

现代工业自动化技术应用丛书

TN492

4

电机驱动与控制 专用集成电路及应用

吴红星 主编



中国电力出版社
www.cepp.com.cn

内容摘要

本书系统、全面地介绍了目前广泛应用的电机驱动与控制专用集成电路。内容包括国内外电机驱动与控制专用集成电路概况，直流电机、步进电机、感应电机、无刷直流电机控制与驱动专用集成电路，以及有较宽适用性的功率驱动电路、智能功率模块（IPM）和大规模集成的运动控制和电机控制专用微处理器（DSP）。本书内容求新，资料丰富，并经编者整理和系统化后编写而成，其中还包括编者对电路的应用体会。

本书适合工业自动化工程技术人员阅读，也可供相关专业的科研人员与大中专院校师生参考。

图书在版编目（CIP）数据

电机驱动与控制专用集成电路及应用 / 吴红星主编. —北京：中国电力出版社，2006

（现代工业自动化技术应用丛书）

ISBN 7-5083-4360-3

I. 电… II. 吴… III. 电机-控制-集成电路 IV. TN492

中国版本图书馆 CIP 数据核字（2006）第 044483 号

中国电力出版社出版、发行

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

北京丰源印刷厂印刷

各地新华书店经售

*

2006 年 6 月第一版 2006 年 6 月北京第一次印刷

1000 毫米×1400 毫米 B5 开本 21.25 印张 432 千字

印数 0001—4000 册 定价 30.00 元

版权专有 翻印必究

（本书如有印装质量问题，我社发行部负责退换）

序 言



现代工业自动化技术是信息社会中的关键技术和核心技术之一。自动化技术促进了人类文明的发展。实现工业生产自动化可以提高系统性能、改善劳动条件、减轻劳动强度、大幅提高生产率、节约能源、提高产品质量和经济效益。自动化设备可以代替人完成各类高危作业。

现代工业自动化系统已呈现开放性、智能化、信息化与网络化的特点，它融合了自动化技术、信息技术、现代控制技术、网络技术、通信技术、先进制造技术及现代管理学等诸多学科的先进技术，需要各学科的专家及工程技术人员通力合作，从而实现多学科专业知识与系统集成，形成实现现代工业自动化发展的手段或模式。

为了推广现代工业自动化技术的应用，总结、发展和提高我国工业自动化技术的应用水平，培养高水平的工程技术人员，帮助工作在生产第一线的工程技术人员能够及时拓展知识结构，较全面地了解 and 掌握现代工业自动化领域中的最新技术和应用，中国电力出版社组织编写了《现代工业自动化技术应用丛书》。

一、丛书的编写宗旨

团结组织工业自动化领域的专家、学者、科技工作者、工程技术人员和团体，共谋策划与编写，促进我国工业自动化技术的繁荣和发展。

二、丛书的编写原则

1. 以技术应用为主。理论与实践密切结合，通过剖析工程实例，介绍最新技术和产品的应用，以适应工业现场的需要。可操作性强。

2. 丛书各分册均以现场应用实际或范围划分。各分册之间既相互联系又自成体系。

3. 编委会特邀请该领域有扎实理论基础并富有实践经验的专家、学者和工程技术人员来承担编写工作。

三、丛书读者对象

以工程技术人员为主要读者对象，也适宜科研人员和大中专院校师生参考。

我们相信《现代工业自动化技术应用丛书》的出版必将对我国工业自动化技术的应用起到积极作用。编写出版《现代工业自动化技术应用丛书》对于我

们是一种全新的尝试，难免存在一些问题，希望广大读者给予支持和帮助，我们的联系方式是 mo_bingying@cepp.com.cn。同时，热忱希望各行业从事工业自动化及相关技术的专家、学者、工程技术人员借此机会积极参与，将您在工作实践中获得的丰富经验总结出来，共同为提高我国工业自动化技术的应用水平做出贡献。

**《现代工业自动化技术应用丛书》
编委会**

前 言



电驱动控制系统是指以电能为能源，通过电机本体、驱动器、传感器与控制器等进行能量变换的驱动电机及控制电机的系统，它与燃油（气）动力系统、液压力系统及气压力系统等组成动力群，在产业机械、交通、航空、航天、兵器等领域占有重要地位。电机及其控制系统在工农业生产、国防航天、科学研究及日常生活中都大量使用。随着现代技术的进步，特别是电力电子技术、自动控制理论的发展，电机在其实际应用中，已由过去简单的起停控制、提供动力为目的的应用，上升到对其速度、位置、转矩等的精确控制，以使被驱动的机械运动符合预期的要求。特别是在工业自动化、办公室自动化和家庭住宅自动化方面使用的大量的控制电机，几乎都采用电力电子器件通过微机进行控制，在这种情况下，传统的“电机控制”、“电气传动”已发展到“运动控制”、“远程控制”和“嵌入式操作系统”新阶段。

用来控制电机运动的电驱动控制系统，包括前级的微功率控制电路、驱动电源和末级的功率驱动部分。前级控制电路容易实现集成，通常是模拟数字混合集成电路。对于小功率系统，末级驱动电路也已集成化，称之为功率集成电路。功率集成电路可以将高电压、大电流、大功率的多个半导体开关器件集成在同一个芯片上，有些同时还包括检测、控制、保护等功能电路，称之为智能功率集成电路。有一些更大规模的功率集成电路把整个控制器和驱动器都集成在一起，用一片集成电路就能控制一台甚至多台电机。

电机驱动与控制电路由分立单元电路向专用集成电路发展，不但给电机控制带来极大方便，体积缩小，成本降低，性能改善，调整简便，而且可大大提高系统的可靠性和抗干扰能力，从而深受整机制造商的欢迎。因此，电机驱动与控制专用集成电路，作为专用集成电路一个重要方面，引起了先进工业国家知名半导体厂商的重视，竞相研制开发电机控制、运动控制专用集成电路。例如，美国的 Motorola、National Semiconductor、Texas Instrument、GE 公司，德国的 Siemens 公司，荷兰的 Philips 公司，日本的 Mitsubishi、Panasonic、Toshiba、Sanyo 公司。

电机驱动与控制专用集成电路品种规格繁多，产品资料和应用资料十分丰富，但又很分散，加之不断有新产品涌现，考虑到资料的搜集整理、分析消化和系统化需要耗费大量时间，因此有必要时时更新相关材料。本书向读者较系统地介绍国内外著名半导体厂商生产的用于电机控制、运动控制的专用集成电路及其应用技术，它是对有关文献资料整理和系统化后编写而成的，其中也包括编者对部分集成电路的应用体会。

本书共8章。第1章绪论，介绍国内外电机驱动与控制专用集成电路发展情况，电机控制和运动控制、智能功率集成电路概况，以及典型闭环控制系统可以集成的部分和要求。第2~5章，分别叙述了直流电机、步进电机、感应电机、无刷直流电机驱动与控制专用集成电路，着重介绍它们的电路特点、运行、应用实例。在这几章中，首先归纳专用集成电路产品情况，然后分节介绍典型型号产品。在第6章介绍了有较宽适用性的功率驱动电路，主要对现有市场应用较为广泛的专用集成电路进行叙述，介绍不同集成电路的特点及典型应用电路。第7章介绍了智能功率模块（IPM）。为适应中大功率控制系统对半导体功率器件控制需要，近年出现了许多触发和驱动专用混合集成电路，它们的性能和正确使用直接影响驱动系统的性能和可靠性，重要性是十分明显的。第8章介绍了几种大规模集成的运动控制和电机控制专用微处理器（DSP）。它们将上位机指令、内置程序及传感器反馈信号转换成电机驱动系统可以识别的位置控制、速度分布图、加减速等指令形式，使系统完成一个完整的运动。

全书由吴红星博士主编，编写了第1、4、5、6、7章，并统编了全书。高宏伟主任研究员编写了第3章。刘晓芳博士编写了第2、8章。全书由程树康教授主审。

本书编写过程中参考了有关厂商或代理商提供的资料，编者还参考了国内有关单位和个人撰写的资料和文献，在此一并致以深切谢意。

由于编者水平所限，加之编写时间比较仓促，书中难免有不当之处，恳请读者批评指正。

编者

目 录



序言

前言

第1章 绪论 1

- 1.1 电子器件的发展与应用 1
- 1.2 电机驱动与控制系统基础 ... 2
- 1.3 电机驱动与控制系统发展
情况 4
- 1.4 电机驱动与控制专用集成
电路 5

第2章 直流电机驱动与控制 集成电路 7

- 2.1 引言 7
- 2.2 UCX637 系列 PWM 直流
电机驱动电路 9
- 2.3 TPIC2101 直流电刷电机
控制器 13
- 2.4 TL598 小型直流电机 PWM
调速电路 16
- 2.5 THMC40/41 直流风扇电机
驱动器 19
- 2.6 TDA1085C 通用直流电机
调速电路 22
- 2.7 TD340 直流电机控制
电路 26
- 2.8 TC652 散热风扇控制集成
电路 29
- 2.9 SG2731 直流电机控制
电路 31
- 2.10 P82CF201 低功耗双风扇

管理控制电路 35

- 2.11 MC642 风扇转速控制
电路 37
- 2.12 MAX1749 微型直流电机
驱动控制电路 42
- 2.13 LMD18245 直流电机功率
驱动集成电路 45
- 2.14 L290/L291/L292 直流电
机驱动器 52
- 2.15 LMD18200 直流电机驱动
器 55

第3章 无刷直流电机驱动与 控制集成电路 62

- 3.1 引言 62
- 3.2 MC33033 无刷直流电机
控制集成电路 65
- 3.3 A3936SED 无刷直流电机
控制电路 69
- 3.4 ECN3022 无刷直流电机
控制电路 72
- 3.5 HA13536 无刷直流电机
驱动电路 76
- 3.6 LB11820M 无刷直流电机
驱动集成电路 79
- 3.7 MC68HC908GP32 无传
感器直流电机控制电路 84
- 3.8 ML4425 无位置直流电机
控制电路 89
- 3.9 MLX90401 无刷直流电机
控制器 96

3.10	Si9979Cs 三相无刷直流电机控制集成电路	101
3.11	TDA5142T 无刷直流电机控制电路	104
3.12	OM9369 无刷直流电机控制电路	109
3.13	UCC3626 三相无刷直流电机控制器	115

第4章 步进电机驱动与控制集成电路

4.1	引言	122
4.2	3955 步进电机控制集成电路	126
4.3	A3796 两极步进电机驱动集成电路	132
4.4	A3955SB 步进电机驱动集成电路	136
4.5	BL5060 二相四拍步进电机驱动器	140
4.6	CH250 步进电机脉冲分配器	142
4.7	CIPH9803 步进电机控制集成电路	146
4.8	FAN8200/FAN8200D 步进电机驱动器	148
4.9	HA13532NT 步进电机控制集成电路	151
4.10	L297/L298 步进电机驱动器	154
4.11	LT494 专用脉宽调制集成电路步进电机驱动器	159
4.12	MC3479 步进电机驱动集成电路	163
4.13	MTD2005 步进电机驱动集成电路	165

4.14	PMM8713 步进电机脉冲分配器	168
4.15	SAA1042 二相步进电机驱动电路	171
4.16	SI—7502 五相步进电机驱动器	174
4.17	STK672—020 步进电机驱动集成电路	178
4.18	TDA1521 步进电机桥式驱动电路	181
4.19	UC3717 二相步进电机控制电路	183
4.20	UC3770 步进电机驱动电路	187

第5章 感应电机驱动与控制集成电路

5.1	引言	191
5.2	AD2S100 交流矢量处理器专用集成电路	194
5.3	HEF4752V 生成 SPWM 专用集成电路	198
5.4	IRMCK201 应用于交流伺服专用集成电路	201
5.5	MA818 脉宽调制集成电路	207
5.6	MC3PHAC 三相交流电机控制集成电路	211
5.7	SA868 三相正弦脉宽调制器	214
5.8	SLE4520 三相电机速度控制集成电路	224

第6章 半导体驱动专用集成电路

6.1	引言	230
-----	----	-----

6.2	EB01 电机驱动器	232
6.3	EXB840/841 IGBT 专用 驱动电路	235
6.4	HH204 步进电机驱动 电路	237
6.5	IR2110 功率 MOSFET 驱动器	240
6.6	IR2130 三相电机控制 MOSFET 驱动集成电路 ...	243
6.7	MAX620 四路电机驱动 电路	248
6.8	PA03 大功率运算 放大器	251
6.9	Si9976DY 桥式驱动器	254
6.10	TC4469 电机驱动器	260
6.11	UDN2998W 电机 驱动器	264
第7章 智能功率模块 IPM		267
7.1	引言	267
7.2	智能功率模块基本知识 ...	269
7.3	小型封装智能功率模块 ...	283

7.4	7MBP100RA120 智能功率 模块	288
7.5	MIG20J106L 智能功率 模块	293

第8章 专用电机控制微处理 器 DSP		298
8.1	引言	298
8.2	DSP 技术的 ADMC331 电机 控制器	299
8.3	DSP 技术的 ADMC328 电机 控制器	303
8.4	DSP 技术的 ADMC401 电机 控制器	307
8.5	DSP 技术的 TMS320F240 电 机控制器	311
8.6	DSP 技术的 TMS320LF2407 电机控制器	314
8.7	DSP 技术的 DSP56F805 电 机控制器	323
参考文献		325

第1章 绪 论

1.1 电力电子变流技术的发展

电力电子器件的全控化和高频化促进了电力电子变流技术的发展，高频场控型器件和采用高频处理技术是现代电力电子变流技术的主要特征，PWM 控制技术已逐渐成为电力电子变流技术的主要控制技术。现代电力电子变流技术不断地朝着高电压、大电流、高频化、智能化、控制技术数字化的方向发展。

电力电子器件是电力电子变流技术发展的强大动力，电力电子变流技术的每一次飞跃都是以新器件的出现为契机的。自 1958 年晶闸管在美国 GE 公司诞生以来，电气传动技术就进入电力电子的发展时代。1958 年第一代晶闸管（SCR）的问世，以及随后 20 年内 SCR 额定值及特性参数的提高和改进，开创了“SCR 及其应用”的传统电力电子技术的第一阶段。由 SCR 派生出了快速晶闸管、逆导晶闸管、双向晶闸管、不对称晶闸管和光控晶闸管等器件，其中光控晶闸管容量已达到 3800A/8000V 的水平。由于 SCR 无法实现自关断且开关频率低，除了某些大容量的应用场合中还在使用，中小容量场合已被全控型器件逐渐取代。

20 世纪 70 年代中期，大功率电力晶体管（GTR）、高压大功率门极关断（GTO）晶闸管及电力场效应晶体管（MOSFET）等器件的相继研制成功，以及这些器件与微处理器的结合使用，使电力电子技术进入了“自关断器件”的第二阶段。GTR 是一种双极型大功率高反压晶体管，可分为单管、达林顿管和 GTR 模块三大系列，其中 GTR 模块在大功率开关场合应用最多。GTO 是一种电流控制型可关断器件，它的关断特性被认为是电力电子技术的一次突破。目前 GTO 容量已达到 3600A/6000V 的水平，但其关断电流增益差，关断损耗大，同时需要大功率的吸收电路，目前 GTO 主要用于数千 kW 以下大功率电流型逆变器。MOSFET 是一种电压控制型器件，具有较高的开关频率（几百 kHz）和较小功率的吸收回路。MOSFET 输入阻抗高，由于它的通态压降随器件的阻断电压的提高而迅速升高，因而只应用于高频、低容量场合。

20 世纪 80 年代以来，微电子技术与电力电子技术在各自发展的基础上相结合，产生了一批工作频率高，具有栅极全控功能的功率集成器件，如静电感应晶体管（SIT）、绝缘栅双极晶体管（IGBT）、场控晶闸管（MCT）、功率集成电路

(PIC)、集成门极换流晶闸管 (IGCT) 和智能功率模块 (IPM) 等, 使电力电子技术进入全新的“高频化、智能化”的第三阶段。SIT 是一种大功率结型场效应晶体管, 其开关频率相当高, 但通态压降较大, 主要用于视听、感应加热等领域。最近推出的一种静电感应晶闸管 (SITH), 是在 SIT 漏极表面加上一层 P 型材料而成, 这种器件除了关断电路增益低, 还具有类似 GTO 的特性。目前已研制成 2000A/4000V 的 SITH 器件, 应用于高频感应加热、高频 DC/DC 变流器和无噪声 PWM 逆变器中, 成为高频电力变换装置中较为理想的器件之一。IGBT 是一种由 MOSFET 和 GTR 组成的复合电压控制型器件, IGBT 集中了 MOSFET 和 GTR 的优点, 具有开关损耗小、耐压高、通态压降低等优点, 其模块容量从 1990 年的 100A/1000V, 提高到现在的 2400A/3500V。IGBT 采用单独驱动模块, 使用极为方便, 被视为最为理想的电力电子器件。IGBT 模块最新发展出电子注入增强栅晶体管 (IEGT) 模块。IEGT 利用“电子注入增强效应”, 采用平板压接式电极引出结构, 兼有 IGBT 和 GTO 的优点, 具有饱和压降低、安全工作区宽、栅极驱动功率低、工作频率高和可靠性高的特点。MCT 是 1988 年美国 GE 公司生产的一种复合型器件, 兼有 SCR 的高电压大电流特性和 MOSFET 快速开关的性能。其特点是电压、电流容量大, 可经受 di/dt 、 dv/dt 高, 开关速度与 IGBT 相当, 通态压降更小, 开关损耗小。IGCT 是 ABB 公司最近推出的一种电压控制型器件, 结合了晶体管的强关断能力和晶闸管的低通态损耗。IGCT 具有电流大, 电压高, 开关频率高, 可靠性高, 结构紧凑, 损耗低等特点, 适用于中、高电压的大功率应用场合, 是一种极具发展潜力的新一代功率器件。PIC 是为了解决大功率电子器件应用时驱动保护困难而出现的, 它把承受高电压大电流的功率器件和用作控制的数字电路、模拟电路、保护电路及检测电路集成在一起, 使器件具有自检测、智能控制和自保护功能。PIC 可分为高压集成电路 (HVIC) 和智能功率集成电路 (SPIC), 是目前功率电子学发展的最新方向。第三代 IPM 由高速、低耗的 IGBT 芯片和优化的栅极驱动电路、保护电路、报警电路等封装而成, 具有高可靠性、低损耗、低噪声、低振动、故障自保护等优点。



随着科学技术的发展, 出现了许多跨领域、跨学科的综合性学科, 电机驱动控制技术就具有这种高度综合的特点。电子技术、微电子技术、计算机技术给予电机系统以新的生命力。电机驱动控制技术涉及到机械学、电动力学、电机学、自动控制技术、微处理器技术、电力电子学、传感器技术、计算机仿真学、计算机接口技术、软件工程学等学科与领域。

电机驱动控制技术包括以下更为具体的内容:

1) 执行机械技术 包括电机的原理与设计, 电机及传感器一体化, 机械机构的动力学分析, 一体化电机系统, 电机机构的新结构、新原理、新材料、新构成等。

2) 逆变和电机驱动技术 包括电力变换技术, 功率驱动技术, 精密驱动技术, 驱动保护技术, 电磁兼容与可靠性等。

3) 运动信息及信号检测 包括传感器技术, 信号处理技术, 接口技术等。

4) 自动控制技术 包括控制理论, 控制方法及控制电路的模拟、仿真和调试技术。

5) 电机系统的集成 包括电机系统的一体化设计, 电机系统的结构化设计, 电机系统的模拟、仿真和实现电机系统的综合性能分析和评估。

6) 以嵌入式数字信号微处理器 (DSP) 芯片为核心的单片电机系统技术 将电机系统的主要结构做在一个单芯片中, 它以嵌入式 DSP 芯片为核心, 采用面向对象的片中软件实现控制系统的可重构、可扩充和通用性, 可以适用于无刷电动机、感应电动机、同步电动机、开关磁阻电动机、步进电动机的反馈控制、矢量控制、智能控制等高层次控制。

7) 网络信息家电中的电机控制技术 “网络信息家电” 是一种概念, 是一种新领域。它是信息技术与家用电器智能控制技术的结合, 是信息时代的重要物质基础, 是计算机、自动控制、信息技术、电工等学科交叉融合产生的新兴领域。

按照 IEC 的分类, 一般用途电动机是指常见的交流电动机 (包括异步电动机和同步电动机)、直流电动机, 还有交直流两用的通用电动机 (其中包括小功率单相换向器电动机)。一般用途电动机将电能转换成机械能, 向被驱动的机械提供动力来源。它们除了作为机电能量转换的一个部件外, 实际上, 相当一部分电动机在应用时还需要对其进行起停、正反转、制动, 以及速度控制和保护等控制, 通常将这些控制纳入“电气传动”范畴。

另一类电机是特殊用途或特定用途电机, 其中控制电机是它的重要分支。广义地说, 控制电机是指在自动控制装置或系统中使用的各种电机, 包括各种交直流伺服电动机、力矩电动机、无刷直流电动机、步进电动机等执行电动机, 以及以测速发电机、自整角机、旋转变压器、感应同步器为代表的信号类电机。控制电机是伺服系统、解算系统、机电一体化装置的重要元件。现代控制电机与微电子技术、电力电子技术的结合产生了新型的混合式电动机, 如无刷直流电动机、步进电动机、交流伺服电动机、逆变器供电的交流电动机、开关磁阻电动机、超声波电动机等。新型电机的电动机部分和电子控制部分有机地结合组成一个不可分的整体, 形成一个子系统, 离开控制电路的电动机本身不能运行。很自然, 人们希望这些电机的控制部分能够集成化。同样, 利用电子模拟开关等器件与电机结合发明了无刷直流测速发电机、利用 H 形伺服环工作的跟踪型自整角机及数字转换器等都是信号类控制电机与微电子技术结合的产物。

1.3 电机驱动与控制系统的组成

(1) 直流驱动系统 以直流电机为驱动电机构成的驱动系统称为直流电机驱动系统，通常简称为直流驱动系统。直流驱动系统中的驱动器的功率电路通常采用斩波器控制方式，它具有控制较简单、效率较高、成本低、技术成熟等优点。但直流电机具有电刷、换向器等易损件，需定期维护，同时直流电机的效率低于交流电机、价格高、重量及体积大等缺点，造成了使用不便。

(2) 交流驱动系统 以交流感应电机为驱动电机构成的驱动系统称为交流感应电机驱动系统，简称交流驱动系统。交流电机与直流电机相比，具有效率高、体积小、重量轻、免维修、坚实可靠、易冷却、寿命长等优点，但控制电机的逆变器较复杂。一方面控制用的大功率管数量要求比直流驱动系统中的多；另一方面要实现交流电机的美好调速性能必须采用矢量控制方法。对普通的三相感应电机进行矢量控制，其逆变器中除用 DSP 外，控制软件也较复杂，但是随着电力电子技术的发展，这些问题都可得到解决。

交流驱动系统和直流驱动系统比较而言，交流电机本身比直流电机成本低，而逆变器比直流电机控制系统成本高。随着电力电子技术的不断发展，两个系统的成本差距将越来越小。从目前来看，交流驱动系统总的成本高于直流驱动系统的成本。但是，由于交流驱动系统效率高，重量轻，能更有效地实现再生制动，因此交流驱动的优点将使其成为电动汽车最佳驱动系统方案之一。

(3) 永磁同步电机交流驱动系统 以永磁同步电机包括无刷直流电机 (BDCM) 和三相永磁同步电机 (PMSM) 为驱动电机的驱动系统称为永磁交流驱动系统。它与前两种驱动系统比较，效率较高，体积较小，重量最轻，也无须维护，在电动车中也得到一定的使用。但是，该类型驱动系统目前存在成本太高的缺点，而在可靠性和使用寿命等指标上也比交流电机差。同时，对于大功率的 BDCM 和 PMSM 要做到体积小、重量轻依然存在一定的技术难度。从发展角度看，我国是盛产永磁材料的国家，特别是稀土永磁材料，如钕铁硼等资源非常丰富，随着永磁电机制造技术不断发展进步，成本不断降低，永磁同步电机驱动系统在电动汽车上的应用将最具有前途。

(4) 开关磁阻电机 (SRM) 驱动系统 开关磁阻电机驱动系统具有电动机结构比感应电机更简单可靠的特点，特别适用于高速、低速大转矩，小电流的系统，且效率高，特别是转子无绕组，适合于频繁正反转及冲击负载等工况条件。功率驱动电路采用的功率开关器件少，电路较简单。功率器件与电机绕组相串联，不易发生直通短路。SRM 驱动系统利用较简单的控制电路能够实现较宽的调速范围、低速大转矩和制动能量反馈等特性，但该驱动系统也有不足之处，即振动较大及噪声

较大。



开发一个电机控制驱动器是一项烦琐的工作。设计一个电机控制系统，一定要考虑许多参数，例如换相、速度、加速、减速和转矩等。过去，用逻辑集成电路、比较器、晶体管、二极管等电子元器件装配在一个面板上，并使用分立的 MOSFET 或绝缘栅双极晶体管（IGBT）连接成的一个 H 桥或半桥输出电路。现在，只要根据任务需要选取一些成熟的控制集成电路和驱动模块就行，它们已经将所有需要的控制逻辑和驱动的功能集成好了。电机控制专用集成电路在电机控制中大量应用。这些电路大多为模拟数字混合电路，大大提高了电机控制器的可靠性和抗干扰能力，又缩短了新产品的开发周期，降低了研制费用，因而近年发展很快。

随着电机应用技术越来越复杂，系统设计者正在通过利用电机控制集成电路而简化工作。电机控制集成化的一个理由是使应用者容易获得最佳的硬件及软件解决方案。人们可用最少的开发时间，就能将其最终产品在市场上销售。

现在，电机控制电路集成有两个途径。其一，对于在功率管方面有设计专长的公司，目标是将电机控制器和中等电流功率场效应晶体管（FET）集成在一个芯片上。对于高功率应用，厂商时常将电机控制器和功率 FET 门极驱动电路组合在一个芯片上，可驱动外面的较大功率的 MOSFET 和绝缘栅双极晶体管（IGBT）。其二，对于兼有高级集成电路能力和功率驱动专长的少数厂商来说，集成方法是将硬件和程序基础结构放在一个模块里。作为专用集成电路的一个重要方面，目前世界上多数大型半导体厂商都提供自己开发的电机控制专用集成电路。

电机控制集成电路市场主要包括：工业自动化、计算机与外围设备、汽车、家用电器、消费类产品、医学设备、军事和商用等，工业自动化仍是最普遍的应用市场，用于家用电器和消费产品部分将会增加，更多的焦点放置在功率管理和功率转换上。

按照美国风险开发公司 Venture Development Corporation（VDC）2001 年发表的“全球电动机控制集成电路市场”报告分析，2000 年世界电机控制集成电路年度收入为 9 亿美元，而且以后 5 年将以 9% 的平均年增长率增长，如图 1-1 所示。这个市场的产品包括电机控制器集成电路、电机驱动器集成电路、控制器/驱动器组合集成电路和芯片组。电机控制集成电路的增长率将比电机驱动器集成电路稍大些。最快速成

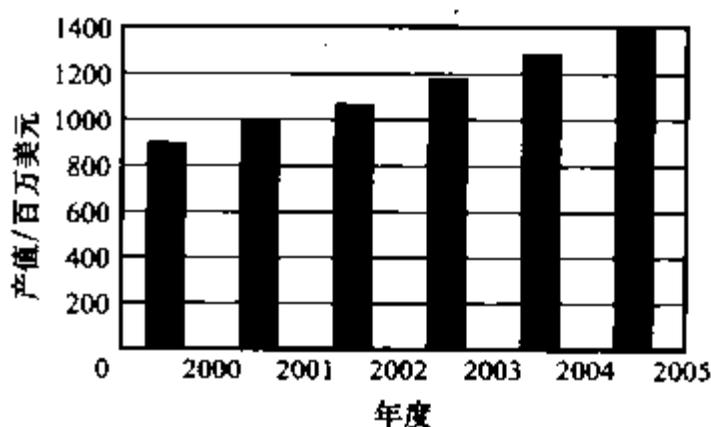


图 1-1 全球电机控制集成电路产值

长的将是控制器/驱动器组合集成电路和芯片组，这表明更多功能整合的发展趋势。电机控制集成电路大多数利用脉宽调制（PWM）输出，而在电机控制应用中驱动器集成电路的输出级被新型功率半导体开关器件 IGBT 所支配。

在过去几年里，电机控制电路制造业发生了一些合并、收购和重组的情况。例如：

- 1) SiemensSemi 从 Siemens 分立，改名为 Infi-neon；
- 2) TI 收购了 Unitrode 和 Burr-Brown；
- 3) ONSemiconductor 从 Motorola 的 SCG 分立，并收购了 Cherry 的半导体部；
- 4) NJR 收购了 Ericsson 的 IC 系列；
- 5) FairchildSemiconductorCorp。收购了 Sam-sung 的功率器件业务和 MicroLinear 的管理业务；
- 6) Intersil 收购了 Harris 的半导体部；
- 7) DallasSemiconductor 被 Maxim 公司收购。

目前，全球电机控制集成电路市场中主要的半导体厂商有：Allegro Microsystems, Analog De-vicesInc, Fairchild Semiconductor Corp, Motorola, STMicroelectronics, TexasInstrumentsInc, 以及日本的 Toshiba、Sanyo 等公司。

在电机控制理论方面，最重要的是 20 世纪 70 年代提出的异步电机矢量变换控制方法，至今已获得迅猛的发展，已较为成熟。矢量变换控制交流变频器已经商品化。因为这种方法采用了坐标变换，需要进行快速、复杂的数学运算，所以对控制器的运算速度和处理能力等要求较高。微型计算机技术的发展为矢量变换控制的实现提供了良好的外部条件。无速度传感器的交流异步电机驱动系统和永磁电机驱动系统控制也是开发热点之一。永磁电机驱动系统由于它的高效、高功率因数、高可靠性而得到越来越多的关注。无刷电机的无位置传感器控制和正弦波电流控制，在应用方面已趋成熟。近年，开关磁阻电机在许多领域应用取得进展。它们大多采用基于微控制器（MCU）、DSP 的电机控制驱动器。

第2章 直流电机驱动与控制集成电路



直流电机的驱动分为两种，绕线式磁场的直流电机和永磁体磁场的直流电机。前者有旋转的磁场并且磁场被直流电流所控制，而后者没有旋转的磁场，永磁场也是不可控的。由于直流电机的驱动技术成熟，控制简单，至今已被广泛应用到各种不同的场合当中。

直流电机的驱动已被广泛应用到电力拖动当中。最早的直流电机的驱动系统的结构是由一串与电机串联或者并联的电阻组成。电机的电压等于电池的电压减去流经电阻的电压降，能够通过控制电流接触器切掉一部分电阻来增加。伴随着能量的电子控制技术的快速发展，直流斩波电路由于其体积小、重量轻、效率高并且有很高的可控性，尤其在为达到要求速度方面，可以提供平稳的加速度，已经被广泛应用到电力拖动当中。图2-1展示了一个降压直流斩波器的基本电路，该斩波器用于直流电机驱动的速度控制。

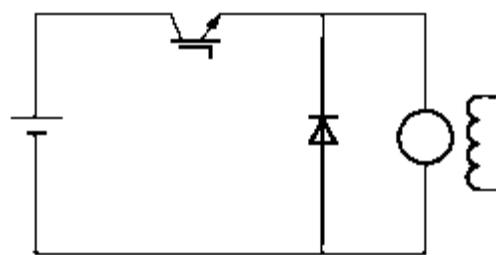


图 2-1 降压直流斩波控制电路

应用于变化的磁场的直流电机的名字常常由磁场和转子相互的连接来决定。图2-2所示普通类型的可变磁场的直流电机分为他励、串励、并励和积复励。没有外部的控制，它们的转矩转速特性曲线在不同的电压等级下有所不同。对于他励直流电机，磁场和转子电压可以彼此独立地控制，转矩转速特性曲线是线性的，转速随着转矩的增加而增加，而且速度的调节依靠转子回路的电阻的大小。在串励的直流电机当中，磁场电流和转子电流一样大，随着转矩的增大转子电流也增大，因此磁通量增加。为了保持供给电压和感应电压的平衡，速度必须下降，转速转矩特性成

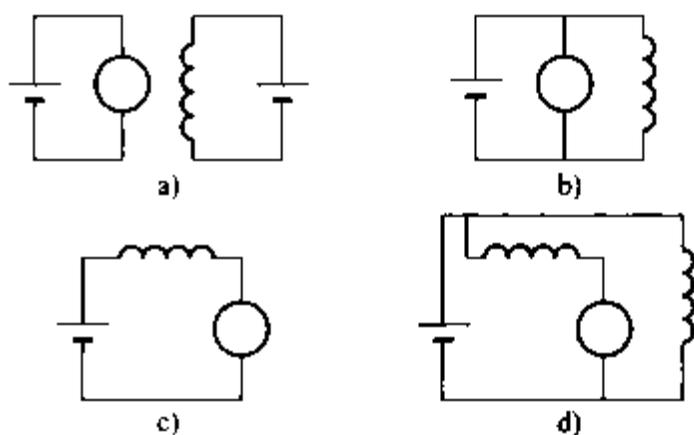


图 2-2 绕线式直流电机

a) 他励 b) 串励 c) 并励 d) 积复励

反比关系。在并励直流电机当中，磁场和转子被连接到同一个电压源上，相应的特性曲线与他励发电机的相似。在积复励直流电机当中，串励磁动势和并励磁动势方向相同，其特性曲线介于串励和并励之间，决定于串励磁场和并励磁场的相对强弱。需要注意的是串励直流电机由于其在低速下有很大的转矩，已被广泛应用到传统场合的驱动当中。它们与其他的直流电机相比，被认为具有最高的转矩/安培率。电机车加速和爬坡的时候，这个特性能够大大降低电池的输出。

以永磁体取代旋转磁场和磁极结构，永磁直流电机能够很容易由绕线式直流电机产生。与绕线式直流电机相比，由于永磁体节省空间，磁场损失也小，永磁体的直流电机可以产生相对很高的能量密度和很高的效率。由于永磁体的低磁导率，其与空气差不多，电枢反应被减弱但换向却被改进了。然而，由于永磁体直流电机的磁场的励磁是不可控的，它们不容易实现与绕线式直流电机驱动相似的操作特性。

正如前面提到的，直流电机的主要特点就是其技术的成熟和简单。由于气隙磁通 Φ 和电枢电流 I_a 可以被独立地控制，使得电机的速度 ω_m 和转矩 T 可以被很容易地控制，从而使得电机的控制技术简单。无论是绕线式直流电机还是永磁体式直流电机，它们都由下面的几个基本方程所控制：

$$E = K_e \Phi \omega_m \quad (2-1)$$

$$V_a = E + R_a I_a \quad (2-2)$$

$$T = K_t \Phi I_a \quad (2-3)$$

式 (2-1) ~ 式 (2-3) 里的 E 代表的是电动势， V_a 是电枢的电压， R_a 是电枢的电阻，而 K_e 是电动势常量或转矩常量。对于绕线式磁场直流电机来说， Φ 和励磁电流 I_f 呈线性关系，其中励磁电流 I_f 可以被独立控制。由于励磁方式的不同， I_f 的控制也各不相同。串励中 I_f 由 I_a 控制，在并励和积复励当中则分别由 V_a 控制和 V_a 与 I_a 共同控制。相比之下，在永磁体式直流电机中， Φ 在本质上是不可控的。

当直接直流一直流变换器采用了斩波方式的操作，它们常常就被称为直流斩波器，广泛应用到直流电机驱动的速度控制当中。这些直流斩波电路被分为降压斩波电路、升压斩波电路、电流可逆的升压降压斩波电路和桥式可逆斩波电路。降压

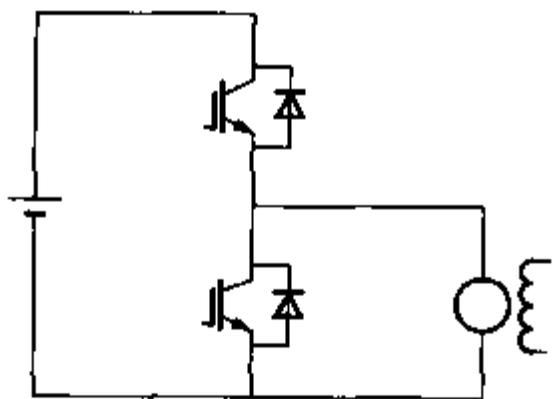


图 2-3 电力拖动中电流可逆的升压降压斩波电路

斩波电路适用于电动状态，能量是从电源流向负载，而升压斩波电路适用于再生制动，能量是从外部负载流向电源。对于有些场合来说，再生制动是十分必要的，它可以使电机车的速度范围上升 25%。如图 2-3 所示，升压降压直流斩波器不仅可以应用在电动状态，而且可以应用到再生制动的拖动场合。此外，桥式可逆斩波电路采用电力电子控制代替了机械接触器达到反转的操作，它能够被应用到正转、反转，以及可电动又可制

动的场合。

如图 2-4 所示,有三种可以改变斩波器输出电压的方式:脉冲宽度调制(PWM)控制、频率调制控制和混合限流型控制。在第一种控制中,斩波器的频率保持恒定而脉冲宽度是变化的;第二种控制,脉冲宽度是恒定的而斩波频率是变化的;第三种控制,可以通过调节脉冲宽度和频率去控制负载电流在设计好的最大最小值之间变化。在一般的电力拖动的直流电机的驱动系统当中,通常采用脉冲宽度调制的电流可逆的升压降压直流斩波器。脉宽的控制由变量导通比 δ 来决定,即

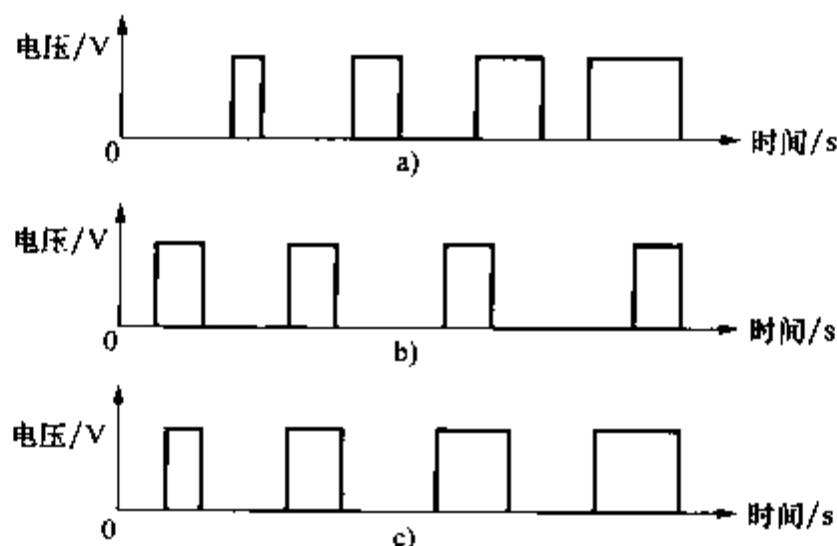


图 2-4 直流斩波控制电路的输出电压

a) 定频率变脉宽 b) 定脉宽变频率 c) 变频率变脉宽

$$V_a = \delta V_s \quad (2-4)$$

$$I_a = \frac{V_a - E}{R_a} \quad (2-5)$$

式中 V_s ——直流供电电压。

因此,当 $\delta > (E/V_s)$ 时,工作在电动状态 ($I_a > 0$); 当 $\delta < (E/V_s)$ 时,工作在再生制动状态 ($I_a < 0$); 当 $\delta = (E/V_s)$ 时,工作在空载情况。由于电流一直在流动,中断的导通方式就不会产生。



2.2.1 概述

UCX637 系列是 UNITRODE 公司研制的专用 PWM 直流电机驱动电路,可以采用单向/双向两种控制模式工作,在自动化控制领域得到了广泛的应用。与以往的驱动电路(用通用器件构成)相比,它不仅提高了电路的可靠性,而且还降低了

成本。UCX637 系列共有三个型号：UC1637/2637/3637，它们的功能完全相同，主要区别是工作的温度等级不同，依次为 $-55 \sim +125^{\circ}\text{C}$ （军品级）、 $-25 \sim +85^{\circ}\text{C}$ （工业品级）和 $0 \sim +70^{\circ}\text{C}$ （商业品级）。

PWM 直流电机驱动电路的基本核心包括两个部分，一是模拟误差信号放大电路；另一是脉冲宽度调制（PWM）电路。为确保工程应用的可靠性，还设计有较为完善的保护措施。

2.2.2 UCX637 极限参数

- 1) 电源电压 ($\pm V_S$): $\pm 20\text{V}$ 。
- 2) 输出电流 (拉出/入) (引脚 4、11): 500mA 。
- 3) 模拟输入 (引脚 1~3、8~16): $\pm V_S$ 。
- 4) 误差放大器 OP 输出电流 (引脚 17): $\pm 20\text{mA}$ 。
- 5) 振荡器充电电流 (引脚 18): -2mA 。
- 6) 功耗 ($T_A = 25^{\circ}\text{C}$): 1000mW 。
- 7) 存贮温度范围: $-65 \sim +150^{\circ}\text{C}$ 。
- 8) 引脚焊接温度: $+300^{\circ}\text{C}$ (10s)。

UCX637 系列的封装有三种形式：DIP—18、SOIC—20 和 PLCC/LCC—20，引脚功能及符号如表 2-1 所列（仅列出 DIP18）。

表 2-1 UCX637 引脚功能及符号

引脚	符号	功能	引脚	符号	功能
1	$+V_{TH}$	锯齿波正峰值	10	$-A_{IN}$	比较器 - A 同相输入
2	C_T	外接振荡电容	11	$+A_{IN}$	比较器 - A 反相输入
3	$-V_{TH}$	锯齿波负峰值	12	$+C/L$	比较器 COM4 同相输入
4	A_{OUT}	A 路输出	13	$-C/L$	比较器 COM4 反相输入
5	$-V_S$	电源负极	14	SHUTDOWN	关断比较器输入
6	$+V_S$	电源正极	15	$+E/A$	误差放大器同相输入
7	B_{OUT}	B 路输出	16	$-E/A$	误差放大器反相输入
8	$+B_{IN}$	比较器 - B 同相输入	17	$E/A \text{ OUT}$	误差放大器输出
9	$-B_{IN}$	比较器 - B 反相输入	18	I_{SET}	充电电流设置端

2.2.3 工作原理

UCX637 系列的电路原理框图如图 2-5 所示，可分成以下三大部分：锯齿波振荡电路、脉宽调制电路和保护电路。

锯齿波振荡电路由比较器（COM1、COM2）、恒流源（ I_{S1} 、 I_{S2} ）、触发器 D1

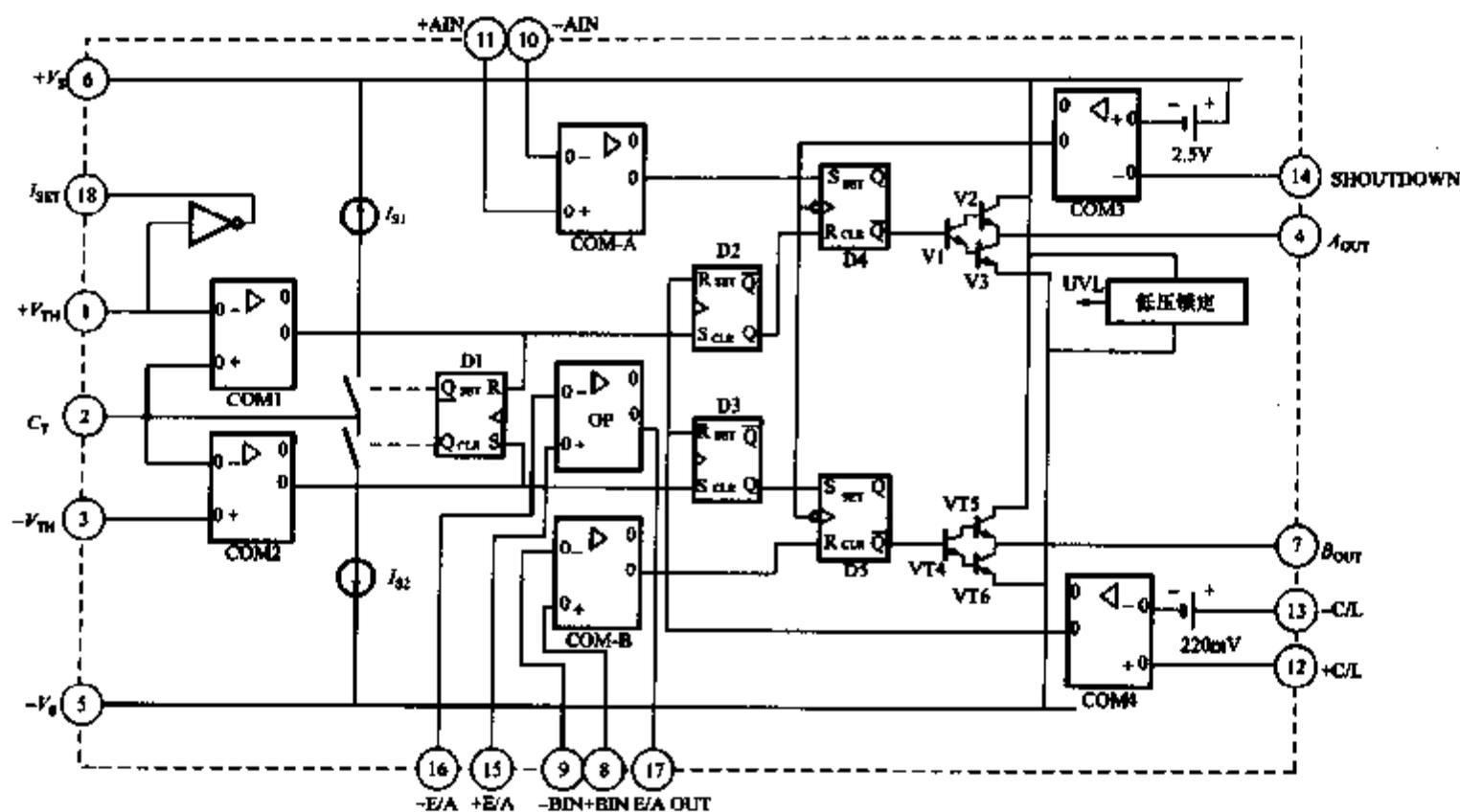


图 2-5 UCX637 系列 PWM 直流电机驱动电路原理框图

及附属外围阻容元件组成（参阅图 2-5 相关部分）。锯齿波输出的上/下限（ $+V_{TH}/-V_{TH}$ ）由外接电阻 R_1 、 R_2 和 R_3 决定；锯齿波的频率 f 则由外接阻容元件 R_T 和 C_T 决定，按典型应用有以下关系式（相关电路参见图 2-7）：

$$+T_{TH} = -V_S + \frac{[(+V_S) - (-V_S)](R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3} \quad (2-6)$$

$$-T_{TH} = -V_S + \frac{[(+V_S) - (-V_S)]R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \quad (2-7)$$

$$I_S = \frac{(+V_{TH}) - (-V_S)}{R_T} \quad (2-8)$$

$$f = \frac{I_S}{2C_T[(+V_{TH}) - (-V_{TH})]} = \frac{(+V_{TH}) - (-V_S)}{2R_T C_T [(+V_{TH}) - (-V_{TH})]} \quad (2-9)$$

PWM 主要由误差放大器 OP 和比较器（COM-A、COM-B）组成，用误差放大器 OP 的输出与锯齿波进行比较，得到的脉冲串的脉宽/极性与误差信号相对应。在不同的参考电压（由外接电阻 R_4 、 R_5 和 R_6 、 R_7 决定，参考图 2-7 相关电路）下，脉冲串的输出有三种不同的形式，如图 2-6 所示。

形式 1：死区时间等于零（即引脚 9 和 11 的电位相同），此时输出 A_{OUT} 和 B_{OUT} 刚好反相，如图 2-6a 所示，在同一时刻发生翻转。

形式 2：死区时间较小时，输出 B_{OUT} 的翻转时刻较输出 A_{OUT} 的翻转时刻存在一个小的延时 t_d ，可用它来减小功率输出级瞬间短路的可能性，如图 2-6b 所示。

形式 3：死区时间不存在，亦即引脚 9 和 11 的电位差与锯齿波的输出幅度相

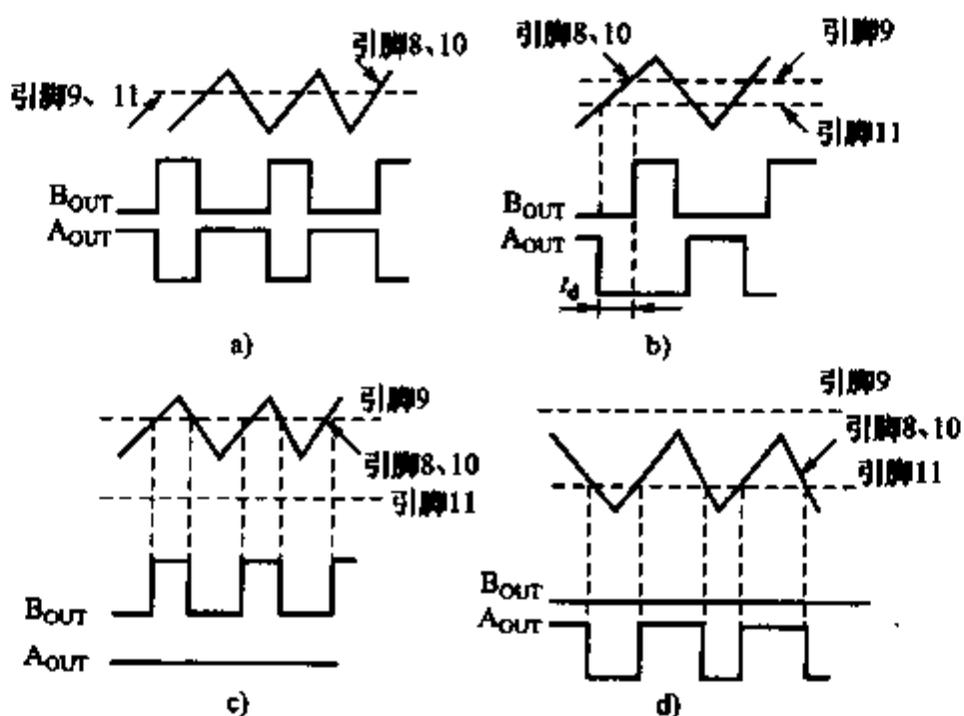


图 2-6 脉宽调制的三种组态形式

a) 死区时间等于零时 b) 死区时间 t_d 较小时 c) 死区时间 t_d 产生 d) 死区时间不存在时

当时，两个输出 A_{OUT} 和 B_{OUT} 中的一个变成直线，而另一个为脉冲串，这样可完全避免功率输出级的瞬间短路，如图 2-6d 所示。

上述三种形式也就是脉宽调制的不同组态。

保护电路由低电压锁定、过电流锁定和输出关闭三部分电路组成。低电压锁定电路 UVL 是内置的，当电源电压低于某个值（如 4V）时，它便关断输出电路。过电流锁定电路 COM4 则是当电流取样电阻上的电压（反映输出电流的大小）超过限定的值时，切断输出，以保护功率器件。输出关闭电路 COM3 通过与外接电路的组合，可实现灵活多样的保护功能，如外置的低电压锁定、软启动等。该电路其实与低电压锁定电路 UVL 功能是相同的。

2.2.4 UCX637 典型应用

如图 2-7 所示，电路为可逆直流电机调速电路，其中 L298 为全桥功率电路，UCX637 的输出驱动控制 L298 的功率管，最终控制直流电机的工作状态。注意测速电机的反馈方式应与速度给定信号的极性相适应；电流取样电阻 R_{20} 的大小取决于限定的输出电流幅值；锯齿波的幅值 V_{TH} 与死区时间 t_d 的关系要处理妥当，也就是外接电阻 $R_1 \sim R_3$ 和 $R_4 \sim R_7$ 的阻值匹配，应按式 (2-6)、式 (2-7) 及图 2-6 的关系正确选择，否则有可能引起输出级功率管因直通而烧毁的严重后果。

调节速度给定电位器 RP 来调节电机转速的快慢，经测速电机反馈，构成速度闭环电路，以得到稳定的转速。

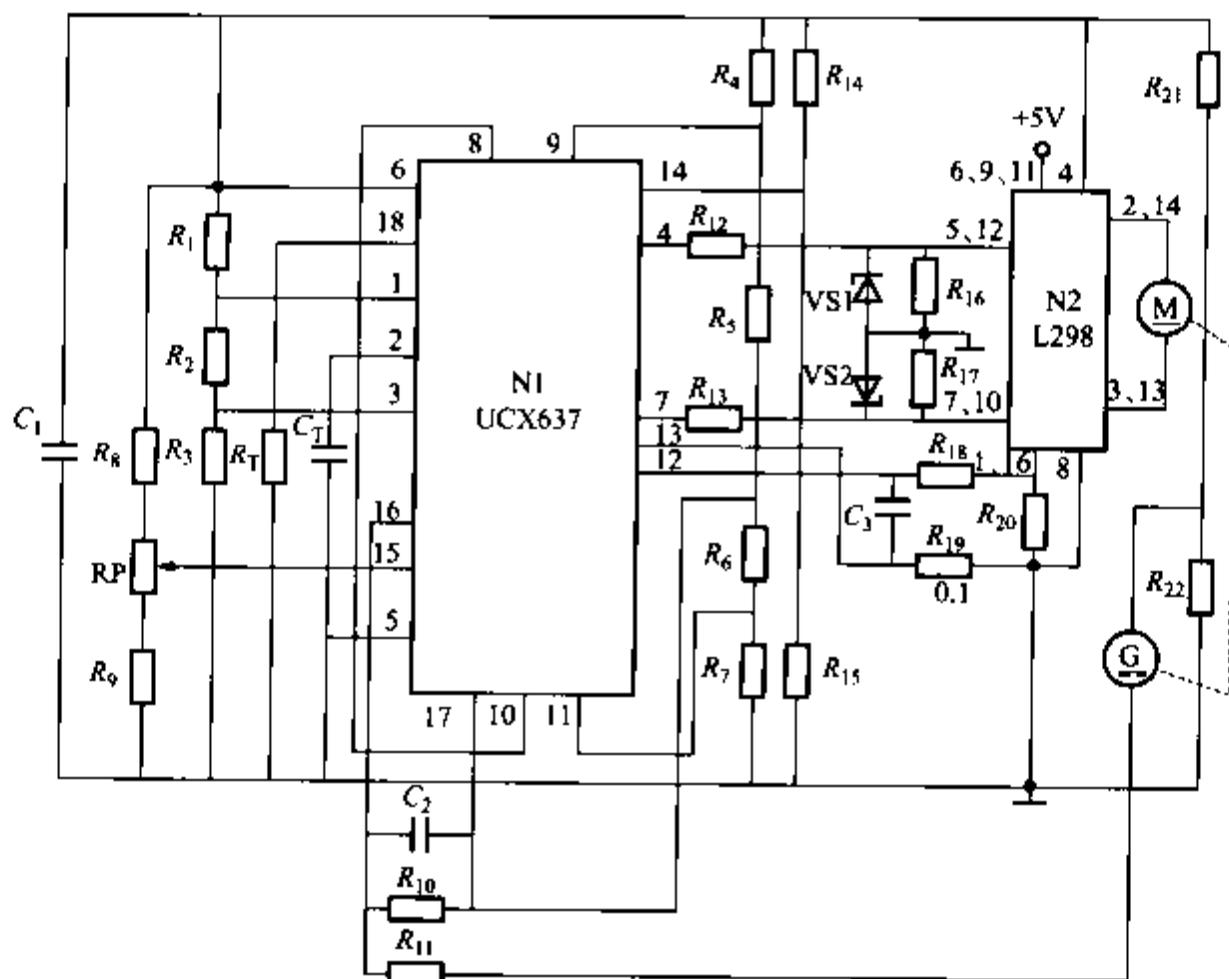


图 2-7 用 UCX637 组成的可逆调速电路

2.3.1 概述

TPIC2101 是一种用于直流电刷电机控制的单片集成电路，主要用来产生用户可调、固定频率、可变占空比的脉宽调制 (PWM) 信号，以控制直流电机的转速，也可用于控制其他负载的电源。它可接收 0 ~ 100% (占空比) 的 PWM 信号 (自动方式) 或 0 ~ 2.2V 电压差 (手动方式)，并由内部调整正确的工作方式以接受不同的输入类型。另外该芯片有很强的保护功能，具有睡眠、运行和故障三种工作状态。TPIC2101 在性能上具有以下几方面的特点：具有 0 ~ 16V，最大 50mA 的 PWM 驱动输出；具有双路速度给定输入能力；具有 100% 占空比能力；设有低电流 (< 200 μ A) 的睡眠状态；内置软启动；具有过/欠电压保护功能；具有对外部 FET/IGBT 的过电流保护功能。

TPIC2101 有 DIP 和 SO 两种封装，14 个引脚，其引脚说明见表 2-2。

表 2-2 TPIC2101 引脚说明

引脚	符号	功能	引脚	符号	功能
1	VSP5	5.5V 电源电压	8	ILR	限流基准
2	MAN	手动控制输入端	9	ILS	限流检测
3	AUTO	PWM 控制输入端	10	GND	电源负极
4	SPEED	积分器输出端	11	GD	门驱动输出端
5	ROSC	振荡器电阻输出端	12	+V	电源正极
6	COSC	振荡器输出端	13	VREF	基准电压
7	INT	积分器输入端	14	CCS	恒电流输入端

2.3.2 工作原理

TPIC2101 具有两种速度给定方式，即自动方式和手动方式，可由用户根据需要设置。在自动方式中，速度给定信号是 AUTO 端的集电极开路 PWM 信号，MAN 端为浮空状态。在手动方式中，速度给定是通过在 AUTO 和 MAN 端的一个可调电阻完成，MAN 端接到电源电压 V_{bat} 。

在自动方式中，AUTO 端（集电极开路）的一个从高到低的信号跳变将器件从睡眠状态唤醒，进入运行状态。速度给定信息包含在同一端的 100Hz 的 PWM 信号的占空比中。速度信息是反相的，例如，10% 的速度信号比 20% 的速度信号给定速度快。在自动方式，MAN 端是浮空的。TPIC2101 可以抑制在集电极开路开关晶体管 and 地的 $\pm 2V$ 接地偏置电压 V_{IC} ，而不影响输出占空比。SPEED 和 INT 两个引脚用于 RC 积分器，取输入 PWM 信号的平均值作为 PWM 比较器的输入。图 2-8 所示为自动方式的接线。

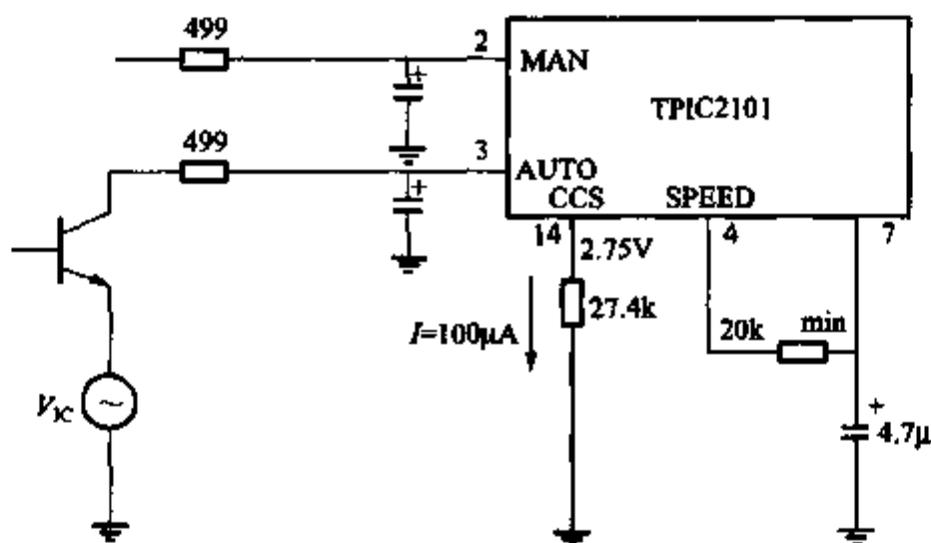


图 2-8 自动方式的接线

如果 AUTO 端没有 PWM 信号（AUTO 端为高或低电平）持续达振荡器 2048 个时钟周期，器件进入睡眠状态。

TPIC2101 可以调整 GD 端的输出 PWM 信号的占空比,使正电源电压 (V_{bat}) 变化时保持电机有效电压为常数,输入输出的关系为

$$PWM_{OUT} = [2.88 + 13.12(1 - Duty)] / V_{bat} \times 100\% \quad (2-10)$$

在手动方式,一个 MAN 端的高电平输入 ($>5.5V$) 将器件从睡眠状态改变为运行状态。在运行状态中,器件通过 2mA 的灌入电流源,检测 MAN 和 AUTO 端电阻的电压。2mA 灌入电流在一个 0~1k Ω 的电位器上产生约 0~2.2V 的电位差。

SPEED 和 INT 端用作低通滤波器的处理部分。当 MAN 端的连接是开路时,器件进入睡眠状态。另外,器件可以抑制最高 2.2V 的源电压偏移 (V_{IC})。手动方式的接线如图 2-9 所示。

和自动方式一样,器件可以调整 GD 端的输出 PWM 信号的占空比,使电源电压 (V_{bat}) 变化时保持有效电机电压为常数,手动方式的输入输出关系公式为

$$PWM_{OUT} = [2.88 + 6.65(V_{MAN} - V_{AUTO})] / V_{bat} \times 100\% \quad (2-11)$$

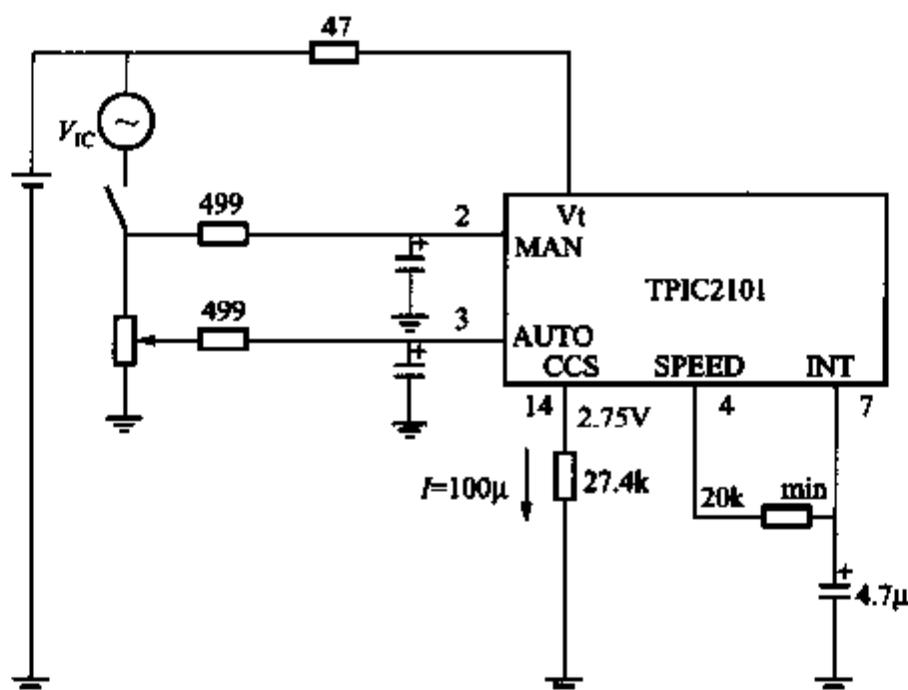


图 2-9 手动方式的接线

2.3.3 工作状态及保护功能

TPIC2101 可工作在睡眠、运行和故障状态。在自动方式,可用“零速度输入”初始化睡眠状态;在手动方式,AUTO 和 MAN 端“开路”初始化睡眠状态;在故障情况下,器件也处在睡眠状态。在睡眠状态,门驱动 GD 端保持为低电平,整个器件的电流消耗小于 200 μA 。任何一个非零的“速度给定”初始化运行状态,也即器件的正常工作状态。仅当器件检测到过电压或电流故障时进入故障状态。当过电压情况消除(进入运行状态)或用进入睡眠状态来复位时,故障状态消除。

TPIC2101 检测到 V_{bat} 的过电压或欠电压情况时,将关闭门驱动电路,并保持这种状态直至电源电压返回正常工作电压。如果 V_{bat} 升高超过关闭值 (V_{ov} 典型值等于 18.5V),器件进入故障状态。如果 V_{bat} 降低低于欠电压关闭值 (V_{uv} 典型值等于

7.5V)，器件进入睡眠状态。迟滞现象保证过/欠电压情况不会在临界值附近翻转。

发生过电流时 ILS 端电压高于 ILR 端，同时门驱动 GD 端为高电平，这种情况器件激活一个闭环控制，使 INT 端被拉低（通过一个内部小于 500Ω 的电阻），降低给定占空比。如果这种情况持续，器件将关闭门驱动 GD 端直到通过进入睡眠状态的方法在外部复位。

2.4 TL598 小型直流电机 PWM 调速器

2.4.1 概述

TL598 是德州仪器公司生产的一种开关电源脉宽调制器集成电路，它可用于直流电机的脉宽调制以实现电流、转速的调节，也可以用一块芯片实现 T 形双极模式 PWM 控制，或用两块芯片实现 H 形双极模式 PWM 控制。和直流电机的专用 PWM 集成电路相比，TL598 价格较低，容易购买，而且功能上差别很少。它在一块芯片内同时解决了速度调节器或电流调节器、脉宽调制、最大电流限制等问题。另外，TL598 芯片内还设置了一些附加监控保护功能，从而使 TL598 具有更优良的工作性能，进一步提高了抗干扰能力和可靠性，并使系统结构更简洁，空间减小幅度更大。

2.4.2 TL598 工作特点

TL598 的功能框图如图 2-10 所示。TL598 共有 16 个引脚，片内集成了两个误差放大器，一个内部振荡器（外部可编程），一个 PWM 比较器，一个死区控制比较器，一个边缘脉冲触发器，一个 5V 精密电压基准，欠电压自锁控制、输出控制电路及输出电路。引脚 1、2 和 16、15 分别是两个误差放大器的两对同相输入端和反相输入端，两个放大器的输出经“或”运算后出现在引脚 3（FEEDBACK）上。在电机调速中，可以利用这五个脚实现反馈控制。

6 脚（RT）和 5 脚（CT）分别外接电阻 R_T 和电容 C_T ，它们可一起用来决定 CT 脚上的三角波频率，从而决定输出 PWM 的频率：当两个输出端为平行方式时，PWM 频率为三角波频率；当两个输出端为推拉方式时，PWM 频率为三角波频率的一半。三角波频率和 R_T 、 C_T 的关系为 $f = 1/(2R_T C_T)$ 。TL598 的推荐工作频率范围是 1 ~ 300kHz，这样宽的频率范围可使我们在设计电机的 PWM 控制系统时游刃有余。

为了提高输出功率，可以将多块 TL598 芯片并联工作，方法是将各块芯片的 RT 脚接至第 14 脚（REF），CT 脚接至公共三角波信号源。5V 参考电压由内部稳压电路产生，一方面作为内部控制电路（比较器、触发器等）的电源，另一方面

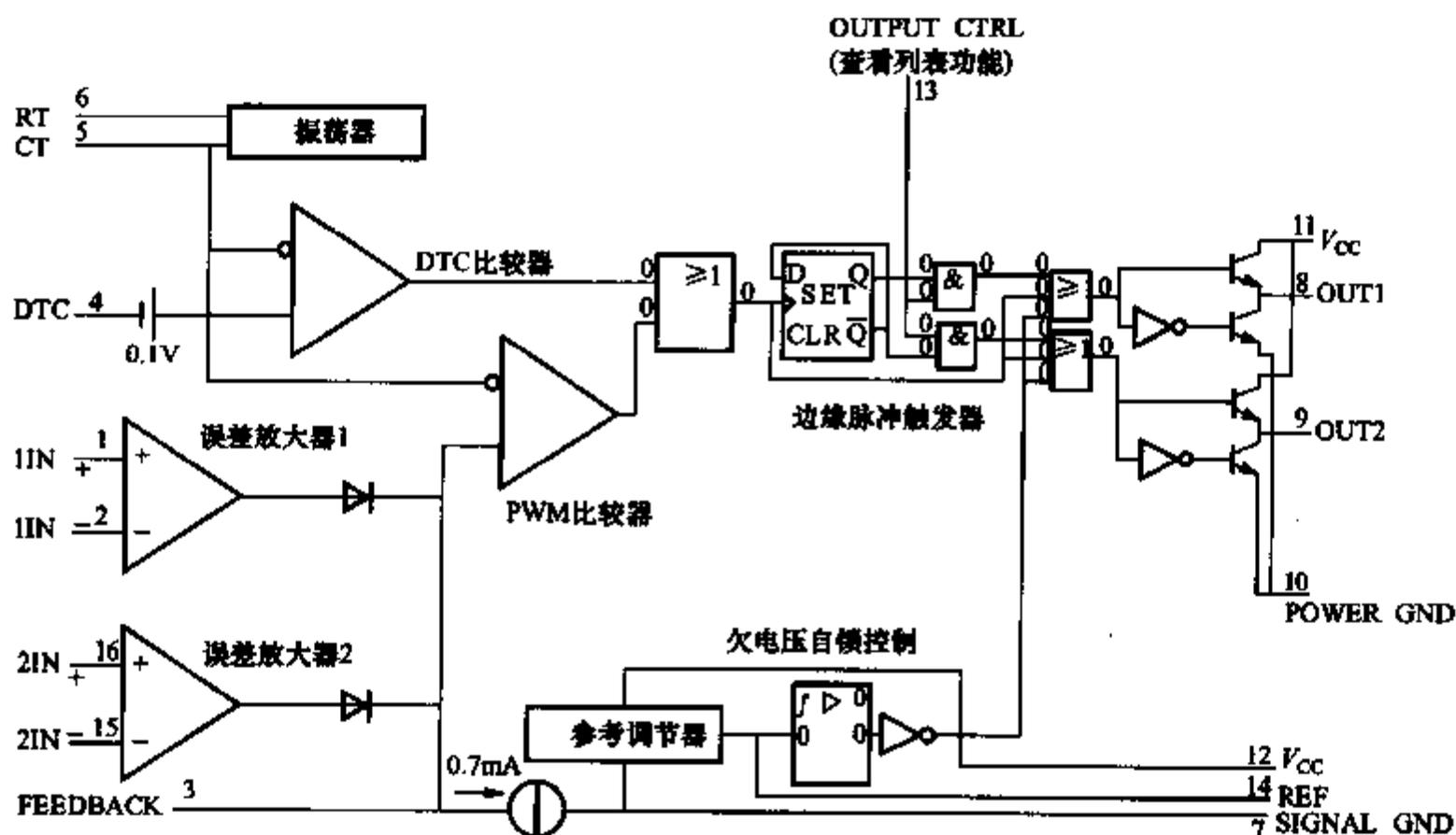
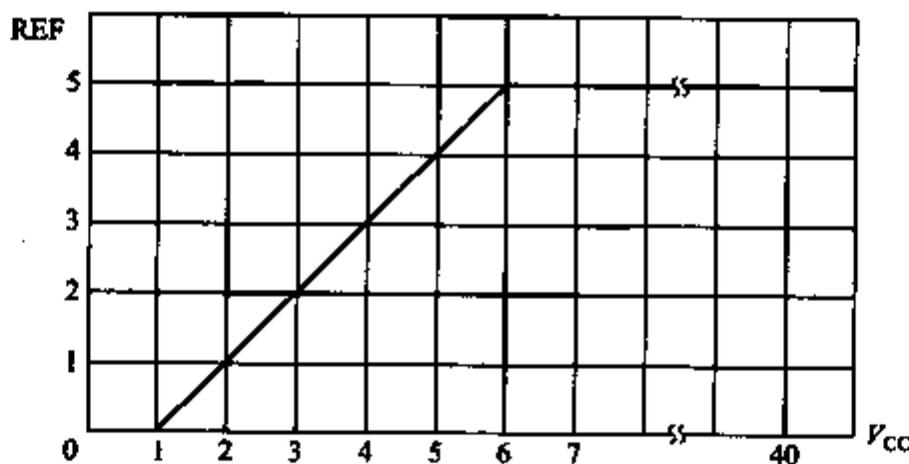


图 2-10 TL598 的功能框图

可以从 14 脚 (REF) 引出作为外部控制电路的参考电压。REF 脚能够为外部提供 10mA 的电流, 并且具有对地短路保护功能。REF 和 V_{CC} 的关系如图 2-11 所示。TL598 的输出控制端 13 脚 (OUTPUT CTRL) 用来选择两个输出端 (第 8 脚 OUT1 和第 9 脚 OUT2) 的输出是平行方式还是推拉方式。当输出端位于推拉方式时, OUT1 和 OUT2 在相邻两个三角波周期内轮流导通, 输出脉冲最大占空比约为 50%; 当输出端位于平行方式时, 两个输出端的输出完全相同, 其最大占空比约为 97%。由图 2-10 可以看出, TL598 的输出口结构为图腾柱形式, 当处于平行方式时, OUT1 和 OUT2 相当于一个半桥, 所以用 TL598 设计 PWM 调速系统很方便。而且, TL598 内部的输出逻辑电路保证不会出现直通问题 (同一侧桥臂上两个功率管同时导通将造成电源对地短路而损伤器件)。在 $V_{CC} = 40V$ 、每路输出电流为 200mA 的情况下, TL598 仍可正常工作, 也就是说, 对于工作电压为 36V 的电机,

图 2-11 REF 和 V_{CC} 的关系

若两路均提供最大 400mA 的输出，则驱动功率可达 14.4W。如果电机的功率比一块芯片的输出功率大，那么可以将两块或多块芯片并联。

第 4 脚 (DTC) 为死区时间比较器输入端，用来设定 PWM 信号的最大可能占空比，从而设定电机的最大输入电压。利用此引脚可以实现电机工作时的过电压保护、过电流保护和软起动功能。工作时，此引脚不可悬空，否则将会引起 PWM 信号的不稳定。

