽层将首先在漏极附近相遇,导电沟道开始被“夹断”,如图3-1(d)所示,这种情况称为“预夹断”。这时漏极电流 I_D 并不等于零,这是因为 V_{ds} 是降落在沟道和夹断区上的,所以夹断区中存在着电场,N沟道内电子在沟道压降的作用下向漏极漂移,一旦进入夹断后,就被夹断区中的电场扫入漏极。若 $-V_{gs}$ 继续增加,沟道中被夹断的部分就越多,如图3-1(e)所示。同时 V_{ds} 分配在沟道上的压降也越小, I_D 就随之下降。值得注意的是,沟道夹断后,如果 $-V_{ds}$ 增大, I_D 将基本保持不变,即与 V_{ds} 无关,呈现饱和状态。这是由于夹断区的电阻要比沟道电阻大得多, V_{ds} 增加部分将几乎全部降落在夹断区上,从而使得 I_D 不变。但是改变 V_{gs} 的大小,将有效地改变夹断区部分的尺寸,因而发生预夹断 I_D 的大小实际上只由 V_{gs} 控制。

随着 $-V_{gs}$ 的增加,沟道在源极也被夹断,如图3-1(f)所示。这时整个N区就都成为耗尽层,导电沟道不复存在。使导电沟道消失所加的栅源极电压称为阈值电压或夹断电压 V_p 。这时,漏极电流 I_D 近似为零,这种情况称为“夹断”。由此可见,结型场效应晶体管的导电沟道随 $-V_{gs}$ 增加而逐渐耗尽。

类似地,如在一块P型半导体的两侧制作两个N区,就构成了P沟道结型场效应晶体管。P沟道JFET的工作原理与N沟道JFET完全相似,只是 V_{gs} 、 V_{ds} 、 I_D 的极性均与N沟道的管相反。相应地,其电路符号中栅极箭头方向也相反,见图3-2所示。P沟道的管是空穴导电,由于空穴的迁移率比电子的迁移率小,故P沟道JFET的工作速度较慢。

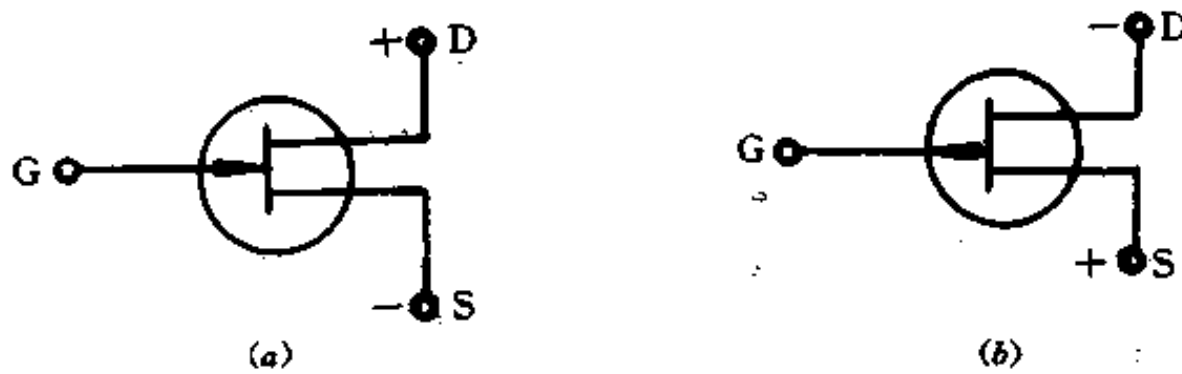


图3-2 JFET的符号
(a)N沟道JFET;(b)P沟道JFET。

3. JFET的特性

图3-3表示出N沟道JFET的输出特性。按漏源电流随漏源电压变化关系,可将特性分为三个区域。即非饱和区Ⅰ、饱和区Ⅱ和雪崩击穿区Ⅲ。下面分别进行讨论。

(1) $V_{gs}=0$ 时的漏特性

在输出特性的原点,因为 $V_{ds}=0$,所以 $I_D=0$ 。当加上漏源电压 V_{ds} 后,沟道内即产生漂移电场。漂移电场使载流子源源不断地从源极流向漏极,形成漏极电流 I_D 。 I_D 流经沟道电阻必然产生电压降。而栅源极短路又将此电压降直接加到栅结上,因此,栅结反向偏压将随沟道压降从源极到漏极逐渐升高而增大,栅结耗尽层宽度则由源极到漏极逐渐变宽,导电沟道逐渐变窄。

V_{ds} 很小时,沟道漂移电场较弱,漏极电流也很小,此时漏极电流 I_D 随电压 V_{ds} 的增加而线性上升。当 V_{ds} 比较大时,沟道压降增大,耗尽层宽度的变化更加明显。由于沟道截面积随 V_{ds} 增加而减小,使沟道导电能力降低,因而 I_D 随 V_{ds} 增大而上升的速率变小,漏特性曲线的斜率逐渐变小,输出特性离开线性区,逐渐向饱和区过渡。

当 V_{DS} 增加到漏端栅结上的反向偏置电压等于夹断电压时,漏端栅结耗尽层相碰,使漏端沟道夹断而消失。沟道夹断后,沟道电阻急剧增大, I_D 基本上不再随 V_{DS} 的增长而上升。因此,沟道夹断时所加的漏源电压称为饱和漏源电压,用 V_{DSS} 表示。

当漏源电压继续增加到 $V_{DS} > V_{DSS}$ 时,由于夹断点的电位始终保持 V_{DSS} 不变,超过的部分将降落在漏端夹断区的耗尽层上。因而漏源电压增大以后,夹断点逐渐向源端移动。当漏源电压继续增加到漏栅结上的反向偏置电压等于雪崩击穿电压时,器件进入雪崩击穿区。这时,电压的微小增长,将使漏极电流急剧上升。

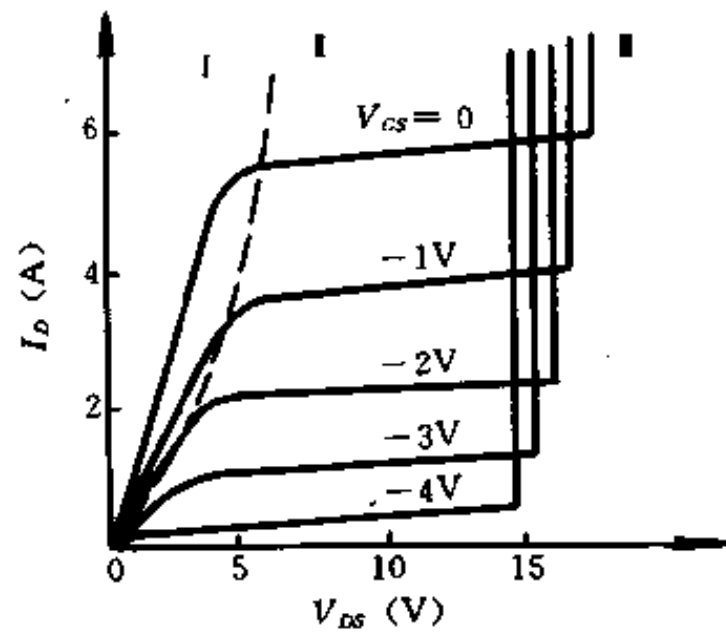


图 3-3 JFET 的输出特性

(2) $V_{GS} \neq 0$ 时的漏特性

当栅结加上反向偏置电压时,栅结耗尽层宽度增大,并向沟道区扩展,因而使沟道厚度变小,沟道电阻增大,最终导致 I_D 随 V_{DS} 增大,而上升的速率变小。 V_{GS} 越负,上升的速率越小,特性曲线离开 $V_{GS} = 0$ 的曲线越远。

JFET 的另一组特性曲线是转移特性曲线,也就是输入特性曲线。它是指当漏源电压 V_{DS} 为常数时,栅源电压 V_{GS} 和漏极电流 I_D 之间的关系曲线,如图 3-4 所示。

由图 3-4 所示的转移特性曲线可见,当 V_{GS} 从 $-2V$ 变到 $0V$ 时 ($\Delta V_{GS} = 2V$), I_D 从 $5A$ 变到 $10A$ ($\Delta I_D = 5A$)。如果在漏极电路中接入漏极电阻 $R_D = 10\Omega$,则 R_D 上的电压就变化了 $50V$,也就是电压放大倍数为 25。这就是 JFET 的电压放大作用。

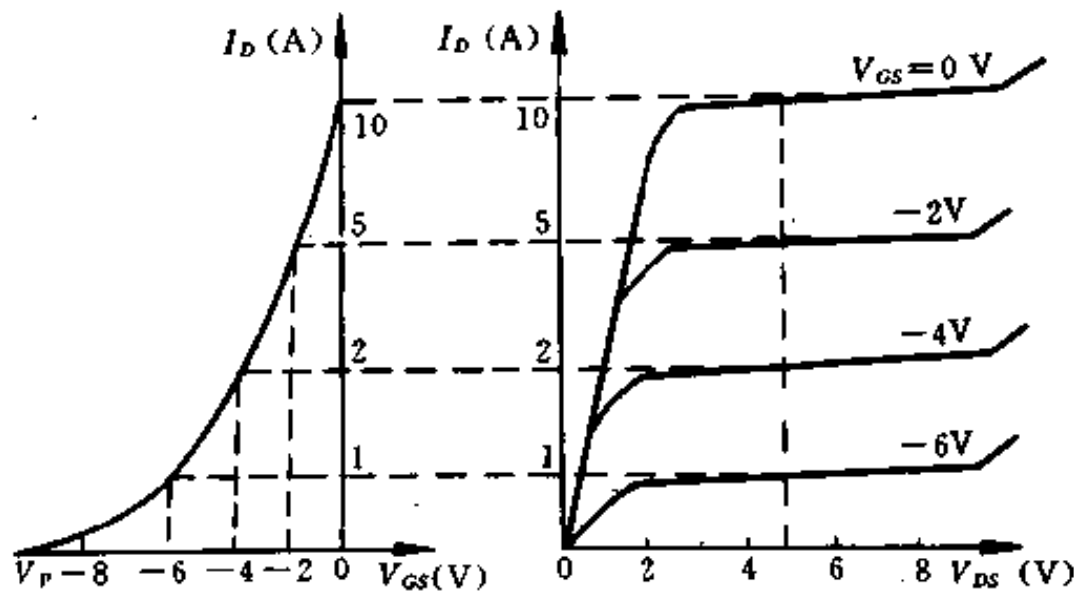


图 3-4 JFET 转移特性

§ 2 功率 MOS 场效应晶体管

虽然 JFET 的输入电阻很高,可达 $10^8\Omega$ 以上。但是,当温度升高时,随着 P-N 结反向饱和电流的增加,输入电阻将显著下降,并且栅极 P-N 结又不允许正偏。为克服这些缺点,

人们又发展了 MOSFET。MOSFET 的主要优点是:输入电阻很高,可高达 $10^{13}\Omega$ 以上,并且与温度变化无关;对栅极电压极性没有限制;其工艺非常适合制造大规范集成电路。

MOSFET 根据导电沟道的类型可分为 N 沟道和 P 沟道两大类;按零栅压时器件的导电状态又可分为耗尽型(常开型)和增强型(常关型)两类。栅压为零时已存在导电沟道的器件,称为耗尽型器件;栅压为零时不存在导电沟道的器件,称为增强型器件。因此, MOSFET 可以分为 N 沟道增强型、耗尽型;P 沟道增强型、耗尽型共四种基本类型。下面以 N 沟道的两种类型管为例来介绍 MOSFET 的工作原理和参数。

1. N 沟道增强型 MOSFET

图 3-5 是 N 沟道增强型 MOSFET 的结构示意图。它是在 P 型硅的衬底上制作两个 N 区,分别作为源极和漏极。源漏之间 P 型硅的表面上有一个很薄的二氧化硅绝缘层,绝缘层上是金属栅极。由于这种结构具有金属-氧化物-半导体的形式,所以称为 MOSFET。此外,因为栅极与源极之间均被二氧化硅绝缘层隔开,所以又有绝缘栅极场效应晶体管之称。

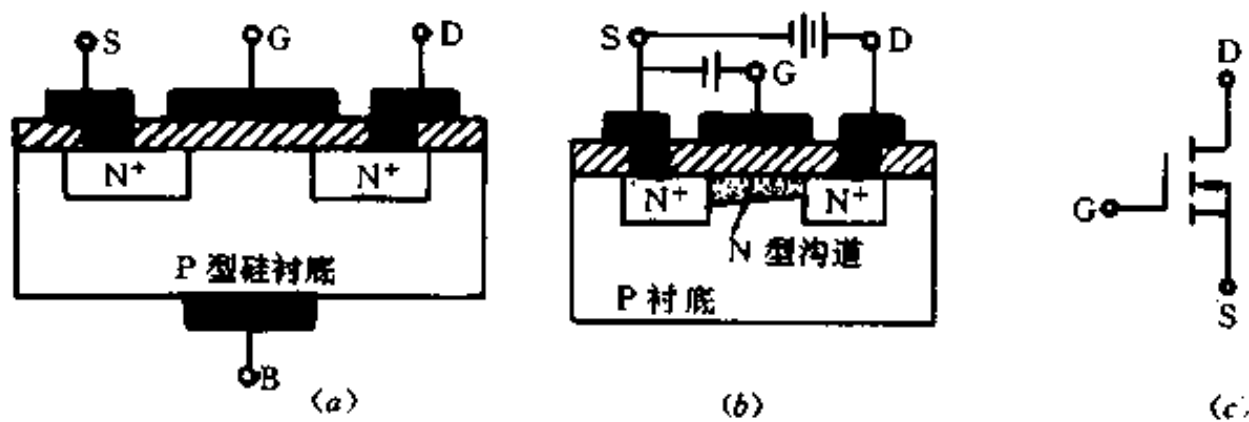


图 3-5 N 沟道增强 MOS 管
(a)结构图;(b)沟道形成;(c)符号。

当栅源极短接时($V_{GS}=0V$),在漏源极间加上正电压 V_{DS} ,这时漏源极之间是两个背靠背的 P-N 结,这种情况有点类似于一个基极没有引线的 NPN 晶体管,因此漏极电流 I_D 只是一个很小的 P-N 结反向电流。即 $V_{GS}=0V$ 时,没有形成导电沟道。

当栅源之间加上正电压 V_{GS} 时,则金属栅极和 P 型硅便构成一个相当以二氧化硅为介质的平板电容器。在 V_{GS} 的作用下,介质中便产生一个由栅极指向 P 型硅表面的垂直电场。由于绝缘层极薄,因而电场强度极大,通常在 V_{GS} 为几伏时,电场强度便可高达 $10^5 \sim 10^6 V/cm$ 的数量级。这个电场将排斥 P 型硅的多数载流子空穴而吸引少数载流子电子,从而在栅极下面的 P 型硅表面形成一个耗尽层。当正的 V_{GS} 达到某个数值 V_T 时,则 P 型硅的空穴极少而电子甚多,从而形成一个与 P 型硅类型相反的反型层——N 型薄层,如图 3-5(b) 所示。此 N 型薄层与漏、源的 N 区相接而成为导电沟道,在 V_{DS} 作用下便产生漏极电流 I_D ,因此 V_T 称为开启电压。 V_{GS} 越大,导电沟道宽度越宽,沟道电阻就越小,在同样的 V_{DS} 下, I_D 也越大。图 3-5(c) 是 N 沟道增强型 MOSFET 的电路符号。

图 3-6 为 N 沟道增强型 MOSFET 的共源极联接的输出特性曲线和转移特性曲线。它与结型场效应晶体管的特性相仿。输出特性也分为非饱和区 I、饱和区 II 和击穿区 III。

非饱和区:当 $V_{DS} < V_D(\text{sat})$ 时, I_D 随 V_{DS} 的增大而增大。

饱和区:当 $V_D(\text{sat}) < V_{DS} < BV_{DS}$ 时 (BV_{DS} 为漏源极击穿电压), I_D 随 V_{DS} 的增大略有增

大,这表示 MOSFET 有一定的输出电阻。

击穿区:当 $V_{DS} > BV_{DS}$ 时, I_D 急速上升。这是因为漏区与衬底间的 P-N 结发生了雪崩击穿或漏源区间发生穿通。

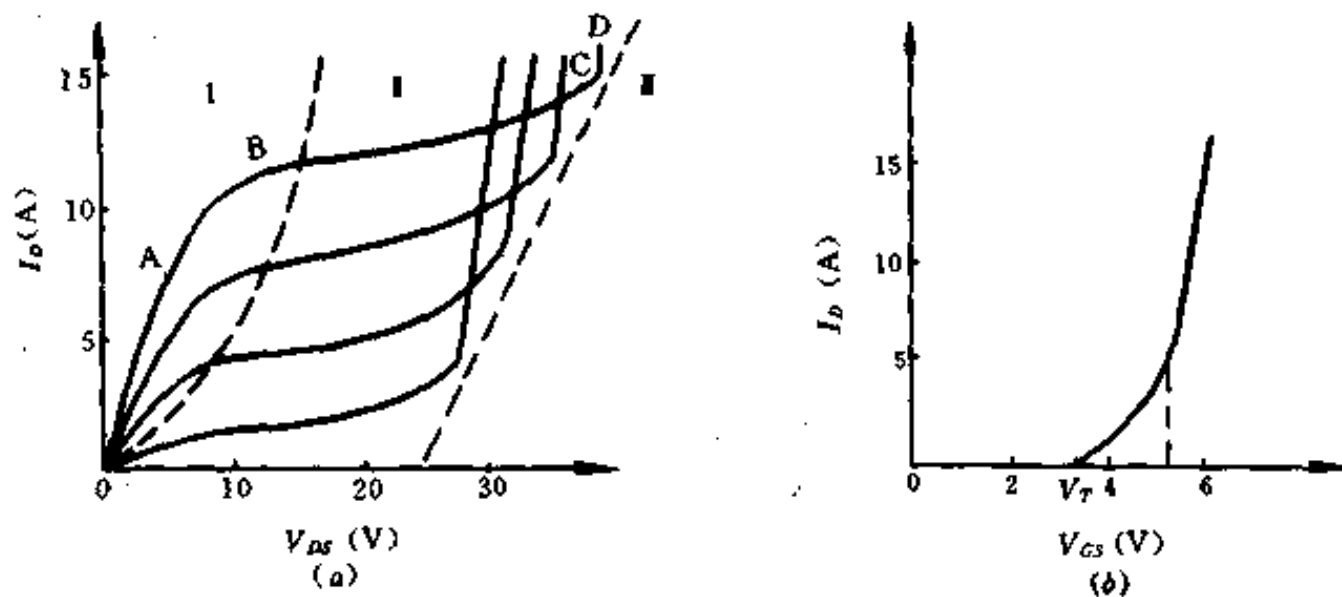


图 3-6 N 沟道增强型 MOSFET 特性曲线
(a)输出特性;(b)转移特性。

下面分析当 $V_{GS} > V_T$ 并且为一定值时, I_D 随 V_{DS} 的增大而变化的规律。

①当 V_{DS} 是一个很小的正值时,沿整个沟道长度的电势近似为零,栅极与沟道之间的电压近似相等,因此沟道中各点的自由电子浓度也近似相等,见图 3-7(a)。这时,沟道就像一个数值一定的电阻,故 I_D 与 V_{DS} 成线性关系,如图 3-6 中 OA 段直线所示。沟道电阻就是这段直线斜率的倒数。

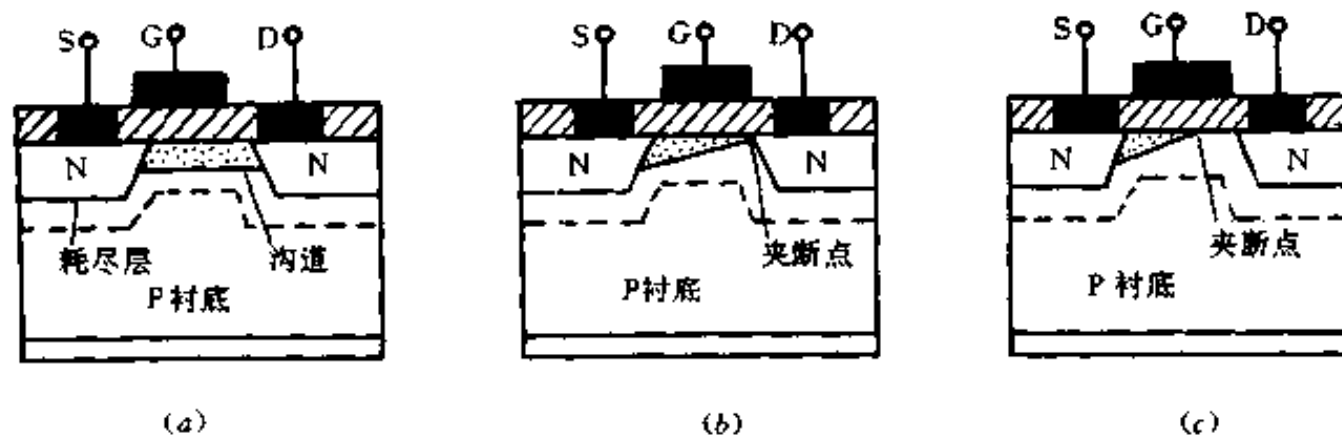


图 3-7 沟道和耗尽区随 V_{DS} 的变化

②当 V_{DS} 较大时,由于有较大的沟道电流由漏极流向源极,在沟道上产生较大的压降。因此,沿着沟道由源极到漏极的电势由零逐渐增大(取源极电势为零),而栅极与沟道之间的电势差及电子浓度将逐渐减小,沟道厚度将逐渐变薄,见图 3-7(b)。由于沟道内总自由电子数的减少和沟道体积的减小,与 V_{DS} 很小时相比,沟道电阻增大,使得 I_D 的增加变慢,曲线逐渐弯曲,如图 3-6 中 AB 段所示。当 V_{DS} 增加到某一定值 $V_b(\text{sat})$ 时,靠近漏极一端的沟道消失,只剩下了耗尽层,这时称为被夹断,见图 3-7(b)。图 3-6 中的 B 点就是沟道开始夹断时的工作状态。

③当 $V_{DS} > V_D(\text{sat})$ 时, 沟道在靠近漏极的一端被夹断, 见图 3-7(c), 在沟道与漏区之间隔着耗尽区。当沟道中的自由电子到达耗尽区边界时, 将立即被耗尽区内的强电场扫入漏区。

在 $V_{DS} > V_D(\text{sat})$ 时, 随着 V_{DS} 的增大, 沟道的有效长度逐步减小, 称为沟道有效长度调制效应, 使得 I_D 随 V_{DS} 的增长而略有增大。这一区域为饱和区, 相当于图 3-6 中的 BC 段。

④当 $V_{DS} \geq BV_{DS}$ 时, 由于反向偏置的漏区与衬底之间的 P-N 结会因雪崩倍增效应而被击穿或漏源区间发生穿通。因此, I_D 将急速上升, 这相当图 3-6 中的 CD 段。

2. N 沟道耗尽型 MOSFET

图 3-8(a) 是 N 沟道耗尽型 MOSFET 的结构示意图, 其结构与增强型 MOSFET 基本相同, 但在二氧化硅绝缘层中掺有大量钾或钠之类的正离子。在 $V_{GS} = 0\text{V}$ 时, 这些正离子在栅极下的 P 型硅表面感生 N 型导电沟道, 只要加上 V_{DS} 就能产生较大的漏极电流 I_D ; 如果加上负的 V_{GS} , 则导电沟道变窄, I_D 下降。当 $V_{GS} = V_P$ 时, 沟道消失。当然, 若 V_{GS} 为正, 则导电沟道变宽, I_D 将上升, 所以耗尽型 MOSFET 也能按增强型工作, 这是耗尽型管的一个重要特性。图 3-8(b) 是 N 沟道耗尽型 MOSFET 的电路符号。它的输出特性和转移特性如图 3-8(c)、(d) 所示。

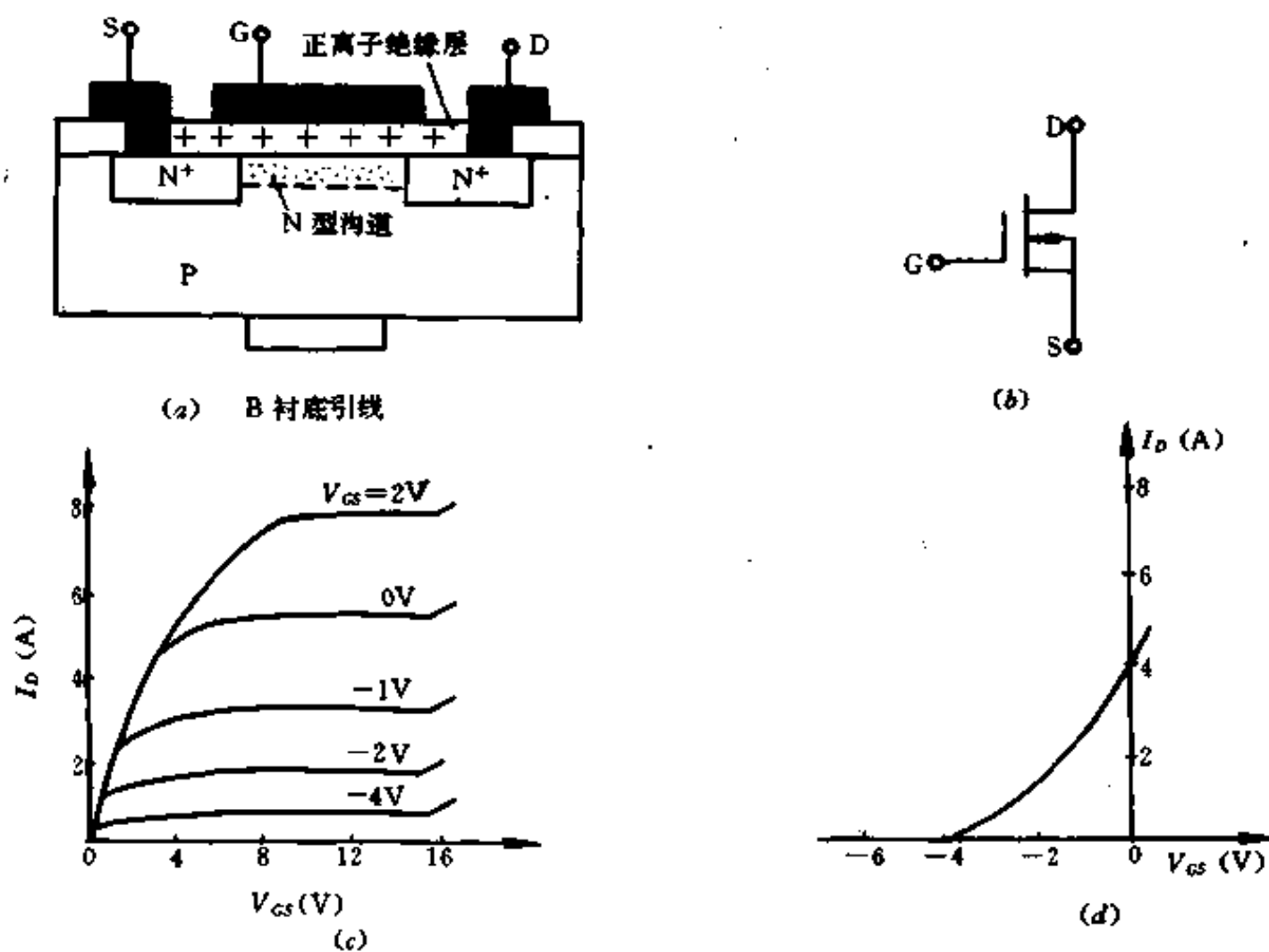


图 3-8 N 沟道耗尽型 MOS 管

(a) 结构图; (b) 符号; (c) 输出特性; (d) 转移特性。

上面我们讨论了 N 沟道 MOSFET 的结构和导电原理, P 沟道 MOSFET 的导电原理与 N 沟道 MOSFET 相似。P 沟道 MOSFET 是在 N 型半导体层上(衬底)制作两个 P 区, 分别作为源极和漏极。当在栅极加上负栅压时, N 型半导体的表面也随着负栅压的绝对值增大由电子耗尽而逐渐变为空穴积累。当栅压到达 V_P 时, 表面即出现强反型而形成 P 型导电

沟道,在漏源电压作用下,空穴将经过 P 型沟道从源端流向漏端。由于传输电流的载流子是空穴,因而称为 P 型沟道 MOSFET。它的电压、电流极性和电路符号的箭头方向均与 N 沟道 MOSFET 相反,而且衬底接到电路的最高电位上。

图 3-9 分别表示出四种类型的 MOSFET 的电路符号和特性曲线。

类型	电路符号	转移特性	输出特性
N 沟道 耗尽型			
N 沟道 增强型			
P 沟道 耗尽型			
P 沟道 增强型			

图 3-9 MOSFET 的基本类型

3. MOSFET 的参数

下面介绍的是 MOSFET 的主要参数。

(1) 直流参数

1) 阈值电压

当 V_{DS} 为某一固定数值(测试条件)时,使漏源输出电流 I_D 接近于零,这时的栅源极之间所加的电压 V_{GS} 称为阈值电压,包括夹断电压 V_P 和开启电压 V_T 。

2) 饱和电流 I_{DSS}

对于耗尽型 MOSFET,当 $V_{GS} = 0V$ 时, V_{DS} 足够大,且一定时,漏源极电流称为饱和电流 I_{DSS} 。

3) 直流输入电阻 R_{GS}

R_{GS} 表示栅源极之间的直流电阻,可用直流栅压除以直流栅流来计算。

4) 输出电阻 r_d

r_d 是漏极特性上某点斜率的倒数。即

$1/r_d = \partial I_D / \partial V_{DS}$, 在恒流区 r_d 很大,通常有几十到几百欧姆。

5) 跨导 g_m

漏极电流的变化量与引起这个变化的栅源极电压变化量之比,称为跨导。即

$$g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS} = \text{常数}} \quad (3-1)$$

跨导表示栅压对漏极电流的控制能力,它是衡量管子放大作用的重要参数。

(2) 击穿电压

1) 漏源极击穿电压 BV_{DS}

BV_{DS} 值规定了 MOSFET 漏源极最高承受电压值,当 V_{DS} 超过 BV_{DS} 值时,电流 I_D 急剧上升,称这种现象为击穿。在 MOSFET 中产生漏源极击穿的机理有二:一是漏区与衬底之间 P-N 结的雪崩击穿,二是漏源两区的穿通。

2) 栅源极击穿电压 BV_{GS}

栅源极承受电压的能力有限,当栅源极电压超过 $|BV_{GS}|$ 值时,就会使栅源极击穿,从而使管子产生永久性损坏,所以使用时在栅源极不能加高于 $|BV_{GS}|$ 的电压。

4. 使用场效应晶体管应注意的问题

在使用场效应晶体管时,要注意漏源极之间的电压、漏极电流、栅源极之间的电压、耗散功率等数值都不能超过最大允许值。

要特别注意对栅极的保护。尤其是 MOSFET,它的输入电阻非常高,是重要的优点,但却带来新的问题,因为栅极如果感应有电荷,就很难泄放掉,电荷的积累就会使电压升高,特别是极间电容比较小的管子,少量的电荷就足以产生击穿的高电压。为了避免这种情况,关键在于不能让栅极悬空,要在栅源极之间绝对保持直流通路。即使不用时,也要用金属线将三个电极短路。焊接时,应把烙铁的电源断开再去焊栅极,以免交流感应将栅极击穿。

场效应晶体管的好坏,一般用图示仪检查,测试时,一定要严格按手册规定的条件进行。测试输出特性时,应用具有 $80\mu\text{s}$ 扫描速度的图示仪,不能用只有 50 周扫描的一般图示仪,否则会烧坏管子。一般也不能像双极型晶体管那样,直接用万用表测量。

因为 MOSFET 的开关速度很高,在开关瞬时,由于杂散的布线电感存在,而产生浪涌电压。因此,必须对电路设计和布线设计给予足够重视,栅源极回路和负载回路的接线要用绞合线,尽量减小分布电感。

MOSFET 不应处于栅源极断开状态,两极之间加接一个电阻作为泄漏电阻。MOSFET 的开关操作应有正确的顺序。开通时,先在栅极加上 V_{GS} 偏压,再接通漏极电压;关断时,先关断漏极电压,而保持 V_{GS} ,保证漏极电路电容完全放电后,再撤除栅极电压 V_{GS} 。

对于并联使用的 MOSFET 应尽可能在结构上对称,并在管子的栅极串联一个适当的电阻,这样可抑制由于漏电容和布线电感产生的高频振荡。

§ 3 MOSFET 的功率特性和开关特性

MOSFET 已广泛应用于功率放大和功率开关电路中。作为功率器件,MOSFET 较双极型器件有开关频率高,控制电路简单等优点。

1. MOSFET 的最大输出功率和最大功耗

MOSFET 的最大输出功率 P_{OM} 可用下式计算(见图 3-10):

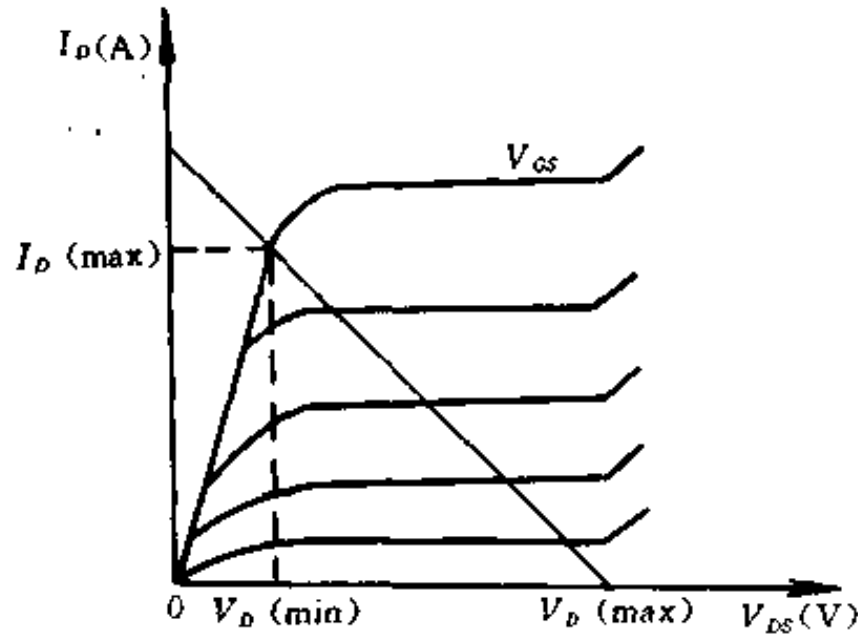


图 3-10 MOSFET 最大输出功率计算图

$$P_{OM} = \frac{1}{2} I_D(\max) [V_D(\max) - V_D(\min)] \quad (3-2)$$

最大输出功率受最大容许漏极电流 $I_D(\max)$ 、最大容许漏极电压 $V_D(\max)$ 和饱和电压 $V_D(\min)$ 的影响。

另外, MOSFET 的输出功率还受最高容许沟道温度 T_{jM} 的限制。当 MOSFET 在大功率下工作时, 由于内部功耗使沟道温度升高。如果沟道温度过高, 管子的参数就会随着时间的增长产生显著的漂移, 使管子的寿命大缩短。为了使器件能安全可靠地工作, 一般规定 T_{jM} 在 $150 \sim 175^\circ\text{C}$ 范围内。当最高沟道温度限定值确定后, MOSFET 的最大允许耗散功率为:

$$P_{CM} = \frac{T_{jM} - T_a}{R_{\theta j-a}} \quad (3-3)$$

式中 T_a —— 环境温度;

$R_{\theta j-a}$ —— 管的总热阻(见第七章)。

由式(3-3)看出, 提高器件的最大允许耗散功率的关键, 仍然是减小器件的总热阻, 减小热阻的有效措施之一是有良好的散热条件。

2. 安全工作区

MOSFET 的安全工作区, 由最大允许漏极电流 $I_D(\max)$ 、最大漏极允许电压 $V_D(\max)$ 和 P_{CM} 来确定, 如图 3-11 所示。在不同的工作条件下安全工作区 SOA 的范围是不一样的。一般确定安全工作区时都留有一定余地。虽然, MOSFET 的工作点并非绝对不能超过 SOA, 但如果超过 SOA 就没有安全保证。所以使用时, 工作点应选在 SOA 之内。

3. 开关特性

当 MOSFET 作为开关使用时, 也存在图 3-12(a) 所示的四个延迟时间, 它们的定义与第二章 § 2 中的一样。在此, 这些延迟时间是由栅电容的充放电效应造成的。当输入电压 V_i 时, 如图 3-12(b) 所示, 首先必须通过信号源内阻 R_{si} 对栅极输入电容 C_{in} 充电, 栅压则随着时间的增长而按指数上升, 所以

$$V_g(t) = V_i (1 - e^{-\frac{t}{R_{si} C_{in}}}) \quad (3-4)$$

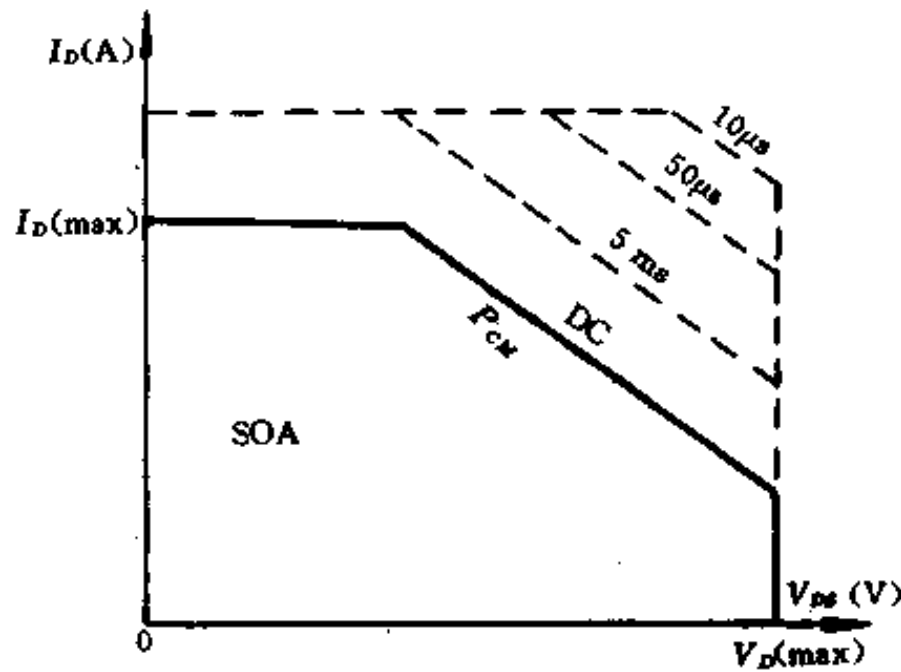
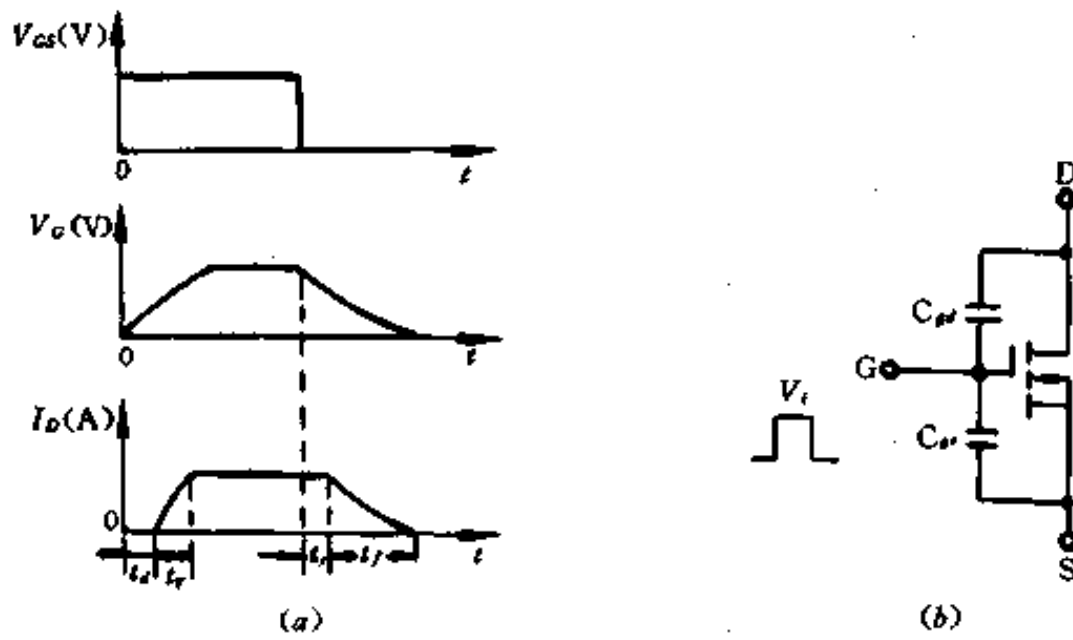


图 3-11 MOSFET 的 SOA

图 3-12 栅压与 I_D 变化波形

式中

$$C_{in} = C_{gs} + C_{gd}$$

当栅压升到阈值电压 V_T 时,漏极电流才开始上升,由此而产生延迟时间 t_d 。同样,漏极电流上升至饱和值,也需要继续对输入电容充电,因而存在一上升时间 t_r 。当输入电压 V_i 去掉后,栅电容开始释放其上存储的电荷,栅压则随电荷的释放而逐渐减小。当栅压降低至阈值电压 V_T 以下时漏极电流才开始下降,由此而产生存储时间 t_s 。漏极电流继续下降至接近截止值的时间为 t_f 。可见 MOSFET 的开关时间主要由栅电容的存储效应决定。栅电容的存储电荷比双极型晶体管中基区和集区中的存储电荷少,因此, MOSFET 的开关速度有可能高于双极型器件。例如,对于一个设计良好的 10A/200V MOSFET,其延迟时间的典型值 $t_d=50\text{ns}$,存储时间 $t_s=100\text{ns}$,而且开关时间基本上不随温度变化。

当 MOSFET 从关态转换到开态时,所需要的驱动能量很小,若转换过程中栅压摆幅为 ΔV_G ,则对器件的输入电容充电所需能量为:

$$W = \frac{1}{2} C_{in} (\Delta V_G)^2 \quad (3-5)$$

由式(3-5)可见,由于栅极输入电容小,器件从一种工作状态转换到另一种工作状态所需要的驱动能量也很小。

§ 4 VMOS 场效应晶体管

早期的 MOSFET 是平面水平沟道结构。在这种结构中,源极、漏极和栅极都处于硅单晶片的同一侧,源极与管壳相连,如图 3-13 所示。这种水平沟道结构的 MOSFET,虽然漏

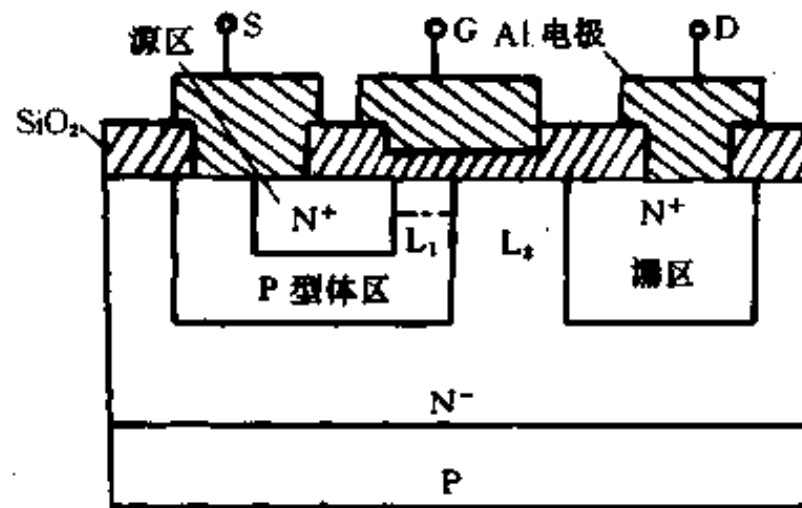


图 3-13 平面水平沟道 MOSFET 结构

极电流可达数安培,漏源极电压可达 100V 以上。但是由于通导电阻 R_{on} 大,频率特性差,硅片面积利用率低等缺点,因而一直未能得到推广。直到 1975 年 VMOS 技术移植到 MOS 功率器件后, MOSFET 才真正进入大功率领域,从而产生了垂直导电型 MOSFET (简称 VMOS 管)。

VMOSFET 的出现,是半导体功率器件领域中一项重大突破。这种新型功率器件,不仅全部保留了 MOSFET 的优点,而且由于具备短沟道、高电阻漏极漂移区和垂直导电电路等特点,从而大大提高了器件的耐压能力、电流处理能力和开关速度,使 MOS 器件从小功率范围跨进大功率范围。目前 VMOSFET 的耐压水平已提高到 1000V 以上,电流处理能力达到数百安培。

VMOSFET 有两种结构:一种是 VVMOS 结构;另一种是 VDMOS 结构。

1. VVMOS 结构

VVMOS 结构是美国雷达半导体公司在 1975 年首先提出的,其结构如图 3-14 所示。这种结构是在 N^+ 衬底上的 N^- 外延层上,先后进行 P 型区两次选择扩散,然后利用硅的各向异性刻蚀技术,刻蚀出 V 形槽。槽的深度由槽的开口宽度决定,槽壁与硅片平面成 54.7° 角。沟道长度由扩散的深度差决定,在 $1 \sim 2 \mu\text{m}$ 之间。漏极从芯片的背面引出。由于这种结构第一次改变了 MOSFET 的电流方向,电流不再是沿表面水平方向流动,而是从 N^+ 源极出发,经过与表面成 54.7° 角的沟道流到 N^- 漂移区,然后垂直地流到漏极。对于传统的 MOSFET,这是一种崭新的结构。

2. VDMOS 结构

现在,在场效应晶体管中,做到大功率化的主要是 VDMOS 结构。所谓 VDMOS,就是垂直导电的双扩散 MOS 结构,如图 3-15 所示。VDMOS 与 VVMOS 不同,它不是利用 V 形槽形成导电沟道,而是利用两次扩散形成的 P 型区和 N⁺型区,在硅片表面处的结深之差形成沟道。电流在沟道内沿表面流动,然后垂直地被漏极接收。总之,MOS 管发展到 VDMOS 结构,在大功率化进程中迈出了成功的一大步。

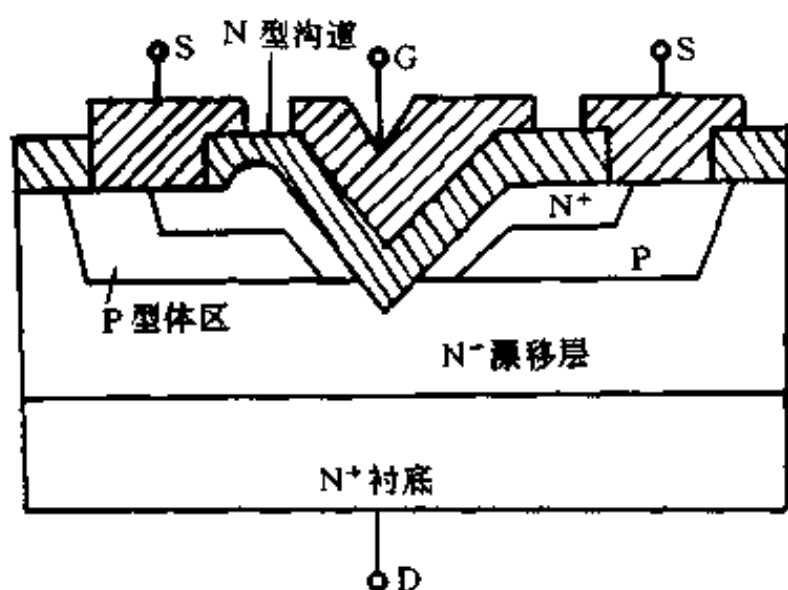


图 3-14 VVMOS 结构

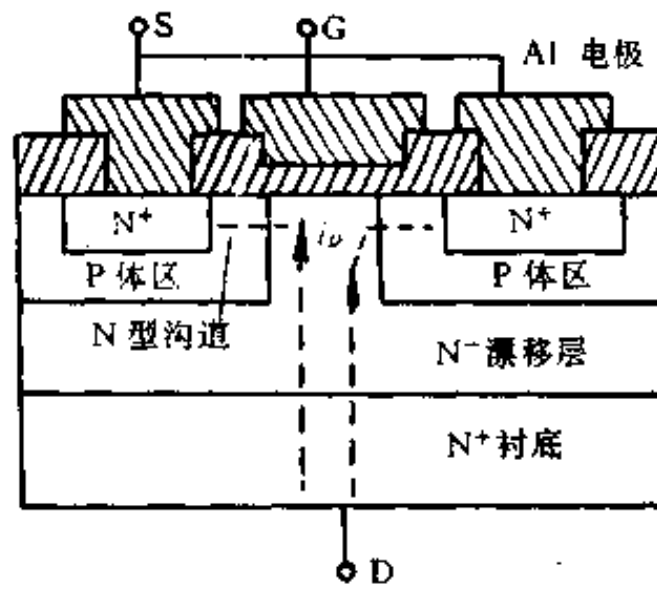


图 3-15 VDMOS 结构

VDMOS 管的衬底是重掺杂(超低阻)N⁺单晶硅片,其上外延生长一高阻 N⁻层(最终成为漂移区,该层电阻率及外延厚度决定了器件的耐压水平),在 N⁻上经过 P 型和 N 型的两次扩散,形成 N⁺-N⁻-P-N⁺结构。如果在 P 区做金属层欧姆接触,这就是双极型 N-P-N 晶体管,实际上,P 区并不直接引出电极,而是形成一个 MOS 栅结构。若电流 i_D 从 N⁺漏极沿图 3-15 的虚线经过 N⁻区流向 N⁺源极时,间隔着一个 P 型体区,由两次扩散的结深度差形成沟道。栅极为零偏压时, i_D 被 P 型体区阻隔,漏源之间的电压 V_{DS} 加在 P-N⁻ 反向结上,整个器件处于阻断状态。当栅极正偏压超过阈值电压 V_T 时,沟道由 P 型变成 N⁺型,这个反型的沟道成为 i_D 电流的通道,整个器件又处于导通状态。它靠 N⁺型沟道来导电,故称之为 N 沟道 VDMOS 管。把各半导体层型号全部更换,就形成 P 沟道 VDMOS 管。由于电子的迁移率比空穴高 3 倍左右,从减小导通电阻,或增大导通电流,或减小面积计,一般常用 N 沟道器件。特殊需要 P 沟道器件时,成本、价格都比较高。

3. VMOSFET 的工作原理

现在制造的管子多数是 N 沟道增强型 VMOSFET。在此,只介绍它的工作原理,对于其他 VMOS 器件工作原理,由此也容易理解了。

当栅-源极电压 V_{GS} 为负值时,栅极下面的 P 型区表面呈现多子堆积状态,无法沟通漏源。当 V_{GS} 为正值但不充分时,栅极下面 P 型区表面呈现耗尽状态,仍无法沟通漏源。显然,上述两种 V_{GS} 状态,VMOS 都是处于截止状态,即使施加漏-源极电压 V_{DS} ,也不能形成漏极电流 I_D 。

当栅-源极电压 V_{GS} 达到或超过强反型条件时,栅极下面 P 型区表面发生反型,形成 N 型表面层,从而把漏源沟通,使 VMOS 管进入导通状态。这种由栅极电压表面电场效应形成的沟通漏源电极的表面反型层,即简称为沟道。此时,施加电压 V_{DS} ,就会有一定的漏极

电流 I_D 从漏极通过沟道流向源极。 I_D 的大小由 V_{GS} 控制。

VMOSFET 的输出特性曲线与图 3-6 所示的基本一样。主要参数与本章 § 3 所介绍的相同。

4. VMOSFET 的优点

由于 VMOSFET 采用垂直导电结构,使其与双极型晶体管和一般的 MOS 管比较有以下优点:

(1) 高输入阻抗、低驱动电流

VMOS 器件为电压控制,其有很高的输入阻抗,驱动电流在数百纳安数量级,输出电流可达数十或数百安,直流电流放大系数高达 $10^8 \sim 10^9$,VMOS 管的这一优点给电路设计带来极大的方便。

(2) 开关速度快、高频特性好

VMOS 管是靠多数载流子导电的多子器件,没有少数子存储延时效应,VMOS 的载流子是电场控制的,开关时间基本上决定于寄生电容和寄生电感,不像双极型晶体管那样,存在着有源区少子的注入和抽取现象。所以,VMOS 管的开关速度比双极型管快十倍。

VMOS 管的载流子运动是快速的漂移运动,因而具有良好的高频特性。

(3) 负电流温度系数、热稳定性优良

VMOS 管的沟道电阻具有正的温度系数,器件电流具有负的温度系数,图 3-16 给出漏极电流 I_D 与温度 t 的关系,因而 VMOS 器件具有良好的电流自动调节能力。此外,该器件具有均匀温度分布的能力,不会形成局部热斑,因而可以避免热电恶循环。

(4) 安全工作区域大

由于 VMOS 器件电流的温度系数为负值,不存在局部热点和电流集中问题,只要合理设计器件,可以从根本上避免二次击穿。因此,VMOS 管的安全工作区如图 3-17 所示。它比双极型管的宽。

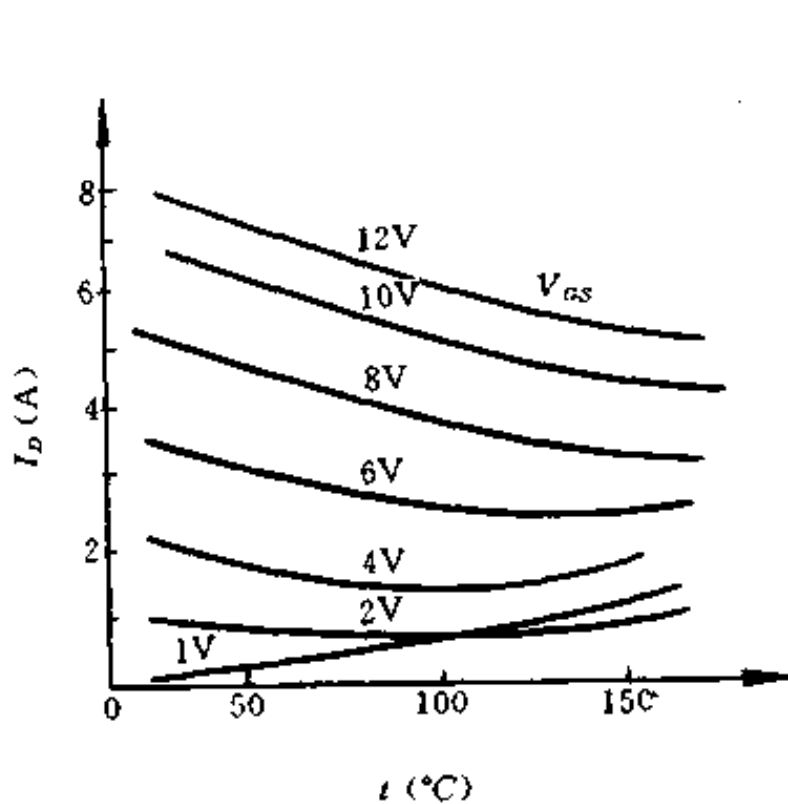


图 3-16 MOS 负电流温度系数

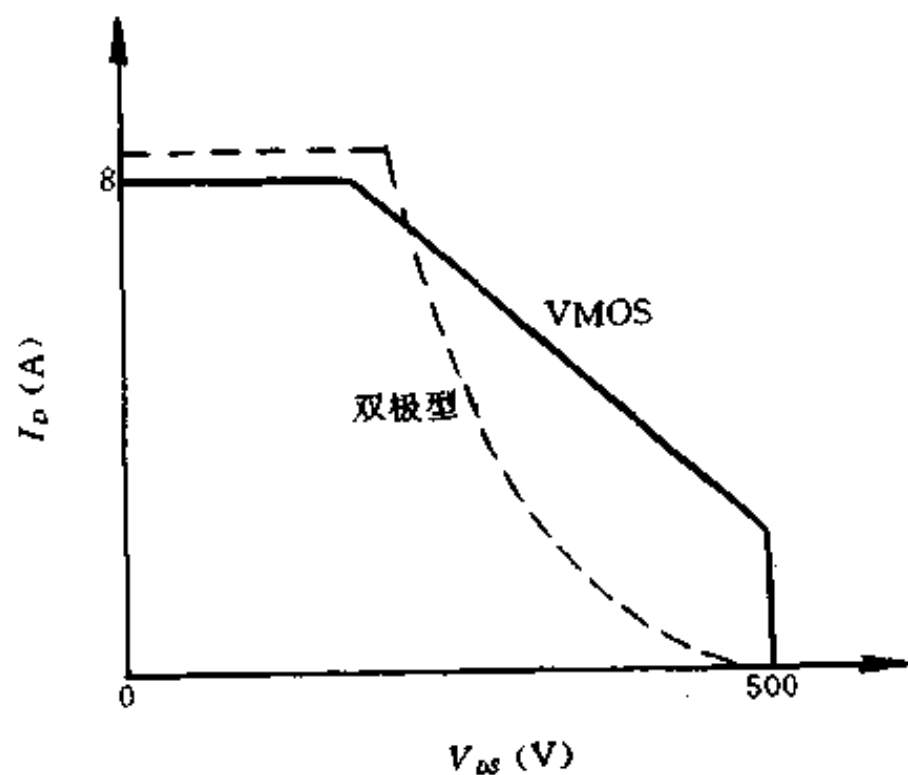


图 3-17 VMOS 器件的 SOA

(5) 高度线性化的跨导 g_m

VMOS 器件具有沟道短, 当 V_{GS} 上升到一定值后, 跨导 g_m 即为恒定值, 如图 3-18 所示。从图看出 V_{GS} 约为 4V 时, g_m 即为常数。此后, g_m 与 V_{GS} 无关, 呈现出高度的线性, 这给器件的应用带来很大的好处。传统的 MOS 管的沟道较长, 不易出现载流子速度饱和效应, 所以 I_D 与 V_{GS}^2 成正比, g_m 随 V_{GS} 增大而增大。

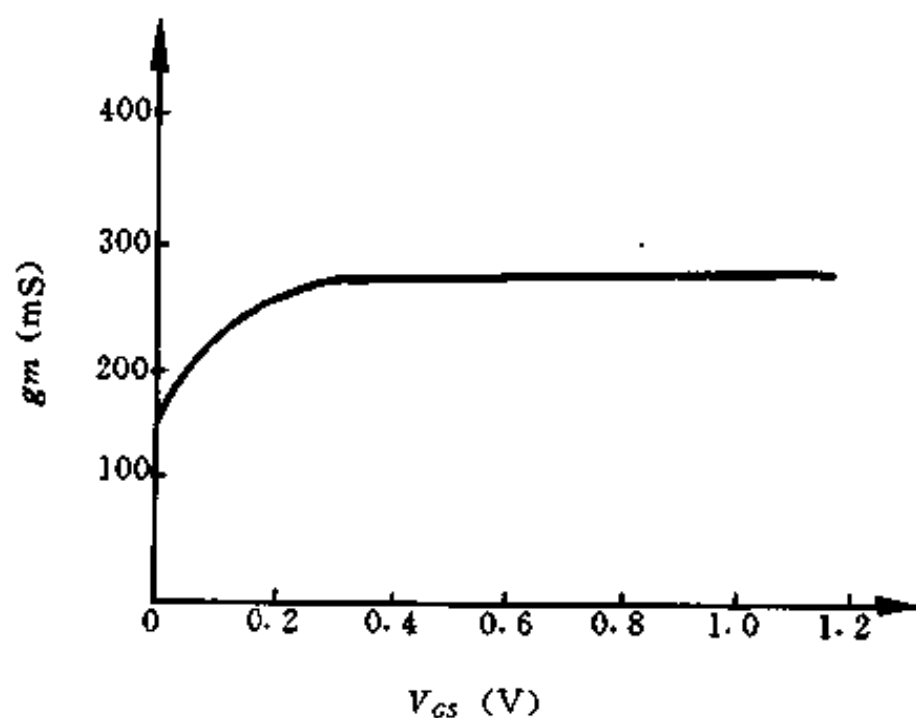


图 3-18 VMOS 跨导高度线性

(6) 理想的线性特性

双极型功率器件、传统 MOS 器件、VMOS 器件的典型静态转移特性曲线如图 3-19 所示。不难看出, 双极型器件的转移特性曲线具有严重的非线性缺点。产生非线性的原因, 首先是由于表面复合和体内复合效应的影响, 使小信号电流增益降低, 其次是由于发射效应降低, 基区电流集中以及电导调制等效应的影晌, 使大信号电流增益减小。

传统 MOS 器件的转移特性曲线也是非线性的, 因输出电流的平方根与输入电压成正比。这种平方根关系的转移特性会产生严重的二次谐波失真和交越调制畸变。

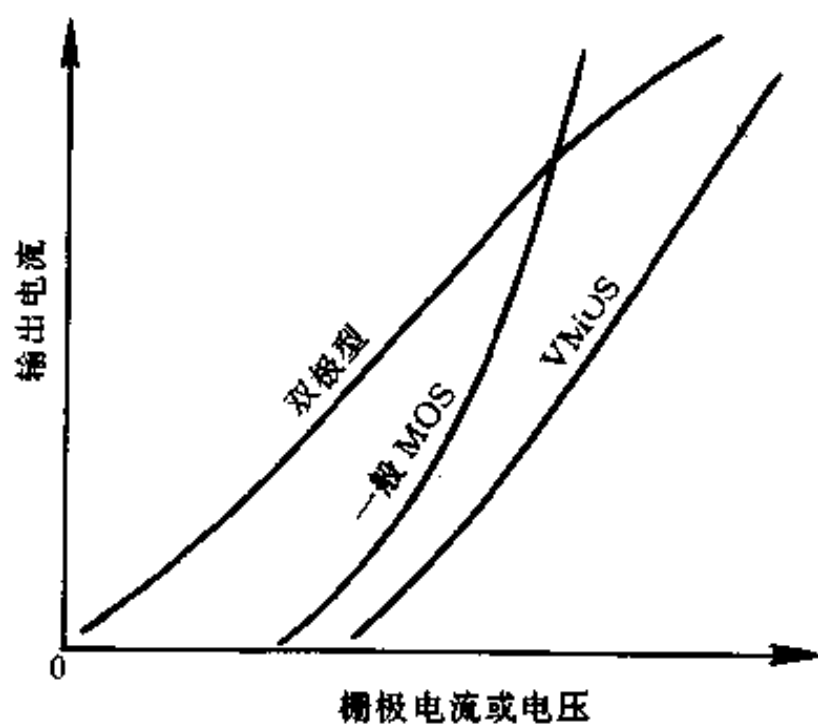


图 3-19 静态转移曲线比较

VMOS 器件的转移特性,除去低电流区域有微小弯曲部分外,非常接近理想转移特性曲线。短沟道器件的固有特点是,在它的绝大部分工作范围内,器件的增益保持不变。因此,放大信号的失真很小。

§ 5 功率 MOSFET 模块和驱动电路

1. 功率 MOSFET 模块

功率 MOSFET 模块是将 MOSFET 芯片、续流二极管芯片和一些辅助元件通过内部连接,组成一个基本单元电路,封装在同一外壳中的器件,电极引线都布置在同一平面上。除单管模块外,还有两个基本单元电路封装在同一外壳的双管模块,四个基本单元电路封装在同一外壳的四管模块,也有六个基本单元电路封装在同一外壳的六管模块。下面分别予以介绍。

图 3-20 是单管功率 MOSFET 模块的电路和特性曲线,表 3-1 是其主要参数。

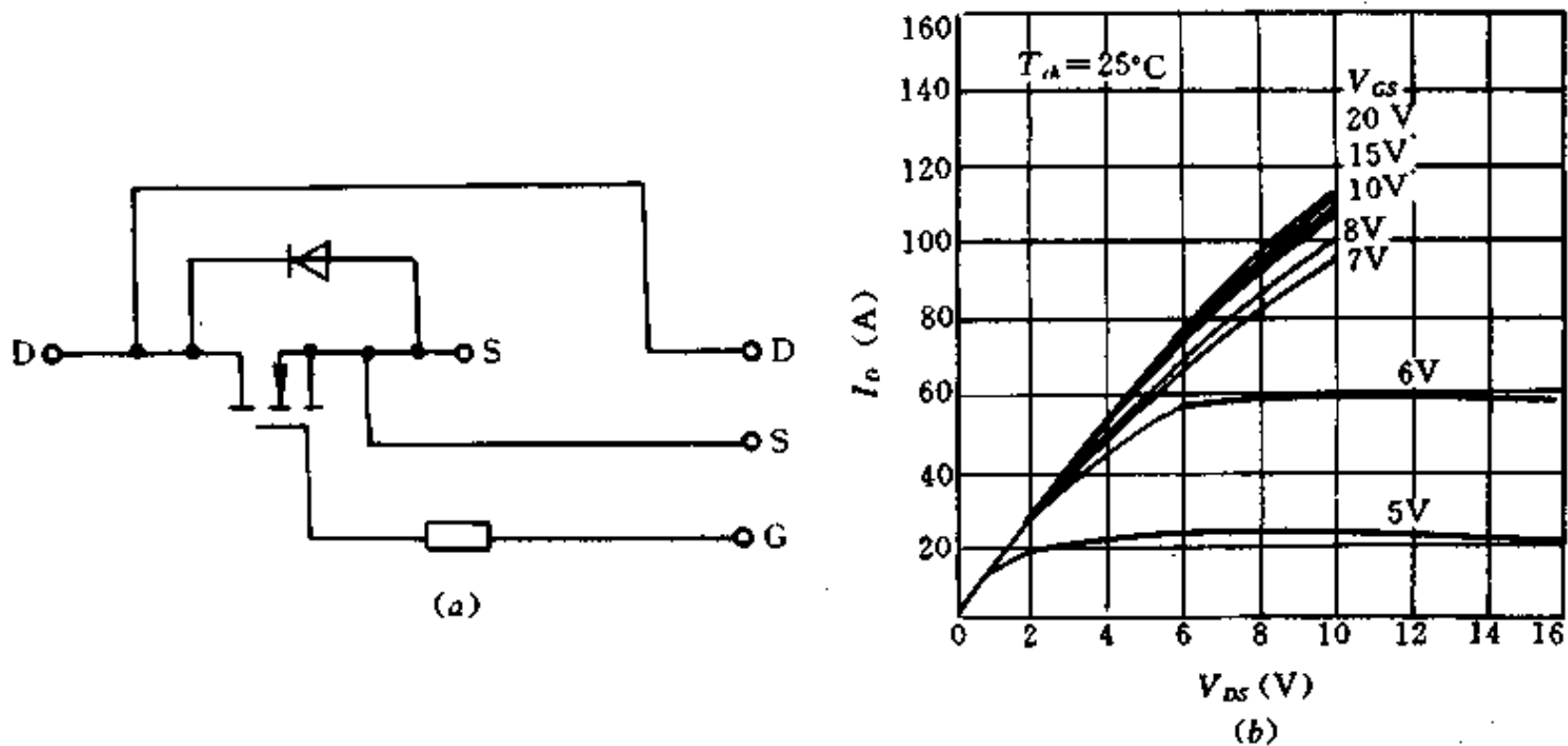


图 3-20 MOSFET 单管模块电路及特性
(a)电路;(b)输出特性。

表 3-1 额定参数 ($T_A=25^\circ\text{C}$)

项 目	符 号	条 件	额 定 值	单 位
漏-源极电压	V_{DS}	G-S 短路	450	V
栅-源极电压	V_{GS}	D-S 短路	± 20	V
漏极电流	I_D	$T_c=25^\circ\text{C}$	100	A
	I_{DM}	脉 冲	300	A
漏极功耗	P_D	$T_c=25^\circ\text{C}$	830	W
沟道温度	T_{ch}		$-40\sim+150$	$^\circ\text{C}$
存储温度	T_{stg}		$-40\sim+125$	$^\circ\text{C}$
绝缘耐压	V_{ISO}	AC, 60s	2500	V

图 3-21 是双管功率 MOSFET 模块的电路和特性曲线,表 3-2 是其主要参数。双管模块可方便地组成逆变器一个桥臂的上、下两个开关功率管。

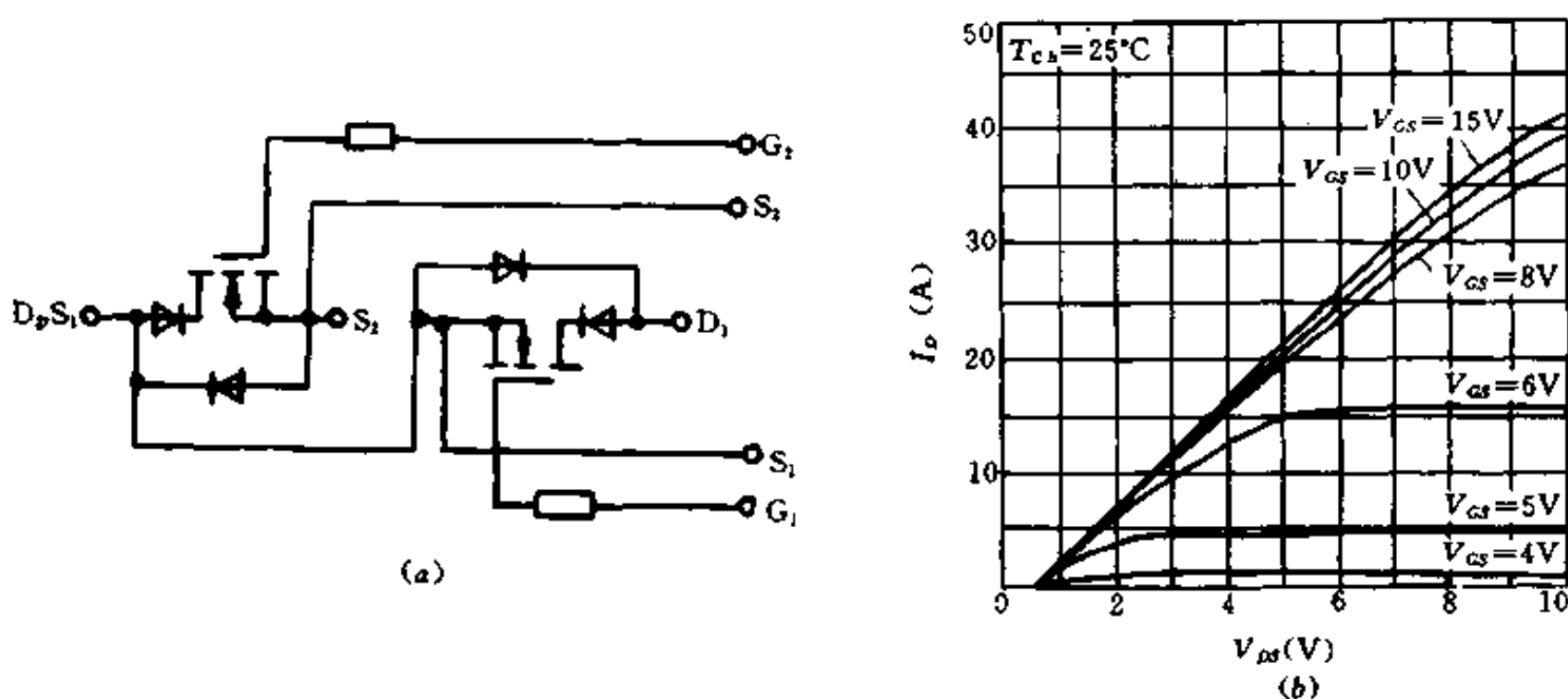


图 3-21 双管模块及特性

(a) 电路; (b) 输出特性。

表 3-2 额定参数 ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

项 目	符 号	条 件	额 定 值	单 位
漏-源极电压	V_{DS}	G-S 短路	450	V
栅-源极电压	V_{GS}	D-S 短路	± 20	V
漏极电流	I_D	$T_c = 25^\circ\text{C}$	30	A
	I_{DM}	脉 冲	90	A
漏极功耗	P_D	$T_c = 25^\circ\text{C}$	250	W
沟道温度	T_{cs}		$-40 \sim +150$	$^\circ\text{C}$
存储温度	T_{stg}		$-40 \sim +125$	$^\circ\text{C}$
绝缘耐压	V_{ISOL}	AC, 1min	2500	V

图 3-22 是四管功率 MOSFET 模块的电路和特性曲线,表 3-3 是其主要参数。四管模块构成 H 桥逆变器的主开关回路。

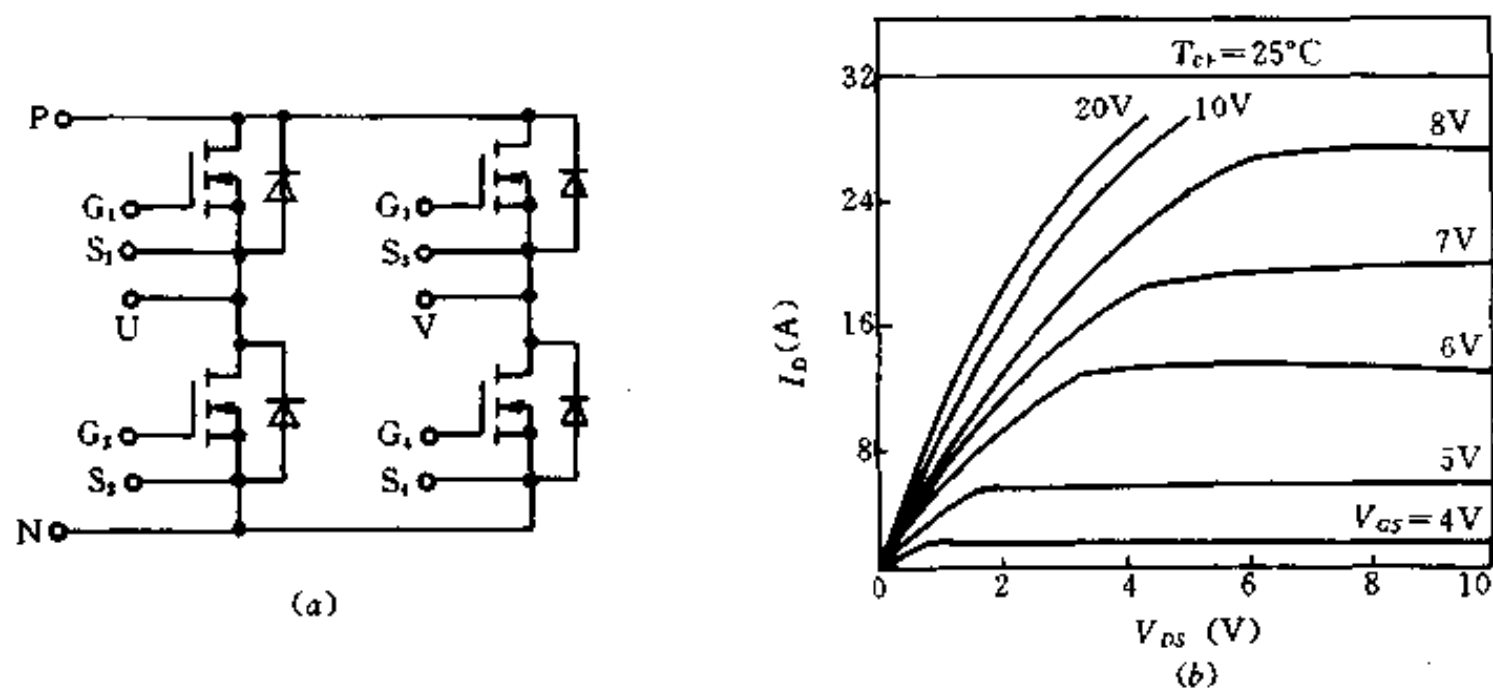


图 3-22 四管模块电路及特性

(a) 电路; (b) 输出特性。

表 3-3 额定参数($T_c=25^\circ\text{C}$)

项 目	符 号	额 定 值	单 位
漏-源极电压	V_{DS}	150	V
栅-源极电压	V_{GS}	± 20	V
漏极电流	DC	± 15	A
	1ms	± 30	
漏极功耗	P_D	65	W
沟道温度	T_{ch}	150	$^\circ\text{C}$
存储温度	T_{stg}	$-40\sim 125$	$^\circ\text{C}$
绝缘耐压	V_{ISOL}	2500(AC, 1min)	V

图 3-23 是六管功率 MOSFET 模块的电路和特性曲线,表 3-4 是其主要参数。六管模块构成三相桥式逆变器的主开关回路。

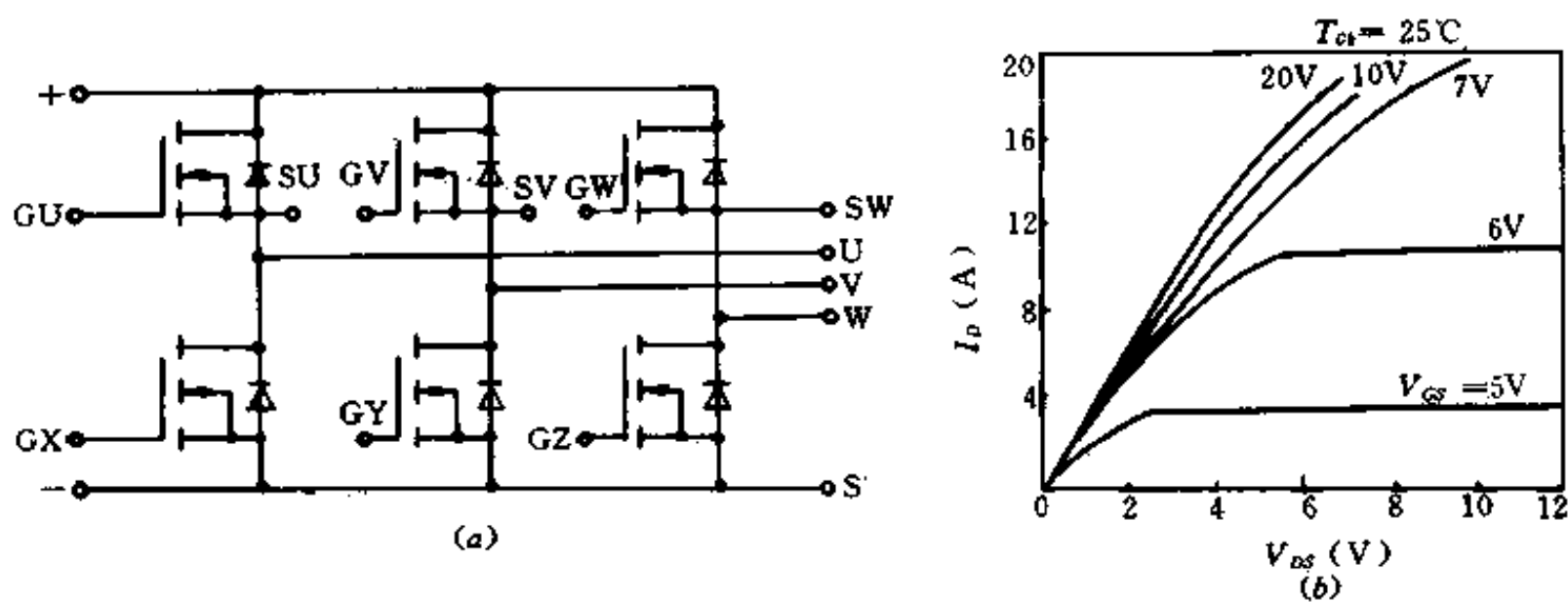


图 3-23 六管模块电路及特性

(a) 电路; (b) 输出特性。

表 3-4 额定参数($T_c=25^\circ\text{C}$)

项 目	符 号	额 定 值	单 位
漏-源极电压	V_{DS}	500	V
栅-源极电压	V_{GS}	± 20	V
漏极电流	DC	± 10	A
	1ms	± 20	
漏极功耗	P_D	125	W
沟道温度	T_{ch}	150	$^\circ\text{C}$
存储温度	T_{stg}	$-40\sim 125$	$^\circ\text{C}$
绝缘耐压	V_{ISOL}	2500(AC, 1min)	V

在设计系统电路时,功率开关器件选用模块,可使电路简化,减少元件的连接线,可靠

性提高,体积缩小。模块是现代功率电子器件的主要结构形式,广泛应用。

2. MOSFET 的驱动电路

MOSFET 是电压驱动型器件,它的驱动电路比较简单,除分立元件构成的各种驱动电路外,近年来还生产了专门驱动 MOSFET 的集成驱动器。下面介绍几种 IC 驱动器的电路组成和它们的应用电路。

M57918L 是一种混合集成驱动器,结构为单列直插式,它可驱动 30~50A 单个 MOSFET 模块。其内部电路原理如图 3-24 所示,输入级含有光电隔离耦合,中间级采用 MOSFET 放大和阻抗转换。图 3-25 是其应用电路及工作电压波形图,主要参数如表 3-5 所示。

M57924L 是包含两组驱动电路的集成驱动器,即一个 M57924L 可以驱动两只 MOSFET 模块。它的内部电路如图 3-26 所示,两组驱动电路互相绝缘,供电电源完全独立。应用电路及工作电压波形如图 3-27 所示,主要参数与表 3-5 所列的一样。

M57919L 是含有三组驱动电路的 IC 驱动器,它可驱动三只 MOSFET 模块,内部电路及引脚安排如图 3-28 所示。各组电路互相绝缘,并且供电电源完全独立。其应用电路及工作电压波形图如图 3-29 所示,主要参数与表 3-5 相同。

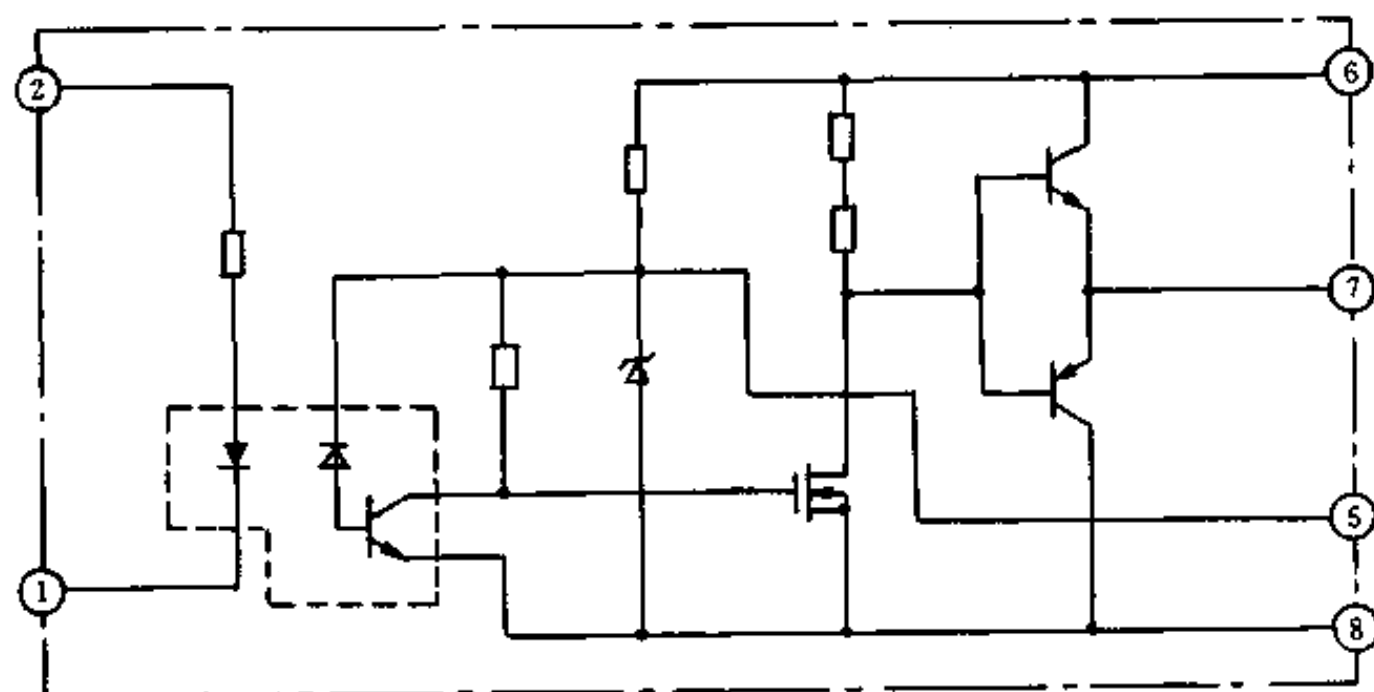
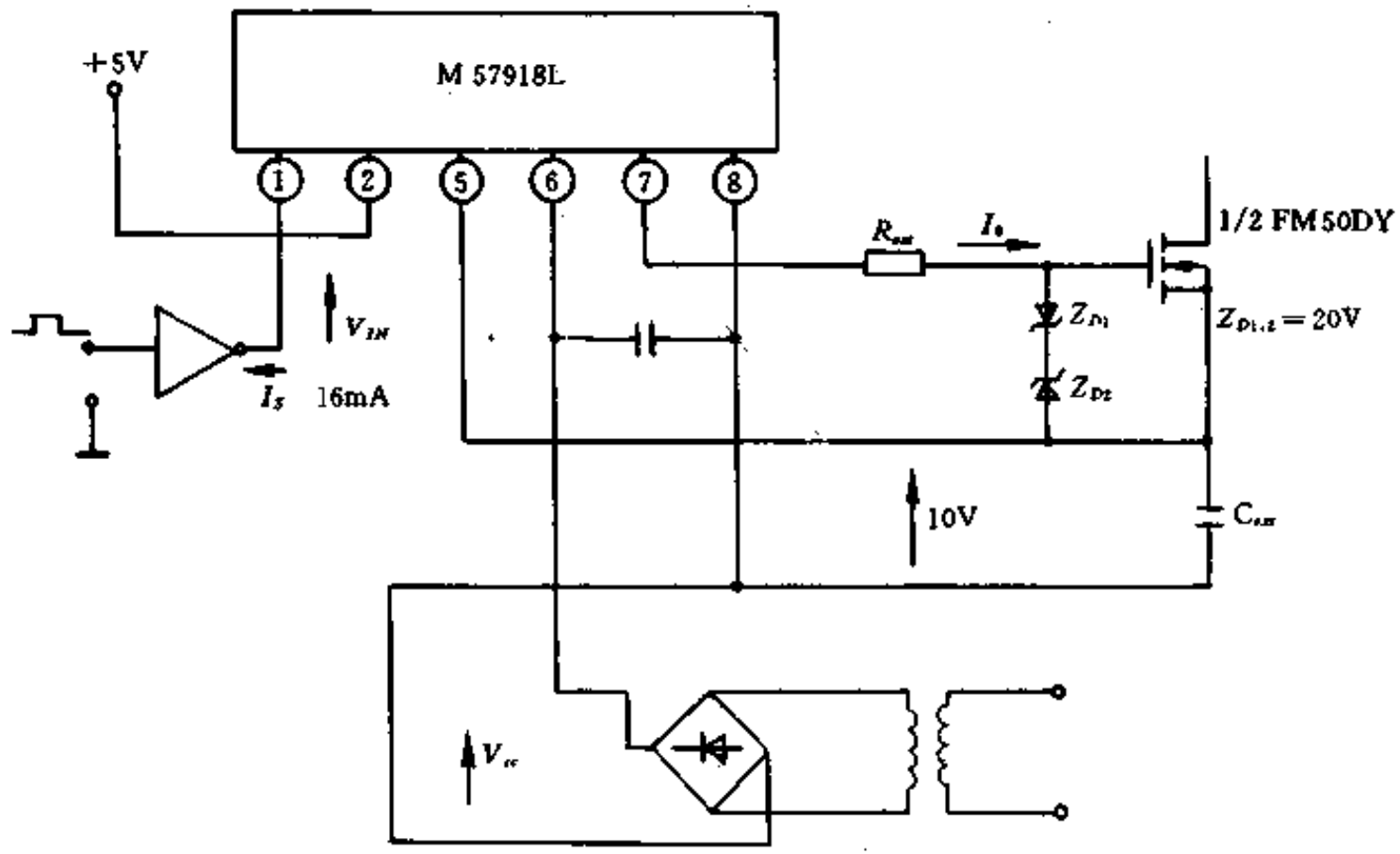


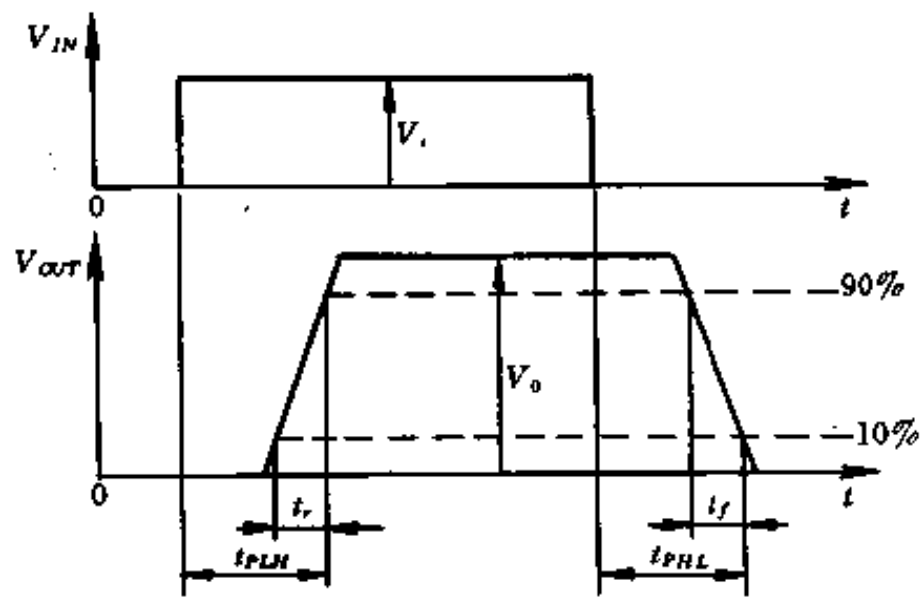
图 3-24 M57918L 内部电路

表 3-5 额定参数

项 目	符 号	条 件	额 定 值	单 位
电源电压	V_{cc}	DC	28	V
输入电压	V_i	加在 1 和 2 端	-1~7	V
输出电压	V_o	输出高电位	V_{cc}	V
输出电流	I_{ONP}	脉宽 2 μ s, $f=30$ kHz	-3	A
	I_{OLP}	同上	2	A
结温度	T_j		100	$^{\circ}$ C
工作温度	T_{em}		-20~+70	$^{\circ}$ C
绝缘耐压	V_{iso}	正弦电压 60Hz/60s	2500	V



(a)



(b)

图 3-25 M57918L 应用电路及输入输出电压波形
(a)应用电路;(b)输入输出电压波形。

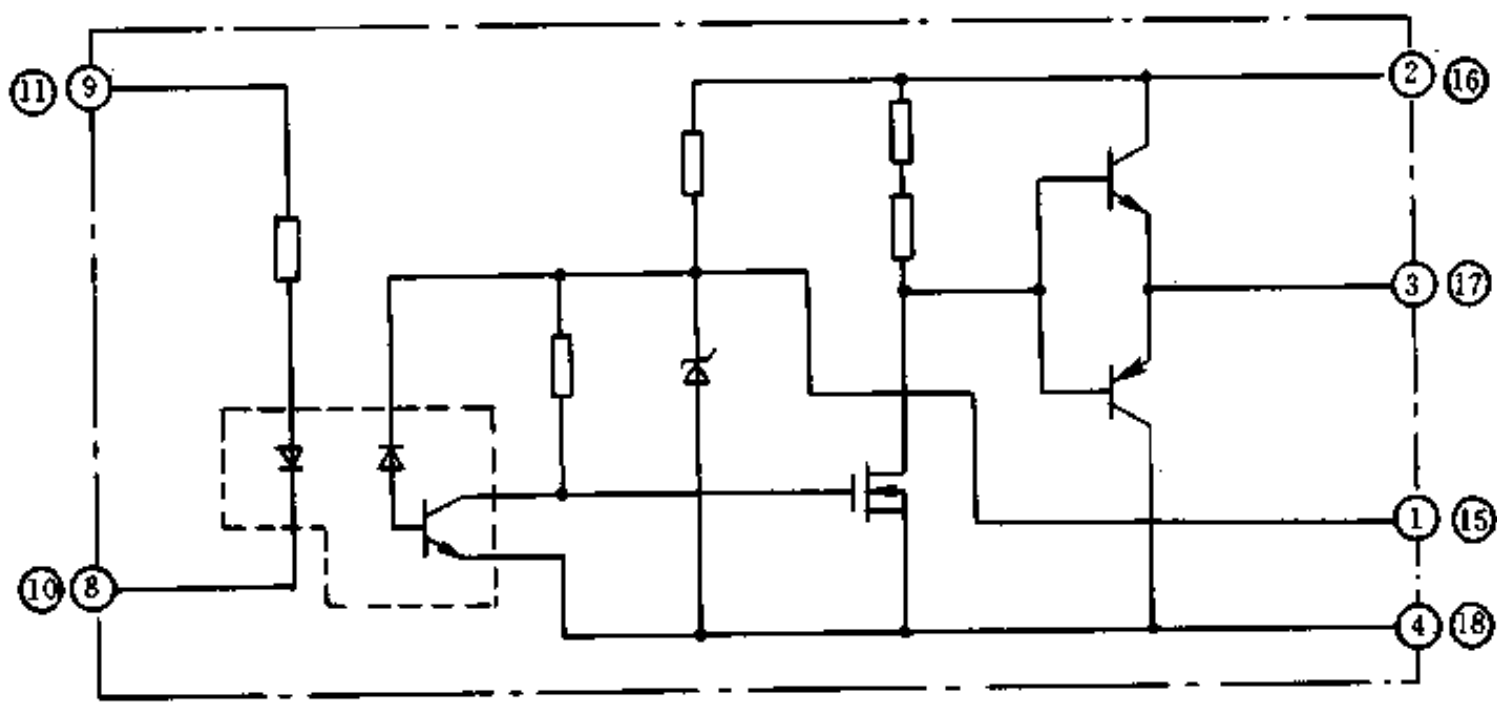


图 3-26 M57924L 内部电路及引脚

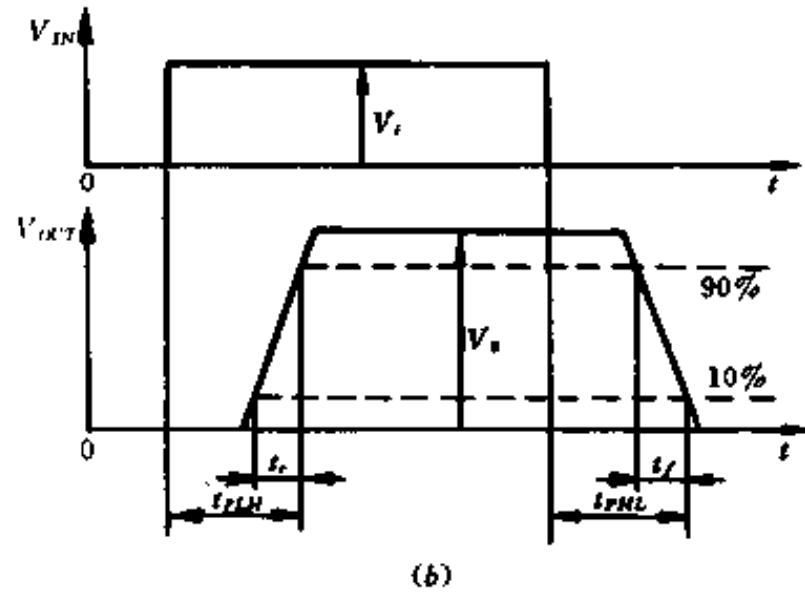
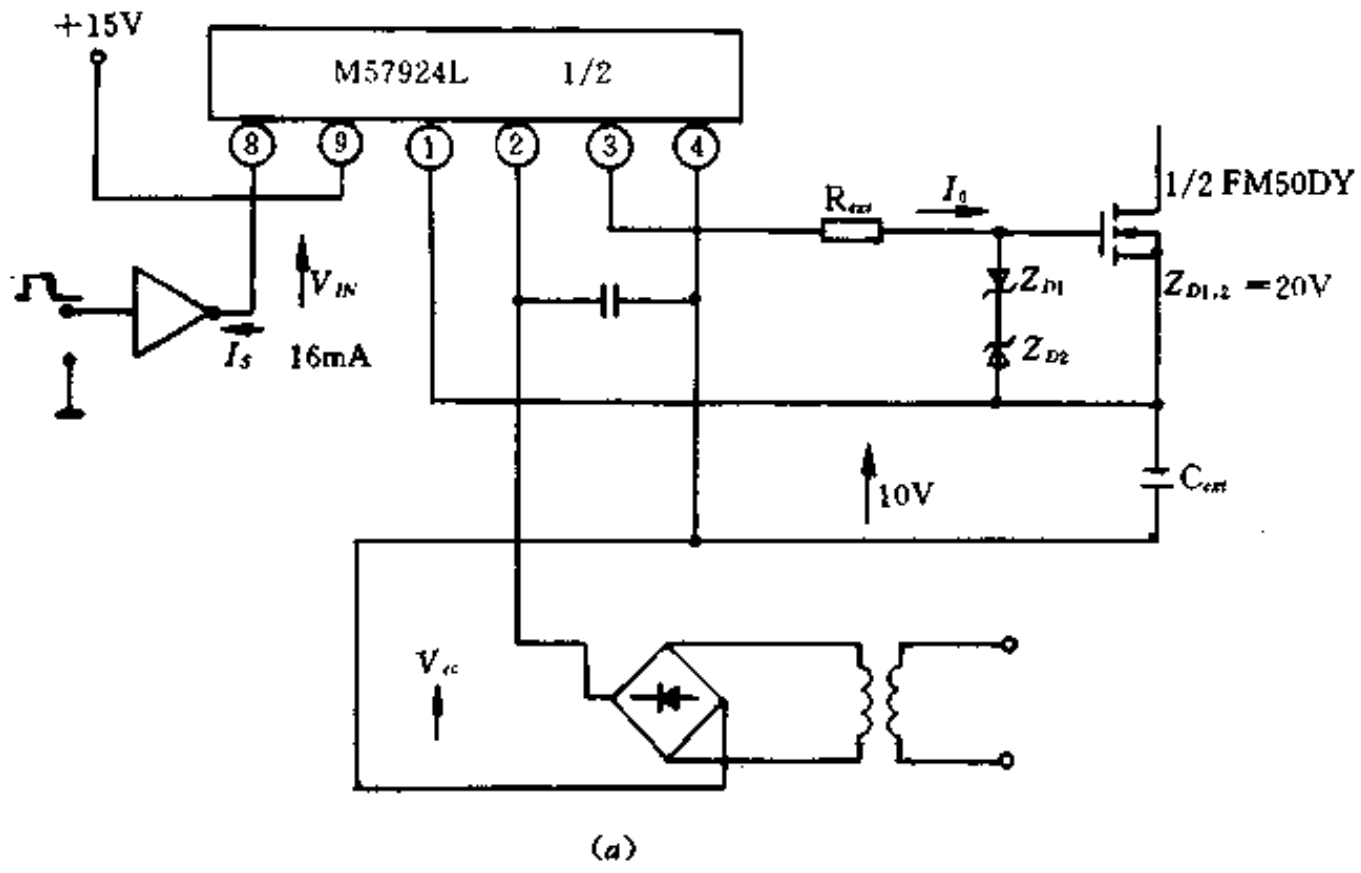


图 3-27 M57924L 应用电路和输入输出电压波形
(a)应用电路;(b)输入输出电压波形。

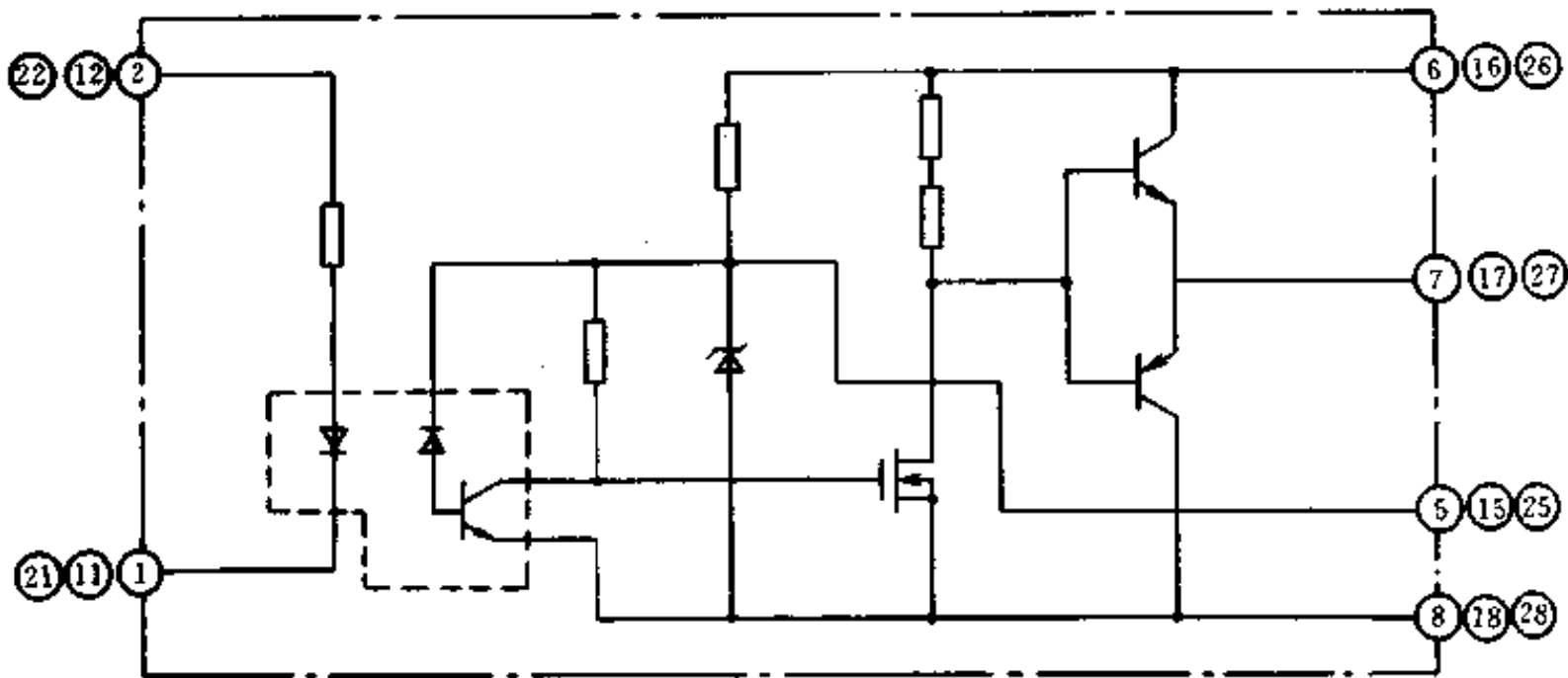


图 3-28 M57919L 内部电路及引脚

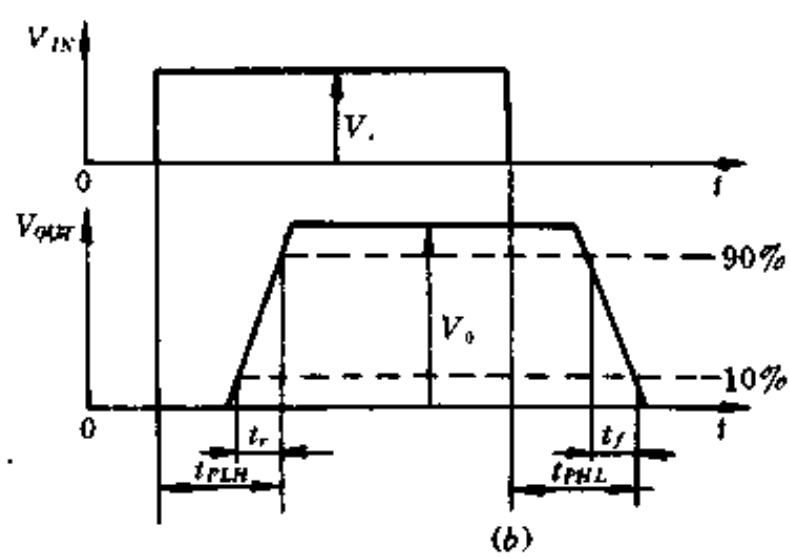
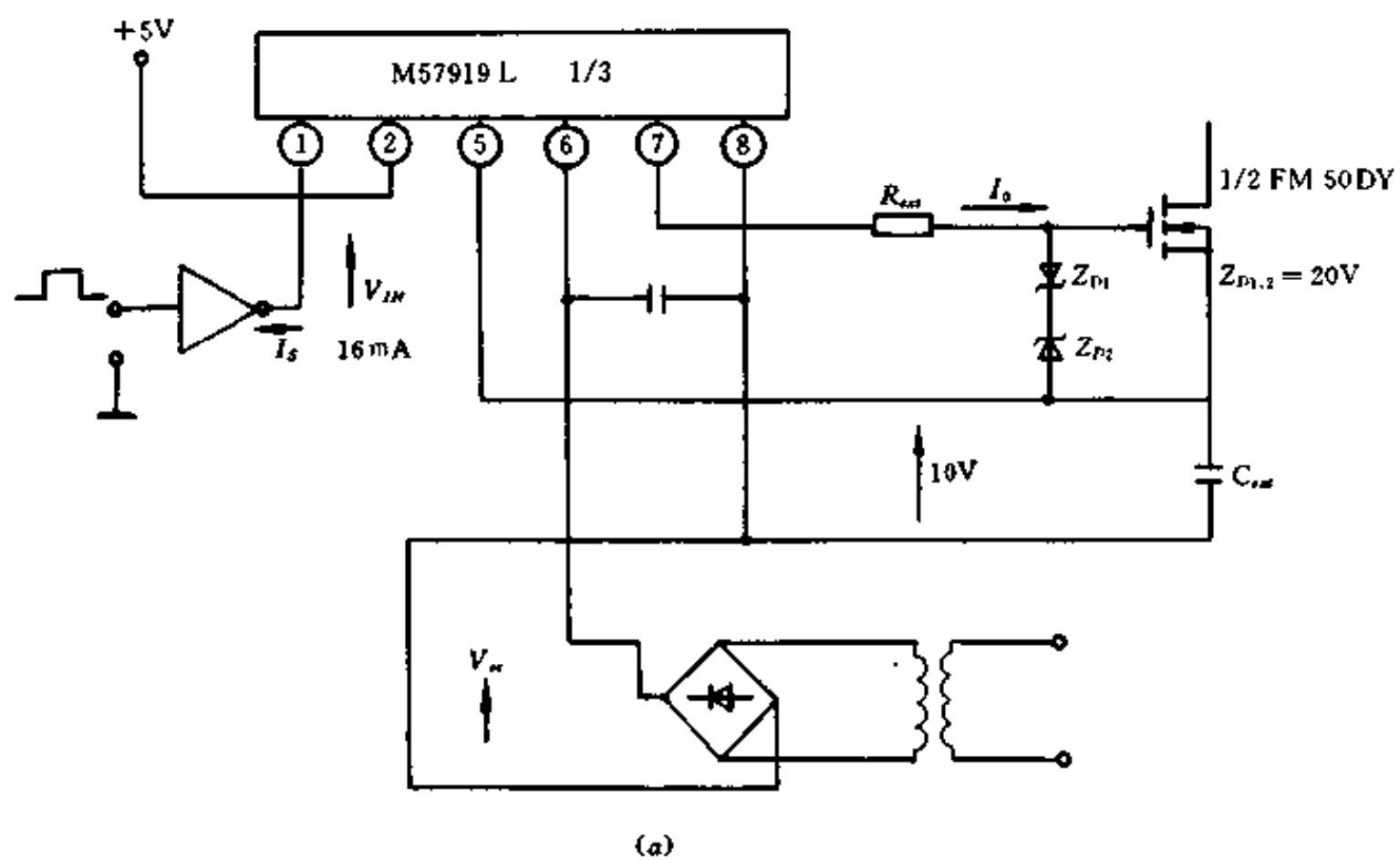


图 3-29 M57919L 应用电路和输入输出电压波形
(a)应用电路,(b)输入输出电压波形。

第四章 绝缘栅晶体管

§ 1 MOS-双极型功率复合器件的发展

功率 MOSFET 属于电压驱动器件,具有速度快、输入阻抗高、热稳定性好等优点,但导通电阻较高,电流容量也较小。双极型功率晶体具有导通电阻低,电流容量大的优点,但因属电流控制型器件,在大电流时增益往往低于 10,因而要求较大的驱动电流和复杂的驱动电路。另外,双极型晶体管(BJT)还存在二次击穿现象,安全工作区窄,以致在功率领域中的应用受到限制。近年来,人们突破了原有设计思想的局限性,提出并研制了一系列新型的、引人注目的功率电子器件,这就是兼备 MOSFET 和 BJT 各自优点的 MOS-双极型复合功率器件。由于这类器件具有输入阻抗高、速度快、导通电阻低、电流容量大和驱动简单等优点,因此广泛应用于电力控制、工业控制、汽车、航空和家用电器等领域,已成为当前世界上功率半导体器件发展的重要方向。

目前,出现的 MOS-双极型功率复合器件主要有:MOS-双极型晶体管、MOS 触发光控晶闸管、MOS-晶闸管等复合器件。

1. MOS-双极型晶体管复合器件

MOS-双极型晶体管复合器件兼有 MOSFET 和双极型晶体管两者的长处,同时可与 MOSFET-IC 设计工艺兼容,因此在中等功率和快速开关应用领域中特别引人注目。目前,这类器件有:

(1) MOS-双极型达林顿晶体管

图 4-1 示出 MOS-双极型达林顿晶体管的基本结构和等效电路。该器件中的附着电阻 R_{PB} 可使双极型晶体管的存储载流子得以分流,有利提高开关速度。但是在高压设计中,该

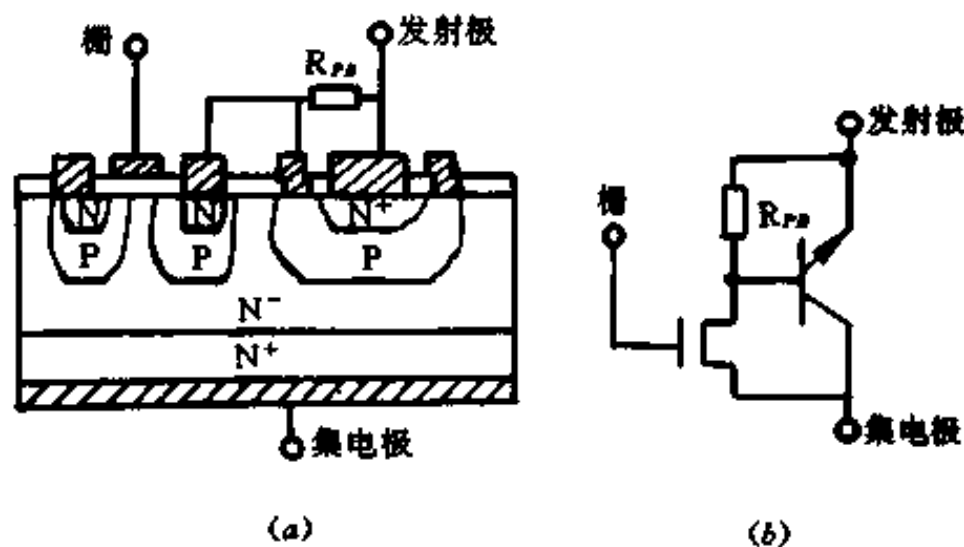


图 4-1 MOS-双极达林顿晶体管的结构和等效电路
(a)结构图;(b)等效电路。

器件的 MOSFET 所占的面积较大,约占整个器件的 30%,这不利于提高芯片的利用率和功率容量。

(2) MOS-双极型晶体管并联结构

图 4-2 示出 MOS-双极型晶体管并联的结构和等效电路。该器件实际上是 LDMOS 的变型。其中 P 型本体作为横向 NPN 晶体管的基极。这种结构的开关速度很快,开关损耗很低,但仍要驱动双极型晶体管,且截止频率也受限制。

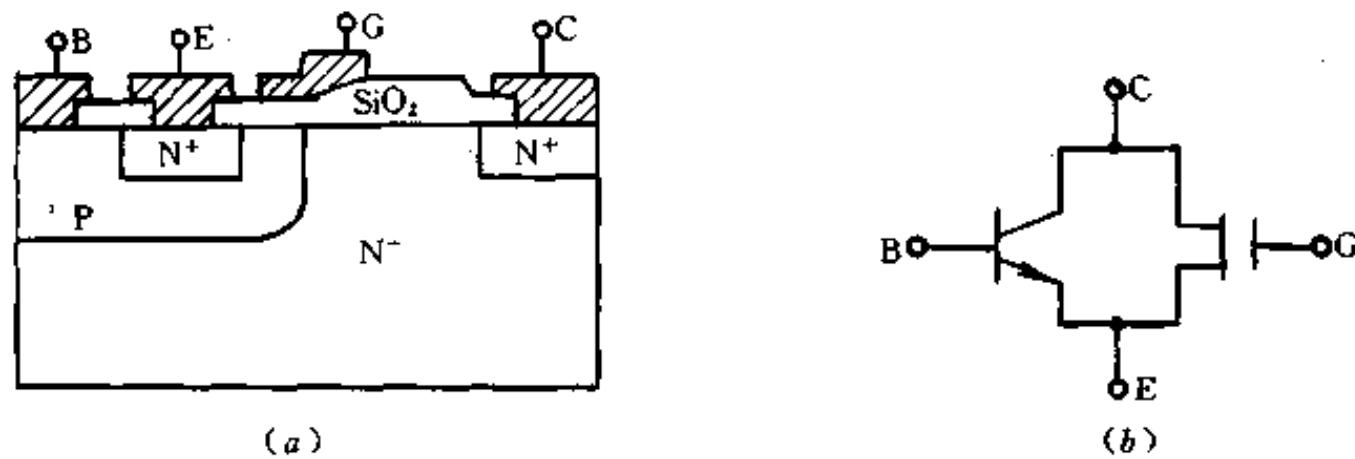


图 4-2 MOS-BT 管的结构和等效电路
(a)结构图;(b)等效电路。

(3) 绝缘栅晶体管

绝缘栅晶体管是一种全纵向复合器件。由于它有高阻外延漏区的电导受注入少子的调制作用,可降低器件的导通电阻,故常称为电导调制场效应晶体管。该器件在下节详细介绍。

2. MOS 触发光控晶闸管

图 4-3 示出 MOS 触发光控晶闸管的结构和等效电路示意图。当光信号输入时,光电管电流增大,电阻 R 两端的电压升高,FET 导通,这时从晶闸管 P_1 发射区流入的一部分电流即作为触发电流而使晶闸管导通。这种器件和一般光触发光晶闸管相比,其光控灵敏度只取决于光电晶体管和 FET,而与 $P_1N_1P_2N_2$ 结构本身无关。这样,就解决了以往光控晶闸管难以克服的由于电源干扰引起的误动作问题;并且,光控灵敏度可以做得很高。1~3mA 的发光管电流,可以启动 5A/600V 的 MOS 触发晶闸管。

为了使这种器件应用于交流负载,防止开启、关断时的电噪声干扰。已研制出如图 4-4 所示的具有零点交叉转换功能的集成光控三端双向晶闸管。这就进一步拓宽了此种器件的应用范围。

3. MOS-晶闸管复合器件

MOS-晶闸管复合功率器件,通常简写成 MCT,大致可分为两种:其一是用 MOS 作栅极控制晶闸管导通,但没有栅关断功能,这种管子可获得非常高的工作电流密度和功率容量;其二是 MOS 栅控晶闸管,具有关断功能。两者的共同特点是:由于用 MOS 作控制器件,输入阻抗高,一般只需要一定的触发电压,极低的驱动功率就可以开启晶闸管,大大地简化了大功率应用的触发电路。MCT 的结构和工作原理见第六章 § 3。

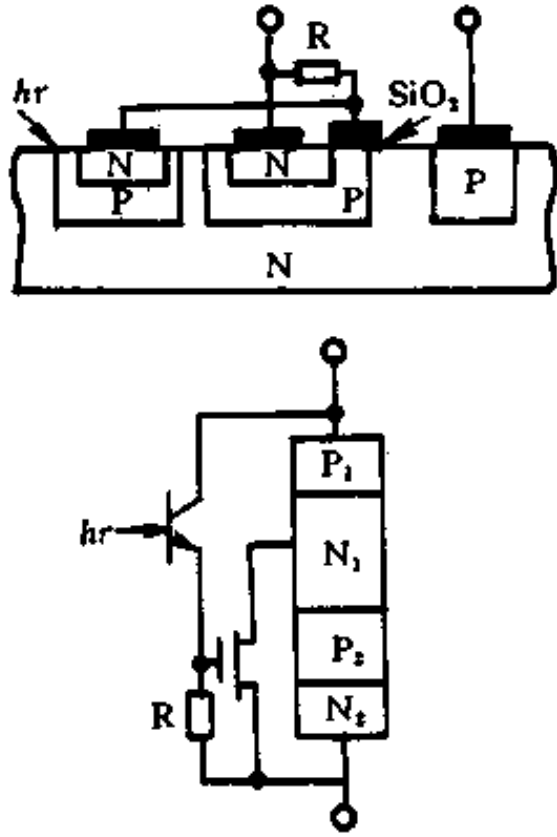


图 4-3 MOS 触发光控晶闸管

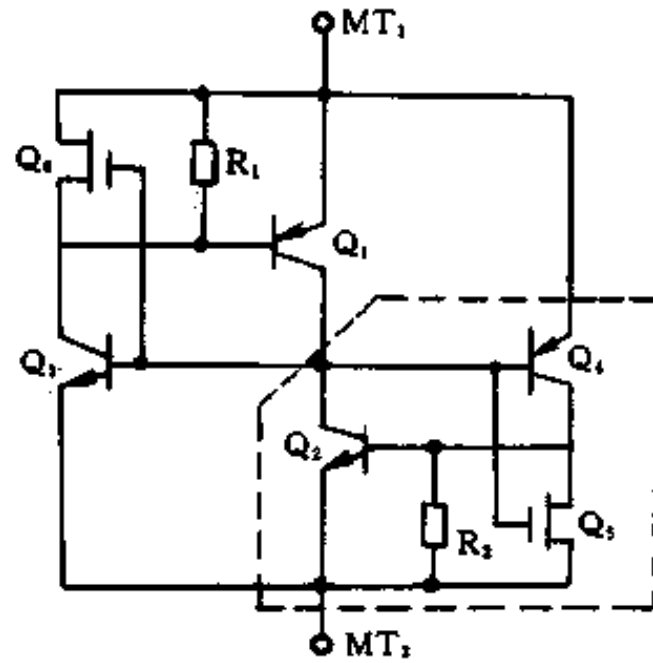


图 4-4 零转换集成光控双向晶闸管

§ 2 绝缘栅晶体管的工作原理及特性

绝缘栅晶体管,也称绝缘栅双极型晶体管,简称 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor),是 80 年代出现的新型复合器件。由于它将 MOSFET 和 GTR 两者的优点集于一身,因此发展很快,备受青睐。在电机控制、中频和开关电源以及要求快速、低损耗的领域,IGBT 有广泛的应用前景。

1. IGBT 的基本结构

IGBT 的结构剖面图示于图 4-5。IGBT 是在功率 MOSFET 的基础上增加了一个 P⁺ 层发射极,形成 PN 结 J₁,并由此引出集极。门极和射极则完全与 MOSFET 的栅极和源极相似。

有 N⁺ 缓冲区的 IGBT 称为非对称 IGBT,其反向阻断能力弱,但正向压降低,关断时间短,关断尾部电流小。无 N⁺ 缓冲区的 IGBT 称为对称 IGBT,它具有正反向阻断能力,但其他特性都不及非对称 IGBT。

由结构图可以看出,IGBT 相当于一个由 MOSFET 驱动的厚基区 GTR,简化等效电路如图 4-6(a)所示,图形符号如图 4-6(b)所示。图中电阻 R_e 是厚基区 GTR 基区内的扩展电阻。IGBT 是以 GTR 为主导元件,MOSFET 为驱动元件的达林顿结构器件。图 4-5 所示的器件为 N 沟道 IGBT,即 MOSFET 为 N 沟道型。

2. IGBT 的工作原理

IGBT 的开通和关断是由门极电压来控制的。门极加以正电压时,MOSFET 内形成沟

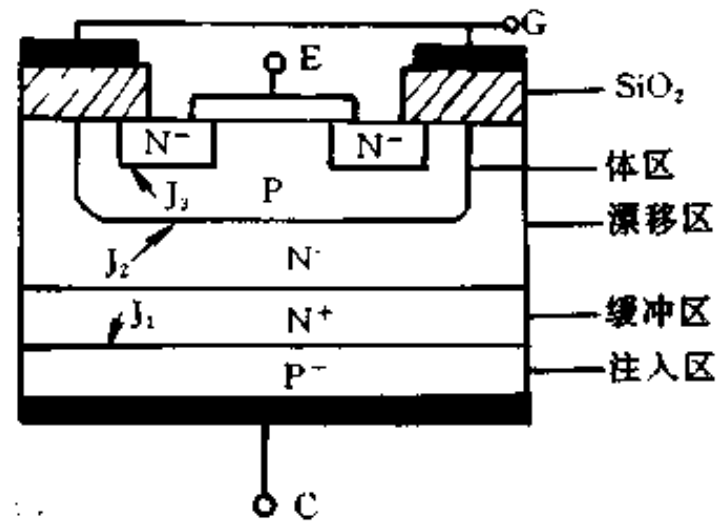


图 4-5 IGBT 的结构

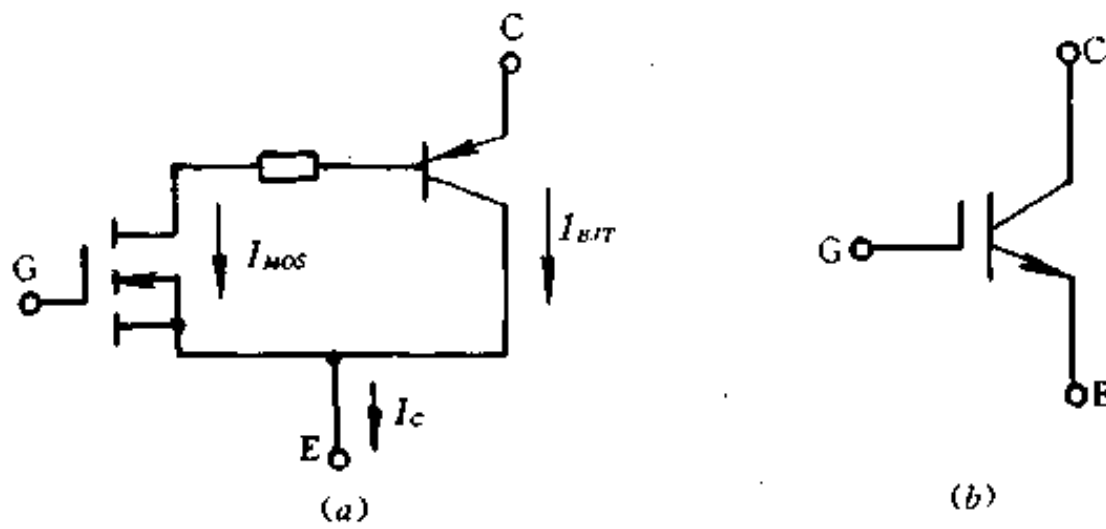


图 4-6 IGBT 的等效电路及符号

(a) 等效电路; (b) 符号。

道,为晶体管(PNP)提供基极电流,从而使 IGBT 导通。此时,从 P^+ 区注入到 N^- 区的空穴(少子)对 N^- 区进行电导调制,减少 N^- 区的 R_{on} ,使高耐压的 IGBT 也具有低的通态压降。门极的正电压消失或加上负电压,MOSFET 内的沟道消失,晶体管的基极电流被切断,IGBT 即被关断。

从图 4-6(a)的等效电路看出,器件的电流有来自门控沟道的 MOS 的电流 I_{MOS} ,也有来自晶体管的电流 I_{BJT} ,即

$$I_C = I_{MOS} + I_{BJT} \quad (4-1)$$

器件在关断时首先是撤去门极电压,因而 MOS 的沟道立即消失,代表 MOS 贡献的 I_{MOS} 迅速下降,而 I_{BJT} 按指数规律衰减,所以 IGBT 的关断有两个明显的阶段,如图 4-7 所示。

3. IGBT 的特性

IGBT 的特性分为静态和动态两类。

(1) 静态特性

IGBT 的静态特性包括伏安特性、转移特性、通态特性和断态特性。相应的特性曲线如图 4-8 所示。图中(a)为伏安特性;(b)为转移特性;(c)为开关特性。

IGBT 的伏安特性是指以门射极电压 V_{GS} 为参变量时集极电流和集射极电压之间的关系曲线。输出集极电流 I_C 受门射极电压 V_{GS} 控制, V_{GS} 越高, I_C 越大。与 GTR 的伏安特性相似,也可分为饱和区 I、放大区 II 和击穿区 III 三部分。阻断状态下的 IGBT,正向电压由 J_2 结承担,反向电压由 J_1 结承担。如果无 N^+ 缓冲区,则正反向阻断电压可以做到同样的水平;加入 N^+ 缓冲区后,反向阻断电压只能达到几十伏的水平,因此限制了 IGBT 的应用范围。

IGBT 的转移特性是指输出集极电流 I_C 与门射极控制电压 V_{GS} 之间的关系曲线。它与 MOSFET 的转移特性相同,当门射极电压 V_{GS} 小于开启电压 V_T 时,IGBT 处于关断状态。在

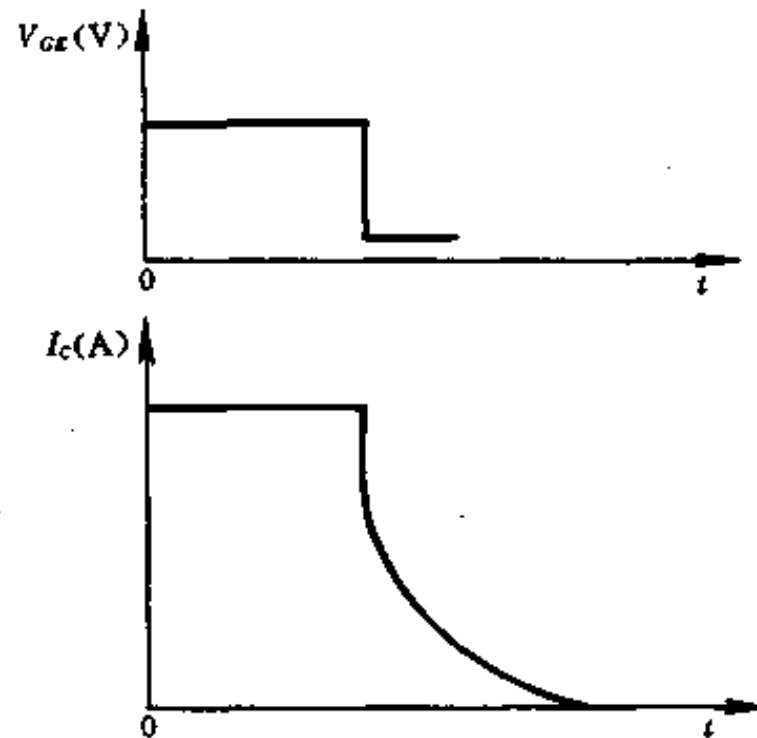


图 4-7 IGBT 的电流变化过程

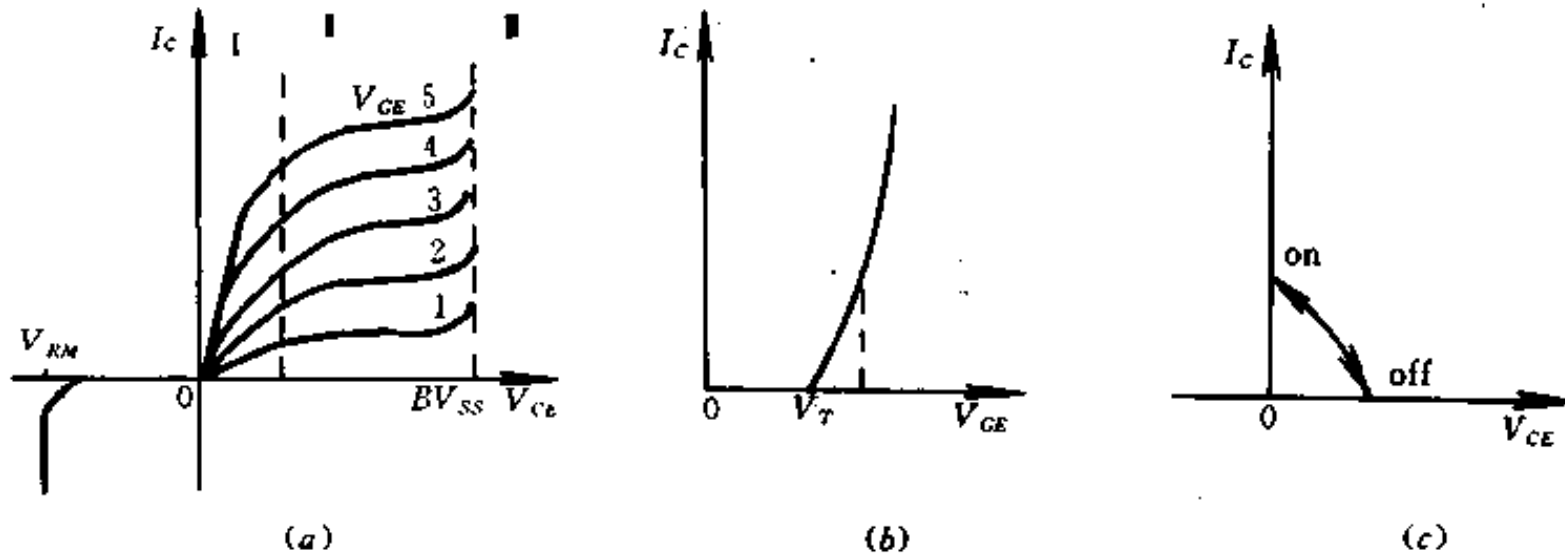


图 4-8 IGBT 的静态特性曲线
(a) 伏安特性; (b) 转移特性; (c) 开关特性。

$V_{GE} > V_T$ 后, IGBT 导通。IGBT 导通后的大部分集极电流范围内, I_c 与 V_{CE} 呈线性关系。最高门射极电压受最大集极电流限制, 最佳值一般取 15V 左右。

IGBT 处于通态时, 由于它的 PNP 晶体管为宽基区晶体管, 所以 β 值较低。尽管电路为等效达林顿结构, 但流过 MOSFET 的电流成为 IGBT 总电流的重要一部分。此时, 通态电压 $V_{CE(on)}$ 可用下式表示:

$$V_{CE(on)} = V_{J1} + V_{R_s} + I_c R_{ch} \quad (4-2)$$

式中 V_{J1} —— J_1 结的正向电压, 其值为 0.7~1V;

V_{R_s} —— 电阻 R_s 上的压降;

R_{ch} —— 沟道欧姆电阻。

由于 N^- 区存在电导调制效应, 所以 IGBT 的通态压降很低, 1000V 的 IGBT 通态压降为 2~3V。

IGBT 处于断态时, 只有很小的泄漏电流存在。 I_c 值在 50~300A 的 IGBT 泄漏电流约为 1~4mA。

(2) 动态特性

IGBT 在开通过程中, 大部分时间是作为 MOSFET 来运行的。只有在集射极电压 V_{CE} 下降过程后期, PNP 晶体管由放大区至饱和区, 又增加了一段延缓时间, 使集射极电压波形变为两段。

IGBT 在关断过程中, 集极电流 I_c 的波形分为两段。因为 MOSFET 关断后, PNP 晶体管中的存储电荷难以迅速消除, 造成 I_c 较长的尾部时间, 见图 4-7。

实际应用中, 常给出开通时间 t_{on} 、上升时间 t_r 、关断时间 t_{off} 和下降时间 t_f 。这些时间的长短与集极电流 I_c 、结温等参数有关。图 4-9 给出 2MBI75-120 型 IGBT 模块的实测曲线。测试条件为: 集极电压 V_{DB} 为 600V, 门极电压为 $\pm 15V$, 门极电阻 R_g 为 18 Ω , 管温 T_c 为 25 $^{\circ}C$ 。

4. 擎住效应与安全工作区

(1) 擎住效应

IGBT 为四层结构, 体内存在一个寄生晶闸管, 其等效电路如图 4-10 所示。在 NPN 晶体管的基极与发射极之间并有一个体区扩展电阻 R_{ex} 。在此电阻上, P 型体区的横向空穴流会产生一定压降, 对 J_2 结来说, 相当于一个正偏置电压。在规定的集极电流范围内, 这

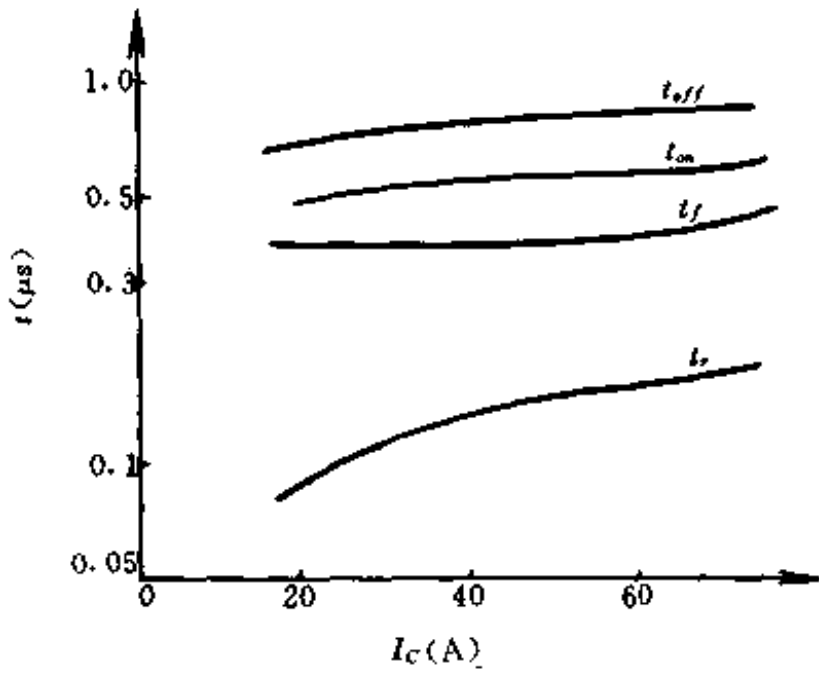


图 4-9 开关时间与 I_c 的关系

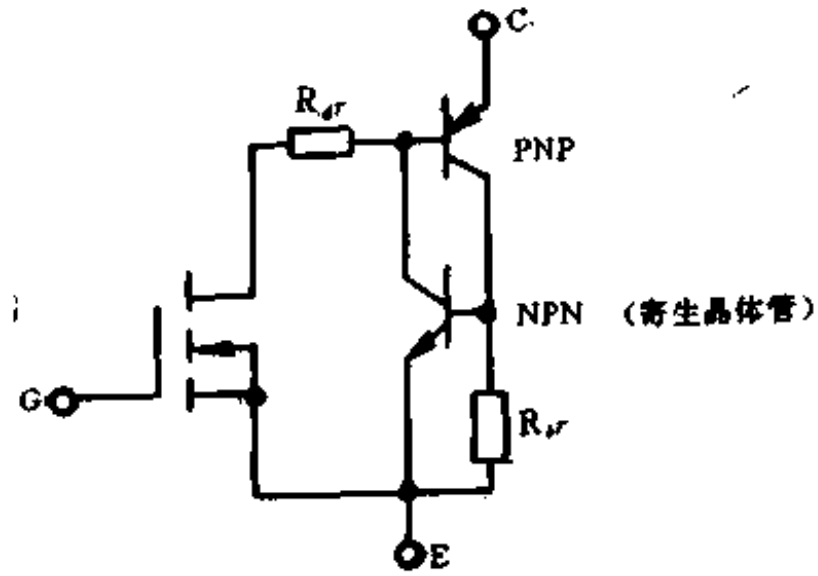


图 4-10 具有寄生晶闸管的 IGBT 等效电路

个正偏置电压不大, NPN 晶体管不起作用。当 I_c 大到一定程度时, 该正偏置电压是以使 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 发生擎住效应后, 集极电流增大, 造成过高的功耗, 导致器件损坏。

在 IGBT 关断的动态过程中, dV_{ce}/dt 越高, 则在 J_2 结中引起的位移电流 $C_{j2} dV_{ce}/dt$ 会越大。当该电流流过体区扩展电阻 R_w 时, 也可以产生足以使 NPN 晶体管开通的正向偏置电压, 满足寄生晶闸管开通擎住的条件, 形成动态擎住效应。使用中必须防止 IGBT 发生擎住现象, 为此可限制 I_{cm} 值, 或者用加大门极电阻 R_g 的办法延长 IGBT 的关断时间以减小重加 dV_{ce}/dt 值。

(2) 安全工作区

IGBT 开通时的正向偏置安全工作区 FBSOA, 由电流、电压和功耗三条边界极限包围而成。最大集极电流 I_{cm} 是根据避免动态擎住而确定的; 最大集极电压 V_{cem} 是由 IGBT 中 PNP 晶体管的击穿电压所确定; 最大功耗是由最高允许结温所决定。导通时间长, 发热严重, 因而安全工作区变窄, 如图 4-11(a) 所示。

IGBT 的反向偏置安全工作区 RBSOA 如图 4-11(b) 所示, 它随 IGBT 关断时的重加 dV_{ce}/dt 而改变, dV_{ce}/dt 越高, RBSOA 越窄。

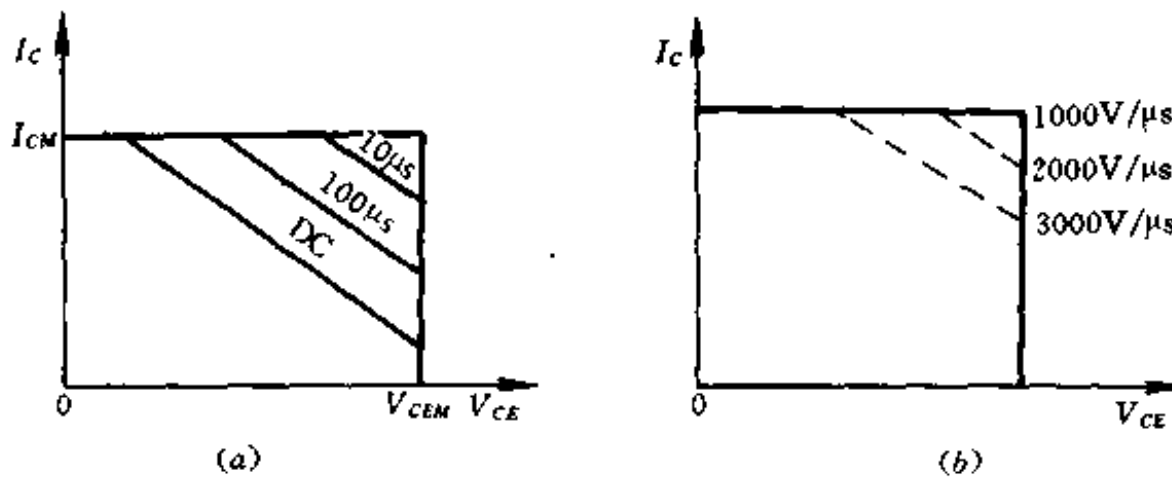


图 4-11 IGBT 的 SOA

(a) 正向 SOA, (b) 反向 SOA。

5. 温度效应

由于 IGBT 器件内含有 MOS 和 BJT 两种成分,所以很显然,温度变化对 MOS 和 BJT 的影响不同,对 IGBT 所造成的影响也不尽相同。

对 MOS 而言:温度升高,阈值电压降低,沟道载流子的迁移率也降低。所以在低集射极电压时,温度升高,因阈值下降,则电流密度 J_{MOS} 增加;而在高集射极电压时,温度升高所引起的迁移下降起主导作用,所以 J_{MOS} 下降。

然而对 BJT 来说:温度上升,在电流密度低时,将引起 BJT 的增益增大;使基射极电压降低;使基区调制电阻略有增大。所以温度上升,将导致 BJT 中的正向压降低,电流增大。

由上面分析可见,温度的变化,MOS 和 BJT 部分对 IGBT 器件的影响不同,结果使得 IGBT 器件的 $I \sim V$ 特性对温度不太灵敏。如图 4-12 所示,

一般 $J < 50A/cm^2$ 时,正向压降有负温度系数; $50A/cm^2 < J < 100A/cm^2$ 时,温度系数较接近;当 $J > 100A/cm^2$ 时,有正温度系数。