2.4.3 典型应用

用 TL598 构成的位置随动系统电路如图 2-12 所示，驱动电源和控制电源共用 $\pm 12V$ 。OUT1 和 OUT2 采用并联输出形式并和 +12V、-12V、地线、两个快速二极管、两个蓄能电容一起组成 T 形双极模式 PWM 控制电路。 R_1 、 R_4 、 R_2 、 R_{13} 、 R_7 、 R_8 、 C_4 以及误差放大器 2 一起组成差动放大电路； R_2 用来设定电机的理想位置； R_{13} 用来反馈电机的实际位置； R_1 、 R_4 用来限制 REF 的输出电流； C_4 用来控制输出并产生滞后以使系统有足够的稳定裕度，从而避免电机定位的不稳定。误差放大器 1 在该电路中没有使用，为了避免对控制输出产生影响，同相输入端接 -12V，反向输入端接 REF。RT、CT 分别外接 10k Ω 电阻和 0.1 μF 电容，这样可使 PWM 信号的频率稳定在 1kHz 左右。工作时，若电机偏离设定位置，则 R_{13} 的输出值也将偏离平衡值，这样一个差值经差动放大电路运算后可改变 OUT1、OUT2 的脉冲占空比，从而驱动电机到达正确位置。

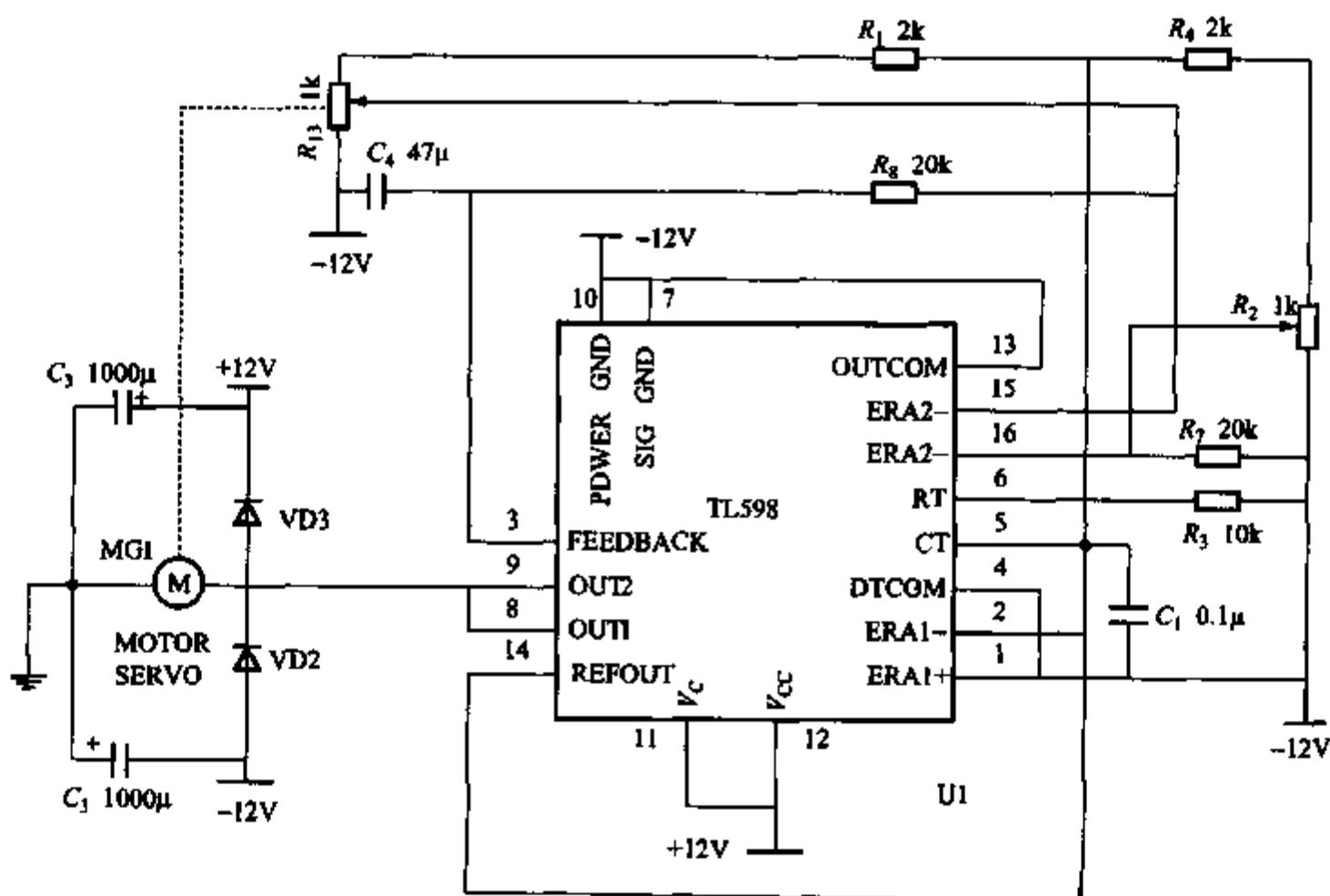


图 2-12 TL598 构造的位置随动系统

2.5 THMC40/41 直流电机驱动控制集成电路

2.5.1 概述

THMC40/41 是一种二相直流风扇无刷电机驱动器，可用于需要速度控制的 12V 散热风扇的控制。这种驱动器具有以下特点：可对直流风扇进行速度控制而不需外部功率驱动，并可减少元件数目，节省空间，降低成本；采用独特的调节电机绕组功率电平方法控制风扇速度；通过 V_{PWM} 电压改变运行周期，可在 11% ~ 100% 范围内以 PWM 控制方式来调节风扇速度；功耗低，睡眠模式下的典型电流值仅为 $300\mu\text{A}$ ；具有关断和自动重试功能，可有效保护锁定转子；具有速度信号或锁定转子检测信号输出；带有低噪声的霍尔传感器信号调节；具有热关断保护功能，当芯片结温超过 165°C 时会自动关闭。

2.5.2 工作参数及引脚说明

THMC40/41 驱动器内部由 23kHz 的 PWM 振荡器、PWM 产生器、转速器、高端栅极驱动器、低端栅极驱动器、霍尔传感比较器、启动和睡眠检测电路、锁定转子检测与自动再启动电路、热管理电路、高低端开关、同步开关电路及电源电路等部分构成，图 2-13 所示为其内部结构框图。

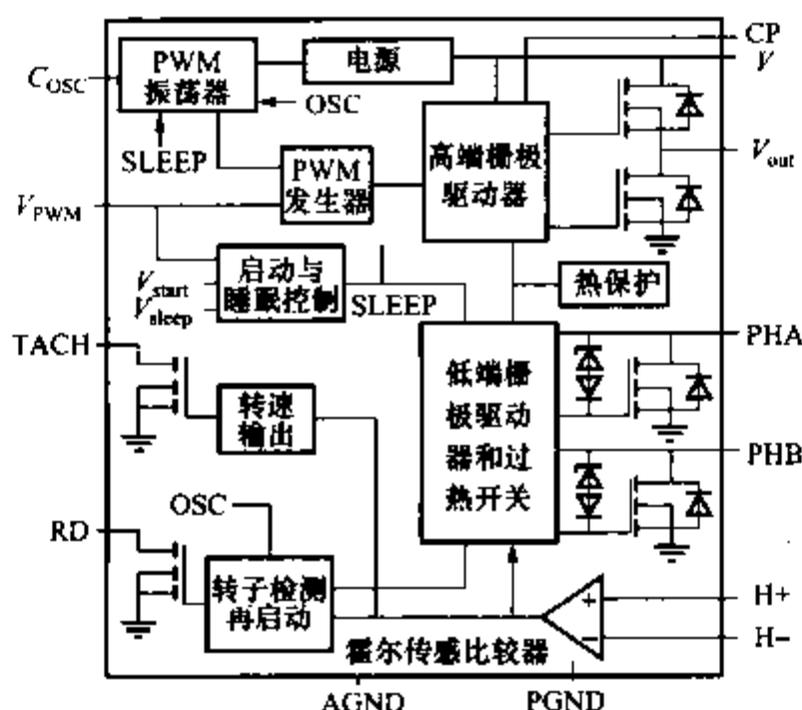


图 2-13 THMC40/41 的内部结构原理框图

THMC40/41 两芯片的不同之处是其 2 脚功能有区别。THMC40 的 2 脚 (TACH) 输出为漏极开路转速计信号输出。可用作风扇实际速度的监视和测量；

THMC41 的 2 脚 (RD) 输出则为漏极开路电机转子锁定检测输出, 可用作电机锁定时的报警。但两种驱动器均为驱动电机绕组设置了 $R_{DS} = 0.4\Omega$ 、额定电流为 1A 的高、低端 PWMDMOS 驱动电路, 并从 5 脚 (V_{OUT})、11 脚 (PHA) 和 10 脚 (PHB) 输出, 因此, 不需外加功率驱动电路。THMC40/41 通过调节电机绕组的功率电平来控制风扇速度。

THMC40/41 的主要电气参数如下:

- 1) 最高输入电压 V_{PWR} : 18V。
- 2) 高端 PWM 驱动输出最高电压 V_{OUT} : 18V。
- 3) 低端驱动电压 V_{PHA} 、 V_{PHB} : 40V。
- 4) 传感比较器传感输入电压 V_{H+} 、 V_{H-} : 7V。
- 5) PWM 占空比控制输入电压 V_{PWM} : 7V。
- 6) 漏极开路转速计信号输出电压 V_{TACH} (仅 THMC40): 7V。
- 7) 漏极开路电机转子锁定检测输出电压 V_{RD} (仅 THMC41): 7V。
- 8) 振荡电容电压 V_{COSC} : 7V。
- 9) 充电泵电容电压 V_{CP} : 30V。
- 10) 高端 PWM 驱动输出电流 I_{OUT} : 1.5A。
- 11) 低端 PWM 驱动输出电流 I_{PHA} 、 I_{PHB} : 1.5A。
- 12) 功耗 P_D : 1022mW。
- 13) 工作温度范围 T_C : $-30 \sim +80^\circ\text{C}$ 。
- 14) 最高结温 T_J : 150°C 。

THMC40/41 采用双列 14 引脚封装形式, 各引脚的功能说明如下:

引脚 1 (C_{OSC}): 外部振荡电容连接端, 可用于设定 PWM 振荡器的频率。与 1 脚连接的内部 $180\mu\text{A}$ 电流源和电流吸收器用来给振荡器电容充电和放电, 以在 1 脚上产生从 0.5 ~ 2.3V 的三角波电压信号。

引脚 2 (TACH): 漏极开路转速计信号输出端 (仅 THMC40), 可用作风扇实际速度的监视和测量。对于 THMC41, 其 2 脚 (RD) 为漏极开路电机转子锁定检测输出, 可用来在电机锁定时进行报警。

引脚 3 (CP): 外部电荷储存电容连接端, 用于产生 V_{OUT} 输出高端 DMOS 管所需的栅极驱动电压。

引脚 4 (V_{PWR}): 驱动器供给电压输入端。

引脚 5 (V_{OUT}): 电机绕组高端 PWM 驱动输出。

引脚 6 (NC) 和引脚 8 (NC) 为空端。引脚 7 (PGND)、引脚 9 (AGND) 分别是驱动器的功率地和模块地。

引脚 10 (PHB)、引脚 11 (PHA): 分别为电机 B 相、A 相绕组低端驱动引脚。可用来驱动换相 (可根据霍尔效应位置传感器监测的转子位置进行控制)。

引脚 13 (H_+)、引脚 12 (H_-)：分别是传感比较器正、负输入引脚。

引脚 14 (V_{PWM})：PWM 占空比控制电压输入端。其控制信号可以是直流电压信号，也可以输入来自 PC 母板上超级 I/O 芯片上的数字 PWM 控制信号。但在后者条件下，应在速度控制线与 V_{PWM} 端之间插入由 $10k\Omega$ 电阻和 $0.1\mu F$ 电容组成的 RC 滤波器。

2.5.3 典型应用

THMC40/41 主要用于变速直流无刷风扇电机的驱动。其应用领域包括桌上电脑、工作站、服务器、打印机、实验室检测仪器及实验室电源等。

图 2-14 是 THMC40/41 的应用电路原理图。图中 12V 直流电压经二极管 VD1 加至 THMC40/41 的 4 脚 (V_{PWR}) 作为其工作电压，其工作电流约为 $5\mu A$ 。与 4 脚相连的电容 C_4 是旁路电容， C_5 的作用是消除电机换向时在输入电源上出现的电流尖峰。 C_2 是 PWM 振荡器频率设定电容， C_3 是电荷泵储能电容。

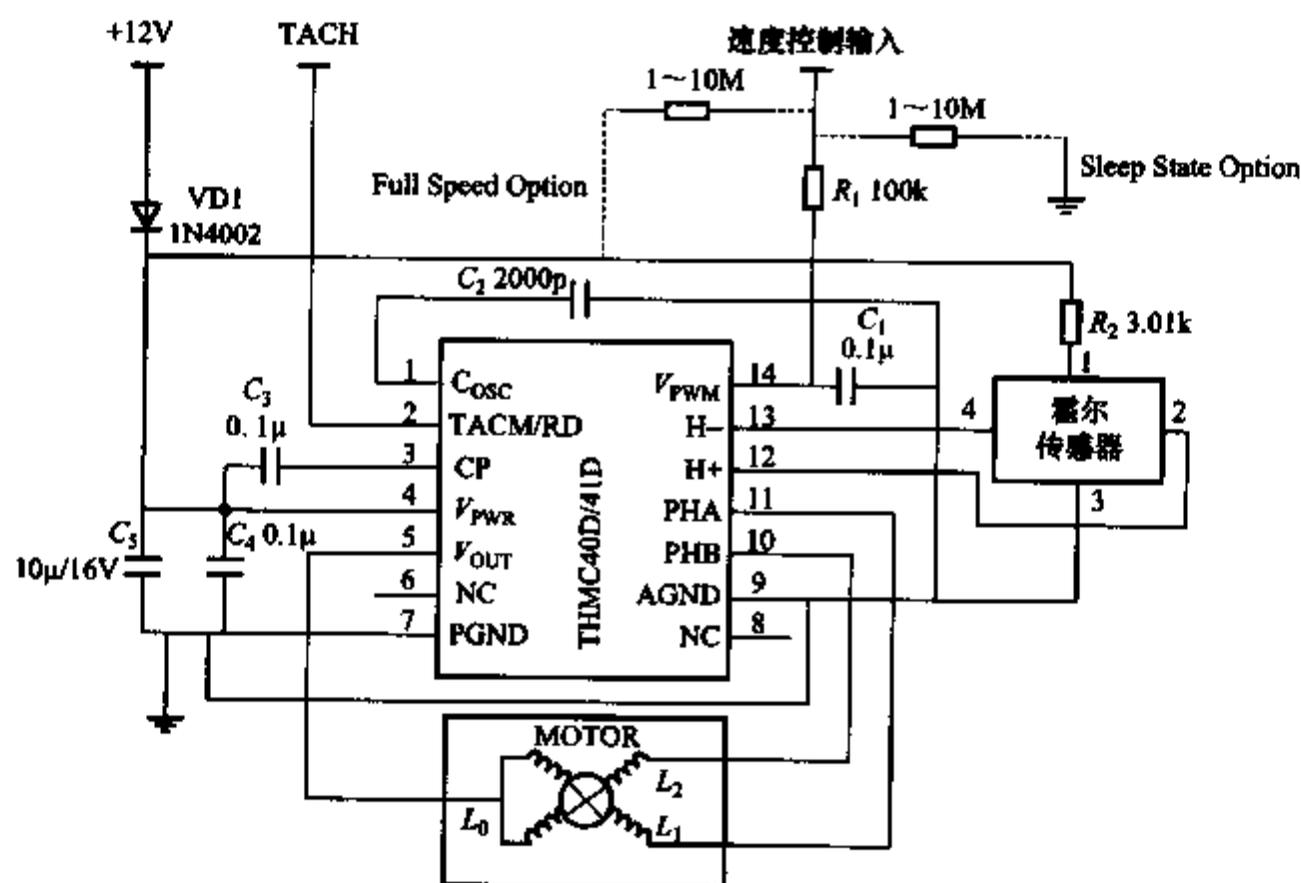


图 2-14 THMC40/41 的典型应用电路

将 THMC40/41 的 5 脚 (V_{OUT}) 高端驱动输出施加于电机绕组的公共端 L，即可利用芯片内部产生的 PWM 信号为电机提供一个可控制的功率，从而控制电机的转速。当 PWM 驱动信号开通期间，电机电流增加；在 PWM 驱动信号截止期间，电机电流减小。在 THMC40/41 的 14 脚 (V_{PWM}) 上的速度控制输入开路时，可由 $1\sim 10M\Omega$ 电阻控制风扇运行。利用 V_{PWM} 电压可以决定 V_{OUT} 脚上输出的 PWM 波形占空比， V_{PWM} 既可以是直流控制电压输入，也可以是数字控制输入。将 V_{PWM} 电压和 1 脚 (C_{OSC}) 上产生的三角波电压进行比较，从而使芯片内部 PWM 比较器的输

出占空比与电压 V_{PWM} 成正比。当 14 脚上的电压 $V_{PWM} < 0.7V$ 时, THMC40/41 处于睡眠状态; 当 V_{PWM} 在 $0.7 \sim 2.5V$ 之间变化时, 其 PWM 占空比也将在 $11\% \sim 100\%$ 范围内作相应改变, 从而使电扇风速随之变化。

2.6 TDA1085C 通用直流电机调速电路

2.6.1 概述

TDA1085C 是美国摩托罗拉公司研制的通用调速控制芯片。该芯片通过控制双向晶闸管的导通角来改变电机电压, 从而调整电机速度。反馈测速装置检测出的电机速度数字信号可用作闭环控制系统信号。由 TDA1085C 构成的调速系统具有速度稳定性高, 结构简单, 外接元件参数调整简便, 成本低廉等优点, 可广泛应用于需要调速的低成本控制系统中。其主要特点为: 交流电源直接供电; 内含频率电压变换器 (F/V), 可将电机速度的数字信号转换成模拟电压信号; 片内速度上升率发生器, 在电机整个转速范围内可设定两种速度上升率; 具有软起动功能; 在电源断电、波动, 电机过电流时, 监测电路可提供各种保护。

2.6.2 主要参数及引脚说明

TDA1085C 采用 PDIP-16 和 SO-16 两种封装形式, 后者为表面安装型。共有 16 只引脚, 其内部框图及引脚如图 2-15 所示, 各引脚功能如表 2-3 所列, TDA1085C 主要参数如表 2-4 所列。

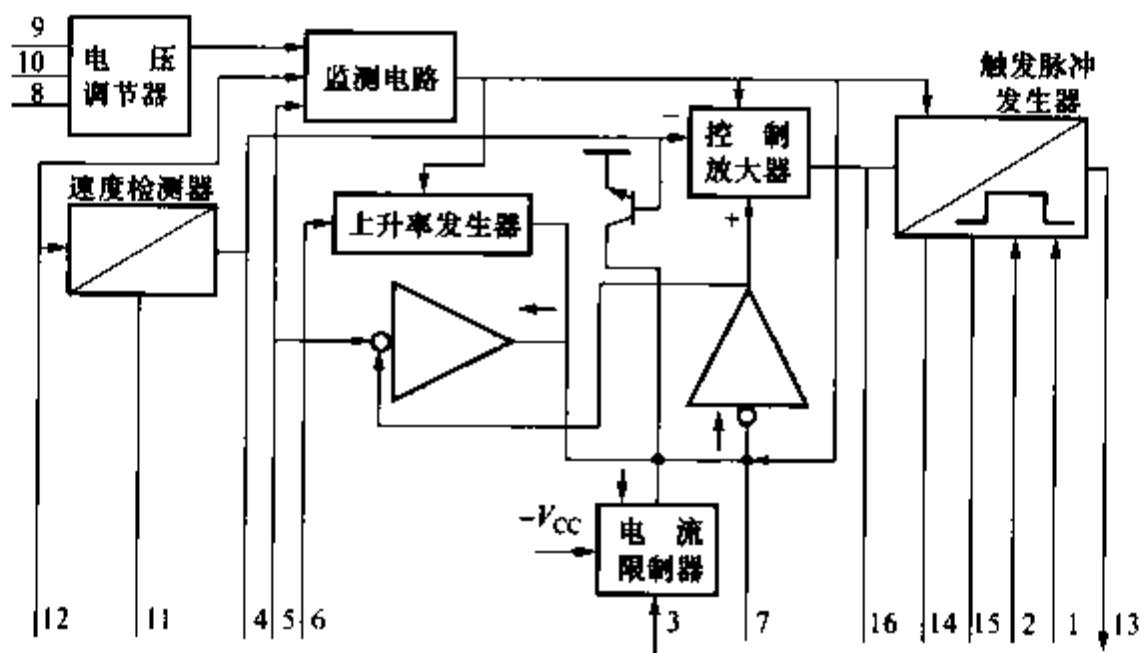


图 2-15 TDA1085C 内部框图及引脚

表 2-3 TDA1085C 引脚说明

引脚	符号	功能	引脚	符号	功能
1	CSYN	电流同步输入端	9	VCC	电源正端
2	VSYN	电压同步输入端	10	SRBR	内部电压调节器限流电阻
3	MCL	电机过电流限制信号输入端	11	F/VPC	接 F/V 电路泵电容
4	AS	电机真实速度输入端	12	DSS	数字速度信号输入端
5	SS	电机速度设定输入端	13	TPO	触发脉冲输出端
6	RGC	速度上升率控制端	14	SC	接锯齿波形成电容器
7	RGT	速度上升率定时端	15	SSC	接锯齿波电流设置电阻器
8	GND	电源地	16	CLS	接闭环稳定网络

表 2-4 TDA1085C 主要参数

符号	参数名称	单位	最小值	典型值	最大值
V_{CC}	内部调节电压	V	15	15.3	16
I_{CC}	工作电流	A	0	4.5	6.0
V_{pin5}	给定输入电压范围	V	0.08		13.5
I_{pin5}	给定输入偏置电流	A	0	0.8	1.0
V_{DP}	速度上升终点电压	V	2.0	2.09	2.2
I_{pin7}	速度上升充电电流	mA	4.0	5.0	6.0
V_{pin3}	检测门限电压	mV	50	65	80
V_{14}	全导通角输入电压	V		11.7	
V_{14H}	锯齿波高电平电压	V	12	12.5	12.7

2.6.3 工作原理

TDA1085C 由电压调节器、速度检测器、上升率发生器、控制放大器、电流限制器、监测电路和触发脉冲发生器等组成（见图 2-15）。5 脚的速度给定电压经上升率发生器与速度检测器输出信号比较，再经控制放大器，最终控制触发脉冲发生器，使其发出相位可调触发脉冲信号，从而构成一速度反馈闭环控制。

(1) 电压调节器 TDA1085C 内含一并联型电压调节器，它能吸收大电流，提供良好的稳压特性。图 2-16 所示为 TDA1085C 的应用电路。交流 220V 电压经 VD1 半波整流，通过 6.8k Ω 和 270 Ω 电阻限流，两个 100 μ F 的电容滤波，在 9 脚产生 V_{CC} ， V_{CC} 同时又是被检测的电源电压。当 V_{CC} 达到预定值后，多余电流被 R_{10} 吸收，进入 10 脚，以实现电压调节。

(2) 速度给定 TDA1085C 的 5 脚为速度给定端。为确保零转速的可靠性，设计时，让 5 脚在给定 0~80mV 内均认为是零转速。

(3) 速度检测 若用模拟速度传感器,其输出接 TDA1085C 的 12 脚和 4 脚,参考地为 8 脚。若使用数字速度传感器,其输出被送到 TDA1085C 的 12 脚。输出到 12 脚的频率信号经 TDA1085C 内部的 F/V 变换电路转换为电压信号。此电压信号通过 4 脚电容平滑滤波后,反映电机的真实速度。因为 4 脚的电压实际上代表了真实的速度反馈所对应的电压值。当调整 4 脚的外接电阻时,也就是调整整个反馈回路的增益,这就改变了电机转速与其给定电压 (V_5 电压) 的对应关系。12 脚还有监测功能,当 12 脚电压超过 5V 时,禁止输出触发脉冲,芯片复位。

(4) 速度上升率设定 为使电机在速度快速上升时不过载。芯片提供了上升率限制电路。芯片提供快速上升的典型持续时间为 5s。速度上升率由 TDA1085C 的 6 脚进行控制。由 5 脚设定速度后,速度上升率发生器对 7 脚外接电容 C_7 充电,直到 V_4 (反映真实速度) 等于 V_5 。通过控制 6 脚外接电容可改变充电速度,从而控制速度上升率。

当 $V_4 < V_5$ 时,芯片内部对 C_7 的充电电流为恒流 1.2mA,为高速度上升率。

当 $V_6 \leq V_4 \leq 2V_6$ 时,芯片内部对 C_7 充电电流减至 $5\mu\text{A}$,此时为低速度上升率。

当 $V_6 = 0$,即 6 脚接低电平时,在速度上升过程中只有高速度上升率。

(5) 控制放大器 控制放大器将真实速度信号 V_4 与设定速度信号 V_5 差值放大。 V_5 通过速度上升率发生器加到控制放大器的输入端。16 脚为放大器输出端,直接控制触发脉冲发生器。为确保在任何工作条件下的稳定性和最快的瞬态响应,16 脚必须外接阻容网络,其参数值应依实际调试情况确定。

(6) 触发脉冲发生器 在交流电的每半个周期,触发脉冲发生器将控制放大器输出的直流电平,转换成相应比例的触发信号。13 脚为触发脉冲输出,最大输出能力为 200mA。若由于干扰使双向晶闸管未能触发,可再次提供触发脉冲。 R_{15} 和 C_{14} 决定锯齿波信号的斜率。触发脉冲宽度和重复周期与锯齿波斜率成反比。

(7) 负载电流限制电路 为保证电机和双向晶闸管的安全,必须限制双向晶闸管通过的电流。电机电流在分压电阻 R 上产生交变电压,负半波传送到 3 脚,3 脚电压被 R_3 、 R_4 预偏置在正极性。当电机电流增加时,3 脚的负半波也增大。只要 3 脚相对 8 脚的电压稍一变负,就有电流流入 3 脚。该电流被放大后,使 7 脚电容放电,导致触发脉冲导通角减小,使负载电流下降,直到最终平衡。

2.6.4 典型应用

滚筒洗衣机内筒由电机经带轮减速后带动,内筒调速范围一般在 $50 \sim 1000\text{r/min}$,传动比为 15,电机的最大转速可达 15000r/min ,调速范围比较宽,而且要求无级调速和带载能力大。滚筒洗衣机电机为串励电机,其内部带有交流测速发电机,调速电路可采用 TDA1085C 芯片构成闭环控制,实现了洗衣机电机的无级调速和速度的稳定。TDA1085C 应用于洗衣机电机控制的基本电路如图 2-16 所示。

在图 2-16 所示的 TDA1085C 应用电路中,可能会遇到以下几种选择:

1) R_{14} 、 R_9 、 R_{10} 等电阻在选择时应满足下列条件：TDA1085C的10脚吸收电流极限为35mA；在 V_{CC} 消耗最大时（有脉冲输出），10脚电流为1mA；在 V_{CC} 消耗最小时（无脉冲输出），10脚电压为3V。且在整个交流调压范围内，10脚的动态范围都不应该超出3V。

由于 V_{CC} 电压在低于14.6V时，TDA1085C复位并禁止输出，若要求在调速系统的交流供电电源波动范围较大时（如 $\pm 15\%$ ）芯片也能正常工作，可考虑使用稳压直流电源直接对 V_{CC} 供电。

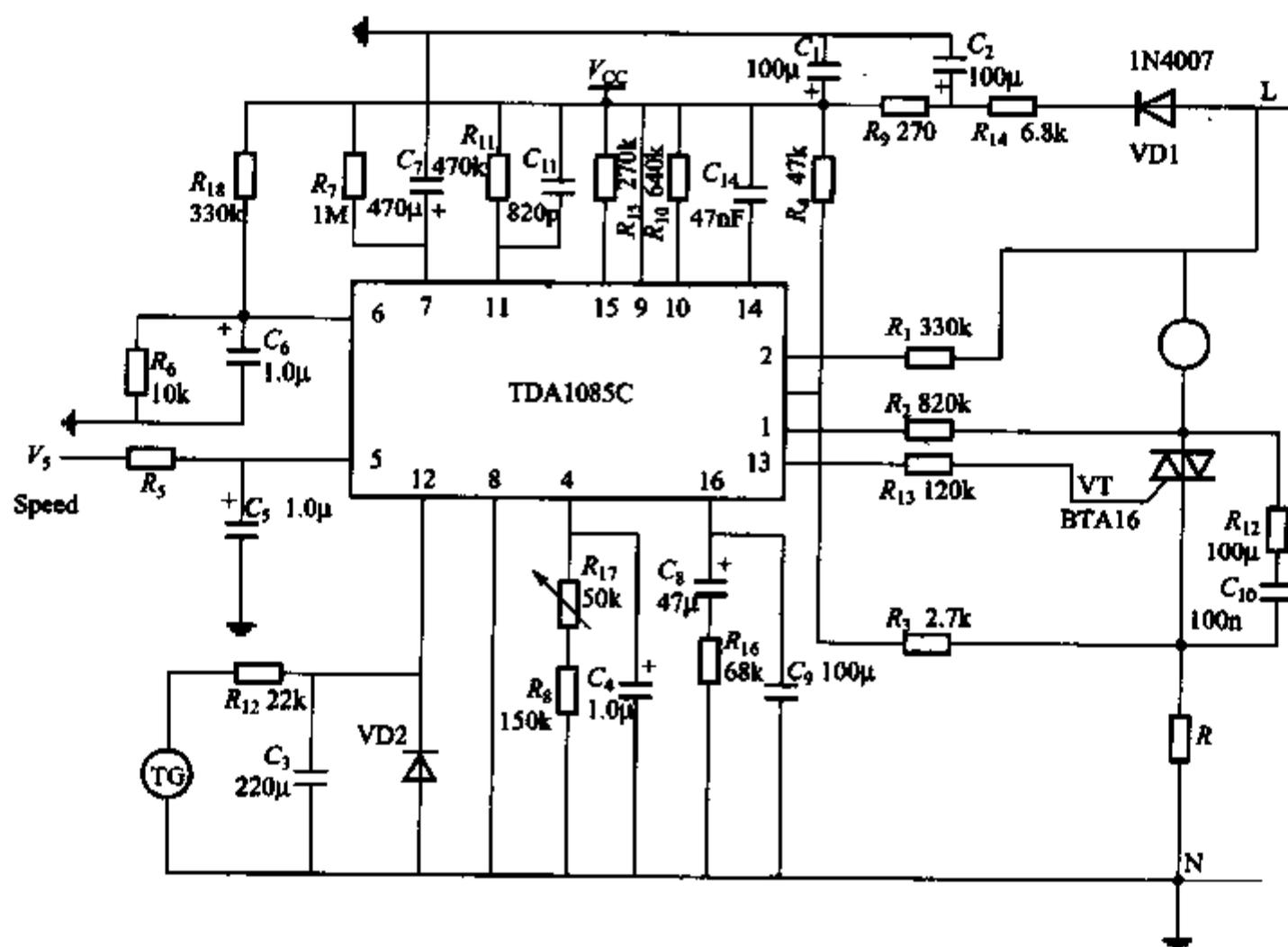


图2-16 TDA1085C应用于洗衣机电机控制的基本电路

2) C_{11} 应选择优质电容（如CBB类电容），此参数影响F/V变换，既影响反馈参数，也影响电机转速。

3) 电阻 R_1 为电压同步限流电阻，通常取820k Ω ，但为了准确地检测交流电的过零点， R_1 可取330k Ω 。

4) 晶闸管两端并接100nF电容与100 Ω 电阻串联吸收电路，以防止晶闸管因 dv/dt 过大而损坏。

5) 晶闸管的过电流限制在10A以下时， R_3 取值在2k Ω 以内；若过电流限制不用，3脚接5V电源。

6) 在制作印制电路板时，转速传感器的地线必须直接接在8脚上，该地线仅作为传感器的地线，不得与其他电线合用，否则可能会产生很大的噪声。

7) 为保证电机在低速时的稳定性，测速电机至少要8极，最好采用16极测速

电机，以防止测速信号过大引起芯片复位，同时又兼顾最大的信噪比，在电机转速最大时，12 脚的输入电压峰—峰值可设计为 1V。



2.7.1 概述

图 2-17 所示为可逆的 PWM 变换器主电路的 H 形结构形式。图 2-17 中，4 个 MOSFET 管的栅极驱动电压分为两组，其中 Q2L 和 Q1H 为一组，当 Q2L 接收 PWM 信号导通时，Q1H 常开；而 Q2H 和 Q1L 截止。这时，电机两端得到电压而旋转，而且占空比越大，转速越高。由于直流电机是一个感性负载，当 MOSFET 关断时，电机中的电流不能立即降到零，所以必须给这个电流提供一条释放通路，否则将产生高压破坏器件。处理这种情况的通常方法是在 MOSFET 管旁边并联一个二极管，使电流流过二极管，最后通过电阻耗散的方式在二极管中消失。对于大电流，耗散是重要的排放方法。这里必须使用高速二极管。电机反转时道理相同。TD340 是一种直接驱动 H 桥 MOSFET 驱动器，TD340 可以进行模拟输入控制，通过模拟量来控制 H 桥的 PWM 占空比。

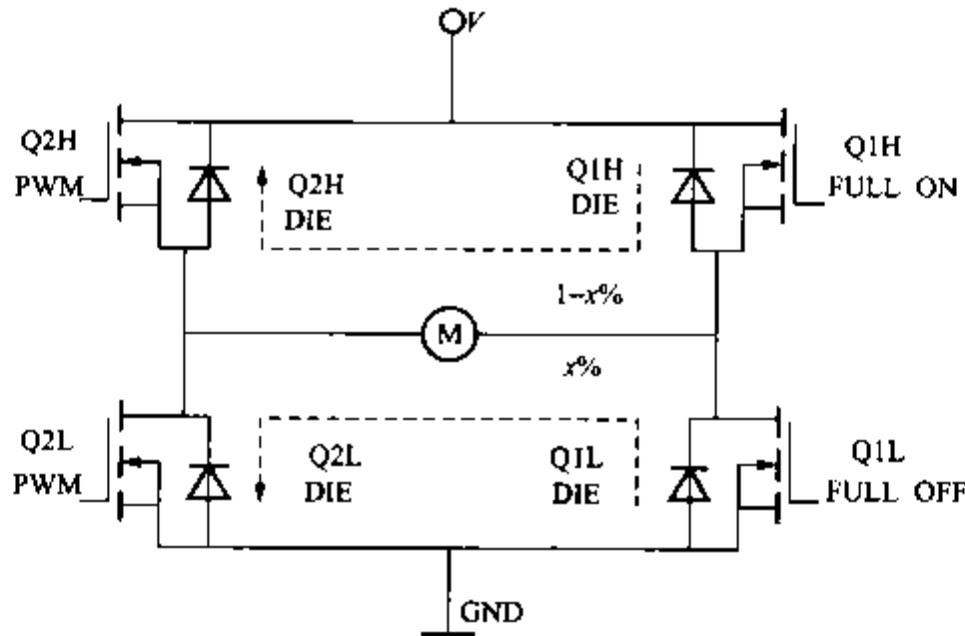


图 2-17 由 MOSFET 管构成的 H 形 PWM 变换器电路

2.7.2 TD340 引脚介绍

TD340 采用双列贴片式封装的引脚分布如图 2-18 所示，部分引脚的功能如下：

- 引脚 L1、L2：低边门极驱动；
- 引脚 H1、H2：高边门极驱动；

- 引脚 STBY: 待机模式;
- 引脚 WD: 看门狗信号输入;
- 引脚 CWD: 设置看门狗电容端;
- 引脚 VOUT: 用于微处理器的 5V 电压;
- 引脚 CF: 设置 PWM 频率的外部电容接入端;
- 引脚 IN1: 模拟或数字信号输入端;
- 引脚 IN2: 电机旋转方向控制端;
- 引脚 VBATT、GND: 电源正端和地端。

TD340 芯片是 N 沟道功率 MOS 管驱动器, 适合于直流电机控制。图 2-19 所示是用 TD340 进行模拟输入的控制电路。图 2-20 给出了 TD340 的输入电压与输出 PWM 间的特性曲线 (接地电容用于设定 PWM 频率)。该器件内集成有可驱动 N 沟道上桥功

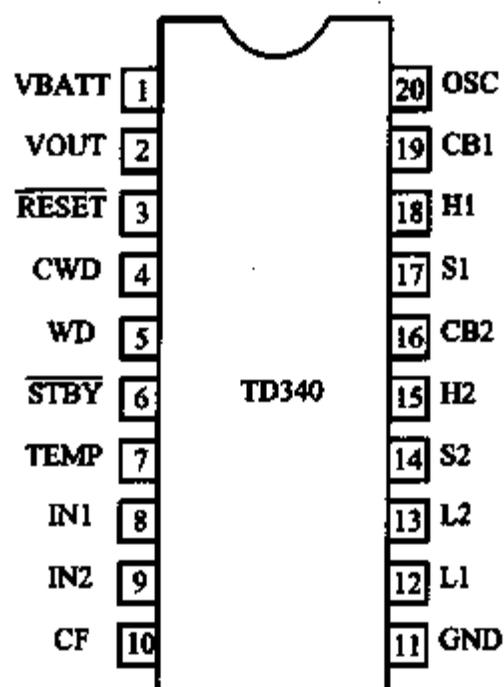


图 2-18 TD340 双列贴片式引脚图

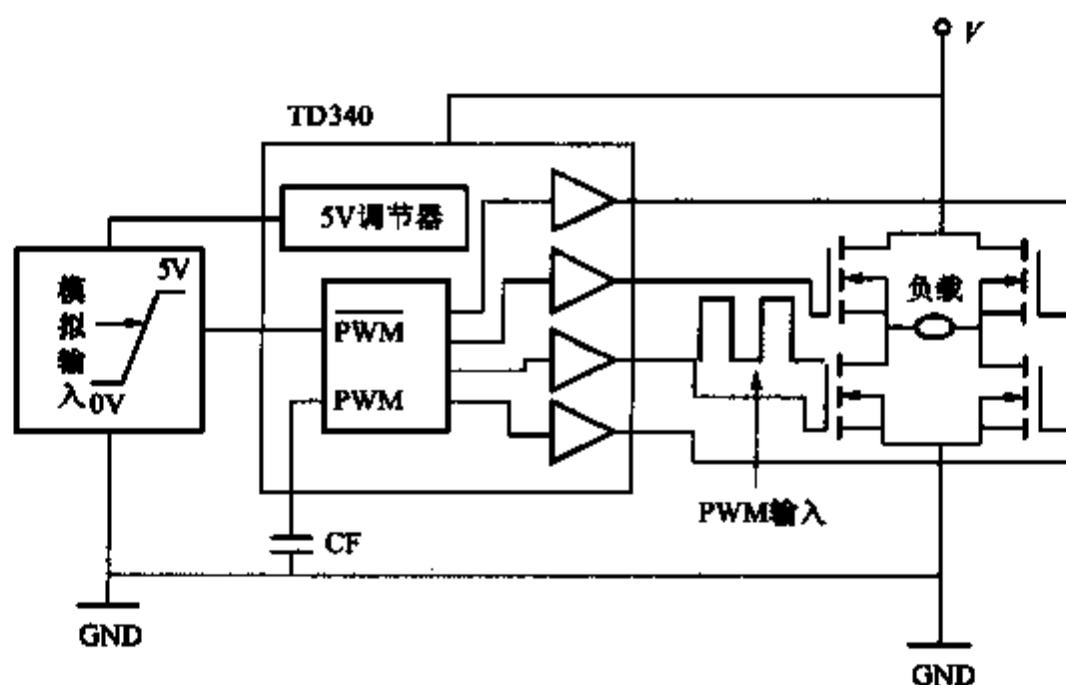


图 2-19 TD340 的模拟输入控制电路

率 MOS 管的电荷泵和内部 PWM 发生器, 可进行速度和方向控制而且功耗很低, 同时具有过电压 ($>20V$)、欠电压 ($<6.2V$) 保护功能, 以及反向电源有源保护功能。TD340 内含可调的频率开关 ($0 \sim 25kHz$) 及待机模式, 且集成有看门狗和复位电路。除此之外, TD340 芯片还具有 H 桥直流电机部分和微控制器之间的必要接口。直流电机的速度和方向可由外界输入给 TD340 的信号来控制。其中速度由 PWM 来控制, 当然, 也可以接受外部的 PWM 信号。当 TD340 的 CF 端通过电容接地时,

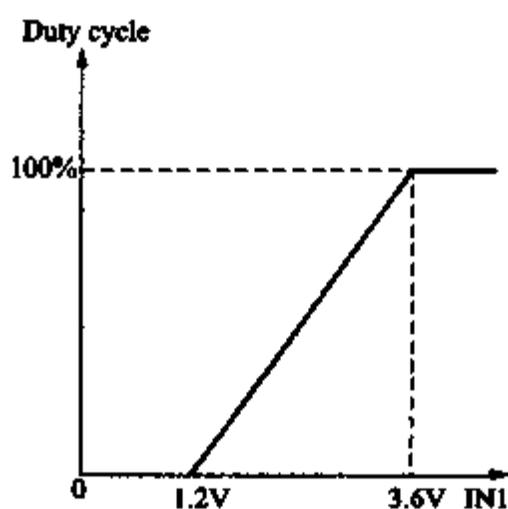


图 2-20 TD340 的电压-占空比特性曲线

0~5V的模拟输入即可产生 PWM 输出。实际上，当 CF 端直接接地时，输入 TD340 的数字信号就可直接产生 PWM 信号。

2.7.3 典型应用

典型 TD340 直流电机调速系统框图如图 2-21 所示。该系统由信号输入电路、

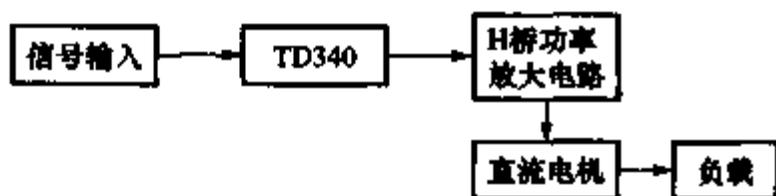


图 2-21 直流电机 PWM 调速系统框图

TD340 和 H 桥功率放大电路组成。其中信号输入电路由可调电阻和单刀双掷开关组成，TD340 用于构成 PWM 发生器，功率放大电路是由 4 个 MOSFET 组成的 H 桥电路。图 2-22 为本系统中

直流电机 PWM 调速系统的电路原理图，图中的 MOSFET 采用 STP30NE03L。STP30NE03L 的优点是开关速度快、通路电阻低和电压门信号低，适合于大电流和低电压运行。当加上一个足够的门信号电压时，MOSFET 的通路电阻小于常规二极管；而在没有门信号电压的情况下，它具有常规二极管的反向特性。开关 S 用于控制直流电机 M 的正反转。开关向上时，电机正转；开关向下时，电机反转。可调电阻 RP 用于调节 TD340 的模拟电压输入值，进而输出可调 PWM 信号，同时给 MOSFET 的门极施加开关驱动信号并通过调节占空比的大小来调节直流电机 M 的转速。电阻 $R_1 \sim R_4$ 用于控制 MOS 门电压的升降时间，也有利于避免门电压的振荡，门电压的振荡通常是与门电容处的连接线的平行电感所引起的。 $R_1 \sim R_4$ 的值通常为 $10 \sim 100\Omega$ 。电容 C_6 用于存储能量并对通过电桥的电压进行滤波。在电压上升和下降期间，为了保证系统的可靠性，可在两个低端 MOSFET 的门极各接一个下拉电阻以确保电桥保持关断，但高端 MOSFET 不能接下拉电阻，因为电荷泵不能为其提供必要的电流。

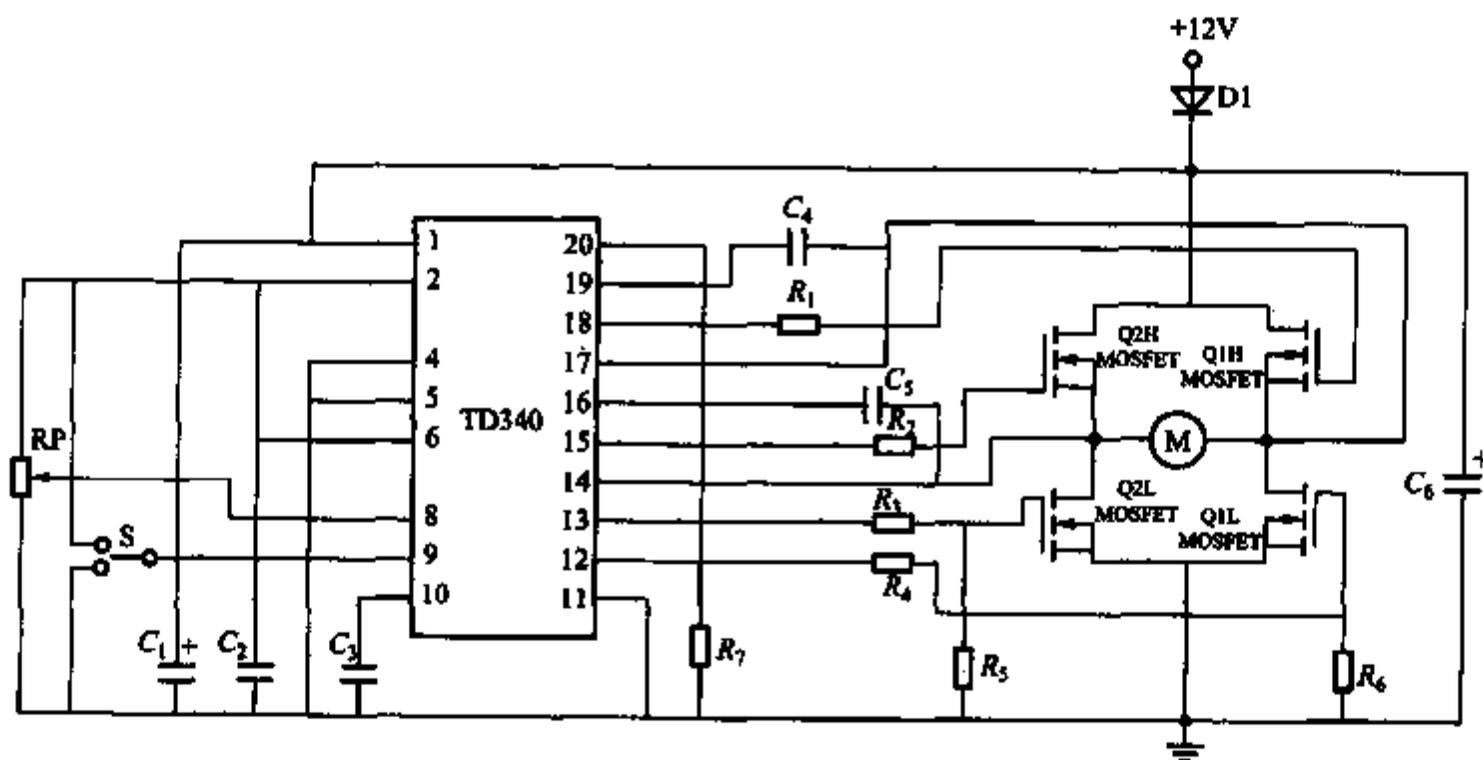


图 2-22 直流电机 PWM 调速系统原理图

2.8 TC652 及 TC653 数字式风扇控制器

2.8.1 概述

TC652 及 TC653 是 MICROCHIP 公司研发的新产品, 是一种内有温度传感器、具有风扇故障检测及超温报警的数字式风扇控制器。这两种器件主要特点: 可根据检测的温度来控制风扇的转速 (PWM 控制), 达到合理的散热功能, 并可降噪声、节能及延长电扇寿命; 工厂已在控制器内设定温度控制范围, 并分成多级 PWM 控制, 用户不需编程设定及外接电阻元件; 工厂生产不同温度范围的控制器系列供用户选择; 从 $25 \sim 70^{\circ}\text{C}$, 其典型精度可达 $\pm 1^{\circ}\text{C}$; 低功耗, 静态电流典型值为 $50\mu\text{A}$; 工作电压为 $2.8 \sim 5.5\text{V}$; 工作温度范围为 $-40 \sim +125^{\circ}\text{C}$ 。

由模拟式风扇控制器转变成数字风扇控制器并非仅增加了一个 A/D 转换器, 将模拟温度电压转换成相应的数字量, 而是改变了控制风扇的方式。模拟风扇控制器是开/关式控制, 而数字式风扇控制器是脉冲宽度调制 (PWM) 控制, 它有更好的控制精度。它根据发热功率器件的温度采用不同的风扇速度来冷却, 这不仅可减小风扇噪声、节省电能、延长风扇寿命, 还可提高系统温度控制精度。另外, 为了更好地提高系统控制精度, 采用带测速反馈的风扇电机 (能输出与风扇转速成比例的脉冲信号) 实现闭环控制, 可更好地提高控制质量。

为了更好地测量计算机中央处理器的温度, 在中央处理器的管芯上专门做了一个 PN 结温度传感器, 这样可更精确地反映它的温度, 过去需要将温度传感器粘贴在器件上或散热器上, 不仅测量不准, 并且连线也麻烦。这种在耗散功率大的器件 (或专用集成电路) 中增加一个 PN 结温度传感器十分简单, 现逐渐被推广。

2.8.2 工作原理及典型应用

TC652 及 TC653 内部结构框图如图 2-23 所示。它由温度传感器、A/D 转换器、振荡器、温度设定及调节范围存储器、占空比逻辑控制电路、反相驱动器、电压比较器、 90mV 基准电压源及风扇故障检测逻辑电路等组成。

温度传感器检测发热器件的温度输出相应的电压信号, 由 A/D 转换器转换成相应的数字信号, 此信号与存储器中储存的温度信号相比较后输入占空比逻辑控制电路, 输出的脉冲信号经反相驱动器后去驱动外接的双极型晶体管或场效应晶体管, 控制直流无刷风扇电机的转速。风扇的转速与占空比大小成比例, 占空比大, 平均电压高, 风扇的转速高; 占空比小, 平均电压低, 风扇的转速低, 如图 2-24 所示。

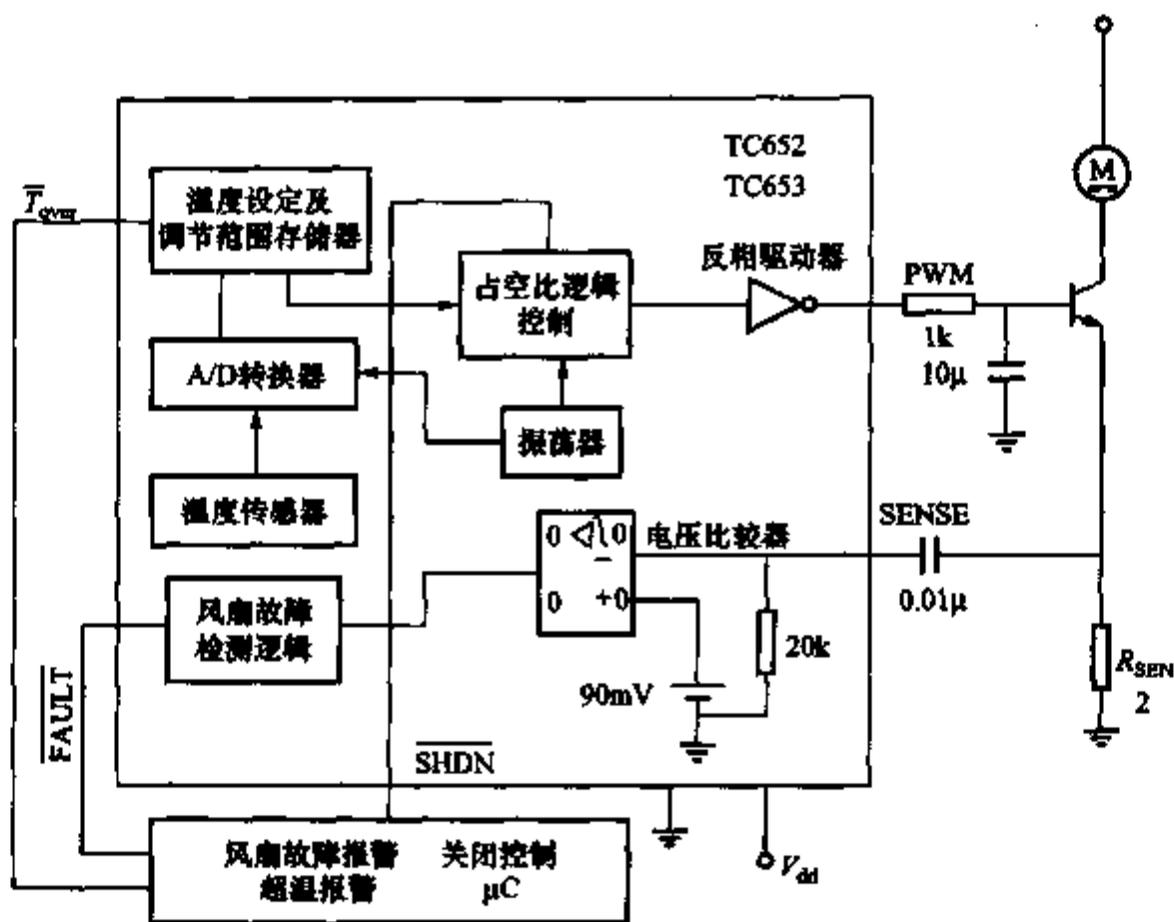


图 2-23 TC652 及 TC653 内部框图

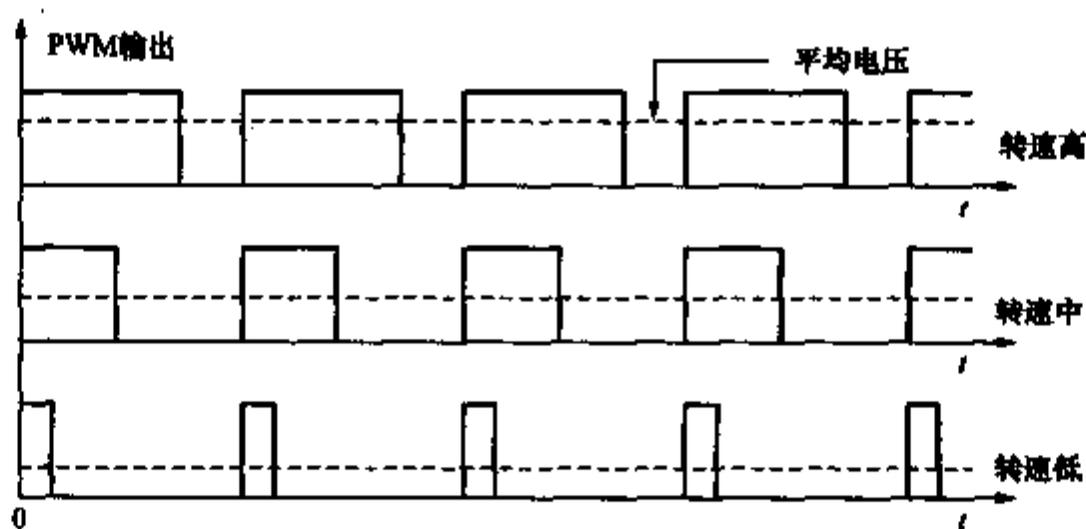


图 2-24 不同转速的 PWM 输出波形

注：虚线为输出平均电压，风扇的转速与电压成正比。

若 T_H 为控制的高温， T_L 是控制的低温，则 $T_H \sim T_L$ 是温度控制范围。TC652 及 TC653 在 T_L 与 T_H 温度范围内分成 T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 值，形成 5 个间隔，另外有一个超温阈值 T_{over} ($T_{over} = T_H + 10^\circ\text{C}$)。 T_L 、 T_H 、 $T_1 \sim T_4$ 及 T_{over} 值均由工厂设定并存入存储器内。例如， $T_L = 30^\circ\text{C}$ 、 $T_H = 45^\circ\text{C}$ ，则 $T_1 \sim T_4$ 的温度分别是 $T_1 = 33^\circ\text{C}$ 、 $T_2 = 36^\circ\text{C}$ 、 $T_3 = 39^\circ\text{C}$ 、 $T_4 = 42^\circ\text{C}$ ， $T_{over} = 55^\circ\text{C}$ 。在不同的温度时，PWM 占空比的输出如表 2-5 所示。

表 2-5 根据温度不同输出 PWM 占空比

监测温度 T	TC652 输出 PWM	TC653 输出 PWM
$T < T_L$	40%	关断
$T_L \leq T < T_1$	50%	50%
$T_1 \leq T < T_2$	60%	60%
$T_2 \leq T < T_3$	70%	70%
$T_3 \leq T < T_4$	80%	80%
$T_4 \leq T < T_H$	90%	90%
$T_H \leq T < T_{over}$	100%	100%
$T_{over} \leq T$	输出低电平	输出低电平

注 T 为温度传感器结温。

由表 2-5 可看出 TC652 与 TC653 的差别仅在 $T < T_L$ 时的输出不同。TC652 在 $T < T_L$ 时以 40% 的占空比让风扇转动，而 TC653 在 $T < T_L$ 时，风扇是停转的。

在图 2-23 中也画出外围元件及与微控制器连接的情况。图中 $10\mu\text{F}$ 电容可降低风扇的噪声； R_{SEN} 为风扇故障检测电阻，它检测的脉冲电压经 $0.01\mu\text{F}$ 电容后输入 SENSE 端，与内部的比较器比较后可输出有无故障的信号，FAULT 为风扇故障信号输出端，低电平有效；当 $T \geq T_{over}$ 时， T_{over} 端输出低电平。风扇故障报警信号及超温及报警信号一般都输入 μC ，由 μC 来进行处理。

TC652 和 TC653 能驱动工作电压为 12V 的直流无刷电机，最大工作电流可达 40mA。根据这个参数可选择合适的 NPN 型晶体管或功率 MOSFET。

2.9 直流电机 PWM 控制集成电路

2.9.1 概述

SG2731 是 SILICON GENERAL 公司生产的直流电机 PWM 控制单片集成电路，它以输入误差信号幅值和极性控制输出两路脉冲调节信号，控制 H 桥输出；电机驱动电压能在较大的范围内进行调整；可实现直流电机的 4 象限控制，可用于精确位置伺服控制和速度控制；可以通过外部电路实现过电流保护。其应用电路简单，控制方便，系统成本低，可广泛适用于有、无位置反馈直流电机驱动系统中。

2.9.2 SG2731 引脚及功能

表 2-6 说明 SG2731 引脚定义，性能指标为：

1) 工作电压范围： $\pm(3.5 \sim 18)\text{V}$ 。

- 2) 电机工作电压范围：7.0 ~ 44V。
- 3) 误差运算放大器范围：-3 ~ 3V。
- 4) 工作温度范围：-25 ~ 85℃。
- 5) 输出可连续电流：200mA。

表 2-6 SG2731 引脚说明

引脚	符号	说明
1, 8	$+V_T, -V_T$	基准门电压
2, 7	$+V_{\Delta}, -V_{\Delta}$	三角波峰值电压
12, 13	OUTPUTA, OUTPUTB	PWM 输出
11, 14	$+V_C, -V_C$	电机工作电源输入
3, 4	INV, NI	速度给定和速度反馈
5	ERROR	误差放大倍数控制
15	SHUT DOWN	快速关断保护

2.9.3 SG2731 结构及原理

SG2731 是一种高性能直流电机驱动芯片，内部有三角波发生器、误差电压放大器、脉宽调制器、PWM 补偿电路、H 桥驱动电路和瞬间保护电路等，如图 2-25 所示。三角波发生器由两个电压比较器、一个 RS 触发器、一个双向 $500\mu\text{A}$ 恒流源和外接定时器电容组成。正基准电压 $V_{\Delta+}$ 和负基准电压 $V_{\Delta-}$ 由外部从 2 和 7 引脚接入，决定了三角波的幅值电压。在正常情况下，正负基准电压相等，三角波形对称。

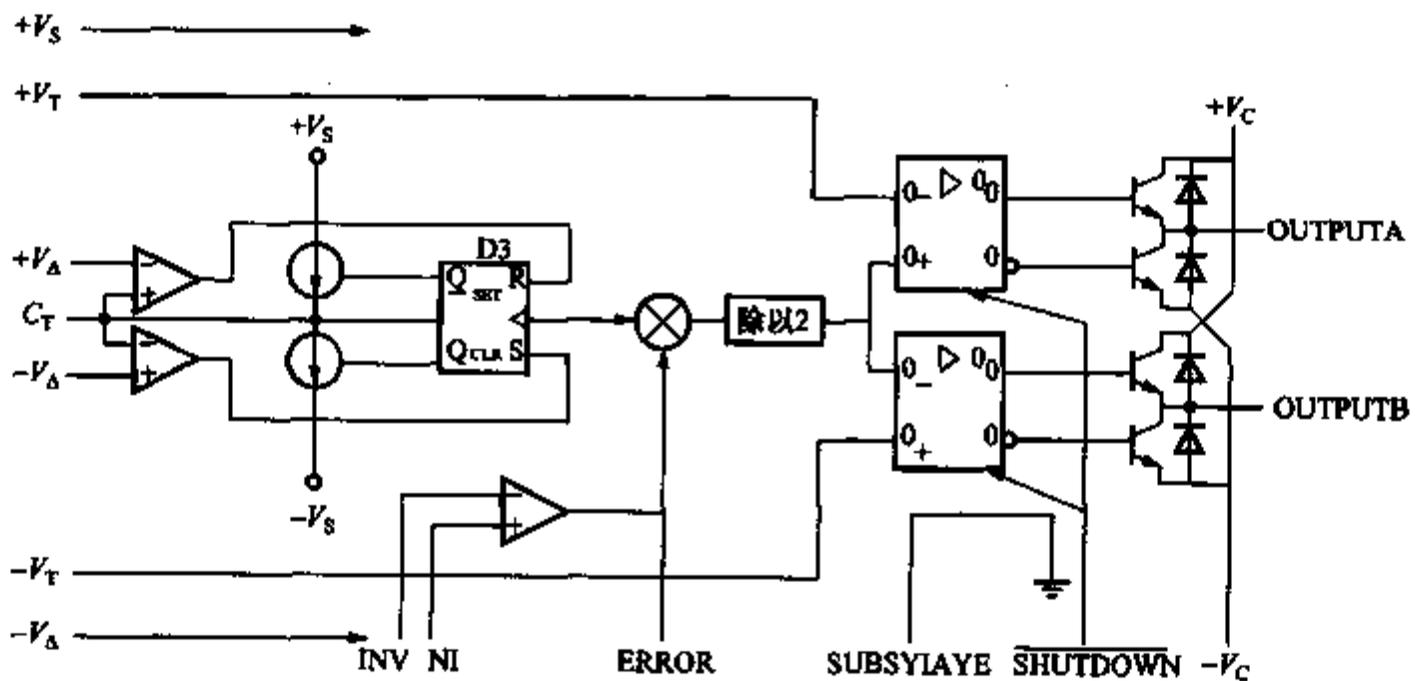


图 2-25 SG2731 内部结构图

由于决定三角波斜率的定时电容充电和放电是以 $500\mu\text{A}$ 恒流源进行的，所以

三角波的两个斜坡完全对称。从而得到三角波的振荡周期计算公式

$$T_{\text{osc}} = \frac{2Cdv}{0.0005} = \frac{2C[(+V_{\Delta}) - (-V_{\Delta})]}{0.0005} \quad (2-12)$$

误差放大器：是一个有内补偿的低输出阻抗运算放大器，其输入和输出端由引脚引出，在应用中可以根据需要采用反馈补偿技术，以控制闭环系统的增益特性。

PWM 调制器：从 RS 触发器输出的三角波信号与误差放大器输出的误差电压相加，衰减 1/2，在两个比较器与阈值电压 $-V_T$ 和 $+V_T$ 进行比较，从而得到两路 PWM 信号，控制两个半桥的输出 OUTPUTA (13 脚) 和输出 OUTPUTB (12 脚)。阈值电压从 1 和 8 脚输入。

脉宽调制可分为有死区和无死区两种工作方式，这两种工作方式的选择是通过 $+V_T$ 和 $+V_{\Delta}$ 的比较来决定的，当 $+V_T > +V_{\Delta}$ 时为有死区的工作方式。当误差电压为零时，三角波与阈值电压没有交叉，输出 OUTPUTA 和 OUTPUTB 保持低电平。当误差电压足够大时，三角波向上平移与阈值电压周期性相交，输出 OUTPUTA 有 PWM 输出。此脉冲占空比与误差电压成正比关系，直到占空比为 100%。同样在负误差电压下，输出 OUTPUTB 被调制，如图 2-26 所示。如果为无死区工作方式，输出 OUTPUTA 和输出 OUTPUTB 出现两列相互差为 180° 的激励脉冲，有利于

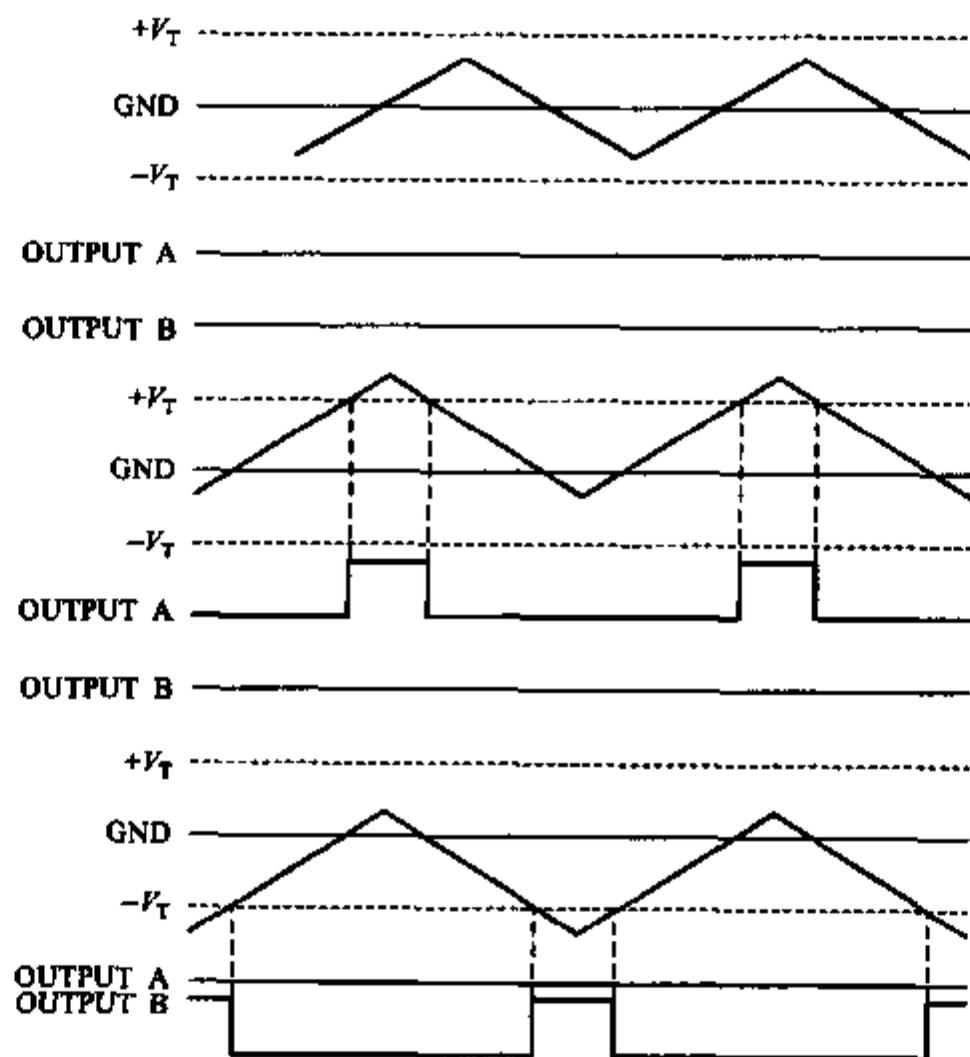


图 2-26 SG2731 有死区工作方式调制波形

消除系统的机械死区。

两路输出驱动级为推挽结构半桥驱动，输出和吸入电流为 100mA，最大值为 200mA，4 个二极管起续流的作用。采用非饱和、准补偿技术，输入级为高压施密特触发器电路，正反馈加速了开关时间。

2.9.4 SG2731 典型应用

图 2-27 所示为由 SG2731、外部功率放大电路、速度反馈电路、速度及内部设置给定电路构成的直流电机伺服系统。系统控制电源为 $\pm 15V$ ，驱动级电源 $\pm 32V$ ，驱动电机为小功率直流永磁电机。外接 H 桥功率管开关电路，以扩大输出电流。电机经轴带动测速发电机，经过滤波、分压处理得到反馈信号，从 3 脚引入，构成速度控制系统。位置指令电压信号可利用电位器得到，从 4 脚输入。三角波峰值电压和门槛电压由 5 个电阻分压得到。SG2731 典型应用电路外围电路参数见表 2-7。

表 2-7 SG2731 典型应用电路外围电路参数

元件	参数	元件	参数
$C_1/\mu F$	0.0015	$R_4/k\Omega$	100
$C_2/\mu F$	0.01	$R_5/k\Omega$	100
$C_3/\mu F$	0.1	$R_6/k\Omega$	10
$R_1/k\Omega$	10	$R_7/k\Omega$	2.2
$R_2/k\Omega$	100	$R_8/k\Omega$	4
R_3/Ω	500	$R_9/k\Omega$	2.2
$R_{10}/k\Omega$	10		

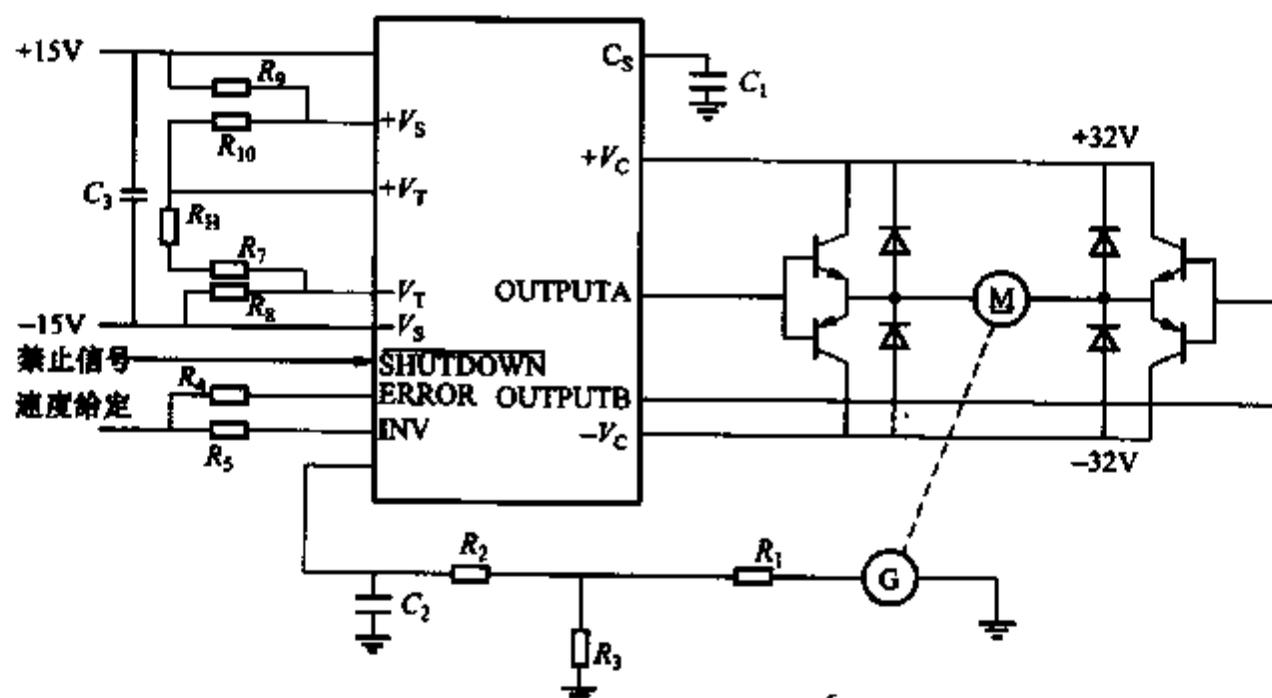


图 2-27 SG2731 典型应用电路图



2.10.1 概述

飞利浦公司推出适用于无刷直流风扇电机的双数字风扇管理电路 P82CF201。它利用一个热敏电阻的阻抗随温度的变化去改变脉冲宽度调制 (PWM) 的脉冲占空比, 再去驱动风扇, 能按温度变化控制风扇的转速, 在较低温度时可停止风扇工作, 这样不但能减少噪声, 也延长了风扇的使用寿命。

P82CF201 具有以下特点: 工作电压范围为 3.0 ~ 5.5V; 工作电流为 2.0 ~ 5.5mA (PWM 关、无故障); 双脉冲宽度调制 PWM 风扇驱动; 恒温跟踪控制; 风扇失效、过热、无风扇连接告警, 能直接驱动 20mA 发光二极管显示告警; 500ms 第二风扇电延迟接通启动; 芯片内置上电复位; 看门狗计时器履行自检和复位功能; 芯片内置振荡器, 不需外接元件; 支持低成本负温度系数热敏电阻 (NTC), 如使用 PTC 可选用 P82CF202; 滞后作用控制 (THRESHOLD 端接 V_{ss} 地), 热敏电阻阻抗在 10 ~ 15k Ω 之间 (温度为 25 ~ 20 $^{\circ}\text{C}$); 恒定冷却 (THRESHOLD 端悬空或接 V_{dd}), 热敏电阻阻抗为 10k Ω ; 20 脚 TSSOP 封装。