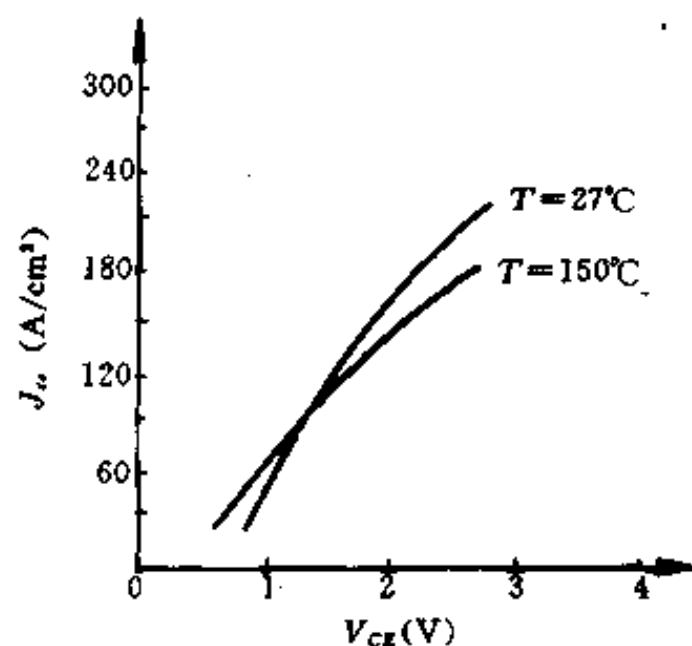


图 4-12 IGBT 的温度效应(600V,N 沟道)

§ 3 IGBT 功率模块

1. 由基本单元电路组成的模块

IGBT 功率模块与 GTR 模块一样,也是由基本单元电路组成。IGBT 的基本单元电路是由 IGBT 芯片和快速二极管芯片集成而成,封装于一个外壳内,如图 4-13(a)所示。含有一个基本单元电路的模块,称为单管模块。图 4-13(b)是图 4-13(a)单管模块的输出特性。表 4-1 列出其额定参数。

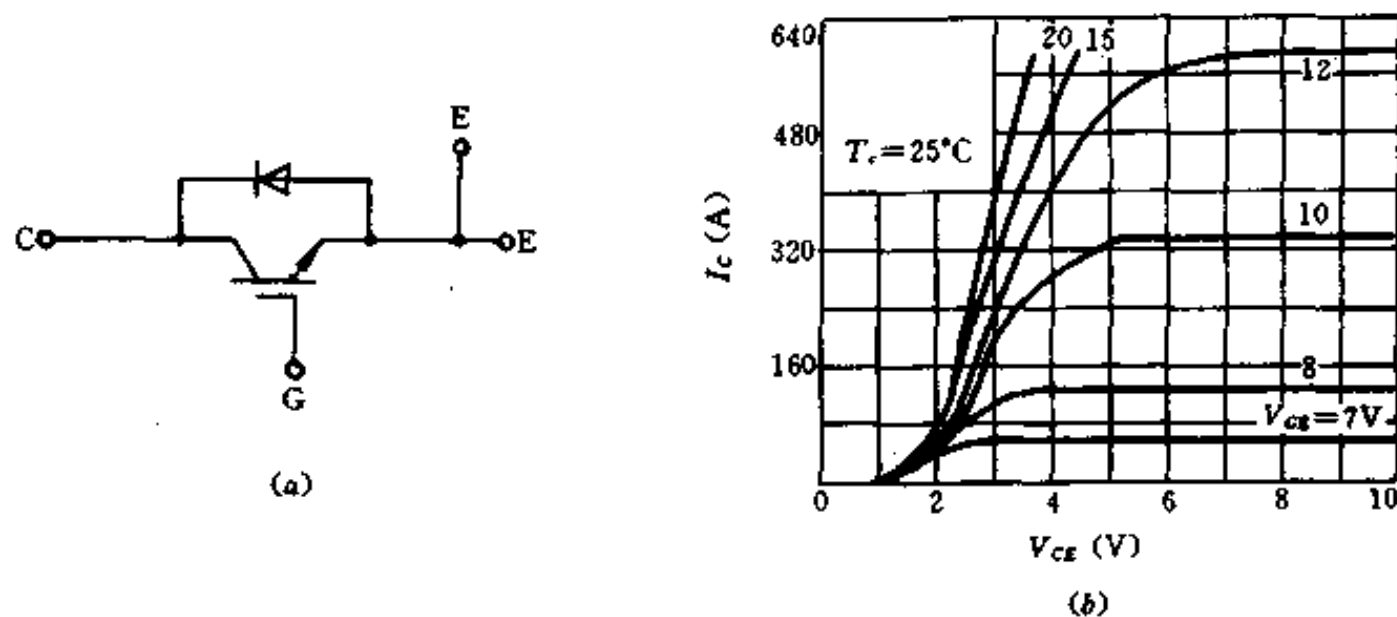


图 4-13 单管模块内部电路和输出特性

(a)电路;(b)输出特性。

表 4-1 额定参数 ($T_s=25^\circ\text{C}$)

项 目	符 号	额 定 值	单 位
集-射极电压	V_{CES}	600	V
栅-射极电压	V_{GSE}	± 200	V
集极电流	DC	I_C	300
	1ms	I_{CP}	600
正向电流	DC	I_F	300
	1ms	I_{FM}	600
集极功耗	P_C	1200	W
结 温 度	T_j	150	$^\circ\text{C}$
存储温度	T_{stg}	$-40\sim 125$	$^\circ\text{C}$
绝缘耐压	V_{ISOL}	2500(AC, 1min)	V

两个基本单元电路组成的模块内部电路及特性如图 4-14 所示,其额定参数列于表 4-2。

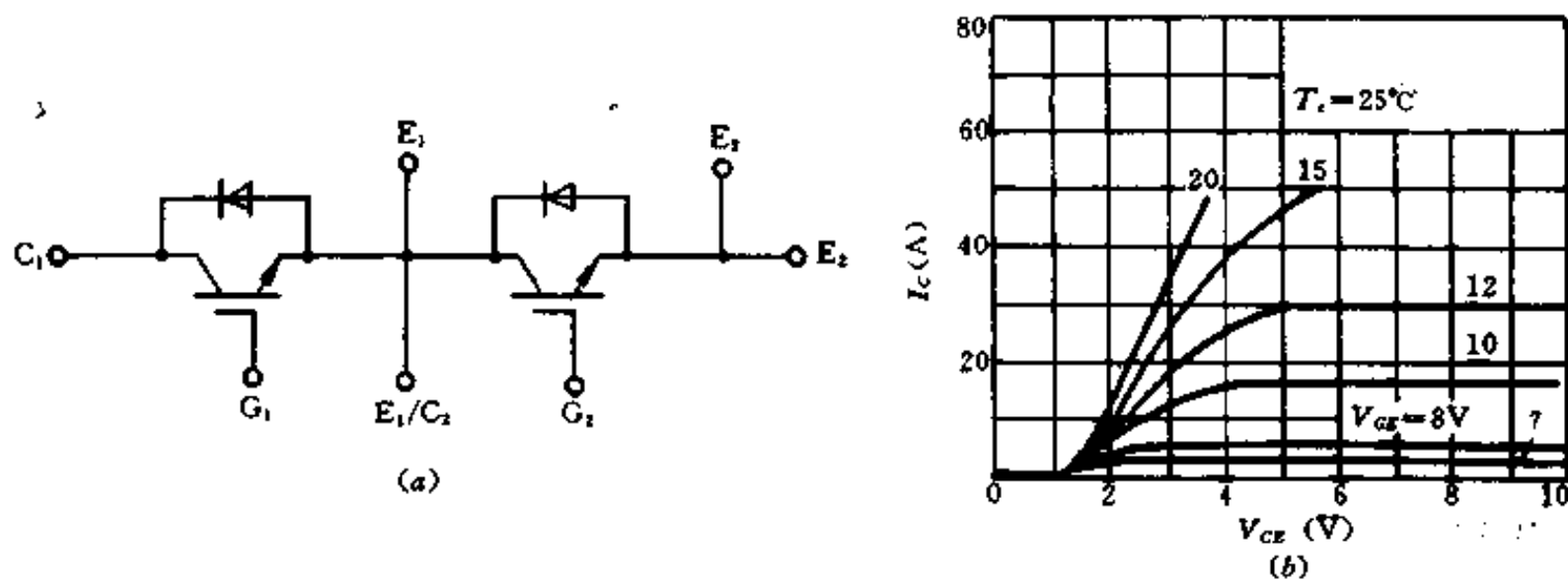


图 4-14 双管模块内部电路和输出特性
(a)电路;(b)输出特性。

表 4-2 额定参数 ($T_s=25^\circ\text{C}$)

项 目	符 号	额 定 值	单 位
集-射极电压	V_{CES}	600	V
栅-射极电压	V_{GSE}	± 20	V
集极电流	DC	I_C	50
	1ms	I_{CP}	100
正向电流	DC	I_F	50
	1ms	I_{FM}	100
集极功耗	P_C	250	W
结 温 度	T_j	150	$^\circ\text{C}$
存储温度	T_{stg}	$-40\sim 125$	$^\circ\text{C}$
绝缘耐压	V_{ISOL}	2500(AC, 1min)	V

由六个基本单元电路组成的六管模块内部电路如图 4-15 所示,其输出特性与图 4-14 (b)相同,额定参数如表 4-3 所示。用一个这样的六管模块可以方便地构成 IGBT 三相桥式逆变器的主回路。

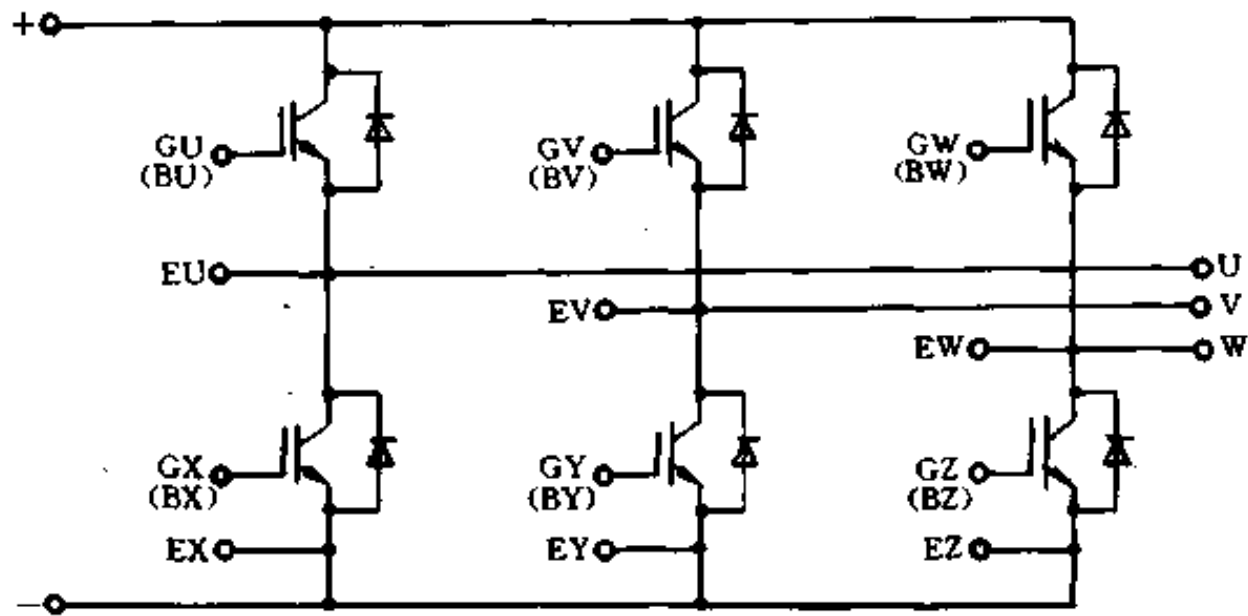
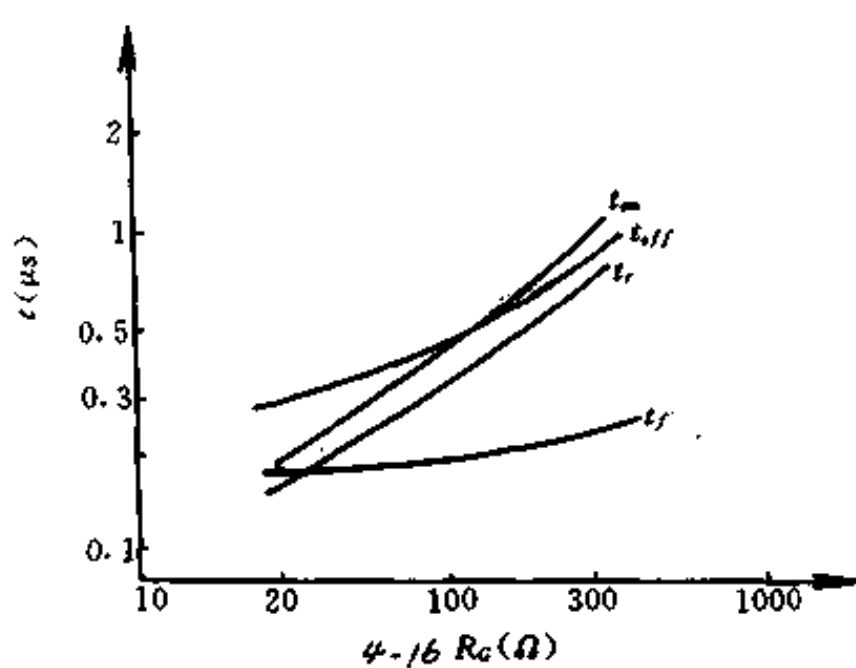
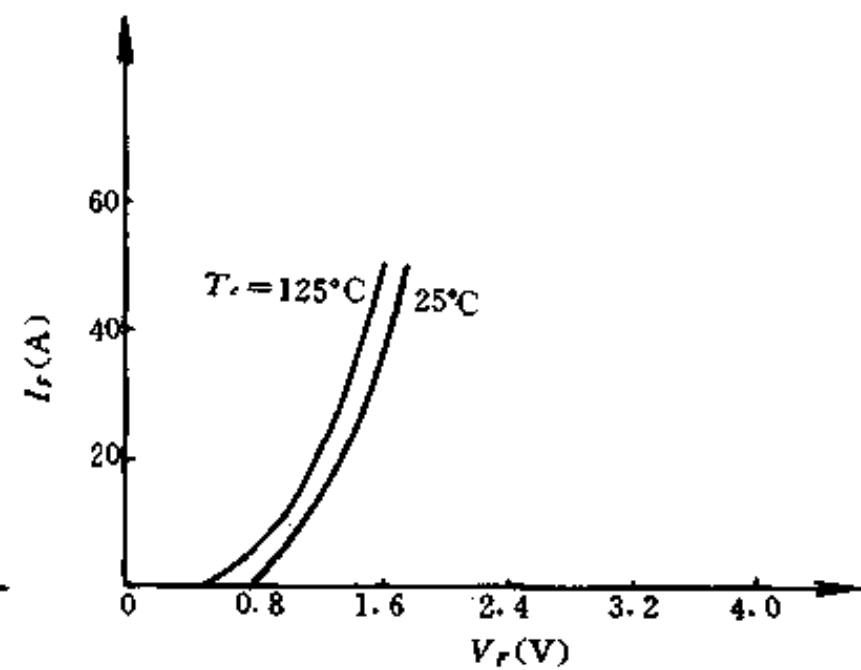


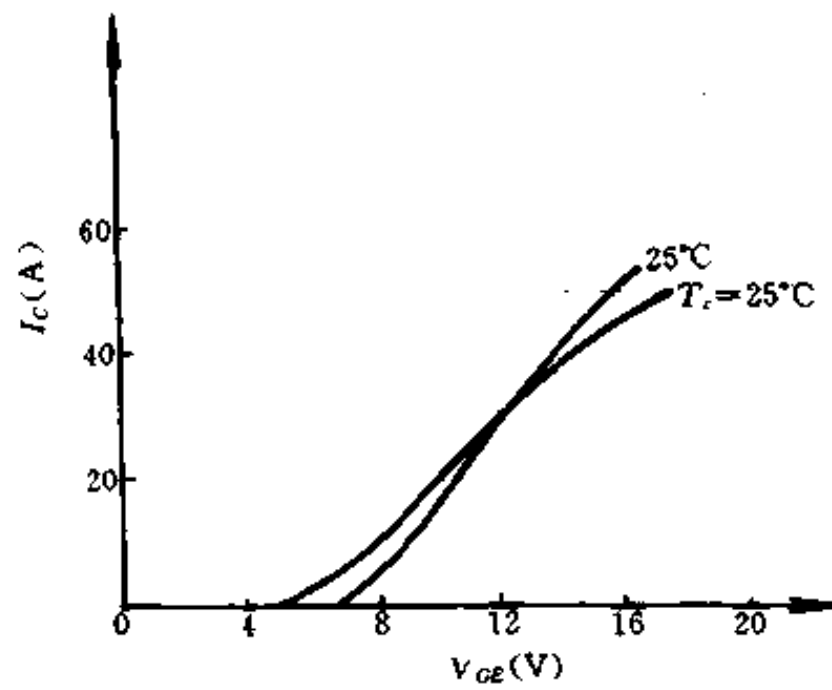
图 4-15 六管模块内部电路

表 4-3 额定参数 ($T_a=25^\circ\text{C}$)

项 目	符 号	额 定 值	单 位
集-射极电压	V_{CES}	600	V
栅-射极电压	V_{GSE}	± 20	V
集极电流	DC	I_C	25
	1ms	I_{CP}	50
正向电流	DC	I_F	25
	1ms	I_{FM}	50
集极功耗	P_C	100	W
结 温 度	T_j	150	$^\circ\text{C}$
存储温度	T_{stg}	$-40\sim 125$	$^\circ\text{C}$
绝缘耐压	V_{ISOL}	2500(AC, 1min)	V

IGBT 的门极串联电阻对开关时间有较大的影响,随着串联电阻 R_G 的增大,开关时间随之增大,具体变化如图 4-16 所示。正向电流 I_F 和正向电压 V_F 之间的关系如图 4-17 所示。门射极电压 V_{GS} 和集极电流 I_C 的关系如图 4-18 所示。

图 4-16 R_G 与开关时间的关系图 4-17 正向电流 I_F 与正向电压 V_F 的关系

图 4-18 V_{ce} 对 I_c 的影响

2. IGBT 智能功率模块

IGBT 智能功率模块电路是把驱动电路、保护电路和功率开关电路集成于一体的大规模集成模块,它具有如下特点:

- ①结构紧凑,集驱动器、保护电路和主电路于一体封装在一个小模块内,安装十分方便。
- ②驱动器的设计布局优化,功耗低,并且可省去负栅压偏置。
- ③有多种保护功能,如过电流保护、短路保护、过热保护、控制电压欠压保护,使模块工作可靠性大大提高。

图 4-19 为 IGBT 智能功率模块的内部电路框图。从图看出其保护电路直接控制驱动器,一旦出现故障,就能迅速关断 IGBT,使模块得到保护。引脚如图 4-20 所示;应用电路输入端的接线图如图 4-21 所示。图 4-20 中的 1、2、3;4、5、6;7、8、9 脚分别为 U、V、W 三相桥式逆变器上臂三个管的输入控制端,即图 4-21 中的 V_{P1} 、 $*P$ 、 V_{PC} 端。图 4-20 中的 12、13、14 脚为下臂三个管的输入控制端,即图 4-21 中的 $*N$ 端。图 4-20 中的 10、11、15 为保护电路输入控制端,即图 4-21 中的 F_0 、 V_{N1} 、 V_{NC} 端。图 4-20 中的 16、17 为直流电源输入端,18、19、20 为三相逆变器输出端。应用电路系统框图如图 4-22 所示。

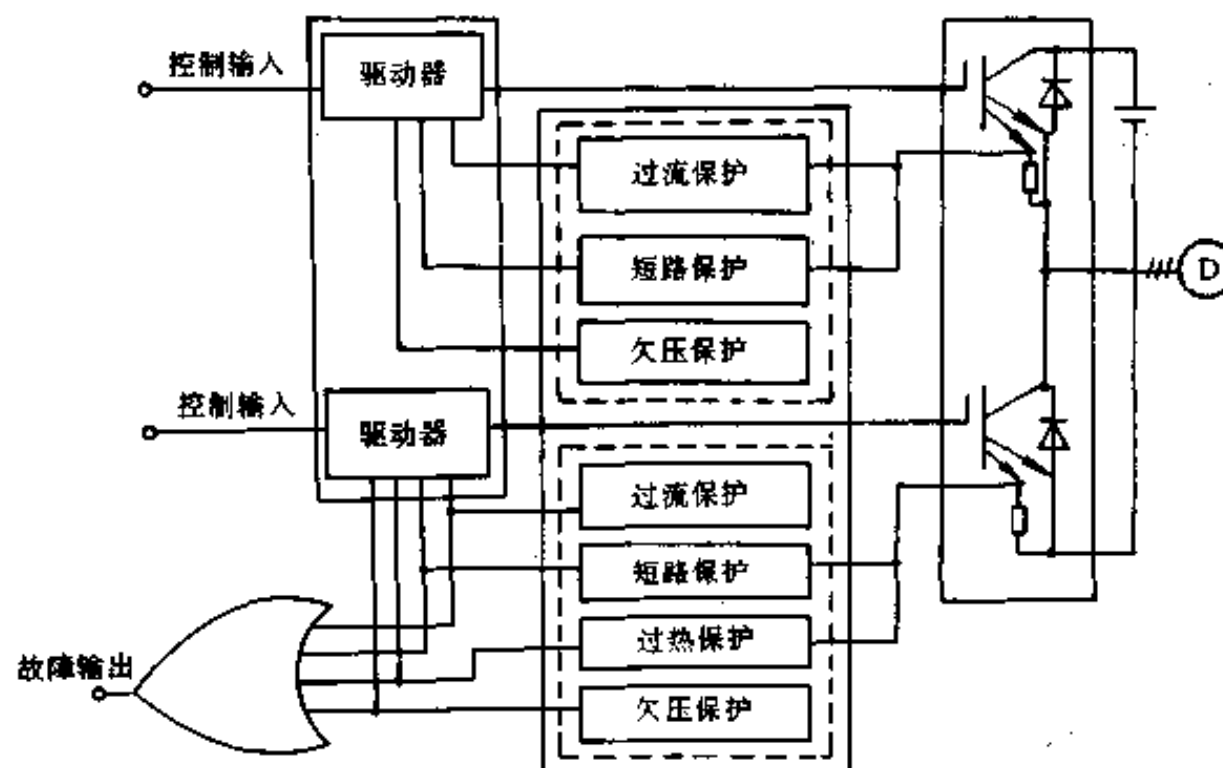


图 4-19 内部电路框图

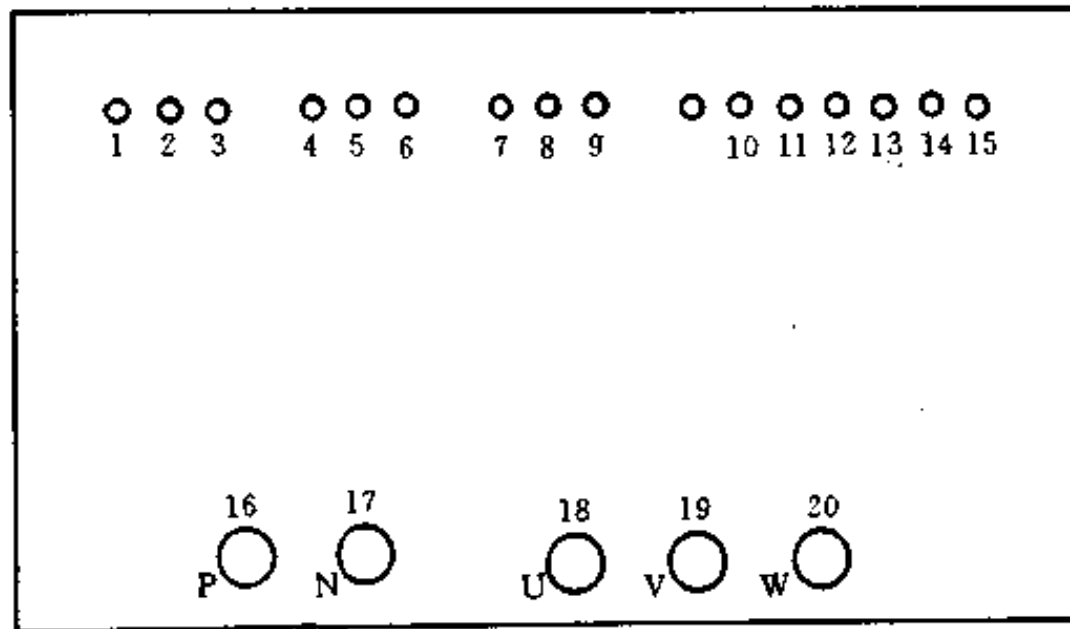


图 4-20 模块引脚

引脚代表符号:

1— U_P ; 2— V_{UP1} ; 3— V_{UPC} ; 4— V_P ; 5— V_{VP1} ; 6— V_{VPC} ; 7— W_P ; 8— V_{WP1} ; 9— V_{WPC} ; 10— V_{NC} ;
 11— V_N ; 12— U_N ; 13— V_N ; 14— W_N ; 15— F_0 ; 16— P ; 17— N ; 18— U ; 19— V ; 20— W .

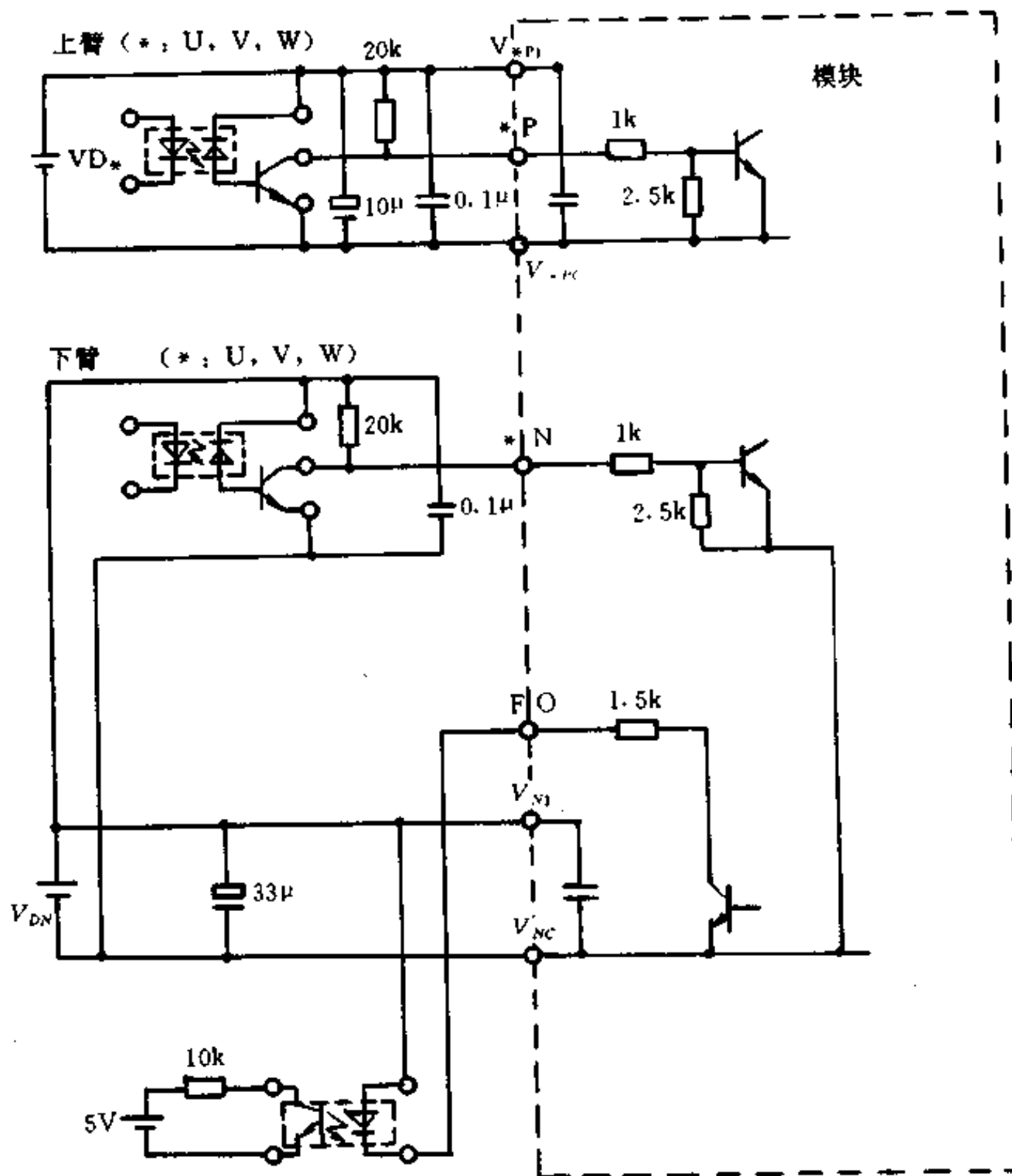


图 4-21 输入接线图

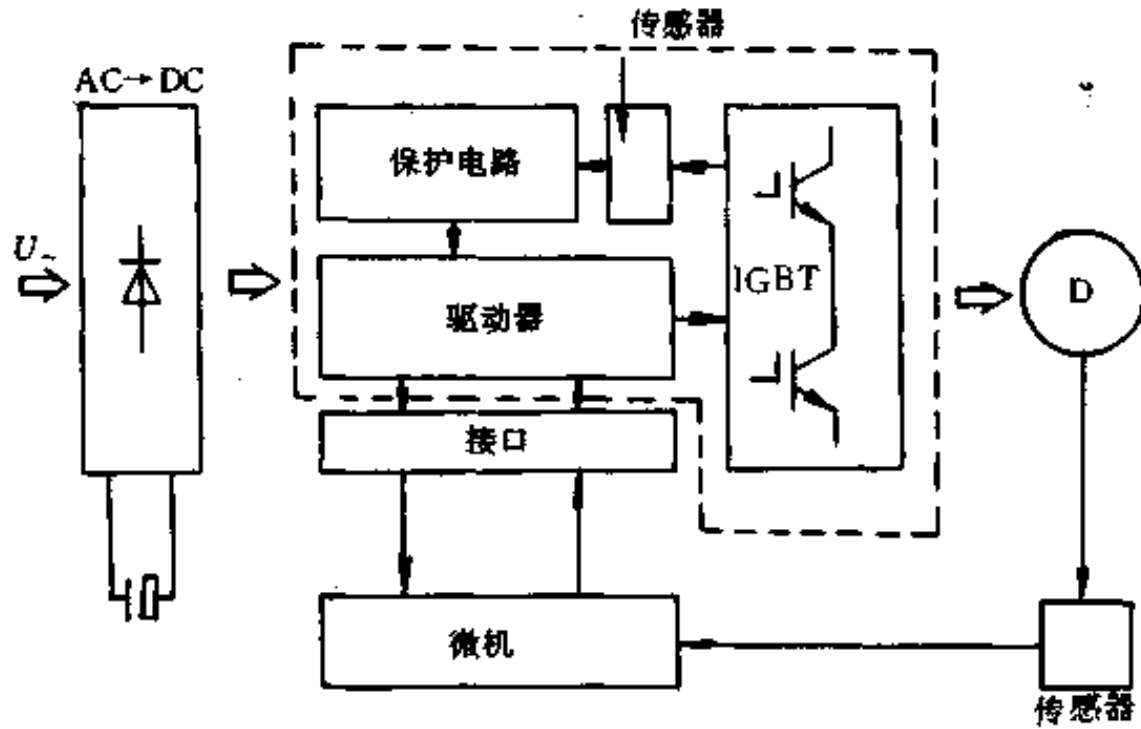


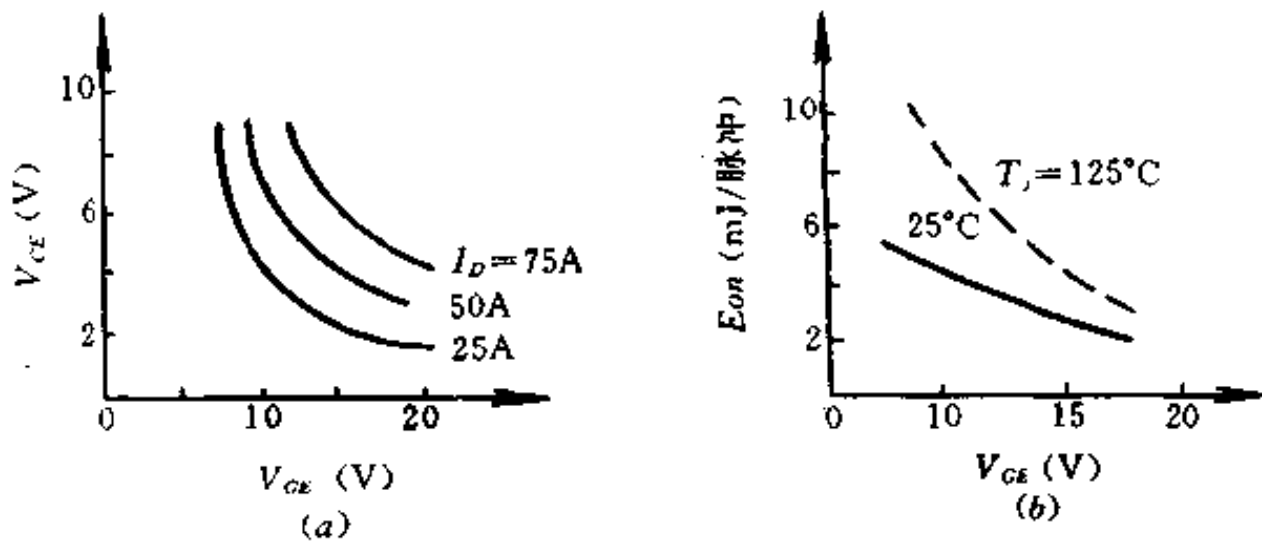
图 4-22 应用电路框图

§ 4 IGBT 的驱动电路

1. 门极驱动条件

门极驱动条件与 IGBT 的特性密切相关。设计门极驱动电路时,应特别注意开通特性、负载短路能力和 dV_{CE}/dt 引起的误触发等问题。

正偏置电压 $+V_{GE}$ 增加,通态电压下降,开通能耗 E_{on} 下降,分别如图 4-23(a)和(b)所示。由图可看出,若 $+V_{GE}$ 固定不变时,导通电压将随集极电流增大而升高;开通损耗将随结温升高而增大。

图 4-23 $+V_{GE}$ 对 V_{CE} 和 E_{on} 的关系曲线

负偏置电压 $-V_{GE}$ 直接影响 IGBT 的可靠运行。负偏置电压增高时集极浪涌电流明显下降;对关断能耗无显著影响,分别如图 4-24(a)和(b)所示。

门极电阻 R_g 增加,将使 IGBT 的开通与关断时间增加,因而使开通与关断能耗均增加。而门极电阻减小,则又使 di_c/dt 增大,可能引起 IGBT 误导通,同时 R_g 上的损耗也有所增加。具体关系如图 4-25(a)和(b)所示。

综上所述,设计 IGBT 驱动电路时,应全面考虑各种因素的影响,力求驱动电路工作在最佳状态。

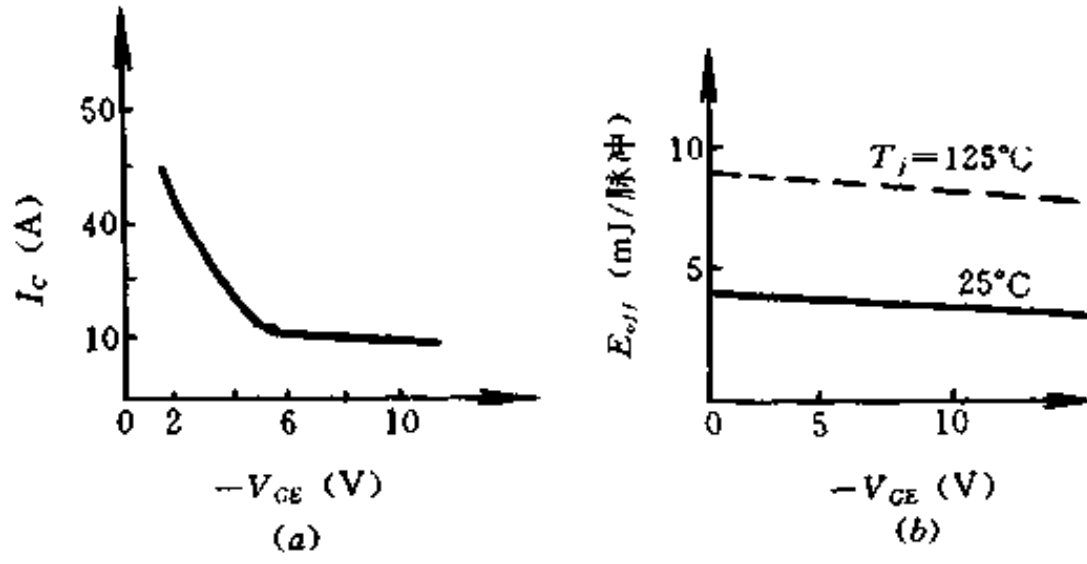


图 4-24 $-V_{GE}$ 与浪涌电流 I_c 和关断能耗 E_{off} 的关系曲线

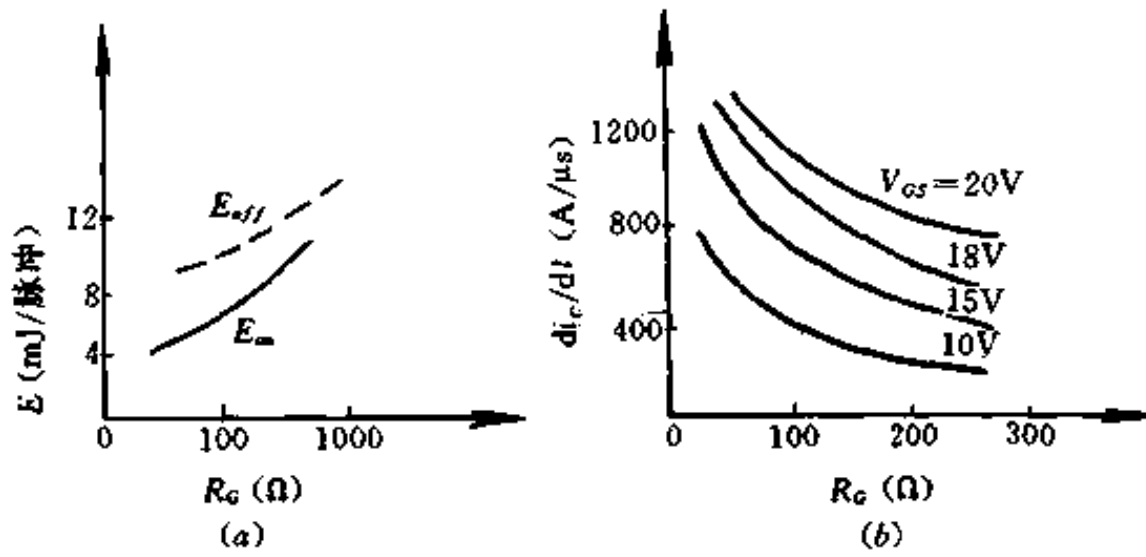


图 4-25 R_G 与功耗及 di_c/dt 的关系
(a) R_G 与功耗的关系; (b) R_G 与 di_c/dt 的关系。

2. 直接驱动

由于 IGBT 以 MOSFET 为输入门极,通常适用于 MOSFET 的驱动电路,稍经修改,也可以用于驱动 IGBT。图 4-26 为常用的直接驱动 IGBT 的电路。此电路简单,只要输入驱动信号 $V_i > V_r$, IGBT 就能被驱动而导通。

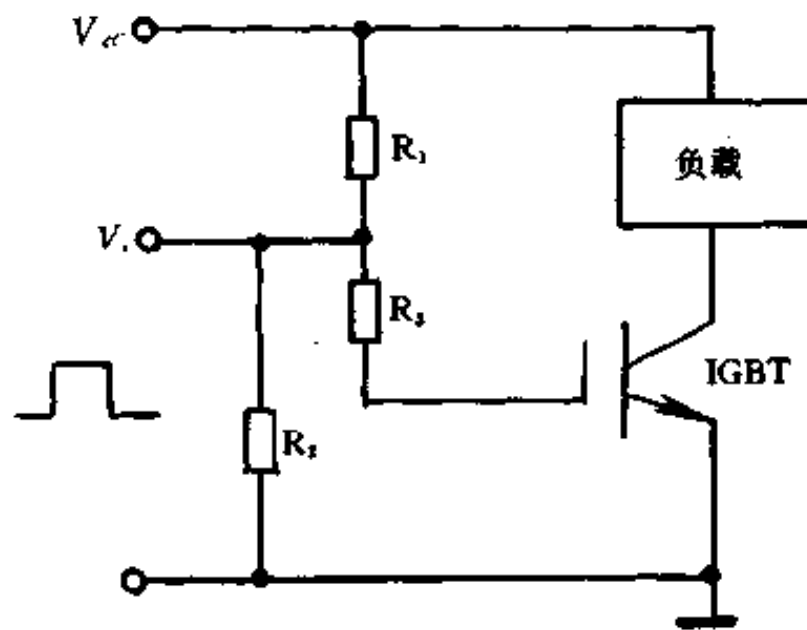


图 4-26 直接驱动电路

3. 电流源驱动

图 4-27 为用于驱动 IGBT 的电流源驱动电路。由晶体管 T_2 产生稳定的集电极电流 I_{C2} ，通过调节电阻 R_2 ，可以整定 I_{C2} 之值。 I_{C2} 流经电阻 R_3 ，便产生稳定的电压降 V_{R3} ，使 IGBT 获得稳定的驱动电压 V_{GS} 。

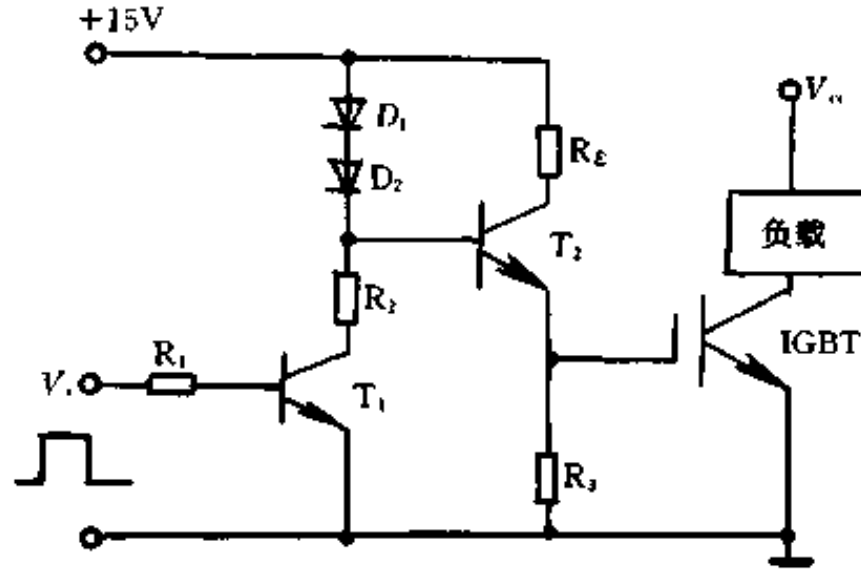


图 4-27 电流源驱动电路

4. 双电源驱动

为了使 IGBT 稳定工作，驱动电路可用双电源供电方式。图 4-28 是其中的一种驱动电路，输入信号经整形后进入放大级，放大采用有源负载方式以提供足够的门极电流。为消除可能出现的振荡现象，IGBT 的门源极之间接 RC 网络组成的阻尼滤波器；并且连接线采用双绞线方式。

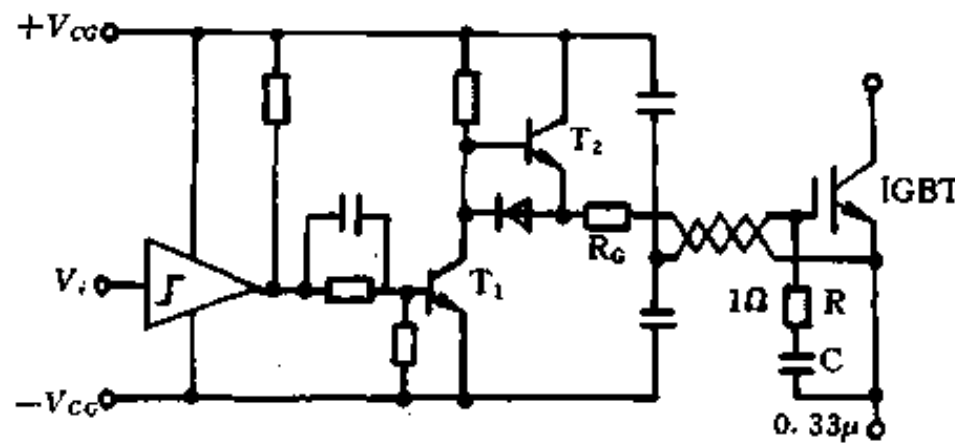


图 4-28 双电源驱动电路

5. 隔离驱动

图 4-29(a)和(b)是两种不同形式的隔离驱动电路。图(a)是常规的变压器耦合隔离驱动电路；图(b)为光电耦合隔离驱动电路。在图(b)中，当驱动信号 V_i 为高电平时，光电耦合器 HU 导通，IGBT 关断；当 V_i 为低电平时，HU 关断，IGBT 导通。

图 4-29(b)的驱动电路具有延迟开通 IGBT 的特点。在 V_i 为低电平时，HU 关断，电容器 C 充电，其电压上升到 $V_c > V_T$ 时，IGBT 才能导通，电压波形图如图 4-30 所示。电容器 C 的值越大，延迟时间越长。

图 4-31 是双电源供电的光电耦合隔离驱动电路，输入控制信号通过光电耦合器进行

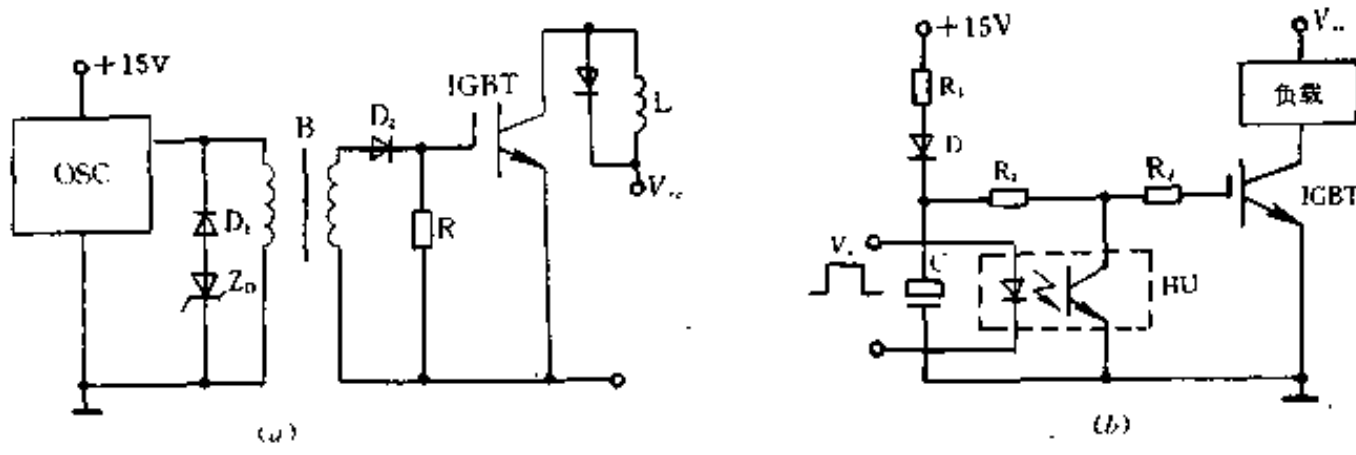


图 4-29 隔离驱动电路
(a)变压器隔离；(b)光电隔离。

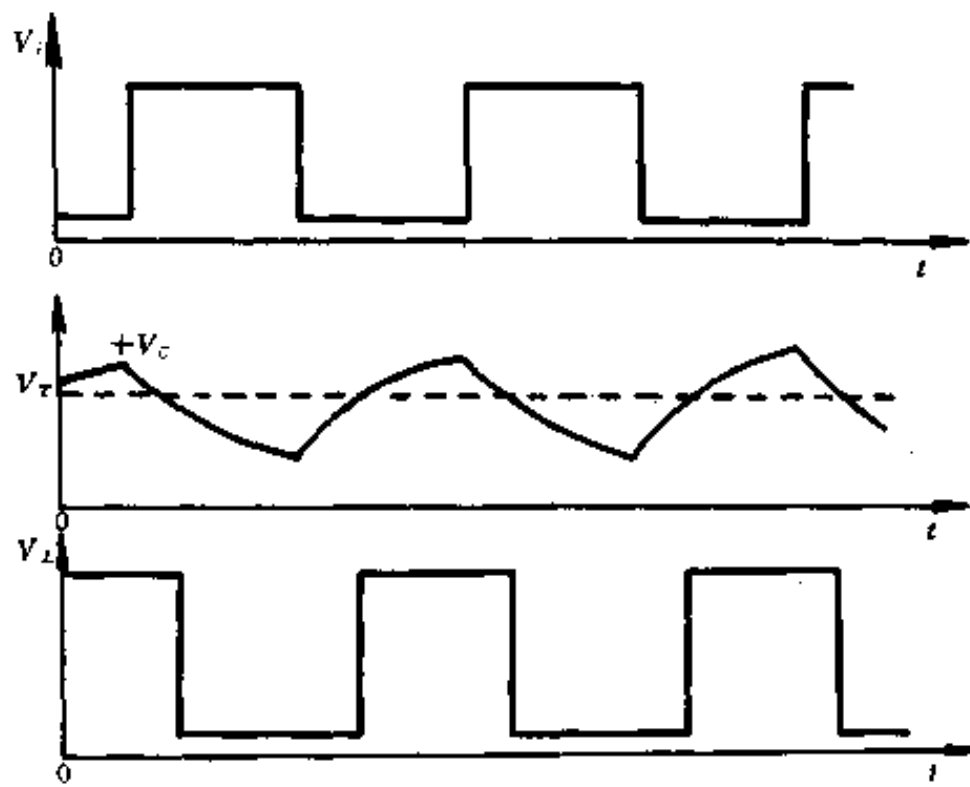


图 4-30 IGBT 开关的电压波形图

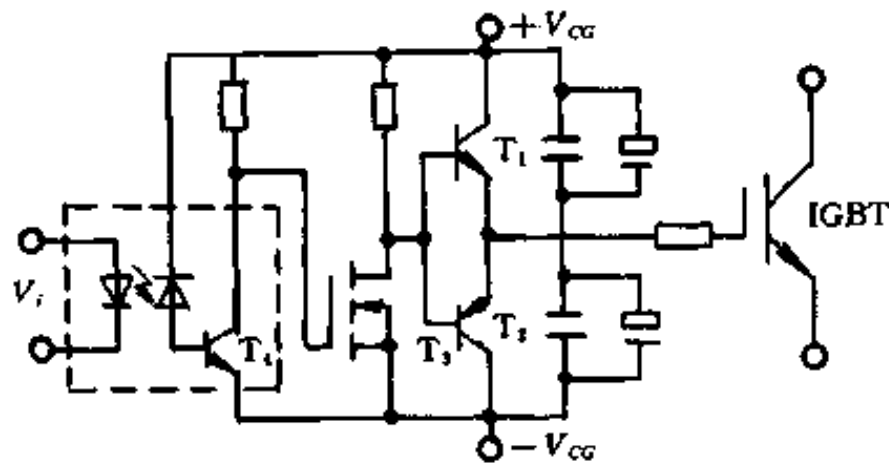


图 4-31 光电隔离及双电源驱动电路

隔离后引入驱动电路，然后经 MOSFET、 T_3 放大后由推挽式电路 T_1 和 T_2 向 IGBT 提供正和反向门极驱动电流。

6. 集成模块式驱动

IGBT 的驱动电路除上面介绍的由分立元件组成外,现在又制造出集成模块式的 IGBT 专用驱动电路。这使驱动电路的性能更好,整机的可靠性更高和体积更小。

(1) 集成驱动电路的组成及性能

下面以 EXB 系列集成驱动器为例进行介绍,它是混合式集成电路。EXB850、EXB851 是标准型,其内部电路框图如图 4-32 所示;EXB840、EXB841 是高速型,其内部电路框图如图 4-33 所示。它们都是直插式结构,安装方便,各引脚功能见表 4-4 所列,额定参数见表 4-5 所列,推荐的运行条件如表 4-6 所列。

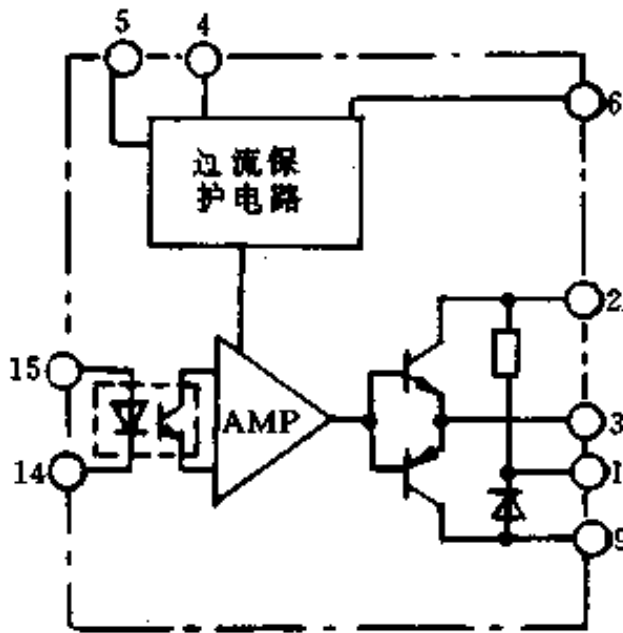


图 4-32 EXB850,851 框图

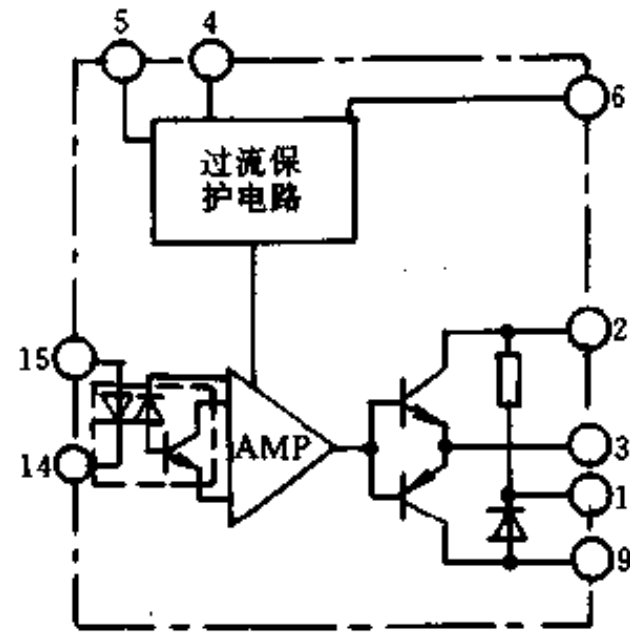


图 4-33 EXB840,841 框图

由于本系列驱动器采用具有高隔离电压的光电耦合器作为信号隔离,因此能用于 480V AC 为动力的设备上。

表 4-4 EXB 系列驱动器管脚功能

管脚	说明
①	连接用于反向偏置电源的滤波电容器
②	电源(+20V)
③	驱动输出
④	用于连接外部电容器,以防止过流保护电路误动作 (绝大部分场合不需要电容器)
⑤	过流保护输出
⑥	集电极电压监视
⑦ ⑧	不接
⑨	电源(0V)
⑩ ⑪	不接
⑭	驱动信号输入(-)
⑮	驱动信号输入(+)

表 4-5 额定参数

项 目	符 号	条 件	额 定 值		单 位
			EXB850、EXB840 (中容量)	EXB851、EXB841 (大容量)	
电源供电电压	V_{cc}		25		V
光耦合器输入电流	I_m		10		mA
正向偏置输出电流	I_{p1}	$PW = 2\mu s$	1.5	4.0	A
反向偏置输出电流	I_{p2}	$PW = 2\mu s$	1.5	4.0	A
输入/输出隔离电压	V_{iso}	AC50/60Hz、60s	2500		V
工作表面温度	T_c		-10~+85		°C
存贮温度	T_{stg}		-25~+125		°C

表 4-6 推荐的运行条件

项 目	符 号	推荐工作条件				单 位
		标准型		高速型		
		EXB850	EXB851	EXB840	EXB841	
供电电压	V_{cc}	20±1				V
光耦合器输入电流	I_m	5		10		mA

IGBT 通常只能抵抗仅 $10\mu s$ 的短路过电流,所以必须有极快的保护电路。本系列驱动器内设有过电流保护电路,按照驱动信号与集电极电压之间的关系检测出过电流,检测电路如图 4-34 所示。如果发生过电流,驱动器的低速切断电路慢速关断 IGBT ($\leq 10\mu s$ 期间的过流不响应)。如果以正常驱动速度切断过流时,会产生集电极尖脉冲,它足以损坏 IGBT。IGBT 关断时集电极电流的波形如图 4-35 所示。

IGBT 需要一个 +15V 电压以获得一个低开通电压,以及 -5V 关栅压,以防止关状态时的误动作。这两种电压值可由驱动器内部电路从 20V 供电电压中产生,如图 4-36 所示。

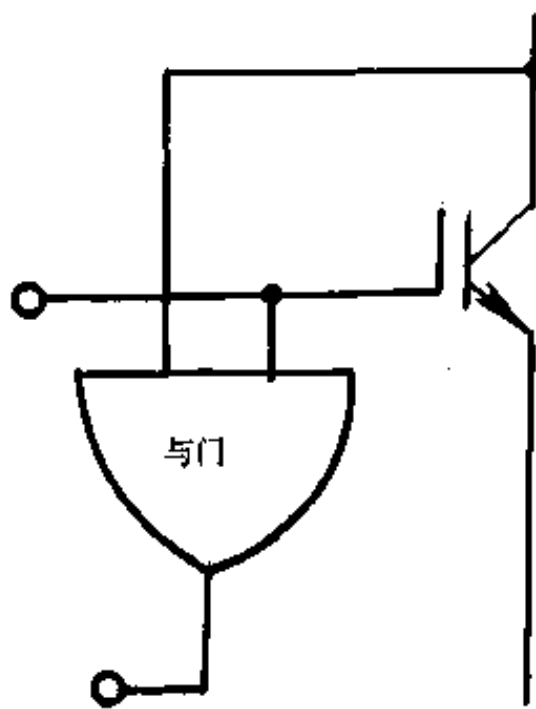


图 4-34 检测电路

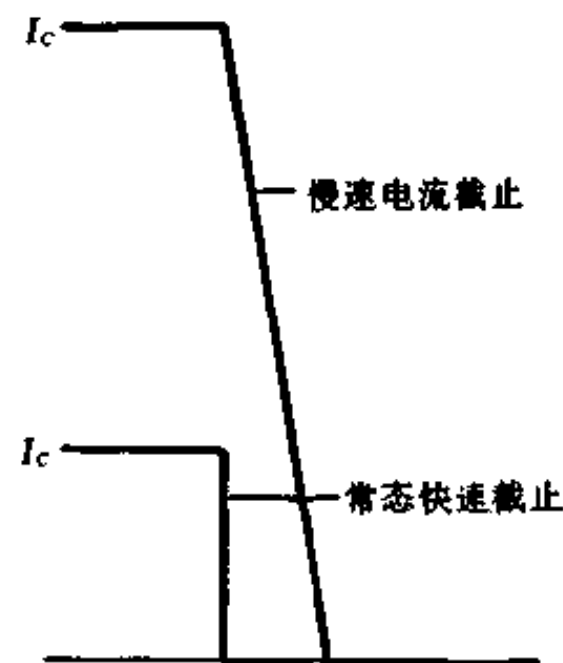


图 4-35 波形图

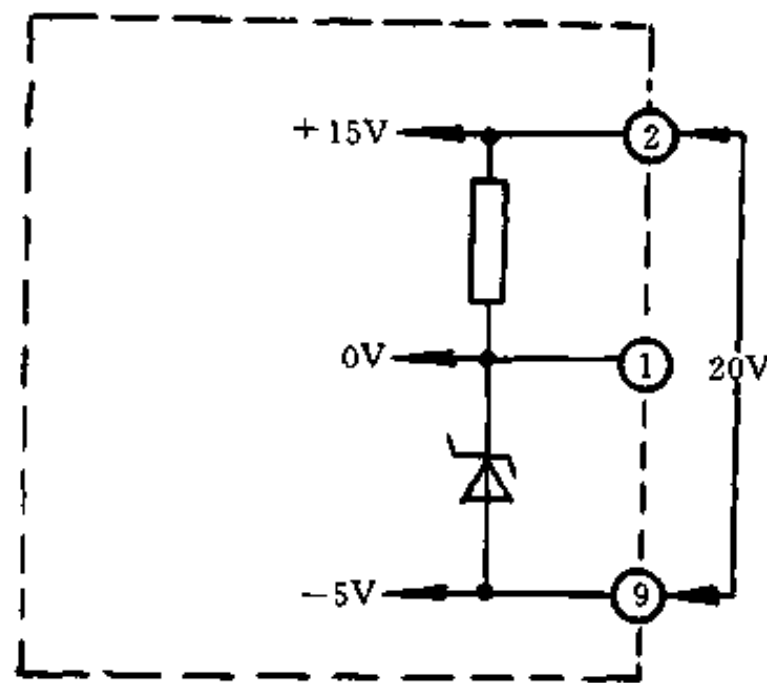


图 4-36 电压转换

(2) 驱动器的应用

EXB850 和 EXB851 驱动器能驱 150A/600V、75A/1200V、400A/600V 和 300A/1200V 的 IGBT 模块,驱动电路信号延迟 $\leq 4\mu\text{s}$,因此适用于高达 10kHz 的开关操作。应用电路如图 4-37 所示。如果在 IGBT 集电极产生大的电压尖脉冲,那么增加串联在栅极的电阻 R_G 之值。 R_G 的推荐值和电流损耗见表 4-7。

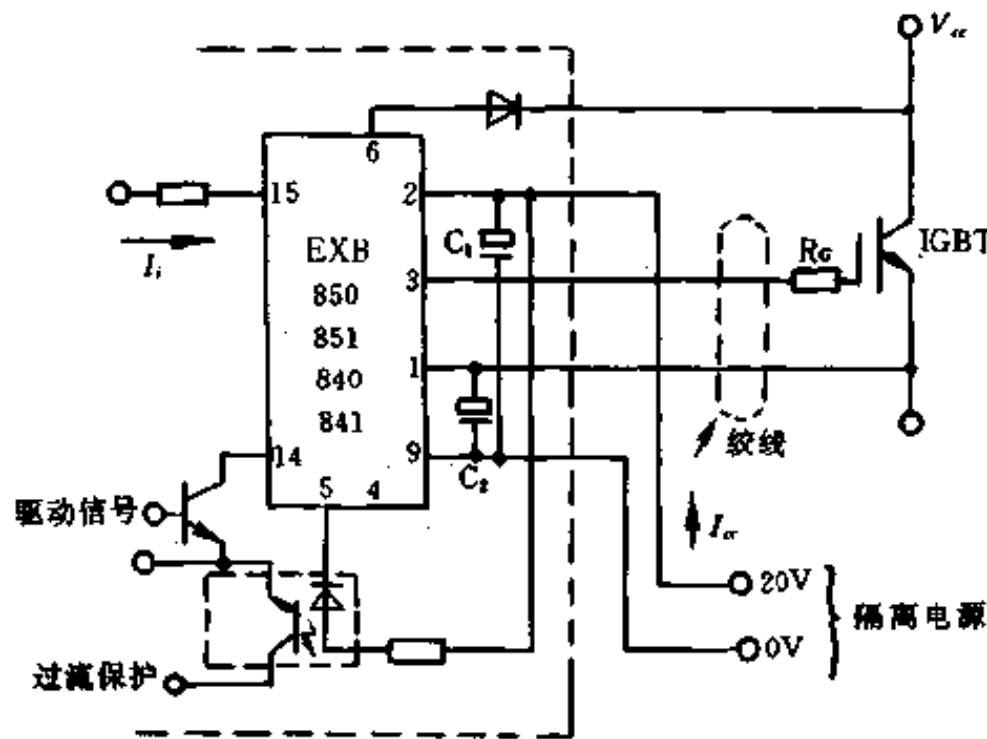


图 4-37 集成驱动器的应用电路

EXB850: $I_i = 4\text{mA}$, $C_1 = C_2 = 33\mu\text{F}$; EXB851: $I_i = 4\text{mA}$, $C_1 = C_2 = 47\mu\text{F}$;

EXB840: $I_i = 10\text{mA}$, $C_1 = C_2 = 33\mu\text{F}$; EXB841: $I_i = 10\text{mA}$, $C_1 = C_2 = 47\mu\text{F}$ 。

EXB840 和 EXB841 高速型驱动器分别能驱动 150A/600V、75A/1200V、400A/600V 和 300A/1200V 的 IGBT 模块,驱动电路信号延迟 $\leq 1\mu\text{s}$,适用于高达 40kHz 的开关操作。应用电路见图 4-37。IGBT 的栅极串联电阻 R_G 的推荐值和电流损耗见表 4-8。

(3) 使用 EXB 系列驱动器应注意的问题

① 输入电路与输出电路应分开。即输入电路(光电耦合器)接线远离输出电路接线以保证有适当的绝缘强度和高的噪音阻抗。

表 4-7 推荐的栅电阻和电流损耗

IGBT 额定值	600V	10A	15A	30A	50A	75A	100A	150A	200A	300A	400A	—
	1200V	—	8A	15A	25A	—	50A	75A	100A	150A	200A	300A
R_g		250Ω	150Ω	82Ω	50Ω	33Ω	25Ω	15Ω	12Ω	8.2Ω	5Ω	3.3Ω
I_{cc}	5kHz	24mA			24mA			26mA	27mA	29mA	30mA	34mA
	10kHz				25mA			29mA	31mA	34mA	37mA	44mA
	15kHz	25mA			27mA			32mA	34mA	39mA	44mA	54mA

表 4-8 推荐的栅电阻和电流损耗

IGBT 额定值	600V	10A	15A	30A	50A	75A	100A	150A	200A	300A	400A	—
	1200V	—	8A	15A	25A	—	50A	75A	100A	150A	200A	300A
R_g		250Ω	150Ω	82Ω	50Ω	33Ω	25Ω	15Ω	12Ω	8.2Ω	5Ω	3.3Ω
I_{cc}	5kHz	17mA			17mA			19mA	20mA	22mA	23mA	27mA
	10kHz				18mA			22mA	24mA	27mA	30mA	37mA
	15kHz	18mA			20mA			25mA	27mA	32mA	37mA	47mA

②极限参数不应超过表 4-5 的数值。如果遵守表 4-6 推荐的工作条件,IGBT 工作最佳。注意,超过 IGBT 的栅射极电压,过高的驱动电压会损坏 IGBT;而不足的驱动电压会不正常地增加 IGBT 的通态电压降。过大的输入电流会增加驱动电路的信号延迟;而不足的输入电流会引起驱动电路工作不稳定。

③IGBT 的栅射极回路连接线一定要小于 1m,并且应用绞合线。

④应用电路的电容器 C_1 和 C_2 ,主要作用是吸收由于电源接线阻抗引起的供电电压变化,而不是起电源滤波作用的电容器。

第五章 可关断晶闸管

§ 1 可关断晶闸管的结构和工作原理

1. 概述

普通晶闸管只能用门极正信号触发其导通,而不能用门极信号控制其关断,只有设置专门的换流电路,改变阳极电压极性才能关断普通晶闸管。这样,晶闸管装置的体积和重量增加,效率降低,而且换流回路将产生较强的噪声。

长期以来,人们希望既可用门极正信号控制晶闸管导通;又可用门极负信号控制其关断。根据这一设想,人们经过一段时间的研究,终于研究成功了门极可关断的晶闸管,简称可关断晶闸管。

可关断晶闸管是一种比较先进的晶闸管派生器件,近年来有很大发展,国外所用的名称有:门极关断晶闸管 GTO (Gate Turn-off Thyristor); 门极控制晶闸管 GCT (Gate Controlled Thyristor); 门极控制开关 GCS (Gate Controlled Switch); 门极关断开关 GTS (Gate Turn-off Switch)。现在常用的名称为 GTO,符号如图 5-1 所示。

GTO 具有晶闸管的全部特点,如耐压高、电流大、承受浪涌能力强和造价低等。同时,它又有自己独特的优点,既可用门极信号控制其导通,又可控制其关断。图 5-2(a)为 GTO 的控制信号,(b)为其基本工作电路。

当门极加正信号时,GTO 被触发导通;当门极加负信号时,GTO 被控制关断。这一特性与晶体管相似,因此,控制方法比晶闸管简单。由此可知,GTO 既具有晶闸管耐压高、电流容量大的优点,又有晶体管控制方便的长处。所以,它是一种比较理想的开关器件。

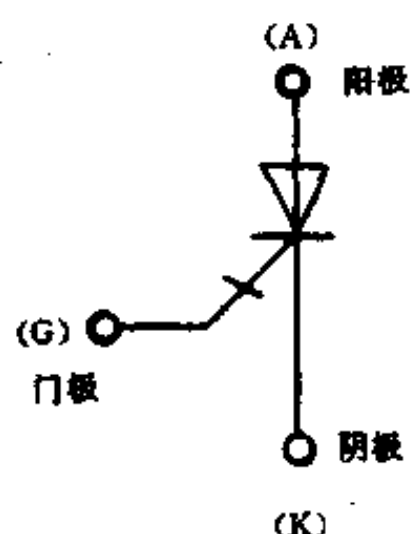


图 5-1 GTO 的符号

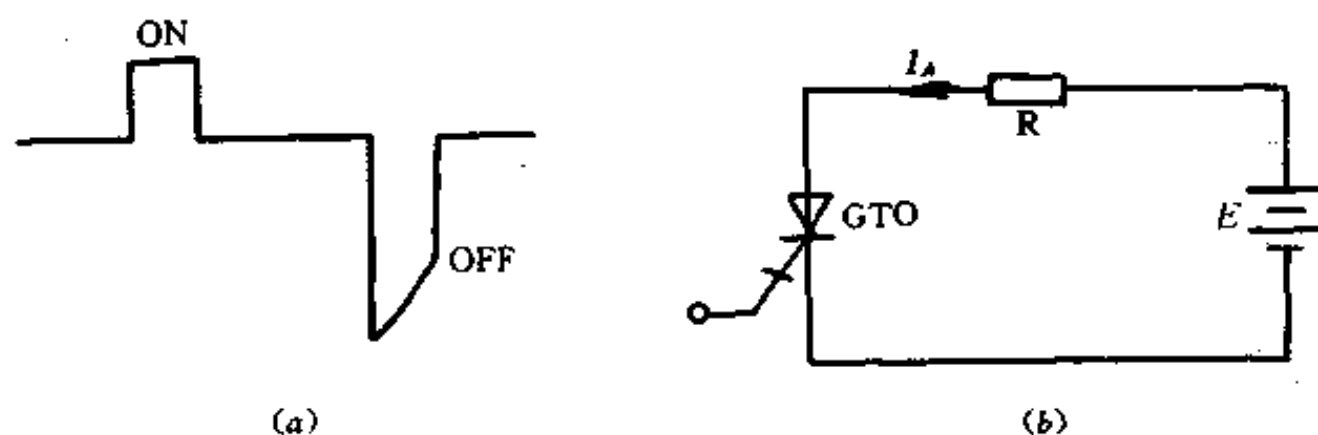


图 5-2 GTO 基本电路

在实际应用中,GTO比晶闸管构成的变流装置的体积小,如10~15kVA的变压变频装置,体积为普通晶闸管的60%。100kVA三相800Hz逆变器比相应的普通晶闸管装置体积小55%。另外,GTO的工作效率也比普通晶闸管高,快速性能也较好。

2. GTO的结构

GTO和普通晶闸管一样,都是PNPN四层三端器件,但两者的结构也不尽完全相同。GTO相当于多阴极多门极结构,即所谓并联阴极结构。阳极和门极均为公共连接,阴极由多个小单元组成。一个GTO相当于多个小GTO并联,每个小GTO仍为PNPN四层结构,可用双晶体管模型来分析,图5-3为GTO的结构与晶体管模型。图5-3(a)中, P_1 为阳极发射区,发射空穴载流子。 N_1 为不可控基区,也叫长基区,宽度用 W_N 表示。 P_2 为可控基区,也叫短基区。GTO门极由可控基区 P_2 引出。由于触发和关断信号加于门极,所以 P_2 称为可控基区,宽度用 W_I 表示。 N_2 为阴极发射区,发射电子载流子。电容 C_1 、 C_2 和 C_3 分别表示结 J_1 、 J_2 和 J_3 的结电容。当阳极加正电压时,器件的阻断作用由 J_2 完成;阳极加反向电压时,器件的阻断作用由 J_1 和 J_2 完成。

图5-3(b)是GTO的晶体管等效结构图,因为 $P_1N_1P_2$ 晶体管为空穴导电,共基极电流放大系数为 α_1 ,该管集电极电流 I_{c1} 为空穴电流。 $N_1P_2N_2$ 晶体管为电子导电,共基极电流放大系数为 α_2 ,该管集电极电流 I_{c2} 为电子电流。GTO的阳极电流为 I_{c1} 与 I_{c2} 之和。

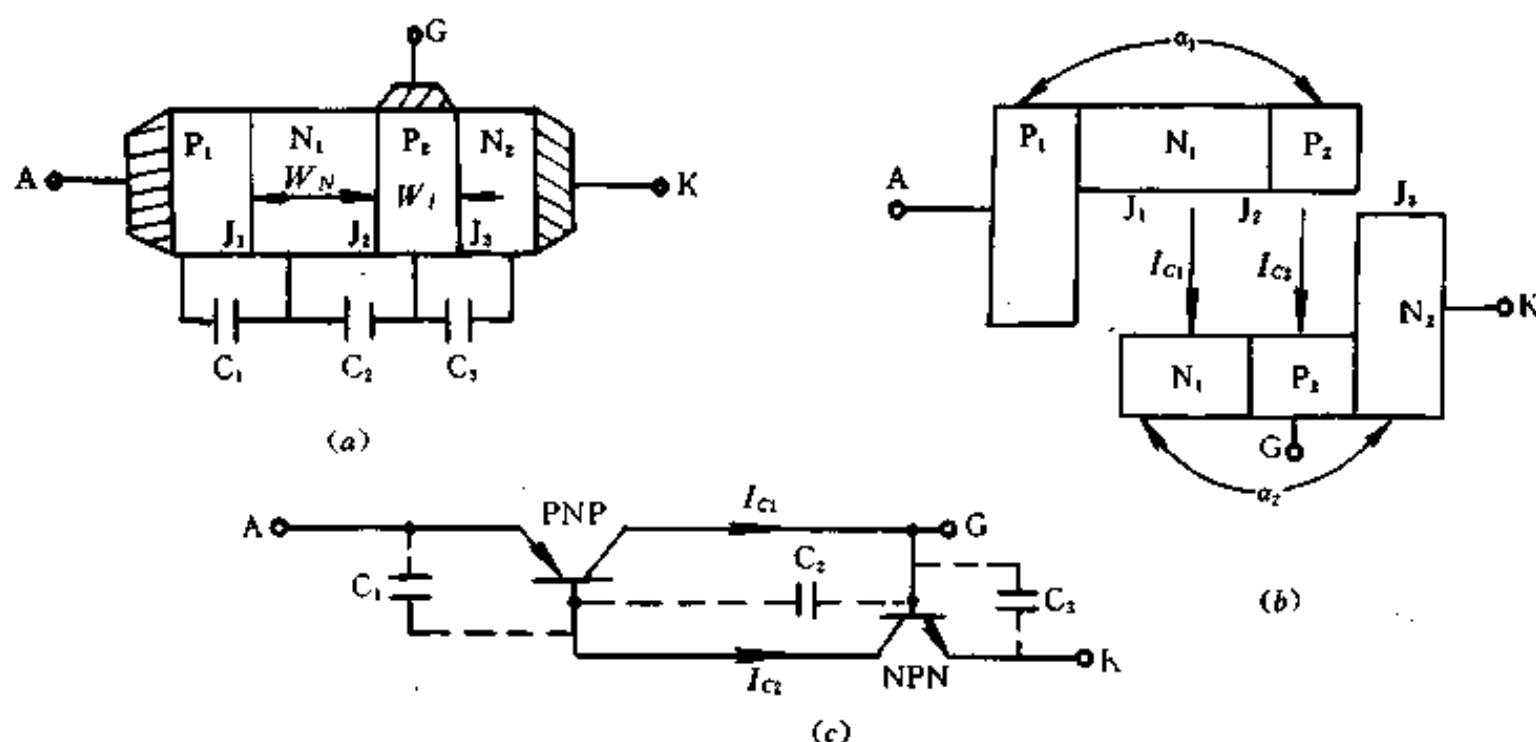
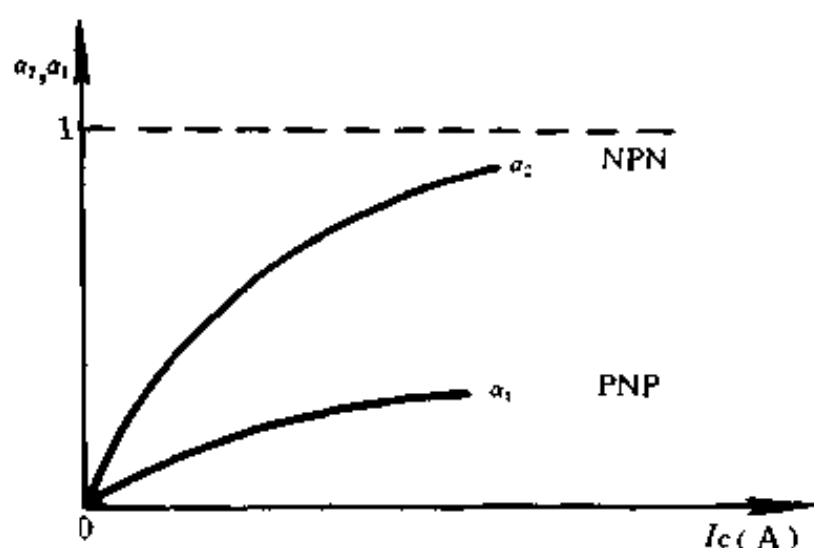


图 5-3 GTO 的结构

GTO的导通和关断均可用 α_1 和 α_2 的变化来分析。通常,不可控基区 N_1 比较厚,空穴穿过基区的时间较长,有相当一部分在基区内被复合,到达集电极的空穴较少,集电极电流也就较小,所以 α_1 较小。可控基区 P_2 比较薄,电子穿过基区的时间较短,发射极注入到基区的电子绝大部分能扩散到集电结,所以 α_2 较大。也就是说 $P_1N_1P_2$ 晶体管的控制作用不灵敏, $N_1P_2N_2$ 晶体管的控制作用比较灵敏。 α_1 和 α_2 除与管子的结构有关外,还随发射极电流的增加而增加,如图5-4所示。显然,当发射极电流相同时, α_1 比 α_2 小得多。

GTO与晶闸管最大区别就是回路增益 $\alpha_1 + \alpha_2$ 数值不同。晶闸管的回路增益 $\alpha_1 + \alpha_2$ 数值大,一般为1.15左右,器件饱和程度较深,因而很难用门极负脉冲关断。而GTO的 $\alpha_1 + \alpha_2$ 数值较小,一般为1.05左右,非常接近1。因而,GTO处于临界饱和状态。这为门极负脉

图 5-4 $\alpha_1 + \alpha_2$ 与 I_c 的关系

冲关断阳极电流提供了有利条件。

图 5-3(c)中 C_1 、 C_2 和 C_3 为结电容,结的面积越大,结电容也越大。结电容是十分重要的物理参数,对器件的开关特性和频率特性有较大的影响。若将阶跃电压突然加到晶体管的集射极两端,由于结电容存在,集射极间便有充电电流流过。从 GTO 的两晶体管模型可知, $P_1N_1P_2$ 晶体管结电容 C_1 和 C_2 充电电流就是 $N_1P_2N_2$ 晶体管的基极电流; $N_1P_2N_2$ 的结电容 C_3 和 C_2 的充电电流又是 $P_1N_1P_2$ 的基极电流,在充电电流足够大的条件下,这种正反馈作用,可使回路增益 $\alpha_1 + \alpha_2 > 1$ 。这样 GTO 也会饱和导通,这是一种不希望的非门极触发现象。结电容的充电电流叫位移电流,数值由下式决定:

$$i_c = CdV/dt + Vdi/dt \quad (5-1)$$

若忽略第二项,则有

$$i_c = CdV/dt \quad (5-2)$$

式中 C ——PN 结结电容;

V ——电源电压。

由式(5-2)可知,结电容位移电流和电容 C 有关外,还随 dV/dt 的增大而增大。因为,为了减小结电容充电电流,防止 dV/dt 误触发,必须限制 GTO 承受的 dV/dt 。

3. GTO 的导通原理

GTO 的导通原理与晶闸管相同。图 5-5 为 GTO 导通示意图。当阳极加电压,门极加正触发信号后,GTO 很快进入饱和导通,具体过程如下:

$$I_g \uparrow \rightarrow I_{c2} \uparrow \rightarrow I_A \uparrow \rightarrow I_{c1} \uparrow \rightarrow I_{c2} \uparrow$$

这是一个正反馈过程。若门极注入电流 I_g 足够大,晶体管 $N_1P_2N_2$ 发射极电流增加, α_2 增大,使 $P_1N_1P_2$ 发射极电流增加, α_1 增大。当 $\alpha_1 + \alpha_2 > 1$ 之后,两个晶体管均饱和导通,因而 GTO 导通。由此可知 GTO 导通的必要条件是

$$\alpha_1 + \alpha_2 > 1 \quad (5-3)$$

当门极电流 I_g 为正值时,若不满足导通条件,虽然有反馈作用,但仍然不会饱和导通。这是因为门极电流较小,不能满足 $\alpha_1 + \alpha_2 > 1$ 的条件,这时阳极电流维持在小的确定值。门极电流中断之后,阳极电流也中断。 $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ 时的阳极电流为临界导通电流,称为

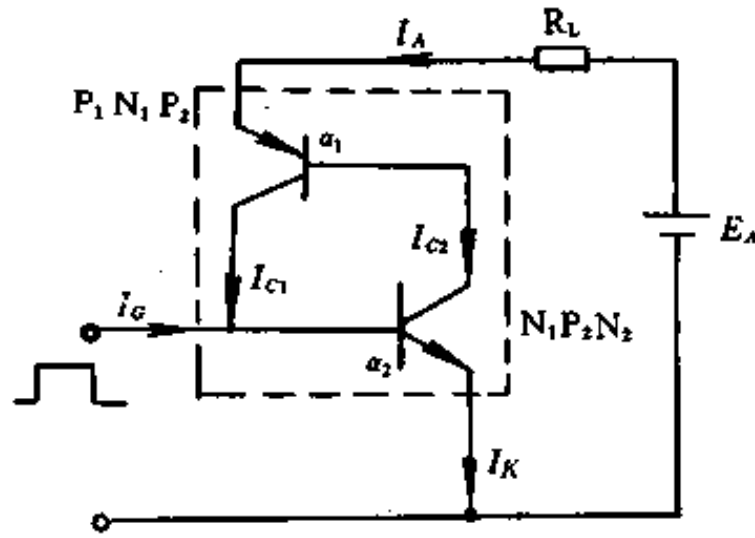


图 5-5 GTO 导通原理

GTO 的擎住电流。当门极加足够大的正触发信号,使阳极电流大于擎住电流之后,GTO 才能维持大面积饱和导通。

由以上分析可知,GTO 导通条件为 $\alpha_1 + \alpha_2 > 1$ 。因此,引起 α_1 和 α_2 变化的任何参数变化,都可能使 GTO 导通。如阳极电压过高或 dV/dt 过大、器件结温超过允许值等因素均可使 $\alpha_1 + \alpha_2 > 1$,而引起 GTO 触发导通。这种非门极触发,是应用中所不希望的,必须采取措施防止。

4. GTO 的关断

GTO 的关断方式与晶闸管不同。图 5-6 为 GTO 的关断电路、关断时阳极和门极电流波形图。合上开关 K 后,门极加上负偏置电压 E_g 。晶体管 $P_1N_1P_2$ 的集电极电流被“抽出来”,形成了门极负电流 $-I_c$ 。由于 I_{c1} 被“抽走”, $N_1P_2N_2$ 晶体管基极电流减小,它的集电极电流 I_{c2} 也减小,于是引起 I_{c1} 进一步下降。由于 GTO 导通时 α_1 远小于 1,所以 $P_1N_1P_2$ 晶体管集电极电流 I_{c1} 只是总阳极电流的很小一部分。设法抽走这部分电流即可使 GTO 关断。当门极负电流 $-I_g$ 达到最大值时,器件内部 $\alpha_1 + \alpha_2 \leq 1$,正反馈作用停止,阳极电流逐渐下降到零。由此可知,GTO 关断的条件为

$$\alpha_1 + \alpha_2 < 1 \tag{5-4}$$

当然用较小的门极负电流关断很大的阳极电流是我们所希望的,这一特性可用 GTO

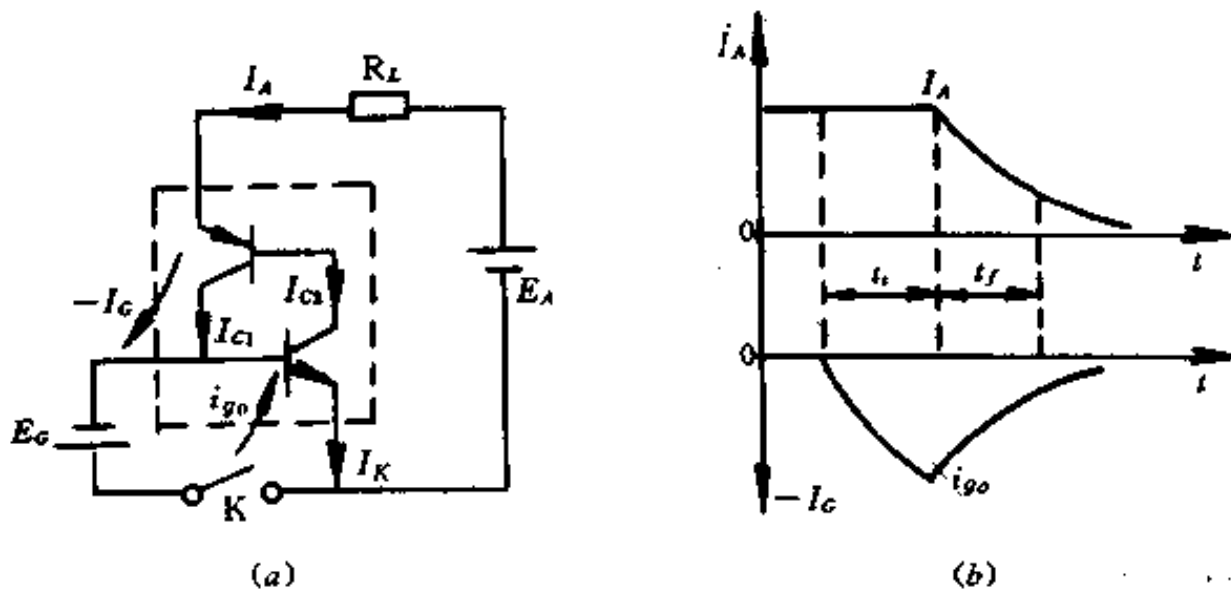


图 5-6 GTO 关断机理及波形
(a)关断电路示意图;(b)电流变化波形。

的电流关断增益 β_{off} 来表示, 其值为

$$\beta_{off} = \frac{I_{ATO}}{|-I_G|} \quad (5-5)$$

β_{off} 表征 GTO 关断的能力强弱, 不过在实际应用中, 不必追求过高的关断增益。

必须指出, 晶闸管导通之后, 处于深度饱和状态, 用抽走阳极电流的方法不可能使其关断; 而 GTO 导通后处于临界饱和状态, 可能用抽出部分阳极电流的方法破坏临界饱和状态, 使器件关断。

应该注意, GTO 关断时, 门极负电流是从阳极抽出的, 并非是门-阴极 PN 结的反向雪崩电流。实际应用中, 当 GTO 关断之后, 若门极电压高于门-阴极 PN 结反向雪崩电压时, 将会产生反向雪崩电流。该电流在图 5-6(a) 中用 i_w 表示。

图 5-7 为 GTO 门-阴极正反向伏安特性。 V_{GR} 为反向雪崩电压, 一般在 10~25V 之间。当外加门极电压 E_G 大于 V_{GR} 时, 即会产生反向雪崩电流。这个电流对 GTO 的关断不起任何作用, 只会增加门极功耗。这样, 在实际应用中要尽量避免产生雪崩电流。

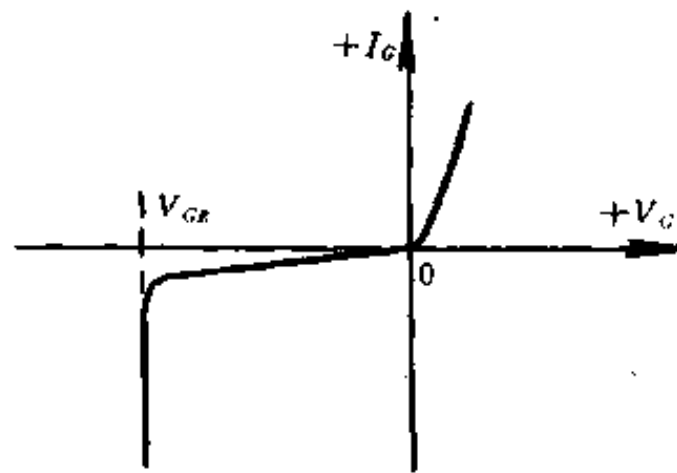


图 5-7 门极-阴极伏安特性

5. GTO 模块

除了单个 GTO 器件之外, 大容量的 GTO 以模块的结构形式制造, 已被广泛应用。GTO 模块是把 GTO 芯片、续流二极管芯片通过内部连接, 封装于同一个外壳内。有单模块、双管模块和多管模块等。

GM200DY-24 型是双管模块, 电路如图 5-8 所示。其阳极可关断电流 200A, 正、反向阻断电压 1200V, 主要参数如表 5-1 所列。它的通态管压降与阳极电流关系的通态特性如图 5-9 所示。阳极电流与功耗的关系如图 5-10 所示。

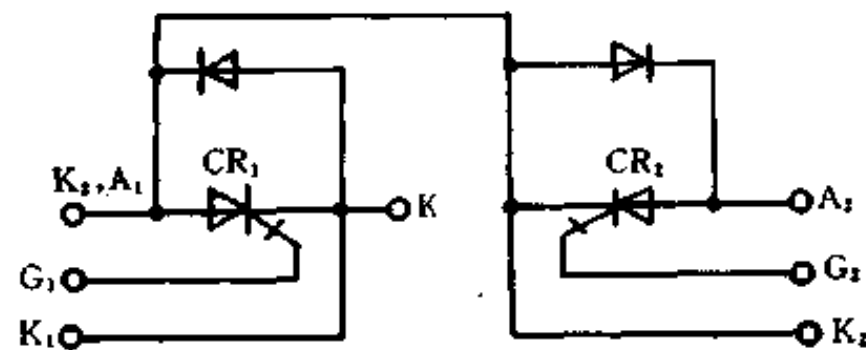


图 5-8 GTO 双管模块电路

表 5-1 额定参数

符 号	项 目	条 件	额 定 值	单 位
V_{DRM}	阳极阻断电压重复峰值	$V_{GK} = -2V$	1200	V
V_{DSM}	阳极阻断电压非重复峰值	$V_{GK} = -2V$	1200	V
$V_D(DC)$	DC 阳极阻断电压	$V_{GK} = -2V$	960	V
I_{IGO}	可关断阳极电流	$V_D = 1/2V_{DRM}, I_{GO} = -20A$	200	A
$I_{T(RMS)}$	通态电流有效值		70	A
$I_T(AV)$	通态电流平均值	$f = 60Hz, \theta = 180^\circ$	45	A
I_{TSM}	浪涌电流(非重复值)	$f = 60Hz, \text{半周期}$	500	A
di/dt	电流上升率	$V_D = 1/2V_{DRM}, I_G = 8A$	200	A/ μs
dV/dt	电压上升率	$V_D = 1/2V_{DRM}, V_{GK} = -2V$	1000	V/ μs
P_{RGM}	耗散功率		1500	W
V_{POM}	门极正向电压峰值		10	V
V_{RGM}	门极反向电压峰值		15	V
V_{TM}	通态电压	$I_{TM} = 200A$	4.3	V
V_{GT}	门极触发电压	$V_D = 24V, R_L = 2\Omega$	1.5	V
I_{GT}	门极触发电流	$V_D = 2, R_L = 2\Omega$	900	mA
T_j	结温度		$-40 \sim +125$	$^\circ C$
T_{M0}	存储温度		$-40 \sim +150$	$^\circ C$

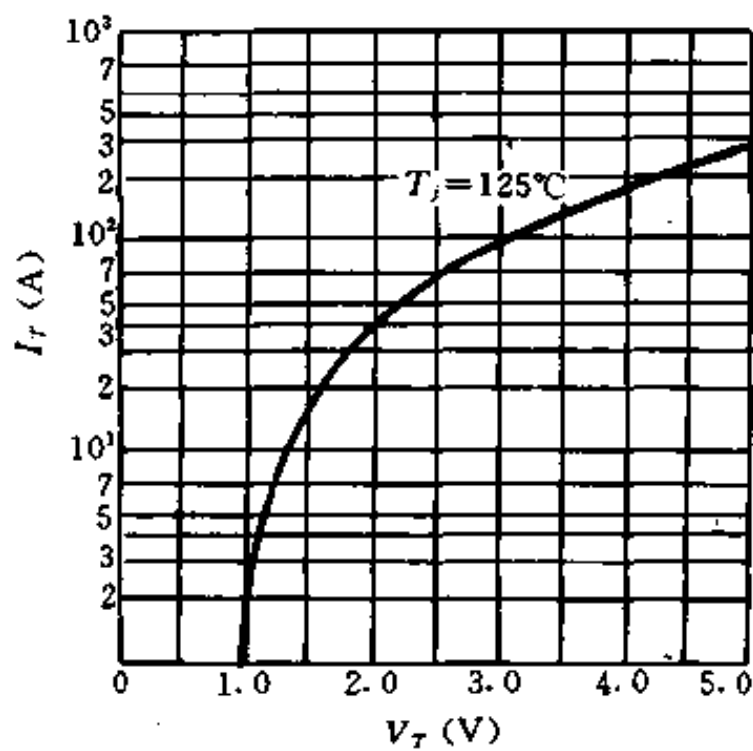


图 5-9 通态特性

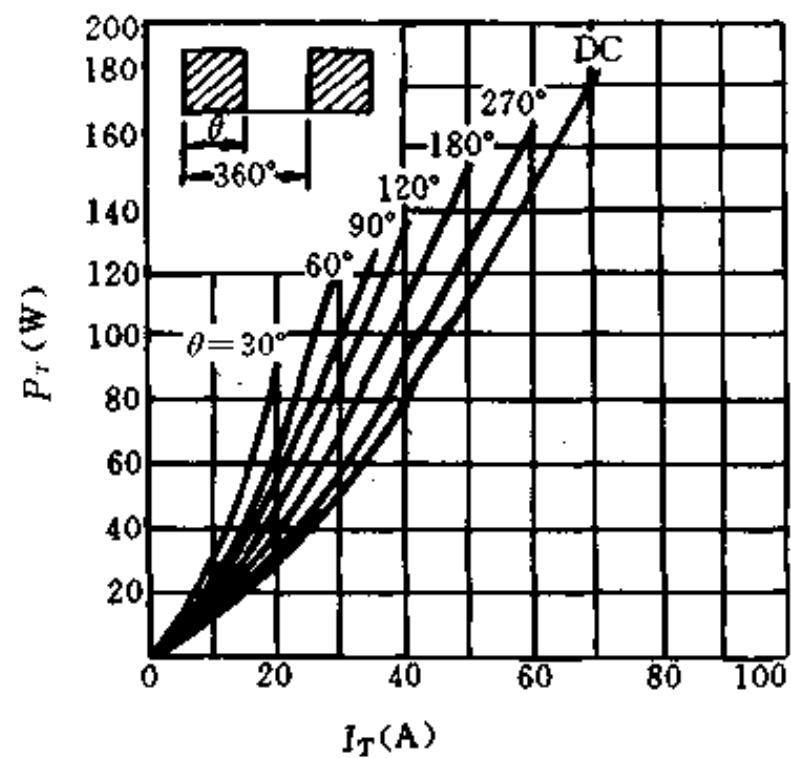


图 5-10 阳极工作特性

§ 2 GTO 的关断特性

GTO 通常工作在一定频率的开关状态,因此,正确掌握它的开关特性和频率特性是很重要的,这些特性分为两个方面。

一是门极特性。它表示关断过程中门极电流、电压与阳极电流的关系。

二是阳极特性。它表示关断过程中阳极电流和电压随时间变化的特性。

1. GTO 关断时门极特性

GTO 门阴极相当于一个二极管。GTO 无阳极电流时,门阴极二极管反向伏安特性与有阳极电流时不同,静、动态伏安特性也不相同。

图 5-11 为阳极电流为零时,门极静和动态伏安特性。图 5-11(a)为静态特性,与二极管的伏安特性相同。

图 5-11(b)为动态特性,它是当门极加入图 5-11(c)所示的脉冲信号时测得的伏安特性。动态特性的特点是有位移电流存在。门极加入很陡的负脉冲电压,由于 $-dV/dt$ 作用,结电容产生位移电流。这是动态特性与静态特性的主要差别。 I_{cr} 为反向漏电流,其值越小越好。

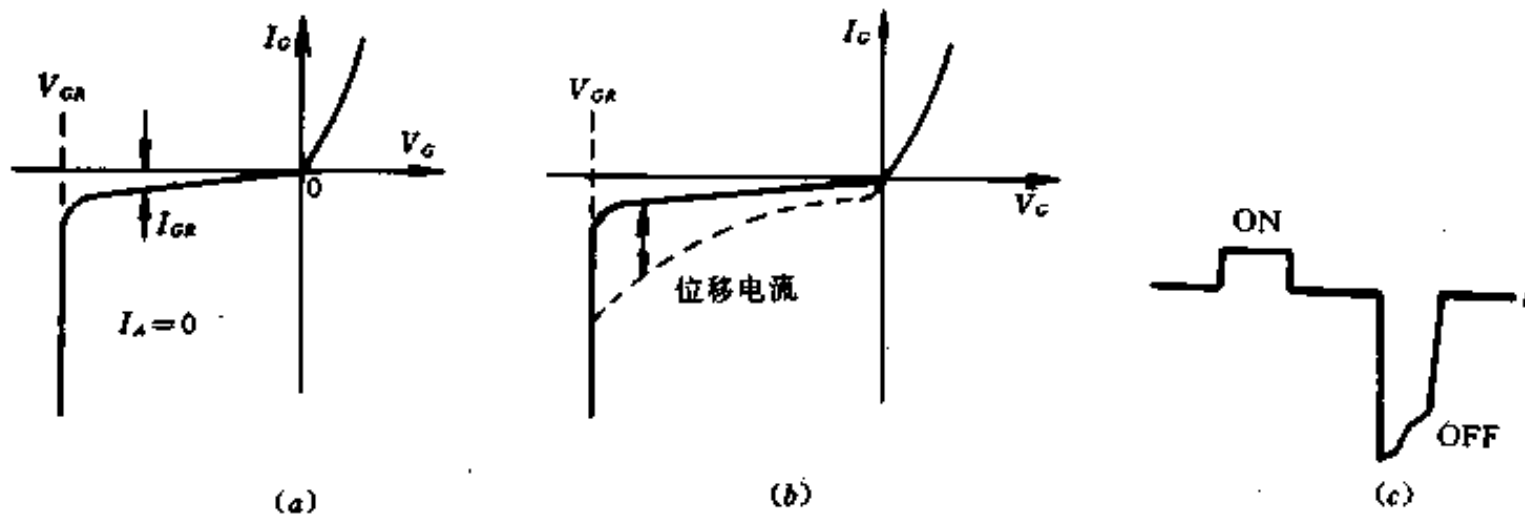


图 5-11 无阳极电流时门极伏安特性
(a)静特性;(b)动特性;(c)门极驱动信号。

图 5-12(a)为有阳极电流时门极伏安特性。图 5-12(b)为测试电路。因为输入信号是前沿变化缓慢的 50Hz 正弦波,所以有时把这种特性称为低频特性或静态特性。

当阳极加正向电压,门极加正触发信号后,GTO 就会饱和导通。在图 5-12(a)中 V_{cr} 、 I_{cr} 点,器件回路增益 $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$,正反馈作用开始,GTO 很快进入饱和导通。这点是 GTO 由阻断变为导通的转折点。由于阳极电流流过门阴极结,所以该结产生正向压降。

对于 GTO,我们着重研究关断时门极的伏安特性。它的关断机理如图 5-12(a)所示,图中曲线②和③分别表示阳极电流为 I_1 和 I_2 时的门极关断特性。下面对曲线②进行分析。当负电压 E_1 加在导通着的 GTO 门极上,先克服门阴极结上的正向压降,然后,门极负电压逐步增加,门极电流也不断增加。伏安特性由第一象限转入第四象限,以后又转入第三象限。曲线上点 A_1 是 GTO 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。点 A_1 的门极电流和电压分别为 I_{cr} 、 V_{cr} 。此后,门极负电压继续增

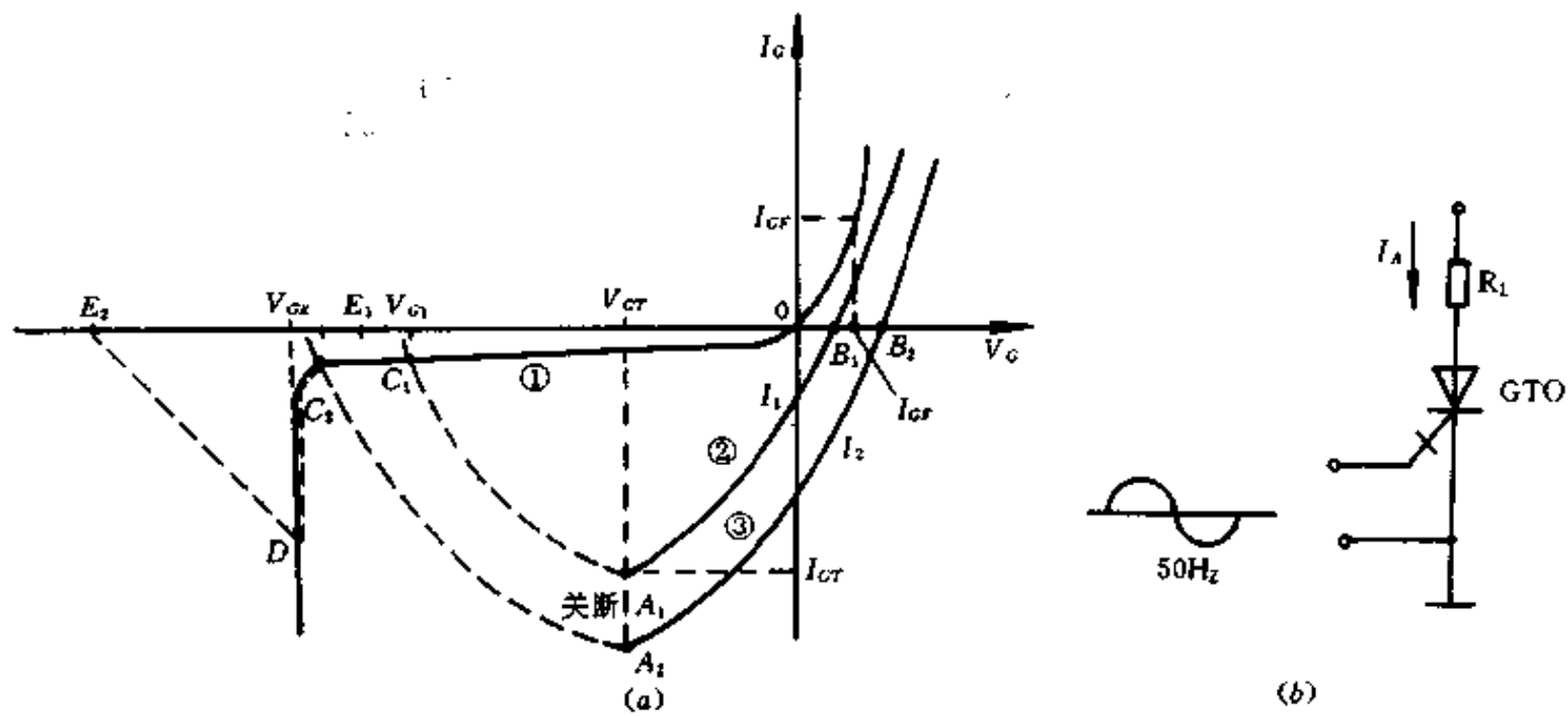


图 5-12 GTO 关断时门极静态(低频)伏安特性
(a)关断时门极电压、电流变化过程;(b)测试电路。

加,门极负电流逐步减小。曲线 A_1C_1 段由门极负载回路决定。到达点 C_1 后与无阳极电流时的特性曲线①重合,点 C_1 所对应的电压 V_{GI} 叫门极关断电压,这时 GTO 才彻底关断。因此点 C_1 是最后关断点。

由上面分析可看出,若要关断阳极电流 I_1 ,门极必须加入负电压,其值应比门极关断电压 V_{GI} 大,而又要比门极雪崩电压 V_{GR} 小。这种应用称为 A 类应用。这是一种比较理想的关断工作状态。

假如门极所加负电压的绝对值高于雪崩电压 $|V_{GR}|$,那么 GTO 阳极电流关断之后,门极将工作于雪崩状态,如图 5-12(a)中曲线③所示。如外加门极电压为 E_2 ,在点 C_2 阳极电流 I_2 已被关断。但由于 $|E_2| > |V_{GR}|$,于是门极又产生雪崩电流,此电流大小即为点 D 对应的 I_c 值,直线 DE_2 由门极回路参数决定。这种门极外加负电压绝对值大于雪崩电压绝对值的应用称为 B 类应用。这是属于不正常的关断现象。

图 5-13 表示阳极有电流时的门极动态伏安特性及测试电路。关断信号为前沿很陡的负脉冲。该特性表示 GTO 一次关断的动态过程。动态伏安特性曲线与静态伏安特性相似,但意义不尽相同。当门极加入负脉冲后,先克服门阴极结上正向压降(ba 段),然后达到临界关断点 a 。在该点, $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ 。在点 a 之前,阳极电流并未变化,相应于导通区的压缩阶段。经历的时间为存储时间,在此时间内,少数载流子不断被抽走,只有达到点 a 阳极电流才下降。从点 a 到点 c 所对应的时间为下降时间,这是阳极电流的下降阶段。点 c 到点 d 对应的时间为尾部时间。只有达到点 d ,GTO 才算完全关断。

必须指出,静态特性没有尾部时间。这是因为静态关断速度很慢, P_2 基区和 N_1 基区电荷可以同步消失。此外,动态特性中 i_{oa} 值要比静态特性的 I_{cr} 大得多。这说明门极加前沿很陡的负脉冲可以更快地抽走 P_2 基区的电荷,使 GTO 关断速度加快。但器件的关断增益降低。

2. GTO 关断时阳极特性

图 5-14 给出了 GTO 关断时门极偏置电路和各参数的变化规律。图(a)为关断 GTO 的门极偏置电路,图(b)为门极外加电压信号,图(c)为加理想的电压信号之后,门阴极结由正偏置向反偏置转化的过程。由于结电容的存在,门极电压有个充电过程,门极反偏置也有个建立过程。在存储时间内,门极反偏置电压增长较慢。经过下降时间之后,门极反偏置电压才迅速建立起来。图(d)为门极负电流波形,图(e)和图(f)分别表示阳极电流和电压变化的过程。

图 5-15 除给出各参数随时间变化的规律外,从图中还可以看出阳极和门极功耗与各参数的关系。根据阳极电压 V_A 和电流 I_A 曲线可以描绘出阳极瞬时功耗曲线 P_{CA} 。根据门极电流 $-i_G$ 和电压 $-V_G$ 曲线可作出门极瞬时功耗曲线 P_{CG} 。由图可看出在下降时间内(t_f)阳极和门极瞬时功率最大。因此,在实际应用中,要特别注意限制下降时间内的瞬时功耗。图中 t_{nc} 为尾部时间。

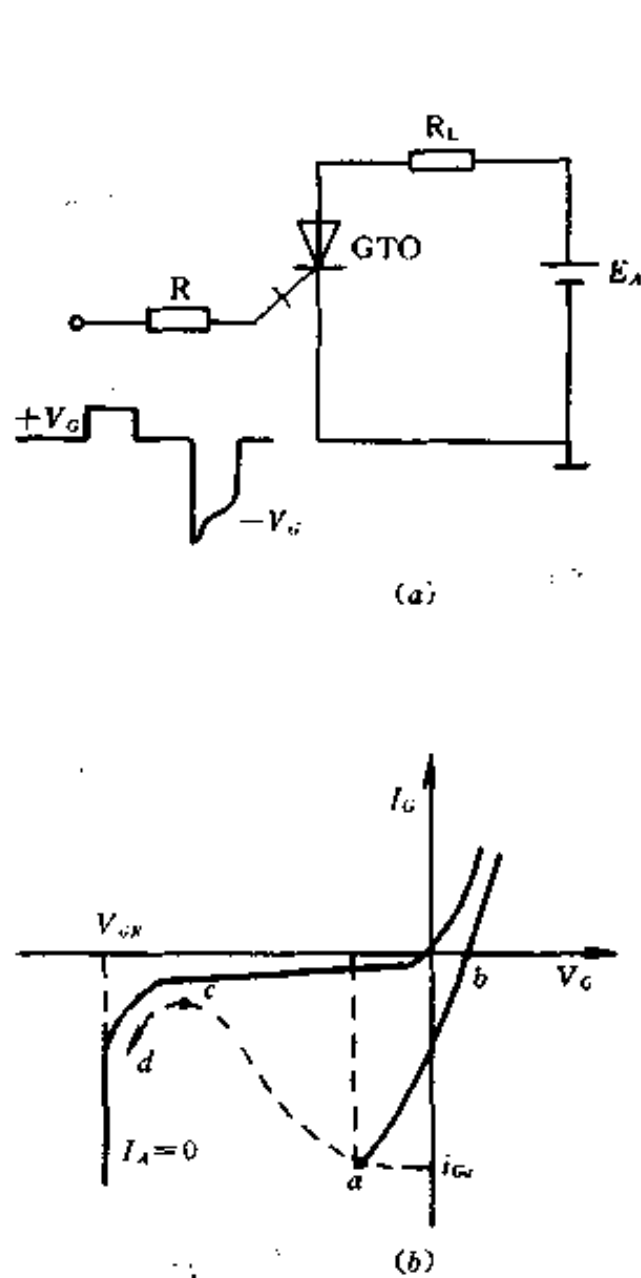


图 5-13 门极动态伏安特性及其测试电路
(a)测试电路;(b)伏安特性。

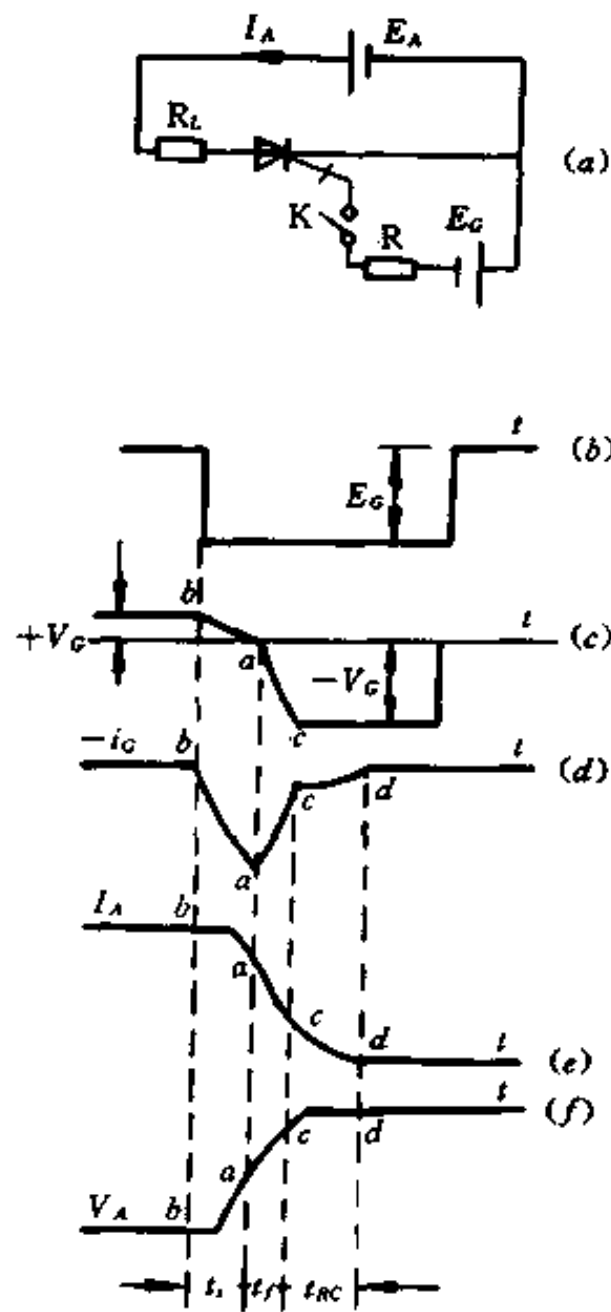


图 5-14 GTO 关断过程
(a)关断偏置电路;(b)门极外加信号($E_G < V_{GR}$);
(c)门-阴极 PN 结电压变化过程;(d)门极负电流变化过程;
(e)阳极电流波形;(f)阳极电压波形。

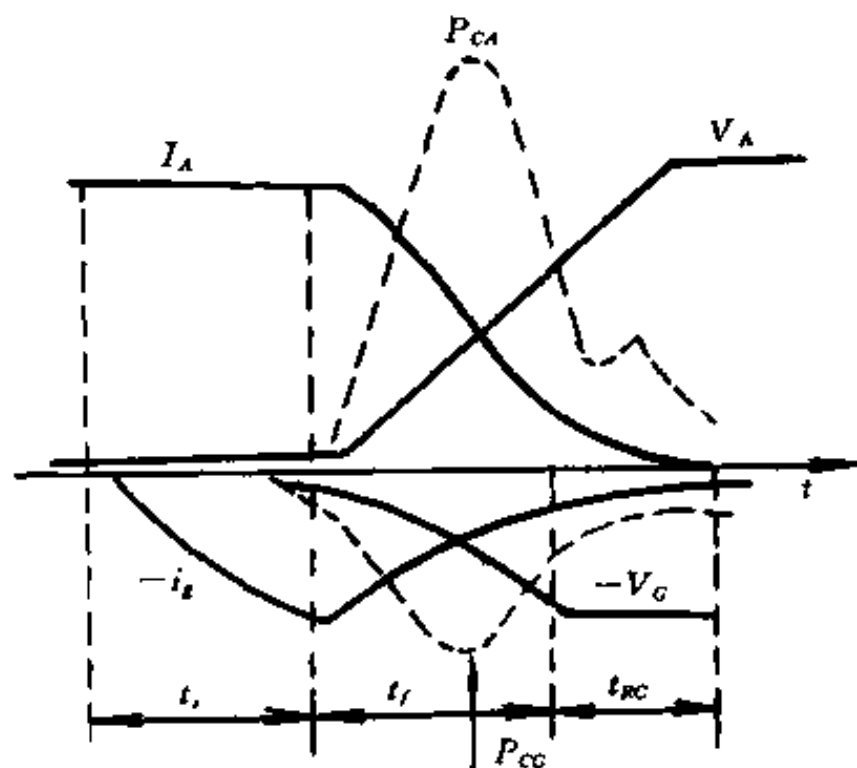


图 5-15 GTO 关断瞬间功耗

§ 3 GTO 的参数

GTO 有许多参数与晶闸管相同,如正、反向阳极阻断电压、浪涌电流等。此外,GTO 也有一些特有参数,如最大可关断阳极电流,电流关断增益等。下面介绍 GTO 的主要参数。

1. 最大可关断阳极电流 I_{Aro}

GTO 阳极允许流过的电流有一定限制,主要有以下两方面原因:一方面是热学上的限制,即额定工作结温决定了 GTO 的平均电流额定值,这一点与晶闸管相同;另一方面是由于 α_1 和 α_2 均为电流的函数,当阳极电流过大时, $\alpha_1 + \alpha_2$ 略大于 1 的临界值,器件饱和程度加深,这样可能导致门极关断失败。因此,GTO 的阳极流过的电流不应超过最大可关断电流 I_{Aro} 。

应该注意一点,GTO 工作于脉冲状态时,特别是在脉冲占空比较小的时候,虽然阳极平均电流远远小于额定值,但峰值电流却可能超过 I_{Aro} ,因而也可能产生 GTO 关不断的现象。

GTO 的容量大小用 I_{Aro} 这个参数表示。例如 600A/1200V 的 GTO,即指最大可关断阳极电流 $I_{Aro} = 600A$,耐压 1200V。

2. 电流关断增益 β_{off}

电流关断增益 β_{off} 的定义见式(5-5)。一般在 5 左右。

3. 擎住电流 I_L

GTO 被触发导通时,若阳极电流小于擎住电流 I_L ,GTO 就不能维持大面积导通,一旦切除门极触发脉冲,主回路就自行关断。所以 I_L 是 GTO 临界导通时的电流。

4. 阳极平均电流 I_{CP}

对于晶闸管来说,一般给出的额定电流是平均电流。而对于 GTO 来说,一般给出最大可关断阳极电流,其平均电流可根据脉冲占空比来计算。例如 200A 的 GTO,若阳极电流脉冲占空比为 50%,那么阳极平均电流可由下式确定:

$$I_{CP} = \frac{1}{2} I_{ATO} = \frac{1}{2} \times 200 = 100(\text{A})$$

在实际应用中,根据平均电流设计散热器和通风冷却装置。

5. 浪涌电流 I_{TSM}

GTO 和晶闸管一样,都能够承受较强的浪涌电流。浪涌是一种故障状态,器件能承受浪涌的次数是有限的。不过在短时间内(如一个周期)GTO 能承受比额定电流大得多的浪涌电流,浪涌之后,器件的性能不致因电击穿、热击穿或应力作用变坏。应采用快速开关保护 GTO 免受浪涌电流损坏。

经实验表明,ZJ-360 型 200A 的 GTO 在结温为 100°C 时,工频半个周期内能承受 3500A 的浪涌电流。由此可知,GTO 承受浪涌电流的能力是比较强的。

在实际应用中,应注意,决不能用门极负脉冲去关断浪涌电流。因为最大可关断阳极电流和浪涌电流概念根本不同。

6. 工作频率 f

GTO 的工作频率介于晶闸管和 GTR 之间,一般 GTO 的工作频率在 20kHz 或更高一些。它的极限工作频率可达 100kHz。

7. 管压降 V_F

GTO 由于工作于临界饱和状态,所以它的管压降大些。如 50A 的 GTO 管压降在 1.5~2.5V。因为管压降增加,器件导通损耗增大,所以应有良好的散热。GTO 的管压降还与门极触发条件,阳极电流的大小有关。

8. 正反向电压 V_{DRM} 和 V_{RRM}

GTO 阳极正反向耐压为转折电压的 80%,正向和反向耐压不同时,应取最小的值作为标称值。国产 GTO 中有些不能承受反向电压,必须承受反压时应串入一个二极管。

9. GTO 的功率损耗

GTO 的功率损耗与阳极和门极的电压、电流波形有关。在讨论中,为了简单,假设电压、电流均为方波。

GTO 的功耗包括以下几部分:

- (1) 门极功耗;
- (2) 关断状态阳极漏电流功耗;
- (3) 阳极开通功耗 P_{on} ;
- (4) 阳极关断功耗 P_{off} ;
- (5) 导通期间平均功耗 P_{on} 。

通常,前两项比较小,可以略去,一般只考虑后三项。各项功耗的具体计算参看第七章 § 3。

GTO 开通时,电流、电压以及功耗曲线见图 5-16。器件开通时,导通区有一个从小到大的扩展过程,所以阳极电流有一个上升过程,阳极电压有一个下降过程。在阳极电压、电流变化过程中,阳极瞬时功耗最大。

GTO 关断时阳极电压和电流以及功耗曲线如图 5-17 所示。

GTO 关断时,功耗计算比较复杂,但不计算尾部时间,而且忽略器件关断后漏电流产生的功耗,只考虑下降时间内的阳极功耗。

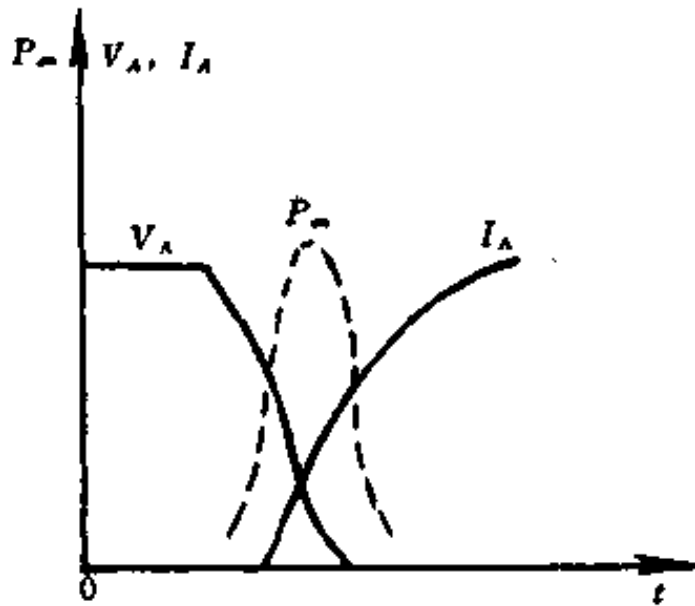


图 5-16 GTO 开通时阳极功耗

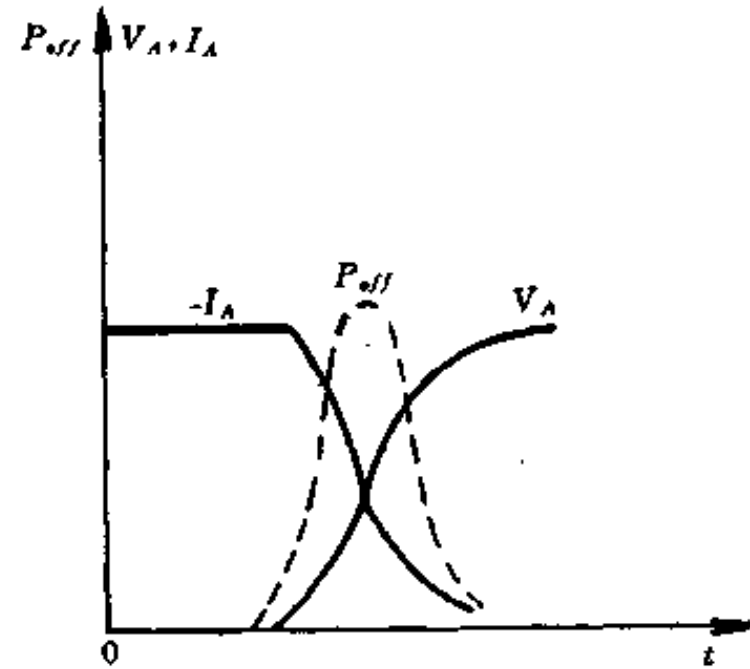


图 5-17 GTO 关断时阳极功耗

GTO 工作在开关状态时,忽略门极功耗和阳极漏电流功耗,总功耗为:

$$P_c = P_{on} + P_{off} + P_{sc} \quad (5-6)$$

在工作频率很高时,开和关功耗占主要地位,也就是说开通功耗和关断功耗远大于导通期间平均功耗。

下面列出几种 GTO 的参数,供参考。

表 5-2 国产的 50A 的 GTO 参数

项 目	符 号	单 位	参 数
阳极可关断电流	I_{AFO}	A	30 50
擎住电流	I_L	A	0.5~2.5
正向触发电流	I_o	mA	200~800
门极关断讯信号电流	$-I_o$	A	6~10
正向阻断电压	V_{DRM}	V	1000~1500
反向阻断电压	V_{RRM}	V	分有、无承受反压两种
开通时间	t_{on}	μs	<6
关断时间	t_{off}	μs	$\leq 1\sim 10$
工作频率	f	kHz	3
dV/dt 耐量	dV/dt	V/ μs	>500
di/dt 耐量	di/dt	A/ μs	>100
正向管压降(直流)	V_F	V	2~4
关断增益	β_{off}		5
正向阻断漏电流	I_{DM}	mA	0.3~0.7

表 5-3 美国 GE 公司 ZI-366 的 GTO 参数

项 目	符 号	参 数	单 位	试 验 条 件
阳极可关断电流	I_{ASO}	200	A	$V_{DM}=200V, T_J=25^\circ C$
门极直流触发电流	I_G	2.0	A	$V_D=30V, R_L=3\Omega$
门极直流触发电压	V_G	3.0	V	$V_D=30V, R_L=3\Omega$
正向阻断电压	V_{DRM}	1100	V	$I_{DM}=I_{RM}=600mA, T_J=100^\circ C$
反向阻断电压	V_{RRM}	1100	V	$I_{DM}=I_{RM}=600mA, T_J=100^\circ C$
门极关断下降时间	t_{rF}	1.5	μs	$I_{TM}=200A$
门极关断贮存时间	t_s	4.0	μs	$I_{TM}=200A$
电路换向时间	t_0	5.0	μs	$I_{TM}=500A, T_J=100^\circ C$
反向恢复时间	t_{rF}	2.0	μs	$I_{TM}=100A, di/dt=1A/\mu s$
关断增益	β_{off}	6		$V_{DM}=200V, I_{TM}=200A$
重加电压上升率	重加 dV/dt	50	$V/\mu s$	$I_{TM}=100A, V_{DM}=200V, T_J=100^\circ C$
静态电压上升率	静态 di/dt	80	$V/\mu s$	门极开路, $T_J=25^\circ C$ 和 $100^\circ C$
热 阻	$R_{\theta JC}$	0.45	$^\circ C/W$	结-壳, 外加冷却

表 5-4 日立公司较大容量 GTO 的参数

项 目	符 号	单 位	参 数		
			GFP 450A8	GFP 600C16	GFP 1000B25
阳极电压	V_{DM}	V	800	1600	2500
可关断阳极电流	I_{TCM}	A	450	600	1000
有效值电流	$I_T(R_{TM})$	A	200	270	400
浪涌电流	I_{TSM}	A	3000	6000	7000
门极反向电压	V_{GDM}	V	13	16	16
结 温	T_J	$^\circ C$	-40~125	-40~125	-40~125
导通压降	V_{TM}	V	2	1.8	1.8
门极触发电流	I_{GT}	A	2	0.6	0.6
导通时间	t_{on}	μs	6	10	10
关断时间	t_o	μs	10	15	25
热 阻	$R_{\theta JC}$	$^\circ C/W$	0.16	0.07	0.05

§ 4 GTO 门极驱动电路

由于 GTO 的门极关断控制是正确使用 GTO 的关键, 应特别引起重视。

1. 门极触发信号的四度特性

因为 GTO 工作在临界饱和状态, 所以门极触发信号要足够大。影响 GTO 导通的主要因素有: 阳极电压、阳极电流、温度和门极触发信号等。阳极电压高, GTO 导通容易; 阳极

电流较大时易于维持大面积饱和导通；温度低时，要加大门极驱动信号才能得到与室温时相同的导通效果。

门极触发信号的四度特性对 GTO 的导通和关断有较大的影响。四度特性指脉冲前沿陡度 dV/dt (或 $-dV/dt$)、脉冲宽度 t_w 、脉冲幅度 V_G ($-V_G$)、后沿陡度 $-dV/dt$ (或 dV/dt)。其波形如图 5-18 所示。

对于脉冲前沿(正、负脉冲)越陡越有利,而后沿平缓些好。正脉冲后沿太陡会产生负尖峰脉冲;负脉冲后沿太陡会产生正尖峰脉冲,如图 5-19 所示。这些尖峰脉冲有时会引起 GTO 误触发,所以在设计门极触发电路时应注意这个问题。

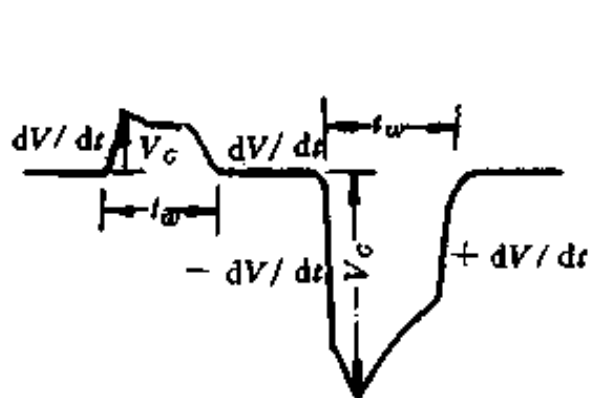


图 5-18 门极驱动信号四度特性

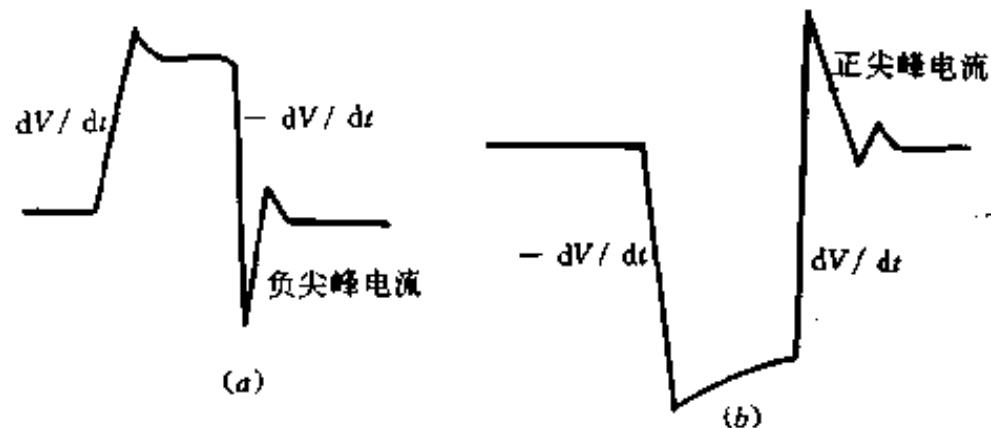


图 5-19 尖峰电流的形成

为了实现强触发,门极正脉冲电流一般为额定触发电流(直流)的 3~5 倍。

2. 门极触发方式

GTO 门极触发方式通常有下面三种:

(1) 直流触发

在 GTO 被触发导通期间,门极一直加有直流触发信号。

(2) 连续脉冲触发

在 GTO 被触发导通期间,门极上仍加有连续触发脉冲,所以也称脉冲列触发。

(3) 单脉冲触发

即常用的脉冲触发,GTO 导通之后,门极触发脉冲即结束。

GTO 的正向管压降是门极电流幅度和脉冲波形的函数。采用直流触发或脉冲列触发方式,GTO 的正向管压降较小。采用单脉冲触发时,如果阳极电流较小,则管压降较大。原因是 GTO 每个发射极相当于一个独立的单元,即独立的小 GTO。当单脉冲触发时,有些发射极指处于非擎住导通状态,而当阳极电流建立起来后,仅有一部分发射极指处于擎住导通状态,这一部分发射极指承受全部负载电流,因此,管压降较大。

图 5-20 中曲线②为直流或脉冲列触发,曲线①为单脉冲触发时的阳极伏安特性。前者的伏安特性是平滑连续的,而且正向管压降小;后者却随着阳极电流的增加逐步趋向连续,但正向管压降较大。可见,在应用中采用直流或脉冲列触发可降低功耗,对管子结温是有利的。

图 5-21 表示管压降是门极电流的函数关系。当门极电流大时,管压降就小。为使 GTO 充分导通,减小管压降,必须采用适当的门极触发方式,设计合理的门极触发电路。

若用单脉冲触发,应提高脉冲的前沿陡度,增大脉冲幅度和宽度。这样,才能使 GTO

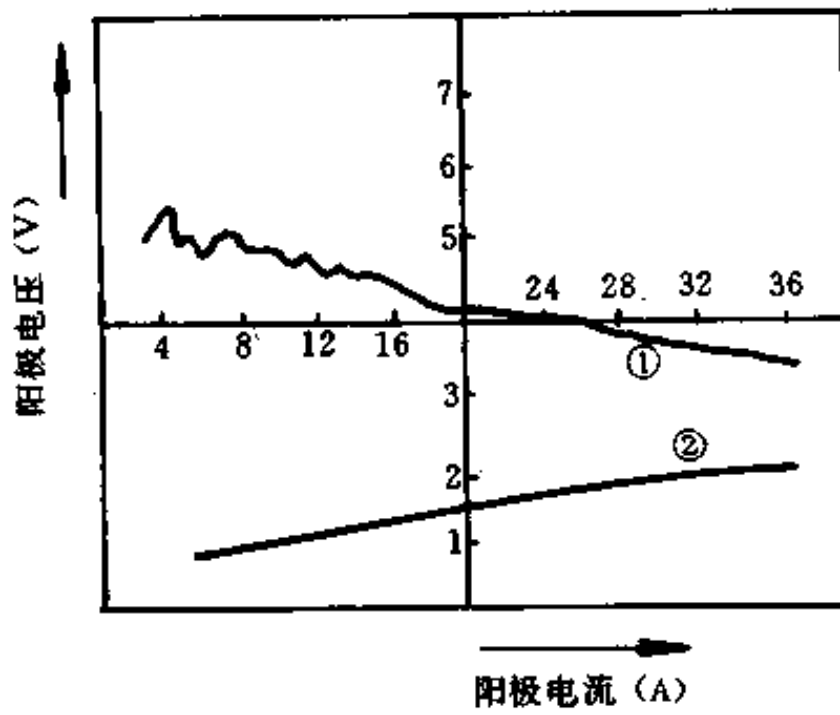


图 5-20 GTO 正向管压降与触发方式和阳极电流的关系

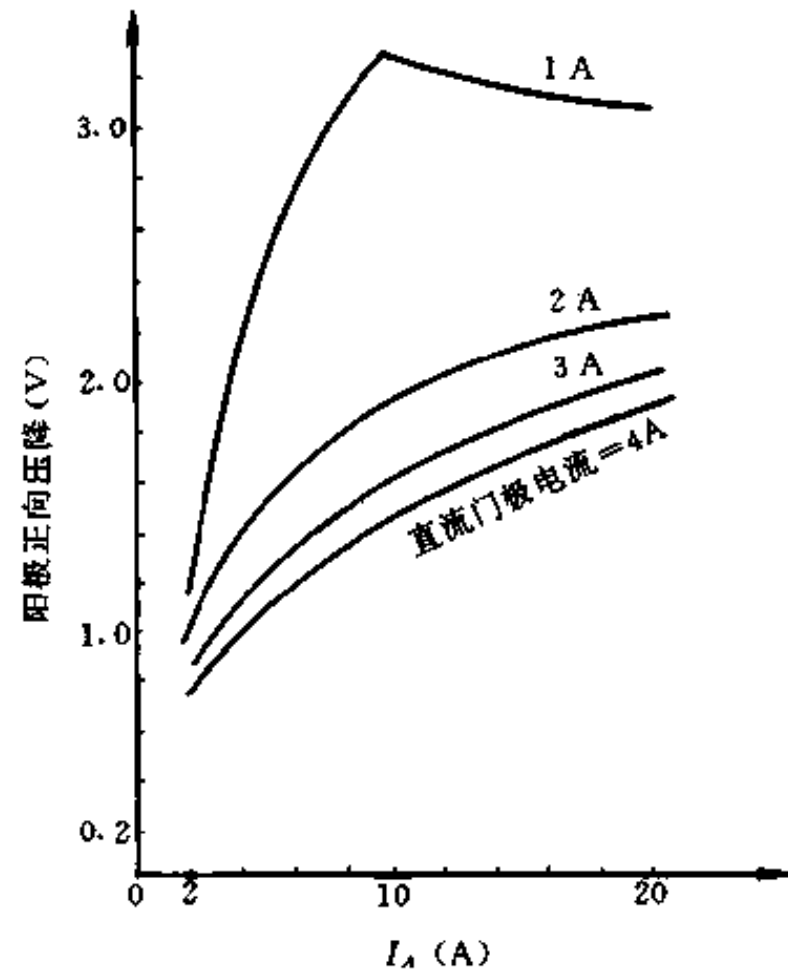


图 5-21 管压降与门极电流的关系

的大部分或全部发射极指达到饱和导通状态。

3. 门极关断控制

GTO 门极关断控制方式有下列三种：

(1) 恒压源关断方式

恒压源关断方式如图 5-22 所示。晶体管 T_1 控制 GTO 触发导通； T_2 控制 GTO 关断。关断电源 E_2 须小于 GTO 的 V_{GR} 之值，否则会引起 GTO 产生雪崩电流。

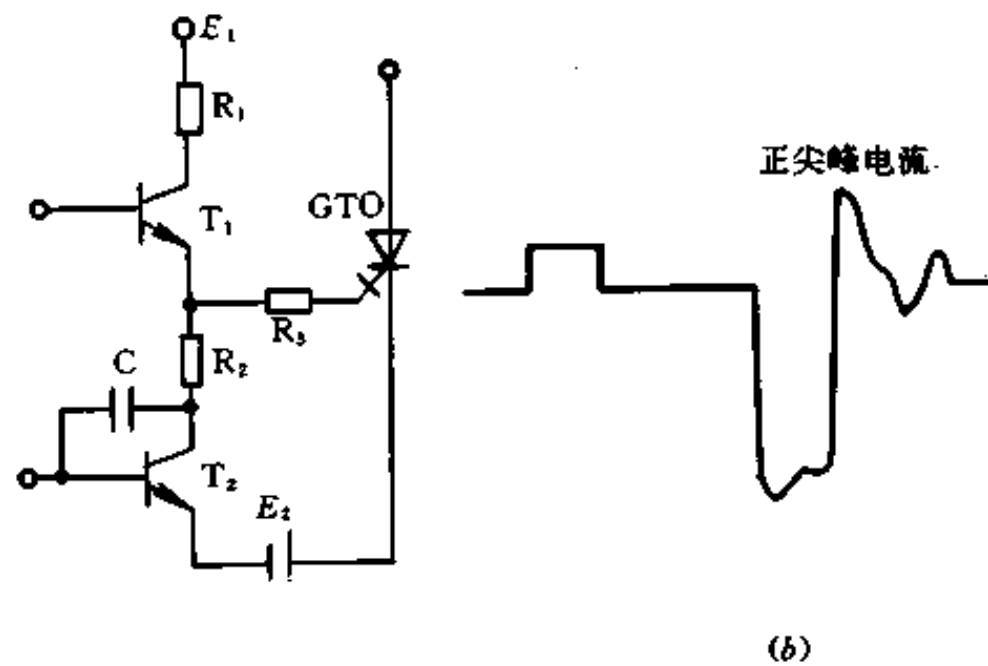


图 5-22 恒压源供电驱动电路
(a) 电路；(b) 波形图。

(2) 变压源关断方式

图 5-23 是一种电容式变压源关断电路。晶体管 T 通过电容 C 供给 GTO 触发脉冲信号, GTO 导通时, 电容 C 充电。当关断信号加到可控硅 SCR 使其导通, 电容 C 经 SCR 放电, 为 GTO 门阴极提供一个负脉冲电压, 而关断 GTO。这样的电路简单, 只用一个电源 E_c 。

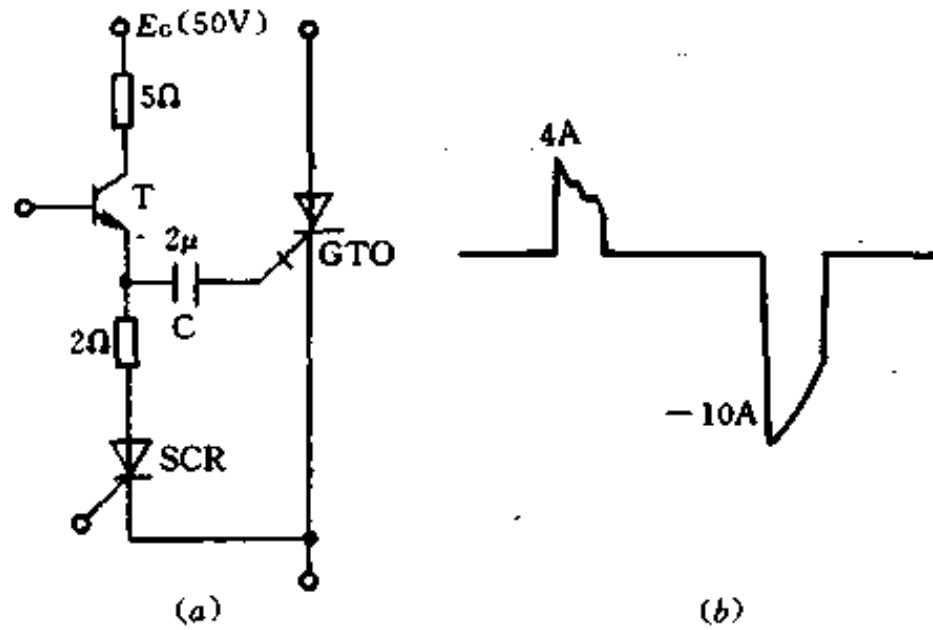


图 5-23 变压源供电驱动电路

(a) 电路; (b) 波形图。

(3) 脉冲变压器关断控制

当需要把门极控制电路与主回路隔离时, 可采用脉冲变压器提供控制信号, 如图 5-24 所示。

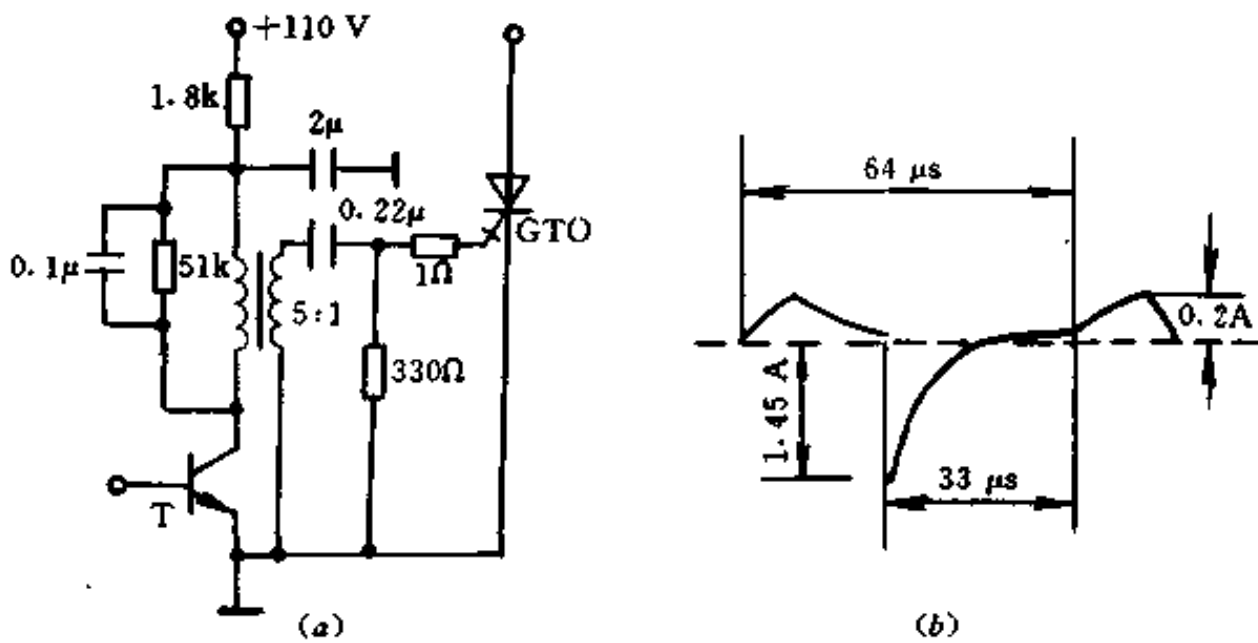


图 5-24 脉冲变压器隔离驱动电路

(a) 电路; (b) 波形图。

4. 门极驱动电路实例

(1) 电感与电容门极驱动电路

电感 L 和电容器 C 构成振荡电路, 如图 5-25 所示。电容器两端电压可达电源电压 E_c 的二倍。这样使用的电源 E_c 可以低些, 仍能保证门极关断所需要的电压值。晶体管 T 导

通时,电感 L 贮存能量。假设 L 中贮存的磁场能全部转化为 C 上的电场能,则有

$$\frac{1}{2}LI^2 = \frac{1}{2}CU_L^2 \quad (5-7)$$

式中 I —— 电感线圈的电流;

U_L —— 电感释放贮存磁场能对电容充电电压,其值为:

$$U_L = I \sqrt{L/C} \quad (5-8)$$

此外,电源 E_a 也给电容器 C 充电,所以 C 两端电压为:

$$U_C = E_a + U_L = E_a + I \sqrt{L/C} \quad (5-9)$$

图 5-26 为一实际应用的 GTO 门极驱动电路,利用电容器贮能关断 200A 的 GTO。

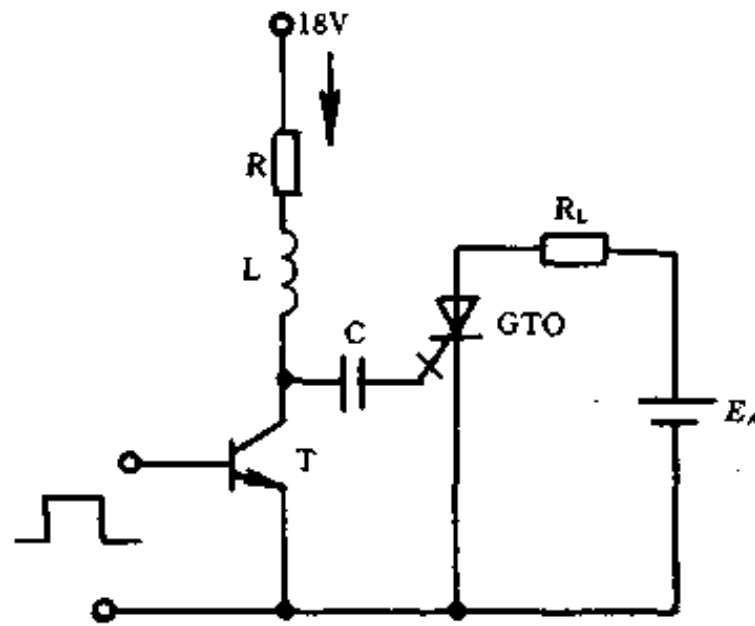


图 5-25 电感-电容门极驱动电路

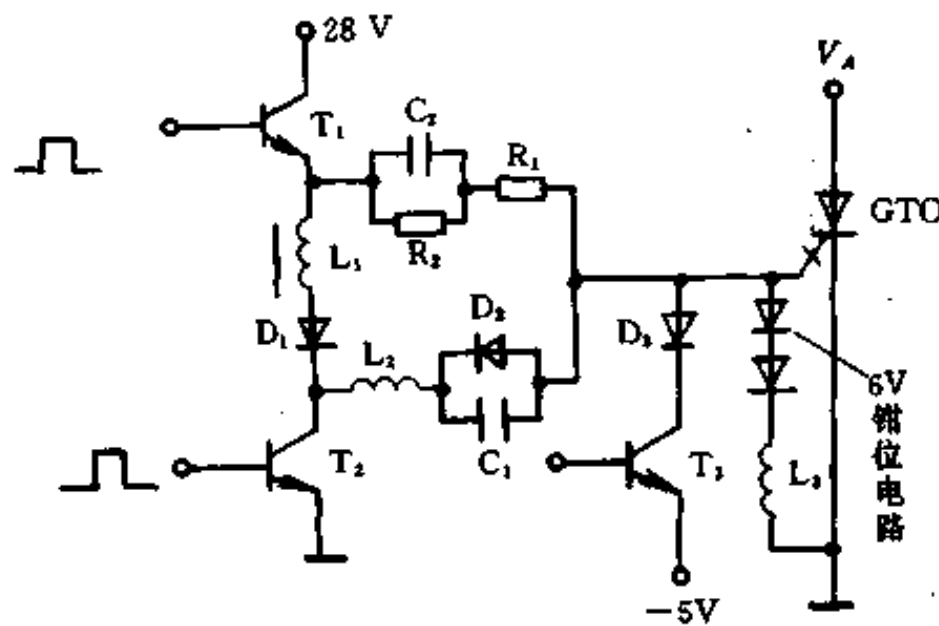


图 5-26 20A 的 GTO 驱动电路

T_2 截止, T_1 导通后, 电源 E 经 T_1 、 C_2 和 R_1 为 GTO 提供触发电流使其导通。在 T_1 导通期间, 电源 E 经 T_1 、 L_1 、 D_1 和 L_2 对 C_1 充电, C_1 的充电电流也是 GTO 触发电流的一部分。因 L_1 和 C_1 发生谐振, C_1 两端的电压可充至电源电压的两倍。这样, 在 GTO 导通时, C_1 就储存了关断 GTO 所需要的电量。二极管 D_1 的作用是防止反向电压从 C_1 加至 T_1 上。

T_1 截止, T_2 导通, C_1 经 T_2 向 GTO 的阴门极放电, GTO 门极承受了两倍电源电压的负偏压而关断。 L_2 的作用是防止关断脉冲前沿过陡。同时, 由于 GTO 关断之后, L_2 中的电流

经 T_2 、钳位电路以及 D_2 形成回路, 电流不是迅速减为零, 因而门极负脉冲的后沿坡度较缓。 D_2 阻止 C_1 反向充电, 因为 C_1 反向充电会产生使 GTO 重新导通的门极正向尖峰电流。

T_2 导通时, T_3 也导通。GTO 关断期间, T_3 继续导通, 在门极上有 $-5V$ 偏压, 起钳位作用, 这样可以防止 GTO 因干扰而误触发导通。电感 L_3 为引线电感, 它延迟钳位作用, 使关断信号不被分流。

(2) 带自动保护的 GTO 门极驱动电路

图 5-27 是一种带自动保护的 GTO 门极驱动电路, 其工作原理如下:

当加在 A 端的控制信号 V_i 正跳变时, 光电耦合器 OP_1 导通, T_2 导通, T_3 截止, B 点为高电位, 经微分后, 使 C 点出现正脉冲, 可使 T_4 瞬时导通, 使 D 点电位低于 E 点电位, 比较器 LM311 输出低电位, 使 T_5 截止, T_6 导通, 给 GTO 提供一个足够的正向门极驱动信号, GTO 导通。D 点通过二极管 D_2 、 D_3 接至阳极, D 点电位接近 GTO 阳极的电位。

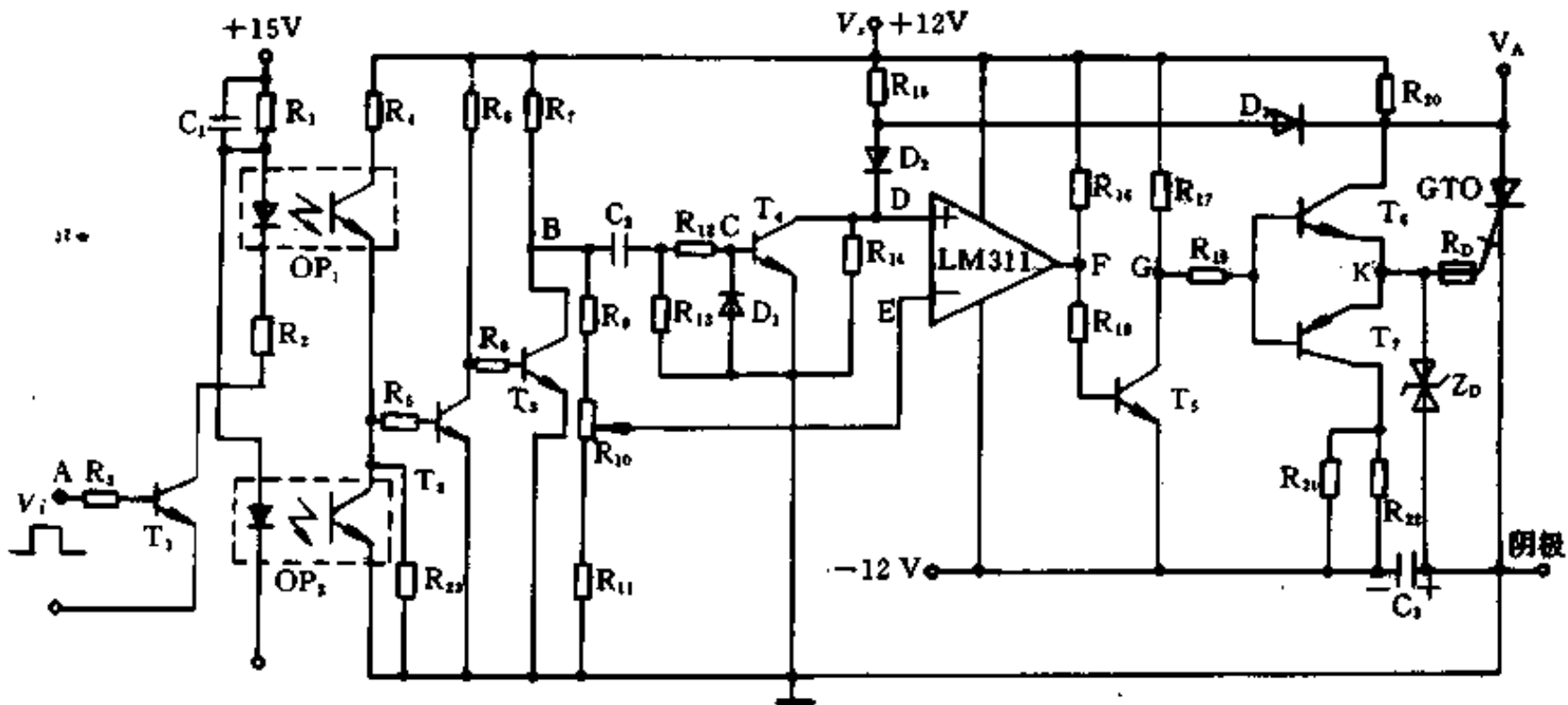


图 5-27 带自动保护的驱动电路

当加在 A 端的控制信号 V_i 负跳变时, T_1 截止, OP_1 截止, T_2 截止, T_3 导通, B 点为低电位, E 点为低电位, D 点变为高电位, LM311 输出高电位, T_5 导通, T_7 导通, 反偏压加于 GTO 阴门极之间, 使其关断。电容 C_3 可提供足够大的反向门极关断电流。

在导通着的 GTO, 当阳极电流超额定值时, 正向管压降增大, D 点电位会跟随阳极电位的升高而升高, 当超过 E 点的设置电位时, LM311 输出由低电位跳变为高电位, 使 T_5 、 T_7 导通, C_3 给 GTO 提供反向驱动电流, 关断 GTO, 起过电流保护作用。

在 GTO 的门阴极间接有钳位用的两个对接的齐纳二极管 D_2 。当 GTO 损坏了, 若有较大的电流通过 D_2 , 熔断器 R_0 熔丝断开, 这样可使驱动电路不受破坏。 OP_2 用来改善共态噪声或接其他保护信号。

§ 5 GTO 的保护电路

本节主要讨论 GTO 过电流保护、过电压保护、重加 dV/dt 的限制等几个问题。

一般可在电路中串入电感来限制 di/dt , 串入电感后电路的 di/dt 可由下式确定:

$$di/dt = \frac{E}{L} \quad (5-10)$$

式中 E —— 电路直流电源电压;

L —— 串入电感量。

从式(5-10)可知, 当电源电压一定时, 增加电感量可以降低电流变化率。

2. 过电压保护及限制 dV/dt 的方法

(1) 过电压保护

GTO 像晶闸管一样, 阳极承受电压值比较大, 图 5-29 是 GTO 正向伏安特性。正向额定电压为正向转折电压 V_{DRM} 的 80%; 反向额定电压为反向击穿电压 V_{RRM} 的 80%。

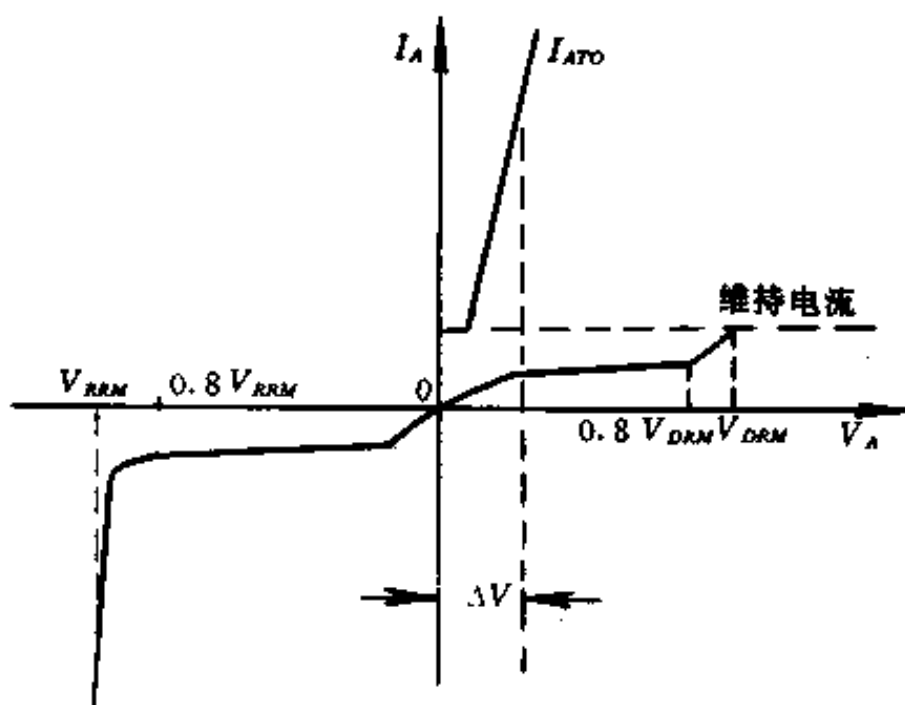


图 5-29 GTO 反向伏安特性

为防止 GTO 过电压, 在选择管子时, 耐压应有一定的余量。另外, 应有抑制过电压的附加电路。归纳起来, 应用中要注意下列几个问题:

1) 工作电压不能超过额定值

如果正向电压过高, GTO 将由于电压高而始终处于导通状态; 如果反向电压过高, GTO 处于雪崩状态。因此, 必须加以防止过电压。最好选择管子的正、反向额定电压值比实际工作电压高 1.5~2 倍。

2) 门极状态对阳极耐压的影响

门极的状态对阳极承受电压有一定影响, 表 5-5 列出 ZT-366 型 200A GTO 的耐压实验数据。从表中可看出, 当门极加 -5V 偏压时, 阳极耐压最高; 而门极加后沿坡度为 $10V/\mu s$ 的关断脉冲时, 阳极耐压最低。

表 5-5

门极状态	阳极峰值电压(V)	相对值
开路	170	1
短路	185	1.09
-5V 偏压	240	1.41
从 -7~0V 门极电压跳变率 $10V/\mu s$	160	0.94

GTO 导通后,门极电路不应有任何毛刺电流,因毛刺电流使耐压降低,并且擎住电流和管压降增大。

3) 温度对 GTO 耐压的影响

随着管子的结温升高,GTO 的耐压将降低,如图 5-30 所示。结温高于 125°C 后, α_1 和 α_2 增大,回路增益大于 1,有时 GTO 不加触发信号也能自行导通。所以 GTO 的结温不能太高。

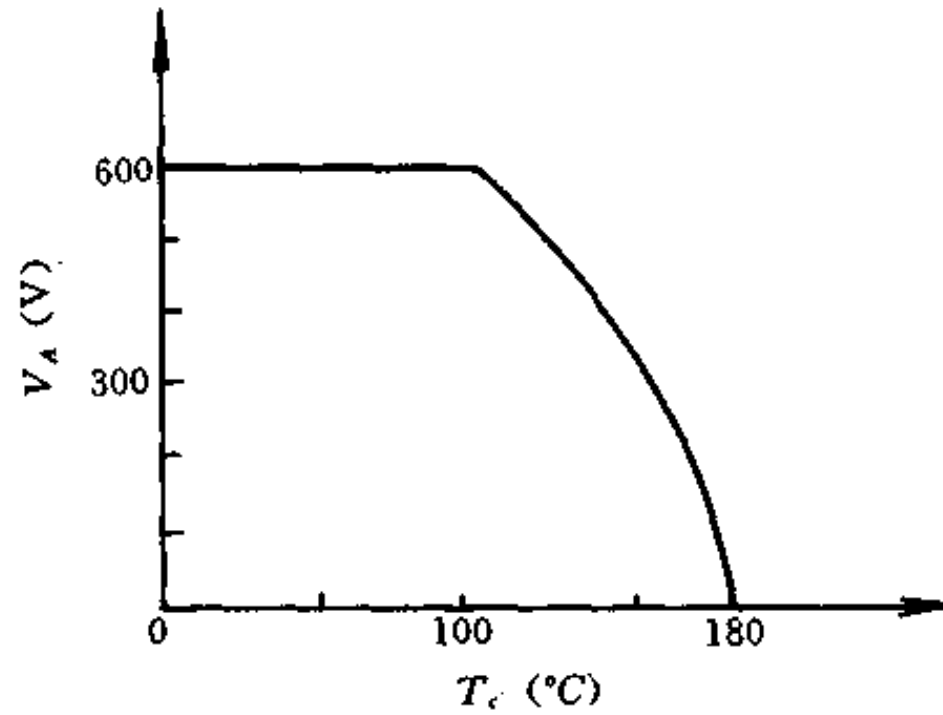


图 5-30 阳极电压与结温的关系

在 GTO 门-阴极间并联一个电阻,能减小温度对阻断电压的影响,如图 5-31 所示。并联电阻后,耐压升高,结温也增加。

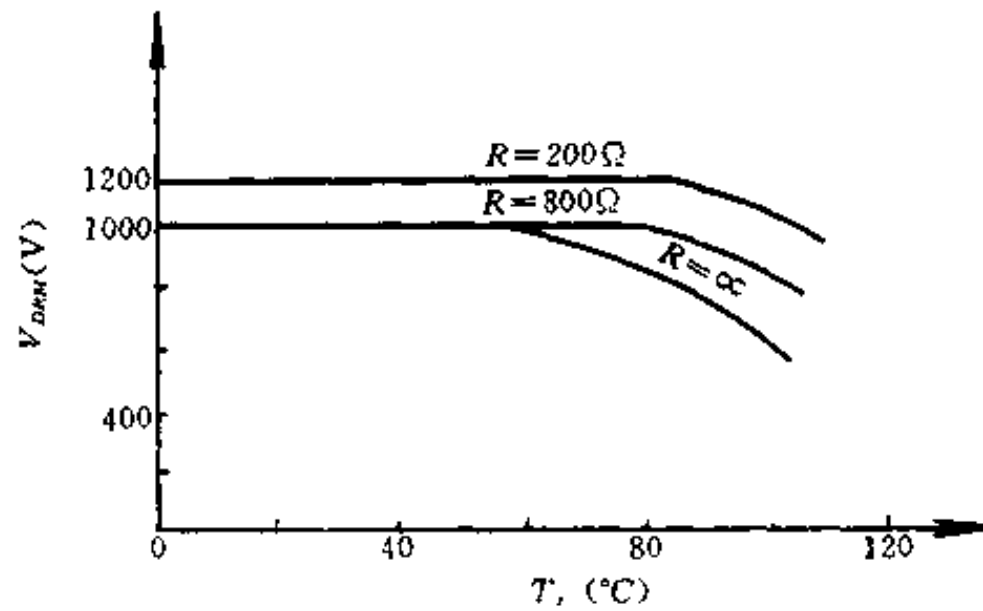
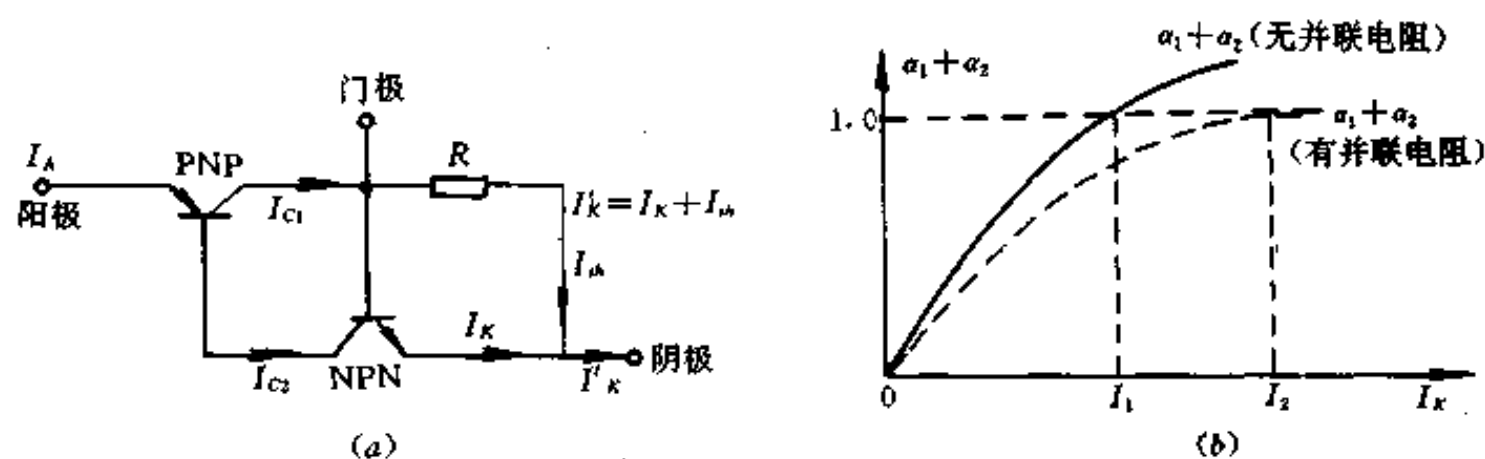


图 5-31 门-阴极并联电阻的作用

门-阴极并联电阻后 GTO 的双晶体管模型如图 5-32(a) 所示,流过电阻 R 的分支电流 I_a 不经过门-阴极 PN 结,这样回路增益 $\alpha_1 + \alpha_2$ 降低,如图 5-32(b) 所示。并联电阻 R 后, I_a 由 I_1 增加至 I_2 ,才使 $\alpha_1 + \alpha_2 \geq 1$,这就是要加大电压才能使 GTO 导通。并联电阻后,关断信号有分流作用,设计门极驱动电路时应注意适当加大关断信号电流。

4) 防止瞬态过电压

开关电路中瞬态过电压经常会发生。抑制瞬态过电压的方法有两种:一是采用元件抑制;二是采用电路抑制。经常使用的元件有硒堆、硅稳压管和压敏电阻。

图 5-32 门-阴极并联电阻后 $\alpha_1 + \alpha_2$ 的变化(a) 并联电阻电路; (b) $\alpha_1 + \alpha_2$ 的变化曲线。

国产 MY31 型氧化锌压敏电阻是一种性能优越的过电压保护元件。在正常电压下,它呈现高阻抗状态,只有 μA 级漏电流;过压时,电阻迅速降低(响应时间为 ms 级)。过压的能量以放电电流的形式被压敏电阻吸收掉;浪涌电压过后,在正常电压下,又恢复高阻抗状态。

氧化锌压敏电阻有许多优点:通流容量大,在短时间内,可承受 20kA 的冲击电流;响应快,各种浪涌电压都能吸收;电压范围宽,从几伏到几万伏都有产品;伏安特性对称,直、交流电压都能吸收;漏电流小,功耗小,不发热;体积小,可靠性高,价格便宜等。

实际应用中,把压敏电阻与被保护元件并联,接线尽量短,以减小引线电感。

除元件保护外,还采用缓冲电路进行保护,尤其是在电感性负载的电路中,防止再加电压损坏管子。常用的电路如图 5-33 所示。

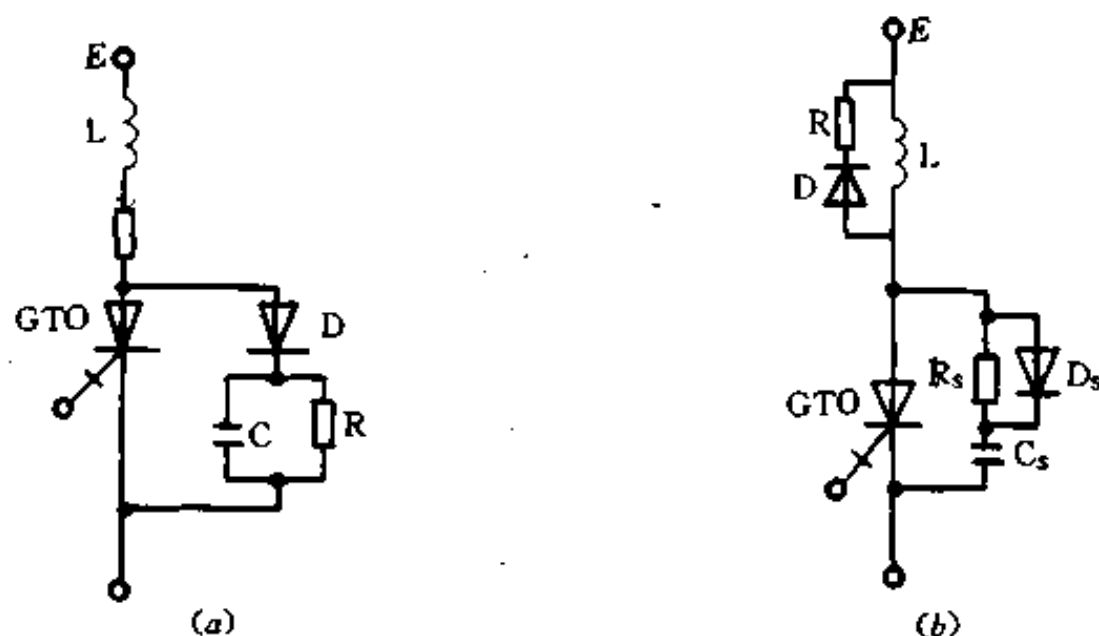


图 5-33 限制再加电压电路

(2) 限制 dV/dt

dV/dt 表示 GTO 阳极电压上升的速率。在脉冲工作状态时,阳极要反复承受快速上升的电压脉冲时,GTO 承受的电压上升变化率称为重加 dV/dt 。重加 dV/dt 比静态 dV/dt 耐量小,高频时更小。重加 dV/dt 过高时,会使 GTO 误导通,关断电流下降,所以限制重加 dV/dt 是必要的。限制电路可采用图 5-34 的阻容缓冲电路。

应当指出,关断 GTO 时,阻容缓冲器的电容贮能对 GTO 下次导通有利。因此,限流电阻不能太大。图 5-35 是一电压型 GTO 逆变器的缓冲电路。

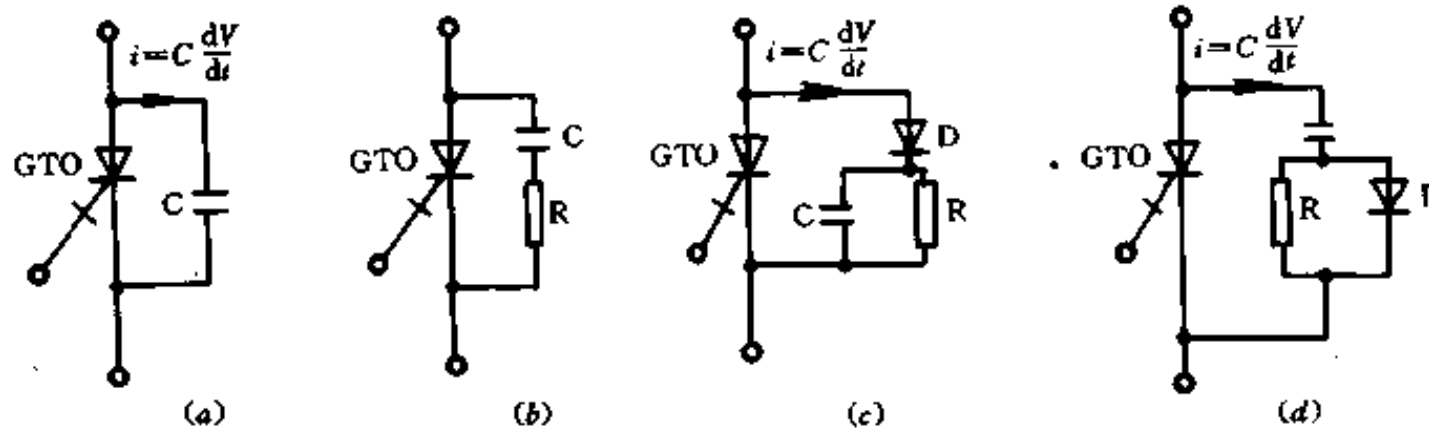


图 5-34 阻容缓冲器

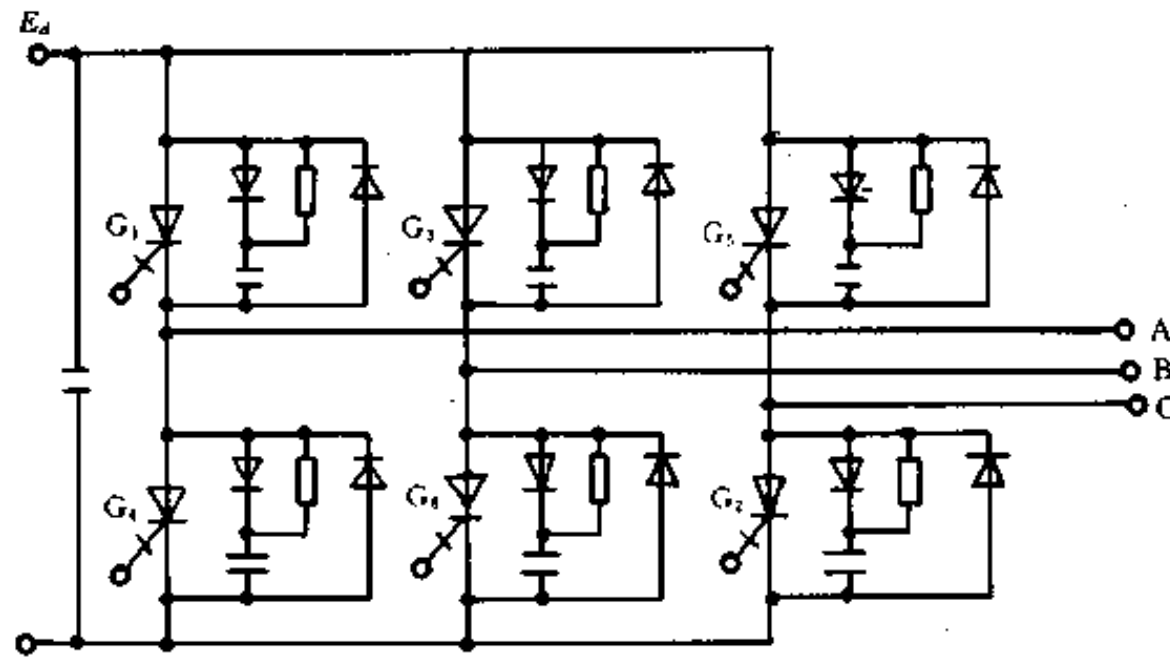


图 5-35 电压型 GTO 逆变器的缓冲电路

第六章 其他新型功率电子器件

在现代功率电子器件的大家族中,除 GTR、Power MOSFET、GTO 和 IGBT 这些类型以外,近年来又不断涌现出许多新型器件,如 SIT、SITH、MCT 和功率集成电路(PIC)等,真是璀璨夺目,前景喜人。

§ 1 静电感应晶体管

静电感应晶体管简称 SIT (Static Induction Transistor),是近年发展起来的一种新型器件,它集大电流、高耐压和高频性能于一体,已成为很有发展前途的功率电子器件。目前已发展成为一个很大的家族,主要品种有:微波 SIT、超高频 SIT、功率 SIT、SIT 集成电路、静电感应光晶体管和光晶闸管,以及 SIT 图像传感器等。它们分别适用于不同的场合。现在 SIT 的制造水平已达到:截止频率 20~50MHz,耗散功率 3kW、电流容量 300A、承受电压 1500V。

1. SIT 的结构和工作原理

SIT 在结构设计上能方便地实现多胞合成,因而非常适合作高压大功率器件。它的单元胞结构剖面及图形符号如图 6-1 所示。一个功率 SIT 由几百或几千个单元胞并联而成。三个电极为门极 G、漏极 D 和源极 S。SIT 是利用漏极电压和门极电压的静电感应来调制沟道内部的电位分布和势垒高度,从而控制由源区注入的多子浓度,进而控制漏极电流 I_D 的大小。这是“静电感应”一词的含意。

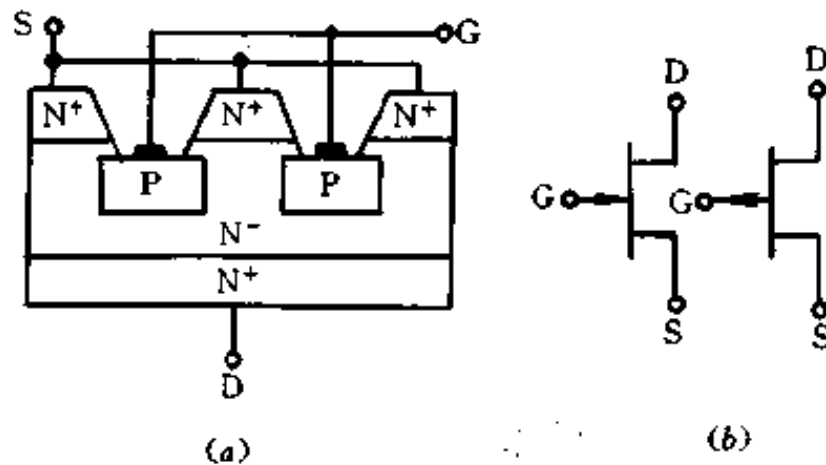


图 6-1 SIT 结构及符号

(a)结构;(b)符号。

SIT 是电压控制器件,而且是门极电压为零时,它处于导通状态,因此 SIT 是常开型器件。在门源极加负电压,可关断它。

2. SIT 的特性

图 6-2 示出典型的 SIT 伏安特性曲线,其特征与双极型晶体管和 MOSFET 的有很大不同,而是呈现不饱和真空三极管特性。因此有人又把它称为固体三极管。它的参数,如

跨导 g_m 、电压放大系数 μ 也与真空三极管相类似。

从伏安特性曲线可看出,当 V_{GS} 在负值方向上增加时, I_D 逐渐减小,并会出现无电流区。在 V_{GS} 不变时, I_D 随 V_{DS} 线性变化。可见 SIT 是一个特性良好的放大器件。定义漏源电压 V_{DS} 一定时,对应 $I_D=0$ 的门源极电压 V_{GS} 为夹断电压 V_P , V_{DS} 不同,则有不同的夹断电压 V_P 。

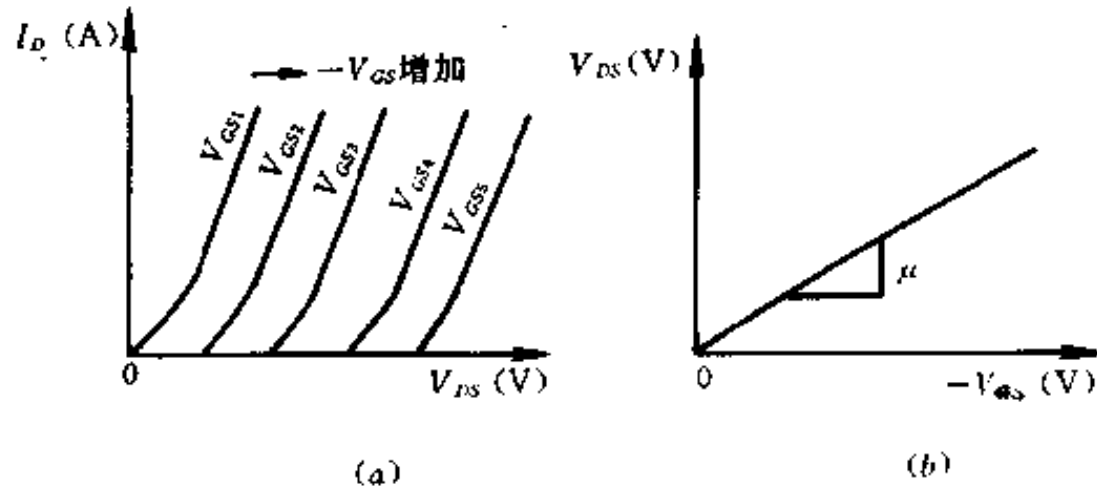


图 6-2 SIT 的伏安特性与转移特性
(a) 伏安特性; (b) 转移特性。

SIT 的转移特性如图 6-2(b) 所示,特性曲线的斜率定义为阻断增益 μ 。门源极负电压增加,可阻断的漏源极电压也成正比增加。显然,漏源极电压的极限值受门源极电压限制。

SIT 有一系列优异的性能:

- ① 强电场作用下的多子漂移电流,传输时间短,工作频率高,频带宽。
- ② 垂直沟道,容易实现大规模的多沟道并联和多胞合成,电流容量大,增益高。
- ③ 结构的源、漏区分别位于硅片的相反面上,易避免电场集中,加上门漏之间有足够厚的高阻层(漂移区),易得到高的耐压。
- ④ 大电流下有负的温度特性,不易发生电流集中现象,并且在电流通路上没有 PN 结,不会出现二次击穿,抗烧性好。
- ⑤ 属电压控制型器件,输入端为反偏 PN 结,阻抗又属电容性,容易驱动。
- ⑥ 输出阻抗低,输出功率大,负载能力强。
- ⑦ 抗辐照能力强。
- ⑧ 噪声低。
- ⑨ 线性度好。
- ⑩ 容易制作成互补型器件等。

§ 2 静电感应晶闸管

静电感应晶闸管简称 SITH (Static Induction Thyristor)。是 70 年代提出,80 年代发展起来的功率半导体器件。具有电流容量大,工作频率高,导通电阻小,正向压降低,开关速度快,开关损耗小, dV/dt 和 di/dt 耐量大等优点。目前生产水平可达 1000A/1500V、400A/4000V。

SITH 的结构剖面示意图和图形符号如图 6-3 所示,基本结构为 $P^+N^-N^+$ 二极管结构。三个电极分别为阳极 A、阴极 K 和门极 G。

由于 SITH 的 P⁻ 层可向阳极漂移区注入少数载流子, 致使漂移区有较大的电导调制效应。因此, 其通态电阻小, 电流大, 压降低, 如 20A/600V 的 SITH 压降 1.1V。SITH 为场控器件, 与 GTO 不同, 它不会因 dV/dt 过高产生误触发现象, 也不会产生擎住效应。SITH 是常开型器件, 即 $V_{GK}=0$ 时, 器件处于导通状态, 门阴极加负电压可将其关断。SITH 的伏安特性如图 6-4 所示。由于其阳极具有 PN 结, 所以也能阻断反向电压, 这种反向阻断能力与门阴极间电压无关。

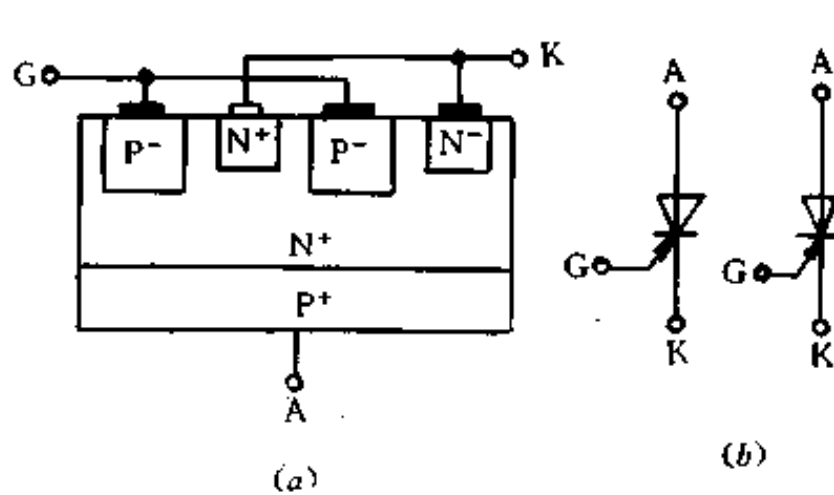


图 6-3 SITH 的结构与符号
(a) 结构; (b) 符号。

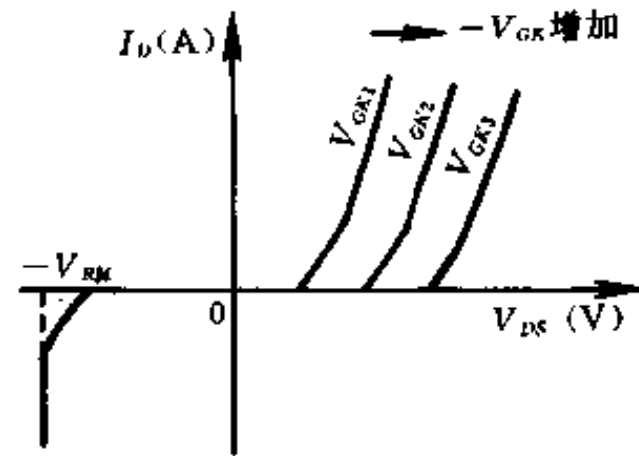


图 6-4 SITH 的伏安特性

由于器件内部有大量的存储电荷, 所以 SITH 的关断时间比 SIT 要慢。SITH 没有 PNP、NPN 双极型晶体管等效正反馈的机理, 所以它的重加 dV/dt 耐量比较大。如 20A/600V 的 SITH, 关断时阳极电压上升率高达 $1500V/\mu s$, 仍能正常地进行开关没有损坏。

表 6-1 给出带阳极短路的 N 缓冲层和 DTT 结构的 SITH 特性参数。

表 6-1 SITH 的参数

项 目	符 号	参 数	
		加 N 缓冲层	DTT
正向阻断电压	V_{DRM}	2500V	4000V
反向电压	V_{RRM}	—	220V
门极反向电压	V_{ROM}	100V	220V
峰值关断电流	I_{TQ}	>1000A	>2200A
有效通态电流	$I_{T(R.M.S)}$	300A	>300A
通态电压	V_{TM}	3.2V	2.1V
开通时间	t_{on}	2 μs	3 μs
关断时间	t_{off}	3.1 μs	3 μs
通态电流上升率	di/dt	>1400A/ μs	>6000A/ μs
关态电压上升率	dV/dt	>1000A/ μs	—

§ 3 MOS 栅控晶闸管

MOS 栅控晶闸管简称 MCT, 它将 MOSFET 的高输入阻抗、低驱动功率和快的开关速度特性与晶闸管的高电压大电流特性结合在一起, 产生出电路设计者梦寐以求的器件特性。它的出现对功率半导体开关器件来说是一次革命。有人预测, 与 30 年前晶闸管出现

后迅速取代汞弧管和闸流管一样, MCT 的问世将使 GTR 寿终正寝, 而且亦向晶闸管及派生器件发起最后攻击。它还会阻挡 IGBT 的发展, 将 MOSFET 限制在 200V 以下和极高速开关的领域。

1. MCT 的基本结构和工作原理

(1) 基本结构

MCT 的基本结构如图 6-5 所示。它是在晶闸管结构中集成了一对 MOSFET, 通过 MOSFET 来控制晶闸管的导通与关断。使 MCT 导通的 MOSFET 称为 ON-FET (图 6-5 中为 P 沟道), 使 MCT 关断的 MOSFET 称为 OFF-FET (图 6-5 中为 N 沟道)。

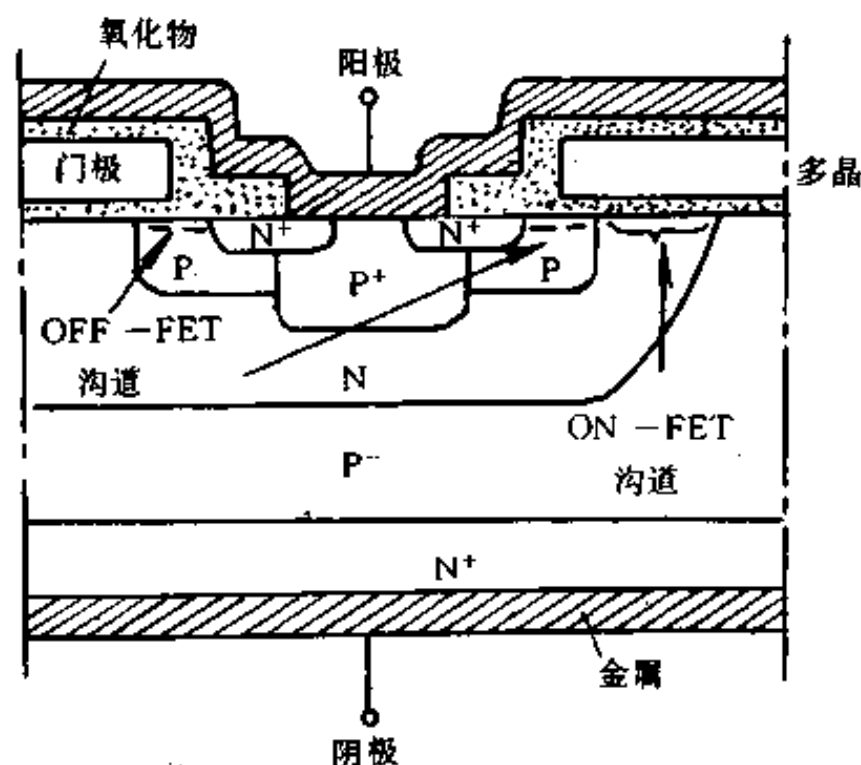


图 6-5 MCT 单胞结构(P-MCT)

MCT 是采用集成电路工艺制得的, 特别是 DMOSFET 工艺, 一个小的 MCT 大约有 100000 个单胞, 每个单胞含有一个宽基区 NPN 晶体管和一个窄基区 PNP 晶体管, 二者组成晶闸管。还有一个 OFF-FET, OFF-FET 连接在 PNP 晶体管的基射极之间。同时约有 4% 的单胞有 ON-FET, 它连接在 PNP 晶体管的射集极之间。这两组 MOSFET 的栅极连在一起, 构成 MCT 的单门极, MCT 的等效电路和符号见图 6-6。

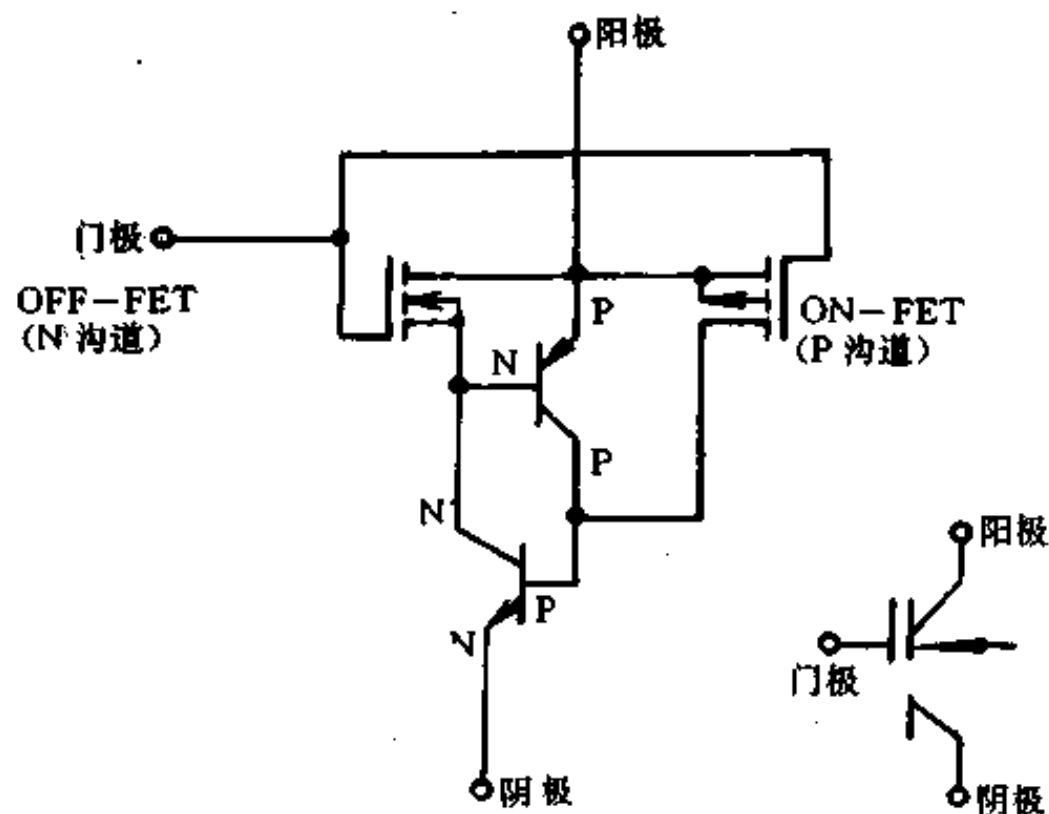


图 6-6 MCT 等效电路及符号(P-MCT)

(2)工作原理

当门极相对阳极加负脉冲电压时,ON-FET 导通,它的漏极电流使 NPN 晶体管导通,NPN 晶体管的集电极电流(电子)使 PNP 晶体管导通,而 PNP 晶体管的集电极电流(空穴)又反过来维持 NPN 晶体管导通。通过晶闸管的正反馈,使 $\alpha_1 + \alpha_2 > 1$,因而 MCT 导通。

当门极相对于阴极加正脉冲电压时,OFF-FET 导通,降低 PNP 晶体管的射基极之间的电位差值,PNP 晶体管关断,破坏了晶闸管的擎住条件,使 MCT 关断。

一般 $-5 \sim -15\text{V}$ 脉冲可使 MCT 导通, $+10\text{V}$ 脉冲可使 MCT 关断。

2. MCT 的性能与其他器件的比较

(1)MCT 性能

1)电压和电流容量

目前 MCT 的击穿电压在 $1000 \sim 1500\text{V}$ 范围,有效区采用厚衬底,已试制出击穿电压高达 3000V 的 MCT。

自第一批 MCT 问世以来,MCT 的电流容量不断提高,几乎每 6 个月翻一番。现有产品的电流在 $50 \sim 100\text{A}$ 范围,通过增加芯片尺寸和最佳设计以保持电流均匀分布,迄今 0.4cm^2 芯片(有效区)可关断电流为 200A (150°C),在一光控模块中,几个芯片并联已可关断 600A 以上的电流(400V)。

2)开关速度

MCT 的开通延迟时间和开通电流上升时间非常快,对许多带 ON-FET 的单胞而言,如果不受门极驱动上升时间的限制,开通时间约为一个基区渡越时间(数十毫微秒)。采用这种设计,MCT 达到最终的通态电压不经过长时间带损耗的等离子扩展过程,基本不受 di/dt 的限制。

由于 MCT 是双注入器件,所以与单注入晶体管结构相比有一个显著的优点:同样程度的激活区调制,MCT 结构中的少子寿命可以为晶体管结构的四分之一,理论上说开关时间也为后者的四分之一。

3)工作温度

MCT 的工作温度范围,对于液氮在 -196°C 至 300°C 之间,由于反向漏电流的缘故(每隔 10°C 或 12°C 翻一番),实际的温度上限为 $250 \sim 270^\circ\text{C}$ 。

4)安全工作区

图 6-7 是 MCT 在没有吸收回路时的安全工作区(150°C)。它与外壳、散热器、电流和工作周期有关。当工作电压超出 SOA 范围时,MCT 可能会失效;而当峰值可控电流超出 SOA 时,MCT 不会像其他大部分功率开关那样自毁坏,而只是不能用门极信号关断而已。

(2)与其他器件比较

图 6-8 示出了各种半导体功率开关正向压降,MCT 具有最大的电流密度。当正向压降为 1V 时,是 600V 双极晶体管或 300V DMOSFET 以及 600V 达林顿晶体管的 30 倍, 600V DMOSFET 的 100 倍,普通晶闸管的 500 倍。在 2V 正向压降下,MCT 的电流密度比 IGBT 高出 50 倍。而且当额定电压提高时,MCT 的正向压降保持不变。

表 6-2 还列出其他主要性能的比较,由表 6-2 可知,综合诸多特性考虑,MCT 是最佳的器件。

从上述比较可得出 MCT 有下列优点:

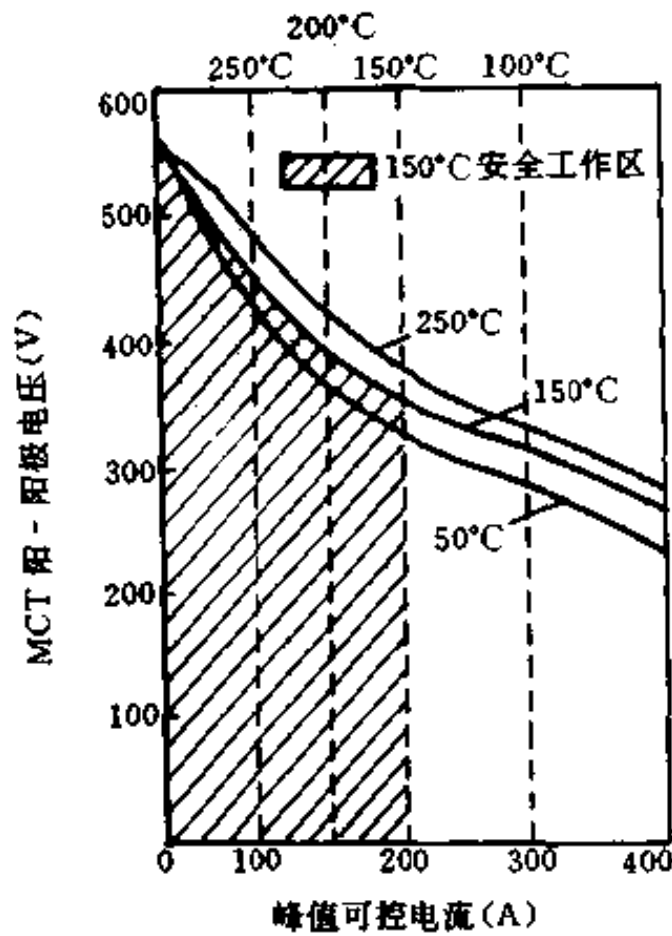


图 6-7 MCT 的安全工作区(无吸收回路)



图 6-8 各种功率开关正向压降与电流的关系

1) 电压、电流容量大(阻断电压 3000V, 峰值电流 1000A, 最大关断电流密度 6000A/cm²)。

2) 通态压降小(为 IGBT 的 1/3 左右, 约 1.1V)。

3) 极高的 di/dt 、 dV/dt 容量($di/dt=2000A/\mu s$, $dV/dt=20000V/\mu s$)。

表 6-2 功率开关器件的比较

特 性	种 类	达林顿	MOSFET	IGBT	GTO	MCT
硅片利用率 ^②						
连续电流密度(A/cm ²)		80 ^①	40	130~160	75~150	150 ^② ~200 ^④
峰值电流密度(A/cm ²)		120 ^①	160	100	200~400	150 ^② , 300 ^④
关断功率密度(kVA/cm ²)		60	200	120	10~15	<45 ^③
正向损耗额定电流时的压降(V)		2.0	5~7	3.5	1.8~2.5	<1.2 ^③
10%额定电流时的压降(V)		1.2	0.5~0.7	1.8	1~1.5	<0.7 ^③
开关损耗 ^②						
导通渡越时间(µs)		1.0	<0.1	≈0.15	0.5~2.0	0.14 ^③
关断渡越时间(µs)		2.0	<0.1	≈0.15	0.4~2.0	1.2 ^③
击穿电压(V) ^②		500	500	500	1200	275 ^{②③}
关断 SOA ^②		中	好	中	差	差
成本(\$/连续 kVA)		0.45	1.20	0.65	1.25	0.30

①500V 器件; ②无吸收回路; ③测量值; ④预计值。

4) 开关速度快, 开关损耗小(开通时间 200ns, 可在 2µs 时间内关断 1000V 电压的管子)。

5) 工作温度高(200°C 以上)。

6)对恒定的电容值 MCT 无 Miller 效应,因而可大大简化门极驱动设计,增加门极驱动的可靠性。

7)即使关断失效,其器件也不会损坏。

3. 发展趋势

MCT 问世不久,市场上尚未有大批推出,但是,对它的研究开发各大公司都非常有兴趣。目前 GE 公司、西门子公司正在进一步开发这一新器件,研究的重点是:(1)采用最佳的原始材料,提高现有芯片尺寸的额定电压;(2)由于硅片面积增大会带来硅片缺陷问题,可以提高电流,期待通过发展并联技术实现;(3)采用辐照方法控制少子寿命,减小关断时间;(4)优劣单胞的筛选方法及电极引线的最佳引出;(5)开发互补的 N 型器件(N-MCT)等。

GE 公司已形成了 MCT 的系列产品,见表 6-3。这些产品可代替其他器件应用于任何领域,具有强大的生命力。

表 6-3 GE 公司 MCT 的系列产品

参 数	TA9789A	TA9789B	TA9836A	TA9836B
击穿电压(V)	500	1000	500	1000
无吸收回路 SOA(V)	300	600	300	600
峰值可控电流(A)	50	50	100	100
峰值电流(A)	500	500	1000	1000
芯片尺寸(mils)	170×227	170×227	260×390	260×390
V_{ce} (V)	1.1	1.1	1.1	1.1
输入电容(pF)	7000	7000	14000	14000
di/dt (A/ μ s)	2000	2000	2000	2000
dV/dt (V/ μ s)	20000	20000	20000	20000
导通时间	200	200	200	200
储存时间(ns)	500	500	500	500
关断时间(ns)	2000	2000	2000	2000
门极-阳极电压(V)				
最大值 V_{gk}	20	20	20	20
导通 V_{gk}	-5~-10	-5~-10	-5~-10	-5~-10
关断 V_{gk}	+10~+15	+10~+15	+10~+15	+10~+15
外壳	5 引线	5 引线	To-218	To-218

§ 4 功率集成电路

功率集成电路简称 PIC。它是包含至少一个半导体功率器件和一个独立功能电路的单片集成电路,成为除单极型、双极型和复合型器件以外的第四大类功率电子器件。功率集成电路是微电子技术和功率电子技术相结合的产物,其基本功能是使动力和信息合一,成为机和电的关键接口。

要实现功率集成,必须解决多项技术难题,如BCDMOS(双极、互补、双扩散的MOSFET)工艺、腐蚀再填充工艺和直接粘合SDB工艺等。目前已能作到在一个芯片上集成多种功率器件及控制电路所需要的各种有源及无源器件,如N沟道和P沟道MOSFET、PNP和NPN晶体管、二极管、晶闸管、高低电压电容、高阻值多晶硅电阻和低阻值扩散电阻以及各元件之间的连接线等。

功率集成电路分为两类:一类是高压集成电路简称HVIC,它是高耐压功率电子器件与控制电路的单片集成;另一类是智能功率集成电路简称SPIC,它是功率电子器件与控制电路、保护电路以及传感器电路等的多功能集成。

1. 高压集成电路

高压集成电路的功能是用来控制功率输出。图6-9所示为300V全桥式集成电路,其中高压开关元件为功率MOSFET。为了保证同一桥臂中两只开关元件一个完全关断之后再打开另一个的要求,采用 $5k\Omega$ 串联电阻和输入电容构成的电路来延迟开通时间。用旁路二极管来加速关断过程。图中 T_3 和 T_1 构成反相器,保证同一桥臂中的两只开关元件处于相反工作状态。

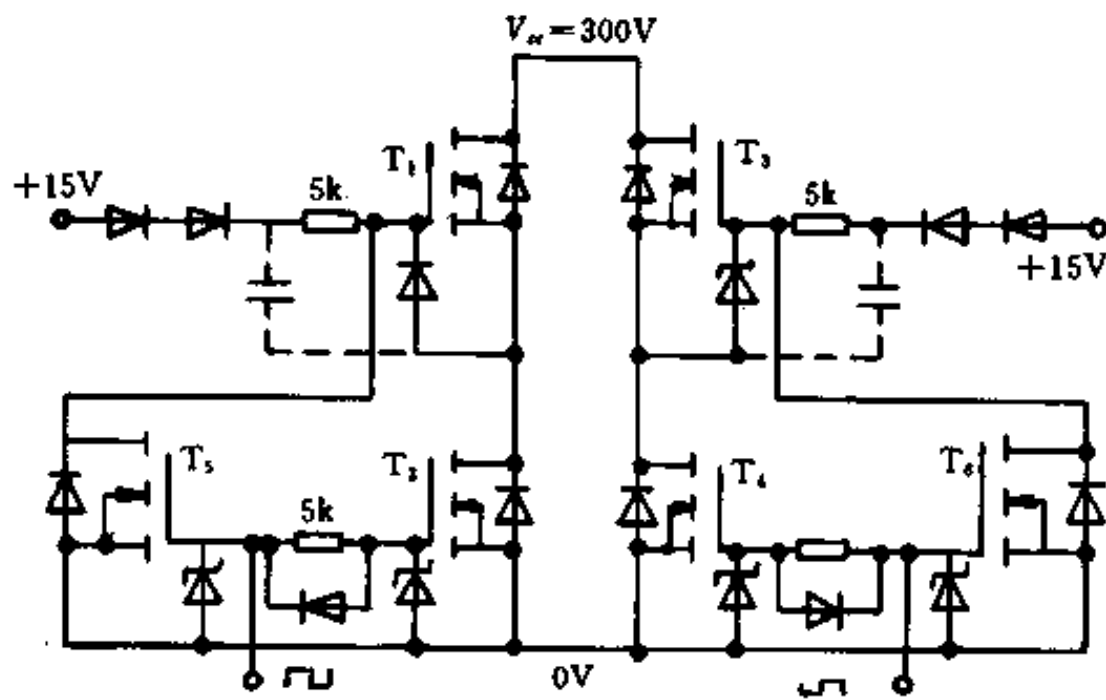


图 6-9 300V 全桥 HVIC

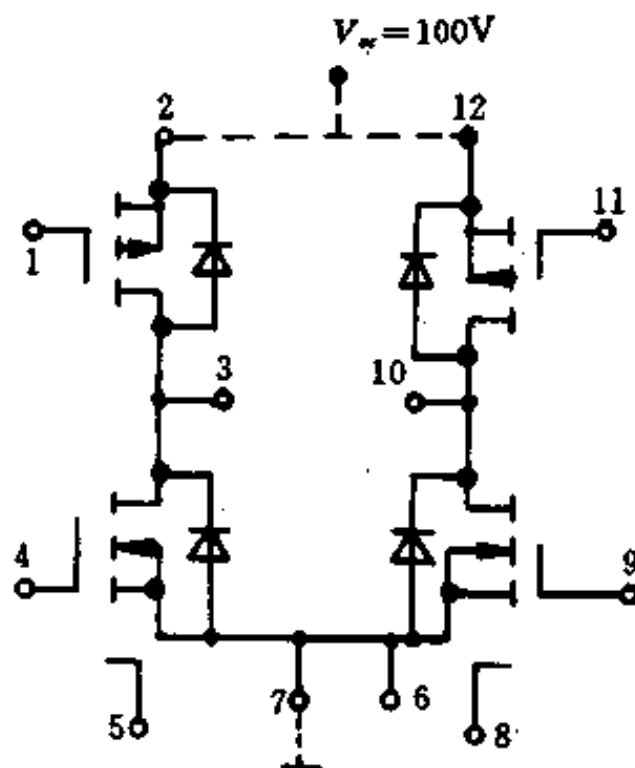


图 6-10 100V 马达驱动电路

图 6-10 为 100V 全桥式集成电路,用于驱动 1/3 马力的电动机。上半部为两只 8A P 沟道的 MOSFET;下半部是两只 12A N 沟道的 MOSFET。开关频率为 5kHz。

HVIC 可工作于开关状态,也可以工作于放大状态。图 6-11 是电视机用 300V 视频放大器 HVIC。该芯片为高质量的 200/250V 8MHz 电视机用视频输出放大器电路。电路分为低压和高压两部分,低压部分用双极型晶体管和低压 MOSFET 作为输入信号放大、基准参考源和恒流源电路。高压部分用 LDMOS 和 EP MOS 作共基-共射极放大器,电流流经负载和互补的输出电路。芯片中还包括高达 10A 的显像管跳火放电用的高压保护二极管。

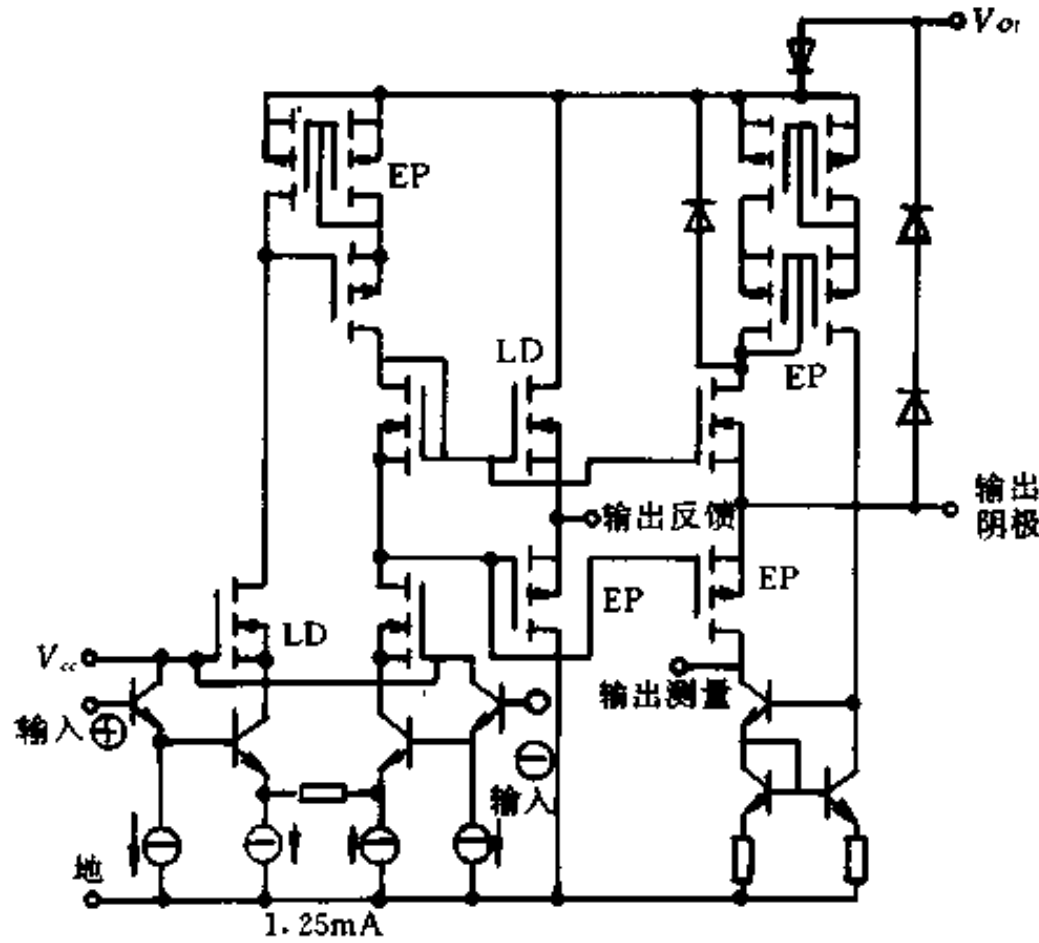


图 6-11 300V 视频放大器

2. 智能功率集成电路

SPIC 的智能化表现在三个方面:(1)功率控制功能,包括功率器件和驱动电路;(2)接口功能,接受并传递控制信号;(3)保护功能,当出现过流、短路、过压、欠压或过热等非正常运行状态时,能测取相关信号并能进行相应调整保护,使功率器件工作在安全工作区范围内。基本功能示于图 6-12。SPIC 的种类繁多,下面是几个应用实例。

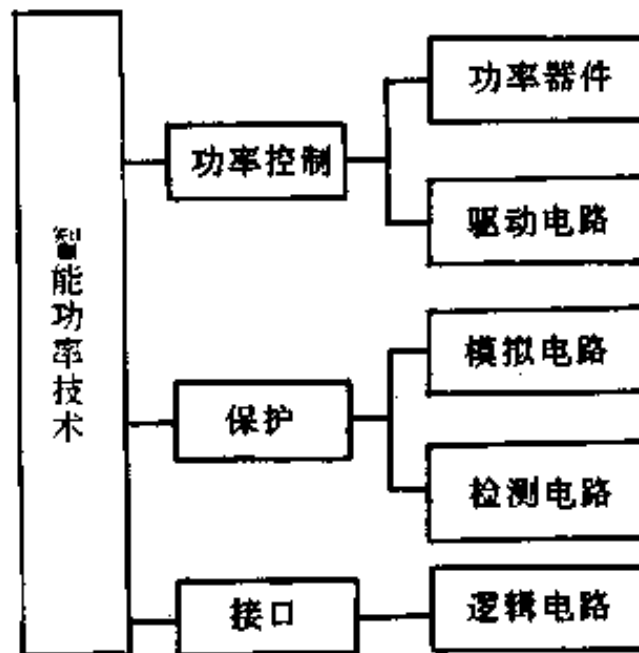


图 6-12 智能功率模块的功能

(1) 智能功率开关

德国西门子公司生产的 BTS-412A 型智能式单片功率开关,具有高压侧开关能力,电流额定值为 12A,工作电压在 7~35V 之间。其结构框图如图 6-13 所示。这种输出功率开关接成射极跟随器,用内部充电泵使功率 MOSFET 的栅极电压保持比正电源电压约高 6V。内部逻辑电路采用低压 CMOS 器件,充电泵电路采用高压 CMOS 电路。

BTS-412A 芯片的特点是具有多种保护功能:短路时,约 40 μ s 后电流即切断;过流时,结温超过 150 $^{\circ}$ C 敏感元件即产生信号将器件关断;欠压时器件亦立即关断。此外,该芯片的输出端设有 10V 稳压管,在器件关断时期帮助感性负载释放能量。该片还设有状态输出端,为逻辑电路或微处理机系统提供故障信息。

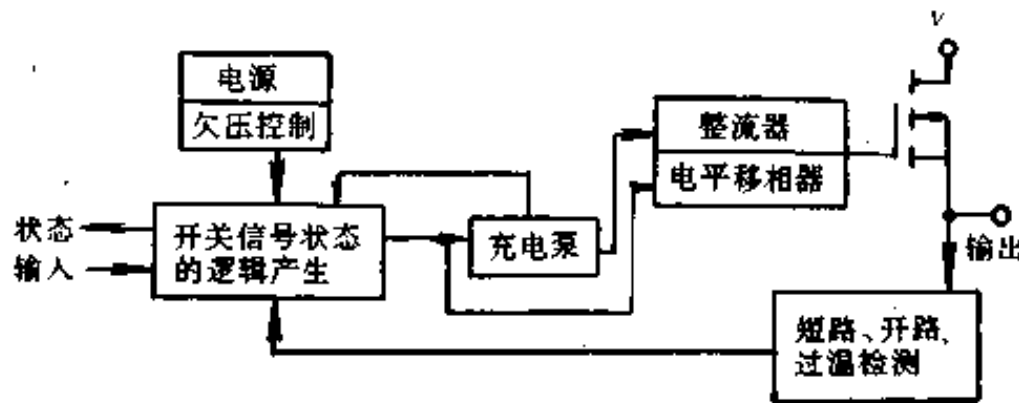


图 6-13 BTS-412A 型单片功率开关

(2) 无刷直流电机专用 PIC

图 6-14 是一种驱动无刷直流电动机的专用 PIC 的原理简图。该电路用来给仪表电风扇的两个电机绕组供电,其输出功率虽不大,但功能齐全。通过施密特触发电路和控制与转换逻辑,可以对两个 GTR 进行控制。过流信号、过热信号均通过控制逻辑电路封锁其输出信号,强迫 GTR 关断。电路还通过霍尔电路的集成,提供电机转速自动检测和信号输出,以便调节速度。由于霍尔元件对机械应力和热应力十分敏感,用此电路还可对电机的安装条件和运行条件进行监控。

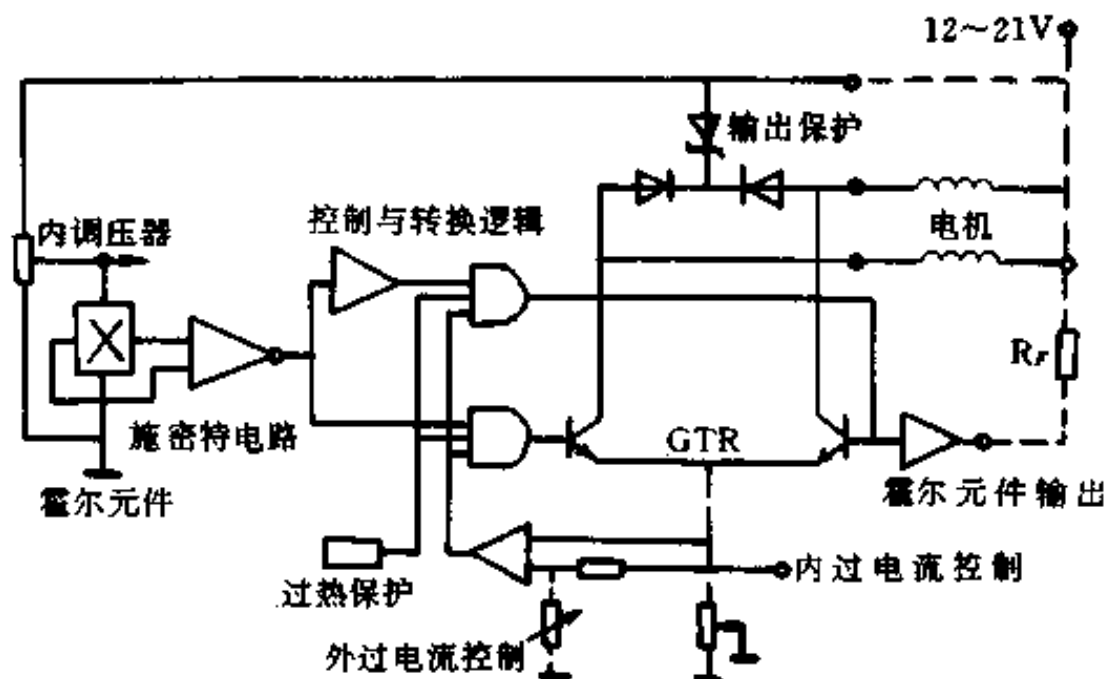


图 6-14 无刷直流电机专用 PIC

(3) 步进电机控制电路

L6217 型步进电机控制电路,具有复杂的控制功能并可与微处理机直接连接,其结构框图如图 6-15 所示。它采用先进的高密度双极工艺制造,芯片的数字电路部分采用集成

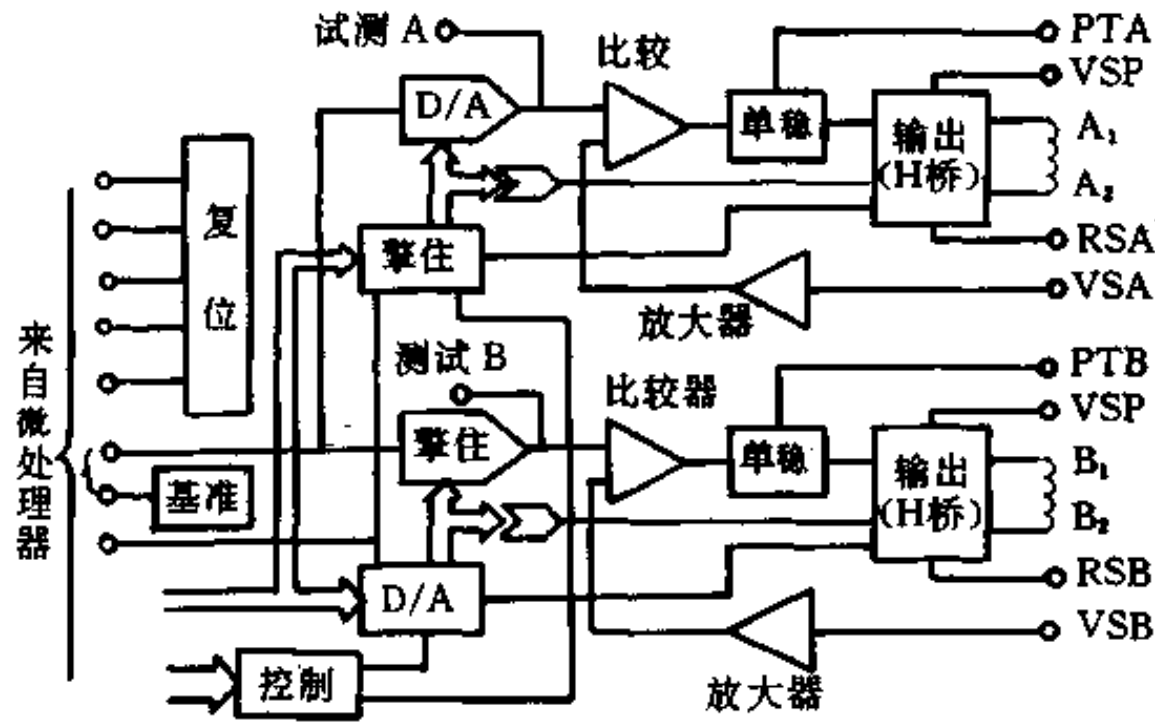


图 6-15 L6217 型步进电机控制电路

注入逻辑(I²L)。由 8~16V 电源供电,可输出数瓦功率。

该电路可驱动双极步进电机的两个绕组,每相最大电流为 0.4A。对相电流进行 PWM 控制。双重 6 位 D/A 变换器为每相电流进行编程,用于满步、半步和微步功能。D/A 变换的输入锁定和可选相位输入使它与微处理器的接口十分简单。L6217 的功率部分是双重 H 桥驱动电路,其内部有钳位二极管用于电流环流。可利用外部 RC 网络为芯片由单稳设定时间常数,以便设定电机电流衰减时间。

第七章 功率半导体器件的散热设计

功率半导体器件工作时产生的热量会使芯片温度升高。如果器件的散热问题处理不好,就有可能使芯片温度升高到超过所允许的最高结温,从而导致器件性能恶化或失效。若在电路设计中,进行了合理的散热设计,不但能使器件的潜力得到充分发挥,而且还能提高电路的可靠性。因此,功率半导体器件的散热设计也是功率电子电路设计任务中不可缺少的重要环节之一。

功率半导体器件散热设计的基本任务是,根据传热学的基本原理,为器件设计一热阻尽可能低的热流通路,使器件发出的热量能通过它尽快地发散出去,从而保证器件运行时,其内部的结温始终保持在允许的结温之内。

随着功率半导体器件容量的不断增大,对散热效能提出越来越高的要求。散热器发展初期,选配散热器不是以结温,而是以额定电流作为依据。也就是说,一定额定电流下的器件必须配一定型号的散热器,这种指导思想在实际使用中曾被普遍采用。但是实践证明,当额定电流相同的器件(正向压降不同),配以相同的散热器时,有的能够长期可靠运行,有的却很快损坏,因此不得不在标准中规定器件必须带散热器一起试验,一起出厂,这样大大影响了散热器的可换性,使制造单位和使用单位都感很不便,而且也很不经济。

采用结温作为器件与散热器匹配的依据,并建立了稳态热(简称热阻)概念之后,散热器的可换性得到了保证。因为两者的匹配关系可以通过计算来确定,使用者可根据实际的稳态耗散功率(不是额定电流)及实际介质温度来选择理想的散热器。只有这样,才能保证使用者能够经济又灵活地选配散热器,使器件的制造厂达到分别试验、分别出售的目的。

安装散热器的基本目的是把功率半导体器件中产生的热量传递出去。与其他物体传热一样,有下面三种方式:热传导、热对流和热辐射。

§ 1 散热器的类型

功率半导体器件配用的散热器通常有自冷式、风冷式、液冷式和沸腾冷却式四大类型。

1. 自冷式散热器

自冷式是通过空气自然对流及辐射作用将热量带走的散热方式。这种散热的效率很低,对流换热系数 α 仅有 $(6\sim 13)\times 4.18\times 10^3\text{J/h}\cdot\text{m}^2\cdot\text{K}$,但是它的结构简单、噪音小、维护方便,无需风机或循环系统等优点。通常适用于额定电流在20A以下的器件或简单装置中的大电流器件。随着半导体器件价格的不断降低,较大器件也采用自冷式散热器,尤其在冲击负载的交流装置中应用更广泛。国内螺栓式器件使用的标准散热器型号和部分参数见表7-1,结构示意图7-1。

表 7-1 SZ 系列气冷标准散热器

系列型号	最大外形 (mm)			安装尺寸 (mm)				台 面 (mm)		紧固 力矩 $P \cdot Z$ ($\times 9.8N \cdot cm$)	热阻 ($^{\circ}C/W$)
	Z	D	H	d	h	d ₁	h ₁	D ₁	H ₁		
SZ-13	45	22	25	M6	11	M6	10	16	1	18 \pm 2	≤ 7.5
SZ-14	60	32	34	M6	11	M6	10	24	1	18 \pm 2	≤ 4.4
SZ-15	70	36	40	M10	13	M10	12	26	1	90 \pm 2	≤ 3.4
SZ-16	76	46	48	M10	15	M10	15	32	1	90 \pm 2	≤ 2.8

国产自冷式型材散热器和叉指型散热器的型号和其对应的热阻 $R_{\theta_{ca}}$ 之值见表 7-2 和表 7-3, 它们的外形图和特性曲线如图 7-2 和图 7-3 所示。从表 7-2 和表 7-3 可见, 散热器到环境的热阻 $R_{\theta_{ca}}$ 随加于散热器上的耗散功率 P_c 值的增大而略有下降。这是因为当加于散热器上的功率 P_c 增大时, 散热器的温升 ΔT_{ca} 也就随之增大。散热器与环境之间的温差增大, 散热器的辐射散热和对流散热的散热能力就增强, 所以其热阻 $R_{\theta_{ca}}$ 呈现略有下降趋势。

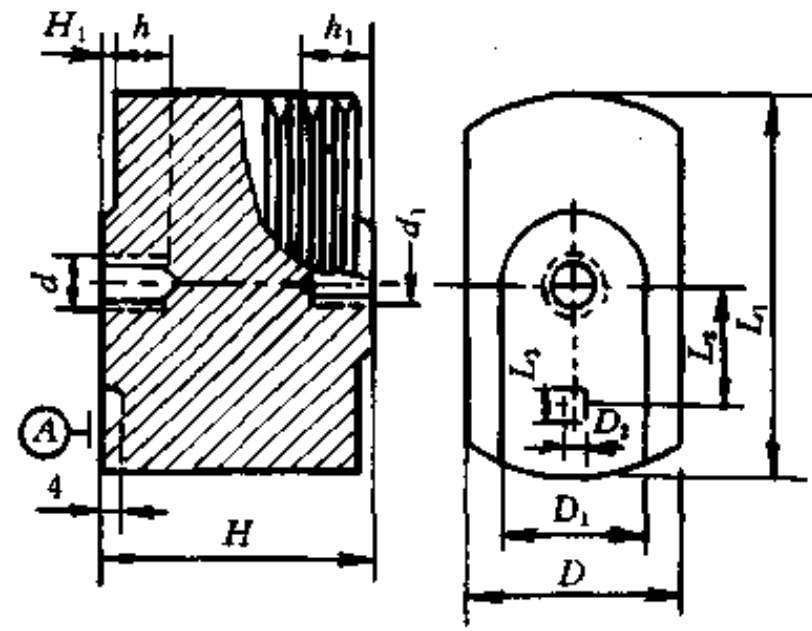


图 7-1 SZ 系列气冷散热器结构示意图

表 7-2 型材散热器热阻表

型 号	耗散功率 热阻 ($^{\circ}C/W$)						长度 L (mm)
	2W	5W	10W	20W	30W	50W	
XC761	14	11.3	11	11			35
	11	10	10	10			50
XC763	4.75	4.25	3.8	3.7	3.7		60
	4.1	3.7	3.3	3.25	3.25		80
XC765-1	3.75	3.25	2.75	2.5	2.5		60
	3	2.6	2.25	2	2		100
XC765-2			2.625	2.375	2.3	2.3	60
			2.3	2	1.9	1.9	80
		2.375	2.125	1.875	1.8	1.8	100
		1.875	1.8	1.7	1.625	1.625	120
XC765-3		2.8	2.25	1.9	1.8	1.75	60
		2	1.8	1.63	1.5	1.49	80
		1.875	1.7	1.5	1.375	1.37	100
		1.7	1.5	1.375	1.25	1.25	120
XC766-1	7.7	6.7	6				40
	6.7	5.7	5				60
	5.7	5	4.3	4			80

(续)

型号	耗散功率		热阻 (°C/W)					长度 L (mm)
	2W	5W	10W	20W	30W	50W		
XC766-2	4.6	4	3.6	3.4	3.2		60	
	3.75	3.3	3	2.8	2.7		80	
	3.5	3.2	2.8	2.65	2.6		100	
XC766-3		3.5	3.1	2.75	2.6		60	
		3	2.7	2.4	2.25		80	
		2.75	2.4	2.2	2	2	100	
		2.5	2.2	1.9	1.8	1.75	120	
XC767		4.1	3.6	3.25	3.2		60	
		3.6	3.1	2.75	2.7		80	
		3.2	2.75	2.5	2.3		100	
		2.9	2.5	2.3	2.2		120	
XC768-1		2	1.77	1.55	1.48	1.45	80	
		1.8	1.6	1.38	1.3	1.27	100	
		1.6	1.45	1.2	1.15	1.1	120	
XC768-2			1.3	1.09	1.02	0.98	100	
			1.2	1	0.92	0.85	120	
			1.15	0.95	0.88	0.8	140	
			1.05	0.88	0.8	0.75	160	

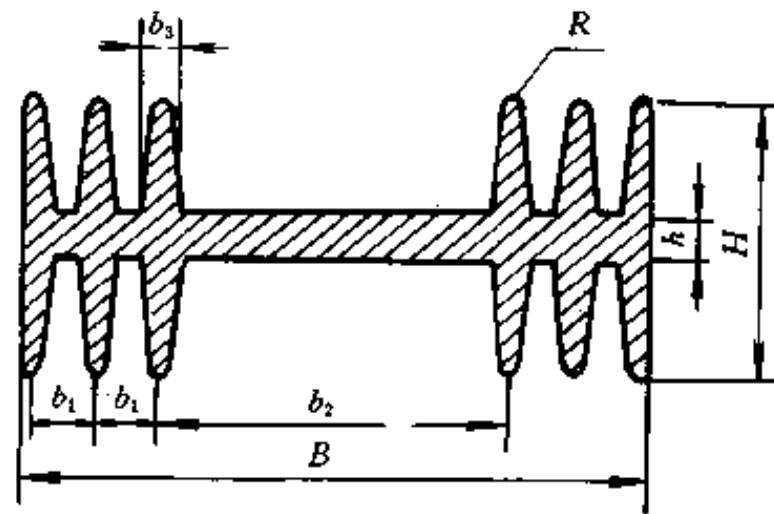
表 7-3 叉指型散热器热阻表

型号	耗散功率		热阻 (°C/W)			安装方式
	2W	5W	10W	20W	30W	
SRZ101	16.8	14.5				1
	17.8	15.5				2
SRZ102	10	8.4	7.5			1
	10.5	9	7.9			2
SRZ103	7.4	6	5.5			1
	7.5	6.5	6			2
SRZ104		5.1	4.6	4.5		1
		5.3	4.8	4.7		2
SRZ105		4.8	4.3	3.7		1
		5	4.5	4		2
SRZ106		3.7	3.4	3		1
		3.9	3.6	3.2		2

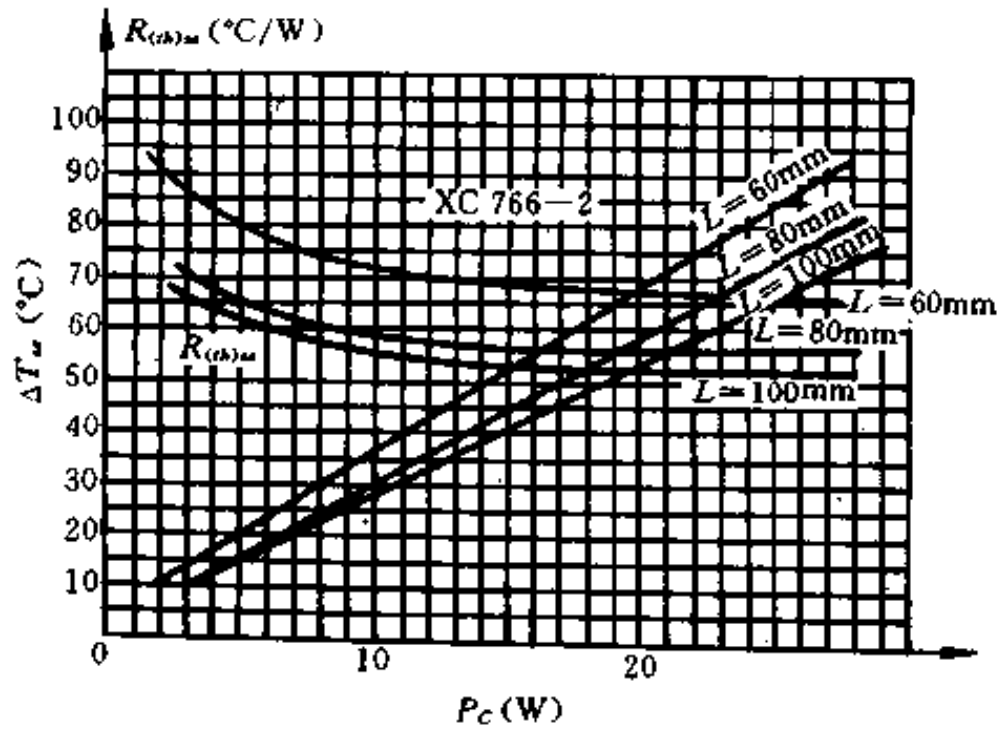
(续)

型号	耗散功率		2W	5W	10W	20W	30W	安装方式
	热阻 (C/W)							
SRZ201	9							1
	10							2
SRZ202		5.5				4.5		1
		5.7			5	4.7		2
SRZ203					3	2.8	2.5	1
					3.2	3	2.7	2
SRZ301	9	7.7						1
	9.5	8						2
SRZ302		8.9			8.2			1
		9.5			8.7			2

注：安装方式：“1”表示平放（即安装时叉指向上或向下）；“2”表示侧放（即叉指沿水平方向安装）。



(a)



(b)

图 7-2 型材散热器的外形图和特性曲线图

(a)外形图；(b)特性曲线图。

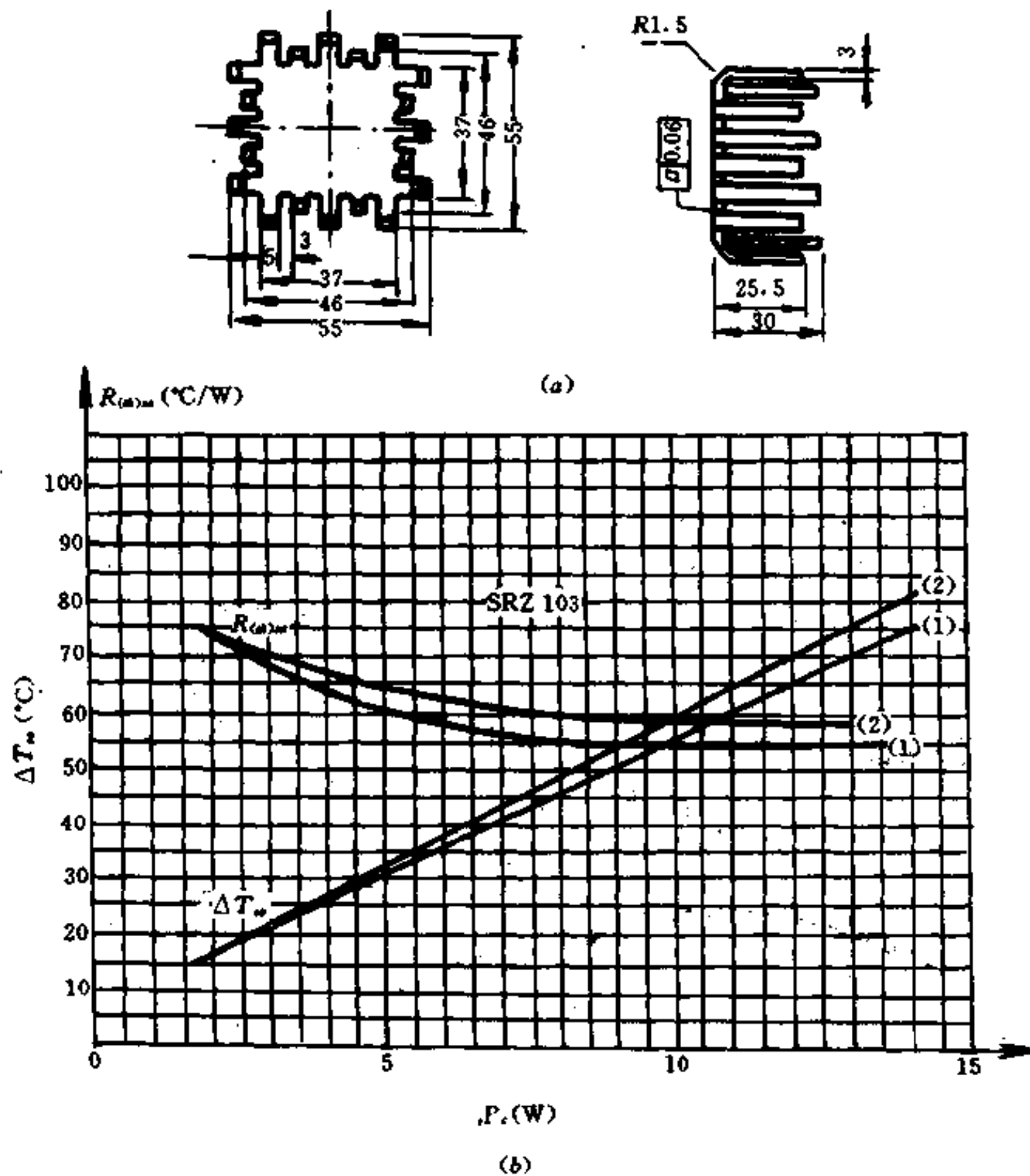


图 7-3 叉指型散热器的外形图和特性曲线图

(a)外形图;(b)特性曲线图。

1—散热器为平放状态(即叉指向上)测得的曲线,2—散热器为侧放状态(即叉指向水平方向)测得的曲线。

2. 风冷式散热器

风冷式散热器主要用于电流额定值在 50~500A 的器件。风冷式散热器的特点是散热效率高,其换热系数 $\alpha = (35 \sim 52) \times 4.18 \times 10^3 \text{ J/h} \cdot \text{m}^2 \cdot \text{K}$,是自冷式散热的效率的 2~4 倍。但是采用风冷需配备风机,因而出现噪声大,容易吸入灰尘,可靠性相对降低,维护困难等缺点。

散热器材料质量特性,对散热效率有显著影响。紫铜导热系数较高, $\lambda = 330 \times 4.18 \times 10^3 \text{ J/h} \cdot \text{m}^2 \cdot \text{K}$,相当于工业纯铝 $\lambda = 160 \times 4.18 \times 10^3 \text{ J/h} \cdot \text{m}^2 \cdot \text{K}$ 的 2 倍,在相同散热效率下,紫铜散热器的体积为铝质散热器的 1/2~1/3,并且有耐盐露等优点。但由于铜的比重较大,价格高(为铝材的 3 倍左右),一般较少应用。

螺栓式器件用的 SL 系列风冷式散热器型号和部分参数见表 7-4 所列,结构示意图见图 7-4。平板式器件用的 SF 系列风冷式散热器型号和部分参数见表 7-5,结构示意图如图 7-5 所示。

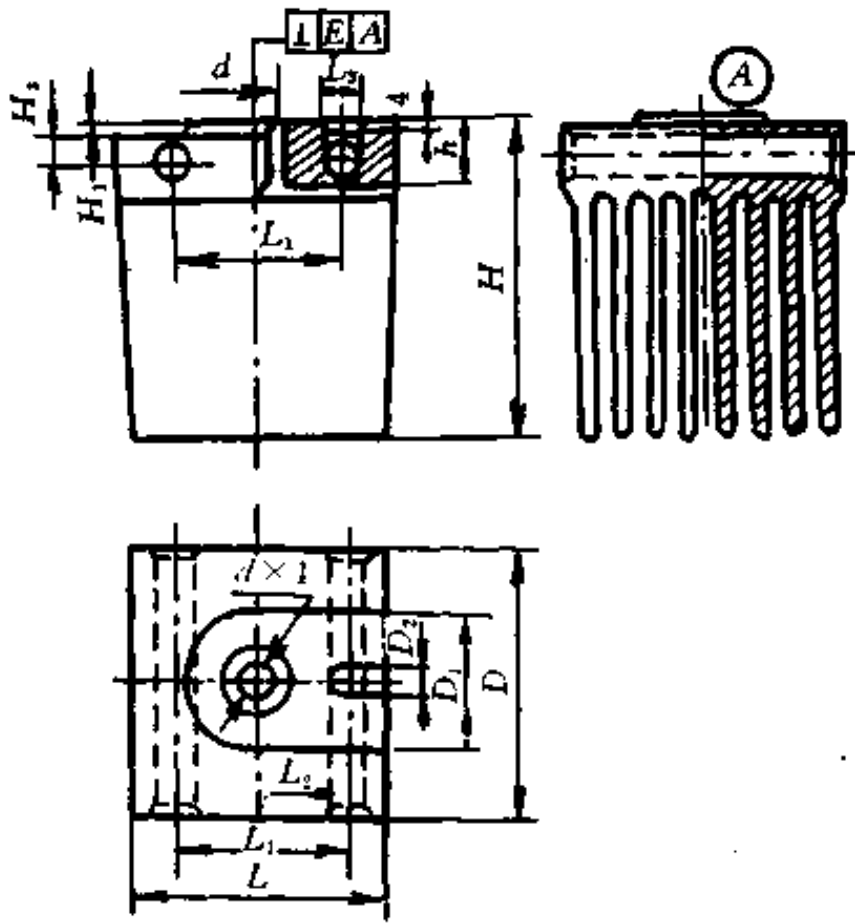


图 7-4 SZ 系列风冷散热器结构示意图

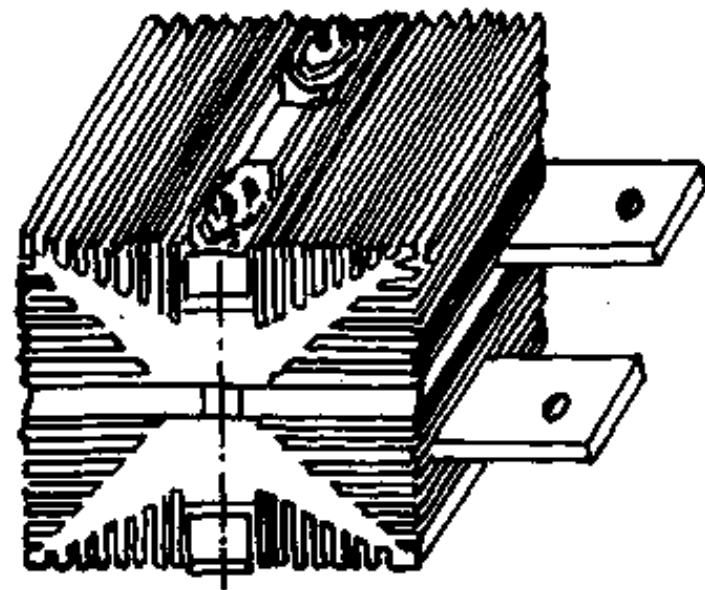


图 7-5 SF 系列风冷散热器外形示意图

表 7-4 SL 系列风冷散热器型号和部分参数

系列型号	外形尺寸 (mm)			安装尺寸 (mm)			台面尺寸 (mm)		热阻 (°C/W)	紧固力矩 F·L (×9.8N·cm)	流阻 ΔP (×9.8Pa)
	L	D	H	d×h	φ	L ₁	D ₁	H ₁			
SL-17	68	72	90	M12×18	12	50	36	1	≤0.25	160±20	≤4.2
SL-17A	68	72	90	M20×18	12	50	36	1	≤0.25	450±50	≤4.5
SL-18	90	88	112	M20×20	15	60	46	1	≤0.16	450±50	≤4.2

表 7-5 SF 系列风冷散热器型号和部分参数

系列型号	外形尺寸 (mm)			导电排尺寸 (mm)			台面直径 (mm)	台面温度 T _s (°C)	热阻 (°C/W)	紧固压力 P (×9.8N)	流阻 ΔP (×9.8Pa)
	L	D	H	L ₁	D ₁	H ₁	φ				
SF-12	200	110	125	60	40	8	35 45	76	≤0.09	1600±200 2300±200	≤4.5
SF-13	220	120	130	60	40	8	45	84	≤0.071	2300±200	≤5.5
SF-14	250	140	145	80	50	10	45 52	80 86	≤0.056	2300±200 3200±300	≤6
SF-15	200	140	165	80	60	12	45 52	82 84	≤0.048	3200±300	≤6.5
SF-16	280	180	200	80	60	12	52	80	≤0.037	3200±300	≤7

在风冷装置内部的冷却风速标准值为 6m/s,若风速小于标准值时,应根据制造单位所提供的资料查取对应于实际风速的热阻。当制造单位没有给出低于标准风速下的热阻

时,可以近似地用表 7-6 所列系数乘以额定热阻 R_{sa} 。器件的容量随风速降低而减小,亦即系数 K 随风速下降而增大。

在进行风冷式散热设计时,需计算空气流量,可用下面两个公式:

$$\text{入口空气流量}(0.0283\text{m}^3/\text{min}) = \frac{3.17 \times 1.25P_p(\text{W})}{\Delta T(\text{F})} \quad (7-1)$$

或

$$\text{入口空气流量}(0.0283\text{m}^3/\text{min}) = \frac{1.76 \times 1.25P_p(\text{W})}{\Delta T(\text{C})} \quad (7-2)$$

式中 P_p ——电源的总耗散功率;

ΔT ——装置内部和外部温度之差。

表 7-6 热阻的风速系数

风速(m/s)	修正系数 K	备注
6	1	以 6m/s 风速为标准
4	1.03~1.05	
2	1.2~1.3	
0	2.5~3	

3. 水冷式散热器

(1) 水冷式散热器的型式

水冷式散热器的散热效率极高,其对流换热系数 $\alpha = 2000 \times 4.18 \times 10^3 \text{J/h} \cdot \text{m}^2 \cdot \text{K}$, 等于空气自然冷却换热系数的 150~300 倍。以水冷式散热器代替风冷式散热器,可大大提高器件的容量。这种散热器一般适用于电流容量在 500A 以上的器件,少数也应用于 200A 器件。冷却形式的选择主要决定于装置容量而不是器件的容量。

由于水的绝缘性较差,而且会在高电压下出现电腐蚀和漏电现象,因此对高压装置来说,其冷却水必须用离子交换树脂来进行处理,此时必须使用复杂的循环水冷却系统。只有在低电压下,例如装置电压低于 400V(DC)或 380V(AC)时,才可以采用流水冷却,以简化冷却系统。实际上这个分界线也是随着装置的电流容量而有所变动的。当装置容量较大时,例如直流 3000A 以上,即使电压只有 200V,仍应采用循环水冷却;当电流较小时,如直流 200A 以下,即使电压 600V(DC)或 660V(AC),亦可使用水冷却。总之,水冷式散热器的型式选择取决于对电压高低、电流大小、经济性和维护方便的综合考虑。

(2) 水质要求

对循环冷却水来说,应保证电阻率不小于 $10^4 \sim 10^5 \Omega \cdot \text{cm}$,根据装置电压而定。如,当直流电压为 600~800V 时,水的电阻率应不小于 $5 \times 10^4 \Omega \cdot \text{cm}$ 。

流水冷却系统的冷却水,在 25℃ 以下测得的电阻率应不小于 $2500 \Omega \cdot \text{cm}$,其杂质含量应不超过下列数值:

- 1) 中性或略呈碱性反应,即 pH 值在 7~9 之间;
- 2) 氯化物含量不大于 20×10^{-6} ,硝酸盐不大于 10ppm,硫酸盐含量不大于 100×10^{-6} ;
- 3) 不溶物质含量不大于 250×10^{-6} 。

必须指出,在采取措施,保证水质要求之后,一般散热器在通电过程中,仍然会出现电蚀现象,电压愈高,则电蚀愈严重;有时需要采取额外的防蚀措施。例如在中低压装置中,

常采用铂电极作为电蚀靶,借以将水中的离子引走。所谓电蚀靶,就是电位略高于金属散热器的保护电极,当水中存在腐蚀性负离子时,首先被该电极所吸走,借以保护散热器不被腐蚀。在高压装置中,特别是在直流输电装置中,一般用高合金钢制作散热器,虽然合金钢的电导率和导热率只等于铜的 $\frac{1}{2} \sim \frac{1}{3}$,但由于耐电蚀性能良好,仍被采用。

(3)凝露问题及防止措施

当冷却水温度低于环境温度时,特别在相对湿度很高的夏季,往往出现凝露现象,使器件阴阳极之间的绝缘电阻大大下降而发生漏电、爬电和由此引起击穿事故。为此必须采取预防措施,使散热器温度不低于露点温度。例如在空载或轻载时,切断冷却水;采用加热措施,使装置内温度高于露点温度;或者采用提高水温等措施。

当散热器温度低于环境温度的某一数值,刚好出现凝露现象时的温度叫做露点温度。它由下式计算:

$$B = \frac{P}{P_s} \times 100\% \quad (7-3)$$

式中 B —— 相对湿度;

P_s —— 饱和蒸汽压, Pa;

P —— 实际蒸汽压, Pa。

例如:已知环境温度 $t = 30^\circ\text{C}$,相对湿度 $B = 80\%$,从表 7-7 中可查得 $P_s = 31.32 \times 133.322\text{Pa}$,则实际蒸汽压 $P = P_s \cdot B\% = 25.05 \times 133.322\text{Pa}$ 。

再从表 7-7 中找出对应于 $25.05 \times 133.322\text{Pa}$ 时的温度接近 26°C ,此温度即为当时的露点温度,亦即所选取的散热器进水温度不低于 26°C ,则不会出现凝露。

表 7-7 水在不同温度下的饱和蒸汽压 P_s ($\times 133.322\text{Pa}$)

$t(^{\circ}\text{C})$	P_s	$t(^{\circ}\text{C})$	P_s	$t(^{\circ}\text{C})$	P_s	$t(^{\circ}\text{C})$	P_s
2	5.29	13	11.23	24	22.38	35	42.15
3	5.69	14	11.99	25	23.76	36	45.56
4	6.10	15	12.76	26	25.21	37	47.07
5	6.54	16	13.63	27	26.74	38	49.69
6	7.01	17	14.53	28	28.35	39	52.44
7	7.51	18	15.48	29	30.04	40	55.32
8	8.05	19	16.48	30	31.32	45	71.88
9	8.61	20	17.54	31	33.70	50	92.50
10	9.21	21	18.65	32	35.66	60	149.40
11	9.84	22	19.83	33	37.73	80	235.10
12	10.52	23	20.07	34	39.90	100	760.00

4. 沸腾式冷却散热器

沸腾式冷却散热器具有极高的冷却效率,对流换热系数 $\alpha = (3000 \sim 7000) \times 4.18 \times 10^3 \text{J/h} \cdot \text{m}^2 \cdot \text{K}$,其等效导热率相当于同几何尺寸的实心铜导热率的 380 倍左右。沸腾式冷却散热效率也超过水冷式。沸腾冷却装置的体积比自冷式装置小得多。

沸腾式冷却是将冷却媒质放在密闭容器中,通过媒质的相变来进行冷却的技术,如图7-6所示。液体在密闭器皿中受热沸腾,蒸发后的气体,通过蒸汽管将发热体的热量带给冷凝面,在该处重新凝结成液体,由回流管流回密闭器皿中,如此周而复始,对发热体进行冷却。这样,使用很细的蒸发管可以传递极大的热功率。

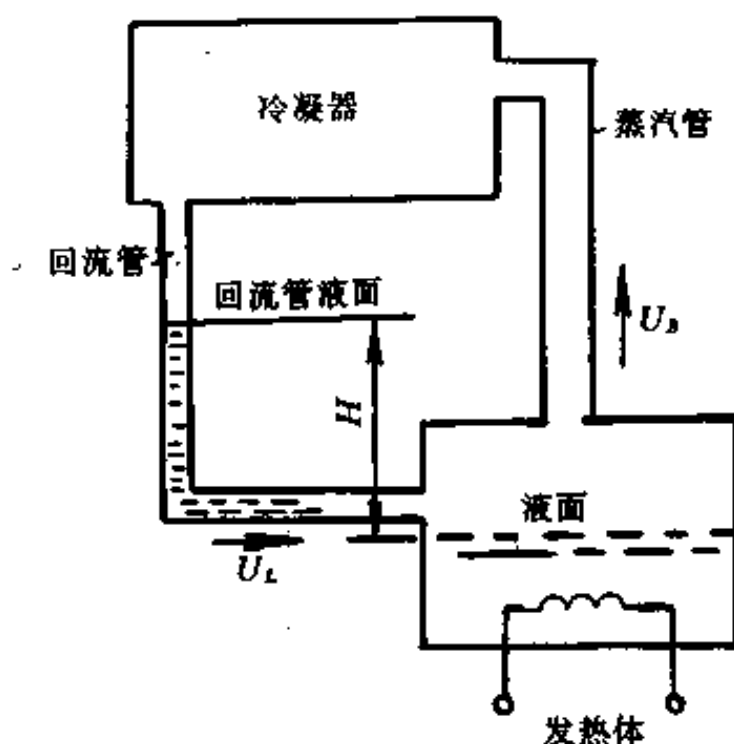


图7-6 蒸发沸腾循环示意图

沸腾式冷却早期使用的工作工质有水、乙醚、酒精等,但从绝缘性能、可燃性、工作温度、蒸汽压强等特性来考虑,适用于半导体器件冷却的工质以常用氟里昂 R-113 和 FC-77 为宜。

总的说来,沸腾式冷却的价格较贵,通常适用于要求有限的发热体面积散发出特大热功率以及要求重量轻的场合。例如在地铁机车和航天设备中。

§ 2 功率半导体器件的热阻

功率半导体器件的故障率随结温的升高按照指数函数增加。因此,使用功率半导体器件时,必须特别注意器件的温度。为使器件正常工作,在设计电路时,应注意配置适当的散热器,保持器件的结温不超过允许值。这样,不仅使器件能正常工作,也有利提高器件的使用效率和延长其寿命。

器件承受的最大结温,因材料而异。对于锗半导体器件,一般为 $80\sim 100^{\circ}\text{C}$; 硅半导体器件,一般为 $150\sim 200^{\circ}\text{C}$ 。我国半导体器件厂目前的规定为:锗管最大允许结温 $T_{jM}=90^{\circ}\text{C}$; 硅管最大允许结温 $T_{jM}=175^{\circ}\text{C}$ 。

如果偏置电路的热稳定性是够高,那么器件的允许耗散功率为:

$$P_c = \frac{T_{jM} - T_a}{R_{\theta j-a}} \quad (7-4)$$

式中 P_c ——环境温度为 T_a 时的耗散功率;

$R_{\theta j-a}$ ——管的结至环境的热阻(总热阻)。

在热稳定状态下,器件散热回路的热等效回路如图7-7所示。

图中, $R_{\theta j-c}$ 是结至壳热阻, $R_{\theta c-a}$ 是壳至环境热阻, $R_{\theta c-s}$ 是壳至散热器热阻(接触热阻); T_j

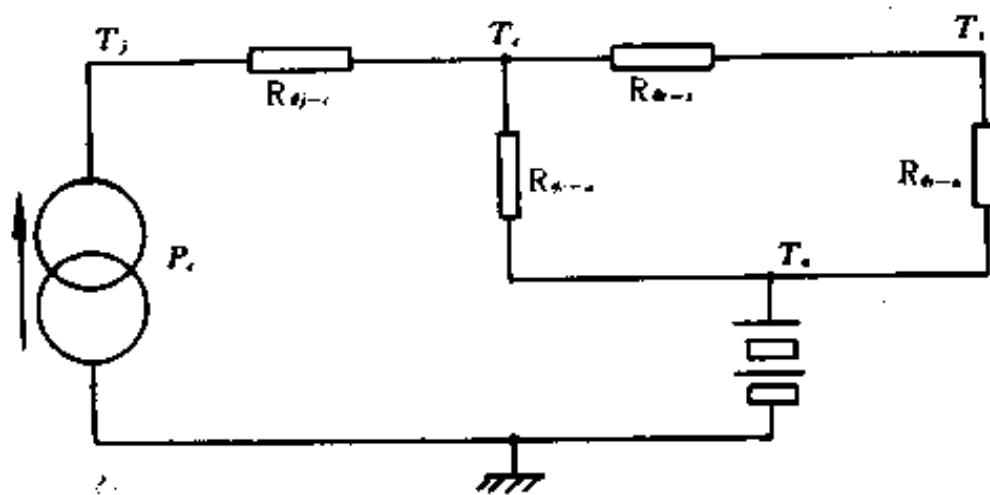


图 7-7 半导体器件热等效回路

表示结温度, T_c 表示管壳温度, T_s 表示散热器温度, T_a 表示环境温度。

从图 7-7 的热等效回路, 很容易求出器件结至环境的总热阻为:

$$R_{\theta_{j-a}} = R_{\theta_{j-c}} + \frac{R_{\theta_{c-a}}(R_{\theta_{c-s}} + R_{\theta_{s-a}})}{R_{\theta_{c-a}} + R_{\theta_{c-s}} + R_{\theta_{s-a}}} \quad (\text{C/W}) \quad (7-5)$$

由于 $R_{\theta_{c-a}}$ 比 $R_{\theta_{j-c}}$ 、 $R_{\theta_{c-s}}$ 和 $R_{\theta_{s-a}}$ 大得多, 故热阻 $R_{\theta_{c-a}}$ 可略去, 即认为全部热量都经散热器扩散出去, 于是式(7-5)简化为:

$$R_{\theta_{j-a}} = R_{\theta_{j-c}} + R_{\theta_{c-s}} + R_{\theta_{s-a}} \quad (\text{C/W}) \quad (7-6)$$

对于耗散功率小于 1W 的器件, 可不安装散热器, 这样总热阻为:

$$R_{\theta_{j-a}} = R_{\theta_{j-c}} + R_{\theta_{c-a}} \quad (7-7)$$

器件结至壳热阻 $R_{\theta_{j-c}}$ 与芯片结构设计、材料、芯片和管座连接系统的组成及连接方法和几何参数有关。

在测量 $R_{\theta_{j-c}}$ 时, 要设法使管壳温度保持恒定。 $R_{\theta_{j-c}}$ 可由下式决定:

$$R_{\theta_{j-c}} = \frac{T_{jM} - T_c}{P_c} \quad (7-8)$$

接触热阻 $R_{\theta_{c-s}}$ 由管壳和散热器之间的接触状况决定。当接触面不平整或接触面不光滑时, 管壳和散热器之间就有缝隙, $R_{\theta_{c-s}}$ 就会变大。为了减小接触热阻, 一般要求散热器表面的不平整度要小于 0.025mm, 表面的粗糙度要求较高。为了解决由于散热器表面的不平整和不光滑所引起接触热阻增大问题, 可以在接触面上涂以硅油, 这样就可以使接触不上的地方由硅油来填平。接触面上的硅油不仅能增大接触面, 而且还能排除接触面之间的空气, 再加上硅油本身又具有良好的导热性能, 这样就可以大大地减小接触热阻 $R_{\theta_{c-s}}$ 。

管壳和散热器之间加垫片(有绝缘垫片, 也有加铜箔等导电垫片)时的接触热阻 $R_{\theta_{c-s}}$, 实际上包括有垫片材料本身形成的传导热阻、管壳与垫片间的热阻和散热器与垫片之间的热阻。这时的接触热阻要比管壳和散热器直接接触时的热阻大。当然, 如在垫片两边涂上硅油, 自然也能起到减小接触热阻 $R_{\theta_{c-s}}$ 的作用。表 7-8 列出加一些垫片时的接触热阻 $R_{\theta_{c-s}}$ 阻值。 $R_{\theta_{c-s}}$ 也可用下式计算:

$$R_{\theta_{c-s}} = \frac{T_c - T_s}{P_c} \quad (7-9)$$

散热器热阻 $R_{\theta_{s-a}}$ 是散热器与环境之间的热阻, 它的大小主要取决于散热器表面面积的大小、发黑率、结构形式、安装方式、周围环境及散热器的材料诸因素。安装方式有: 平

表 7-8 接触热阻参考数据

		管壳外形结构							
垫片材料	垫片厚度 (mm)	F_2		F_1		G_2		G_1	
		$R_{\text{rec},s}(C/W)$		$R_{\text{rec},s}(C/W)$		$R_{\text{rec},s}(C/W)$		$R_{\text{rec},s}(C/W)$	
		加硅油	无硅油	加硅油	无硅油	加硅油	无硅油	加硅油	无硅油
无垫片		0.24	0.33	0.28~0.30	0.55~0.57	0.15~0.20	0.17~0.22	0.48~0.50	0.88~0.97
铝箔	0.02		0.28~0.30						
铜箔	0.03		0.30~0.32						
云母	0.12	0.4	0.8						
聚酰薄膜	0.02	0.60~0.61	0.97~1.04						
氧化铍瓷片	4.0	0.30~0.31	0.65~0.68						
氧化铝瓷片	2.16	0.5							
氮化硼瓷片	1.5	0.46~0.49	1.00~1.16	0.78~0.80	1.05~1.60	0.50~0.51	0.60~0.62	1.02~1.08	1.13~1.21

放、垂直放、侧放三种。型材散热器以垂直放置为最佳；叉指型散热器以平放最好。

散热器热阻 $R_{\theta_{cs}}$ 可用下式计算：

$$R_{\theta_{cs}} = \frac{T_s - T_a}{P_c} \quad (7-10)$$

散热器热阻 $R_{\theta_{cs}}$ 与散热器面积的关系，目前多是从实际测量中获得，图 7-8 给出这两者之间的关系。

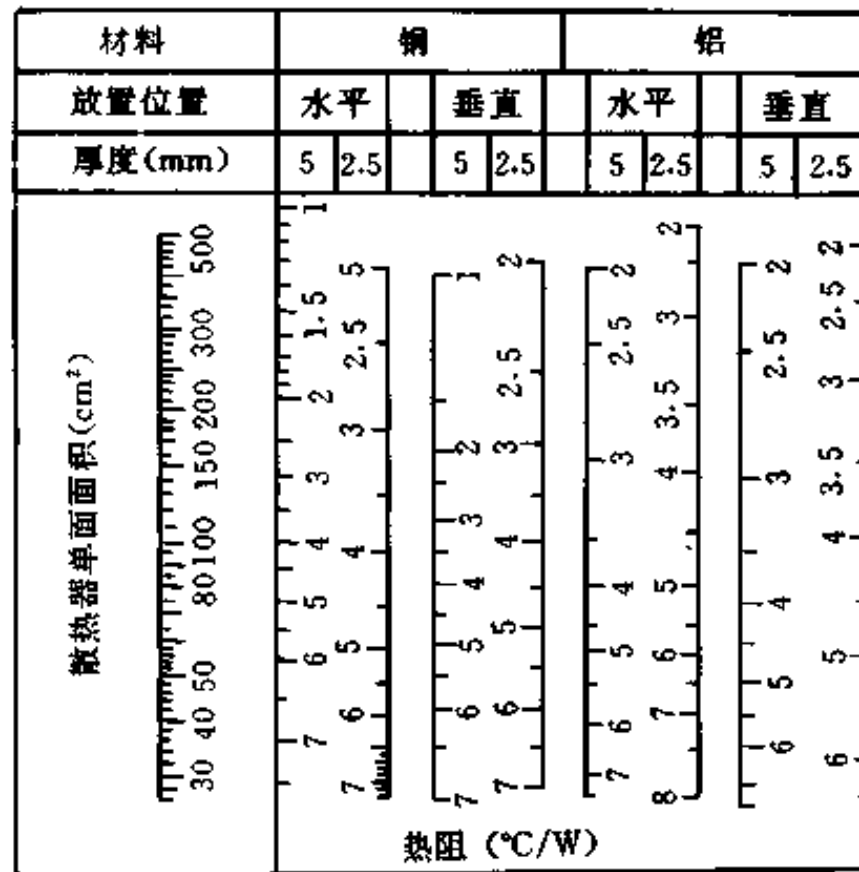


图 7-8 热阻与散热器面积的关系

$R_{\theta_{cs}}$ 的大小是选配散热器的主要依据。下面通过一些实例来说明热阻 $R_{\theta_{cs}}$ 的计算方法。

例 7.1 某开关电源采用 3DD63 功率晶体管作为开关器件，已知： $P_{CM} = 50W$ ， $T_a = 25^\circ C$ ， $R_{\theta_{cs}} = 0.1^\circ C/W$ 。求需要选配热阻 $R_{\theta_{cs}}$ 为多大的散热器？

解：由手册查出 3DD63 的 $T_j = 175^\circ C$ ； $R_{\theta_{jc}} = 2^\circ C/W$ 。由式(7-4)得：

$$R_{\theta_{js}} = \frac{T_{jM} - T_a}{P_{CM}} = \frac{175 - 25}{50} = 3(^\circ C/W)$$

再将 $R_{\theta_{js}}$ 、 $R_{\theta_{jc}}$ 和 $R_{\theta_{cs}}$ 之值代入式(7-6)得：

$$R_{\theta_{cs}} = R_{\theta_{js}} - R_{\theta_{jc}} - R_{\theta_{cs}} = 0.9(^\circ C/W)$$

从表 7-2 中选取型材散热器 XC768-2, 50W, 长度为 140mm, 其热阻为 $0.8^\circ C/W$, 直接装上晶体管 3DD63, 并在接触表面涂上硅油就能满足要求。

在进行热阻 $R_{\theta_{cs}}$ 计算时，有时会遇到所选的功率晶体管结至管壳间的热阻 $R_{\theta_{jc}}$ 在产品目录或手册上查不到。此时，可根据目录或手册上给出的晶体管集电极最大允许耗散功率 P_{CM} 一栏的测试条件中给出的测试时的管壳温度 T_c 之值，按式(7-8)求出热阻 $R_{\theta_{jc}}$ 之值。

例 7.2 要求计算功率晶体管 3DD275 结至管壳的热阻 $R_{\theta_{jc}}$ 之值。

解：由产品目录查出 3DD275 的 $P_{CM} = 300W$ ；其测试条件中的 $T_c = 75^\circ C$ ； $T_{jM} = 175^\circ C$ 。

将已知数据代入式(7-8)得：

$$R_{\theta_{jc}} = \frac{175 - 75}{300} = 0.33(^\circ C/W)$$

功率晶体管在使用过程中,如果因散热条件或环境条件恶劣致使管的壳温超过测试条件所给的壳温 T_c 值时,则此时晶体的最大允许功耗 P_{CM} 和壳温的关系,可近似认为随着管壳温度 T_c 的上升, P_{CM} 应线性降低。只有这样,才能保证晶体管安全地工作。 P_{CM} 随壳温 T_c 上升而下降的速率也是其下降直线的斜率,其值就是晶体管结至壳的热阻 $R_{\theta j-c}$ 之值。把晶体的允许功耗 P_c 和壳温 T_c 的关系画成一条曲线,这条曲线称为晶体的功率负荷曲线。3DD171 晶体的功率负荷曲线如图 7-9 所示。由图可见,管壳温超过测试条件中所规定的 75°C 时,壳温每升高 1°C ,晶体的最大允许功耗 P_{CM} 必须降低 2W 使用,才能保

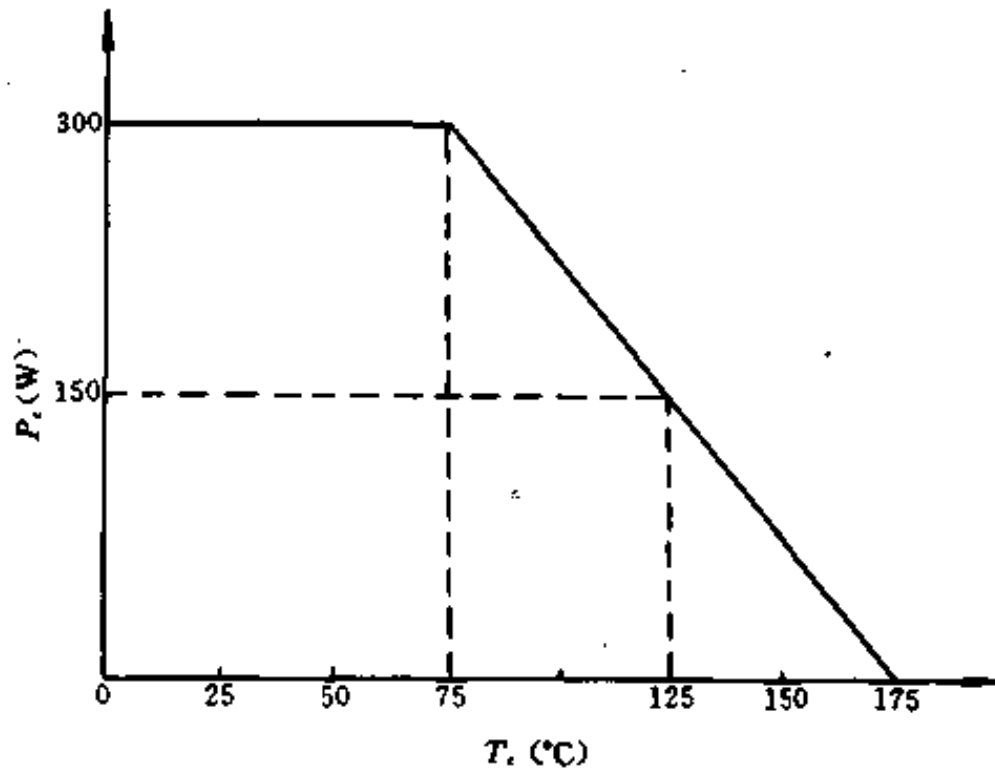


图 7-9 晶体的功率负荷曲线

证其安全工作。功率负荷曲线的下降斜率就是 3DD171 晶体管结到壳的热阻 $R_{\theta j-c} = 0.5^\circ\text{C}/\text{W}$ 。因此,如果遇到晶体的产品目录或手册中没有给出 $R_{\theta j-c}$ 的数值时,可通过其给出的功率负荷曲线,求出其下降斜率来求热阻 $R_{\theta j-c}$ 的数值。

功率二极管的产品目录或手册上,生产厂家一般不给出二极管结至壳的热阻 $R_{\theta j-c}$ 之值。但二极管允许的正向电流 I_F 和壳温 T_c 的关系曲线即温度负荷曲线如图 7-10 所示,通常在产品目录或手册上都可查到。因此和晶体管一样,也可通过温度负荷曲线,求出该曲线的下降斜率,把该斜率再除以二极管导通时的正向压降 U_F ,得出之值就是功率二极管结到壳的热阻 $R_{\theta j-c}$ 。

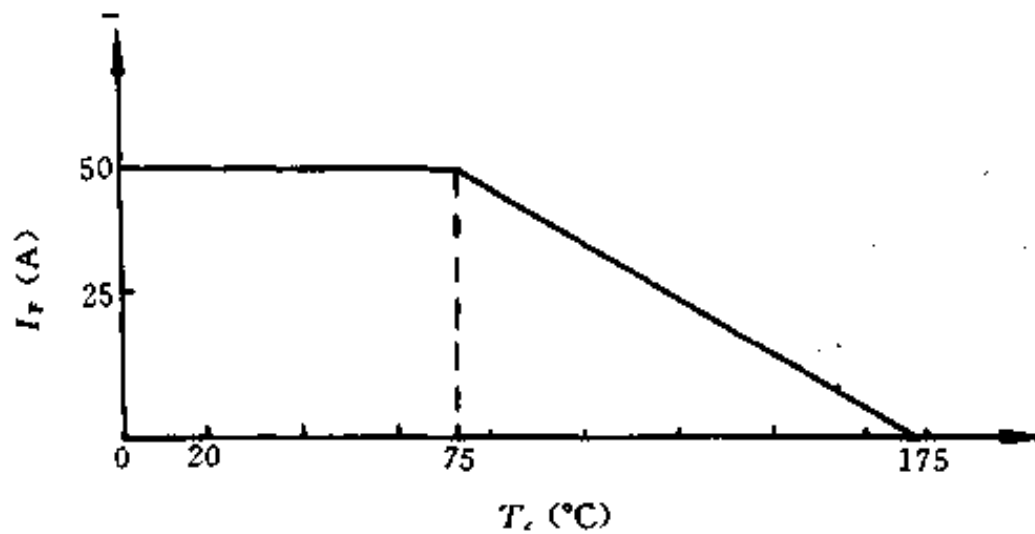


图 7-10 二极管的温度负荷曲线

如果在产品目录或手册上查不到功率二极管的温度负荷曲线时,也可根据产品目录或手册上给出的正向电流 I_F 测试条件中的壳温 T_c 值按下式求出功率二极管结到壳的热阻 $R_{\theta j-c}$, 即

$$R_{\theta j-c} = \frac{T_{jM} - T_c}{U_F I_F} \quad (7-11)$$

§ 3 功率半导体器件的功耗计算

功率半导体器件大多数工作于开关形式,在开、关过程和导通工作过程都会耗散功率。器件的总功耗 P_c ,是开和关瞬时功率损耗 P_s 、通态功率损耗 P_r ,驱动器件的输入功率损耗 P_i 和关态漏电流功率损耗 P_l 的总和,即

$$P_c = P_s + P_r + P_i + P_l (\text{W}) \quad (7-12)$$

平均总功耗为:

$$P_c = f_s \int_0^{1/f_s} V(t) i(t) dt (\text{W}) \quad (7-13)$$

式中 f_s ——器件的开关频率;
 $V(t)$ ——器件开关的瞬时电压;
 $i(t)$ ——器件开关的瞬时电流。

1. 开和关的瞬时功耗

图 7-11 表示典型的功率器件开关时刻的电压、电流线性化的波形图。

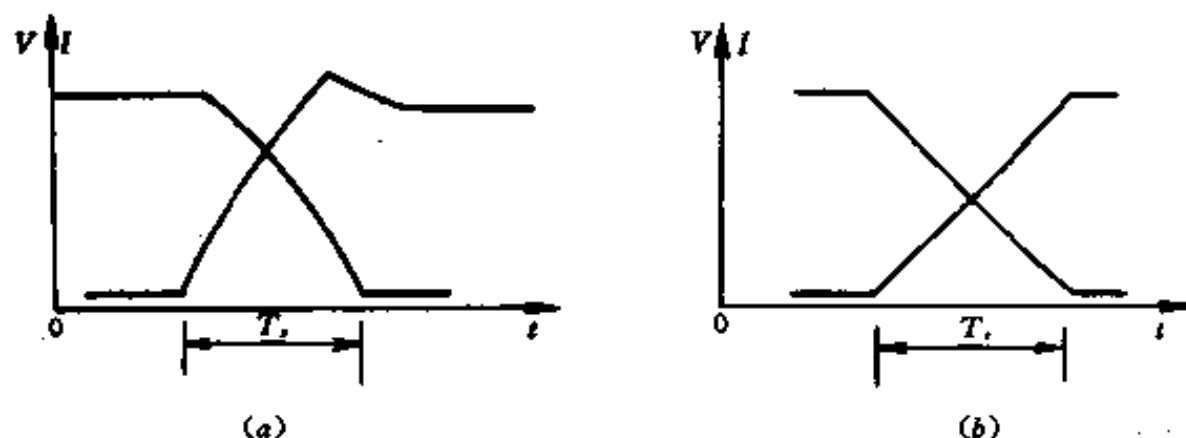


图 7-11 开关瞬间电压和电流波形
 (a)电感负载的波形,(b)电阻负载的波形。

对于电阻性负载:

$$P_s = \frac{V_s I_m}{6} T_s f_s (\text{W}) \quad (7-14)$$

对于电感负载:

$$P_s = \frac{W_s I_m}{2} T_s f_s (\text{W}) \quad (7-15)$$

式中 T_s ——开关时间,开时为 T_{on} 、关时为 T_{off} ;

V_s ——最大工作电压值;

I_m ——最大工作电流值。

从上面两式看出,电感负载开关时器件的功耗是电阻负载的 3 倍。这点在设计电路时

应注意。

应该指出,开通与关断的瞬时功耗各不相同。由于关断时间 T_{off} 比开通时间 t_{on} 长,通常关断的瞬时功耗远大于开通的瞬时功耗,如图 7-12 所示。

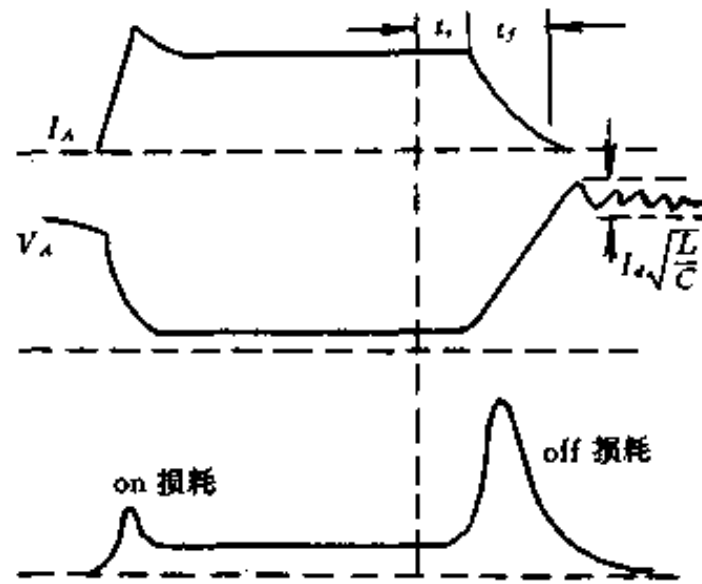


图 7-12 开与关的功率损耗

2. 通态功耗

开关器件开通后,在饱和条件工作,其平均通态功耗为:

$$P_T = I_{on} V_{on} \delta \quad (\text{W}) \quad (7-16)$$

式中 I_{on} ——器件的通态工作电流;

V_{on} ——器件的通态管压降;

δ ——脉宽比值。

对于场效应晶体管的通态功耗可用下式表示:

$$P_T = I_D^2 R_{D_s} \approx I_D^2 R_{D_s}(25^\circ\text{C}) \left(1 + \frac{\alpha}{100}\right)^{T_j - 25^\circ\text{C}} \quad (7-17)$$

式中 I_D ——通态时漏极电流;

R_{D_s} ——25°C时通态电阻;

α ——通态电阻 R_{D_s} 的温度系数,取正值。

在温度高于 25°C 时 R_{D_s} 接近线性电阻,式(7-17)可变为:

$$P_T = I_D^2 R_{D_s}(25^\circ\text{C}) [1 + \alpha(T_j - 25^\circ\text{C})] \quad (7-18)$$

3. 关态功耗

功率半导体器件关断后,在阻断状态下承受着电源电压,存在一定的漏电流 I_l 。由于 I_l 的存在,器件损耗的功率为:

$$P_l = I_l V_s (1 - \delta) \quad (\text{W}) \quad (7-19)$$

一般 I_l 都很小,所以 P_l 只是总功耗中的一小部分,可忽略不计,引起的误差不大。但如果 I_l 较大时, P_l 的数值就相当可观, P_l 大会引起器件的结温升高,严重时损坏器件,应采取措施限制 I_l ,或选用 I_l 小的器件。

4. 驱动功耗

对于不同的功率半导体器件,其驱动功率损耗是不同的。GTR 为电流型驱动,它的驱动功率消耗在控制结上和驱动电路中。场效应晶体管为电压型驱动,由于输入阻抗高,驱动功耗很小。GTO 由于关断电流增益较小,关断需要消耗的功率较大。驱动功耗为:

$$P_s = V_s i_s \delta (\text{W}) \quad (7-20)$$

式中 V_s ——控制极输入电压;
 i_s ——控制极输入电流。

§ 4 散热器的选择及安装

1. 散热器的选择

功率半导体器件工作时,通常需要配置适当的散热器。选择散热器的原则是,在保证器件能正常可靠运行的前提下,尽量选择体积小重量轻、经济实用的散热器。

通常功率半导体器件的 T_{jm} 、 $R_{\theta jc}$ 、 P_c 和最高工作环境温度是已知的。电路设计者的任务就是根据本章 § 2 所介绍的方法计算出所需的散热器到环境的热阻 $R_{\theta sa}$,查产品目录或手册中给出的散热器到环境热阻阻值的曲线或表格,选出所需要的散热器。

图 7-2(b)、图 7-3(b)分别为型材散热器和叉指型散热器的允许最大温升 ΔT_m 、允许最高热阻 $R_{\theta sa}$ 和 P_c 关系的特性曲线图。此特性曲线图中给出的散热器允许最大温升 ΔT_m 和允许最高热阻 $R_{\theta sa}$ 的两组曲线,实质上是一回事。它们之间的关系可由式(7-10)得出:

$$\Delta T_m = T_s - T_a = P_c R_{\theta sa}$$

由此式可见,当散热器的最大允许热阻 $R_{\theta sa}$ 一定时,最大允许温升 ΔT_m 也一定,故选择所需的散热器型号时,除可根据最大允许热阻 $R_{\theta sa}$ 选择外,也可以根据散热器最大允许温升 ΔT_m 来选。当然,选择散热器,除可用曲线的方法进行选用外,还可以用查表的方法选用。表 7-2、表 7-3 是国产型材散热器和叉指型散热器的型号及其对应的热阻 $R_{\theta sa}$ 之值。

例 7.3 某斩波器中功率晶体管 3DD262F,其 $P_{CM} = 75\text{W}$ (测试条件: $T_s = 75^\circ\text{C}$),外型为 F_2 型。使用时,晶体管外壳和散热器之间涂有硅油,并直接接触, $T_a = 40^\circ\text{C}$,晶体管实际功耗 $P_c = 50\text{W}$ 。要求给功率晶体管选配合适的散热器。

解:根据 $P_c = 50\text{W}$ 、 $T_a = 40^\circ\text{C}$ 、管壳外型为 F_2 型、管壳和散热器直接接触,且涂有硅油,可查表 7-8 得接触热阻 $R_{\theta cs} = 0.24^\circ\text{C/W}$ 。同时根据 P_{CM} 的测试条件,按式(7-8)求得:

$$R_{\theta jc} = \frac{175 - 75}{75} = 1.33(^\circ\text{C/W})$$

又由式(7-4)求得:

$$R_{\theta ja} = \frac{175 - 40}{50} = 2.7(^\circ\text{C/W})$$

将所得数值代入式(7-6)求得:

$$R_{\theta sa} = R_{\theta ja} - R_{\theta jc} - R_{\theta cs} = 1.13(^\circ\text{C/W})$$

根据计算出的热阻查表 7-2,选出耗散功率为 50W ,长为 120mm 的 XC768-1 型型材散热器,其 $R_{\theta sa} = 1.1^\circ\text{C/W} < 1.13^\circ\text{C/W}$,能满足设计要求。

例 7.4 一开关电源中的功率晶体管,其工作电流 20A 、电压 100V ,电感负载,开关频率 10kHz ,脉宽比 δ 为 0.5 , $R_{\theta jc} = 0.5^\circ\text{C/W}$,通态管压降为 1V ,开和关的时间分别为 $1\mu\text{s}$ 和 $2\mu\text{s}$,环境温度 25°C 时,管的结温不超过 155°C ,管外型为 F_2 ,直接安装在无硅油的散热器上。要求选配合适的散热器。

解:由式(7-15)求得开和关的瞬时功耗为:

$$P_s = \frac{100 \times 20}{2} \times (1 + 2) \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3 = 30(\text{W})$$

又由式(7-16)求得通态功耗为:

$$P_f = 20 \times 1 \times 0.5 = 10(\text{W})$$

忽略关态和驱动功耗,则总功耗为:

$$P_c = P_s + P_f = 30 + 10 = 40(\text{W})$$

从表 7-8 查得 $R_{\theta c-s} = 0.33^\circ\text{C}/\text{W}$ 。由式(7-4)求得:

$$\begin{aligned} T_j &= T_a + P_c(R_{\theta j-c} + R_{\theta c-s} + R_{\theta s-a}) \\ 155 &= 25 + 40(0.5 + 0.33 + R_{\theta s-a}) \\ R_{\theta s-a} &= 2.42(^\circ\text{C}/\text{W}) \end{aligned}$$

由 $R_{\theta s-a}$ 、 P_c 查表 7-2, 选取 XC765-2 型型材散热器, 长度为 60mm, 耗散功率为 50W, 其 $R_{\theta s-a} = 2.3^\circ\text{C}/\text{W} < 2.42^\circ\text{C}/\text{W}$, 可满足要求。

如果手头一时无型材散热器, 可采用铝平板作为散热器, 根据 $R_{\theta s-a} = 2.42^\circ\text{C}/\text{W}$, 查图 7-8, 选用厚 5mm、面积为 300cm^2 的铝平板作散热器, 垂直放置也能满足要求。

功率半导体器件的可靠性与结温成指数关系。一般而言, 结温降额 $40 \sim 50^\circ\text{C}$, 管的可靠性可提高一个数量级。

特别是功率器件工作于间歇状态时, 结温重复突变, 引起器件热疲劳, 大大缩短使用寿命。因此, 为了提高器件的可靠性, 在设计功率器件散热时, 可根据实际条件和要求, 对器件的结温进行充分的降额。

例 7.5 3DK108 型晶体管工作在环境温度 40°C , 耗散功率 20W, 欲使管的可靠性提高一个数量级, 管外型为 F_2 , 管壳与散热器之间加云母垫片, 两边涂硅油。问原有 SRZ104 型叉指型散热器是否还用?