2.10.2 P82CF201 应用实例

P82CF201 各引脚功能如图 2-28 所示, 其内部功能框图如图 2-29 所示, 典型应用电路如图 2-30 所示。

脉冲宽度调制 (PWM) 控制风扇的转速, 是通过比较接在 P82CF201 的 18 和 17 脚上的热敏电阻和基准参考电阻值的差别, 将该比率转变为 PWM 的脉冲占空比, 从 P82CF201 的 1 和 3 脚输出, 通过 PNP 型晶体管 VT5 和 VT6 再去驱动 N 沟道 MOSFET 功率开关器件 VT1 和 VT2, 带动风扇转动, 风扇的转速与 PWM 的脉冲占空比成比例, 与线性电源控制风扇的转速相比, 能减少能耗和热量的产生。

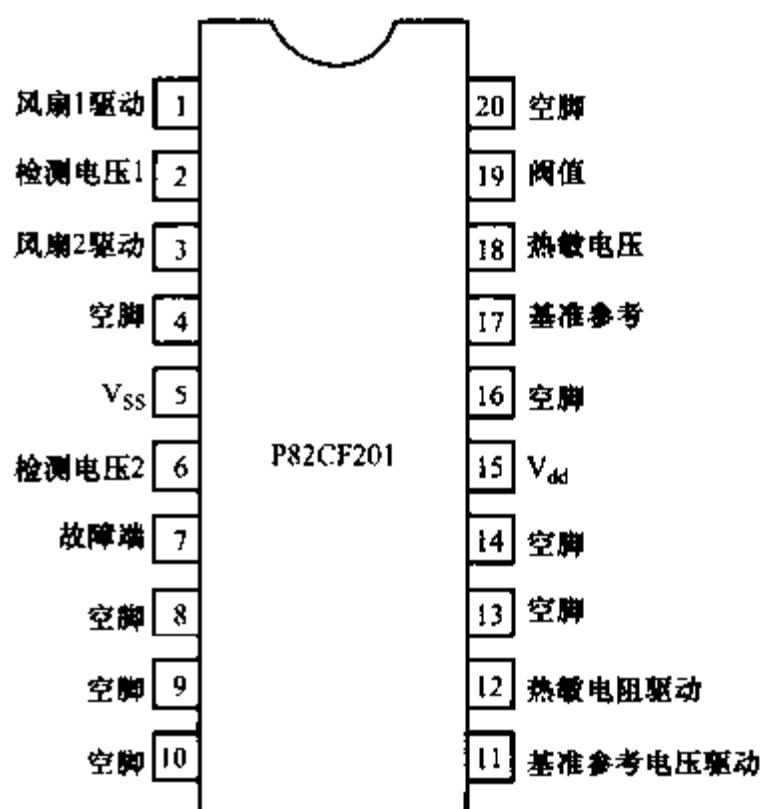


图 2-28 P82CF201 各引脚功能图

30Hz 的 PWM 的脉冲占空比的变化范围与热敏电阻的阻抗成比例，当热敏电阻的阻抗从 $15\text{k}\Omega$ 变化到 $1.7\text{k}\Omega$ （典型的 NTC 热敏电阻）时，输出的 PWM 的脉冲占空比从 30% 变化到 95%。

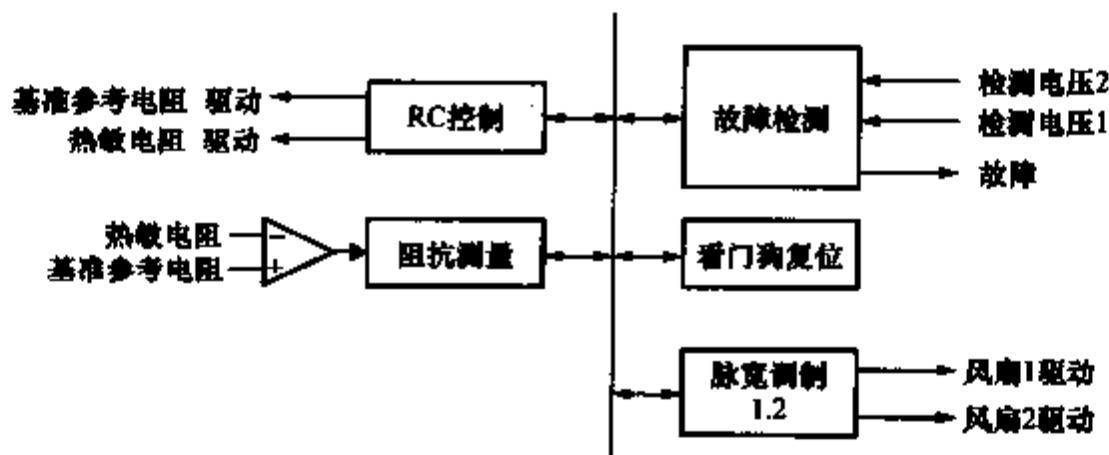


图 2-29 P82CF201 内部功能框图

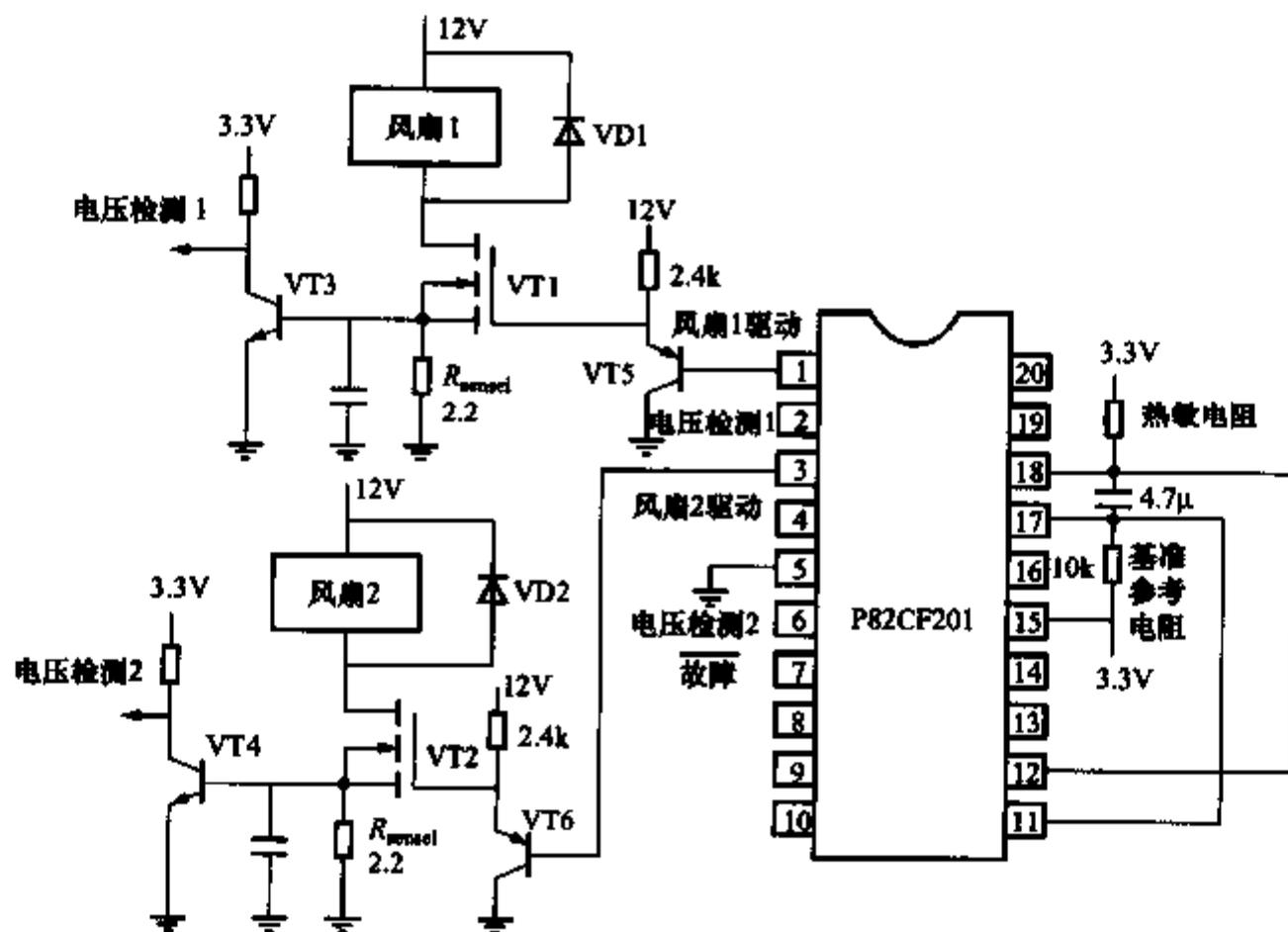


图 2-30 P82CF201 典型应用电路图

(1) 风扇驱动状态 当热敏电阻的阻抗高于 $10\text{k}\Omega$ ，同时阈值（THRESHOLD）端为低电平时，风扇关闭；当热敏电阻的阻抗为 $10\text{k}\Omega$ 时，风扇驱动 PWM 的脉冲占空比为 30%；当热敏电阻的阻抗为 $1.7\text{k}\Omega$ 时，风扇驱动 PWM 的脉冲占空比为 95%，其间的占空比与热敏电阻的阻抗成线性关系。

在热敏电阻阻抗为 $10\text{k}\Omega$ （约 25°C ）到 $15\text{k}\Omega$ （约 20°C ）之间，温度如有小的波动起伏，为减少风扇的开关周期，将 THRESHOLD 端连接到高电平，风扇将保持 30% 的 PWM 脉冲占空比驱动，以恒定冷却。

(2) 电机故障检测与告警 利用串联在 VT1 和 VT2 的源极电路中的低阻值检测电阻 R_{sense1} 和 R_{sense2} 上的因风扇电流产生的电压降, 通过缓冲反相器 NPN 型晶体管 VT3 和 VT4 再送到 P82CF201 的 2、6 脚检测。如源极电路电阻上无电压降, 说明风扇未连接好或 MOSFET 损坏。VT3 和 VT4 可选用 2N3904 或 PMBT3904D 等型号的 NPN 型晶体管。因风扇工作电流的不同, 源极电路电阻 R_{sense} 的选用可参考表 2-8 所列。

表 2-8 外围电路参考电阻选择

风扇电流/mA	电流采样电阻/ Ω
100	5.1
200	2.5
450	2.2
800	1.0

2.11 MC642 风扇转速控制电路

2.11.1 概述

MC642 是美国安森美公司 (ONSEMICONDUCTOR) 推出的脉宽调制型 (PWM) 直流电机风扇转速控制 IC, 它能提供与温度成正比的速度控制。与输入引脚 V_{IN} 相连的热敏电阻可为 PWM 占空比提供从 0 ~ 100% 变化时所需的 1.25 ~ 2.65V 的控制电压。 V_{IN} 引脚上的电阻分压器可用于设定电机的最小风扇速度。当系统退出关断模式或发生瞬时故障时, MC642 内部的起动定时器能够可靠地起动。当风扇电机出现故障、开路或风扇未连接等情况时, MC642 能够主动触发内部的起动定时器, 如果故障继续存在, 则 FAVLT 输出变低, 芯片将被锁定在关断模式。

MC642 的主要特点如下: 具有节能的关断模式; 支持廉价的负温度系数/正温度系数电阻 (NTC/PTC); 转速与温度成正比; 噪声低, 风扇寿命长; 风扇供电电压独立于 MC642 的供电电压; 内含故障检测电路, 可检测风扇故障; 工作温度范围为 0 ~ 85°C。

MC642 可广泛应用于电源、PC 机、UPS、功率放大器等系统中的电扇控制。

2.11.2 引脚功能

MC642 具有 SO-8 和 DIP-8 两种封装形式, 各引脚的功能如下:

引脚 1: V_{IN} , 该引脚与热敏电阻 (或其他温度传感器) 相连, 1.25 ~ 2.65V 的电压变化可使 V_{OUT} 引脚得到 0 ~ 100% 的占空比变化。

引脚 2: C_F , 该引脚接 PWM 的斜波发生器定时电容。与 1 μ F 电容相连时, 其

PWM 工作频率为 30Hz。

引脚 3: V_{MIN} ，与外置电阻分压器相连，通过设定最小占空比来确定最小风扇速度，当 $0 \leq V_{MIN} \leq V_{SHDN}$ 时，MC642 进入关断模式。在关断模式， \overline{FAULT} 的输出不起作用，此时的输出电流降至 $25\mu A$ ；当 $V_{MIN} \geq V_{REF}$ 时，MC642 退出关断模式。（ $V_{SHDN} = 0.13V_{DD}$ ， $V_{REF} = 0.19V_{DD}$ ）。

引脚 4: GND，地线。

引脚 5: SENSE，当风扇旋转时，通过传感电阻可在该脚检测到脉冲串。如果该脚检测不到脉冲，则说明有故障存在。

引脚 6: \overline{FAULT} ，输出端故障（开集电极结构），当 \overline{FAULT} 输出变低时，表明有故障产生。器件进入关断模式，直至故障清除或重新上电。如果需要硬件关断，可将 \overline{FAULT} 连至 V_{MIN} 引脚。这样，当 PWM 的占空比达到 100% 时，虽然 \overline{FAULT} 变低，但器件不会自动锁存。

引脚 7: V_{OUT} ，PWM 信号输出，其 PWM 的互补输出信号应连到外部电机驱动 NPN 型晶体管的基极。

引脚 8: V_{DD} ，电源供电端，可用不同于风扇电源的另一个电源提供。

2.11.3 工作原理

MC642 的工作原理框图及引脚排列如图 2-31 所示。下面对其内部的组成原理加以说明。

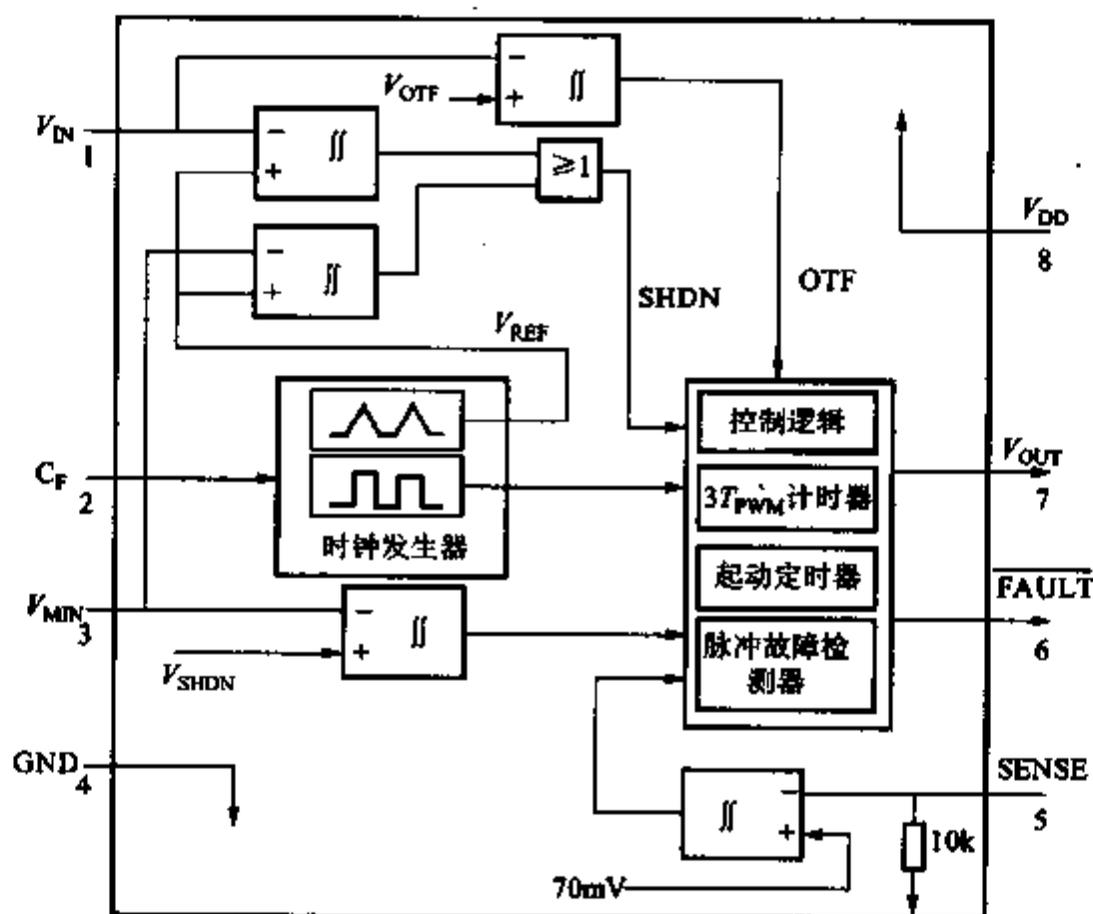


图 2-31 MC642 的工作原理框图及引脚排列

(1) PWM 电路 PWM 电路由斜坡发生器和阈值检测器组成。其 PWM 频率由 C_F 输入脚上的电容决定。在 30Hz 频率时，推荐使用 $1\mu\text{F}$ 的 C_F 。同时，该 PWM 频率也是启动和故障定时器的时基。

V_{OUT} 可驱动 NPN 型晶体管或 N 沟道 MOSFET，而且通常采用非对称的互补方式来驱动。由于系统使用的是 PWM 而不是线性电源控制方式，因此，系统的功耗非常小，故可使用 TO-92 或 SOT 封装的元件。

(2) 启动定时器 为了保证风扇能够可靠地工作，如果风扇由静止启动，启动定时器将在 32 个 PWM 周期后输出 V_{OUT} 。如果 PWM 的工作频率为 30Hz，则启动时间大约为 1s。一旦检测到故障信号，器件立即触发起动定时器，并进入关断状态。

(3) 关断控制 如果 V_{MIN} 低于 V_{SHDN} ($V_{\text{SHDN}} = 0.13V_{\text{DD}}$)，则 MC642 进入关断模式。也可以在 V_{MIN} 引脚上加一个开漏逻辑信号或一个外部晶体管来实现关断，具体电路如图 2-32 所示。当 V_{MIN} 小于 V_{REL} ($V_{\text{REL}} = V_{\text{DD}} \times 0.19$) 时，器件控制功能失效。当 V_{MIN} 小于 V_{SHDN} 时，器件进入关断或复位状态。此时 FAULT 端无输出。这种关断是绝对的，即无论 V_{MIN} 端是否有电压，风扇均不工作。

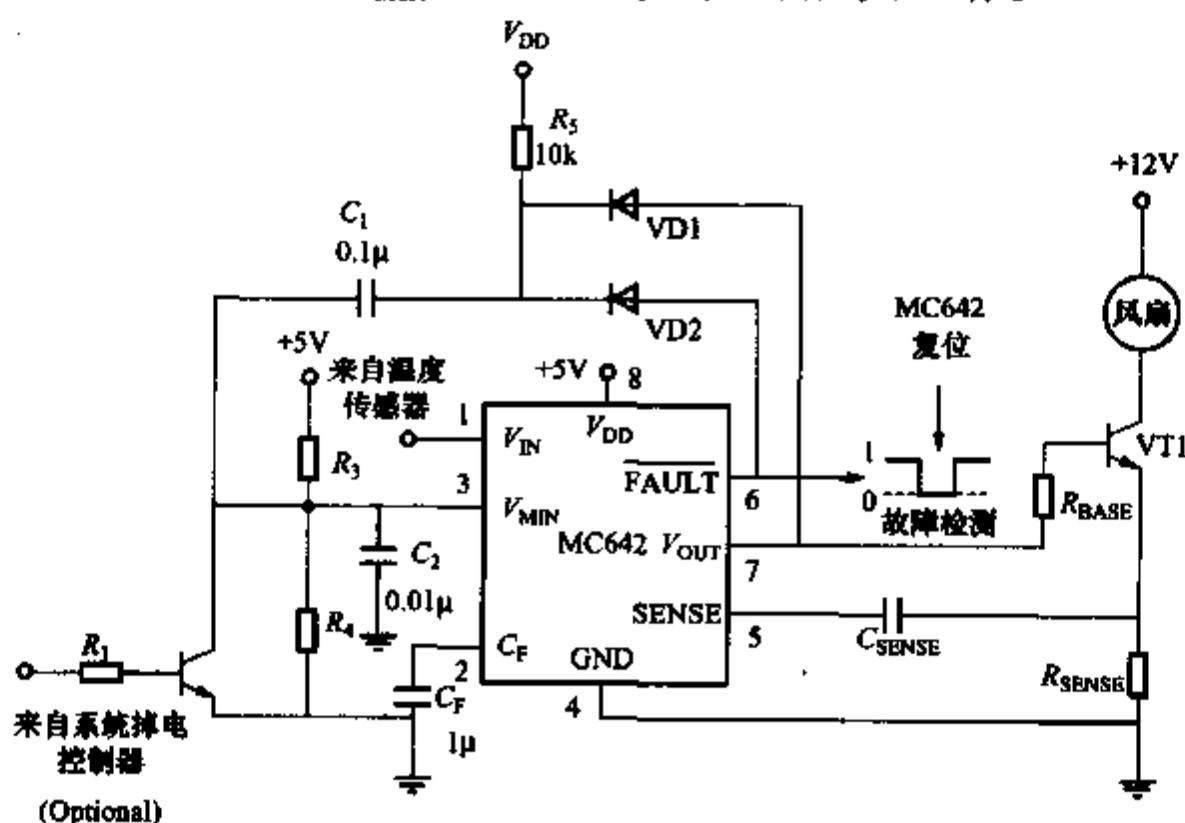


图 2-32 MC642 的连续重新启动

(4) SENSE 输入 SENSE 应连到作为风扇电路接地端的低阻值的电流传感电阻上。风扇正常工作时，风扇电流在传感电阻上产生中断并形成一系列脉冲。如果器件不在关断模式，而 SENSE 输入端又无脉冲，则表示出现了故障。风扇电流的变化 (di/dt) 将引起传感电阻 R_{SENSE} 上的脉冲电压的变化 (dv/dt)。脉冲序列的出现及频率变化是风扇正常工作的直观表现。

FAULT 输出：MC642 检测故障有两种方法。

1) 当 PWM 工作时, 送到 SENSE 的脉冲由脉冲检测器滤波。如果在 32 个 PWM 周期内 (对应 $C_F = 1\mu\text{F}$ 的 1s 时间) 检测不到连续脉冲, 则触发器件内部的诊断定时器, 且 V_{OUT} 在 3 个 PWM 周期内继续输出, 此时为瞬态故障状态。如果 3 个周期内仍检测不到脉冲, 则触发起动定时器, 若此时仍检测不到脉冲, 则 PWM 停止工作, 且 FAULT 变低, 此时器件锁存在关断模式, 且一直处在这一状态。应当注意的是: 在这种情况下, 只有让 V_{MIN} 瞬时低于 V_{SHDN} 或系统重新上电才能使风扇重新起动。图 2-32 中的 VD1、VD2 和 R_5 可用来完成芯片的重新起动。

MC642 也可实现连续重新起动。如图 2-32 所示, 在 FAULT 与 V_{MIN} 之间连一只 $0.1\mu\text{F}$ 的电容器可在出现故障时由 MC642 自动地试图重新起动。这在某些系统设计中可能会有这种要求。

2) 当加到 V_{IN} 上的 PWM 控制电压大于 100% 占空比时, 也会使 FAULT 变低。这表明风扇处于最大驱动状态或系统过热。其原因可能是冷却系统出现故障、风扇轴承故障或空气对流有问题。此时的 FAULT 可用于系统告警, 但风扇仍然工作。如果希望关断系统, 则可将 FAULT 连至 V_{MIN} 。

2.11.4 应用电路

应当注意, MC642 的外围电路设计应从以下几点考虑: 第一要考虑的是温度传感器在 1.25 ~ 2.65V 的输出电压时应对应 0 ~ 100% 的占空比; 第二要考虑风扇最小速度的设定; 另外, 输出晶体管和电路也应仔细选择。

在选择 R_{SENSE} 、 C_{SENSE} 时, 既要考虑效率, 也要考虑信号幅度。

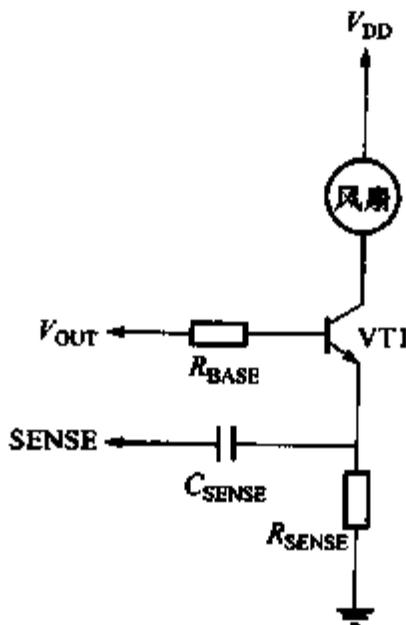


图 2-33 传感网络的波形

图 2-33 所示是由 C_{SENSE} 和 R_{SENSE} 等组成的传感网络电路。由 R_{SENSE} 和 C_{SENSE} 组成的网络使得 MC642 能够检测风扇电机的运转情况。该网络是微分型和阈值型检测器。由 R_{SENSE} 把风扇电流转化成电压, 再与 C_{SENSE} 交流耦合, 并为 SENSE 引脚提供一个以地为基准的信号输入。 C_{SENSE} 应选用 $0.1\mu\text{F}$ 的瓷片电容。 C_{SENSE} 的值越小, 则需选用的 R_{SENSE} 值越大。

表 2-9 列出了 C_{SENSE} 为 $0.1\mu\text{F}$ 时, R_{SENSE} 与风扇电流的关系。表中的电流是风扇实际工作的平均电流。风扇厂家提供的风扇电流不是其正常工作电流, 而是在最恶劣工作条件下的最大电流。如果风扇电流位于表 2-9 中的两个值之间, 那么选用较大的电阻值, 一

般可使 R_{SENSE} 上的信号幅度达到 450mV。

表 2-9

外围电路参考电阻选择

风扇电流/mA	电流采样电阻/ Ω
50	9.1
100	4.7
150	3.0
200	2.4
250	2.0
300	1.8
350	1.5
400	1.3
450	1.2
500	1.0

图 2-34 为 MC642 的典型应用电路, 其中 R_1 、 R_2 的选取可依据 NTC 的具体参数来定。如果 NTC 在最低温度时为 $4.6\text{k}\Omega$, 最高温度时为 $1.1\text{k}\Omega$, 则 R_1 可选 $75\text{k}\Omega$, R_2 可选 $1\text{k}\Omega$ 。可用 R_5 和 R_6 来设定最小风扇速度, 如果 V_{MIN} 为 1.8V , 分压器电流不大于 $100\mu\text{A}$, 则 R_5 应为 $33\text{k}\Omega$, R_6 应为 $18\text{k}\Omega$ 。对于输出电路, 如果最大风扇电流为 250mA , VT1 的 β 值为 100, 则 R_7 为 $1.5\text{k}\Omega$ 。

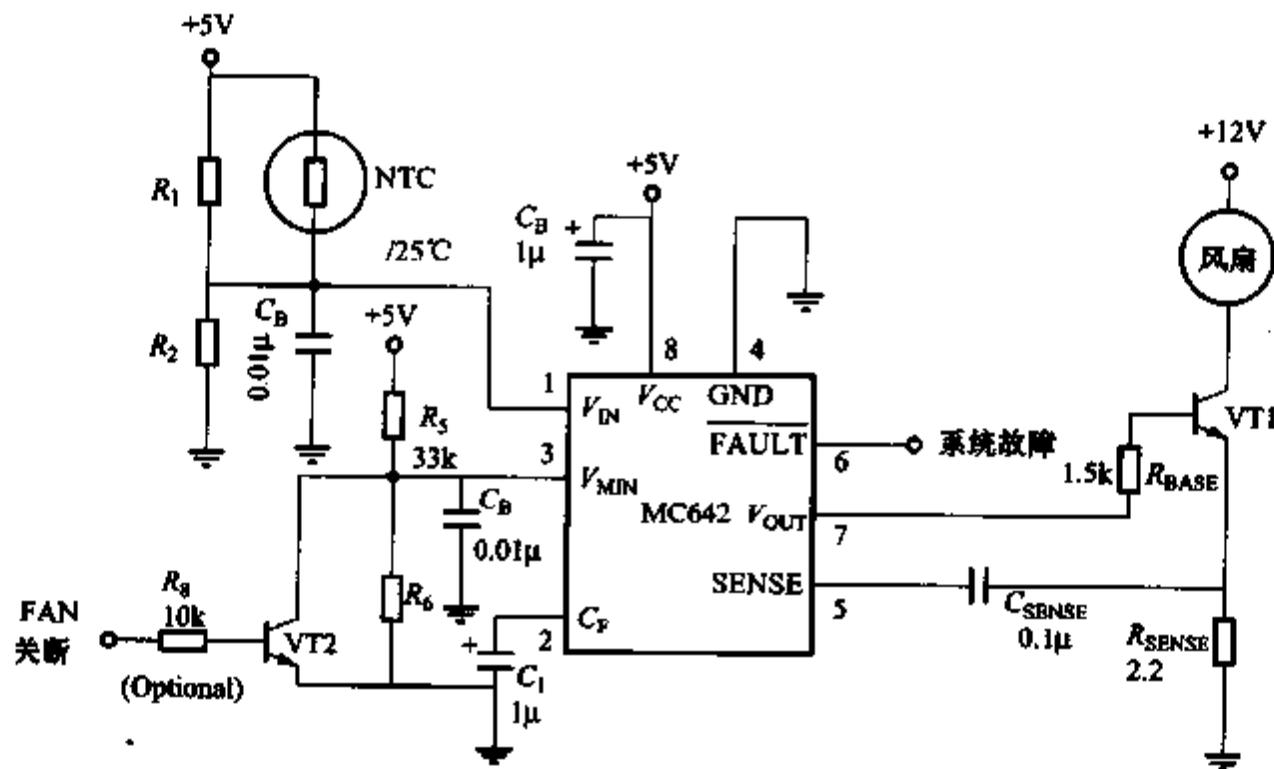


图 2-34 MC642 的典型应用电路

图 2-35 给出了一个 MC642 用于微控制器外设的系统实例。在由单片机或微控制器组成的系统中, MC642 作为微控制器外设风扇控制器, 它不需微控制器的介入, 即可有效地完成风扇控制功能。微控制器根据接收到的系统中的一个或多个点的温度系数和一定的算法来设定风扇的速度。处理器用端口 I/O1 ~ I/O3 来控制风扇

速度。 $R_1 \sim R_6$ 可构成一个简单的 3 位 D/A 转换器，可用于把处理器的输出变换为 1.6V 的直流控制信号。在 V_{MIN} 为 1.8V 且处理器输出码为 000 时，其最小工作速度为最高转速的 40%，在 001 ~ 111 时对应于最高转速的 40% ~ 100%。微处理器的漏极开路输出可以在检测到故障模式后复位 MC642。FAULT 输出可连接到处理器的中断输入或一个 I/O 引脚，以便查询操作。

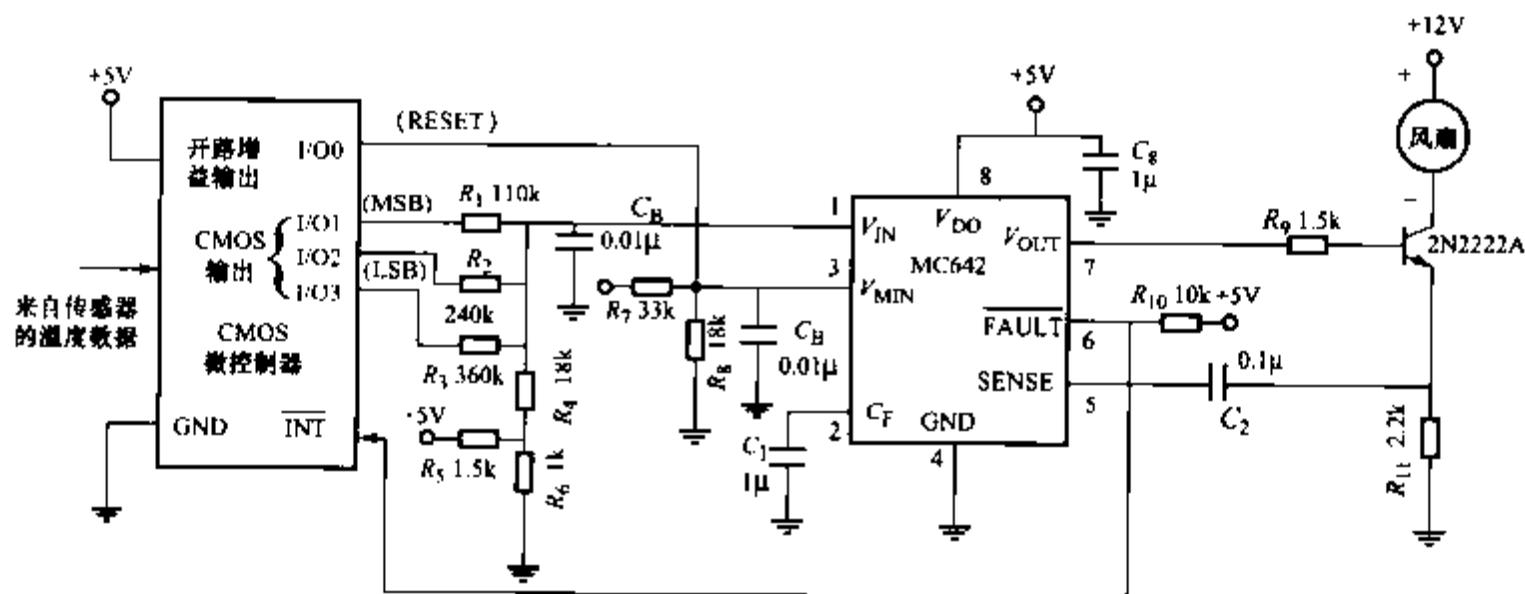
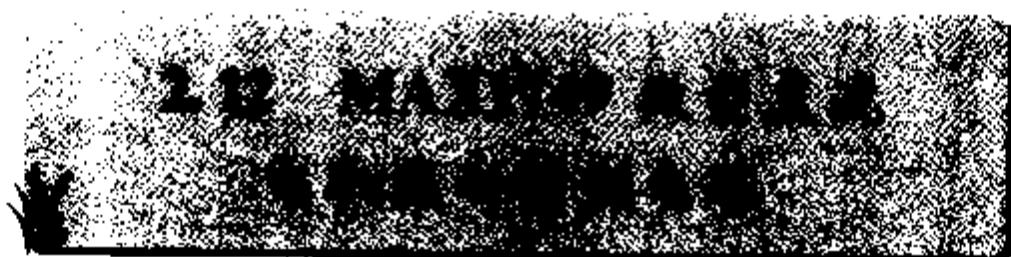


图 2 - 35 MC642 在微控制器系统中的应用电路



2.12.1 概述

MAX1749 是一种专用的、性能优良的小型震动电机控制及驱动芯片，它可提供恒定的驱动功率，电源电压可以在 2.5 ~ 6.5V 浮动，可以提供 1.5V 到电源电压的输出电压、最大 120mA 的输出电流。可以应用于小型震动电机领域，如手机、传呼机、小型按摩器等。其电量的来源都是由内部电池提供，电压较低，电流较小。在上述用途中，共同的要求是此电机的驱动控制器体积小、控制功能全、耗能小、使用方便。

2.12.2 MAX1749 引脚及功能说明

MAX1749 体积小，具有 5 个引脚，引脚定义如下：

引脚 1：ON/OFF，控制输出端。当为高电平时，输出端有电压；当为低电平时，输出端关断。

引脚 2：GND，芯片地引脚。电路板要求有较大的焊点，给芯片散热，降低芯

片的工作温度。

引脚3: IN, 电源输入端。输入电压 2.5 ~ 6.5V 可调, 可与地之间接 $1\mu\text{F}$ 电容。

引脚4: OUT, 芯片输出端。输出电压在 1.5V 到输入电源电压可调, 最大输出电流可达 120mA, 可与地之间接 $1\mu\text{F}$ 电容。

引脚5: SET, 输出电压反馈输入端。可外接 1.5V 输出电压, 也可外接电阻调节控制输出电压。

MAX1749 具有输出电压可调、低功耗、过热保护、过电流保护、电源短路保护、较低 MOSFET 开通/截止电流等特点。其内部集成了功率 MOSFET、温度传感器、比较放大器、迅速切断电源电路及开/关逻辑等, 结构见图 2-36。1.5V 参考电压与内部运算放大器的负端相连, 它和运算放大器另一个输入端(电压反馈信号)进行比较, 差值说明了输出电压和调节电压的差异, 并提供有关信号给 MOSFET 驱动电路, 适当地调整输出电流。当反馈电压低于参考电压时, 驱动电路根据情况改变驱动信号, 而增大输出电流和电压; 相反, 当反馈电压高于参考电压时, 驱动电路根据情况改变驱动信号, 减小输出电流和电压, 使输出电流、电压达到稳定。

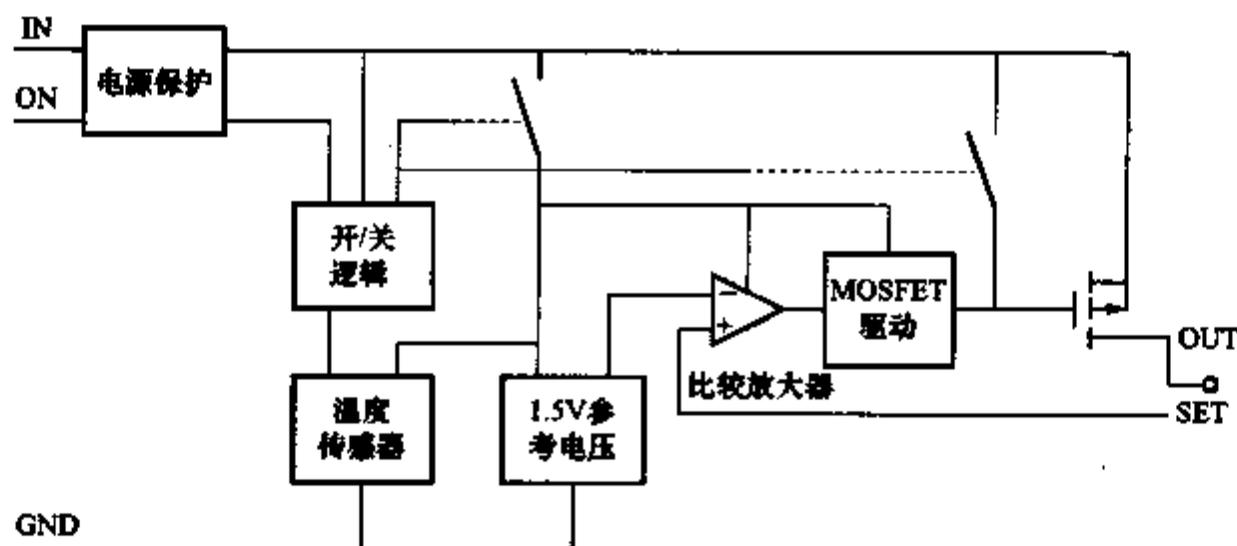


图 2-36 MAX1749 内部结构示意图

MAX1749 内部有过热保护功能, 限定了总热损耗功率, 当结温超过 170°C 时, 温度传感器给出开关信号给开/关逻辑电路, 关闭功率 MOSFET, 使芯片冷却。当芯片的温度冷却到 20°C 时, 温度传感器又将给出信号, 使电路正常工作。当电源反向时, 由于内部寄生二极管, 其反向电流限定为 1mA, 这样对电池的过热、过电流起到保护作用。工作环境为:

- 1) 输入电压范围: $-7 \sim +7\text{V}$ 。
- 2) 电压反馈范围: $-0.3 \sim +7\text{V}$ 。
- 3) 输出电压范围: $-7 \sim +7\text{V}$ 。
- 4) 芯片工作温度范围: $-40 \sim +85^{\circ}\text{C}$ 。

- 5) 存储温度范围: $-65 \sim +150^{\circ}\text{C}$ 。
- 6) 杂散损耗 (温度 70°C): 571mW 。

2.12.3 MAX1749 典型应用

MAX1749 是一种低功耗小型电机驱动控制芯片, 可以驱动手机、传呼机及小型按摩器中直流电机。其典型应用如图 2-37 所示。电池电压为 $2.5 \sim 6.5\text{V}$ 。

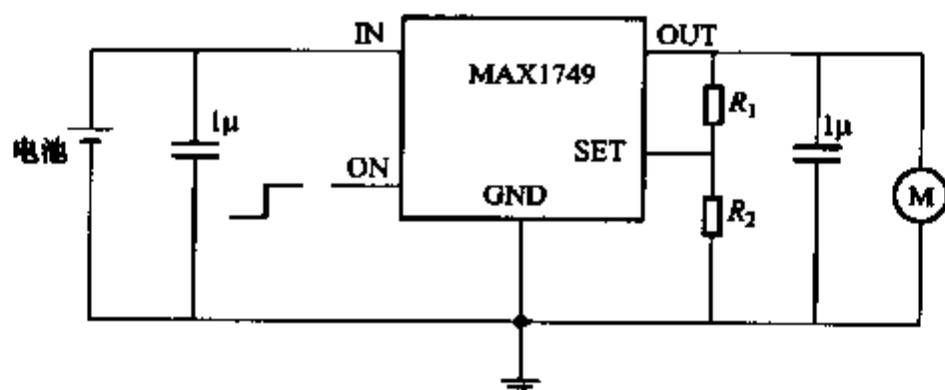


图 2-37 MAX1749 典型应用电路图

如果事先想把输出电压调整为 1.5V , 可以把输出端直接连接到 SET 端, 这样输出电压就固定为 1.5V 。如果想要得到其他的输出电压 (2.5V 到输入电压之间), 可以利用两个电阻串联, 并取反馈电压值到 SET 端, 见图 2-37。芯片输出电压为

$$V_{\text{OUT}} = V_{\text{SET}}(1 + R_1 + R_2) \quad (2-13)$$

为了使该电路杂散较小 (不允许输入高频电源), 从外部引入的反馈信号电流应小于 $10\mu\text{A}$, R_2 的电阻值可选择为 $100\text{k}\Omega$ 。这样根据不同的输出电压可以得到

$$R_1 = R_2 \left(\frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{SET}}} - 1 \right) \quad (2-14)$$

MAX1749 内部有过电流保护器, 其可以监测和控制输出电流, 限制输出电流在 280mA 以下。当 ON/OFF 端为 TTL 高电平时, 直流电机给电运行, 当为低电平时, 芯片关闭电源, 消耗电流大约为 10nA 。当输入电压 V_{IN} 大于 5.5V 时, 通过电

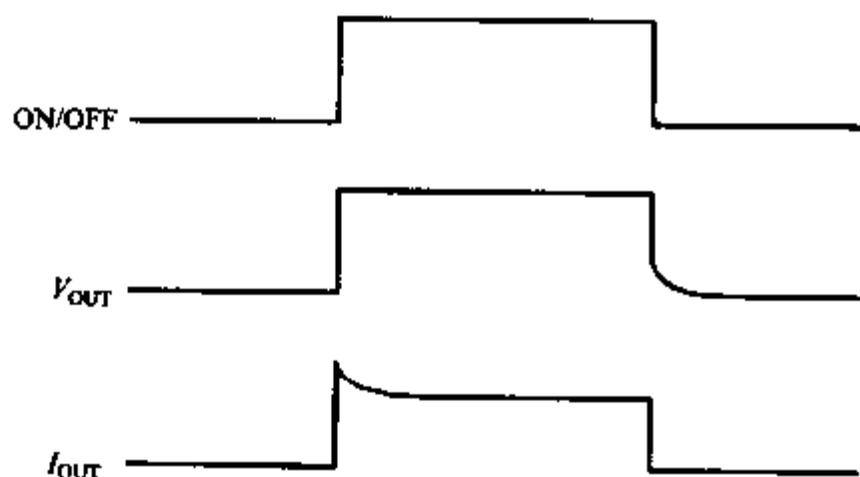
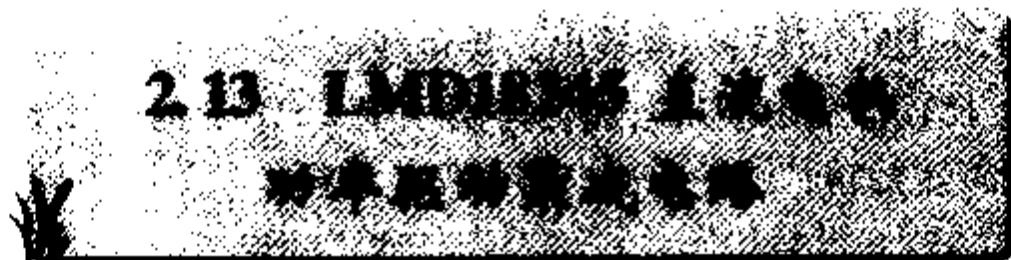


图 2-38 ON/OFF 波形对输出电流、电压波形的影响

阻得到的外部反馈电流应稍大, 为 30nA 。在应用中, ON/OFF 由低电平变为高电平时, 输出电流为较大值, 直到输出电压达到预先设定的电压值, 此时电流减小保持电机以一定的转速运行。当 ON/OFF 由高电平变为低电平时, 电路关闭输出电源, 由于电机的旋转惯性产生感应电动势, 电压减到零有一个过程, 如图 2-38 所示。

在图 2-37 电路中,为增强电路的稳定性及暂态响应,加入了 $1\mu\text{F}$ 的输入电容和 $1\mu\text{F}$ 输出电容。当输入电源变化较大、输出暂态响应要求较高时,可以考虑输入电容值取 $10\mu\text{F}$,输出电容值取 $10\mu\text{F}$ 。



2.13.1 概述

美国国家半导体公司 (NS, National Semiconductor Inc) 推出的 DMOS 的 LMD18245 全桥电机驱动器,只需外接两个电阻和两个电容,即可实现电机的全桥驱动、数字电流控制、过电流保护、过热保护、欠电压保护、防止对管直通等功能,充分体现了集成功放电路外围电路简单、性能稳定可靠、控制功能全面的特点。

LMD18245 是为中小型直流电机及两相步进电机设计的功率放大集成电路。NS 公司在该种芯片的制造过程中应用了多种技术,以达到在单个芯片上同时集成双极性逻辑电路、CMOS 逻辑电路及 DMOS 功率开关电路的目的,从而使芯片内部不仅包含了 DMOS 开关功率放大电路,还包含了直流电机和步进电机驱动及控制所需的所有电路模块,如四位 D/A 转换器、电机电流传感放大器、比较器、单稳电路、输入及控制逻辑、过电流保护、欠电压保护、过热保护等。在负载电流的测量上,针对在电机回路中串入传感电阻测量电机电流,将导致较大功率损耗的缺陷,NS 公司采用了一种基本上无功率损耗的新型电流传感技术,使低成本下的无功率损耗电流测量成为可能。由于采用了固定切断时间的斩波放大器 (Fixed Off-time Chopper) 及内置四位 D/A 转换器,该芯片可以很容易完成电机电流的数字控制,实现步进电机的微步驱动。另外,LMD18245 中的全 DMOSH-桥功率开关低导通特性使其具有很高的功放效率。

2.13.2 LMD18245 主要性能参数及引脚定义

LMD18245 的主要性能参数如下:

- 1) 工作温度范围: $-40 \sim +125^{\circ}\text{C}$;
- 2) 电机电源电压范围: $+12 \sim +55\text{V}$;
- 3) 最大逻辑电压: $+12\text{V}$;
- 4) 最大输出持续电流: 3A ;
- 5) 最大输出峰值电流: 6A ;

- 6) 最小输入脉冲宽度: $2\mu\text{s}$;
- 7) 电流传感器最大线性误差 (0.5 ~ 3A): $\pm 9\%$ 。

LMD18245 采用 15 脚 TO-220 封装, 引脚排列如图 2-39 所示。各引脚功能如下:

OUT1, OUT2: DMOSH 桥功放输出, 接负载电机。

COMPOUT: 比较器输出。当电流传感器引脚 CSOUT 的电压超过 D/A 转换器给定电压时, 比较器翻转, 触发单稳电路工作, 切断电机供电电路。

RC: 单稳电路时间参数引脚。在该引脚与地之间连接一并联 RC 网络, 可以将单稳脉冲的宽度设置为 $1.1RC$ (s)。

PGND: 电机电源地。

M4, M3, M2, M1: D/A 转换器的二进制数字输入, 其中 M4 为最高位。

V_{CC} : 电机电源端。

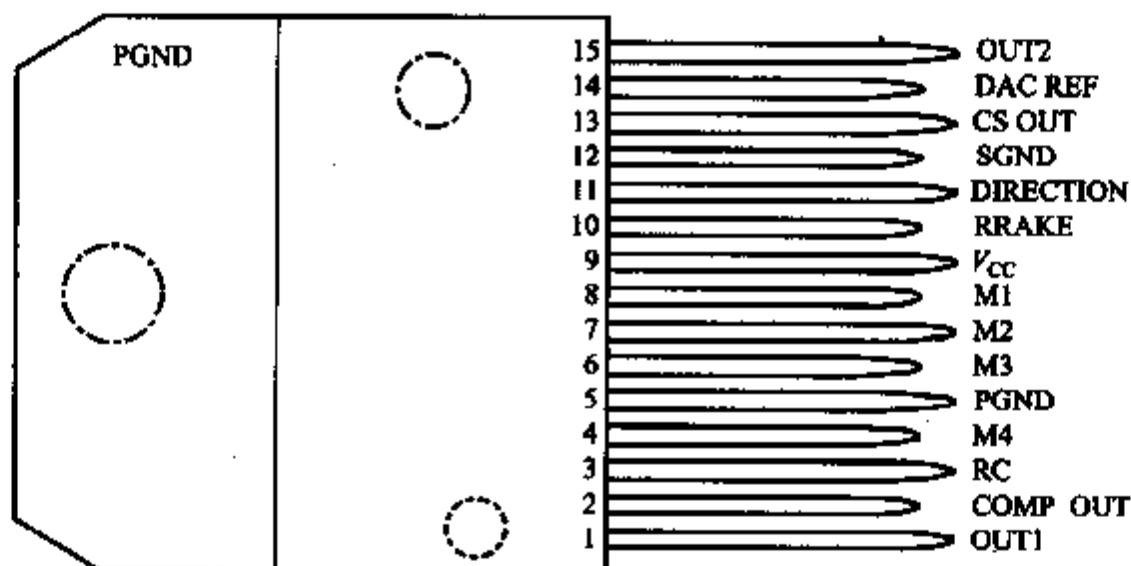


图 2-39 LMD18245 引脚图

BRAKE: 急停引脚。当该引脚为逻辑高电平输入时, H-桥的两个输入开关迅速将负载短路, 从而使负载电流迅速衰减到零, 达到“紧急刹车”的效果。其真值表见表 2-10。

DIRECTION: 方向逻辑输入引脚, 逻辑电平与负载方向的关系见表 2-10。

表 2-10 控制逻辑真值表

BRAKE	DIRECTION	MONO	导通开关
H	X	X	S1, S2
L	H	L	S2
L	H	H	S2, S3
L	L	L	S1
L	L	H	S1, S4

SGND: 逻辑电源地。

CSOUT: 电流传感放大器输出, 电流传感器的典型值为每安培负载电流输出 $250\mu\text{A}$ 。

DACREF: D/A 转换器参考电压输入, D/A 转换器的输出电压为 $V_{\text{DACREF}} D/16$ 。

2.13.3 工作原理

LMD18245 的工作过程:

LMD18245 的内部功能框图如图 2-40 所示, 其控制方式采用固定关断时间斩波放大 (FixedOff-timeChopper) 技术, 工作过程如下:

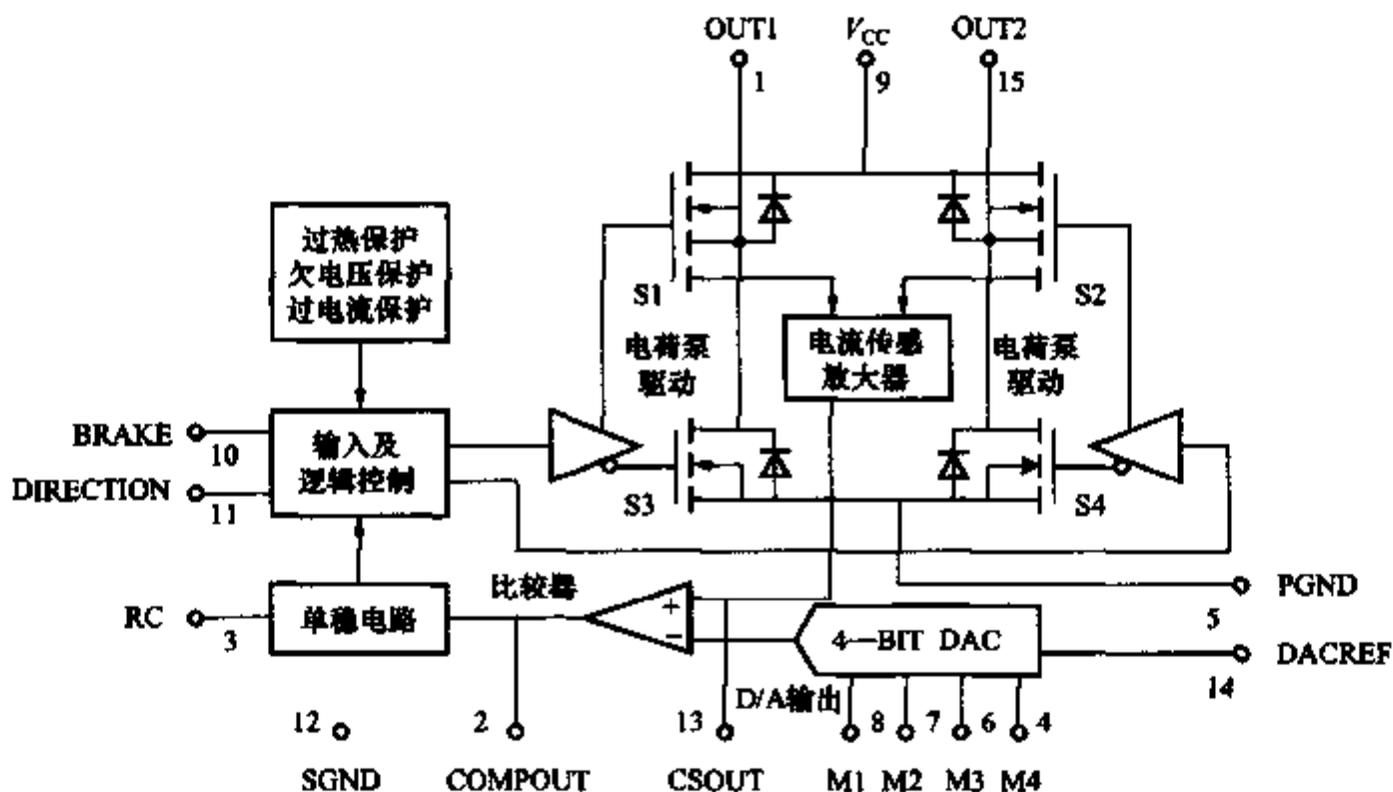


图 2-40 LMD18245 内部功能框图

上电后, 在 BRAKE 信号无效, 且保护逻辑无输出的情况下, 电机按 DIRECTION 信号的方向转动, 电流传感放大器采样电机电枢电流, 经 13 脚的 RC 网络转换为电压值。与 D/A 转换输出的预定阈值相比较。如果当前的电流使转换的电压值小于阈值, 则控制 H 桥输入开关 (SourceSwitch: S1 或 S2) 及对角的输出开关 (SinkSwitch: S4 或 S3) 保持导通, 电源电压全部加在负载上, 使负载电流通过电源 \rightarrow S1 \rightarrow 负载 \rightarrow S4 \rightarrow 地或电源 \rightarrow S2 \rightarrow 负载 \rightarrow S3 \rightarrow 地的回路 (如图 2-41a 及图 2-41b 实线所示), 以指数规律增加。接在 CSOUT 端的阻容网络上的电压值 V_{CS} 也随之增长, 当负载电流增加到或超过阈值电流时, V_{CS} 随后也达到阈值电压, 滞后的时间与阻容网络的时间常数有关, 从而使比较器翻转, 触发单稳电路翻转, 关断输出开关 (S4 或 S3)。此时, 电机电枢电流在电枢电感的作用下, 通过续流二极管构成的回路 (如图 2-41a 及图 2-41b 虚线所示), 继续沿原方向流动, 其大小呈

指数规律衰减并趋向于零。输出开关关断的时间，即固定关断时间 $t_{off-time}$ 由单稳电路的时间常数决定，其计算公式为

$$t_{off-time} = 1.1RC \quad (2-15)$$

式中 R, C ——引脚 3 所接的电阻和电容。

当关断时间到达的时候，输出开关重新闭合，电枢电流又呈指数规律增长，重复前面的过程，形成电枢电流的固定关断时间斩波控制。

当 DIRECTION 信号改变时，系统进入方向转换阶段。首先，所有四个功率开关都被关断，电流通过续流二极管构成的回路（图 2-41c 或图 2-41d 所示的虚线）向零衰减；在电流接近零时，反向开关闭合，通过反向开关构成的回路（图 2-41c 或图 2-41d 所示的实线）电流迅速衰减到零，并随后反向增大到目标电流值。

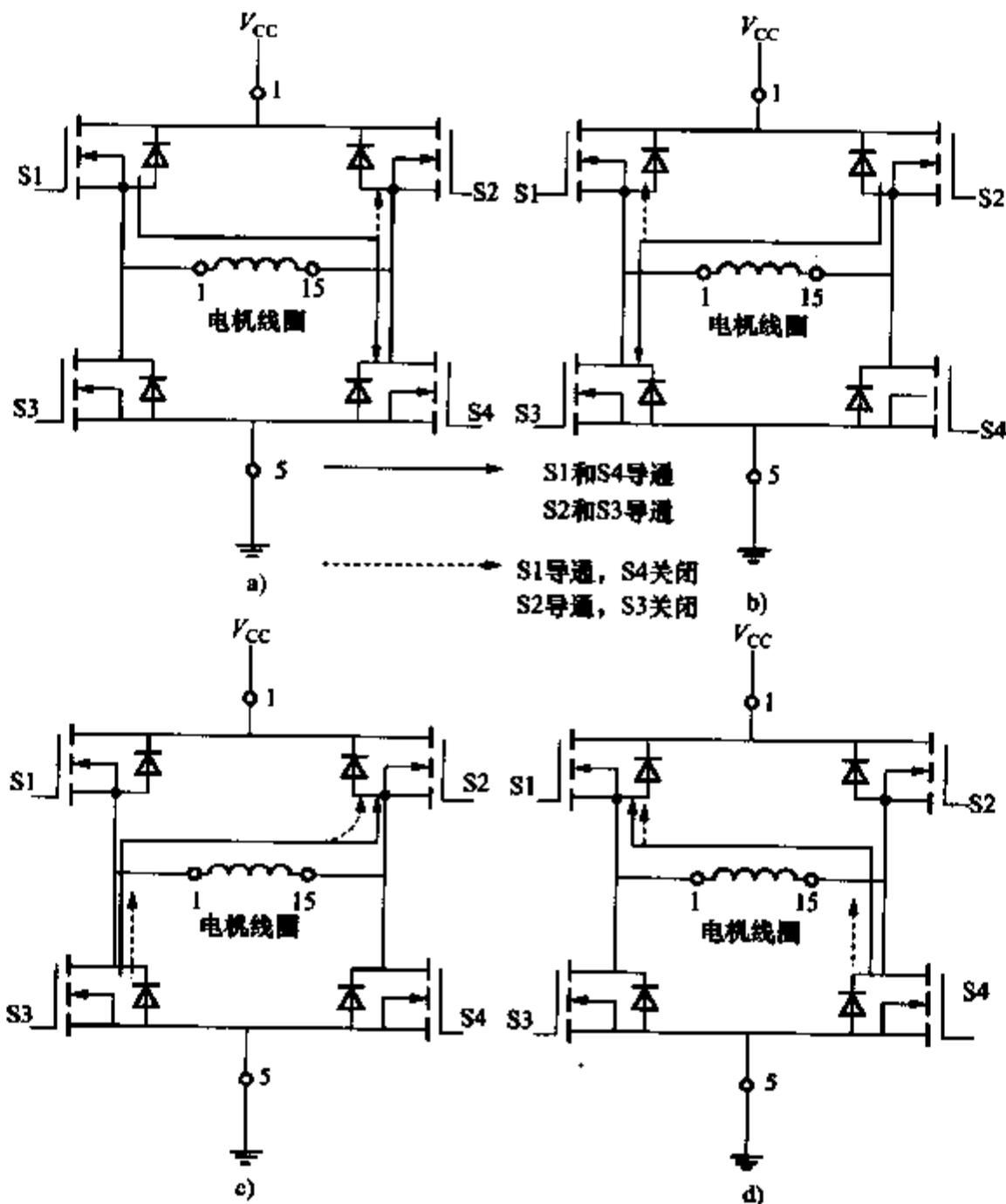


图 2-41 斩波放大器工作过程

(1) LMD18245 的电流传感原理 LMD18245 中的 DMOS 功率开关由大量的晶体管单元阵列组成。LMD18245 通过独特的低功率损耗的方法，利用两个输入开关

(SourceSwitch) 阵列中的几个单元, 得到电机负载电流。LMD18245 的电流传感器结构如图 2-42 所示。对于每一个输入 DMOS 开关, 都有 $1\times$ 的传感器开关和 $4000\times$ 的功率开关同时工作, 由于电流传感放大器的虚短效果, 使传感器开关两端的电压与 DMOS 功率开关两端的电压相同, 从而使传感器开关按 $1/4000$ 负载电流的比例输出传感电流。每输出 1A 的负载电流, 电流传感放大器就会输出 $250\mu\text{A}$ 的传感电流。在传感电流的输出端与地之间加入并行阻容网络, 一方面将该电流转化为电压信号, 与 D/A 转换输出的阈值电压相比较, 触发斩波过程; 另一方面通过该低通滤波器可以将电流开关噪声的影响滤除。

电流传感电阻 R_S 值的选定公式为

$$R_S = (V_{\text{DACREF}} D / 16) / [(250 \times 10^{-6}) I_{\text{LOADMAX}}] \quad (2-16)$$

式中 I_{LOADMAX} ——电机负载电流的最大设定值;

R_S ——电流传感器输出电阻;

V_{DACREF} ——D/A 转换器的参考电压, 最大值为 12V , 建议采用 $0\sim 5\text{V}$;

D ——D/A 转换器的输入值, 以 M4 为最高位, M1 为最低位, D 的取值范围为十进制 $0\sim 15$, 即 R_S 的值应该使 D 的变化能够控制 I_{LOADMAX} 在负载需要的范围内变化。

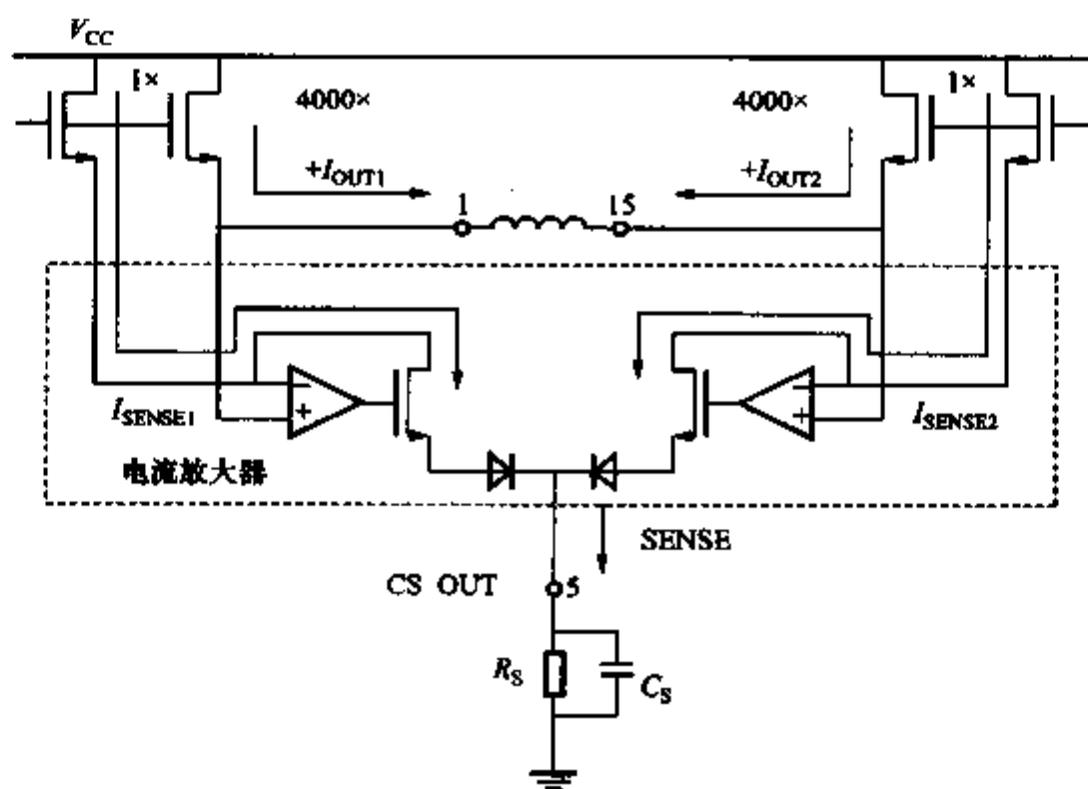


图 2-42 LMD18245 的电流传感器结构

(2) 功能的工作原理及应用注意事项 LMD18245 具有过电流保护、过热保护、欠电压保护等多种保护功能, 使由该芯片构成的功放系统具有较高的安全性和可靠性。下面分别介绍各保护功能的工作原理及应用时应注意的事项。

过电流保护实际是利用芯片内部的 12A 电流阈值开关实现的。如果芯片的

两个输入开关中的任意一个的电流达到了 12A 的阈值，LMD18245 的内部电路就将开关关闭，并迫使故障电流在大约 $3\mu\text{s}$ 的时间内衰减到零。在此之后，芯片自动重新启动。应当注意的是：如果此时电路故障已经排除，自动启动后电路将迅速恢复到正常工作状态；但如果故障没有消除，电流仍然过大，则芯片将反复进入电流通断状态。反复开关如此大的电流，将在电源线上感应出破坏性的电压尖峰脉冲，如果该脉冲的幅度超过芯片的最大承受电压（60V），则有可能造成芯片永久性损坏。因此，芯片的 V_{CC} 端要求必须能可靠滤除电压尖峰脉冲，以保护芯片不被损坏。

在实际操作过程中，由于电机电流的跳变或换向经常出现，电源线上也经常会出现尖峰电压或浪涌电流。在电路实际设计中，常采用在芯片的电源端并联高频陶瓷滤波电容及大容量铝电解电容的方法消除尖峰脉冲及浪涌电流。通常陶瓷电容的电容值设定为 $1\mu\text{F}$ 左右；铝电解电容的大小设置为每安培负载电流 $100\mu\text{F}$ 左右。另外，在布线时应注意：电容距 V_{CC} 端的距离应在 0.5in 以内，电容的引脚引线应尽量短。

过热保护是利用芯片内部的结温传感器实现的。当结温超过 155°C 时，结温传感器将功率开关关闭，当结温下降到阈值以下时，芯片将自动重新启动。

欠电压保护的工作过程为：当电源电压下降到大约 $5\sim 8\text{V}$ 的阈值以下时，内部电路将关闭功率开关；如果电压恢复正常，芯片将重新启动。

2.13.4 典型应用

(1) 双极性输出方式驱动直流电机 H 桥结构的电机功放电路通常有双极性输出和单极性输出两种控制方式，各有各的特点。下面分别给出其驱动某种直流电机时的电路。

利用 LMD18245 实现直流电机的双极性输出的电路结构如图 2-43 所示，其固定斩波时间设定为

$$t_{\text{off-time}} = 1.1RC = 1.1 \times 20 \times 10^3 \times 2.2 \times 10^{-9} \text{s} = 48.4\mu\text{s}$$

由于电机的最大电流为 150mA ，电流传感电阻的阻值 R_S 为

$$\begin{aligned} R_S &= (V_{\text{DACREF}} D / 16) / [(250 \times 10^{-6}) I_{\text{LOADMAX}}] \\ &= (5 \times 15 / 16) / [(250 \times 10^{-6}) \times 0.15] \Omega \\ &= 125 \times 10^3 \Omega \end{aligned}$$

芯片的各控制端连接微控制器，芯片的 DIRECTION 端连接微控制器的 PWM 输出。通过改变 PWM 脉冲的占空比，可以改变电机的转速和转向。微控制器还可以通过 M4 ~ M1 端改变电机的最大电流阈值，控制电机的转矩大小，从而方便地实现电机控制。但这种连接方式也有电机电流波动较大的缺点。

(2) 单极性输出方式驱动直流电机 采用单极性输出方式驱动直流电机的电路如图 2-44 所示，电路参数同上。在微控制器的控制下，电机的转速由 PWM 脉

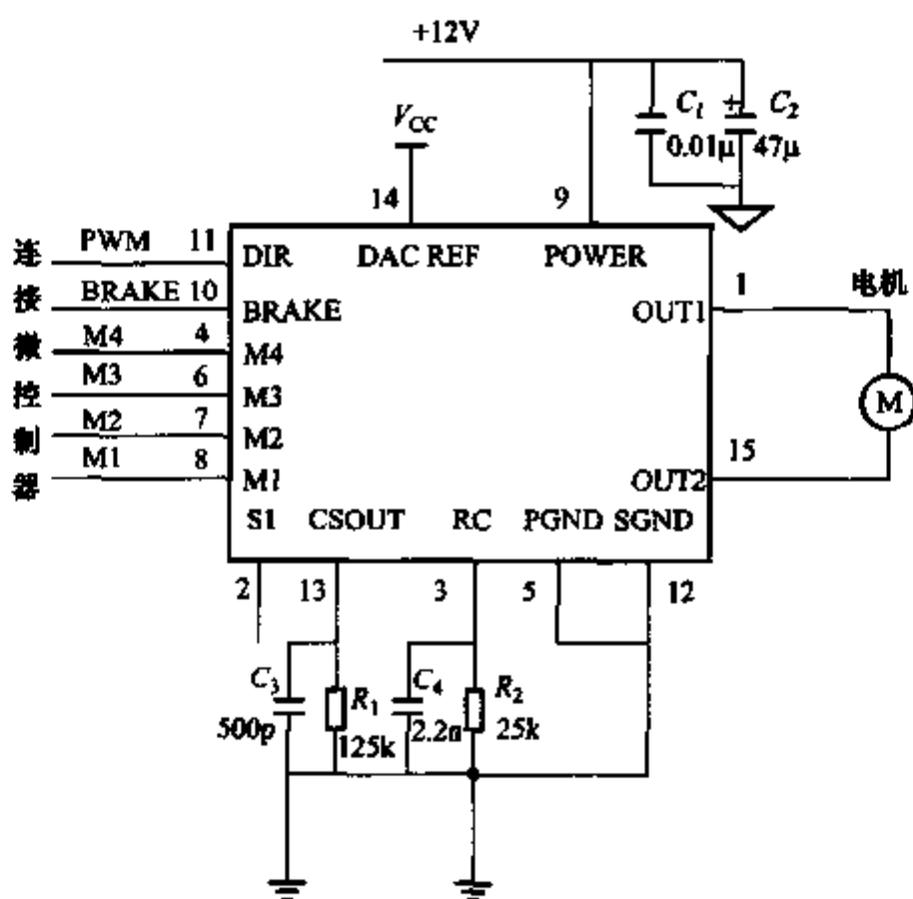


图 2-43 双极性输出方式驱动直流电机

冲的占空比决定，方向由 DIRECTION 信号电平决定，该连接方式下电机电流波动小，但由于电机的电流阈值固定，无法通过软件调节。

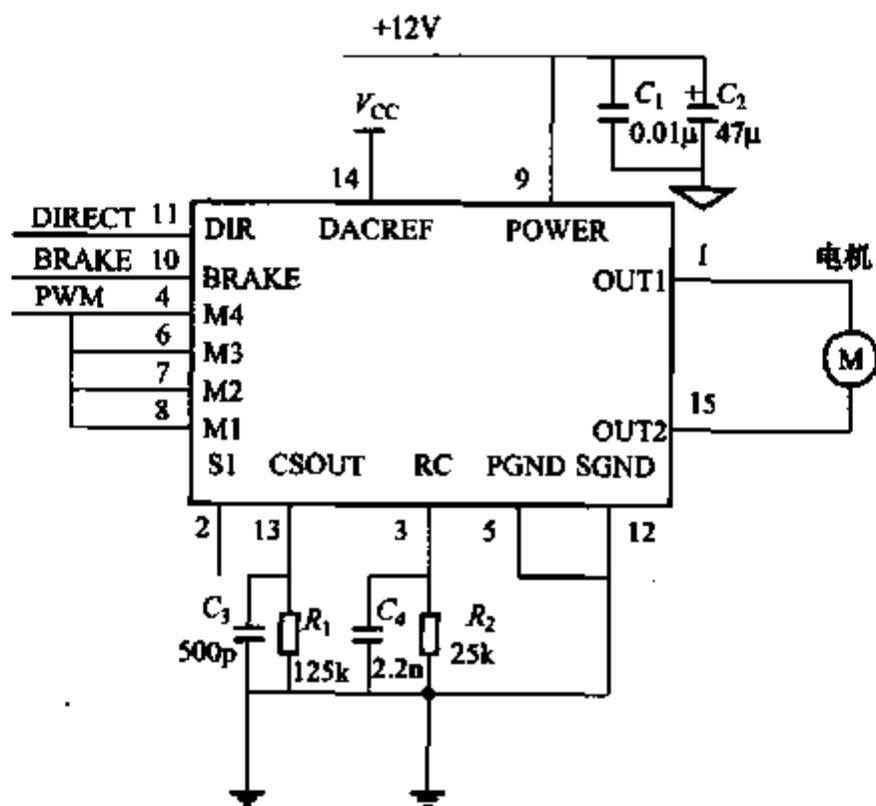


图 2-44 单极性输出方式驱动直流电机

2.14 L290/L291/L292 直流电机驱动器

2.14.1 概述

L290/L291/L292 三种专用集成电路是 SGS - THOMSON 公司为直流电机控制而专门设计的，利用它们可以构成基于微处理器控制的直流电机伺服系统，并具有快速、精确、高效、低功耗等特点，可方便地与微机直接交互。另外，这三种芯片不但可以共同构成直流电机伺服控制系统，同时也可以单独使用。