解: 查晶体管产品目录可得

$$T_{jM} = 175^\circ\text{C}, R_{\theta j-c} = 1^\circ\text{C}/\text{W}$$

查表 7-8 可得

$$R_{\theta c-s} = 0.4^\circ\text{C}/\text{W}$$

为使可靠性提高一个数量级, 将最高结温降额 40°C , 这样结温 T_j 为:

$$T_j = T_{jM} - 40 = 175 - 40 = 135^\circ\text{C}$$

由式(7-4)得:

$$R_{\theta j-a} = \frac{T_j - T_a}{P_c} = \frac{135 - 40}{20} = 4.75(^\circ\text{C}/\text{W})$$

将 $R_{\theta j-a}$ 、 $R_{\theta j-c}$ 和 $R_{\theta c-s}$ 的数值代入式(7-6)得:

$$\begin{aligned} R_{\theta s-a} &= R_{\theta j-a} - R_{\theta j-c} - R_{\theta c-s} = 4.75 - 1 - 0.4 \\ &= 3.35(^\circ\text{C}/\text{W}) \end{aligned}$$

查表 7-3, SRZ104 型散热器的热阻为 $4.5^\circ\text{C}/\text{W} > 3.35^\circ\text{C}/\text{W}$, 所以已不适用。应改用 SRZ106 型叉指型散热器, 其热阻为 $3.2^\circ\text{C}/\text{W} < 3.35^\circ\text{C}/\text{W}$, 或选长度 $L=80\text{mm}$, 功耗 20W 的 XC766-2 型型材散热器, 其热阻为 $2.8^\circ\text{C}/\text{W} < 3.35^\circ\text{C}/\text{W}$, 都能满足要求。

如果没有以上两种散热器, 也可用铝平板散热器代替, 查图 7-8, 可选厚 2.5mm, 面积为 150cm^2 的铝平板作散热器, 垂直安装, 也能达到要求。

2. 散热器的安装

功率半导体器件的正常运行,在很大程度上还取决于器件与散热器之间的安装质量。散热器安装台面,必须与器件很好接触,形成良好的导电面和导热面。由于功率半导体器件容量不同,使用条件不同,外形结构及品种不同,所以与散热器之间的安装形式也各不相同。但是管壳与散热器之间的温差和接触热阻 R_{cs} 必须控制在工厂规定的数值以下。

为了充分发挥散热器的散热能力,使功率半导体器件得到良好的散热效果,安装散热器时,需注意以下几点:

①要使散热器和器件外壳之间的接触面很平,并保持接触良好。为了提高散热效果,可在散热器和器件外壳相接触的表面上均匀涂敷一层硅油。自冷式散热器的表面最好是黑色,借以提高辐射系数。

②使用的紧固力矩要合适。力矩过小,会增大热阻;过大,又会使器件变形,产生应力。严重时,甚至会使芯片产生裂缝或引线折断。一般 F_1 、 F_2 型外壳的器件,其紧固力矩在 $(6\sim 10)\times 9.8\text{N}\cdot\text{cm}$ 范围之内选择。对于螺栓式连接结构,必须有防松垫圈,将螺母旋至锁紧位置后,应再转半圈,锁紧扭矩不能过大。

③散热板的凹、凸弯度与螺栓之间间隔应小于 0.05mm 。

④散热器安装好后,不允许再对器件的外壳和散热器进行整形或机械加工,否则将增大热阻。

⑤器件应装在尽量远离变压器、大瓦数电阻等发热源的地方。目的是避免热量传到器件的散热器上或使器件周围环境温度升高。

§ 5 热管散热器

热管是一种新型高效的传热元件,因为它利用了沸腾吸热和凝结放热两种最强烈的传热机理,因而表现出优异的传热特性,即传热效率高和沿轴向的等温特性好,其热耗散效率比同质量的铜散热器大 $2\sim 3$ 个数量级。

以热管为散热器件的热管散热器在功率电子设备中的应用是近年才发展起来的一种先进的高效散热器件。随着功率电子设备向小型化、大功率和高精度方面发展,除了需要采用先进的元器件和设计新型先进的电子线路外,还需要缩小散热器的体积。因此,通常使用的铝型材散热器或叉指型散热器就很难满足功率电子元件散热的要求。由于热管散热器具有体积小、重量轻、散热效率高等优点,既能提高大功率管的设计使用功率,大大地延长功率管的寿命,简化功率管的散热设计,又能减少功率电子设备的噪音,提高设备的可靠性,降低成本。因此,热管散热器越来越受人们的重视。

1. 热管的工作原理

热管是密闭封焊的蒸发冷却器件。热管结构包括一个具有毛细管作用的吸液芯和少量能汽化的液体。热量施加于热管的一端,引起液体蒸发,蒸汽流动到热管的另一端,在那里冷凝,释放出潜热。然后,冷凝了的液体通过吸液芯,由毛细管作用流回蒸发端,完成循环如图 7-13 所示。

2. 热管散热器的主要性能和参数

RGS-Z 系列自冷式热管散热器(水平式)和 RGS-F 系列风冷式热管散热器(重力式)

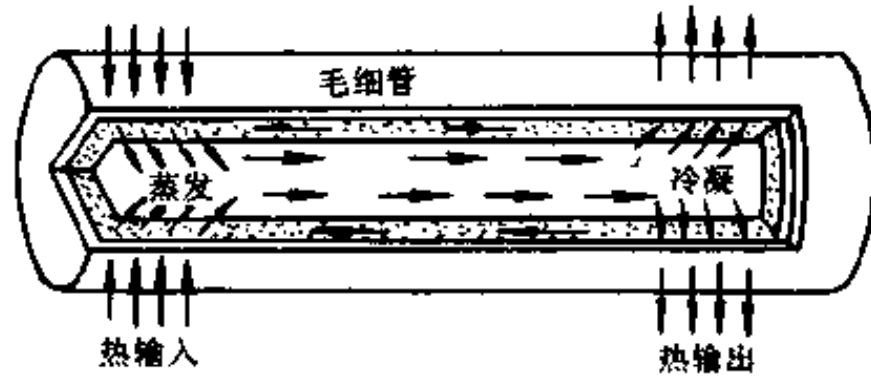


图 7-13 热管工作原理图

的性能参数有：散热功率、热阻 R_{Tf} 、等温性、管壁温升 ΔT_{fs} 、环境工作温度、寿命、安装方式等。现将其中主要参数介绍如下：

(1) 散热功率

当热管散热器加入热源功率 P_c ，管壁温升 ΔT_{fs} 不超过 50°C 时，此热源功率 P_c 即为该热管散热器的散热功率。

(2) 热阻 R_{Tf}

当热管散热器加入热源功率的时候，管壁温度 T_f 和环境温度 T_a 之差与所加的热功率 P_c 之比为热管散热器的热阻 R_{Tf} ，如式(7-21)。热管散热器的热阻特性与型材和叉指型散热器的热阻特性相似。在额定的散热功率范围内，热阻 R_{Tf} 将随热源功率 P_c 的增加而略有下降，但基本上为一条平坦直线：

$$R_{Tf} = \frac{T_f - T_a}{P_c} \quad (7-21)$$

(3) 等温性

在热管散热器的某一端(称加热端)加热源功率 P_c ，待热平衡后，另一端(称冷端)相对应的地方非常接近于热端的温度，此时，热管散热器的温度梯度相当小，也就是说热管散热器进入了热管工作状态。

(4) 管壁温升 ΔT_{fs}

在额定散热功率内，热管散热器管壁温升 ΔT_{fs} 将随热源功率增加而上升。上升的规律可由式(7-22)表示。在允许的范围内，只要热源功率不变，管壁温升是一定的：

$$\Delta T_{fs} = R_{Tf} P_c \quad (7-22)$$

(5) 寿命

自热管散热器最后夹断封口到寿命结束的总时间称为热管散热器的寿命。影响寿命的主要因素有两个，即产生不凝结气体和热管腔体的泄漏。因为，热管是一种真空器件，它在气流量很小的情况下工作，微小的气体泄漏会导致热管散热器的失效，为了避免产生不凝结气体，必须选择适当的工作流体(工作介质)，并且要求热管壳体容器、工质液体、吸液材料相容性好。这些已在热管散热器的设计制造中考虑了。另外，以上部件的清洗也相当重要，否则将产生有害的杂质，并出现堵塞毛细网孔的现象。在热管散热器制造中，只要注意消除以上这些影响寿命的因素，一般可以保证寿命在十万小时以上。

(6) 环境工作温度

热管散热器的环境工作温度，视热管内充填的工质液体而定。

3. 热管散热器的选用

热管散热器与铝型材散热器和叉指型散热器的选用方法大致相同。根据设计要求,首先确定功率半导体器件的有关参数: P_{CM} 、 T_{JM} 、 T_c 和 $T_{\theta j-c}$ 。它们之间的关系如下式所示:

$$R_{\theta j-c} = \frac{T_{JM} - T_c}{P_{CM}} \quad (7-23)$$

功率晶体管往往降额使用,一般不用它的最大管耗功率。这时,管壳温度 T_c 由设计者自行确定。原则上是每超过允许壳温一度,最大管耗功率则降低 5% 左右。如果在满功率下使用,壳温不允许超过规定的温度 (75°C), 这就要采取有效的散热措施,以保证壳温在 75°C 以下。

根据手册中给出的上述热参数,第一步先计算出所要选用的热管散热器的允许温升 ΔT_{ja} , 即

$$\Delta T_{ja} = T_{JM} - T_c - P_c (R_{\theta j-c} + R_{\theta c-s}) \quad (7-24)$$

然后根据求得的 ΔT_{ja} 查出热管散热器手册中给出的功率温升曲线,再结合晶体管使用功率和允许壳温来选择合适的热管散热器。

热管散热器的热阻 R_{TJ} 为:

$$R_{TJ} = \frac{T_j - T_c}{P_c} - (R_{\theta j-c} + R_{\theta c-s}) \quad (7-25)$$

再根据求得的热阻 R_{TJ} , 查热管散热器手册中给出的热阻功率曲线,结合晶体管使用功耗和允许壳温,同样可以选择到合适的热管散热器。

例 7.6 已知 3DD11 晶体管功耗为 100W, 最高环境温度 55°C , 在自然冷却状态工作时,应该选用哪一种型号的热管散热器比较适合?

解:(1)先查出 3DD11 晶体管的有关热参数: $T_{JM} = 175^\circ\text{C}$; $T_c = 75^\circ\text{C}$; $P_{CM} = 300\text{W}$ 。则由式(7-23)得:

$$T_{\theta j-c} = \frac{175 - 75}{300} = 0.33^\circ\text{C/W}$$

(2)取晶体管与散热器的接触热阻

$$R_{\theta c-s} = 0.12^\circ\text{C/W}$$

(3)根据式(7-24)可计算出所需要热管散热器管壁允许温升为:

$$\Delta T_{ja} = 150 - 55 - 100(0.33 + 0.12) = 50^\circ\text{C}$$

(4)根据 ΔT_{ja} 查热管散热器特性曲线(在手册中)。由功率温升曲线知道, RGS-150-Z 型热管散热器的管壁温升 $\Delta T_{ja} = 33^\circ\text{C} < 50^\circ\text{C}$, 此时晶体管的壳温近似为 $33 + 55 = 88^\circ\text{C}$, 管能承受的功耗为:

$$P_c = 300 - (88 - 75) \times (5\% \times 300) = 105(\text{W})$$

根据以上计算,如果选用 RGS-150-Z 型热管散热器,在环境温度 55°C 时,3DD11 晶体管可以承受临界管耗功率。

RGS-200-Z 型热管散热器的管壁温升 $\Delta T_{ja} = 25^\circ\text{C} < 50^\circ\text{C}$, 管壳温度为 $25 + 55 = 80^\circ\text{C}$, 晶体管能承受的功耗为:

$$P_c = 300 - (80 - 75) \times 5\% \times 300 = 225(\text{W}) > 100(\text{W})$$

以上计算说明,选用 RGS-200-Z 型热管散热器不仅符合要求,而且还有较大的余量,是比较适合的。

4. 热管散热器的应用

热管散热器主要可用作各种功率半导体器件的散热器,也可用作密封机箱、机柜和腔体的散热,特别多用于军用电子设备。

当散热功率为 50W 时,分别采用铝型材散热器和热管散热时,性能比较如下(自冷式):

	铝型材散热器	热管散热器
型号	XC-768-Z	RGS-50-Z
长度	160mm	130mm
质量	1.4kg	1.05kg
体积	1365cm ³	832cm ³
温升	42℃	35℃
热阻	0.8℃/W	0.71℃/W

由表上可见,在同样的散热功率下,热管散热器的质量大约为铝型材散热器的三分之二,体积大约为五分之三,散热器的温度还降低了 7℃ 左右。

另外,由于铝型材散热器采用自然冷却,因此,当散热功率大于 200W 时,就不适用了,而采用热管散热器能达到设计要求。

一台 50A/5V 低压大电流稳压电源,调整管 GTR 的管压降为 5V,分别采用热管散热器和铝型材散热器时,其性能为:

	铝型材散热器	热管散热器
型号	XC-768-Z	RGS-150-Z
数量	6 只	2 只
长度	160mm	270mm
晶体管	6 只(3DD11)	2 只(3DD11)
温升	38℃	33℃
体积	8190cm ³	3600cm ³
质量	8.4kg	3.14kg
成本	300 元	300 元左右
可靠性	低	高

由数据可见,同样容量的一台直流稳压电源,采用热管散热器将使整机质量减少了 5kg,体积缩小了 4500cm³,使晶体管的壳温下降了 5℃,并减少晶体管数量,降低了成本。此外,由于减少并联晶体管的数量,使均流问题容易得到解决,因而电路的设计变得简单了。

由于有了热管散热器,使过去功率电子设备中大功率发热器件采用的水冷装置,现在可以直接用热管散热器来代替,取消了笨重复杂的水冷装置。原来采用风冷散热器的功率电子器件改用热管散热器后,可在自然冷却状态下工作,大大减小了功率电子设备的噪音干扰,提高了设备的可靠性,取消了风源设备,使重量减轻。

第八章 功率半导体器件在 电动机控制技术应用

现代电动机控制中,无论是直流电动机,还是交流电动机;亦无论是大容量、高电压电动机,还是小容量、低电压的伺服电动机,都喜欢采用功率半导体器件组成的各种变流器供电,实现控制。本章针对电动机控制采用功率半导体器件的控制电路、控制规律进行论述。

§ 1 PWM 波产生的原理

脉宽调制 PWM (Pulse Width Modulation) 在功率电子技术中应用很广。对一般的工业应用, PWM 逆变器由二极管桥式整流器和 LC 滤波器供电。基波频率的输出电压是在逆变器内部以多脉冲脉宽调制技术用电子技术进行控制。逆变器的器件布局如图 8-1 所示。器件在一个周期之内开通和关断许多次,以产生通常谐波含量较低的输出电压。

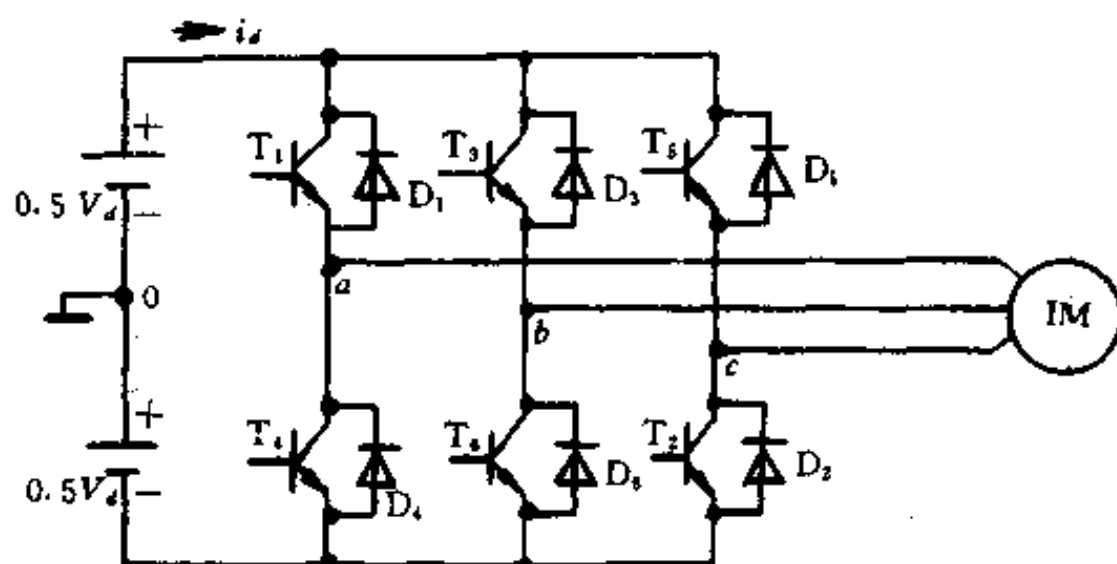


图 8-1 PWM 逆变器的器件布局图

下面讨论常用的 PWM 类型。

1. 正弦波 PWM

正弦波 PWM 技术在工业应用中较为普及。图 8-2 示出了 PWM 的一般原理,其中一个等腰三角形载波与一个基波频率正弦调制波相比较,并且如图所示的自然交点决定了半桥逆变器功率器件的开关点。该技术亦称三角剖分法,次谐波法或次振荡法。一个公用载波可用于三相。线电压和相对于中点的相电压的典型波形见图 8-3。半桥逆变器输出交变脉宽和槽宽是正弦调制的,而且波形含有一个基波分量,其频率和幅度可以分别通过改变调制波的频率和电压加以改变。输出波的傅里叶级数展开从简,仅写出结果如下:

$$v(t) = m \cdot \frac{V_d}{2} \cdot \sin(\omega_s t + \varphi) + \text{贝塞尔函数的谐波项} \quad (8-1)$$

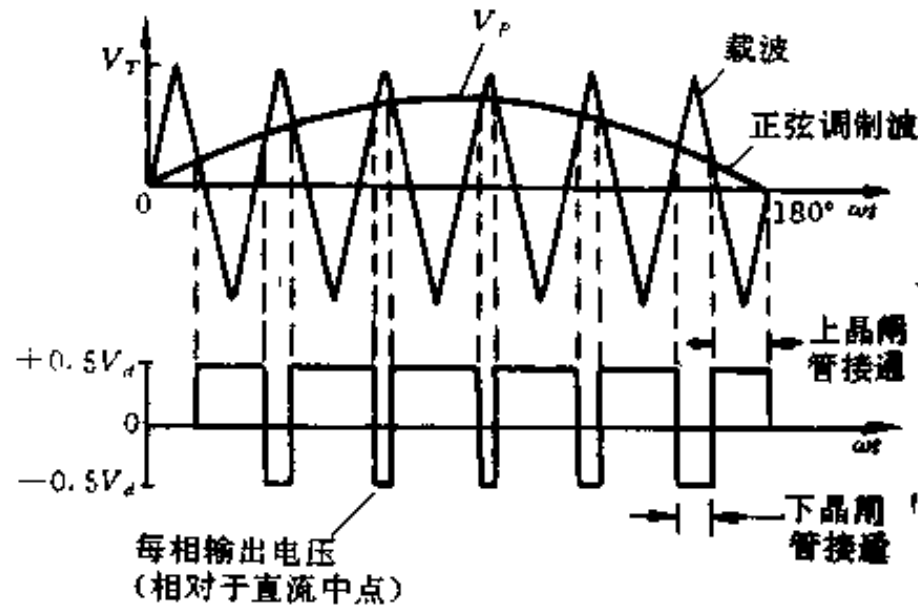


图 8-2 自然取样的正弦脉宽调制原理图(仅示出半个周期)

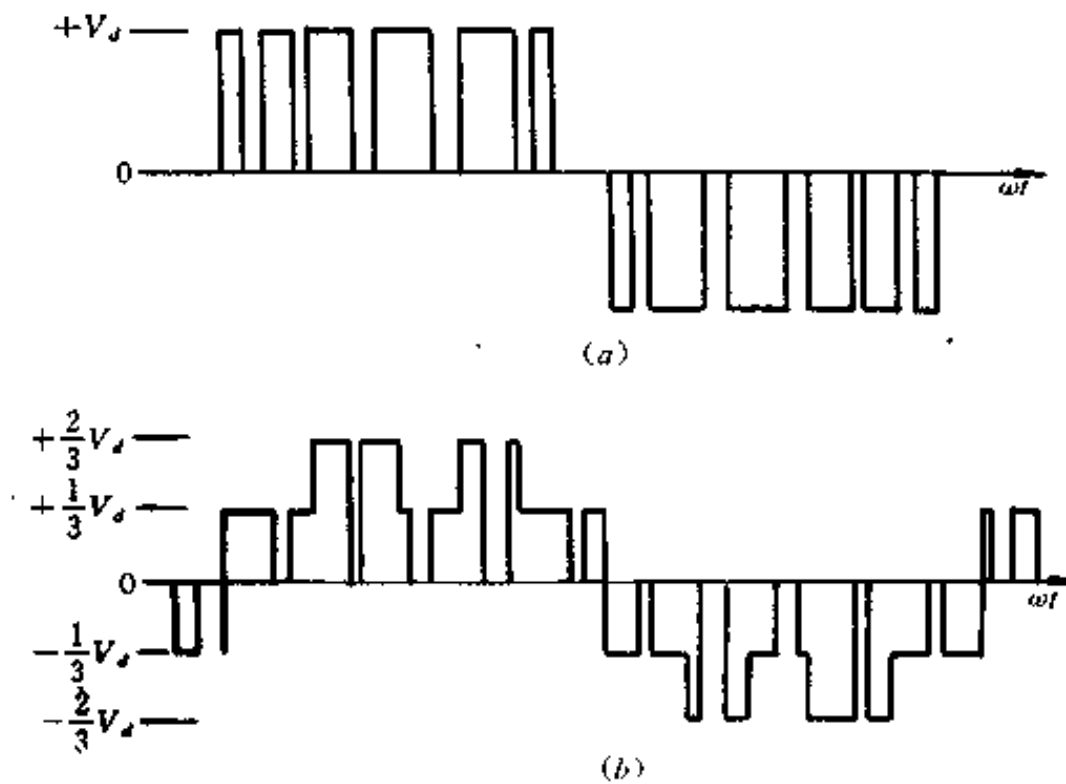


图 8-3 PWM 逆变器的线电压和相电压波形图

(a)线电压;(b)相电压。

式中 m ——调制系数; ω_s ——调制波频率; φ ——输出电压波相位移,它随调制波的位置而定。

调制系数又被定义为 $m = V_p/V_r$, 此处 V_p 是调制波的峰值, 而 V_r 是载波峰值。理论上 m 可以在 $0 \sim 1$ 之间变化, 以使调制与输出电压之间具有线性关系。当 $m=1$ 时, 基波峰值电压的最高值为 $0.5V_d$, 它是方波峰值电压 ($4V_d/2\pi$) 的 78.5%。可以证明, 使三倍频谐波和调制波配合可以在某种程度上提高线性范围内的最高电压。当 $m=0$ 时, 输出是具有对称脉冲宽度和槽宽的方波。随着 m 趋近于 1, 靠近半周期中的槽口宽度趋于零。为了逆变器良好地运行, 应该保留最小脉宽和槽宽, 以维持换流和缓冲器松弛。另外, 当逆变桥上下臂两个功率器件换流时, 应该使上下臂两个功率器件有同时关断的最小关断或截止时间, 以防直流母线短路。

PWM 输出波含有与载波频率有关的、而同时与调制波频率有关的边带谐波, 取 $M\omega_c \pm N\omega_s$ 的形式, 这里 ω_c 是载波频率, ω_s 是调制波频率, M 和 N 为整数, 并且 $M+N$ 是奇整数。

可以证明, 谐波的幅值与 K 无关 (K 是载波比), 而随 M 和 N 数值的增大而减小。在

较高的 K 时,逆变器线电流谐波将由电机微小的漏感充分地滤波,电流波形接近正弦波。选 K 为三的倍数,可以避免线中与三倍频率有关的电流。 K 的选择取决于逆变器损耗和电机谐波损耗之间的权衡比较。较高的 K 值(即较高的换流次数)增加逆变器的开关损耗,但减少电机的谐波损耗。

图 8-4 是规则取样 PWM 技术的原理。与自然取样一样,开关时刻是由取样点本身的选择确定的。取样频率等于载波频率。自然取样方法中,脉冲不对称于载波的波谷,而规则取样法中,脉冲总是对称的。规则取样方法可容易地用微型计算机来实现,在低频谐波方面显著改善,且消除了非同步方式下的次谐波。

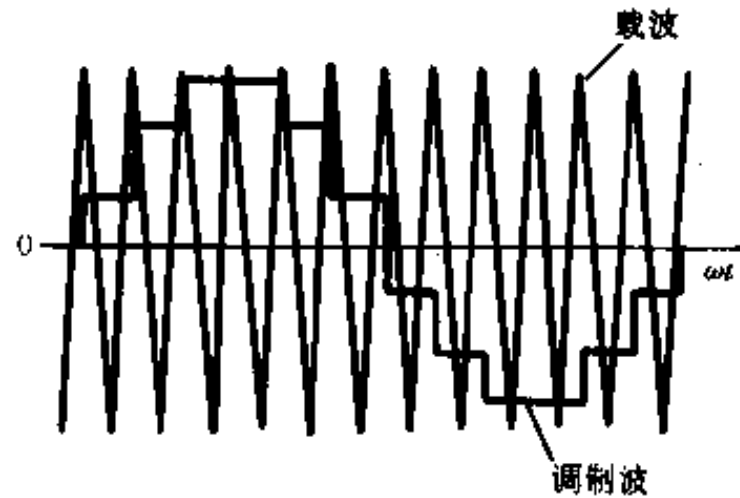


图 8-4 规则取样的 PWM

使调制系数 m 超过 1 时,基波输出电压可以增大到超过线性范围,直到获得方波输出情况下的最大值为止。随着线性至非线性过渡区的开始,靠近波形中部的槽宽陡然消失,引起电流涌浪的问题。电流涌浪引起转矩脉动,并可能在强迫换流逆变器中导致换流失败。这尤其不适宜于对尖峰电流敏感的晶体管逆变器。除了非线性的电压变换特性之外,在过渡区内与基波频率有关的谐波(如 3、5、7 次等)开始出现,引起电机损耗增大。

2. 频率关系

对于调速传动应用,逆变器输出电压和频率必须按图 8-5 所示关系进行变化。作为频率的函数,图中还示出了转矩、定子电流以及转差率曲线。在恒转矩区域内,由于有限的逆

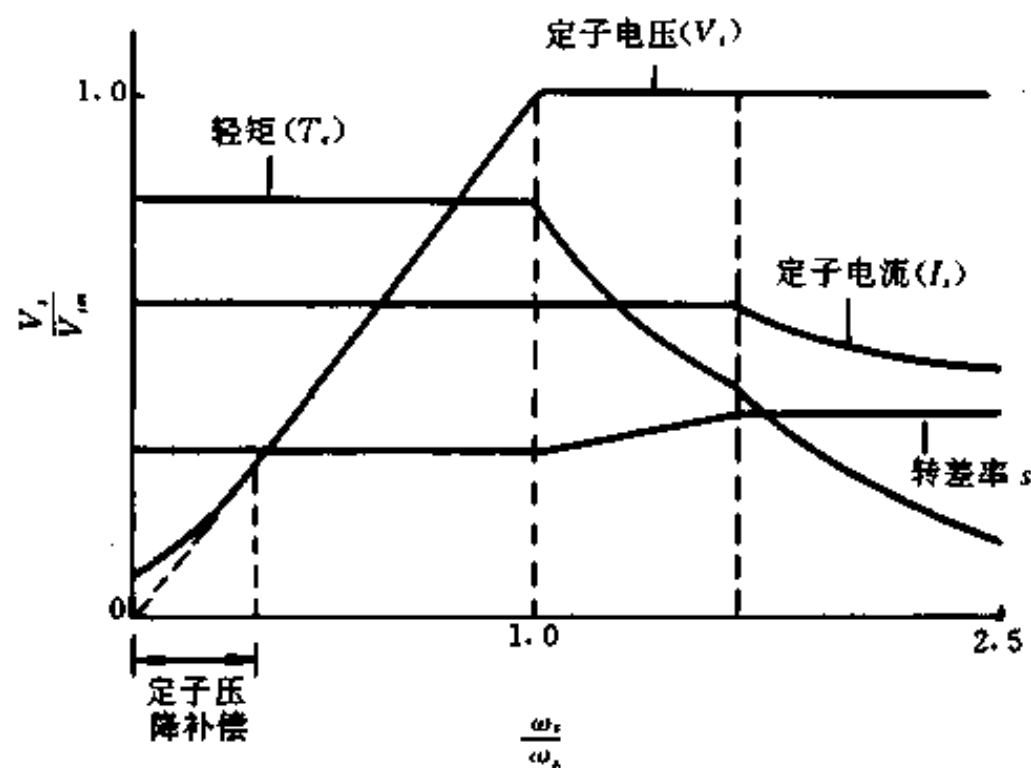


图 8-5 感应电动机的电压-频率关系曲线

变器电流容量,最大有效转矩显示出比颠覆转矩稍微低一些。从 PWM 调节的关系来看,恒转矩区内,可以利用 PWM 原理控制电压。最好以载波频率对调制波频率为某一整数比来控制逆变器,使得在整个区域中调制波和载波保持同步。在基波频率下降的情况下,固定的频率比 K 导致较低的载波频率,从电动机谐波损耗的观点看,这是不合乎要求的。晶体管逆变器中一种实用的载对基波频率关系见图 8-6。在较低的基波频率条件下,载波频

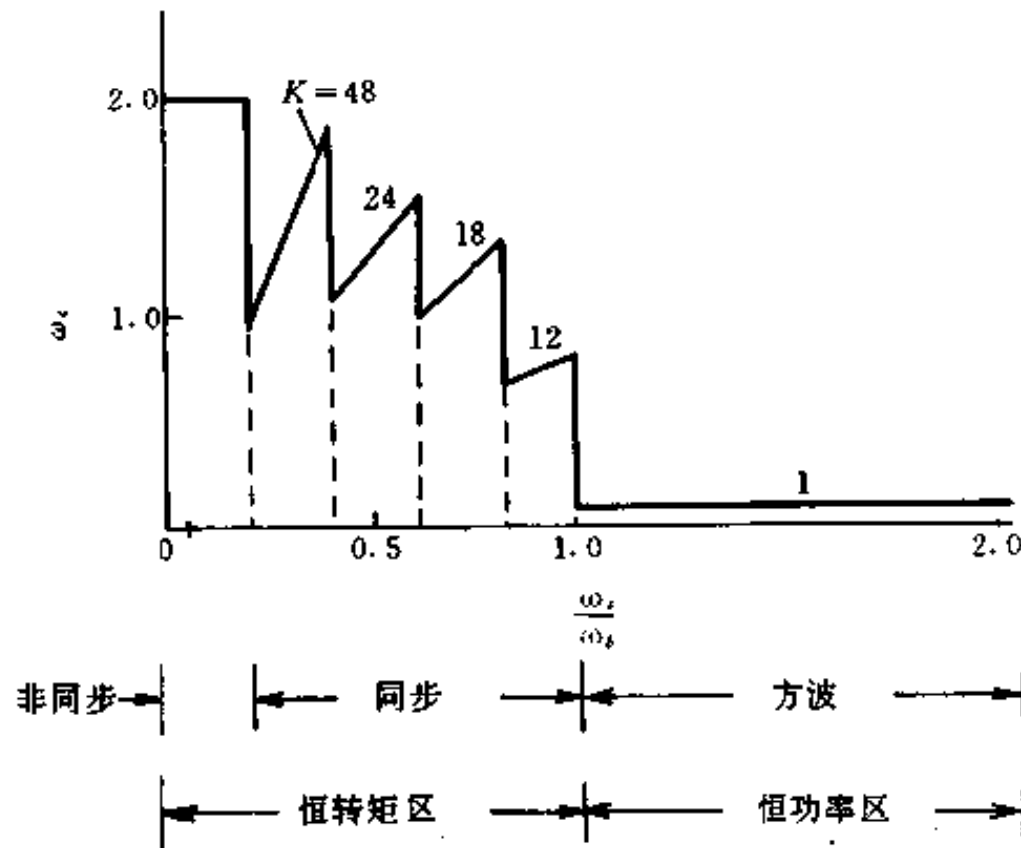


图 8-6 晶体管逆变器基波频率对载波频率的关系

ω_c —载波频率; ω_s —调制波频率; ω_s —基波频率。

率维持恒定而逆变器工作在非同步或异步方式下。频率比 K 可能是非整数,而相位可能连续不断地漂移,这使包括漂移的直流失调在内的谐波问题增大,但是由于较大的频率比,这些有害的影响可能忽略。非同步区的后面是同步区,其中 K 逐步地改变,因此最大和最小载波频率仍然被限制在一个确定的区域之内。在接近基频处,出现方波方式的转换,此处假设载波频率与基波频率相同。控制应当精心地设计,为的是在载波频率跳变的情况下没有电压跳变问题,而且应当在临界点处造成一个狭窄的滞后区域,以避免相邻 K 之间的振荡。

在恒转矩的边界上,定子电压达到额定值,并且随后电机就进入恒功率区。在恒功率区中,气隙磁通减弱,但是通过提高转差率而使定子电流维持恒定,这等效于直流他励电动机的磁场减弱方式。在恒功率区的边界上,达到了颠覆转矩 T_m ,然后通过提高输出频率(见图 8-7)且随着定子电流的减小来进一步升高电机速度。通过控制电动机电压和/或频率,可以得到最大转矩包络线以下的任一工作点。可证明,在恒功率区内,使逆变器工作在方波方式下可以获得最高电压。

3. 双缘调制的 PWM

双缘调制的 PWM 与三角波-正弦波调制法相同,它是理想的谐波调制法,采用对载波脉冲(方波)进行双缘正弦调制。下面以 LOCMS 技术制成的大规模集成电路 HEF4752V 的调制方法来说明双缘正弦调制的原理,见图 8-8(a)。PWM IC 的载波信号 U_{ω} 为交变方波,它的重复周期为 T_c ,其过零角分别为 $\alpha_1, \alpha_2, \dots$,被调制后的 R 相控制信号 U_{cr} 如图 8-8

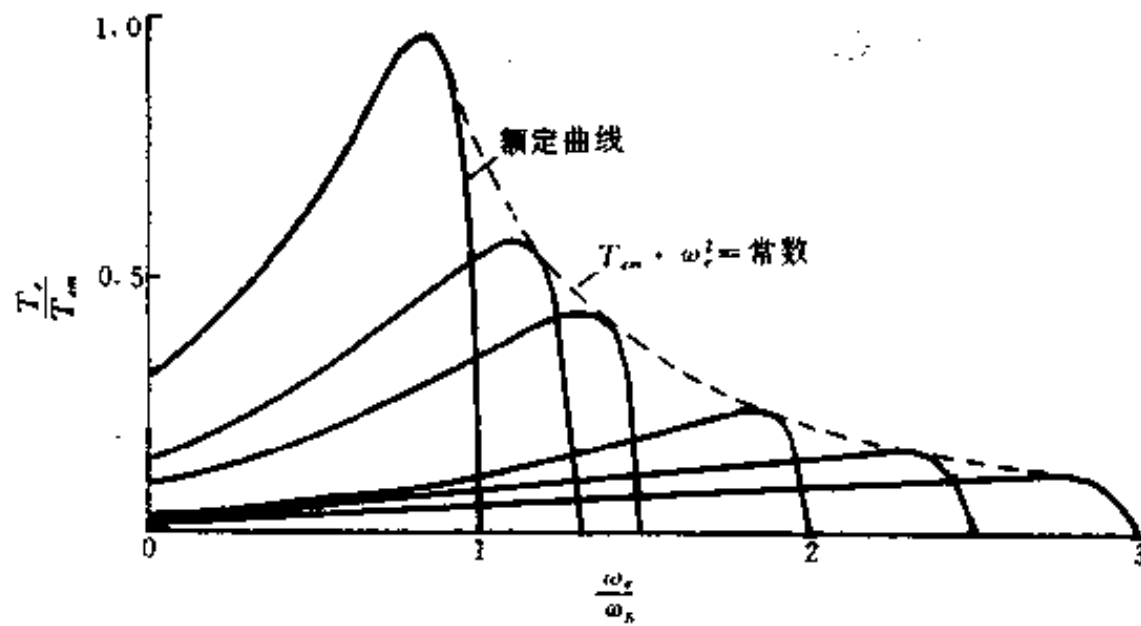


图 8-7 变频时的转矩-速度关系

(b)所示,其过零角为 β_1, β_2, \dots , 且

$$\beta_i = \begin{cases} \alpha_i + \delta_i & (i = 2n + 1, n = 1, 2, \dots, 2K) \\ \alpha_i - \delta_i & (i = 2n, n = 0, 1, 2, \dots, 2K) \end{cases} \quad (8-2)$$

式中

$$\delta_i = \delta_0 \cdot \sin \alpha_i = \delta_0 \cdot \sin \omega t_i \quad (8-3)$$

$$\omega = 2\pi f_0$$

$$K = f_c / f_0 \quad (8-4)$$

α_i 是 U_{co} 的第 i 个过零角; β_i 是 U_{cr} 的第 i 个过零角; δ_0 是随着电压控制频率 f_{vcr} 而变的值; K 是载波比; f_0 是逆变器的输出频率。

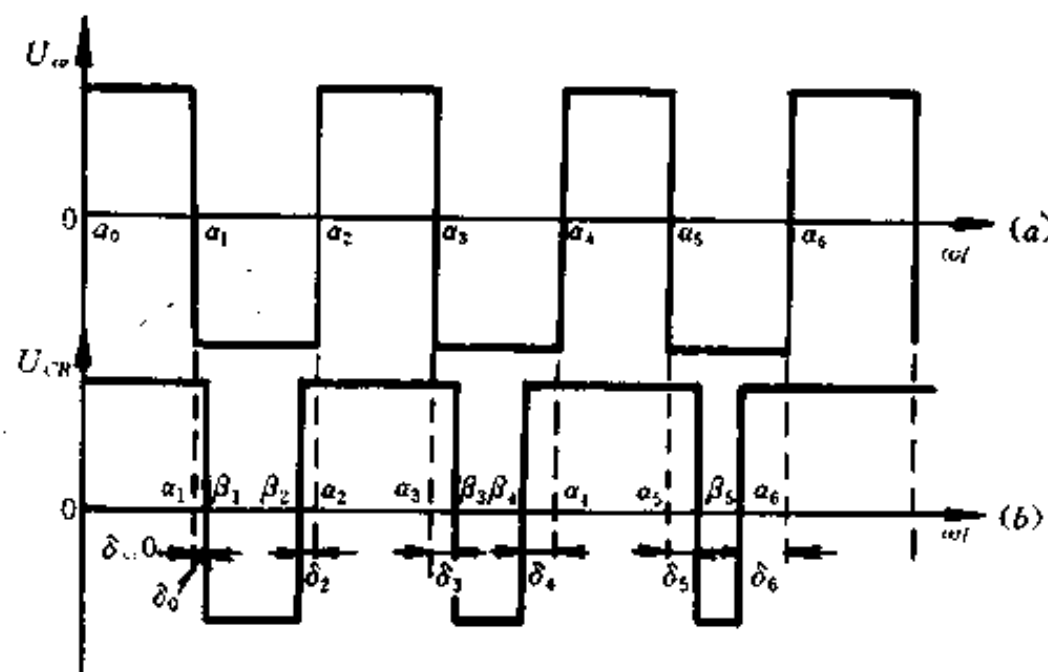


图 8-8 双缘调制原理

由图 8-8(b)可见, R 相控制信号 U_{cr} 是由 U_{co} 经双缘调制得到的, U_{co} 的两个边缘各用一个可变电角度 δ 进行调制, δ 值由式(8-3)决定, 当 K 和 f_{vcr} 值确定以后, 一个工作循环中调制角 δ 的变化规律便相应确定(同理, Y、B 两相的控制信号 U_{cy} 和 U_{cb} 也有相同的性质, 它们在时序上分别滞后 U_{cr} 120° 和 240°)。当 f_{vcr} 值改变时, δ_0 也相应改变, 各相控制信号的过零点也相应改变, 从而实现调压的目的。

图 8-9 为 $K=9$ 时逆变器输出电压波形。其中 U_{ro} 和 U_{yo} 分别为 R 和 Y 相对直流电流假想中点 O 之间电压, 逆变器输出线电压 $U_{ry} = U_{ro} - U_{yo}$ 。由图可见, U_{ry} 一个周期中的脉冲数

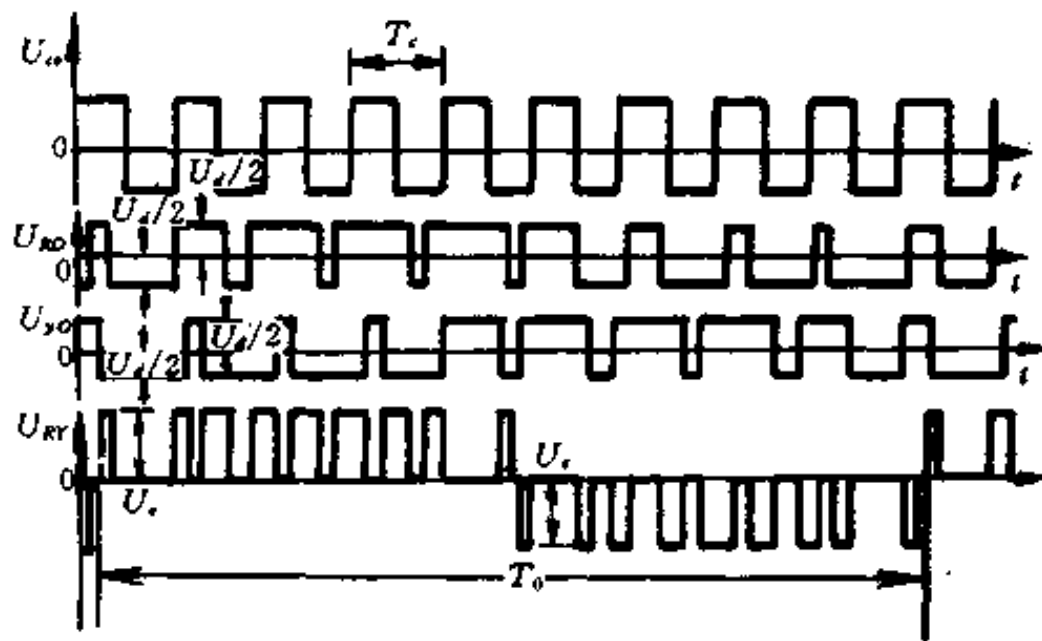


图 8-9 逆变器输出电压波形

是 U_{no} 或 U_{yo} 的两倍, 也即采用双缘调制原理工作的 PWM IC 具有倍频功能。

在 PWM 技术中, 载波比的提高对抑制谐波含量有利, 但要受到 GTR 开关损耗增高的制约, 因此, PWM 技术的优化原则是以最小的开关次数取得最大限度的谐波含量抑制。具有倍频功能的 PWM 技术便是贯彻上述原则的有效措施之一。

采用双缘调制原理产生 SPWM 信号的专用大规模集成电路的管脚排列和功能见图 8-10。

三相 PWM 输出波形的频率、电压和每周期的脉冲数分别由下面三个时钟输入脉冲决定。

(1) 频率控制时钟 FCT

脚(12)输入 FCT, 它控制了输出 PWM 信号的基波频率, 即逆变器输出电压的频率。

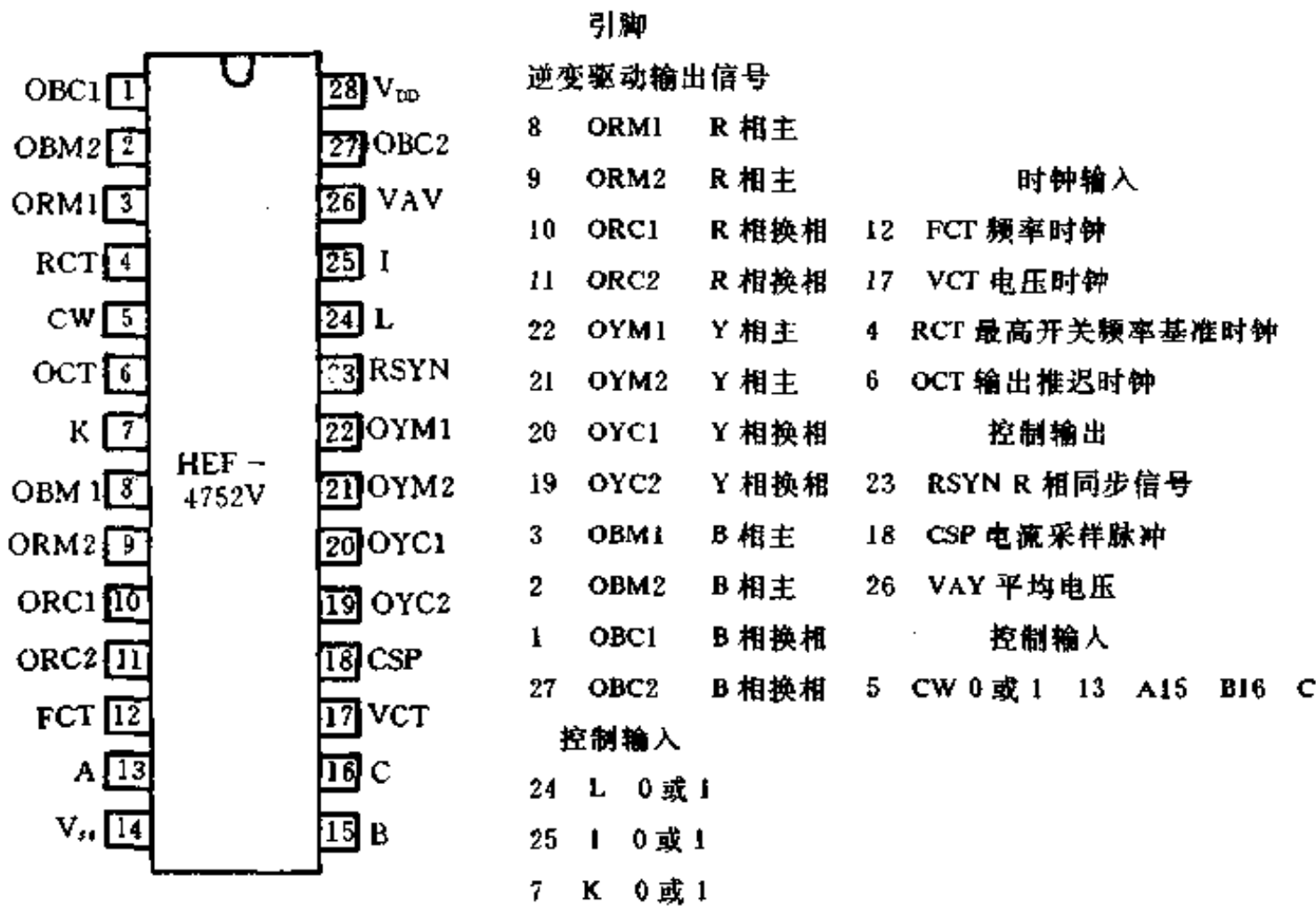


图 8-10 HEF4752V 管脚排列和功能

输入的频率 f_{RCT} 和逆变器输出频率 f_{OUT} 的关系为

$$f_{RCT} = 3360 \times f_{OUT} \quad (8-5)$$

(2) 电压控制时钟 VCT

管脚(17)输入 VCT, 它控制了 PWM 信号的基波电压幅值。逆变器输出电压幅值 V_{OUT} 和频率的比例为:

$$f_{OUT}/V_{OUT} = f_{VCT}/K_2 \quad (8-6)$$

式中 K_2 ——常数。

在交流电动机调速中, 为了保证电机气隙磁通恒定, 要求电机的输入电压和频率之比为一常数, 而 HEF4752V 能自动地满足这一要求。在给定的输出频率下, VCT 时钟输入脉冲频率为

$$f_{VCT} = 6720 \times f_{OUT}(M) \quad (8-7)$$

式中 $f_{OUT}(M)$ 是指 100% 调制时逆变器输出频率 (即相邻的 PWM 信号开始合并)。也就是说, 逆变器输出频率 f_{OUT} 低于 $f_{OUT}(M)$ 时, 调制是正弦的, 而 f_{OUT} 高于 $f_{OUT}(M)$ 时, 调制则是非正弦的。尤其应当指出, 此时电压与频率的关系失去了线性关系。 f_{OUT} 由下式决定:

$$f_{OUT}(M) = f_N/V_N \times 0.624 \times V_d \quad (8-8)$$

式中 f_N 、 V_N 分别为电机的额定频率和额定电压, V_d 为供给逆变器直流电源的平均电压。

对于实际控制系统, VCT 输入频率并非固定不变。在输出频率超过 $f_{OUT}(M)$ 时, V_{OUT} 和 f_{OUT} 失去线性关系, 可能造成逆变器输出电压偏低, 这需要降低 f_{VCT} 以提高输出电压。在频率低时, 为补偿“IR”压降, 需要相应提高输出电压而降低 f_{VCT} , 这就是高低频率补偿。另外如果实现在一定频率段的恒功率特性, 要求输出电压 V_{OUT} 保持不变, 只要求 f_{VCT} 随 f_{OUT} 而变化。图 8-11 中实线为改变 f_{VCT} 以进行电压补偿后的 V_{OUT} 与 f_{OUT} 之间的关系。虚线为 f_{VCT} 保持不变时 V_{OUT} 和 f_{OUT} 之间的关系。

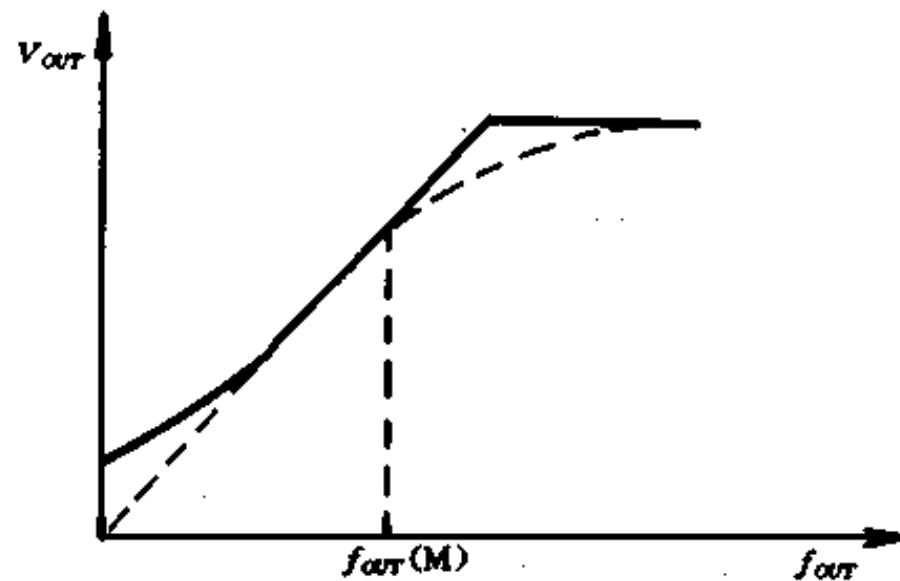


图 8-11 逆变器输出电压与频率的关系

(3) 参考时钟 RCT

管脚(4)输入 RCT, 决定逆变器的最高开关频率 $f_{s(max)}$

$$f_{RCT} = 280 \times f_{s(max)} \quad (8-9)$$

一旦 f_{RCT} 确定了, 则 HEF4752V 输出脉冲的调制频率就在 $0.6f_{s(max)} \sim f_{s(max)}$ 之间变化, 且逆变器的开关频率是输出频率的严格整数倍

$$f_s = N \times f_{OUT} \quad (8-10)$$

对于 HEF4752V, N 值为 15、21、30、42、60、84、120、168, 即为通常所说的频率比。图 8-12 所示为 $f_{s(max)} = 1\text{kHz}$ 时的调制方案。由图 8-12 可见, HEF4752V 是同步方式调制, 多载波比自动切换, 随着逆变器输出频率的降低, 有级地自动增加载波比, 从而抑制低频输出时因高次谐波产生的转矩脉冲和噪声等恶劣的影响。

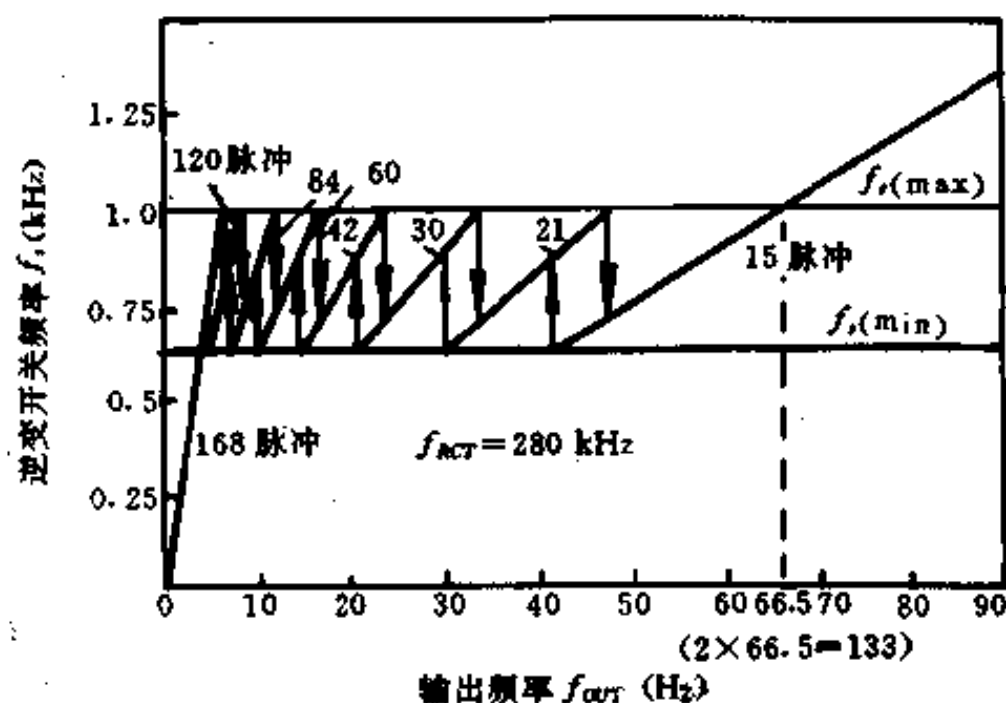


图 8-12 逆变器开关频率与输出频率关系

(4) 输出推迟时钟 OCT

管脚(6)为 OCT, 它控制 HEF4752V 每对输出信号的互锁推迟间隔时间 τ_d (对晶体管模式) 或最小脉冲宽度 (对晶闸管模式), 以防逆变器同一桥臂上、下两只开关元件同时导通引起短路。在换流时, 中间插有互锁推迟间隔时间 τ_d 以确保有足够的换流时间。推迟间隔时间选择端 K (管脚 7) 和推迟时钟 f_{ocr} (管脚 6) 一起决定推迟时间间隔的长短。其关系为:

$$\tau_d = \begin{cases} 8/f_{ocr} & \text{控制 K = "0"} \\ 16/f_{ocr} & \text{控制 K = "1"} \end{cases} \quad (8-11)$$

4. 谐波消去法

用所谓的谐波消去法可以消除方波内不希望的谐波, 并且同样也可以控制基波电压分量。这种方法中, 如图 8-13 所示, 在预先确定的角度处, 在方波上产生槽口。在图中, 半

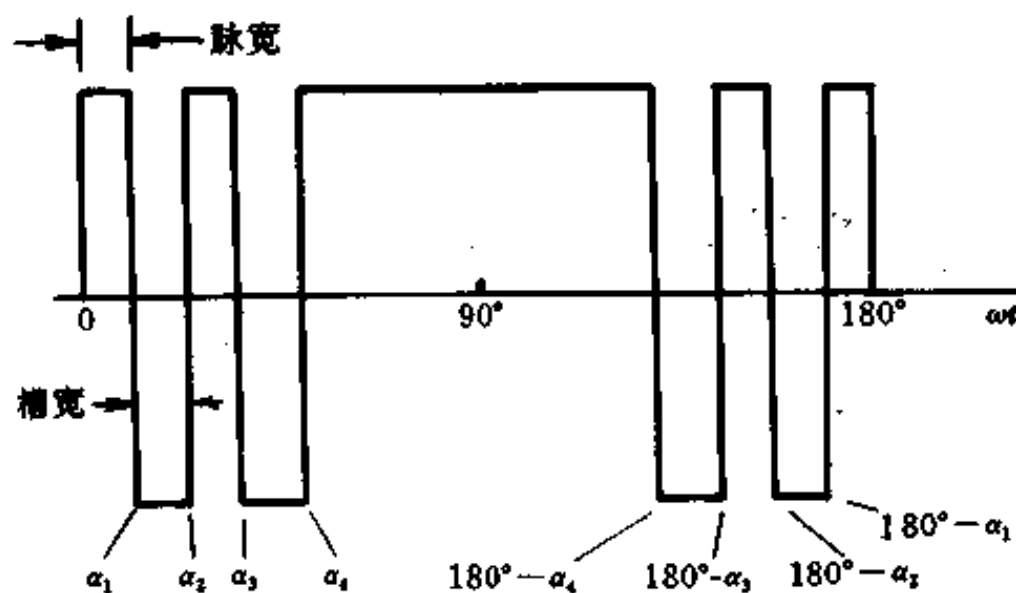


图 8-13 谐波消去法中的电压波形

个周期的输出表示具有四分之一波的对称性。可以证明,四个槽口角 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ 和 α_4 可以控制,以消除三种谐波分量并控制基波电压。如果波形可以提供更多的槽口角度,则更大数量的谐波分量可以被消除。

(1) 理论

通常,波形可用傅里叶级数表示为:

$$v(t) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (8-12)$$

式中

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v(t) \cdot \cos n\omega t \cdot d\omega;$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v(t) \cdot \sin n\omega t \cdot d\omega。$$

对于一个具有四分之一周期对称性的波形,只有正弦分量的奇次谐波会存在,因此,可以证明系数为:

$$a_n = 0 \quad (8-13)$$

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} v(t) \cdot \sin n\omega t \cdot d\omega \quad (8-14)$$

假设波形具有单位幅度,即 $v(t) = \pm 1$, 则

$$\begin{aligned} b_n = & \frac{4}{\pi} \left[\int_0^{\alpha_1} (+1) \cdot \sin n\omega t \cdot d\omega + \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} (-1) \cdot \sin n\omega t \cdot d\omega \right. \\ & + \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} (+1) \cdot \sin n\omega t \cdot d\omega + \dots + \int_{\alpha_{k-1}}^{\alpha_k} (-1)^{k-1} \cdot \sin n\omega t \cdot d\omega \\ & \left. + \int_{\alpha_k}^{\frac{\pi}{2}} (-1)^k \cdot \sin n\omega t \cdot d\omega \right] \quad (8-15) \end{aligned}$$

利用关系式

$$\int_{\theta_1}^{\theta_2} \sin n\omega t \cdot d\omega = \frac{1}{n} (\cos n\theta_1 - \cos n\theta_2)$$

首项和末项为:

$$\int_0^{\alpha_1} (+1) \cdot \sin n\omega t \cdot d\omega = \frac{1}{n} (1 - \cos n\alpha_1) \quad (8-16)$$

$$\int_{\alpha_k}^{\frac{\pi}{2}} (-1)^k \cdot \sin n\omega t \cdot d\omega = \frac{1}{n} \cos n\alpha_k \quad (8-17)$$

式(8-17)因是奇次数波,所以 $(-1)^k = (+1)$ 。对于式(8-15)各项求积分,并将式(8-16)、(8-17)代入其中得:

$$b_n = \frac{4}{n\pi} \left(1 + 2 \sum_{k=1}^k (-1)^k \cdot \cos n\alpha_k \right) \quad (8-18)$$

注意到式(8-18)含有 k 个变量,即 $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k$, 故需要 k 个联立方程求解它们的值。用 k 个 α 角,可以控制基波电压并可以消除 $k-1$ 种谐波。

(2) 举例

要消除第5次和第7次谐波,并要控制基波电压。如果电机绕组是没有中心线的星形连接,3次和3倍频谐波可以不予考虑。在这里 $k=3$, 根据式(8-18)写出联立方程为:

$$\text{基波: } b_1 = \frac{4}{\pi} (1 - 2\cos\alpha_1 + 2\cos\alpha_2 - 2\cos\alpha_3) \quad (8-19)$$

$$\begin{aligned} \text{5次谐波: } b_5 &= \frac{4}{5\pi} (1 - 2\cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2 - 2\cos 5\alpha_3) \\ &= 0 \end{aligned} \quad (8-20)$$

$$\begin{aligned} \text{7次谐波: } b_7 &= \frac{4}{7\pi} (1 - 2\cos 7\alpha_1 + 2\cos 7\alpha_2 - 2\cos 7\alpha_3) \\ &= 0 \end{aligned} \quad (8-21)$$

对于给定的基波幅值,可以求解上述非线性超越方程,确定 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ 。在不同的输出电压条件下,求解 α_i 角度并绘于图8-14。图中还示出重要的较低次谐波(即11、13次谐波),由于更低次谐波消除的结果,它们已经被显著地升高。然而由于离开基波较远,这些谐波的影响较小。还注意到在图8-14中基本上把5、7次谐波消除了,在 $\alpha_1=0$ 时,基波电压占总电压的93.34%。可以把留在两边的单个槽口对称地移向边上,然后在电压跳变保持在规定限度之内时使之停止。对于电压跳变在1%范围以内的角 α 在表8-1中作了说明。在这个区域中将再出现少量的5、7次谐波电压,但因有利于限制电压跳变而可以忽略不计。

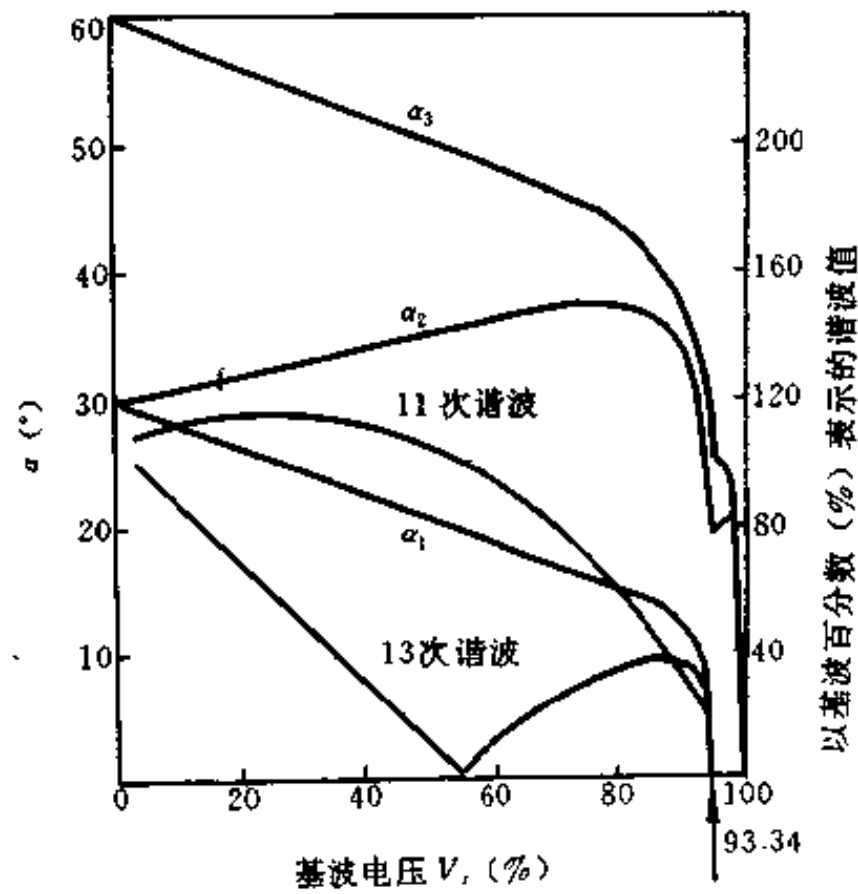


图8-14 用于5、7次谐波消除的槽口角度与输出基波电压的关系曲线

表8-1 用于 V_1 从93%~100%的角 α

$V_1(\%)$	$\alpha_1(^{\circ})$	$\alpha_2(^{\circ})$	$\alpha_3(^{\circ})$
93	0	15.94	22.03
94	0	16.17	21.56
95	0	16.41	20.86
96	0	16.88	20.39
97	0	17.34	19.92
98	0	11.02	13.59
99	0	4.69	7.27
100(方波)	0	0	0

谐波消去法可以方便地用一个微型计算机来实现槽口角度的查表。在一定的指令电压 V_s 条件下,根据查表来检索角度,而借助于减法器可在时域中产生对应的脉冲宽度。图 8-15 示出了在 $V_s=50\%$ 以及 $f_s=100\text{Hz}$ 情况下,基于微型计算机调制器的频谱分析器输出,此处角 α 以两个十进制的精度存储。

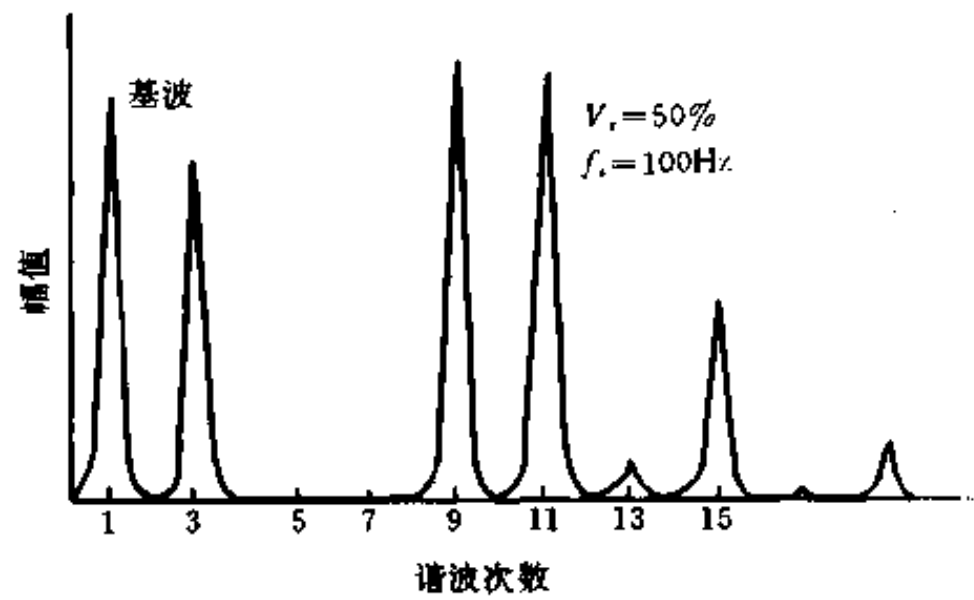


图 8-15 在 5、7 次谐波消除情况下电压波形的频谱分析器输出

在基波频率降低的情况下,可以增加槽口角度数量,这样较高次数的谐波就可能被消除。此外,每半周期槽口角的数目或每秒换流次数是根据逆变器的开关损耗确定的。在低频情况下,大量的槽口角的一个难点在于:对任何一电压波形图的角 α 查表工作量往往会异乎寻常地大。为此,一种混合式 PWM 方案就显得很有吸引力,其中低频、低压区采用正弦形 PWM 方法,而高频、高压区采用谐波消去法。在这个方案中,电压跳变在整个区域之内被精确地控制,而由于正弦形 PWM 转换方式所造成的谐波损耗被显著降低。谐波消去法可推广到恒功率区,其电压控制性能传动系统中也许是需要的。

5. 最小波纹电流法

谐波消去法的一个缺点是:消除了一些较低次谐波却大大抬高了另一些重要的较低次谐波,如图 8-15 所示。由于电机中谐波损耗是由波纹电流有效值决定的,因此应使之减至最小值的正是这个参数,而不是注意个别的谐波。当然,这时假定电机参数的集肤效应是可忽略的,这可能并不真实,特别是对于转子绕组。电机学中已指出,无源等效电路(图 8-16)的有效漏感决定了对应于任一谐波电压的谐波电流。因此,波纹电流有效值的表达

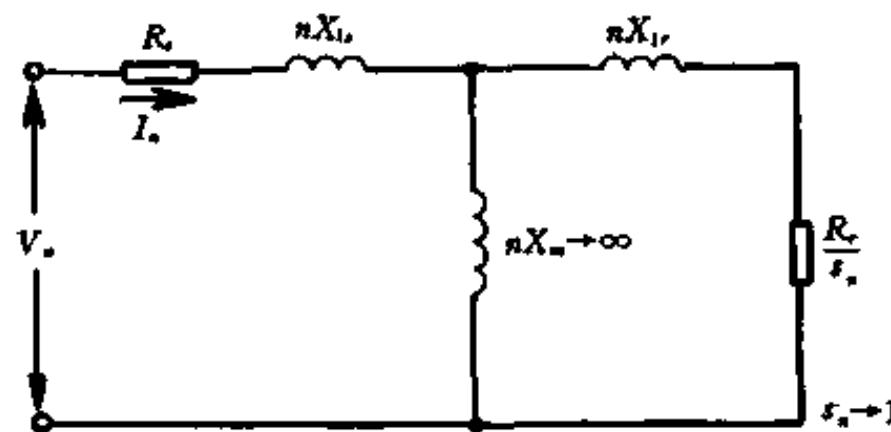


图 8-16 电机每相谐波等电路

式可以表示为:

$$I_{\text{波}} = \sqrt{I_3^2 + I_5^2 + I_7^2 + I_9^2 + \dots}$$

$$\begin{aligned}
 &= \sqrt{\frac{I_{3m}^2}{2} + \frac{I_{5m}^2}{2} + \frac{I_{7m}^2}{2} + \frac{I_{9m}^2}{2} + \dots} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{n=3}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n \cdot \omega_s L} \right)^2} \quad (8-22)
 \end{aligned}$$

式中 I_3, I_5, I_7, \dots ——各次谐波电流的有效值;

$I_{3m}, I_{5m}, I_{7m}, \dots$ ——各次谐波电流的峰值;

n ——谐波的次数;

V_n —— n 次谐波电压的峰值;

L ——电机每相的有效漏感;

ω_s ——基波频率。

对应的谐波铜耗为:

$$P_L = 3I_{\text{基}}^2 R \quad (8-23)$$

式中 R ——电机每相的有效电阻。

对于某一给定的槽口角数值, V_n 的表达式可以用式(8-18)表示。把它代入式(8-22), 可发现 $I_{\text{基}}$ 是槽口角度的一个函数。于是可以在计算机程序中迭代槽口角度, 以便将 $I_{\text{基}}$ 减至最小值。基于谐波损耗极小的改进 α 角查表要比谐波消去法的更加合乎要求。图 8-17 示出了与图 8-15 中相同条件下最小波纹电流法中电压频谱。注意到 7 次谐波已出现, 但 11 次谐波却很低了。此外, 三倍频谐波电压可以不予考虑。

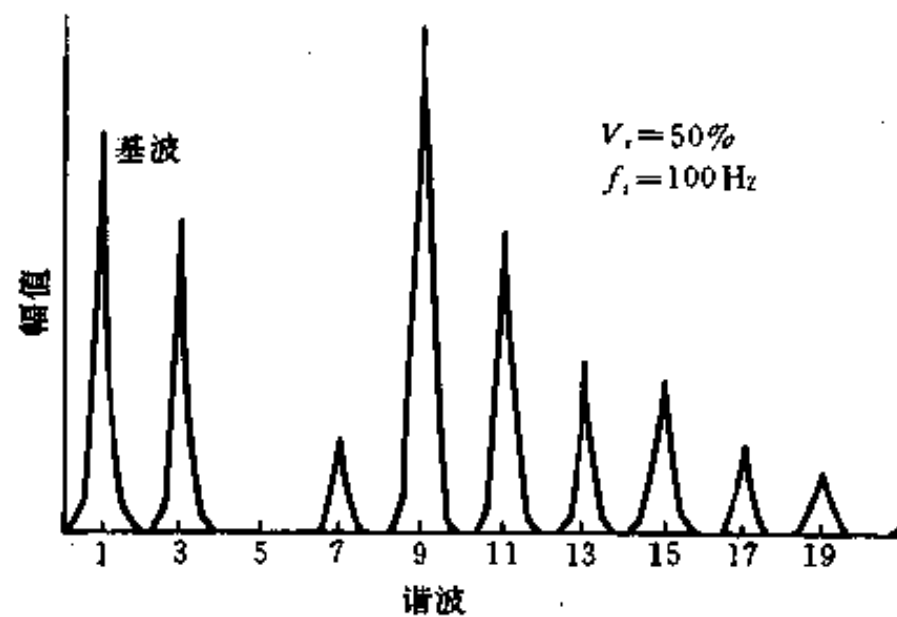


图 8-17 采用最小波纹电流法时电压波的频谱分析器输出

6. 自适应电流控制 PWM

上面关于 PWM 输出电压波谐波的讨论是以假设直流环节电压 V_d 已被理想地滤波为基准值的。这与由整流器直流供电的实际情况相距较远, 在此场合, 由于有限的 LC 或 C 滤波器的结果, 可能会有相当大的波纹。这里阐述的自适应或滞后区域电流控制 PWM 技术可以解决这个问题。与上述所讨论的电压控制相反, 如图 8-18, 该技术是基于电流控制的, 控制电路产生预期幅度和频率的正弦基准电流波, 如图 8-19 所示, 它是与实际的相电流相比较。在电流超出某一规定的滞后区域情况下, 半桥中的上臂晶体管关断而下臂晶体管开通, 结果, 输出电压从 $+0.5V_d$ 转移到 $-0.5V_d$, 并且电流开始衰减。当电流横越区域的下限时, 下臂晶体管关断, 上臂晶体管开通。在每次转换时保证了规定的封锁时间 t_d , 以防止直通故障。于是靠上臂和下臂晶体管的来回开关, 迫使实际电流波在所需的滞后区域之

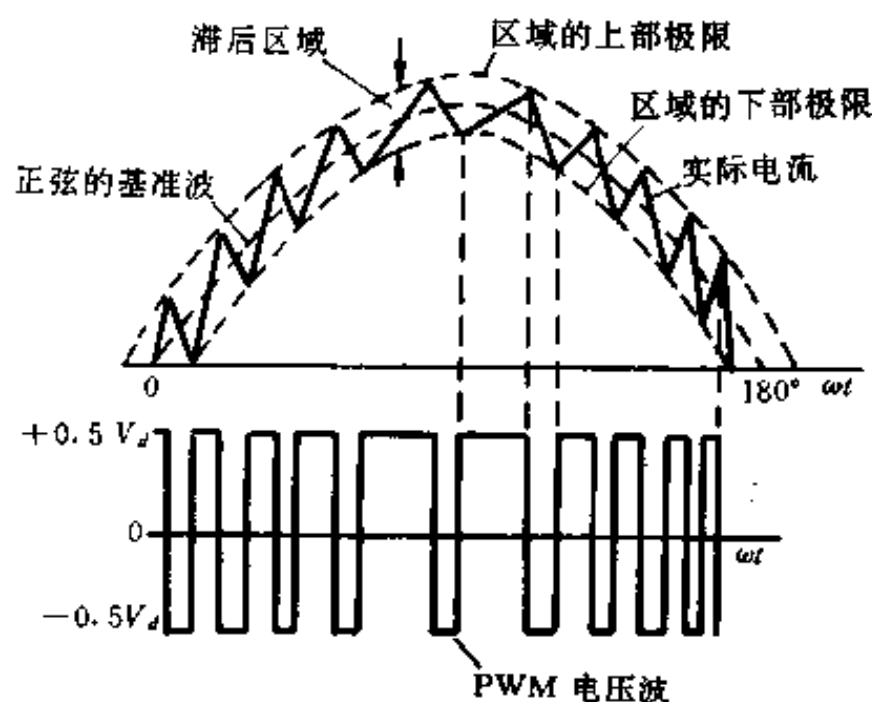


图 8-18 具有开关式电流控制的自适应 PWM 原理

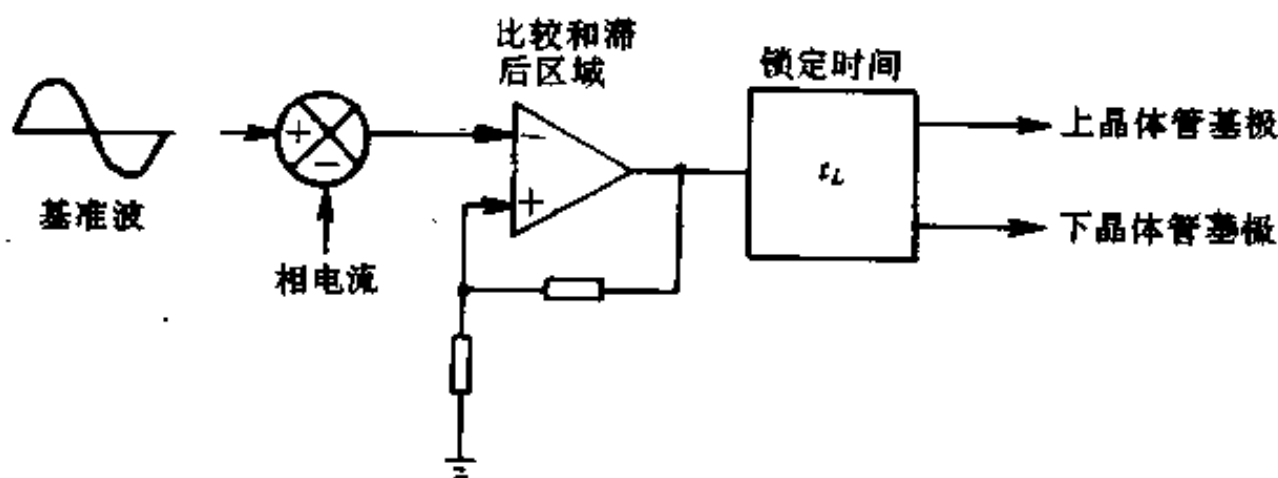


图 8-19 自适应 PWM 控制方块图

内跟踪正弦基准波。那时,逆变器实质上变成电流源型的了,而不是电压源型的,并且峰-峰值纹流电流被自适应地控制在滞后区域之内,而与 V_d 波动无关,从而严密地控制了与峰-峰值纹流电流间接相关的纹流电流有效值,将电机发热减至最低限度。对于瞬时峰值电流敏感的晶体管器件,瞬时峰值电流的控制是一个极大的优点。电流控制 PWM 方式可以平滑地转换到恒定功率区内,方波电压方式。在电动机反电势较低的低速区内,其电流控制器的跟踪是没有困难的。但在高速条件下,因为较高的反电势,在周期的部分时间内电流控制器将会饱和,在这个条件下,基波电流幅度较小,并且其相位将偏离指令电流的相位,电流波的斜率可表示为:

$$\frac{di}{dt} = \frac{0.5V_d - V_{em} \cdot \sin\omega_s t}{L} \quad (8-24)$$

式中 $V_{em} \cdot \sin\omega_s t$ 是正弦变化的反电势,而 L 是有效漏感。滞后区域能适应于控制逆变器的开关频率,它将相应地改变峰-峰值纹流。

7. 相移 PWM

如果若干个桥式逆变器在输出端处用变压器耦合在一起,依靠调节桥与桥之间的相移角可以控制输出电压。例如,在图 8-20(a)所示的双桥逆变器中,如果下面的桥相移角偏离 30° ,就可以控制输出基波电压。像这样的相移电压控制较简单,但代价是失去了在输出端处的 12 阶梯波形。可是,由于 6 阶梯波形以下不同的相角被混合,故输出保留有 6 阶梯逆变器的特征(即输出含有 5、7、11、13 次等重要的谐波)。

于是基波输出电压的通式可以作为相移角 θ 的函数而导出:

$$\left. \begin{aligned} v_{a0}(t) &= \frac{2\sqrt{3}nV_d}{\pi} \cdot \cos\omega t \\ v_{b0}(t) &= \frac{2nV_d}{\pi} \cdot \cos(\omega t - \theta) \\ v_{c0}(t) &= \frac{2nV_d}{\pi} \cdot \cos(\omega t - 120^\circ - \theta) \end{aligned} \right\} (8-25)$$

用控制 θ 的方法,可以在零与某一最高值之间改变基波电压。当 $\theta=120^\circ$ 时,输出电压变为零。当 $\theta=30^\circ$ 时,输出电压最高值,这是 12 阶梯波的情况。

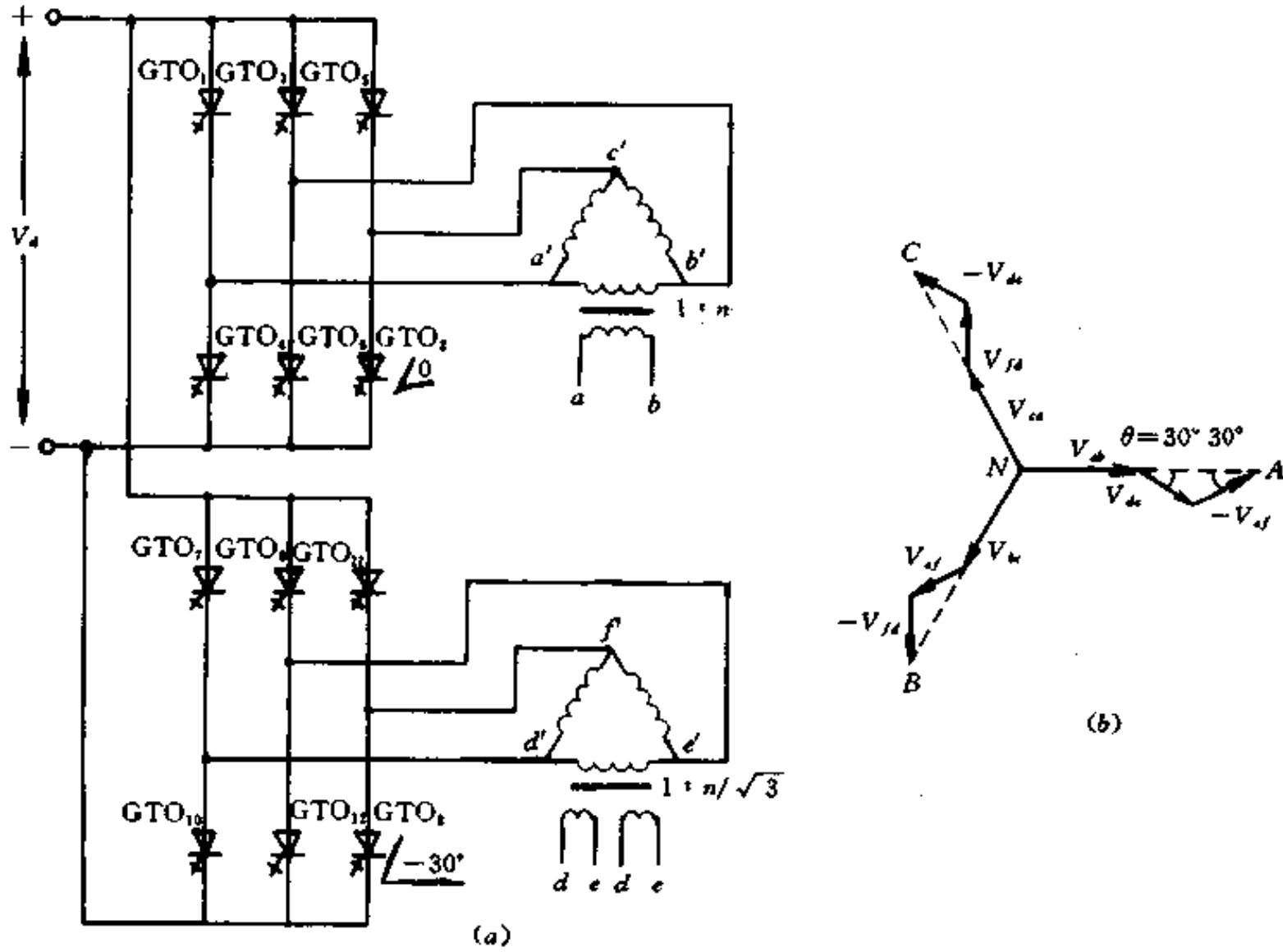


图 8-20 双桥 12 相逆变器原理(省略 12 个旁路二极管)

§ 2 PWM 逆变器的实现电路

PWM 逆变器的实现电路可从两方面来讨论,即 PWM 波形产生电路和逆变器主电路。目前可用来生成逆变器的 PWM 波形的基本器件为专用集成电路(如 HEF4752V)和通用微型处理器(如 8086 等)两大类。采用专用集成电路构成系统时,由于其功能已经固定化,要完成特殊的控制规律比较困难。通用微型机具有使用灵活,运算精确等优点,为了充分利用其有限的运算速度和内存容量,人们总是在软件查表和在线计算之间寻找折衷的方法,以便使其完成 SPWM 生成之余,能充分兼顾输入信息处理、参数检测及保护控制等任务。逆变器主电路采用的功率电子器件,如 Power MOSFET、GTO、GTR、IGBT 等。Power MOSFET 主要用在高频逆变器中。GTR 用于中小型交流电动机调速用的逆变器中,目前它占绝大多数。GTO 主要用于大功率高压电机调速逆变器中。而 IGBT 目前正在兴起,它在逆变器中的应用很可能取代 Power MOSFET、GTR。目前已研制成功,但尚未见到应用实

例的 MCT 器件,将来很可能取代 GTO 和 SCR。下面举一些实例,说明 PWM 逆变器的实现电路。

1. 功率 MOSFET 在高频 SPWM 逆变器中的应用

在第三章中讨论过功率 MOSFET 具有开关速度快,可方便实现多个管子并联,无二次击穿及只需要极小驱动能量等优点。所以,对小容量的高频 PWM 逆变器来说,功率 MOSFET 是一种较理想的功率开关器件。

所讨论的系统是一种开环控制的功率 MOSFET 电压源型 SPWM 逆变器供电给感应电动机系统。主电路采用三相全桥整流,其功率因数接近于 1,如图 8-21 所示。这个系统

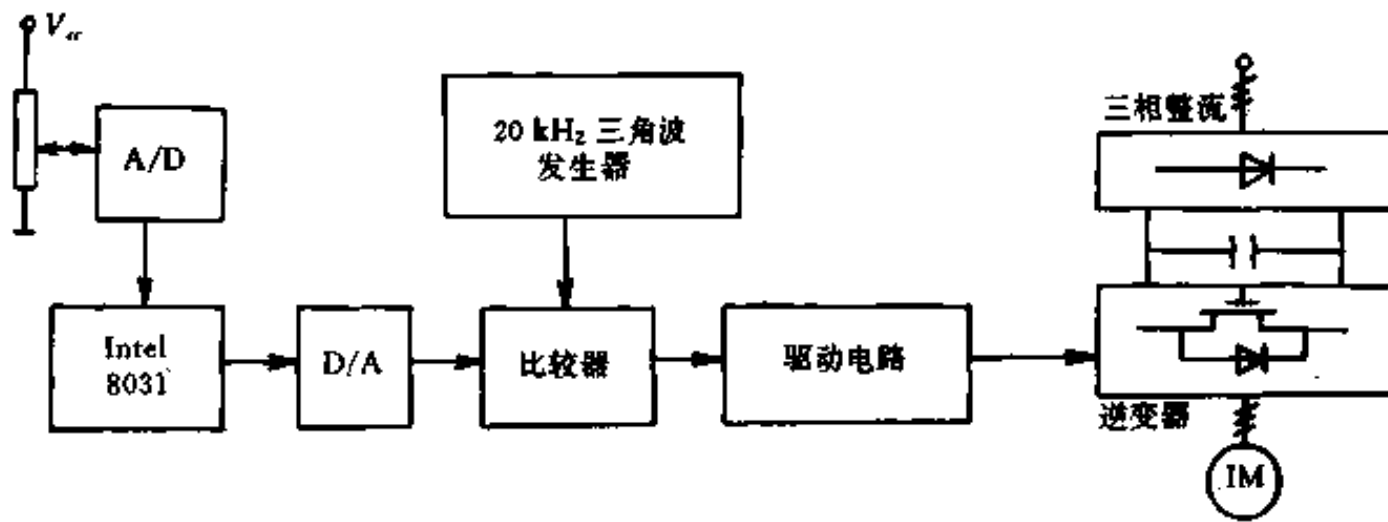


图 8-21 开关系统框图

采用 8031 单片微型机产生三相正弦波信号,输出信号与一固定频率为 20kHz 的三角波进行比较,从而得到三相高频 SPWM 信号,功率 MOSFET 作为逆变器的主开关元件。

(1) 功率 MOSFET 的驱动电路

功率 MOSFET 的驱动电路有多种形式。功率 MOSFET 是具有高输入阻抗的电压控制型器件,其输入阻抗高达 $10^9\Omega$ 。在它的栅-源之间有一个达 1000pF 左右的寄生电容。如果用一个窄脉冲将这个电容充电,就可以使功率 MOSFET 导通,而且导通状态在窄脉冲去除以后 1000 μ s 以上时间内都能得到保持。相反,要关断这个功率 MOSFET,还必须用一个负窄脉冲使这个电容放电。

图 8-22 示出了一套成功的、可靠的、适用于高频工作的、比较简单的功率 MOSFET 驱动电路。

图中 T_1 、 T_2 是两个小功率的 MOSFET,它们的栅极和源极互相交叉连接,组成了一个

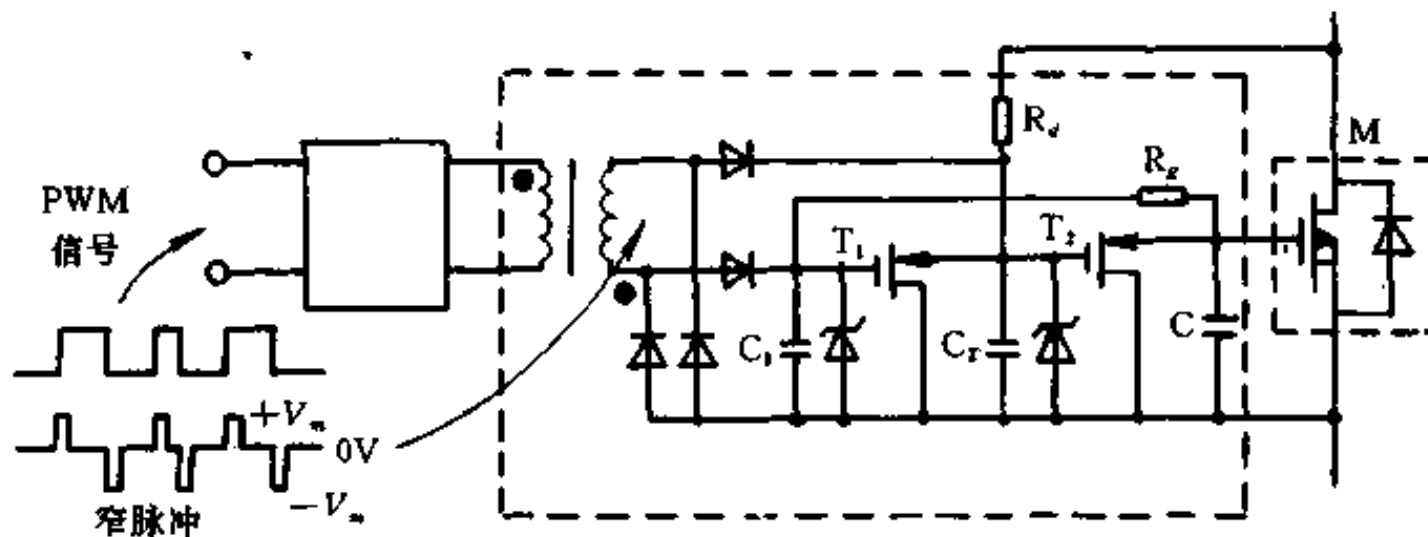


图 8-22 功率 MOSFET 驱动电路

无源双稳态电路。 C_1 、 C_2 及 C 是能量贮存单元,它们可以是 T_1 、 T_2 及 M (即 MOSFET 功率管)的寄生电容。在 PWM 信号的上升沿,脉冲变压器的副边产生一个正窄脉冲,于是 C_1 充电, T_1 开通, C_2 通过 T_1 放电, T_2 关断, C 由窄脉冲通过 R_s 充电, M (MOSFET)导通。反之,在 SPWM 信号下降沿,脉冲变压器副边产生一个负脉冲,使 C_2 充电, T_2 导通, C_1 和 C 通过 T_2 放电,最终 T_1 和 M 关断。增大 C_1 、 C_2 或改变 R_s 还可以对导通及关断时间进行调整。 R_s 是防止开机时发生误导通而设置的。开机时, T_1 、 T_2 和 M 都处于关断状态,由于功率 MOSFET 的栅极都处于高阻抗状态,极易因干扰或噪声而使 C_1 和 C_2 充电,使 M 误开通,这种误开通有可能造成逆变器桥臂上、下管子的直通,使管子损坏或因装置过流保护而导致开机失败。加上 R_s 以后, C_2 通过 R_s 被自动充电,即在开始 PWM 调制前,逆变器主电路中所有六个管子都处于关断状态,确保系统安全。

图中采用脉冲变压器来传送能量以及强弱电之间隔离的无源驱动电路,一方面省去了像 GTR 逆变器那样的有源驱动电路所需的四个独立电源;另一方面用脉冲变压器取代光电耦合器来做强弱电之间的隔离是因为光耦合的开关速度无法满足高频 SPWM 逆变器的要求,而且光电耦合器价格要比脉冲变压器贵。脉冲变压器用铁氧材料做成。

图 8-22 电路的一个缺点是 MOSFET 的关断速度有所限制,这是因为功率 MOSFET 的栅源极的电压是通过双稳电路释放,而这个双稳电路只是处于低阻抗状态,不可能提供一个反相电压,由于电阻的存在,限制了栅源极电压的放电速度。

值得注意的是驱动电流。尽管功率 MOSFET 只需较小的驱动能量,但为了达到高速开关的目的,需要较大的瞬时驱动电流。它可以提高开关速度,从而减少开关损耗。提高瞬时驱动电流,会影响由于续流二极管反向恢复电流引起的流过功率 MOSFET 的浪涌电流,但是,功率 MOSFET 的承受浪涌电流能力是比较强的,所以还是安全的。以 MTP4N50 为例,它所能承受的脉冲电流是连续电流的 2.5 倍。而且续流二极管的反向恢复电流可以通过其他的一些方法对其加以限制。

(2) 逆变器主电路

主电路采用图 8-23 电路,图中 $D_7 \sim D_{12}$ 为三相全波整流桥,三相 50Hz 交流电源 RST 经过它整流成脉动电源,经 C 滤波后的直流电源供给三相逆变电路。

功率 MOSFET 开关时间在 $0.2 \sim 0.5 \mu\text{s}$ 之间,又不会出现二次击穿,似乎使逆变器主电路的设计变得非常简单。有人认为 MOSFET 逆变器不需要缓冲吸收电路,所以主电路方案如图 8-24(a)所示。

假设图 8-24(a)中负载电流是向外流的, M_1 关断,负载电感储能经过二极管 D_4 续流。当 M_1 开通时,也即换流过程开始,在紧接着的 $0.2 \sim 0.5 \mu\text{s}$ 内, M_1 和 D_4 都处于导通状态,滤波电容 C 通过 M_1 和 D_4 放电,同时三相整流输出也被近似短路,产生一个很大的瞬间短路电流,此时假设不设置过电流保护,功率 MOSFET 将因结温超过允许值而损坏。在设置过电流的保护情况下,则保护动作,同样亦是换流失败。由此可见,即使是功率 MOSFET 逆变器,也必须设置缓冲吸收电路。

传统应用于 GTR 逆变器的缓冲吸收电路如图 8-24(b)所示。同上所述,假定负载电流通过续流二极管 D_4 向外流,且 M_1 关断。用 CAISD 逆变器计算机辅助设计软件包,对 M_1 一开通后的一段时间内的换流情况进行分析,其结果见图 8-24(c)。系统表明,传统应用于 GTR 逆变器的缓冲电路会给开关元件施加一个比较大的过电压,而且在每次换流过程

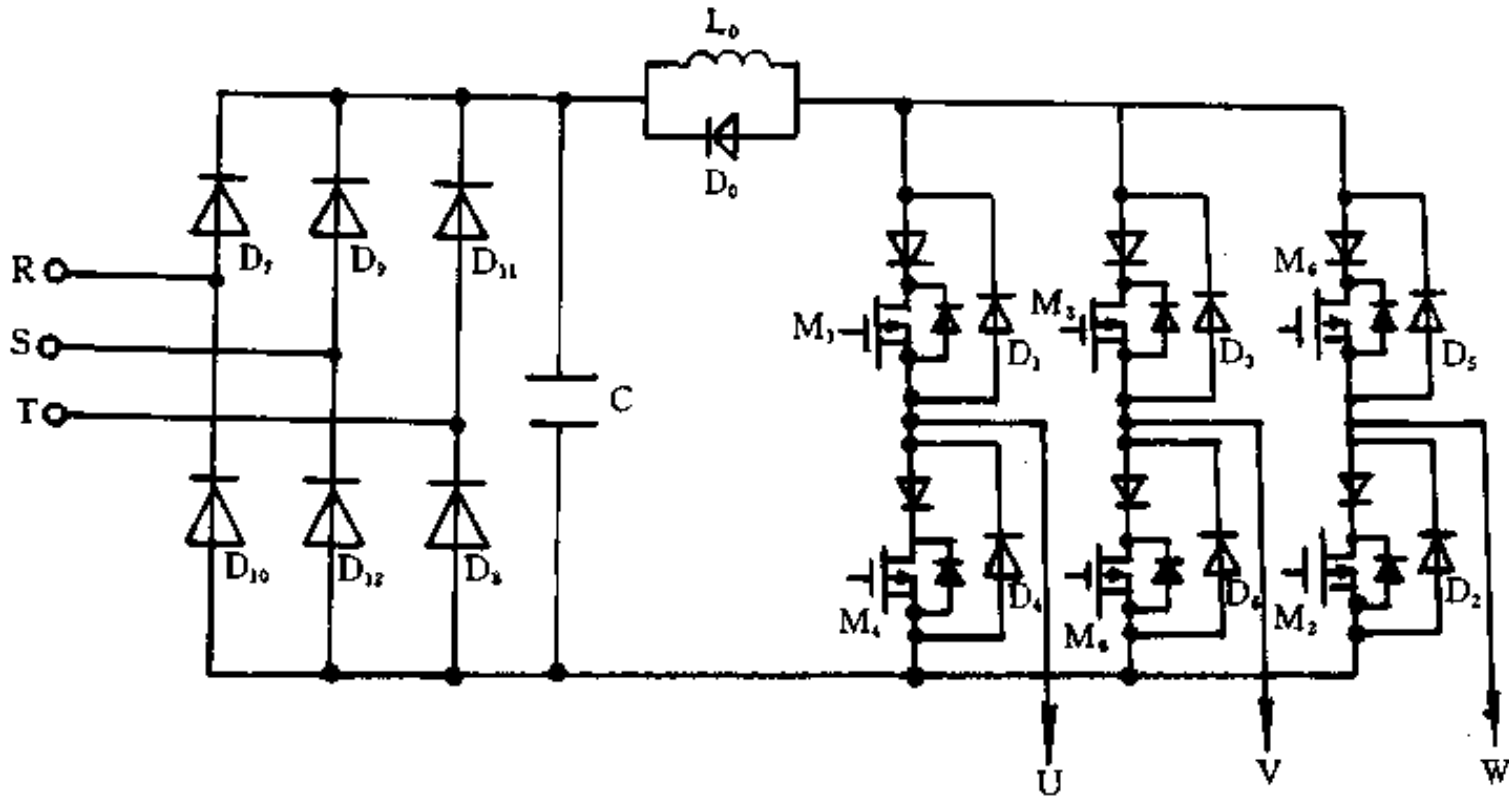


图 8-23 逆变器主电路图

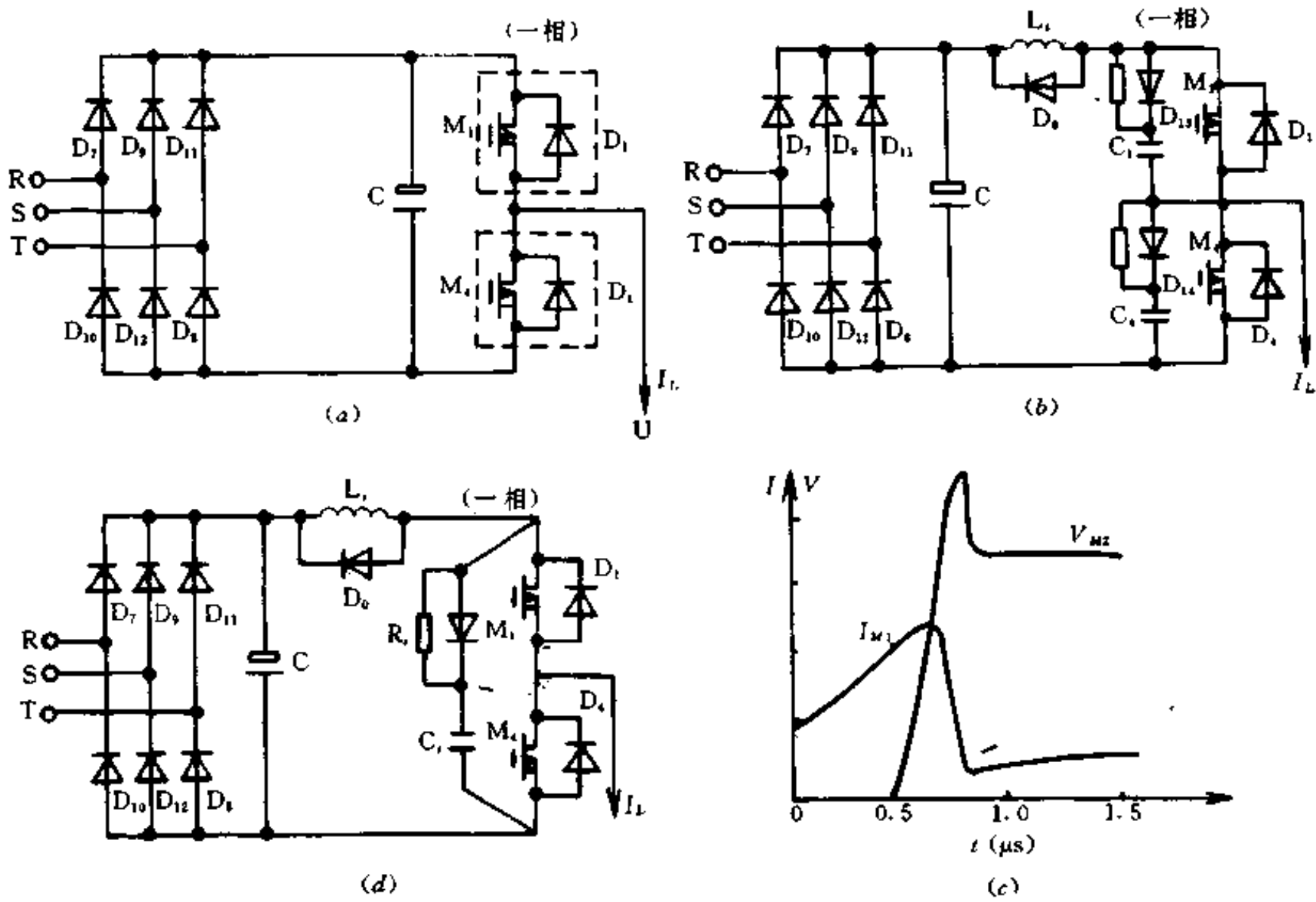


图 8-24 逆变器主电路桥臂(只画一相)

中, C_1 、 C_2 上的电能都要损耗掉, 损耗亦比较大。

功率 MOSFET-SPWM 逆变器工作于高频 PWM 状态, 特性决定它不能承受过电压, 如果采用传统的线路显然不能满足它的全部容量。

通过计算机辅助分析和反复实验, 认为采用图 8-24(d) 所示线路作为功率 MOSFET-SPWM 逆变器主电路比较合适, 该电路的特点是过电压比较小, 损耗亦为最小。

表 8-2 表示出图 8-24(a)、(b)、(d) 三种线路的性能比较。

表 8-2 性能比较

线路图	过电流	过电压
(a) 图无缓冲吸收电路	600%	32%
(b) 图传统缓冲吸收电路	—	—
(d) 图采用 MOSFET-SPWM 逆变器线路	190%	20%

功率 MOSFET 在下列三种情况下所能承受的 dV/dt 的能力是不同的。

当功率 MOSFET 工作在如图 8-25 的情况下, M_2 的寄生二极管在续流。开通 M_1 , 则 M_2 的寄生二极管关断, M_2 漏极上的电压迅速上升。此时, 功率 MOSFET 所能承受的 dV/dt 约在 $1000V/\mu s$ 左右, 是比较小的。

当功率 MOSFET 工作在导通到关断, 其源漏极上的电压速度上升时, 其所能承受的 dV/dt 则大于 $10000V/\mu s$ 。

当功率 MOSFET 已处于关断状态时(栅源间短路), 在其源漏极突加电压, 功率 MOSFET 的 dV/dt 承受能力大于 $30000V/\mu s$, 这个值比上述两种情况的功率 MOSFET 所能承受的 dV/dt 大得多, 可以不考虑这种情况。

本电路的主电路(见图 8-23)不仅仅采用寄生二极管作续流管, 而且还加了快速二极管 $D_1 \sim D_6$ 作为主续流管。功率 MOSFET 不工作在第一种情况下。这时只要限制 dV/dt 在 $10000V/\mu s$ 以内。在实际应用中, 由于线路的分布电感以及 MOSFET 的漏源之间的寄生电容存在, 功率 MOSFET 上的 dV/dt 不会超过这个值。

当直流电压为 $300V$, 负载电流的峰值为 $6A$ 时, 观察到的功率 MOSFET 上的 dV/dt 约为 $1500V/\mu s$ 左右。这个值随着负载电流变化而略有变化。但 MOSFET 的漏源之间的寄生电容随着管子电流容量增大而增大, 所以图 8-23 主电路工作在大负载电流情况下, dV/dt 也不会超过允许值。

(3) 用 8098 单片机实时产生 SPWM 控制信号

图 8-21 系统中采用 A/D、8031、D/A、 $20kHz$ 三角波发生器和比较器产生 SPWM 波。下面我们用 8098 十六位单片来实现实时产生 SPWM 控制信号, 这样可以大大减少内存, 减小系统的规模和造价。但要求 CPU 有强的计算能力和合理的程序设计, 尤其是开关频率较高时。这里利用 8098(或 8096) 的高速输出通道 HSO 输出三相 SPWM 信号。SPWM 脉宽的实时计算采用实时性比较优越的规则采样法, 算法的原理如图 8-26 所示。逆变器输出三相相位差 120° 的脉宽调制的方波序列, 对应 a, b, c 三相的 SPWM 波形脉宽时标为:

$$\begin{cases} t_{2a} = \frac{T_s}{2} + M \frac{T_s}{2} \cdot \sin \omega t \\ t_{1a} = \frac{1}{2}(T_s - t_{2a}) \\ t_{2b} = \frac{T_s}{2} + M \frac{T_s}{2} \sin(\omega t - 120^\circ) \\ t_{1b} = \frac{1}{2}(T_s - t_{2b}) \end{cases}$$

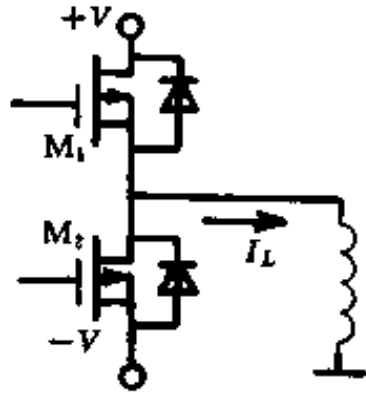


图 8-25

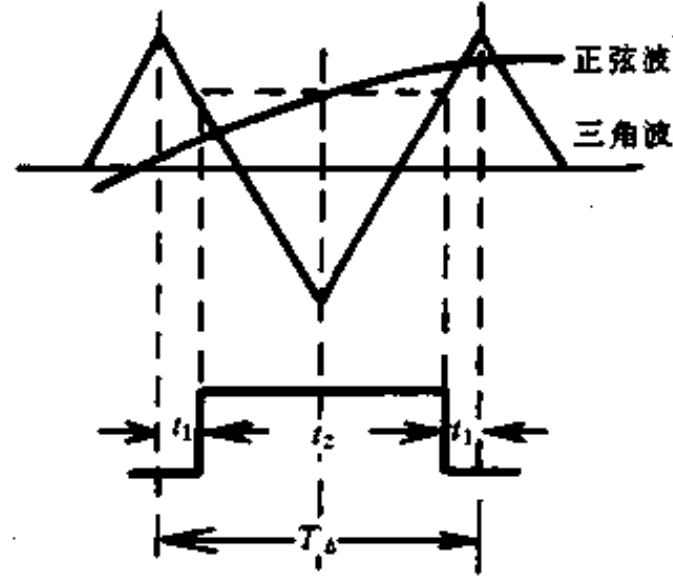


图 8-26 规则算法原理图

$$\begin{cases} t_{2c} = \frac{T_{\Delta}}{2} + M \frac{T_{\Delta}}{2} \cdot \sin(\omega t - 240^{\circ}) \\ t_{1c} = \frac{1}{2}(T_{\Delta} - t_{2c}) \end{cases}$$

这里 t_{1a} 、 t_{1b} 、 t_{1c} 和 t_{2a} 、 t_{2b} 、 t_{2c} 分别为 a 、 b 、 c 相的 t_1 和 t_2 时间； T_{Δ} 为三角波（即载波）的开关周期； M 为调制比。实际上 c 相脉宽可由 a 、 b 两相得到，即

$$t_{2c} = \frac{3}{2}T_{\Delta} - t_{2a} - t_{2b}$$

编程时将频率调节（由 A/D 的转换通道 $ACH \cdot 4$ 输入频率指令）放在主程序进行，而脉宽的计算及 SPWM 波形的输出放在中断程序中进行，中断周期采用 T_{Δ} 。对于某一频率，即有对应的 M 和 T_{Δ} 值， M 与 T_{Δ} 值可在主程序中通过查表得到。用右移位代替算式中的除 2 运算。并将 $T_{\Delta}/2$ 的位移、 $M(T_{\Delta}/2)$ 的乘法运算放在主程序进行，这样中断服务程序对 SPWM 脉宽的计算仅需 2 次乘法运算，即 $[M \cdot (T_{\Delta}/2)] \cdot \sin\omega t$ 和 $[M \cdot (T_{\Delta}/2)] \cdot \sin(\omega t - 120^{\circ})$ ， $\sin\omega t$ 和 $\sin(\omega t - 120^{\circ})$ 可由查表求得。

高速输出通道 $HSO \cdot 0$ 、 $HSO \cdot 1$ 和 $HSO \cdot 2$ 输出的 SPWM 信号分别控制逆变器中（见图 8-23） M_1 、 M_3 和 M_5 的通断。由于逆变器每一桥臂的两个功率 MOSFET 为互补 SPWM 工作状态，因此， M_4 、 M_6 、 M_2 的控制信号可由 $HSO \cdot 0$ 、 $HSO \cdot 1$ 和 $HSO \cdot 2$ 信号经非门反相得到（见图 8-27）。

2. 电压型 GTO 变频器

按我国现行异步电动机技术标准，功率在 400kW 以下的额定电压为 380V；而功率在 400kW 以上的电动机，额定电压为 6000V。这里主要讨论功率在 400kW 以上，电压为 6000V 的异步电动机变频调速。

图 8-28 示出能量可以馈入电网的电压型 GTO 变频器。

图中 ASR 为速度调节器；PC 为测速发电机；M 为异步电动机； f_s 为转差频率； V/f 为电压频率比变换器； i_R 为有功电流； i_L 为天功电流。由图可见，中间直流储能电容器两侧的整流逆变器与变频逆变器，其结构形式与容量大小无关。中间直流环节没有滤波电抗器，电容器 C 的能量就可以不受阻碍地向两个方向流动，即可以从交流电源输出能量，也可以将电动机再生能量馈入交流电源。整流逆变器与变频逆变器都是由 PWM 控制。

能量由三相交流电源流向负载电动机。三相交流电源经整流逆变器的二极管组成的

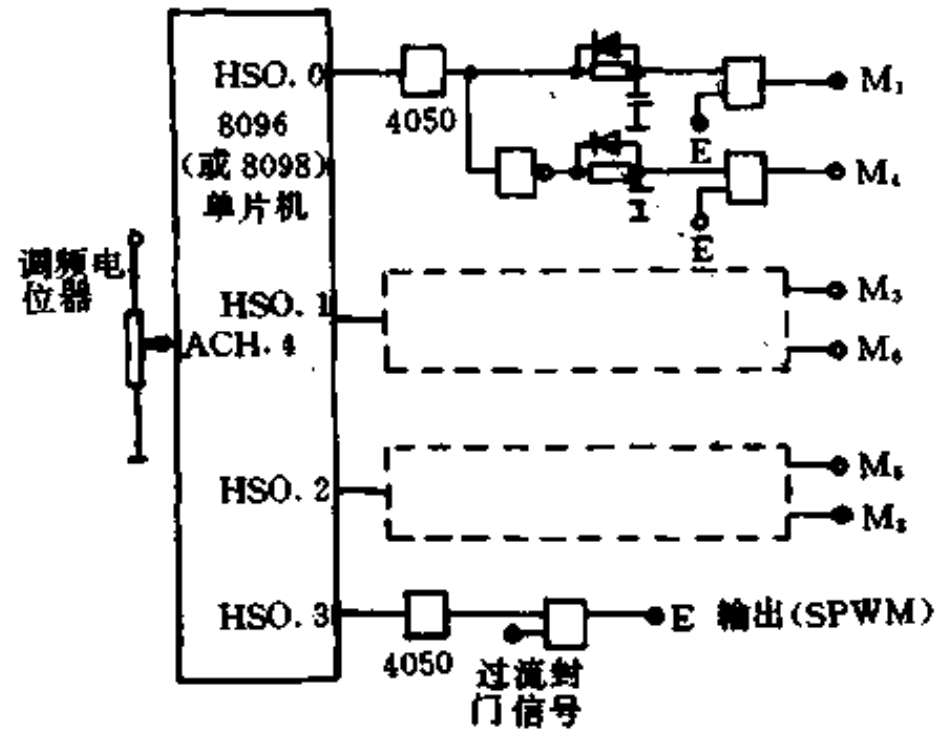


图 8-27 用单片机高速输出 SPWM 的示意图

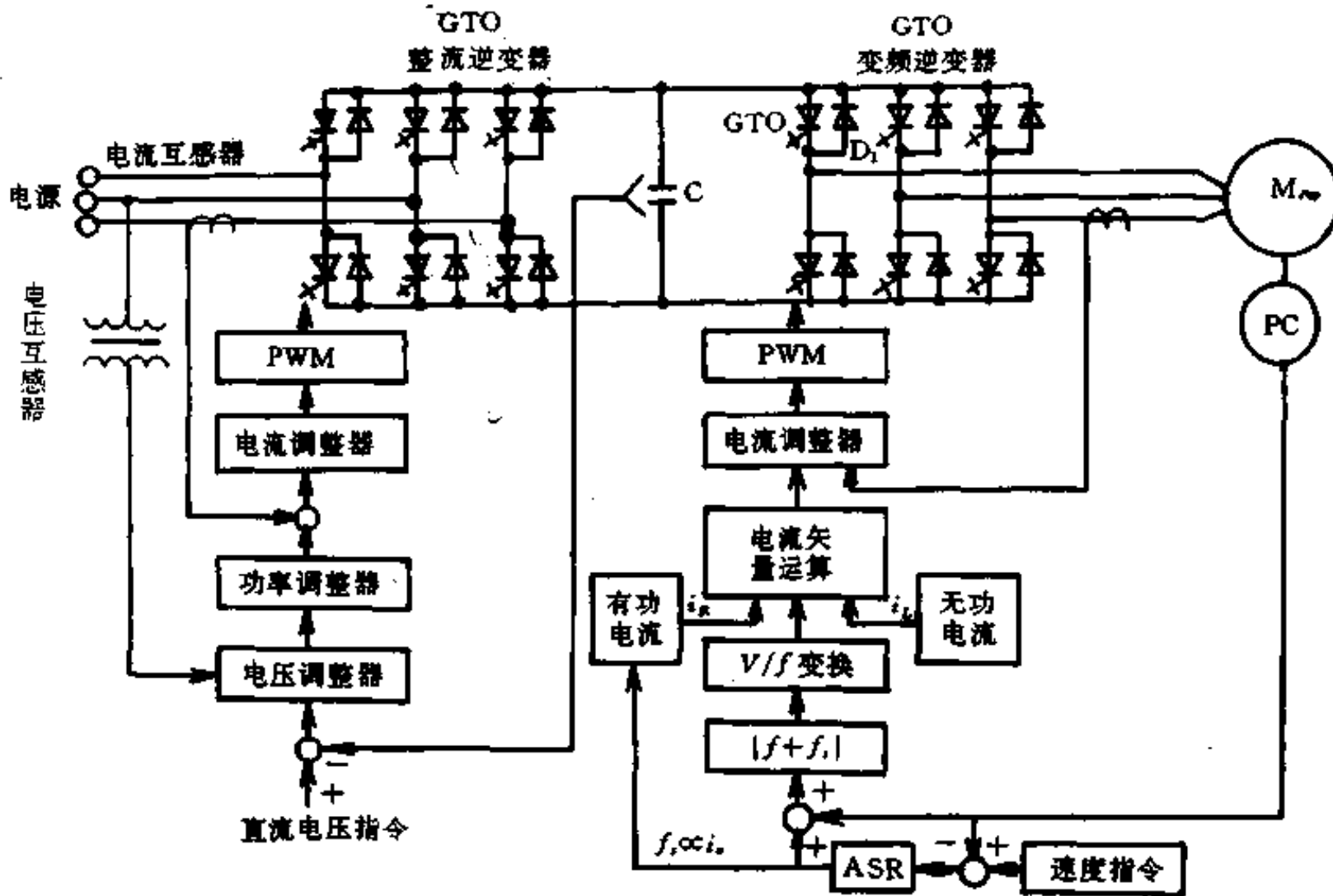


图 8-28 电压型 GTO 变频器控制框图

三相桥式整流器，向中间直流环节的滤波储能电容器 C 充电。此时变频逆变器的 GTO 在脉宽调制 (PWM) 控制下，以调频调压 (VVVF) 方式工作，使变频逆变器输出电压 V_0 与工作频率 f 成比例关系，即 $V_0/f = K$ ，这不仅使交流电动机得到恒力矩特性，而且输入到电动机的电流为正弦波，这就减少了高次谐波电流的损耗。中间直流环节的储能电容器 C 还能补偿电机的无功电流，使系统功率因数 $\cos\varphi \approx 1$ 。因此，电压型逆变器是高效率节能设备。负载交流电动机在此情况下处于电动状态，交流电源输送能量给电动机。

电动机再生能量馈入三相交流电源。

在变频调速的工作过程中，当变频逆变器在降频调减速运行时，交流电动机由于负载惯性作用，电动机进入发电状态，此时能量由交流电动机的再生能量，经变频逆变器中的

续流二极管组成的三相整流电路整流后,向中间直流环节的储能电容器 C 充电,使电容器端电压增高,再由整流逆变器中 GTO 组成的三相逆变器向电网馈入能,此整流逆变器中的 GTO 在 PWM 控制下,馈入电网的电流为正弦波电流,并与电网电压同频率同相位,以使系统的功率因数 $\cos\varphi \approx 1$ 。此外,储能电容器 C 亦能对交流电源输入电路的漏抗所产生的无功电流补偿作用。这些都是电压型逆变器突出优点。

综合上述,图 8-28 所示的电压型 GTO 逆变器能量的流向是可逆的。当电动机处于电动状态,能量由交流电源供给,流向电动机;而当电动机处于发电状态时,能量由电动机供给,流向交流电源。

(1) 主电路

主电路主要功率器件是 GTO。

1) 门极电路

如果采用日本公司的 GFT20B12 的 GTO,其典型的门极电流波形如图 8-29 所示。由图可见,门极电流分三部分:持续时间短、峰值约 1.5A 的正向脉冲;在强触发脉冲过后的正向维持电流;使 GTO 关断的,峰值约为 4A 的反向关断脉冲。为了使阳极电流有较大的上升率,同时减小开通损耗,所需要的触发脉冲前沿要陡。并且为了保持在各种负载下阳极到阴极间均为导通状态,需要有 150mA 左右的维持电流,否则在轻负载下,特别是电流从反并联二极管转向 GTO 时,GTO 有可能自行关断。

门极负脉冲及其上升率的几个方面影响着器件的关断性能。该脉冲必须具有足够高的幅值和足够长的持续时间,才能抽取存储在门极中的电荷,该电荷与正在换向的阳极电流成正比。关断电流的幅值将随着阳极电流而变化,在 GTO 的最大可关断电流 I_L 下,其典型值在 $\left(\frac{1}{3} \sim \frac{1}{5}\right) I_L$ 之间。为此,设计成图 8-30 门极驱动电路。

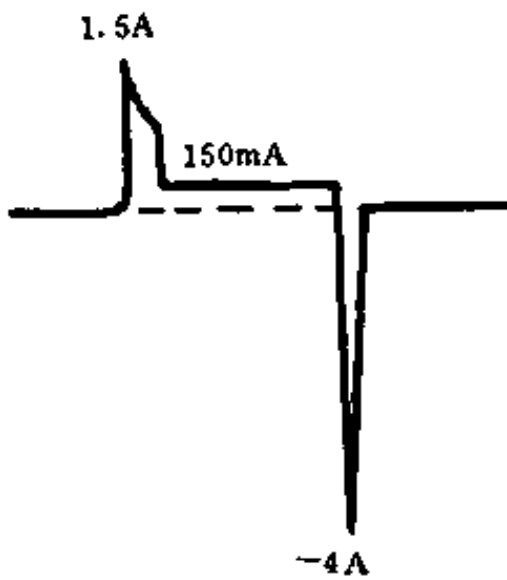


图 8-29

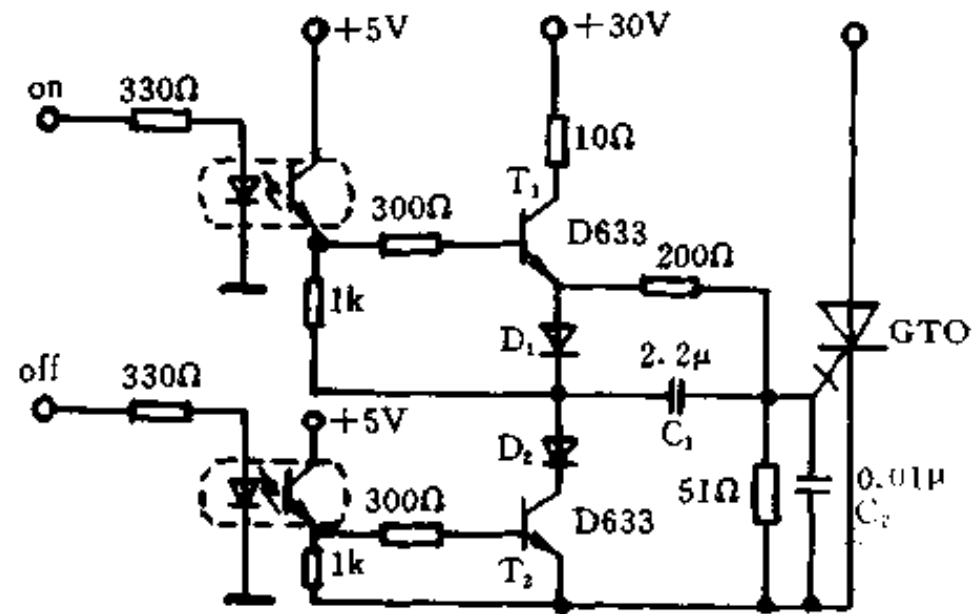


图 8-30 门极驱动电路

2) 过流保护

由于电动机严重过载或线路中出现短路故障等各种因素,会引起 GTO 元件过流。因此,为了保护 GTO 元件在出现过流时不致损坏,必须设置过流保护。除了传统的快速熔断器之外,本系统还在门极控制电路及直流电源侧设置了保护电路,其电路如图 8-31 所示。

当电流检测元件测量出负载电流 I_L 大于比较器整定值时,比较器 339 的输出变为低电平,此低电平信号一是送给 PWM 发生器部分,封锁全部 PWM 信号,使 GTO 元件不致

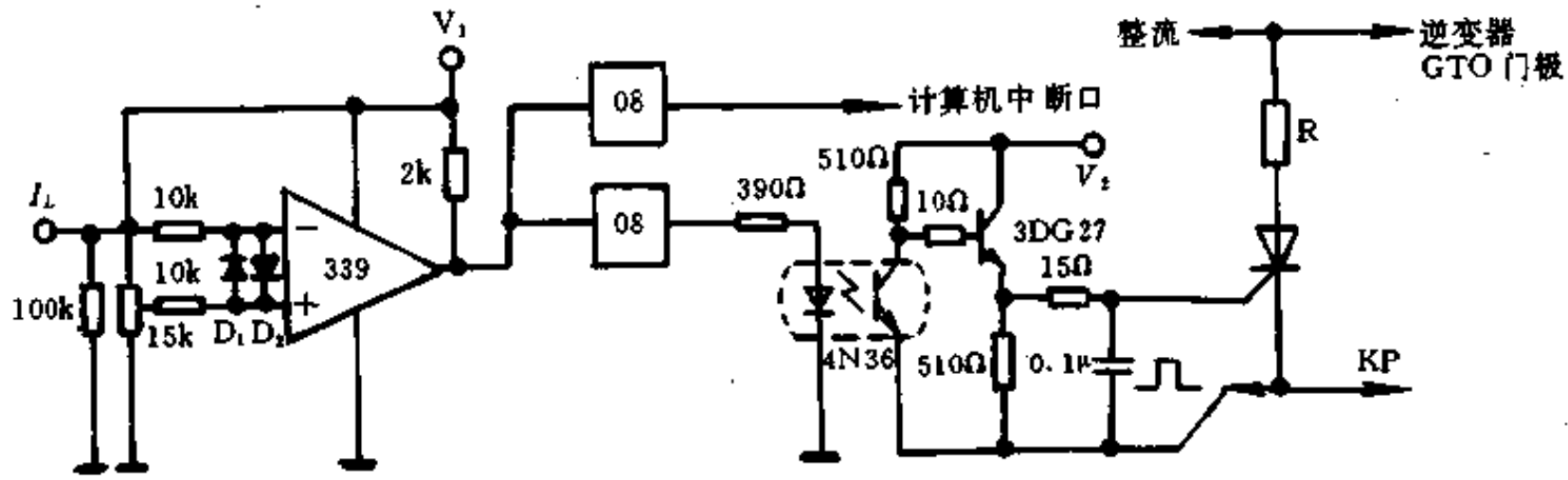


图 8-31

于在过电流时因强行关断而造成损坏；二是控制直流两端分流电阻的晶闸管 KP 的触发信号，让晶闸管 KP 为逆变桥分流，造成熔断器断路，达到保护逆变器的目的。

(2) 控制电路

控制电路由 8031 单片微机组组成(见图 8-32)。

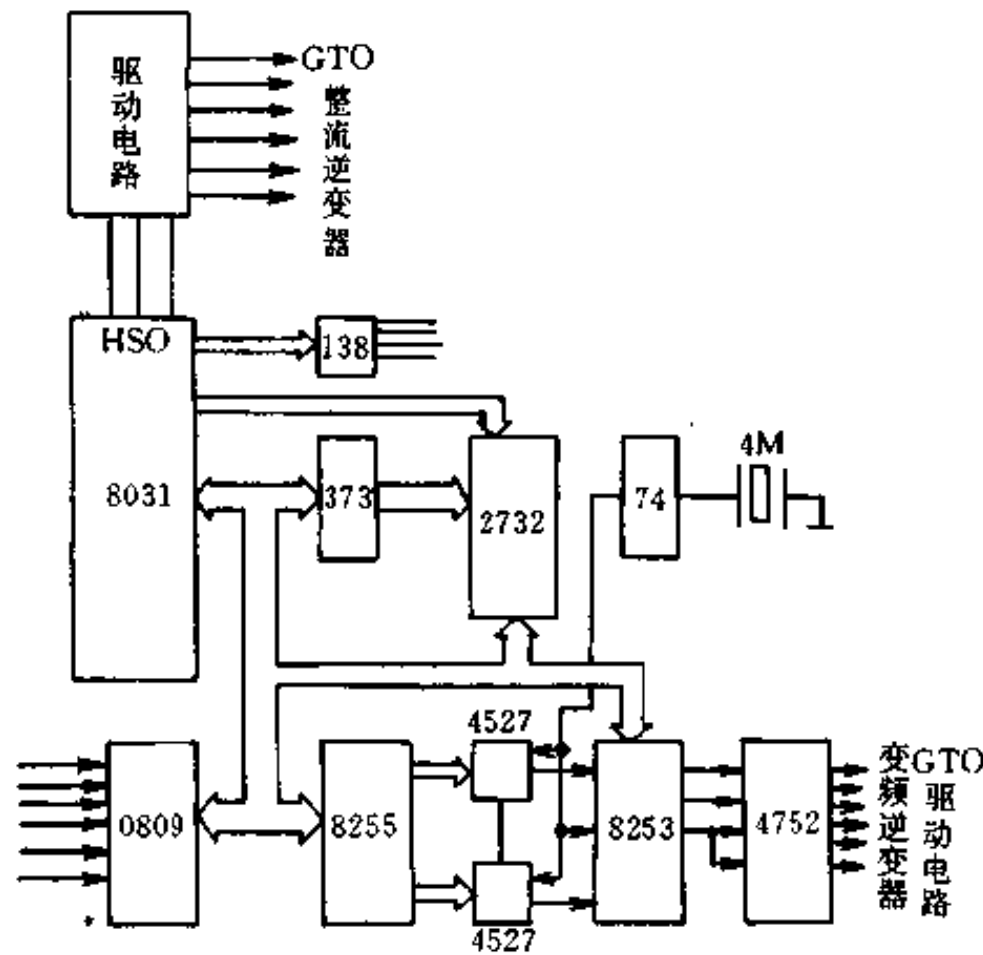


图 8-32 控制电路

控制电路分两部分，即 GTO 变频逆变器控制电路和 GTO 整流逆变器控制电路。

对于 GTO 变频逆变器控制电路，8031 单片机的任务就是通过 ADC0809 读取速度指令，并查表求取计数器 8252 的分频常数，从而为 HEF4752 提供四路脉冲，达到调压调频的目的。

应该说，单独使用 8253 是可以改变 HEF4752 的 FCT 频率的，假设 8253 的时钟频率为 2MHz，由表 8-3 可以看出，当逆变器输出频率偏低时，定时器 8253 输出的频率基本上可以满足变频调速要求，频率变化间隔较小；而当逆变器的输出频率较高时，如表 8-3 中定时常数为 8，逆变器输出频率 $f_{out} = 74.4\text{Hz}$ 。若将定时常数提高到 9，此时 $f_{out} = 66.1\text{Hz}$ ，显而易见，逆变器输出频率 f_{out} 的跳量过大，对电动机运行逆变电路的安全都极为不利，

但此时的定时常数仅增加了一个数码(加1), 仅为最小变化。如果系统需要在 0.1~125Hz 之间平滑调速, 仅用一级 8253 分频是远远不能达到要求的。为此, 引用了一种 BCD 比例乘法器串联分频形式, 如图 8-33 所示, 可较好地解决这一问题。

BCD 比例乘法器 4527 工作特性为: 当其数据线 D、C、B、A 为 0、1、1、1 时, 其 BCD 码为 7, 则输出脉数将为输入脉冲数的 7/10。根据这一特性, 将两片 4527 串联后, 组成两位数十进制比例乘法器, 使输入数据在 1~99 之间变化, 那么输出脉冲频率就可在输入频率的 1%~99% 之间变化, 进而可大大提高对输出频率的控制精度, 即

$$f_{out} = \frac{2 \times 10^6}{3360} \cdot \frac{1}{C} \cdot \frac{N}{100} = \frac{2000}{336} \cdot \frac{N}{C}$$

表 8-3 8253 的输出脉冲频率

定时常数	输出脉冲频率(kHz)	逆变器频率(Hz)
4	500	149
5	400	119
8	250	74.4
9	222.2	66.1
10H	125	37.2
20H	62.5	18.6
30H	41.67	12.4
40H	31.25	9.3
41H	30.77	9.2
48H	27.78	8.3

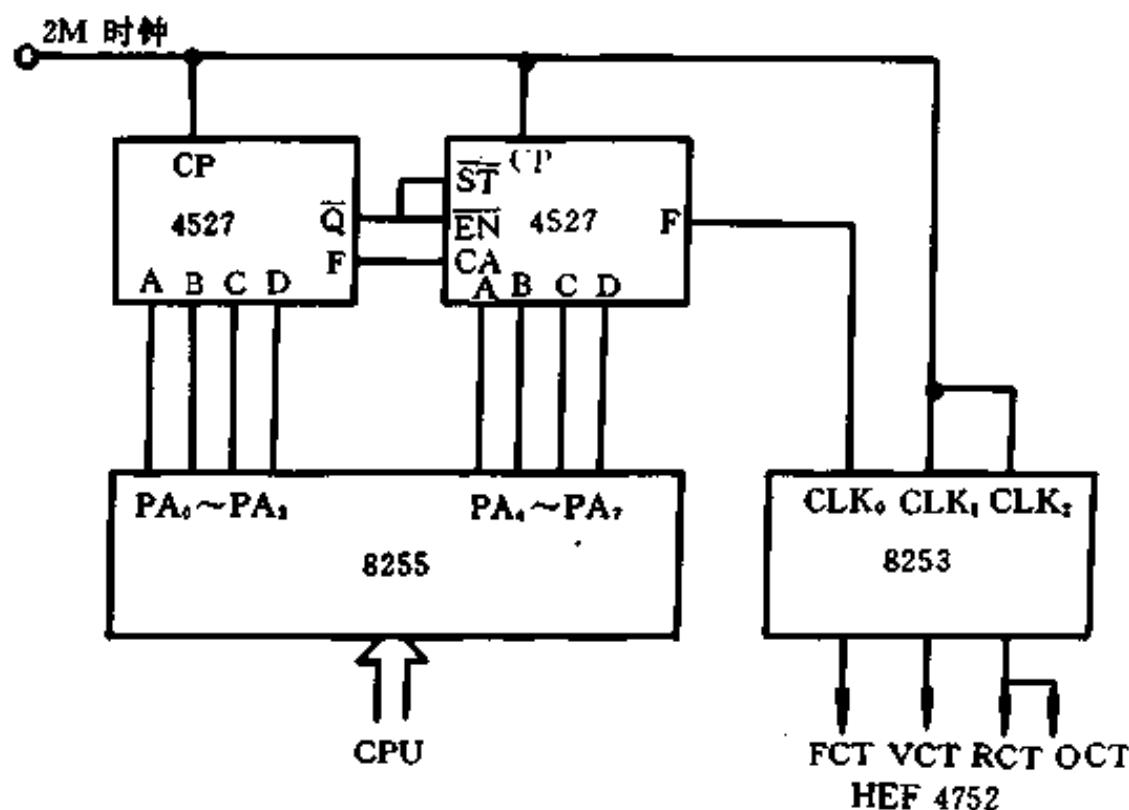


图 8-33 BCD 比例乘法器串联分频电路

式中 N 为 4527 的分频常数, C 为 8253 时钟常数, 这个常数可通过参数寻优算法计算, 对 f_{out} 进行优化控制。

由于采用了 HEF4752 大规模专用集成电路 PWM 信号发生器, 所以微处理机的计算和控制任务减轻了许多, 它主要用来检测速度给定指令、查表求取定时器 8253 的时间常数和 4527 的 BCD 码, 以及其他一些管理任务和频率显示。8031 的另一个重要任务是电动机制动时, 电动机的再生能量流向三相交流电网时, 产生和调整 PWM 去控制 GTO 整流逆变器。

当采用 ADC0809 进行模数转换速度给定指令时, 因为 0809 转换后的数字量是 8 位, 所以对输出频率的控制分辨率为 $125/256=0.5\text{Hz}$, 显然, 在对异步电机进行闭环调速时,

这样的分辨率是不够的,造成调速阶跃性大,引起电机的电流冲击,对负载和逆变器都极为不利。为此,设计了频率分点控制方法。

由表 8-4 可看出,ADC0809 转换值每改变一个值(加 1 或减 1),软件程序中都要对应一组数据,5 个频率点,即 5 个 8253 时钟常数和 5 个 4527BCD 码,计算机将依次送出这 5 组数据,送出的数据由软件设定,从而可以控制输出频率的增减速度及变化梯度。对于 ADC0809 的采样速度和送出一组数据的时间间隔由 8031 单片机的两个定时器输出 T_0 和 T_1 来完成。采样定时器 T_0 的时间常数为 #0000H,大约 131ms,频率数据定时器 T_1 的时间常数为 #0EC78 大约 10ms。下面分别介绍这两个中断程序的工作过程。

表 8-4

频率范围 (Hz)	频率增量 (Hz)	点数	每组点数	ADC 转换值
1~5	0.1	400	5	1~80
5~10	0.05	100	5	81~100
10~50	0.1	400	5	101~180
50~125	0.2	375	5	180~255