2.14.2 L291 的特点及功能

L291 是一种 16 脚塑料封装的 LSI 电路，主要组成部分为 5 位 D/A 转换器、误差放大器和位置放大器，其电源电压采用 $\pm(10 \sim 15)V$ 。L291 可将微处理器和 L292 联系在一起，并由它输出控制电压给 L292，其中的位置放大器允许位置环路对其参数进行单独调节。

由于其 D/A 转换器的极性可调，因而可用于控制电机的转向。D/A 转换器可接受微处理器发来的二进制码，电路的参考电压取自 L290，它可产生双极性的输出电流，其极性由微处理器的 SIGN 信号脚控制。

L292 是一个 15 脚塑料封装的 LSI 智能功率集成电路，其原理图如图 2-45 所示。它可以看作是一个功率转换放大器。L292 可为直流电动机输出与 L291 的输出电压 ERRV 成正比的驱动电流。L292 内部设有电流反馈环，因而可保证电机电流始终与控制电压 ERRV 成正比。

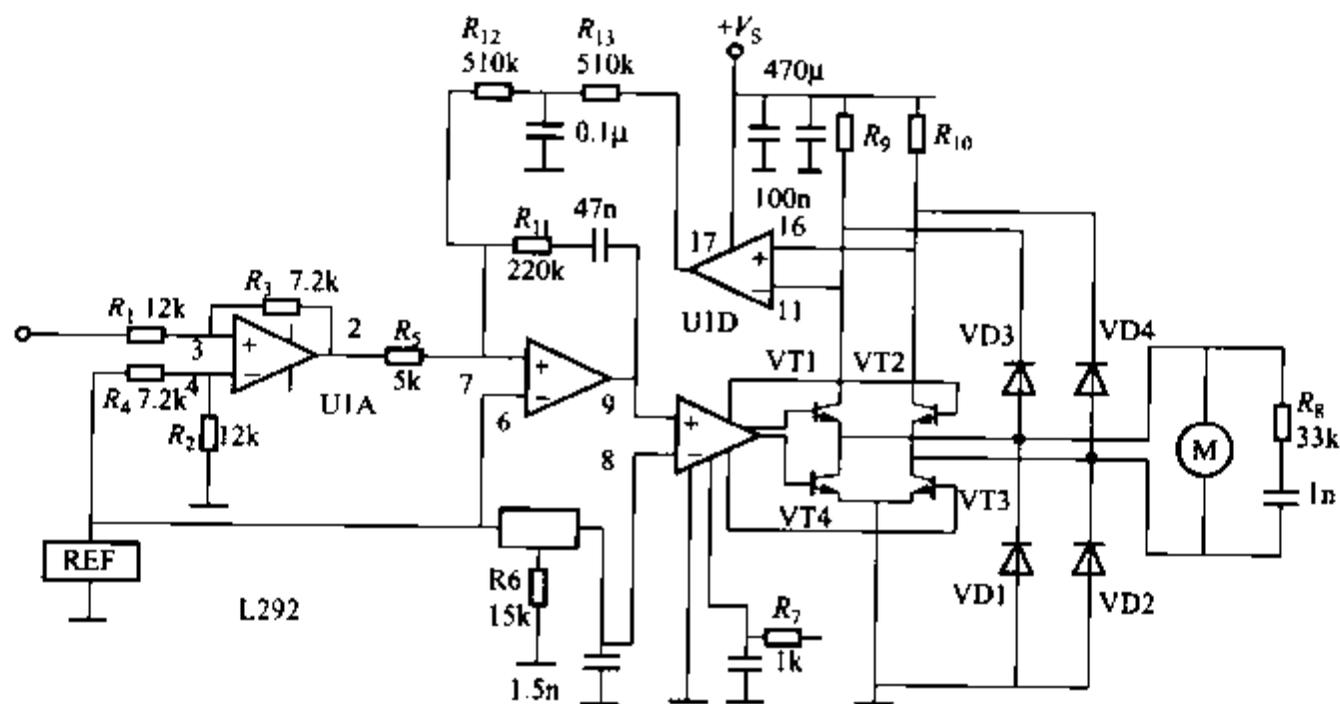


图 2-45 L292 的原理框图

L292 的主要特点为：驱动能力为 2A/36V/30kHz；采用单电源供电（18 ~ 36V）；外部环增益可调；具有两个逻辑使能端；带有温度保护功能；有过载保护和电源欠电压保护功能。

L292 开关式直流电机驱动器的主要电参数如表 2-11 所列。

表 2-11 L292 电气主要参数

符号	参数	测试条件	最小	典型	最大	单位
V_S	电源电压		18		36	V
I_0	静态拉电流	$V_S = 20V$		30	50	mA
V_{OA}	输入电压偏差	$I_0 = 0$			350	mV
I_i	输入电流	$V_i = -8.8V$			-1.8	mA
		$V_i = 8.8V$			0.5	V
V_i	输入电压	$R_S = 0.2\Omega$	$I_0 = 2A$		9.1	V
			$I_0 = -2A$		-9.1	V
I_0	输出电流	$V_i = 9.8V, R_S = 0.2\Omega$	2			V
V_D	总输出压降		$I_0 = 2A$		5	V
			$I_0 = -1A$		0.35	V
V_m	电阻压降分辨率	$T_j = 150^\circ, I_0 = 2A$		0.44		V
I_0/V_i	跨导	$R_S = 0.2\Omega$	205	220	235	mA/V
		$R_S = 0.4\Omega$		120		mA/V
f	频率范围		1		30	kHz

L290 是一个 16 脚塑料封装的单片 LSI 集成电路，其电源电压为 $\pm(10 \sim 15)V$ ，它可对光编码器产生的三个信号 FTA、FTB、FTF 进行 F/V 变换，从而将其转换成一个转速电压信号、一个位置信号和微处理器的反馈信号。除此之外，它还用来产生系统中 D/A 转换器的参考电压。其中 FTA、FTB、FTF 三信号的峰值为 $\pm 7V$ 。

L290 的 V/F 变换与 FG 单稳态触发器构成的 F/V 变换相比，具有下列三个明显的优点：输出电压纹波小，纹波频率是输入频率的 4 倍，因而易于滤除而无须限制速度环的带宽；输出电压极性反映了电机的转向，易于实现双向速度控制和位置伺服系统；可以较快地获取转速信息，具有良好的暂态响应和快速响应时间。

2.14.3 应用电路

L290/L291/L292 组成的综合应用系统如图 2-46 所示。此系统由微处理器调节最佳速度，并由微处理器通过输出指令字来控制 L291。由于 L291 内含 D/A 转换器和误差比较放大器，因而其产生的电压控制信号可用来驱动 L292 以驱动直流电机。与电机轴相联的光编码器将信号送给 L290 后，L290 中的转速转换器将产生

转速反馈电压和位置反馈电压一并送入 L291。

此系统可以在两种模式下工作，以达到快速、精确的定位及闭环速度和闭环位置的控制，两种工作模式的联合使用可使系统更加快速地接近目标位置，并能实现精确定位。当初始电机停止时，系统将达到一个新的位置，此时系统工作于开环状态，电机的电流达到最大值，电机加速，而当反馈信号送给微处理器时，电机加速度递减，直到速度增至最大值，而使系统工作于闭环状态；当目标位置接近时，微处理器将减小速度控制字，电机减速至最小转速，此时微处理器将系统切换到位置控制模式，然后在 3~4ms 内由 L292 驱动电机到达 0 位置。

当测速电压产生时，首先由光编码器产生两个相位差为 $\pm 90^\circ$ 的准正弦信号 FTA 和 FTB。并用正弦信号的频率表示电机的转速，而两信号的相位差则用来判断电机的转向，同时由光编码器产生另一个信号 FTF 以判断电机的绝对位置原点。FTA 和 FTB 由放大器 A1 和 A2 放大后产生 V_{AB} 和 V_{AA} 。然后 V_{AB} 和 V_{AA} 再由外部 RC 网络微分以产生 V_{MA} 和 V_{MB} 。信号 $FTA/(|FTA|)$ 或 $FTB/(|FTB|)$ 则由比较器 CS1 和 CS2 产生，最后由 A3 将乘法器的输出转换成流速信号。

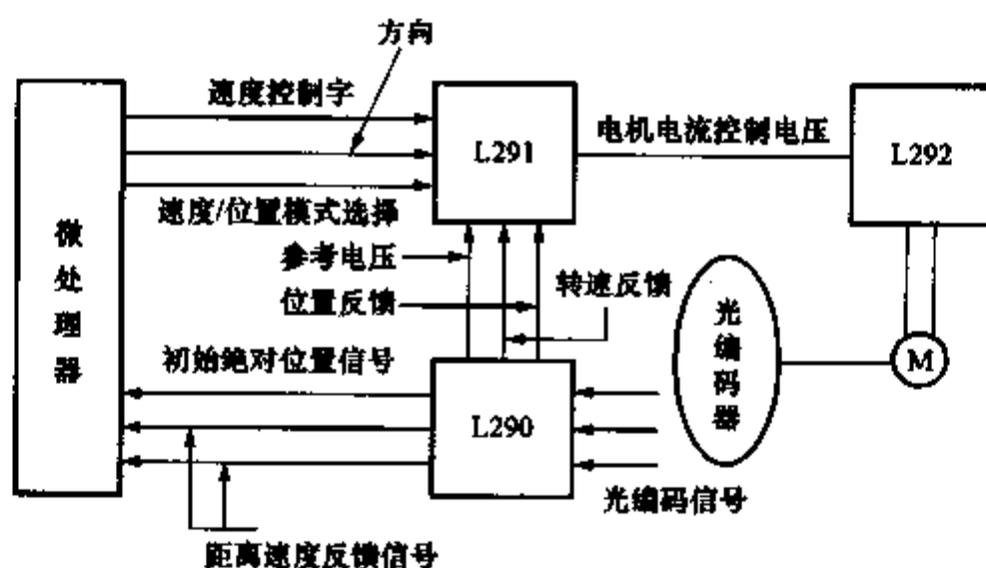


图 2-46 L290/L291/L292 组成的系统框图

(1) L292 构成的转速反馈控制电路 图 2-47 所示是由 L292 构成的直流电机转速控制电路，在此转速反馈控制电路中，电机的转速由电压信号控制，电机的转向则由控制电压的极性控制。此系统的控制量为电压信号，其变化范围为 $-V_{IM} \sim +V_{IM}$ (V_{IM} 为控制电压的峰值)；其被控量为电机的转速，它应与控制电压呈线性关系。

(2) L291、L292 构成的数字控制速度系统 图 2-48 所示是由 L291/L292 构成的数字控制系统电路图。系统中的速度指令字为 5 位二进制数，另有一位指令信息用于控制电机的转向。需要说明的是：L292 只能提供 36V、2A 的驱动能力。因此，对于一些机器人和机床等较大功率的驱动控制系统，可以外接晶体管以扩大其功率驱动能力。

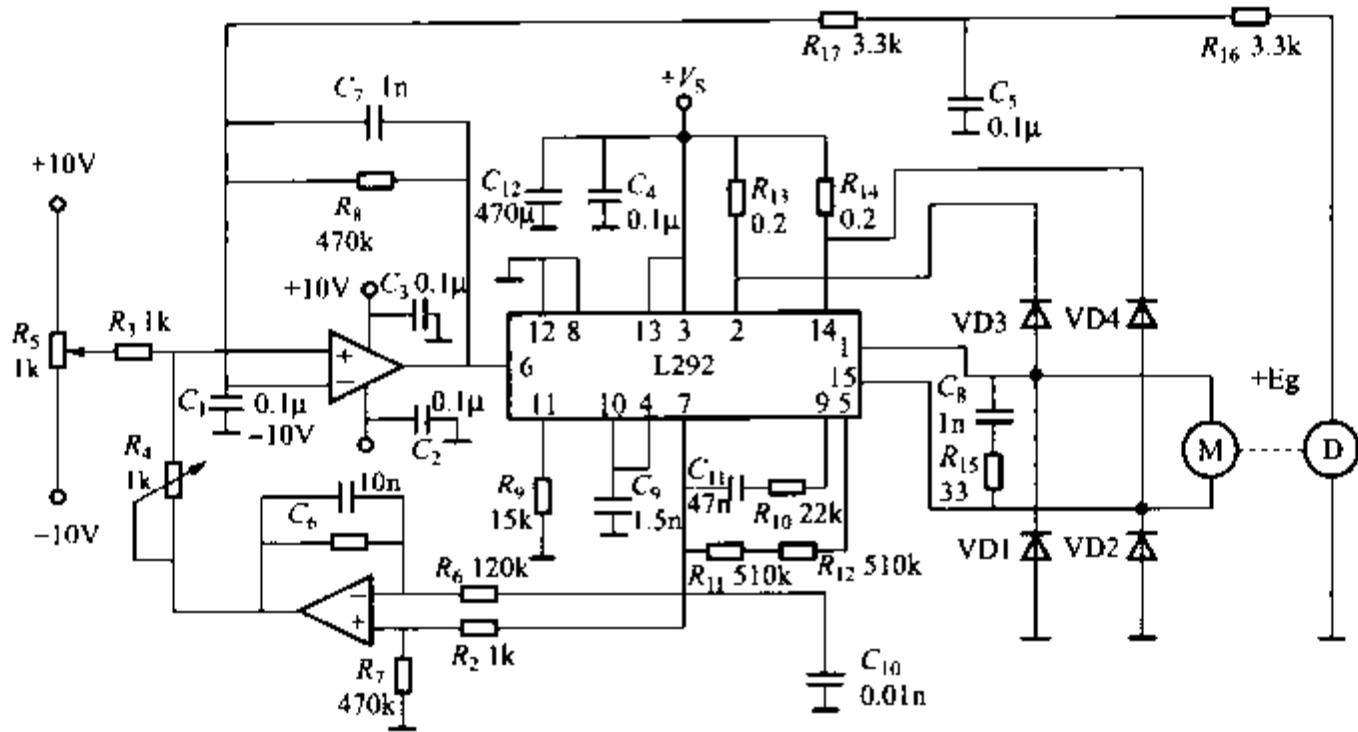


图 2-47 由 L292 构成的直流电机转速控制电路

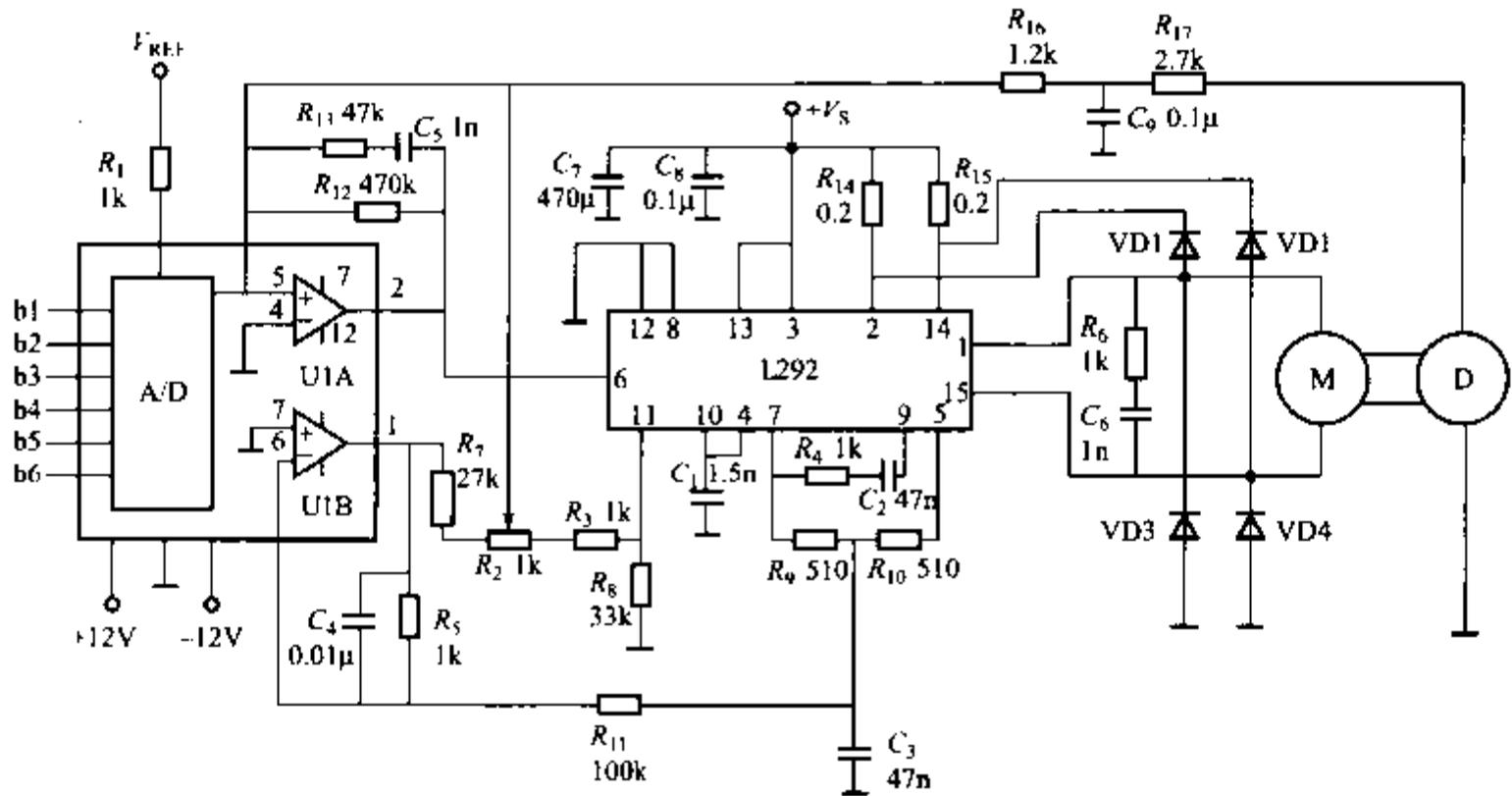


图 2-48 L291/L292 构成的数字控制系统

2.15 LMD18200 直流电机驱动器

2.15.1 概述

LMD18200 是美国国家半导体公司 (NS) 推出的专用于电机驱动的 H 桥组件。同一芯片上集成有 CMOS 控制电路和 DMOS 功率器件, 峰值输出电流高达

6A，连续输出电流达 3A，工作电压高达 55V，还具有温度报警和过热与短路保护功能。

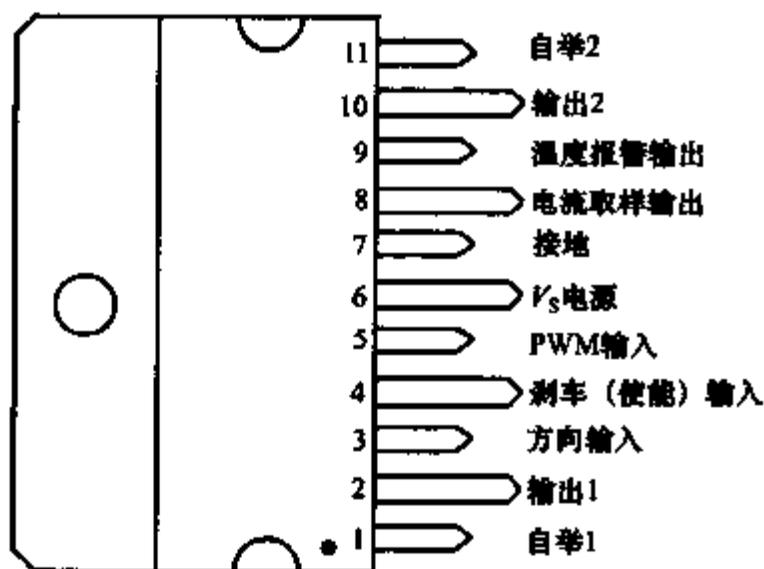


图 2-49 封装结构

LMD18200 外形结构如图 2-49 所示，内部电路框图如图 2-50 所示，各引脚的功能如下：

11 脚：桥臂 1、2 的自举输入电容连接端，在脚 1 与脚 2、脚 10 与脚 11 之间应接入 10nF 的自举电容。

10 脚：H 桥输出端。

3 脚：方向输入端。转向时，输出驱动电流方向见表 2-12，该脚控制输出 1 与输出 2（脚 2、10）之间电流的方向，从而控制电动机旋转的方向。

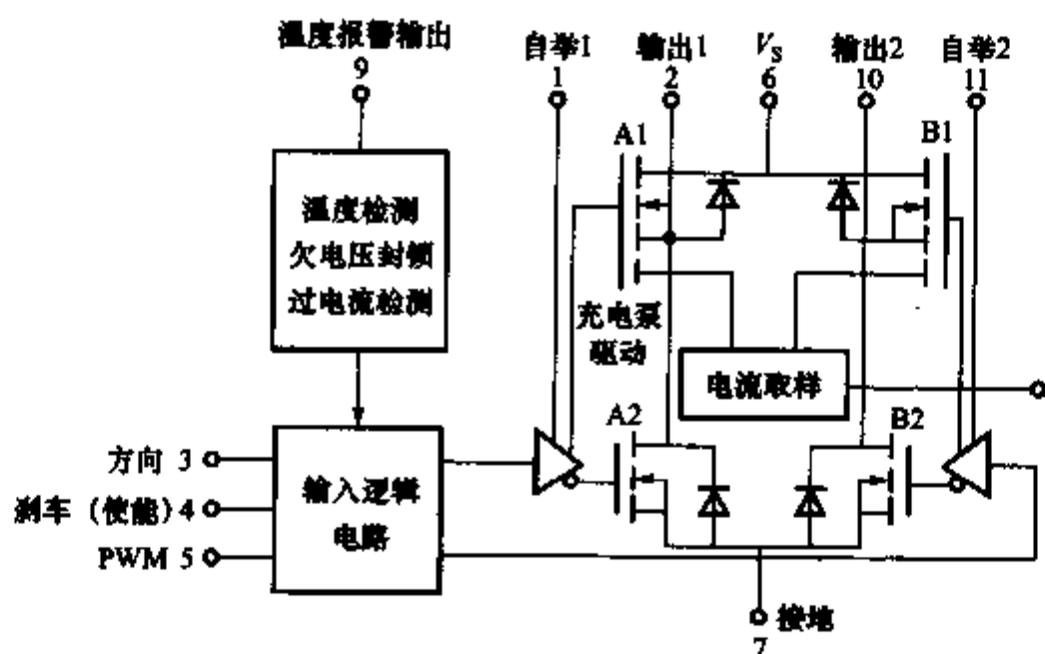


图 2-50 电路框图

4 脚：刹车（使能）输入端。刹车时，输出驱动电流方向见表 2-12，通过该端将电机绕组短路而使其刹车。刹车时，将该脚置逻辑高电平，并将 PWM 信号输入端（脚 5）置逻辑高电平，脚 3 的逻辑状态决定于短路电机所用器件。脚 3 为逻辑高电平时，H 桥中两个高端晶体管导通。脚 3 呈逻辑低电平时，H 桥中两个低端晶体管导通。脚 4 置逻辑高电平、脚 5 置逻辑低电平时，H 桥中所有晶体管关断，此时，每个输出端只有很小的偏流（1.5mA）。

5 脚：PWM 信号输入端。PWM 信号与驱动电流方向的关系见表 2-12，该端与脚 3 如何使用，决定于 PWM 信号类型。

6、7 脚：电源正端与负端。

8 脚：电流取样输出端，提供电流取样信号。

9 脚：温度报警输出。提供温度报警信号，芯片结温达 145℃ 时，该端变为低

电平，结温达 170℃ 时，芯片关断。

表 2-12

逻辑真值表

PWM	转向	刹车	实际输出驱动电流
H	H	L	流出 1, 流入 2
H	L	L	流出 2, 流入 1
L		L	流出 1, 流出 2
H	H	H	流出 1, 流出 2
H	L	H	流入 1, 流入 2
L		H	

2.15.2 LMD18200 性能简介

LMD18200 功能如下：

- 1) 额定电流为 3A，峰值电流为 6A。
- 2) 电源电压为 55V。
- 3) 功率晶体管导通电阻 R_{DS} 为 0.3Ω。
- 4) TTL 和 CMOS 兼容的控制信号输入。
- 5) 内含防桥臂单侧直通电路。
- 6) 芯片过热报警输出和自动关断。
- 7) 内部的充电泵电路提供桥路上臂两管的栅极电压。

LMD18200 提供双极性方式（也称反向锁定控制）和单极性方式（也称方向/脉宽控制）两种工作方式。图 2-51 为这两种工作方式下开关的接通状况和理想的波形图。

两种控制方式如下：

(1) 图 2-51a 为双极性工作方式 在这种工作方式中，单个的 PWM 信号接入 LMD18200 的 DIR 端子，由 PWM 信号的占空比大小控制电机的转向和转速，当占空比为 50% 时， V_{AB} 电压的平均值为零，电机静止；当占空比为 75% 时， V_{AB} 平均值大于零，电机正转；当占空比为 25% 时， V_{AB} 的平均值小于零，电机反转。

(2) 图 2-51b 为单极性工作方式 在这种工作方式中，PWM 脉冲信号接在 LMD18200 的 PWM 端，而方向信号接在 DIR 端，PWM 端脉冲信号的占空比决定电机转速，而 DIR 端的电平高低决定电机转向。

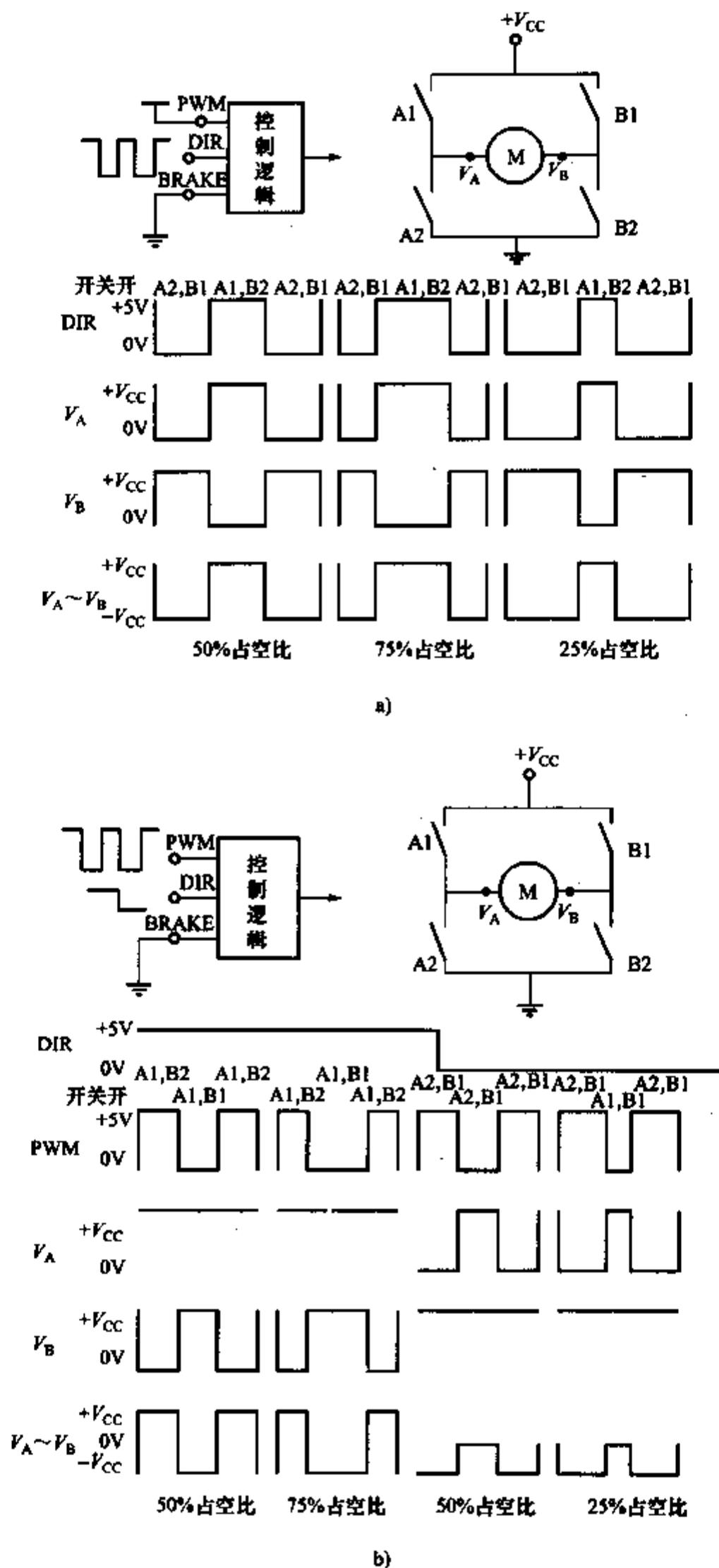


图 2-51 两种工作方式下开关接通状况

a) 双极性工作方式 b) 单极性工作方式

2.15.3 典型应用

图 2-52 为所设计的驱动器电路原理图，该驱动器有如下几个特点：

(1) 为适应不同的控制信号，可充分利用 LMD18200 提供的两种工作方式。如果控制器能提供 PWM 和 DIR 信号，则使驱动器工作在单极性方式，这样构成的系统为全数字式，避免了模拟电压的温漂和噪声干扰等不利影响；如果控制器仅提供直流电压信号，则驱动器中将其转换为 PWM 信号，使驱动器工作在双极性方式。两种工作方式可由跳线端子 V1、V2 自由选择，当 V1 和 V2 的 2、3 端相连时，驱动器工作在单极性方式；1、2 端相连时工作在双极性方式。此时，A 端子为一个由图 2-52 电路产生的 PWM 信号。

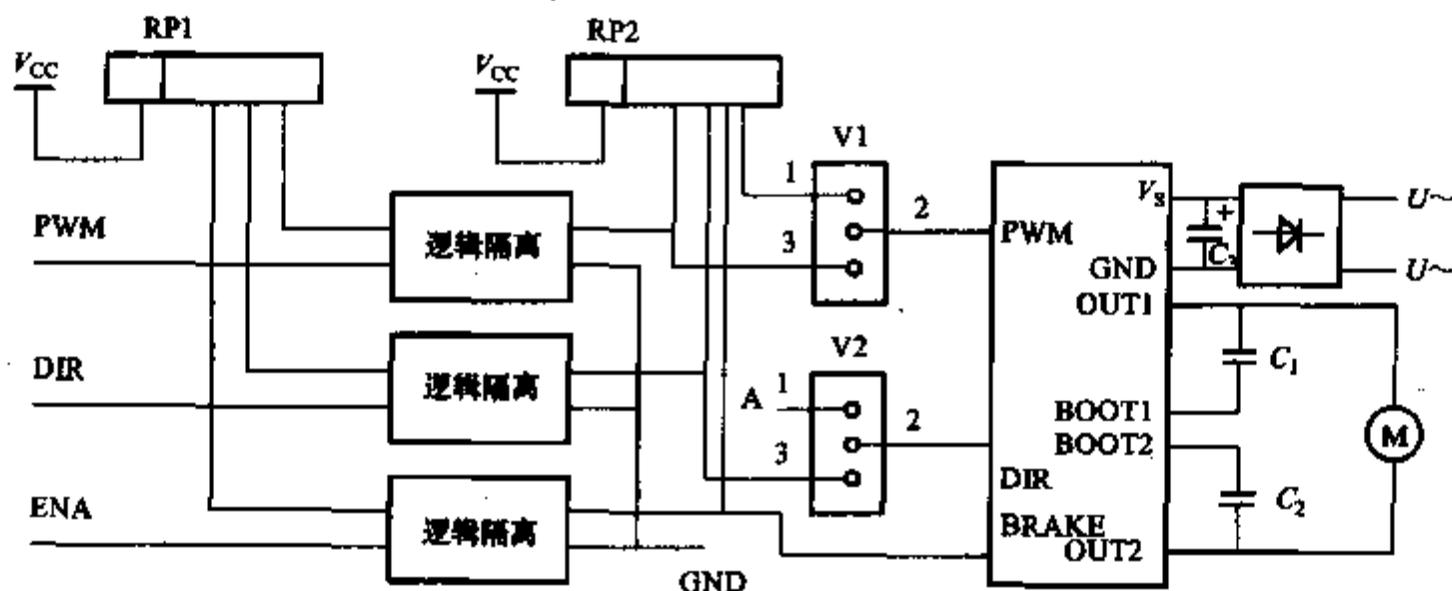


图 2-52 驱动器电路图

(2) 由一个四运放器件 LF347 实现模拟电压到 PWM 信号的转换，详见图 2-53。

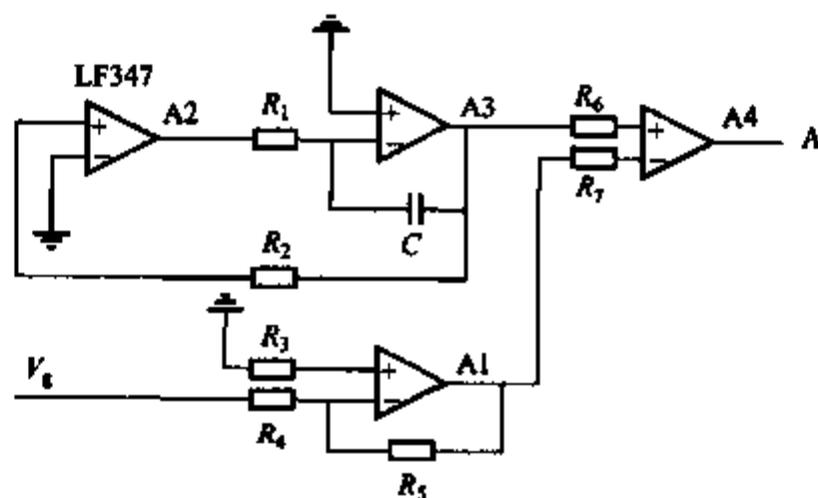


图 2-53 PWM 信号产生电路

图 2-53 中运算放大器 A2 和 A3 构成三角波发生器，给定的 $\pm 5V$ 内直流电压 V_g 经放大器 A1 放大后与三角波比较，运算放大器 A4 实现三角波到 PWM 方波的转换，PWM 信号的频率由电容 C 决定， V_g 的幅值和极性不同将在比较器输出端产

生占空比不同的方波。

(3) 当驱动器工作在单极性方式时，为避免驱动器对控制器造成干扰，对 PWM、DIR 和使能端 ENA 都采用了光耦合器件作为隔离，光耦合器的二极管一侧用控制器提供的 5V 电压，晶体管一侧由一个 DC-DC 变换器提供电源电压。

(4) 电流取样。每输出 1A 电流，脚 8 输出 377nA 的取样电流，接在脚 8 与地之间的电阻将其转化为电压信号，该电压幅值在 5~8V 之间时，线性度与精度最佳。该端最高电压为 12V。电流取样电路并不检测反馈电流，仅检测桥臂上端晶体管中的电流。

(5) 温度报警标志。该端（9 脚）为 OC 门输出，对多芯片使用可进行线与。该端通常接到系统控制器的中断输入，以便过热时对系统采取适当措施。该端最高电压为 12V。

(6) 限流。LMD18200 内部含有限流保护电路。该电路检测器件中的浪涌电流，该电流接近 10A 时，迅速关断功率器件。器件关断后，保护电路周期性地重新试图开通功率器件。一旦外界短路故障消失，器件就能够恢复正常运行。由于短路将产生大量热量，因此，实际使用时，LM18200 必须配备面积足够大的散热器，同时，为了散热，芯片电源端 V_S （脚 6）在印制电路板上需要 1in^2 （ $1\text{in} = 25.4\text{mm}$ ）的铜箔。

(7) 充电泵电路。如图 2-54 所示，开通高端的 DMOS 管时，每个器件的栅极电压应比电流取样电压约高 8V。采用内部充电泵电路可获得该电压。利用内部 300kHz 的振荡器对内部自举电容充电可获得 14V 电压，该驱动电压的上升时间为 20ns，可保证器件的开关频率达 1kHz；开关频率更高时，可采用外部自举电容，并由 DMOS 管对该自举电容充电，H 桥输出端与自举端接入 10nF 外部电容，可提供上升时间达 100ns 的驱动电压，从而保证开关频率达到 500kHz。

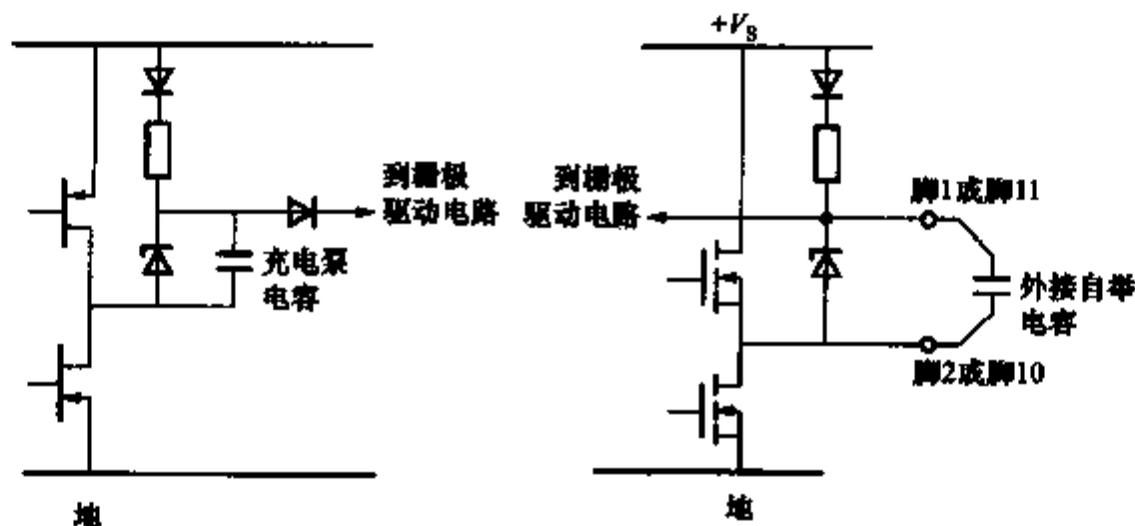


图 2-54 内部充电泵电路/自举电路

(8) 内部续流二极管。H 桥中四个 DMOS 管都有续流（保护）二极管，高端续流二极管流过 6A 的反向电流时，反向恢复时间为 70ns，反向恢复电流为 1A。同样条件下，低端续流二极管的反向恢复时间为 100ns，反向恢复电流为 4A。

(9) LMD18200 典型应用电路如图 2-55 所示, 该电路为固定关断应用模式, 当电机中的电流超过控制值时, 给电机加一平均值为 0 的电压, 使电机中的电流围绕命令值摆动。固定关断时间由 LM555 的外接电阻和电容值决定。

$$t_{\text{OFF}} = 1.1RC$$

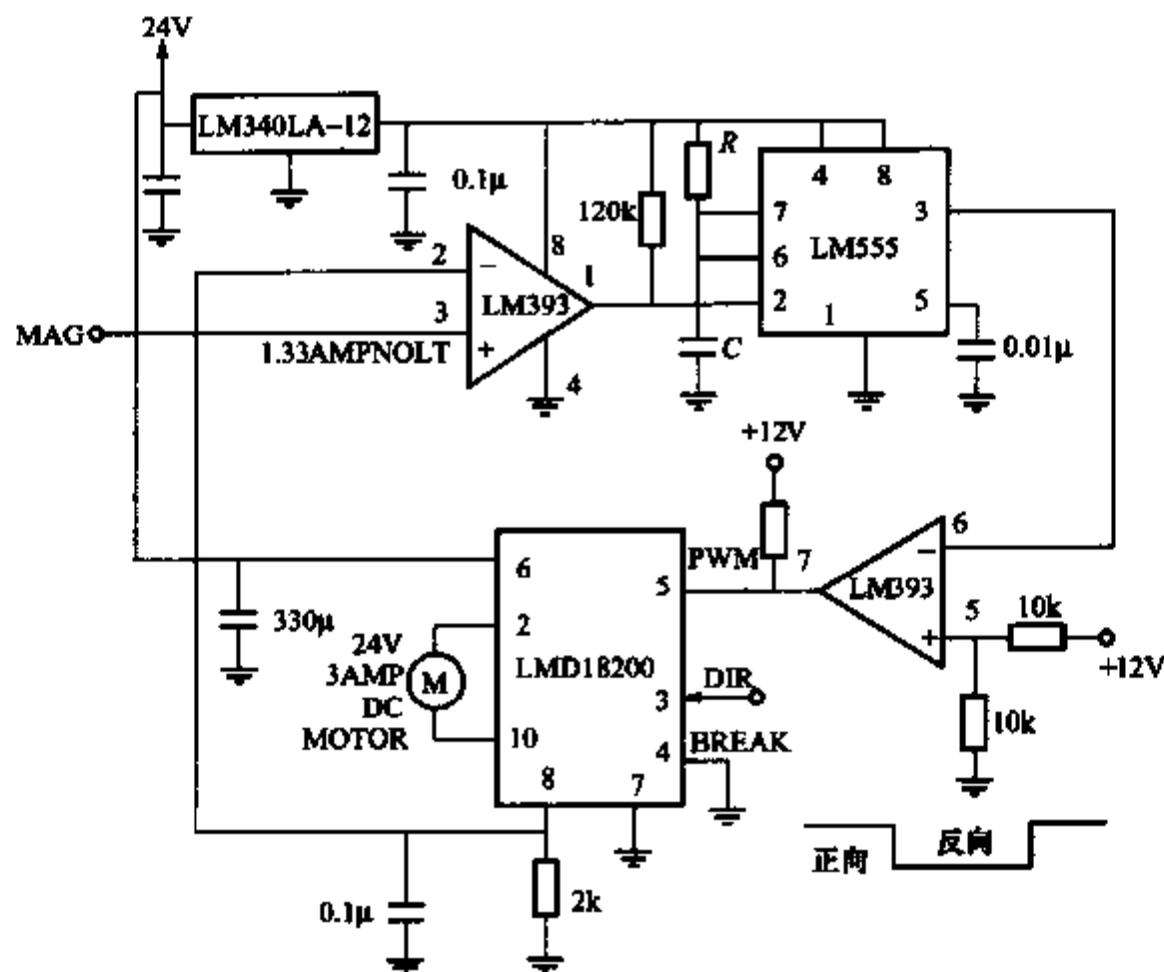


图 2-55 LMD18200 实际应用电路

第3章 无刷直流电机驱动与控制集成电路

3.1 无刷直流电机

无刷直流电机是在有刷直流电机的基础上发展起来的，它用位置传感器和速度传感器代替了有刷电机的电刷和换相器，因此其内部发生的电磁过程与普通直流电机类似，故可以用类似于有刷直流电机的分析方法进行分析。

无刷直流电机按照转子磁路结构的不同可以分为：表面式、内置式和爪极式。不同的转子磁路结构，其运行性能、控制系统、制造工艺和适用场合也不同。无刷直流电机主要由电机本体、位置传感器和功率开关三部分组成，永磁体固定在转子上，位置传感器的跟踪转子与电机转轴相连接。无刷直流电机的原理图如图 3-1 所示。

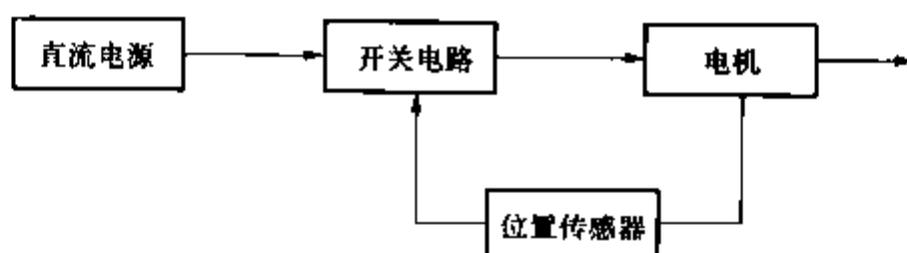


图 3-1 无刷直流电机的原理图

与一般定子由永久磁钢组成的永磁式直流电机不同，无刷直流电机将电枢绕组放在定子上，把永久磁钢放在转子上，而且通过位置传感器和控制电路使定子绕组所产生的磁场和转动中的转子磁钢产生的永磁磁场在空间始终保持保持在 $(\pi/2)$ rad 左右的电角度，以产生最大转矩。

当定子绕组的某一相通电时，该相电流与转子永久磁钢的磁极所产生的磁场相互作用而产生转矩，驱动转子旋转，再由位置传感器将转子磁钢位置变换成电信号，去控制相应相开关管的通断，从而使定子各相绕组按一定次序换相，此时定子相电流随转子位置的变化而按一定的次序换相。随着转子的转动，位置传感器不断地送出信号，以改变电枢绕组的通电状态，使得在某一磁极下导体中的电流方向始终保持不变。由于开关管的导通关断次序是与转子转角同步的，因而起到了机械换向器的换相作用。

在换相过程中，对于三相永磁无刷直流电机来说，各相依次导通 120° 电角度，

因此定子各相绕组在工作气隙内所形成的旋转磁场是跳跃式的。图3-2给出了各相绕组的导通顺序的示意图。

要十分精确地分析无刷直流电机的运行特性是很困难的，它涉及非线性理论及数值解法等诸多问题，在一般工程应用上尚无必要，故通常均作如下假设：

1) 电机的气隙磁感应强度沿气隙矩形分布。

2) 绕组通电时，该电流所产生的电枢反应去磁对主极磁通影响忽略不计。

3) 控制电路在开关状态下工作，功率管压降为恒值。

4) 各相绕组对称，其对应的电路单元完全一致，相应的电气时间常数忽略不计。

5) 位置传感器等控制电路的功耗忽略不计。

经过以上的假设之后，我们可以分析无刷直流电机的运行特性。

定义如下：

$$\text{反电动势系数} \quad K_e = \frac{E_a}{n} \quad (3-1)$$

$$\text{转矩系数} \quad K_t = \frac{T_a}{I} \quad (3-2)$$

对于某一个具体的无刷直流电机，其反电动势系数和转矩系数为常数，其大小同主电路的接法及功率管的换相方式有关。

由以上假设可得电机的电压平衡方程组为

$$V - \Delta V = E_a + IR \quad (3-3)$$

将式(3-1)、式(3-2)代入式(3-3)整理后，可得其机械特性方程为

$$n = \frac{(V - \Delta V)}{K_e} - \frac{R}{K_e K_t} T_a \quad (3-4)$$

式中 n ——电机转速，r/min；

V ——电源电压，V；

ΔV ——功率管压降，V；

K_e ——电动势系数；

T_a ——电机产生的电动转矩平均值，N·m；

K_t ——转矩系数；

R ——无刷直流电机内阻， Ω 。

从上式可知，无刷直流电机的反电动势与电机的转速成正比，转矩与相电流

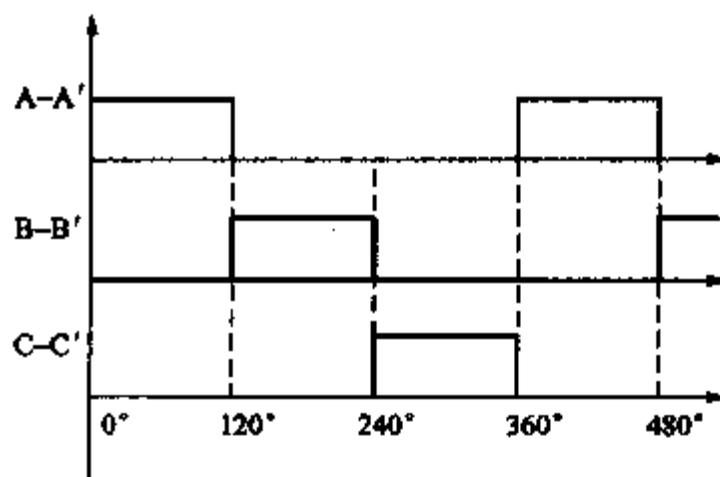


图3-2 各相绕组的导通顺序的示意图

大小成正比。无刷直流电机的机械特性方程同一般直流电机的机械特性方程在形式上完全一致，只不过其中的转矩和反电动势运用平均转矩和平均反电动势的概念，这是因为它的反电动势和转矩的波动比较大的缘故。因此改变电源的电压，可以容易地改变输出转矩（在同一转速下）或改变转速（在同一负载下），实现平滑调速。

永磁无刷直流电机的运行特性与直流电机相同，因此可以通过改变外施平均端电压的方法来调节永磁无刷直流电机的转速和转矩。本系统是通过调节逆变器功率器件的 PWM 触发信号的占空比来改变外施的平均电压而实现调速的，并假定蓄电池组的输出端电压保持不变。

PWM 调速技术可以分为双极性 PWM 和单极性 PWM。双极性 PWM 的控制信号如图 3-3 所示。

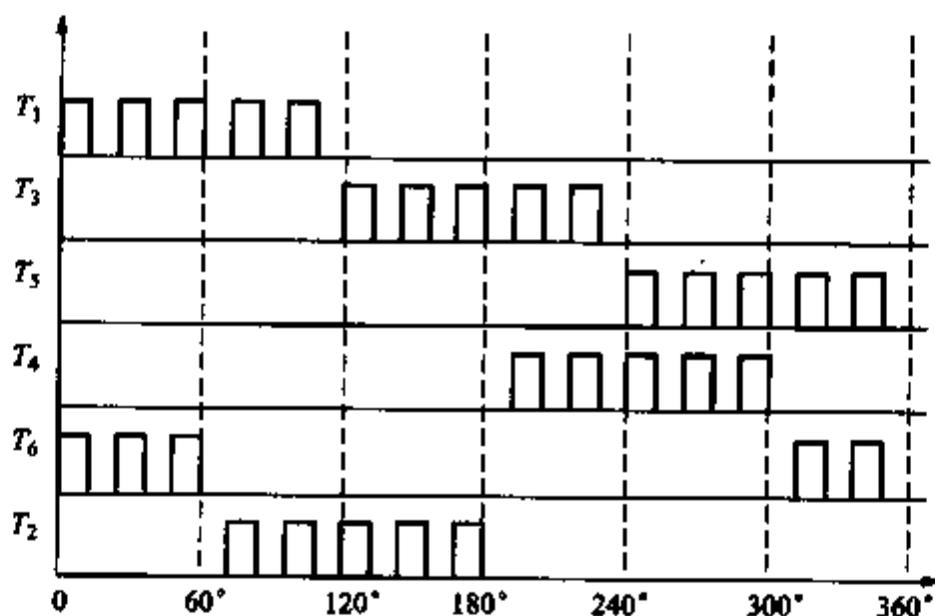


图 3-3 双极性 PWM 各功率器件的触发信号

在每一个 60° 电角度区域内，两个工作的功率器件同时开通，同时关断。每一个功率器件工作 120° 电角度。

单极性 PWM 在每一个 60° 电角度区域内，一个功率器件处于 PWM 工作状态，而另一个功率器件一直处于开通状态。单极性 PWM 又可分为单桥臂 PWM 工作方式、前 60° PWM 工作方式和后 60° PWM 工作方式。单桥臂 PWM 工作方式是指同一侧桥臂功率器件在导通期间处于 PWM 工作状态，而另一侧桥臂的功率器件处于开通状态。其控制信号如图 3-4 所示。前 60° PWM 工作方式是指在每个功率器件导通的 120° 区间内，器件前 60° 处于 PWM 工作状态，而后 60° 处于开通状态。后 60° PWM 工作方式与前 60° PWM 工作方式正好相反。图 3-5 给出了前 60° PWM 工作方式控制信号图。

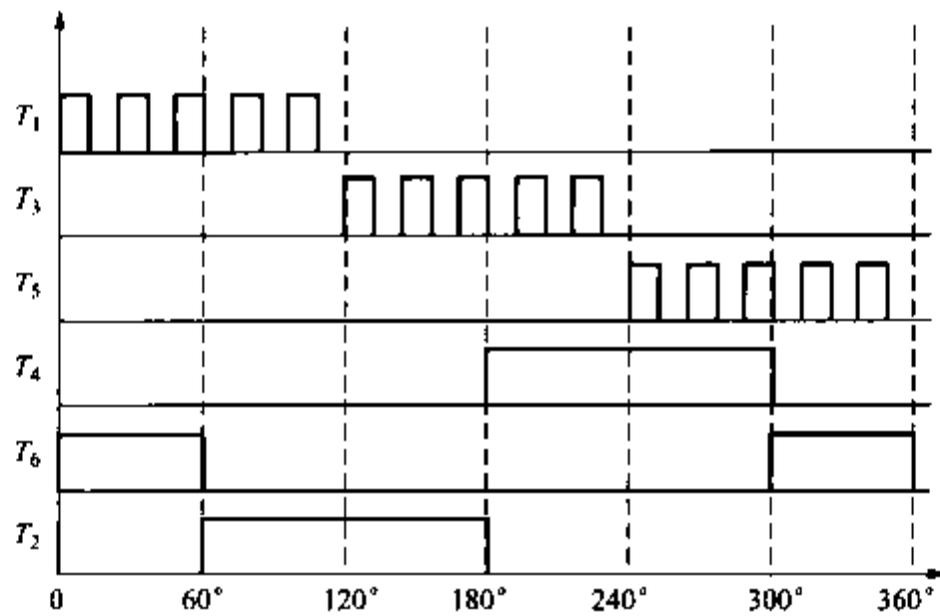


图 3-4 单桥臂 PWM 各功率器件的触发信号

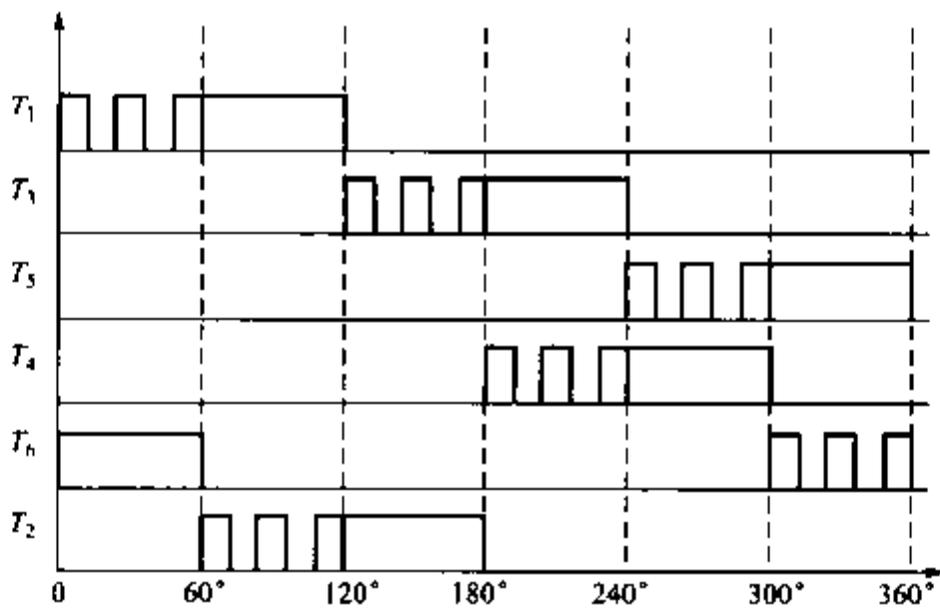


图 3-5 前 60°PWM 工作方式功率器件触发信号图

3.2.1 概述

无刷直流电机专用控制芯片 MC33033 是 MOTOROLA 公司称之为第二代的无刷直流电机控制集成电路。外接功率开关器件后, 可用来控制三相(全波或半波)、两相和四相无刷直流电机, 还可以用作有刷直流电机的控制。同时, 可以引入电子测速器构成闭环调速系统, 由于该芯片外围元器件少, 成本低、性能好, 所以应用较为广泛。MC33033 功能特点如下:

1) MC33033 是 20 脚塑封封装，内部带有温度补偿基准电源和转子位置传感器译码电路。

2) 具有 PWM 开环速度控制、使能控制（起动或停止）、正反转控制和能耗制动控制功能。

3) 在外围加少许元器件，还可以实现软起动，调试及检测非常方便。

4) 由于内部有锯齿波振荡器，频率可以根据需要进行设定。

5) 具有过电流保护、欠电压保护、过热保护功能。

3.2.2 MC33033 功能说明

MC33033 引脚分配如图 3-6 所示。表 3-1 是 MC33033 的具体规格，表 3-2 是 MC33033 的引脚功能说明。

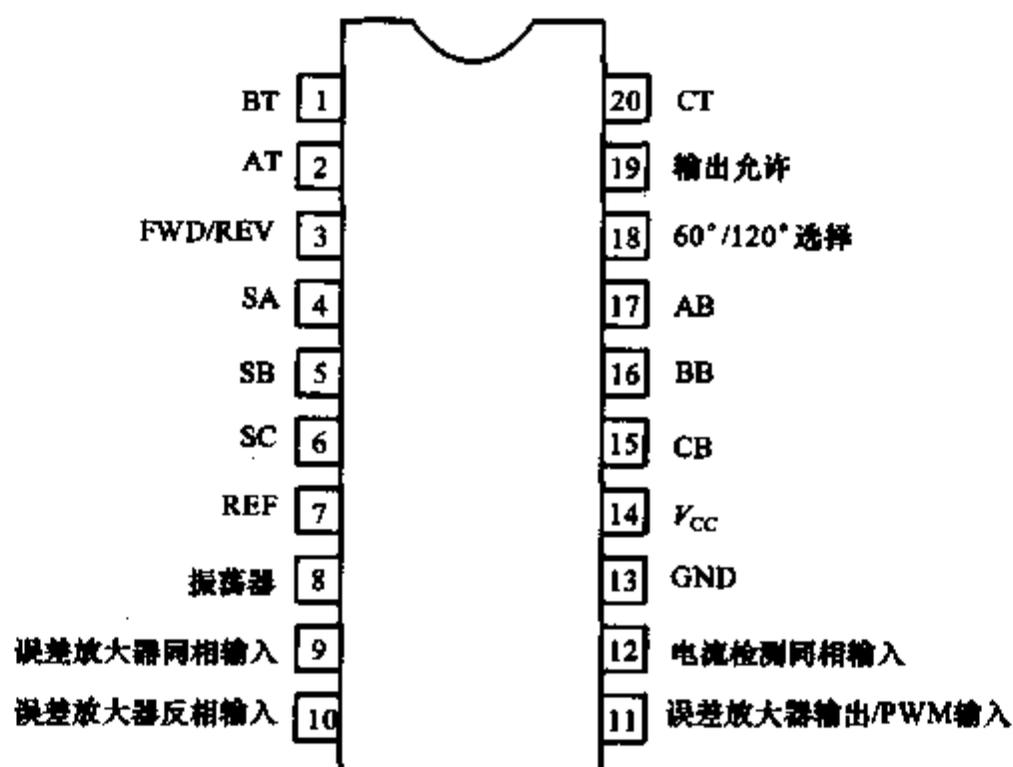


图 3-6 MC33033 引脚分配图

表 3-1 MC33033 规格表

符号	定义	最大允许值	单位
V_{CC}	电源电压	30	V
I_{in}	输出端吸入电流	50	mA
V_{in}	输出端耐压值	40	V
T_{opc}	工作温度	170	(°)
P_i	允许损失	1	W

表 3-2 MC33033 引脚功能说明

引脚	符号与功能	功能说明
1, 2, 20	BT, AT, CT	上侧输出端
3	正向/反向	改变电机转向
4, 5, 6	SA, SB, SC	转子位置传感器输入端
7	基准电压输出	典型值为 6.24V
8	振荡器	外接定时元件
9	误差放大器输入	同相输入端
10	误差放大器输入	反向输入端
11	误差放大器输出	连接校正阻容元件
12	电流检测输入	同相输入端
13	地	
14	V_{CC}	10 - 30V
15, 16, 17	CB, BB, AB	下侧输出端
18	60°/120°切换	高电平对应传感器相位 60°, 低电平对应传感器相位 120°
19	使能控制端	逻辑高电平使电机起动, 低电平停车

(1) 芯片引脚说明 输入端 4、5、6 脚都设有上拉电阻, 输入电路与 TTL 电路电平兼容, 门槛电压为 2.2V。其内部电路适用于传感器相位差为 60°、120°、240°、300° 四种情况的三相无刷直流电机。由于有三个输入逻辑信号, 原则上可能有八种逻辑组合。其中六种正常状态决定了电机六个不同的位置状态。

电机的起停控制由 19 脚使能端来实现。当 19 脚悬空时, 内部有 40 μ A 电流使驱动输出电路正常工作。如此脚接地, 三个上侧驱动输出电路开路, 三个下侧驱动输出强制为低电平, 使电机失去激励而停车。

(2) 芯片限流电路外接设计 外接逆变桥经过一电阻 R_S 接地, 进行电流采样。采样电压由 12 脚输入到电流检测比较器。其比较器反向输入端为内设, 没有引出脚, 基准电压 100mV 作为限流电压基准。在振荡器锯齿波上升时间内, 如电流超过限流值, 比较器翻转, 将驱动输出关闭。如果电机最大电流为 I_{max} , 则采样电阻选择公式为

$$R_S = \frac{0.1}{I_{max}} \quad (3-5)$$

为了避免由换相尖峰脉冲引起电流检测动作，在 12 脚输入前可设置 RC 低通滤波器。

(3) 驱动输出 芯片内设有欠电压电路，在下列两种情况下，关闭驱动输出：① 本芯片电压不足（典型值低于 9.1V）；② 基准电压不足（典型值低于 4.5V），以保证芯片内部全部工作正常和向下侧驱动输出提供足够电压。由于本芯片的欠电压保护没有锁存功能，当电压恢复正常后，系统会自动恢复正常。

3.2.3 典型应用电路

三相全波六步无刷直流电机开环控制，如图 3-7 所示，外接三相逆变桥是由功率管构成。当接功率 MOSFET 时，它们内部的续流快速恢复二极管，在每个周期功率管关断时，将绕组电感中的能量反馈给功率电源。

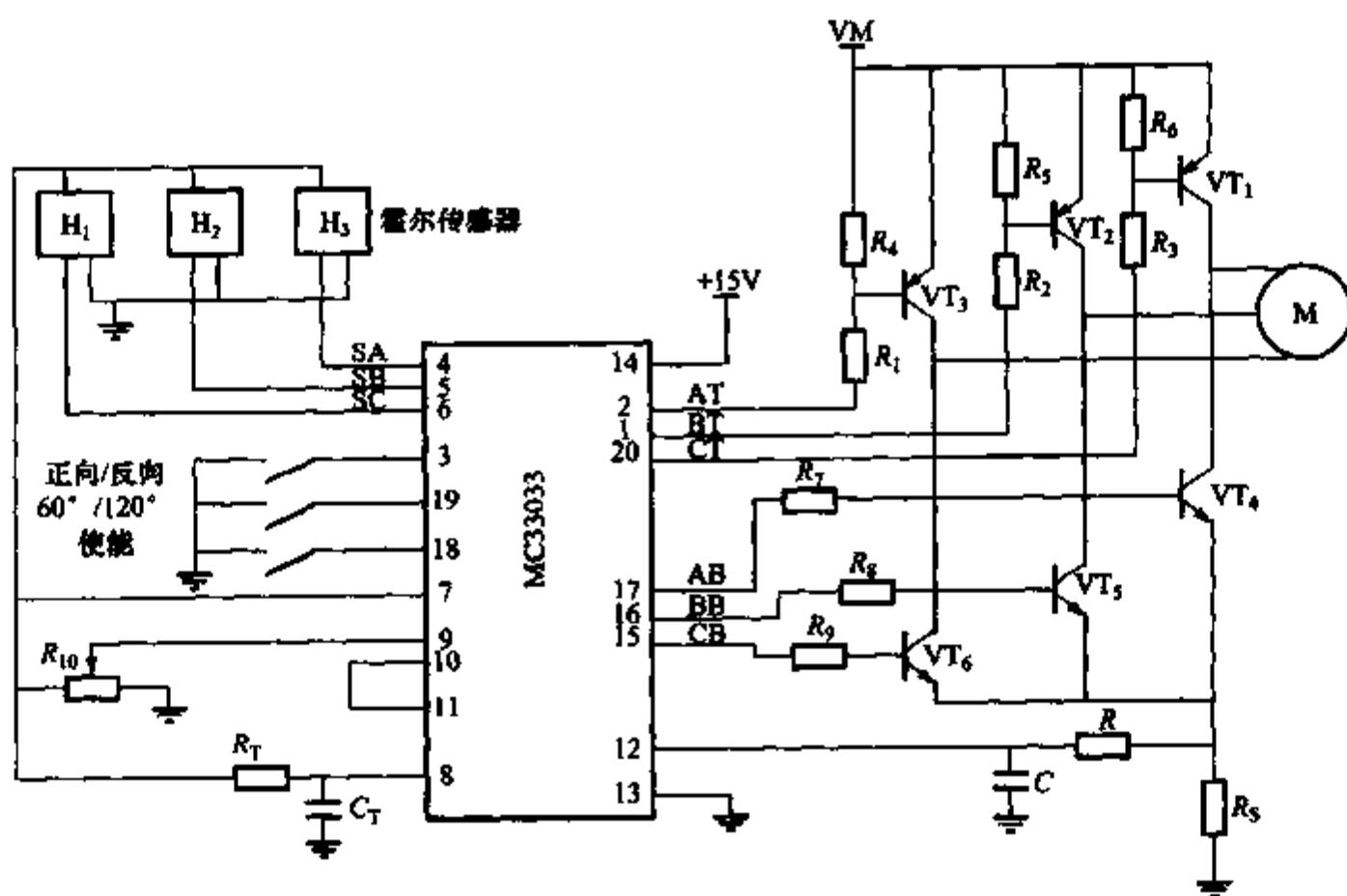


图 3-7 典型应用电路图

注：H₁、H₂、H₃ 为无刷直流电机霍尔传感器。

三个上侧驱动输出是集电极开路 NPN 型晶体管，吸入电流能力为 50mA，耐压值为 40V，可用来驱动外接逆变桥上桥臂的 PNP 晶体管或 N 沟道功率 MOSFET。三个下侧驱动输出是推挽输出，电流驱动能力为 100mA，可直接驱动 NPN 型晶体管或 P 沟道功率 MOSFET。

H_1 、 H_2 、 H_3 为无刷直流电机霍尔位置传感器，其给出电机转子位置信号。MC33033 根据此位置信号对功率管进行开断控制。

3.2.4 使用中的注意事项

1) MC33033 供给集成电路的正电源与供下侧驱动输出正电源为同一电源，其取值范围：10 ~ 30V。

2) 集电极开路输出用来驱动三相桥上侧功率管，接入电阻可根据应用的功率管进行选择。其下侧驱动输出由于内部结构，可直接接功率管，建议接入几十欧的电阻，以防止电流冲击。同时，可在下侧输出端与地接 1S1588 稳压二极管。

3) 由于内部振荡器振荡频率由外接定时元件 C_T 、 R_T 决定。建议使用振荡器频率为 20 ~ 30kHz，以兼顾过低则有可闻噪声，过高则开关损耗大的矛盾。



3.3.1 概述

A3936SED 是 Allegro 公司推出的新一代用于三相无刷直流电机的专用控制模块，包括了换相逻辑电路和功率驱动电路，具有一般无刷直流电机控制芯片所具有的基本功能：外接 PWM 控制、正反转控制、制动等。

A3936SED 内置了三相逆变功率桥及其驱动电路，最大输出电压为 50V、电流为 3A，可以直接驱动小功率电机，可扩展功率电路以驱动更大功率的电机。通过改变单片机输出 PWM 信号的占空比就可以调整 A3936SED 的输出电压，从而控制无刷直流电机的转速。A3936SED 具有完善的保护措施，当 A3936SED 工作温度超过 150℃、自举电压或参考电压过低时，保护电路将封锁所有的输出电压，芯片停止工作。在芯片上电时，如果电源电压低于阈值时，欠电压保护电路也会关闭所有输出。A3936SED 提供了一个信号放大器检测三相全控桥的返回支路中的电流，当负载电流超过限制值时，A3936SED 启动过电流保护电路。

3.3.2 A3936SED 的工作特点

(1) 续流模式的控制 A3936SED 可以通过输入不同的电平信号选择过电流关断或 PWM 斩波时负载电流的续流回路。一共有四种工作模式供选择，分别为 Slow 模式、Fast 模式和两种 Mixed 模式（Fast 模式占续流时间的 15% 或 48%）。如图 3-8 所示，不同的续流模式决定了负载电流的波形。用户可根据系统负载的情况

选择工作模式。本文中选择 Slow 模式，这种模式下负载电流具有较小的电流波动，可以减小系统的功耗。

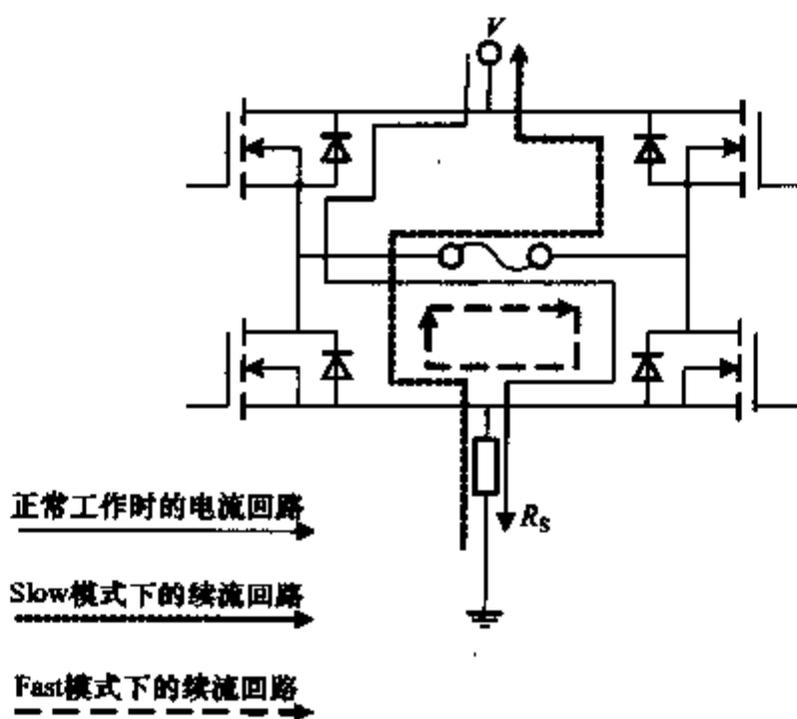


图 3-8 各模式下的续流回路

(2) 同步整流控制 在 PWM 控制时，功率 MOSFET 切换时，负载电流续流通常通过续流二极管续流。但是与 MOSFET 相比较，二极管的管压降较大（在 2A 负载电流下，前者一般为 0.6 ~ 1V，后者一般为 1 ~ 1.5V），造成续流时的导通损耗较大。为了降低续流时的导通损耗，同步整流控制电路在续流时开通对应 MOSFET，使得负载电流同时可以通过 MOSFET 续流，从而降低了续流时的导通电压，减小了导通损耗。A3936SED 的同步整流控制电路大大减小了系统的损耗，是这款芯片的特色之一。同时，该同步整流控制电路考虑了死区保护，防止桥臂直通。

(3) 软件功能 由于 A3936SED 控制功能强大，保护措施完善，很大程度上分担了单片机的工作量，因此微处理器就可以有足够的资源完成较为复杂的控制策略，从而使整个系统的性能大大提高。例如，换相时引起的转矩波动是无刷直流电机的主要缺点，尤其是低速时这个问题更为突出。通过适当的电流控制可以减小转矩波动，因此许多学者提出了各种优化算法以减小无刷直流电机的转矩波动。下面介绍的基于 d_q0 的电流控制器就是其中的一种。控制器将 d 轴电流控制为 0，这样无刷直流电机可以被看作为只有电枢作用的直流电机。电机的转速和转矩通过 V_q 和 I_q 来控制，因此只要控制 V_q 和 I_q 的波动足够小，电机转矩的波动也将大大减小。其控制器结构如图 3-9 所示。

同时，也可以用软件补偿硬件性能从而提高整个系统的性能。再介绍一种利用霍尔元件的输出脉冲，再配合软件测速算法，提高测速精度，在某些精度要求不高的场合下可以省去测速发电机或光电码盘等精度高、较为昂贵的测速设备。其具体实现的框图如图 3-10 所示。