1) 采样中断程序(T_0 定时器)

系统经过初始化后,起动定时器 T_0 、 T_1 和 ADC0809,并开放中断,系统进入显示等待状态。当 T_0 定时时间到,CPU 响应中断,并执行这段中断程序,程序框图见 8-34。

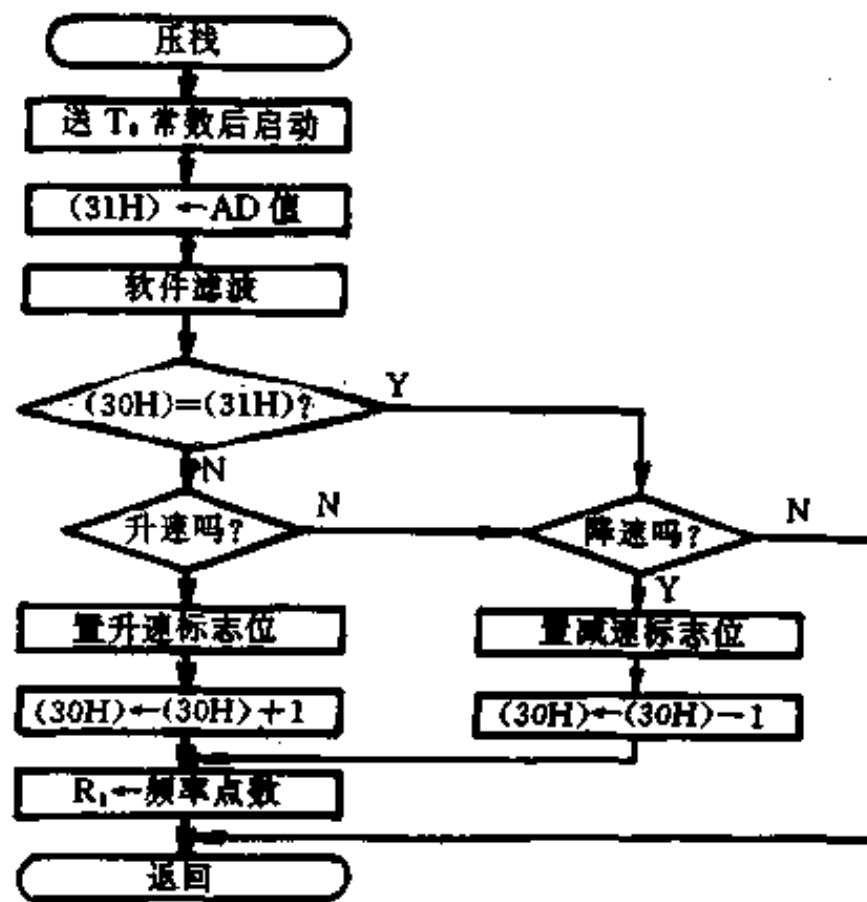


图 8-34 程序框图

根据读入指令当前值与原值比较结果,置升、降速度标志位,开辟片内寄存器 31H 为命令值存放单元,30H 为动态命令值存放单元,通过 30H 内容逐渐向 31H 内容逼近,达到缓慢调节外部逆变器频率的目的。不论给定值为多少,软件都保证每次只跳动 1 个值,即 30H 内容加 1 或减 1。并将频率点数值送给 R_1 寄存器。

2) 频率调节中断程序(T_1 定时器)

这个中断程序的主要任务是向外设 8253、4527 传送决定逆变器频率的定时常数和 BCD 码。依次查出频率点数寄存器 R_1 所对应的几组数据,并在每一次中断时送出一组,直到送完为止。其程序框图如图 8-35。

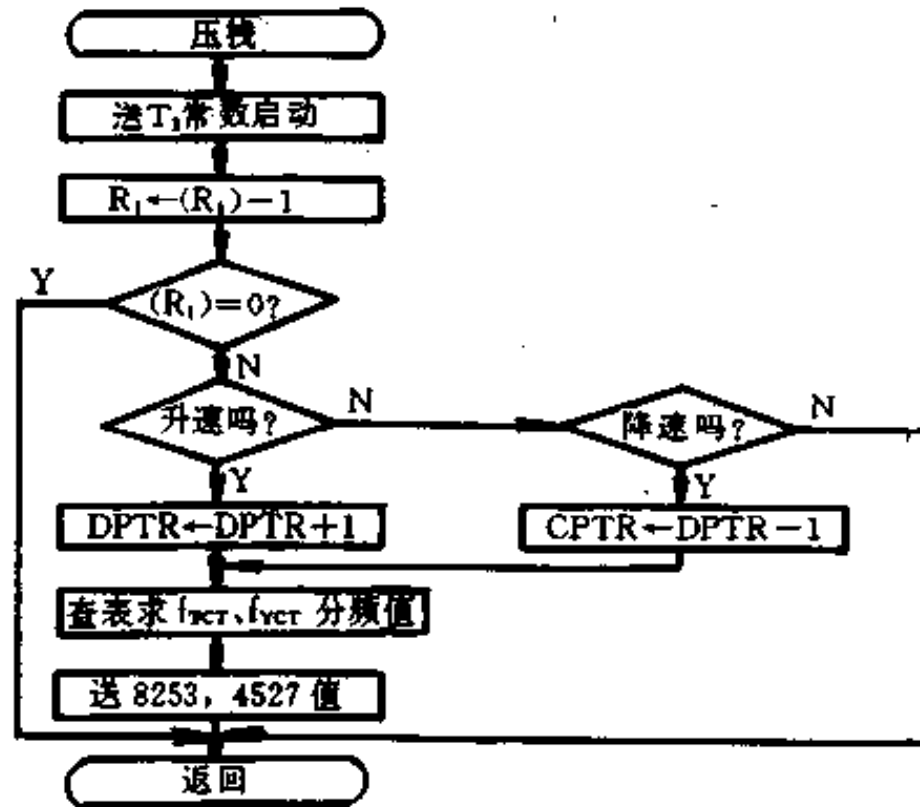


图 8-35 程序框图

对于 GTO 变频逆变器控制电路而言,8031 单片微机的任务就是通过 ADC0809 读取直流电压指令、中间直流环节端电压反馈信号,并使两者比较。如果直流电压指令信号大于电压反馈信号,则 GTO 整流逆变器中 GTO 封闭,这时二极管整流管正向导通,将交流电源整流成直流,供给变频逆变器工作电源。如果直流电压指令信号小于电压反馈信号,则根据电源电压相位和幅值进行电压调整,同时进行功率调整和电流调整,进而产生与电源电压同相位、同频率的正弦波,对整流逆变器的 GTO 进行控制,输出正弦电压,使电动机电能输向交流电源。通过 8031 的串行口 HSO 向驱动器送入 SPWM 信号。

§ 3 微机控制的全数字 GTR-SPWM 变频调速系统

微机控制的全数字 GTR-SPWM 变频调速系统是一个单片机(8098)和专用大规模集成电路(HEF4752)构成控制电路,产生三相 PWM 信号。PWM 信号经驱动电路放大后,驱动三相桥式逆变器的 GTR,逆变器输出相位互差 120° 的三相 SPWM 波,实现异步电机的变频调速。

系统包括主电路、控制电路、驱动电路、保护电路和控制软件等部分。

1. 主电路

系统框图如图 8-36 所示,由三相桥式整流器、滤波器、三相逆变器及电流传感器 LEM 组成。三相交流电源经三相桥式整流器整流后,得到脉动的直流电压,再经电容器 C_1 、 C_2 和均压电阻 R_1 、 R_2 组成的储能、滤波器后,获得直流电压,作为三相桥式逆变器的直流电源 V_{DC} 。

SPWM 驱动信号驱动逆变器的 GTR,逆变器输出频率电压可调的三相 SPWM 波电压,作为异步电动机的电源,实现变压变频调速。作为实例,下面讨论 11kVA 的逆变器,其频率变化范围为 $0 \sim 50\text{Hz}$,对额定功率为 7.5kW 的异步电动机供电,电动机为 Δ/Y 接法,额定电压 220V/380V,额定电流 29.4/17A,过载能力 $\lambda_M = 2$ 。

当没有加滤波电容器时,三相桥式整流电路输出的平均直流电压为:

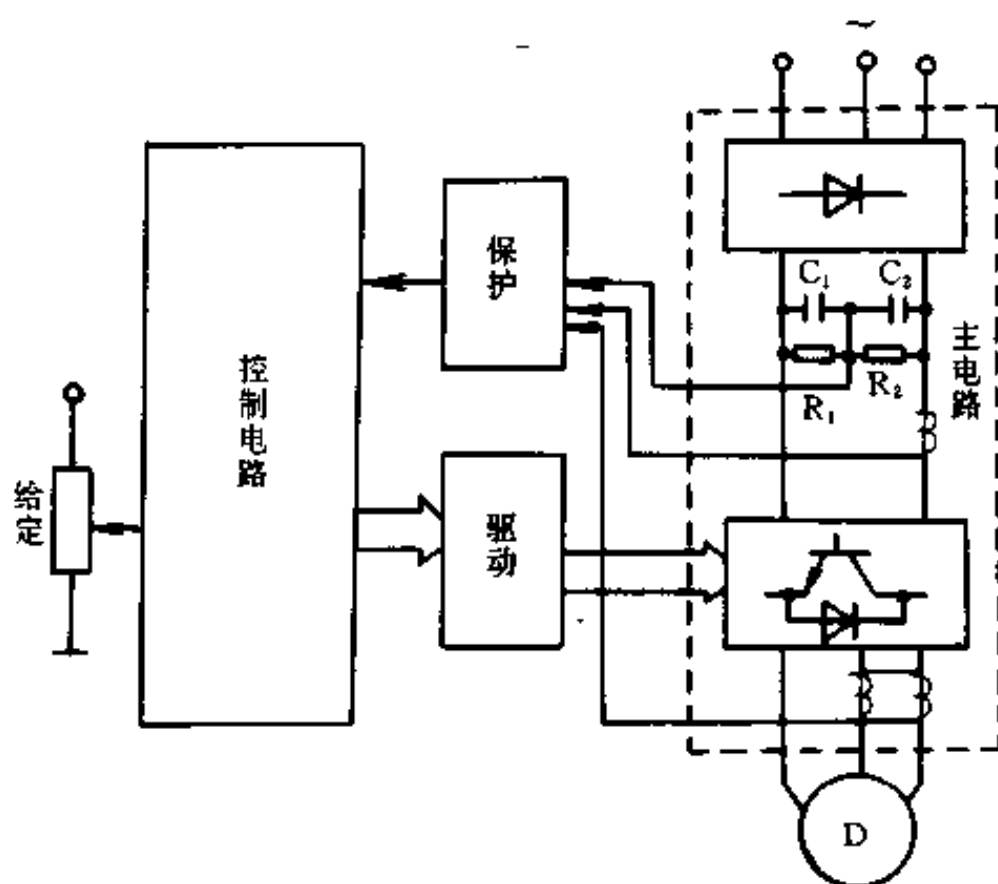


图 8-36 系统框图

$$V_{DC} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_{\text{线}} = 1.35 \times 380 = 513(\text{V}) \quad (8-26)$$

加上滤波器后, V_{DC} 的最大电压可达到交流线电压的峰值:

$$V_{DCP} = \sqrt{2} \times U_{\text{线}} = \sqrt{2} \times 380 = 537(\text{V}) \quad (8-27)$$

实际工作时, $513\text{V} \leq V_{DC} \leq 537\text{V}$ 。如果电动机有再生能量运行状态时, V_{DC} 可能大于 537V。如果考虑电网电压波动 $\pm 10\%$, 则 V_{DC} 的最大峰值可达:

$$V_{DC(\text{peak})} = 1.1 \times \sqrt{2} \times 380 = 591(\text{V}) \quad (8-28)$$

在这种情况下, 如果再出现电动机的再生制动, 则直流电压 V_{DC} 将会高于 $V_{DC(\text{peak})} = 591\text{V}$ 。一般工作在经常制动, 出现再生制动的负荷, 如电梯等, 都加再生制动电阻和制动晶体管, 限制电压为:

$$V_{DC} = 1.1 \times \sqrt{2} \times U_{\text{线}} = 591(\text{V})$$

如果直流电压高过 591V, 则制动电阻接通, 维持直流电压不要高于 591V。

作为选用管子耐压, 再考虑一定的安全系数, 选用 1000V 的管子应当说是可以了。

电动机在 Y 形接法时最大过载电流为:

$$I_{\text{max}} = 17 \times 2 = 34(\text{A})$$

采用 HEF4752 产生 PWM, 要求逆变器 GTR 的开关频率在 675Hz~1000Hz 之间。

经上计算, 三相桥式整流器选用 RM20TA-2H 功率整流模块, 输出直流电流额定值为 40A, 重复峰值反压 V_{RRM} 为 1600V。逆变器选用二单元 GTR 模块, 型号为 QM50DY-2H, 电流 50A, V_{ce} 为 1000V, 三个组成三相桥式逆变器。

滤波电容器的选择, 理论上电容器的值越大越好, 直流电压 V_{DC} 越平稳, 但容量大, 体积大, 价格高。综合考虑, 选用两个 2200 μF /350V 的电解电容器串联, 总耐压 700V, 电容量

1100 μ F, 并联在电容器两端的电阻 R_1 、 R_2 各为 20k Ω , 起均压作用, 保持两个电容器电压相等, 同时, 电源关断时, 起了提供电容器放电回路的作用。

LEM 为霍尔原理做成的电流传感器模块, 用以检测电流的变化, 对电路进行保护。

2. SPWM 信号的产生

SPWM 信号由控制电路产生。控制电路包括有 HEF4752 专用集成电路、8098 单片机和外围电路 8254、2764、74LS373、74LS139、74LS273 和显示电路等, 如图 8-37 所示。

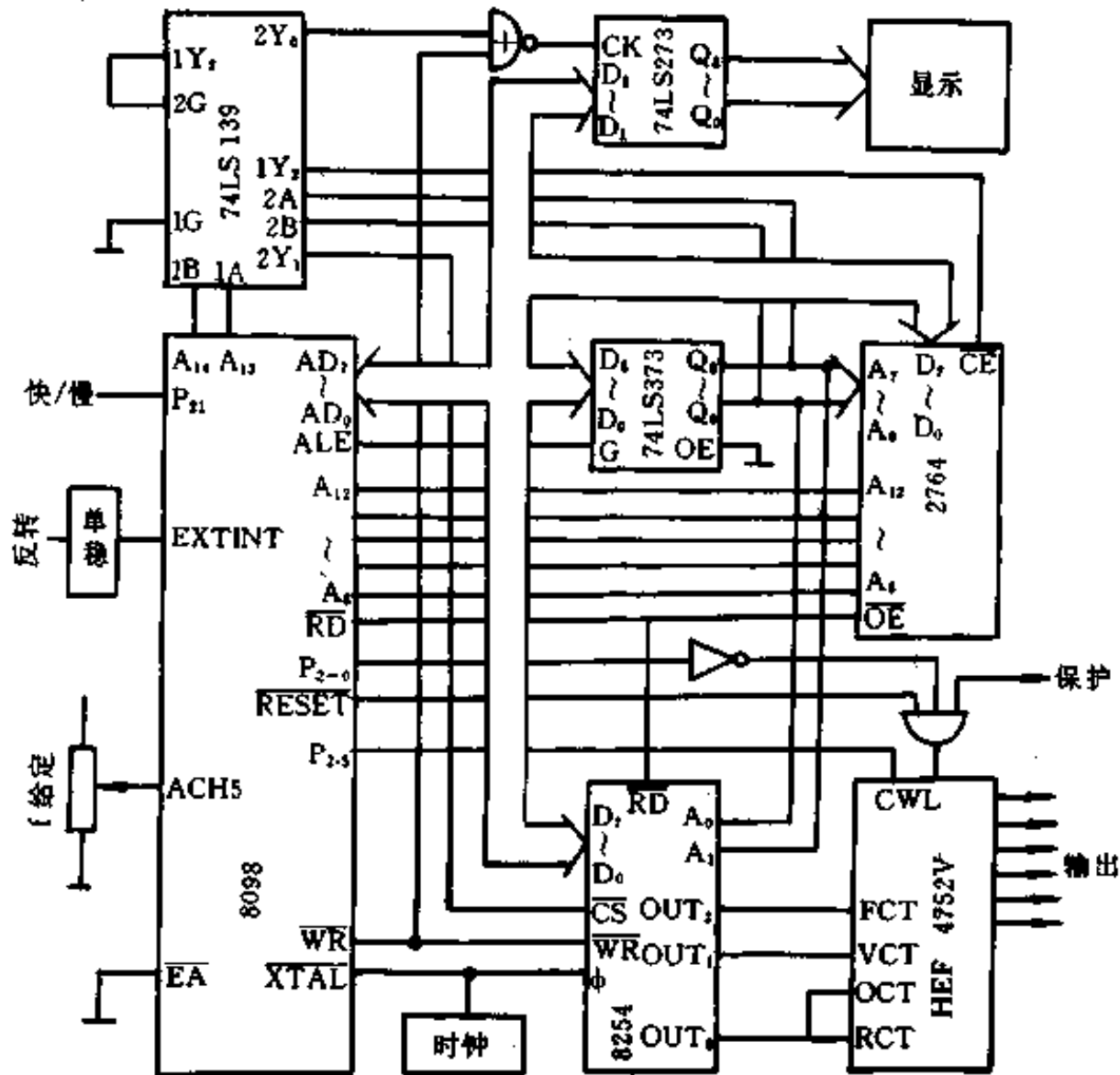


图 8-37 控制系统框图

(1) 专用集成电路 HEF4752

PWM 发生电路很多, 这里采用的是专用集成电路 HEF4752, 它使系统中的微机仅完成控制、检测和保护功能。HEF4752 以其性能优越、成本低、体积小、控制简单而广泛应用于各类逆变器中。

下面介绍一下初始化过程。在系统通电时, HEF4752 必须有初始化过程。在初始化的前半段, 内部电路应被清零, 要求至少送 3360 个脉冲进入 FCT 端。在初始化的后半段, 在输入脚的所有输入状态都必须建立起来。如果 FCT 从零开始起动, 最好以 $0.04f_{RCT}$ 的频率送 3360 个以上脉冲给 FCT 端, 否则, HEF4752 的前几个输出脉冲将是频率比 15 而不是 168 送到逆变器, 这有可能对逆变器造成损害。

(2) 8098 单片机

8098 单片机是 Intel 公司于 1988 年推出的 MCS-96 系列的新成员。8098 单片机具有 16 位微控制器速度, 其内部总线为 16 位, 而外部总线为 8 位。

8098CPU 主要包括快速寄存器组合,专用寄存器 SFR,存储控制器和寄存器/算术逻辑单元 RALU。单片机与外设的通信是通过 SFR 或通过对寄存器组合及诸专用寄存器构成 256 字节地址空间进行操作。CPU 通过专用寄存器直接控制 I/O,可使 I/O、A/D、PWM 和串行口的工作效率大大提高。这种结构的主要优点在于具有上、下迅速切换的能力,无累加器不足的困扰以及数据吞吐和 I/O 的快速性等。它的结构框图见 8-38,引脚图示于图 8-39。

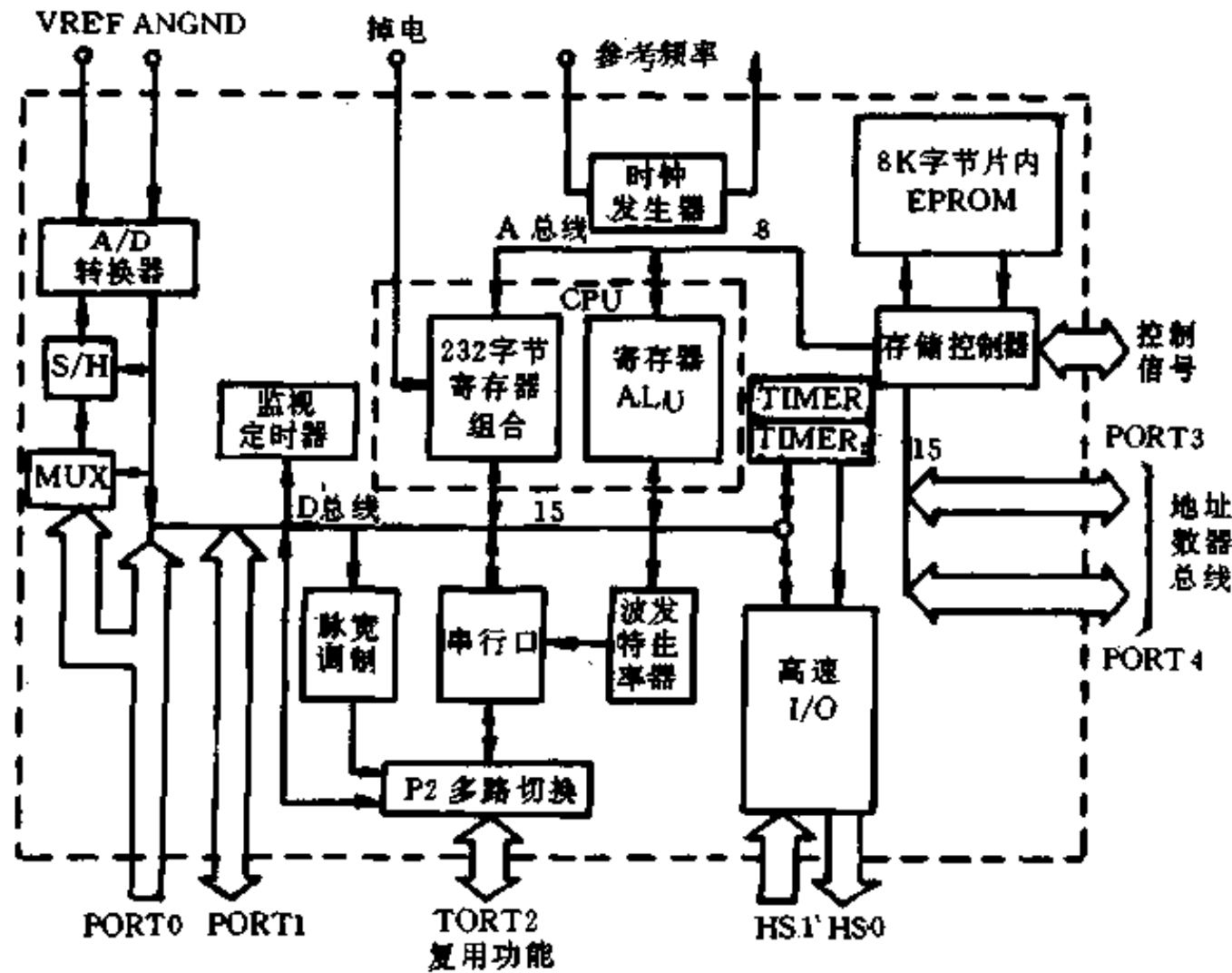


图 8-38 8098 单片机的结构框图

在 RALU 控制下的外设系统分为:高速输入/输出(HSI/HSO);带采样/保持器(S/H)电路的 4 路 10 位 A/D 转换器;中断控制器和等待状态产生逻辑;一个同步/异步串行口;两个 16 位定时器和一个监视定时器;一个可供 D/A 转换使用的脉宽调制(PWM)输出。

(3) 系统控制软件

8098 单片机的指令系统中包括有一组适用于字型、短整数型和整数型的算术和逻辑操作指令、 16×16 位的乘法指令、32 位除 16 位的除法指令和转移指令。可以直接提供双字型和长整数型的数据。32 位变量的其他操作可以通过将 16 位的指令组合起来而得到实现。

8098 除了算术和逻辑指令外,还提供不同类型数据之间的转移指令。8098 指令系统中大部算术和逻辑运算指令即可采用双操作数,又可采用三操作数,利用此特点,可以给编程带来很大的方便。

本系统的控制程序功能如下:

1) 8098 单片机、外围芯片及 HEF4752 的初始化,满足系统的通电条件,确保逆变器的安全。

在合闸通电时,需对 HEF4752 进行初始化,此时其输出被封锁,以建立起正确的时钟

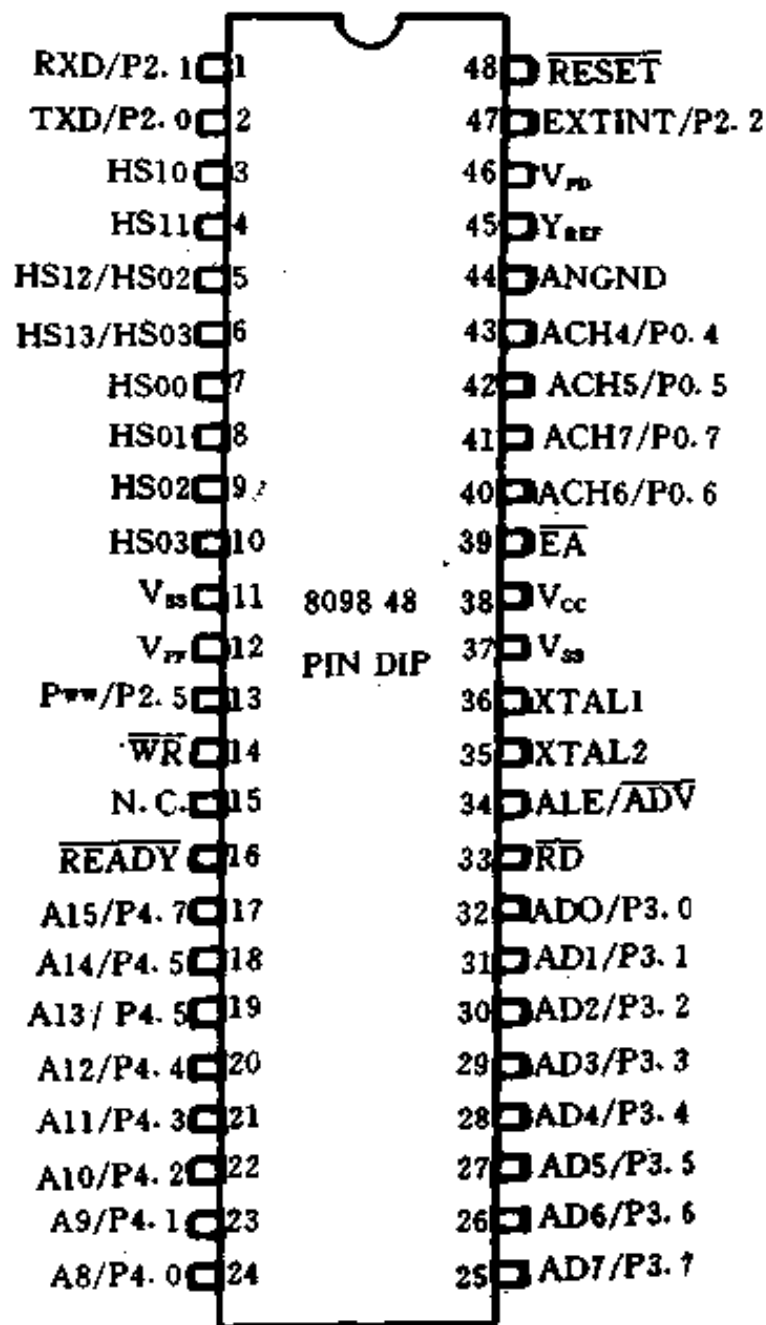


图 8-39 8098 引脚图

和输入条件,使逆变器的功率器件不致因 HEF4752 的误输出损坏。

2) 合理选用逆变器的输出控制方式

输出频率为 0~60Hz,输出频率小于 50Hz 时,电动机运行在恒转矩特性段;输出大于 50Hz 时,电动机运行在恒功率特性段。为了补偿低频段“IR”压降,在低频段适当地改变 f_{vcr} 值。图 8-40 为逆变器实际的电压-频率运行曲线。

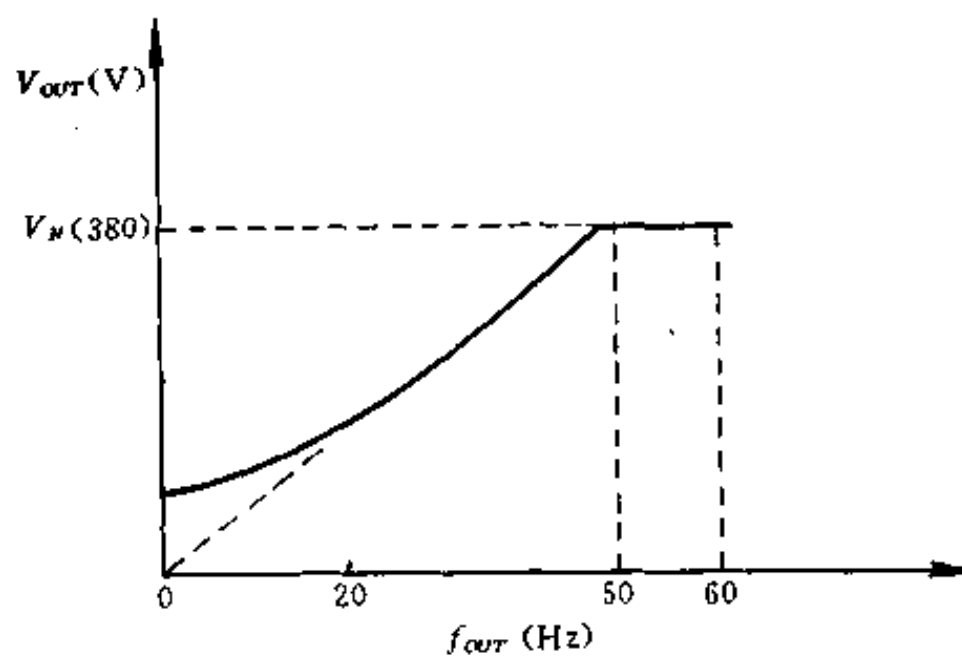


图 8-40 逆变器实际的电压-频率运行特性曲线

3) 逆变器输出频率由面板的电位器给定

在初始化完成后,由软件改写中断挂号寄存器 INT-PENDING,以期产生 A/D 完成中断,读入初始给定的频率值,随后的设定值由 A/D 完成中断,每隔 100ms 定时读入,并经中值滤波以消除干扰的影响,用软件控制 HEF4752 输出的 PWM 脉冲。

4) 根据给定的变化,控制电机平滑地快速地跟踪给定转速

用户可突给频率,系统有积分软起动功能,使输出平滑地跟随给定的变化。系统还设有快/慢启动及正反转开关供用户选择。

5) 故障处理及显示功能

在程序中还安排了故障处理及显示程序。一旦出现故障,可自动切断主回路电源,封锁 PWM 信号的输出,判别故障类型并显示出来。

图 8-41 为系统程序框图,表 8-5 为初始化程序。

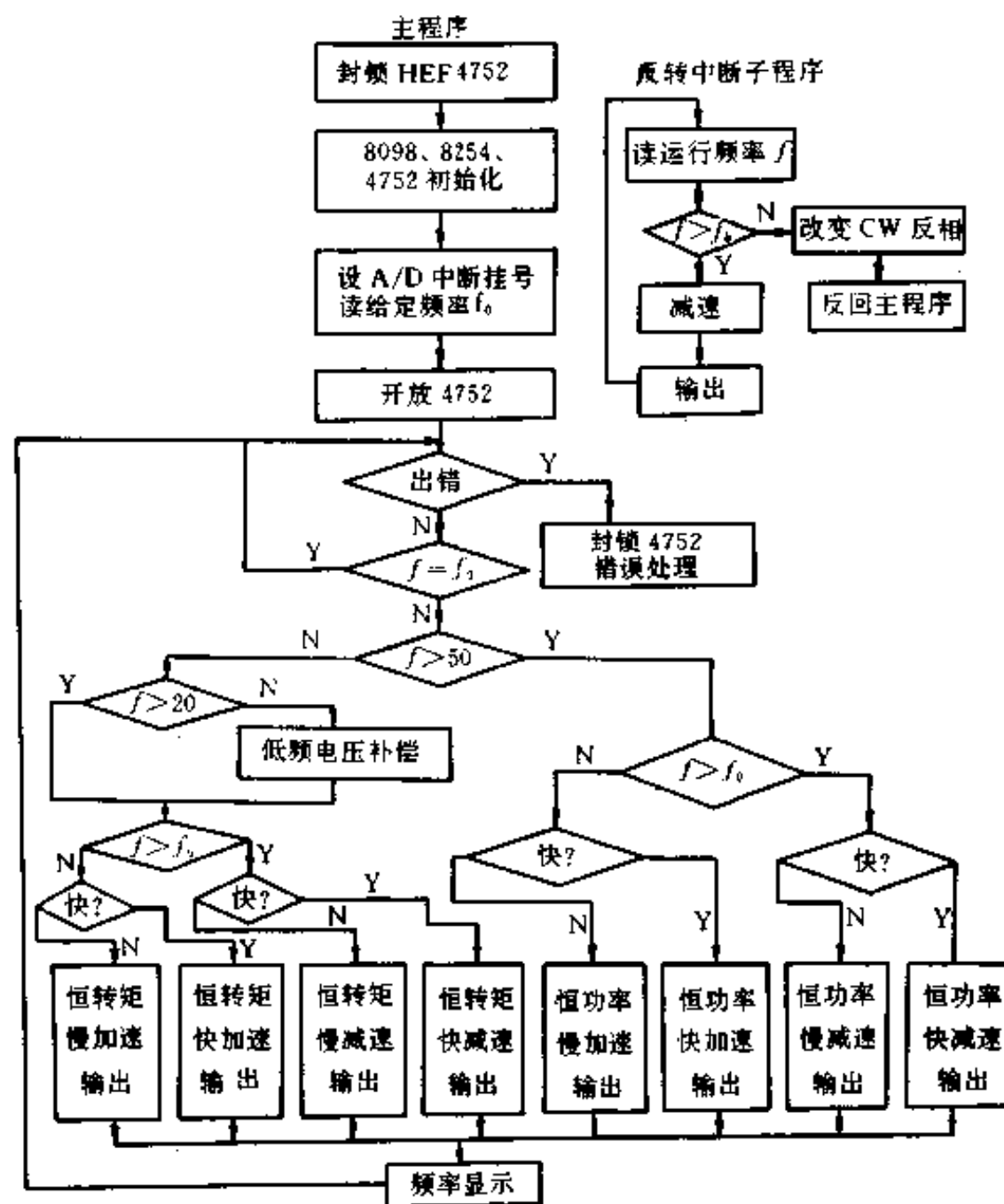


图 8-41 系统程序框图

表 8-5 初始化程序

MAIN;	ORG	2080H
	ORB	PORT2, #01H
	LD	STACKP, #0F0H
	DI	
	CLRB	INTPEN

(续)

	LDB	IOCI, # 00H
	LDB	INTMAS, # 82H
INI1:	LD	DX, # 4000H
	LDB	AL, # 16H
	STB	AL, 7(DX)
	LDB	AL, # 56H
	STB	AL, 7(DX)
	LDB	AL, # 0B6H
	STB	AL, 7(DX)
	LDB	AL, # 54H
	STB	AL, 6(DX)
	LDB	AL, # 00H
	STB	AL, 6(DX)
	LDB	BH, # 6EH
INI2:	LDB	BL, # 0FFH
INI3:	DJNZ	BL, INI3
	DJNZ	BH, INI2
	LDB	AL, # 26H
	STB	AL, 4(DX)
	LDB	AL, # 26H
	STB	AL, 5(DX)
INI4:	CLRB	NSET
	CLRB	NST1
	CLRB	NST2
	CLRB	NST3
	CLRB	FSTA
	CLR	FFLG1
	CLR	FFLG2
	CLR	FFLG3
	CLRB	COUN2
	CLRB	FDIS
	LDB	AL, # 0BCH
	STB	AL, 6(DX)
	LDB	AL, # 02H
	STB	AL, 6(DX)
	LDB	BH, # 0E3H

(续)

INI5:	LDB	BL, # 0FFH
INI6:	NOP	
	NOP	
	NOP	
	DJNZ	BL, INI6
	DJNZ	BH, INI5
INI7:	LD	FFLG1, # TABL1
	LD	FFLG2, # TABL2
	LD	FFLG3, # TABL3
	LDB	FSTA, # 04H
	LDB	COUN2, # 01H
	ORB	INTPEN, # 02H
	ANDB	PORT2, # 0DEH
	EI	

3. 驱动电路的设计

理想的基极驱动电流波形如图 8-42 所示。正向基极驱动电流的前沿要陡,并有一定

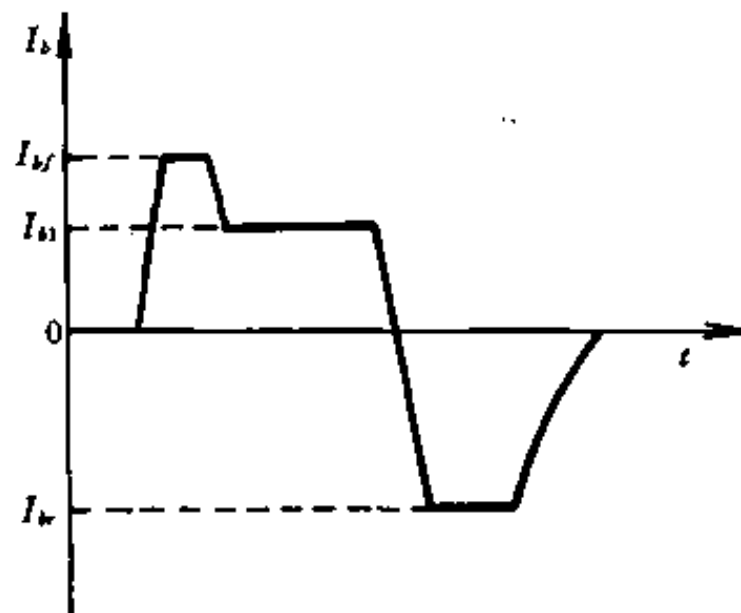


图 8-42 理想基极驱动电流

的过载冲量(I_{bf}),以便使 GTR 能迅速饱和,减少开通时间,降低开通损耗。 I_{b1} 要恰好维持 GTR 处于准饱和状态,使存储时间 t_s 缩短,开关安全区扩大。基极电流 I_{b1} 可按式取值:

$$I_{b1} = (1.5 \sim 2.0) \times I_C / h_{FE} \quad (8-28)$$

为了加速 GTR 的关断,在关断时,给基-射极之间加一负偏压,以抽取基区的剩余电荷,减少存储时间和关断损耗,这样就形成了一个反抽电流 I_{br} 。如果 I_{br} 较大,GTR 的关断时间缩短。但 I_{br} 增大,浪涌电压增大,使 GTR 的反向安全工作区缩小,并且负偏的大小受 GTR 基-射极反向耐压 V_{BR} 的限制。所以在实际应用中,应通过实验来确定。一般 I_{br} 取值范围为:

$$I_w = (1 \sim 3) \times I_{b1} \quad (8-29)$$

根据上述要求,可设计出满足条件的驱动器。为了使 GTR 模块安全工作,国外已制造出供驱动 GTR 模块的专用集成驱动器。本系统选用 M57215BL 专用集成驱动器,其电路原理图和其应用电路见第二章中图 2-31、图 2-32。

4. 保护电路

由于 GTR 存在着过载能力差和易发生二次击穿等问题。为了使 GTR 安全工作,控制线路中必须具有各种保护功能,本系统只介绍交直流过流保护和直流过电压保护电路。

采用电流传感器模块(LEM)测出三相逆变器的输出电流。这里采用 LA50-P 型 LEM,其一次边额定电流 $I_N = 50A$,匝比 $N = 1 : 1000$, $R_i = 90\Omega$,测量电阻为:

$$R_w < \frac{U}{I_N N} - R_i = \frac{15}{50 \cdot \frac{1}{1000}} - 90 = 210(\Omega) \quad (8-30)$$

取测量电阻为 100Ω 。

电流检测信号经测量电阻转换成电压信号,与设定的保护值相比较,然后输出相应的信号给下一级的电路,见图 2-43。

直流电压保护信号取自主回路滤波电容器端,经电阻分压后获得。为防止高压信号进入控制电路,采用光电隔离电路。直流电压保护动作值限定在 $670V$ 以下。滤波电容器由两个电容串联,信号从其中一个电容器端取出,即最大动作电压为 $\frac{1}{2} \times 670 = 335V$ 。经 $600k\Omega$ 和 $5.1k\Omega$ 电阻分压后,由 $5.1k\Omega$ 电阻取出:

$$V_{ref} = \frac{5.1}{600 + 5.1} \times \frac{1}{2} \times 670 = 2.82(V) \quad (8-31)$$

系统过电流、过电压保护电路见图 8-43。当输入的交流、直流电流或直流电压之一的值超过保护设定值时,对应的比较电路输出低电平,经与非门 U_4 送至 U_7 双稳态电路(由 D 触发器构成)。 U_4 输出和来自微机的控制信号相与后控制 HEF4752 的 L 端成为低电平,封锁了 HEF4752 的三相 PWM 脉冲输出,使三相桥式逆变器的 GTR 关断,停止输出,保护了 GTR。同时发光二极管亮,显示出故障状态。当过载故障排除后,须先按一下按钮 AN,使 D 触发器输出为高电平,系统恢复正常。

此外,还设有开关辅助电路,如图 8-44 所示。开关辅助电路也称吸收电路或缓冲电路。它能改进 GTR 的开关波形(特别是关断时波形),减少了 GTR 的开关损耗、 $\frac{di}{dt}$ 、 $\frac{dV}{dt}$ 和抑制浪涌电压。

5. 抗干扰措施

干扰源主要来自逆变器中 GTR 通断和外部电气设备工作所造成的浪涌干扰;微机接口引入的干扰;空间辐射的电磁干扰;负载扰动;静电干扰,其中最为严重的是从电源引入的干扰。

(1) 器件的选择

为避免因布线所造成的干扰,整流器采用三相桥式整流模块,逆变器的开关器件选用二单元的 GTR 模块;选用集成度高、稳定性好、抗干扰能力强的 MCS-96 系列的 8098 单片机作为控制电路的核心,其他外围元件大多采用 COMS 集成电路,这样可大大减少干扰因素。

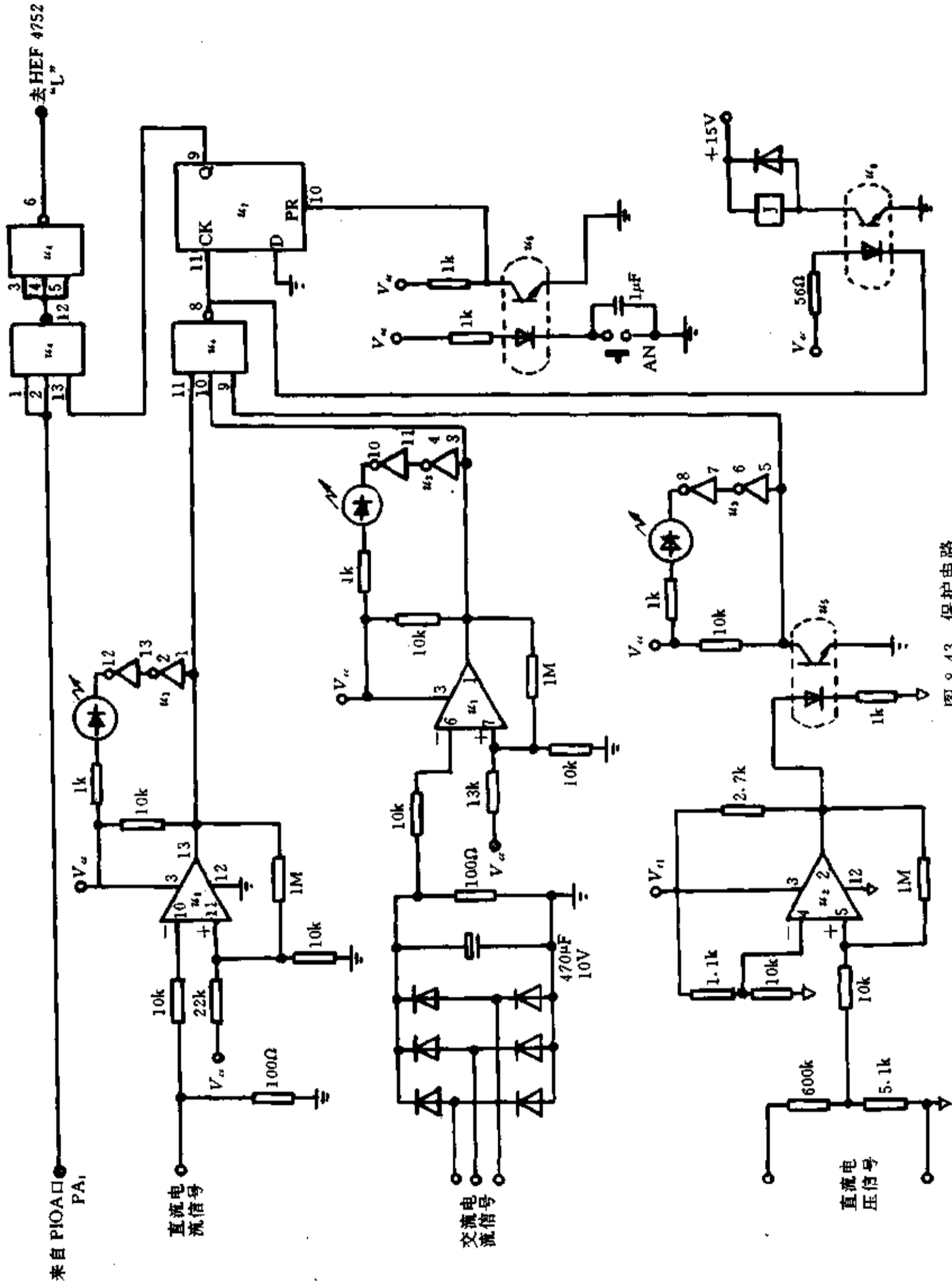
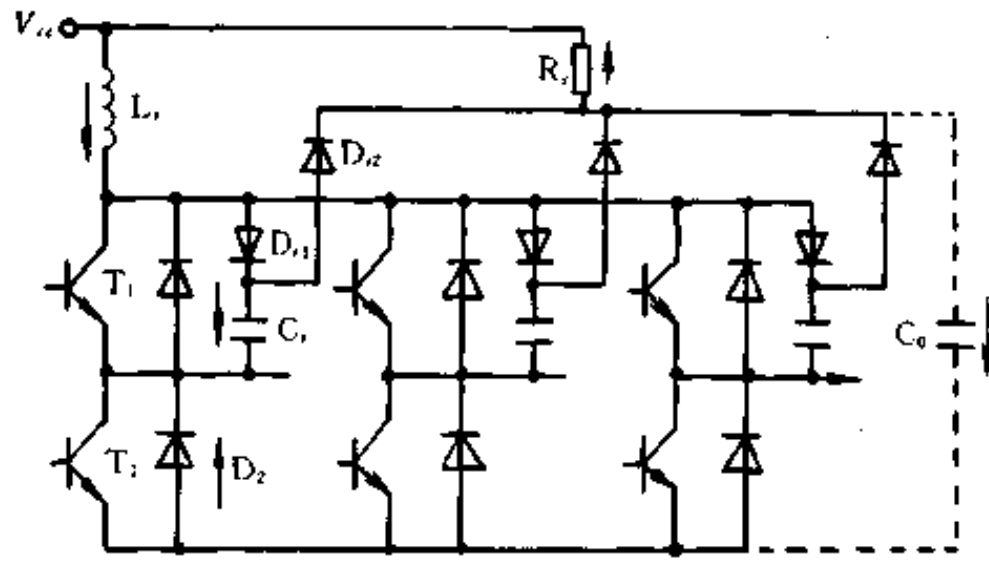


图 8-43 保护电路

图 8-44 具有公共 R_s 和 L_s 的吸收电路

(2) 微机电源的选择及抗干扰措施

经验表明,微机的干扰相当大的可能性是电源耦合造成的。采用抗干扰性能强的优质电源是提高系统可靠性的关键措施之一。微机及控制电路电源采用常规的整流稳压电源,在电源变压器的输入端接入如图 8-45 所示的电源滤波器以减少从电网夹杂进来的干扰。图中电容器 $C_1=C_2$,一般取 $1\mu\text{F}$ 左右,电感 L 取几十毫亨,可获得较好的效果。

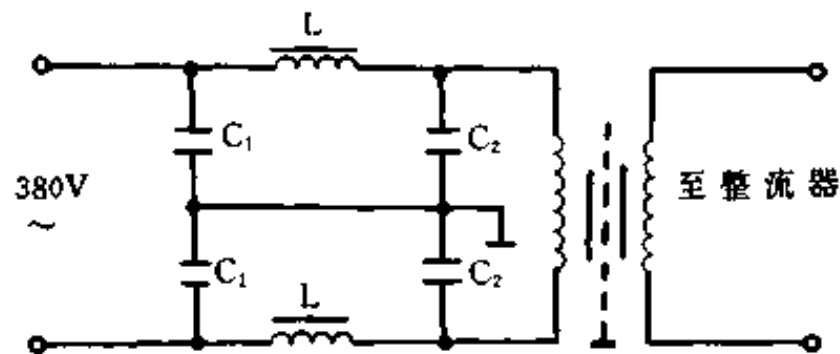


图 8-45 电源滤波器

(3) 控制电路及驱动电路的抗干扰

在制作控制电路印刷电路板时,设法通过合理的布局把电气性能不同的元器件隔离开,将电路的输入线与输出线、模拟线、数字线、高速线、低速线等分开具有一定的效果。

接地线应尽量加粗,并且构成回路,这样可使电平信号稳定,并提高抗噪声能力。

设计驱动电路尽量选用专用集成驱动电路。制作电路板每路驱动电路之间留有一定空间不布线。每路输出驱动线采用绞合线。驱动电路具有负电源偏置,使误触发脉冲的幅值限制在零电平以下。

(4) 软件抗干扰措施

尽量选用软件代替硬件。这样,不仅硬件电路简单,引入和发出的干扰因素也减少。这里用的 8098 单片机具有监视定时器(WDT),软件设计可使 WDT 在程序非正常运行时发出溢出,引起 8098 复位。另外,8098 单片机还具有掉电保护空间,可实现系统的瞬时停电保护。

抑制程序飞溢的另一有效方法是设置“恢复陷阱”。在放置应用程序的 EPROM 的未用空间以及未使用片内 RAM 空间的每一个单元都放置一条重新启动指令 RST(FFH),并且在设计应用程序时,各程序模之间都放置几条芯片复位指令 RST,这样处理后,在程序

不使用的 EPROM 和 RAM 中都设置了陷阱。因此,当出现程序失控时,只要这些失控的程序进入这众多陷阱中的任意一个,都将立即被捕获,使系统重新启动。

本系统采取了上述一系列抗干扰措施,运行稳定可靠,故障率低,达到了预期的目的。

§ 4 滑动模矢量控制交流电动机

当用异步电机构成快速拖动系统时,仅根据电机的静态特性进行控制是难以超过同等容量的直流拖动系统的快速性的。只有根据电机的动态方程,采取矢量控制策略,对定子电流的励磁分量和转矩电流分量进行独立控制,才能满足快速性的要求。

矢量控制的效果往往取决于电动机建模的准确性,控制性能易受参数变化影响,同时,交流电机的 d 轴和 q 轴存在非线性耦合关系导致控制算法复杂。为解决上述问题,人们在电机控制中引入滑动模控制算法。过去滑动模一般取如下形式:

$$\begin{cases} s_1 = C_s[\omega_r(t) - \omega_r^*(t)] + \frac{d}{dt}[\omega_r(t) - \omega_r^*(t)] \\ s_2 = C_\psi[\psi_R(t) - \|\psi_R\|^*] + \frac{d}{dt}[\psi_R(t) - \|\psi_R\|^*] \end{cases} \quad (8-32)$$

上述滑动模取法尽管控制目标明确,但所求得的控制量 u_{sd}^* 、 u_{sq}^* 表达式复杂,不易由微机实现,而且对定子电流的变化范围无约束,这对实时控制很不利。下面新推导鲁棒性较好的控制算法。

1. 滑动模控制算法

假定交流电机的定子电压可控,而不是电流可控,交流电机磁场定向解耦控制模型为:

$$\begin{cases} \sigma T_s \frac{di_{sd}}{dt} + i_{sd} = \frac{u_{sd}}{R_s} - (1 - \sigma)T_s \frac{di_{mR}}{dt} + \sigma T_s (\omega_r + \frac{i_{sq}}{T_R i_{mR}}) \cdot i_{sq} & (8-33) \\ \sigma T_s \frac{di_{sq}}{dt} + i_{sq} = \frac{u_{sq}}{R_s} - (1 - \sigma)T_s (\omega_r + \frac{i_{sq}}{T_R i_{mR}}) \cdot i_{mR} - \sigma T_s (\omega_r + \frac{i_{sq}}{T_R i_{mR}}) \cdot i_{sd} & (8-34) \\ T_R \frac{di_{mR}}{dt} + i_{mR} = i_{sd} & (8-35) \\ J \frac{d\omega_r}{dt} = K i_{mR} \cdot i_{sq} - m_L & (8-36) \end{cases}$$

式中 $\sigma = 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_s)(1 + \sigma_R)}$ —— 电机的总漏磁系数;

T_s —— 定子回路时间常数;

T_R —— 转子回路时间常数。

控制回路滑动模取为:

$$\begin{cases} s_1 = C_1(i_{sd} - i_{sd}^*) + (i_{mR} - i_{mR}^*) & (8-37) \end{cases}$$

$$\begin{cases} s_2 = C_2(i_{sq} - i_{sq}^*) + (\omega_r - \omega_r^*) & (8-38) \end{cases}$$

式中 i_{sd}^* 、 i_{sq}^* 、 i_{mR}^* 、 ω_r^* 分别为状态变量 i_{sd} 、 i_{sq} 、 i_{mR} 、 ω_r 的给定值。相应的控制量取:

$$\begin{cases} u_{sd} = \psi_1 i_{sd} + \psi_2 i_{mR} + A_1 s_{p1}(s_1) & (8-39) \end{cases}$$

$$\begin{cases} u_{sq} = \xi_1 \omega_r + \xi_2 i_{sq} + A_2 s_{p2}(s_2) & (8-40) \end{cases}$$

根据滑模局部稳定条件: $s_1 \cdot \frac{ds_1}{dt} < 0$, 计算待定的控制器参数 $\psi_1, \psi_2, A_1, \xi_1, \xi_2, A_2$, 推导过程如下。对式(8-37)求导得:

$$\frac{ds_1}{dt} = C_1 \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{di_{mR}}{dt} \quad (8-41)$$

把式(8-39)代入式(8-41)得:

$$\begin{aligned} s_1 \cdot \frac{ds_1}{dt} = & \left[\frac{1}{T_R} + \frac{C_1}{\sigma T_s T_R} \cdot \psi_1 - \frac{C_1(T_s + T_R - \sigma T_s)}{\sigma T_s T_R} \right] i_{sd} \cdot s_1 \\ & + \left[\frac{C_1(1-\sigma)}{\sigma T_R} - \frac{1}{T_R} + \frac{C_1 \psi_2}{\sigma T_s T_R} \right] \cdot i_{mR} \cdot s_1 \\ & + C_1 \left[\omega_r i_{sq} + \frac{C_1 i_{sq}}{T_R \cdot i_{mR}} + \frac{C_1 A_1}{\sigma T_s R_s} \right] \cdot s_{2n}(s_1) \cdot s_1 \end{aligned}$$

为保证有 $s_1 \cdot \frac{ds_1}{dt} < 0$,

$$\begin{cases} \text{当 } i_{sd} \cdot s_1 > 0, \text{ 应有 } \psi_1 < \frac{R_s}{T_s} (T_s + T_R - \sigma T_s) - \frac{\sigma T_s R_s}{C_1 T_R} \\ \text{当 } i_{sd} \cdot s_1 < 0, \text{ 应有 } \psi_1 > \frac{R_s}{T_s} (T_s + T_R - \sigma T_s) - \frac{\sigma T_s R_s}{C_1 T_R} \end{cases}$$

假设 $\alpha_1 < \frac{R_s}{T_s} (T_s + T_R - \sigma T_s) - \frac{\sigma T_s R_s}{C_1 T_R} < \beta_1$, α_1, β_1 为常数, 最终得 ψ_1 取值规律为:

$$\psi_1 = \begin{cases} \alpha_1, \text{ 当 } i_{sd} \cdot s_1 > 0 \\ \beta_1, \text{ 当 } i_{sd} \cdot s_1 < 0 \end{cases}$$

类似上面确定 $\psi_2, \xi_1, \xi_2, A_1, A_2$ 的取值规律。

$$\begin{cases} i_{sd} - i_{sd}^* = -C_1 (i_{mR} - i_{mR}^*) & (8-42) \\ i_{sq} - i_{sq}^* = -\frac{1}{C_2} [\omega_r(t) - \omega_r^*] & (8-43) \end{cases}$$

把式(8-42)代入式(8-35)得:

$$\frac{d(i_{mR} - i_{mR}^*)}{dt} = -\frac{1}{T_R} \left(1 + \frac{1}{C_1}\right) (i_{mR} - i_{mR}^*)$$

所以, $s_1 = 0$ 时 i_{mR} 向 i_{mR}^* 收敛, 收敛速度主要由 C_1 确定, 因而, 本算法能控制 i_{sd}, i_{mR} 的幅值变化, 这在实际控制中是很有意义的。

类似地, 可将式(8-43)代入式(8-36)得:

$$\frac{d(\omega_r - \omega_r^*)}{dt} = -\frac{K i_{mR}}{J C_2} (\omega_r - \omega_r^*) + \frac{K}{J} i_{mR} \cdot i_{sd} - \frac{m_L}{J}$$

如果 i_{mR} 基本在 i_{mR}^* 附近波动, 则

$$\frac{K}{J} i_{mR} \cdot i_{sd} - \frac{m_L}{J} \rightarrow 0$$

可以近似认为

$$\frac{d(\omega_r - \omega_r^*)}{dt} = -\frac{K i_{mR}}{J C_2} (\omega_r - \omega_r^*)$$

因此, $s_2 = 0$ 时, ω_r 按一定的指数衰减规律向 ω_r^* 逼近, 从而达到调速目的。

为了实现上述滑模控制算法需要进行状态观测, 以获得 i_{sd}, i_{sq}, i_{mR} 值, 状态观测主要根据下式进行:

$$\begin{cases} \frac{d\rho}{dt} = \omega_r + \frac{i_{sq}}{T_R i_{mR}} \\ T_R \cdot \frac{di_{mR}}{dt} + i_{mR} = i_{sd} \end{cases}$$

式中 ρ 代表磁通角位置。

三相定子相电流 i_{s1}, i_{s2}, i_{s3} 和电机转速 ω_r 作为状态观测器的输入。 i_{sd}, i_{sq} 由 i_{s1}, i_{s2}, i_{s3} 按 3/2 坐标变换规律获得：

$$\begin{cases} i_{sa}(t) = \frac{3}{2} i_{s1}(t) \\ i_{sb}(t) = \frac{\sqrt{3}}{2} [i_{s2}(t) - i_{s3}(t)] \end{cases} \quad (8-44)$$

$$\begin{cases} i_{sd}(t) = i_{sa} \cdot \cos\rho + i_{sb} \cdot \sin\rho \\ i_{sq}(t) = i_{sb} \cdot \cos\rho + i_{sa} \cdot \sin\rho \end{cases} \quad (8-45)$$

图 8-46 为相应的交流电机滑动模矢量控制系统结构框图。

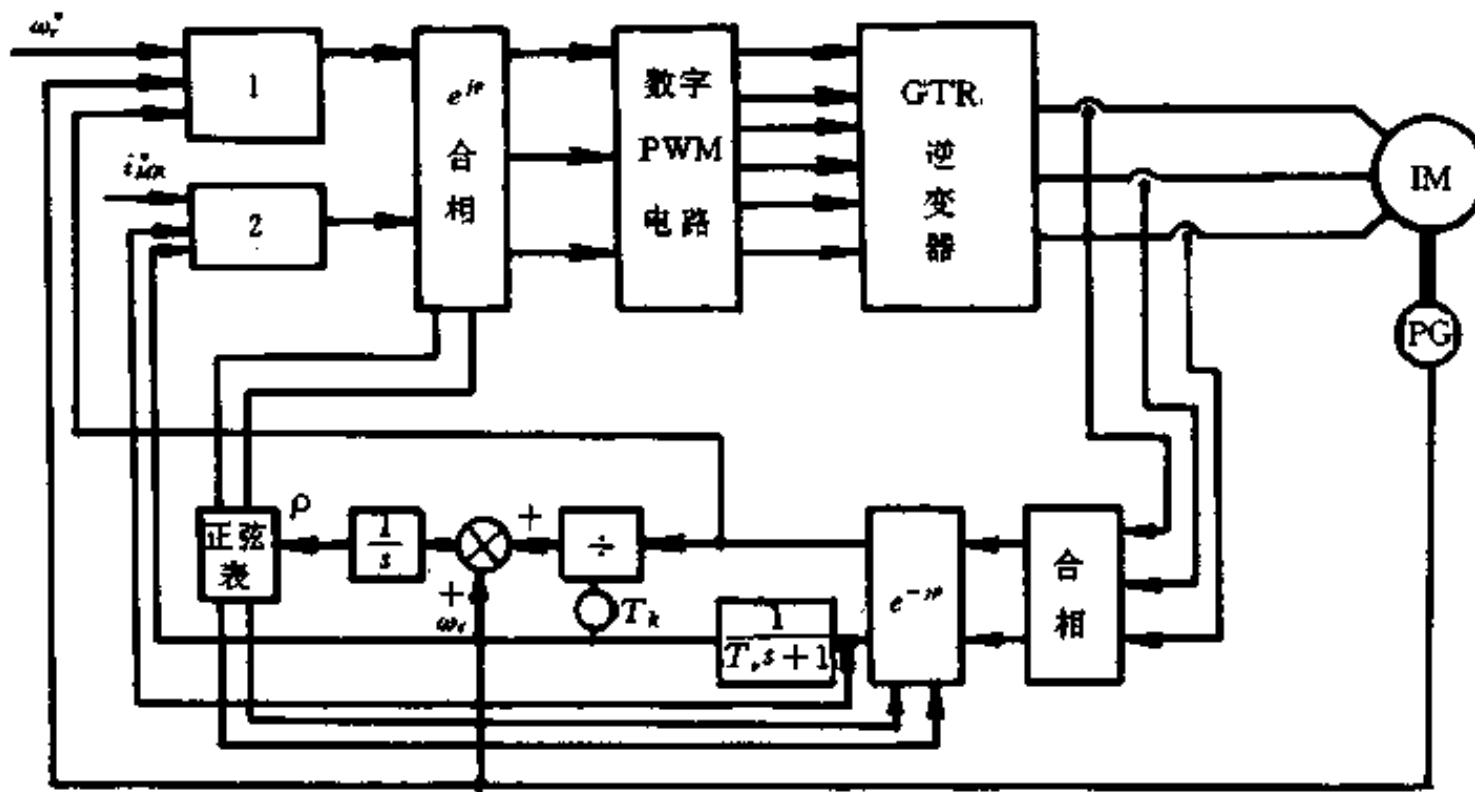


图 8-46 控制系统结构框图

1—速度滑动模控制器；2—励磁滑动模控制器。

2. 控制系统构成

为实现上述控制算法对系统实时计算能力有较高要求，为此设计了用三片 Inter18031 单片机组成的主控器。三个单片机分别构成 M-8031、T-8031 和 V-8031 子系统。这三个单片机在流水线工作方式下实现并行工作。如图 8-47 所示。

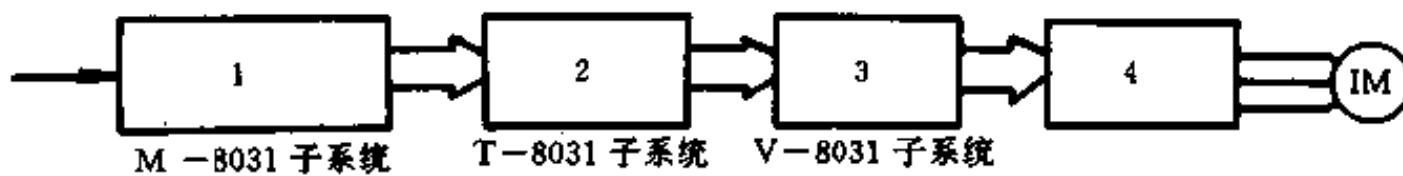


图 8-47 单片机运行方式示意图

1—测速、速度控制算法；2—状态观测、合相、分相；3—PWM 波实时生成；4—GTR 逆变器。

三个子系统相对独立,它们之间的信息交换由串行、并行通信实现。M-8031 子系统主要完成键盘、显示监控任务,以及测转速和滑动模控制算法;T-8031 子系统主要完成测三相定子电流、磁通角观测以及相应的合相、分相计算;V-8031 子系统主要完成 PWM 控制算法以及 GTR 的控制和系统保护。

当系统处于停机监控状态或者运行过程发送控制命令,此时对实时性要求不高,采用串行通信,这利用 MCS-51 单片机能进行多机串行通信的特点。而当系统处在电动机启动运行状态时,用并行通信实现每个定时采样周期内的数据交换。

逆变器是系统硬件的主要组成部分,现在一般都采用按正弦规律控制的逆变器 SPWM。而具体到本系统,SPWM 斩波规律由单片机按对称规律采样法实现,其原理如图 8-48 所示。

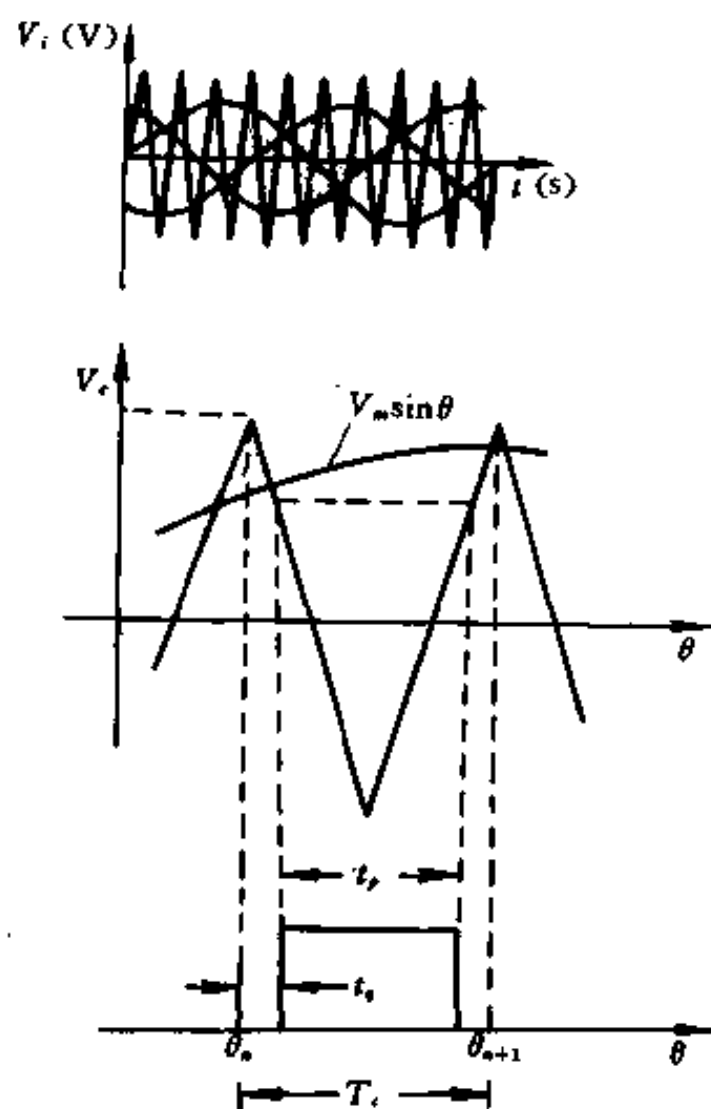


图 8-48 SPWM 斩波规律示意图

按三角载波频率 $f_s = 1/T_c$ 采样调制波,脉宽计算公式为:

$$\begin{cases} T_p = \frac{T_c}{2} \left(1 + \frac{V_m}{V_c} \sin \theta_n \right) & n = 1, 2, \dots \\ T_p = \frac{1}{2} (T_c - t_p) \end{cases}$$

PWM 波是由一片 8031 单片机控制 8253 定时器/计数器按方式 2 工作产生,电路原理如图 8-49 所示。

由图 8-49 电路产生的 PWM 波经过图 8-50 所示驱动电路进行功率放大,驱动大功率晶体管(GTR)逆变电路。此处仅仅示出一个桥臂电路。

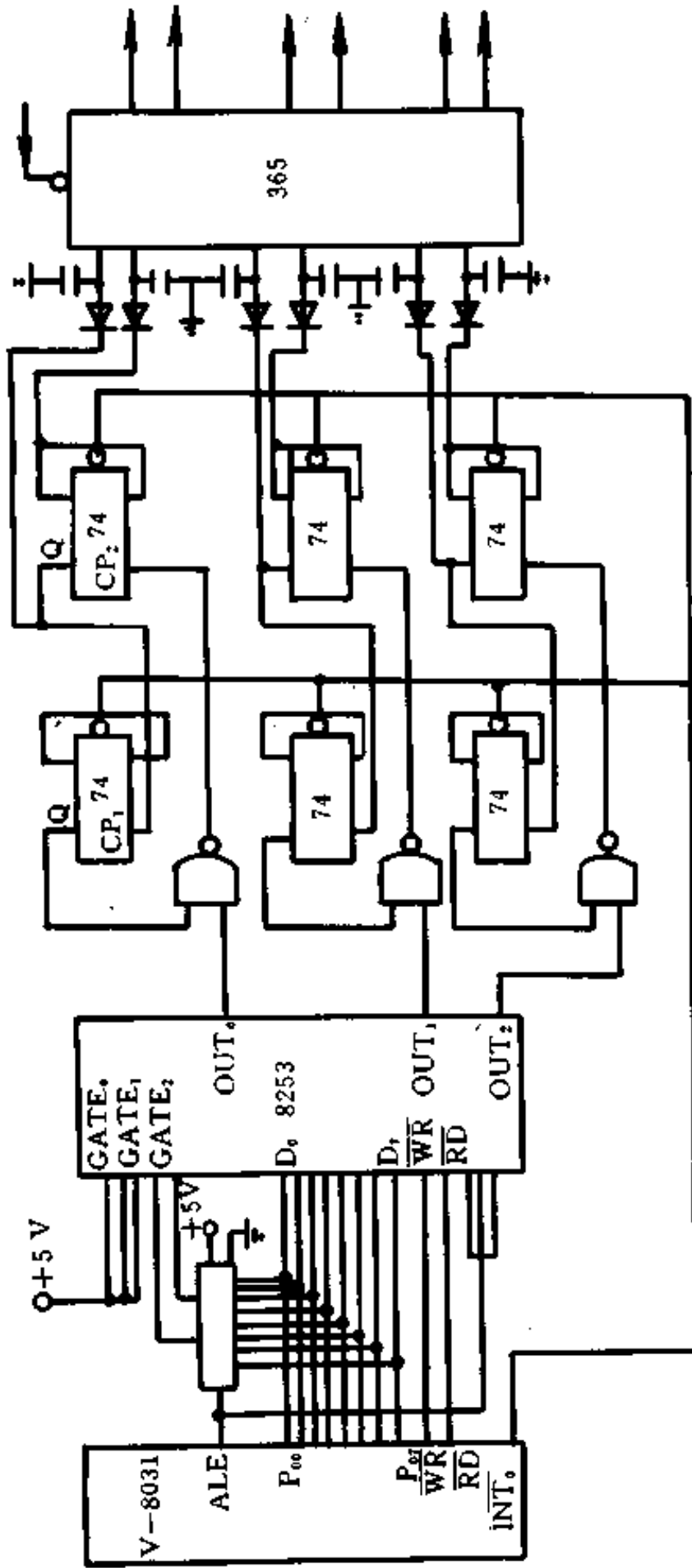


图 8-49 逆变器控制电路接线逻辑图

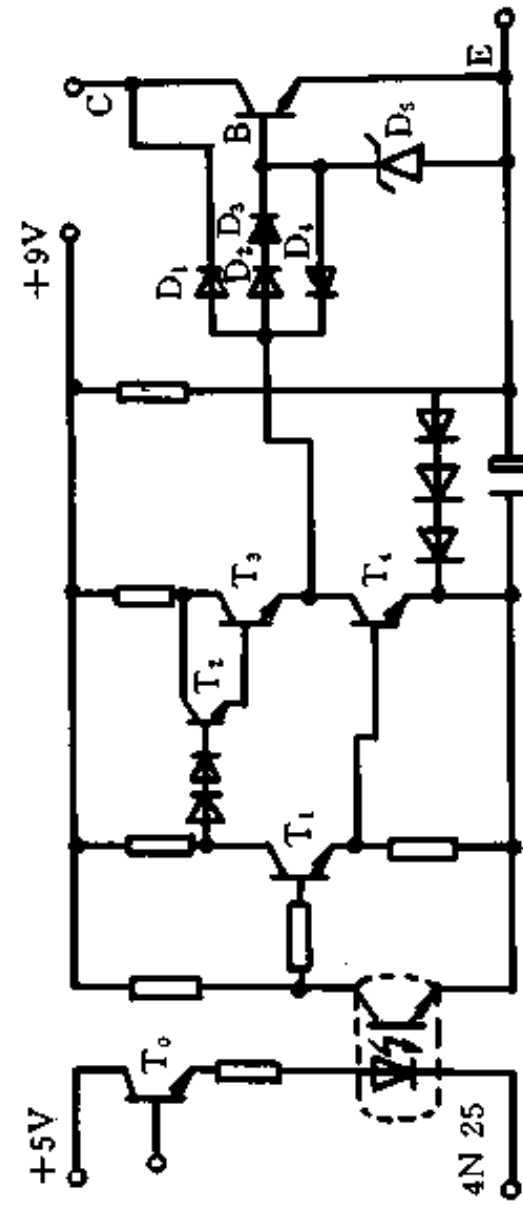


图 8-50 驱动电路(一个臂)原理图

§ 5 解耦变结构控制交流电动机

近年来,人们又将解耦控制原理应用到交流电动机控制中。解耦控制使感应电动机这一具有高阶模型和 nonlinear 强耦合的控制对象得到简化,实现了转子磁通和转矩电流的独立控制。但是,解耦条件会因为感应电动机参数的变化而遭到破坏,甚至会使系统的性能极差,其中转子电阻随温度的变化而变化对解耦控制系统性能的影响尤大,而鼠笼式电机的转子电阻又不易直接测量,采用补偿控制不易准确地消除它的影响。解耦变结构控制就是利用变结构控制理论来克服电机参数变化对解耦控制的影响。

1. 解耦变结构调速系统的数学模型

(1) 感应电动机的解耦条件和解耦条件下的数学模型

如忽略铁损、饱和效应和空间谐波,则对称鼠笼型感应电动机在二轴同步轴系上的方程为:

$$\begin{bmatrix} e_{1\alpha} \\ e_{1\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + L_1 s & -\omega_s L_r & (M/L_2)s & -(M/L_2)\omega_s \\ \omega_s L_r & r_1 + L_1 s & (M/L_2)\omega_s & (M/L_2)s \\ -r_2 M/L_2 & 0 & (r_2/L_2) + s & -\omega_{s1} \\ 0 & -r_2 M/L_2 & \omega_{s1} & (r_2/L_2) + s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \\ \lambda_{2\alpha} \\ \lambda_{2\beta} \end{bmatrix} \quad (8-46)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{2\alpha} \\ \lambda_{2\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M & 0 & L_2 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \\ i_{2\alpha} \\ i_{2\beta} \end{bmatrix} \quad (8-47)$$

其中各下标的意义是:1 是定子;2 是转子; α 是 α 轴上分量; β 是 β 轴上分量; ω_s 和 ω_{s1} 分别是电源频率和转差频率; $L_1 = L_1 - M^2/L_2$; L 是自感; M 是转子与定子间的互感; λ 是磁通; i 是电流; e 是电势; s 是算子。

转矩方程为:

$$T_e = i_{2\beta} \lambda_{2\alpha} - i_{2\alpha} \lambda_{2\beta} = |\lambda_2| \cdot |i_2| \sin \xi \quad (8-48)$$

式中 $|\lambda_2|$ 是二次磁通的幅值, $|i_2|$ 是转子电流的幅值, ξ 是二次磁通向量 λ_2 与转子电流向量 i_2 间的夹角。

电机控制的关键是转矩控制。从转矩方程可看出,只要保持二次磁通 λ_2 与转子电流 i_2 间夹角 ξ 以及 λ_2 的幅值恒定,则 T_e 与 $|i_2|$ 成正比。这样只需控制 $|i_2|$ 就可以简单地控制 T_e , 实现电机的控制。

如果把 λ_2 固定在转动的 α 轴上,则只要 λ_2 的幅值不变就可以使 λ_2 和 i_2 解耦了。为此可以导出易于实现的等价的解耦条件为:

$$\begin{cases} i_{1\alpha} = \text{const} \\ \omega_{s1} = \frac{r_2 \cdot i_{1\beta}}{L_2 \cdot i_{1\alpha}} \end{cases} \quad (8-49)$$

为了实现定子侧的完全解耦, 还须增加以下控制:

$$\begin{bmatrix} e_{1\alpha} \\ e_{1\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 & -L_r \omega_r \\ L_1 \omega_r & r_1 + L_r s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} \quad (8-50)$$

上述式(8-49)、式(8-50)是实现转子磁通与转子电流的完全解耦: $\lambda_{2\alpha} = \text{const}$ 、 $\lambda_{2\beta} = 0$ 的充分必要条件。

在完全解耦条件下, 感应电动机的数学模型为:

$$\begin{cases} T_r = \frac{M^2 i_{1\beta}}{L_2} \cdot i_{1\alpha} \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (T_r - T_L - D\omega_r) \end{cases} \quad (8-51)$$

图 8-51 示出解耦条件下感应电动机的模型。

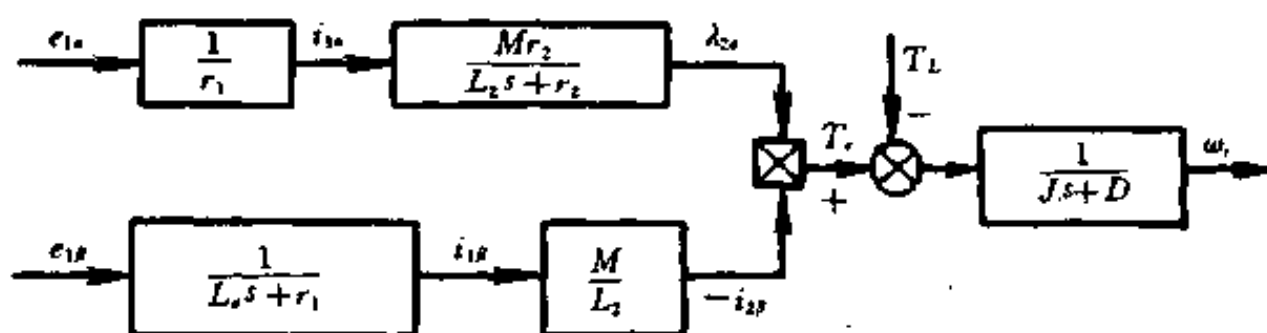


图 8-51 解耦条件下感应电机的模型

(2) r_2 变化时解耦控制的数学模型

解耦条件中用到的转子电阻 r_2 是个易变量, 随温度而变化比较大, 从而会破坏解耦条件的实现, 影响系统的性能。

假设转子电阻变化量为 Δr_2 , 从解耦条件式(8-49), 即 $\omega_{s1} = \frac{r_2 \cdot i_{1\beta}}{L_2 \cdot i_{1\alpha}}$ 可知, 由 Δr_2 引起 ω_{s1} 的变化为:

$$\Delta \omega_{s1} = \frac{\Delta r_2 \cdot i_{1\beta}}{L_2 \cdot i_{1\alpha}}$$

即

$$\Delta \omega_s = \Delta r_2 \cdot i_{1\beta} / L_2 \cdot i_{1\alpha}$$

于是解耦条件式(8-50)变为:

$$\begin{bmatrix} e_{1\alpha}^* \\ e_{1\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 & -L_r (\omega_{s0} + \Delta \omega_s) \\ L_1 (\omega_{s0} + \Delta \omega_s) & r_1 + L_r s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} \quad (8-52)$$

式中 ω_{s0} 和 $\Delta \omega_s$ 为 r_{20} 时的 ω_s 值和 r_{20} 变化到 r_2 时引起 ω_s 的变化值。

$e_{1\alpha}^*$ 、 $e_{1\beta}^*$ 为 $r_2 = r_{20} + \Delta r_2$ 时定子电压在 α 、 β 轴的分量。故

$$\begin{cases} e_{1\alpha}^* = e_{1\alpha} - L_r \cdot \Delta \omega_s \cdot i_{1\beta} \\ e_{1\beta}^* = e_{1\beta} + L_1 \cdot \Delta \omega_s \cdot i_{1\alpha} \end{cases} \quad (8-53)$$

令

$$\begin{cases} h_1 = -L_\sigma \cdot \Delta\omega_s \cdot i_{1\beta} \\ h_2 = L_1 \cdot \Delta\omega_s \cdot i_{1\alpha} \end{cases} \quad (8-54)$$

如果把 h_1, h_2 看成是对 $e_{1\alpha}, e_{1\beta}$ 的干扰量, 则可得到解耦系统在 r_2 变化时的数学模型如图 8-52 所示。

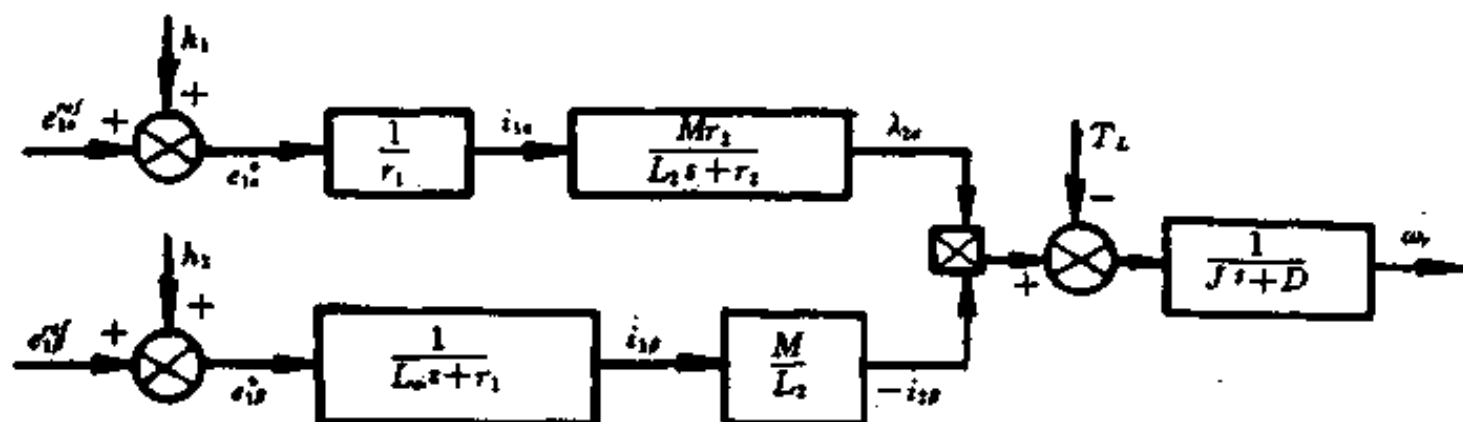


图 8-52 r_2 变化时, 解耦条件下感应电机数学模型

2. 解耦变结构的控制策略

(1) 解耦变结构控制系统综合

解耦变结构控制鼠笼电动机系统的设计任务是根据系统要求的性能设计滑动模和控制规律, 使系统沿着滑动模运动。系统要求有三点:

- ① 维持 α 轴上转子磁通不变, 即 $\lambda_{2\alpha} = \text{const}$;
- ② 静态时转速差为零;
- ③ 电机转矩电流 $i_{1\beta}$ 迅速跟随给定值。为此, 选择系统切换平面为:

$$\begin{cases} S_1 = \lambda_{2\alpha} - \lambda_{2\alpha}^{*f} \\ S_2 = \omega_r - \omega_r^{*f} \\ S_3 = i_{1\beta} - i_{1\beta}^{*f} \end{cases} \quad (8-55)$$

S_1, S_3 相当内环, 即电流环。当 $S_1 = 0$ 时, 意味着电机转子磁通维持不变; $S_3 = 0$ 时, 说明转矩电流百分之百地跟踪转矩电流给定值; S_2 相当于外环, 即速度环。当 $S_2 = 0$ 时, 意味着速度跟踪误差为零。 $i_{1\beta}^{*f}$ 由外环确定, 保证滑动模在切换平面 $S_2 = 0$ 上存在。

变结构控制规律可设计为:

$$\begin{cases} e_{1\alpha}^{*f} = -C_1 P_1 (\lambda_{2\alpha} - \lambda_{2\alpha}^{*f}) - K \cdot \text{sgn}(S_1) \\ i_{1\beta}^{*f} = -C_2 P_2 (\omega_r - \omega_r^{*f}) - K_2 \cdot \text{sgn}(S_2) \\ e_{1\beta}^{*f} = -C_3 P_3 (i_{1\beta} - i_{1\beta}^{*f}) - K_3 \cdot \text{sgn}(S_3) \end{cases} \quad (8-56)$$

令

$$\begin{cases} \lambda_{2\alpha} - \lambda_{2\alpha}^{*f} = \varepsilon_1 \\ \omega_r - \omega_r^{*f} = \varepsilon_2 \\ i_{1\beta} - i_{1\beta}^{*f} = \varepsilon_3 \end{cases}$$

则有

$$\left. \begin{aligned} & \left\{ \begin{aligned} P_1 = 1 & \quad S_1 \cdot \varepsilon_1 > 0 \\ P_1 = -1 & \quad S_1 \cdot \varepsilon_1 < 0 \end{aligned} \right\} \\ & \left\{ \begin{aligned} P_2 = 1 & \quad S_2 \cdot \varepsilon_2 > 0 \\ P_2 = -1 & \quad S_2 \cdot \varepsilon_2 < 0 \end{aligned} \right\} \\ & \left\{ \begin{aligned} P_3 = 1 & \quad S_3 \cdot \varepsilon_3 > 0 \\ P_3 = -1 & \quad S_3 \cdot \varepsilon_3 < 0 \end{aligned} \right\} \end{aligned} \right\} \quad (8-57)$$

1) 参数 e_{10}^* 的计算

从图 8-55 得到:

$$\dot{\lambda}_{20} = -\frac{r_2}{L_2} \lambda_{20} + \frac{Mr_2}{L_2 \cdot r_1} (e_{10}^{*f} + n_1)$$

于是

$$S_1 \cdot \dot{S}_1 = -\left(\frac{r_2}{L_2} + \frac{Mr_2}{L_2 \cdot r_1} C_1 P_1\right) \cdot \varepsilon_1 \cdot S_1 - \left[\frac{Mr_2}{L_2 r_1} K_1 \cdot |S_1| + \left(\frac{r_2}{L_2} \lambda_{20}^{*f} - \frac{Mr_2}{L_2 r_1} n_1\right) \cdot S_1\right]$$

若

$$\left\{ \begin{aligned} C_1 &> -\frac{r_1}{M} \\ K_1 &> \left| h_1 - \frac{r_1}{M} \lambda_{20}^{*f} \right| \end{aligned} \right\} \quad (8-58)$$

则满足 $S_1 \cdot \dot{S}_1 < -\eta |S_1|$ 的 S_1 存在 ($\eta > 0$)。

2) 参数 i_{10}^* 的计算

由图 8-55 得到:

$$\dot{\omega}_r = \frac{1}{J} [K_r \cdot i_{10}^* - T_L - D\omega_r] = \frac{1}{J} [K_r i_{10}^{*f} - T_L - D\omega_r + D\omega_r^{*f}]$$

于是

$$S_2 \cdot \dot{S}_2 = \frac{1}{J} \{ -(D + K_r \cdot C_2 P_2) \varepsilon_2 \cdot S_2 - [K_r \cdot K_2 |S_2| - (T_L - D\omega_r^{*f}) \cdot S_2] \}$$

若要

$$\left\{ \begin{aligned} C_2 &> -\frac{D}{K_r} \\ K_2 &> |T_L - \omega_r^{*f} \cdot D| / K_r \end{aligned} \right\} \quad (8-59)$$

则满足 $S_2 \cdot \dot{S}_2 < -\eta_2 |S_2|$, 即 S_2 存在 ($\eta > 0$)。

3) 参数 e_{10}^* 的计算

由图 8-55 得到:

$$\dot{i}_{10} = -\frac{r_1}{L_o} i_{10} + \frac{1}{L_o} e_{10}^{*f} + \frac{1}{L_o} h_2$$

于是

$$\dot{S}_3 \cdot S_3 = -\left(\frac{r_1}{L_o} + C_3 P_3\right) \cdot \varepsilon_3 \cdot S_3 - \left[\frac{1}{L_o} K_3 \cdot |S_3| \cdot \left(\frac{1}{L_o} h_2 - \frac{r_1}{L_o} i_{10}^{*f}\right) \cdot S_3\right]$$

只要

$$\left\{ \begin{aligned} C_3 &> -r_1 \\ K_3 &> |h_2 - r_1 i_{10}^{*f}| \end{aligned} \right\} \quad (8-60)$$

则 $\dot{S}_3 \cdot S_3 < -\eta_3 |S_3|$, 即 S_3 存在 ($\eta > 0$)。

(2) 解耦变结构控制的策略

至此, 我们得到了解耦变结构控制规律为:

$$\begin{cases} e_{1\alpha}^{ref} = -C_1 \cdot P_1 \cdot \varepsilon_1 - K_1 \cdot \text{sgn}(S_1) \\ e_{1\beta}^{ref} = -C_3 \cdot P_3 \cdot \varepsilon_3 - K_3 \cdot \text{sgn}(S_3) \\ i_{1\beta}^{ref} = -C_2 \cdot P_2 \cdot \varepsilon_2 - K_2 \cdot \text{sgn}(S_2) \end{cases}$$

其中 $\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3$ 是二次磁通的 α 轴分量的偏差、转速的偏差和定子 β 轴电流的偏差, 因而是反馈控制。 $C_1, C_2, C_3, P_1, P_2, P_3$ 由式(8-57)、式(8-58)、式(8-59)、式(8-60)选择。可见, 设计滑动模不需要精确的系统参数值, 只需知道参数的变化范围。当干扰量 h_1, h_2, T_L 有界时, 就容易地确定 $\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3$ 的增益, 使系统对参数变化和干扰不敏感。

当此系统状态进入滑动模后, $S_1=0$ 保证了转子磁通 $\lambda_{2\alpha} = \lambda_{2\alpha}^{ref}$, 即保持磁通不变, 实现了解耦条件。 $S_2=0$, 使转矩电流分量 $i_{1\beta} = i_{1\beta}^{ref}$, 实现电流的快速跟踪和完全解耦的附加条件。 $S_3=0$ 保证了转速 $\omega_r = \omega_r^{ref}$, 使系统转速无静态误差。

图 8-53 及图 8-54 绘出了解耦变结构系统框图及控制器框图。

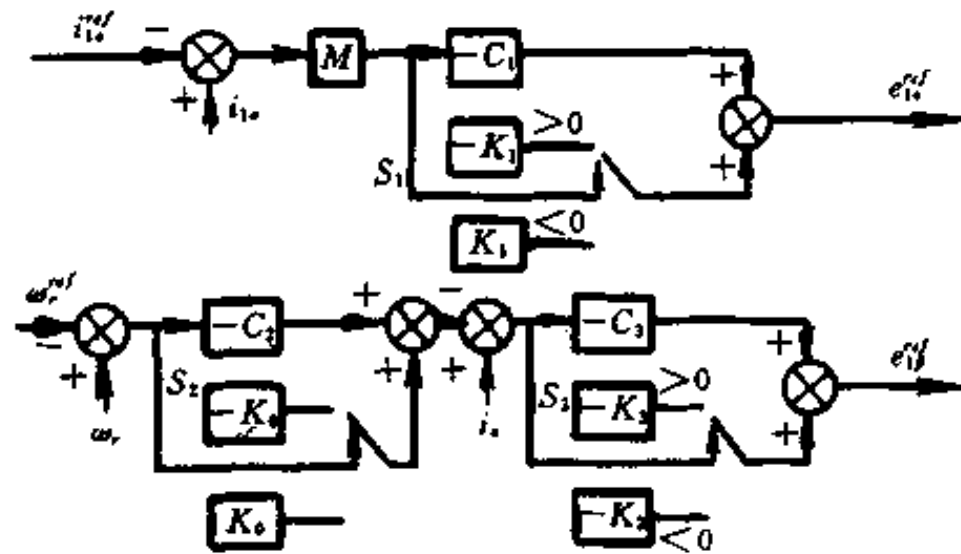


图 8-53 解耦变结构的系统框图之一

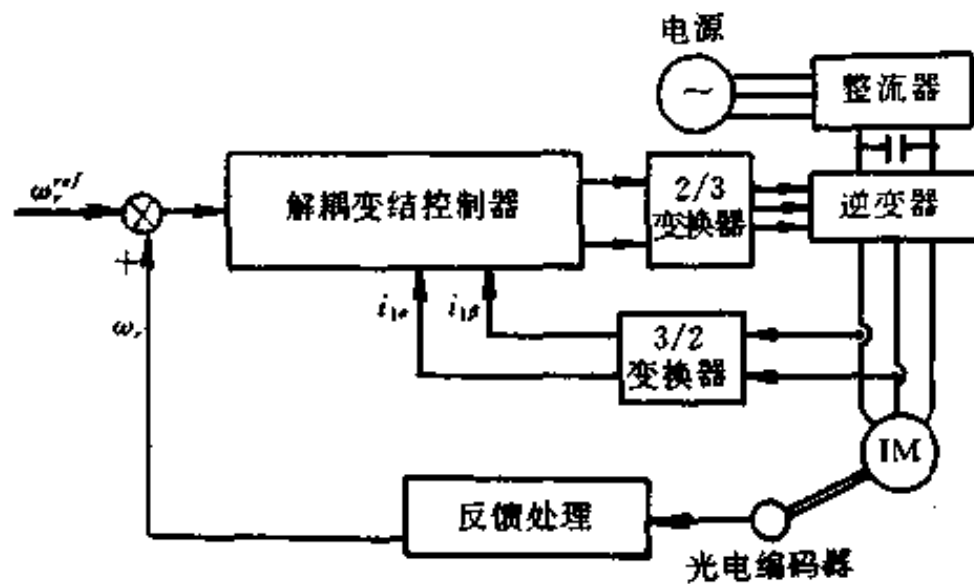


图 8-54 解耦变结构控制器结构图

3. 控制算法及仿真

解耦变结构控制器设计的正确性及是否具备期望的特性, 即响应速度快, 无超调, 对系统参数变化及外界干扰的不变性, 系统仿真结果作出答案。图 8-55 是仿真算法框图。仿真所用的异步电动机的参数见表 8-6。

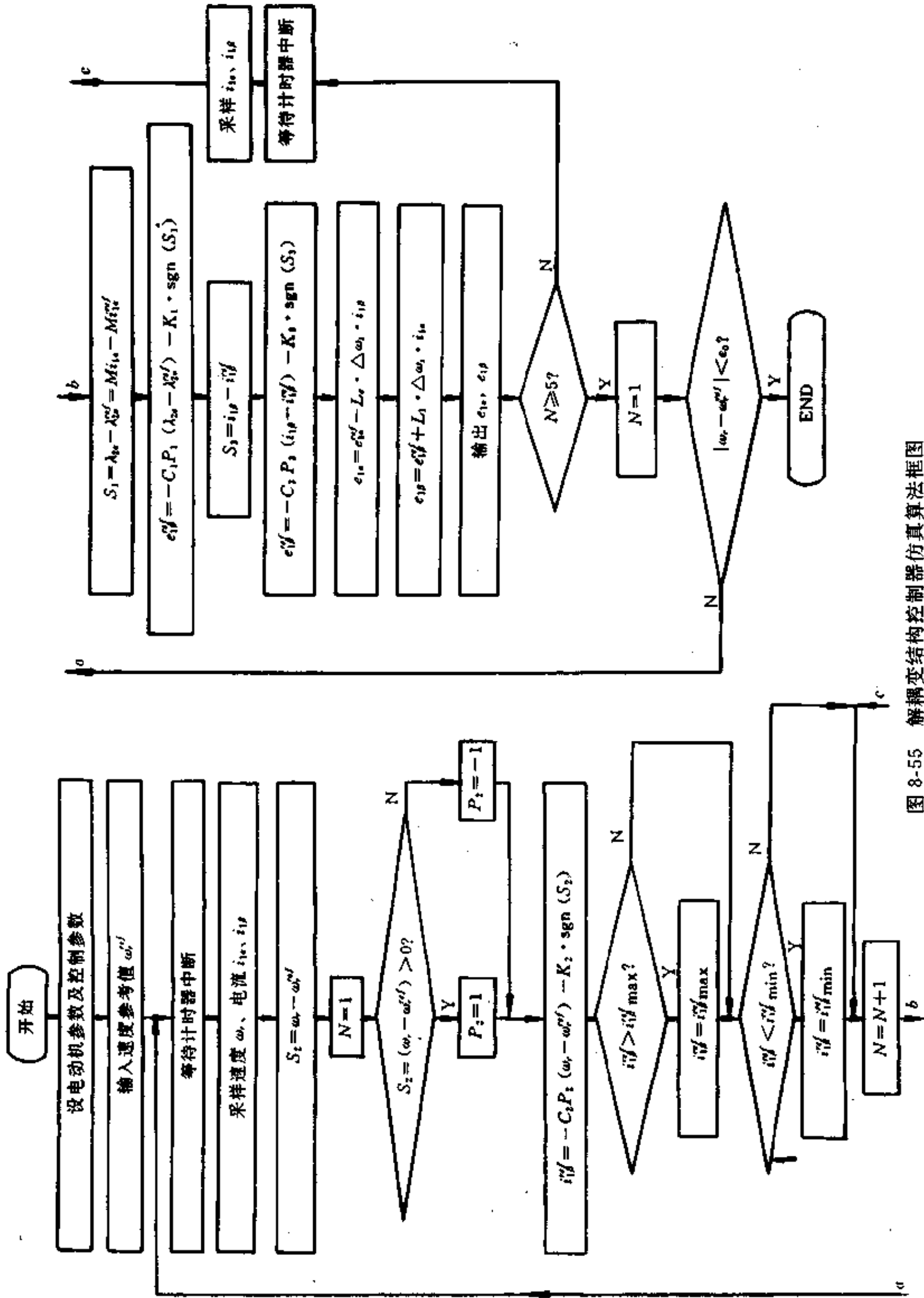


图 8-55 解耦变结构控制器仿真算法框图

表 8-6 仿真用电机参数

定子电阻	r_1	0.49 Ω
转子电阻	r_2	0.45 Ω
定子电感	L_1	38.8mH
转子电感	L_2	35.4mH
互感	M	35.4mH
总转动惯量	J	0.024N·m·s ² /rad
摩擦系数	D	0.0011N·m·s/rad
定子电流 α 轴分量的额定值	$i_{1\alpha}$	6.83A
定子电流 β 轴分量的额定值	$i_{1\beta}$	11.54A

1kW, 100V, 8.4A, 60Hz, 4 极, 1710r/min

仿真的目的是考察系统有负载力矩及系统参数变化时,系统的速度阶跃响应和电动机的解耦情况。

电动机参数为标称值。轻载起动、轻载制动的转速、励磁电流和转矩电流随时间变化的仿真曲线,示于图 8-56。由图可看出,励磁电流 $i_{1\alpha}$ 能在极短时间达到给定值。当给定电流 $i_{1\alpha}^* = 4.51\text{A}$ 时,实际 $i_{1\alpha}$ 的上升时间约 0.06s,并能在 0.096s 达到稳定,以后即使 ω_r 变化时, $i_{1\alpha}$ 也不变,即励磁不变。起动过程中 $i_{1\beta}$ 保持最大值 11.42A,以保证快速起动。制动过程 $i_{1\beta}$ 保持负向最大,即 -11.42A ,以保证快速制动。起动时转速能在 0.13s 达到稳定值,转速上升时间为 0.081s,转速的静态误差为零。

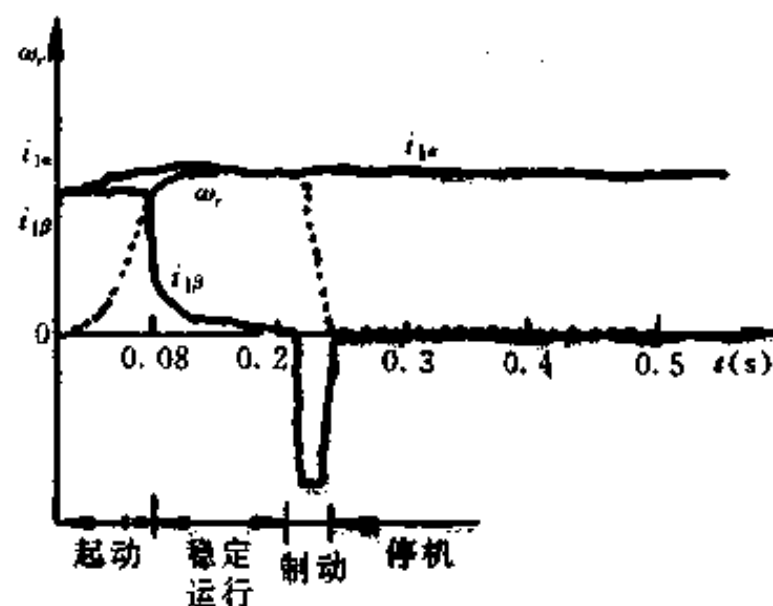


图 8-56 电机参数为标称值时仿真曲线

电机参数变化时,电机起动及有干扰时系统的转速、励磁电流、转矩电流的仿真曲线如图 8-57 所示。图中箭头所指时刻为突然增加负载转矩 $T_L 20\%$ 的时刻。由图 8-57 看出,当转子电阻为标称值的 1.5 倍时,电机励磁电流除了有约 1.5% 的超调外,上升时间和稳定时间与标称值时相同,转速、转矩电流几乎不变(即与电阻变化前一样)。

采用 PI 调节时,电机参数变化(转子电阻变化为标称值的 1.5 倍),系统起动和制动时转速、励磁电流、转矩电流随时间变化的仿真曲线示于图 8-58。由图看出,当转子电阻变化时,系统原有的较好性能变差, ω_r 超调量约 12%,静差约 2.6%。励磁电流 $i_{1\alpha}$ 超调 9%,静差达 3%,转矩电流在起动和制动时分别为 10.6A 和 -10.4A ,制动时还存在过大的峰值。

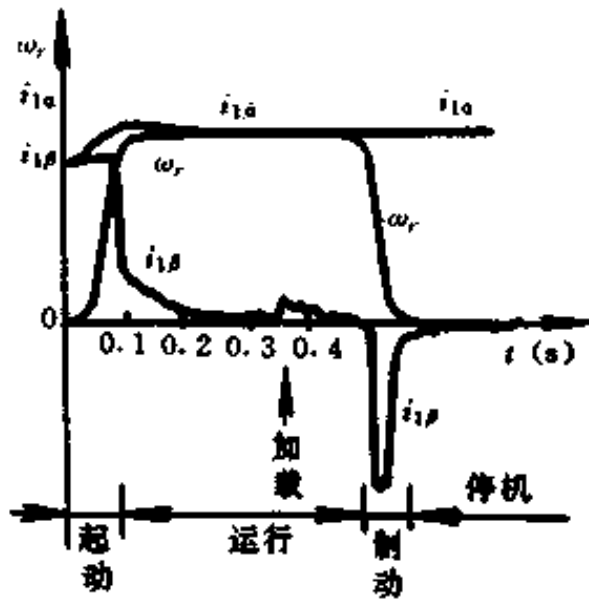


图 8-57 电机参数变化时的仿真曲线

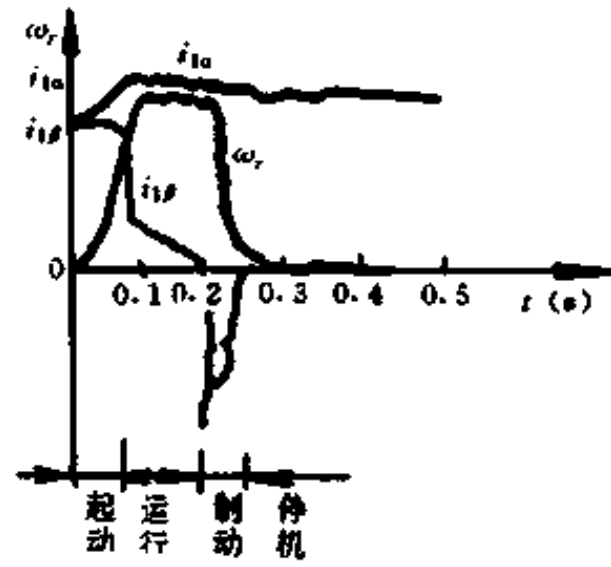


图 8-58 PI 调节时电机参数变化下的仿真曲线

§ 6 SPWM-IGBT 逆变器

1. SPWM 波的产生

(1) 改进的对称规则采样法

在各种 SPWM 算法中,对称规则采样法是实时性较好的一种。它按三角载波频率采样调制正弦波,采样值与三角载波比较,得到脉冲的上升沿和下降沿,计算一个 SPWM 脉冲只需作三次乘除法运算。但它是自然采样法的一种较为粗糙的近似,调制误差大,将产生较大的调制谐波。为了提高调制精度,本系统采用改进的对称规则采样法,如图 8-59 所示。这种采样法用两个时刻的采样值与三角载波值相比较,得到脉冲的上升沿和下降沿,其脉宽计算公式为:

$$\begin{cases} t_{qi} = \frac{T_{\Delta}}{4} \left[1 - \frac{U_m}{U_{\Delta}} \times (\sin\theta_i + \sin\theta_{i+1}) \right] \\ t_{pi} = T_{\Delta} - 2t_{qi} \end{cases} \quad (8-61)$$

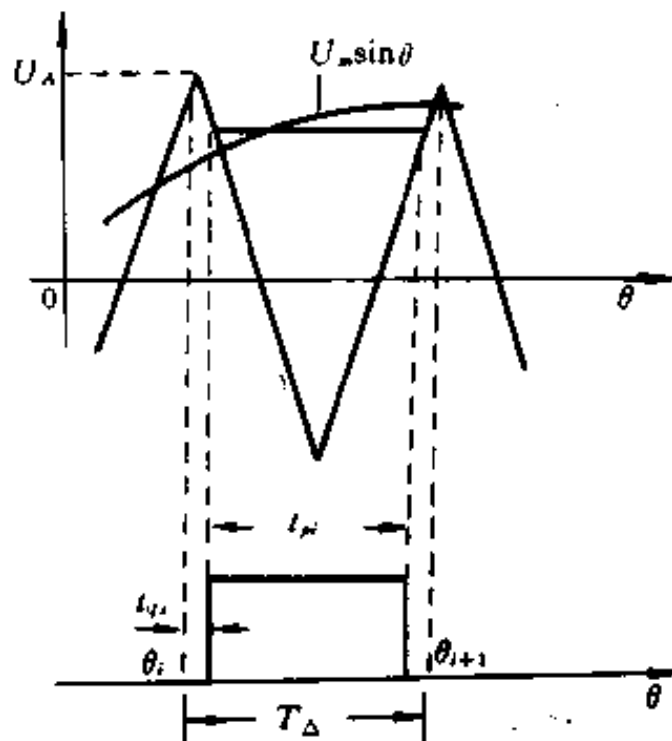


图 8-59 改进的对称规则采样

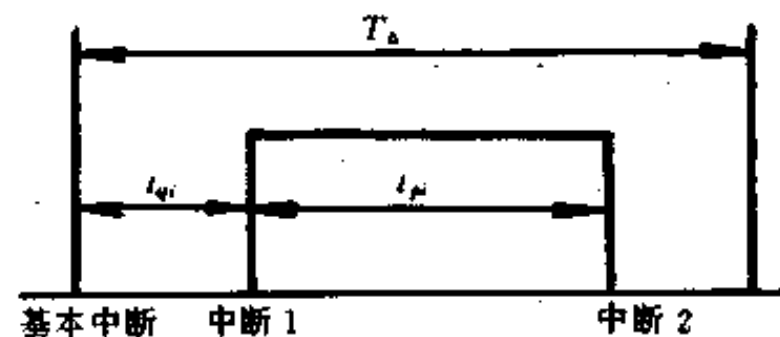


图 8-60 SPWM 脉冲的生成

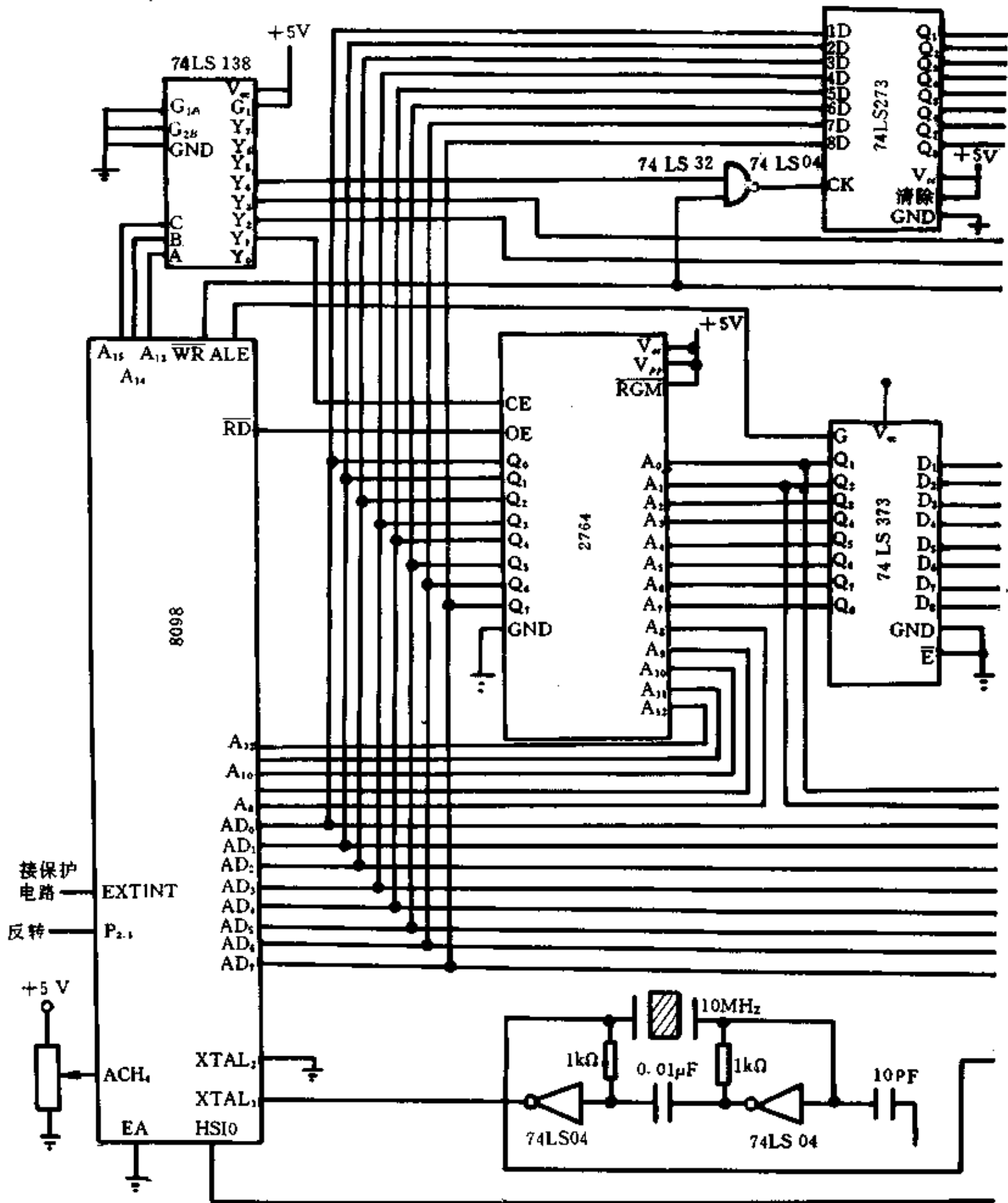
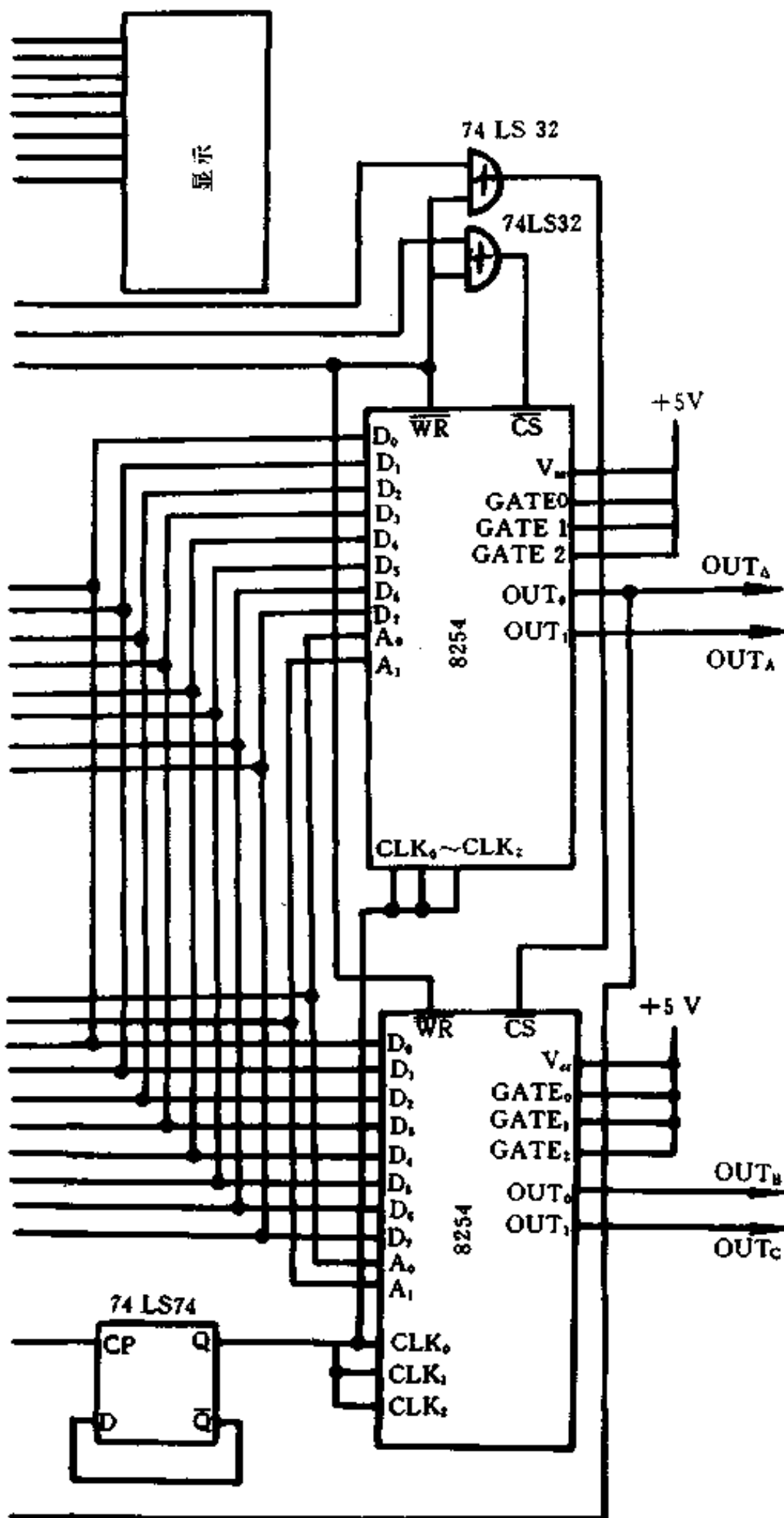


图 8-61 8098 计算机小系统



2 SPWM 产生电路

由式(8-61)可知,一个脉冲的计算也仅需做三次乘除法运算,保持了对称规则采样法实时性好的优点,而调制精度却提高了,在式(8-61)中,计算 t_n 时我们用到还未知道的 Q_{n+1} 值,它可用一阶外推法求得:

$$\theta_{n+1} = \theta_n + (\theta_n - \theta_{n-1}) \quad (8-62)$$

(2)产生 SPWM 的电路

通常,在采用微机产生 SPWM 的发生器中,SPWM 脉宽的控制是由可编程计数/定时器完成的,图 8-60 是一种利用可编程计数/定时器及微机中断功能的控制方式。图中的基本中断、中断 1 及中断 2 都可由可编程计数/定时器产生。基本中断由定时数产生,它的频率就是三角载波的频率($1/T_s$)。基本中断服务程序的功能是向各相的定时器送各相的 t_n , 并启动计数/定时器。每相的计数器计数到零时都向 CPU 申请中断,如图中的中断 1 和中断 2。中断 1 服务程序的功能是完成脉冲上升沿处理,送各相的脉宽值 t_n , 并启动计数/定时器。中断 2 服务程序的功能则是完成下降沿处理。这样,在三相 SPWM 发生器中,在一个 T_s 周期内 CPU 要响应 7 次中断,大大地增加了 CPU 的负担,限制了逆变器开关频率的提高。

为了避开上述缺点,可用硬件电路取代部分软件工作,情况就有很大改观。本系统的三相 SPWM 发生器采用单片机 8098、2764、8254、D 触发器及其他 IC 构成,电路见图 8-61、图 8-62,系统软件流程图见图 8-63。

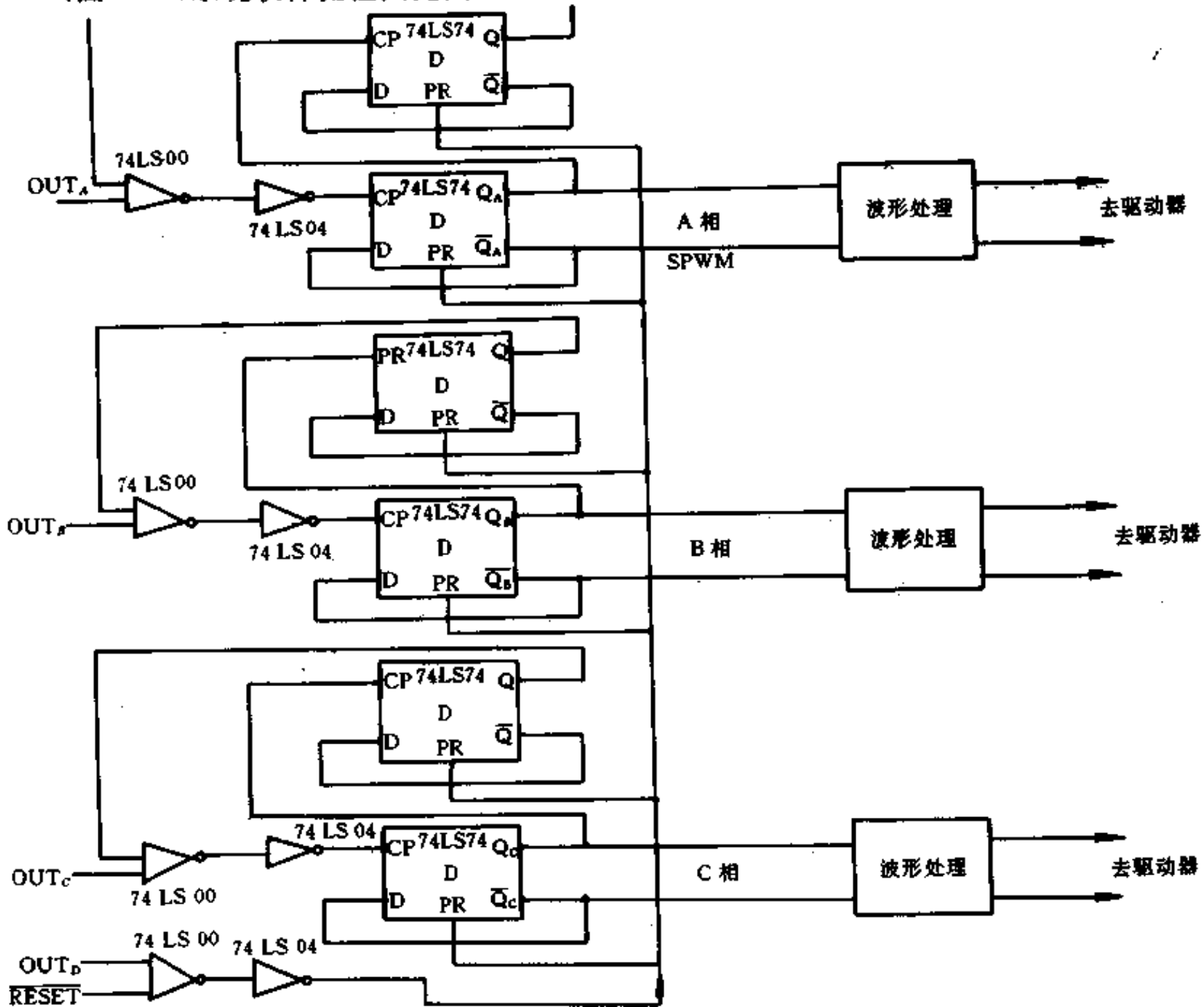


图 8-62 8098 计算机小系统及 SPWM 产生电路

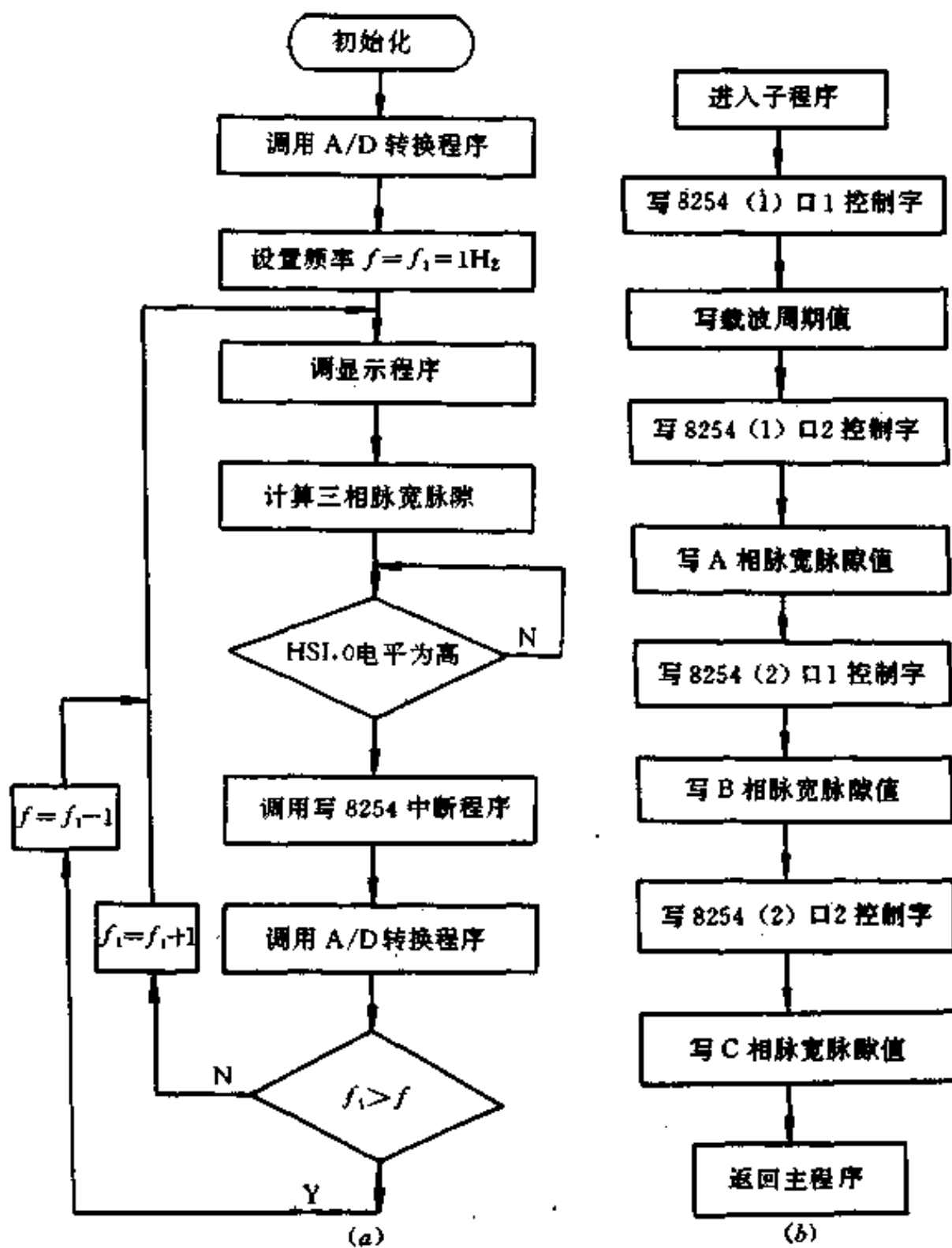


图 8-63 系统软件流程图

(a) 系统工作流程图; (b) 写 8254 中断流程图。

图 8-64(a) 是脉冲控制电路, 电路由 D 触发器及一些与非门构成。下面以 A 相为例说明其工作原理。图中 D 触发器接成 T 触发器形式。当 A 相脉宽计数/定时器定时值 t_n 到时, 便发出一个负脉冲信号 OUT_A , 经与 D_1 的 Q 端信号相“与”后, 触发 D_2 触发器, 使其翻转, 完成脉宽下降沿处理。第二次当 t_n 到时, 计数/定时器再发出一个负脉冲 OUT_A , D_2 再次翻转, 完成脉宽上升沿处理, 波形见图 8-64(b) 所示。同时上升 (Q_A) 的正跳变又触发 D_1 触发器翻转, Q 端的负电位封闭住与非门 1, 从而保证在一个载波周期 T_Δ 内 D_2 只翻转两次, 产生一个完整的 SPWM 脉冲, 从脉冲控制电路 D_2 的输出端输出 $Q_A, \bar{Q}_A, Q_B, \bar{Q}_B, Q_C, \bar{Q}_C$ 六路 SPWM 脉冲信号。 D_1, D_2 的预置信号 $OUT_A \wedge \overline{REST}$ 则起初始化及纠正因误操作而引起的控制电路不正确的状态作用。

在系统中, 采用 8254 作为计数/定时器, 工作在方式 2。由于有一个基本中断时间和三相 SPWM 脉冲系列的脉宽和脉隙, 即时间: $t_{pA}, t_{pA}, t_{pB}, t_{pB}, t_{pC}, t_{pC}$ 需要计数器计数, 所以选两片 8254。利用 8254 可进行写两次时间, 第一次时间计数完便自动按第二个时间计数

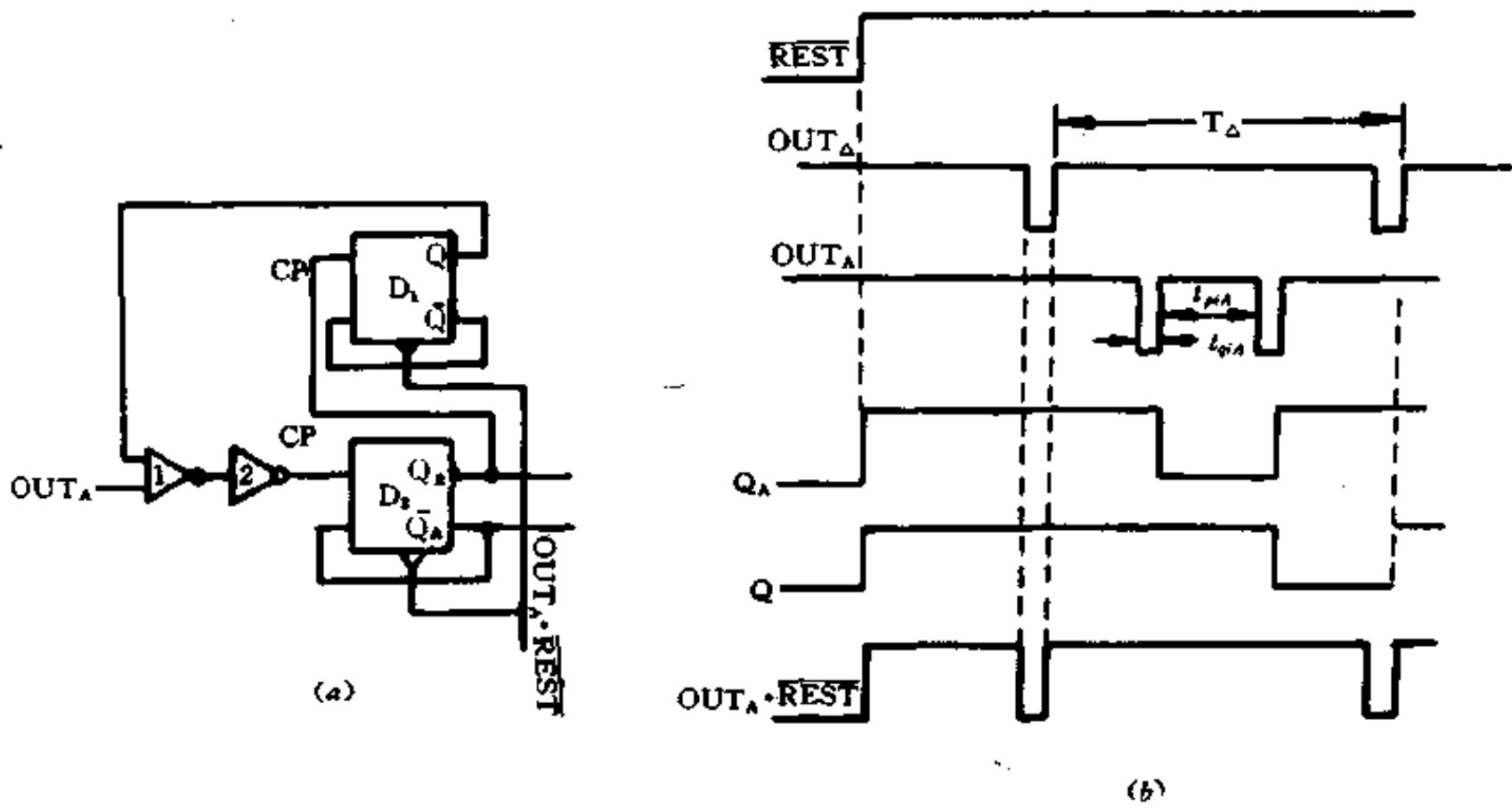


图 8-64 A 相脉冲控制电路及波形

的特点,可以一次将每相的脉宽值 t_w 和脉隙值 t_g 写进 8254,再借以脉冲控制电路一个载波周期内只能翻转两次的特点,就可以很方便地解决图 8-61 中因中断 1 和中断 2 而使计算机中断次数多,负担大的问题,中断次数由 7 次减到仅 1 次,即就是基本中断一次,中断流程见图 8-63(b)。

逆变器的功率开关器件的关断不是瞬时完成的,需要一定的时间。因此,如果用图 8-65(a)的脉冲波形(脉宽控制电路输出的波形)去触发同一桥臂上下两个功率开关器件,则将由于一个元件还没有关断,另一个元件已开通,而发生短路。故同一桥臂的两个功率元件应在一个关断后,另一个才允许开通。这样上下两路触发脉冲相应有一段停滞时间 Δt_s ,而 Δt_s 必须大于元件的关断时间 t_{off} ,于是需要有波形处理电路。本系统的波形处理电路由单稳态电路和一个与非门组成,处理后的波形如图 8-66(b)所示。时间 Δt_s 可以调节。

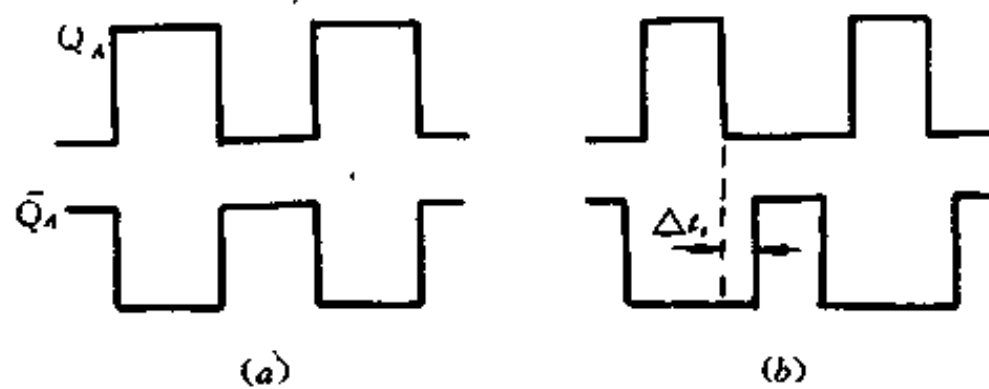


图 8-65 波形处理

2. 驱动电路

设计驱动电路时,应考虑下列几方面:

- (1) 具有对“地”电位浮动的独立直流电源,控制信号经脉冲变压器或光电耦合器隔

离。

(2) 开通和关断时栅极电压应有足够快的上升或下降速度。

(3) 要用小内阻的驱动源对栅极电容充电, 以提高开通速度; 关断时提供低电阻放电回路, 使 IGBT 快速关断。

(4) 在一定的范围内, 栅源极电压高, 则通态电阻小, 通态损耗下降。据此, V_{GS} 应选得高些, 但在负载短路的过程中, 漏极电流 I_D 随 V_{GS} 的增加而增大。因此, V_{GS} 又不能选得过高, 在选 V_{GS} 时应兼顾两者, 一般选 12~15V 较适合。

(5) 由于 IGBT 的栅极为 MOS 器件, 对电荷积累特别敏感, 故驱动电路必须保持放电回路畅通, 确保 IGBT 工作安全。

图 8-66 为一相驱动电路, 控制信号 SPWM 经光电耦合器输入, 使控制电路与主回路

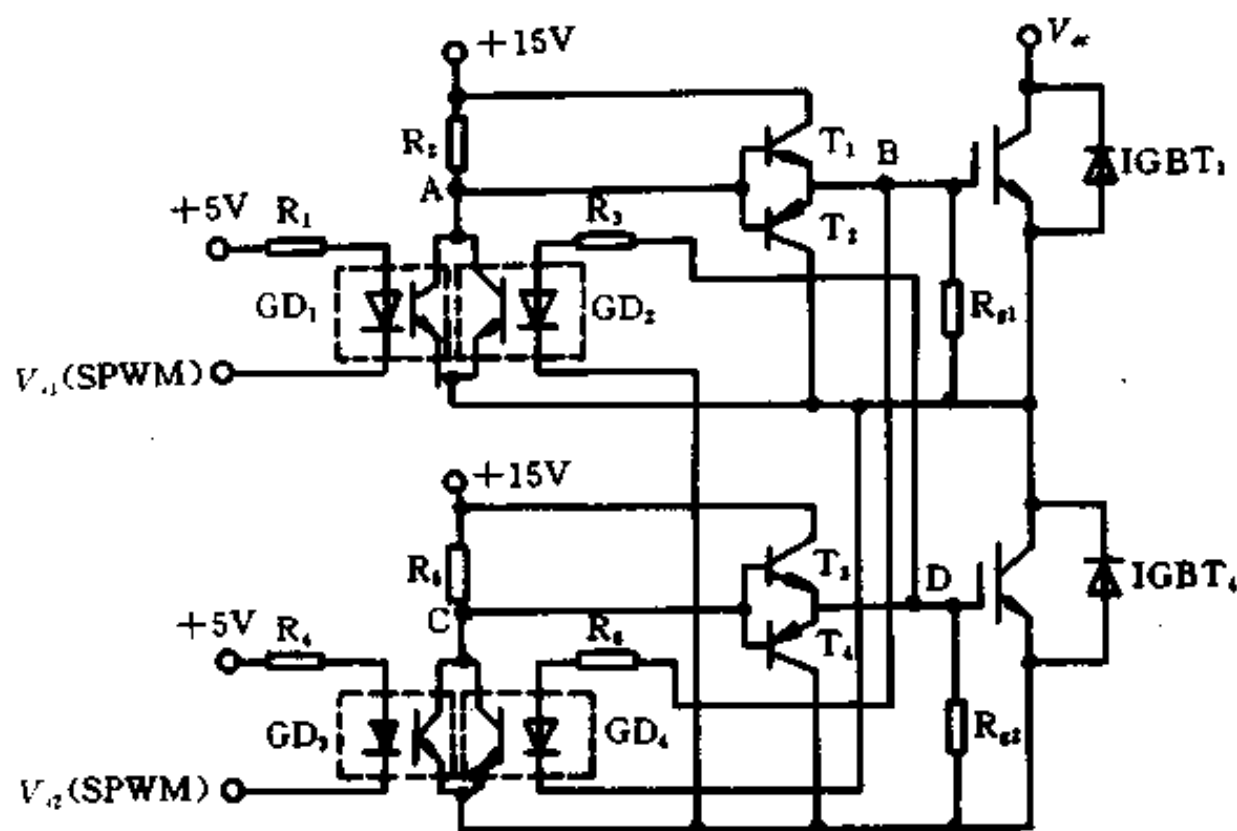


图 8-66 一相驱动电路

隔离。当 SPWM 脉冲, 即 V_{11} 为低电平时, 光电耦合器 GD_1 导通, A 点被拉至低电位, 这时 T_2 导通而 T_1 关断, 即 B 点跟随 A 点处于低电位, IGBT₁ 截止; 当 V_{11} 为高电位时, GD_1 截止, A 点为高电位, T_1 导通而 T_2 关断, B 点跟随 A 点处于高电位, IGBT₁ 导通。IGBT₁ 的导通关断取决于 V_{22} 的电位高低, 情况与 IGBT₁ 类似道理。这就是逆变器一个桥臂的工作原理。图中光电耦合器 GD_2 与 GD_3 起使 IGBT₁ 与 IGBT₄ (即上下臂) 互锁的作用, R_{g1} 、 R_{g2} 则为栅极开辟了一条放电通路。

3. 主电路

逆变器的主电路采用三相桥式全控电路, 如图 8-67 所示。

功率开关器件采用 IGBT, 10A/1000V; 所有二极管用快速二极管, 额定值为 8A/1000V。图 8-67 中 L_1 、 R_1 、 D_1 、 D_{11} 、 C_1 构成 IGBT 开和关过程的吸收电路。 $D_1 \sim D_6$ 则起续流作用, $R_{g1} \sim R_{g6}$ 构成栅极放电回路, 使 IGBT 栅极的积累电荷能迅速放掉。