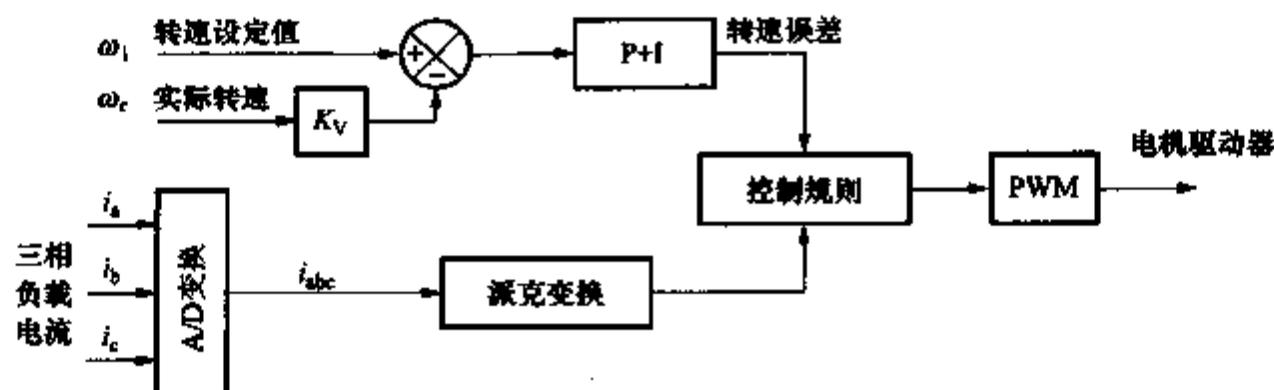


图 3-9 控制器框图

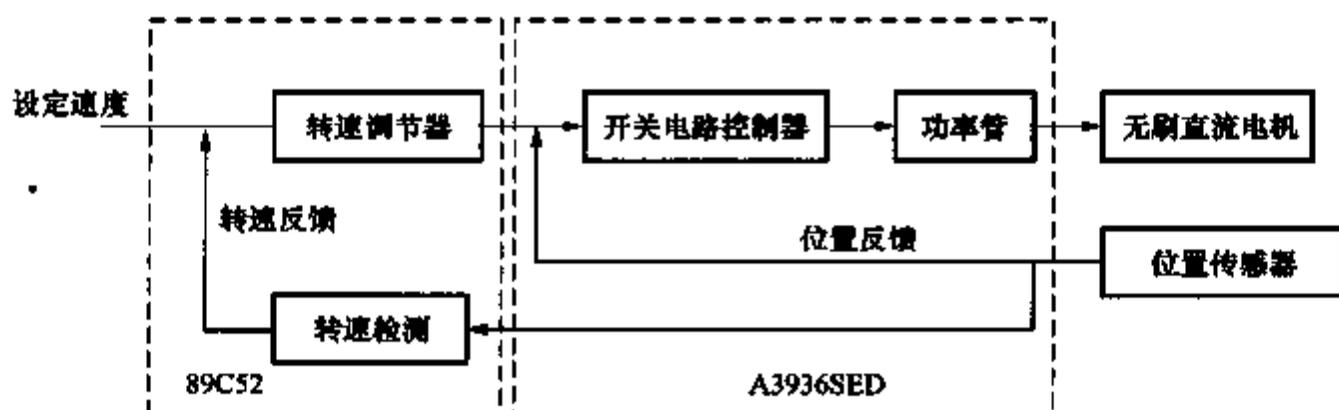


图 3-10 测速部分结构框图

如图 3-10 所示，将霍尔传感器的一相信号作为单片机外部中断的中断源，并把外部中断源定义为边沿触发方式。在 INT1 中断程序中检测转子旋转 1 周所需时间，由此得到转速值。计算公式为

$$n = \frac{60}{ZTN} \quad (3-6)$$

式中 Z ——转子旋转 1 周霍尔元件输出的脉冲数；

T ——单片机计数器的计数周期，即机器周期；

N ——霍尔元件输出一个脉冲周期内单片机定时/计数器产生的计数脉冲个数。

3.3.3 典型应用

基于 A3936SED 的无刷直流电机调速控制系统的硬件电路如图 3-11 所示。整个系统主要由单片机主控电路和 A3936SED 组成。

该无刷直流电机的调速系统，使用了 AT89C52 单片机作为控制处理器，同时结合 Allegro 公司开发的性能优异的无刷直流电机控制模块 A3936SED。其中单片机负责电机转速闭环控制部分，实现控制策略和部分智能传感器功能，产生和调整 PWM 控制信号，A3936SED 负责换相控制、功率驱动和功率输出部分。由于 A3936SED 的控制功能强大，保护措施完善，使得开发者可以利用 8 位单片机实现较为复杂的控制功能。

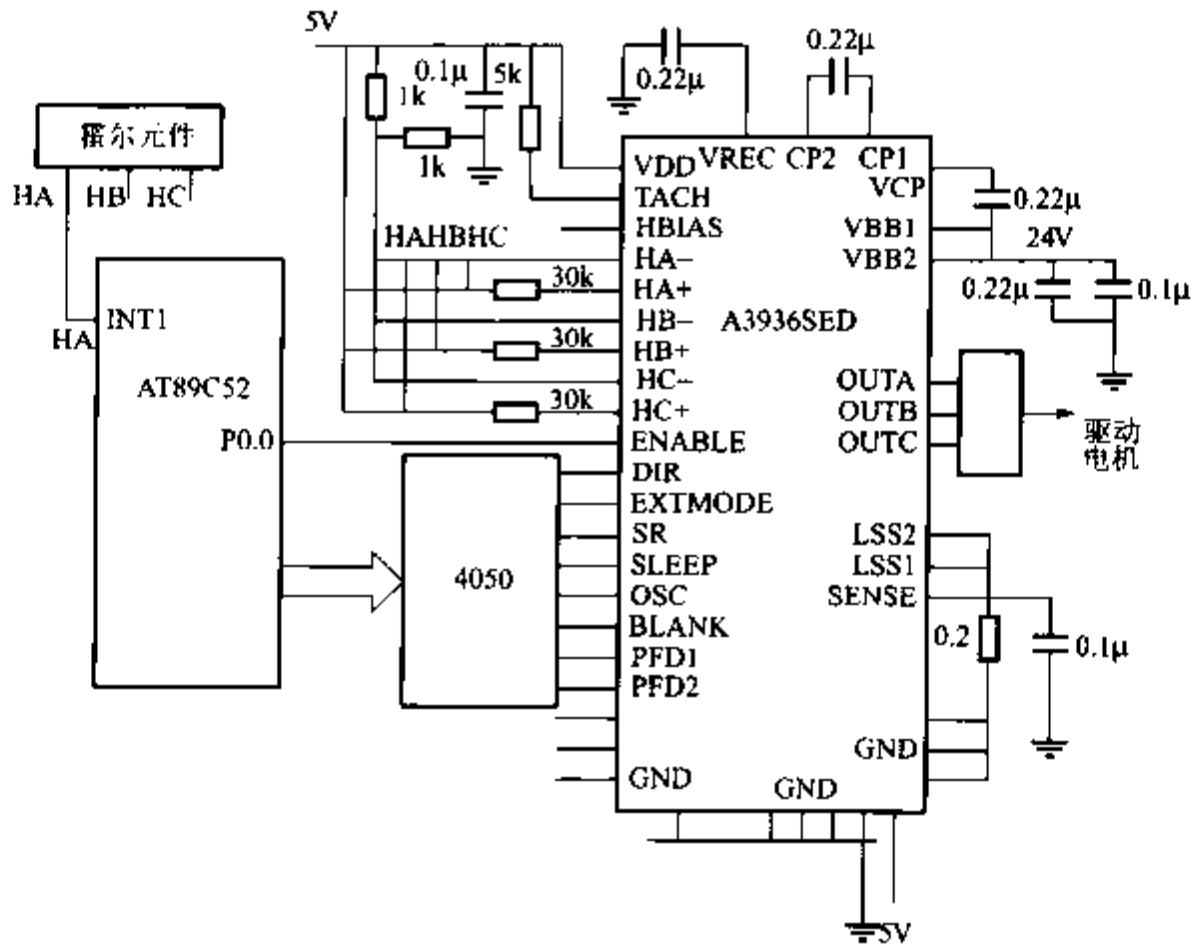


图 3-11 控制系统电路

3.4.1 概述

在无刷直流电机电子线路中，这里特别介绍日立高压单片集成芯片 ECN3022。ECN3022 是有六个 IGBT 的单片三相桥式变频器集成电路。特别适用于交流 200 ~ 230V 电源供电的三相无刷直流电机的速度控制。ECN3022 引脚分配如图 3-12 所示。

ECN3022 功能电路包括集成充电泵电路、集成续流二极管、集成 PWM 电路、集成 FG 电路、集成过电流保护电路、集成转向监视电路和关断所有 IGBT 输出等。

3.4.2 功能

(1) PWM 操作 通过比较 VSP 端子输入电压和内部 SAW 波形电压产生 PWM 信号。

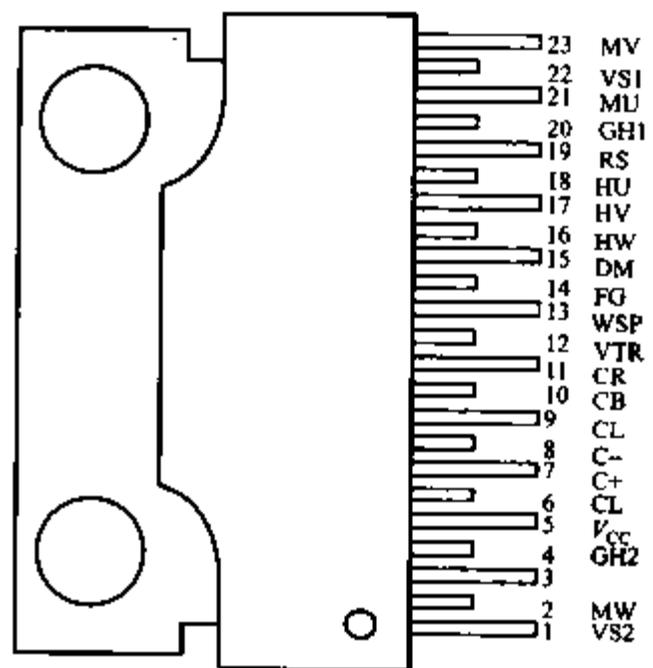


图 3-12 ECN3022 封装引脚图

通过在最小点 VSAWL 和最大点 VSAWH 之间改变三角波幅值而改变 PWM 信号占空比。当电平低于 VSAWL 时, 占空比为 0, 高于 VSAWH 时, 占空比为 100%。另外, PWM 斩波信号由下桥臂电路操作。

(2) 过电流限制操作 ECN3022 通过检测外接电阻 RS 上的电压降落来检测是否过电流。当 RS 端子的输入电压超过内部参考电压 V_{ref} 时, 集成电路关断下桥臂的输出。检测到过电流后, 每个 PWM 信号周期都会进行复位操作。

转向检测操作: 电机转向通过 DM 端子信号来检测。表 3-3 所示为转向输出信号。

表 3-3 转向输出信号

转向	输出 (DM 端子)
U - V - W	L
U - W - V	H

(3) V_{CC} 欠电压检测 当 V_{CC} 电源电压低于 LVSDON (通常为 11.5V) 时, 所有 IGBT 关断; 当 V_{CC} 电源电压高于 LVSDOFF (通常为 12.0V) 时恢复。

(4) IGBT 关断功能 当 VSP 端子电压低于 1.23V (通常), 所有 IGBT 关断; 如此状况发生在电机旋转时, 电机将停下, VS 电压会升高。

ECN3022 最大额定值见表 3-4。

表 3-4 ECN3022 最大额定值 ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

No.	项目	符号	端子	额定值	单位
1	输出元件耐压	V_{SM}	VS1, VS2 MU, MV, MW	500	V
2	电源电压	V_{CC}	VCC	18	V
3	输入电压	V_{IN}	VSP, RS HU, HV, HW	$-0.5 \sim V_b + 0.5$	V
4	输出电流	I_{OM}	MU, MV, MW	1.5	A
5	运行结温	T_{jop}		$-20 \sim +135$	$^\circ\text{C}$
6	存放温度	T_{stg}		$-40 \sim +150$	$^\circ\text{C}$

3.4.3 典型应用

图 3-13 为 ECN3022 典型应用电路图, 从处理器输入控制信号, 得到 HU、HV、HW 霍尔位置信号。图 3-14 为霍尔位置信号对应的驱动信号波形。表 3-5 为霍尔位置信号的触发状况真值表。

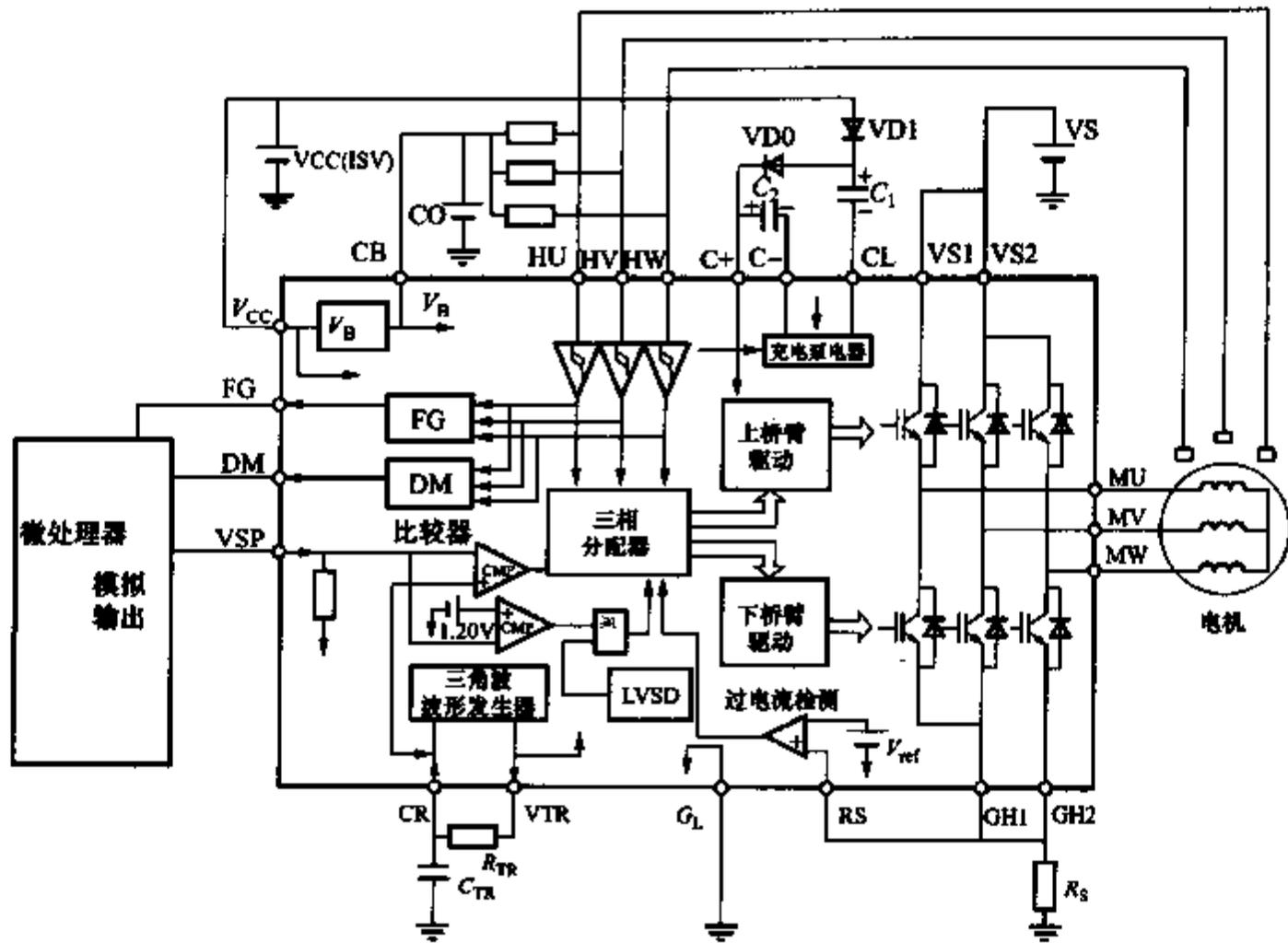


图 3-13 ECN3022 典型应用框图和扩展元件

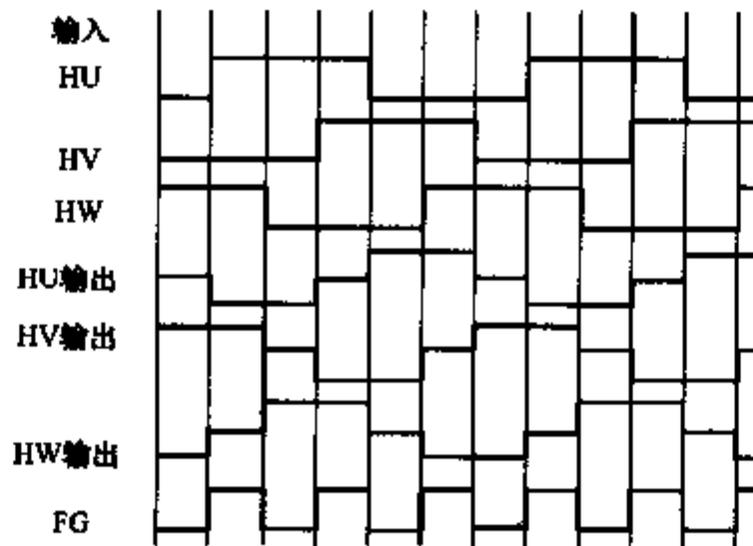


图 3-14 时序图

表 3-5

霍尔位置信号的触发状况真值表

输入			MU		MV		MW	
HU	HV	HW	上	下	上	下	上	下
H	L	H	OFF	ON	ON	OFF	OFF	OFF
H	L	L	OFF	ON	OFF	OFF	ON	OFF
H	H	L	OFF	OFF	OFF	ON	ON	OFF
L	H	L	ON	OFF	OFF	ON	OFF	OFF

续表

输入			MU		MV		MW	
L	H	H	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON
L	L	H	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	ON
L	L	L	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
H	H	H	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF

无刷直流电机有 120° 导通和 180° 导通两种设计方式，其中 180° 导通方式由于使用材料更加充分，从而效率更高，但目前由于芯片和电子线路的原因，一般还是采用 120° 导通形式。电机都是采用三相星形联结（见图 3-15）。

它的简单原理就是：由信号转子的 N 极（或 S 极）触发位置传感器，经过线路的信号转换，使电机转子的前一个定子绕组形成 S 极（或 N 极），利用异性相吸的原理带动转子运转。这样的原理大家看起来很简单，但真正用来设计电机却不是很容易。

由于电机定子有三相，且有三个位置传感器，则根据排列组合，共有六种组合方式。但经过时序和真值分析后，我们可以知道只有其中两种方式是可行的。触发次序分别是 VW、UW、UV、WV、WU、VU、VW 和 UW、VW、VU、WU、WV、UV、UW。其余四种的运行方式由于霍尔元件与定子绕组的匹配不合理，导致转子起动时抖动或作缺相运行。在这可行的两种组合中，N 极分别作顺时针和逆时针运转。由于顺时针和逆时针是对称的，我们就以顺时针作进一步分析。

既然触发次序是 VW、UW、UV、WV、WU、VU、VW，对照图 3-14 的时序图，我们可以知道霍尔元件的触发次序是 HW、HV、HU。该样机为 8 极，定子有 12 个齿。当转子 N 极分别在 1~6 的位置时，霍尔元件的触发状况的真值表（见表 3-5）转化为表 3-6。

表 3-6

霍尔的触发状况

	1	2	3	4	5	6
HW	H	H	L	L	L	H
HV	L	H	H	H	L	L
HU	L	L	L	H	H	H

当转子 N 极在位置 1 时，导通 VW。而转子的 S 极在相差 45° 的 4 位置，这样，定子磁场就牵引转子 N 转向位置 2。

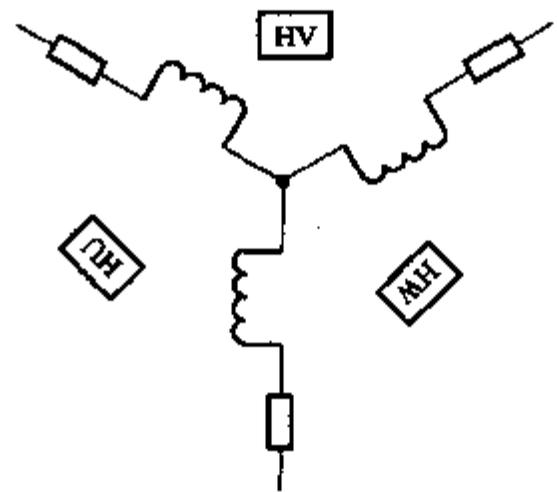


图 3-15 三相星形联结

当转子顺时针转 15° ，N 极到达 2 时，导通 UW。而转子 S 极在位置 5，这样，定子磁场又将转子 N 极转向位置 3。当转子 N 极在 3~6 位置时，分析情况与上面类同。这样电机就能顺时针地起动和运转。

如果电机作逆时针运转，那么根据改变霍尔的触发次序，并进行分析，也可以得到逆时针的运行结果。

当然，并不是所有的直流无刷电机都是用这种专用芯片，也有可能是几个芯片的组合。但是，它们的原理是相似的。我们只要先掌握电子线路中 HU，HV，HW 和 MU，MV，MW 的逻辑关系，不管它怎么变，都能使电机顺利起动和平稳运行！

3.5 HA13536 三相无刷直流电机驱动电路

3.5.1 概述

HA13536 是日立公司开发生产的三相无刷直流电机驱动电路，可以实现无刷直流电机的速度控制，它具有外围电路少、控制特性好的特点，可以应用于无刷直流电机直接驱动控制，作为磁盘驱动器的主轴电机驱动用芯片。

3.5.2 HA13536 的主要特点及引脚说明

HA13536 内部有集成的 MOSFET 可以直接驱动电机绕组，不再外接放大电路。电机相电流最大值为 1.0A，可以加入速度反馈，对电机具有数字速度控制功能。内部设有两个参考电压，从主电路的采样电阻取得反馈电流信号，它和参考电压进行比较超过设定的数值时，通过门电路控制矩阵运算电路，关闭输出。由于芯片集成功率管在较大电流时有散热，为了起到过热保护作用，芯片集成了温度传感器，同样通过门电路对芯片进行保护。功率驱动级采用软开关电路。减少了开关损耗，提高了驱动器的效率。其原理示意图如图 3-16 所示。表 3-7 简要说明了 HA13536 引脚功能。

主要技术指标如下：

- 1) 电源电压：4.25 ~ 6.5V。
- 2) 输入电压：0 ~ $V_{CC} + 0.3V$ 。
- 3) 输出峰值电流：1.0A。
- 4) 额定输出电流：0.7A。
- 5) 最大功率：1.5W。
- 6) 存储温度：-55 ~ +125℃。
- 7) 最高工作温度：150℃。

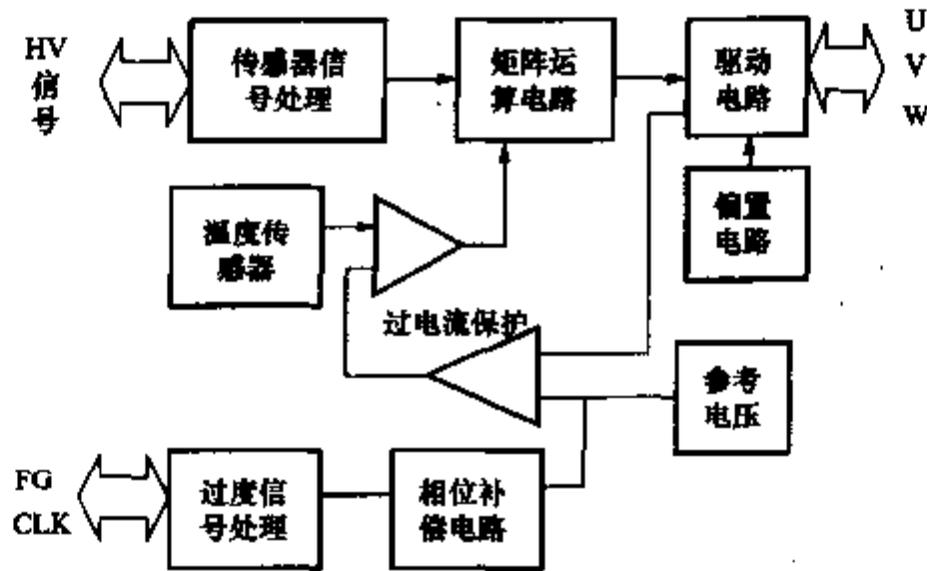


图 3-16 HA13536 原理示意图

表 3-7

HA13536 引脚说明

引脚	功能说明
1, 28	FG 放大器“-”、“+”端
2	电机转速设定,“L”对应 300r/min,“H”对应 360r/min
3	单稳触发电路脉冲时间调节
4	单稳触发电路电压调节
5	单稳触发电路输出
6	电路工作使能端
7	时钟输入端
8	速度误差整定,速度控制相补偿
9	防止参数漂移,在 9 脚、11 脚间加一电容
10, 12, 13	W、V、U 相输出
11	电流检测端
14	偏置输出
15, 16	偏置输入正、负端
17	霍尔偏置端
19, 20; 21, 22; 23, 24	U, W, V 相输入正、负端
25	霍尔放大器输出波形调整端
26, 27	单稳态电路输入正、负端

3.5.3 应用电路

HA13536 用于直接驱动三相无刷直流电机,利用霍尔传感器 HU、HV、HW 反馈位置信号,通过 FG 引脚反馈转速信号控制电机。电路时钟输入为 1MHz。当片选信号为低电平时,芯片开始按设定值工作。图 3-17 为 HA13536 的典型应用电

路图， R_{mf} 是主电路中电流采样电阻，为了准确对电流进行采样，防止参数漂移，在11脚和9脚之间接入电容 C_{106} 。应用电路中可以通过给设定电机转速引脚2高、低电平来控制电机转速，当为高电平时，对应360r/min；低电平时，对应300r/min。图3-18说明了在典型应用中霍尔信号输入波形、相电压波形、相电流波形。图3-19说明了有关芯片引脚的波形。

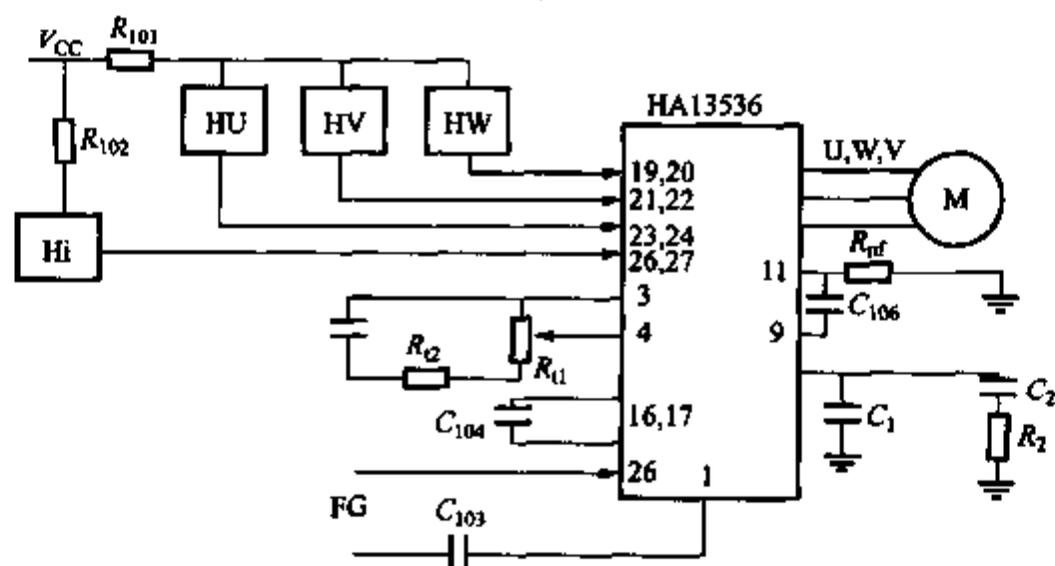


图3-17 HA13536 典型应用电路图

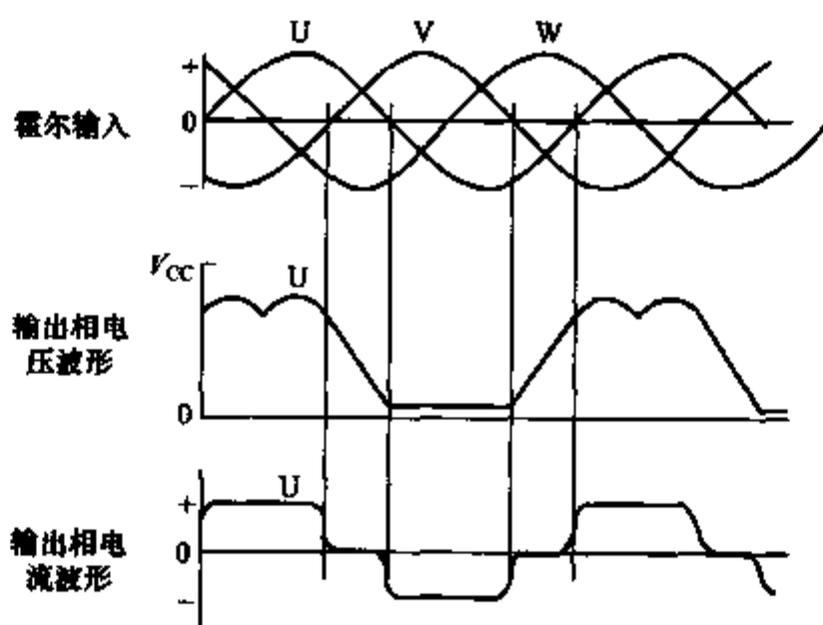


图3-18 霍尔信号输入波形、相电压波形、相电流波形

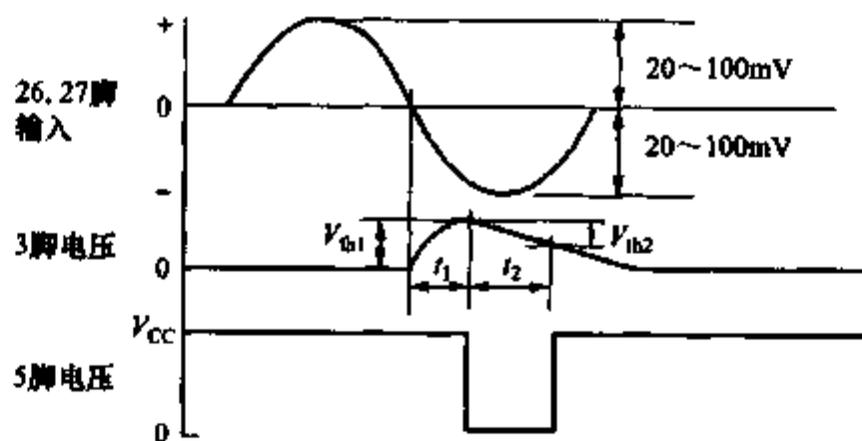


图3-19 3、5、26、27脚电压波形

应用电路中有较少的元件，其参数可以如下确定：

(1) 速度误差整定环节外围电路参数计算公式为

$$R_2 = \frac{1}{9.55} \times \frac{J\omega_0 N_0 R_{nf}}{K_T G_{ctl} I_{cp}}$$

$$C_1 = \frac{1}{\sqrt{10}} \times \frac{1}{\omega_0 R_2}$$

$$C_2 = 10C_1$$

$$\omega_0 \leq \frac{2\pi f_{FG}}{20} \quad (3-7)$$

式中 ω_0 ——伺服系统时间常数；

f_{FG} ——FG 频率，Hz；

N_0 ——电机转速，r/min；

J ——电机转动惯量；

K_T ——电机转矩系数；

G_{ctl} ——控制电路增益，典型值为 -10dB；

I_{cp} ——8 脚输出电流，典型值为 10 μ A。

(2) 最大输出电流计算公式为

$$I_{Qmax} = \frac{V_{ref}}{R_{nf}} \quad (3-8)$$

(3) 电容 C_{102} 、 C_{103} 的取值计算公式为

$$C_{102} \geq \frac{200}{N_0 P}$$

$$C_{103} \geq \frac{100}{f_{FG}} \quad (3-9)$$

式中 P ——电机极数。

应用电路中，其他外围元件参数的参考取值为 $R_{11} = 0 \sim 50k\Omega$ ， $R_{12} = 100k\Omega$ ， $C_{103} = 0.47\mu F$ ， $C_{104} = 0.1\mu F$ ， $C_{105} \geq 0.1\mu F$ ， $C_{106} = 0.1\mu F$ ， $C_1 = 0.1\mu F$ 。



3.6.1 概述

无刷直流电机控制器 LB11820M 是日本三洋公司的产品，它内含三相驱动电路、PWM 振荡器、逻辑电路、传感器信号放大电路、比较器、限流保护、欠电压

保护及 12V、5V 基准电压产生电路等。和同类产品相比，LB11820M 驱动器芯片具有功耗低、耐压高、驱动电流大及良好的保护功能等优点，可作为家用电器（空调、热水器等）中电机驱动的理想驱动器件。

LB11820M 的主要特点如下：可驱动三相电机；直接 PWM 驱动，功耗低；内置短路制动功能；控制电机正反转功能；内部具有完善的保护电路，包括限流保护、欠电压保护、电机反转模式保护电路及转子锁定保护电路等。

3.6.2 引脚功能

LB11820M 采用 30 脚贴片封装，其引脚排列如图 3-20 所示，各主要引脚的功能如下：

RF：输出电流检测，连接一个电阻 R_F 到地时，最大输出电流 $I_{OUT} = 0.5/R_F$ 。

UH、VH、WH、UL、VL、WL：输出端，外接场效应晶体管互补电路以驱动三相电机。通过选取合适的场效应晶体管可以取得合适的输出电压和电流。

VCC1：电源电压，一般为 12V，最大为 14.5V。

IN1+、IN1-、IN2+、IN2-、IN3+、IN3-：位置传感器霍尔组件信号输入端，用于控制整流序列。IN+ > IN- 时，整流序列为高（H）状态；IN+ < IN- 时，整流序列为低（L）状态，如果传感器信号有噪声干扰，则应在 IN+ 和 IN- 之间接一个电容。

VREG：调整电压输出端，可输出 5V 电压以供电路使用。

VCC2：电源电压，为 PWM 振荡器、PWM 比较器和 VCTL 放大器提供电压。电机转速由外部固定电压决定时，为了抑制输出扰动，可将 VCC2 与 VCC1 相连。

LVS：欠电压保护检测端，该引脚与 VCC1 间接一稳压二极管可设置欠电压临界值。

VCC3：输入电压大于 12V 时的电源输入引脚。

12REG：12V 基准电压输出端，由内部基准电压电路提供。

TOC：PWM 比较器输入端，如果 VCTL 端不接 PWM 输入，则通过调整 TOC 上的电压可以达到调整占空比从而调整输出电压的目的，一般为开路。

PWM：PWM 振荡频率设定端，此引脚与地间接一个电容 C 时， $f_{PWM} = 1/45000C$ 。

VCTL：控制电压输入，使用此引脚时，将 PWMIN 置为低电平。

CSD：设置电机转子锁住保护电路的工作时间、设置初始化复位脉冲。使用保护电路功能时，此引脚接一电容到地，不使用保护电路功能时，此引脚与地间并联一个 4700pF 的电容和一个 150kΩ 的电阻。

S/S：开始/停止控制引脚。低电平时芯片开始工作，高电平或开路时停止。

PWMIN：PWM 脉冲输入。

F/R：电机正/反向控制输入端，用于改变电机的旋转方向。

HP: 位置传感器信号三相合成输出。

BR: 制动控制输入。接低电平时电机停止转动, 接高电平或开路时电机正常转动。

REVSEL: 电机反向截止选择端。低电平有效, 高电平或开路时无效。

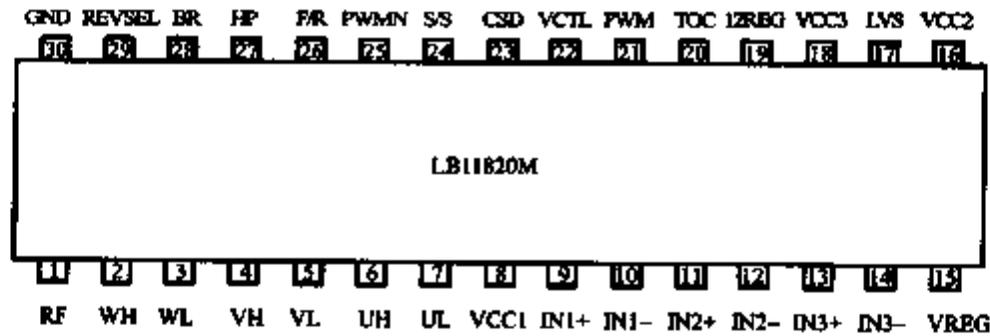


图 3-20 LB11820M 的引脚排列

3.6.3 工作原理

LB11820M 的内部结构如图 3-21 所示。LB11820M 能监控三个传感器信号, 以便系统能够提供高端和低端驱动输入的正确时序。三个信号进入放大器和逻辑电路后, 经三相驱动电路可输出六路信号以控制六个功率管的通断。三个传感器有八种可能的输入编码组合, 其中六种是有效的转子位置, 另外两种编码组合无效。通过六个有效输入编码可使控制器分辨出电机转子的位置。在正常情况下, 任一瞬间总有两个功率管导通, 且有六种导通方式不断循环。六种通电方式完全对称, 所以, 在稳定运行时, 无刷直流电机的机电能量总过程是以 1/6 基本周期为重复周期的。表 3-8 所列是其真值表。

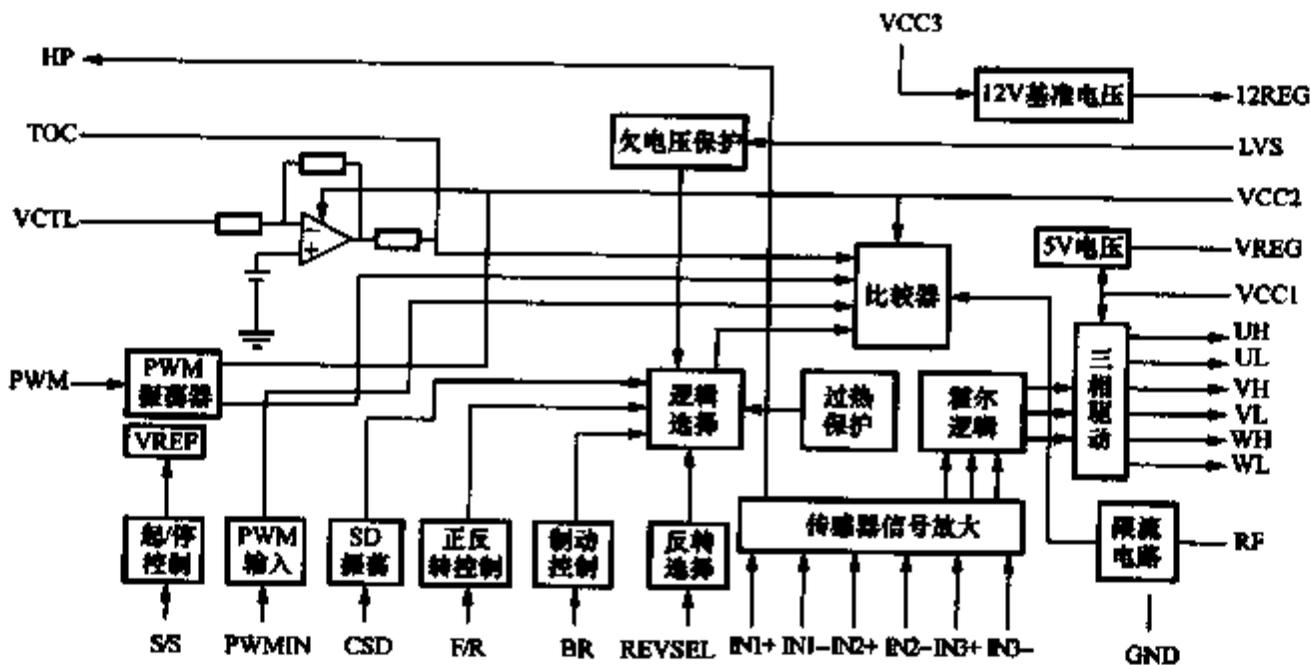


图 3-21 LB11820M 的内部结构框图

表 3-8 三相逻辑真值表

	F/R = (L)			F/R = (H)			OUTPUT	
	IN1	IN2	IN3	IN1	IN2	IN3	PWM	
1	H	L	H	L	H	L	VH	UL
2	H	L	L	L	H	H	WH	UL
3	H	H	L	L	L	H	WH	VL
4	L	H	L	H	L	H	UH	VL
5	L	H	H	H	L	L	UH	WL
6	L	L	H	H	H	L	VH	WL

LB11820M 通过翻转定子绕组上的电压来改变电机正/反向旋转方向。当输入状态改变时，指定的传感器输入编码将从高电平变为低电平，从而改变整流时序，以使电机改变旋转方向。逆时针旋转传感器信号与驱动波形如图 3-22 所示。

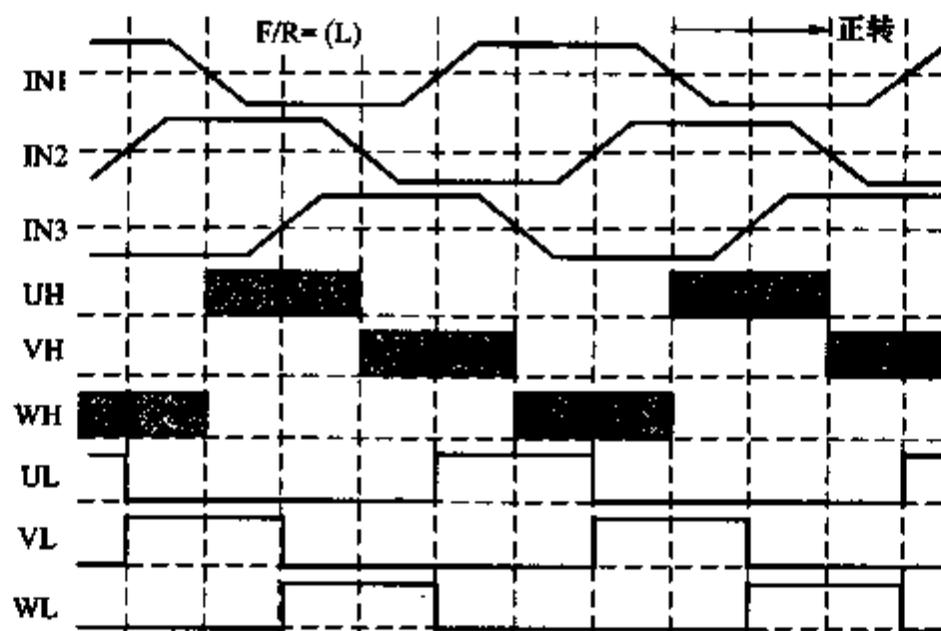


图 3-22 逆时针旋转传感器信号与驱动波形

由图 3-21 可看出，LB11820M 具有比较完善的保护电路，包括过热保护、欠电压保护、转子锁住保护、限流电路等。其中转子锁住保护主要通过逻辑电路和霍尔逻辑和实现，欠电压保护主要通过检测引脚 LVS 上的电压来实现，如果 LVS 上的电压低于正常工作电压 (3.6~4.0V，典型值：3.8V)，则三路输出 (UH、VH、WH) 关断。而通过过热保护功能可在器件结温超过标准温度时，使三路输出 (UH、VH、WH) 关断。

转子锁住保护可在检测到位置传感器信号在一段时间内无变化时，使三路输出 (UH、VH、WH) 关断。关断时间 T (s) 由连接在引脚 CSD 与地间的电容 C (μF) 决定，计算公式为

$$T \approx 154C \quad (3-10)$$

3.6.4 实际控制电路

图3-23所示是具有全波六步驱动的一个开环电机控制器的电路连接图。图中VT1、VT2、VT3可选择IRF4905；IRF4905是一种快速开关的P沟道场效应晶体管。VT4、VT5、VT6则选择IRF3205；这是一种快速开关的N沟道场效应晶体管。

图3-23中的输入电压 V_{CC} 为12V，LB11820M内部基准电压产生电路可在引脚VREG输出5V电压以给芯片及位置传感器霍尔组件供电。从电机电流相位角度考虑，霍尔组件相当于有刷直流电机的电刷，能起到检测转子位置的作用，霍尔组件检测到的信号经电容 C_4 、 C_5 、 C_6 滤波后送到LB11820M并输出六路信号，同时以一定的逻辑关系控制功率管VT1、VT2、VT3、VT4、VT5和VT6的导通和关断。VT1~VT6组成三相功率桥给电机绕组供电。

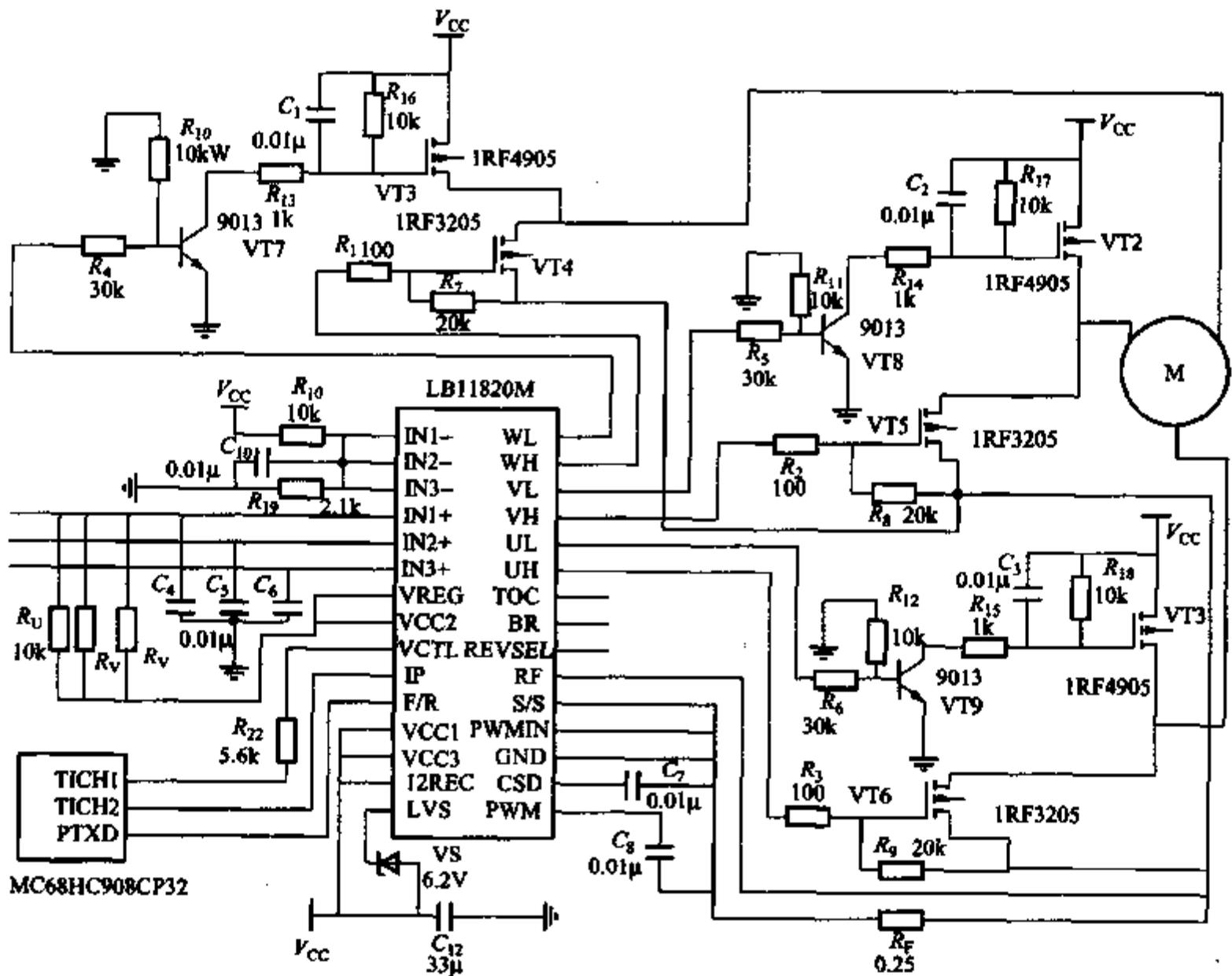


图3-23 LB11820M的典型应用电路

该电路用MOTOROLA的MC68HC908GP32单片机为LB11820M提供PWM波并检测电机转速，从而有效地控制电机转动。MC68HC908GP32是高性能、低功耗、低价位的单片机，具有两个16位双通道定时器接口模块，每个通道可设置为输入捕捉、输出捕捉和脉宽调制输出。其中一个定时器的通道T1CH0为脉宽调制

输出，可由程序控制得到任意占空比的输出，并为 LB11820M 的 VCTL 脚提供电压输入；另一个通道 TICH1 可作为输入捕捉，通过计算 LB11820M 的引脚 HP 输出的脉冲个数来得到电机的转速。

对于不同的供电电源，LB11820M 具有下列不同的连接方法：

1) 如果外部供电电压为 5V (4.5 ~ 5.5V)，则应将电源接到引脚 VCC1 和 VREG。

2) 如果外部供电电压为 12V (8 ~ 13.5V)，则应将电源接到引脚 VCC1，此时 VREG 引脚会产生 5V 电压供控制电路使用。

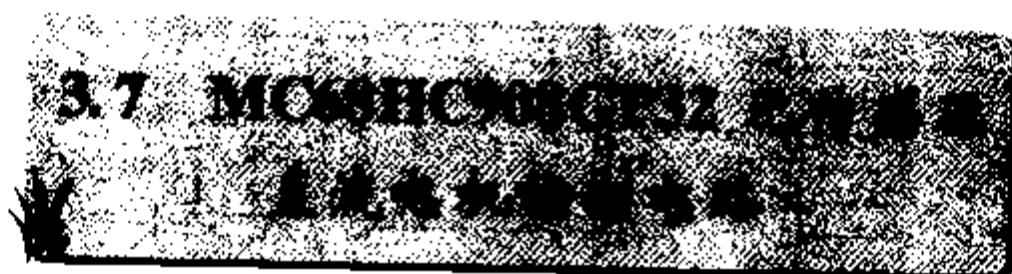
3) 如果外部供电电压为 15V (13.5 ~ 19V)，则应将电源接到引脚 VCC3，并将 VCC1 与 I2REG 短接，此时 I2REG 引脚会产生 12V 基准电压。

而对于不同的驱动方式，则可采用不同的操作方法，具体如下：

1) 由 VCTL 引脚输入控制电压时，应将 PWMIN 引脚电压置为低电平。

2) 由 TOC 脚输入控制电压时，TOC 脚输入电压值和 PWM 振荡波将共同决定输出占空比，当 TOC 输入电压大于 $V_{OH}(PWM)$ (典型值为 3.0V) 时，输出占空比为 0%；而当 TOC 输入电压小于 $V_{OL}(PWM)$ (典型值为 1.2V) 时，输出占空比为 100%；如果设计时使用 TOC 脚上的输入电压作为控制，那么，应将 PWMIN 脚电压置为低电平。

3) 由 PWMIN 脚的输入脉冲进行控制时，可通过调整输入脉冲的占空比来控制输出，当 PWMIN 脚输入低电平时，输出为高电平；而当 PWMIN 脚输入高电平时，输出为低电平。当使用 PWMIN 脚作为控制时，应将 TOC 置为低电平。



3.7.1 概述

MOTOROLA 公司 MC68HC08 微控制器家族中的新品 MC68HC908GP32，因它内部众多的功能模块，丰富的指令集和强大的控制功能，从而非常适合应用于无刷无传感器型直流电机的控制。

MC68HC08 系列微控制器是 MOTOROLA 公司推出的欲取代 MC68HC05 系列微控制器的升级换代产品。MC68HC08 在功能和特性上作了许多优化和增强，其中三个最重要的优化是：采用了锁相环技术，使得外部晶振频率可以降到 32kHz，内部时钟可达 32MHz，大大降低了系统噪声；MC68HC908 系列应用了 FLASH 技术，实现在线可编程；在 MC68HC908 的基础上扩充了 78 条指令，并大大优化了指令集，

堆栈指针由固定的 8 位变为浮动的 16 位，能应用 C 语言。

MC68HC908GP32 是 MC68HC908 家族中一种通用型产品，具有 32KB 内部 FLASH 存储器，可对程序加密。其内部功能结构框图如图 3-24 所示。

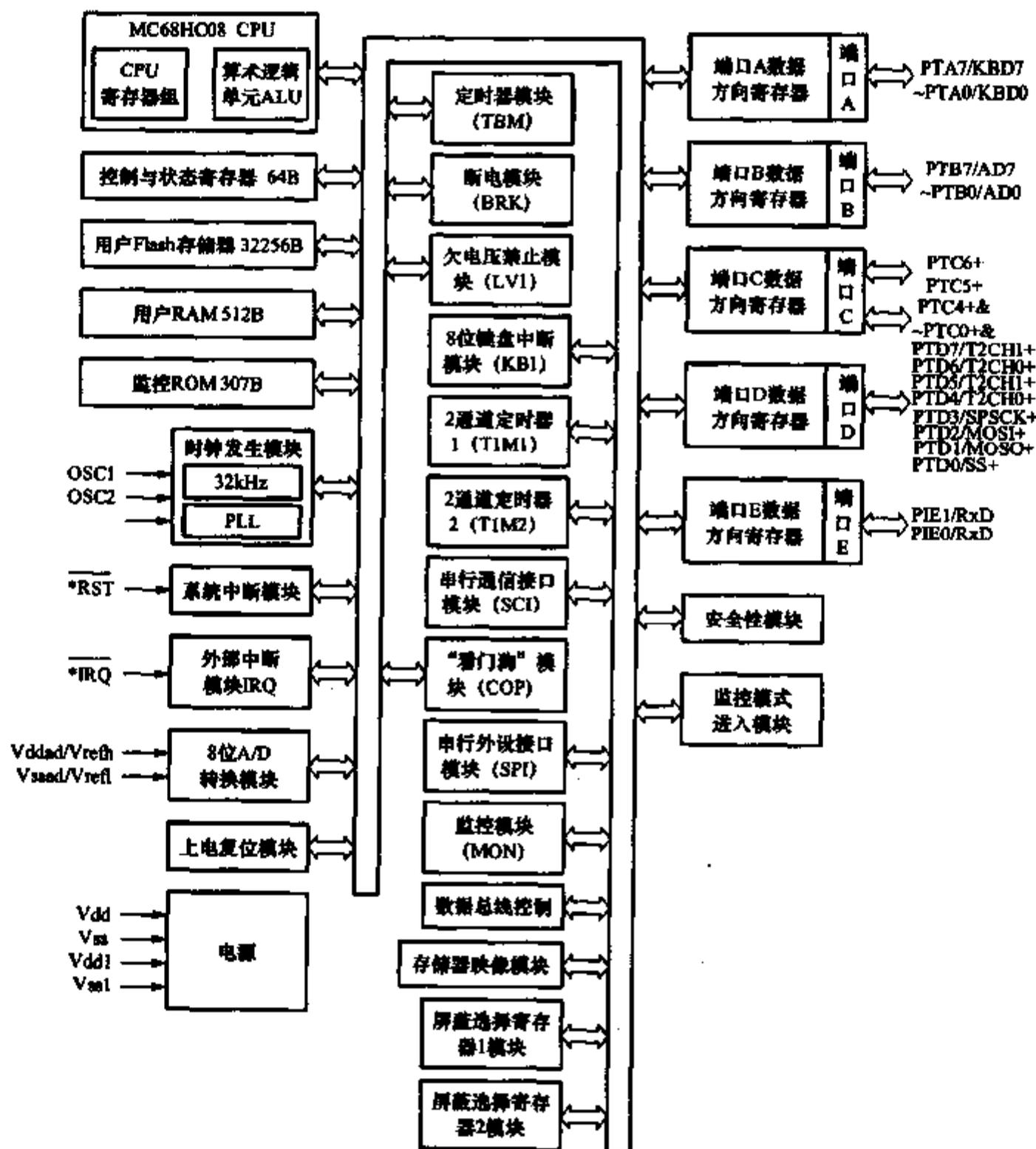


图 3-24 MC68HC908 功能结构框图

3.7.2 硬件实现

图 3-25 是 MC68HC908GP32 控制无刷无传感器型直流电机系统的硬件结构图。该系统的核心器件是 MOTOROLA 的 MC68HC908GP32 微控制器，其 PTA 口用于按钮命令和电机转子位置信号检测输入；PTB 口用于输出触发各开关管（场效应晶体管）；PTC 口用于点亮相关信号灯。PWM 信号通过触发逻辑电路与对应管的

开关信号相与（调制）后加在开关阵列的下半桥（即 VT4、VT6 和 VT2）上。转子位置检测电路用于采集反映电机转子空间位置的反电动势，该反电动势是一个经过 PWM 信号调制后的正弦波，位置检测电路将该正弦波进行滤波、隔直处理后送往过零比较电路得到占空比为 50% 的方波信号，再送往 CPU 进行转子位置判断。

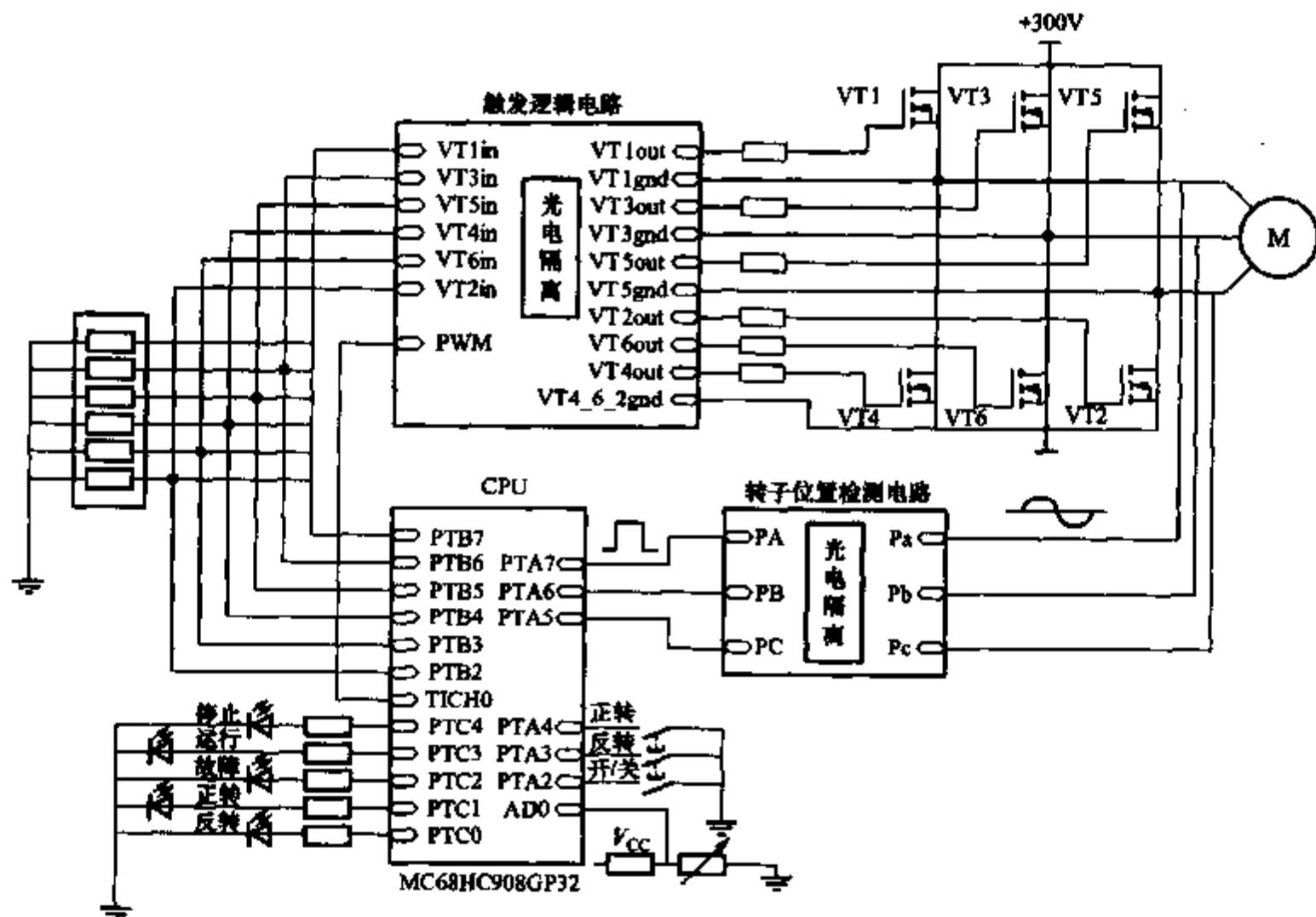


图 3-25 控制系统硬件结构图

3.7.3 无刷无传感器型直流电机控制方案

下面以正向旋转为例，阐述无刷无传感器型直流电机的控制过程。图 3-26 所示为三相星形桥式无刷直流电机的换流原理。

采用二相导通星形三相六状态控制策略时，其换流过程分析如下（令“=1”表示“开”，“=0”表示“关”）：

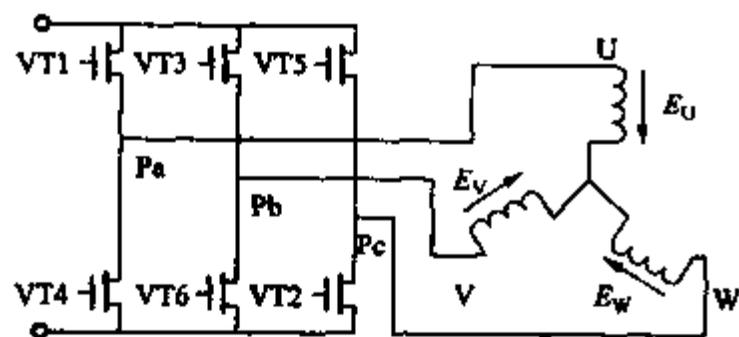


图 3-26 三相星形桥式无刷直流电机换流原理图

当 $T = 0^\circ$ 时， $VT1 = 1$ ， $VT6 = 1$ ，电流：电源 + \rightarrow $VT1 \rightarrow U \rightarrow V \rightarrow VT6 \rightarrow$ 电源 -；

当 $T = 60^\circ$ 时， $VT1 = 1$ ， $VT2 = 1$ ，电流：电源 + \rightarrow $VT1 \rightarrow U \rightarrow W \rightarrow VT2 \rightarrow$ 电源 -；

当 $T = 120^\circ$ 时， $VT3 = 1$ ， $VT2 = 1$ ，

电流：电源 + → VT3 → V → W → VT2 → 电源 - ；

当 $T = 180^\circ$ 时，VT3 = 1，VT4 = 1，电流：电源 + → VT3 → V → U → VT4 → 电源 - ；

当 $T = 240^\circ$ 时，VT5 = 1，VT4 = 1，电流：电源 + → VT5 → W → U → VT4 → 电源 - ；

当 $T = 300^\circ$ 时，VT5 = 1，VT6 = 1，电流：电源 + → VT5 → W → V → VT6 → 电源 - ；

当 $T = 360^\circ$ 时，VT1 = 1，VT6 = 1，电流：电源 + → VT1 → U → V → VT6 → 电源 - 。

因此可以看出，只要转子在合适的位置及时准确地切换相应的开关管进行换流，电机就能平稳旋转并获得最大的转矩。对于有传感器的电机而言，转子的位置可以由传感器（通常是霍尔元件或磁阻元件）检测。在正转时转子的位置和各开关的对应状态如图 3-27 所示。

但是对于没有传感器的直流电机如何检测转子的位置，我们以图 3-26 为例，当 $T = 120^\circ$ 时，VT3 = 1，VT2 = 1，VT1 = 0，此时电机的 V、W 两相通电，而 U 相悬空，在 U 相感应的反电动势 E_U 与转子的位置有关，该电动势是一个正弦信号，其过零点就是转子处于对应磁极的换相点。同样， E_V 和 E_W 也反映了对应的转子空间位置。只要检测出这些反电动势就可以确定转子的位置。在后面的叙述中我们将结合具体应用进一步阐述。

无刷直流电机的转矩公式和转速公式与直流电机一样

$$M = C_M \Phi I = kI \quad (3-11)$$

$$n = \frac{U - RI}{C_E \Phi} = n_0 - \Delta n \quad (3-12)$$

$$I = \frac{U - C_E \Phi n}{R} \quad (3-13)$$

式中 C_M ——电磁转矩系数；

Φ ——气隙磁通；

k ——当 Φ 为常数时的电磁转矩系数；

R ——励磁绕组电阻值；

C_E ——电动势系数；

N_0 ——电机理想空载转速；

Δn ——负载情况下的转速降落。

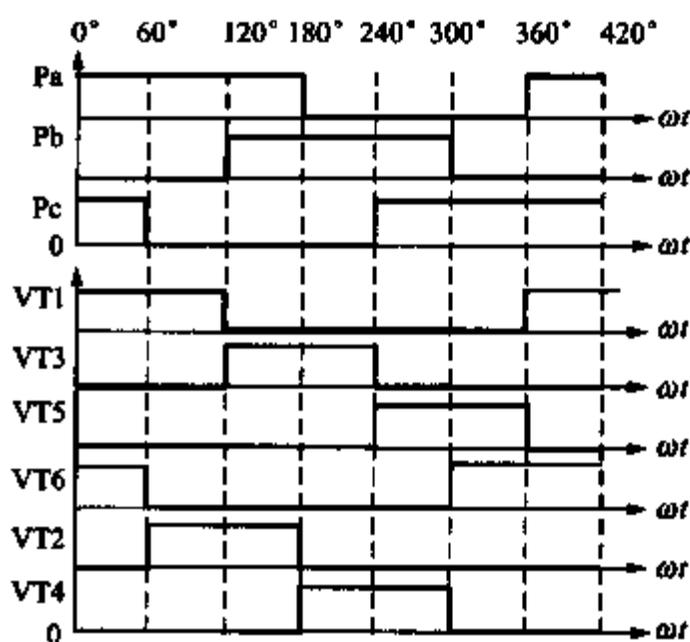


图 3-27 正转时转子位置与开关状态图

式 (3-11) 表明, 电机电磁转矩 M 可以通过调节励磁电流 I 来控制; 式 (3-12) 表明, 速度 n 可由电压 U 进行控制; 式 (3-13) 表明, 电流 I 又可通过调节电机的端电压 U 来进行调节。因此对电机转矩和电流的控制归结为通过控制开关管的通断来调节电机的端电压。当转速低时, 反电动势小, 为了维持所需的负载电流, 要求电压低, 反之要求电压高。因此对速度和电压要求进行协调控制, 即应维持一定的电压/频率 (速度) 比不变。

为了得到一个可以调节的直流电压, 我们采用当前广泛使用的脉宽调制方式进行脉冲宽度调制调压。如图 3-28 所示, 输出电压的均值

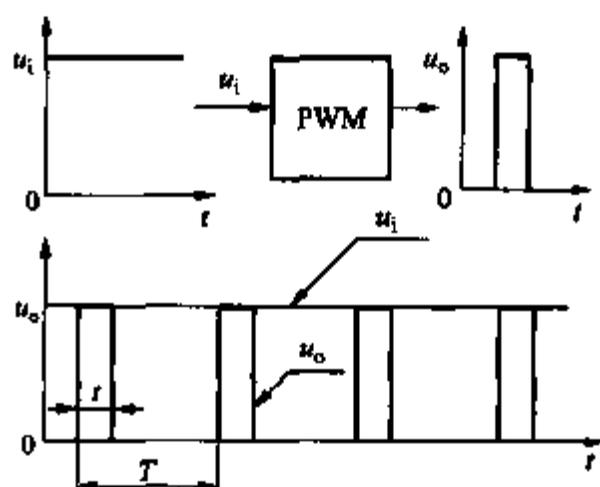


图 3-28 脉宽调压原理

$$u_o = \frac{t}{T} u_i = \alpha u_i$$

式中 α ——占空比。

改变占空比即可改变输出电压值。

3.7.4 软件编程

控制系统的主程序如图 3-29 所示。初始化部分主要设定 CPU 各 I/O 口及内部模块的工作模式。图 3-30 所示为正转的控制流程, 其关键是在转子位置跟踪控制过程中如何根据检测到的转子位置信号对相应的开关管进行触发。在图 3-27

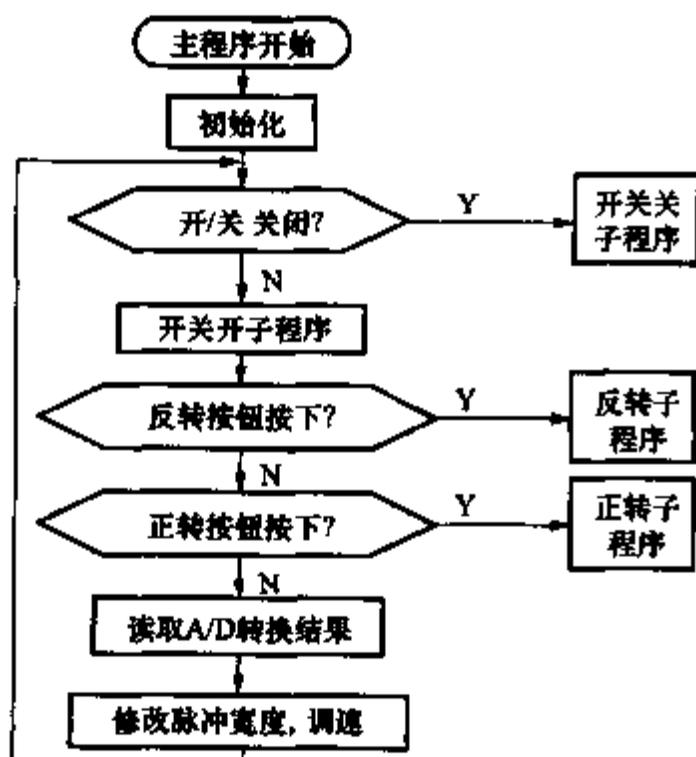


图 3-29 主程序框图

中, 理论上的触发点应该是: P_a 上升沿时, $VT5 = 0, VT1 = 1$; P_a 下降时, $VT2 = 0, VT4 = 1$; 但由于转子位置检测电路具有相位延迟作用, 它检测到的过零点并不是真正的转子位置过零点, 因此有必要进行相位校正。转子位置检测电路的移相程度与该电路的结构、参数及位置信号的频率有关。对于具体的电路, 其结构和参数是固定的, 因此如果要进行速度控制, 就应当测试出转子位置检测电路的相位特性, 并制成频率-相移特性表, 供 CPU 在不同的频率控制下使用。要得到相移特性有三个途径:

- 1) 求出检测电路的传递函数, 并进

而得出其相频特性。

2) 用一个具有位置传感器的电机进行比对试验, 在各种频率下求得该电机转子的实际位置信号与 CPU 的 PTA 口所检测到的位置信号进行比较, 其相位差值就是检测电路的相移。

3) 用信号发生器在检测电路的输入端注入各种频率的正弦信号, 在 PTA 口 (检测电路输出端) 检测对应的输出信号, 比较其相位。由于在实际的物理系统中, 只能进行相位延迟控制, 因此即使是需要进行超前相位校正, 也只能转化为延迟相位校正。

由于在起动之初, 没有转子位置信号, 所以此时进行的是同步起动, 即按一定的电压/频率比, 给电机施加一个固定频率的周期电压 (正转则按照本文前面所述的换流过程循环触发各开关管) 强迫电机起动。一旦电机起动成功, 就能够输出转子位置信号, CPU 在捕获到转子位置信号后就退出同步起动状态, 并切换到转子位置跟踪控制运行状态。在这种情况下, 系统可以在电机转子的合适位置进行通电切换, 从而保证电机获得最大转矩、最小电流和最平稳的运行状态。

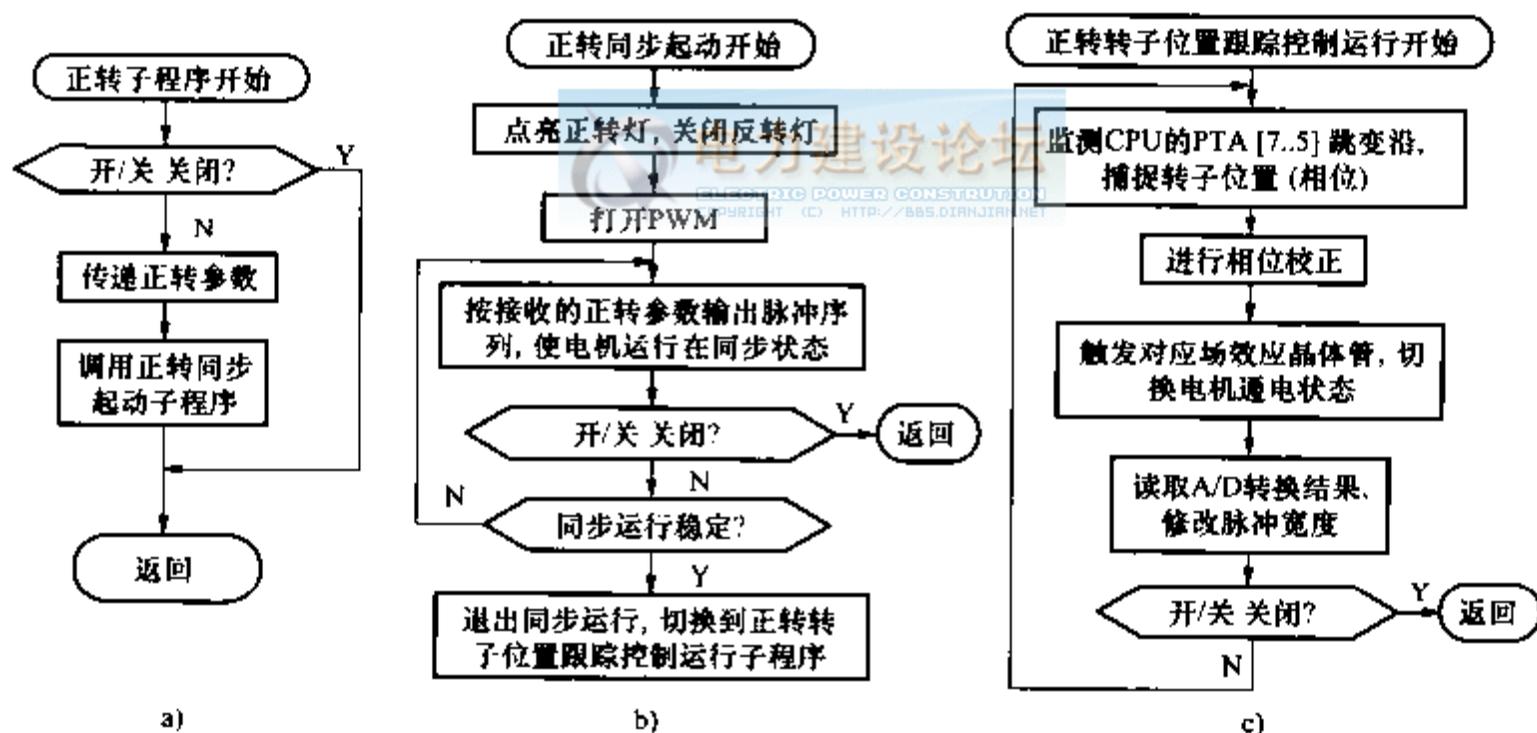


图 3-30 正转控制流程

a) 正转起动了子程序 b) 正转同步起动了子程序 c) 正转转子位置跟踪控制子程序

3.8 ML4425 无位置直流电机控制电路

3.8.1 概述

ML4425/4426 是 MICROLINEAR 公司推出的智能型无刷电机专用控制器, 可用于

为三相无刷电机提供封闭回路的换向控制信号，同时利用 PWM 模式还可对电机速度进行控制并对电机进行必要的保护。ML4425/4426 的特点如下：可进行简单的变速控制；所有重要电流均由一个单独的外接电阻器决定，设置比较简单；电机起动和停止可以利用电路的电源完成；起动定时序列由两个电容器完成；可独立运行控制功能，且外围电路简单；采用了新的反电动势换向技术，能提供最小的无抖动转矩；可进行最大效率的 PWM 控制；具有换向 PLC，可有效抑制 PWM 尖峰噪声信号。