(1) 开通吸收电路

为了保证功率开关器件可靠工作, 必须采取措施限制器件结温在一定范围内, 而设计合适的散热条件可在一定程度上降下结温。但是, 开关损耗是影响器件结温的主要因素,

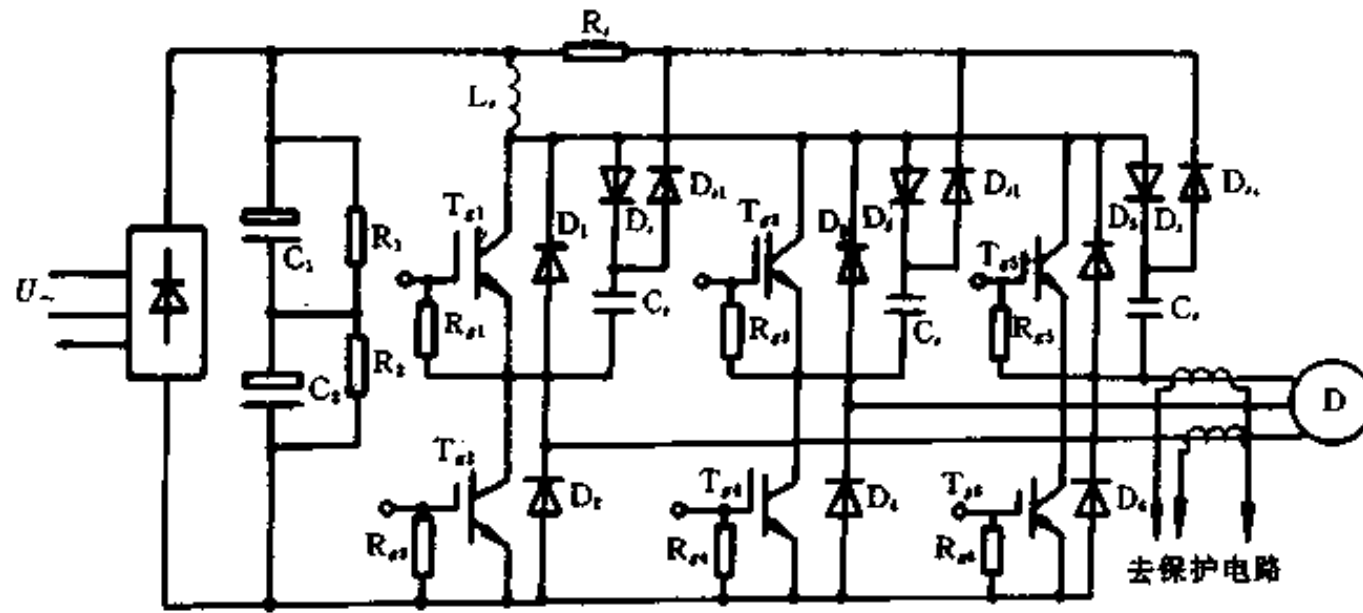


图 8-67 逆变器主电路

因此,如能有效地减小开关损耗,就能有效地限制结温的升高。我们下面分析 IGBT 开通过程的电压电流变化波形,图 8-68(a)是没有吸收电路时的 IGBT 开通过程电压电流波形,其开通功耗为:

$$P_{c1} = \int_0^{t_m} V_{DS} \cdot I_{DS} \cdot dt$$

由于在 t_m 期间 $V_{DS} \approx V_{CC}$,故 P_{c1} 较大。如能减慢 I_{DS} 的上升率 dI_{DS}/dt ,则功耗可减小。图 8-68(b)是有吸收电路的波形,这时它的功耗为:

$$P_{c2} = \int_0^{t_m} V'_{DS} \cdot V_{DS} \cdot dt$$

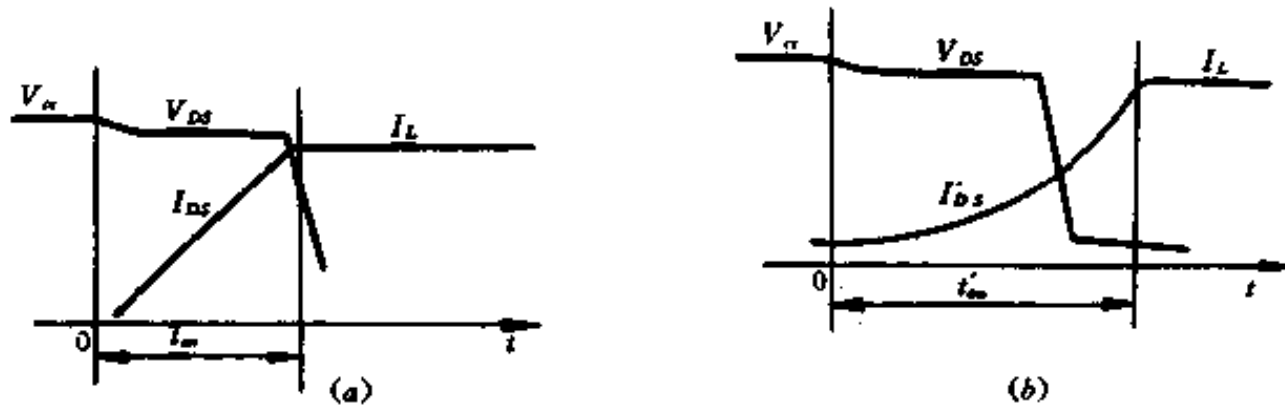


图 8-68 开关电流电压波形

图 8-67 中 L_s, C_e, D_{e1}, R_s 构成开通吸收电路。电感 L_s 的值主要由开通时负载情况来决定:

$$L_s = \frac{V_{CC} \cdot t_r}{I_L}$$

式中 V_{CC} ——直流电源电压;

t_r —— I_{DS} 上升时间;

I_L ——负载电流。

C_e, R_s 的取值与关断吸收电路有关。

(2) 关断吸收电路

在 IGBT 关断时存在一个很高的 dV_{DS}/dt ,它产生一个旁路位移电流。如果 dV_{DS}/dt 超过某一极限值,旁路位移电流将迫使 IGBT 的寄生晶闸管结构导通,从而导致 IGBT 失控,

甚至永久性地失效。为了减小 dV_{DS}/dt ，在主电路中加入由 D_s 和 C_s 组成的关断吸收电路，关断过程波形如图 8-69 所示。

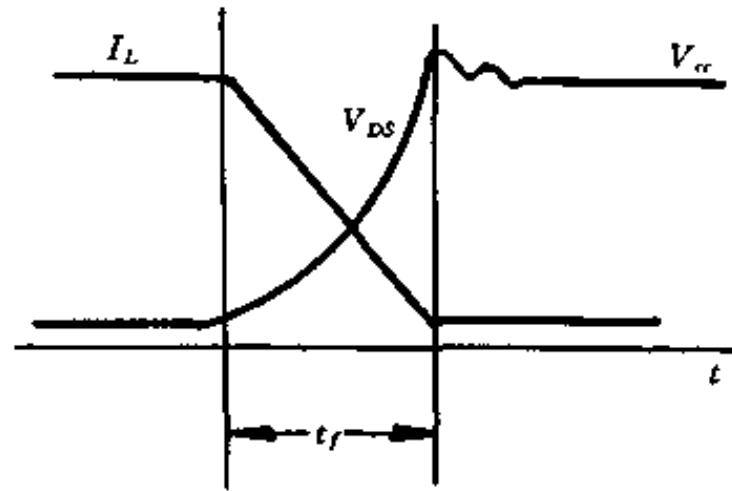


图 8-69 关断电压、电流波形

$$V_{DS} = V_{CS} = \frac{1}{C_s} \int_0^{t_f} I_{CS} dt$$

但是，

$$I_{CS} = (I_L/t_f) \cdot t$$

因此，

$$V_{DS} = \frac{I_L \cdot t^2}{2C_s \cdot t_f}$$

故有

$$\frac{dV_{DS}}{dt} = \frac{I_L}{C_s \cdot t_f} \cdot t$$

可见， $\frac{dV_{DS}}{dt}$ 受 C_s 的影响，

$$C_s = \frac{I_L \cdot t_f}{V_{\alpha}}$$

$$R_s = 0.25 \sqrt{L_s/C_s}$$

4. 保护电路

由于 IGBT 过载能力较差，如果发生过流，又没有适当保护措施，IGBT 会立即损坏，所以必须有快速而准确的保护措施。这里选用 LA50-P 型电流传感器，其测量电流为 0~50A，灵敏度很高，反应时间小于 $1\mu s$ ，能用于交、直流、脉冲电流和电压的检测。检测保护电路见图 8-70 所示。传感器测量逆变器的输出电流，经变换后，测量信号送进 8098 的外

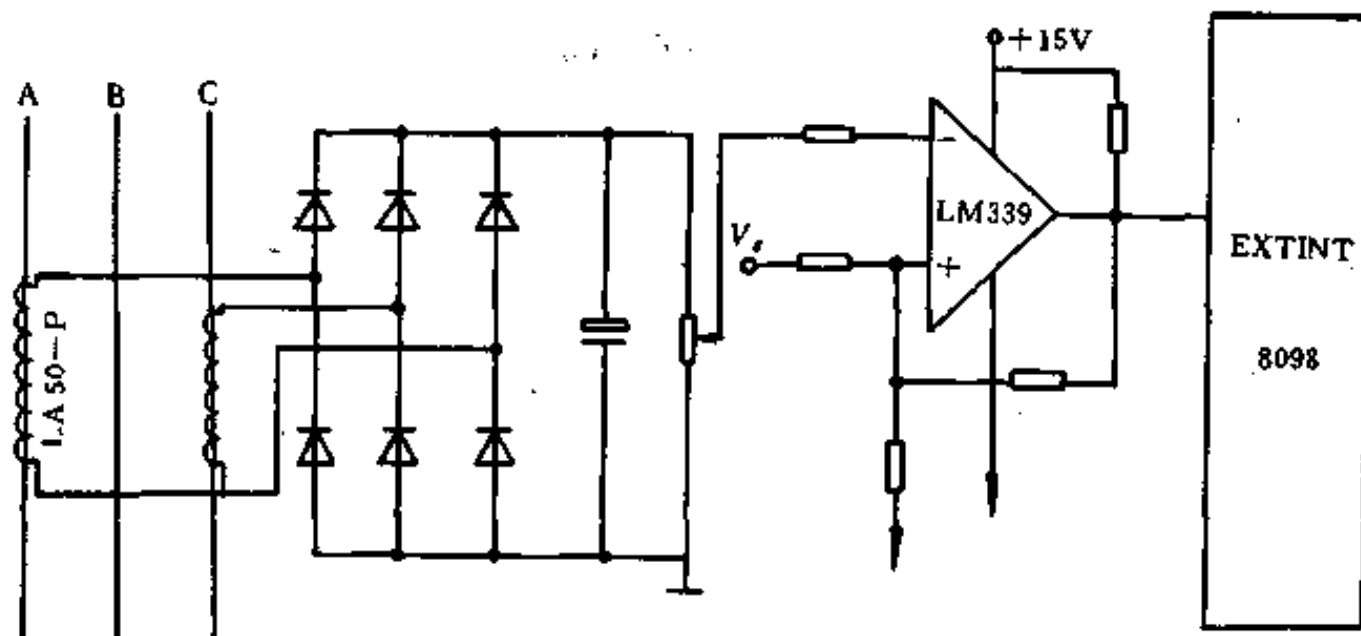


图 8-70 保护电路

中断口 EXTINT, 当 8096 检测到此信号, 便进入保护中断, 关断 IGBT, 从而使电路得到保护。保护准确、迅速。

§ 7 磁链追踪型 PWM 通用变频器

磁链追踪型 PWM 法则是从电机的角度出发的, 着眼点是如何使电机获得圆磁场。它以交流电机的磁链圆为基础, 用逆变器不同开关模式所产生的实际磁链矢量求追踪基准磁链圆(指令磁链圆)。由追踪的结果决定出逆变器的开关模式, 形成 PWM 波。显然, 这样所形成的 PWM 波也必然是三相对称的正弦波。

下面仅从磁链追踪型 PWM 法的基本原理、控制法则、控制系统构成及软件技术进行论述。进而介绍一种磁链追踪型通用变频器电路构成、主要性能以及运行结果。

1. 磁链追踪型 PWM 法的基本原理与控制算法

(1) 基本原理

图 8-71 示出三相对称正弦波电压驱动的三相电动机。假设以式(8-63)所示三相对称正弦波电压驱动三相对称的电动机, 则

$$\begin{bmatrix} u_u^* \\ u_v^* \\ u_w^* \end{bmatrix} = \sqrt{2} U_s \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (8-63)$$

其中, U_s 为相电压有效值。

在此三相对称电压作用下, 电动机各相磁链值可由式(8-63)进行积分, 得:

$$\begin{bmatrix} \psi_u^* \\ \psi_v^* \\ \psi_w^* \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2} U_s}{\omega} \begin{bmatrix} \sin \omega t \\ \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (8-64)$$

将式(8-64)表示的三相轴系磁链变换到图 8-71 中所示的 d、q 轴系中得:

$$\psi_{dq}^*(\theta) = \begin{bmatrix} \psi_d^* \\ \psi_q^* \end{bmatrix} = \psi_m \begin{bmatrix} \sin \theta \\ -\cos \theta \end{bmatrix} \quad (8-65)$$

式中

$$\psi_m = \frac{\sqrt{3} U_s}{2\pi f} = \frac{U_l}{2\pi f}$$

f ——电源频率(Hz);

$U_l = \sqrt{3} U_s$ ——电机定子线电压的有效值(V);

$\theta = 2\pi f t$ ——电角度。

由式(8-65)可知, 当电压频率比 U_l/f 为常数时, ψ_m 为定值。这样, 随着 $\theta(t)$ 的变化, 磁链矢量 $\psi_{dq}^*(\theta)$ 就形成一个半径为 ψ_m 的圆形轨迹, 即一个理想的磁链圆, 如图 8-72 所示。

如果用逆变器驱动电机, 如图 8-73 所示, 则逆变器的六个开关器件 $T_1 \sim T_6$ 可以形成 8 种开关模式。其中 6 种开关模式产生输出电压, 在电机中形成磁链矢量, 另两种开关模

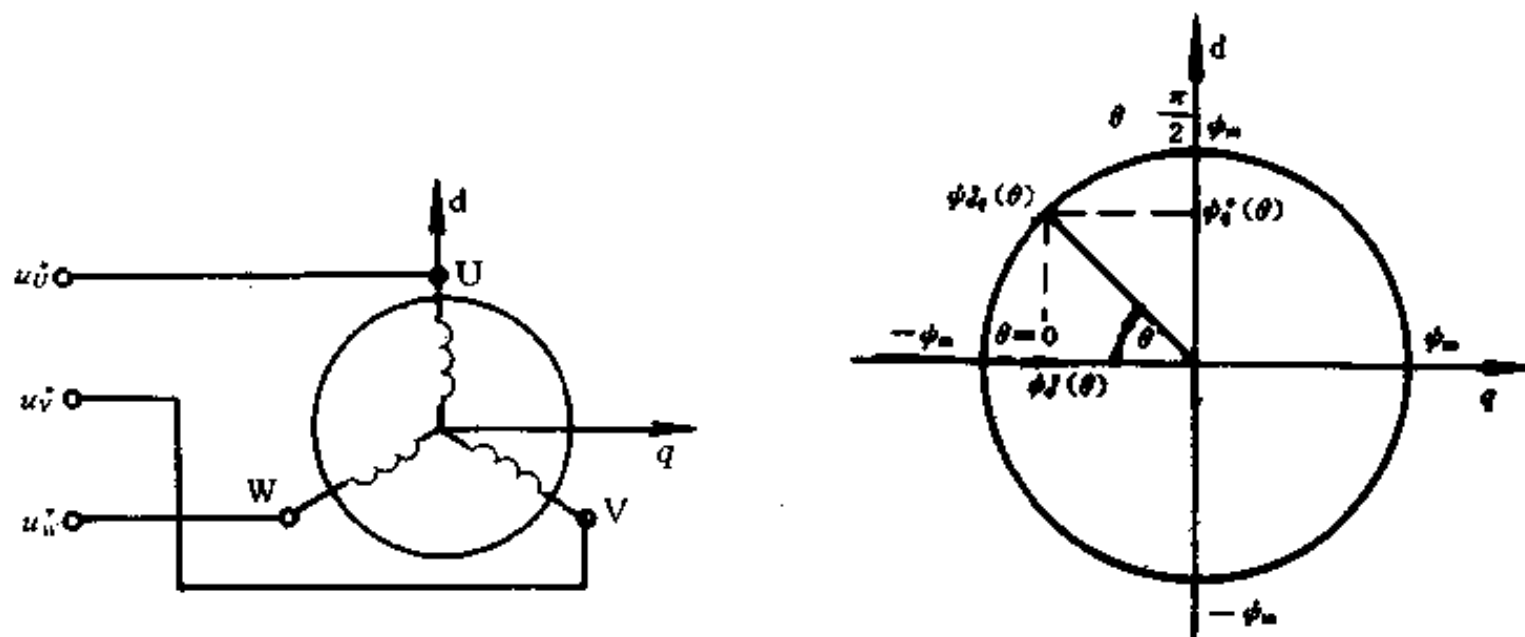


图 8-71 三相对称正弦波电压驱动三相电动机 图 8-72 d、q 轴系中的磁链矢量及磁链圆

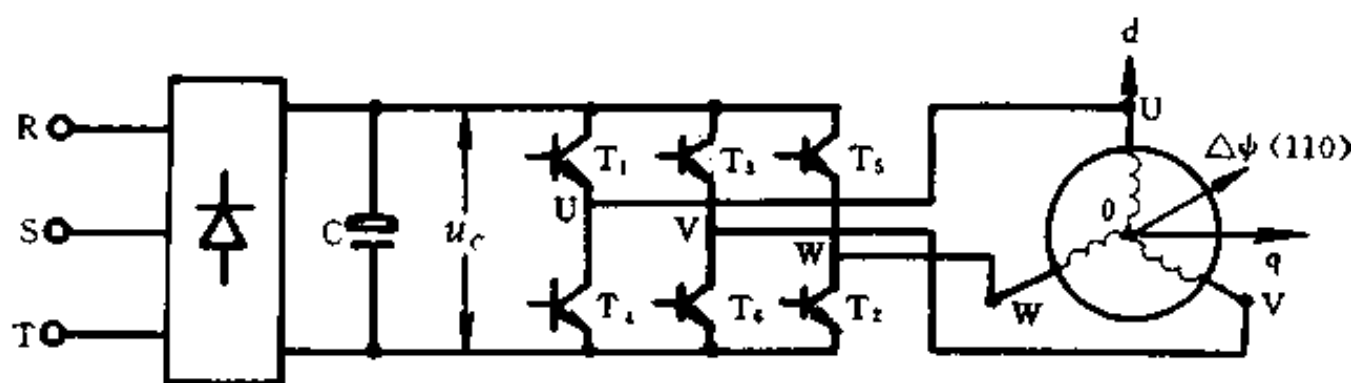


图 8-73 三相电机以变频器驱动形式

式不输出电压,不形成磁链矢量或称为形成零矢量。如当 T_1 、 T_2 、 T_3 导通时形成磁链矢量 $\Delta\psi(110)$,括号中 110 表示:第一位表示 U 相,第二位表示 V 相,第三位表示 W 相。当某一相的上桥臂开关元件导通记为 1,下桥臂开关元件导通记为 0,如 T_2 、 T_3 、 T_4 导通时,形成 $\Delta\psi(010)$ 矢量; T_3 、 T_4 、 T_5 导通时形成 $\Delta\psi(011)$,其他类推;当 T_1 、 T_3 、 T_5 导通时形成零矢量 $\Delta\psi(111)$, T_2 、 T_4 、 T_6 导通时形成零矢量 $\Delta\psi(000)$ 。以上 8 种磁链矢量,除两种零矢量其大小为零外,其余 6 种的大小与开关模式持续的时间以及中间直流电压 U_c 有关。假设 8 种开关模式持续的时间 T 相等,将不同开关模式时作用于电机各相绕组上的电压 U_c 对 T 进行积分,可得各相磁链在 T 期间的增量,再变换到 d、q 坐标轴系,即得图 8-74 所示的 8 种磁链矢量增量(以下简称为磁链矢量),其大小可表示为:

$$|\Delta\psi| = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \Delta\psi_c & (\text{零矢量以外时}) \\ 0 & (\text{零矢量时}) \end{cases} \quad (8-66)$$

式中 $\Delta\psi_c$ 为一恒定磁链,

$$\Delta\psi_c = \int_0^T U_c \cdot dt = U_c \cdot T = \text{常数} \quad (8-67)$$

将图 8-72 中所示理想磁链图作为基准,适当地使用图 8-74 中 8 种磁链矢量追踪基准磁链图。由第 $(n-1)$ 次追踪的结果,决定第 n 次是使用 6 种矢量中的哪一种继续追踪呢,还是使用两种零矢量中的哪一种暂停追踪呢,以此来决定逆变器的开关模式,形成 PWM 波。这就是这种磁链追踪型 PWM 法的基本思想。

(2) 控制算法

为了由微机来实现上述磁链追踪型 PWM 法,必须建立适当的数学模型。数学模型越

简单则越容易实现实时处理。为此,以 $0 \leq \theta \leq \pi/3$ 区间为例,并就 $\omega > 0$ 的情况(电机正转)加以考查。引入一个新的 α, β 轴系,如图 8-75 所示。把 $\psi_m^*(\pi/6)$ 选作 α, β 轴系的原点,

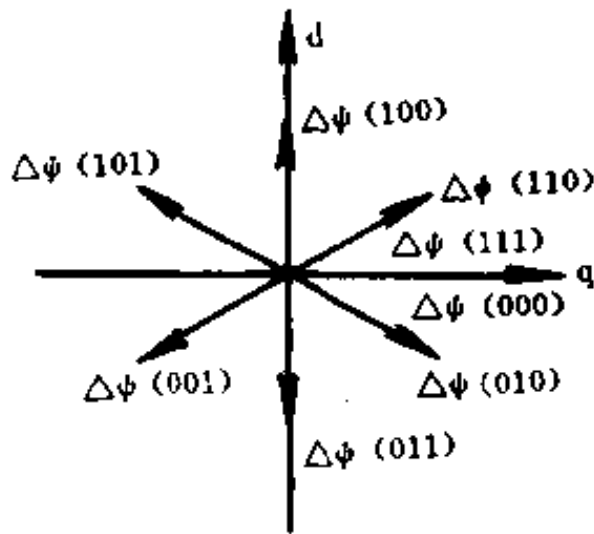


图 8-74 逆变器驱动时电机的磁链矢量

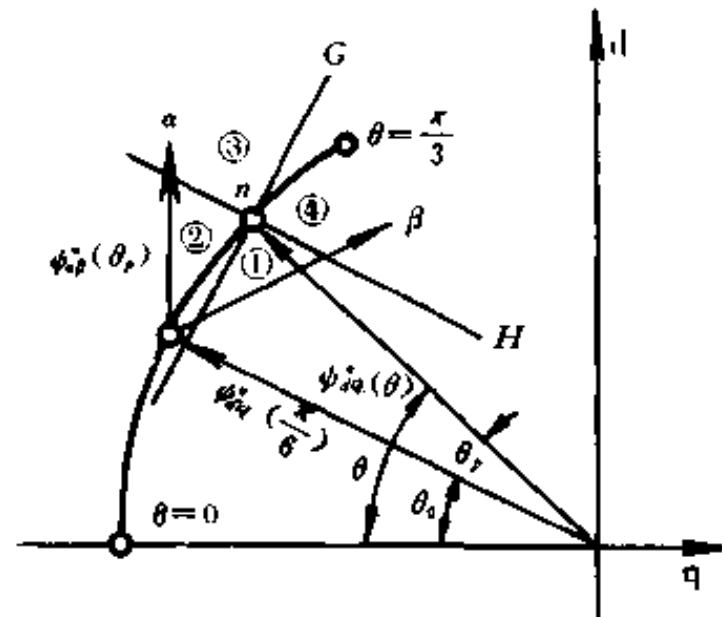


图 8-75 磁链矢量 $\psi_m^*(\theta)$ 与 α, β 轴系

把 $\Delta\psi(100)$ 的方向定为 α 轴,把 $\Delta\psi(110)$ 的方向定为 β 轴。以后在 α, β 轴系中,把 $\Delta\psi(100)$ 称为 α 轴矢量,把 $\Delta\psi(110)$ 称为 β 矢量。把三相正弦波电压驱动时的磁链矢量 $\psi_m^*(0)$ 变换到 α, β 轴系,得:

$$\psi_{\alpha\beta}^*(\theta_s) = [\psi_\alpha^*(\theta_s), \psi_\beta^*(\theta_s)]^T \quad (8-68)$$

$$\theta_s = \theta - \theta_0 \quad (-\pi/6 \leq \theta_s \leq \pi/6) \quad (8-69)$$

$$(\theta_0 = \pi/6)$$

以后把 $\psi_{\alpha\beta}^*(\theta_s)$ 称为指令磁链。如果按式(8-68)预先准备好一个指令磁链函数表,则根据采样点 n 上的 $\theta(n)$,按式(8-69)求得 $\theta_s(n)$,查表即可得到采样点 n 的指令磁链值为:

$$\psi_{\alpha\beta}^*(n) = [\psi_\alpha^*(n), \psi_\beta^*(n)]^T \quad (8-70)$$

其次,来求由逆变器工作时采样点 n 上的实际磁链 $\psi_{\alpha\beta}(n)$ 。假设在采样点 $(n-1)$ 已有实际磁链 $\psi_{\alpha\beta}(n-1) = [\psi_\alpha(n-1), \psi_\beta(n-1)]^T$,由于在采样点 $(n-1)$ 上,根据对指令磁链 $\psi_{\alpha\beta}^*(n-1)$ 与实际磁链 $\psi_{\alpha\beta}(n-1)$ 比较的结果,已决定出是采用 α 矢量、 β 矢量、零矢量三种中的哪一种,因此,采样点 n 上的实际磁链可按下式计算得到:

$$\psi_{\alpha\beta}(n) = \psi_{\alpha\beta}(n-1) + \Delta\psi(n-1) \quad (8-71)$$

式中 $\Delta\psi_{\alpha\beta}(n-1)$ 是 α 矢量、 β 矢量、零矢量当中的一种。

就这样,由于引入了新的 α, β 轴系,由查表法可以得到指令磁链,而由简单的加法运算就可以得到实际磁链。

按式(8-70)、式(8-71)得到采样点 n 的指令磁链 $\psi_{\alpha\beta}^*(n)$ 和实际磁链 $\psi_{\alpha\beta}(n)$,把它们进行比较,就可以决定:在采样点 n ,是应该继续使用 α 矢量或 β 矢量,使实际磁链继续追踪指令磁链呢,还是应该使用零矢量以暂停追踪。其具体做法如下:通过指令磁链 $\psi_{\alpha\beta}^*(n)$ 的矢量端做两条互相垂直的直线 G (它平行于 α 轴与 β 轴夹角的平分线)和 H ,把 α, β 平面分成①、②、③、④四个部分,如图 8-75 所示。知道了实际磁链 $\psi_{\alpha\beta}(n)$ 存在于其中的哪一部分,就可以决定出应该使用的 $\Delta\psi(n)$,即若 $\psi_{\alpha\beta}(n)$ 是在 G 线以上领域的③、④两部分,则因实际磁链前进太快了,应该选择零矢量以等待指令磁链前进上来;相反,是在 G 线以下领域时,必须让实际磁链追踪上来。对于后一种情况,如果 $\psi_{\alpha\beta}(n)$ 是存在于领域②,由于是在指令磁链圆的外侧,为了将实际磁链拉向内侧,必须使用 β 矢量;相反,如 $\psi_{\alpha\beta}(n)$ 是存在于领域①中,则应使用 α 矢量。

以上讨论的是 $0 \leq \theta \leq \pi/3$ 的区间和 $\omega > 0$ 的情况。对于 θ 的其他区间和 $\omega < 0$ 的情况(电机反转)也可作类似的讨论。

此外,由式(8-66)、式(8-67)可知:

(a)积分时间 T 越短,则 $|\Delta\psi|$ 越小,实际磁链追踪指令磁链圆的精度就越高;

(b)在电压 U_c 有变动时,只要能够相应地改变 T ,以保证积分值 $U_c \cdot T = \text{常数}$,就能保证 $|\Delta\psi|$ 不变,从而保证实际磁链追踪指令磁链圆的精度不变。这样,即使电网电压有波动,逆变器的电压也可进行自动补偿。

2. 控制系统的构成及软件技术

可以用 8 位单片机为核心构成控制系统以实现磁链追踪型 PWM 法,如图 8-76 所示。

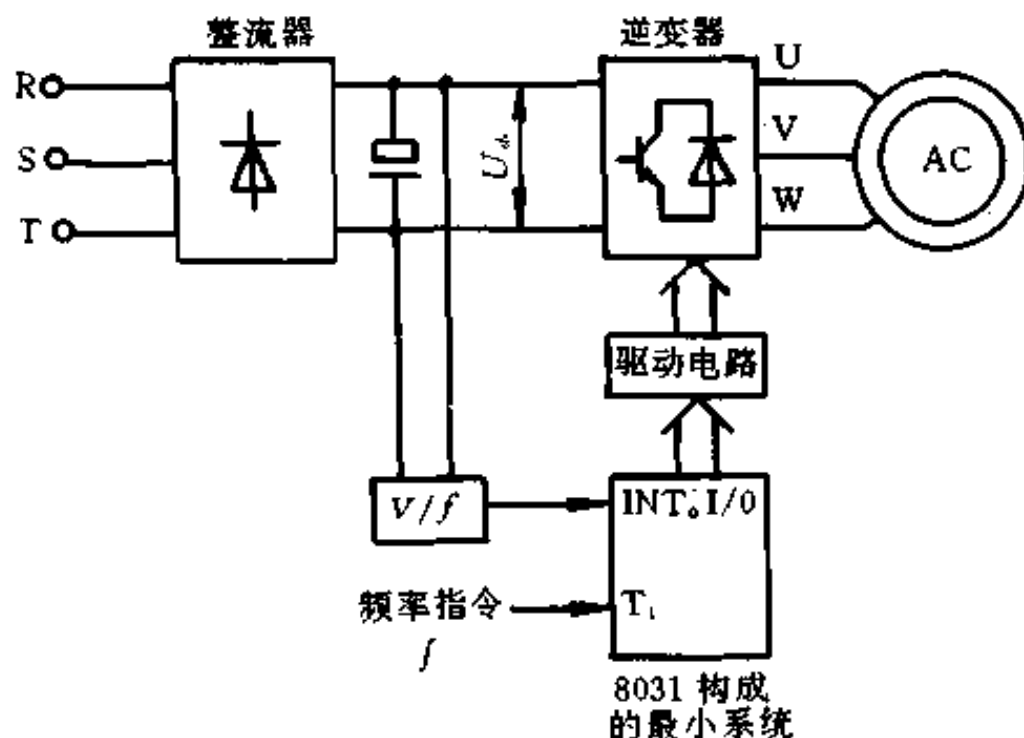


图 8-76 控制系统的构成

采样中间直流电压 U_c , 经过 V/f 变换器变成脉冲序列, 按式(8-67), 每当 $\Delta\psi_c$ 达到一定值产生一个脉冲信号, 以此信号作为 8031 的中断, 即采样信号。采样周期就是式(8-67)中 T 。根据 V/f 变换的线性特性, 当电网电压有波动因而 U_c 的值增大或减小时, 采样周期随之减小或增大, 因而积分值 $U_c \cdot T$ 总是每达到式(8-67)给定的一定值时才发生一次中断。频率给定以脉冲列的形式给出, 送入计数器 T_1 , 由 T_1 的计数值决定角 θ 。CPU 每接到一次中断信号就采样一次 T_1 的计数值并按上述控制算法进行计算, 选择出 $\Delta\psi$, 并由输出站口输出驱动逆变器。防止桥臂短路的“死区”也由软件完成。

必须在两个采样点 $(n-1)$ 和 n 之间的时间内选择 $\Delta\psi$ 。可是, 从控制算法可知, 不到采样点 n 就无法根据 $\theta(n)$ 确定出指令磁链 $\psi_{sp}^*(n)$; 而如果到了采样点 n 再来确定 ψ_{sp}^* 并选择 $\Delta\psi$, 那就会成为滞后一个周期的滞后系统。为了使控制程序成为一个实时处理系统, 采用了预测 $\theta(n)$ 的方法。为此把 V/f 变换器的频率提高一倍, 设置一个中间采样点, 在中间采样点预测 $\theta(n)$ 的值, 并据此求出 $\psi_{sp}^*(n)$ 。这样就能得到一个实际上无滞后的实时处理系统。其结果是, 微机的控制处理分为两个中断子程序。控制程序流程图示于图 8-77。

3. 磁链追踪型 PWM 通用变频器

图 8-78 是应用磁链追踪型 PWM 法设计成的通用变频器的原理电路图。表 8-7 中列出了标准规格。它与一般正弦波 PWM 通用变频器比较, 这种磁链追踪型 PWM 通用变频器具有以下主要特点:

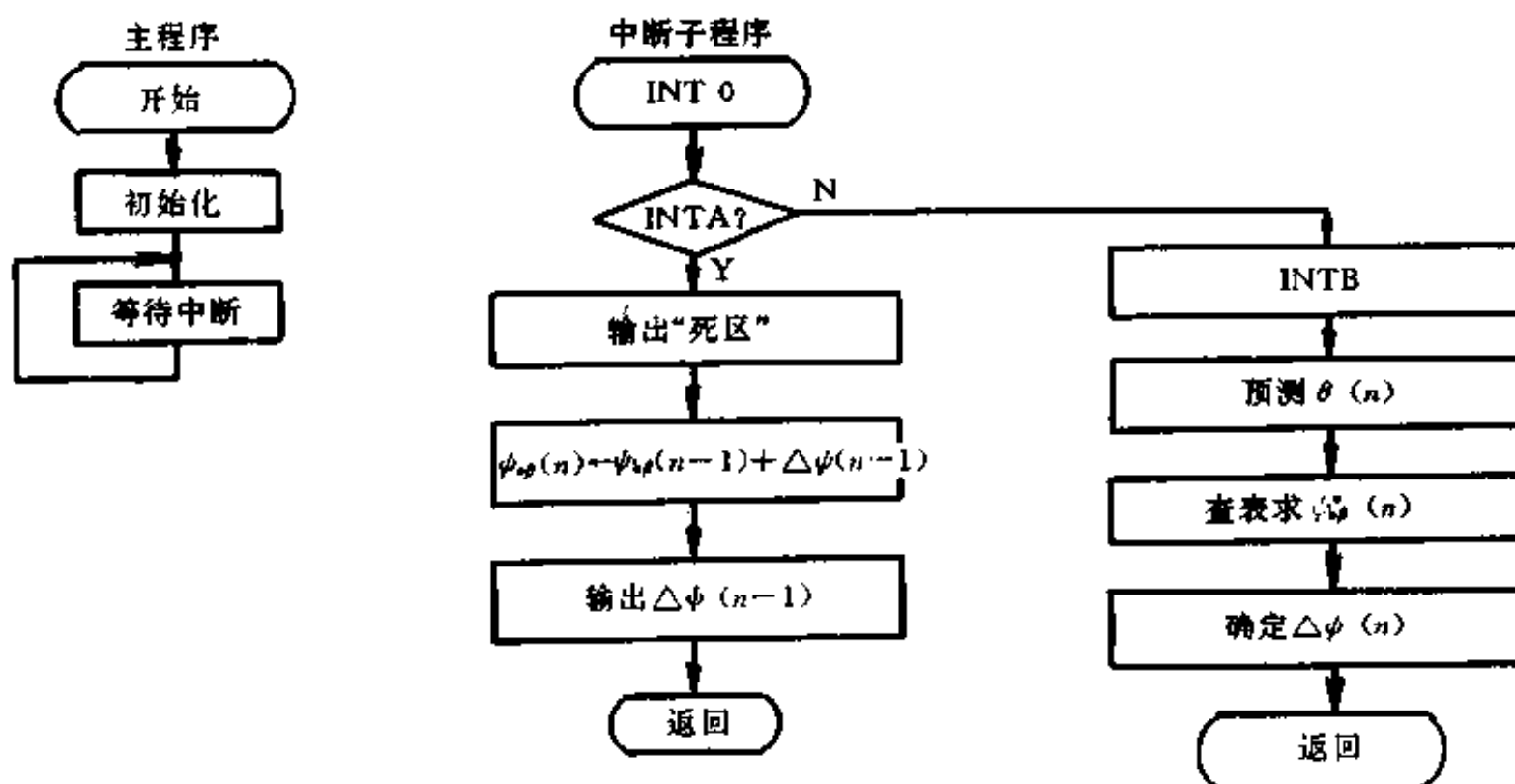


图 8-77 程序流程图

(1) 控制算法简单, 占用内存很少, 采用 8 位单片机即可实现实时处理, 采样处理时间仅约 $100\mu\text{s}$, 适宜于构成快速动态响应系统。

表 8-7 标准规格表

项 目		内 容				
适用的电机种类		各种三相交流电动机, 包括鼠笼式、绕线式异步电动机及 各种同步电动机、磁阻电机、磁滞电动机等				
适用的异步电动机容量 (最大 kW)		3.7	7.5	15	22	37
通用变频 器型号及 额定值	型号	SY ₁ -355	SY ₁ -311	SY ₁ -322	SY ₁ -330	SY ₁ -350
	容量(kVA)	5.5	11	22	30	50
	额定电流(A)	8.5	17	34	46	76
输入	额定电压(V)	3 相 380V±10%				
	额定频率(Hz)	50Hz/60Hz				
控制方法		高性能磁通控制型 PWM 法				
	频率精度	±0.5%				
	V/f 图形	V/f 曲线有 8 种图形可选, 也可扩充为 16 种				
	过载能力	150% 30s				
操作 功能	频率设定运转停 止加速时间或减 速时间	电位器或外部信号(0~5V, 4~20mA) 面板上的开关或外部接点可根据负载自行设定				
保护功能		输入电压欠压、缺相保护, 直流过电压、过电流保护, 电机过载、短路、 接地保护, 电动机失速、堵转保护, 变频器冷却器过热保护, 保险丝				
显示	频率显示	频率值由数码管显示, 三位数(小数一位)				
	故障显示	故障时报警灯闪烁, 故障原因由数码管以代号显示				
环境 条件	环境温度	-10℃~+40℃				
	环境湿度	90%以下(无水珠凝结现象)				
	振动	<0.5g				

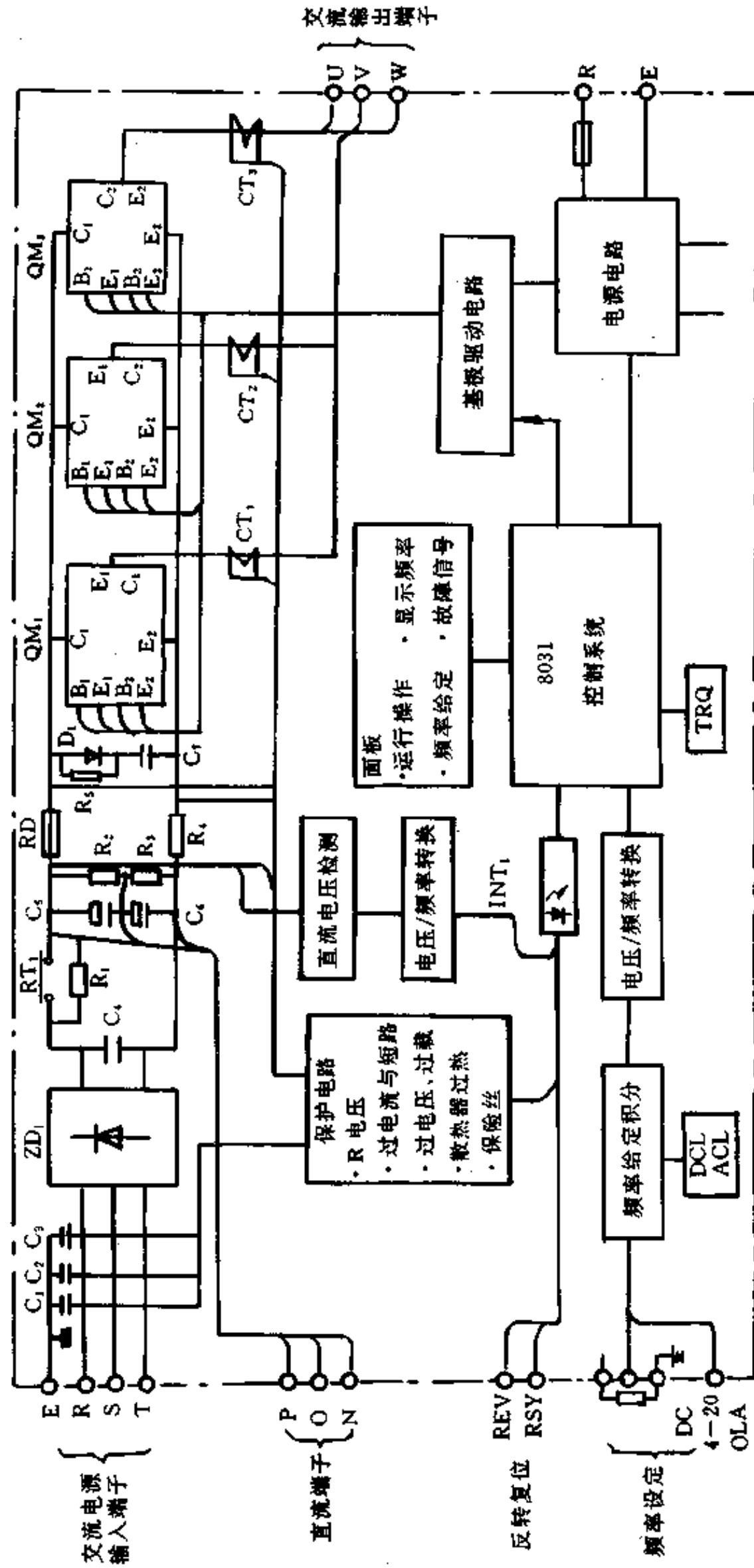


图 8-78 SY₁ 系列通用变频器原理电路图

(2)载波比是频率的连续函数而不是频率的分段函数。因此,不会在载波比分段点上造成输出电压突变甚至引起电机转速不稳定现象。

(3)由于控制系统结构上的特点,以及实时处理能力,所以对电网电压波动有自动补偿作用。因此,它特别适用于电网电压波动较大而电机又不允许端压波动的场合。

(4)在基准频率以下可以实现恒磁通运行;在基准频率以上,由于仍然是 PWM 波而且载波比随频率而连续变化,所以可以使输出电压完全恒定,从而可以直接实现恒功率高速运行。

§ 8 微机控制 GTO 斩波调速系统

微机控制 GTO 斩波器的直流调速系统,结构简单、工作可靠、实现运行状态显示、故障报警处理、操作方便,便于维护。用 GTO 作为斩波元件,省去了强迫换流回路,所以无换流噪音,省电,主回路的体积和重量也大为减小。

1. GTO 斩波器

(1)主回路

图 8-79 示出 GTO 斩波器的主电路。电路中, L_r 是为了限制 GTO 的 di/dt 而串入的电感, R_2 、 D_2 组成 L_r 的缓冲器,限制 GTO 关断时所承受的再加电压, R_1 、 D_1 和 C 组成 GTO 的吸收电路。 L_r 和 C 的值分别由以下两式决定:

$$di/dt = U/L_r \quad (8-72)$$

$$dV/dt = i/C \quad (8-73)$$

式中 U ——电源的直流电压;

i ——电容 C 的充电电流。

(2)门极控制电路

在系统中采用了变电压源供电方式的门极电路。电路形式及门极电流波形如图 8-80 所示。这是 50A GTO 的一种实用电路,其特点是结构简单,脉冲前沿比较陡,而后沿比较缓慢。

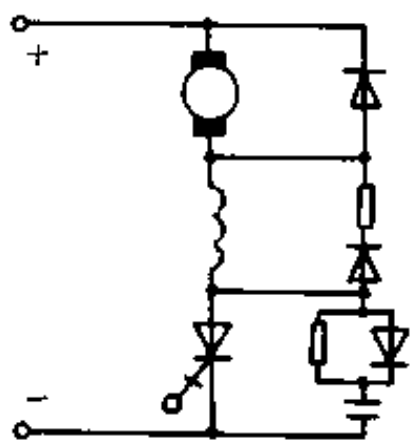


图 8-79 GTO 斩波器

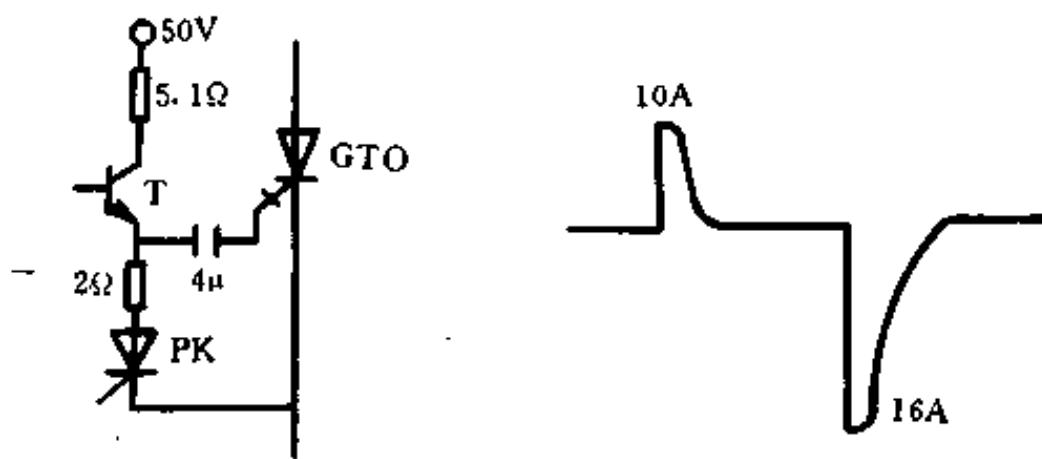


图 8-80 变压源供电方式及门极电流波形

2. 控制脉冲的产生

(1)门极电路的数字触发

由微型机产生 GTO 导通脉冲和关断脉冲的硬件结构原理图如图 8-81 所示。为了使电动机的转速连续、平稳地改变,给定信号 U_g 采用 A/D 转换输入方式。由于 TP-801 单

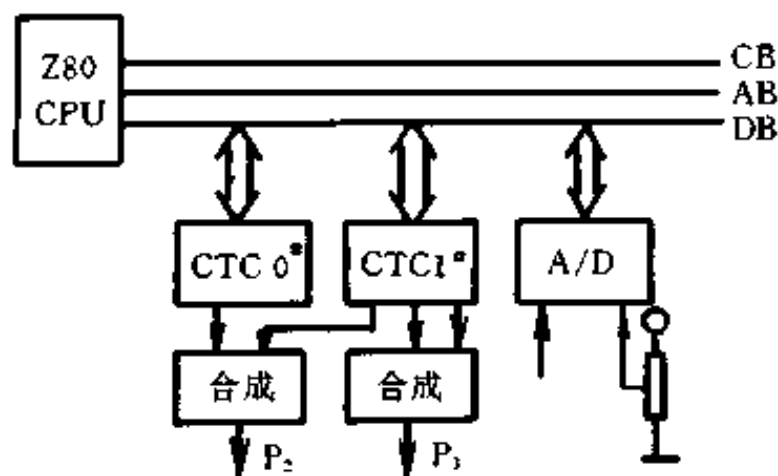


图 8-81 微机产生触发脉冲硬件电路

板机上的 CTC0# (命名为 0 号 CTC) 只有一个通道 (0 号通道) 可供用户使用, 而这里需要 4 个 CTC 通道, 因此, 又扩展了一个 CTC1# (命名为 1 号 CTC), 各通道 Ch10、Ch11、Ch12 和 Ch13 的端口地址分别为:

Ch10: 94H Ch11: 95H Ch12: 96H Ch13: 97H

这里用 CTC1# 上的 Ch11 和 Ch12 两个通道产生导通脉冲 P_1 ; 用 CTC0# 上的 Ch00 和 CTC1# 上的 Ch10 两个通道产生关断脉冲 P_2 。脉冲时序如图 8-82 所示。将 ZC/TO11 和 ZC/TO12 两个脉冲经过逻辑电路的合成, 得到导通脉冲 P_1 , 其宽度为 $80\mu\text{s}$, 频率为 500Hz (这亦是斩波器的工作频率 f_{CH})。同理, 将 ZC/TO00 和 ZC/TO10 两个信号合成, 得到关断脉冲 P_2 , 宽度也为 $80\mu\text{s}$ 。

为了保证在 GTO 导通期间将吸收电容器 C 上的电荷放完, 导通脉冲 P_1 与关断脉冲 P_2 的前沿间隔不应小于 $4R_1C = 120\mu\text{s}$; 为了保证 GTO 可靠关断和脉冲形成电路可靠工作, 脉冲 P_2 的后沿与脉冲 P_1 的前沿之间间隔不应小于 $168\mu\text{s}$, 因为在这段时间内要对除了 Ch11 通道以外的其余三个通道进行关断, 并重新设置控制字和时间常数。因此, 最小和最大占空比分别为: $\alpha_{\min} = 0.06$, $\alpha_{\max} = 0.92$ 。它们均满足实际要求。

(2) 系统软件

在运输系统中, 为了保证安全、高效地生产, 希望牵引机车具有图 8-83 所示的调速特性。对直流串激电动机实施电流截止负反馈的控制, 就能达到这一目的。

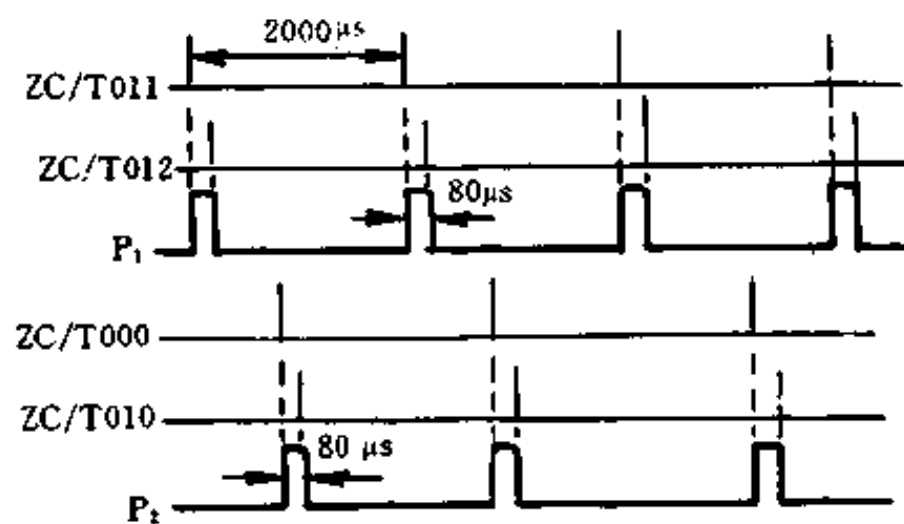


图 8-82 触发脉冲时序图

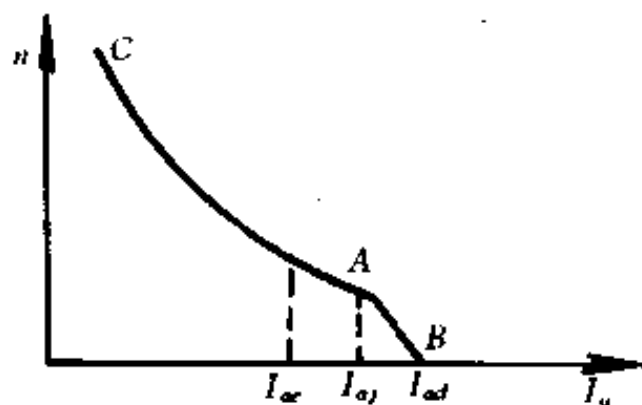


图 8-83 推土机特性

图 8-84 为电流截止负反馈脉冲调速系统原理图。该系统只是当电枢电流 I_a 大于截止电流 $I_{a\beta}$ 时, 电流负反馈才起作用, 并且在这种情况下, 电枢电流 I_a 随着负载的变化而在 $1.2I_{a\alpha} \sim 1.6I_{a\alpha}$ 之间变化, 系统对电流调节器的要求是: 能够及时调节电流。为此, 选择放大倍数为 K_i 的比例调节器作为电流调节器 LT。

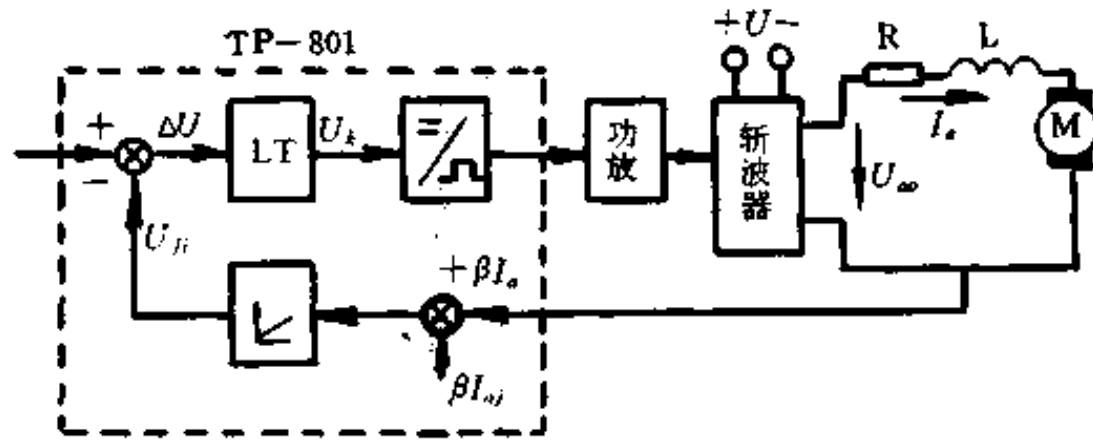


图 8-84 电流截止负反馈脉冲调速系统图

用 TP-801 单板机来完成图 8-84 虚线内的电路功能,构成微型机控制的电流截止负反馈脉冲调速系统如图 8-85 所示。TP-801 单板机的主要作用是:(a)电流调节;(b)GTO 的数字触发;(c)系统故障诊断与处理;(d)运行状态显示。

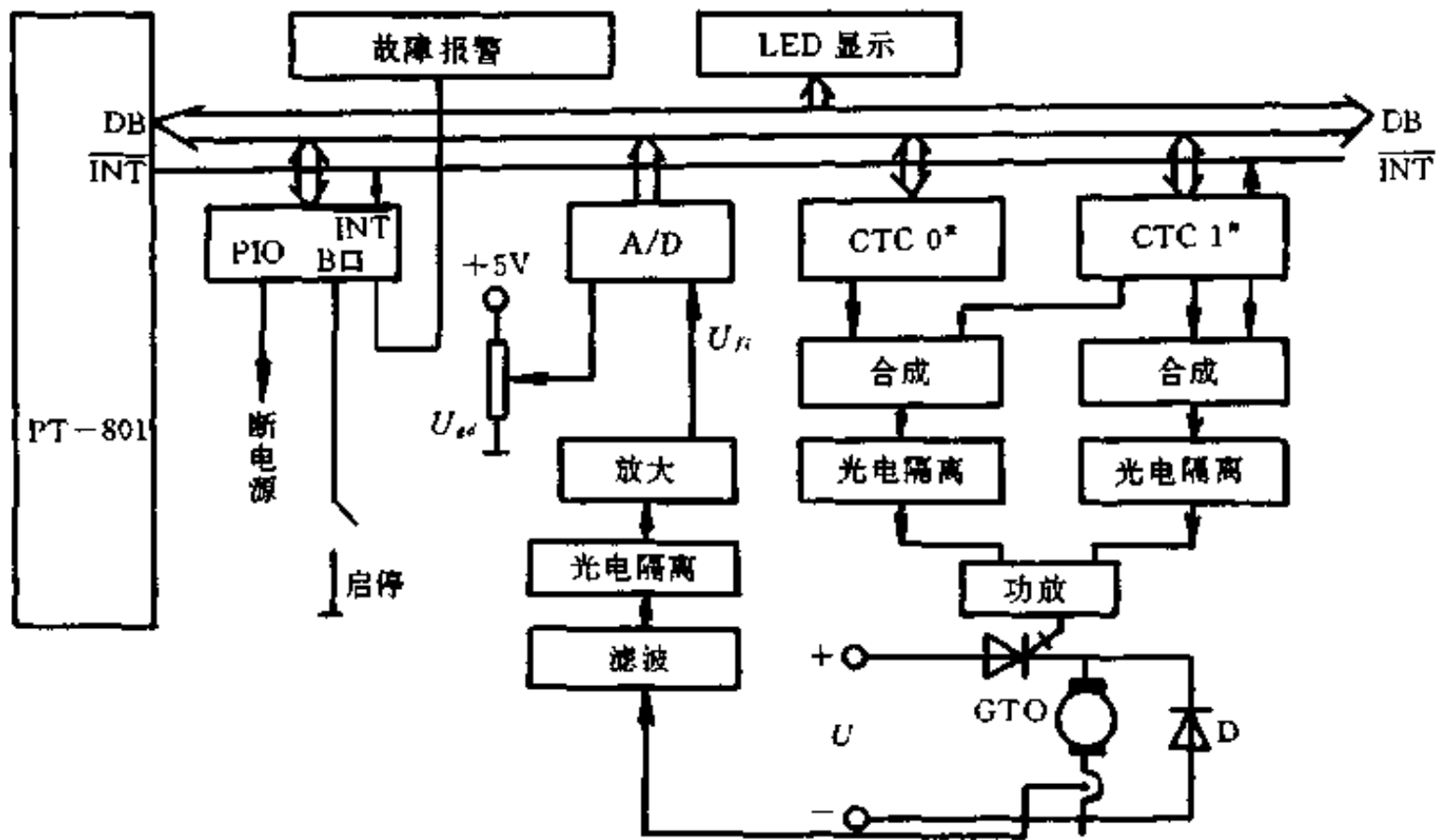


图 8-85 微机控制的 GTO 调速系统

B 口设置成位控方式,其各位的作用如下:

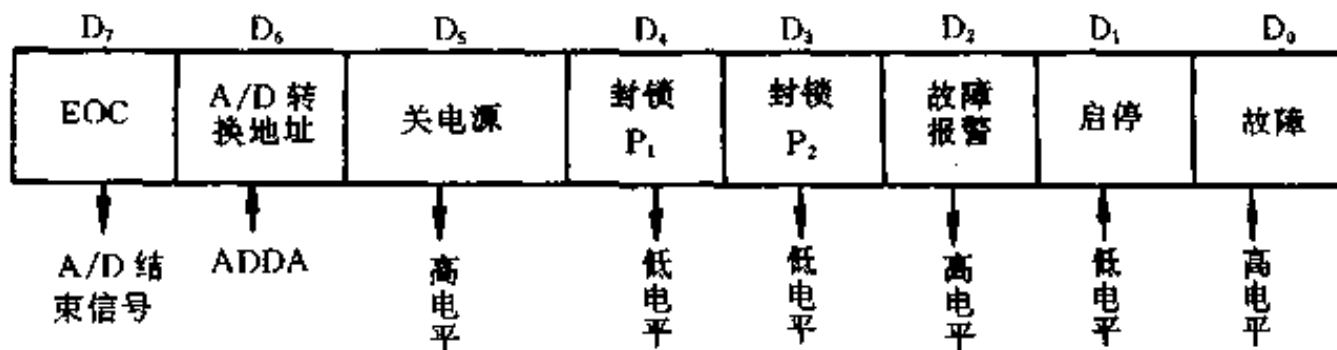


图 8-86 B 口位控方式

控制程序框图如图 8-87~图 8-90 所示。各程序的功能如下:

主程序:初始化、控制系统启停、计算 U_r ;

子程序 INT1: A/D 变换;

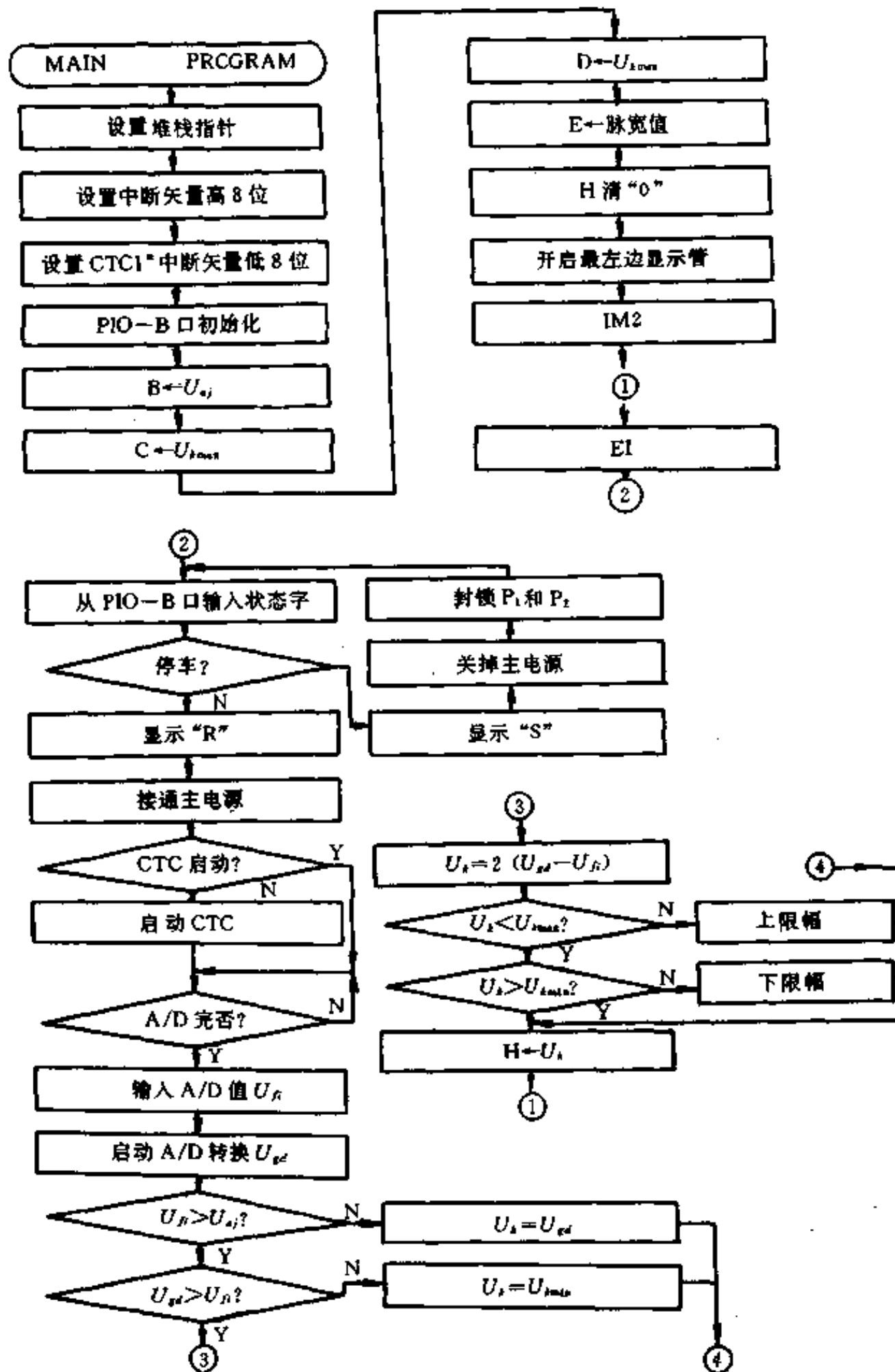


图 8-87 主程序框图

子程序 INT2: 根据 U_s 值调整占空比 α ;

子程序 INT3: 故障(过电流)处理。

内部寄存器的功能安排如下:

B 寄存器存放 U_{d1} , 与截止电流值 I_{d1} 相对应;

C 寄存器存放 U_{\min} , 与最小占空比 α_{\min} 相对应;

D 寄存器存放 U_{\max} , 与最大占空比 α_{\max} 相对应;

E 寄存器存放脉冲 P_1 和 P_2 的宽度值;

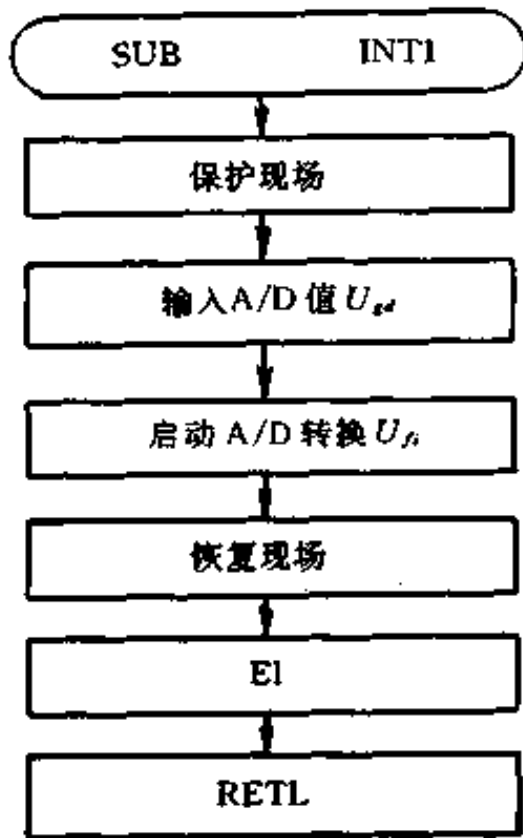


图 8-88 中断服务子程序 INT1 框图

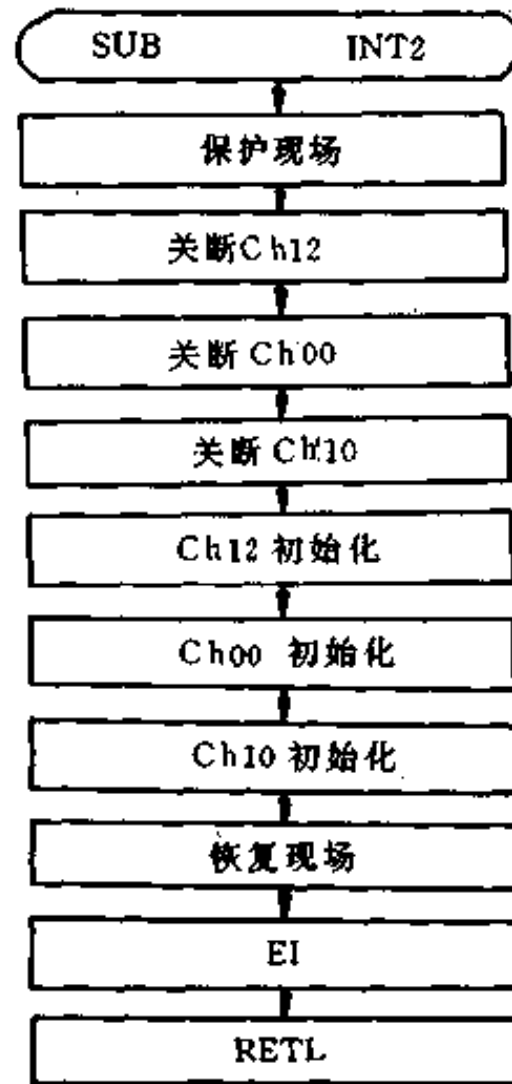


图 8-89 中断服务子程序 INT2 框图

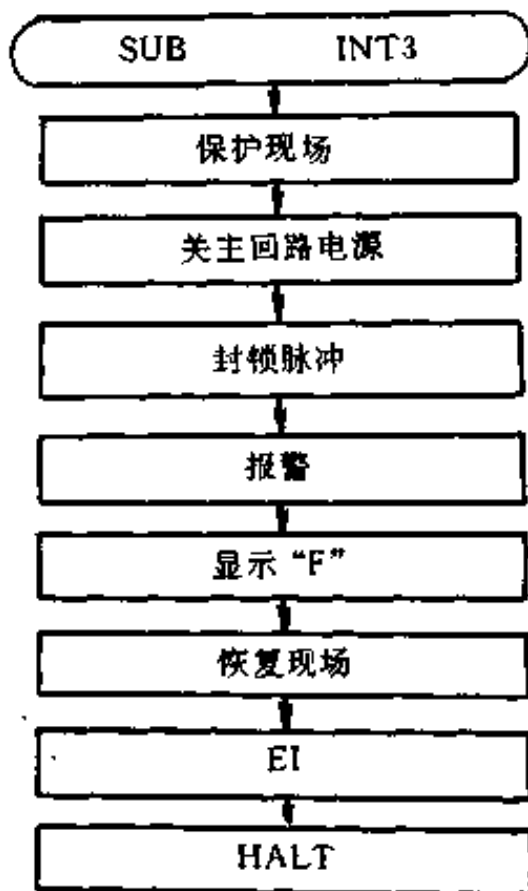


图 8-90 中断服务子程序 INT3 框图
 H 寄存器存放系统状态和 U_s 值；
 L 寄存器存放给定值 U_{μ} 。

系统的运行状态由单板机上 LED 最高二位(最左边两位)显示, 内容为:

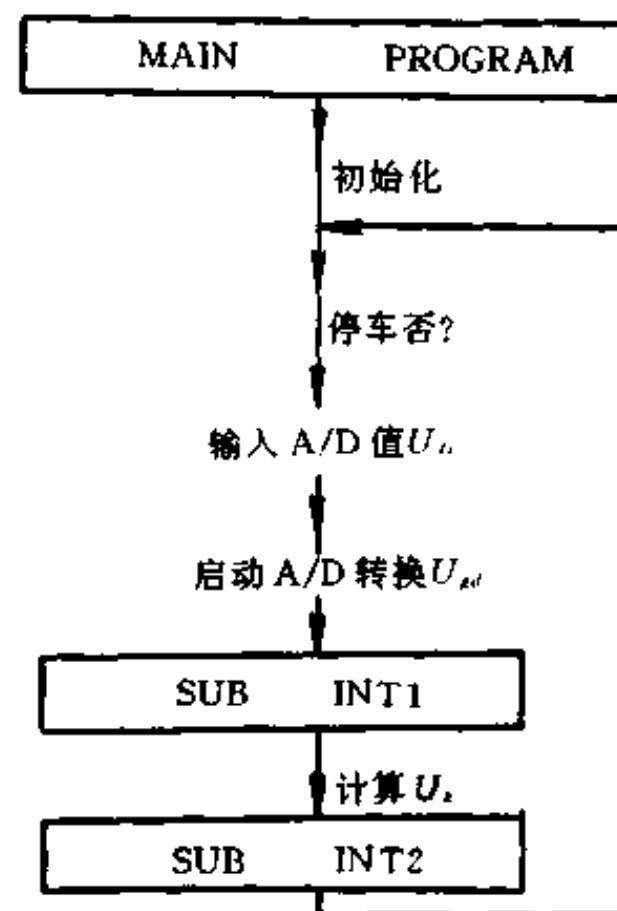


图 8-91 程序运行过程

S 为停车, 字符码为 21H;

R 为运行, 字符码为 08H;

F 为故障, 字符码为 0EH。

控制程序运行过程如图 8-90。在第一次启动电动机, 即程序运行第一次进入循环时, 系统要执行几条启动 CTC 的指令, 使得占空比为最小 (α_{\min}), 在以后的循环中就可以跳过这一步了。

当电动机过电流而机器发出警报时, 需要人工干预。在故障排除之后, 只要从头运行程序, 就可以使电动机重新运转起来。

§ 9 用 GTR 控制直流电动机调速

直流电机由于有换向器和电刷, 故需要定期进行维修, 运行可靠性较差, 造价亦贵。不过, 直流电动机可以平滑而精确地调速, 能获得较大的过载能力和起动转矩, 因而在工业中, 仍然广泛用作变速传动装置。以前直流电动机的调速方式多为晶闸管整流供电的调速方式。现在采用 GTR 斩波器的直流电动机调速已逐渐增多。晶体管斩波器比晶闸管整流器供电响应快, 电源功率因数也高。

1. 直流电动机调速特性

众所周知, 直流电动机转速 n 、转矩 M 、输出功率 P 有如下关系:

$$n = \frac{V_a - I_a R_a}{K_1 \phi} \approx \frac{V_a - I_a R_a}{K_2 I_f} \approx \frac{V_a}{K_2 I_f} \quad (8-74)$$

(通常 $V_a \gg I_a R_a, I_a R_a$ 可忽略)

$$M = K_3 \phi I_a \approx K_4 \cdot I_f \cdot I_a \quad (8-75)$$

$$P = K_5 M \cdot n \quad (8-76)$$

式中 V_a ——电枢电压;

I_a ——电枢电流;

R_a ——电枢电阻;

ϕ ——励磁磁通;

I_f ——励磁电流;

$K_1 \sim K_5$ ——常数。

由式(8-74)可看出, 转速 n 与电枢端外加电压 V_a 成正比, 而与励磁电流 I_f 成反比。于是, 欲调电动机转速, 只要调节电枢电压 V_a 或调励磁电流 I_f 即可实现。

由式(8-75)、式(8-76)可看出, 转矩 M 与励磁电流 I_f 和电枢电流 I_a 乘积成正比; 电动机轴上输出功率 P 则与转矩 M 和转速 n 的乘积成正比。当励磁电流 I_f 恒定时, 控制电枢电流 I_a 即可控制转矩 M 。图 8-92 为其调速特性。

2. 晶体管斩波器直流调速方式

调节电枢外加电压是直流电动机调速的最常用的方法。图 8-93 是晶体管斩波器控制电枢电压的电路。晶体管斩波器是这样的装置: 利用图 8-93 中晶体管 T 通断来切断直流电压 V_a , 调整通断时间的比例, 即可得到所需直流输出电压 V_a 。通常把这种直流开关电路叫做斩波器。图 8-93 中电动机的端电压可写成:

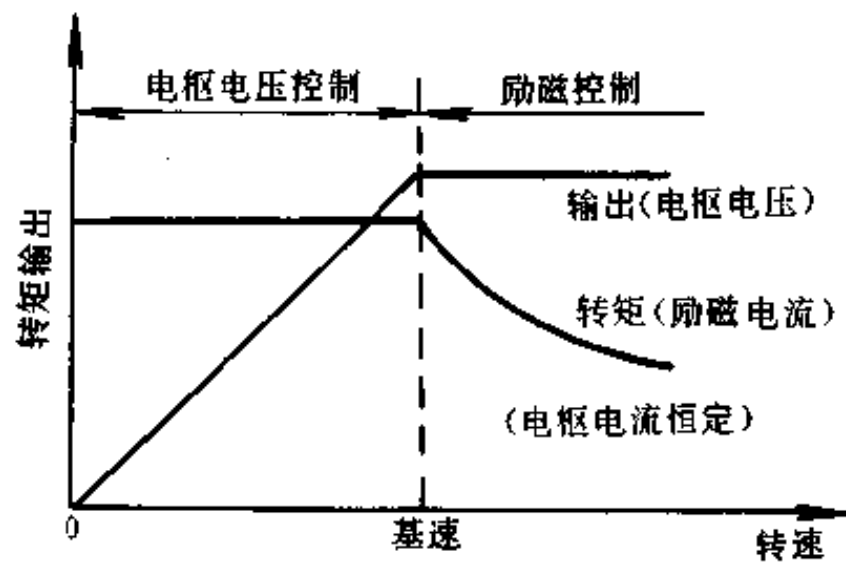


图 8-92 直流电动机转速特性

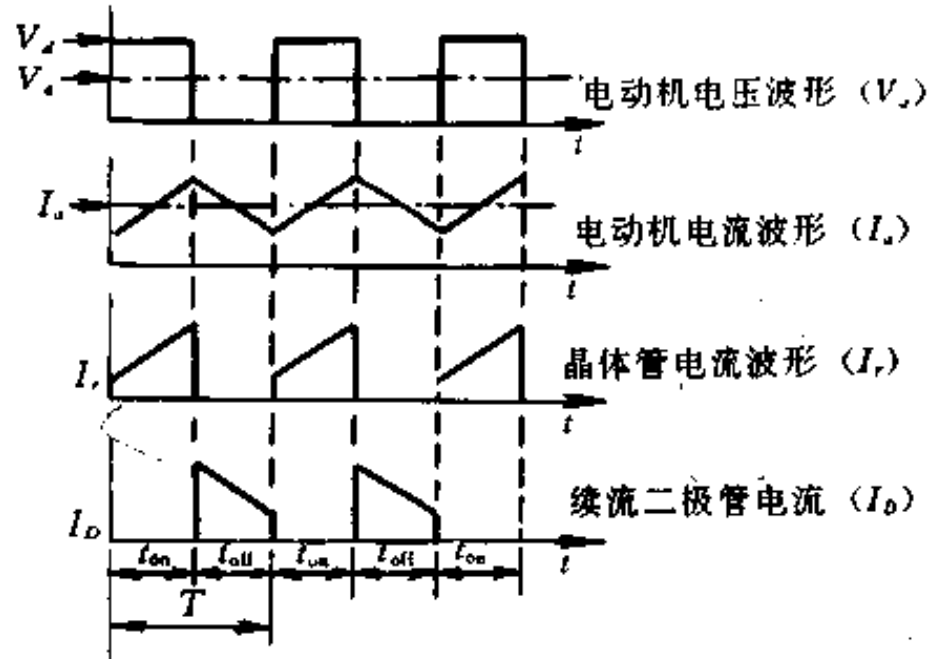
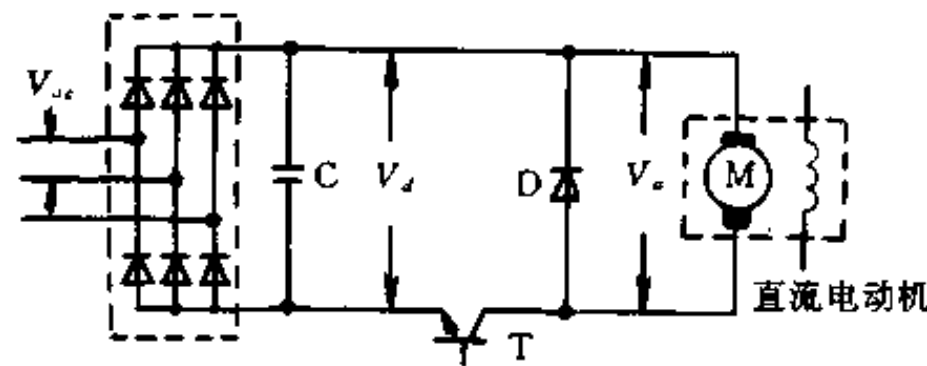


图 8-93 晶体管斩波器原理图

$$V_a = \alpha V_s \tag{8-77}$$

式中 $\alpha = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T}$ —— 导通率；

T —— 开关周期；

t_{on} —— 开通时间；

t_{off} —— 关断时间。

就是说，如果连续改变晶体管导通时间 t_{on} 对开关周期 T 的比例，从理论上说，电动机端电压就能连续地从零变到电源电压 V_s 。如何改变导通时间 t_{on} 和周期 T 的比例（导通率 α ），虽有多种控制方式，但有代表性的则是改变导通时间（频率恒定）和控制电流瞬时值两种方

式。

调节导通时间是这样一种控制方式：保持斩波器的通断周期恒定，调节导通时间，从而调节斩波器的输出功率。这种方式由于频率恒定而容易实现斩波器多重化，也容易设计电源侧的滤波器，但就是存在电流的波动随斩波器的导通率变化而变化。

控制电流瞬时值，则是这样一种控制方式：把斩波器脉动电流的最大值和最小值预先规定好，当实际瞬时电流值达到该规定值时将斩波器接通或关断。这种方式使斩波器的频率随导通率而改变。因此，电源侧滤波器的设计变复杂了，不过控制装置简单，输出电流也趋稳定，响应也较快。

3. 晶体管斩波器的主要用途

GTR 能够比晶闸管等其他器件的开关速度快，凭基极电流就能使集电极的电流断续。因此容易实现快速响应的高精度控制。装置的小型化、轻量化、提高效率、降低噪音等也容易做到。因而 GTR 已越来越多地用到数控(NC)机床和电动汽车上。图 8-94 是数控机床用的晶体管伺服电机的电路。图 8-95 是电动汽车用晶体管斩波器电路。

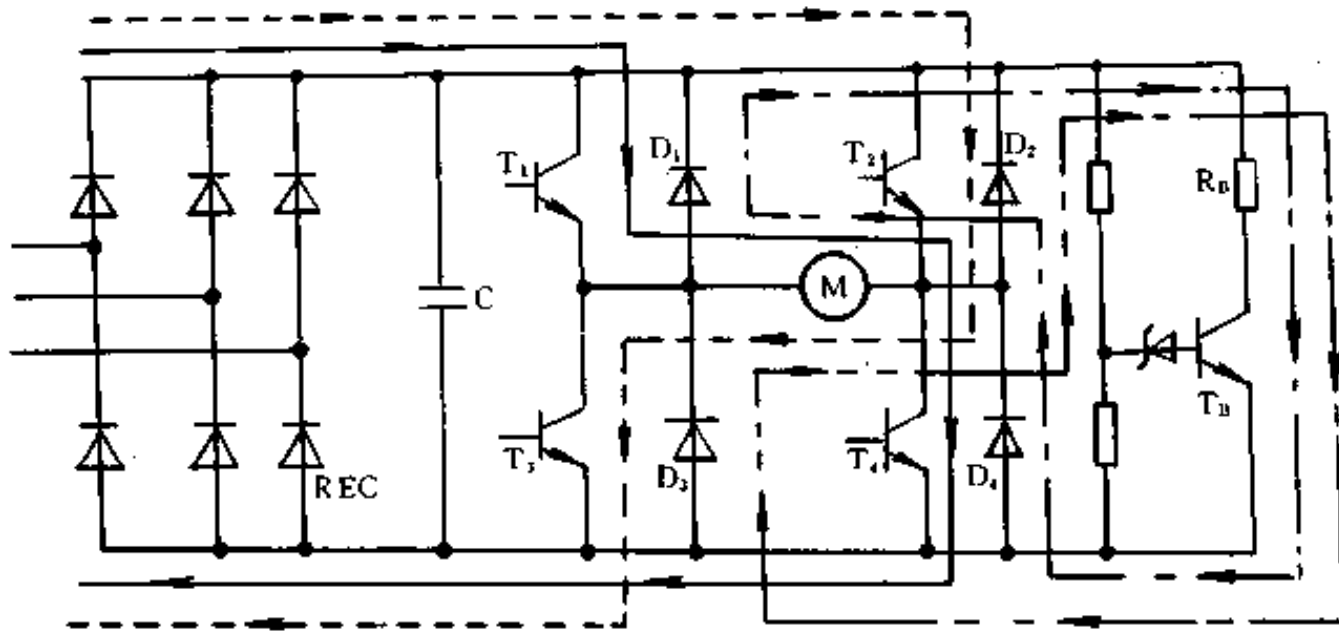


图 8-94 直流伺服机用晶体管斩波器电路

→表示正转驱动电流，由 REC→T₁→M→T₄→REC；---表示反转驱动电流，由 REC→T₂→M→T₃→REC；-·-·表示正转制动电流，由 M→D₁→R_b→T_b→D₄→M；-·-·表示反转制动电流，由 M→D₂→R_b→T_b→D₃→M。

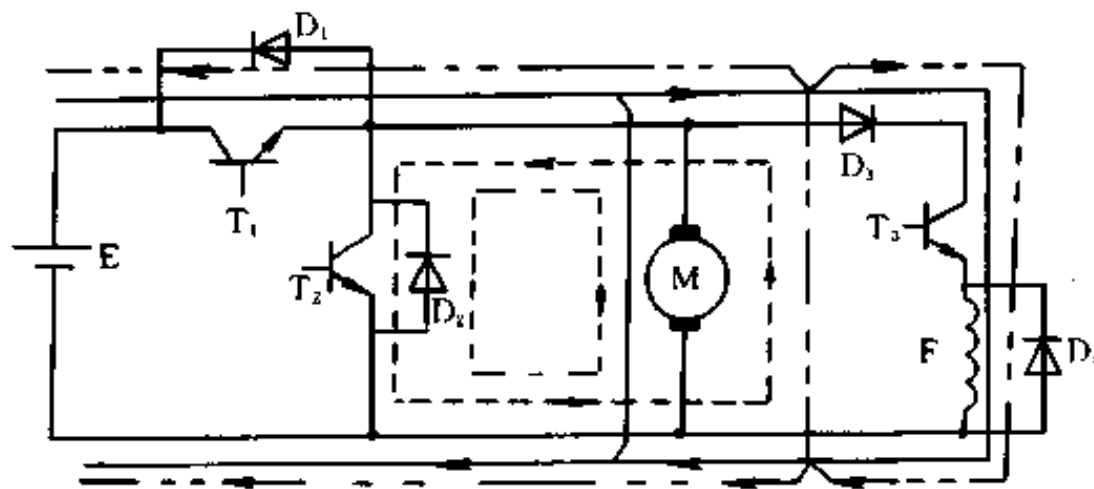


图 8-95 晶体管斩波器主电路

→表示驱动电流，当 T₁ 接通时，由 E→T₁→M→E；-·-·表示自感电流，当 T₁ 断开时，由 M→D₂→M；---表示制动电流，当 T₂ 接通时，由 M→T₂→M；-·-·表示制动电流，当 T₂ 断开时，由 M→D₁→E→M；驱动时激磁电流：E→T₁→D₃→T₃→F→E；制动时激磁电流：M→D₃→T₃→F→M。

4. 微机控制 GTR 斩波直流调速系统

(1) 斩波器基本原理及系统的硬件结构

GTR 斩波器调速: 在固定周期内, 控制 GTR 的通断时间比, 实现定频调宽式的直流斩波, 改变加到电动机端的电压, 达到调节电动机转速的目的。GTR 斩波器调速的基本原理如图 8-96 所示。

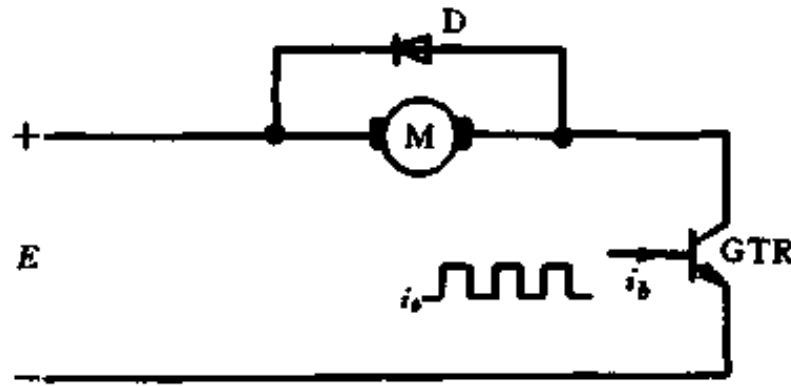


图 8-96 GTR 斩波器调速原理图

GTR 构成的斩波器具有体积小、重量轻、效率高、调速范围宽等优点。

为了很好地解决动、静态的矛盾, 在充分利用电机过载能力的条件下为获得最快的动态响应, 采用了带 PI 调节器的闭环调速系统。由于常用的模拟调节器存在很多缺点, 如运算放大器零漂, 器件老化等都会引起运算误差, 影响系统的调速精度, 因而采用 TP801 单板机的直接数字系统。其硬件电路如图 8-97 所示。

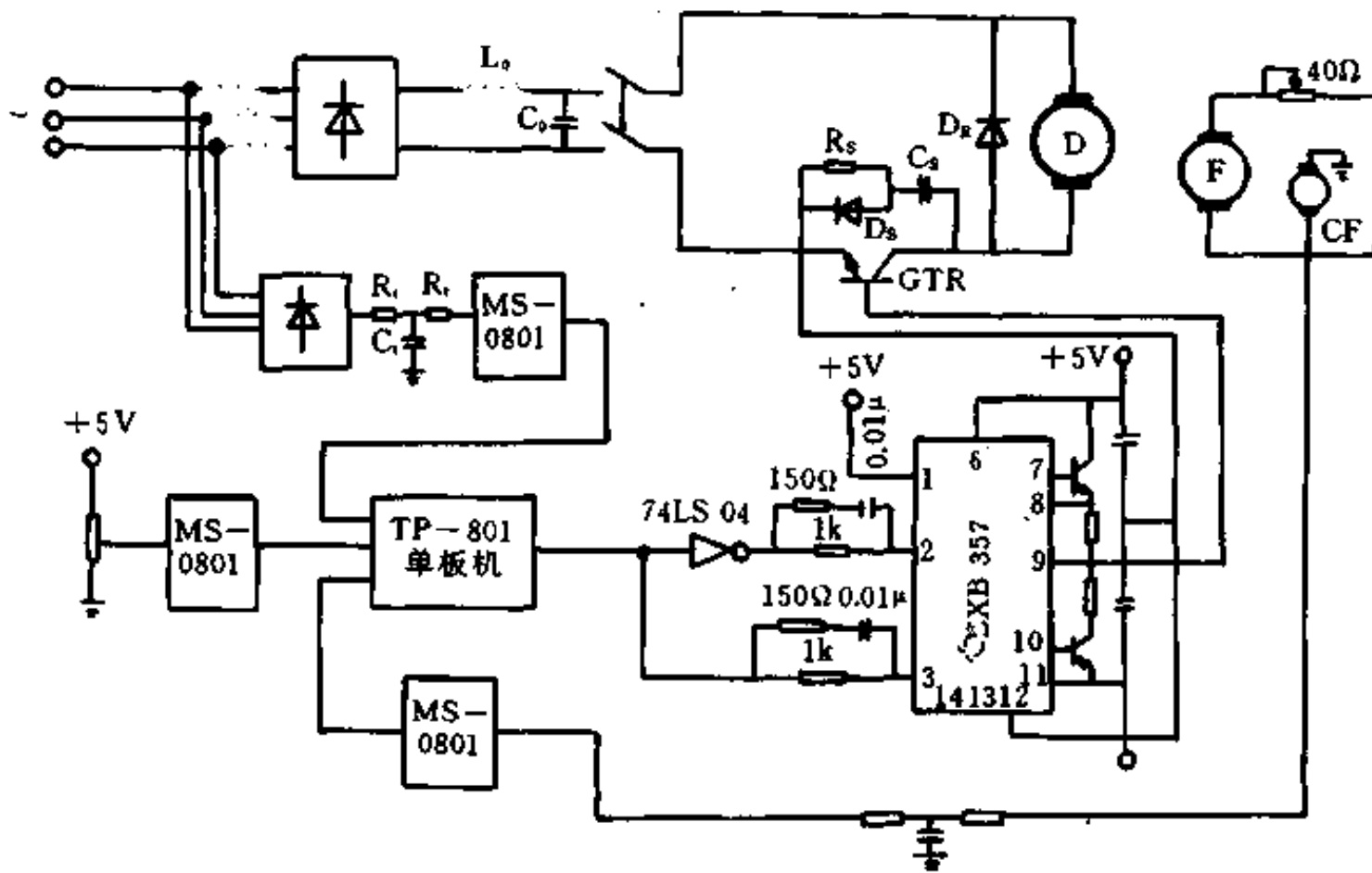


图 8-97 系统硬件电路图

系统采用精密电位器给定电动机速度最终值, 为了使给定信号变化平稳, 加一电容器作为给定积分器。测速发电机检测电动机实际转速, 经 A/D 变换器送入单板机, 并进行转速的实际值与给定值的比较, 根据比较结果的偏差及其变化, 控制电流调节器, 电流调节

器输出求出所需的导通率 α 。由单板机 PIO 口输出 PWM 信号去控制驱动电路,使斩波器按固定的规律通断,改变电机上的电压,从而达到调速的目的。

系统硬件接口安排是: A/D 转换板采用 MS-081, 包括一个单片 A/D 转换器 (ADC0808) 和两个单片 D/A 转换器 (DAC0808) 接口电路, 内含 8 路 A/D 转换、2 路 D/A 转换。系统工作时, 电流检测信号由整流器转换成正比的电压信号, 经滤波后送入 A/D 转换的 5 通道, 由此送入微机; 转速给定信号由精密给定电位器经滤波送入 A/D 转换的 7 通道, 电动机的转速信号取自测速机, 经滤波后送入 A/D 转换板 6 通道。单板机的 CTC0 设计为定时方式, 用于实现 GTR 开通、关断的时间控制; CTC1 设计为定时方式, 用于实现电流调节器的时间控制, 电流调节器采样周期为 2ms; CTC2 通道为微机本身占用; CTC3 用于速度环定时, 采样周期为 10ms, 所用 3 个通道都设计为定时中断方式, 中断的优先级从高到低顺序为 CTC0→CTC1→CTC2。PIO 口只用了 B 口, 并置为非中断输出方式, 作为数字触发器的脉冲输出端口。

驱动电路是 GTR 安全工作的关键, 在斩波器中 GTR 是作为开关来使用的, 只需它导通或截止。从导通到截止或从截止到导通, 必然要经过放大区, 这将引起 GTR 的损耗, 开关过程速度越快, 损耗越小。基极驱动电路对 GTR 的开关速度影响很大, 为提高开通速度, 应在开通瞬间加一较大的基极电流, 在 GTR 已处于开通状态时基极电流要控制得适当, 太大对关断不利, 太小会使 GTR 脱离饱和, 增加损耗, 进而损坏 GTR。在关断的瞬间应加一较大的反向基极电流, 使 GTR 尽快截止。为此目的设计了抗饱和基极驱动电路。该电路主要采用 EXB357 驱动集成片, 它的基本功能是: 输入可接收 TTL 电平, 适合计算机控制, 信号通过三极管放大后输出, 电路示于图 8-98。

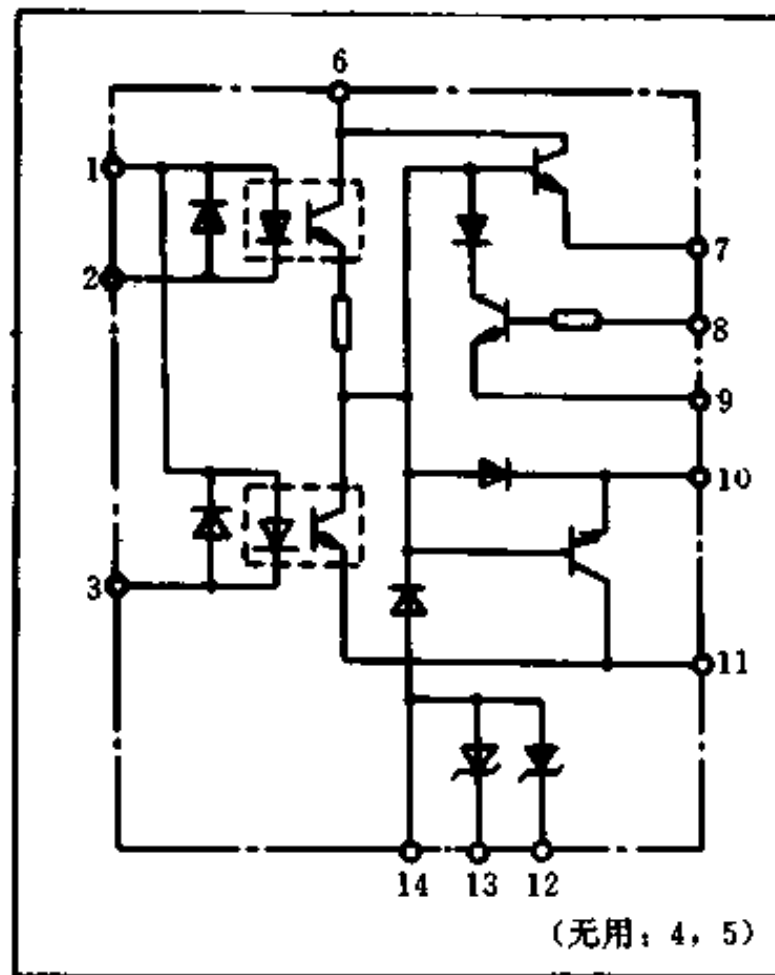


图 8-98 EXB357 内部电路图

(2) 系统软件设计

采用微机控制应尽可能用软件完成各种功能, 可减少硬件电路, 提高系统可靠性和灵活性。本系统软件包括三个方面的程序。

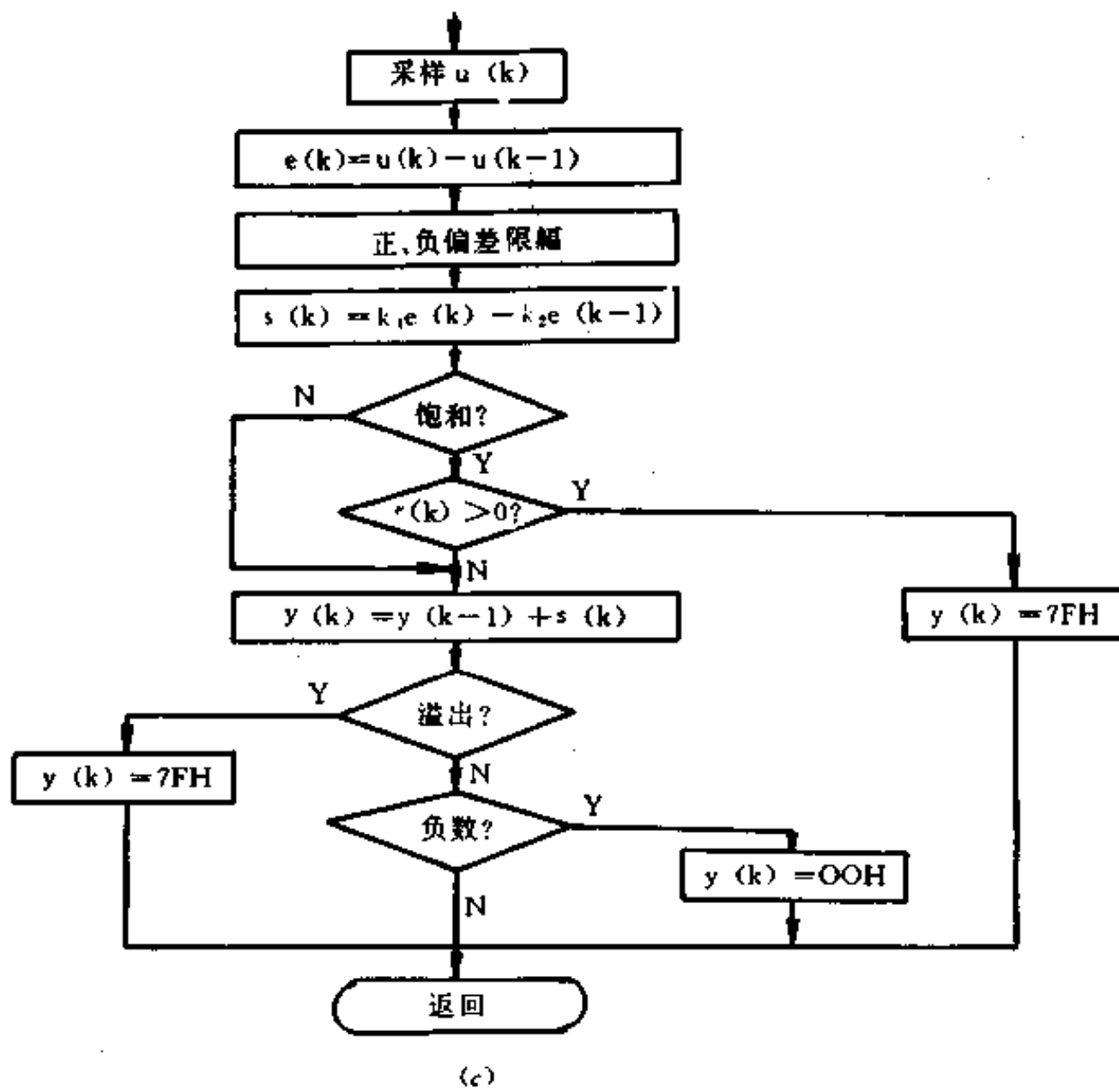
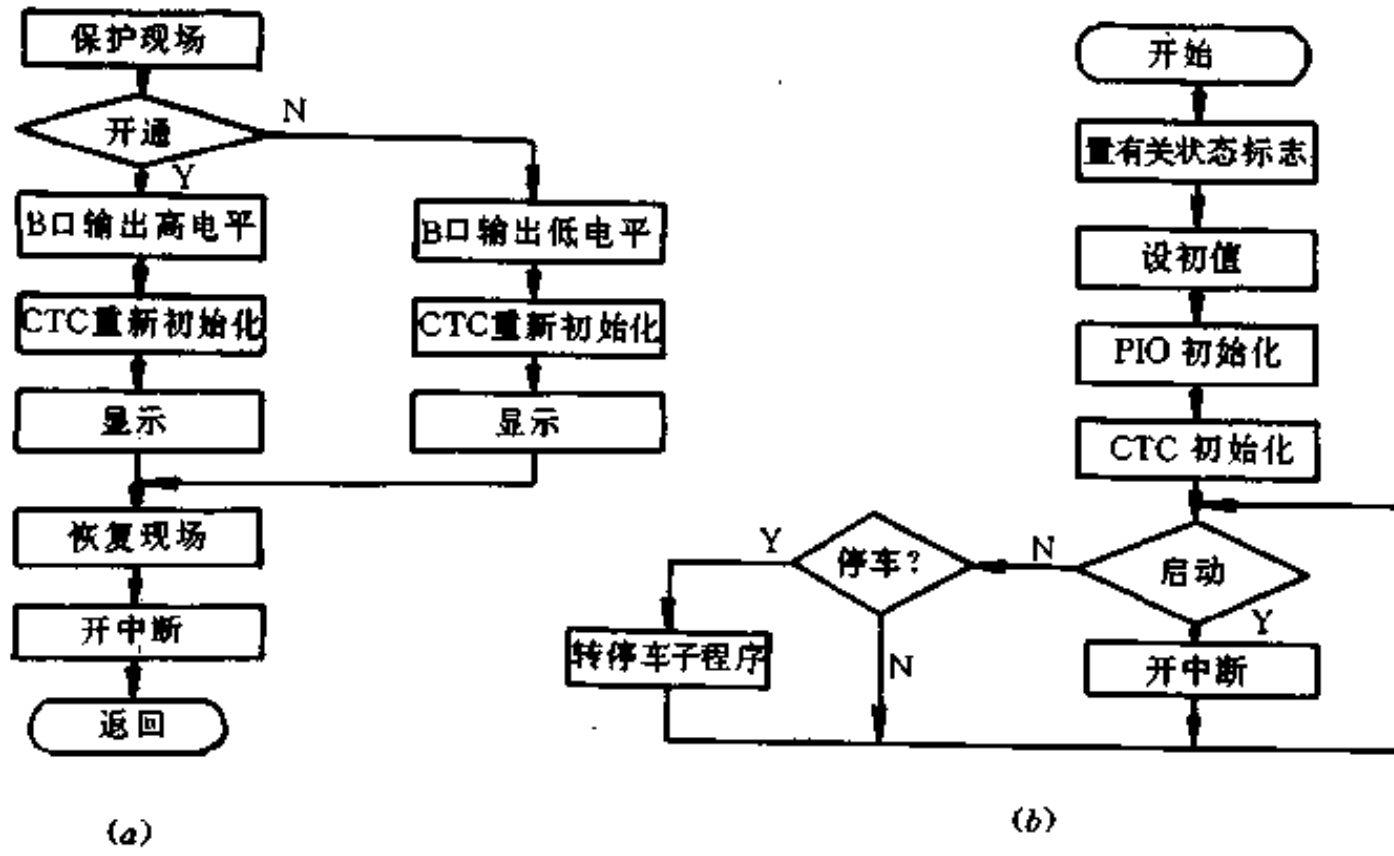


图 8-99 系统程序流程图

(a)GTR 开、关控制程序；(b)主程序；(c)PI 调节算法程序。

1) GTR 开、关控制程序

将 GTR 的开通和关断时间常数分别装入两个单元后由 CTC 定时,到时间发出开、关中断信号,由 PIO 口输出 PWM 信号去控制 GTR 的开通和关断,其程序流程见图 8-99(a)。

2) 主程序

主程序主要完成状态的设置,PIO、CTC 的控制方式、控制字写入等初始化工作,并判断电动机的工作方式转入相应的执行程序,其主程序流程见图 8-99(b)。

3) PI 调节程序

系统采用 PI 算法,且为增量式,即

$$y_k = y_{k-1} + k_1 e_k - k_2 e_{k-1}$$

运算时间主要考虑两次乘法运算所需的时间,故编制了一个专用乘法子程序,PI 运算过程的流程见图 8-99(c)。

§ 10 功率半导体器件在同步电动机控制中的应用

前面讨论了功率半导体器件在感应电动机和直流电动机控制中的应用。下面讨论功率半导体器件在同步电动机控制中的应用。同步电动机控制与感应电动机控制大同小异,在某种程度上显得更简单。

同步电动机与感应电动机的主要差异可以概括如下:

(1) 定子频率与同步电动机的速度是唯一相关的(即转差率 ω_s 为零)。

(2) 同步电动机通常是在转子侧靠直流磁场激磁供电(永磁同步电动机是永久磁铁),这不同于磁场是从定子侧供电的感应电动机。结果,感应电动机必须运行在滞后的功率因数情况下,而同步电动机可以运行在任何功率因数(即超前、滞后或者 1)的情况下。在滞后的功率因数条件下,定子提供的磁场增强转子磁场;而在超前的功率因数条件下转子磁场被削弱。在永磁同步电机里,转子提供的磁场可认为是恒定的。

(3) 同步电动机可能有一套阻尼绕组,也可能没有。在有阻尼绕组的情况下,转子漏磁通在瞬态状态期间会影响总的转子磁通,但是会随着电气瞬态的消失而消失。

(4) 同步电机有隐极式和凸极式两种,而感应电动机只有隐极式的。凸极同步电动机中的转矩是由转矩的磁阻分量和转矩的磁场分量提供的。对于控制用途来说,我们将忽略凸极性效应。

从控制角度来看,同步电动机可以由电压型逆变器供电,电流型逆变器供电,或者交流周波变换器供电。又可分为标量控制和矢量控制。

1. 开环电压/频率控制

图 8-100 是开环电压/频率控制的一个例子。在永磁同步电动机的传动系统中,这种速度控制方法非常普遍,在纤维纺织机传动中,速度的紧跟是非常必要的。多数是若干个电机并联连接,并由一台逆变器供电,而电机速度是唯一地与指令角速度 ω^* 相关的。维持某一恒定的电压/频率比使气隙磁通恒定,允许电机在变频过程中得到最大的转矩。在一定频率和电压条件下,如果负载转矩增大,产生的转矩亦增大,以便与负载转矩匹配,直至达到稳定极限为止。通过逐渐改变频率、速度可以从零变化到额定值。超过基速以上,

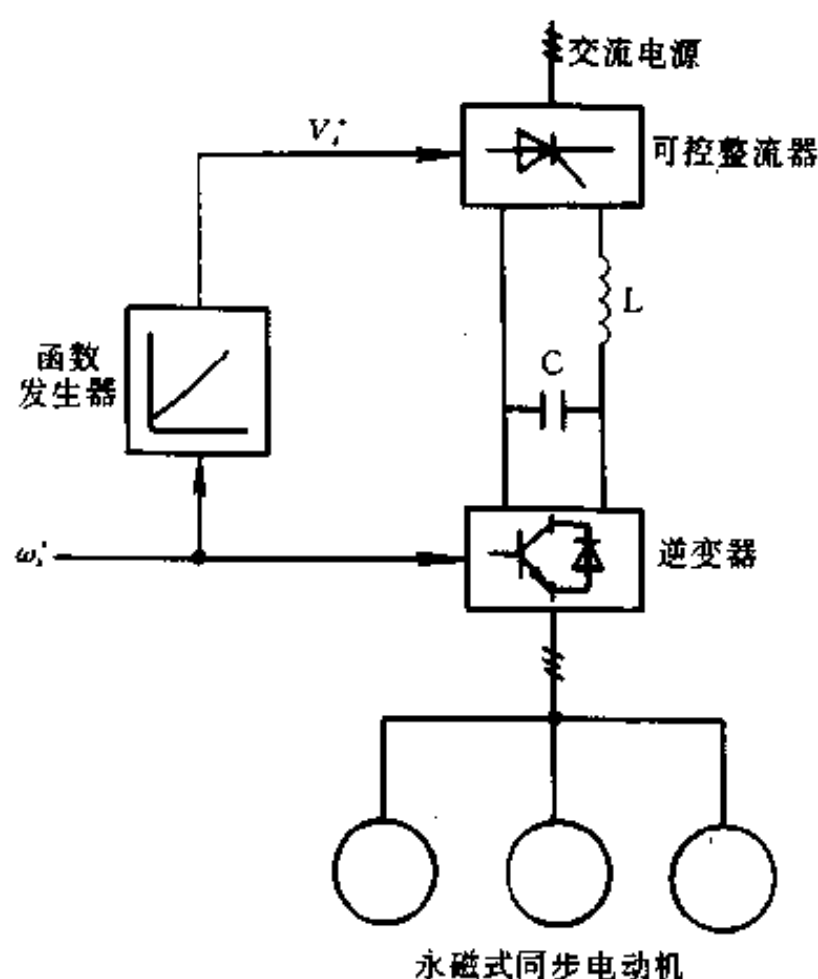


图 8-100 多台同步电动机的电压/频率控制

直流环节电压饱和,而电动机进入弱磁恒功率区,在此场合,转矩随频率的升高而减小。如果需要,气隙磁通可以用一个闭环独立系统进行控制。

2. 自控方式

按自控方式运行的同步电动机可被定义为电子换流式电动机,无刷直流电动机或无换向器无刷电动机。这样定义的原因是这种运行方式下,同步电动机在下述方面类似于直流电动机:本质上直流电动机可被看作交流同步电动机,其中磁场是静止的,但具有多相交流绕组的电枢却是旋转的。供给电枢的交流电源,通过一种看成换向器和电刷的机械式传动轴位置传感逆变器,由输入的直流电源得到,这与自控方式下同步电动机有些相似。但是,这里磁场是旋转的,而电枢是静止的,并且它由传动轴位置控制电子逆变器供电的。用电子换向来代替直流电动机内机械换向器和电刷。同步电动机自控式无论由电压型逆变器、电流型逆变器,还是周波变换器供电都是有效的。

图 8-101 示出电流逆变器供电的自控方式同步电动机控制原理。电机轴上(转子)装有一个传动轴位置的传感器,传感器信号通过控制器处理,以产生逆变器晶体管的控制电流。逆变器输出频率唯一地与电动机速度联系起来。图 8-102 示出超前功率因数(电动)情况下同步电动机的矢量图,对应基波频率状况下,与转子位置有关的磁场磁通 ψ_r 是由磁场电流 I_r 独立地产生。用整流器控制的定子电流的幅值决定于电枢反应磁通 $\psi_a = I_s L_s$ 的幅值,而可以把该相量定位在某期望位置。该图中相量 ψ_a 超前 ψ_r 为 ϕ 角,这样合成的定子磁通 ψ_s (包括漏磁)感应出相对于定子电流 I_s 滞后 ϕ 角的定子电压 V_s 。图中 ϕ 可以表示为 $\phi' = 180^\circ - \alpha = \nu + 90^\circ + \phi$, 式中 ν 是 ψ_s 相量的角度。 I_s 、 ϕ 及 I_r 的幅值随速度而改变。

自控式同步电机优点在于:在稳态稳定性极限处它不会失步,并且很少出现任何瞬态稳定性问题。电机呈现出与直流电机相似的动态特性。这种形式的控制几乎普遍地应用于同步电机控制中。

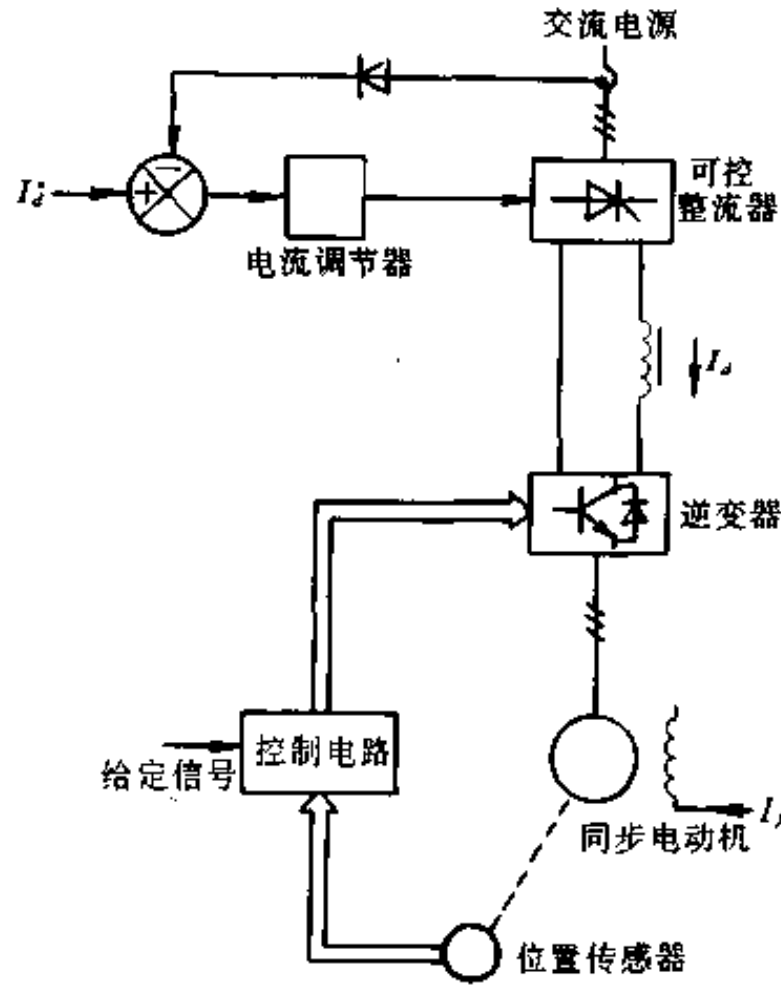


图 8-101 同步电动机自控制原理

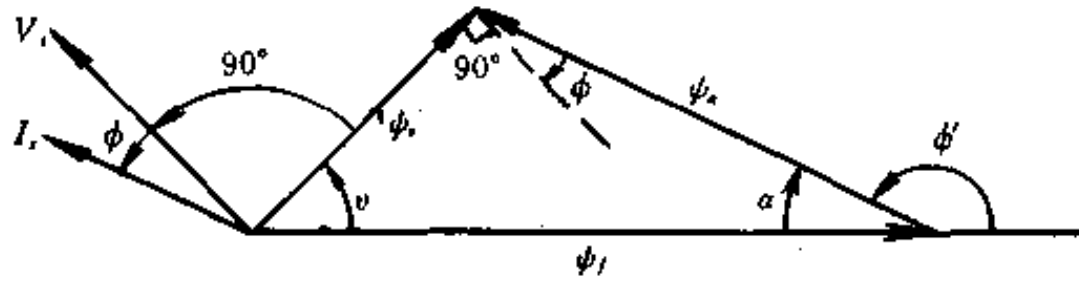


图 8-102 在超前功率因数(电动)情况下同步电动机的相量图

3. 矢量控制

可以容易地把矢量控制的概念推广到同步电动机控制。前面讨论的自控式同步电机与直流电机类似,但是磁场电流和定子电流的转矩分量不像直流电动机那样完全解耦的。在恒转矩区内,在恒定的定子磁通条件下,如果要增大转矩,则就要增强磁场电流 I_f 。由于时间常数较大,磁场电流的响应是滞缓的,其结果是自控式同步电动机的响应较缓慢。采用矢量控制能显著地改善响应速度,并从定子侧临时提供维持额定磁通所需的瞬态磁化电流。实际上,在起动状态期间,用矢量控制能有意地增强磁通,以加快响应速度。这里应该提及的是:在感应电动机矢量控制中,从定子侧供电的转子磁通,可以靠电流的磁通分量 i_{ψ} 维持不变来使之恒定,而通过增大电流的转矩分量 i_{τ} ,几乎能立刻使转矩增大。由于靠定子侧供电的磁化电流校正磁通,用矢量控制的同步电动机转矩响应会因此而有点滞缓。

下面以永磁式同步电动机控制来说明。在永磁式同步电动机里,转子磁场磁通 ψ_f 和对应的等效磁场电流 I_f 可以认为是常数。对于磁体安装在转子表面的永磁电动机,较大的等效气隙使得凸极性和电枢反应的影响可以忽略不计。因此,如图 8-103 中的实线所示, $\psi_f \approx \psi_a$,并且为了最高的转矩灵敏度使 $i_{\psi}^* = 0$ 而 $i_{\tau}^* = i_{\tau}$ 。由于定子漏感压降的结果,造

成定子电流稍微滞后于定子电压 V_s ，而电阻压降被忽略。注意，这里看作基准相量的是气隙磁通而不是定子磁通。图 8-104 示出永磁式同步电机的矢量控制原理。它由感应电动机矢量控制得到的，同时修改 $\omega_u=0, \theta_r=\theta_s$ 和 $i_d^*=0$ 。在恒定气隙磁通的情况下，通过在任一极性下控制 i_q^* 幅值，可以控制电机工作于电动或再生状态。这种传动系统真正地具有无刷直流电动机的性能。

图 8-105 为采用矢量控制的极坐标形式的一种永磁电机位置伺服系统。利用一个附加的转矩控制环，使控制响应增强。如图 8-103 的相量图中所表明的，转矩环迫使 $\hat{I}_s = i_q^*$ 。通过 α^* 角矢量，相量 \hat{I}_s 对准 q' 轴，因此如图所示，

$$\left. \begin{aligned} i_d^* &= \hat{I}_s \cdot \cos \alpha^* \\ i_q^* &= \hat{I}_s \cdot \sin \alpha^* \end{aligned} \right\} \quad (8-78)$$

此处 $\alpha^* = \theta_s + 90^\circ$ ，在再生期间，通过转矩指令的极性来改变 90° 前面的符号，可以颠倒 \hat{I}_s 的相位。反馈转矩 T_r 的计算在图 8-105 中用一个方块图示出。这里，磁通 ϕ_f^* 看作是常量，而转矩角由一

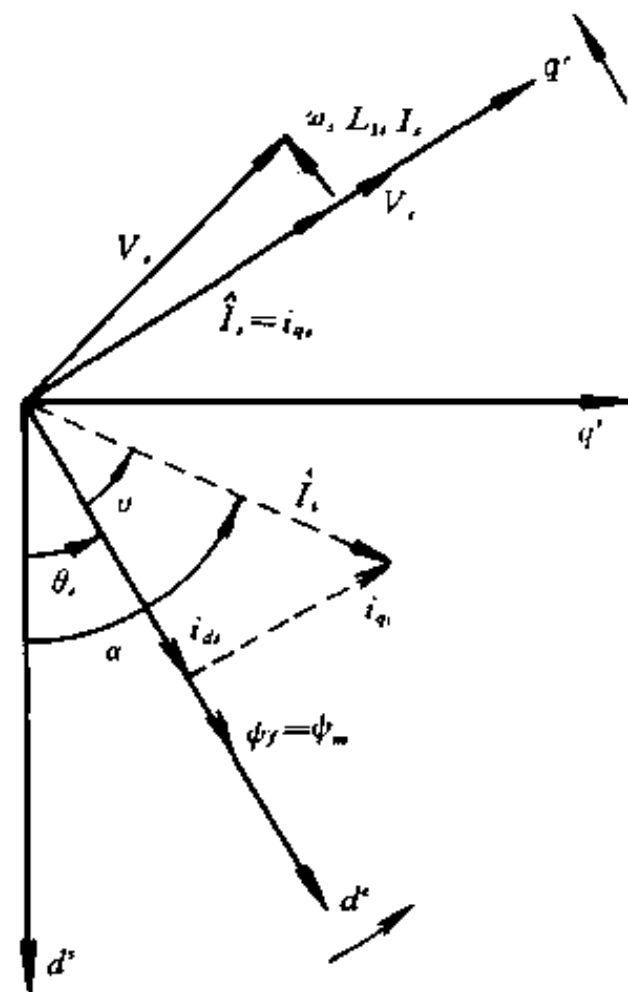


图 8-103 永磁式同步电机(表面磁体)的相量图

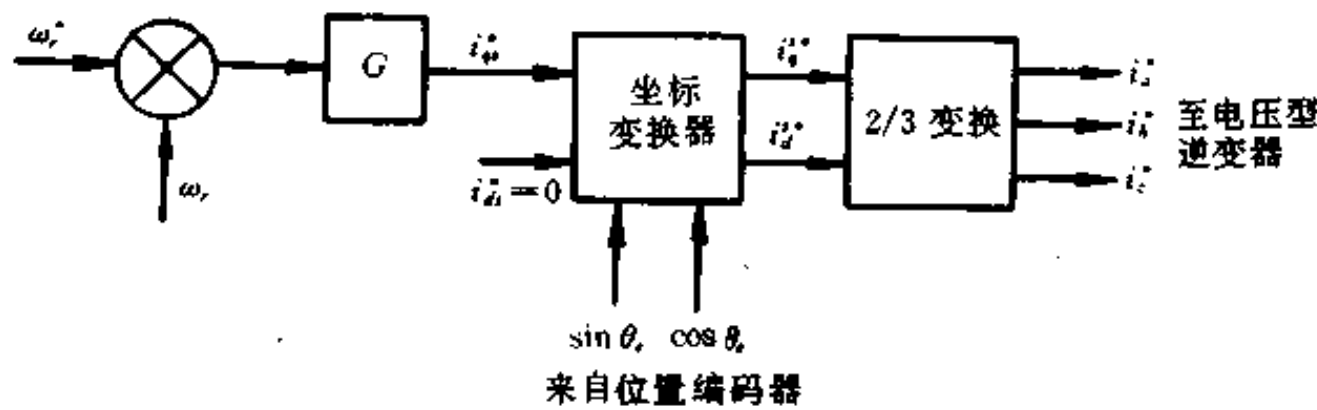


图 8-104 永磁电动机(表面磁体)的矢量控制

般关系式 $v = \alpha - \theta_s$ 给定，它可能瞬态地偏离 90° 。

4. 交流永磁无刷伺服系统

(1) 交流永磁无刷伺服系统的优点

它与直流伺服驱动系统相比，具有以下优点：

1) 由于没有电刷，它的寿命可达 2000h 以上，而直流伺服系统寿命仅为 350~400h，并且交流伺服电机可以在某些位置重复过载，这对直流机来说是极为不利的，直流机受换向器的限制，力矩过载倍数不大。交流无刷永磁机的电流和转矩成正比，克服了交流异步电机低速时力矩小的缺点，比直流伺服电动机的过载倍数还要大。

2) 转子为永磁，与旋转磁场同步，基本上没有发热，这对缩小体积有利，可使机器人机构更加精巧。

3) 交流无刷永磁伺服电机结构简单，易于制造。

4) 由于没有电刷，不仅维护方便，而且对于防爆场合下使用提供了方便。

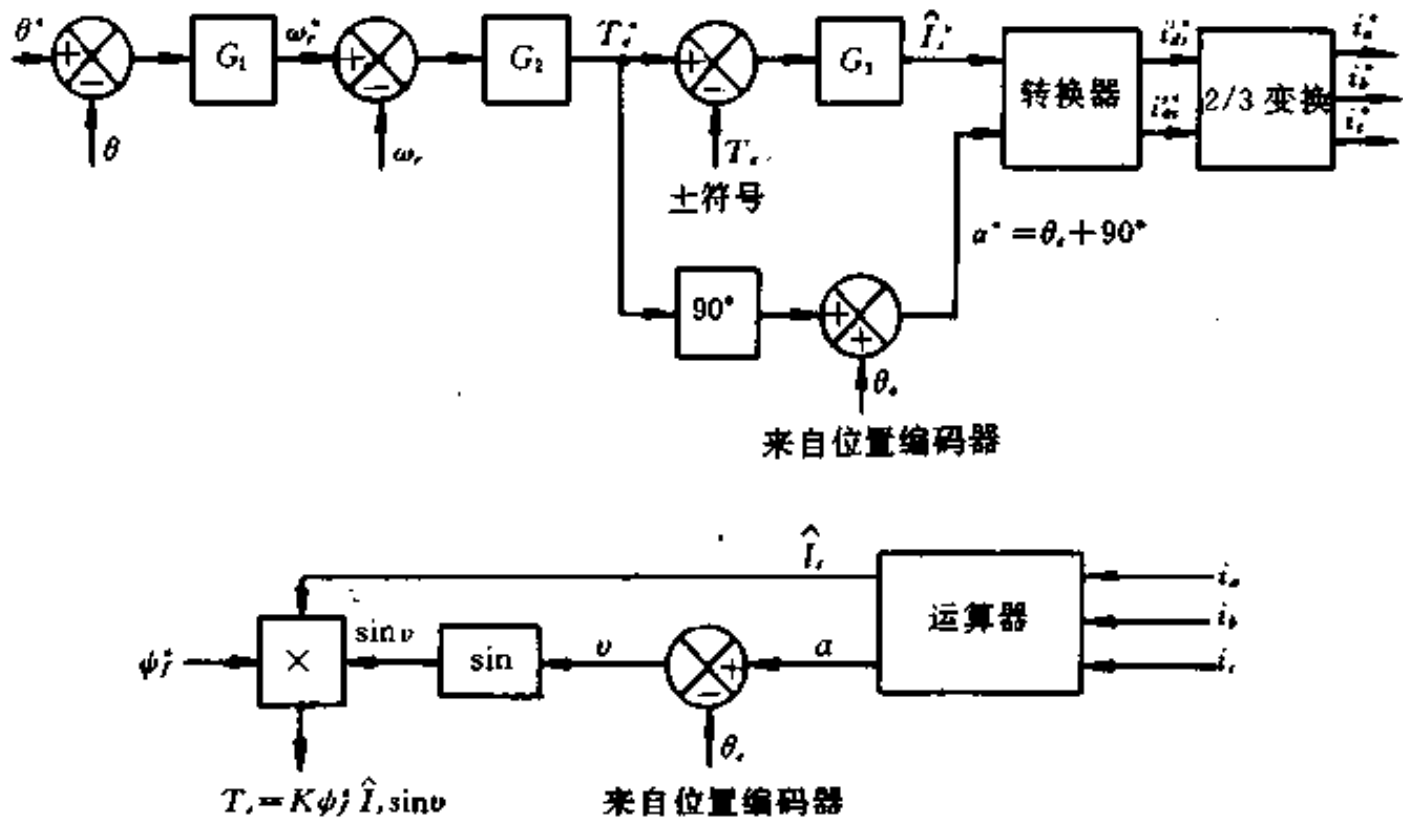


图 8-105 永磁电动机(表面磁体)矢量控制的极坐标形式

(2)交流无刷永磁电机的基本原理

无刷永磁电机的供电电流波形有方波和正弦波两种,这里讨论方波供电的永磁电机,其结构如图 8-106 所示。定子为三相对称绕组,转子为永磁材料。转子位置检测器装于电机内部,其旋转轴套与转子轴刚性联接。对于转子磁极对数 $p=3$ 的转子位置检测器输出

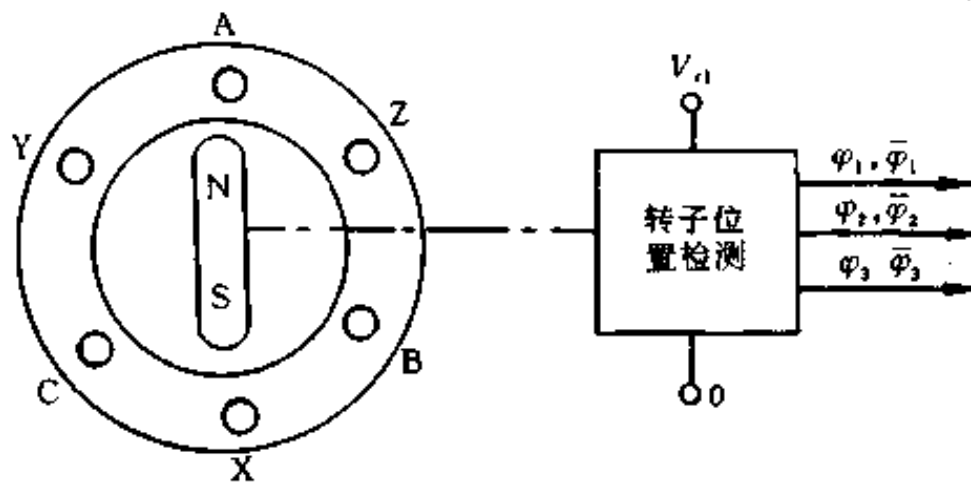


图 8-106 无刷电机结构简图

脉冲 φ_1 和 $\bar{\varphi}_1$ 、 φ_2 和 $\bar{\varphi}_2$ 、 φ_3 和 $\bar{\varphi}_3$ 的相位关系如图 8-107 所示。 φ_1 、 φ_2 、 φ_3 之间相位差各为 120° 。无刷永磁电机的供电主电路如图 8-108 所示。图中由 6 个大功率晶体管组成的逆变器来供电,大功率晶体管的基极由基极驱动电路给出导通和关断信号,使三极管的导通顺序为 4、5、6、1、2、3。因而电机的电流波形为 120° 方波。从图 8-109 的电流波形可见,任何时刻只有两相绕组通电流,在转子转动一周时,定子电流有 6 种状态,即

- ① $-i_{AX} + i_{BY}$;
- ② $-i_{AX} + i_{CZ}$;
- ③ $-i_{BY} + i_{CZ}$;
- ④ $i_{AX} - i_{BY}$;

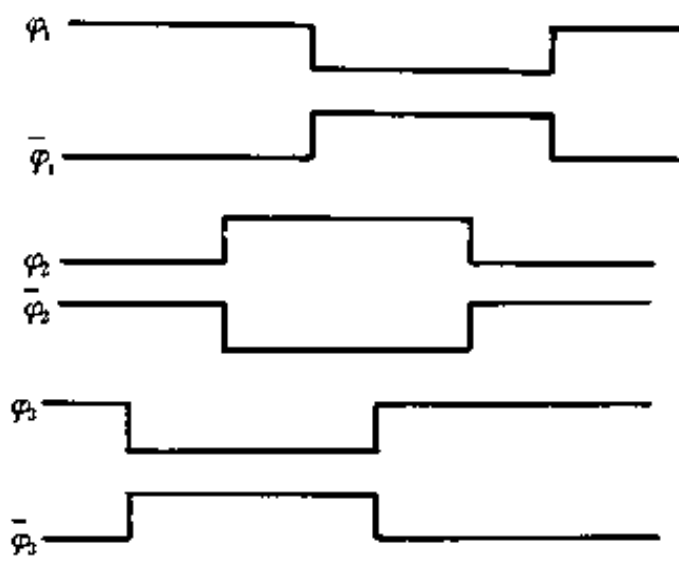


图 8-107 相位脉冲对应关系

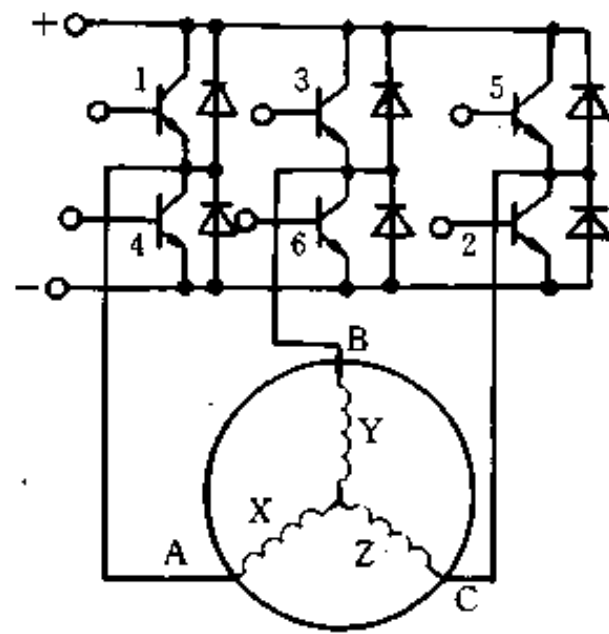


图 8-108 供电主电路

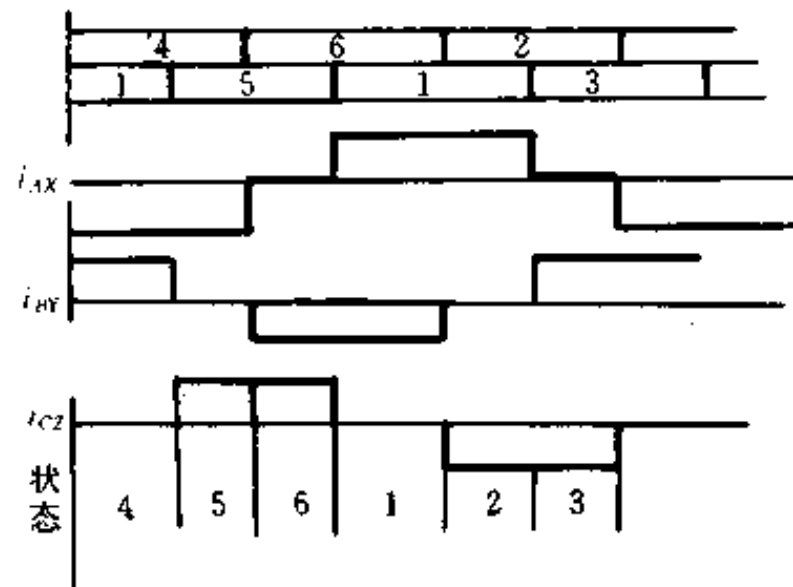


图 8-109 电流波形图

⑤ $+i_{Ax} - i_{Cz}$;

⑥ $+i_{By} - i_{Cz}$ 。

根据定子电流的 6 种不同组合状态,定子磁场也有 6 种不同的空间位置,如图 8-110 所示。定子合成磁通 $\Sigma\phi$ 任何时刻都是由定子电流不同组合而形成的。当忽略定子电流换向重叠角时,可以认为合成磁势从状态 4 到状态 3(即 $4 \rightarrow 5 \rightarrow 6 \rightarrow 1 \rightarrow 2 \rightarrow 3$) 是跳跃式旋转的。当合成磁势停在某一个状态时,转子要转过 60° 空间角度(对极对数 $p=1$ 而言,下同)。对于合成磁通的 6 种状态,转子以什么样的相对关系随之旋转? 我们想到了直流电动机,在直流电动机中激磁绕组产生的磁通与电枢换向器绕组产生的磁通永远是垂直的。在交流无刷永磁伺服电机中,由图 8-108 可见,定子电流的状态是受转子位置检测器控制的,对于转子的某一位置必有两个定子绕组导电,在图 8-110 的定子磁通处于状态 6 时,仿照直流电动机激磁磁通与电枢磁通互差 90° 的关系,我们希望此时无刷电机的转子磁通和状态 6 方向垂直,这时两者之间的夹角 90° ,如图 8-111 中实线磁极位置。

当定子磁通还处于状态 5 时,此时转子磁通处于 CO 直线上,定子磁通从状态 5 跳到状态 6 时转子不能跃变,它仍处于 CO 线上,这时它与状态 6 之间的夹角为 120° ,此后定子磁通处于状态 6 位置不动,转子逐渐转到 aO 轴,它与状态 6 的夹角 $\nu=90^\circ$,之后它继续转到 BO 线, ν 角将变成 60° ,图 8-111 的扇形角称为磁状角 α_m 。在三相六状态主电路接线

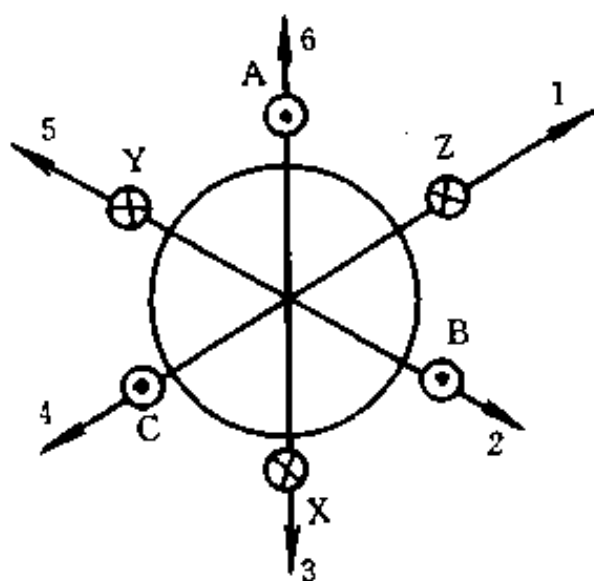


图 8-110 定子磁通状态

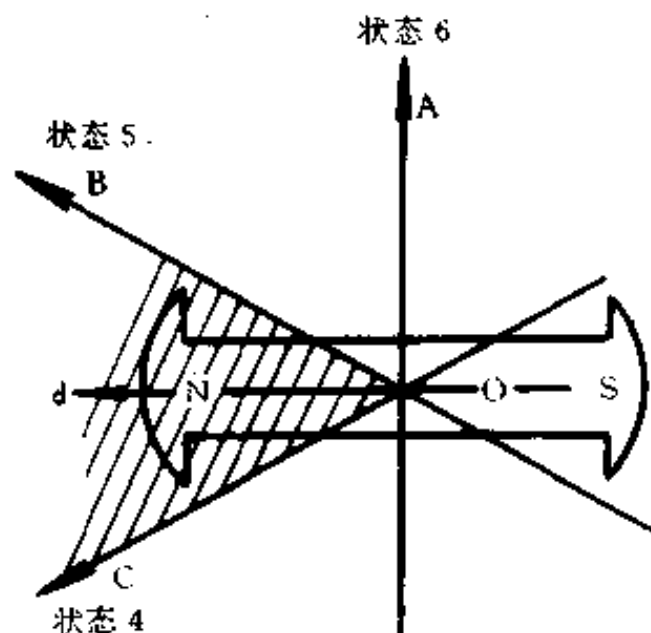


图 8-111 转子磁极分布

方式中磁状态角为 $\pi/3$ 。实际工作中,转子位置检测器随时检测出转子实际位置。当转子转到 CO 线上时进入解析器的转子位置信号, φ_1 和 $\bar{\varphi}_1$ 、 φ_2 和 $\bar{\varphi}_2$ 、 φ_3 和 $\bar{\varphi}_3$,做出逻辑判断,根据图 8-109 的规律,切断 $-i_{Ax}$,接通 $-i_{By}$,而 i_{Cz} 不变。

(3) 交流伺服系统的组成

以机器人控制中的交流伺服系统为例,说明永磁式同步电动机在位置控制中的控制。它由以下几部分组成,见图 8-112。

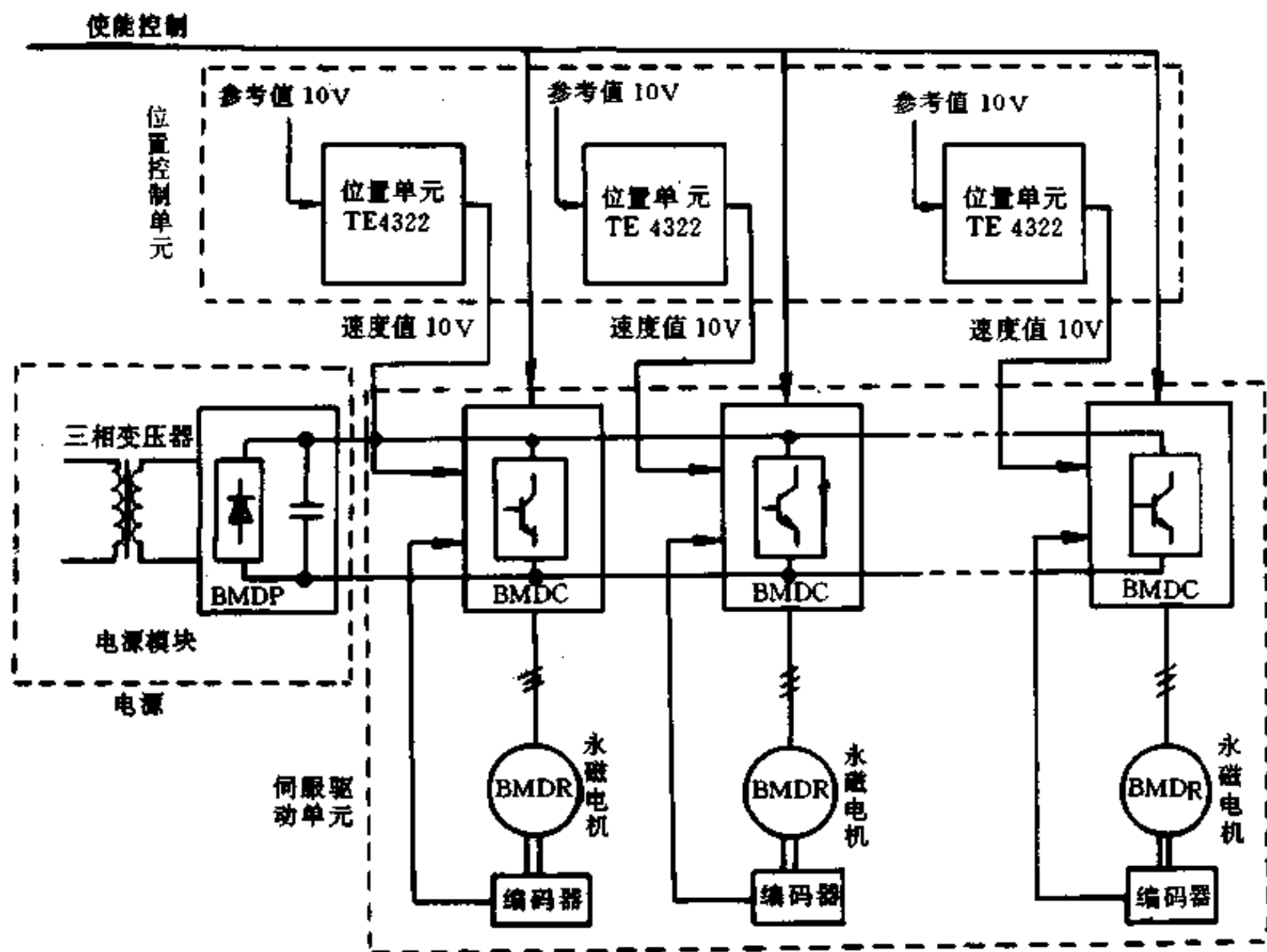


图 8-112 交流伺服系统框图

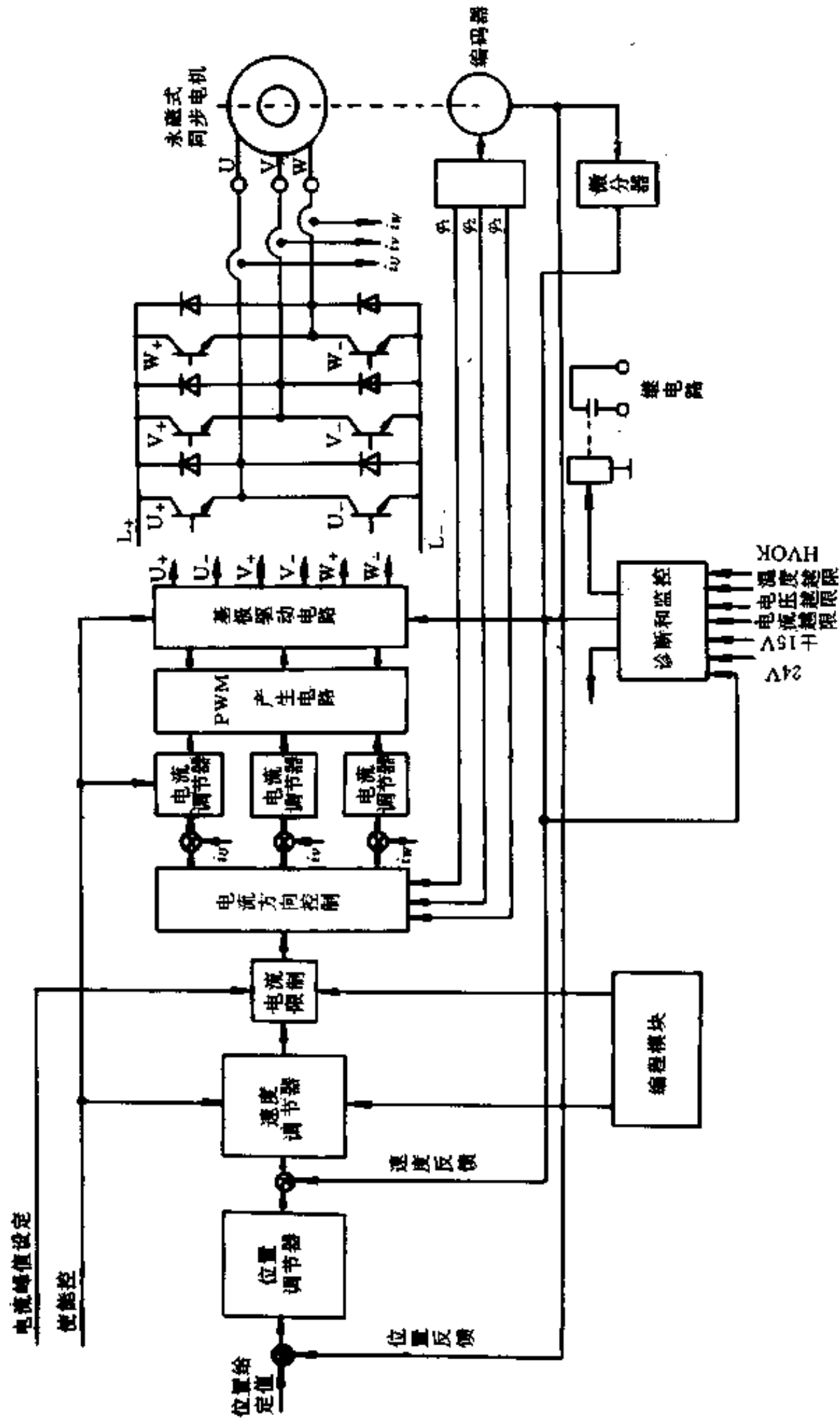


图 8-113 交流伺服系统原理框图

- 1) 交流伺服驱动单元(包括永磁式同步电动机、编码器、驱动箱等);
- 2) 交流伺服驱动电源(含变压器和 BMDP);
- 3) 位置控制单元(TE4322)。

其原理框图如图 8-113(一台驱动单元)所示。

由图 8-112 看出,一台电源箱 BMDP 可供电给多台驱动箱 BMDC,最多可达 5 台,这样可适合于机器人多轴联动的要求,简化结构、缩小体积、降低成本,并且根据机器人的需要,在突然断电后,机器人应能保持在原位这一特殊要求,在伺服电机内部加装了断电控制器,可以在系统供电网路停电时,将电动机制动。

交流伺服电动机采用 PWM 方式供电驱动。电机转子为稀土钕-铁材料或铁氧体材料。

位置、速度检测用的光电码盘、测速发电机装于电机端盖中,与电机同轴。

驱动单元采用大功率晶体管组成的脉宽调制变频器,内部进行电流环和速度环控制。同时可向位置控制单元输出电机转子位置的脉冲信号,进行磁场定向控制。最外环是位置环调节。

(4) 位置控制单元

1) 位置控制单元构成

位置控制单元采用 HP 公司的专用位置控制 IC 片(HCTL-1000),其内部结构框图如图 8-114 所示。

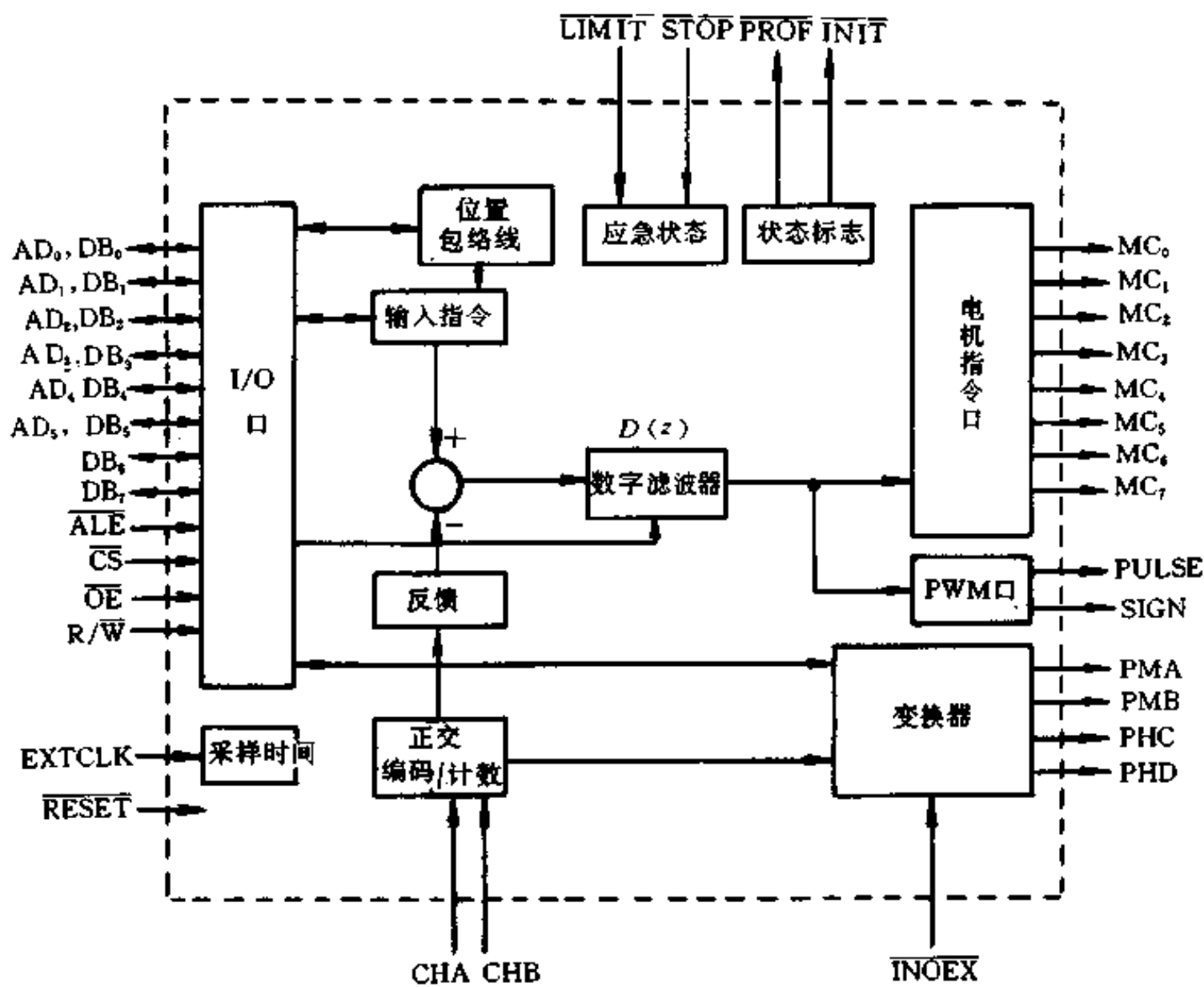


图 8-114 HCTL-1000IC 片内部框图

主要功能为：

- ①直流和交流控制；
- ②高速定位控制；
- ③速度控制；
- ④可编程速度包络线控制；
- ⑤可编程数字滤波器；
- ⑥通用 8 位并行 I/O 口；
- ⑦PWM 电动机命令口；
- ⑧码盘脉冲 4 倍频；
- ⑨24 位位置计数器；
- ⑩TTL 兼容；
- ⑪1MHz 或 2MHz 时钟频率。

2) 控制方式

机器人主要完成点到点或轨迹控制,因此位置控制单元给出了三种控制方式,可以满足机器人各种轨迹及点位控制要求。

①高速定位控制。满足机器人快速运动的要求,控制参数只有位置命令,控制器根据给定的位置值以梯形包络线快速运动到指定位置,速度和加速度则为系统的最大响应能力。

当给出位置指令较小时,其速度曲线如图 8-115(a),其他情况如图 8-115(b)。

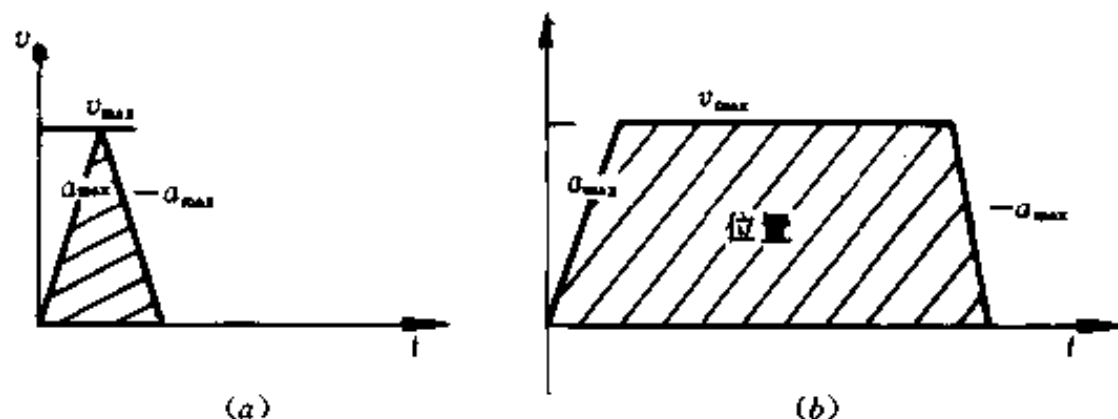


图 8-115 速度曲线

②梯形包络速度控制。这种控制方式是机器人正常工作时采用的对位置、速度、加速度进行控制的佳方式之一。因此通过修正位置,加速度和速度可使系统轨迹精度、系统的平稳性得到改善。所以在控制参数确定以后,选择速度和加速度参数就显得尤为重要。

当给定位置较小时,给定的速度和加速度不能完成梯形包络时,即当位置达到给定位置一半时,还没有达到给定速度,则以三角包络线实现,见图 8-116(b)。

③积分速度控制。这种方式可以采用定时方式来控制定位,由于内部自动闭环,只要控制时间间隔,就可以控制其位置脉冲。其速度曲线如图 8-117。

3) 接口

位置控制单元和伺服驱动单元及外界接口分为三部分。

①速度。运算后的速度给定输出,采用双极性控制,范围为 $\pm 10V$ 。最大调速比计算如下:

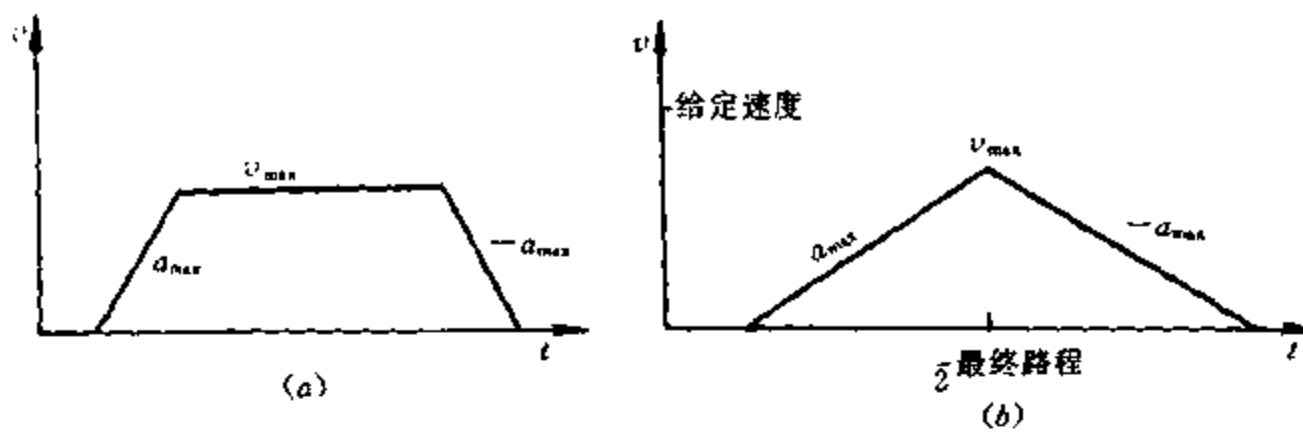


图 8-116 梯形包络速度图

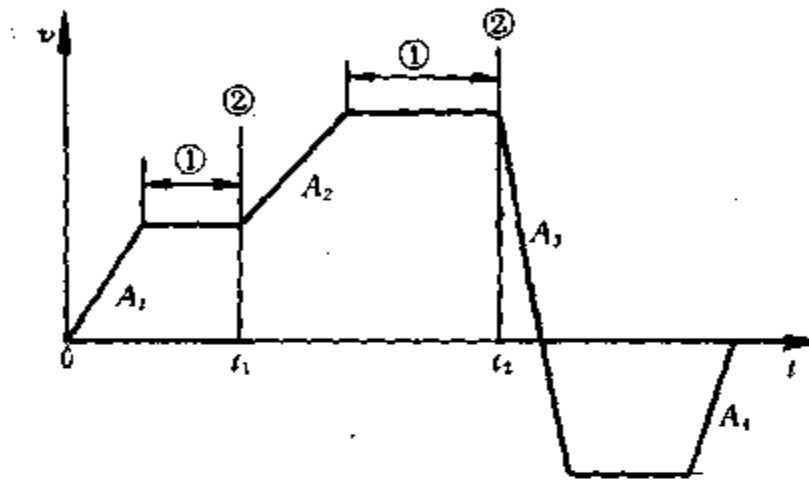


图 8-117 积分速度模型

①用于改变加速度;②用于改变速度。

最低速为:

$$\frac{1}{256 \times 8 \times 10^{-6}} \approx 488 \text{ 脉冲/s}$$

最高速为:

$$\frac{256}{8 \times 16 \times 10^{-6}} \approx 1992187.5 \text{ 脉冲/s}$$

最大调速比为:

$$1992187.5/488 = 4082$$

②位置反馈。增量式脉冲输出信号,具有相位差 90° 电角度的 2 路信号通道(A、B)以及 0 位置信号通道(2 通道)位。

③保护信号。当外界发生紧急情况,需要停车制动时,可输入两路急停信号:Limit 和 Stop。可以通过软件设置选择两种方式之一。

④中断控制。中断控制框图如图 8-118 所示。

由图 8-118 可以看出,采用中断控制方式(IR0~IR7)和上位机联系,可完成机器人联动控制,全部中断可分两部分:

保护中断:

当外界发生紧急情况或机器到达限位开关,位置控制单元限位的同时,向上位机发出中断请求,请求处理,中断即可以通过总线申请,也可以通过上位机中的中断控制器进行。

信号中断:

当梯形包络线到达给定位置时,向上位机发出到位中断信号,请求发送下一位置指令,这在机器人实时控制中是非常重要的。

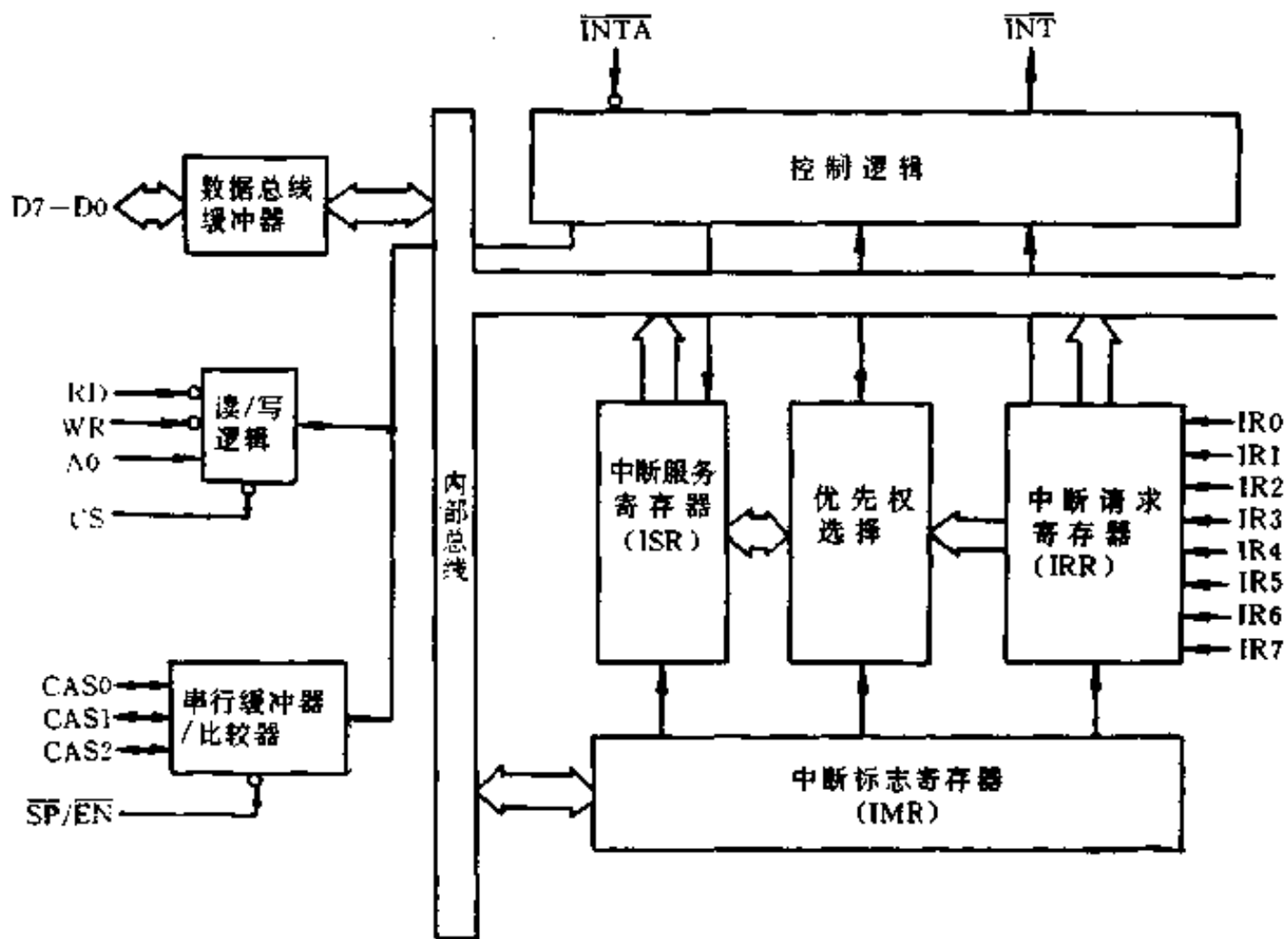


图 8-118 中断控制功能框图

(5) 伺服系统模型分析与控制参数选择

1) 伺服系统模型分析

为了进行伺服定位控制,首先按古典线性控制理论对伺服系统模型进行分析。闭环系统结构如图 8-119 所示。

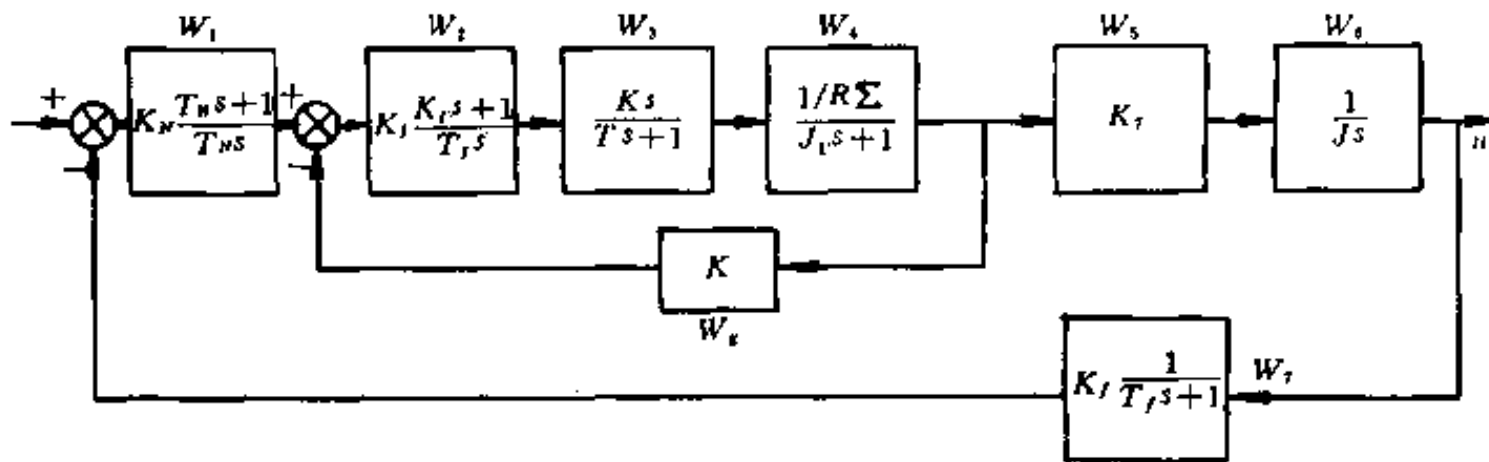


图 8-119 闭环传递函数

图 8-119 中 W_1 为速度调节器; W_2 为电流调节器; W_4 为伺服电机传递函数; W_7 、 W_8 分别为电流和速度反馈传递函数; W_3 为晶体管 PWM 变流器的传递函数。

无刷永磁伺服电机的传递函数计算如下:由于二相导通的无刷永磁电机与直流电动机有着相同的电流-转矩,定子电压平衡方程式,它与直流电动机有着相同的传递函数。每相电阻 $\Sigma R=0.78\Omega$;每相电感 $L=1.84\text{mH}$;电磁时间常数 $T_L=\frac{L}{\Sigma R}=2.36\text{ms}$;每相转矩系数 $K_T=0.56\text{Nm/A}$;每相电势系数 $K_e=0.029\text{V/pm}$;机电时间常数 $T_M=2.44\text{ms}$ 。

晶体管 PWM 变流器的传递函数 W_3 的计算如下: $T_r=0.09\text{ms}$, $K_r=30$ 。

W_0 为电流反馈传递函数, 由于采用霍尔检测器其延时为 $3\mu\text{s}$, 则

$$K = \frac{0.0036 \times 15 \times 1.01}{0.075 \times 12} \times \alpha = 0.06\alpha$$

W_1 为速度反馈电路传递函数, 可认为光电码盘无惯性。经过频压变换后的滤波, 电路产生一些滞后, $K_f = 0.0049\text{V/rpm}$, $T_f = 0.58\text{ms}$ 。

在电流环内包括一个大时间常数 $T_1 = 2.36\text{ms}$ 和一个小时间常数 $T_2 = 0.09\text{ms}$, 由于 $T_1 \gg T_2$, 则 $T_1 = 4T_2 = 0.36\text{ms}$, $K_r = \frac{T_2 \cdot K_2}{2 \cdot K_1 \cdot T_1} = 2.8$, 则电流环等效传递函数:

$$\varphi I(s) = \frac{R_{\Sigma} / K_1 \cdot K_r}{1 + 4T_1 \cdot s} = \frac{0.86}{1 + 0.36s}$$

速度环传递函数:

忽略电势扰动后, 速度环可看成是一个积分环节, 则速度环化简后框图如图 8-120。

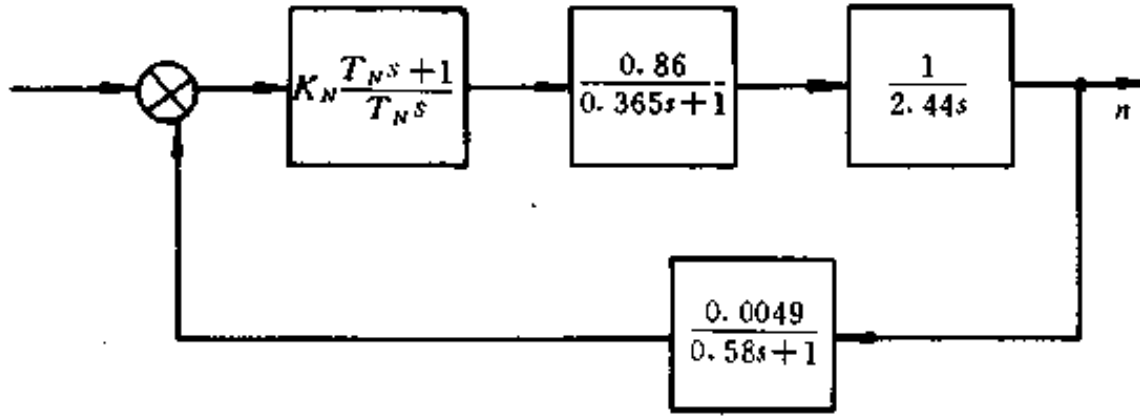


图 8-120 速度环传递函数

粗略计算后得速度调节器参数为:

$$T_N = 4 \times (0.58 + 4 \times 0.09) = 3.76\text{ms}$$

$$K_N = \frac{2.7 \times 0.78}{9.8 \times 0.56 \times 2 \times 30 \times 0.0049 \times 4 \times 2.94 \times 0.03} = 3.67$$

2) 控制参数的选择

在位置控制单元内部, 设有一位置调节器, 其 z 变换为:

$$D(z) = \frac{K(z - A/256)}{4(z + B/256)}$$

式中 K ——增益;

A ——零点;

B ——极点。

对于图 8-121 的模型, 可采用多种控制方法进行控制。

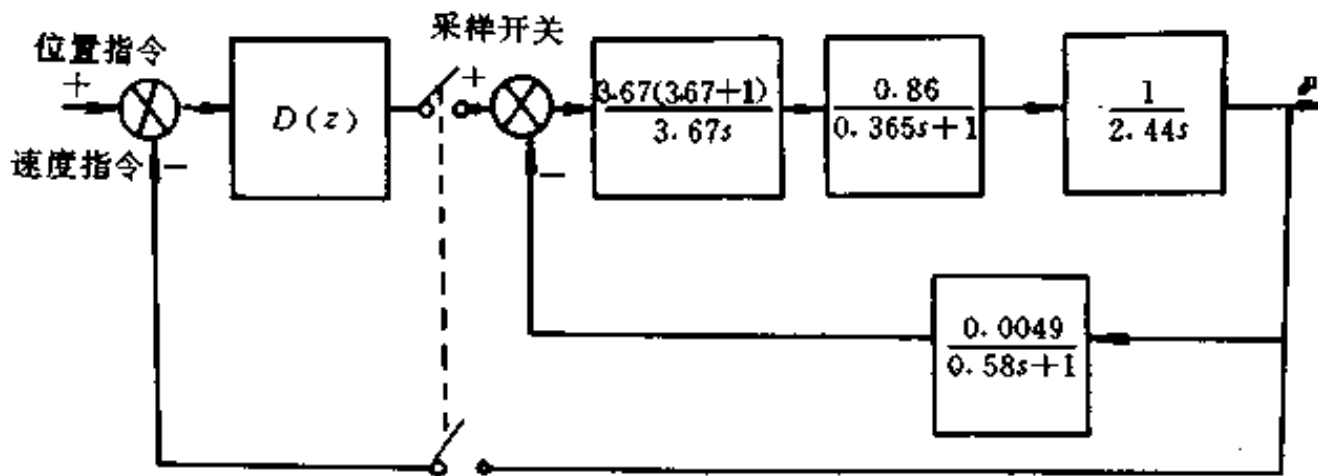


图 8-121

①古典控制方法。首先对上述模型进行频率法或二阶最优分析,确定控制 $D(z)$ 的控制参数,然后在实际过程中进一步调整,最后将控制参数固定。其参数为: $K=1$ 、 $A=250$ 、 $B=150$ 。

②变结构控制。由于不同速度下以及不同位置下系统负载变化较大,采用单一的控制参数在某些情况下可能会导致系统振荡,或平稳性降低等等,因此,可根据机器人不同速度,采用几种控制模型,即 A 、 B 、 K 三参数在实际工作中实时调整,以得到最佳控制效果。一般分为三段控制,即低速、中速、高速。

③自适应控制方式。这是一种较理想的控制方式,能对伺服系统模型再现辨识,实时修正控制参数,但要占用上位机大量时间。

第九章 交直流可变电源

现代功率半导体器件的飞速发展,为电能的变换、控制、开关的科学技术的发展铺平道路。电能变换成电能的技术在现代工业技术和生活、办公事业中得到广泛应用。本章针对常见的电能变换,如不停电电源(UPS)、仪器仪表用的直流电源、中频高频电源及电镀电解电源等采用现代功率半导体器件的技术进行讨论。

§1 不停电电源(UPS)的基本原理

静态不间断电源(以下称为 UPS),或称不停电电源,它是一种典型的现代功率电子设备,兼涵功率电子技术中的顺变(整流)、逆变以及无触点开关三项基本内容。

UPS 在正常情况下,由公用电网供电的可控整流器的直流输出除作为逆变器的输入电源外,还对蓄电池实施浮充。公用电网断电后,则由蓄电池提供逆变器的输入直流电源,逆变器输出交流电向负载供电。当逆变器出现故障时,静态开关自动将负载切换至公用电网,以保证对负载不间断地供电,如图 9-1 所示。所以 UPS 一般由整流器、逆变器、静态开关、系统监视、操作保护及蓄电池等五部分组成。

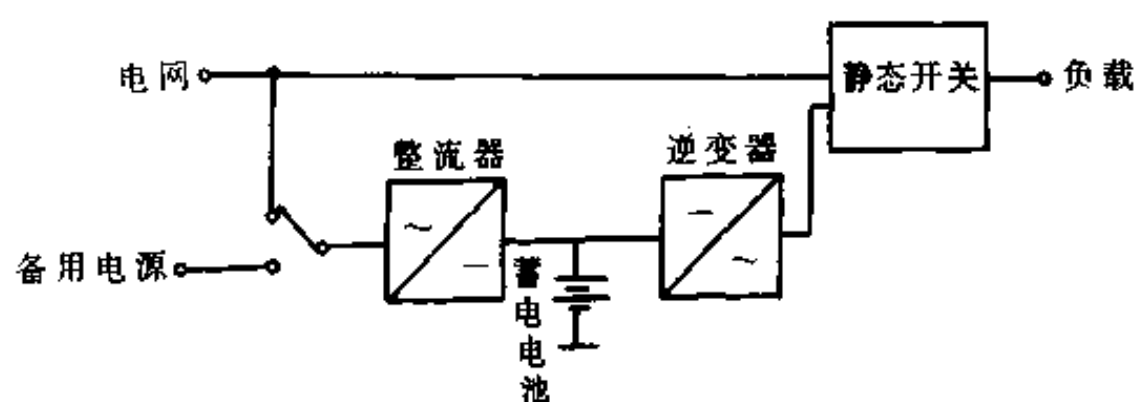


图 9-1 UPS 供电系统

1. UPS 整流器

严格来讲,UPS 整流器称为“整流充电器”。它不同于一般整流器,主要特点是:

(1) 除了整流输出直流电压供逆变器作为工作电源之外,还需保持 UPS 不停电的第二能源,即蓄电池组在额定电平状态。正常运行时,整流充电器对蓄电池组继续充一小时,来补偿蓄电池内部局部放电损耗;均衡充电时,整流充电器对蓄电池组深充电,以便使每个电池比重、端电压均衡。既具有整流功能,又具有充电器功能。

(2) 要求整流滤波输出直流电压纹波系数小,一般为 0.005,这比一般直流电源(包括调速电源)0.01 左右要小。这是由于逆变器关断之功率器件需承受较高反压、正向重加电压;直流电压纹波较大的话,带来较大的动态电压尖峰冲击尚未完全关断器件,容易引起

逆变颠覆,损伤甚至烧毁功率器件。

(3) 一般 UPS 装置内整流输入不用隔离变压器。UPS 本身是二级变换(交-直-交)交流装置,用户负载对末级输出的交流电压量值、频率及波形等有要求,对中间状态直流电压一般无限制,因而可以把整流充电器交流输入电压设计成同电网电压吻合或接近,使整流充电器通过进线电抗器或自耦变压器等与电网相接。其次省去隔离变压器对装置综合指标改善是显著的,单材料成本下降就达 10%左右。至于减少装置体积、减轻重量对中大容量 UPS 更是可贵。

由上述特点,设计时应注意以下两点:

(1) UPS 虽是 CVCF 电源,但考虑到电网波动及均衡充电过充电性质,对 α 移相比一般直流电源大,在 60° 左右。

(2) 滤波电路要求比一般直流电源高,一般直流电源滤波感容上下点都可用,对 UPS 未必可行,如电感小了点,用增大电容来弥补,往往带来纹波电流增大等不良后果,有时甚至冲击晶闸管。

目前常用中大容量整流充电器方案推荐如下:

- (1) 内藏式充电器、自关断功率器件斩波调压整流充电器。
- (2) 电抗器或自耦变压器输出给单相桥式整流的充电器。
- (3) 特大容量下 12 相双桥整流充电器。

2. UPS 逆变器

对于小型 UPS 逆变器,主要采用 MOSFET、GTR 功率半导体器件组成。特别用 MOSFET 功率器件,使得逆变器主电路形式颇为简单。对于中大型 UPS 逆变器,一般采用晶闸管式逆变器或者自关断功率半导体器件逆变器。在中大容量范围内,PWM 双桥叠加逆变器仍不乏为逆变器主要结构方式,究其原因有以下四点:

(1) 任何功率半导体器件容量由一个从小到大的发展过程。在新功率电子器件进入 UPS 逆变器过程中,“多重叠加”往往还是发展过程中过渡型式之一。

(2) 适用于逆变器的功率电子器件之电流、电压等指标提高速度同 UPS 整机容量要求发展相比,往往是不可比拟的。

(3) 即使对于 SPWM 技术,由于电压、电流定额高,自关断器件关断时间较长,中大容量 SPWM 单桥逆变器实现技术上有困难。

(4) 从 UPS 系统结构发展本身来看,高效、节能的“三端口”UPS 在扩大容量上,也遇到了问题。

3. UPS 静态开关、系统监视操作保护及蓄电池

这三部分结构对大、中、小容量 UPS 而言是大同小异。对蓄电池,本书不作论述,下面只对 UPS 用的静态开关和系统监视操作保护作一概述。

静止开关一般用于逆变器一旦出现故障,应无时滞地进行切换,将逆变器切除,使电网投入,供电给负载;或者一旦市电断电,应无时滞地进行反切换,将市电切除,使逆变器投入,供电给负载。

静态开关的切换控制,取决于下述三个条件:逆变器输出电压的大小,电网电压的大小以及逆变器输出与电网电压的相位差。因此应实时检测这几个量,并采用最快速度处理切换控制。

15 A

图 9-2 示出某 UPS 的静态旁路开关和静态交流分断开关。

这种开关用晶闸管实现,控制由微处理机控制。

图 9-3 示出 50A/600V 双向晶闸管元件组成的静态切换开关,其切换控制信号由微机检测控制电路给出。

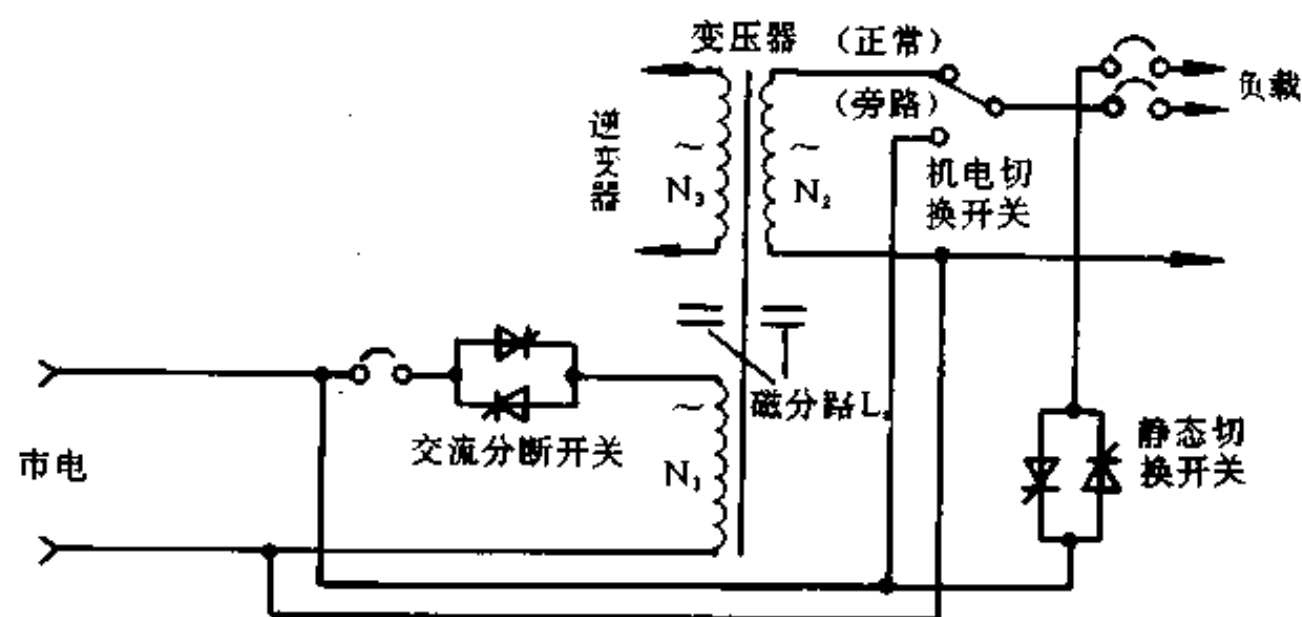


图 9-2 静态转换开关

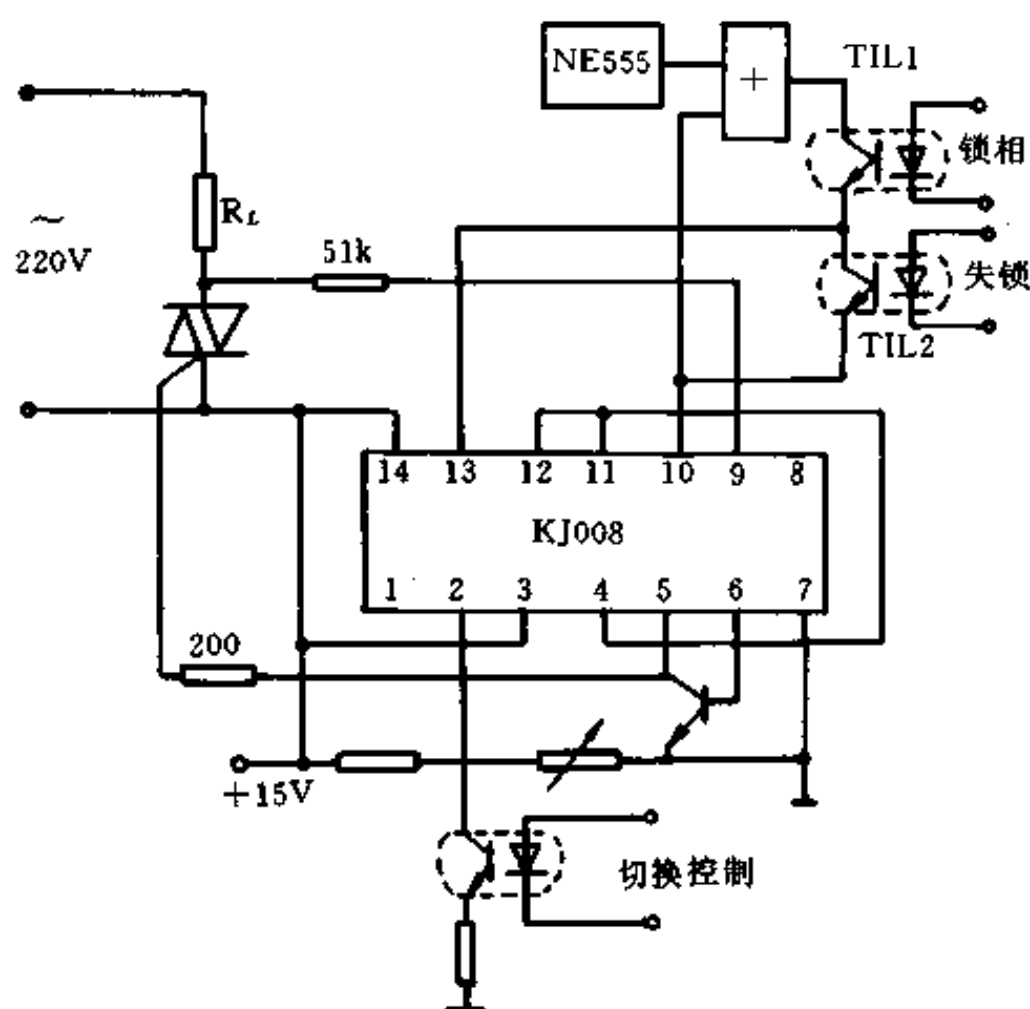


图 9-3 静态开关电路

图 9-3 可知,其触发控制信号由 KJ008 晶闸管过零触发器集成电路提供,KJ008 接成零电流应用方式,使双向晶闸管的开关过程在负载电流为零的瞬间进行触发,以使负载电流的瞬态浪涌和射频干扰最小,晶闸管的使用寿命也可以提高。

这种常规的触发方式还不尽满足不停电电源对静止开关切换速度的要求,因为正常工作时,逆变器输出是与电网电压同幅、同频、同相的,一旦逆变器出现故障,应无时滞地

进行切换而不必等待过零。为此,对触发控制电路进行了适当改进,将过零触发信号的传输通道断开(即 10 与 13 端)引进两路光电耦合器 TIL1 和 TIL2,在非锁相状态下,TIL2 接通,将 10 端与 13 端接通,按常规过零触发处理。在锁相状态下,TIL1 接通,将 10 端的过零触发信号与由 555 定时器产生的高频信号叠加,再引至 13 端,因此,晶闸管的触发时间将不必等待过零时刻的到来,进一步提高了静止开关的切换速度。

不停电电源工作状态的检测,事故状态的声光报警,以及静态开关的切换控制,均由单片机 8031 为核心的微机检测控制电路完成。

(1) 硬件电路

微机检测控制硬件电路分为微机最小系统、模拟量检测与 A/D 转换、频率与相位检测、故障显示报警和静态开关切换控制几部分。

微机最小系统由 8031 单片机作 CPU、74LS373 作低位地址锁存,74LS138 作地址选通,EPROM2764 固化软件程序,8255 为扩展 I/O 口,选用 ADC0816 十六通道八位 A/D 转换器,为扩展检测项目留有余地,故障显示采用发光二极管与音响并用的方式,利用 8031PIO 口及扩展 I/O 口作为故障信号输出。

静止开关的切换控制,取决于下述三个条件:逆变器输出电压的大小,电网电压的大小以及逆变器输出与电网电压之间的相位差,因此必须实时检测这几个量,并采用中断方式优先处理切换控制信号。

(2) 软件程序

软件由采样、判断报警、切换控制等子程序组成。

采样程序对每一通道采样多次,用数字滤波方法求其平均值作为采样值,存入指定寄存器,作为检查和判断的依据。

判断程序分两次进行,以排除由于干扰引起误判断的可能。将采样值与上、下限值进行比较,如果在允许范围内,则存入指定的寄存器内,转下一通道的参数比较。如果超出允许范围,则调上次存入的采样值重新比较,若也超出允许范围,则认为参数超限,发出报警信号。若该值并非超限,则本次采样值有可能是干扰信号,暂不报警,而是存入指定寄存器,准备下次采样后联合比较。

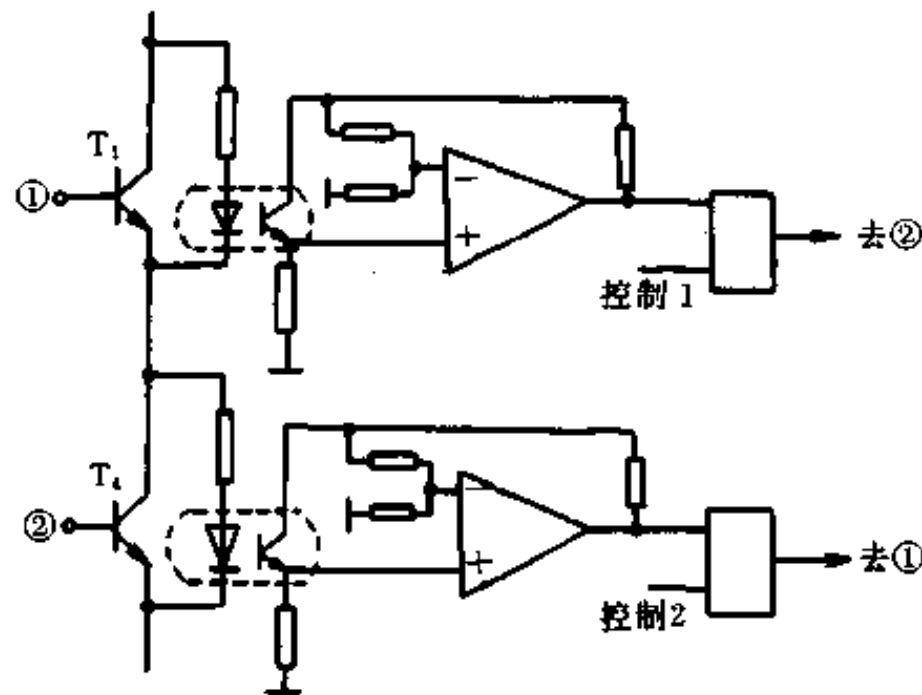


图 9-4 状态互锁电路

控制程序实际上是根据转移条件进行的多参数判断。逆变器输出电压检测与单片机的外部中断源作硬性连接,用中断处理方式,保证在逆变器输出电压超限时优先处理,及时切换至电网供电。而当逆变器输出电压恢复正常时,根据几项参数综合判断,再返回由逆变器供电。

为了防止逆变器同一桥臂中上、下功率开关元件直通故障,除了在控制波形上采取措施之外,还增加了状态互锁环节,如图 9-4 所示。

当功率晶体管关断后,光电耦合器开通,使比较器输出高电平,打开与门,施加于另一只管子上的控制信号可以通过。只要该管子尚未关断,则光耦闭锁,与门封锁了另一只管子的控制信号,有效地防止了上、下臂功率开关元件直通的故障出现。

§ 2 MOSFET 组成 UPS 电路

本节介绍由 MOSFET 组成的两个 UPS 电路实例。

1. 250 型 UPS 电路

250 型 UPS 有两部分组成:第一部分是直流开关电源;第二部分是逆变器,采用 PWM 双极型调制方法控制。系统中功率开关元件均采用 MOSFET,脉冲驱动电路亦采用 MOS 驱动芯片,从而使得 UPS 装置的可靠性大大提高,转换开关调制频率高达 48kHz。由于工作在超音频之上,因而装置变得完全无声音。

250 型 UPS 系统总方框图如图 9-5、图 9-6 所示。

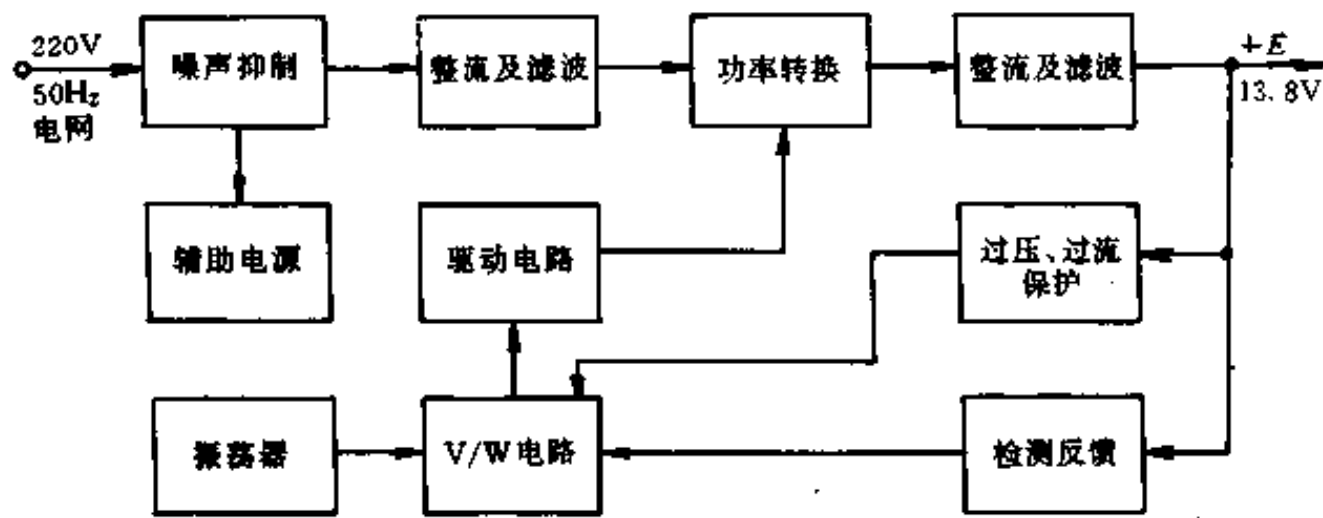


图 9-5 开关电源框图

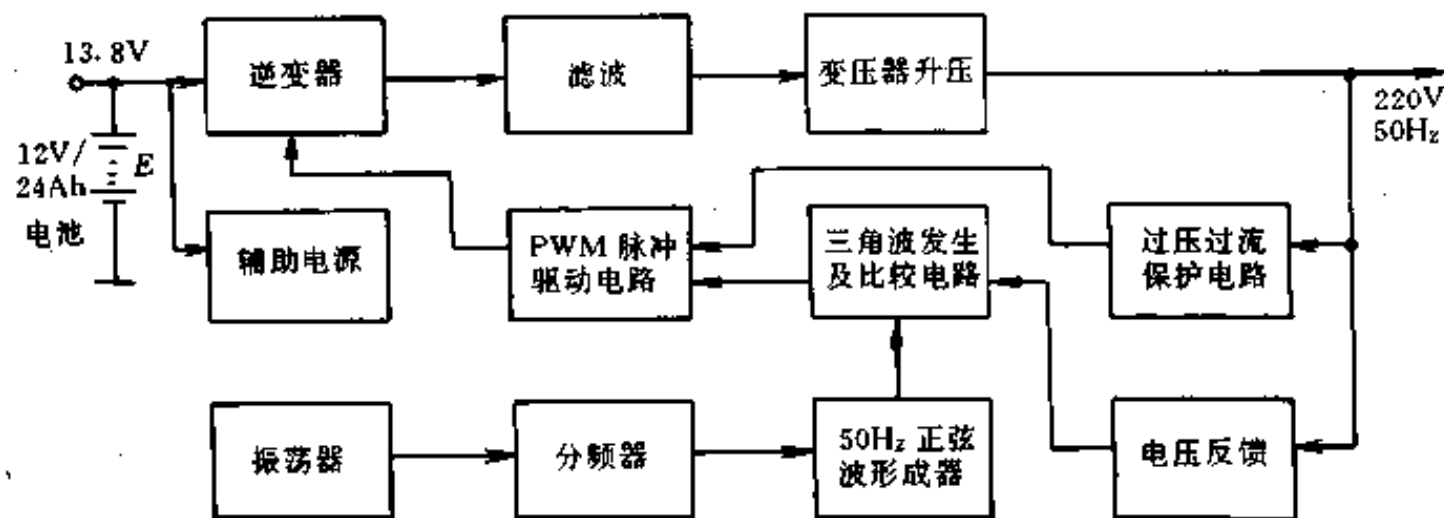


图 9-6 PWM 方式逆变器框图

(1) 开关电路主电路

1) 功率转换电路

由于开关电源输出功率居中等容量,考虑到 MOSFET 开关特性的离散性(通态 R_{ON})及半桥式功率转换电路优良的抗不平衡能力,选用半桥式电路将更有利于开关电源工作的可靠性。半桥式 MOS 功率转换主电路及其波形见图 9-7。

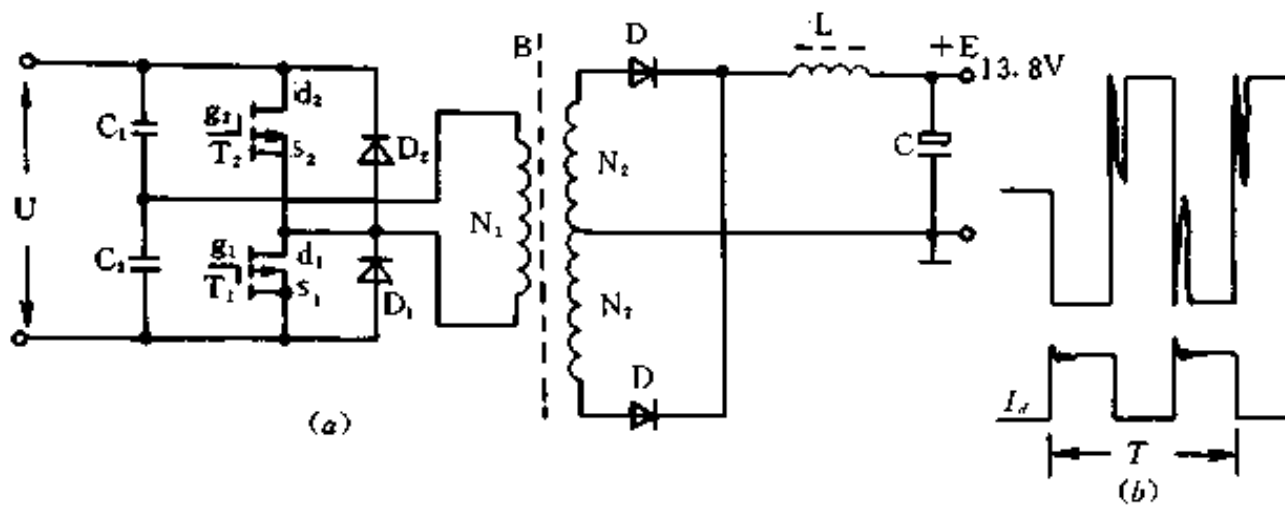


图 9-7 开关电源主电路及波形

2) 半桥式电路抗不平衡能力的分析

为了便于分析,先作下述假设:

①只研究 T_1 、 T_2 导通和截止时的稳态过程,而不计它的开通和关断瞬间的暂态过程;

②输入电源 U 的周期远大于 T_1 、 T_2 的开关工作周期,故可认为 U 在 T_1 、 T_2 开关工作相对半周期内保持不变;

③MOSFET 开关管作为理想开关器件,可用 K_1 、 K_2 与 MOSFET 开通电阻串联表示之;

④高频变压器用低频等效电路表示,忽略漏感励磁电感,原副边绕组直流电阻归结为 R_0 ,副边负载折合到原边为 R'_L 。

通过上述假设,应用微积分运算求解,便可求得两个半周期内施加在高频变压器上的“伏-秒”数。现将推导结果列于如下:

上半周:

$$\begin{aligned} V_{-s_2} &= \int_0^{t_{m2}} U_B(t) \cdot dt \\ &= \int_0^{t_{m2}} U_2(0) \cdot \frac{R_0 + R'_L}{R_2} \cdot e^{-t_{m2}/CR'_2} \cdot dt \\ &= \frac{U \cdot (1 - e^{-t_{m1}/CR'_2})}{1 - e^{-\left(\frac{t_{m2}}{CR'_2} + \frac{t_{m1}}{CR_1}\right)}} \cdot C \cdot (R_0 + R'_L) \cdot (1 - e^{-t_{m1}/CR'_2}) \end{aligned} \quad (9-1)$$

下半周:

$$V_{-s_1} = \frac{U \cdot (1 - e^{-t_{m1}/CR'_2})}{1 - e^{-\left(\frac{t_{m2}}{CR'_2} + \frac{t_{m1}}{CR_1}\right)}} \cdot C(R_0 + R'_L) \cdot (1 - e^{-t_{m1}/CR'_2}) \quad (9-2)$$

由此可得:

$$V_{-s_2} = V_{-s_1}$$

既然“伏·秒”数相等,则两个半周期的磁通也就对称,高频变压器单向偏磁现象也就不会发生,这就证明了半桥式功率转换电路具有抗不平衡能力的特性。

3) 开关电源工作频率的确定

以目前国产三重扩散型 GTR 来分析:3DD9G-T, $t_{smax} = 7\mu s$, 以 $7\mu s$ 计算,对应此时的控制输出脉宽 t_s 至少应大于 GTR 开关的前沿时间,取 $t_{smin} = 2\mu s$,可算出 GTR 的最小导通脉宽为: $t_{cmin} = t_{smin} + t_{smax} = 9\mu s$,半个周期有: $\frac{T}{2} \geq \frac{t_{cmin}}{\delta_{min}}$, δ_{min} 为 GTR 导通时的最小占空比。由于 UPS 是一个闭环系统,所以 δ 是一个随输入电压、负载电流而变的量。对开关电源部分来讲,我们采用的是集成电路 SG3524 单脉宽调制控制电路。据在最低输出负载(空载)情况下,最高输入电源电压时,可求得 $\delta_{min} = 0.52$,即 $T/2 = 9/0.52 = 17.23\mu s$ 。因此,选用 $T/2 = 20\mu s$,即功率转换电路若采用 GTR 的话,则电路的最高开关频率只能做到:

$$f_{max} = 24\text{kHz}$$

目前 250 型 UPS 中所用的 MOS 功率管型号、参数为:

开关电源部分:选用 IRF441, 2 个。

逆变器部分:选用 IRF440, 4 个(每两个并联使用)。

参数指标:

IRF441:

$$V_{DS} = 500\text{V}, I_{D(on)} = 27\text{A}, R_{on} = 0.6\Omega,$$

$$t_q = 14\text{ns}, t_{d(on)} = 17\text{ns}, t_r = 5\text{ns}, t_{d(off)} = 42\text{ns}.$$

IRF440:

$$V_{DS} = 100\text{V}, I_{D(on)} = 8\text{A}, R_{on} = 0.07\Omega,$$

$$t_q = 24\text{ns}, t_{d(on)} = 16\text{ns}, t_r = 5\text{ns}, t_{d(off)} = 42\text{ns}.$$

从 MOSFET 的导通时间,开通时间,关断时间都是 ns 级,所以组成的开关电源,逆变器的频率比上面 GTR 开关器件的频率高很多。但计算方法一样,不再重复。

(2) 逆变器主电路

由于采用大功率 MOS 功率半导体器件,使得逆变器主电路形式颇为简单,其主电路结构如图 9-8 所示。

(3) PWM 控制的获取方法

采用一个基准为 50Hz 正弦波与一个载波频率为 48kHz 的三角波相交得到 PWM 双极型调制波来驱动 MOSFET 管。由于采用 MOSFET 管,使得载波频率高达 48kHz,这将更有利减少谐波,减小了输出滤波电感和电容体积,而一般用 GTR 的载波频率为 2~4kHz。

1) 脉冲波的获取

电压型逆变器所提供的 PWM 电压波形随调制方式不同,可分为如图 9-9(b)所示的单极性 PWM 波形和图 9-10(b)所示的双极性 PWM 波形。

在电路安排上,要获得脉宽不等的矩形波,可用三角波与正弦波相交的方法获得。正弦波与三角波相交,在每一分段中,如果正弦波面积与该分段中所含正负脉冲面积的代数和相等,则半周期正负脉冲面积的代数和应和半周期正弦波面积相等。因而整个周期正负

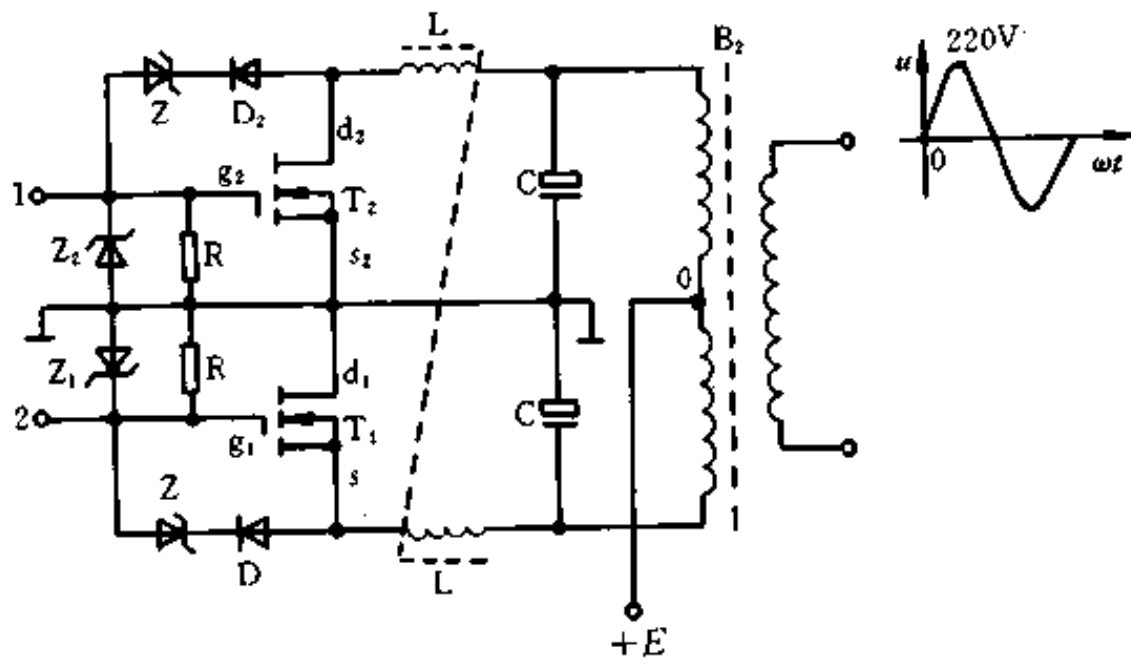


图 9-8 逆变器主电路

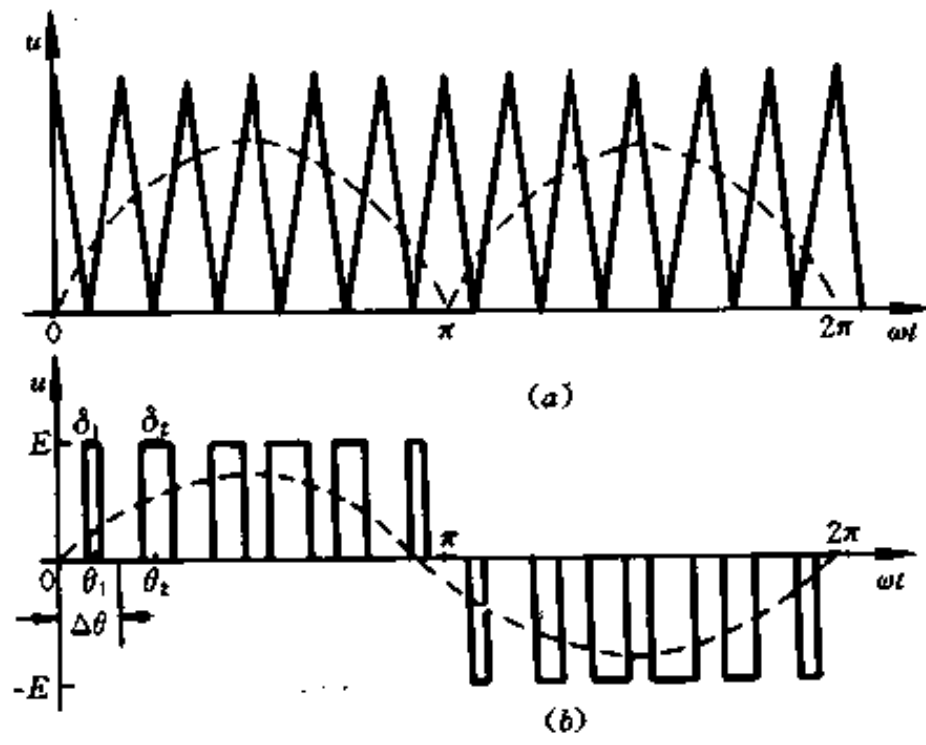


图 9-9 单极性 PWM 波形

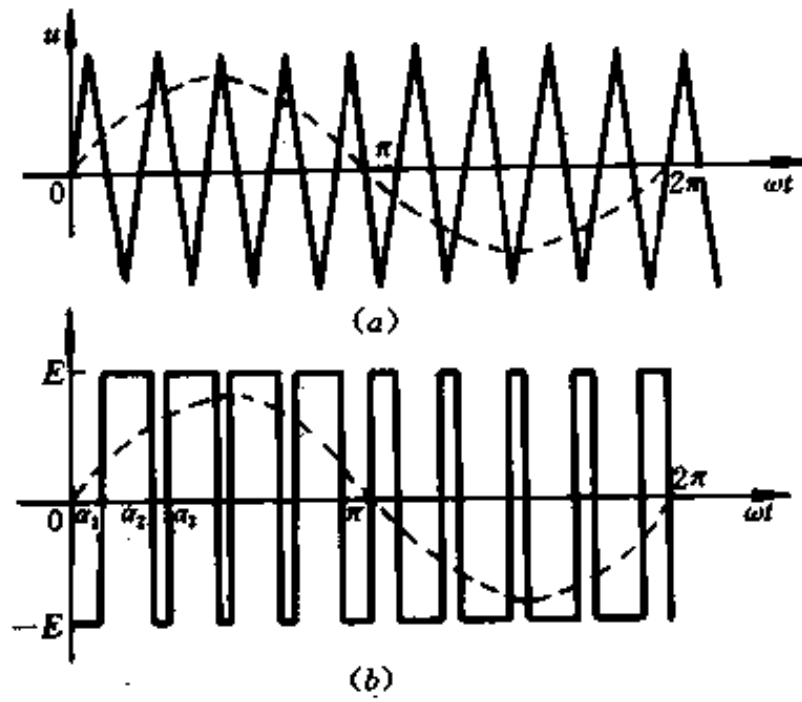


图 9-10 双极性 PWM 波形

脉冲面积的代数和也必然和一个正弦波面积相等。有关推理请看第八章内容,下面仅列出结论:

$$S_1(\text{正弦波面积}) \approx \frac{180^\circ}{K} \cdot E_m \cdot \sin\theta, \quad (9-3)$$

式中 E_m ——正弦波幅值;
 K ——分段数。

故

$$S_1 = S_2(\text{正负脉冲面积}) = \frac{\pi}{K} \cdot E_m \sin\theta, \quad (9-4)$$

若用一个单脉冲来等效此面积,其高度仍为 E_0 ,则此单脉冲的等效宽度为:

$$\Delta\theta_1 = \frac{S_1}{E_\Delta} = \frac{S_2}{E_\Delta} = \frac{\pi}{K} \cdot \frac{E_m}{E_\Delta} \cdot \sin\theta_1(\text{rad}) \quad (9-5)$$

2) 输出电压调整方法

由于三角波幅值不变,即式(9-5)中 E_Δ 为恒定,因此 $\Delta\theta_1$ 正比于 E_m 。增加正弦波幅值 E_m ,便可相应加宽或减窄 $\Delta\theta_1$,也即就可以使逆变器的输出电压值得到增减,从而实现了输出电压的调整。

3) 动态性能的改善

只要在反馈通道加一个 PI 调节器,就可轻而易举地实现由压闭环控制。由于反馈电压取逆变器输出的正弦波电压,并与给定的正弦波比较,即误差电压 $\Delta \cdot \sin\alpha = K(A_1 - A_2) \cdot \sin\alpha$,所以没有显著时延,从而使逆变器的动态性能大大改善。

此外,逆变器由于采用了双极性 PWM 控制,使铁芯在半周期内剩磁引起的直流磁化较单极性小,因而铁芯利用率高,激磁电流也较小,加之采用 MOSFET 功率转换,使得开关损耗小,因而逆变器的效率大大提高,逆变器平均故障极小。

2. SG1525 集成电路驱动 MOSFET 逆变器

(1) 系统组成及工作原理

逆变器的系统如图 9-11 所示,它由脉冲发生器、驱动放大器、主开关电路、变压器、滤波器和反馈回路等组成。

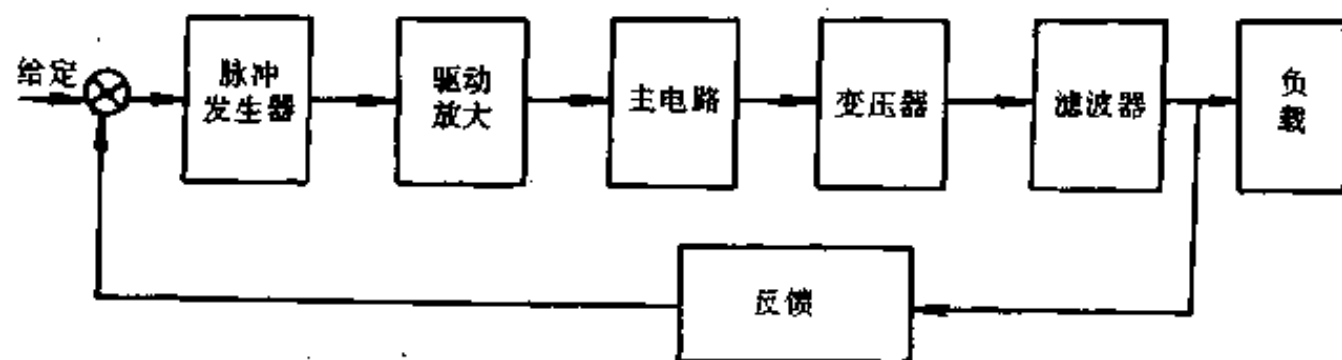


图 9-11 系统框图

逆变器电路如图 9-12 所示,是一个简单的 UPS 电路。

系统开始工作时,给定量(由 R_1 和 R_2 分压而得)对脉冲发生器提供产生 PWM 信号所需要的基准值。PWM 信号经过驱动放大器放大后,驱动功率 MOSFET 组成的主开关电路, Q_1 和 Q_2 交替导通,经变压器 B_1 耦合,把直流电压变换成正负对称的方波交流电压,波

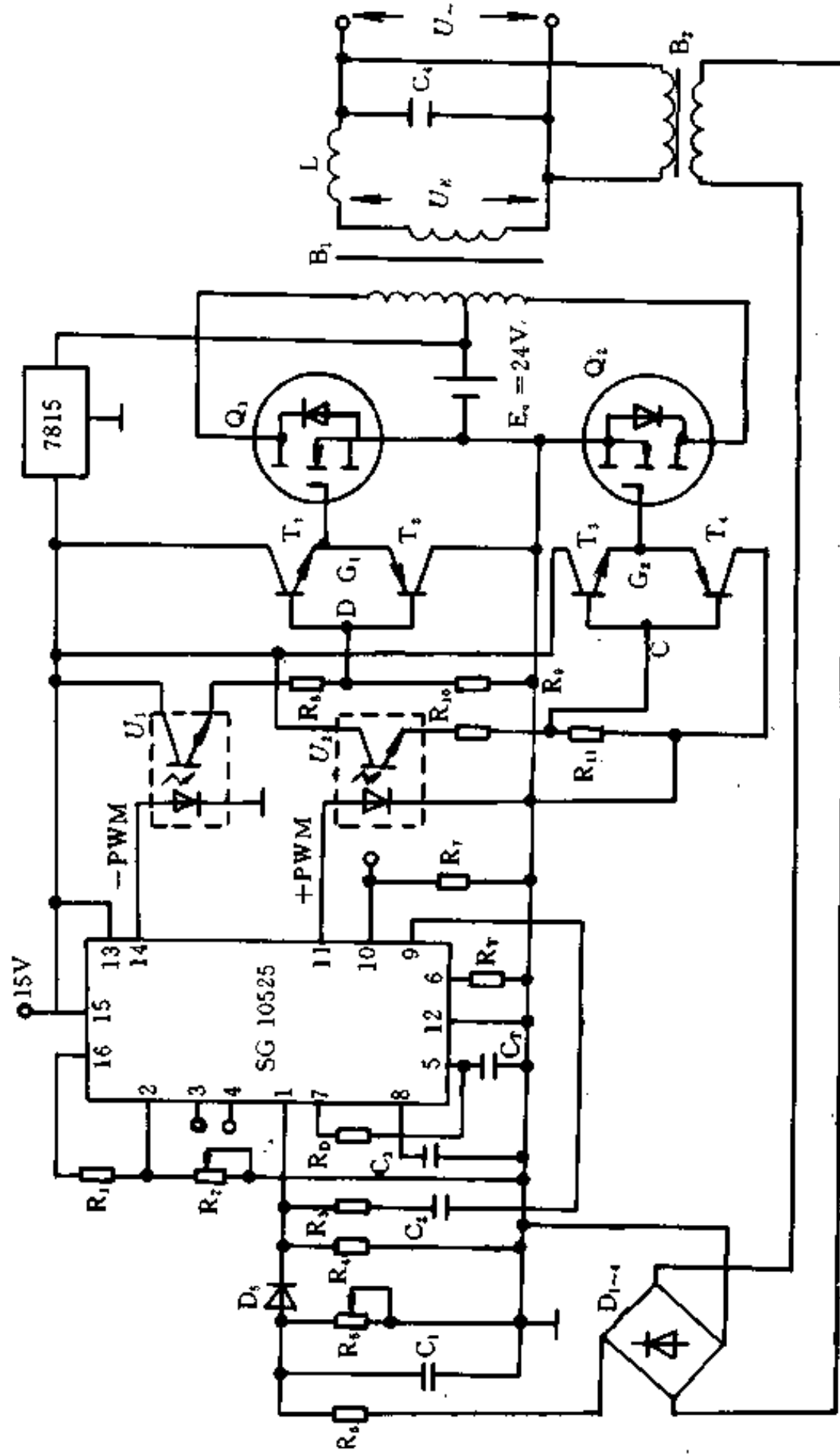


图 9-12 逆变器电路图

形见图 9-15。方波经由 L 和 C_4 组成的交流滤波器滤波后,负载获得接近正弦波的交流电压,波形见图 9-16。

当蓄电池电压 E_b 或负载波动时,逆变器输出的交流电压也会随之变动。为使交流输出电压稳定,通过反馈回路的取样,把电压的变化量反馈到 SG1525 的 1 脚,并与 2 脚的给定量进行比较,调整脉冲发生器输出 PWM 信号的宽度,这样可以调节逆变器输出的交流电压大小,从而保持负载电压稳定。

(2) 脉冲发生器

采用 SG1525 集成电路组成脉冲发生器,产生 PWM 信号。该集成电路性能优越,功能多,除能产生 PWM 信号外,还具有保护功能。SG1525 是 16 脚双列直插式塑料封装形式,其外形引线排列见图 9-13 所示。极限运行参数见表 9-1。其内部电路见图 9-14 所示。

逆变器的工作频率由电阻 R_T 和电容 C_T 决定。OSC(振荡器)的最高振荡频率为 400kHz(对应 $R_T = 2k\Omega$, $C_T = 0.001\mu F$);最低振荡频率为 0.1kHz(对应 $R_T = 150k\Omega$, $C_T = 0.1\mu F$)。实际调试表明,增大 R_T 和 C_T 之值,可使 OSC 的频率低于 0.1kHz。改变接于 SG1525 的 7 脚的电阻 R_D 之值,可改变两组 PWM 信号之间的间隔(死区)大小。SG1525 的 10 脚为保护端,当保护信号输入此端,即关闭输出 PWM 信号。

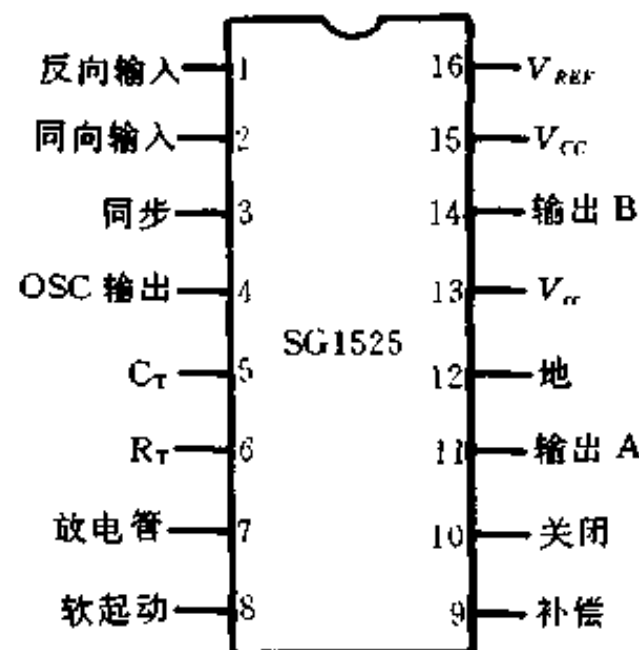


图 9-13 SG1525 引脚

表 9-1 极限运行参数

电源电压	40V
输出电流	500mA
基准输出电流	50mA
振荡器充电电流	5mA
振荡器振荡频率范围	0.1~400kHz
功耗($T_a = 25^\circ C$)	100mW
$T_a > 50^\circ C$ 功耗降低	10mW/ $^\circ C$
工作环境温度	$-55^\circ C \sim +125^\circ C$

(3) 驱动放大器

驱动放大器由图 9-12 中的光电耦合器 U_1 、 U_2 、三极管 T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 和电阻 R_8 、 R_9 、 R_{10} 、

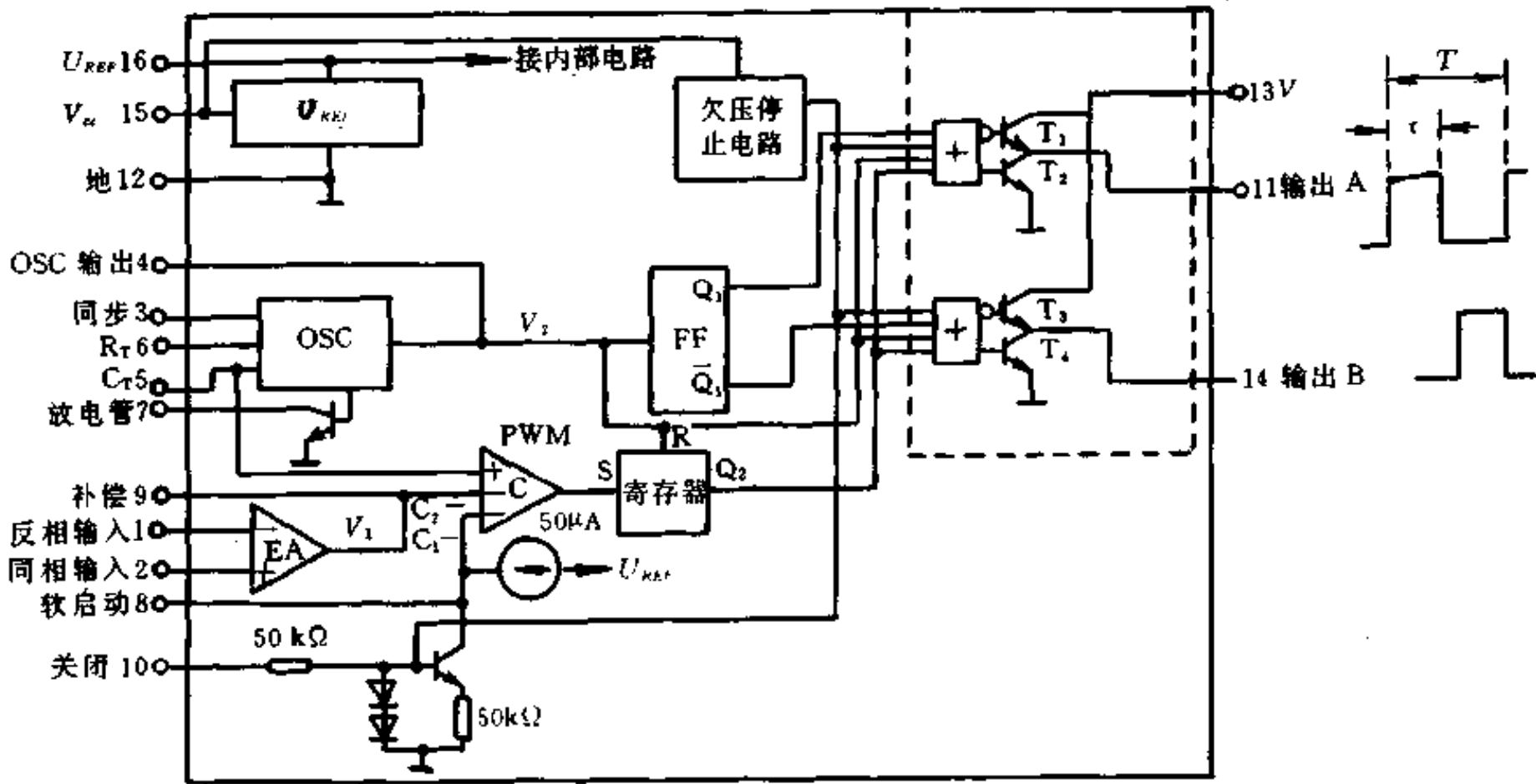


图 9-14 SG1525 控制器的内部结构图

R_{11} 组成。当有 +PWM 信号输入时, U_2 导通, C 点为高电位, T_3 导通, G_2 点电位跟随 C 点电位, 即 $V_{G_2} \approx V_C = 9V$, 根据 MOSFET 的转移特性, Q_2 导通, 经过变压器 B_1 耦合, 输出交流电压 $U_~$ 的第一个半波电压; 同理, 有 -PWM 信号输入时, U_1 导通, T_3 导通, Q_1 导通, 输出 $U_~$ 的另一个半波电压, 这样构成了 $U_~$ 的一个周波, 见图 9-15 所示。

(4) 主电路

主电路的开关管采用 N 沟道增强型 MOSFET, 所需要的驱动功率较小, 电路很简单, 属推挽式电路。在 +PWM 和 -PWM 信号触发下, Q_1 和 Q_2 交替导通, 经变压器 B_1 耦合, 把直流电压 E_c 转换为交流电压 $U_~$ 供给负载。

(5) 反馈回路

为保证输出电压 $U_~$ 稳定, 设计了反馈回路。 $U_~$ 经变压器 B_2 降压, $D_1 \sim D_4$ 全波整流和 R_6 、 C_1 滤波后, 取样电压引入 SG1525 的 1 脚与 2 脚的给定量差动放大器 EA (如图 9-14) 中比较, EA 的输出电压 V_1 可调制 PWM 信号的宽度。当 $U_~$ 高于额定值时, PWM 信号的脉宽变窄, 使 $U_~$ 降低到额定值; 当 $U_~$ 低于额定值时, PWM 信号的脉冲变宽, 使 $U_~$ 升高到额定值。 $U_~$ 的额定值由图 9-12 中的 R_2 调定。

(6) 抑制高次谐波

本系统采用的是方波脉冲驱动, 输出电压 U_s 也是方波 (见图 9-15)。因为方波含有高次谐波, 对负载有不良的影响。为降低输出电压的谐波, 可采用两种措施: 一是适当选择脉冲占空比 δ ($\delta = \frac{\tau}{T}$); 二是进行交流滤波。

根据图 9-15 的波形可知, 这是奇函数, 只含有正弦项, 其傅氏级数展开式为:

$$U_s = \frac{4}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3 \omega t + \frac{1}{5} \sin 5 \omega t + \dots + \frac{1}{k} \sin k \omega t \right) \quad (9-6)$$

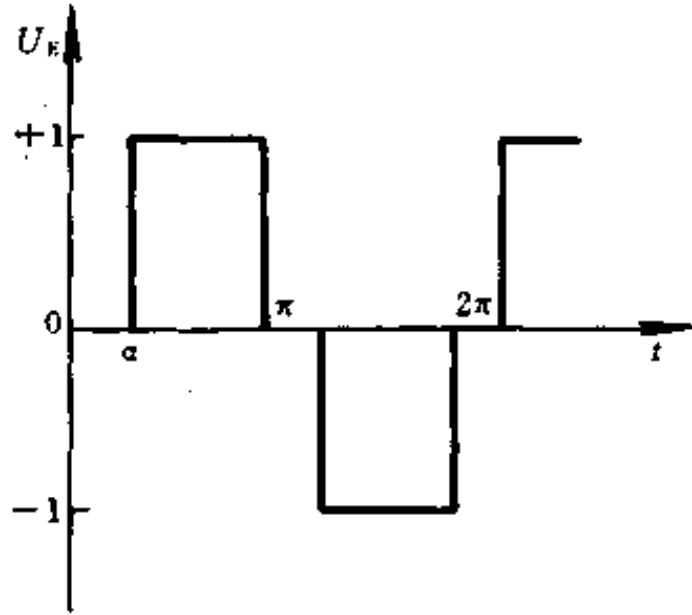


图 9-15 滤波前的波形图

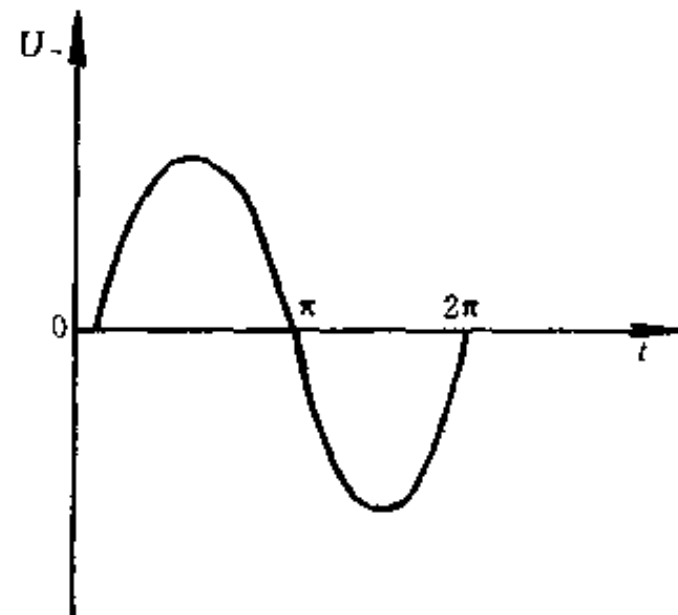


图 9-16 滤波后的波形图

由式(9-6)可见,输出 U_- 除基波外,还含有 3、5、7... k 次谐波电压 ($k=2n+1, n=0, 1, 2, \dots$)。$

当选择 $\delta=36\%$ (滤波器的电感 $L=25\text{mH}$ 、电容 $C_1=43\mu\text{F}$),可使输出电压 U_- 的高次谐波大为减小,如 3、5、7、9 谐波,衰减到只占基波的 4% 以内。

§ 3 三端式 UPS

传统的 UPS 结构由于有整流器和逆变器两个功率变换器,因而效率较低,本节介绍一种基于三端 (TRiport) 原理的 UPS,其单相简化的主电路如图 9-17(a) 所示。

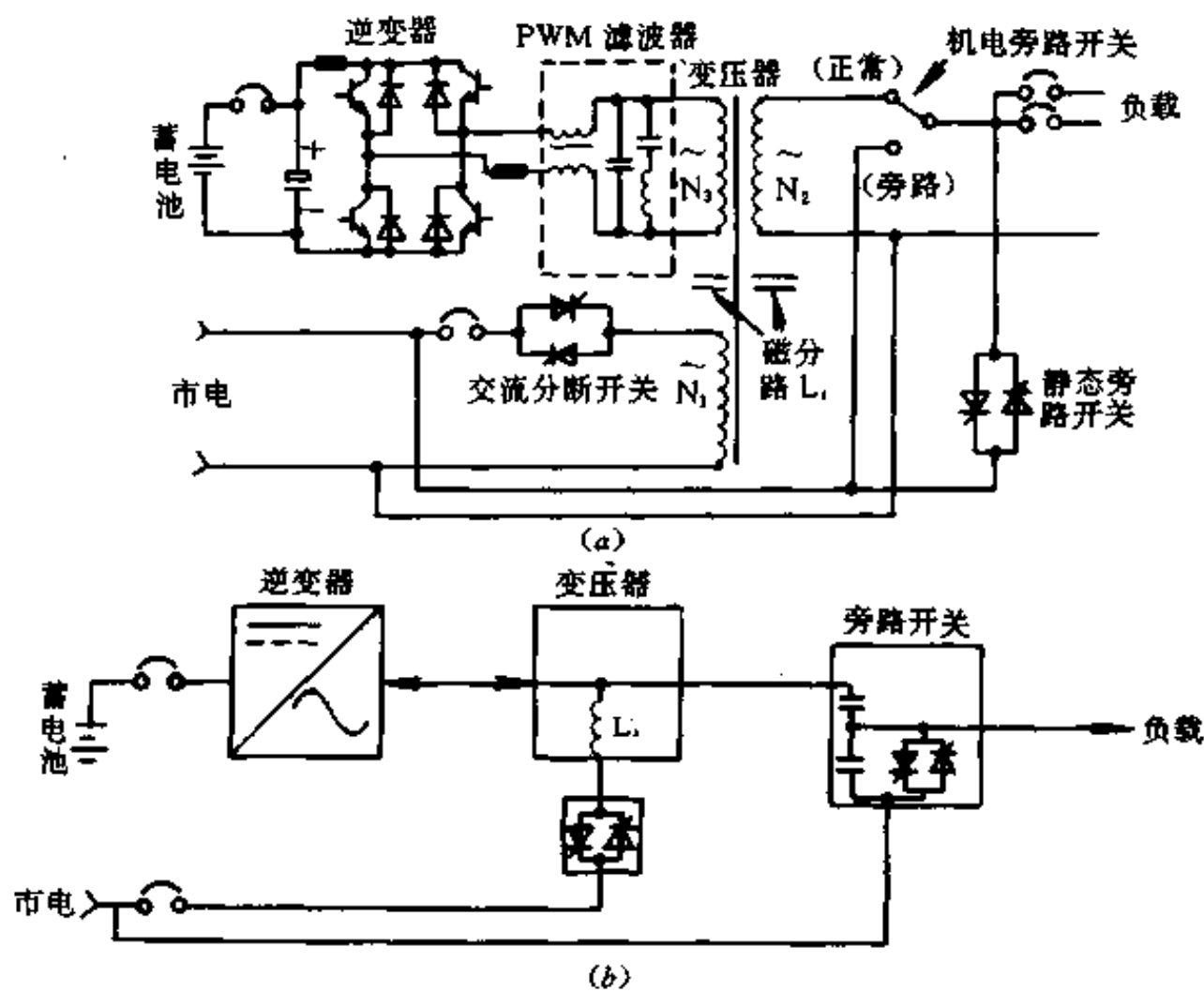


图 9-17 单相简化主电路及框图

UPS 有一个线性变压器,它有三套绕组。接市电的初级绕组与次级绕组之间有磁分路,形成漏抗电感 L ,而两个次级绕组之间是紧耦合。一个次级绕组接到桥式 GTR 功率变换器,该桥式变换器依据控制角与市电的不同相位,可使蓄电池充电和放电,因而称之为四象限整流逆变桥。另一次级绕组经机电式开关向负载供电,负载与市电之间还设有混合式旁路开关。图 9-17(b)为主电路的框图。

UPS 有四种运行方式,如图 9-18 所示。其中:①为正常运行,功率由市电传送给逆变器和蓄电池,逆变器工作在整流状态,对蓄电池充电,即浮充状态;同时市电供给负载;②为市电故障状态,此时逆变器处在逆变状态,蓄电池通过逆变器向负载供电;③为逆变器故障状态,机电旁路开关由正常转向旁路(静态开关瞬时即投入;同时机电旁路开关动作),静态旁路开关动作,市电向负载供电,逆变器脱开系统;④为蓄电池紧急充电,即当市电恢复时如遇蓄电池过放电,将通过逆变器的续流二极管整流对电池充电,这期间负载由旁路供电,几分钟后,逆变器将起动和恢复正常运行。

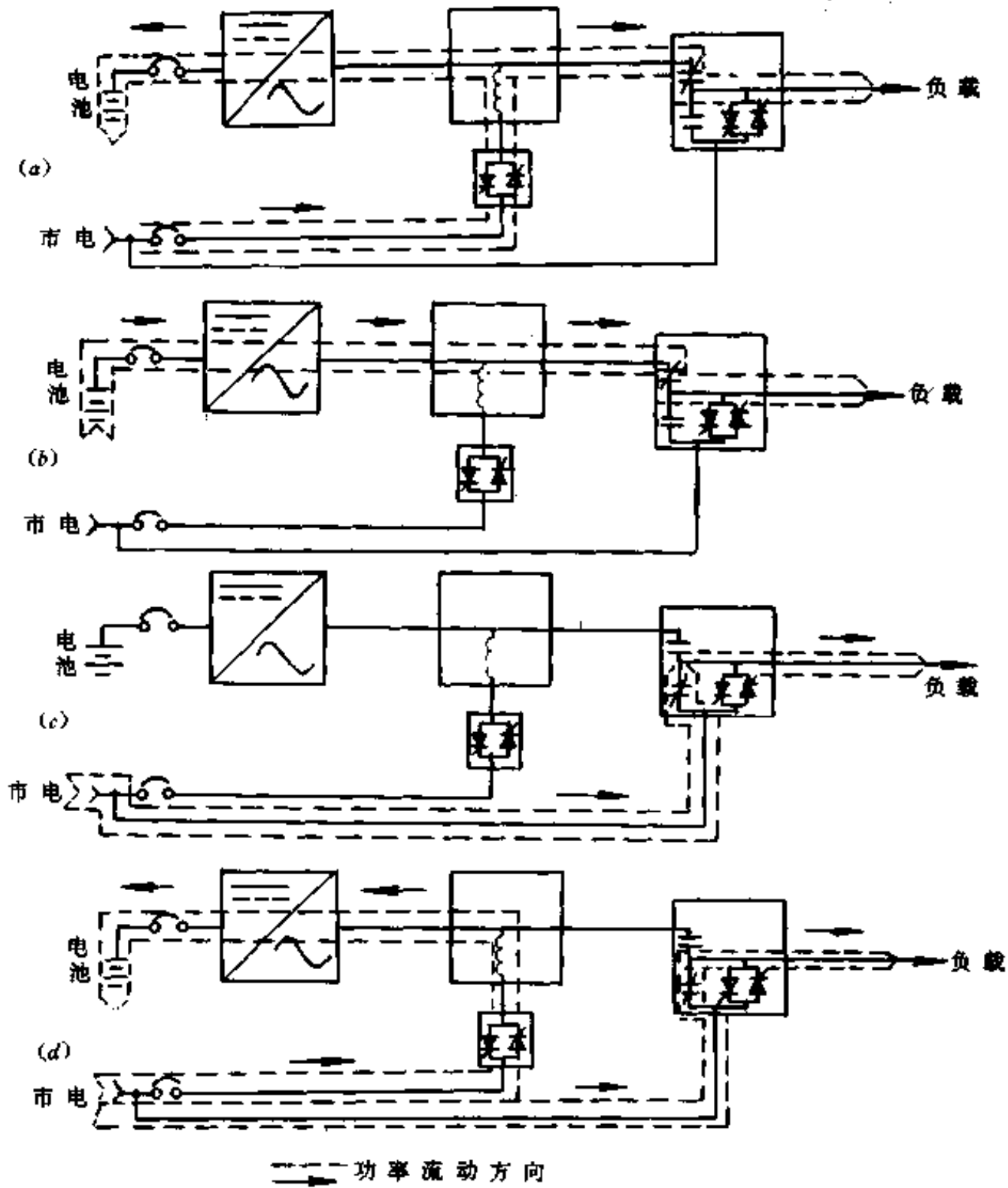


图 9-18 四种运行方式时功率流动方向

1. 工作原理

图 9-17 所示主电路中, 变压器两个副边绕组 (N_2 、 N_3) 紧耦合, 所以可以为负载与逆变器输出电压 E_i 相并联, 而它们与市电 E_s 之间存在漏感 L_s , 因而图 9-17 可用图 9-19 来等效。 I_L 、 I_i 和 I_o 分别为市电(或输入)、逆变器和负载的电流。

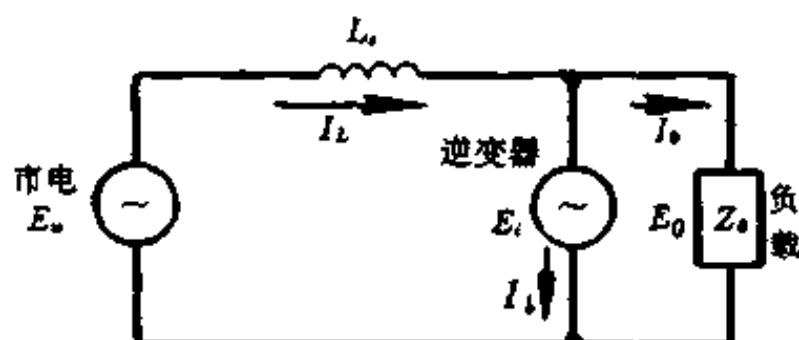


图 9-19 等效电路

图 9-19 中电流、电压的矢量关系见图 9-20 (一般情况下) 所示。 $E_s = E_i + E_L$, E_L 为漏感 L_s 上的电压, β 为逆变器电压 E_i 滞后市电电压 E_s 的相移角。理想电感时, I_L 比 E_L 滞后 90° , 而逆变器电流 I_i 是市电电流 I_L 与负载流 I_o 的矢量差。图 9-16 中 γ 和 θ 分别为输入功率因数角和负载滞后逆变器的功率因数角。

假设 $\cos\theta = 1$, 则不同 β 情况下的矢量关系如图 9-21 所示。由图不难看出:

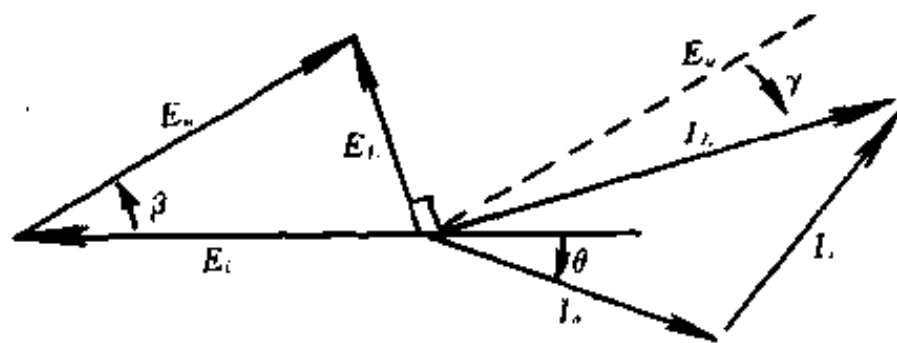


图 9-20 矢量图

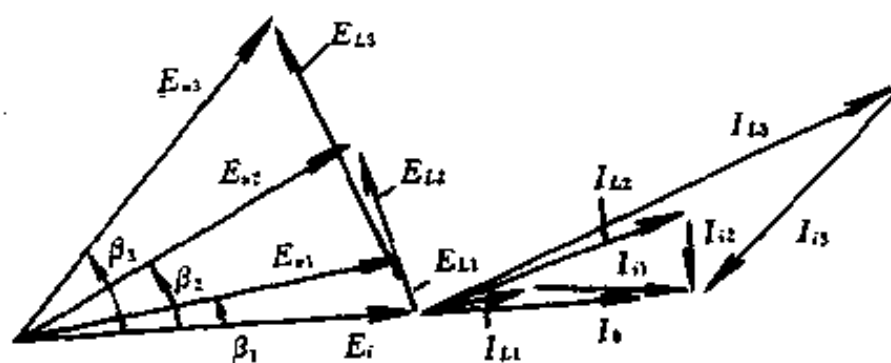


图 9-21 $\cos\theta = 1$ 时不同 β 时的矢量关系

(1) 当 β 较小。例如 $\beta = \beta_1$ 时, I_{L1} 也较小, I_{i1} 和 E_i 接近同相位, 此时由逆变器提供满足负载要求的有功功率, 市电不供电, 逆变器由蓄电池供电。

(2) 当 β 为某值。例如 $\beta = \beta_2$ 时, I_{L2} 的有功部分等于 I_o , 市电供给负载全部功率, 而 I_i 与 E_i 垂直, 没有有功功率流进或流出逆变器, 因此蓄电池电流为零(这种状态称为浮充状态)。

流浪涌,并使输入电压运行范围较宽,又由于用一个四象限正弦波逆变器能完成控制和调节负载电压及波形,在逆变器限度内,能满足任何负载电流的需要,因此,很适合于非线性负载。

这种 UPS 国内已能成批生产,现有规格为 1.5kVA、3kVA、5kVA 等几种,输入电压允许波动 $+13\% \sim -20\%$,输出电压稳态精度 $< \pm 2\%$,频率的同步范围为 $50\text{Hz} \pm 1\text{Hz}$ 或 3Hz ,精度可自动调整在 0.1Hz 以内,总谐波含量 $< 3\%$,效率 100% 负载时 $> 90\%$, 75% 负载时 $> 85\%$ 。

§ 4 UPS 用变换电路

UPS 的重要组成部分之一,即变换电路(整流器和逆变器),由于采用的功率半导体器件不同,UPS 适用范围,即电压高低、频率高低、负载性质的不同,其变换电路是多种多样的,下面就两种变换电路进行分析。

1. 高频耦合 UPS 的变换电路

适用于感应负载的交流电源的难点是既要输出交流,又要解决负载储能回馈的问题。也就是说电流电压在四个象限范围内都能实现能量的传输,要求电路比较复杂。功率半导体管子之间的换流问题、共态导通问题是实现这种电路的关键。

(1) 电路及工作原理

高频耦合 UPS 的框图如图 9-23 所示。实际电路的简图如图 9-24 所示。 $D_1 \sim D_4$ 将市

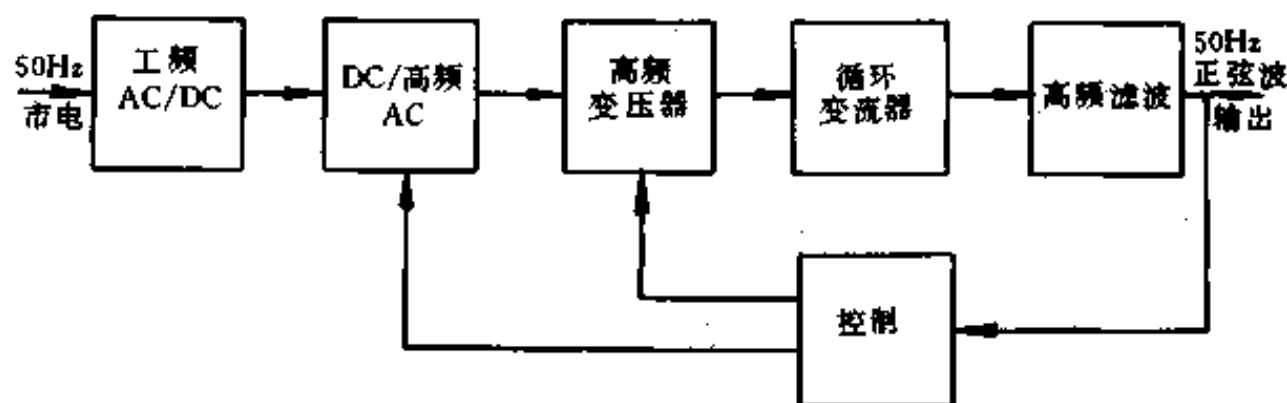


图 9-23 高频耦合 UPS 框图

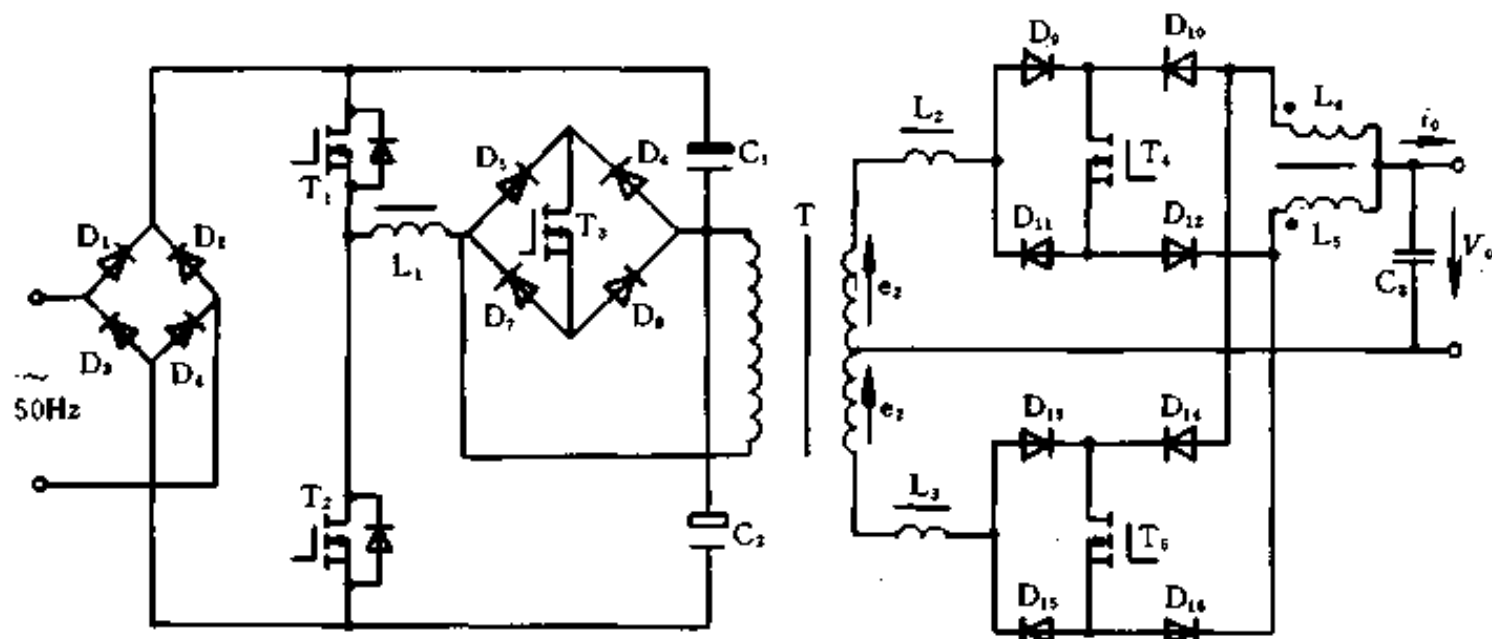


图 9-24 实际电路简图

电整流成直流电压,由 T_1 、 T_2 逆变出 20kHz 交流电压,其脉宽按正弦波的绝对值 v_0 来调制,如图 9-25(a)所示。在脉冲间隔期,将 T_3 导通,使变压器初级侧短路,电压近似为零,此时磁通暂不变化,能量也暂不释放,高频变压器初级电压 v_1 及次级电压 v_2 的波形,如图 9-25(b)所示。

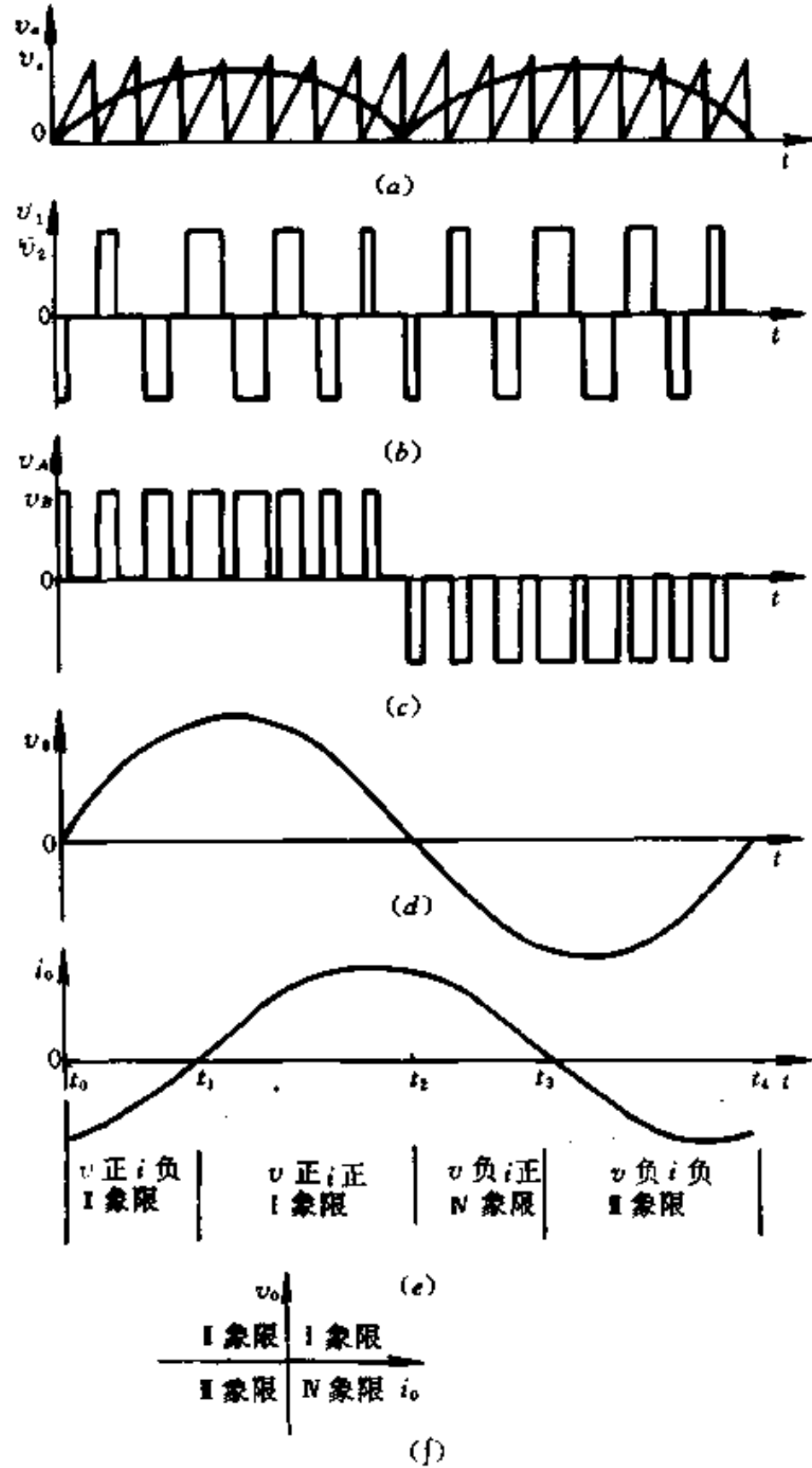


图 9-25 波形图

循环变流器 T_4 、 T_5 及 $D_9 \sim D_{16}$ 在正半波(正半周期)时将高频正弦波形整流成正方向的电压。在负半周期时,整流成负方向的电压,如图 9-25(c)所示。再经高频滤波器将 20kHz 开关频率的谐波滤除后,得到正弦波的输出电压 v_0 如图 9-25(d)所示。

(2) 四象限运行

在感性或容性负载时,循环变流器(T_4 、 T_5 、 $D_9 \sim D_{16}$)既要讲高频交流变换成 50Hz 交流,并且又要能在部分时间内将负载侧的储能反馈至变压器侧,为此循环变流器必须实现四象限运行,即不论输出电压是正还是负,输出电流在正负两个方向都能流通。例如,滞后

于 v_0 某一角度的感性负载电流,如图 9-25(e)所示。图中 $t_1 \sim t_2$ 期间 v_0 为正, i_0 为正,相当于图 9-25(f)的第 I 象限,电流可经 D_9, T_4, D_{12} 流出。此时 v_0 和 i_0 为正,属输出功率阶段。 $t_0 \sim t_1$ 期间, v_0 为正, i_0 为负,为第 III 象限,电流可经 D_{10}, T_4, D_{11} 流入,此时 v_0 和 i_0 之积为负,负载中储能向变压器反馈。此后依次类推。

(3) 换向过程

由于滤波电感 L_4, L_5 使电流连续, T_4, T_5 必须有一个适当短的共态导通时间,这段时间内一晶体管的电流减小,另一晶体管电流增大,进行换流。此时变压器的电流及磁势要换向。利用变压器电势的作用使电流换向,称为源换向。

1) 整流状态(第 I、III 象限)。这时电压波形及换流时间 γ 如图 9-26(a)所示。电源电压较高的一相开始导通后,电源电压使该相电流渐增,迫使原来导通的一相电流减小,直至零值。在换流过程中变压器电势 e_2 降落在漏感 L_s 上,造成了电压损失,但并不引起功率损失。换流时间 γ 之值可用下式求得:

$$\gamma = \frac{L_s \cdot i_0}{e_2}$$

2) 逆变状(第 II、IV 象限)。这时换流时间 γ 如图 9-26(b)所示。换向过程与整流状态相同,但为了得到较大的负电压,逆变控制时间 β 应尽量减小到接近于换流时间 γ 。

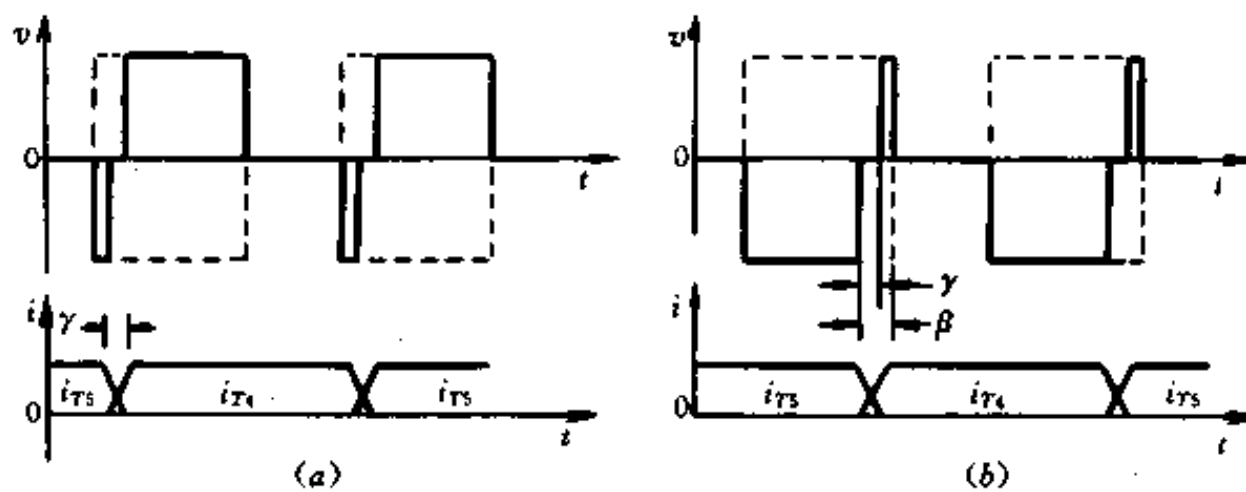


图 9-26 换流波形及换流时间 γ 图

若逆变控制时间小于换流时间,即 $\beta < \gamma$ 时,在变压器电势 $e_2 \neq 0$ 的时期内不能完成电流换向,只能待晶体管关断时才能使该管电流减小到零,迫使另一管电流增大到 i_0 ,这种依靠晶体管关断来实现的换向过程称为自换向。自换向过程中功率管的关断损失较大,并且在电流迅速减小的过程中,漏感产生很大的过电压尖峰,故过电压吸收电路的功耗明显增大。

(4) 环流及其限制

为了使电流能平滑换流, T_4, T_5 两管的共态导通时间 Δ 应与换流时间 γ 相适应,可分为如下三种情况:

- 1) $\Delta = \gamma$ 。能够得到平滑的换流状态。
- 2) $\Delta > \gamma$ 。在换流以后的 $(\Delta - \gamma)$ 时间范围内产生电流尖峰 I_m 。其值可用下式计算:

$$I_m = \frac{\Delta \cdot e_2}{L_s}$$

由于漏感很小,电流尖峰过大,将引起较大的换向功率损失。

- 3) $\Delta < \gamma$ 。在 Δ 期间由电源电压驱使换向,而 Δ 期间结束后,一功率管开始关断,从而进

入自换向状态。

为了限制在 $\Delta > \gamma$ 状态下的电流尖峰,将滤波电感分为 L_4 及 L_5 两个绕组,实际上回路电感为两者的漏感 $L_{(4-5)}$,此时

$$I_m = i_0 + \frac{(\Delta - \gamma) \cdot 2 \cdot e_2}{L_{(4-5)}}$$

由于 $L_{(4-5)}$ 较变压器漏感 L_s 大得多,而使第二项之值减小,使电流平滑换向。

该电路输出功率为 200W,效率为 70%,正弦波的谐波含量小于 5%,输出电压稳定度为 2%。

2. PWM 双桥叠加逆变器

无论是晶闸管式逆变器,还是自关断器件逆变器,在中大容量领域中,PWM 双桥叠加逆变器仍不乏为逆变器的主要结构方式。双桥叠加有双三相桥叠加、双单相叠加等。在设计上,为保证未滤波前的逆变器输出波形中可含的谐波成分能降低到可能达到的最低限度;为便于三相、单相转换;为把大容量负载“化零散”负担,众多工程技术人员认为双三相桥 12 阶梯 PWM 逆变器是比较合适的典型结构。

图 9-27 为 PWM 双桥叠加逆变器原理图。图 9-28 示出双三相叠加的三相逆变器波形图。

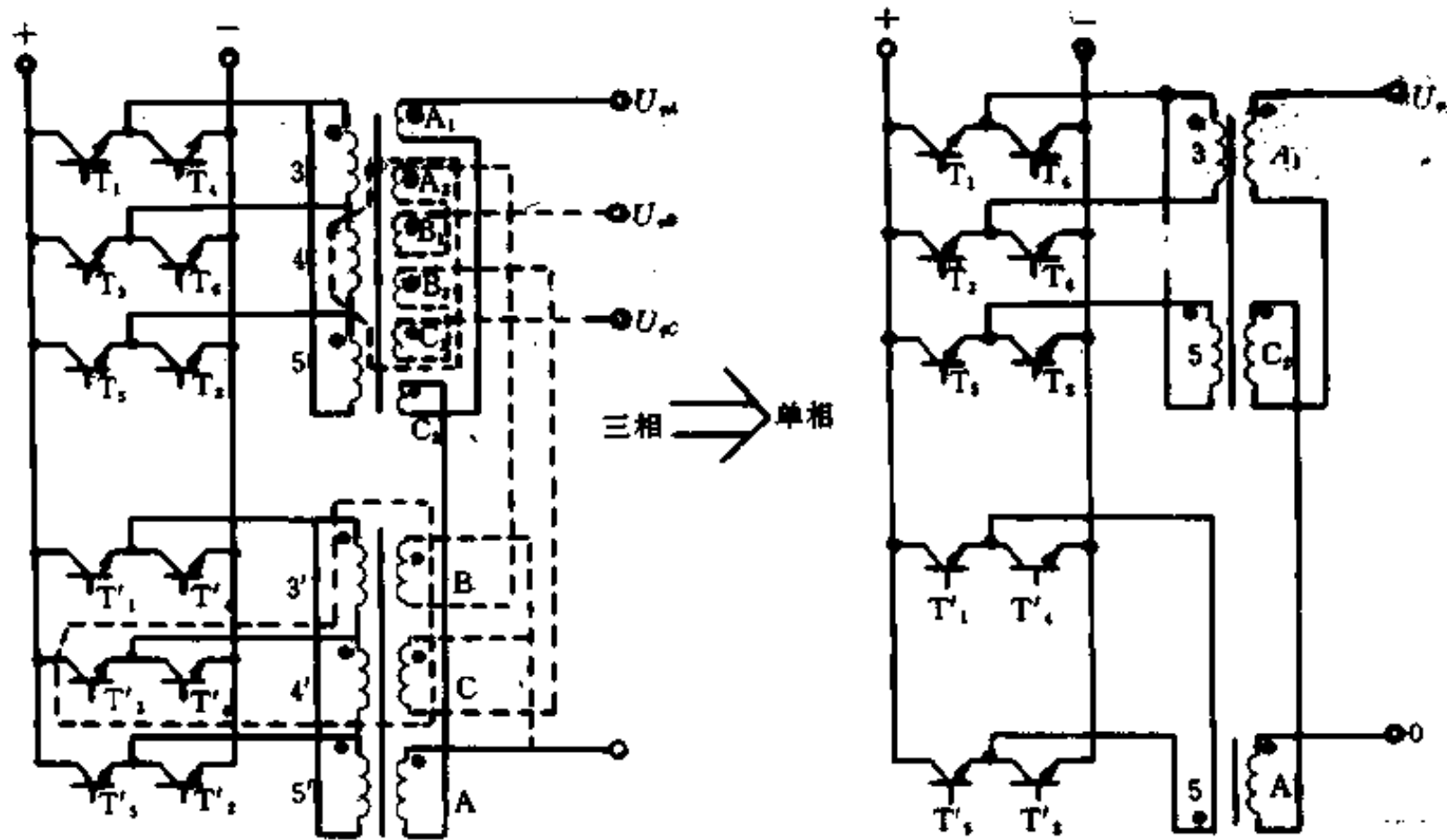


图 9-27 PWM 双桥叠加逆变器原理

图中 T_{1-6} 和 T'_{1-6} 为功率开关器件,每相输出 U_a 均为本相绕组反相叠加本桥前相绕组与另一桥相绕组的电压矢量和,即 $\dot{U}_{aa} = \dot{U}_{A1} - \dot{U}_{C2} - \dot{U}_A$ 。编号“1、2、3”管可看为每相引道主通管,它们分别与先、后序导通管构成回路,相隔 60° 输出双脉冲。参考桥导通管号恰与延迟桥后对管号对应。负半周输出波形倒,要求绕组电流方向倒,即工作功率管倒。这样,我们就可得到图 9-28 的三相电压输出波形:阶梯比为 0.5 : 0.866 : 1。

当把双三相桥电路去掉延迟桥一相全绕组,另二相单绕组,再去掉参考桥二相绕组,一支臂,就成为双桥 PWM 十二阶梯单相逆变器,其输出如图 9-27 的 A 相 (U_{aa})。

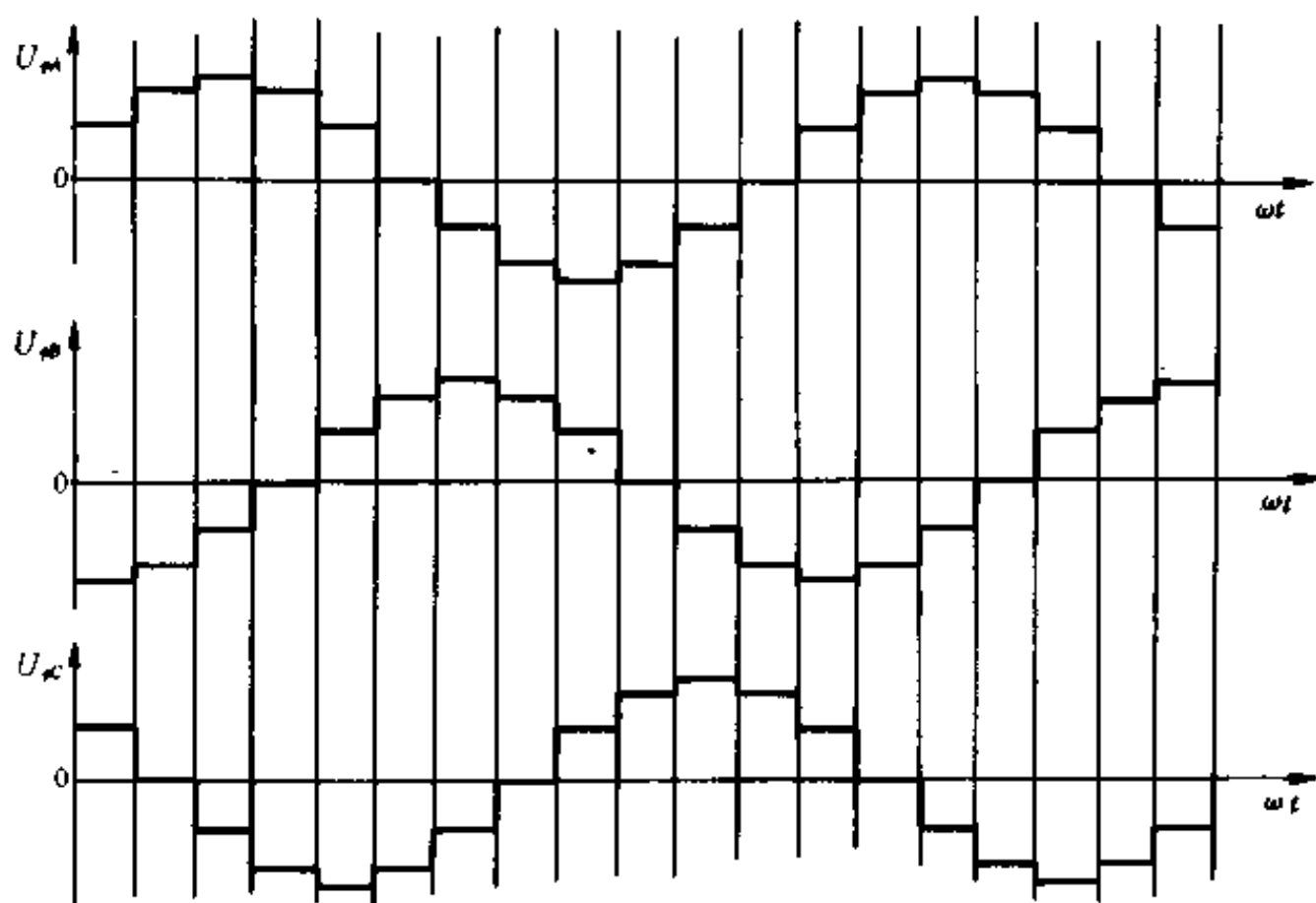


图 9-28 双三相桥叠加的三相逆变器波形图

双桥三相逆变器功率开关管开关次数相同,均三次。负载分配均匀,可取同规格。

双桥单相逆变器负载分布有异,功率管取两种规格。

双桥 PWM 逆变器特点:①既可用于三相,又可用于单相之双系列型谱;②矩形脉冲宽度 30° 左右,开关频率 30Hz ,不仅可用于快速强迫关断器件,也可用一般自关断器件,器件要求低;③输出容量大, 500A 单个器件构成三相逆变器输出容量 100kVA ;④谐波分量小,11 次以下谐波消除,要求滤波器容量小;⑤系统瞬态调节特性好。

§ 5 智能型 MOS 开关电源功率集成电路

智能化功率集成电路是当今国际上正在迅速发展的一个微电子技术和功率电子技术相结合的重要技术领域。微电子技术和功率电子技术的迅速发展为智能型功率集成电路的发展提供了可能性。集成电路的电隔离技术允许在同一芯片上集成功率 DMOS 器件和低压的双极型和 CMOS 电路,并实现智能化。由于 DMOS 器件具有高输入阻抗,电压控制,驱动功率小,多子器件,没有存储效应,开关特性好,速度快,负的温度特性,不易产生热击穿,易于单元并联实现大的电流容量等特点,因此,用双极型和 CMOS 器件作为低压控制,用 DMOS 作为功率器件,在同一芯片上实现兼容,称为“BCD”技术是实现智能化功率集成电路的最好选择。

智能化的功率集成电路往往包含有自诊断、过压、过流、过热、负载短路和开关等一系列控制和保护功能,它已广泛应用于开关电源、马达驱动、工业控制、汽车、照相机、家用电器等领域。由于它体积小,成本低,节能效率高及智能化,为机电一体化开辟了新的途径。

开关电源是 60 年代的新型抗压电源,它具有节能、高效、体积小等特点。在 70 年代一跃成为当代电源的主流,广泛应用于广播、通信和电子仪器设备中。

众所周知,由于双极型的数字与模拟兼容的综合性能较为优越,所以,目前广泛应用的开关集成抗压电路几乎都是双极型器件构成的。但是由于这种电路的工作频率只能在数千赫到 30 千赫之间,转换效率较低,只有 70%左右。随着转换频率和功率的提高,它的缺点就越来越突出。由于功率 MOSFET 与双极功率晶体管相比具有比双极型优越的特点,在开关电源中已得到应用。

目前国外开关电源的转换频率已达到 1MHz,转换功率范围为 50~1500W,转换效率为 80%~95%,电源稳定性好,功能多,保护措施多。与线性电源相比,成本降低。

下面主要讨论工作电压 24~30V,工作频率 100~300kHz,输出功率管具有源漏耐压大于 100V,工作电流大于 1A,低压控制电路包含有振荡、调制、基准电压、内部工作电压以及过流、过热等保护功能的智能 MOS 开关电源功率集成电路。

1. 智能型 MOS 开关电源的组成和原理

智能型 MOS 开关电源功率集成电路由 VDMOS 功率输出管和控制电路组成。控制电路包括电压调制电路、振荡电路、基准电压和提供内部工作电压的电路及过流、过热等保护电路,其组成的功能框图如图 9-29 所示。

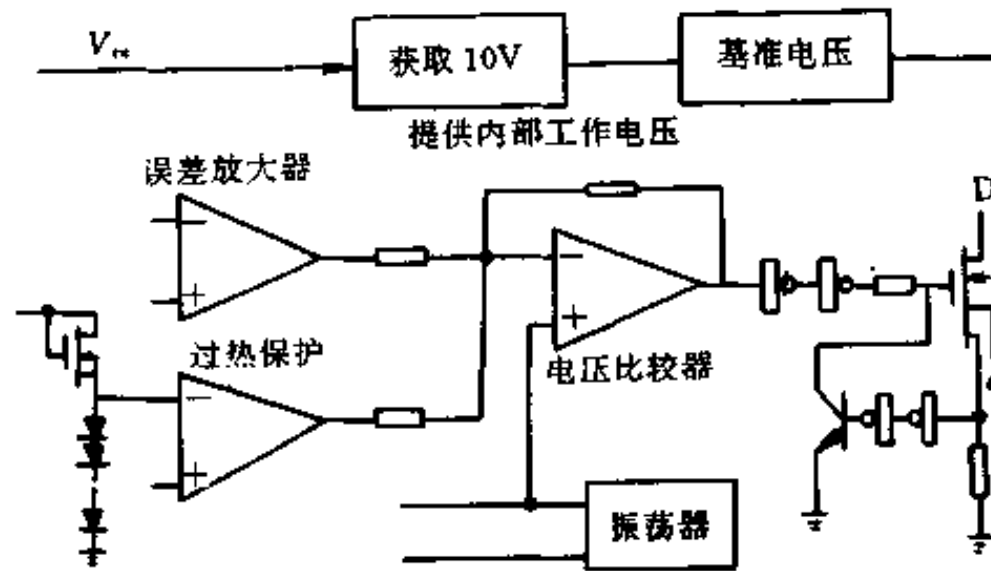


图 9-29 智能型 MOS 开关电源功能集成电路框图

由振荡器产生一定频率的斜坡电压,其频率由振荡器的外部电阻 R 和电容 C 决定,近似为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi CR}$$

将斜坡电压输入到电压比较器的正端。输出电压的反馈信号加到误差放大器的正端,误差放大器输出接到电压比较器的负端。当比较器的 $V_+ > V_-$ 时,比较器输出高电平;而当 $V_+ < V_-$ 时,比较器输出低电平。输入输出波形如图 9-30 所示。这样电压比较器就输出一定频率和一定脉宽的方波。其频率与振荡器斜坡电压频率相同(f_0)。这个电压(方波)通过两级缓冲器整形和增大驱动电流去直接驱动功率 MOS 输出管的栅极。同时比较器的输出脉冲宽度随着误差放大器的输出 V_- 的升高而减小。也就是说,当输出电压增加时,反馈到误差放大器输入端的电压 V_+ 增加,使误差放大器的输出也增加,从而使比较器输出的脉冲宽度减小。从开关电源电路可知,其输出电压 V_o 随着输入脉冲宽度的增加而增加,所以比较器输出脉冲宽度的减小,就引起输出电压的减小,从而使输出电压趋于恒定,这样就起到抗压的作用。甚至当输出电压过高时,会使比较器输出的脉宽变为零,从而使 DMOS

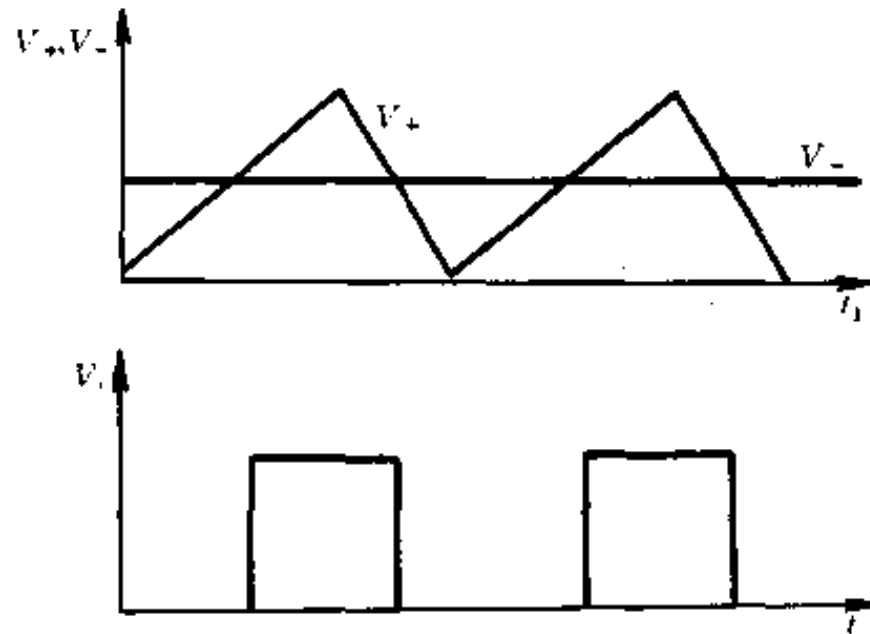


图 9-30 输入输出波形

截止,起到保护作用。

在功率集成电路中,考虑到电路应用环境会发生变化,如电压、电流和温度的变化会产生一系列效应,会使输出级功率管产生过压、过流和过热,甚至造成功率管损坏,电路失效。为保证电路的可靠性,在智能型开关电源中设计有过压、过流和过热的自保护功能。

过电流保护电路如图 9-31 所示。从功率 DMOS 管的源极按比例分别引出两端,一个端作输出用,另一端起分流作用,用作过电流保护。当输出电流超过一定值时,A 点电位升高到倒相器 F_1 的转换电平, F_2 输出高电平,使双极型管 T_1 导通,并处于饱和状态,使 DMOS 的栅极电压低于开启电压,功率 DMOS 管截止,输出电流减小;之后 T_1 截止,DMOS 导通,恢复正常工作状态。

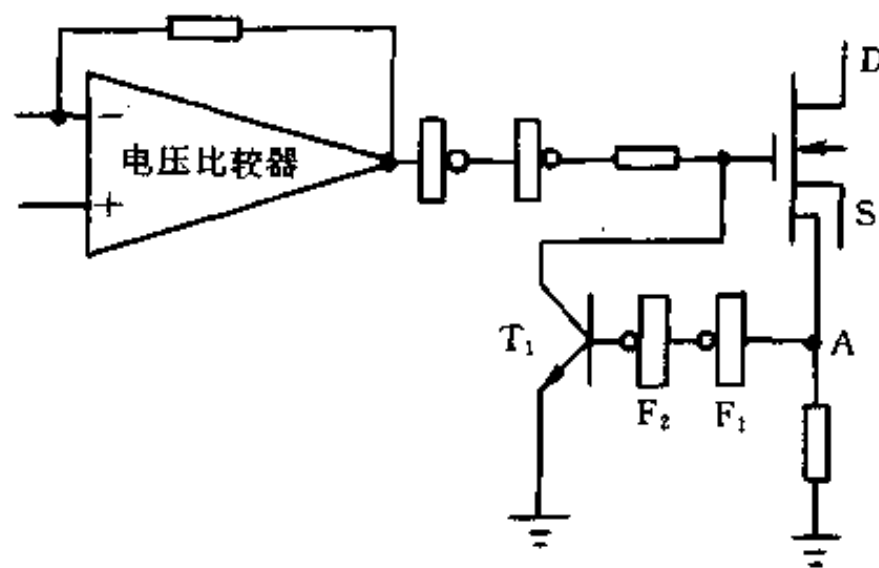


图 9-31 过电流保护电路

过热保护如图 9-32 所示。利用正向 PN 结具有负温度系数的特点,有七个串联二极管接于误差放大器(过热)的 V_- 端,基准电压接于 V_+ 端。当系统的温度正常时, $V_- > V_+$,误差放大器输出为低电平,比较器输入端 $V_- < V_+$,输出高电平,DMOS 管正常。当温度超过一定值时,误差放大器输入端 $V_- < V_+$,输出高电平,比较器输入端 $V_- > V_+$,输出低电平,使 DMOS 截止。只有系统温度恢复正常后,电路才恢复正常工作状态。

低压控制的误差放大器、电压比较器、振荡器、基准电压等电路都由 CMOS 组成。

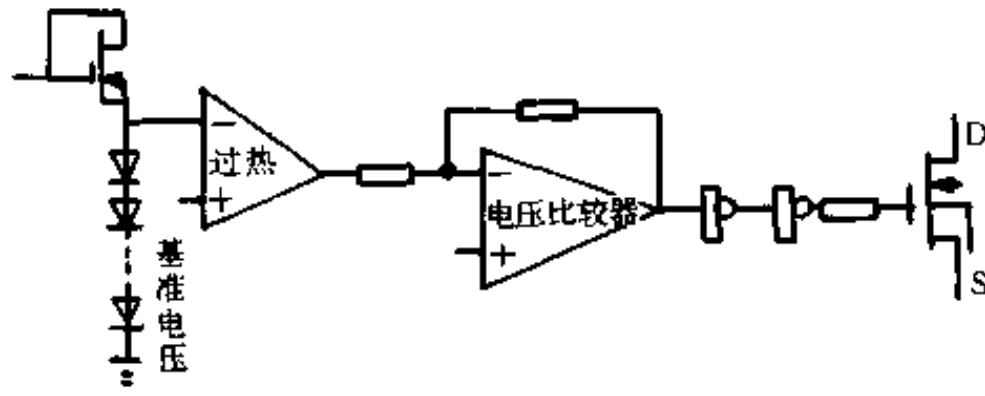


图 9-32 过热保护电路

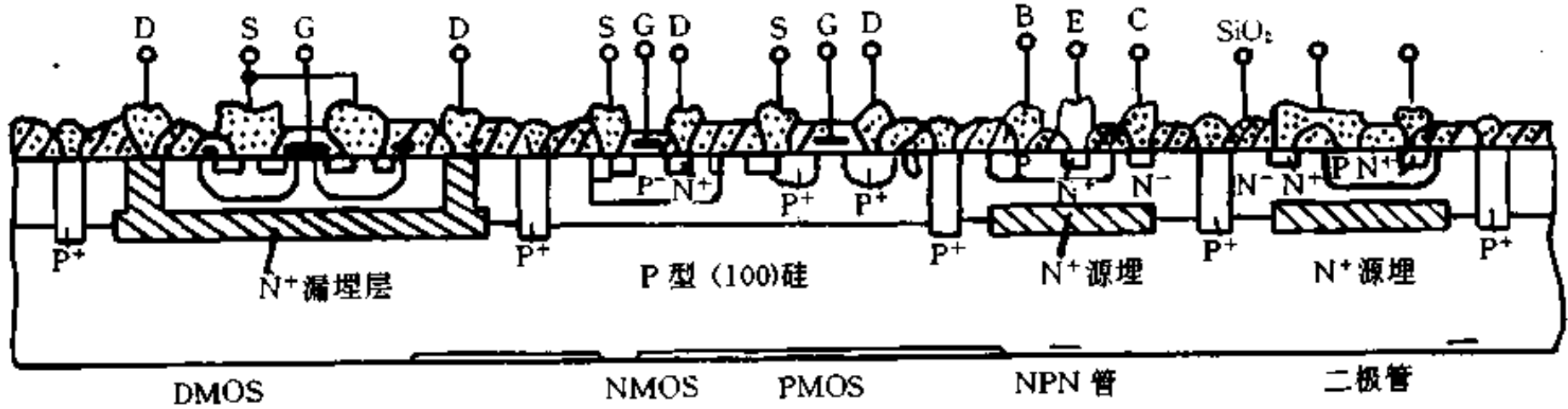


图 9-33 BCD 技术的纵向剖面图

2. 工艺和结果

本电路是一个低电压/高电压、数字/模拟、双极/MOS 兼容的电路,采用双极型,CMOS 和 DMOS 兼容的 BCD 工艺。采用 PN 结隔离技术,以实现高电压/低电压兼容。整个工艺包括双极工艺的漏极隐埋,外延,PN 结隔离,深磷漏扩散表面引出纵及等平面硅栅 CMOS 和 DMOS 工艺过程,其纵向剖面结构如图 9-33 所示。

采用 $10\sim 15\Omega\cdot\text{cm}$ (100)P 型硅衬底,N 型外延层电阻率为 $5\sim 8\Omega\cdot\text{cm}$ 外延层厚度为 $14\sim 17\mu\text{m}$,共有 13 块光刻掩膜版,其中有离子注入 4 次,还设有场注入和 P 沟道管的沟边阈值电压调制。电路最重要的输出级功率 VDMOS 管完全达到设计要求,DMOS 管的开启电压为 $3\sim 4\text{V}$,源漏击穿电压 $BV_{DS}=120\text{V}$ 左右,漏与 PN 结隔离的击穿电压达到 150V ,源漏电流达到 1.5A ,导通阻抗为 $2.5\sim 3\Omega$ 。低电压控制部分的 CMOS 数字电路和远放的性能良好,过流和过热保护功能达到要求。

第十章 高次谐波分量分析及抑制方法

功率电子电路在实现整流、逆变、斩波等功能时,其输出电压、电流往往是周期性变化的非正弦波。如何将周期性的非正弦波用傅里叶级数分解成一系列幅值不同、频率各异、相位有别的正弦量,这对研究功率电子电路是非常有意义的。