3.8.2 引脚功能

ML4425/4426 由压控振荡器 (VCO)，PWM 速度控制器、高端栅极驱动器、低端栅极驱动器、PWM 电流控制器、换向控制器、反馈取样电路及电源显示等部分构成。

ML4425/4426 采用 28 脚 SOIC 和 32 脚 TQFP 两种封装形式，图 3-31 所示为 28 脚 SOIC 封装的引脚排列，各引脚的功能说明如下：

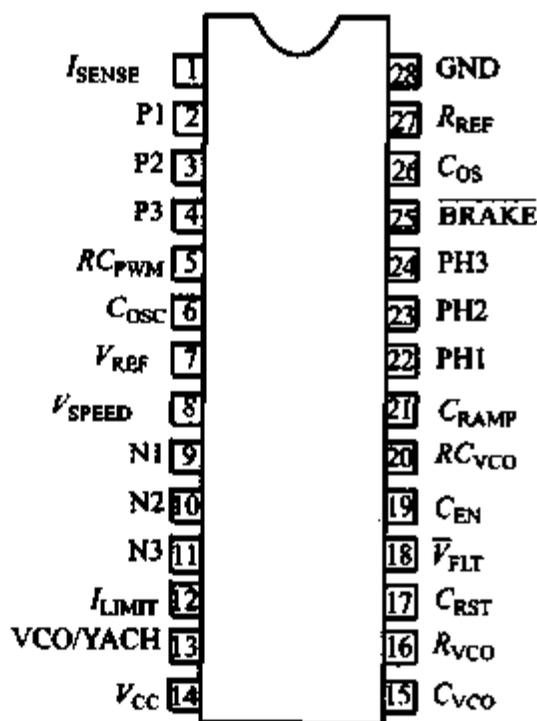


图 3-31 ML4425/4426 的引脚排列

引脚 1 (I_{SENSE})：电机电流感应输入端。此引脚接大约 0.5V 信号时，可产生 I_{LIMIT} 。

引脚 2~4 ($P1 \sim P3$)：分别用于驱动外部 P 通道功率器件以驱动电机 PH1、PH2、PH3。

引脚 5 (RC_{PWM})：内部 G_M 放大器外接阻容网络连接端。此引脚连接的阻容元件与其他部件一起决定速度回路的零极点。

引脚 6 (C_{OSC})：PWM 振荡器定时电容连接端。此端所连电容器决定 PWM 振荡器的频率。使用 1nF 电容时，PWM 振荡器的振荡频率约为 25kHz。

引脚 7 (V_{REF})：参考电压输出端，用于为速度设定提供参考。

引脚 8 (V_{SPEED})：速度控制输入端。此引脚的电压可用于控制速度回路中的放大器，以达到控制电机速度的目的。

引脚 9~11 ($N1 \sim N3$)：驱动输出。分别用于驱动外部三个 N 沟道 MOSFET 功率器件以驱动电机的 PH1、PH2、PH3。

引脚 12 (I_{LIMIT})： I_{SENSE} 阈值控制端。改变此引脚电压可降低内部的阈值设置电压。

引脚 13 (VCO)：压控振荡器输出端。

引脚 14 (V_{CC})：电源。

引脚 15 (C_{VCO})：VCO 定时电容连接端。

引脚 16 (R_{VCO})：VCO 电流设置端。使用时应外接一电阻（一般 R_{VCO} 取

80k Ω)。

引脚 17 (C_{RST}): 复位端。此引脚为低电位时, 器件处于复位状态。

引脚 18 (V_{FLT}): 电源状态显示输出。此引脚为“0”时, 表示电源处于低电压; 为“1”时, 表示电源处于高电压状态。

引脚 19 (C_{EN}): 斜坡保持电容连接端。

引脚 20 (RC_{VCO}): VCO 回路滤波器件接入端。应用时此引脚外接阻容元件。

引脚 21 (C_{RAMP}): 斜坡速度给定电容连接端。

引脚 22 ~ 24 (PH1 ~ PH3): 三个电机端点的连接端。

引脚 25 (BRAKE): 制动状态控制端。此引脚为“0”电位时, 电机处于制动状态。

引脚 26 (C_{OS}): 外部电容连接端。

引脚 27 (R_{REF}): 多电流设定电阻连接端。所有重要电流的设定均由此引脚所连的电阻决定。

引脚 28 (GND): 信号及功率公共地。

3.8.3 工作原理

图 3-32 所示是 ML4425/4426 无刷电机控制器的内部结构及运行原理图。下面从起动、运行、制动等三个方面对 LM4425/4426 的工作原理进行说明。

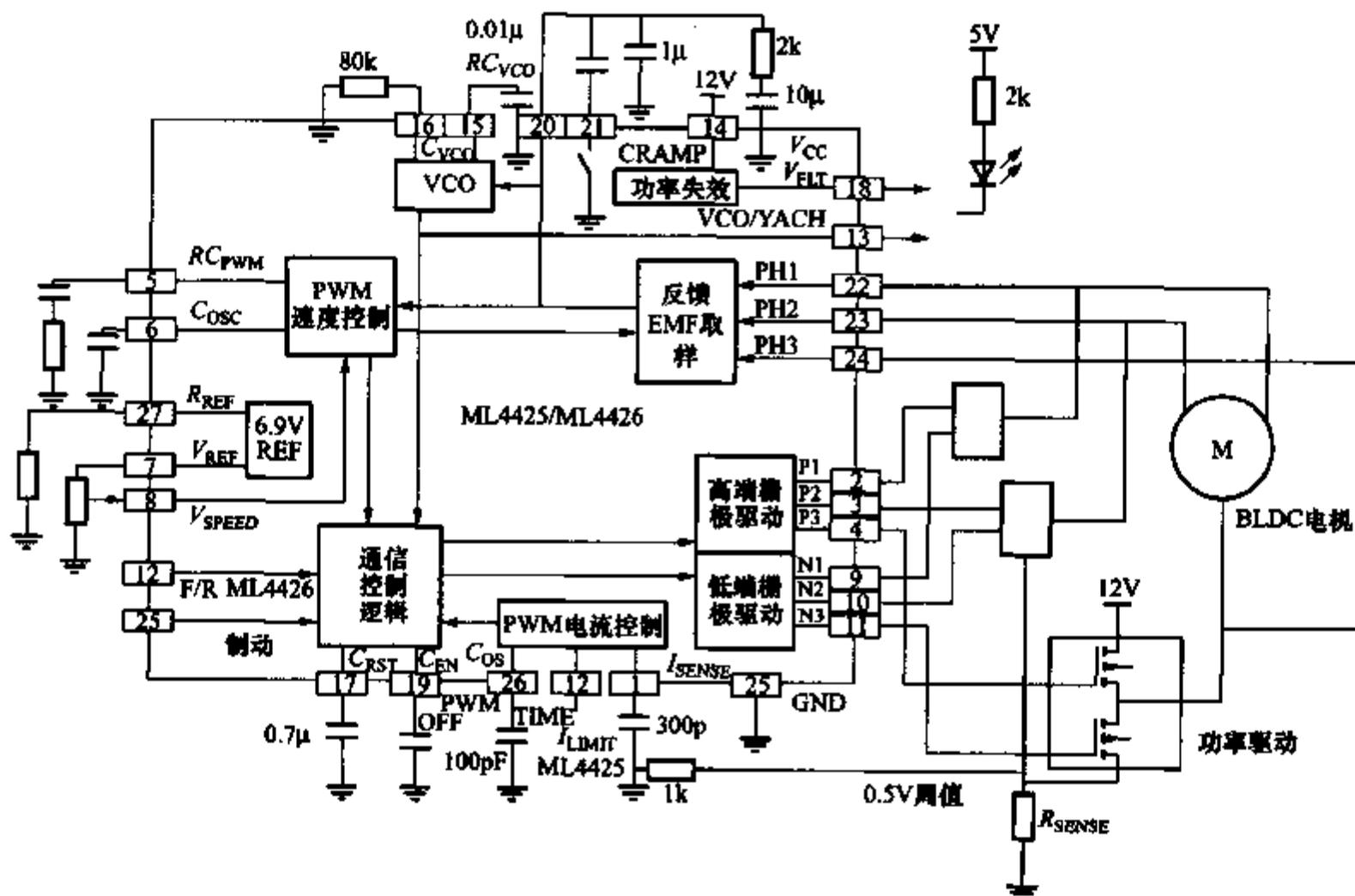


图 3-32 ML4425/4426 结构、原理及典型应用电路

(1) 系统的起动 由 ML4425 所组成的无刷直流电机控制器的起动分为校准、斜升、运转几个阶段。在校准阶段，系统处于复位状态，17 脚 (C_{RST}) 处于低电平，复位校准的时间可通过调整电容 C_{RST} 设定。此时 MOSFET 功率管 P1、P3 和 N2 导通，电机转子在电磁力的作用下强制对准在 A 状态前面 30° (电角度) 位置上，为起动做准备。表 3-9 中给出了输出的换相状态顺序。

表 3-9 换相状态表

状态	输出						采样
	N1	N2	N3	P1	P2	P3	
R		ON		ON		ON	—
A			ON	ON			PH2
B			ON		ON		PH1
C	ON				ON		PH3
D	ON					ON	PH2
E		ON				ON	PH1
F		ON		ON			PH3

复位校准完成后，当 ML4425 的 17 脚 (C_{RST}) 电位达到 1.5V 时，19 脚 (C_{EN}) 开始充电。同时，ML4425 的内部电流将向 RC_{VCO} 充电，这使得压控振荡器 (VCO) 的频率开始斜升，直到 19 脚达到 1.5V 为止，这一过程称为斜升。可以通过调整电容 C_{RAMP} 来决定斜升的加速度，电容 C_{EN} 决定了斜升状态的持续时间。在 19 脚达到 1.5V 时，斜升阶段应使得电机的速度高到足以产生可探测到反电动势，并允许系统开始闭环运行。反电动势检测电路如图 3-33 所示。

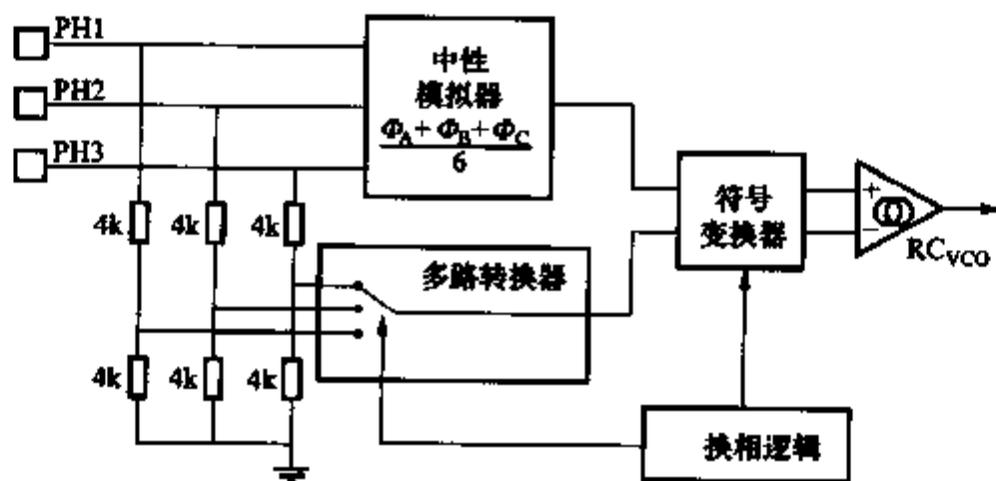


图 3-33 反电动势检测电路

在获得反电动势时，正如表 3-9 所示，是通过检测悬空相的端电压，此时该相的端电压等于其感应电动势，由于永磁无刷直流电机中的电枢反应是交轴方向，对于主磁通的影响较小，因而可以近似认为绕组中的感应电动势等于反电动势，而绕组反电动势的过零点就发生在该相绕组悬空的期间。所以通过检测该相的端电压可以间接检测该相反电动势的过零点，以确定换相时序，实现自闭环运行。

此电路包括了中点模拟器、多路转换器、符号变换器等电路。由于有了中点模拟器，不必从电机三相绕组中引出中线。它能检测出相绕组的反电动势波形，并进行采样，以确定转子当前的相位，决定换相频率应当增加还是减小。换相频率与采样反电动势相位比较，落后的换相使误差放大器向 20 脚所接的环路滤波器充电，从而增大 VCO 输入。相反，提前换相将会引起 20 脚上电容放电，使 VCO 输入减小。利用此相同步逻辑（PLL）技术，获得适当的换相时刻。三个 PH 端对地的输入阻抗只有 $8\text{k}\Omega$ ，故对较高电压的电机，须用电阻分压后才从 PH 端输入，使此三端输入电压的最大值不超过电压 V_{CC} 。

(2) 系统的闭环运行 在系统的闭环运行状态中，一方面，20 (RC_{VCO}) 脚的电平电压在充电电流的作用下不断上升，另一方面，ML4425 内部的锁相环电路不断对电机的反电动势进行检测以确定电机的当前转速，两路信号经过片内的误差放大器来控制压控振荡器输出驱动信号，直到 20 脚电平与 8 脚电平相等。此时，电机电流仅受限流作用。当电机转速达到给定值后，片内的 PWM 电流控制器开始工作，控制电机的电流并保持电机转速恒定。速度控制回路如图 3-34 所示。

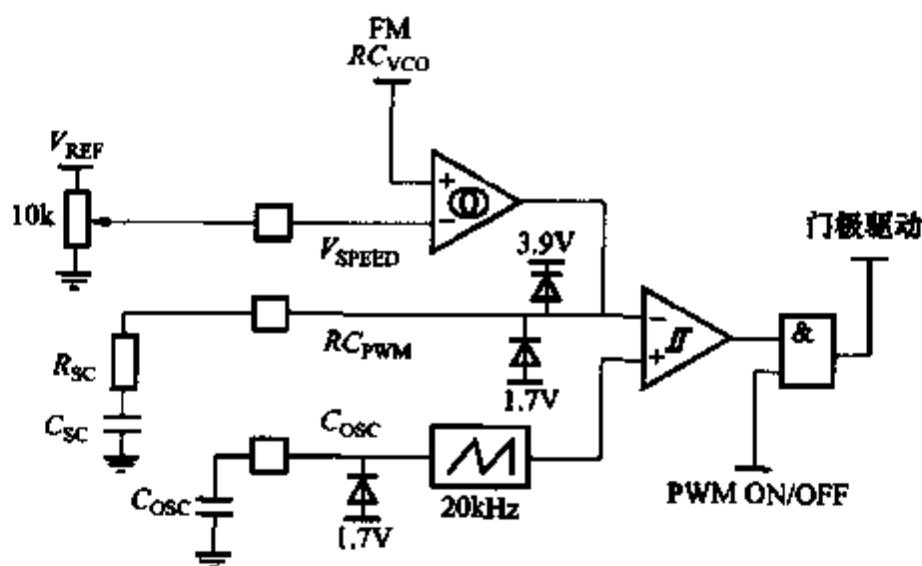


图 3-34 速度控制回路

电流的 PWM 控制主要由电流门槛电压设置、电流采样、PWM 波生成等几个环节组成。系统通过采样电阻 R_{SENSE} 进行电流采样，获得一与电流成比例的电压信号，此信号输入 1 脚经放大后与电流门槛电压比较，以确定电流控制 PWM 波的占空比。当 1 脚的电压值超过大约 0.5V 时，内部电流门槛电压为 2.5V 。此时，低端栅极驱动器输出关断信号，其持续时间由 26 脚所接定时电容 C_{os} 决定。此外，也可以通过改变 12 脚 (I_{limit}) 的电压值来改变内部电流门槛电压。

(3) 系统参数的选择

1) R_{SENSE}

R_{SENSE} 用来产生与电机电流成正比的电压信号，以达到限流的作用。 R_{SENSE} 的大小由下式决定

$$R_{SENSE} = 0.5 / I_{MAX} \quad (3-14)$$

式中 I_{MAX} ——电机的最大工作电流。

2) I_{SENSE} 滤波器

I_{SENSE} 滤波器是与电流检测信号串联的 RC 低通滤波器。该滤波器能滤除触发单稳态电路的噪声尖峰电压。通常 $R = 1k\Omega$, $C = 330pF$, 此时的时间常数为 $330ns$ 。滤波时间常数不能超过 $600ns$, 否则将影响单稳态电路的限流反应速度。

3) C_{os}

当系统处于限流状态时, 低端栅极驱动器输出关断信号的持续时间由电容 C_{os} 决定。 C_{os} 的大小可由下式得到

$$C_{os, MAX} = \frac{1.11 \times V_{motor} - 5 \times 10^{-6}}{947.4} \quad (3-15)$$

式中 V_{motor} ——电机绕组的端点压。

4) C_{rst}

复位电容 C_{rst} 决定了校准阶段的持续时间, 它的大小可由下式得到

$$C_{rst} = \frac{t_s \times 0.75}{1.5} \quad (3-16)$$

$$\text{其中: } t_s = \frac{3}{\zeta [NK_t I_{MAX} / (\pi J)]^{1/2}}$$

式中 ζ ——电机和负载的黏滞阻尼系数;

K_t ——转矩常数;

J ——电机和负载的转动惯量。

5) C_{en}

电容 C_{en} 决定了斜升阶段的持续时间, 它的大小可由下式得到

$$C_{en} = \frac{1.27 \times 10^{-12} J}{C_{vco} NK_t I_{MAX}} \quad (3-17)$$

6) C_{osc}

该电容可设定 PWM 的振荡器频率。若频率低于 $20kHz$, 电机磁力控制效应将引起噪声; 若频率高于 $30kHz$, 输出驱动器的转换损耗将会增大。 C_{osc} 电容为 $1nF$ 时, 可获得最佳频率 $25kHz$ 。

7) VCO 和相位检测器计算

压控振荡器 VCO 和相位检测器所需的电容 C_{VCO} 可由以下推导得出。VCO 工作的最高频率 f_{MAX} 与电机的最高工作转速 RPM (r/min) 关系为

$$f_{MAX} = 0.05N \times \text{RPM} \quad (3-18)$$

式中 N ——电机的极数。

VCO 的增益 K 与电容 C_{VCO} 的关系为

$$K = \frac{2.24 \times 10^{-6}}{C_{VCO}} \quad (3-19)$$

线性近似后 VCO 的工作频率可表示为

$$f = KV_{RC}$$

V_{RC} 为 20 脚的电压。因此, 可得到下式

$$V_{RC} = \frac{0.05N \times \text{RPM} C_{VCO}}{2.42 \times 10^{-6}} \quad (3-20)$$

令 V_{RC} 等于 3.75V, 此时电容 C_{VCO} 为

$$C_{VCO} = \frac{1.815 \times 10^{-4}}{N \times \text{RPM}} \quad (3-21)$$

如图 3-35 所示, 反电动势锁相环的相位检测器是由反电动势相位检测和放大器 (G_m) 组成, 20 脚 (RC) 端外接环路滤波器。此滤波器 R 、 C_1 、 C_2 可按下面的方法计算。

滤波器的输入阻抗为

$$Z = \frac{1(s + \omega_1)}{C_1 s(s + \omega_2)} \quad (3-22)$$

式中, 超前和滞后的频率为

$$\omega_1 = \frac{1}{RC_2}; \quad \omega_2 = \frac{C_1 + C_2}{RC_1 C_2} \quad (3-23)$$

取 $\omega_1 = 10\omega_2$, 有

$$C_1 = \frac{3.152 \times 10^{-4} K_e \times \text{Atten}}{N} \quad (3-24)$$

$$C_2 = 9C_1 \quad (3-25)$$

$$R = \frac{1.117 \times 10^5}{K_e \times \text{Atten} \times \text{RPM}} \quad (3-26)$$

式中 Atten——反电动势衰减常数;

K_e ——反电动势常数。

8) R_{VCO} 和 R_{REF}

正常运行时, R_{VCO} 应为 80.6k Ω , R_{REF} 应为 137k Ω 。

9) R_{ESI}

当电机的电压超过 12V 时, 检测输入端需串联衰减电阻, 以防止取样电压超过 12V。相位检测端输入阻抗为 8k Ω , 所需的外部电阻由下式决定

$$R_{ESI} = 670 \times (V_{MOTOR} - 10) \quad (3-27)$$

3.8.4 典型应用电路

ML4425/4426 的典型外围元器件的连接方法也可参见图 3-36 所示。对于不同

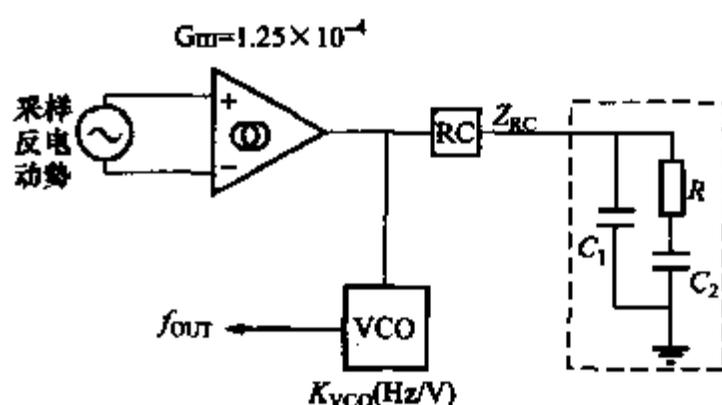


图 3-35 锁相环

的使用，有些外围元器件的值应作相应调整。

图 3-36 是以 ML4425/4426 为核心构成的驱动高电压电机的实际电路。该电路中外接的功率驱动电路由六只大功率 MOSFET 和一块 IR2130 前级驱动芯片组成，该电路可以驱动电机的正转、反转和制动等。电路中没有使用霍尔传感器，而是用 $R_{13} \sim R_{15}$ 的电压降作为信号反馈（这是该电路的特殊点）来控制电机恒速运转。调节 R_{20} 可以改变电机的运转速度。S1 为正、反转控制开关，S2 为起动/制动控制开关。

如果驱动较低电压的电机（如 24 ~ 80V），则可将一块 IR2130 省去而直接由六只大功率 MOSFET 来驱动，这样可以降低电路成本。

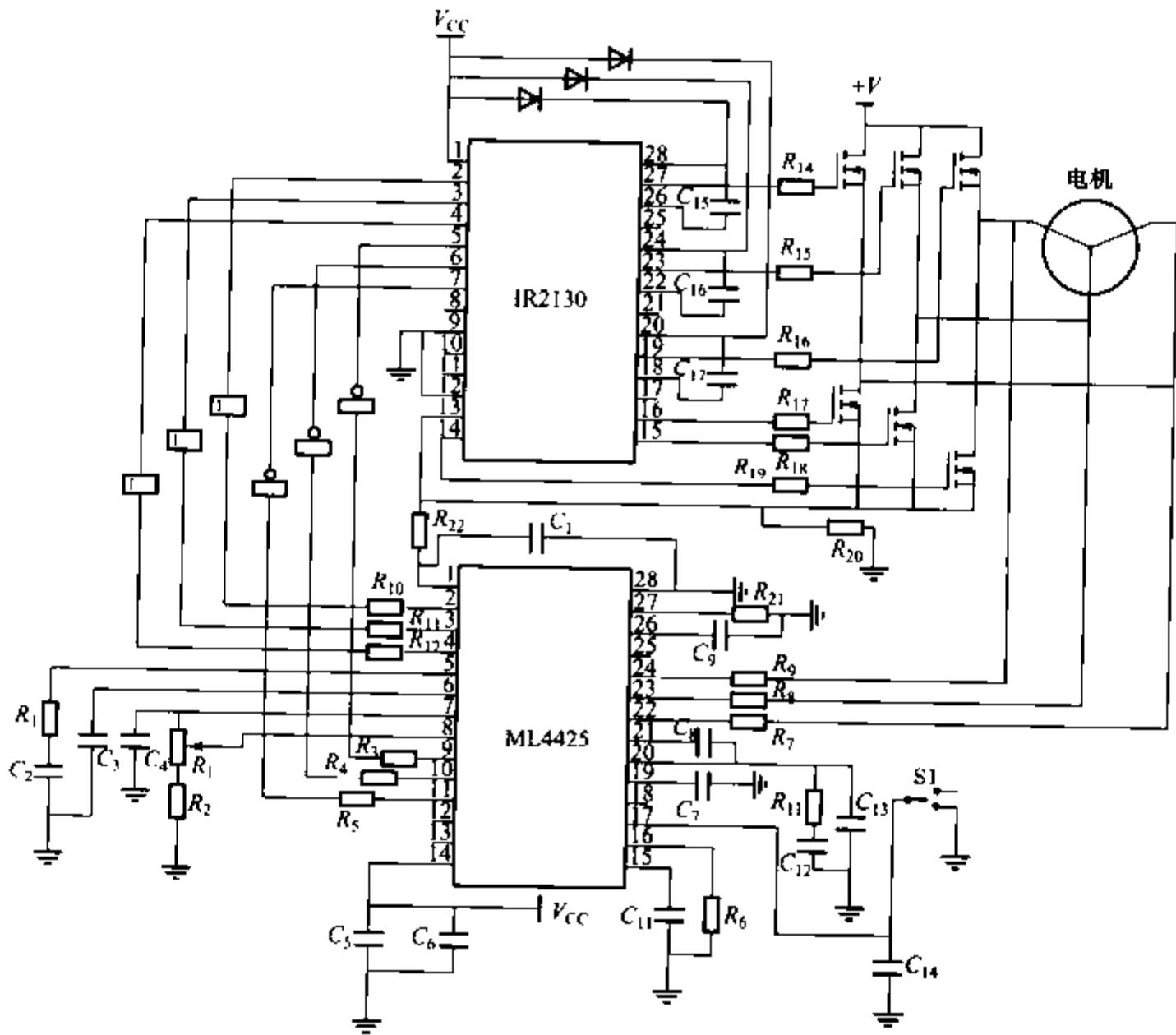


图 3-36 高电压电机驱动电路

3.9 MLX90401 三相无刷直流电机专用控制器

3.9.1 概述

MLX90401 是一片三相无刷直流电机专用控制器集成电路，可用于高性价比、

低成本的电机控制、通用伺服控制或其他闭环应用系统中。由于采用了高集成度 CMOS 逻辑设计技术, MLX90401 芯片具有高压 (60V) 驱动能力, 其分离的低成本 N 沟道功率 MOSFET 也降低了整个系统的成本。MLX90401 可提供从霍尔位置感应到 N 沟道功率 MOSFET 驱动所需的全部逻辑控制。由于该器件内置自举电压, 因而可全部采用 N 沟道 MOSFET 来进行驱动。另外, MLX90401 还可通过外部设置来对电机的转速、正/反转、使能、刹车和 $60^\circ/120^\circ$ 相位选择进行控制。

该芯片采用 24 脚 SOIC 封装, 引脚分布如图 3-37 所示, 引脚的功能定义见表 3-10 所列。

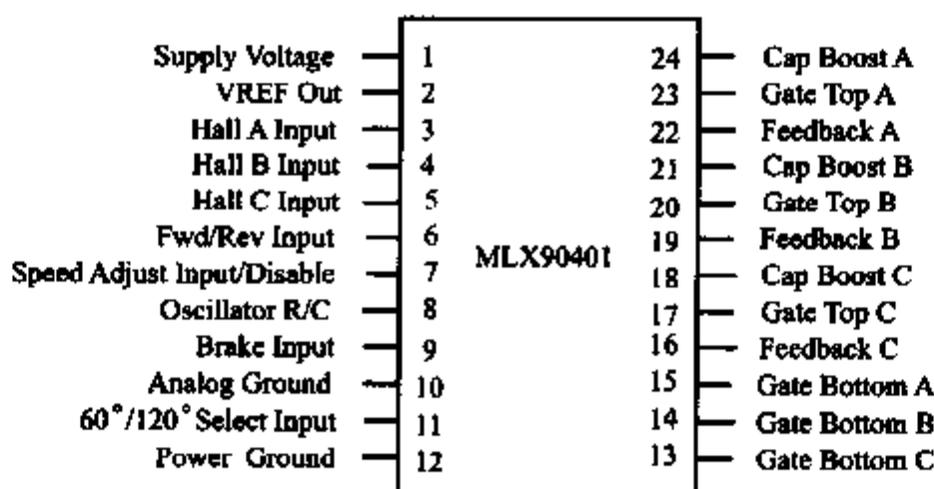


图 3-37 引脚分布图

表 3-10

引脚功能定义表

引脚	符号	引脚功能描述
1	Supply Voltage	电源电压
2	VREF Out	参考电压输出, 用于霍尔 IC、自举电路等
3~5	Hall A B C	霍尔元件信号输入, 内置 $3.3\text{k}\Omega$ 上拉电阻到 5V
6	F/R Input	正/反控制信号输入, 高电平为正转, 低电平为反转
7	Speed Adjust Input	转速调整输入使能, 低电平有效
8	R/C	用于设置振荡器频率
9	Brake Input	低电平电机减速停止, 内置 $3.3\text{k}\Omega$ 上拉电阻到 5V
10	Analog Ground	模拟部分公共地
11	Select Input	$60^\circ/120^\circ$ 选择, 内置 $3.3\text{k}\Omega$ 上拉电阻到 5V
12	Power Ground	数字输出和驱动电路公共地
13~15	Gate Bottom A B C	直接驱动下桥功率 MOSFET
16, 19, 22	Feedback A B C	为上桥驱动提供电压, 接自举电容
17, 20, 23	Gate Top A B C	直接驱动下桥功率 MOSFET
18, 21, 24	Cap Boost A B C	为上桥驱动提供电压, 接自举电容, 提供自举反馈

3.9.2 功能框图及工作原理

MLX90401 包含有三相无刷直流电机开环应用的所有控制功能，同时可提供霍尔位置传感器换向功能，还可为合适的换向序列提供转子位置解码及为霍尔 IC 供电的参考电压。另外，MLX90401 还包含有频率可编程的锯齿波振荡器的脉宽调制器及三个上桥和三个下桥驱动器等。由于 MLX90401 采用的是综合自举电压和充电泵技术，因此可以用一个自举电压去驱动上桥 N 沟道功率 MOSFET，从而全部采用 N 沟道功率 MOSFET 以降低整个系统的成本。除此之外，MLX90401 还具有速度控制、正/反转、刹车和使能、欠电压锁定和 60°/120° 相位选择等功能。

图 3-38 是 MLX90401 的内部功能框图。表 3-11 是 MLX90401 实现不同功能的真值表。

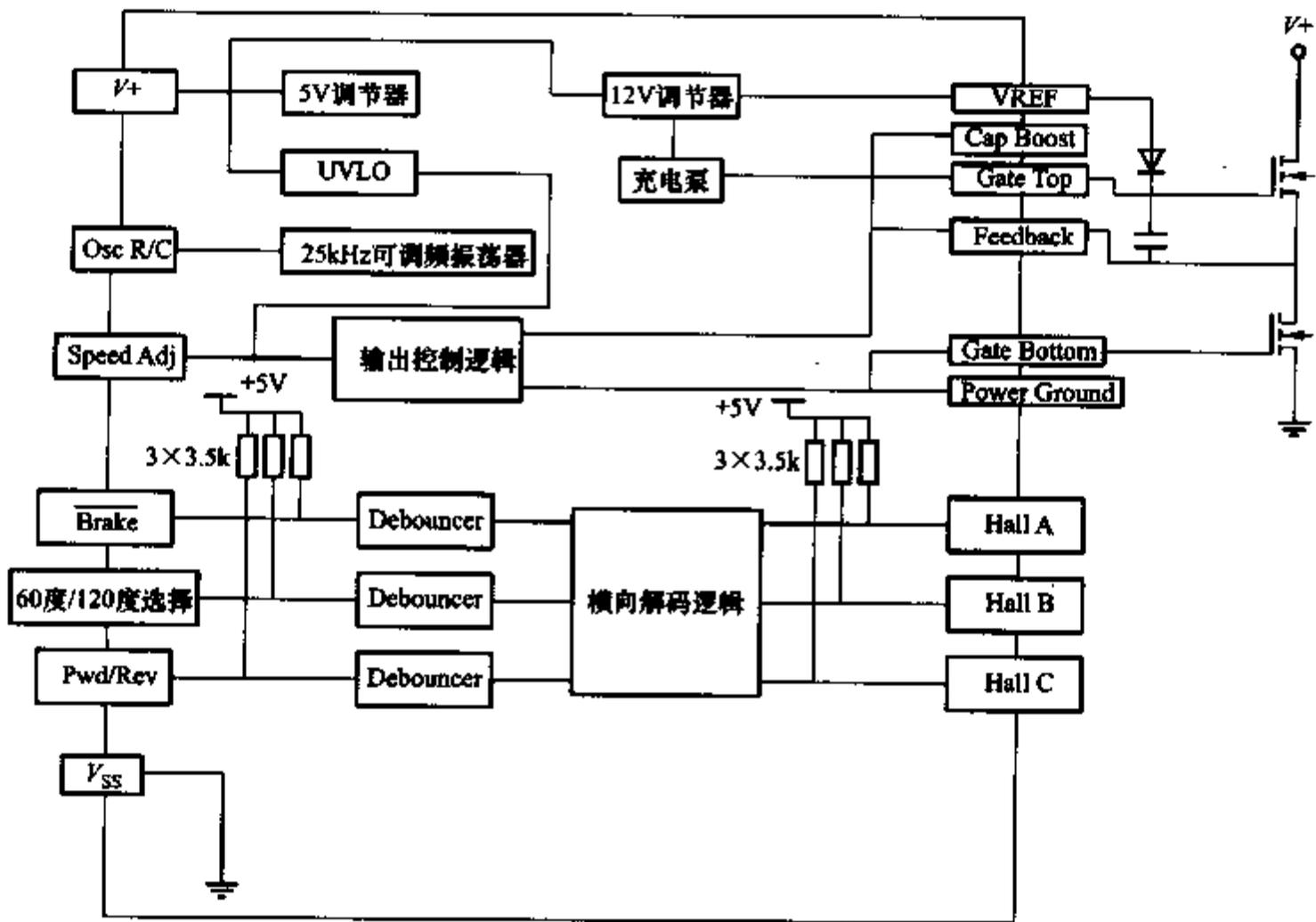


图 3-38 MLX90401 内部功能框图

表 3-11 功能真值表

转子位置	霍尔位置输入		正/反转	驱动输出		
	感应相位			上桥驱动	下桥驱动	相位
	60°	120°		A _T B _T C _T	A _B B _B C _B	PA PB PC
0°	0 0 0	1 0 1	1 1	1 0 0	0 1 0	- - V
60°	1 0 0	1 0 0	1 1	1 0 0	0 0 1	- - V

续表

转子位置	霍尔位置输入			驱动输出		
	感应相位		正/反转	上桥驱动	下桥驱动	相位
	60°	120°		A _T B _T C _T	A _B B _B C _B	PA PB PC
120°	1 1 0	1 1 0	1 1	0 1 0	0 0 1	- - V
180°	1 1 1	0 1 0	1 1	0 1 0	1 0 0	V - -
240°	0 1 1	0 1 1	1 1	0 0 1	1 0 0	V - -
300°	0 0 1	0 0 1	1 1	0 0 1	0 1 0	- V -
0°	0 0 0	1 0 1	0 1	0 1 0	1 0 0	V - -
300°	0 0 1	0 0 1	0 1	0 1 0	0 0 1	- - V
240°	0 1 1	0 1 1	0 1	1 0 0	0 0 1	- - V
180°	1 1 1	0 1 0	0 1	1 0 0	0 1 0	- - V
120°	1 1 0	1 1 0	0 1	0 0 1	0 1 0	- - V
60°	1 0 0	1 0 0	0 1	0 0 1	1 0 0	V - -
0°	x x x	x x x	x x x	x x x	x x x	V V V

下面详细说明该器件的工作原理。

(1) 换向解码和输出控制逻辑 MLX90401 内部数字电路主要用于实现从霍尔位置传感器到相应的上、下桥驱动输出序列的切换。其 60°/120° 的相位选择可通过外部引脚 11 来实现。正/反转输入引脚 6 用于改变电机旋转的方向。如果刹车输入引脚 9 为低电平，则下桥导通，上桥关断，电机立即停止旋转。器件内部的 60°/120° 相位选择、正/反转和刹车都加有防颤抖电路，从而可确保控制系统不受噪声和尖峰干扰而进入错误状态，但去除颤抖将同时引起检测信号的延迟。任何一个被施加了去颤的外部信号到信号输出的变化都要经历一定的时间（60°/120° 相位选择和正/反转选择大约需要 25ms，刹车输入大约为 3ms。），因此在起动后，应禁止输出（引脚 7 变为低电平）一定的时间，以实现 60°/120° 相位选择和正/反转去颤抖功能的设定，而且只有等到这些信号输出正常后，停止输出才能生效。

(2) 振荡器 器件内部的锯齿波振荡器的频率由定时元件 R_T 和 C_T 决定。电容 C_T 通过电阻 R_T 从引脚 2 充电，同时通过内部的晶体管放电。锯齿波波峰电压和波谷电压的典型值分别是 0.65V 和 0.3V。出于对音频噪声和输出转换效率之间的折中考虑，建议该振荡器的频率范围选在 20 ~ 30kHz。

(3) 使能功能 引脚 7 为转速调整输入/使能端，可通过外部分压电路设定电机转速，也可以作为使能禁止输入以关断所有的驱动输出，其关断方式可以有很多种。MLX90401 的使能禁止功能优先于刹车功能。因此，如果使能功能禁止激活，则刹车功能无效；而如果在刹车激活时，使能禁止也激活，那么，刹车功能将立即停止。

(4) 脉冲宽度调制器 通过脉冲宽度调制器可提供一种控制电机速度的节能方法。该方法是在换向序列过程中，通过对施加在各自定子绕组上的平均电压进行区别来实现的。当放电时，允许上桥和下桥驱动输出，而当 C_T 的正向锯齿波上升沿大于速度调整输入端时，PWM 比较器将终止下桥输出。但由于惯性电流作用，同时为了使外部上桥功率管的内置反向二极管的功耗达到最小，可将 PWM 也作用于上桥，而将相应的下桥关断，直到上桥导通。图 3-39 所示是其 PWM 定时图。

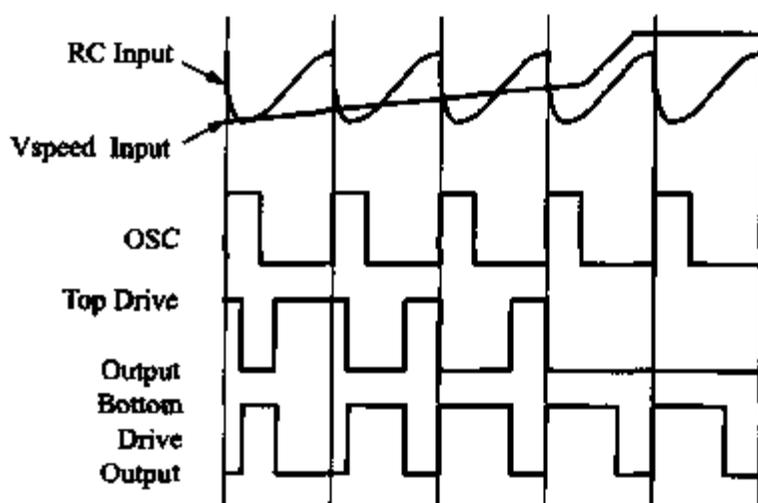


图 3-39 PWM 定时图

(5) 驱动输出 推挽驱动的下桥一般位于 12V 参考电压和公共端之间。上桥驱动通常采用改善的推挽结构以保证上桥功率 MOSFET 的正确驱动。

3.9.3 典型应用

图 3-40 是利用 MLX90401 对无刷直流电机进行控制的实际应用电路。

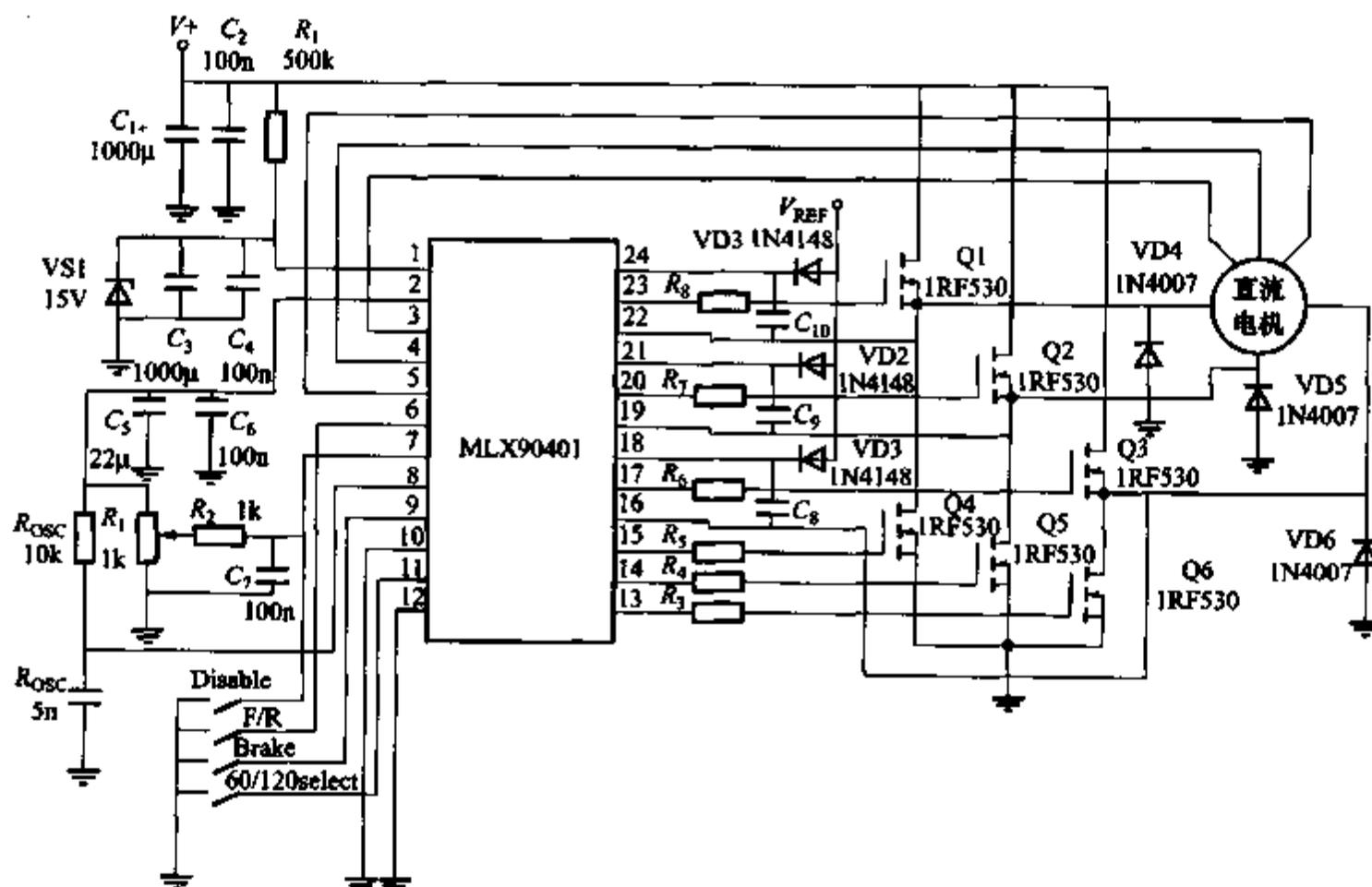


图 3-40 MLX90401 在无刷直流电机控制中的应用

3.10 Si9979Cs 三相无刷直流电机控制集成电路

3.10.1 概述

Si9979Cs 无刷直流电机控制芯片可以在 20 ~ 40V 的电压范围内使用, 结合简单的外围电路对无刷直流电机进行调速、控制, 其系统结构简单, 成本较低。Si9979Cs 是驱动控制小功率直流电机功能比较全面的一种芯片, 体积小, 特别适合于空间要求较小的场合。

3.10.2 Si9979Cs 工作原理

Si9979Cs 内部由输入控制信号逻辑电路、功率放大电路、电源分离悬浮电路、斩波电路及电流反馈信号处理电路等构成。控制信号输入端内部都接上拉电阻, 与电源 V_{DD} 相接, 简化芯片的外围电路。芯片可以通过外围 R_T 电路和 PWM 控制端来控制电机电流及转速。

Si9979Cs 内部的逻辑电路根据来自霍尔组件的换相信号、位置反馈信号、刹车信号 (BRAKE) 和电机转向信号 (DIR), 通过逻辑运算, 分别给 MOSFET 提供驱动信号。功率放大电路可以使 MOSFET 驱动信号进行直接驱动。Si9979Cs 驱动芯片的换相信号, 即霍尔组件信号可以是 60° 电角度, 也可以是 120° 电角度。通过引脚 4 来决定, 引脚 4 接地允许 120° 电角度方式。Si9979Cs 还有其他功能输入引脚, 如 EN、F/R、QS、PWM 等引脚, 根据不同的输入, 可以很方便地控制电机的转向和速度。在过电流保护功能中, 来自于三相 MOSFET 桥的电流在采样电阻上产生一个电压, 把此电压与 Si9979Cs 内部提供的 100mV 参考电压进行比较后产生一个逻辑信号, 并把这个逻辑信号送入 Si9979Cs 的逻辑电路, 据此决定 MOSFET 的开关状态。

Si9979Cs 的 TACH 输出的是换相逻辑脉冲。当换相传感器 (即霍尔元件) 改变其输出状态, 即输出由正变负或由负变正时, TACH 输出一个宽度大约为 500ns 的脉冲。设系统采用的无刷直流电机有 6 个极, 每个霍尔组件在电机转子旋转一周之内输出状态改变 6 次, 因此 Si9979Cs 输出 6 个脉冲。对这些脉冲进行计数, 可以算出电机的平均转速

$$n_{av} = \sqrt{N/6} \quad (3-28)$$

式中 n_{av} ——电机平均转速;

N ——单位时间内的脉冲个数。

Si9979Cs 性能指标如下, 引脚功能说明见表 3-12。

- 1) 控制输入引脚电压范围: $-0.3\text{V} \sim V_{\text{DD}} + 0.3\text{V}$ 。
- 2) 功率电源电压范围: $20 \sim 50\text{V}$ 。
- 3) 逻辑输入引脚电压范围: $-0.3 \sim 5.5\text{V}$ 。
- 4) 工作温度范围: $0 \sim 70^\circ\text{C}$ 。
- 5) 存储温度范围: $-65 \sim 150^\circ\text{C}$ 。
- 6) 杂散损耗: $\leq 0.7\text{W}$ 。

表 3-12 Si9979Cs 引脚功能说明

引脚	符号	说明
1, 2, 3	$\text{IN}_A, \text{IN}_B, \text{IN}_C$	来自于霍尔位置传感器信号输入端
4	60/120	高低电平决定霍尔组件信号的电角度
5	EN	使能端
6, 7, 8, 9	F/R, QS, PWM, BRK	控制正/反转, MOSFET 下桥臂, PWM 信号, 刹车信号
10	TACH	输出相逻辑脉冲
17, 18	$R_T/C_T, R_T$	RC 电路来设置回路过电流关断时间
19, 20	I_{S+}, I_{S-}	主电路中电流传感器
25, 28, 33	GB_{A-C}	MOSFET 下桥臂驱动信号
26, 30, 34	GT_{A-C}	MOSFET 上桥臂驱动信号
27, 31, 35	S_{A-C}	

3.10.3 典型应用

图 3-41 为 Si9979Cs 驱动无刷直流电机的典型应用, 由无刷直流电机专用驱动芯片 Si9979Cs、MOSFET Si9936DY 及这两种芯片的外围电路组成。电机选用 24V、三相、6 极无刷直流电机, 每个电机绕组都由一对 N 沟道的 MOSFET 驱动。Si9979Cs 输出的驱动信号分别驱动上下桥的 MOSFET。MOSFET 的驱动脉冲上升时间和下降时间分别为 110ns 和 50ns, 下桥 MOSFET 驱动电源直接由 Si9979Cs 产生的 16V 参考电压提供, 而上桥 MOSFET 的工作电源是一悬浮电路。

为保证 MOSFET 安全工作, 系统应有相应的过电压和过电流保护电路。由于功率驱动电路的直流母线电压比较低, 只有 24V, MOSFET 两端承受的最大电压是在同一桥臂的另一 MOSFET 开通时该 MOSFET 两端所承受的电压 (如果忽略 MOSFET 的导通电压), 即母线电压 24V。系统过电流保护电路如图 3-42 所示。 R_{SENSE} 是电流采样电阻, 来自于三相 MOSFET 桥的电流在 R_{SENSE} 上产生一个电压

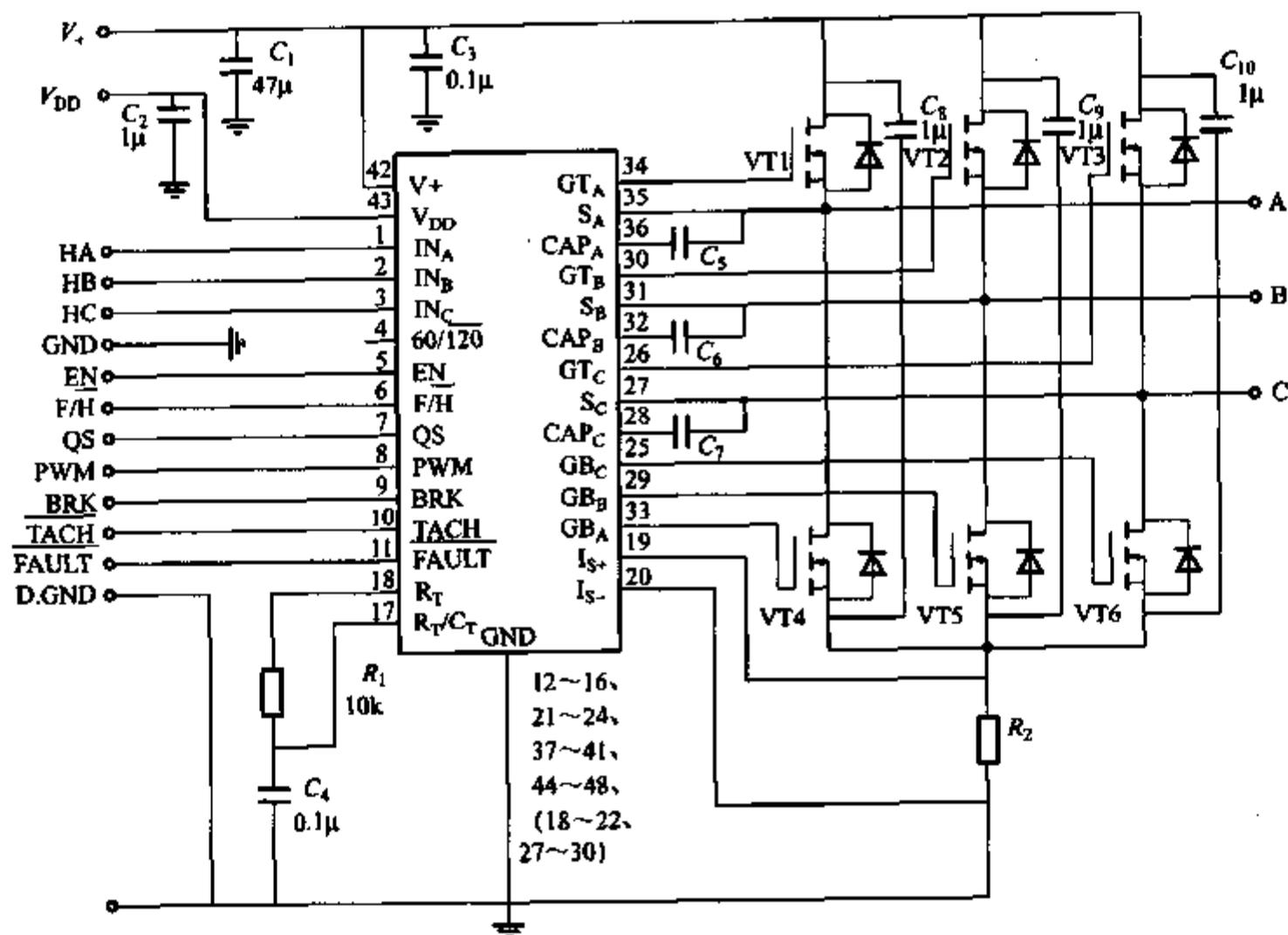


图 3-41 无刷直流电机控制芯片 Si9979Cs 典型应用电路图

V_{SENSE} ，把 V_{SENSE} 与 Si9979Cs 内部提供的 100mV 参考电压进行比较后产生一个逻辑信号，并把这个逻辑信号送入 Si9979Cs 的逻辑电路，据此决定 MOSFET 的开关状态。当 $V_{SENSE} \geq 100\text{mV}$ 时，三相 MOSFET 将全部关断，否则正常工作。设绕组工作峰值电流为 1A。因此， $R_{SENSE} = 100\text{mV}/1\text{A} = 0.1\Omega$ 。通过 R_T 和 C_T 可以设置 MOSFET 的过电流关断时间，当 $R_T C_T = 100\mu\text{s}$ 时，过电流阶段流过 MOSFET 的电流波形和当 $R_T C_T = 10\mu\text{s}$ 时流过 MOSFET 的电流波形如图 3-43 所示。

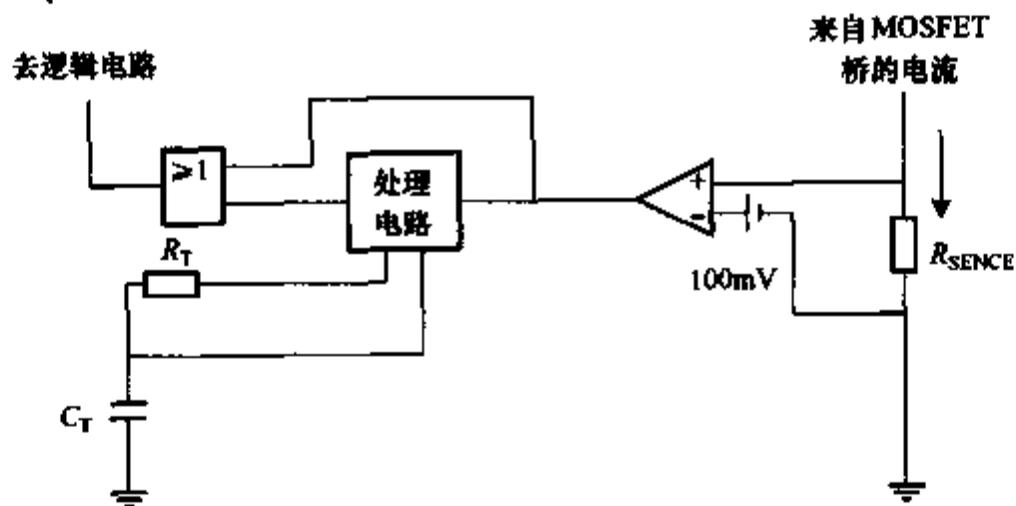


图 3-42 过电流保护电路

图 3-43 的电流波形可以看出， $R_T C_T = 10\mu\text{s}$ 时过电流阶段流过 MOSFET 的平

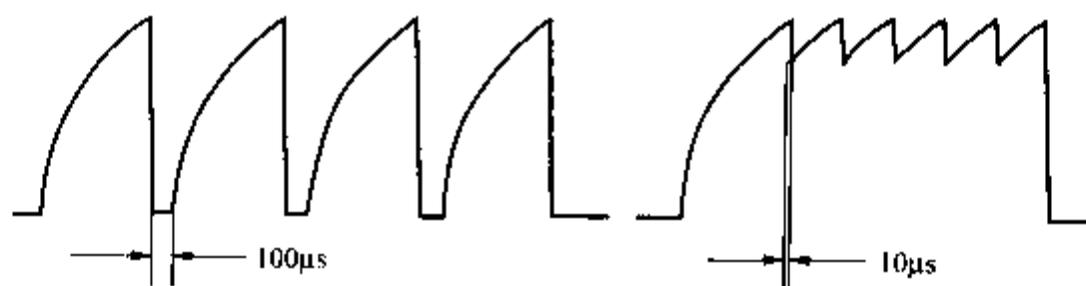


图 3-43 过电流阶段流过 MOSFET 的电流波形

均电流比 $R_T C_T = 100\mu\text{s}$ 时流过 MOSFET 的平均电流大，从而电机在过电流阶段产生的平均转矩也较大，这对于要求系统反应速度快的场合时是很重要的，特别是在电机起动的时候，由于没有反电动势的存在，电源电压全部加在电机绕组两端，流过绕组的瞬时电流较大，处于过电流状态，如果 $R_T C_T$ 取得过大，MOSFET 过电流关断时间长，将不利于起动。如系统要求对力/力矩及位置感知的反应要迅速，参考设置 $R_T = 10\text{k}\Omega$ 、 $C_T = 1\text{nF}$ 、 $R_T C_T = 10\mu\text{s}$ 。为防止 MOSFET 上下桥直臂导通，上下桥臂导通切换时可设置一个 250ns 的死区时间。

3.11 TDA5142T 无刷直流电机控制电路

3.11.1 概述

TDA5140/5141/5142 无刷直流电机专用集成电路是 PHILIPS 生产的双极型集成电路，适用于三相全波驱动方式的无刷直流电机。它不必采用霍尔效应或磁阻效应等转子位置传感器，而是应用三相定子绕组在不激励时间内的反电动势过零点作为转子位置检测，完成换向过程。其中 TDA5140A/5140AT 有 600mA 驱动能力，直接驱动电机绕组，TDA5141 驱动能力增至 1.5A，可直接驱动硬磁盘、风扇等。而 TDA5142T 则驱动外接功率 MOSFET 或双极型晶体管，驱动电流能力达 150mA，适于不同功率水平的无刷直流电机配套使用。为了获得每相绕组反电动势信号，必须从电机中引出三相星形绕组的中点，这是应用这些电路对电机附加的要求。

TDA5140/5141/5142 特点如下：利用电机相绕组反电动势提供换向信号，不必专门设置转子位置传感器；内设有起动电路；优化换向，与电机型号和负载大小无关；三相六步全波换向工作方式；电机三相星形联结，且有中点引出；有输出电流限制和过热保护；利用电机反电动势信号产生精确的测速频率信号；有制动功能；内设有独立的高输出电流运算放大器，可用作控制放大器，或作为开关或功率电源 (SMPS) 驱动的电平转换用。

引脚说明如表 3-13 所示。

表 3-13

TDA5140/5141/5142 引脚说明

1, 5, 23	OUT - NB/C/A	A/B/C 驱动输出, 驱动 N 沟道功率管
2, 4, 24	OUT - PB/C/A	A/B/C 驱动输出, 驱动 P 沟道功率管
3, 10	GND1/2	驱动输出级的地/控制电路地
6	VMOT	驱动输出的电源电压
7	TEST	测试输入/输出
8	BRAKE	制动输入指令
9	FG	转速
11	V _s	电源
12, 13	CAP - CD/DC	自适应换向时, 外接电容
14	CAP - ST	启动振荡器外接电容
15	CAP - TI	定时器外接电容
16, 17	±AMP IN	放大器输入端
18	AMP OUT	放大器输出端
19, 20, 21	COMP - A/B/C	反电动势比较器, A/B/C 输入
22	MOTO	接电机星接中点

主要限制数据:

- 1) 供电电压 V_p : 4 ~ 18V。
- 2) VMOT 电压 V_{VMOT} : 3 ~ 18V。
- 3) COMP - A, B, C 和 MOTO 电压范围: - 0.5 ~ V_{VMOT} 。
- 4) OTU - N, OTU - P 输出电流限制: < 150mA。

3.11.2 基本结构与工作原理

TDA5142T 的基本原理结构见图 3-44。图中主要组成包括换向逻辑、驱动输出级、反电动势比较器、独立放大器, 还有起动振荡器、自适应换向延时电路、定时器, 它们可由外接电容器整定, 此外有一个转速输出级和一个热保护电路。

在换向周期内, 全波三相无刷直流电机三相绕组接至功率级输出端 MOT1、MOT2 和 MOT3, 每个输出有三种可能的状态: 高电压态, 绕组接到电源正端, 得到源电流; 低电压态, 绕组接到电源低端, 得到漏电流; 高阻态。对于一个绕组, 高阻态出现在高态和低态之间, 此时绕组处于不激励状态, 绕组反电动势即可由电路中的反电动势比较器检测, 并由换向逻辑选择。在一个周期内, 三个绕组中必有两个绕组分别处于高态或低态, 只有一个绕组处于高阻态, 它的反电动势过零点被用作转子位置信号供检测。换向周期波形图如图 3-45 所示。

要注意的是, 反电动势过零点与下一个理想换向时刻相差 30° 。这个时间间隙由外接 CAP - CD 和 CAP - DC 电容测定和存储, 它们的放电由换向逻辑采样, 以

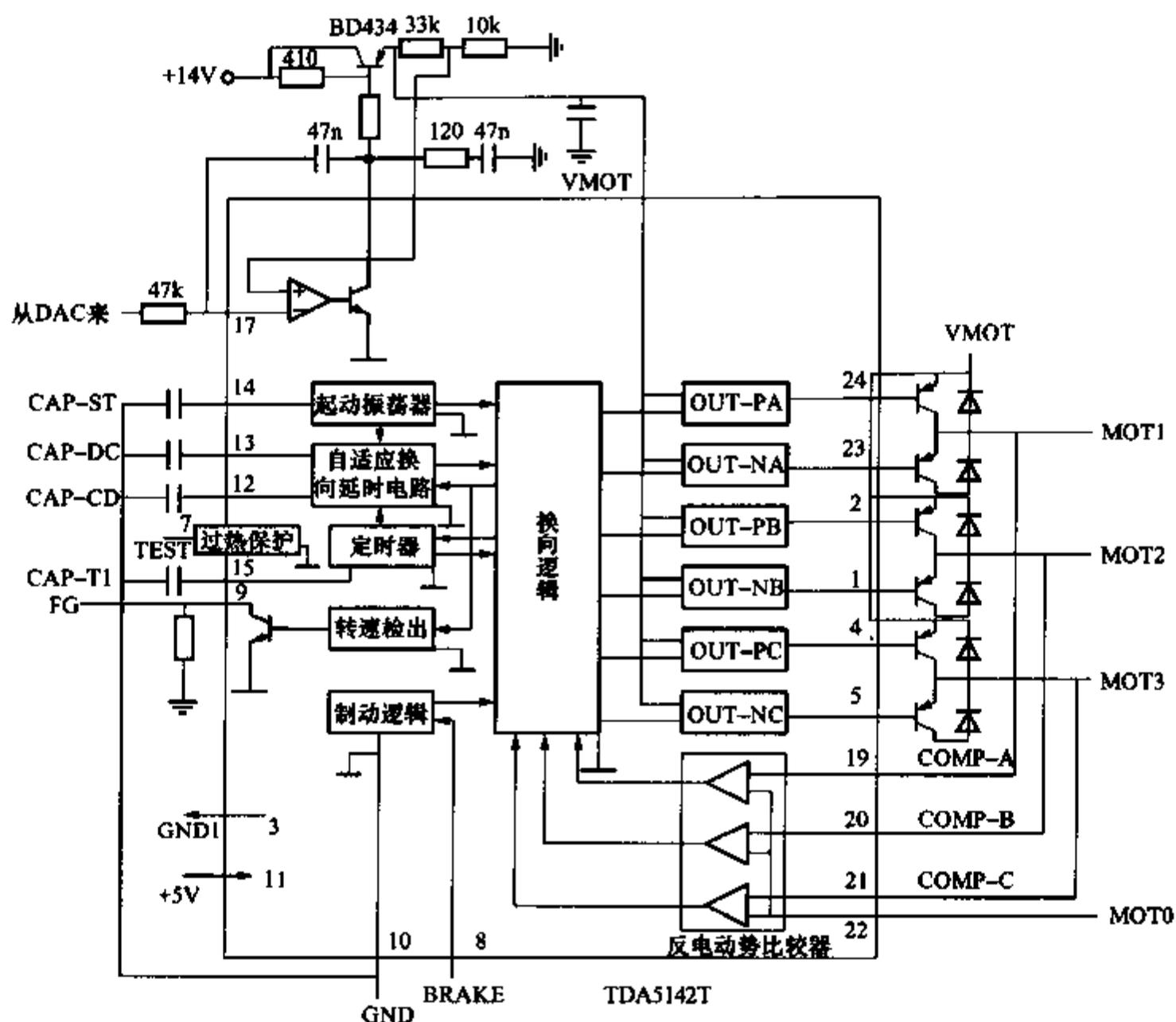


图 3-44 TDA5142T 的框图

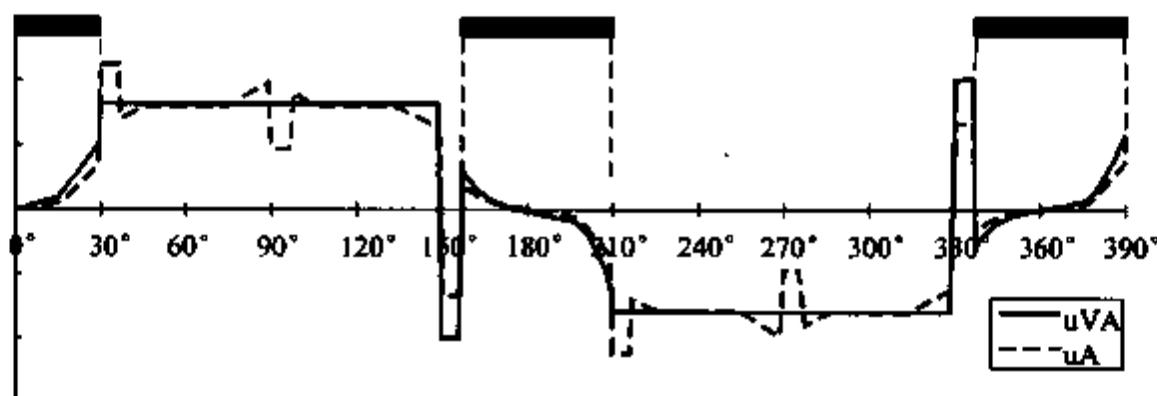


图 3-45 换向周期波形图

确定预定的换向延时。由换向逻辑选通反电动势比较器确定哪一相电机绕组反电动势的过零点被选用，并用来计算出下一个换向点的正确时刻，由自适应换向延时电路按电机负载的大小计算出正确的换向延时。

反电动势过零点也被用来提供电机速度信息，正比于转速的频率信号 FG。

上述系统功能只有在电机旋转起来后产生反电动势才能实现。为了使电机能正确起动，芯片内设置有起动振荡器，产生起动时的换向脉冲信号。

定时器的功能是用作内部定时和电机反转检测的定时。

外接电容的选择考虑以下四个方面：

(1) CAP-ST 起动电容 起动电容决定了起动振荡器的振荡频率。它以 $2\mu\text{A}$ 电流，在 $0.05 \sim 2.2\text{V}$ 之间充电和放电。一个完整周期的时间 $t_{\text{start}}(s)$ 由下式确定

$$t_{\text{start}} = 2.15C \quad (3-29)$$

式中 C ——起动电容， μF 。

起动振荡器仅在电机起动工作方式时起作用，一旦有一个换向脉冲出现，就使起动振荡器停止工作。它每产生一个起动脉冲，能引起电路输出从一个状态改变到下一个状态，使电机转动。如果电机的转动产生足够大的反电动势，电路即转换到无刷电机工作方式，正常运转。如果产生的反电动势幅度不够，电机转动一步，并在新位置周围振荡。振荡的幅度应当逐步减少，直至下一个起动脉冲到来，这样可以避免在不合适的振荡相位时走下一步。电机的振荡频率由下式给出

$$f = \frac{0.5}{\pi} \sqrt{\frac{K_t I p}{J}} \quad (3-30)$$

式中 K_t ——力矩常数， $\text{N} \cdot \text{m}/\text{A}$ ；

I ——电流， A ；

p ——极对数；

J ——转子转动惯量， $\text{kg} \cdot \text{m}^2$ 。

例如， $J = 72 \times 10^{-6} \text{kg} \cdot \text{m}^2$ ， $K_t = 25 \times 10^{-3} \text{N} \cdot \text{m}/\text{A}$ ， $p = 6$ ， $I = 0.5 \text{A}$ ，得 $f = 5 \text{Hz}$ 。如果阻尼强，可选择起动频率为 2Hz ，即 $t_{\text{start}} = 0.5 \text{s}$ ，求得起动电容 $C = 0.25 \mu\text{F}$ ，取 220nF 。

CAP-CD，CAP-DC 自适应换向延时电路电容。这两个电容的值决定了最佳的换向时刻，它与电机的型号和负载大小有关。在延时电路中，在一个换向周期 CAP-CD 被充电，在下一个换向周期放电。放电电流是充电电流的 2 倍；充电电流是 $8.1 \mu\text{A}$ ，放电电流是 $16.2 \mu\text{A}$ 。电压范围是 $0.9 \sim 2.2 \text{V}$ 。在需要的最低换向频率 f_c 时，电压还应该保持在这个范围内。如果该电容以 nF 为单位，它与 f_c 关系是

$$C = \frac{6231}{f_c} \quad (3-31)$$

在较低频率时，电容以 $20 \mu\text{A}$ 电流从 2.2V 向 0.9V 放电，产生了反电动势过零点后一个换向延时。最大延时 $= 0.076C$ 。

例如，正常工作换向频率 900Hz ，最低使用换向频率 $f_c = 400 \text{Hz}$ ，则 CAP-CD 电容值取

$$C = \frac{6231}{400} \text{nF} \approx 15.6 \text{nF}$$

另一个电容 CAP-DC 取相同的值。

(2) CAP-T1 定时电容 定时电路给本系统提供定时信号，将一个换向周期内划分出足够数量的步，这些步包括了一些内部延时。

这里最重要的功能是监视定时。一相绕组反电动势从负的二极管脉冲电压很快恢复为正电压，或者从正的二极管脉冲电压恢复为负电压。监视定时器的预防功能是，当在预定时间内期望的事情没有出现时要起作用。如果电机正常运转，反电动势会在短时间内出现（若干 ms），但是，如果电机起动不正常，不转动或者反向转动，反电动势出现时间要很长。监视定时的选择应当是这样，不出现反电动势时它是足够长，而对于检测出电机反转时，它是足够短。因为如果监视定时过长，电机也许会在错误的方向旋转，此时转矩很小。

定时电容以 $5\mu\text{A}$ 在 $0.2 \sim 0.3\text{V}$ 充电。超过 0.3V 后，以 $5\mu\text{A}$ 充电到 2.2V ，见图 3-46，此时，反电动势仍然为负。如果反电动势变为正，电容则以 $28\mu\text{A}$ 电流放电。监视定时时间就是定时电容从 0.3V 向 2.2V 充电的时间。

定时时间 t_m (ms) 与定时电容 C_m (nF) 关系为

$$C_m = 2.63t_m \quad (3-32)$$

例如，一相绕组在开关断开后，正的反电动势下降到 20mV （反电动势比较器的偏置电压），时间设计为 $t_m = 3.5\text{ms}$ ，则

$$C_m = 2.63 \times 3.5 \text{nF} \approx 9.2 \text{nF}$$

取 $C_m = 10\text{nF}$ 。

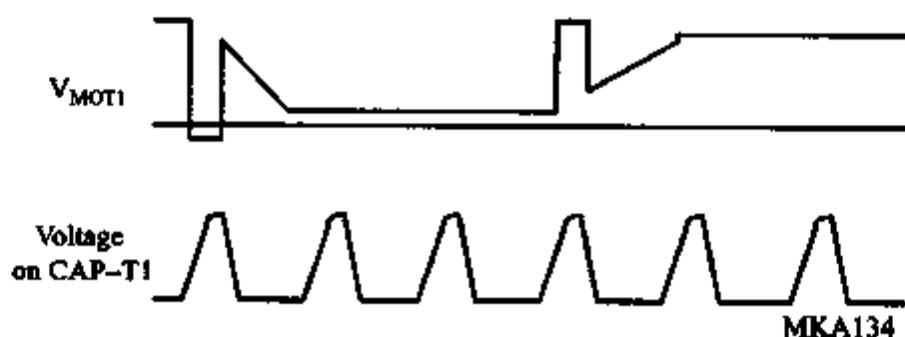


图 3-46 正常工作时的—相电压和定时电容电压波形

(3) FG 信号 利用电机三个绕组的反电动势过零点和换向信号产生 FG 信号。FG 信号的下降沿对应于电动势过零点，上升沿对应于换向点。例如，三相电机，6 对极，在 1500r/min 时，FG 信号频率和换向频率一样

$$f = 25 \times 6 \times 6\text{Hz} = 900\text{Hz}$$

(4) 电动机的控制 利用本电路内设的独立运算放大器 OTA 可对电机进行模拟方式或数字 (PWM) 方式控制。OTA 和一般运算放大器相似，有同相和反相输入端。它的输出是集电极开路晶体管，灌电流能力为 40mA ，其模输入范围从地到

$V_p = 0.7V$ 。

图3-47是速度数字控制示例，外来PWM控制信号从17脚输入，OTA作电平转换，控制外接晶体管。这里要指出，不能像一般直流电机PWM控制那样，将PWM电压加到电机绕组。否则，PWM信号会严重干扰反电动势波形，使过零点无法检出。故外接晶体管放大后，接有电感和电容得到滤波后的某一电平控制本电路的驱动输出，也就是电机绕组仍然是受到模拟方式控制。

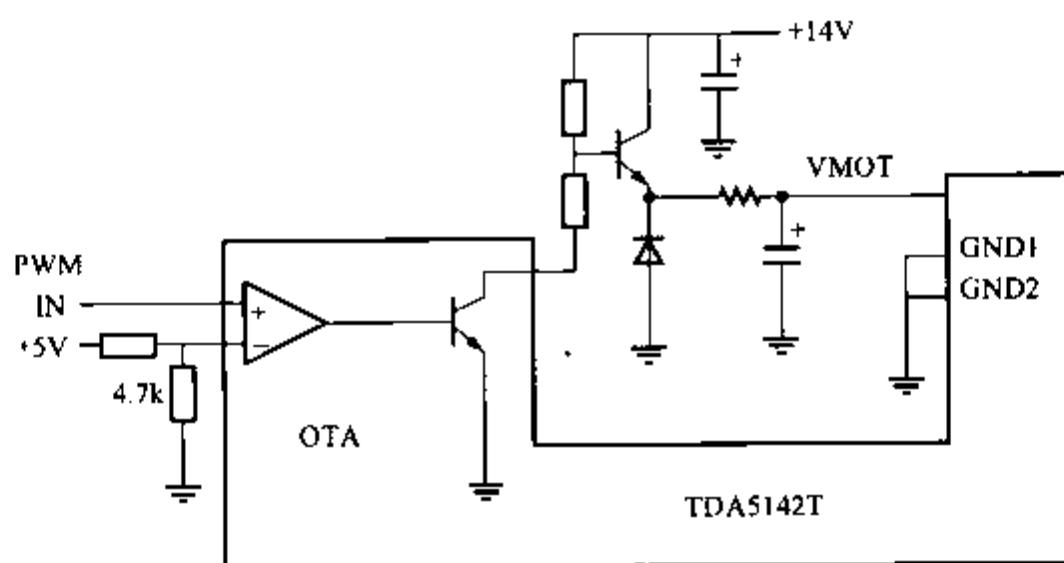


图3-47 输出级的PWM控制

电机的制动由8脚执行。当8脚电压低于2.3V时，电机制动。浮地或大于2.7V时，电机正常工作。



3.12.1 概述

OM9369是一系列通用型三相无刷直流电机集成控制器系统之一。对于风扇、泵类的控制及要求小尺寸电机的应用场合，OM9369最好用作两象限速度控制器。对典型的无刷直流电机，OM9369宽范围调速效果好，并且OM9369可使用在270V高压直流配电母线上。OM9369具有许多集成控制特征，因此，在适应具体的系统要求方面，为使用者提供了更多的选择。

在航空宇宙、军事以及高端产业的应用中，对器件体积的要求十分严格，由OM9369构成的小尺寸完整子系统可满足这些要求，并在成本与屏蔽方面提供了较宽的选择范围，使其可以适应于更多的应用场合。

3.12.2 功能说明

OM9369 充分地整合三相无刷直流电机控制系统所包含的功率放大级、非隔离驱动级和控制级；带有软恢复二极管的多电平 IGBT 功率输出级；300V 最大母线电压，25A 平均相电流；内部精密电流检测电阻器（最大耗散为 6W）；电机的速度与转向控制；对于电机动态制动的制动输入；所有功率开关关断时的过电压/保护输入；电机安全起动的软起动。

- 1) 电机电源电压 V_m : +270V;
- 2) 平均相输出电流 I_o : 25A;
- 3) 控制电源电压 V_{cc} : $15 \times (1 \pm 10\%)V$;
- 4) 逻辑低输入电压 V_{il} : 0.8V(max);
- 5) 逻辑高输入电压 V_{ih} : 2.0V(max);
- 6) PWM 输入电压: -0.3 ~ +6V。

3.12.3 工作原理

表 3-14 给出了相位输出状态与霍尔效应、转向输入状态的相对关系。请注意 OM9369 的霍尔效应输入是格雷码，即每次只有一个输入被允许从一个状态变化为另一个状态。换相码反映出霍尔效应传感器的状态，这些霍尔效应传感器以 120° 间隔放置。图 3-48 为 OM9369 的简化原理框图。表 3-15 为部分引脚功能说明。

表 3-14 换相真值表

转向输入 (Dir)	数字输入			相位输出		
	H1	H2	H3	A	B	C
1	0	0	1	高阻	输入	输出
1	0	1	1	输入	高阻	输出
1	0	1	0	输入	输出	高阻
1	1	1	0	高阻	输出	输入
1	1	0	0	输出	高阻	输入
1	1	0	1	输出	输入	高阻
0	1	0	1	输入	输出	高阻
0	1	0	0	输入	高阻	输出
0	1	1	0	高阻	输入	输出
0	0	1	0	输出	输入	高阻
0	0	1	1	输出	高阻	输入
0	0	0	1	高阻	输出	输入

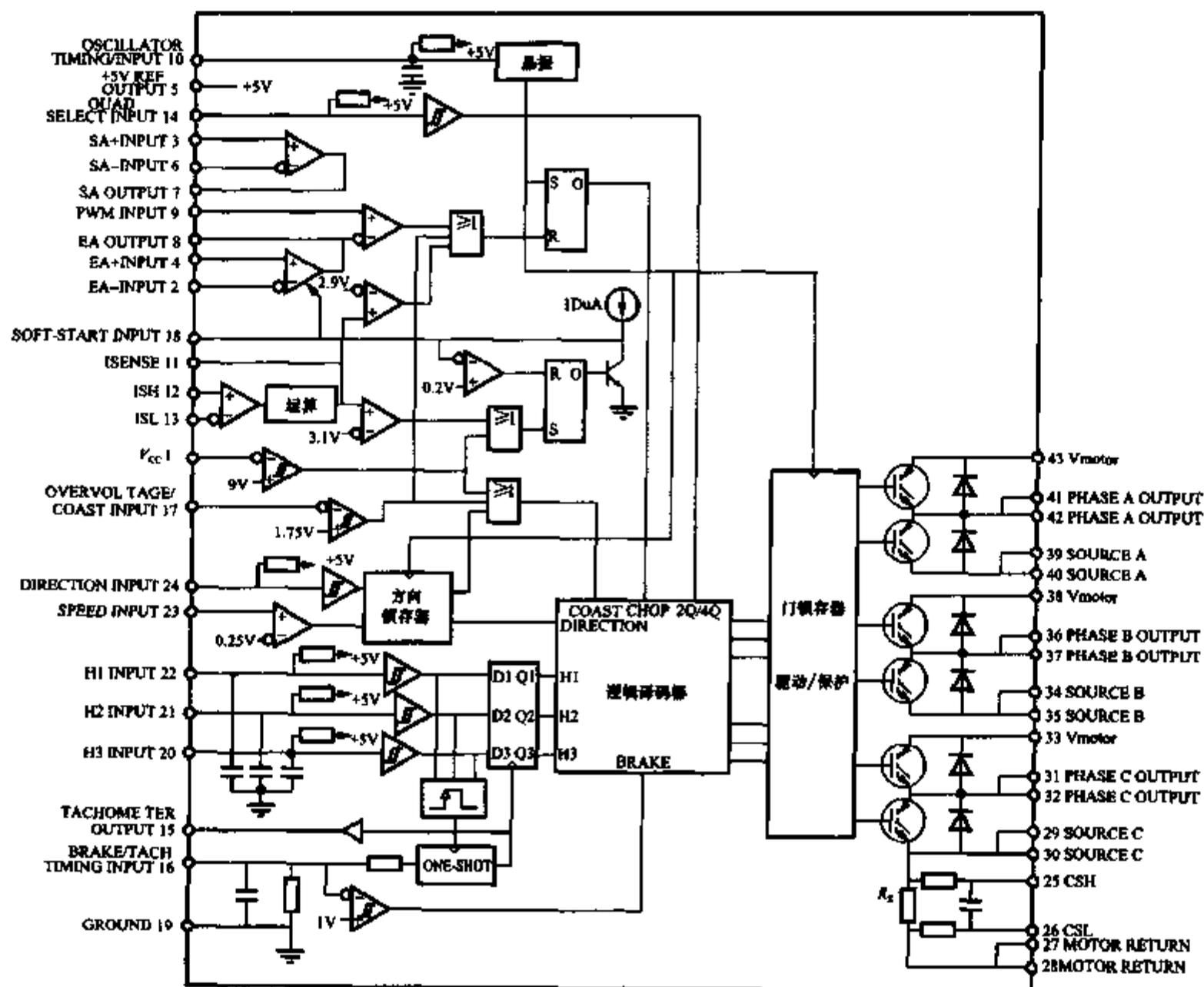


图 3-48 OM9369 简化原理框图

表 3-15

OM9369 引脚功能说明

引脚号	名称	功能简述
2、4、8	EA1 “-”、“+” Input、Output	误差信号放大器
5	+5V Reference Output	+5V 参考输出
9	PWM Input	PWM 输入
10	Oscillator Timing Input	振荡定时输入
11	I _{ense}	电流检测
12、13	ISH、ISL	电流检测器输入
14	Quad Select Input	象限选择输入
15	Tachometer Output	转速计输出
16	Brake/Tach Timing Input	制动保护定时输入
17	Overvoltage/Coast Input	过电压保护输入
18	Soft-Start Input	软起动输入

续表

引脚号	名称	功能简述
20、21、22	H3、H2、H1 Input	霍尔效应输入
23	SpeedInput	速度输入
24	DirectionInput	转向输入
25、26	CSH、CSL	电流检测输出
31、32；36、37；41、42	PhaseC、B、AOutput	相位输出

1) 误差信号放大器对单位增益稳定性进行补偿, 因此, 当引脚 2 连接到引脚 8 时, 它能用作内部 PWM 比较器的单位增益输入缓冲器; +5V 参考源为临界外部负载提供一个温度补偿调节基准电压; 转速计输出端在任何一个霍尔效应输入 (1, 2 或 3) 改变状态时, 提供一个固定脉宽幅值为 5V 的脉冲。

象限选择输入端用来设置 OM9369 为半控或者全控斩波方式。当用逻辑低电平驱动时, OM9369 是采用半控模式; 当用逻辑高电平驱动时, OM9369 是采用全控模式。当电机制动时, 改变象限选择输入端的逻辑状态对 OM9369 的操作没有影响。

2) 振荡器定时输入端依靠内阻 (R_{OSC}) 和电容设置一个固定的 PWM 斩波频率, 电阻值设定为 $75k\Omega$, 连接到引脚 10 与 +5V 参考源输出端之间; 内部电容 (C_{OSC}) 值为 $1800pF$, 连接到引脚 10 与 G_{ROUND} 之间。在习惯应用中, R_{OSC} 值的范围建议为 $10 \sim 100k\Omega$, C_{OSC} 值的范围建议为 $0.001 \sim 0.01\mu F$, 最大工作频率应在 $20kHz$ 以下。近似的振荡频率 f_0 (Hz) 为

$$f_0 = \frac{2}{R_{OSC} C_{OSC}} \quad (3-33)$$

引脚 10 上的电压波形是一个斜坡。在电源模式中, 引脚 10 与引脚 9 直接相连。除电压模式 PWM 控制之外, 引脚 10 可以在电流模式控制应用中用作斜坡补偿。

3) 软起动输入端与一个 $10\mu A$ 的电流源、NPN 钳位晶体管的集电极及软起动电压比较器相内接, 该比较器门槛电压为 $0.2V$ 。一个外部电容器被连接到这个引脚与 GROUND (引脚 19) 之间。只要 V_{cc} 电源输入低于近似为 $9V$ 的开启门槛电压, 或者检测电流超出过电流门槛值 (在电流检测放大器上近似为 $0.3V$), 软起动锁存器就会被置位。这时 NPN 钳位晶体管导通, 使外部软起动电容放电。当电容器电压降到软起动门槛电压之下且不存在故障状态时, 软起动锁存器被清除, 软起动电容器经由内部电流源充电。

除放电软起动电容外, 钳位晶体管同样对控制器 IC 内部的误差信号放大器输出钳位, 不管放大器的输入如何, 都不允许误差信号放大器的输出超出引脚 18 上的电压。这个作用规定了在起动时或从故障状态中恢复时要有序地进行电机起动。

4) 为确保正确操作, 在最初起动期间必须保证高端自举电容被充电。确保这个条件的方法可取决于实际应用。例如, 有些应用可以只要求 OV_COAST 端 (引脚 17) 或者通过电路或者通过开关 (使能/禁止) 在接通 V_{cc} 之前连接到地。

当 V_{cc} 被接通时, 控制器强制进入制动模式约 $200\mu s$ (全部高端驱动器被禁止, 全部低端驱动器被激活)。这可能不适合于其他的应用, RC_BRAKE 端 (引脚 16) 必须立刻通过开关接地, 开关动作可以用手动或电动, 如图 3-49 所示。

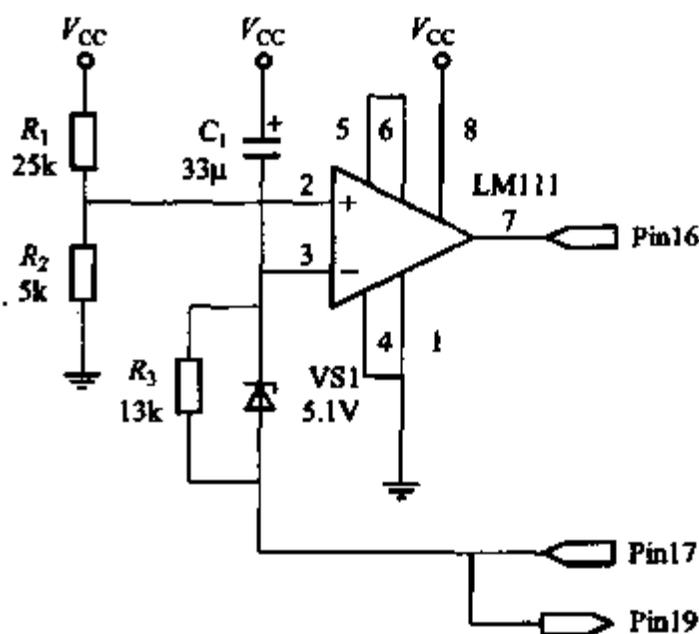


图 3-49 起动条件示意图

3.12.4 典型应用

图 3-50 表示 OM9369 控制器对速度控制的典型电压模式控制器的实现。电压或速度命令被加在误差信号放大器的同相输入端, 这个放大器被设定为电压输出跟随器。误差信号放大器的输出与脉冲宽度调制波相比较, 且由于电机速度几乎与平均相位输出电压成比例, 所以通过调整控制周期的占空比来控制速度。如果速度反馈环是必需的, 转速计输出经由环补偿网络可连接到误差信号放大器的反向输入端。

图 3-50 同样也展示了 OM9369 每循环周期限流/过电流保护特征的实现。通过控制器的内部检测电阻来监视负载电流。电流检测信号被滤波并反馈到电流检测放大器, 在这里 ISH - ISL 的绝对值被乘以 2 并向上偏置 2.5V。

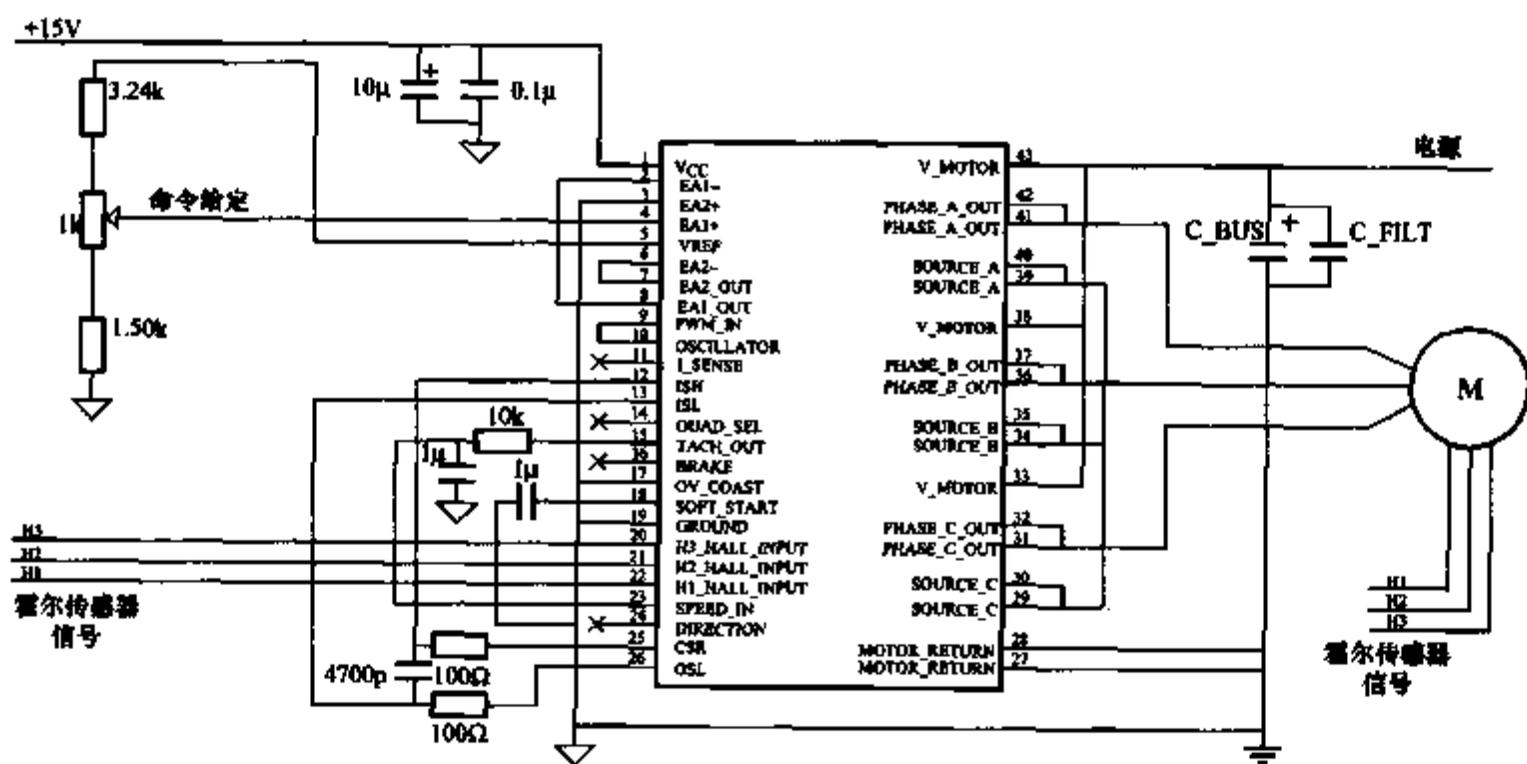


图 3-50 OM9369 典型电压模式控制器的实现

电流检测放大器的输出与固定的参考信号相比较，因此提供给每个循环周期的限流/过电流保护是必需的。典型的峰值电流门槛 (ISH - ISL) 为 0.2V，过电流门槛 (ISH - ISL) 为 0.3V。

以下为几点注意事项：

1) 电流检测端 (引脚 11) 被连接到内部电流检测放大器的输出端。它会驱动一个用来控制相位输出斩波的峰值电流比较器 (每循环周期)，并驱动自动防故障装置电流比较器。如果输出过电流状况发生，自动防故障装置电流比较器会刺激软起动特征并禁止相位输出，直到过电流被消除为止。出现在引脚 11 上电压的大小取决于电流传感放大器输入电压，即 ISH 和 ISL。

$$V_{ISENSE} = 2.5V + [2 \times \text{ABS}(ISH - ISL)] \quad (3-34)$$

2) BRAKE/TACH 定时输入是一个双重输入端。OM9369 内部的定时元件 (一个 51kΩ 电阻和一个 3300pF 电容) 从引脚 16 连接到 GROUND。这些元件设置转速计输出的最小脉冲宽度为 113μs，并且这个时间 T_{TACH} (μs) 可以使用外部元件依据下面等式进行调整

$$T_{TACH} = 0.67 \times (C_T + 3300\text{pF}) \times \left(\frac{R_T \times 51\text{k}\Omega}{R_T + 51\text{k}\Omega} \right) \quad (3-35)$$

外部电阻 (连接到 GROUND) 的阻值范围推荐为 15kΩ ~ ∞；外部电容 (连接到地) 的范围是 0 ~ 0.01μF。对每一个转速计输出脉冲，连接到引脚 16 的电容通过一个内部定时电阻，从近似 3.33V 放电到近似 1.67V。BRAKE/TACH 定时输入端还有另外一个功能：如果这个引脚被拉至低于制动门槛电压，OM9369 将进入制动模式。制动模式定义为禁止与相位输出相关的三个高侧驱动器，激活三个低侧驱动器。

3) 每个霍尔效应输入都有一个连接到 +5V 参考源上的内部上拉电阻，每个输入同样都有一个接地的 180pF 噪声滤波电容。为把由电机换相作用产生并耦合到这些输入端的噪声降到最小，强烈推荐附加外部滤波电容，这些电容值在 2200pF 之内，被连接到每个霍尔效应输入引脚到地之间。为产生合适的转速计作用，不论使用哪一种电容值，上升/下降时间必须保证少于 20μs。如果一个或两个霍尔效应传感器信号在连接到霍尔效应输入端之前被反向，可以使用带有 60°角位置检测的电机。

4) 由 10μF 极化电容与推荐的 0.1μF 陶瓷电容相并联组成的 V_{cc} (引脚 1) 高频旁路电容，连接时应当尽可能接近引脚 1 和 GROUND (引脚 19)。

运行在半控模式时，推荐转速计输出 (引脚 15) 经由低通滤波器被连接到速度输入端 (引脚 23)。这样，只有当电机转速很低时，转向锁存器是透明的。因此，在转向反向期间，电机对损坏动力装置的储能是很少的。

为对每个周期中电流检测放大器设定限流与过电流保护，连接引脚 25 到引脚 12 (ISH)，连接引脚 26 到引脚 13 (ISL)。在 25、26 两个引脚之间用两个 100Ω 电

阻和一个 4700pF 电容构成低通滤波器。

5) V₋ MOTOR 这个引脚被连接到电机电源电压的正端 (V_{m+})。为了适合操作, 所有三个引脚必须外部连接到低阻抗电源母线。V₋ MOTOR 电源母线应该用一个额定电容值为 0.1μF (典型) 的陶瓷电容和低阻抗电解电容旁路, 电解电容的电容值可按下列选择:

对从 V₋ MOTOR 端到 MOTOR₋ RETURN 端的平均电机电流为 10μF/A。

3.13 UCC3626 三相无刷直流电机控制器

3.13.1 概述

无刷直流电机控制器结构已由最初复杂的模拟式发展到以单片机为核心的数字式, 但都存在内在的缺陷。前者由于采用模拟元件, 易老化, 且对温度变化敏感; 后者虽然克服了模拟元件的内在缺陷, 但运算速度慢, 已经难以实现现代工业对电机实时控制的要求。而采用 DSP 控制无刷直流电机, 其控制策略复杂, 编程难度较大, 成本较高。现在新型电机控制专用芯片的出现, 给无刷直流电机调速装置设计带来了极大的便利。UCC3626 就具有控制功能强、保护功能完善、工作性能稳定, 组成的系统所需外围电路简单、抗干扰能力强等优点, 特别适用于对控制器体积、价格性能比要求较高的场合。

3.13.2 特点及引脚说明

UCC3626 特点如下:

- 1) 两象限或四象限运行;
- 2) 内部集成积分绝对值电流放大器;
- 3) 每脉冲周期限流控制;
- 4) 精确的可变占空比转速输出;
- 5) 精密振荡器;
- 6) 方向输出。

该芯片部分引脚分布如图 3-51 所示, 部分引脚的功能定义见表 3-16 所列。

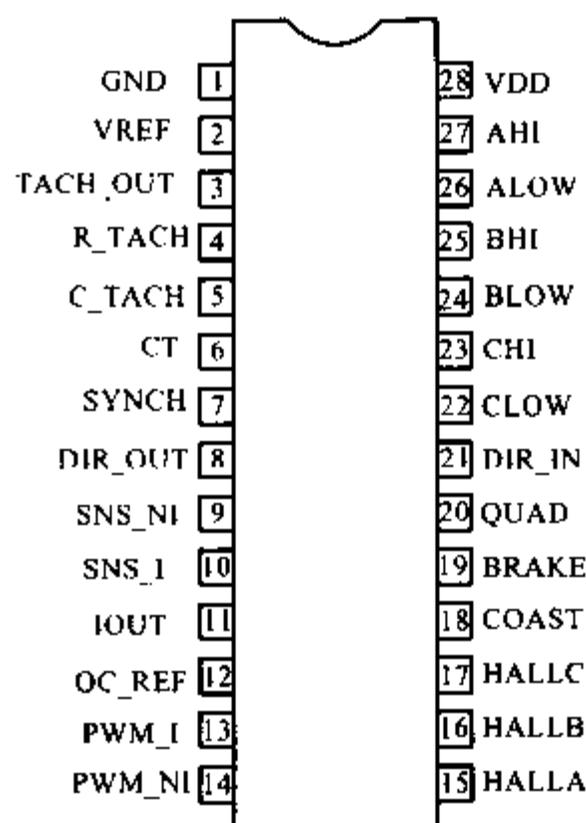


图 3-51 UCC3626 引脚分布图

表 3-16 部分引脚功能说明

引脚	符号	功能说明
3	TACH_OUT	单稳态触发器输出, 提供可变占空比、频率的输出

续表

引脚	符号	功能说明
4	R_TACH	R_TACH 引脚和地之间的电阻可以设定流经振荡器和转速计的电流
5	C_TACH	定时电容接于这个引脚与地之间, 可以设置 TACH_OUT 脉冲的宽度
6	CT	与 R_TACH 引脚连接, 用于设置振荡器的频率
7	SYNCH	用于使 PWM 振荡器与外部数字时钟同步
8	DIR_OUT	该引脚输出代表了转子实际转动的方向
11	IOUT	IOUT 电流检测和绝对值放大器输出
12	OC_REF	用来设置过电流比较器断路电压的模拟量输入信号
15	HALLA	三个电机霍尔位置传感器的输入端用来接受转子位置信息。三个传感器空间间隔应该是 120° 电角度
16	HALLB	
17	HALLC	
18	COAST	这个输入在四象限运行时可用于实现过电压钳位
19	BRAKE	BRAKE 数字输入将使电机进入制动模式
20	QUAD	选择电机两象限运行或四象限运行
21	DIR_IN	数字输入, 确定三个霍尔输入信号译码规律

3.13.3 功能框图及工作原理

图 3-52 是 UCC3626 的内部功能框图。转子位置输入信号被译码成六路输出信号用于控制外部功率管。三角波振荡器和比较锁存器可以提供电压或电流型 PWM 控制。振荡器通过 SYNCH 引脚输入很容易与外部的时钟源同步。另外, QUAD 选择输入可以设定芯片 PWM 调制在低电平触发或者高低电平均触发, 这样可以在不很需要两象限运行的情况下将开关损耗降低到最小。

UCC3626 还包含了一个微分电流检测放大器和一个绝对值电路, 用于对电机电流的精确重构, 这对于实现每脉冲周期过电流保护及电流闭环控制很有用。精确的转速计用于实现转速闭环控制。TACH_OUT 是一个频率、占空比可变的输出信号, 可以直接用来进行数字控制或者经过滤波作为模拟反馈信号。还有其他一些引脚, 包括 COAST、BRAKE、DIR_IN 和方向输出引脚 DIR_OUT。

表 3-17 是 UCC3626 换相真值表, 表中给出了六个输出 (AHI、BHI、CHI、ALOW、BLOW 和 CLOW) 随着输入 (BRAKE、COAST、DIR_IN、HALLA、HALLB 和 HALLC) 的变化而改变的译码逻辑。

为了防止因噪声影响而发出错误的换相指令, 在 HALLA、HALLB 和 HALLC 上安放低通滤波环节, 并且最好被定位在尽可能靠近集成电路的地方。

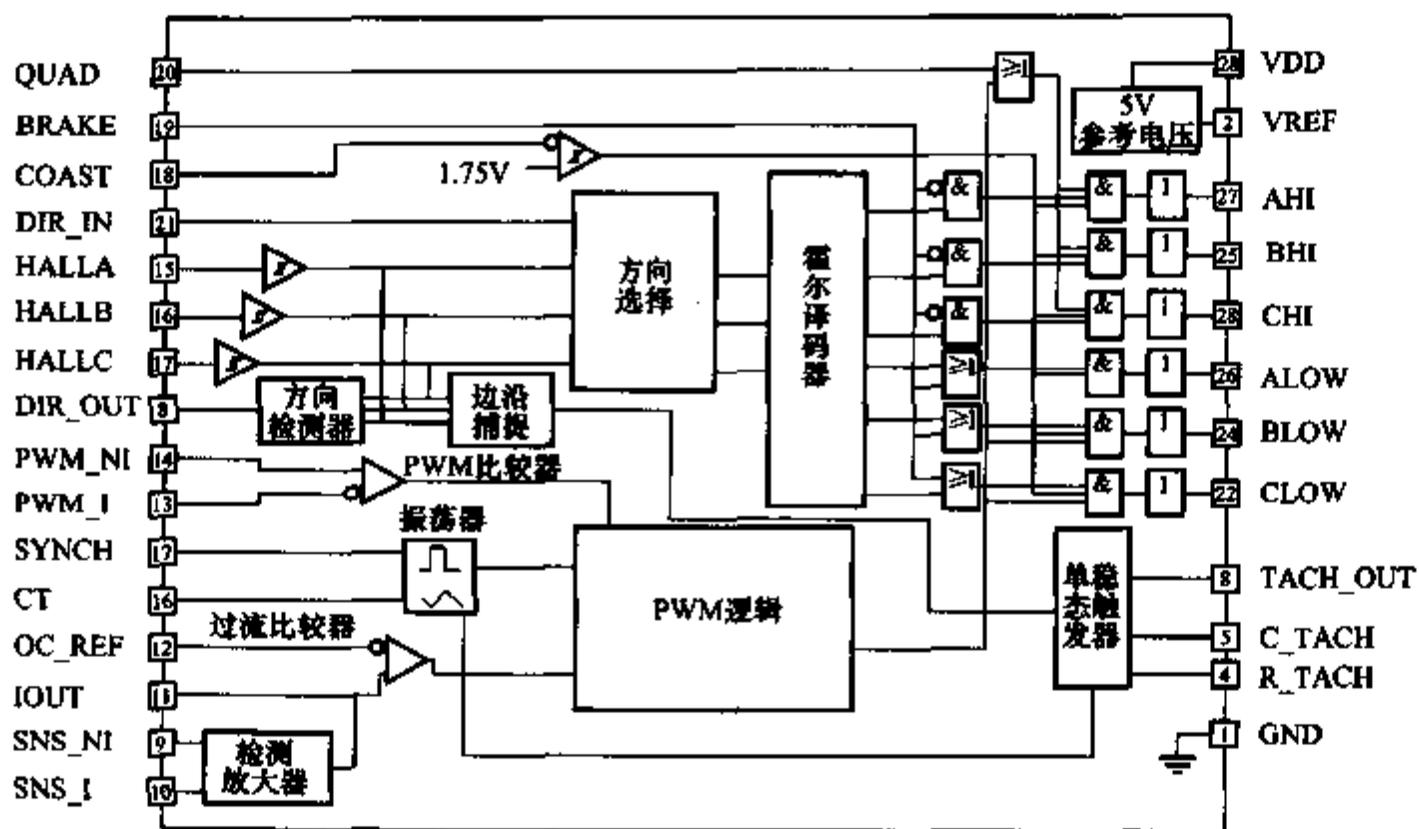


图 3-52 UCC3626 内部功能框图

表 3-17

换相真值表

输入			输出								
BRAKE	COAST	DIR_IN	霍尔输入			高侧输出			低侧输出		
			A	B	C	A	B	C	A	B	C
0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	1	0
0	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	1
0	0	1	1	1	0	0	1	0	0	0	1
0	0	1	0	1	0	0	1	0	1	0	0
0	0	1	0	1	1	0	0	1	1	0	0
0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	1	0
0	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0
0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	1
0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	1
0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	1	0
0	0	0	1	1	0	0	0	1	0	1	0
0	0	0	1	0	0	0	0	1	1	0	0

(1) 振荡器的配置 UCC3626 振荡器的频率最高为 250kHz，在 CT 引脚输出一个峰—峰值为 5V 且抗干扰性较好的三角波。CT 引脚的充电电流 I_{osc} (A) 根据下式计算

$$I_{\text{osc}} = \frac{25}{R_{\text{TACH}}} \quad (3-36)$$

根据下式可设置振荡器的频率 f_{osc} (Hz)

$$f_{\text{osc}} = \frac{2.5}{R_{\text{TACH}} \times C_{\text{T}}} \quad (3-37)$$

(2) 转速计设计 UCC3626 的转速计由一个精密的 5V 的单稳态触发器组成, 该触发器可以被三个霍尔输入 HALLA、HALLB 和 HALLC 的上升沿或下降沿触发。最后得到的 TACH_OUT 波形是一个可变占空比的方波, 其频率正比于电机转速。频率 (单位为 Hz) 表达式为

$$\text{TACH_OUT} = \frac{V_p}{20} \quad (3-38)$$

式中 p ——电机的极对数;

V ——电机转速, r/min。

根据下面的公式, 通过改变 R_{TACH} 引脚定时电阻和 C_{TACH} 引脚电容的值可以设定单稳态触发器的导通时间 t_{ON} (S)。

$$t_{\text{ON}} = R_{\text{TACH}} \times C_{\text{TACH}} \quad (3-39)$$

式中 P ——电机的极对数;

V ——电机转速, r/min。

(3) 两象限运行与四象限运行 当设定为两象限运行 (QUAD = 0) 时, UCC3626 只调节功率级输出的下侧桥臂开关。如果通过转换 DIR 位和转矩反向使电机运行在 II 或 IV 象限, 在这种情况下, 只能靠电机和驱动电路的阻抗来限制电流。这种较高的回路电流有可能损害功率器件, 并产生高的、不受控制的转矩。

当设定为四象限运行 (QUAD = 1) 时, 对上侧桥臂和下侧桥臂的功率器件均进行脉冲宽度调制, 在 PWM 关断期间, 除去不可控环流, 电机的电流总是衰减的。另外, 电流总是流经电流检测电阻, 提供适当的反馈信号。

(4) 功率级设计 在两象限或四象限运行不要求使用制动功能时可以采用图 3-53a 所示的功率级电路。在许多的情况下, MOSFET 内部集成的二极管可以用来减少器件的数量和成本。如果要求高效率, 可以将肖特基二极管与开关管并联。

如果系统要求有制动功能, 必须另加二极管与下侧桥臂的开关串联, 而且下侧的回馈二极管必须接地, 如图 3-53b 和图 3-53c 所示。这样可以防止制动电流在下侧桥臂环流, 并且绕过电流检测电阻。另外, 制动和四象限运行的联合控制方式要附加电阻在二极管通路来检测 PWM 关断期间的电流, 如图 3-53c 所示。

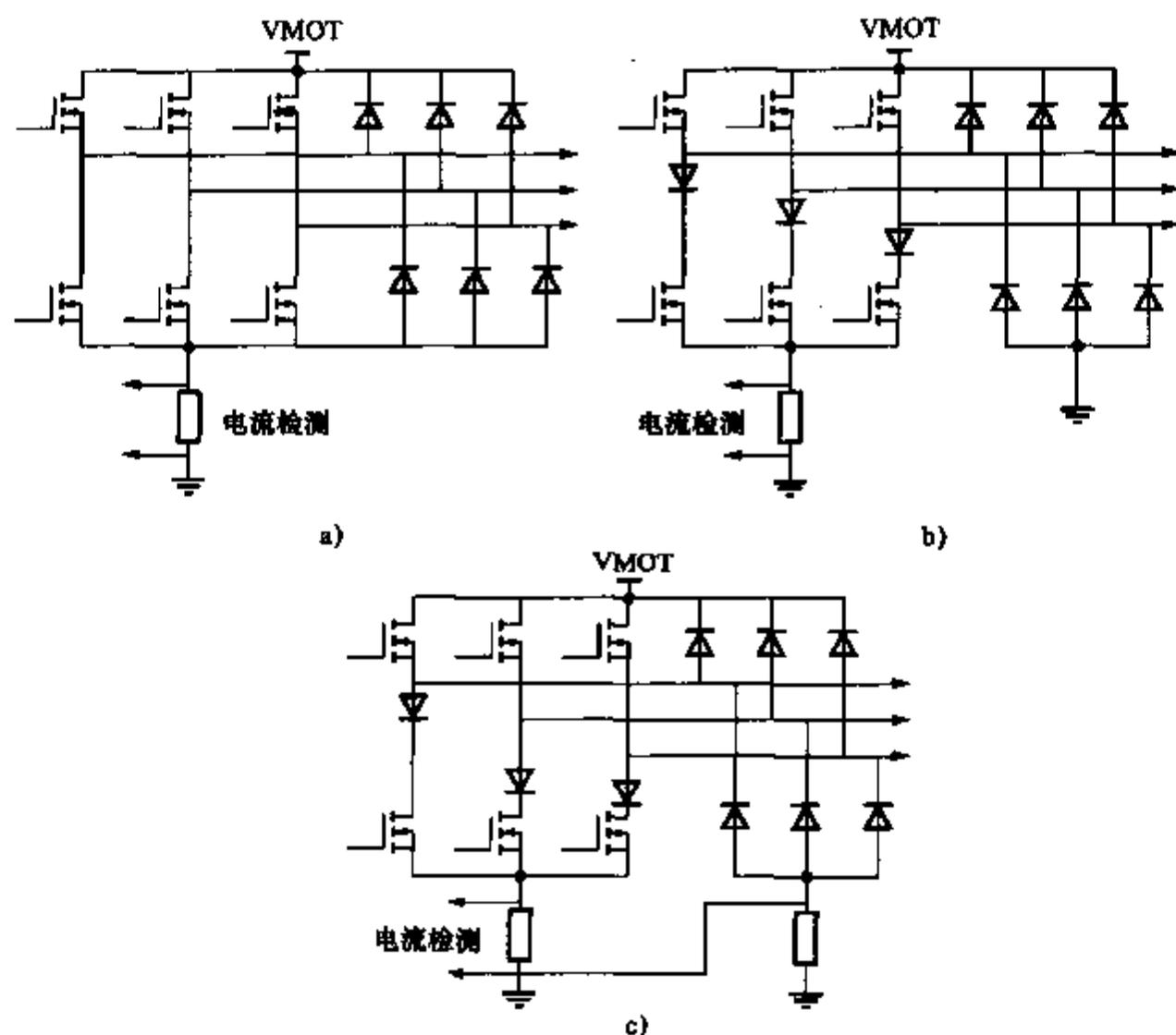


图 3-53 功率级电路拓扑结构图

3.13.4 典型应用

图 3-54 中给出了使用 UCC3626 构成的一个简单的 175V、2A、两象限速度控制器。功率级被设计成由整流过的单独电源供电，IR2210 集成芯片作为低电压的控制信号与功率 MOSFET 的接口，为了实现制动功能，功率级的拓扑结构如图 3-53c 所示（图 4-54 中略去）。

控制器的速度命令通过电位计 R_{30} 设置，速度反馈信号由 TACH_ OUT 引脚输出信号经过 R_{11} 和 C_9 低通滤波、缓冲后获得。放大器 U5A 提供速度控制环的小信号补偿，其输出也用来控制 PWM 的占空比。积分电容 C_8 通过与 R_{10} 相连，提供一个极点和一个零点。这个零点用于和电机低频极点对消，从而得到一个 -20dB 的增益响应。

四象限运行时要求对电流进行控制。图 3-55 所示为利用 UCC3626 构成内部电流幅值和电流极性控制环及外部速度闭环。U1 为速度环误差放大器，其输入为 5V 控制信号。速度反馈由 TACH_ OUT 引脚输出信号经过低通滤波和 U2 适当放大后获得。方向输出转换 DIR_ OUT 和 U3 可根据电机旋转方向设置转速计增益的极性。速度误差放大器 U1 的输出通过 U5 和 U6 转换成幅值和极性的形式。其中极性输出用于驱动 DIR 输入信号，而幅值信号作为电流误差放大器 U8 的输入。由内部

的电流检测放大器提供电流反馈，在 IOUT 引脚输出。

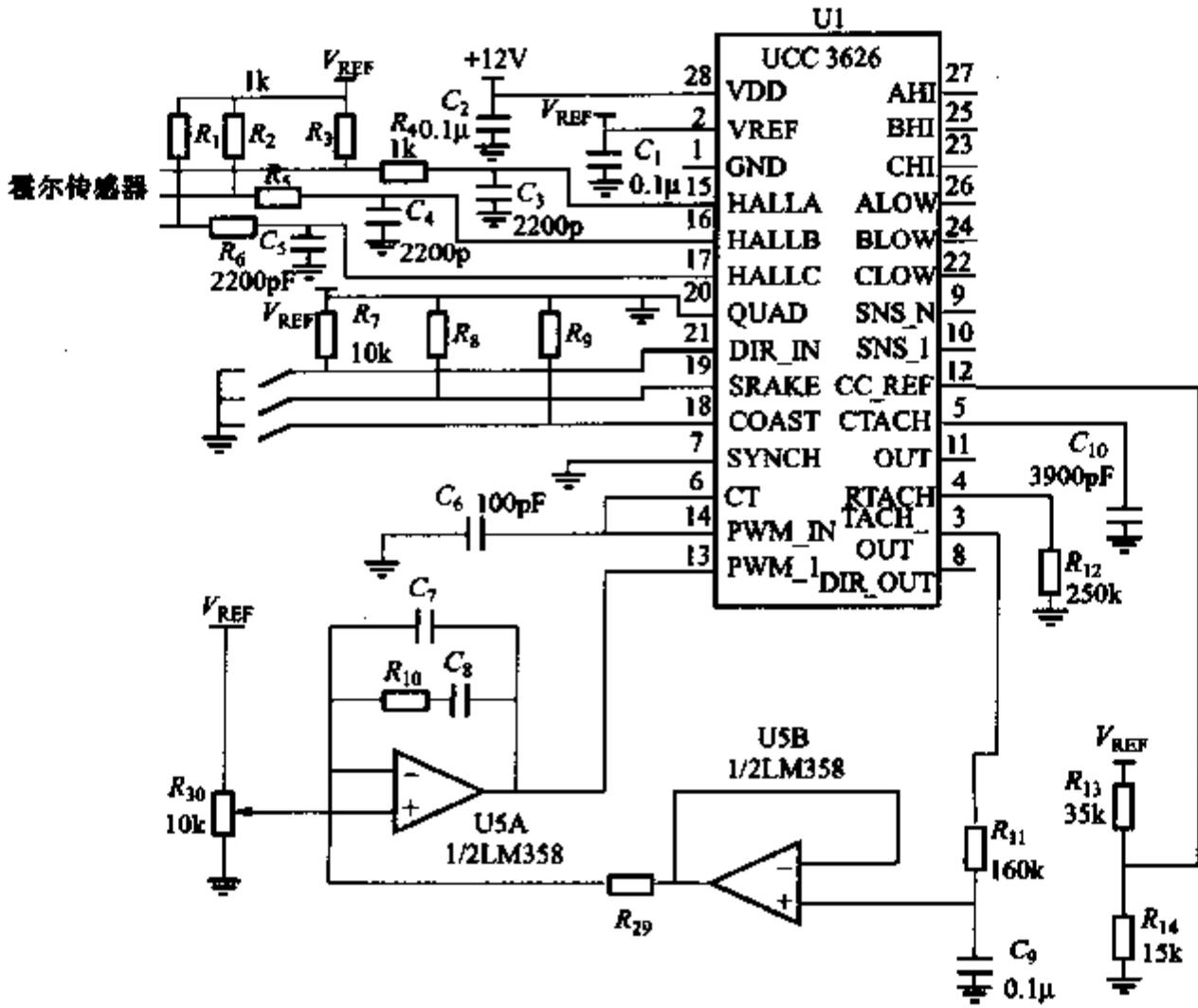


图 3-54 两象限速度控制器

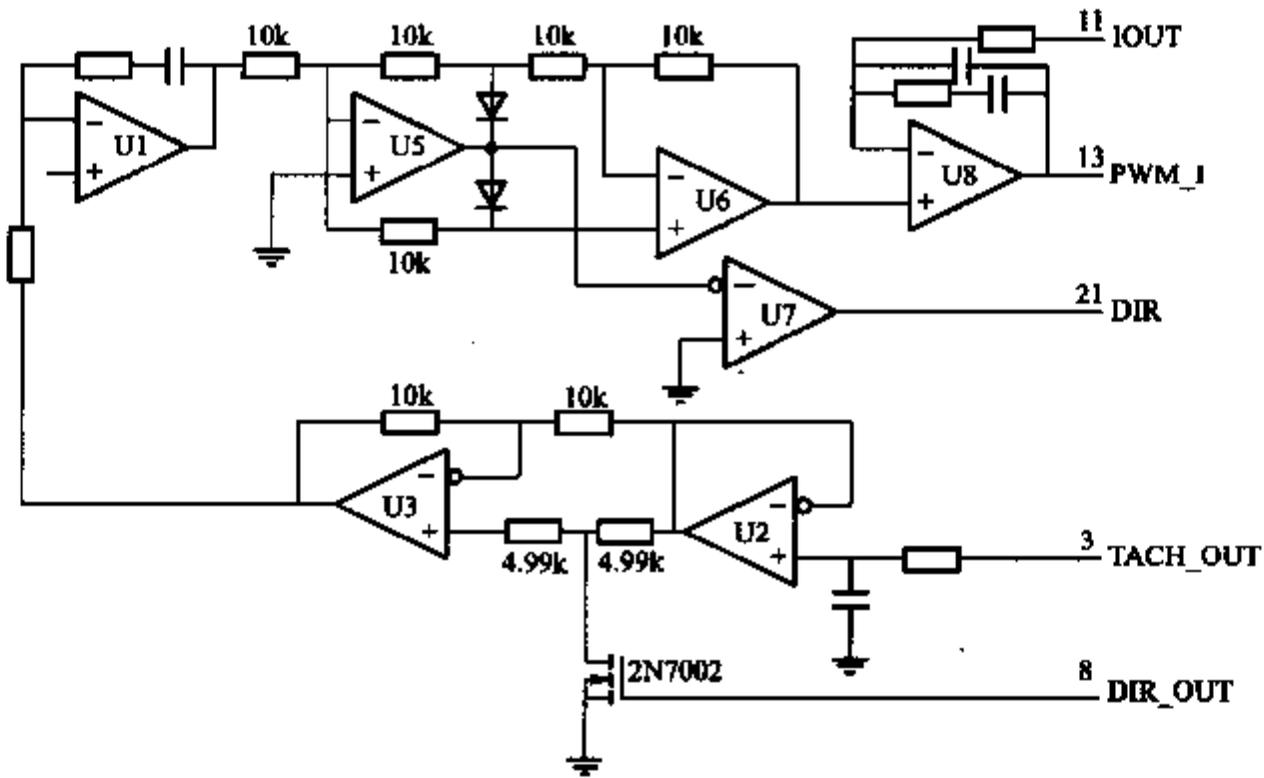


图 3-55 四象限控制环

由于 UC3628 是专门设计用于 BDCM 控制的，它本身具有很好的抗干扰性能，因此提高系统抗干扰性能的重点应在电路板的设计上。若采取的抗干扰措施不当或

不关心干扰问题，电路板工作就不可靠，会造成经常烧坏功率 MOSFET 或 IGBT（空载和负载都一样），直流电机的速度不稳、抖动，电机在低速大负载运行时不易保护等现象。通过采取如下措施后，完全可以解决这些问题：

- 1) 交流部分和直流高压部分采取 LC 和 RC 滤波。
- 2) 设计印制电路板时将高压直流（300V）和低压直流（5V、15V）部分的地线分开并在较远的地方连在一起，板上强电与弱电尽量分开。
- 3) 在适当的地方加一些合适的滤波电容，以消除尖峰脉冲干扰。
- 4) 在允许的情况下选择合适的散热器尺寸。

第4章 步进电机驱动与控制集成电路

4.1 步 进 电 机

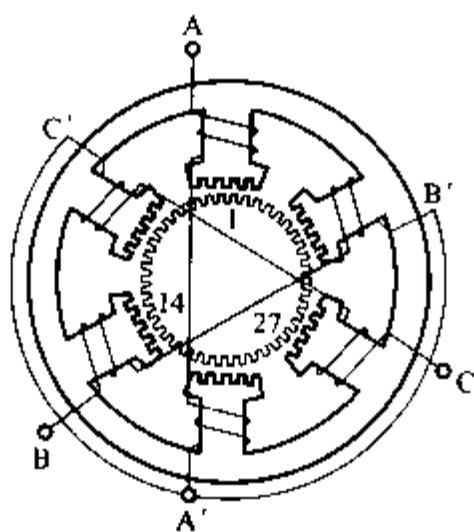


图 4-1 反应式步进电机的典型结构

从 20 世纪 50 年代开始，在相当长的时间内，步进电机一直是作为自动控制系统中的重要执行部件而逐渐发展起来的。步进电机典型的结构形式有三种：反应式、永磁式和永磁感应子式（混合式）。其中反应式和混合式两种电机更为广泛应用。

反应式步进电机的典型结构如图 4-1 所示，混合式步进电机的典型结构如图 4-2 所示。反应式步进电机中常用的是三相反应式步进电机，混合式步进电机中常用的是四相和五相混合式步进电机。

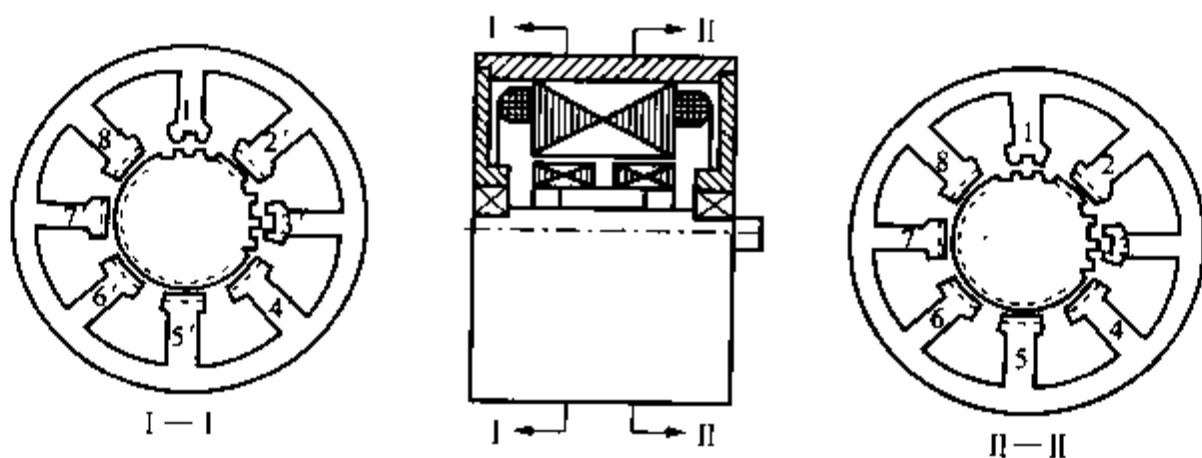


图 4-2 混合式步进电机的典型结构

由于半导体的出现，使数字逻辑控制更加容易，才使得步进电机能够做到高精度的增量运动，在电子计算机的外围设备和各种自动控制系统、航天工业系统中开始被广泛应用。步进电机不能直接接到交直流电源上工作，而必须使用专用的设备——步进电机驱动器。步进电机系统诞生、发展的历史，就是步进电机本体及其驱动控制技术发展的历史。步进电机伺服系统的性能，除了与电机本体的性能有关

外，也在很大程度上取决于驱动器的优劣。因此，对于步进电机驱动器的研究几乎是与对步进电机的研究同时进行的。步进电机驱动器的主要构成如图4-3所示，一般由环形分配器、信号放大与处理、推动级、功率放大器等部分组成，用于功率步进电机的驱动器还要有多种保护电路。

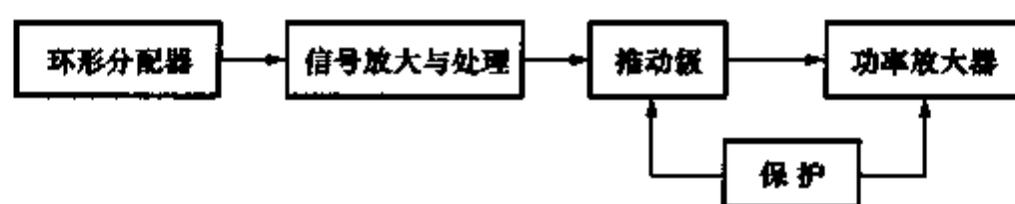


图4-3 步进电机驱动器构成

环形分配器用来接受来自控制器的CP脉冲，并按步进电机状态转换表要求的状态顺序产生各相导通或截止的信号，并将此信号送入信号放大与处理级。信号放大与处理器将环形分配器输出的信号加以放大，变成足够大的信号送入推动级。推动级的作用是将较小的信号放大到足以推动功率放大器的输入信号。有时，推动级还承担电平转换的任务。功率放大器直接与电机的各相绕组连接，它接收来自推动级的信号，控制电机各相绕组的导通与截止，同时也对绕组承受的电压和电流进行控制。

恒流斩波驱动中，斩波频率是由绕组的电感、比较器的回差等诸因素决定，没有外来的固定频率，这种斩波电路称为自激式恒流斩波电路。图4-4所示为恒流斩波驱动电路的原理图。

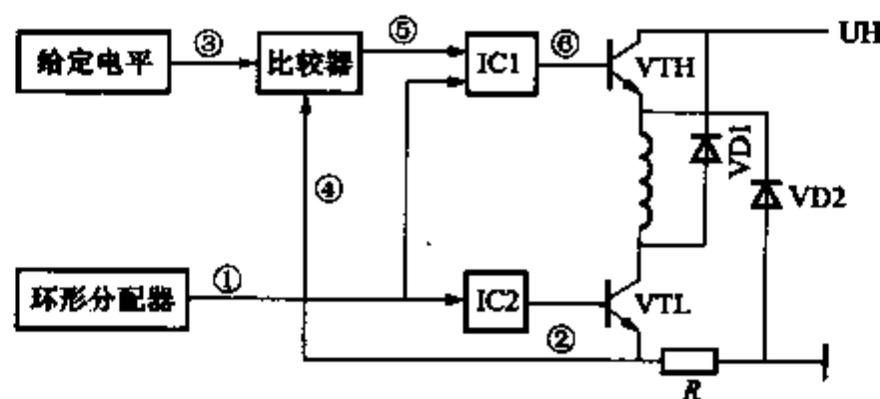


图4-4 恒流斩波驱动的原理图

图4-4中，主回路由高压晶体管、电机绕组、低压晶体管串联而成。低压管发射极串联一个小的电阻接地，电机绕组的电流经这个小电阻通地，小电阻的压降与电机绕组电流成正比，这个电阻称为取样电阻。IC1和IC2分别是两个控制门，控制VTH和VTL两个晶体管的导通和截止。由环形分配器来的相绕组导通脉冲，即图4-5中①点，波形如图4-5a所示，送到门IC2和IC1中，通过IC2直接开通晶体管VTL，而门IC1除环形分配器来的信号之外，还有一路信号来自比较器。比较器的两个输入端，其中之一接给定电平，另一个接来自取样电阻的电压信号。在环形分配器导通脉冲到来之前，IC1和IC2都处于关门状态，输出低电平，VTH和

VTL 都截止，取样电阻中无电流流过，反馈到比较器的输入信号为零，比较器输出高电平，见图 4-5d。

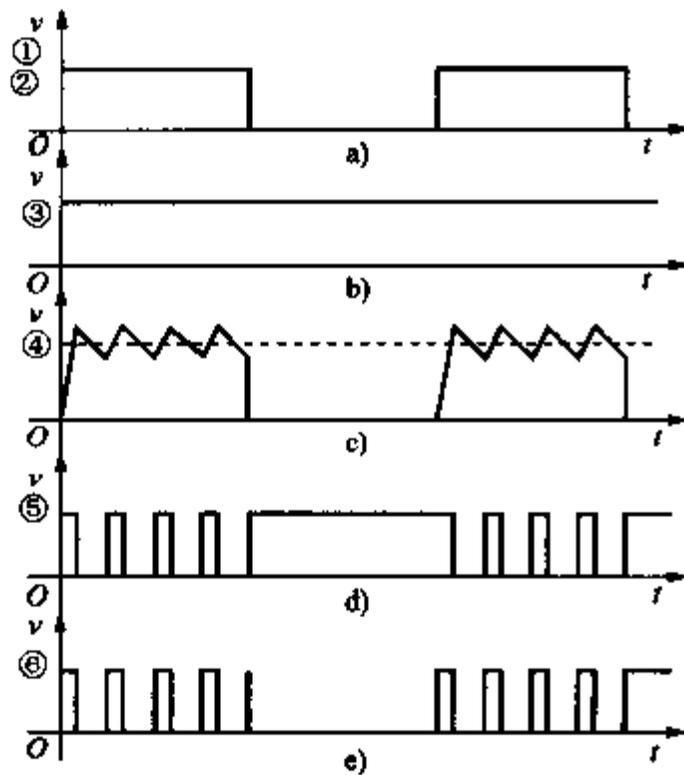


图 4-5 斩波恒流驱动器各点波形图

当取样电阻上得到的电压小于给定电压时，比较器又翻转回去，输出高电平，打开高压管，电源又开始向绕组供电，电流又会上升。如此反复，电机绕组的电流就稳定在由给定电平所决定的数值上，形成小小的锯齿波，如图 4-5c 所示，即电路中点④。

当环形分配器输出低电平时，高低压管都截止，此时绕组的续流与高低压驱动方式相同，经 VD1、VD2 向电源泄放。

恒流斩波驱动中，由于驱动电压较高，电机绕组回路又不串电阻，所以电流上升很快，当到达所需要的数值时，由于取样电阻反馈控制作用，绕组电流可以恒定在确定的数值上，而且不随电机的转速而变化，从而保证了很大的频率范围内都能够输出恒定的转矩。

由图 4-5e 可见，在环形分配器所给出的绕组导通时间内，电源电压并不是一直向绕组供电，而只是一个一个的窄脉冲。总的输入能量是各脉冲时间的电压与电流乘积积分的总和。与单电压驱动方式、双电压驱动方式、高低压驱动方式等相比较，取自电源的能量大幅度下降，因此，这种驱动器有很高的效率，这是恒流斩波驱动器的重要特点，也是其一个难得的优点。

这种驱动器的另一个优点是能够减少电机共振现象的发生。由于电机共振的基本原因是能量过剩，而斩波恒流驱动输入的能量是自动随着绕组电流调节。能量过剩时，续流时间延长，而供电时间减小，因此可减小能量的积聚。低频共振现象基本消除了，使得在任何频率下，电机都可稳定运行。供电时和续流时的电流路径如图 4-6 所示。

当环形分配器输出导通信号时，高电平使门 IC1 和 IC2 打开，输出高电平使 VTH 和 VTL 两管导通，高电压经 VTH 向电机绕组供电。由于电机绕组有较大电感，所以电流呈指数上升，但是所加电压较高，所以电流上升较快。取样电阻上的电压代表了电流的大小。当电流超过所设定值时，比较器输入的取样电压超过给定电压，比较器翻转，输出变低电平，从而 IC1 也输出低电平，关断功率管 VTH。此时磁场能量将使绕组电流按原方向继续流动，经由低压管 VTL、取样电阻、地线、二极管 VD1 构成的续流回路消耗磁场的能量，此时电流将按指数曲线衰减。当取

如果斩波频率不是由步进电机自身电感、斩波驱动器自身的回差或其他本身内在指标所决定的，而是由外部给入的固定或者不固定的其他信号所决定，称为他激式恒流斩波驱动器。

他激式恒流斩波驱动器的研究，可以从分析升频升压驱动方式开始。下面先分析升频升压驱动方式。如果驱动器对绕组提供的电压与电机运行频率建立直接联系，低频时用较低电压供电，高频时用较高电压供电，可以大大改善电机的性能。升频升压驱动方式较好地满足了这个要求。电路的原理框图见图4-7。

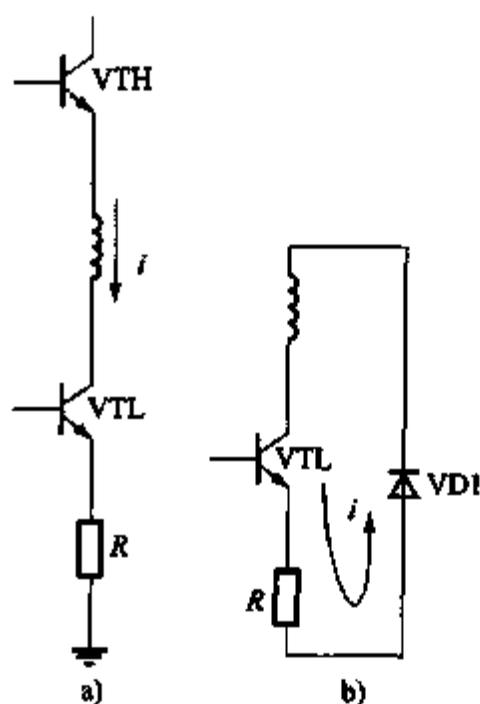


图4-6 供电时和续流时电流路径
a) 供电时 b) 续流时

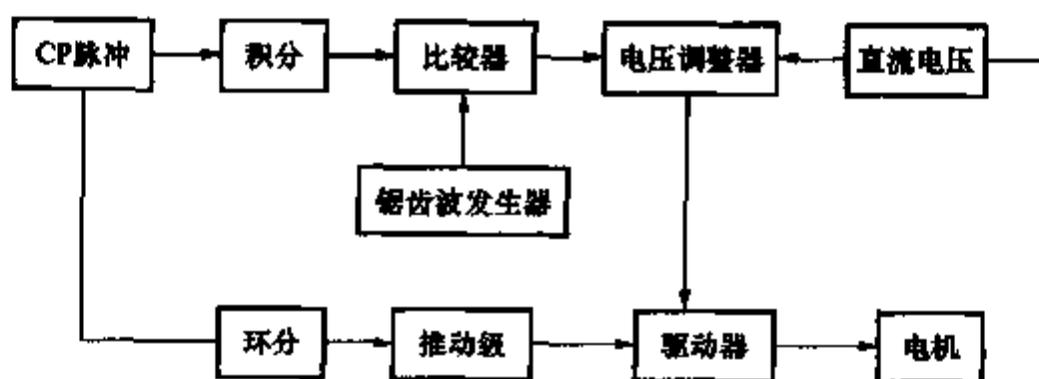


图4-7 升频升压驱动原理框图

这种驱动器使加到电机绕组的电压随着 CP 脉冲的频率成线性变化，如图4-8所示。这就保证在电机工作频率较低时，绕组供电电压也较低，使绕组导通电流的前沿上升平缓，而在工作频率较高时，绕组得到的供电电压成线性升高，使电流前沿不断增加。线路中利用电压调整器，使加到驱动器的直流电压随频率作用正比变化。

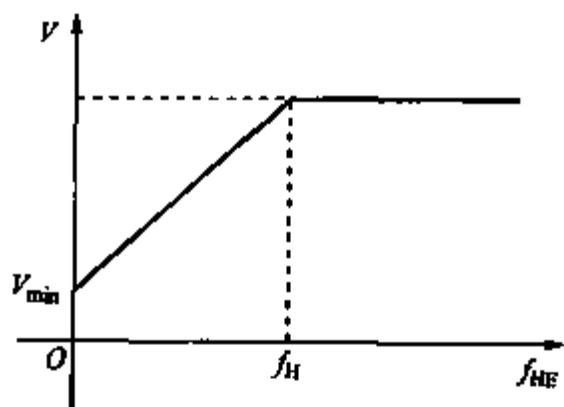


图4-8 调整器输出与频率的关系

这个调整器是处于开关工作状态，开关的频率由锯齿波发生器的周期决定。CP 脉冲对驱动级的作用除与前述多种驱动线路相同之外，还被送入积分器进行积分，形成与 CP 脉冲频率成正比的直流电平送入比较器中，这个电平与锯齿波进行比较，形成控制电压调整器的斩波脉冲，见图4-9。斩波脉冲的频率与锯齿波发生器的频率相同，而脉冲宽度与 CP 脉冲的频率成正比。当 CP 脉冲频率较低时，比较器输出较窄的斩波脉冲，电压调整器的开通时间较短，经滤波网络平滑后送给驱动器较低的电压。当

当 CP 脉冲频率较高时，比较器输出较宽的斩波脉冲，电压调整器的开通时间较长，经滤波网络平滑后送给驱动器较高的电压。

CP 脉冲频率较高时，比较器输出较宽的斩波脉冲，调整器开通时间较长，经平滑后送给驱动器较高的电压。

这种驱动器的主回路实际上是一个开关稳压电源，电压输出随电机运行频率成线性变化。如果将主回路的电流信号检测出来，经平滑后形成与电流平均值成正比变化的直流电平，用这个电平去控制比较器输出脉冲的宽度，就可以形成具有电流反馈环节的定电流驱动器，就是他激式斩波恒流驱动器。

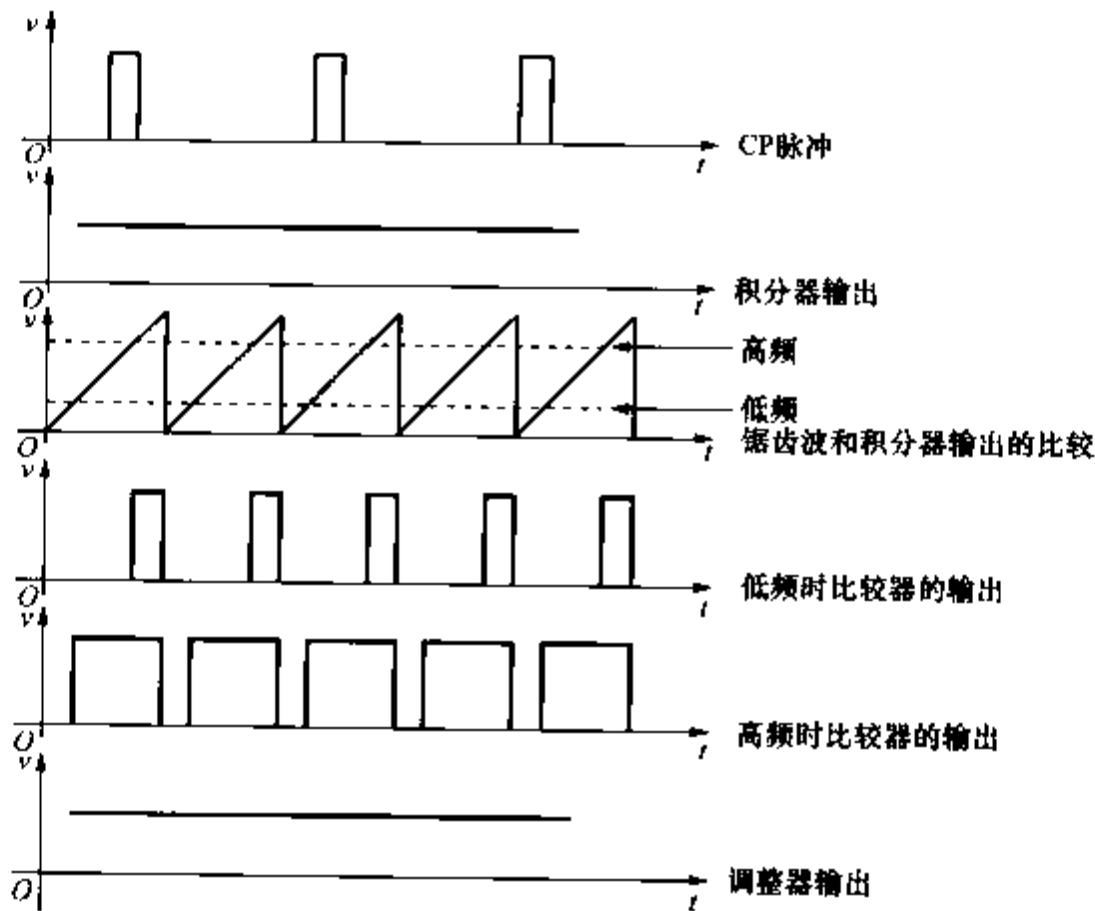


图 4-9 升频升压驱动中各环节的波形

4.2.1 概述

微步距控制（又称细分技术）是步进电机开环控制的新技术，通过 D/A 转换电路和 PWM 控制各相绕组的电流，使其幅值的大小和方向按照一定的规律变化，将步进电机一个整步均匀分为数个更细的微步。采用微步距控制的驱动器使步进电机在高级运动控制中具有更好的性能。ALLEGRO 公司生产的 3955 步进电机控制集成电路适用于小功率步进电机一相绕组双极性微步距驱动，可输出 1.5A 左右的连续电流，工作电压可达 50V，设有过热、交叉电流保护等保护功能，内部脉宽调制（PWM）电流控制结合内部 3 位的非线性数模转换器将电机电流控制在整步、1/2 步、1/4 步或 1/8 步（微步距）的步距模式。非线性增量使微步距所需的控制线的

数目减到最少。细化步进电机的步距，提高分辨率，减少转矩脉动及低速振荡，使得运行更加平稳。

3955 通过 3 位非线性数模转换电路 DAC 和全桥 PWM 控制电路控制步进电机绕组的电流，保证在任何运行方式下，每拍的输出转矩都保持恒定，具有很好的频率-转矩特性；特有的三种电流衰减模式，可以使步进电机工作在不同的负载和转速下，都能获得较理想的电流波形；同时易于与单片机接口，控制方式灵活。因此，3955 是一种高性能的步进电机微步距驱动器。

4.2.2 引脚及功能说明

89C51 与 3955 组成的步进电机微步距控制系统，能够完成位置控制，加、减速的指令频率变化，实现整步、1/2 步、1/4 步和 1/8 步（微步距）多种运行方式，已成功地在多个自动化控制设备中使用。

3955 的引脚如图 4-10 所示。

各引脚功能的简要说明如下：

1 脚（PFD）：模拟量输入，用以设置电流在关断时间 T_{OFF} 内的衰减模式，当 $V_{PFD} \geq 3.5V$ 时，为慢衰减模式；当 $1.1V \leq V_{PFD} \leq 3.1V$ 时，为混合衰减模式；当 $V_{PFD} \leq 0.8V$ 时，为快衰减模式。

2 脚（REF）：基准电压（ V_{REF} ）输入， V_{REF} 与采样电阻 R_S 和 3 位的 DAC 的值决定绕组每一步的峰值电流， $I_{TFIP} = SRCR \cdot V_{REF}/3R_S$ （SRCR 表示每一步对应电流的百分比）。

3 脚（RC）：外接 RC 网络，决定固定的 T_{OFF} 时间； $T_{OFF} = R_T C_T$ 。

4、5、12、13 脚（GND）：接地端。

6 脚（ V_{CC} ）：逻辑电源，典型值为 +5V。

7 脚（PHASE）：相位输入端，用以决定负载电流的方向。当 PHASE 为高电平时，电流由 OUTA 流入 OUTB，PHASE 为低电平时，电流由 OUTB 流入 OUTA 通过设置 $1\mu s$ 左右的死区时间，可以防止在相位转换时可能出现的交叉电流。

8 脚（D2）、9 脚（D1）、14 脚（D0）：分别为 3 位的 DAC 的输入端，D2 为 MSB，D0 为 LSB。

10 脚（OUTA）、15 脚（OUTB）：输出端，分别接一相绕组的两端。

11 脚（SENSE）：外接采样电阻 R_S 。

16 脚（ V_{BB} ）：负载电源，接绕组线圈供电电源，可在 5~50V 的范围内选择。

3955 通过一个非线性 DAC 和双极式 PWM 电路，控制绕组每拍的电流，达到微步距控制的目的。3 位非线性 DAC 的真值表及其和绕组电流的控制关系如表 4-1 所示。D 为对应的 3 位非线性 DAC 的十进制数值。

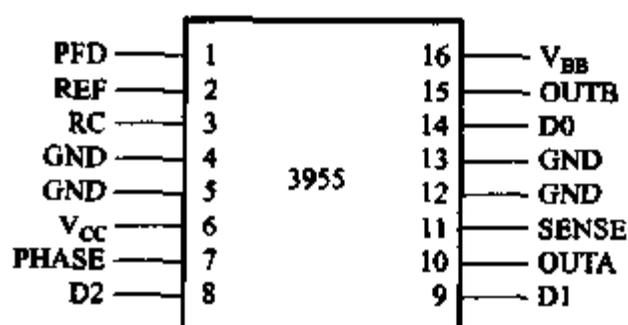


图 4-10 3955 的引脚排列图

表 4-1 DAC 真值表和对电流的控制

D2	D1	D0	D	绕组电流 (%)
0	0	0	0	0.0
0	0	1	1	19.5
0	1	0	2	38.2
0	1	1	3	55.5
1	0	0	4	70.7
1	0	1	5	83.1
1	1	0	6	92.4
1	1	1	7	100.0

以二相步进电机为例，3955 能够实现整步、1/2 步、1/4 步和 1/8 步（微步距）四种运行方式。二相步进电机在第一象限的转矩矢量图，如图 4-11 所示。以 A、B 表示步进电机二相绕组电流的正向，-A、-B 表示步进电机二相绕组电流的反向。3955 通过相位输入控制负载中电流的方向。不论步进电机工作在什么方式，其两相绕组的电流都是半个周期由 OUTA 流入 OUTB，另半个周期由 OUTB 流入 OUTA。只是它们在时间上相差 1/4 周期，即电流变化在相位上相差 90°。