§ 1 功率电子电路非正弦周期电流傅氏级数

功率电子电路中存在非线性元件(如二极管、晶体管 and 晶闸管等),加入正弦电压后,必定产生非正弦周期电流。如图 10-1(a)的二极管整流电路,虽然电源是正弦电压 $e = E_m \sin \omega t$ [图 10-1(b)],但经过二极管 D 半波整流后,对负载而言,得到的却是非正弦周期电压 u ,见图 10-1(c),流过负载 R_L 的电流 i 的波形则与 u 的波形相似。可见:正弦周期电流与非正弦周期电流彼此之间存在着内在的联系,解决它们之间的问题,可以采用合成与分解的方法。

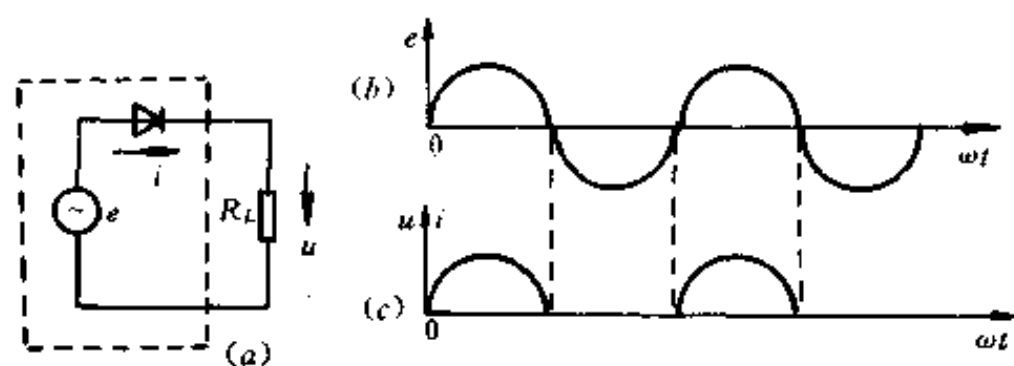
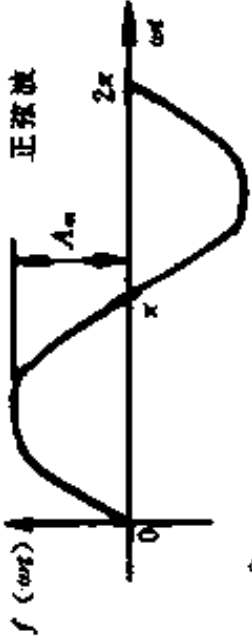
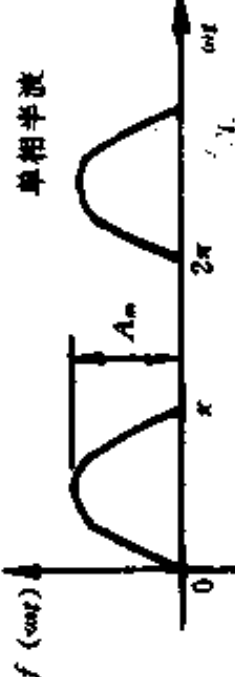
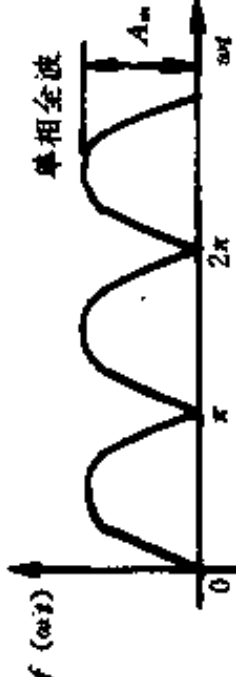
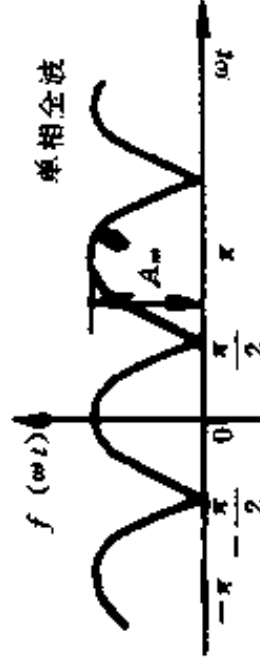


图 10-1 二极管整流电路及波形

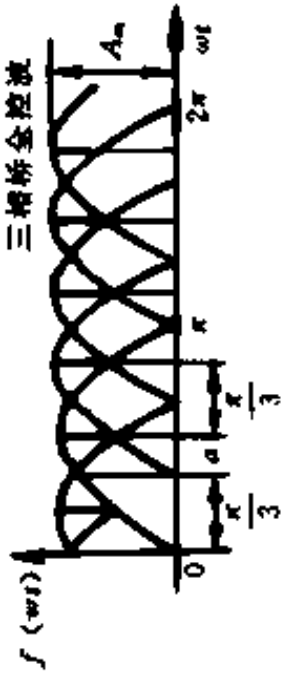
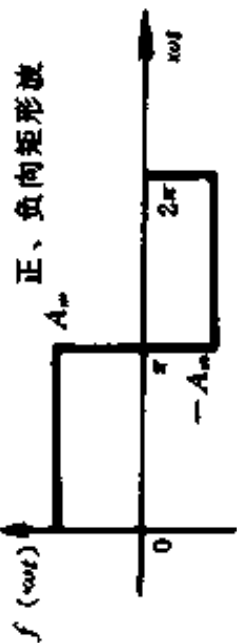
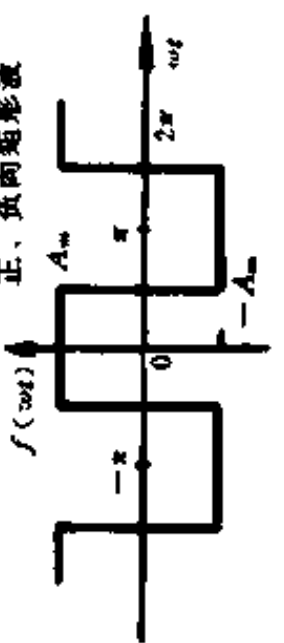
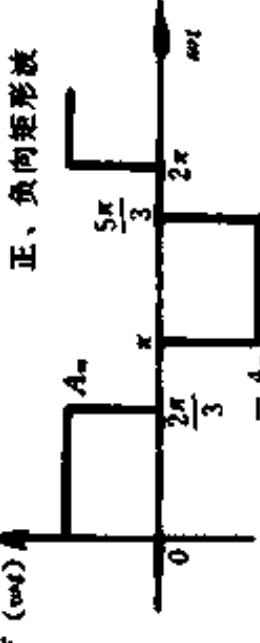
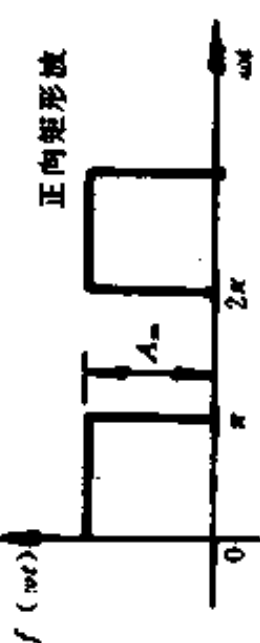
将非正弦周期量分解成若干个不同频率的正弦量,在数学上已有处理的方法。这就是——一切满足狄里赫条件(给定的周期量在有限的区间内有有限个第一类间断点和有限个极大值和有限个极小值)的周期量(通常功率电子电路中产生的非正弦周期量皆能满足这个条件),都可以展开成傅里叶级数。功率电子电路中常见波形的傅里叶级数表达式如表 10-1 所列。

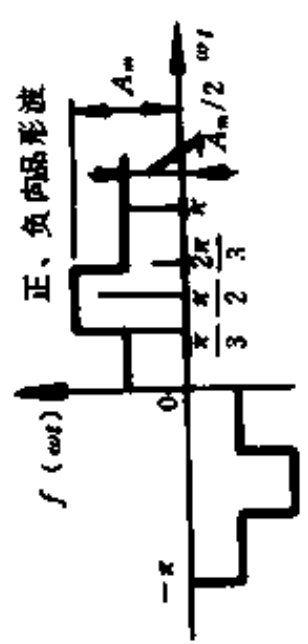
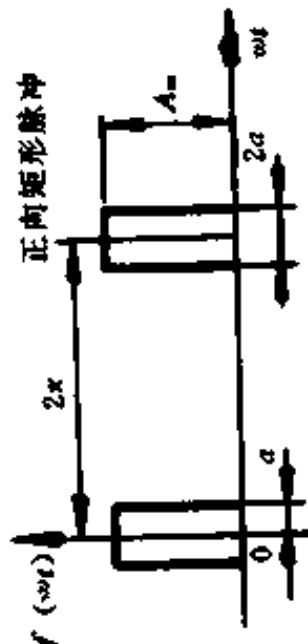
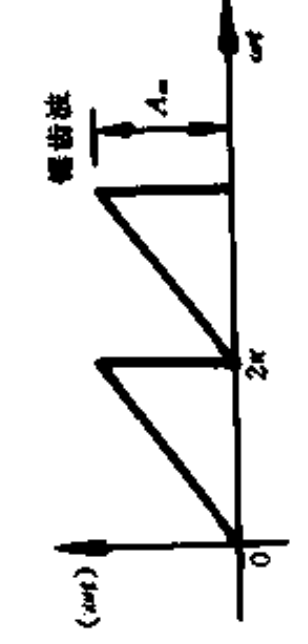
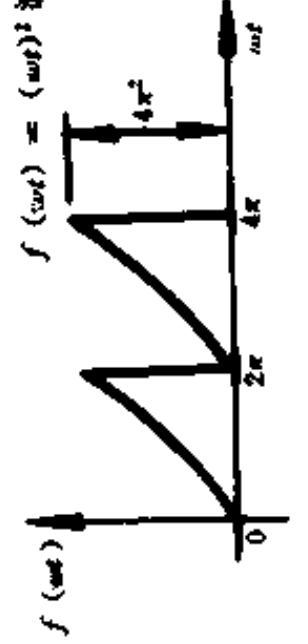
表 10-1 常见波形的傅里叶级数展开式

序号	$f(\omega t)$ 的波形图	$f(\omega t)$ 分解为傅里叶级数
1	<p style="text-align: center;">正弦波</p> 	$f(\omega t) = A_m \sin \omega t$
2	<p style="text-align: center;">单相半波</p> 	$f(\omega t) = \frac{2A_m}{\pi} \left(\frac{1}{2} + \frac{\pi}{4} \sin \omega t - \frac{1}{3} \cos 2\omega t - \frac{1}{15} \cos 4\omega t - \frac{1}{35} \cos 6\omega t - \dots \right)$
3	<p style="text-align: center;">单相全波</p> 	$f(\omega t) = \frac{4A_m}{\pi} \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{3} \cos 2\omega t - \frac{1}{15} \cos 4\omega t - \frac{1}{35} \cos 6\omega t - \dots \right)$
4	<p style="text-align: center;">单相全波</p> 	$f(\omega t) = \frac{4A_m}{\pi} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{3} \cos 2\omega t - \frac{1}{15} \cos 4\omega t + \frac{1}{35} \cos 6\omega t - \dots \right)$

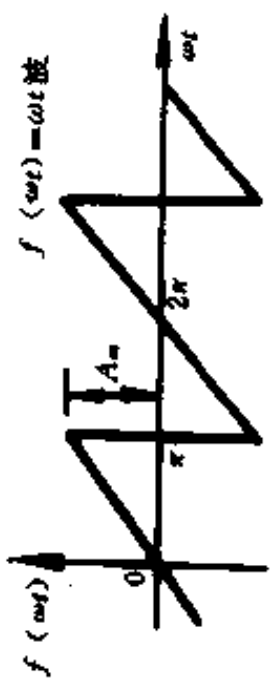
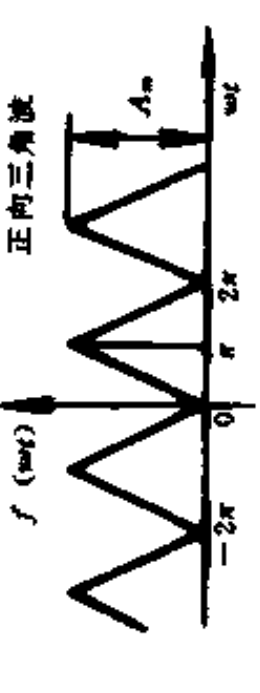
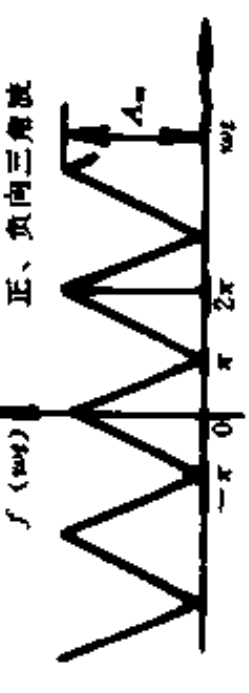
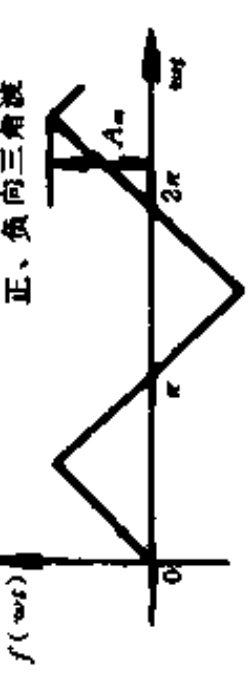
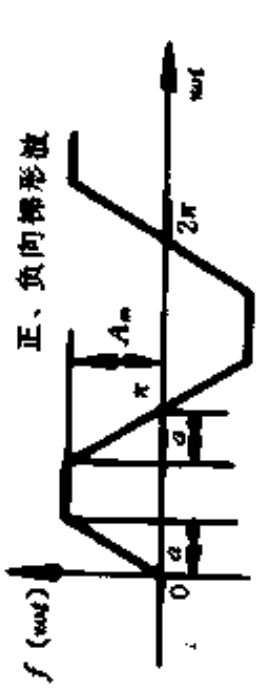
5	<p>三相半波</p>	$f(\omega t) = \frac{3\sqrt{3}A_m}{\pi} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{8}\cos 3\omega t - \frac{1}{35}\cos 6\omega t + \frac{1}{80}\cos 9\omega t - \dots \right)$
6	<p>三相全波</p>	$f(\omega t) = \frac{6A_m}{\pi} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{35}\cos 6\omega t - \frac{1}{143}\cos 12\omega t + \frac{1}{323}\cos 18\omega t - \dots \right)$
7	<p>单相可控半波</p>	$f(\omega t) = \frac{A_m}{\pi} \left\{ \frac{1}{2}(1 + \cos \alpha) + \frac{1}{2}(\pi - \alpha + \frac{1}{2}\sin 2\alpha) \sin \omega t \right. \\ \left. + \sum_{k=2}^{\infty} \frac{1}{1-k^2} (\cos \alpha \sin k\alpha - k \sin \alpha \cos k\alpha) \sin k\omega t + \frac{1}{4}(\cos 2\alpha - 1) \cos \omega t \right. \\ \left. + \sum_{k=2}^{\infty} \frac{1}{1-k^2} [(-1)^k + \cos \alpha \cos k\alpha + k \sin \alpha \sin k\alpha] \cos k\omega t \right\}$
8	<p>单相可控全波</p>	$f(\omega t) = \frac{2A_m}{\pi} \left\{ \cos \alpha + \sum_{k=2,4,6,\dots}^{\infty} \left[\frac{1}{k+1} \sin(k+1)\alpha - \frac{1}{k-1} \sin(k-1)\alpha \right] \sin k\omega t \right. \\ \left. + \sum_{k=2,4,6,\dots}^{\infty} \left[\frac{1}{k+1} \cos(k+1)\alpha - \frac{1}{k-1} \cos(k-1)\alpha \right] \cos k\omega t \right\}$

(续)

序号	f(ωt) 的波形图	f(ωt) 分解为傅里叶级数
9		$f(\omega t) = \frac{3A_m}{\pi} \left\{ 1 + \sum_{k=6,12,18,\dots}^{\infty} \left[\frac{1}{k+1} \cos(k+1)\alpha - \frac{1}{k-1} \cos(k-1)\alpha \right] \cos k\omega t \right. \\ \left. + \sum_{k=6,12,18,\dots}^{\infty} \left[\frac{1}{k+1} \sin(k+1)\alpha - \frac{1}{k-1} \sin(k-1)\alpha \right] \sin k\omega t \right\}$
10		$f(\omega t) = \frac{4A_m}{\pi} \left(\sin\omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right)$
11		$f(\omega t) = \frac{4A_m}{\pi} \left(\cos\omega t - \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t + \dots \right)$
12		$f(\omega t) = \frac{2\sqrt{3}A_m}{\pi} \left(\sin\omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \dots \right)$
13		$f(\omega t) = \frac{2A_m}{\pi} \left(\frac{\pi}{4} + \sin\omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right)$

14	<p>正、负内陷形波</p> 	$f(\omega t) = \frac{3A_m}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{5} \sin 5 \omega t + \frac{1}{7} \sin 7 \omega t + \dots \right)$
15	<p>正向矩形脉冲</p> 	$f(\omega t) = A_m \left[\frac{a}{\pi} + \frac{2}{\pi} \left(\sin \omega \cos \omega t + \frac{1}{2} \sin 2 \omega \cos 2 \omega t + \frac{1}{3} \sin 3 \omega \cos 3 \omega t + \dots \right) \right]$
16	<p>锯齿波</p> 	$f(\omega t) = A_m \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{2} \sin 2 \omega t + \frac{1}{3} \sin 3 \omega t + \dots \right) \right]$
17	<p>$f(\omega t) = (\omega t)^2$ 波</p> 	$f(\omega t) = \frac{4\pi^2}{3} + \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{4}{k^2} \cos k \omega t - \frac{4\pi}{k} \sin k \omega t \right)$

(续)

序号	$f(\omega t)$ 的波形图	$f(\omega t)$ 分解为傅里叶级数
18	 <p style="text-align: center;">$f(\omega t) = \omega t$ 波</p>	$f(\omega t) = \frac{2A_m}{\pi} \left(\sin \omega t - \frac{1}{2} \sin 2\omega t + \frac{1}{9} \sin 3\omega t - \dots \right)$
19	 <p style="text-align: center;">正向三角波</p>	$f(\omega t) = \frac{A_m}{2} - \frac{4A_m}{\pi^2} \left(\cos \omega t + \frac{1}{9} \cos 3\omega t + \frac{1}{25} \cos 5\omega t + \dots \right)$
20	 <p style="text-align: center;">正、负向三角波</p>	$f(\omega t) = \frac{A_m}{2} + \frac{4A_m}{\pi^2} \left(\cos \omega t + \frac{1}{9} \cos 3\omega t + \frac{1}{25} \cos 5\omega t + \dots \right)$
21	 <p style="text-align: center;">正、负向三角波</p>	$f(\omega t) = \frac{8A_m}{\pi^2} \left(\sin \omega t - \frac{1}{9} \sin 3\omega t + \frac{1}{25} \sin 5\omega t - \dots \right)$
22	 <p style="text-align: center;">正、负向梯形波</p>	$f(\omega t) = \frac{4A_m}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{9} \sin 3\omega t + \frac{1}{25} \sin 5\omega t + \dots \right)$

§ 2 变流器高次谐波的危害性

1. 高次谐波的危害性

功率半导体变流器的应用逐年增长,许多用户发现,功率半导体变流器传动系统比其他常规传动系统的效率更高、速度控制性能更好、维护时间少。这促进了这一系统在交、直流传动中的广泛应用,而电机的功率范围也由小发展到大。但是变流器中的功率半导体器件工作在开关状态,是非线性特性,在供电系统中会引入谐波,使电压发生畸变。

当今,在工业系统中,功率电子器件得到广泛使用,因此对工业电力系统中谐波问题的研究,几乎同对短路、过电流的研究一样是极为重要的。在电力系统中出现大的振荡电流和高的谐波电压会造成设备的绝缘破坏,熔断器的熔丝烧断和过量保护设备动作。严重时,甚至会影响正常供电。

理论上,一个12脉动变流器是不产生5、7、17次和19次谐波的。但是,由于不平衡,将产生一些谐波——大约为等效6脉动变流器的10%~15%。这些不平衡的发生,可能是由于三相系统的线间电压或阻抗的变化,Y接法或 Δ 接法变压器绕组变比的差异或在变流器多脉冲回路间触发脉冲角的不对称和变流器关断时间的不同所造成的。

我国某钢铁公司引进的大型轧钢机(晶闸管直流传动系统)就因触脉冲不对称,产生高次谐波电流,引起供电线上(10.5kV)出现电压振荡,致使精轧机跳闸夹钢,钢坯报废等事故。由于晶闸管控制角度的不一致,在电力系统中不仅引起有5、7、11、13等奇次谐波电流存在,而且还有大量的偶次谐波、三倍频率的谐波、甚至有直流分量存在。偶次谐波电流的幅值与控制角偏差 $\Delta\alpha$ 有关。电网的振荡使工厂内日光灯明显闪动,电压畸变导致继电保护装置动作,使轧钢机不能正常工作,造成巨大的经济损失。

2. 谐波发生器

图10-2至图10-11表示在工业部门所采用的大部分交、直流电动机控制装置三相静止式变流器电路图。这些装置工作时都会产生一定的谐波,表10-2和图10-12说明注入到电力系统中每一种装置谐波电流的近似实际值。

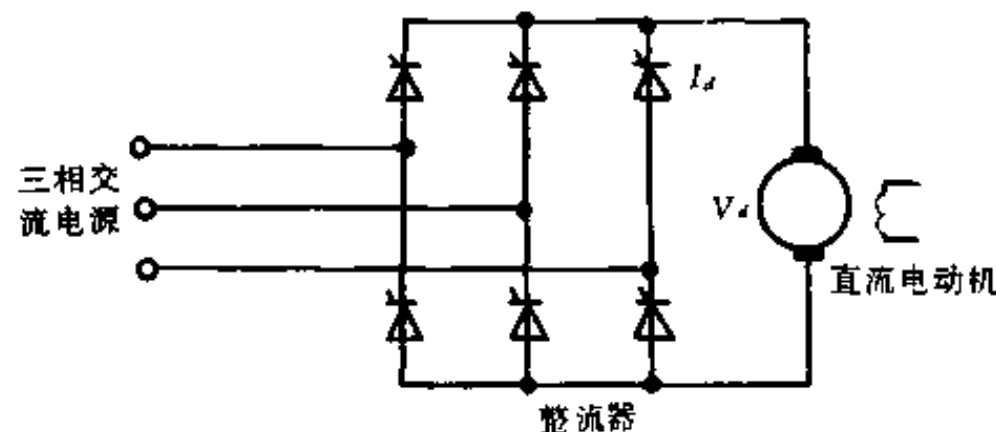


图 10-2 晶闸管变流器

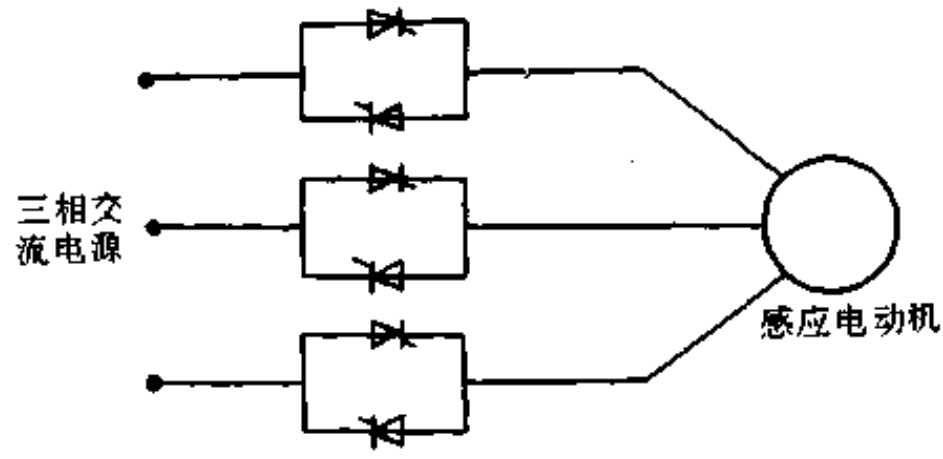


图 10-3 可控交流电源的感应电动机速度控制

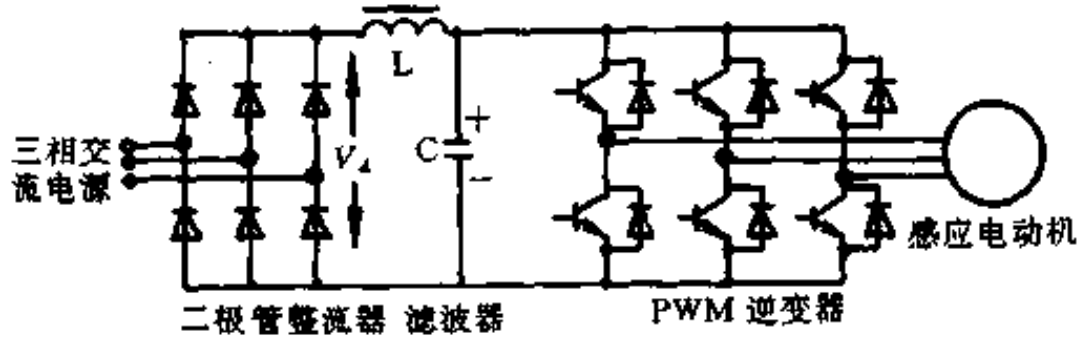


图 10-4 调频调压感应电动机传动

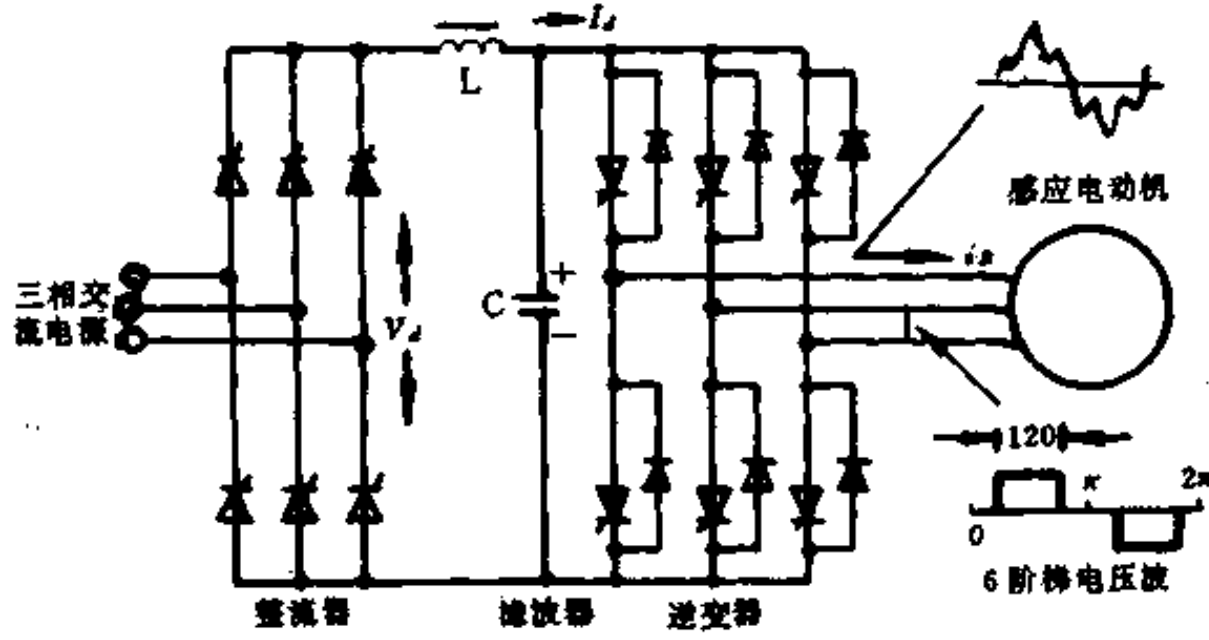


图 10-5 调频调压方波感应电动机传动

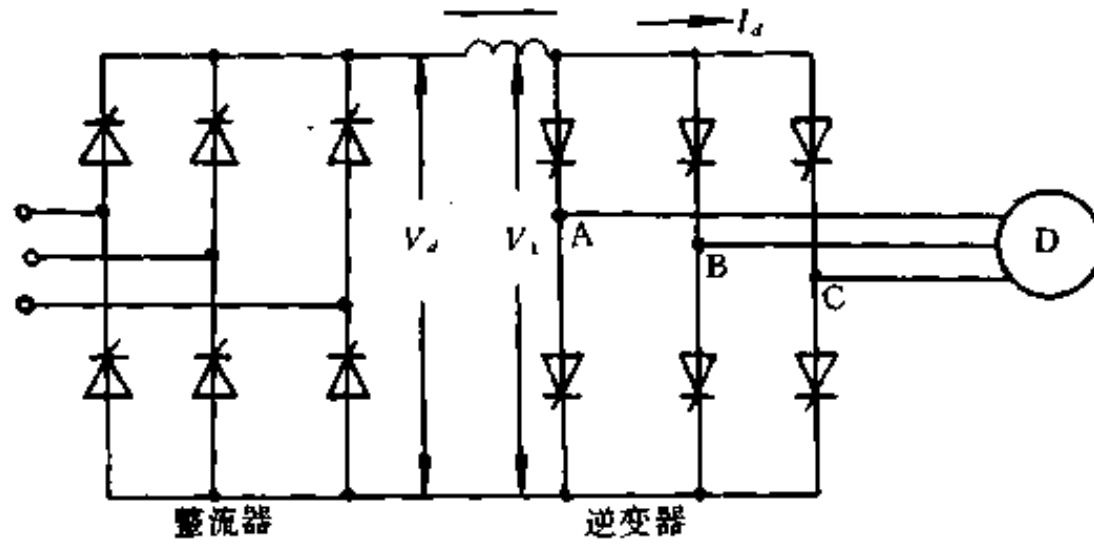


图 10-6 可控电流逆变器

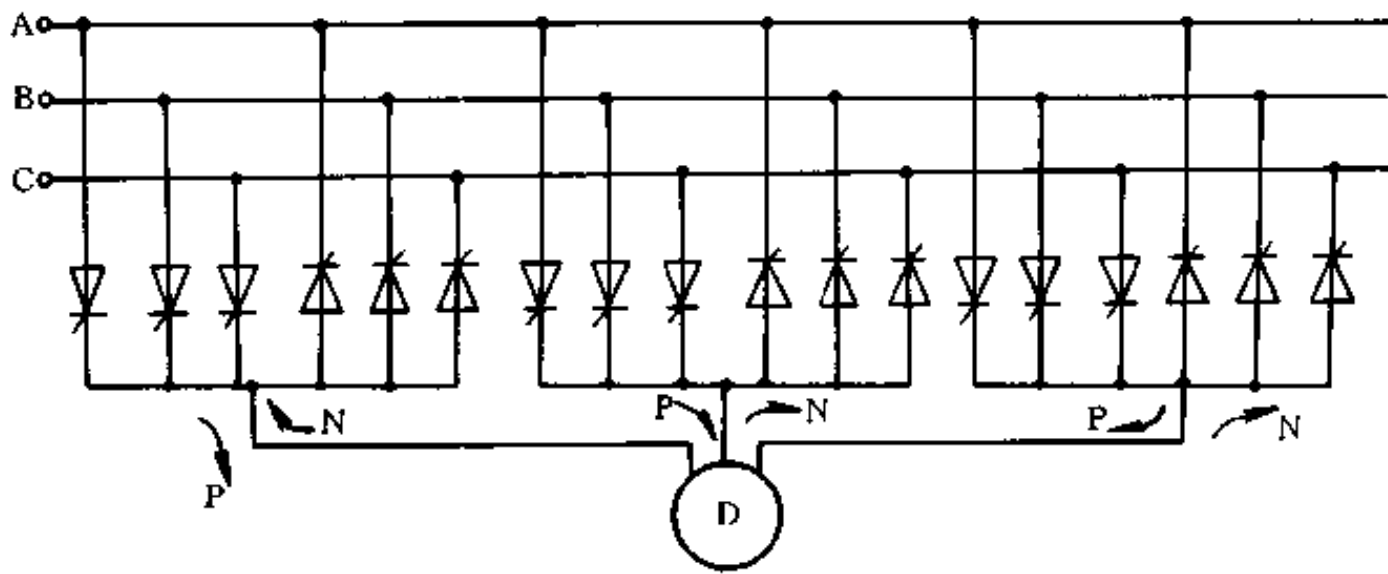


图 10-7 三相三脉动交-交变频器传动

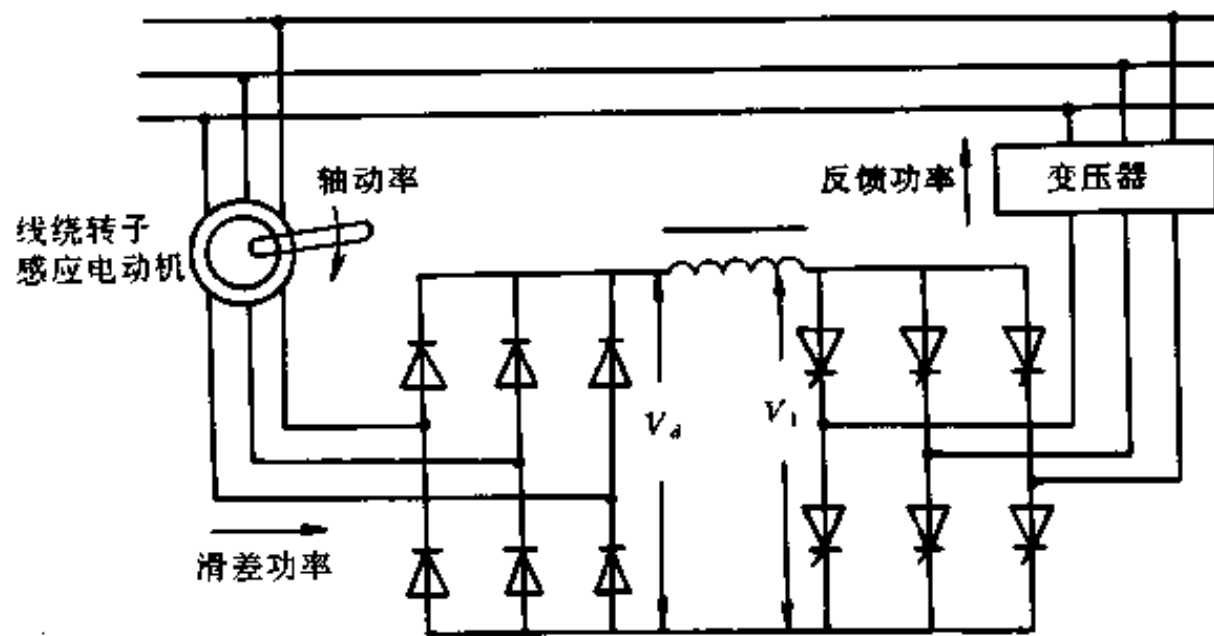


图 10-8 静止式机械串级传动系统

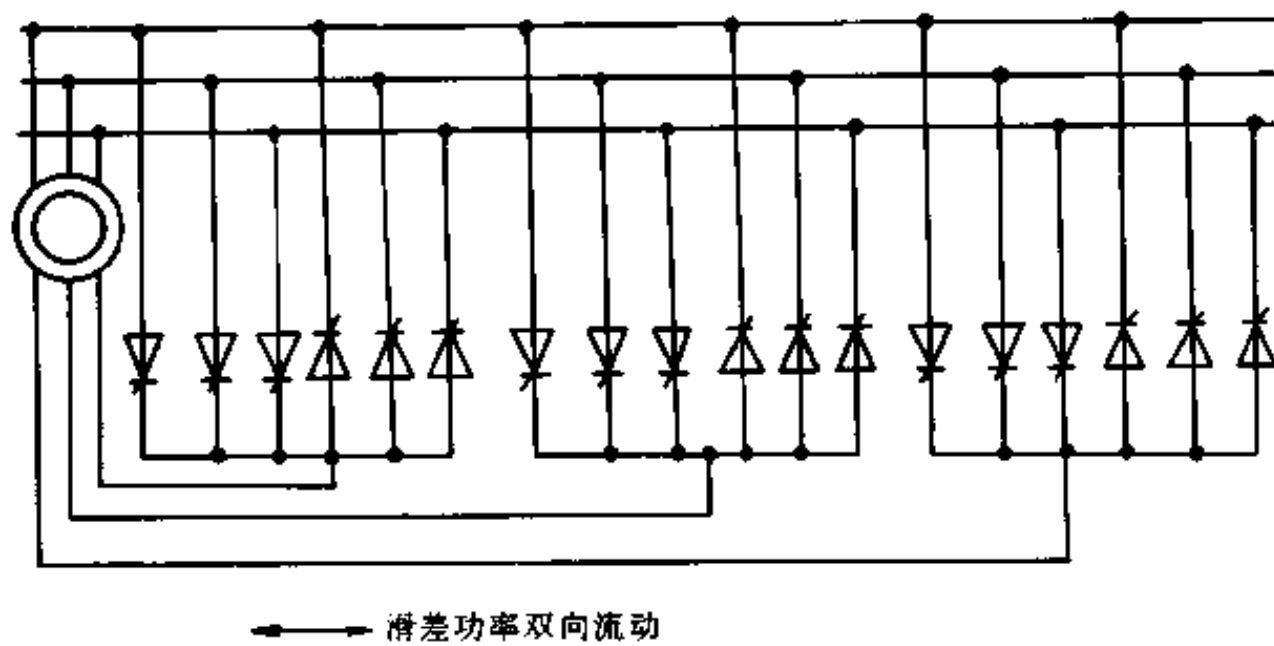


图 10-9 静止式电气串联串级传动系统

17 R

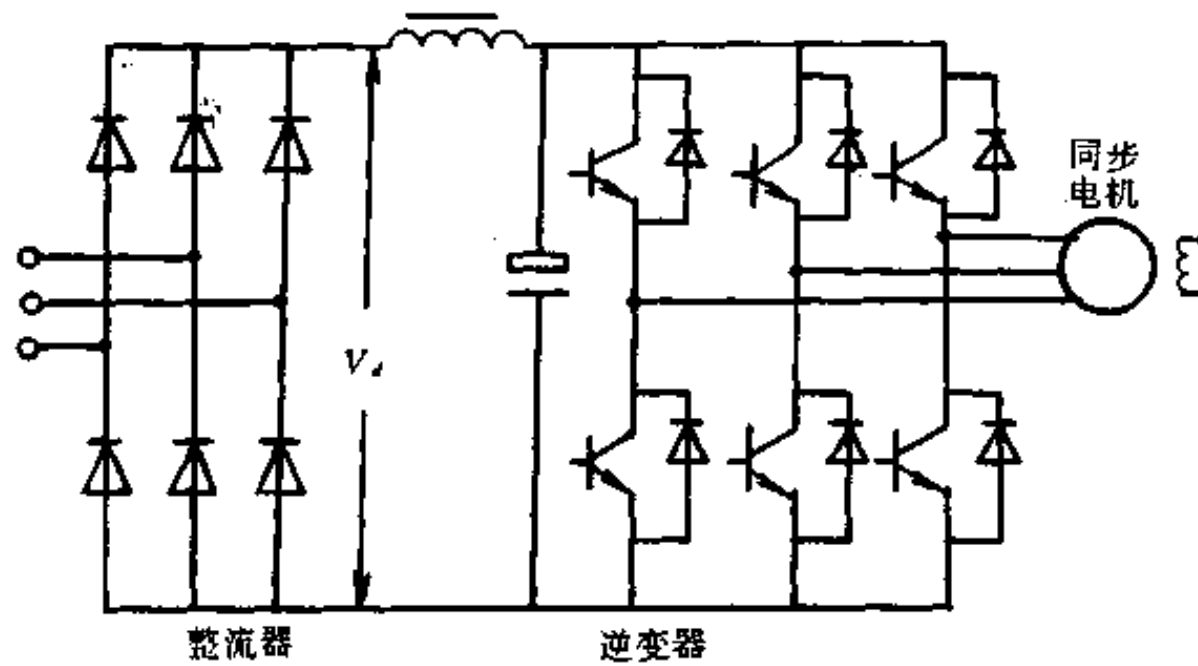


图 10-10 电压源同步电机传动

表 10-2 出现在各类静止式变换器传动在输入电流中
典型谐波电流的基波倍数

		对应图号(传动型式)						
		2	3	4, 5, 6	7	8	9	10, 11
谐波								
1		1	1	1	1	1	1	1
5		0.175	①	0.175	②	③	②	0.175
7		0.110	①	0.110	②	③	②	0.110
11		0.045	①	0.045	②	③	②	0.045
13		0.029	①	0.029	②	③	②	0.029

①谐波随转速按图 10-13 变化。

②线路谐波频率取决于转速, 气隙谐波的存在取决于转子频率。

负载和线路谐波的和及差:

$$f_H = f_1(6K \pm 1) \pm 6\pi f_0$$

式中 K —整数, 1, 2, ...;

π —整数, 0, 1, 2, ...;

f_1 —线路频率;

f_0 —负载频率。

③通过气隙感生的转子电流是转子频率的谐波, 其值依转子电流而定:

$$f_H = f_r(Kq \pm 1) + f_r(6K \pm 1)$$

式中 f_r —转子频率;

q —脉动数。

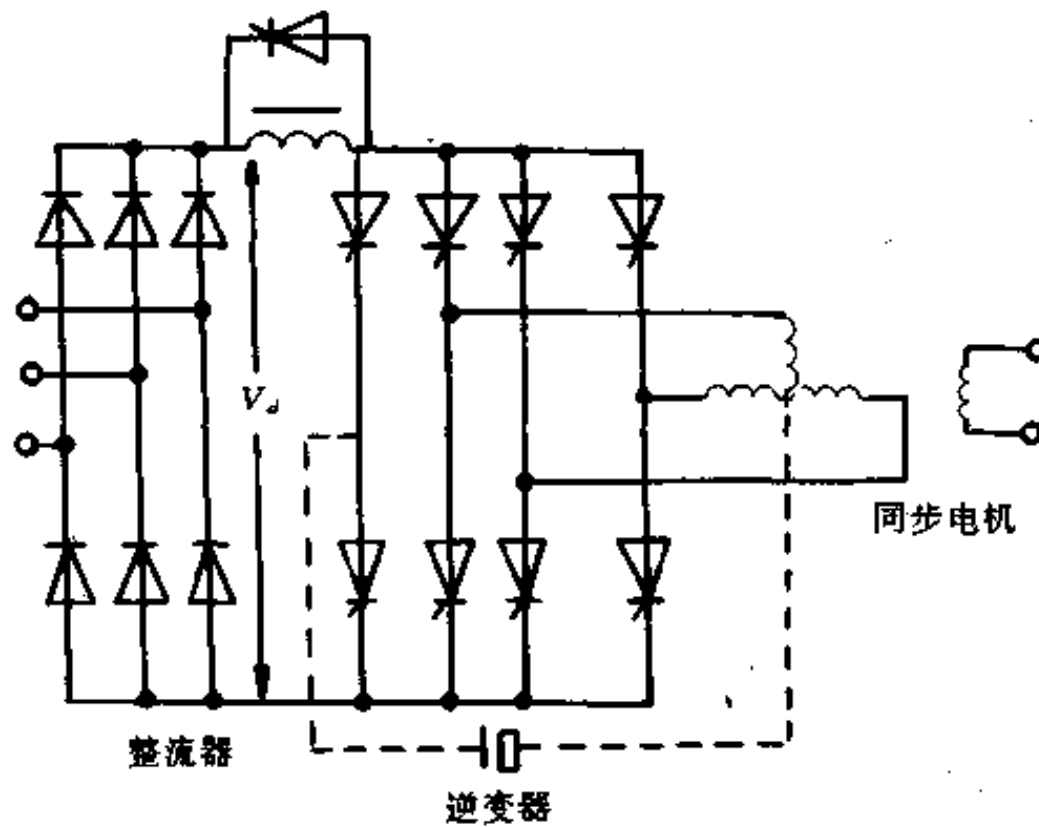


图 10-11 电流源同步电机传动

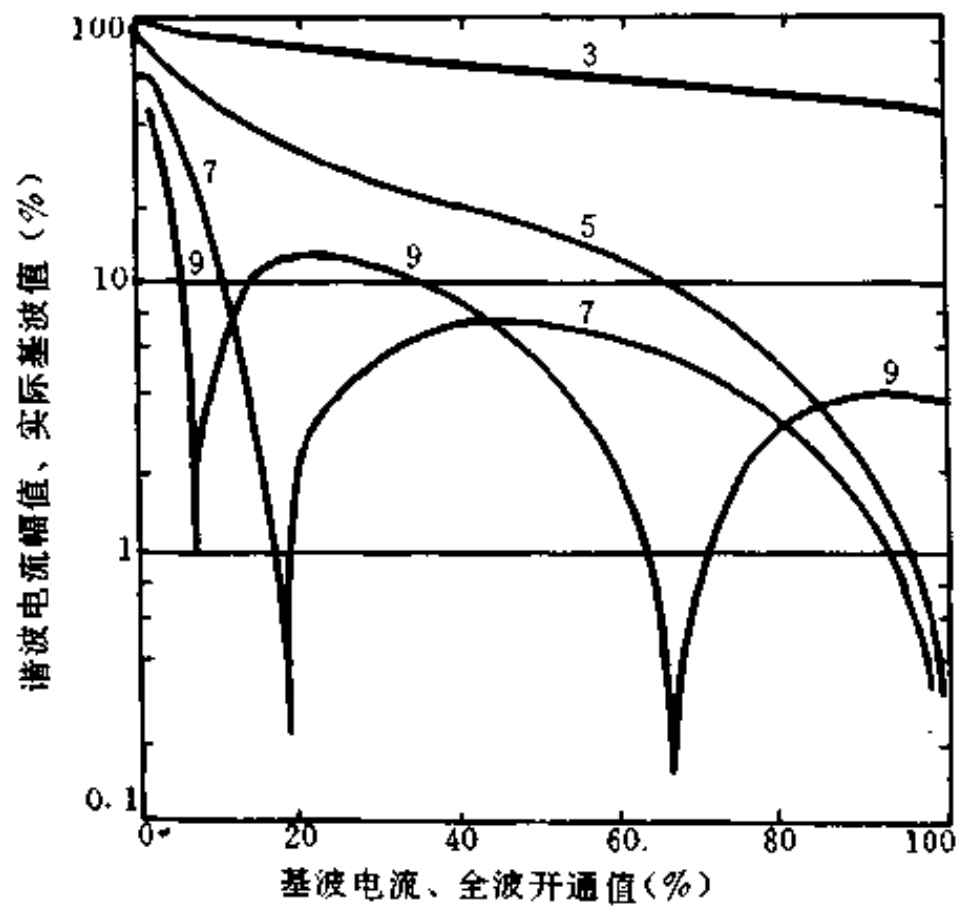


图 10-12 对实际基波值百分数的电流谐波分量
(曲线的数字是谐波次数。注意:在线电流中无 3 的倍数次谐波)

3. 对潜在谐波问题的推断

对于由功率半导体器组成的传动装置而又不带滤波器的系统,当其总额定功率(MW)大于系统有效短路容量(MVA)的 5%时,会出现严重的系统电压畸变。换言之,若短路比小于 20 时,则系统的谐波很严重:

$$\text{短路比} = \frac{\text{系统有效短路容量(MVA)}}{\text{总的变流器额定功率(MW)}}$$

图 10-12 画出短路比为 20 的系统有效短路容量与总的变流器额定功率(MW)特性。该曲线也是系统短路容量(MVA)与总的电容器无功容量(MVar)关系的谐振线。此曲线表

明,一个具有 15MW 变流器,300MVA 系统和校正功率因数电容器总的无功容量为 12MVar 时,将会发生谐波问题。大量的 5 次谐波电流将进入系统,而电容与电源在 5 次谐波时将发生谐振:

$$\text{谐振频率(谐波)标么值} = \sqrt{\frac{\text{短路容量(MVA)}}{\text{电容器无功容量(MVar)}}}$$

图 10-13 示出,具有 300MVA 有效短路容量和 12MVar 的电容器谐振谐波的关系:

$$\text{谐振谐波} = \sqrt{\frac{300}{12}} = 5$$

短路比 20 时,系统有效短路容量与变流器 MW、电容器 MVar 的关系表明,对 5、7、11、13 次谐波,系统与电容器谐振。

4. 控制谐波措施

对具有单台大型传动装置的系统,可指定用 12 或 24 脉冲变流器。这对 4000 马力或以上的传动装置是经济和切实可行的。

在带分布式改善功率因数电容器的系统中,对不利的谐波可采用适当的滤波器。下面是采用滤波器系统的实例。

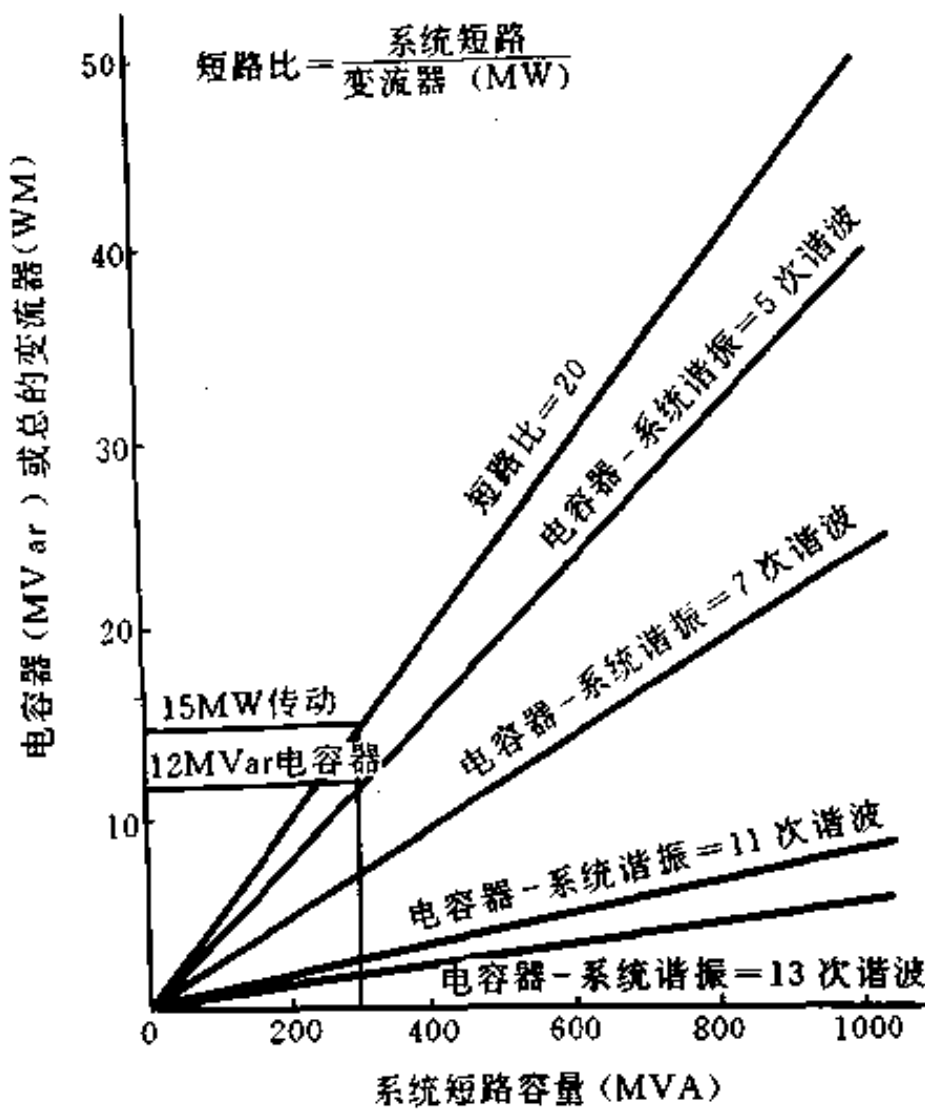


图 10-13 300MVA 有效短路容量和 12MVar 的电容器谐振谐波关系

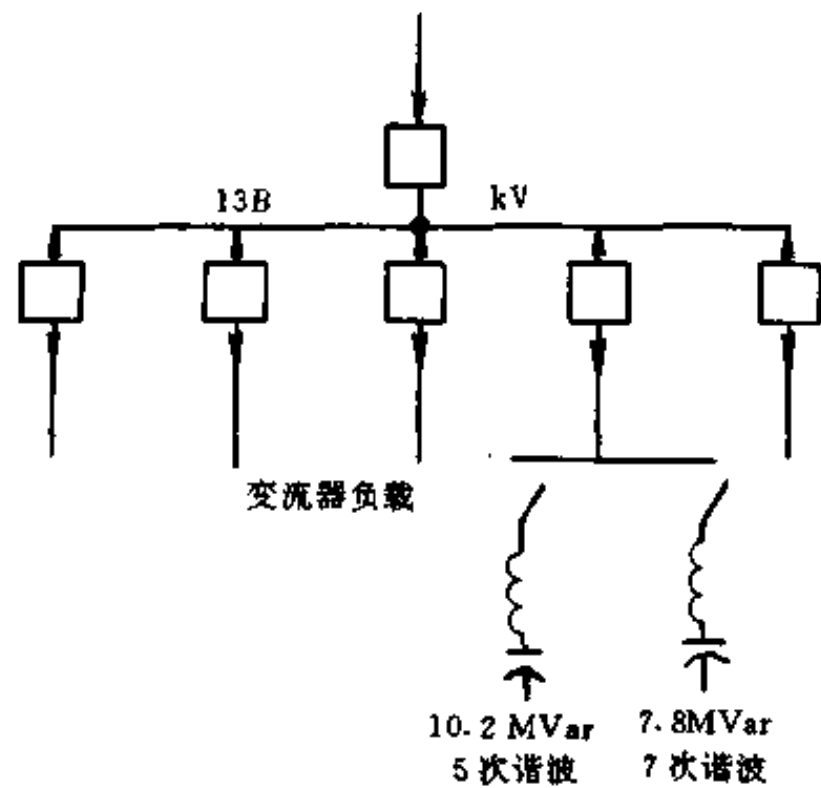
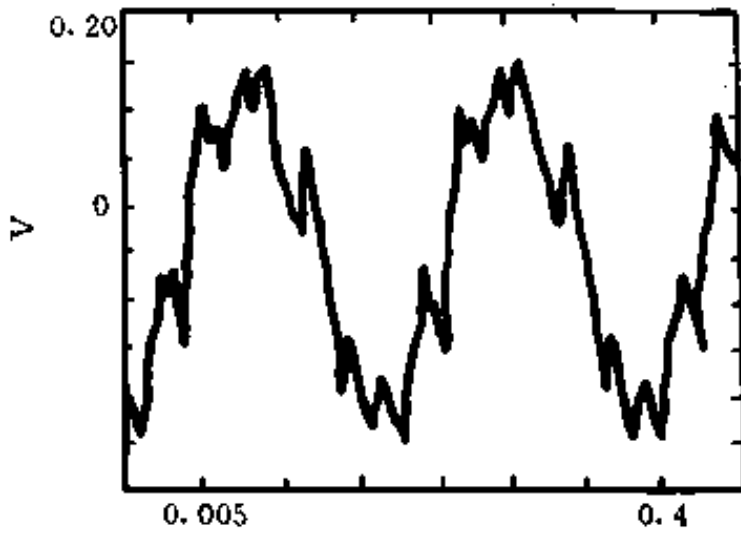


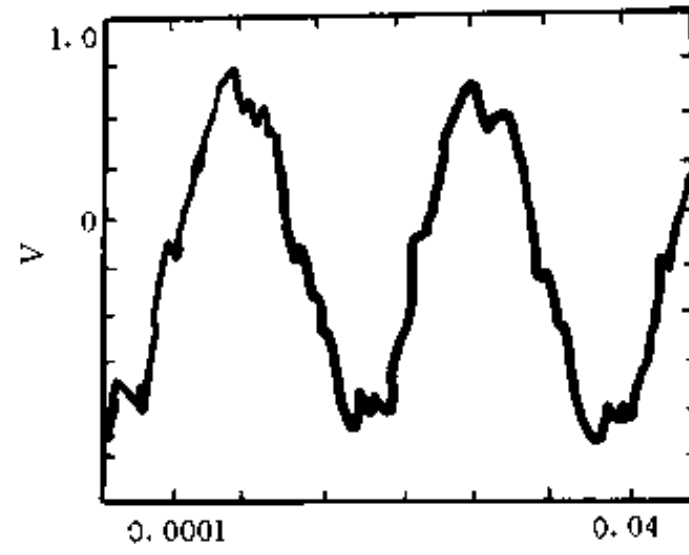
图 10-14 在加入滤波器前有谐波问题的已简化系统单线图

图 10-14 是在原有改善功率因数电容器组中串入电抗器构成 5 次和 7 次谐波滤波器的系统单线图。图 10-15 和图 10-16 表明在加滤波器之前和之后,在电容器组的电流波形和谐波含量。调谐电容器能减小振荡电流。图 10-17 和图 10-18 表示母线电压的改善波形。

图 10-15 滤波前 B_1 母线电容器电流

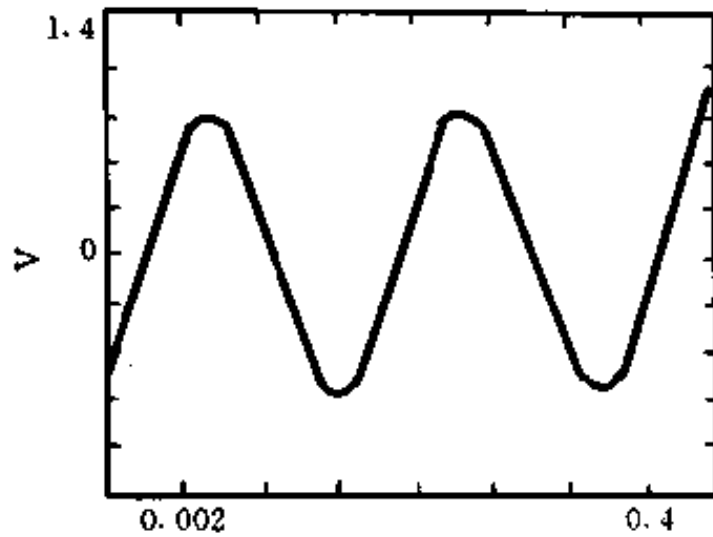
主要谐波对基波的百分数:

5次=24.20	19次=3.18
7次=24.19	23次=3.02
11次=5.87	25次=1.93
13次=1.82	29次=1.63
17次=4.64	31次=0.85

图 10-16 滤波后 B_1 母线电容器电流

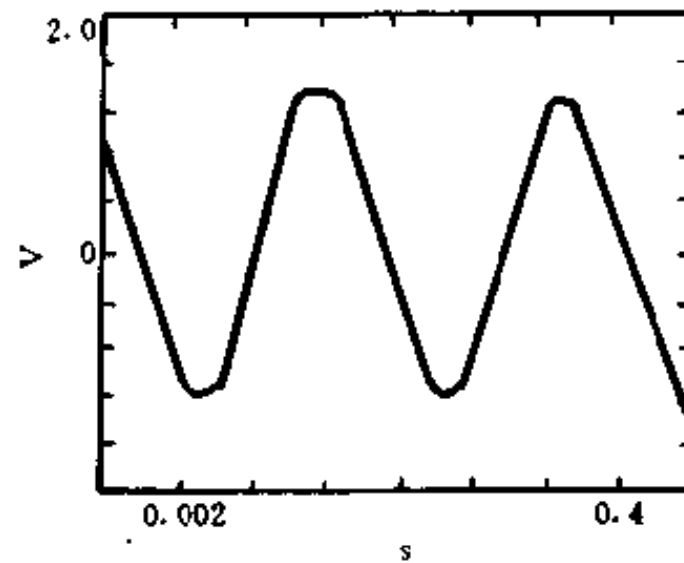
主要谐波对基波的百分数:

5次=11.96	19次=0.66
7次=3.00	23次=0.79
11次=4.31	25次=0.42
13次=2.58	29次=0.34
17次=1.22	31次=0.23

图 10-17 滤波前 B_1 母线电压

主要谐波对基波的百分数:

5次=2.53	17次=0.19
7次=1.53	23次=0.08
11次=0.31	25次=...
13次=0.41	

图 10-18 滤波后 B_1 母线电压

主要谐波对基波的百分数:

3次=0.67	13次=0.50
5次=0.40	17次=0.28
7次=...	19次=0.20
11次=0.80	23次=0.20

5. 高次谐波电压、电流的允许值

对电力系统中的高次谐波电压及流入系统的高次谐波电流允许值,世界上许多国家都在制定标准。为了防止谐波过大,保证供电质量,水利电力部制定了我国电力系统谐波含量的允许值,如表 10-3 所示。

表 10-3 我国允许电压畸变标准

供电系统电压等级(kV)	0.4	10	35	110
允许电压畸变率(%)	5	4	3	1.5

对电力系统中谐波含量英国电气厅提出如下建议:

- (1) 向公共连结点流去的高次谐波电流应低于表 10-4(a)所规定的值。
- (2) 在新设备接入电网前,其公共连结点上的高次谐波电压畸变系数不得超过表 10-4(b)规定值的 75%。
- (3) 电源短路容量不得太小。

此外,不论在系统的任何点,其电压畸变均不得超过表 10-4(b)的规定值。

表 10-4 英国电气厅规定的允许高次谐波电压、电流值(G. 5/3.)

回路电压	高次谐波次数与电流有效值(A)																		回路电压	总电压畸变(%)	各次谐波畸变率(%)	
	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19			奇数谐波	偶数谐波
415V	48	34	22	56	11	40	9	8	7	19	6	16	5	5	5	6	4	6	415V	5	4	2
6.6, 11kV	13	8	6	10	4	8	3	3	3	7	2	6	2	2	2	2	1	1	6.6, 11kV	4	3	1.75
33kV	11	7	5	9	4	6	3	2	2	6	2	5	2	1	1	2	1	1	33, 66kV	3	2	1
132kV	5	4	3	4	2	3	1	1	1	3	1	3	1	1	1	1	1	1	132kV	1.5	1	0.5

德国认为高次谐波引起并联设备的故障,主要是由电压畸变所致,所以对电压畸变作如下规定:

- (1) 系统的电压的基波成分应在 99.5%以上。
- (2) 各高次谐波电压的有效值不得超过系统电压有效值的 5%。
- (3) 周期性的瞬态压降值不得超过基波峰值的 20%。

日本某电力会社曾提出建议,认为系统的各高次谐波电压和电流应限制在表 10-5 所示的各值以下。

表 10-5 日本某电力会社提出的高次谐波电压、电流允许值

(a) 高次谐波电压允许值			(b) 高次谐波电流允许值								
	各次谐波电压含有率	备注	高次谐波次数	5	7	11	13	17	19	23	25
154kV 以上的输电系统	0.5%	电压总畸变率约为 1.0%	允许值	10.6	5.0	2.6	2.2	1.8	1.7	1.8	1.9
66kV 以下的输电系统	1.0%	电压总畸变率约为 2.0%		A	A	A	A	A	A	A	A

在没有预防高次谐波的措施时,按照表 10-5 对高次谐波电压的规定值,可以选用的变流器的允许容量大致为图 10-19 所示的值。

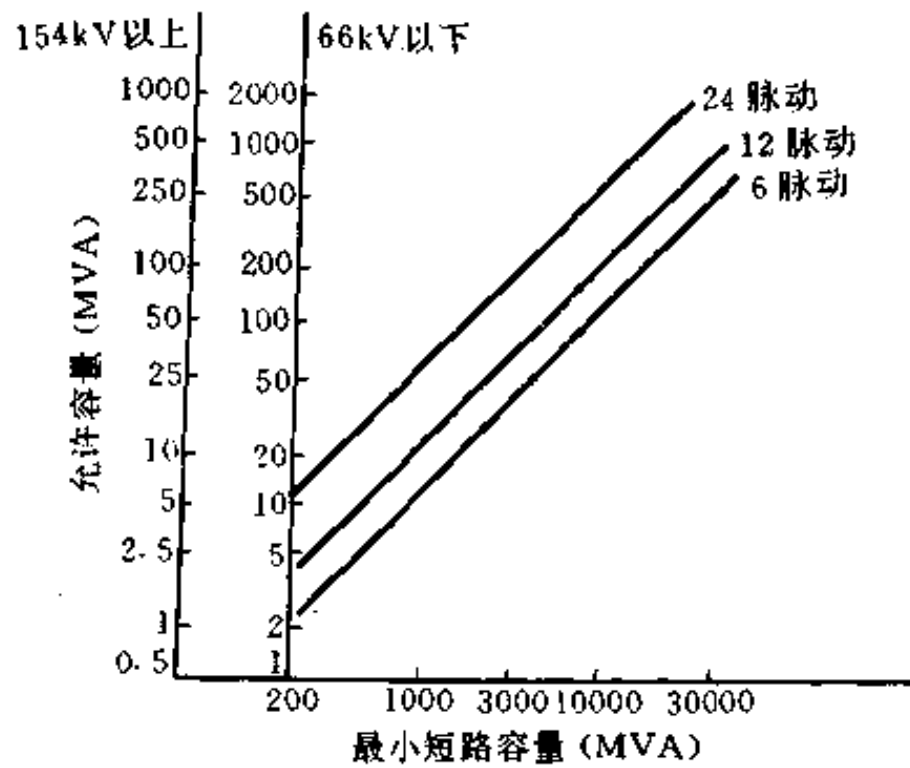


图 10-19 无高次谐波对策时整流器允许使用容量(由高次谐波电压决定)

上述各项规定,皆应当作大致标准的参考值。当实际设置变流器时,必须对它产生的高次谐波能否引起其它并联设备发生故障和发生并联谐振等现象,进行周密地研究。

随着功率变流器使用的日益增长,需要以新的观点来看待电力系统。对谐波问题研究如其他问题的研究(例如短路、负载变动、稳定、协调研究)一样,应作为电力系统工程师必要的设计手段。在设计工厂电力系统时,考虑到功率变流装置影响的因素,将有助于保证供电系统不会无故地遭受重大故障,而影响供电的正常。

§ 3 高次谐波分析及抑制

在逆变应用中,功率半导体器件工作于“通”与“断”两种状态,输出对称的矩形波或各种不同形状的脉冲矩形波。这样,除基波外,还有各种不同的高次谐波成分。如果输出波形中高次谐波含量过大,则谐波功率很高,既不利于节能,而且还会加大滤波器体积,增加材料消耗。故无论从节能的观点还是从节省滤波器材料的角度来考虑,尽量使逆变器输出电压波形中的谐波含量减少具有重大意义。所以对逆变器来说,减少谐波是一个很重要的研究课题。

逆变器的工作情况和暂态过程比较复杂,下面只就几种调制规律比较简单的波形,作一简略谐波分析。

1. 对称的典型阶梯波

对称的典型阶梯波如图 10-20 所示。这种波形是逆变器中较普遍输出的一种。当各阶梯之间的级差能选到最佳比例,可使这种阶梯波的谐波含量最小。现设第二级差幅值为 x ,则此阶梯波函数 $u(t)$ 在半周期内的象函数 $F_0(s)$,可用拉氏变换的延迟定理根据 $u(t)$ 的波形(见图 10-20)直接写出,即为

$$F_0(s) = \frac{1}{s} \left[1 + xe^{-\frac{T}{12}} + e^{-\frac{2T}{12}} - e^{-\frac{4T}{12}} - xe^{-\frac{5T}{12}} - e^{-\frac{6T}{12}} \right] \quad (10-1)$$

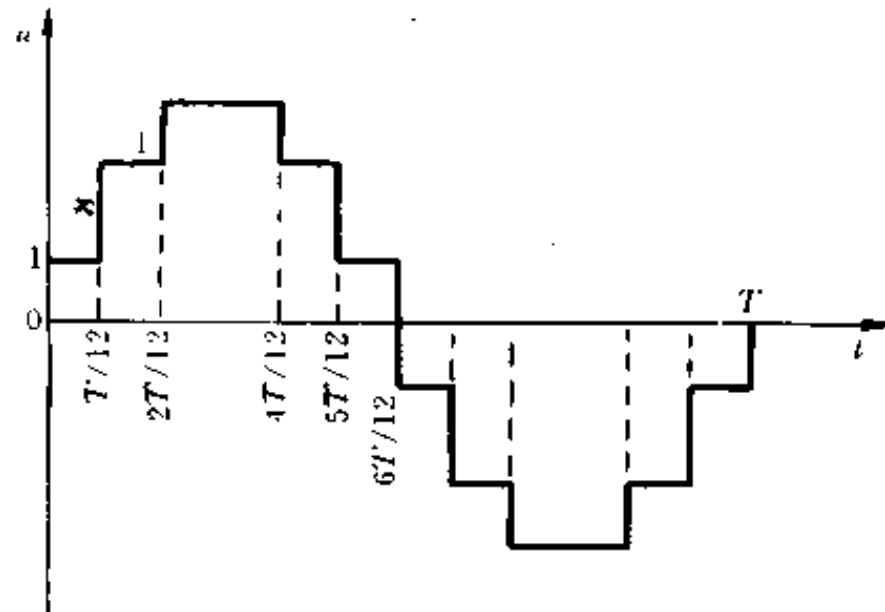


图 10-20 最佳阶梯级差的确定

则 $u(t)$ 在一个周期内的象函数 $F(s)$ 为

$$F(s) = F_0(s)(1 - e^{-sT/2}) \quad (10-2)$$

因 $(1 - e^{-sT/2})$ 可化简为

$$(1 - e^{-sT/2}) = (e^{sT/4} - e^{-sT/4})e^{-sT/4} = 2j\sin\left(\frac{\omega t}{4}\right)e^{-sT/4}$$

令 $s = j\omega$, $T = \frac{1}{f_0} = \frac{2\pi}{\omega_0}$, $\frac{\omega}{\omega_0} = k$, 则式(10-2)可写成

$$F(j\omega) = \frac{2}{\omega} e^{-j\frac{\pi}{2}k} \sin\left(\frac{\pi k}{2}\right) [1 + xe^{-j\frac{k\pi}{6}} + e^{-j\frac{2k\pi}{6}} - e^{-j\frac{4k\pi}{6}} - xe^{-j\frac{5k\pi}{6}} - e^{-jk\pi}] \quad (10-3)$$

式中 k ——谐波次数;

ω_0 —— $u(t)$ 的角频率;

ω ——谐波的角频率。

根据周期函数离散幅度频谱 F_n 与非周期函数连续频谱 $F(j\omega)$ 的关系

$$F_n = \frac{\omega_0}{\pi} F(j\omega)$$

故 $u(t)$ 作为周期函数工作时, 其幅值频谱为

$$\begin{aligned} F_n &= \frac{2}{\pi} e^{-j\frac{\pi}{2}k} \sin\left(\frac{\pi k}{2}\right) \frac{1}{k} [1 + xe^{-j\frac{k\pi}{6}} + e^{-j\frac{2k\pi}{6}} - e^{-j\frac{4k\pi}{6}} - xe^{-j\frac{5k\pi}{6}} - e^{-jk\pi}] \\ &= \frac{2}{\pi} e^{-j\frac{\pi}{2}k} \sin\left(\frac{\pi k}{2}\right) \frac{1}{k} f(k) \end{aligned} \quad (10-4)$$

上式中由于有 $\sin\left(\frac{k\pi}{2}\right)$ 项, 说明所讨论的波形无偶次项。至于基波和各奇次谐波, 则分别令 $k=1, 3, 5, 7, \dots$ 代入后计算即可。因 F_n 正比 $f(k)$, 所以求解式(10-4)的关键应先求出 $f(k)$ 的值。

当 $k=1$, 则 $f(k_1)$ 为

$$\begin{aligned} f(k_1) &= 1 + xe^{-j30^\circ} + e^{-j60^\circ} + e^{j60^\circ} + xe^{j30^\circ} + 1 \\ &= 3 + \sqrt{3}x \end{aligned}$$

同理, $k=3, 5, 7, \dots$ 时, $f(k_3), f(k_5), f(k_7), \dots$ 分别为

$$\begin{aligned} f(k_3) &= 1 + xe^{-j\frac{\pi}{2}} + e^{-j\pi} - e^{-j2\pi} - xe^{-j\frac{\pi}{2}} - e^{-j\pi} \\ &= 0 \end{aligned}$$

$$f(k_5) = 3 - \sqrt{3}x$$

$$f(k_7) = 3 - \sqrt{3}x$$

$$f(k_9) = 0$$

$$f(k_{11}) = 3 + \sqrt{3}x$$

$$f(k_{13}) = 3 + \sqrt{3}x$$

$$f(k_{15}) = f(k_3) = 0$$

$$f(k_{17}) = f(k_5) = 3 - \sqrt{3}x$$

$$f(k_{19}) = f(k_7) = 3 - \sqrt{3}x$$

$$f(k_{21}) = f(k_9) = 0$$

$$f(k_{23}) = f(k_{11}) = 3 + \sqrt{3}x$$

$$f(k_{25}) = f(k_{13}) = 3 + \sqrt{3}x$$

$$f(k_{27}) = f(k_{15}) = 0$$

.....

由上列计算结果可知:

① 无论 x 取何值, 该波形不含 3、9、15、21、27... 次谐波。

② 若 $x = \sqrt{3}$, 则 5、7、17、19、29、31... 次谐波亦变为零。

若取 $x = \sqrt{3}$, 则最低次谐波为 11 次, 其次为 13、23、25 次等。谐波的出现次数为 $(12 \pm h)$, $h=1, 2, 3, 4, 5, \dots$ 。

因阶梯波级差为 $1, \sqrt{3}, 1$, 设最高阶梯高度为 100%, 则第二阶梯高度为 $(1 + \sqrt{3}) / (2 + \sqrt{3}) = 73.2\%$ 。第一阶梯高度为 $1 / (2 + \sqrt{3}) = 26.8\%$ 。

若要求出阶梯波的基波及各次谐波的大小, 可由式 (10-4) 略去 $e^{-j\frac{k\pi}{2}}$ 及 $\sin\left(\frac{k\pi}{2}\right)$ 的影响, 则

$$|F_n| = \frac{2}{\pi k} f(k) \quad (10-5)$$

若以最高阶梯为 100%, 利用式 (10-5) 可求出基波及各次谐波的相对振幅值为

$$B_{1m} = \frac{|F_n|}{1 + \sqrt{3} + 1} = \frac{2}{\pi k} \frac{|f(k)|}{1 + \sqrt{3} + 1} \quad (10-6)$$

基波的相对振幅

$$B_{1m} = \frac{2f(k_1)}{\pi \times 3.732} = 102.35\%$$

11 次谐波的相对振幅

$$B_{11m} = \frac{B_{1m}}{11} = 9.30\%$$

13次谐波的相对振幅

$$B_{13m} = \frac{B_{1m}}{13} = 7.87\%$$

23次谐波的相对振幅

$$B_{23m} = \frac{B_{1m}}{23} = 4.45\%$$

25次谐波的相对振幅

$$B_{25m} = \frac{B_{1m}}{25} = 4.09\%$$

通过以上的分析计算,看出此阶梯波的最低次谐波为11次,23次以后的谐波相对振幅比较小,故选阶梯级差为 $1, \sqrt{3}, 1$ 是最佳的。

为了得到这种阶梯波形,用简单的逆变器电路是难以实现的。在单相逆变器中可用变压器一次侧抽头式的电路来实现,如图10-21所示。各晶体管按一定的顺序导通和关断时,可在一周期内获12个阶梯波。令 T_1 先导通 30° ,后令 T_2 导通 30° ,再令 T_3 导通 60° ,再令 T_2 导通 30° ,再令 T_1 导通 30° ,从而完成半个周期的阶梯波输出。下半周则依次由 T_6, T_5, T_4 如上所述顺序导与关断,可产生一个典型的由12个矩形波组成的阶梯波(每 30° 一个阶梯,中间导通 60° 的阶梯看成是两个等高的矩形波组成)。在三相系统,可用多组矩形波电压叠加得到。

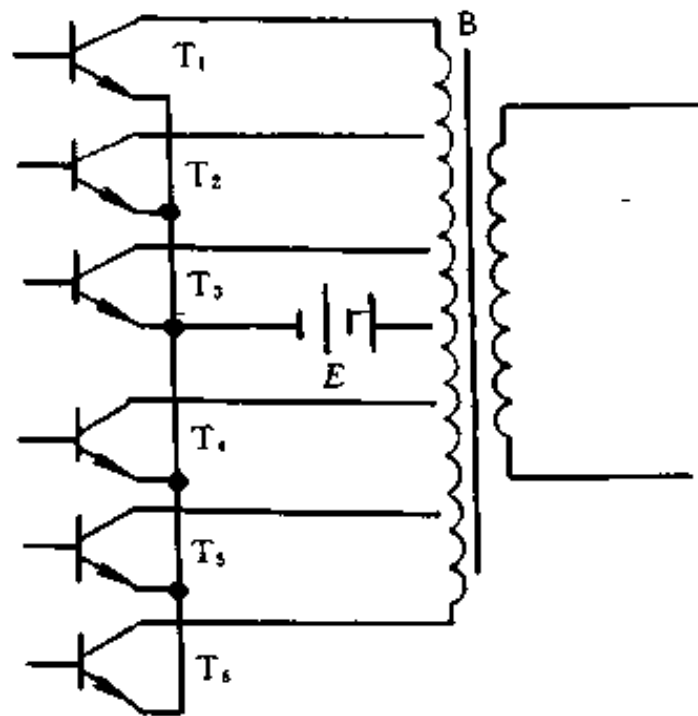


图 10-21 单相逆变器主电路

2. 对称的调宽调幅阶梯波

调宽调幅阶梯波如图10-22所示,它既可使谐波分量减小,又可方便地调幅。它比图10-20所示的波形更接近正弦波。

此阶梯波的特点是:用调幅来减小谐波,用调宽实现调压。阶梯级差仍以 $1, \sqrt{3}, 1$ 而定,下面分析调宽对谐波含量的影响。

如图10-23所示,设脉冲宽度在某一中间状态,各矩形波离最宽调节范围尚有 ΔT 距离,则仍用拉氏变换的延迟定理,可写出 $f(k)$ 的表达式如下:

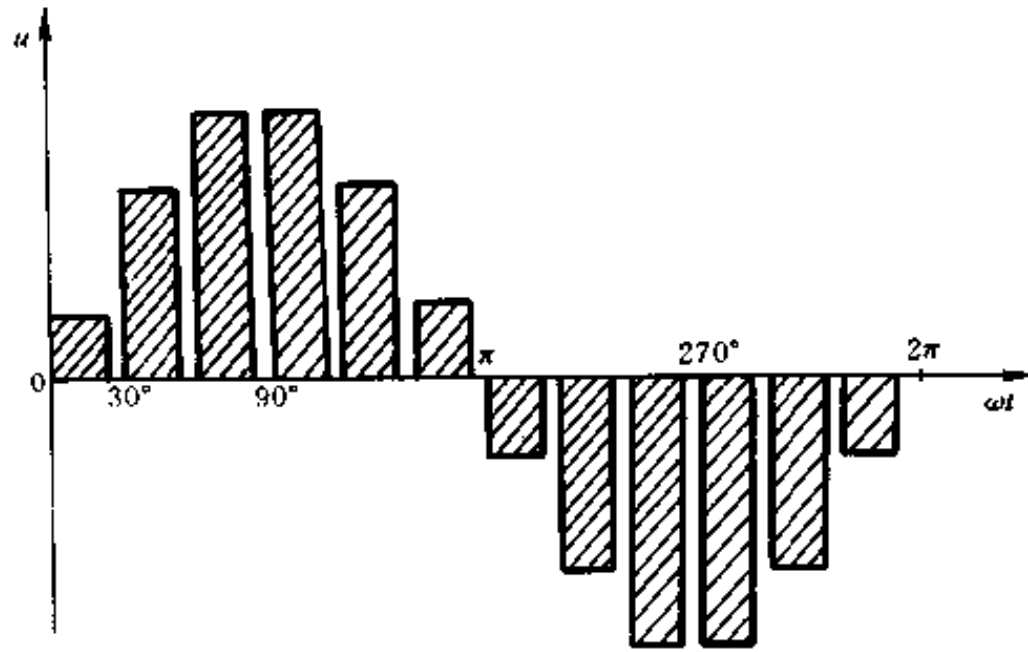


图 10-22 调宽调幅阶梯波

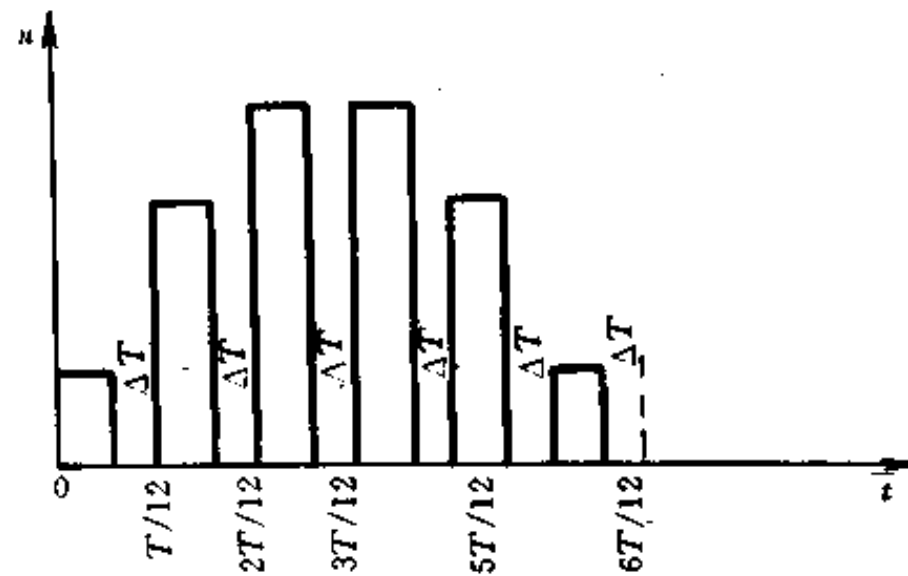


图 10-23 任意脉宽的阶梯波分析

$$\begin{aligned}
 f(k) = & 1 - e^{-s(\frac{T}{12} - \Delta T)} + (1 + \sqrt{3})(e^{-s\frac{T}{12}} - e^{-s(\frac{2T}{12} - \Delta T)}) \\
 & + (2 + \sqrt{3})(e^{-s\frac{2T}{12}} - e^{-s(\frac{3T}{12} - \Delta T)}) \\
 & + (2 + \sqrt{3})(e^{-s\frac{3T}{12}} - e^{-s(\frac{4T}{12} - \Delta T)}) \\
 & + (1 + \sqrt{3})(e^{-s\frac{4T}{12}} - e^{-s(\frac{5T}{12} - \Delta T)}) \\
 & + e^{-s\frac{5T}{12}} - e^{-s(\frac{6T}{12} - \Delta T)}
 \end{aligned} \tag{10-7}$$

仍以 $s = j\omega$, $T = \frac{2\pi}{\omega_0}$, $k = \frac{\omega}{\omega_0}$ 代入上式, 整理后再将 $k = 1, 3, 5, 7 \dots$ 代入, 可得

$$f(k_1) = [3 + 3e^{s\Delta T}] - j[(6 + 3\sqrt{3}) - (6 + 3\sqrt{3})e^{s\Delta T}]$$

$$f(k_3) = 0 + j0$$

$$f(k_5) = 0 + j0$$

$$f(k_7) = 0 + j0$$

$$f(k_9) = 0 + j0$$

$$f(k_{11}) = [3 + 3e^{s\Delta T}] + j[(6 + 3\sqrt{3}) - (6 + 3\sqrt{3})e^{s\Delta T}]$$

$$f(k_{13}) = [3 + 3e^{s\Delta T}] + j[(6 + 3\sqrt{3}) - (6 + 3\sqrt{3})e^{s\Delta T}]$$

$$f(k_{15}) = f(k_3) = 0 + j0$$

$$f(k_{17}) = f(k_5) = 0 + j0$$

.....

由上列计算结果可知:

①脉宽调节阶梯波无论调宽范围为多少,其谐波出现的次数与台阶高度相同的典型阶梯波情况完全一样。

②当 $\Delta T = 0$, 上式与典型阶梯波的一样, $f(k_1) = f(k_{11}) = f(k_{13}) = 6$ 。

③当 ΔT 为任意值(在 $3^\circ \sim 27^\circ$ 之间)时,则谐波大小可直接由上列计算式求出。设 $\Delta T = 10^\circ$, 则

$$e^{j\Delta T} = e^{j10^\circ}$$

将其代入上列计算式,则求出基波及各次谐波的大小如表 10-6 所示。 ΔT 为其他值时,方法相同。

表 10-6 各次谐波

谐波次数	基波	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25
典型阶梯波	102.35%	0	0	0	0	9.3% (9.08%)	7.87% (7.68%)	0	0	0	0	4.45% (4.34%)	4.09% (3.99%)
脉宽可调阶梯波	导通 30°	102.35%	0	0	0	9.3% (9.08%)	7.87% (7.68%)	0	0	0	0	4.45% (4.34%)	4.09% (3.99%)
	导通 10°	68.57%	0	0	0	33.75% (49.17%)	30.01% (43.27%)	0	0	0	0	13.22% (19.14%)	6.64% (9.69%)

注:(1)表中百分数是以最高台阶为 100% 计算的。

(2)括号中百分数是以基波为 100% 计算的。

3. 对称的调宽矩形波

图 10-24 所示的波形是常用的一种 PWM 波形,它的傅氏级数表示式为

$$u(t) = \sum_{k=1}^{\infty} [b_k \sin(k\omega t) + a_k \cos(k\omega t)] \quad (10-8)$$

式中 k ——谐波的次数,1,2,3...

由于图 10-24 的波形是奇 $1/4$ 波对称的单位幅值波形。因此,可以证明系数为

$$a_k = 0 \quad (10-9)$$

$$b_k = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} \sin(k\omega t) d\omega t \quad (10-10)$$

那么,式(10-8)可以化简为

$$u(t) = \sum_{k=1}^{\infty} [b_k \sin(k\omega t)] \quad (10-11)$$

根据图 10-24,则

$$b_k = \frac{4}{\pi} \left[\int_{a_1}^{a_2} \sin(k\omega t) d\omega t + \int_{a_3}^{a_4} \sin(k\omega t) d\omega t + \dots + \int_{a_{M-1}}^{a_M} \sin(k\omega t) d\omega t \right] \quad (10-12)$$

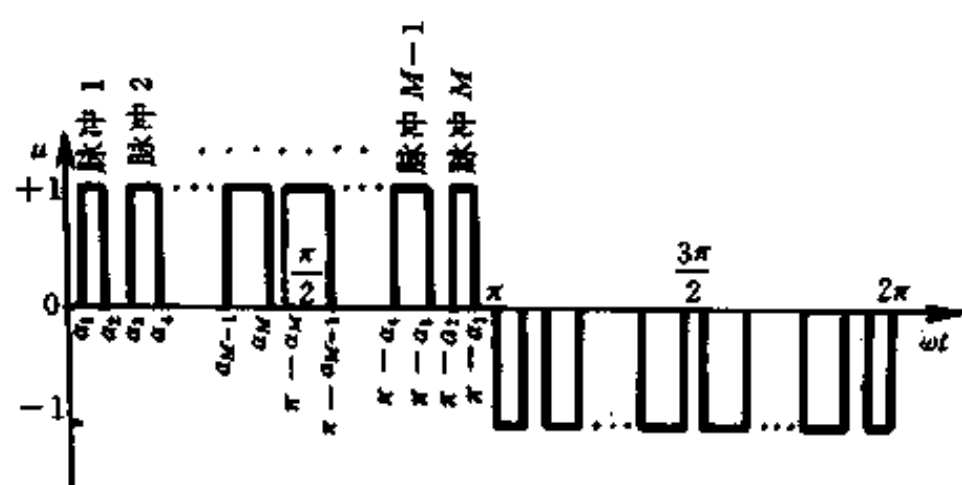


图 10-24 电压波形

对式(10-12)各项求积分,并可证明 k 为奇数 M 为任意数时, b_k 均为

$$b_k = \frac{4}{k\pi} \sum_{i=1}^M (-1)^{i+1} \cos(k\alpha_i) \quad (10-13)$$

其中: $0^\circ < \alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 \cdots < \alpha_n < \pi/2$ 。

只要系数 $b_k=0$, 则该次谐波就不存在。如果要消除 M 个谐波, 则要列出 M 个方程, 由式(10-13)可得

$$\left. \begin{aligned} f_1(\alpha) &= \sum_{i=1}^M (-1)^{i+1} \cos(k_1 \alpha_i) = 0 \\ f_2(\alpha) &= \sum_{i=1}^M (-1)^{i+1} \cos(k_2 \alpha_i) = 0 \\ &\vdots \\ f_M(\alpha) &= \sum_{i=1}^M (-1)^{i+1} \cos(k_M \alpha_i) = 0 \end{aligned} \right\} \quad (10-14)$$

式(10-14)的关系可以应用于预定调制触发脉冲相位角的 PWM 型逆变器中。理论分析和实践表明, 适当选定调制脉冲的相位角, 就可以消除某些较低次的谐波。

现设 $M=5$, 即可消除掉 5 个谐波, 如 5、7、11、13、17 次谐波, 根据式(10-14)得

$$f_5(\alpha) = \cos 5\alpha_1 - \cos 5\alpha_2 + \cos 5\alpha_3 - \cos 5\alpha_4 + \cos 5\alpha_5 = 0 \quad (10-15)$$

$$f_7(\alpha) = \cos 7\alpha_1 - \cos 7\alpha_2 + \cos 7\alpha_3 - \cos 7\alpha_4 + \cos 7\alpha_5 = 0 \quad (10-16)$$

$$f_{11}(\alpha) = \cos 11\alpha_1 - \cos 11\alpha_2 + \cos 11\alpha_3 - \cos 11\alpha_4 + \cos 11\alpha_5 = 0 \quad (10-17)$$

$$f_{13}(\alpha) = \cos 13\alpha_1 - \cos 13\alpha_2 + \cos 13\alpha_3 - \cos 13\alpha_4 + \cos 13\alpha_5 = 0 \quad (10-18)$$

$$f_{17}(\alpha) = \cos 17\alpha_1 - \cos 17\alpha_2 + \cos 17\alpha_3 - \cos 17\alpha_4 + \cos 17\alpha_5 = 0 \quad (10-19)$$

解出方程式(10-15)至(10-19), 求出 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5$ 5 个解, 就可使电压不含 5、7、11、13 和 17 次谐波, 该波形如图 10-25 所示。另外, 在三相对称系统中 3 及 3 的倍数次谐波不会出现, 故电压的最低次谐波为 19 次, 有利于交流滤波器的设计。

方程(10-15)至(10-19)是一组非线性超越三角函数方程, 如果用手算来求解是非常困难, 甚至不可能解出来, 必须采用计算机。通常可采用线性渐近法, 即将非线性方程当作线性方程来近似。由此构成一个迭代格式, 逐点逼近方程的解, 最后可得到满足精度要求的解。求解方程(10-15)至(10-19)后, 得到的解如表 10-7 所示。表 10-8 列出图 10-25 波形的谐波分量及其占基波的百分比。在单相波形中没有消除的 3 及其倍数的谐波, 在三相系统中互相抵消, 不会出现。

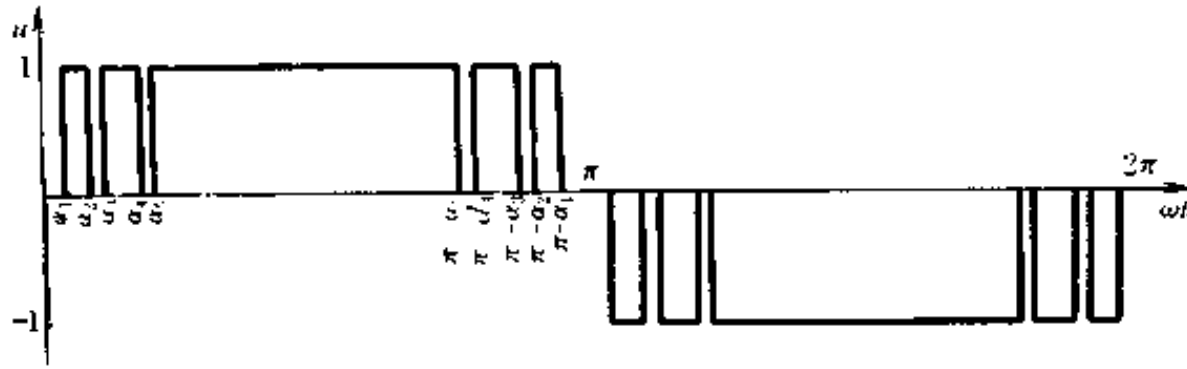


图 10-25 无 5、7、11、13、17 次谐的电压波形

实际电路不可能做到如表 10-7 所示的这样高的精度,一般可取近似解。例如上述 5 个解近似到: $\alpha_1 = 11^\circ$ 、 $\alpha_2 = 17^\circ$ 、 $\alpha_3 = 23^\circ$ 、 $\alpha_4 = 35^\circ$ 、 $\alpha_5 = 37^\circ$, 虽然要消除的 5、7、11、13、17 次谐波不全为零,但是它们都小于基波的 2%。这种近似在实际应用电路中是可以接受的。

表 10-7 方程的解

解	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5
值($^\circ$)	11.35	17.25	23.80	34.85	37.25

表 10-8 谐波分量

谐波次数	谐波系数绝对值	谐波占基波的百分比(%)
1(基波)	1.1659	100.00
3	0.1736	14.89
5	0.0000	0.00
7	0.0000	0.00
9	0.0125	1.07
11	0.0000	0.00
13	0.0000	0.00
15	0.0183	1.57
17	0.0000	0.00
19	0.0838	7.18
21	0.1698	14.56
23	0.1563	13.40
25	0.0323	2.77

§ 4 交流滤波器设计

在大多数逆变器中,主电路输出电压常为方波、阶梯波、PWM 波等。为了使逆变器输出电压正弦化,必须设置滤波器。滤波器的任务是使单次谐波和总谐波含量降低到指标允许的范围。

滤波器的种类很多,各有特点。一般常见的逆变器用滤波器,在小功率时,有串并联谐振 LC 滤波器、铁磁谐振稳压滤波器等。但在 UPS 等较大容量的场合,则常用 Γ 型两元件

LC 滤波器和三元件滤波器。本节介绍常 K 型两元件和 m 型三元件 Γ 型滤波器的特点、结构和参数计算。

1. 常 K 型两元件 Γ 型滤波器

常 K 型两元件 Γ 型滤波器,本来是在通信以及测量仪表等弱电系统中使用的一种电气滤波器。但现在在大功率逆变器电路中亦开始使用。所不同的是,前者着重讨论在阻抗匹配的情况下电信号的传输性能,而后者则重点考虑谐波的衰减。

为了掌握 Γ 型滤波器的基本计算,需要了解 Γ 型四端网络中几个有用的基本关系式。

(1) Γ 型四端网络的基本关系式

1) 网络的传输方程和输入输出阻抗

Γ 型四端网络如图 10-26 所示。设串臂阻抗为 $\frac{1}{2}Z_1$, 并臂阻抗为 $2Z_2$ ($\frac{1}{2}$ 与 2 是四端网络中论述的需要), 则可写出下列关系式:

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= \left(1 + \frac{Z_1}{4Z_2}\right)U_2 + \frac{1}{2}Z_1I_2 \\ I_1 &= \frac{U_2}{2Z_2} + I_2 \end{aligned} \right\} \quad (10-20)$$

输入阻抗 Z_i 为

$$Z_i = \frac{U_1}{I_1} = \frac{1}{2}Z_1 + \frac{2Z_2Z_L}{2Z_2 + Z_L} \quad (10-21)$$

输出阻抗 Z_o 为

$$Z_o = \frac{\left(\frac{1}{2}Z_1 + Z_s\right)2Z_2}{\frac{1}{2}Z_1 + Z_s + 2Z_2} \quad (10-22)$$

式中 Z_s ——信号源内阻抗;

Z_L ——负载阻抗。

2) 网络的特性阻抗

对于任意的四端网络,如果其负载选用某一阻抗 Z_{e2} ,使输入阻抗 Z_i 等于 Z_{e1} ,当输入端接上 Z_{e1} 后,输出阻抗恰好又等于 Z_{e2} ,如图 10-27 所示。通常认为这种情况是输入和输出端均处于匹配状态,即四端网络工作在最佳状态。

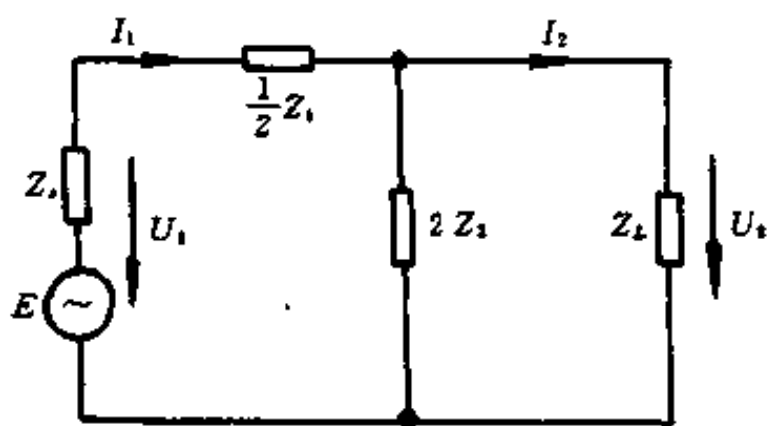


图 10-26 Γ 型四端网络

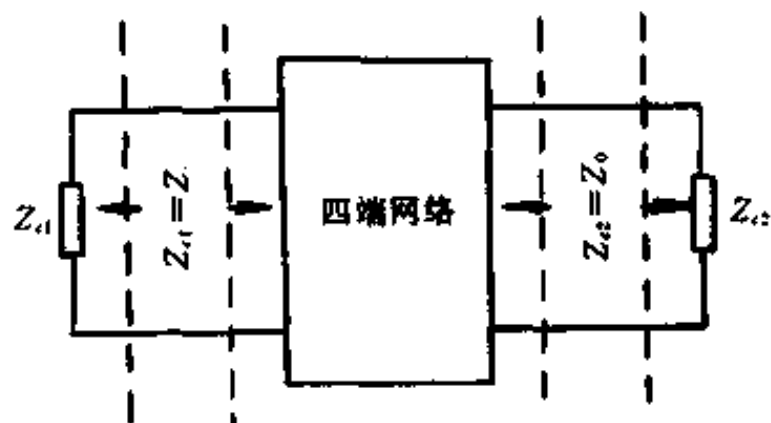


图 10-27 四端网络输入与输出端匹配情况

Z_{e1} 称为网络的输入端特性阻抗; Z_{e2} 称为网络的输出端特性阻抗。

Γ 型四端网络处在最佳工作状态时有

$$\left. \begin{aligned} Z_1 = Z_{c1} &= \frac{1}{2}Z_1 + \frac{2Z_2Z_{c2}}{2Z_2 + Z_{c2}} \\ Z_0 = Z_{c2} &= \frac{\left(Z_{c1} + \frac{1}{2}Z_1\right)2Z_2}{Z_{c1} + \frac{1}{2}Z_1 + 2Z_2} \end{aligned} \right\} \quad (10-23)$$

解方程(10-23)得

$$\left. \begin{aligned} Z_{c1} &= \sqrt{Z_1Z_2} \sqrt{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}} \\ Z_{c2} &= \frac{\sqrt{Z_1Z_2}}{\sqrt{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}}} \end{aligned} \right\} \quad (10-24)$$

可见,四端网络的特性阻抗由网络的结构及其各臂阻抗所决定。换句话说,它取决于网络固有特性。

3) 网络的传输函数(传输常数)

根据四端网络的基本理论,如果四端网络是对称的,则其特性阻抗 $Z_{c1} = Z_{c2} = Z_c$ 。在此情况下,传输常数 g 定义为网络输入端电压 U_1 与输出端电压 U_2 之比的自然对数,即

$$g = \ln \frac{U_1}{U_2} \quad (10-25)$$

亦可写成

$$g = \ln \frac{I_1}{I_2} = \frac{1}{2} \ln \frac{U_1 I_1}{U_2 I_2} = \frac{1}{2} \ln \frac{P_1}{P_2} \quad (10-26)$$

对于 Γ 型四端网络,由于是不对称,则其传输常数只能表示为

$$g = \frac{1}{2} \ln \frac{U_1 I_1}{U_2 I_2} = \frac{1}{2} \ln \frac{P_1}{P_2} \quad (10-27)$$

四端网络中各元件均为复阻抗, U_1, I_1, U_2, I_2 亦均为复数,故 g 也必定是复数,可写成

$$g = b + ja \quad (10-28)$$

式中 b ——四端网络的固有衰耗,表征电能通过网络后,功率减小($P_2 < P_1$);

a ——四端网络的固有相移常数,表征功率矢量的相位变化。

由上所述,可得

$$b = \frac{1}{2} \ln \frac{|U_1 I_1|}{|U_2 I_2|} \quad (10-29)$$

由于

$$U_1 = I_1 Z_{c1} \quad U_2 = I_2 Z_{c2}$$

则式(10-29)可改写成

$$g = b + ja = \ln \frac{I_1}{I_2} \sqrt{\frac{Z_{c1}}{Z_{c2}}} = \ln \frac{U_1}{U_2} \sqrt{\frac{Z_{c2}}{Z_{c1}}} \quad (10-30)$$

由式(10-20),可求得

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{Z_{c2}}{2Z_2} + 1$$

代入式(10-30)后可得

$$g = b + ja = \ln \left[\frac{Z_{c2}}{2Z_2} \sqrt{\frac{Z_{c1}}{Z_{c2}}} + \sqrt{\frac{Z_{c1}}{Z_{c2}}} \right]$$

将式(10-24)的 Z_{c1} 与 Z_{c2} 的表达式代入上式, 可得

$$g = b + ja = \ln \left[\sqrt{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}} + \sqrt{\frac{Z_1}{4Z_2}} \right] \quad (10-31)$$

由式(10-31)可看出, 四端网络的传输常数 g 是由网络的结构和各元件阻抗值决定的, 所以也称 g 为四端网络的固有传输常数。

有时为了分析方便, 传输常数也可用双曲线函数来表示, 即

$$e^g = \sqrt{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}} + \sqrt{\frac{Z_1}{4Z_2}}$$

$$e^{-g} = \sqrt{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}} - \sqrt{\frac{Z_1}{4Z_2}}$$

则 g 的双曲线函数表示之一为

$$\operatorname{ch}g = \operatorname{ch}(b + ja) = \frac{e^g + e^{-g}}{2} = \sqrt{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}} \quad (10-32)$$

或者用另一种形式表示为

$$\operatorname{sh}g = \frac{e^g - e^{-g}}{2} = \sqrt{\frac{Z_1}{4Z_2}} \quad (10-33)$$

(2) Γ 型滤波器的传通条件

滤波器必须对不同频率的电能有选择和分辨的能力。因为滤波器本身就是一种具有选择性的四端网络, 它能够以很小的损耗通过某一频带的电功率, 而对于在这个频带以外的电功率, 则表现为很大的损耗。这样, 滤波器要有一个通频带, 而要一个通频带就必须具备一定的条件, 这个条件称为传通条件。已经知道四端网络的传输常数的双曲线函数表达式如式(10-32)所示。如果它有一个低损耗的通频带, 则在此通频带内, 其 b 值必定等于零, 则得

$$\operatorname{ch}(ja) = \sqrt{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}}$$

因为

$$\operatorname{ch}(ja) = \cos a$$

故传通条件可表示为

$$\sqrt{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}} = \cos a$$

因 $\cos a$ 只能在 $+1 \sim -1$ 范围内变化, 如果

$$\sqrt{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}} = \pm 1, \quad \text{则 } 1 + \frac{Z_1}{4Z_2} = 1 \quad \frac{Z_1}{4Z_2} = 0$$

$$\sqrt{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}} = 0, \quad \text{则 } 1 + \frac{Z_1}{4Z_2} = 0 \quad \frac{Z_1}{4Z_2} = -1$$

所以 Γ 型滤波器传通条件的一般表示式为

$$-1 \leq \frac{Z_1}{4Z_2} \leq 0 \quad (10-34)$$

这是一个重要关系式,阻抗 Z_1 与 Z_2 的性质及其大小都必须满足这一关系式,Γ型四端网络才能具有滤波器的功能。

(3) 常 K 型 Γ 型低通滤波器

在 UPS 系统中,负载需要的一般是 50Hz 的工频电压。逆变器输出电压的基波为 50Hz,谐波为 100Hz、150Hz……因此,要求滤波器允许 50Hz 的基波电压能顺利通过,而对 100Hz 及以上各次谐波均应加以抑制,所以这种滤波器应具有低通性质,即是一种低通滤波器。

根据 Γ 型滤波器的传通条件,即式(10-34)可知, $Z_1/4Z_2$ 应小于零,因此 Z_1 与 Z_2 必定是反号,例如 $Z_1 = j\omega L$,则 Z_2 必须为 $1/j\omega C$,或者 $Z_1 = 1/j\omega C$, Z_2 必须是 $j\omega L$ 。现在需要的是低通特性,所以滤波器串臂的 $\frac{1}{2}Z_1$ 应该是电感,并臂的 $2Z_2$ 应该是电容,如图 10-28 所示。

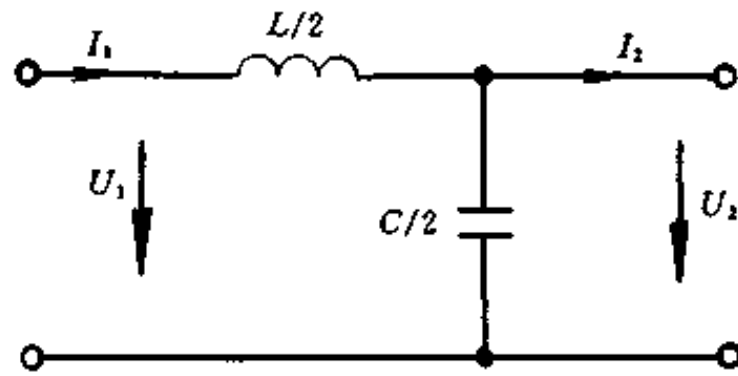


图 10-28 Γ 型低通滤波器

于是有

$$\frac{1}{2}Z_1 = j\omega \frac{L}{2}$$

$$2Z_2 = \frac{1}{j\omega \frac{C}{2}} = \frac{2}{j\omega C}$$

可得

$$Z_1 = j\omega L$$

$$Z_2 = \frac{1}{j\omega C}$$

Z_1 与 Z_2 决定后,观察下式

$$\frac{1}{2}Z_1 \times 2Z_2 = \frac{1}{2}j\omega L \frac{2}{j\omega C} = \frac{L}{C} = K$$

此式说明,在这种滤波器中,串臂阻抗与并臂阻抗的乘积是一个常数 L/C ,以 K 表示。一旦滤波器元件数值决定之后,常数 K 即已决定,它不随频率而变,故称为常 K 型 Γ 型低通滤波器。

L/C 实际上具有阻抗平方量纲,故常数 K 也可用 R^2 表示,这样, R 也是滤波器的一个重要参数。

$$\frac{L}{C} = K = R^2 \quad (10-35)$$

或

$$R = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (10-36)$$

实际上,如果将 $Z_1 = j\omega L, Z_2 = 1/j\omega C$ 代入式(10-24)后可发现,当 $\omega = 0$ 时,特性阻抗 Z_{c1} 和 Z_{c2} 均等于 $\sqrt{L/C}$,故 R 实际上是频率为零情况下的特性阻抗,称之为标称特性阻抗。

利用关系式

$$Z_1 Z_2 = R^2 \quad Z_1 = j\omega L$$

可将传通条件式(10-34)改写成

$$-1 \leq \left(\frac{j\omega L}{2R} \right)^2 \leq 0 \quad (10-37)$$

或

$$2R \geq \omega L \geq 0 \quad (10-38)$$

由此式可求出通频带如下:

当 $|Z_1| = \omega L = 0$ 时, ω 必定为零,此为通带的最低角频率。

当 $|Z_1| = \omega L = 2R$ 时,则 $\omega = 2R/L$,令 $\omega = \omega_c$, ω_c 为通带的最高角频率。

通带最高频率即滤波器截止频率,超过此频率滤波器开始表现出甚大的衰减。因

$$\omega_c = \frac{2R}{L} = \frac{2}{\sqrt{LC}} \quad R = \sqrt{Z_1 Z_2}$$

故

$$f_c = \frac{R}{\pi L} = \frac{1}{\pi \sqrt{LC}} \quad (10-39)$$

综上所述可知道,当频率在 $0 \sim f_c$ 区间时, Γ 型滤波器的衰减为零(设串臂与并臂均系理想的纯电抗元件组成);而当频率大于 f_c 时,滤波器开始有衰减,其衰减频率特性如图 10-29 所示。从物理概念上来说,通带内的衰减为零,是因为这时的特性阻抗 Z_{c1} 和 Z_{c2} 呈现为纯电阻性(参考式(10-45)及式(10-46),令 $\lambda = 0$,即可见 Z_{c1} 与 Z_{c2} 均为纯电阻),只有滤

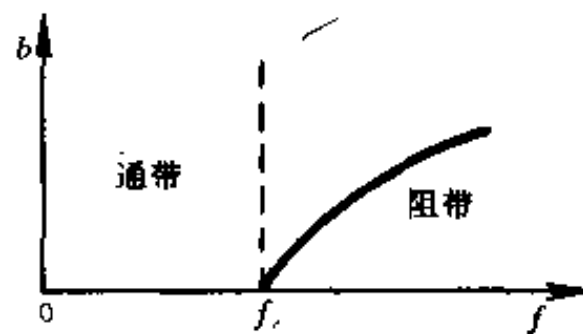


图 10-29 常 K 型滤波器的频率衰减特性

波器的阻抗相当于电阻时,它才能从输入端吸收能量,而当滤波器中元件没有损耗时,能量才能完整地送入负载中,因此衰减可为零。在阻带中,特性阻抗具有电抗性质,滤波器从电源吸收的能量将部分或大部分返回到电源,负载只能部分得到或得不到电源供给的能量,因而呈现出甚大的衰减。

阻带衰减的计算,可从式(10-24)推导出来,根据双曲线函数的公式可知

$$\text{shg} = \text{sh}(b + ja) = \text{sh}b \cos a + j \text{ch}b \sin a = \sqrt{\frac{Z_1}{4Z_2}}$$

但因
$$\sqrt{\frac{Z_1}{4Z_2}} = \sqrt{\frac{j\omega L}{4}} = j\sqrt{\frac{x_L}{4x_0}} = j\sqrt{\left|\frac{Z_1}{4Z_2}\right|}$$

则
$$\text{sh}b\cos\alpha + j\text{ch}b\sin\alpha = j\sqrt{\left|\frac{Z_1}{4Z_2}\right|}$$

若要上式成立, 必须有

$$\text{sh}b\cos\alpha = 0 \quad (10-40)$$

$$\text{ch}b\sin\alpha = \sqrt{\left|\frac{Z_1}{4Z_2}\right|} \quad (10-41)$$

要式(10-40)为零, 则有两种情况, 其一为 $\text{sh}b=0$, 其二为 $\cos\alpha=0$ 。

当 $\text{sh}b=0$, 则 $b=0$, 因而是属于通带频域。此时, $\text{ch}b=1$, 由式(10-41)得到

$$\sin\alpha = \sqrt{\left|\frac{Z_1}{4Z_2}\right|}$$

此式可用来计算通带的相移角 α 。

当 $\cos\alpha=0$, 则 $\alpha=\frac{\pi}{2}$, 得 $\sin\alpha=1$, 由式(10-41)得到

$$\text{ch}b = \sqrt{\left|\frac{Z_1}{4Z_2}\right|}$$

此式可用来计算阻带的衰减, 同时由它可看出在阻带内相移角 α 等于常数。阻带衰减频率特性如图 10-29 所示。

为计算方便, 通常将阻带衰减公式改成下列形式

$$\text{ch}b = \sqrt{\left|\frac{Z_1}{4Z_2}\right|} = \sqrt{\frac{\omega^2}{4}} = \frac{f}{f_c} = \lambda \quad (10-42)$$

式中 λ ——无量纲频率或通用频率;

f ——谐波的频率。

(4) 滤波器元件 L 与 C 的确定

由式(10-39)可得

$$L = \frac{R}{\pi f_c} \quad (10-43)$$

因

$$\frac{L}{C} = R^2$$

故

$$C = \frac{L}{R^2} = \frac{1}{\pi f_c R} \quad (10-44)$$

显然, L 和 C 的值, 取决于 f_c 与 R 的选择。

1) f_c 的选定

f_c 是通带的高截止频率, 如在逆变器中, 要求滤波器能无衰减地通过 50Hz 基波, 而对其他各次谐波均应加以衰减。然而, 如果最低次谐波为 11 次, 是否可将 f_c 定在 11 次谐波呢? 如能这样, 滤波器只需很小的 L 与 C 值, 当然很经济。但这是行不通的, 因为最低次谐波是理论计算值。实际电路中, 由于功率半导体器件动态压降或饱和压降的不一致以及

其他各种非线性因素的影响,使得实际产品中可能具有甚高的2次、3次谐波电压。所以理论上最低谐波为11次时, f_c 的选取应降到某一适当的频率,才能得到合格的正弦波形。通常在50Hz的逆变器中, f_c 可选100~400Hz左右。显然, f_c 选得低,则 L 与 C 值将增大,造价增高,但阻带上的衰减将增大,可以得到较好的正弦波形。

2) R 的选定

R 是滤波器的标称阻抗,也是滤波器的一个固有的参数。事实上

$$Z_{c1} = \sqrt{Z_1 Z_2} \sqrt{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{1 - \frac{\omega L}{4}} = R \sqrt{1 - \lambda^2} \quad (10-45)$$

$$Z_{c2} = \sqrt{Z_1 Z_2} / \sqrt{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}} = \frac{R}{\sqrt{1 - \lambda^2}} \quad (10-46)$$

当 $\lambda=0$ 时, $Z_{c1}=Z_{c2}=R=\sqrt{\frac{L}{C}}$;当 λ 为不同值时,利用式(10-45)和式(10-46)作图(见图10-30),可以看出 Z_{c1} 与 Z_{c2} 的频率特性。 Z_{c1} 与 Z_{c2} 与频率的关系是比较复杂的,但要关心的是在通带内 Z_c 的变化。因为在通带内,只有当负载电阻 R_L 等于特性阻抗(也是电阻性)时,才能使衰减真正为零。然而由图10-30可看出, Z_c 在通带内并不是常数,所以 R_L 就要取某一个合适的数值,使在通带内与 Z_c 的正负偏差适中,滤波器才能传送较多的有功功率,而返回至逆变器的无功功率可较少。在 Γ 型滤波器中, R_L 与 Z_{c2} 端相接,设 R_L 在 Z_{c2} 曲线上的位置如图10-30所示,是一个适中的位置,用数字表示, R 大约在下面的范围:

$$R = (0.5 \sim 0.8)R_L \quad (10-47)$$

当负载所需的功率和电压为已知时, R_L 就是一个已知量,则 R 就可选定,相应可求出所需的 L 与 C 之值。

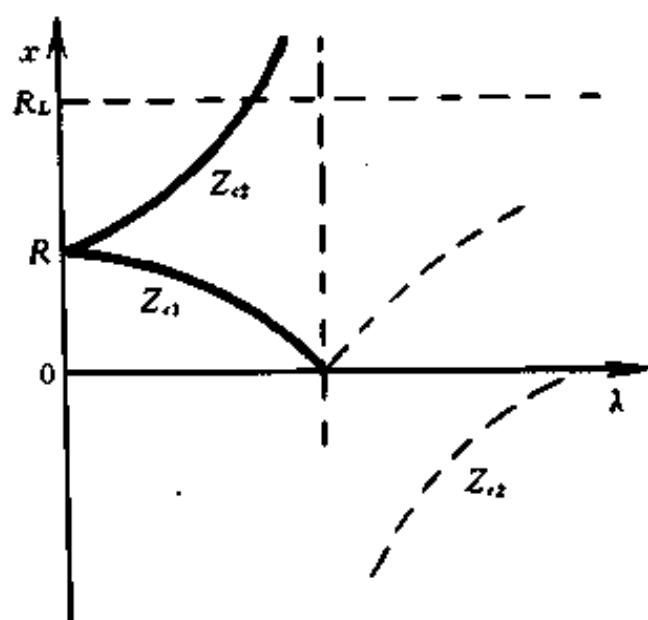


图 10-30 Z_c 与 λ 的关系

(5) 谐波成分的计算

常 K 型 Γ 型滤波器对各次谐波的衰减已由式(10-42)决定。当 f_c 选定之后,即可进行计算。例如选定 $f_c=150\text{Hz}$,欲求11、13、17次谐波的衰减值,则

$$\text{chb} = \frac{f}{f_c} = \lambda = \frac{11}{3}, \frac{13}{3}, \frac{17}{3}$$

查双曲线函数表,即可求出 b 值。

如果最后结果还嫌谐波过大,不符合指标要求,则亦可将 f_c 定在更低的频率上,直至谐波含量符合指标为止。

例 8.1 设某单相 10kVA 逆变器,其理论上最低次谐波为 11 次,占基波的 9.08%,13 次谐波占基波的 7.88%,但实际测量结果 3 次谐波为基波的 6.88%,若要求任意次谐波均不能超过基波的 3%,试决定 K 型滤波器的 L 与 C 之值。

解:3 次谐波有 6.88%,要它减小到 3%,则有 $6.88\%/3\%=2.29$,故 $e^b=2.29$,即 $b=0.83$,根据式(10-42),并查双曲线函数表,可得

$$\frac{f_3}{f_c} = \text{ch}b = \text{ch}0.83 = 1.36$$

因 $f_3=150\text{Hz}$,故可求得截止频率 f_c 为

$$f_c = \frac{f_3}{1.36} = \frac{150}{1.36} \approx 110\text{Hz}$$

考虑到 L 、 C 元件本身还有损耗,也会降低滤波性能,为此将 f_c 定为 100Hz。

选定 f_c 之后,再检查 11 次谐波的衰减,仍用式(10-42),即

$$\text{ch}b = \frac{f_{11}}{f_c} = \frac{550}{100} = 5.5$$

查表得 $b=2.4$,则 $e^{2.4}=11$,即 11 次谐波将由 9.08% 减到 $9.08\%/11=0.82\%$,符合要求,同理,13 次以上更高次的谐波就更小了,不必再核算。

确定 f_c 之后,尚需求出 R 值,才能求出 L 和 C 。现由于负载电阻

$$R_L = \frac{220^2}{10000} = 4.84\Omega$$

若取 $R=0.8R_L=0.8\times 4.84=3.9\Omega$,则

$$L = \frac{R}{\pi f_c} = \frac{3.9}{100\pi} = 12\text{mH}$$

$$C = \frac{1}{\pi f_c R} = \frac{1}{100 \times 3.9\pi} = 816\mu\text{F}$$

因此常 K 型 Γ 型滤波器所用的元件值为

$$L' = \frac{1}{2}L = \frac{12}{2} = 6\text{mH}$$

$$C' = \frac{1}{2}C = \frac{816}{2} = 408\mu\text{F}$$

电路图见图 10-31 所示。

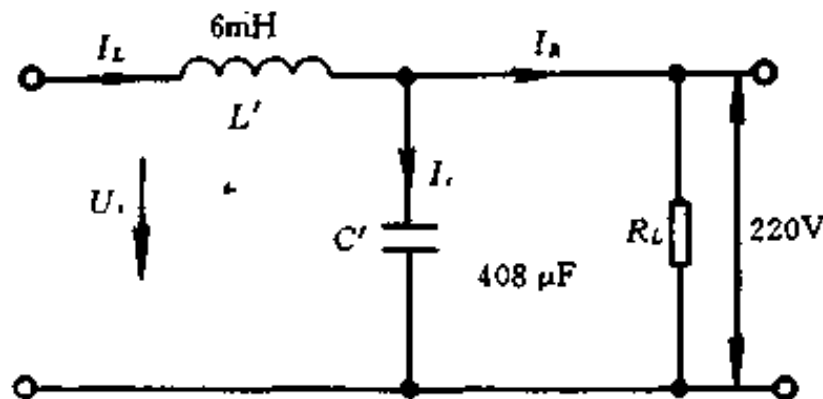


图 10-31 单相实用滤波电路

例 8.2 滤波器的元件如上题确定之后, 需要求出这种情况下所需的输入电压(即逆变器的输出电压), 作为逆变器主变压器确定匝数比的依据。已知负载电压 $U_R = 200\text{V}$, 负载功率 $P_R = 10\text{kW}$ 。

解:

$$I_R = \frac{P_R}{U_R} = \frac{10000}{220} = 45.45\text{A}$$

$$I_C = \frac{U_R}{\frac{1}{\omega C}} = 220 \times 314 \times 408 \times 10^{-6} = 28.18\text{A}$$

$$I_L = \sqrt{I_R^2 + I_C^2 e^{j45^\circ}} = 53.48e^{j45^\circ}$$

而输入电压 U_1 为

$$\dot{U}_1 = U_R + \dot{U}_L = 220 + \dot{U}_L$$

其中

$$\dot{U}_L = j\omega L I_L = 314 \times 6 \times 10^{-3} \times 53.48e^{j135^\circ} = 100.76e^{j135^\circ}$$

故得

$$\dot{U}_1 = 220 + 100.76e^{j135^\circ} = 148.8 + j71.2$$

$$U_1 = \sqrt{148.8^2 + 71.2^2} = 165\text{V}$$

165V 即为逆变器的输出电压, 此数据是根据滤波器的参数求出的, 逆变器的主变压器一旦按此设计制造, 滤波器的参数 (f_c , R , L 与 C) 就不应改变。如果要更改滤波器的元件参数, 变压器的匝数比也必须作相应的变动。

2. m 型三元件 Γ 型滤波器

常 K 型 Γ 型低通滤波器可满足一般逆变器的滤波。但它也有一些不足之处, 一是在通带内 Z_{c2} 的变化很大, 因此滤波器中无功功率分量多; 二是在靠近通带附近的阻带衰减不够大, 即对低次谐波的衰减量不够。而低次谐波的滤除是很关键的, 因此需要降低 f_c , 这会增大 L 和 C 之值。由于 m 型滤波器对常 K 型滤波器的这些缺点能有一定程度的克服, 所以也常用在大功率的逆变器中。

(1) m 型滤波器组成与特性阻抗

为了确定 m 型滤波器的元件和电特性, 可从特性阻抗 Z_{c1} 入手。若设常 K 型滤波器的特性阻抗 Z_{c1} 等于 m 型的特性阻抗 Z_{cm1} , 则由图 10-32 可见, 在匹配时, Z_{c1} 等于 Z_{cm1} 的计算公式应具有相同的形式, 即

$$Z_{c1} = \sqrt{Z_1 Z_2} \sqrt{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}} = \sqrt{Z_{1m} Z_{2m}} \sqrt{1 + \frac{Z_{1m}}{4Z_{2m}}} = Z_{cm1}$$

设 $Z_{1m} = mZ_1$, 其中 m 为正数, 但 $0 < m < 1$, 则可得

$$\sqrt{Z_1 Z_2} \sqrt{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}} = \sqrt{mZ_1 Z_{2m}} \left(1 + \frac{mZ_1}{4Z_{2m}} \right)$$

求解上式可得

$$Z_{2m} = \frac{Z_2}{m} + \frac{1-m^2}{4m} Z_1 \quad (10-48)$$

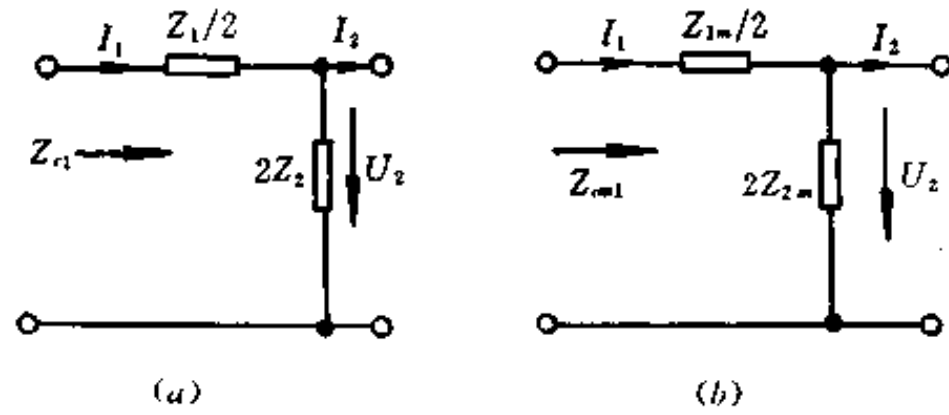


图 10-32 滤波器的输入特性阻抗

(a) K 型; (b) m 型。

由此式可见,若 $Z_{1m} = mZ_1$,则 Z_{2m} 将变成由两个元件串联组成,其一是容抗 $\frac{1}{m}Z_2$ (其值比 Z_2 大,即电容可减小);其二是感抗 $\frac{1-m^2}{4m}Z_1$ (其值甚小)。因 m 小于 1,即滤波器主电感可减小,这是十分有利的。此滤波器如图 10-33 所示。

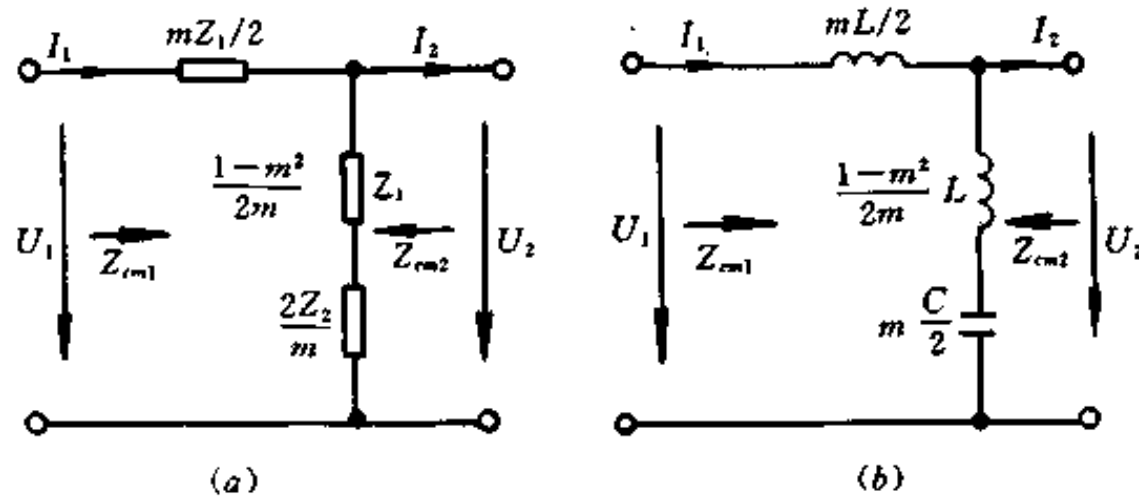


图 10-33 m 型滤波器电路图

导出 m 型滤波器的公式是以 $Z_{c1} = Z_{cm1}$ 为前提而得到的,所以 Z_{c2} 与 Z_{cm2} 就不可能相等。由图 10-32 的对等关系,可知 Z_{cm2} 应该具有下列形式:

$$Z_{cm2} = \sqrt{\frac{Z_{1m}Z_{2m}}{1 + \frac{Z_{1m}}{4Z_{2m}}}}$$

将 Z_{1m} 、 Z_{2m} 的表达式代入上式可得

$$Z_{cm2} = \sqrt{\frac{Z_1Z_2}{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}}} \left[1 + (1 - m^2) \frac{Z_1}{4Z_2} \right] \quad (10-49)$$

由式(10-45)可知

$$\frac{Z_1}{4Z_2} = -\lambda^2$$

故得

$$Z_{cm2} = R \frac{1 - (1 - m^2)\lambda^2}{\sqrt{1 - \lambda^2}} \quad (10-50)$$

由此式可见, m 型滤波器的输出端特性阻抗与常 K 型的不同,它按照另外的规律变化,其

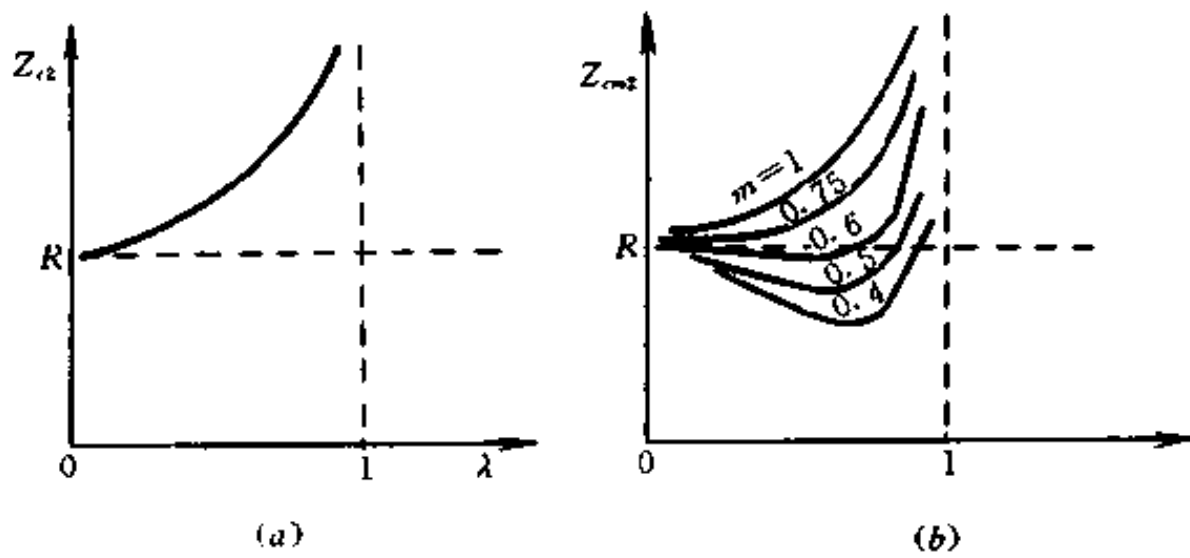


图 10-34 常 K 型与 m 型输出特性阻抗的频率特性

(a) 常 K 型的频率特性; (b) m 型的频率特性。

变化如图 10-34 所示。

由图可看出,当 $m=1$ 时, Z_{cm2} 就等于 Z_{c2} 。当 $m=0.6$ 时, Z_{cm2} 在通带 80% 左右的范围内与 R 很接近。 m 再小,则 Z_{cm2} 在通带内的波动又将变大。

(2) m 型滤波器的衰减特性

由于图 10-34 所示的常 K 型滤波器与 m 型滤波器有对等关系,故 m 型滤波器可借用式(10-42)来计算阻带的衰减,式中仅将下标改为 m 即可。所以

$$\text{ch}b = \sqrt{\left| \frac{Z_{1m}}{4Z_{2m}} \right|} \quad (10-51)$$

将 Z_{1m} 、 Z_{2m} 表达式代入可得

$$\begin{aligned} \text{ch}b &= \sqrt{\left| \frac{mZ_1}{4\left[\frac{Z_2}{m} + \frac{1-m^2}{4m}Z_1\right]} \right|} \\ &= \sqrt{\left| \frac{Z_1}{4Z_2} \frac{mZ_1 \frac{4Z_2}{Z_1}}{4\left[\frac{Z_2}{m} + \frac{1-m^2}{4m}Z_1\right]} \right|} \\ &= \sqrt{\left| \frac{Z_1}{4Z_2} \right|} \frac{m}{\sqrt{\left| 1 + (1-m^2) \frac{Z_1}{4Z_2} \right|}} \\ &= \lambda \frac{m}{\sqrt{1 - (1-m^2)\lambda^2}} \quad (10-52) \end{aligned}$$

将上式作图如图 10-35 所示。

由图可见, m 型滤波器与常 K 型滤波器的衰减频率特性有显著区别,这种区别是由于 m 型滤波器中的并臂是由电容与一个附加电感所组成,在其谐振频率时,并臂阻抗为零,因而其衰减为无穷大,此谐振频率用 f_∞ 表示,称为衰减峰频率。由于衰减峰频率 f_∞ 的存在,使得衰减曲线在 $f_c \sim f_\infty$ 区间的陡度显著增加,故滤波器输出的低次谐波得以大大减少,这是 m 型滤波器优于常 K 型滤波器的主要之点。

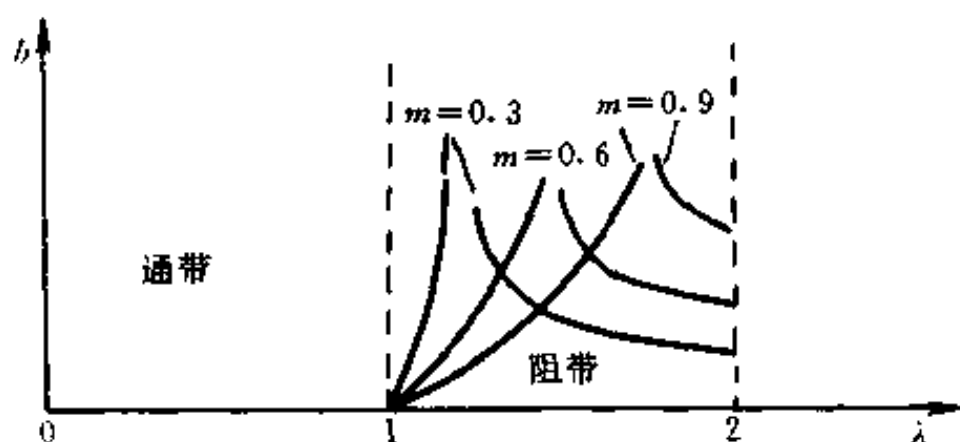


图 10-35 m 型滤波器的衰减频率特性

衰耗峰频率可由式(10-52)求出,因当 $\lambda^2 = \frac{1}{1-m^2}$ 时, $b \rightarrow \infty$, 故

$$\frac{f_{\infty}^2}{f_c^2} = \frac{1}{1-m^2} \quad f_{\infty}^2 = \frac{f_c^2}{1-m^2} \quad (10-53)$$

m 可用下式表示

$$m = \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f_{\infty}}\right)^2} \quad (10-54)$$

(3) m 型滤波器元件选定

首先应该看到, m 型和常 K 型滤波器的通带和截止频率是重合的, 其传通条件可以用同样的表达式来定义, 即常 K 型的传通条件为

$$-1 \leq \frac{Z_1}{4Z_2} \leq 0$$

则 m 型的传通条件必为

$$-1 \leq \frac{Z_{1m}}{4Z_{2m}} \leq 0$$

它的证明是容易得出的, 因为

$$\frac{Z_1}{4Z_2} = \frac{j\omega L}{4} = -\frac{\omega^2}{j\omega C} \quad (10-55)$$

而由式(10-50)可得

$$\frac{Z_{1m}}{4Z_{2m}} = \frac{Z_1}{4Z_2} \frac{m^2}{1 + (1-m^2)\frac{Z_1}{4Z_2}} = -\frac{\omega^2}{\omega_c^2} \frac{m^2}{1 - (1-m^2)\frac{\omega^2}{\omega_c^2}} \quad (10-56)$$

由式(10-55)与(10-56)可以得到如下对偶关系:

$$\text{当 } \frac{Z_1}{4Z_2} = 0 \text{ 时, 必 } \omega = 0, \text{ 则 } \frac{Z_{1m}}{4Z_{2m}} = 0$$

$$\text{当 } \frac{Z_1}{4Z_2} = -1 \text{ 时, 必 } \omega = \omega_c, \text{ 则 } \frac{Z_{1m}}{4Z_{2m}} = -1$$

这就证明了常 K 型滤波器与 m 型滤波器的通带是相同的, 即两者均在 $f=0$ 至 $f=f_c$ 之间传通, 而在 f_c 后截止。

f_c 的选择在常 K 型滤波器中已分析过, 而 R 的选择则有所不同。如图 10-34 所示, R_L 既可以安排在大于 R 处, 也可以安排在小于 R 处, 可以根据 m 值的不同而灵活选取, 一般可用下式表达

$$R = (0.8 \sim 1.4)R_L \quad (10-57)$$

L 与 C 仍可由式(10-43)与(10-44)确定,不过此时的 L 与 C 是常 K 型的数值,推演成 m 型,尚需求出 m 值。

由于 f_∞ 通常处于较高次谐波所在的频率范围内,为了使高次谐波进一步衰减,可将谐波含量较大的某次谐波的频率选作 f_∞ ,可由式(10-54)求出 m 值,将其代入图 10-33 所示各元件中,即可得到完整的 m 型低通滤波器电路。

在 $f_c \sim f_\infty$ 区间的阻带衰减可用式(10-52)进行计算。 f_∞ 之后,谐波含量本来就不大,滤波器对它的衰减量一般来说足有富裕,可以不再进行核算。

(4) m 型滤波器的设计

在 UPS 系统, m 型三元件 Γ 型滤波器是常采用的一种,现就三相 25kW 的 UPS 滤波器电路的设计分析如下:

1) f_c 的选取 根据实际情况决定 f_c ,现定 $f_c = 7 \times 50 = 350(\text{Hz})$ 。

2) m 值的确定 根据实际需要决定 f_∞ ,现取 $f_\infty = 23 \times 50 = 1150(\text{Hz})$ 。则 m 为

$$m = \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f_\infty}\right)^2} = \sqrt{1 - \left(\frac{350}{1150}\right)^2} = 0.95$$

3) R 的确定 输出功率为 25kW,输出电压为 380V,则可确定 R_L 为

$$R_L = \frac{U^2}{P} = \frac{380^2}{25000} = 5.78\Omega$$

取

$$R = 0.9R_L = 0.9 \times 5.78 = 5.20\Omega$$

4) 计算滤波器的元件

$$L = \frac{R}{\pi f_c} = \frac{5.20}{3.14 \times 350} = 4.72\text{mH}$$

$$C = \frac{1}{\pi f_c R} = \frac{1}{3.14 \times 350 \times 5.20} = 175\mu\text{F}$$

则 m 型滤波器的元件为

$$L_1 = \frac{1}{2}mL = \frac{1}{2} \times 0.95 \times 4.72 = 2.24\text{mH}$$

$$L_2 = \frac{1 - m^2}{2m}L = \frac{1 - 0.95^2}{2 \times 0.95} \times 4.72 = 242\mu\text{H}$$

$$C_2 = \frac{1}{2}mC = \frac{1}{2} \times 0.95 \times 175 = 83\mu\text{F}$$

根据上面的元件值,组成滤波器的电路如图 10-36 所示。

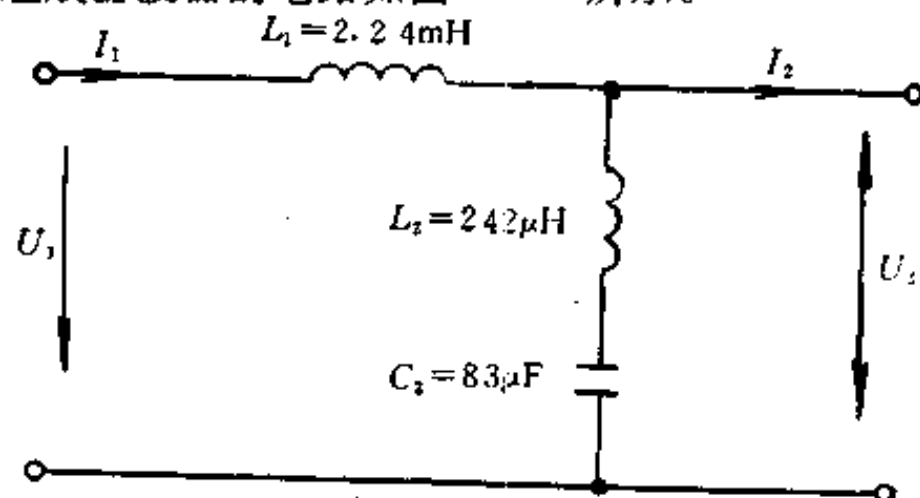


图 10-36 m 型滤波器

5) 谐波衰减的核算 现对 11、13 次谐波衰减量进行核算。

$$\operatorname{ch}b_{11} = \frac{11}{7} \frac{0.95}{\sqrt{1 - (1 - 0.95^2) \left(\frac{11}{7}\right)^2}} = 1.7$$

查双曲线函数表得 $b_{11} = 1.3$, 而 $e^{1.3} = 3.1$, 故 11 次谐波可减小为 $\frac{1}{3.1}$ 。

$$\operatorname{ch}b_{13} = \frac{13}{7} \frac{0.95}{\sqrt{1 - (1 - 0.95^2) \left(\frac{13}{7}\right)^2}} = 2.17$$

查双曲线函数表得 $b_{13} = 1.4$, 而 $e^{1.4} = 4.05$, 故 13 次谐波可衰减为 $\frac{1}{4.05}$ 。

由于 f_{∞} 为 23 次谐波, 故 $b_{23} \rightarrow \infty$ 。23 次以上的谐波, 可不必再核算。

[G e n e r a l I n f o r m a t i o n]

书名=现代功率电子技术

作者= B E X P

页数= 2 8 6

下载位置= <http://202.118.180.121/ebook/sjy01/diskdz1/dz01/18/!00001.pdg>