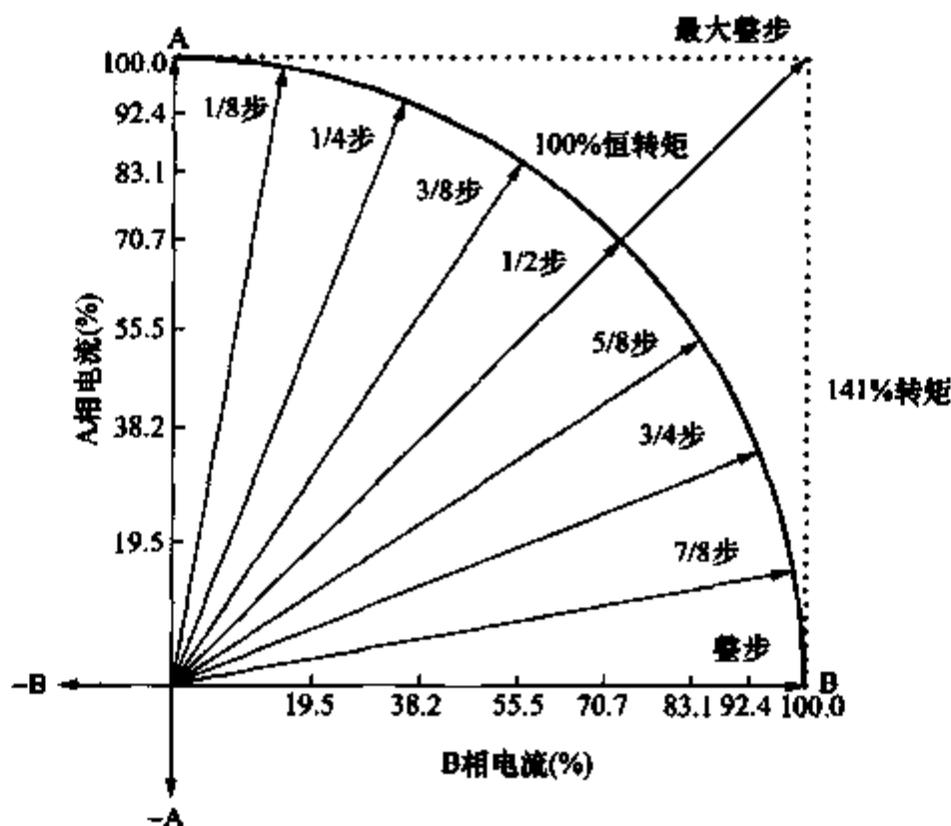


图 4-11 二相步进电机转矩矢量图

3955 的 3 位的非线性 DAC 使用最少的控制线，可实现 4 细分和 8 细分正、余弦的微步距驱动，将 1 步距 (90°电角度) 细分为 22.5°和 11.25°的微步距。3955 工作在整步、1/2 步、1/4 步和 1/8 步距时，1/2 周期内每拍 A 相和 B 相应当输入电流指令数据和 PHASE 信号，如表 4-2 所示。从上到下顺序为正转，则从下到上顺序为反转。根据表 4-2，不难得到在另 1/2 周期的电流指令数据和 PHASE 信号。当某相电流为零时，该相的 PHASE 的状态不定。

表 4-2

二相步进电机电流指令

拍数				A 相			B 相		
1	1/2	1/4	1/8	phaseA	D_A	I (%)	phaseB	D_B	I (%)
1	1	1	1	1	4	70.7	1	4	70.7
			2	1	3	55.5	1	5	83.1
		2	3	1	2	38.2	1	6	92.4
			4	1	1	19.5	1	7	100
	2	3	5	×	0	0.0	1	7	100
			6	0	1	-19.5	1	7	100
		4	7	0	2	-38.2	1	6	92.4
			8	0	3	-55.5	1	6	83.7
2	3	5	9	0	4	-70.7	1	4	70.7
			10	0	6	-83.1	1	3	55.5
		6	11	0	6	-92.4	1	2	38.2
			12	0	7	-100	1	1	19.5
	4	7	13	0	7	-100	×	0	0.0
			14	0	7	-100	0	1	-19.5
		8	15	0	6	-92.4	0	2	-38.2
			16	0	5	-83.7	0	3	-55.5

3955 在微步距控制中还可以采用另一种方法。让其内部的 DAC 闲置，即 D2、D1、D0 固定地输入高电平，控制电流为 100%，利用两片外部的 8bit 的 D/A 转换电路，提供可变的 V_{REF} ，有 $I_{TFIP} = V_{REF}/3R_S$ 。因此，可实现 256 细分。

此外，在整步工作时，还可采用二相四拍方式，即 $AB \rightarrow -AB \rightarrow -A - B \rightarrow A - B$ ，二相绕组都取 100% 电流，转矩是单相四拍方式的 1.41 倍。

4.2.3 典型应用

(1) 3955 驱动电路 两片 3955 只要少量外接的 RC 元件，就可组成两相步进电机的微步距驱动电路，如图 4-12 所示。

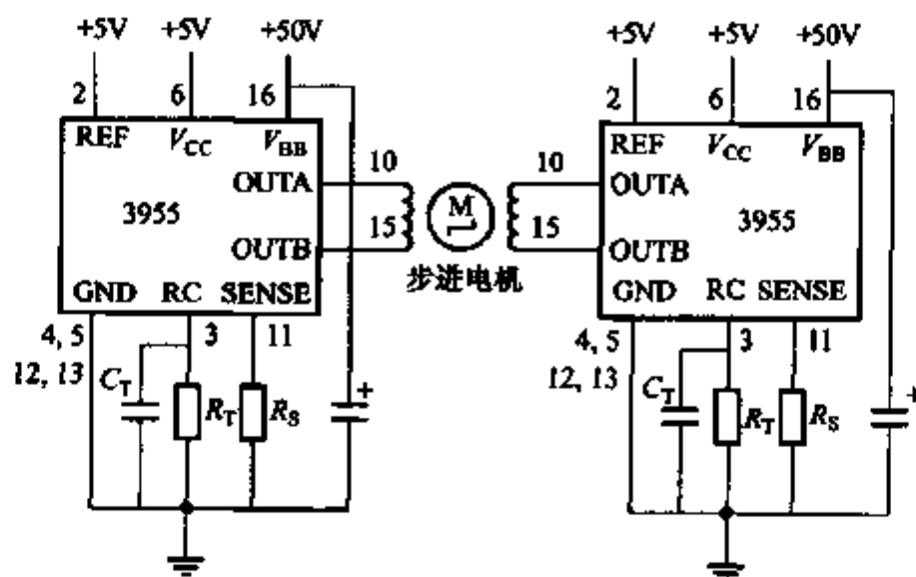


图 4-12 两相步进电机驱动电路原理图

3955 的输出分别与步进电机的两相绕组相接, V_{REF} 采用接固定电压的方式。当 V_{REF} 接 +5V 时, 取 R_s 为 0.5Ω , 则每相绕组的最大的 I_{TFIP} 为 $3.3A$ 左右。 V_{PFD} 控制电流衰减模式, 当负载电流较大时, 慢电流衰减模式可以减少晶体管的开关损耗和步进电机的铁耗, 相对于快电流衰减模式, 慢电流衰减模式可以获得最大的速度; 当负载电流减小时, 采用混合电流衰减模式, 可以防止由步进电机 EMF 引起的电流波形破坏, 从而获得较理想的电流波形。 RC 定时电路中的 R_T 一般取值范围在 $12 \sim 100k\Omega$, C_T 为 $470 \sim 1500pF$ 。 PWM 控制产生的电气噪声可能会引起电磁干扰问题, 可以加入 LC 低通滤波器, 既可降低电磁干扰, 同时又可降低步进电机的损耗。

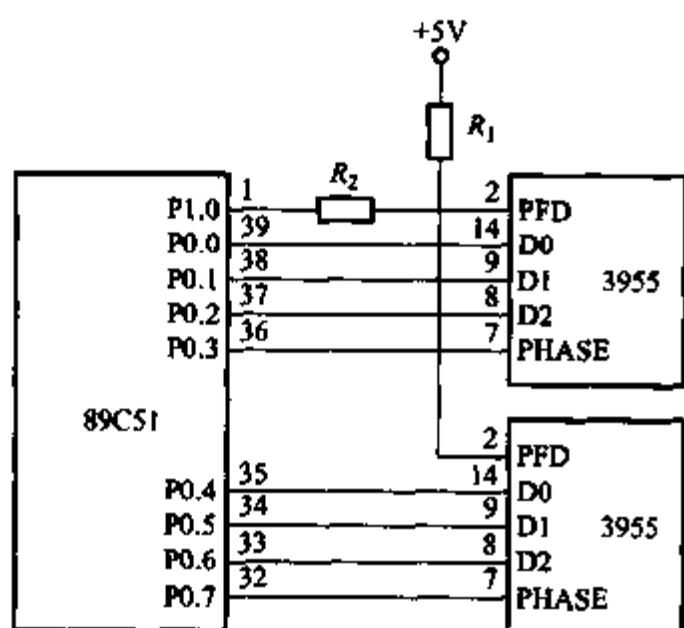


图 4-13 3955 与 89C51 的接口电路

(2) 3955 与 89C51 的接口电路 3955 易与单片机接口, 以 89C51 为例, 图 4-13 给出了用单片机控制一个二相步进电机的接口电路。89C51 的 P0.0 ~ P0.7 分别连接两片 3955 的 D0、D1、D2、PHASE。根据 P0 口的输出控制步进电机。P1.0 经过电阻接 3955 的 1 脚 (PFD)。当 P1.0 为高电平时, $V_{PFD} \geq 3.5V$, 3955 工作在慢衰减模式下; 当 P1.0 为低电平时, 根据分压电阻 R_1 和 R_2 的不同, 3955 可工作在快衰减模式或者混合衰减模式下。

(3) 控制程序 在该电路中, 89C51 定时器 0 采用工作方式 1。定时器 0 溢出中断, 输出下一拍 D0、D1、D2、PHASE 的状态。8 细分正余弦微步距的 32 位软环分 MOTAB 表存放在 89C51 的程序存储器中, MTB 表从小到大存放 256 字的计数器的初值, 可以实现步进电机的升频、恒速、降频等运行过程。下面列出 8 细分正余弦微步距控制的中断服务程序和正反转控制的子程序。

```

ORG000BH
LJMPTIMER0
MOTAB: DB0CCH, 0DBH, 0AEH, 9FH, 8FH, 1FH, 2EH, 3DH
        DB4CH, 5BH, 6AH, 79H, 78H, 71H, 62H, 53H
        DB44H, 35H, 26H, 17H, 07H, 97H, 0A6H, 0B5H
        DB0C4H, 0D3H, 0E2H, 0F1H, 0F0H, 0F9H, 0EAH, 0DBH;
MTB:    DB0E2H, 0A1H, 5DH, 0A6H, 0A2H, 0AAH, 0B2H, 0AEH, 91H, 0B2H
        DB41H, 0B6H, 0C4H, 0B9H, 1CH, 0BDH, 4BH, 0C0H, 40H, 0C3H
        DB38H, 0C6H, 0F8H, 0C8H, 97H, 0CBH, 16H, 0CEH, 77H, 0D0H
        .....
    
```

; 定时器 0 中断服务子程序

```

TIMER0: PUSHACC
        PUSHDPH
        PUSHDPL
        PUSHPSW                ; 保护现场
        CLRTR0                 ; 停止定时器
        MOVA, MV                ; 读取指令频率指针
        MOVDPTR, #MTB
        MOVCA, @A + DPTR       ; 读取定时器 0 初值的低 8 位
        MOVTLO, A
        INCDPTR
        MOVA, MV
        MOVCA, @A + DPTR       ; 读取定时器 0 初值的高 8 位
        MOVTH0, A
        SETBET0                ; 开定时器 0 中断
        SETBTRO                ; 再启动定时器 0
        MOVA, XMOSP            ; 寄存器 MOSP 存放当前步进电机节拍数
        MOVDPTR, #MOTAB
        MOVCA, @A + DPTR       ; 读当前节拍的 control 指令
        MOVPO, A               ; 输出给 3955, 驱动步进电机
        POPPSW
        POPDPL
        POPDPH
        POPACC                  ; 恢复现场
        RETI                    ; 控制步进电机正反转的子程序

FXSTEP: MOVA, XMOSP
        INCA                    ; 正转一步, 加一
        ANLA, #1FH              ; 三 + 二拍循环
        MOVXMOSP, A
        RET

BXSTEP: MOVA, XMOSP
        DECA                    ; 反转一步, 减一
        ANLA, #0FH              ; 三 + 二拍循环
        MOVXMOSP, A
        RET

```

4.3 A3796 双极步进 电机驱动集成电路

4.3.1 概述

A3796 是一种用来驱动双极性步进电机的双绕组的单片集成电路,也可用来双向控制两台直流电机。双 H 桥能够连续输出 $+/-500\text{mA}$ 的电流和 30V 的运行电压。当开关电机或者是其他感性负载时,衬底隔离的续流二极管可以起到输出瞬态抑制的作用。对于每一个 H 桥,相位 (PHASE) 输入端能通过选择适合的电源和驱动器控制电流的极性,使能 (ENABLE) 输入置成高电平时,可以使各自的 H 桥导通。当两个 ENBALE 引脚都被置成低电平时,芯片进入睡眠状态,消耗不到 $100\mu\text{A}$ 的电流。

4.3.2 引脚及功能说明

A3796 附加了许多保护功能,以确保电路在苛刻的环境下工作,并且为了应用于汽车而进行了特别设计。保护电路能够检测到负载开路或者短路、电机短路接地或短路接电源、功率电源 V_{BB} 过电压、逻辑电源 V_{CC} 欠电压、过热关断等。如果检测到这些,输出就会被禁止,故障信息通过诊断引脚 FAULT1 和 FAULT2 输出。

A3796 在性能上具有以下一些特点:

- 1) 具有 30V 、 $\pm 500\text{mA}$ 的连续输出能力。
- 2) 具有 35V 负载清除残存功能。
- 3) 具有输出短路保护。
- 4) 可输出编码的故障诊断信号。
- 5) 设有弱电流待命模式。
- 6) 设有负载开路监视器。
- 7) 具有功率电源 V_{BB} 过电压关断功能。
- 8) 具有内部过热切断电路功能。
- 9) 内部含有低寄生电容续流二极管。
- 10) 具备交叉式电流保护功能。

A3796 的引脚及参数说明如下:

A3796 具有两种封装: 16 脚的塑料封装 DIP (以“B”为后缀); 24 脚的塑料封装 SOIC (以“LB”为后缀)。其引脚说明见表 4-3。

表 4-3

A3796 引脚说明

引脚名称	引脚描述	24 脚 SOIC	16 脚 DIP
V_{BB}	电机供电电源, 30V	1	1
ENABLE1	控制逻辑 - 桥 1	2	2
PHASE1	控制逻辑 - 桥 1	3	3
GROUND	功率地	18, 19, 6, 7	4, 5, 12, 13
OUT1A	桥 1 输出	9	6
FAULT1	诊断输出, 电压 7.0V	11	7
OUT1B	桥 1 输出	12	8
OUT2B	桥 2 输出	13	9
FAULT2	诊断输出	14	10
OUT2A	桥 2 输出	16	11
PHASE2	控制逻辑 - 桥 2	22	14
ENABLE2	控制逻辑 - 桥 2	23	15
V_{CC}	逻辑电源, 7.0V	24	16
NC	不接	4, 5, 8, 27, 20	

集成电路的功能模块示意图如图 4-14 所示, 该电路包括以下几个功能块: 控制逻辑电路, 诊断逻辑电路, 过热关断电路, 过电压/欠电压监控器, 短路接电源监控器, 短路接地监控器, 两个 H 桥。其中控制逻辑电路有四个输入引脚, 分别是 ENABLE1, PHASE1, ENABLE2, PHASE2。它们分别控制一个 H 驱动桥的导通

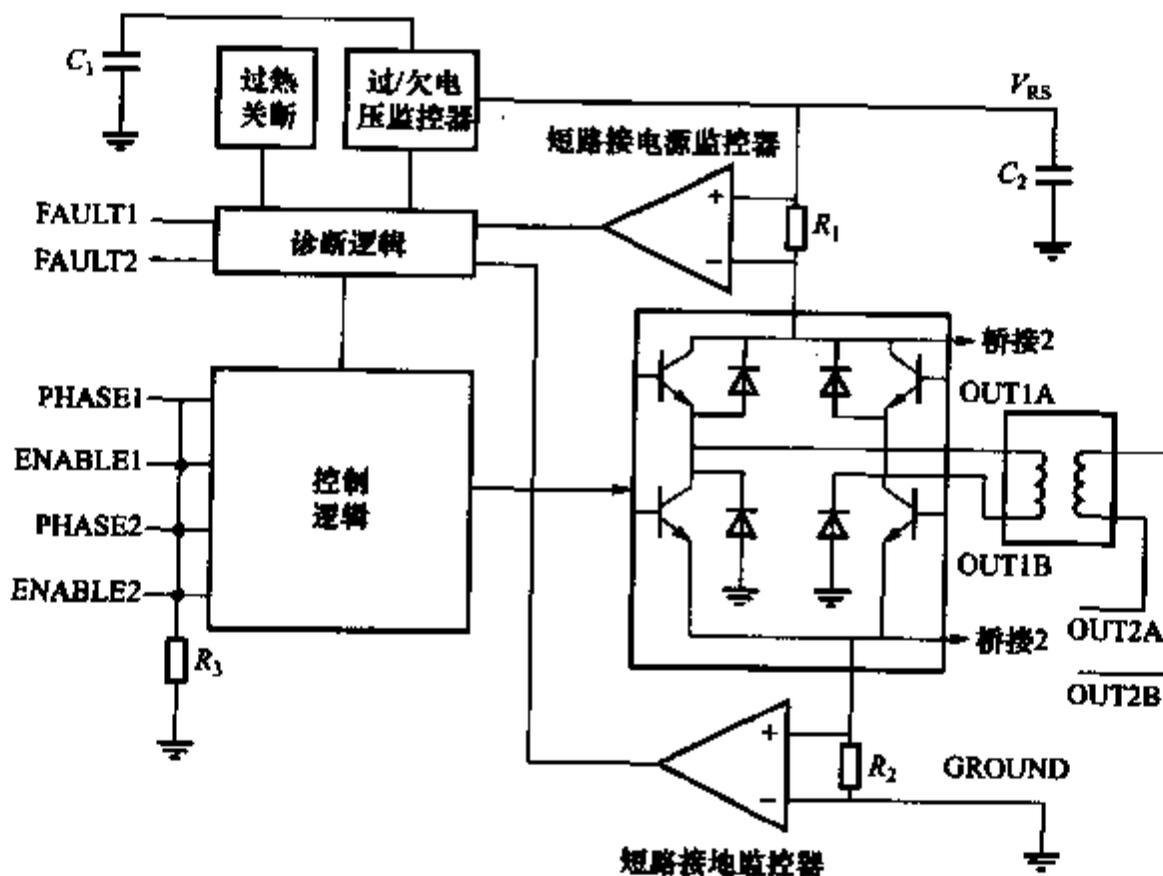


图 4-14 功能模块示意图

和输出电压的极性，其逻辑关系如表 4-4 所示。当电路出现故障时，诊断逻辑电路会通过两个故障输出引脚 FAULT1 和 FAULT2 输出与故障相应的逻辑电平，表 4-5 就表示了故障输出信号与故障种类的关系。

表 4-4 输入逻辑

PHASE	ENABLE	OUTA	OUTB
X	0	OFF	OFF
0	1	LOW	HIGH
1	1	HIGH	LOW

表 4-5 故障逻辑

故障情况	FAULT1	FAULT2
过热关断	LOW	LOW
与电池短路或负载开路	LOW	HIGH
与地短路	HIGH	LOW
正常运行	HIGH	HIGH

A3796 工作的环境与性能参数为：

- 1) 运行供电电压 V_{BB} ：30V。
- 2) 输出电流 I_{OUT} ： $\pm 500\text{mA}$ 。
- 3) 逻辑供电电压 V_{CC} ：7.0V。
- 4) 故障输出电压：7.0V。
- 5) 逻辑输入电压范围 V_{IN} ： $-0.3\text{V} \sim V_{CC} + 0.3\text{V}$ 。
- 6) 芯片功耗($T_A = +25^\circ\text{C}$) P_D ：A3796KLB 为 2.2W，A3796KB 为 2.9W。
- 7) 工作温度范围 T_A ： $-40 \sim 125^\circ\text{C}$ 。
- 8) 存储温度范围 T_S ： $-55 \sim 150^\circ\text{C}$ 。

芯片 A3796 的保护功能有开路保护、过电流保护、过热保护等。在 PWM 正常运行期间，诊断电路会在 H 桥接通之后自动寻找一个最小的电源电流值，另外还监视二极管的续流值是否处在正常的水平。如果逻辑电路确定电流小于最小值并且没有续流，那么它就会发出故障信号，禁止输出。但是如果感性负载太大，电流会持续很长时间才能达到最小值，逻辑电路就会误认为是开路负载从而发出错误的信息。因此，建议感性负载不要超过 38mH。

内部与 V_{BB} 和地串联的敏感电阻如果检测到电流大于 1.1A 就会切断故障电路。为了防止由于钳位二极管的反向恢复尖峰电流引起的错误的过电流事件的发生，在检测电动势反向之后，电流监控器要空出 $5\mu\text{s}$ 的时间。如果在故障出现之后又跟着一条输入命令，那么被选中的那对驱动器就会输出 $5\mu\text{s}$ 的脉冲。短路故障电路会记住故障发生时的输入状态，并且在故障清除之后等待特殊的逻辑状态才能正常

运行。

芯片内部集成一个温度传感器用来监测芯片的工作温度，当结温达到 170°C 时，温度传感器给出高温信号，此信号经过逻辑转换控制驱动电路，驱动电路就会自动关断所有的驱动器。该功能是为了防止结温过高引起的器件错误，有大约 15°C 的滞后。

4.3.3 步进电机上的典型应用

A3796 是一种专门为驱动两极步进电机而设计的集成电路。两极步进电机有两相绕组 A 相和 B 相，其通电规律有三种，分别是：A - B - A - B - A；AB - AB - AB - AB - AB；A - AB - B - AB - A - AB - B - AB - A。反转时顺序相反。导电顺序的控制是通过使能输入 ENABLE 和相位输入 PHASE 的相互配合实现的。其输入逻辑如表 4-6 所示。对于第一种单拍的导电规律，其输入逻辑的控制规律如图 4-15 所示。

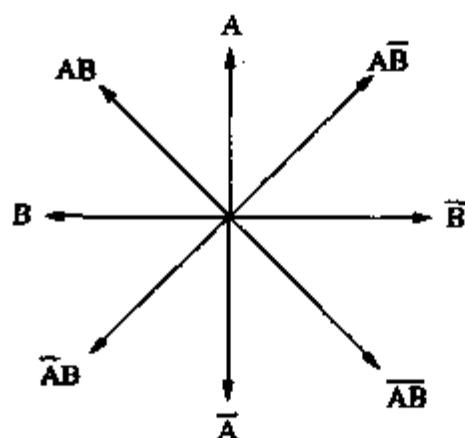


图 4-15 两极步进电机的导电顺序

表 4-6 逻辑输入与步进电机通电顺序的关系

导电规律	ENABLE1	PHASE1	ENABLE2	PHASE2
A	1	1	0	x
B	0	x	1	1
-A	1	0	0	x
-B	0	x	1	0

A3796 驱动步进电机的简单应用电路如图 4-16 所示。单片机 8031 是中央控制单元，通过 P0 口与 A3796 的逻辑输入端相接，控制电机的转速和转向。A3796 的两个故障诊断引脚接到与门上，与门输出与 8031 的中断请求引脚相接。当出现故障时，至少有一个故障引脚出现低电平，那么与门就会输出低电平向 8031 请求中断；8031 相应中断进入中断服务子程序，进一步详细地察看两个故障输出引脚的状态，从而判断出现何种故障，再作出处理。

A3796 也可以用来进行直流电机的 PWM 驱动控制，并且可以同时驱动两台电机。这时，使能输入端控制电机的起动和停止，相位输入端用来控制发电机的正反转，如果 PHASE 为高电平，发电机正转，为低电平则反转。

印制电路板应当使用厚些的底板，驱动器要固化在板子上，负载供电引脚要用一个电解电容去耦（最好大于 $47\mu\text{F}$ ），并且电容要尽可能靠近芯片。

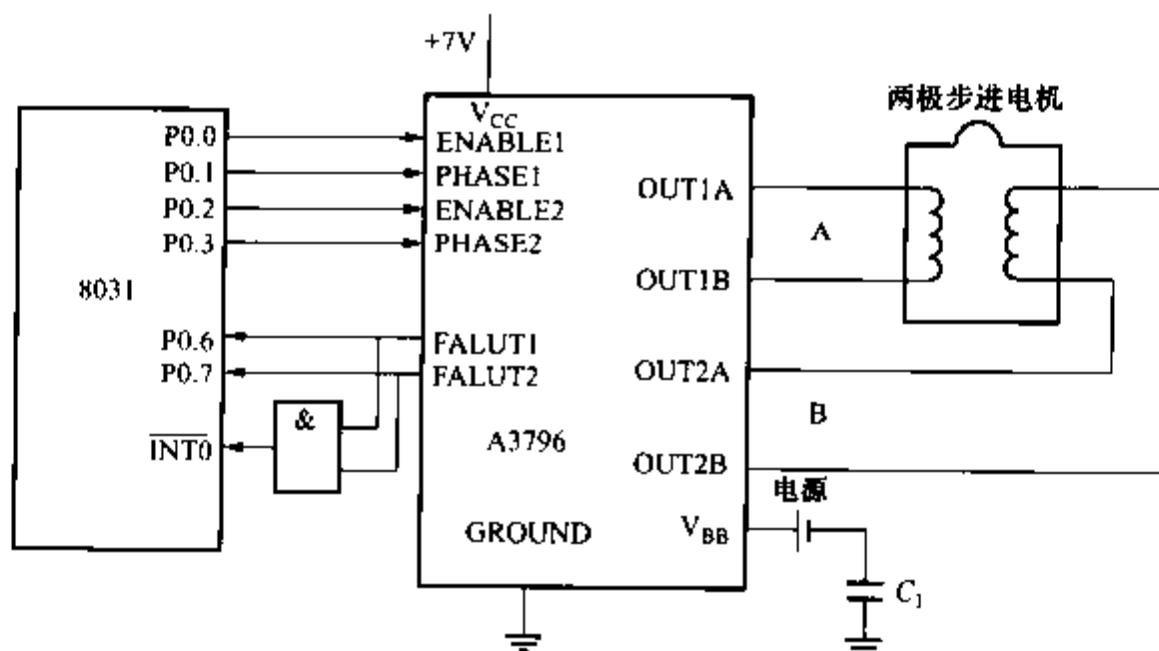


图 4-16 A3796 驱动步进电机的简单应用电路

4.4 A3955SB 步进电机驱动集成电路

4.4.1 概述

A3955SB 是美国 ALLEGRO 公司生产的二相步进电机驱动专用集成电路。一片 A3955SB 可驱动一相电机绕组，其工作电压可达 50V，电流可达 1.5A。A3955SB 内部的 3 位非线性数模转换器与内部 PWM 电流控制相结合可实现步进电机的整步、1/2 步、1/4 步、1/8 步运行模式。而内部 PWM 电流控制电路和外部参考电压相结合则可用于决定电流的工作模式（快衰减模式、慢衰减模式、混合衰减模式）。同时，A3955SB 芯片还提供有完善的保护措施，其中包括过热保护、过电流保护及欠电压保护等功能。

4.4.2 引脚功能和主要特点

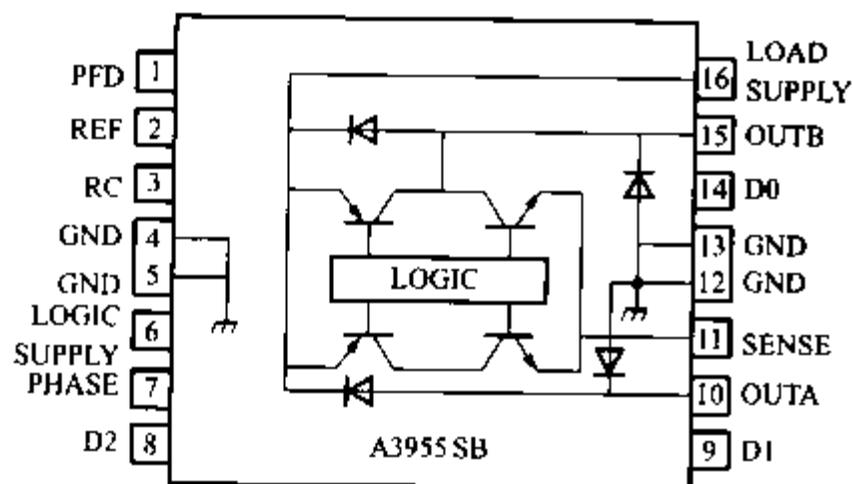


图 4-17 A3955SB 引脚图

A3955SB 有两种封装形式，一种是 16 脚的 DIP 封装（A3955SB），另一种是 16 引脚的 SOIC 封装（A3955SLB），两种封装的电特性完全相同，图 4-17 为 A3955SB 的引脚排列图。各引脚说明如下：

引脚 1（PFD）：该端用于确定工作模式。

引脚 2（REF）：此端电压与

电流取样电阻 R_S 及数模转换器输入 D0、D1、D2 一起可用于决定输出电流的峰值。

引脚 3 (RC): 此端与地之间的一个 RC 并联网络可决定 PWM 电流调节的固定关断时间 T_{OFF} 。同时, 该端的电容还可用来决定电流敏感比较器的输出无效时间, 以防止在相输入改变或数模转换器输入发生变化时导致错误的过电流检测。

引脚 4、5、12、13 (GND): 接地端。

引脚 6 (LOGICSUPPLY): 逻辑电路电源电压, 一般为 5V。

引脚 7 (PHASE): 此端的电平可用于决定流过负载的电流方向。当 PHASE 端输入发生变化时, S3955SB 器件内部将产生约 $1\mu\text{s}$ 的死区时间, 以防止出现电流直通现象。

引脚 8 (D2): 三位非线性数模转换器输入端的最高位。

引脚 9 (D1): 三位非线性数模转换器输入端的中间位。

引脚 10、15 (OUTA、OUTB): 两输出引脚, 其中每一个分别与电机绕组的一端相连。

引脚 11 (SENSE): 在此端接一个电流取样电阻可检测负载电流。

引脚 14 (D0): 三位非线性数模转换器输入端的最低位。

引脚 16 (LOADSUPPLY): 电机负载电源端。

A3955SB 的主要特点如下:

- 1) 输出电流在 1.5A 以内连续可调;
- 2) 工作电压可达 50V;
- 3) 具有整步、1/2 步、1/4 步、1/8 步细分运行方式选择;
- 4) 具有正/反转控制;
- 5) 带有内部 PWM 电流控制功能;
- 6) 具有 3 位非线性数模转换模式;
- 7) 具有快、混合 (快/慢)、慢电流衰减模式;
- 8) 具有过电流、欠电压和过热保护功能。

4.4.3 功能原理

A3955SB 本质上是一个利用数字量输入控制输出电流的芯片。其输入为三位非线性数模转换器 DAC 的三个输入端, 输出 OUTA 与 OUTB 可分别接在两相电机中一相绕组的两端。同时, 芯片的 PHASE 端决定着电流的方向是从 OUTA→OUTB 还是 OUTB→OUTA。其具体实现主要通过数模转换、逻辑控制、驱动三个部分来共同完成。图 4-18 所示为 A3955SB 的内部功能。

A3955SB 中的数模转换器为三位非线性转换器 DAC。通过设置 2 脚的电压 V_{REF} 与电流采样电阻 R_S 可确定流过电机绕组的最大电流 I_{max} , 其关系式为

$$I_{max} = V_{REF}/3R_S \quad (4-1)$$

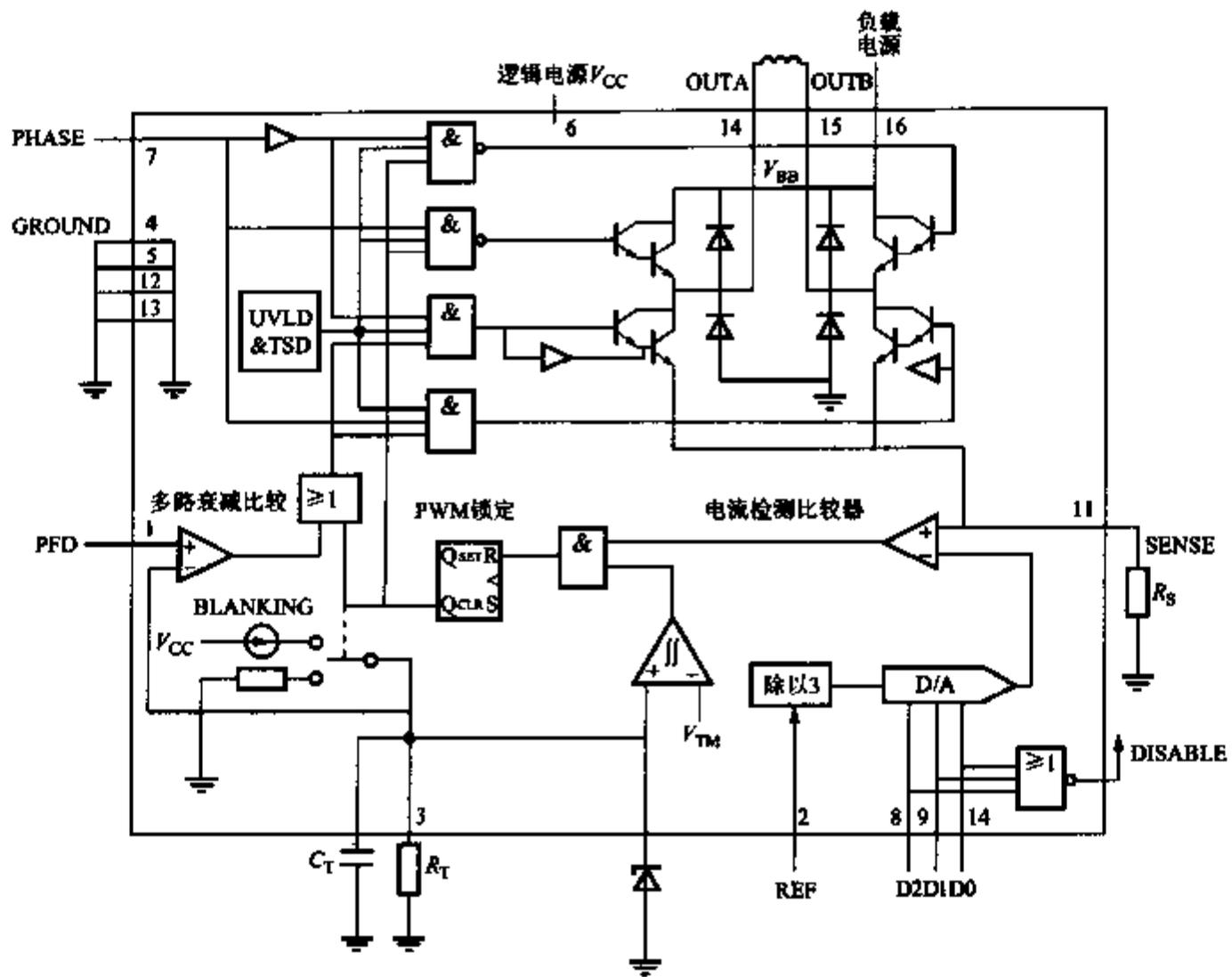


图 4-18 A3955SB 的内部功能图

D2、D1、D0 输入与负载电流的设置关系如表 4-7 所列。从表 4-7 可以看出，数模转换器的输出并非线性。通过这样设计可更好地调节电流波形以使其近似为正弦波，从而使电机能够稳定运行。

表 4-7 DAC 真值表

DAC 输入			电流比例 (%)	V_{REF}/V_S
D2	D1	D0		
1	1	1	100	3.00
1	1	0	92.4	3.25
1	0	1	83.1	3.61
1	0	0	70.7	4.24
0	1	1	55.5	5.41
0	1	0	38.2	7.85
0	0	1	19.5	15.38
0	0	0	不输出	

该驱动电路为一两相桥式电路，通过逻辑电路对驱动电路的控制可使驱动电

路工作在电流快衰减模式、电流慢衰减模式或电流混合衰减模式。所谓电流混合衰减模式是指在固定关断时间内，一部分时间电路工作在慢衰减模式，另一部分时间工作在电流快衰减模式。1脚的电压 V_{PFD} 与工作模式的关系如表4-8所列。

在混合衰减模式中，电流快衰减时间占整个固定关断时间 T_{OFF} 的比例为

$$\text{PFD} = 100 \ln[0.6(R_1 + R_2)/R_1] \quad (4-2)$$

式(4-2)中， R_1 与 R_2 的含义如图4-19所示。

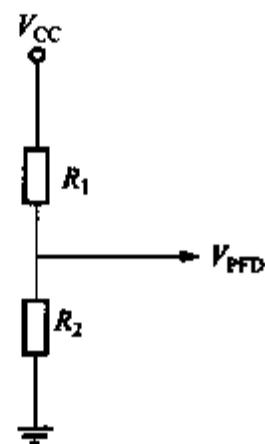


图4-19 PFD端外电阻的连接方法

表4-8 电压 V_{PFD} 与工作模式的关系

V_{PFD}	控制模式说明
$\geq 3.5\text{V}$	电流慢衰减模式
1.1 ~ 3.1V	电流混合衰减模式
$\leq 0.8\text{V}$	电流快衰减模式

逻辑控制电路主要用来产生PWM波形以实现电机的恒流驱动，同时实现过热、过电流保护及防止驱动管桥臂出现直通现象。

在逻辑控制电路中有两个比较重要的参数 T_{OFF} 和 T_{BLANK} 。其中 T_{OFF} 为PWM波形的固定关断时间，其内部PWM电流控制电路可用一个锁存器来控制晶体管的截止时间，实际上， T_{OFF} 可由接在3脚的RC网络来确定。

当负载电流增加但未达到电流敏感比较器的门限值 I_{TRIP} 时，3脚的电压约为 $0.6V_{\text{CC}}$ 。而其一旦达到 I_{TRIP} ，PWM锁存器将由电流敏感比较器复位，同时3脚电压将衰减到约 $0.22V_{\text{CC}}$ 。这时PWM锁存器将又被置位并使晶体管导通，负载电流重新开始增加，PWM周期循环，从而维持恒定的电流。

增加 T_{OFF} 时，PWM频率将降低，开关损耗将下降，负载电流波形也会得以改善，电磁干扰将减小，电流纹波将增加。可以通过选择不同 T_{OFF} 的值来优化这些参数。

T_{BLANK} 是电流敏感比较器的输出无效时间。正常工作时， T_{BLANK} 可由下式决定

$$T_{\text{BLANK}} = R_T C_T \ln[R_T(R_T - 3\text{k}\Omega)] \quad (4-3)$$

在由不工作状态转变为正常工作状态时， T_{BLANK} 由下式决定

$$T_{\text{BLANK}} = R_T C_T \ln[(R_T - 1.1\text{k}\Omega)/(R_T - 3\text{k}\Omega)] \quad (4-4)$$

式(4-4)中， C_T 可选择 $470 \times (1 \pm 5\%) \text{pF}$ 的电容。

4.4.4 典型应用

在对A3955SB分析研究的基础上，可设计一种简单实用的步进电机驱动电路，

具体电路如图 4-20 所示。该电路由一片 AT89C2051 和两片 A3955SB 及外围电路构成，两片 A3955SB 分别接在一个两相步进电机的两个绕组上，以用来完成对步进电机的驱动控制。

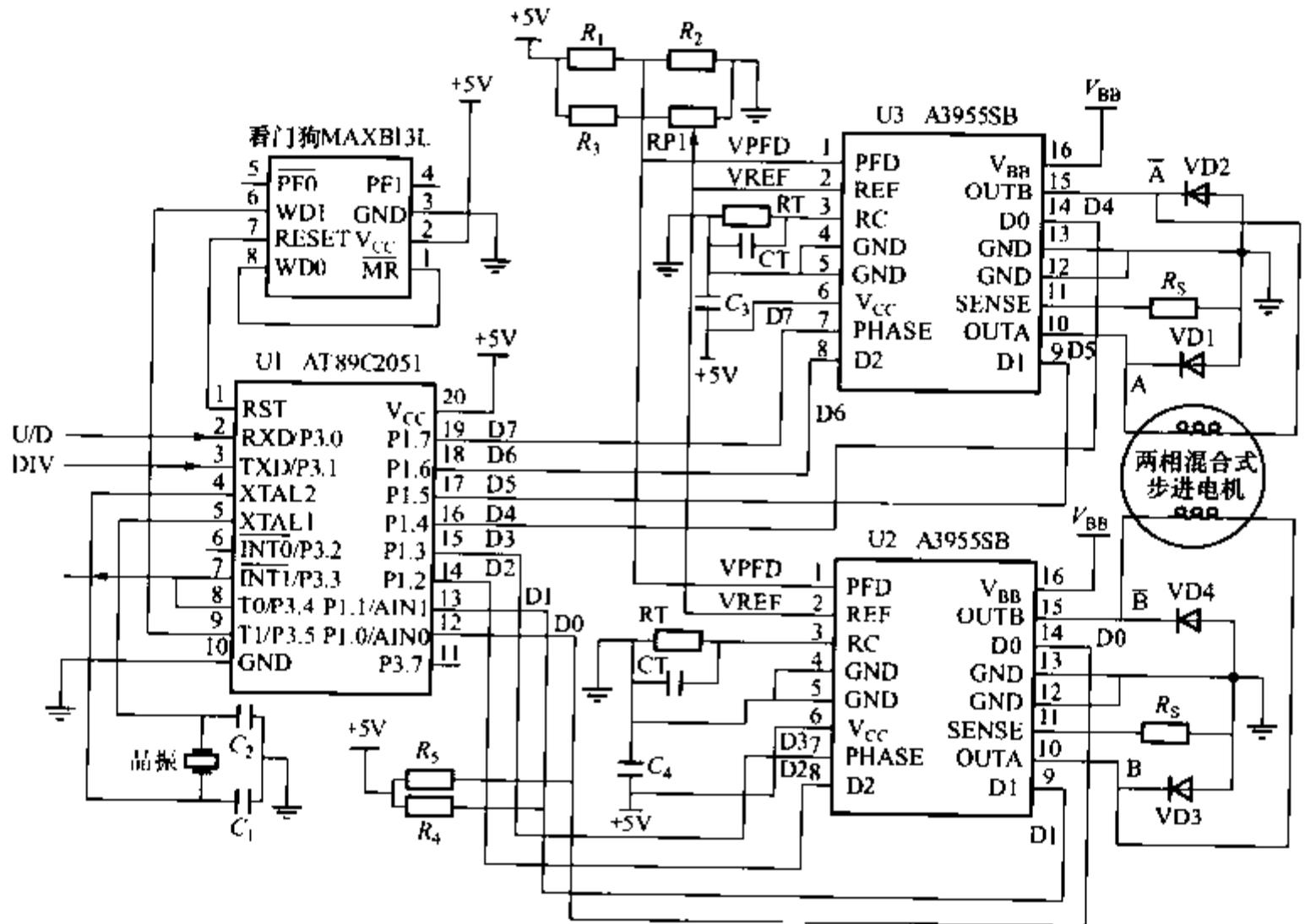


图 4-20 两相步进电机驱动器原理图

AT89C2051 作为驱动器的控制核心，可通过软件编程完成对 A3955SB 的逻辑控制。通过调节 CP 端的输入脉冲信号频率可改变步进电机的转速。

U/D 为正/反转选择输入信号，其值可由程序检测。U/D = 1 时，电路执行正转程序；U/D = 0，则执行反转程序。

DIV 为细分选择输入信号。本驱动器根据系统需要设计了两种运行方式，其中 DIV = 1 选择 1/2 细分，DIV = 0 选择 1/8 细分。

4.5 BL5060 二相四拍步进电机驱动器

4.5.1 概述

BL5060 二相四拍步进电机驱动器电路是贝岭公司配合上海市电力系统复费率

电表工程项目而设计的复费率电动计度器专用步进电机驱动器集成电路。

电路具有两组独立的输出驱动级，根据不同的触发信号输入可分别驱动两个步进电机工作以达到分时计量电能的目的。BL5060 采用特殊的抗干扰设计，抗干扰能力强；采用 BI-CMOS 工艺制造，电机控制逻辑和功率驱动电路集成在同一芯片上，驱动能力强，外围电路简单；双电源供电。

4.5.2 引脚功能描述

BL5606 的 SOP18 脚封装如图 4-21 所示。

(1) 触发输入信号部分 Tr1、Tr2 为步进电机工作输入触发信号，正常工作时处于交替工作状态。Tr1、Tr2 触发信号为正脉冲信号，脉冲宽度要求为 20ms。

步进电机正反转状态控制信号 Sel 为“1”电平，步进电机正转；Sel 为“0”电平，步进电机反转。

两路同时驱动 Control 为“1”电平，电路输出驱动交替工作；Control 为“0”电平，电路输出驱动同时工作。

(2) 输出信号部分 输出信号为 QA ~ QD，每个输出周期为 70ms，输出波形见图 4-22。

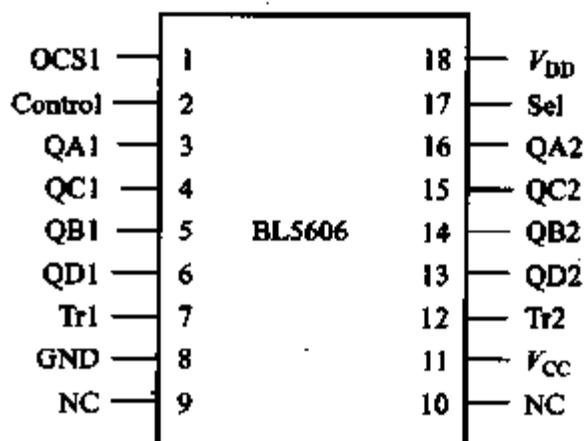


图 4-21 BL5606 的 SOP18 脚封装

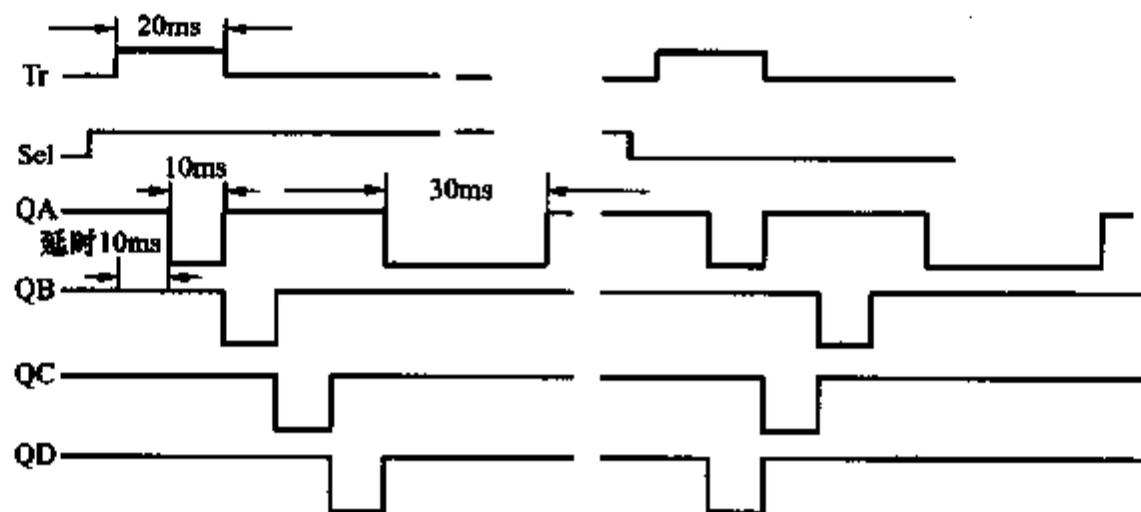


图 4-22 触发信号和输出正反转驱动信号波形图

(3) 振荡频率与 RC 元件 振荡器工作需外接一个电阻和一个电容，电路设计振荡频率为 1.6kHz。

工作温度范围：-20 ~ +55℃。BL5060 参数见表 4-9。

表 4-9 BL5060 参数

项目	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
V_{CC} 静态功耗	$V_{CC} = 12V T_{r1} = T_{r2} = 0$		0.2		mA
V_{DD} 静态功耗	$V_{DD} = 5V T_{r1} = T_{r2} = 0$		0.8	1	mA
高电平电流	$V_{CC} = 12V R_L = 300\Omega$ 脉宽 10ms $V_{OH} = 10.5V$			35	mA
低电平电流	$V_{CC} = 12V R_L = 300\Omega$ 脉宽 10ms $V_{OL} = 1V$			35	mA
触发延时	T_{r1} 或 T_{r2} 触发到 QA 输出	9	10	11	ms

4.5.3 典型应用

BL5606 系统应用电路如图 4-23 所示。

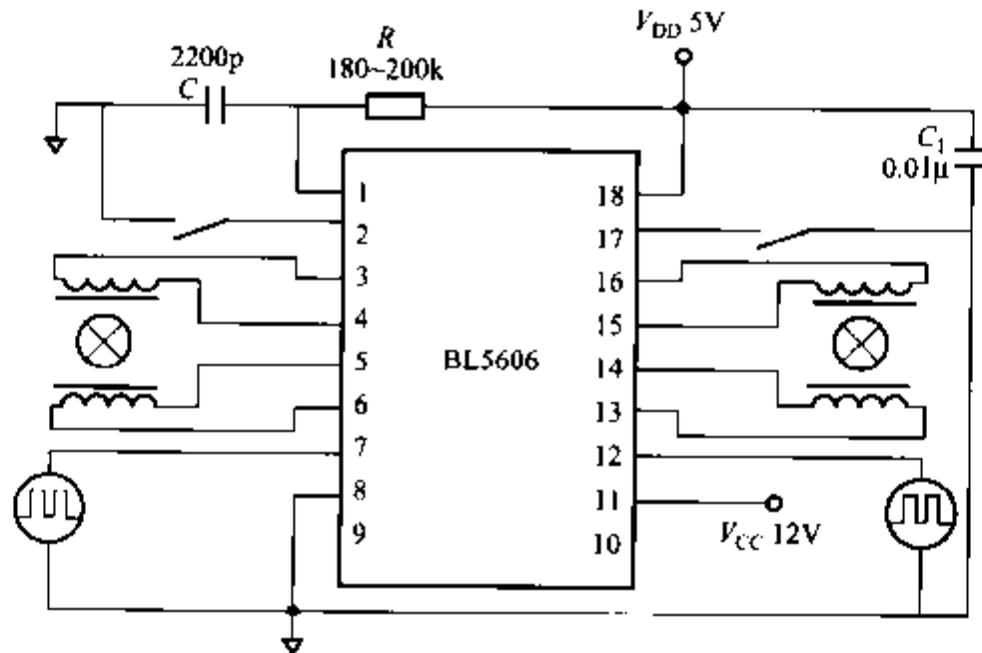


图 4-23 系统应用电路图

4.6 CH250 三相步进电机脉冲分配器

4.6.1 概述

步进电机脉冲分配器 CH250 是上海无线电十四厂专为三相步进电机脉冲控制而设计的接口电路，在配合适当三相功率驱动电路后，就可使三相步进电机作双三拍或单六拍的停转与正反转。它结构简单，价格低廉，既易于与微机接口，又易于与驱动电路相连，控制简单、可靠，因此在生产中容易得到推广和使用，是步进电机控制系统比较理想的芯片。

CH250 具有控制步进电机三相双三拍和三相单六拍的功能。此芯片具有抗干扰能力强的特点，噪声容限为 35% V_{DD} ， V_{DD} 在 4 ~ 18V 范围内都可正常工作。

4.6.2 工作原理

CH250 采用双列直插扁平 16 外引线封装, 如图 4-24 所示。其中 R1、R2 端置“1”; 可分别将三相六拍和三相双三拍复位。时钟端 CL 和时钟允许端 EN 分别为时钟脉冲输入和控制时钟输入。 R_S 为 CH250 的复位引脚。当时钟由 CL 端输入时, EN 端必须接“1”, 这时有有效电平变化为上升沿; 当时钟由 EN 端输入时, CL 端必须接“0”, 这时有有效电平变化为下降沿。输入端 J_{3L} 、 J_{3R} 和 J_{6L} 、 J_{6R} 是控制步进电机作三相双三拍还是三相单六拍运转。A、B、C 为 CH250 的三个输出端, 经驱动后推动步进电机。

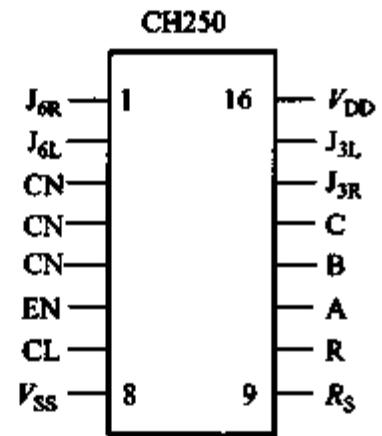


图 4-24 CH250 引脚图

CH250 功能真值表如表 4-10 所列。

表 4-10 CH250 功能真值表

CL	EN	J_{3R}	J_{3L}	J_{6R}	J_{6L}	功能
上升沿	1	1	0	0	0	双三拍正转
上升沿	1	0	1	0	0	双三拍反转
上升沿	1	0	0	1	0	单六拍正转
上升沿	1	0	0	0	1	单六拍反转
0	下降沿	1	0	0	0	双三拍正转
0	下降沿	0	1	0	0	双三拍反转
0	下降沿	0	0	1	0	单六拍正转
0	下降沿	0	0	0	1	单六拍反转
下降沿	1	x	x	x	x	不变
x	0	x	x	x	x	不变
0	上升沿	x	x	x	x	不变
1	x	x	x	x	x	不变

三相双三拍工作程序为: $AB \rightarrow BC \rightarrow CA \rightarrow AB$, 这时 A、B、C 端输出的脉冲波形如图 4-25 所示。

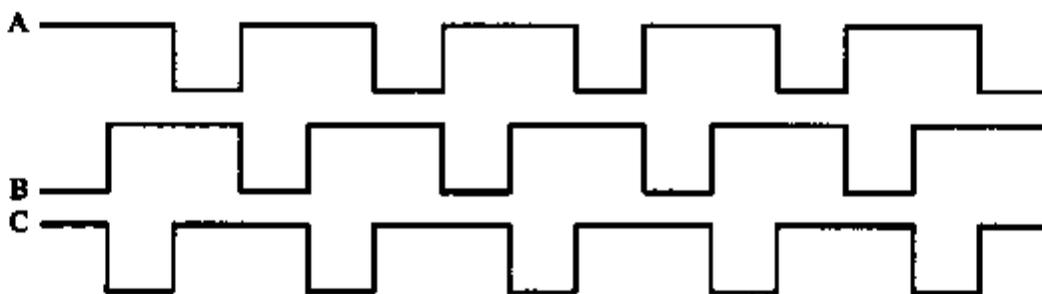


图 4-25 三相双三拍方式时 A、B、C 端输出的波形

工作在三相双三拍方式时的连接如图 4-26 所示。

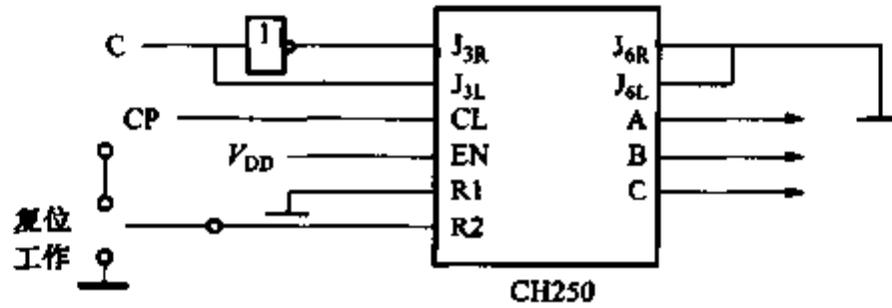


图 4-26 三相双三拍方式时的连接图

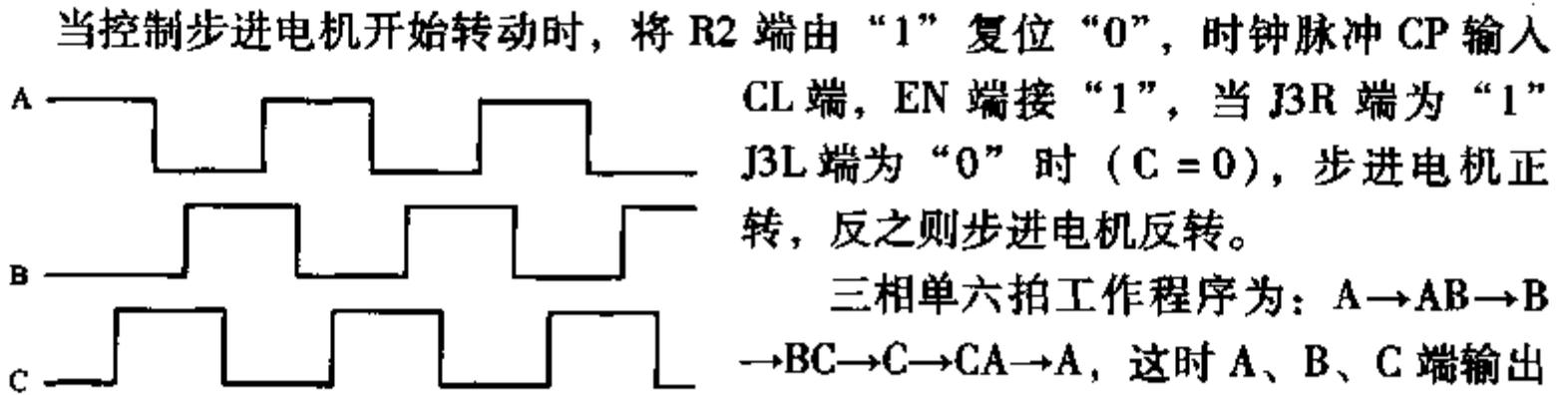


图 4-27 三相单六拍方式时 A、B、C 端输出的波形

当控制步进电机开始转动时，将 R2 端由“1”复位“0”，时钟脉冲 CP 输入 CL 端，EN 端接“1”，当 J3R 端为“1”J3L 端为“0”时（C=0），步进电机正转，反之则步进电机反转。

三相单六拍工作程序为：A→AB→B→BC→C→CA→A，这时 A、B、C 端输出的脉冲波形如图 4-27 所示。

工作在三相单六拍方式时的连接如图 4-28 所示。开始工作时，将 R1 端复位“0”，时钟脉冲 CP 由 EN 端输入，CL 置“0”，当 J6R 端为“1”J6L 端为“0”时（C=0），步进电机正转，反之，步进电机反转。

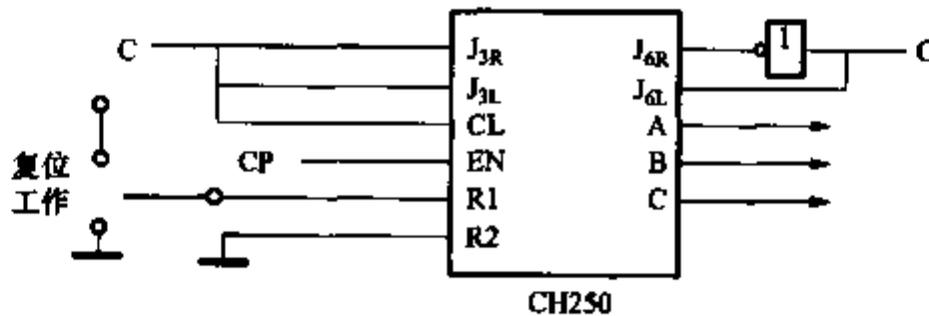


图 4-28 三相单六拍方式时的连接图

4.6.3 典型应用

CH250 与微机接口简单，可直接与接口芯片相连。图 4-29 是 CH250 与 IBMPC/XT 接口板的连接线路（CH250 工作在单六拍方式）。

在这个接口板中，使用了芯片 8255、8253 来控制两个 CH250 芯片。其中 8253 的定时/计数器 0、1、2 分别工作在方式 3（分频方式）、方式 1、方式 1。8253 的定时/计数器 0 工作在分频方式，主要是为了 I/O 槽的 CLK 信号分频后能作为 CH250 的时钟脉冲输入，同时可由程序给出不同的分频值来控制步进电机的转速大小。定时/计数器 1、2 工作在方式 1，其过程是当给 8253 送控制字并给定计数

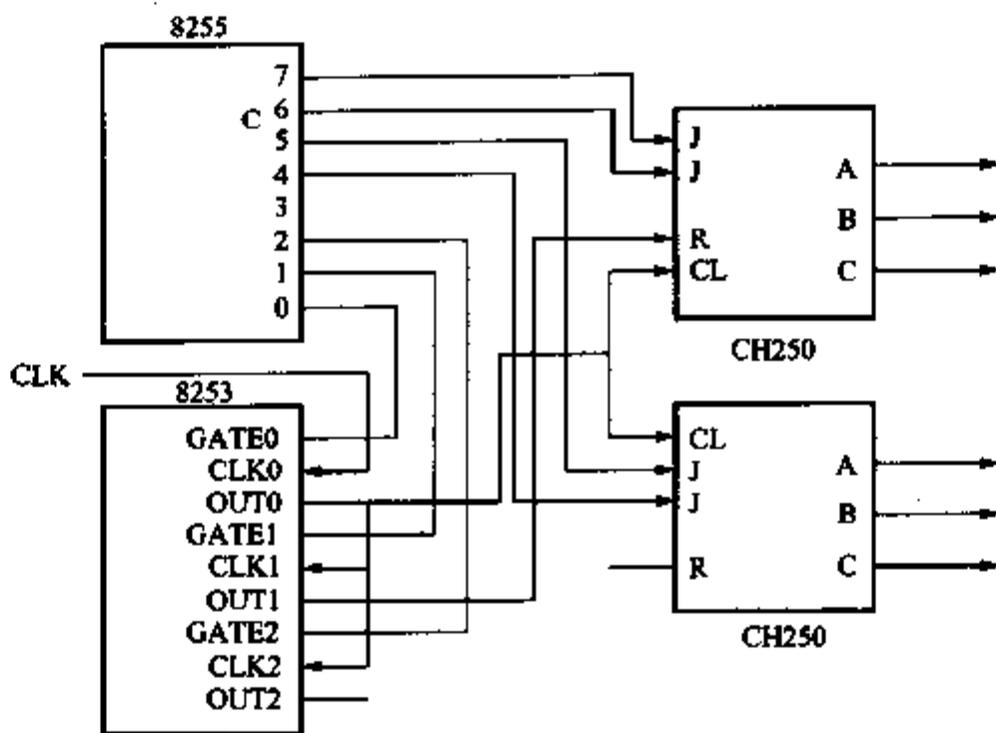


图 4 - 29 CH250 与 IBMPC/XT 接口板的连接

值后，计数器的输出端 OUT1、OUT2 仍保持高电平。只有给计数器 1、2 的门控端 GATE 一个脉冲后，此时计数器开始计数，输出端 OUT1、OUT2 由高电平变为低电平，计数结束后，输出端又返回到高电平。利用这一特点，用 OUT1、OUT2 来连接两个 CH250 的 R1 端，以这两个信号来控制步进电机的停转，可以在给定步进电机脉冲数后，计算机干其他工作。计数结束后，自动停止步进电机运转，可节省占用 CPU 的时间。

8255 除了控制 8253 的三个计数/定时器的门控端外，主要用来控制两个步进电机的正反转。由以上分析可知，这种微机接口方法不仅可以控制步进电机的停转、正反转，还可以控制步进电机的转速大小。

步进电机所需驱动电流比较大，因此，CH250 输出的 A、B、C 脉冲还须放大后才能推动步进电机的转动。图 4 - 30 为 75BF003 步进电机的驱动电路。

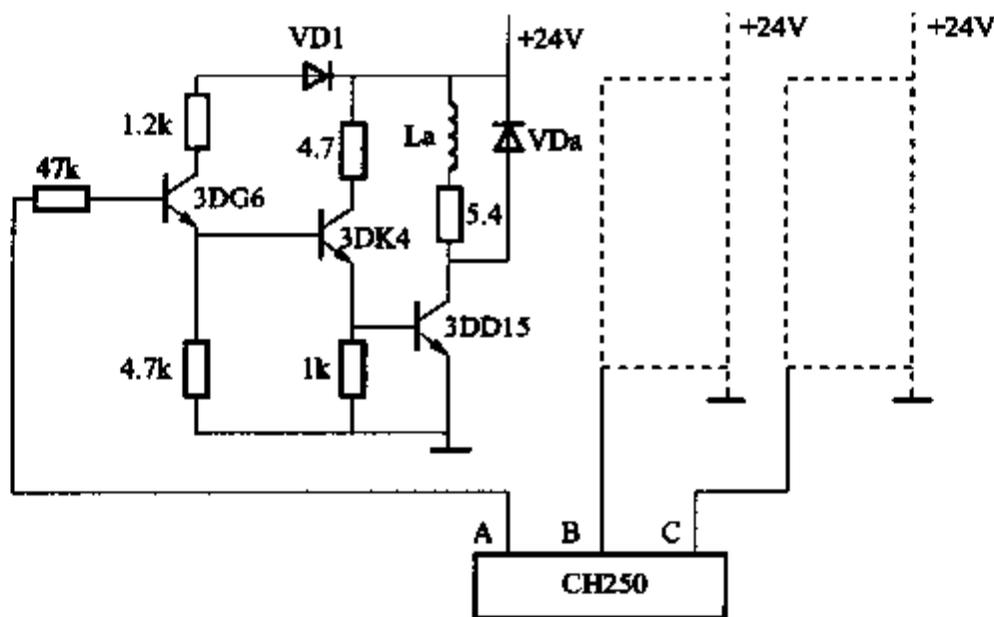


图 4 - 30 75BF003 步进电机的驱动电路

4.7 CIPH9803 步进电机控制集成电路

4.7.1 概述

CIPH9803 是一种可编程步进电机控制集成电路。该芯片具有步数设置（其最大步数可达 10 万步）、可逆运转、起动、停车等多种控制功能，并具有两个传感器输入端口，可用于控制步进电机的停止与反向运转。此外，还可实现电机的快进与快退等多种功能。实际应用表明，以这种控制芯片为核心的步进电机控制电路，简单实用、动作可靠，且降低了成本，提高了产品质量。

4.7.2 引脚功能

CIPH9803 引脚排列如图 4-31 所示。

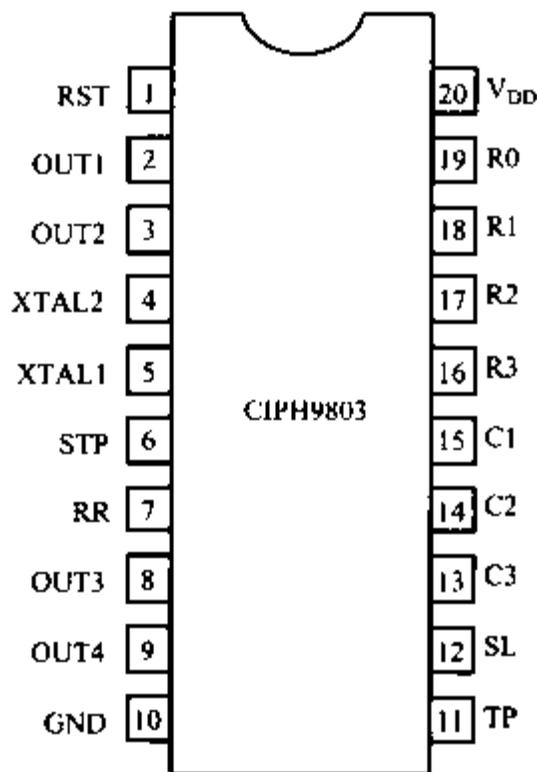


图 4-31 CIPH9803 引脚排列图

CIPH9803 引脚功能具体说明如下。

引脚 1: RST, 复位输入端。

引脚 4, 5: XTAL1、XTAL2, 晶体振荡器接入端。

引脚 6: STP, 停止传感信号输入端, 负脉冲有效。

引脚 7: RR, 反向传感信号输入端, 负脉冲有效。若当前步进电机正转, 在该端输入负脉冲以后, 则步进电机立即反转; 若当前步进电机反转, 在该端输入负脉冲信号, 则步进电机立即正转。

引脚 20: VDD, 电源正极, 接 2.7 ~ 6.0V 直流电源。

引脚 10: GND, 电源地。

引脚 11: TP, 按键指示端, 可接蜂鸣器或发

光二极管指示按键有效。

引脚 15、14、13: C1、C2、C3, 分别为键盘列线 1、列线 2、列线 3。

引脚 19、18、17、16: R0、R1、R2、R3, 分别为键盘行线 0、行线 1、行线 2、行线 3。

引脚 12: SL, 三相与四相步进电机选择端, 为“1”电平时选择三相步进电机; 为“0”电平时选择四相步进电机。

引脚 2、3、8、9: OUT1、OUT2、OUT3、OUT4, 步进电机三相或四相励磁输出端, 运转速度 $n \leq 600\text{r/min}$ 。

4.7.3 应用电路

CIPH9803 步进电机控制芯片的应用电路如图 4-32 所示。由键盘可输入步进电机正转、反转标志，快进、快退及步数等。由键盘起动步进电机运转后，步进电机在运转过程中，既可由键盘控制停止，也可由定位传感器控制停车。

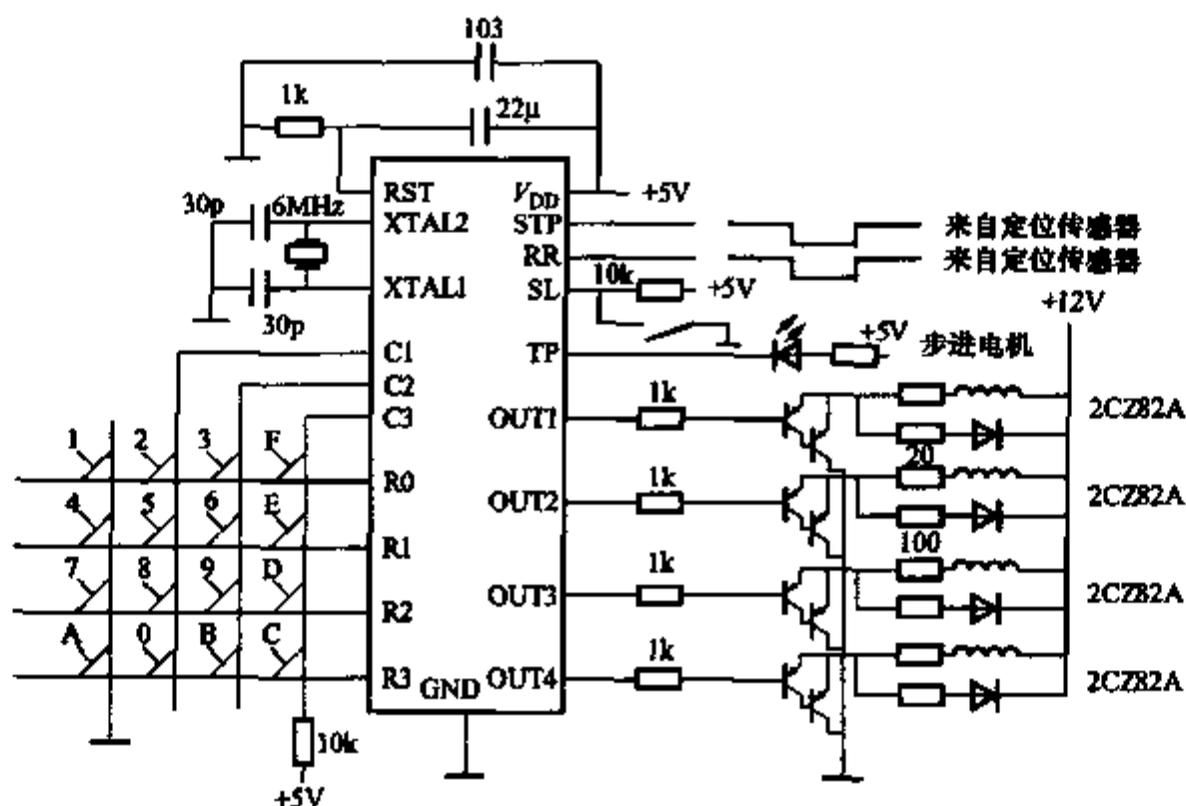


图 4-32 可编程步进电机控制电路

键盘功能说明如下：

“0~9”为 10 个数字键，可输入步进电机步数或运转速度。“A”为正向运转功能键，在步数或运转速度按生产工艺要求设置好后，按一下“A”键，步进电机即可按照给定的要求作正向运转。“B”为反向运转功能键，在步数或运转速度设置好后，按一下“B”键，即可设置步进电机作反向运转。“C”为步数或运转速度功能键，在从键盘输入十进制数后，按一下“C”键，表示由键盘输入的数值为步进电机运转步数；否则，默认为步进电机运转速度，运转速度 $\leq 600\text{r/min}$ 。“D”为快进或快退设置功能键，由键盘输入步数或运转速度后，按一下“D”键，即可控制步进电机按要求作快进或快退运转。“E”为生产机械工作进给设置功能键，当步数或工进速度设置好后，按一下“E”键，即可控制步进电机按工进速度运转。“F”为起动或停车功能设置键，若步进电机当前为停车状态，按一下“F”键后，则立即起动运行；若步进电机当前正在运行，按一下“F”键后，则立即停止运行。

4.8 FAN8200/FAN8200D 步进电机驱动器

4.8.1 概述

FAN8200/FAN8200D 是美国快捷半导体公司设计生产的低电压单片式步进电机驱动器集成电路，可用于双相步进电机的驱动系统。它带有双路 H 桥，可分别驱动两个独立的 PNP 功率管。每一个桥都有各自独立的使能引脚，因此，FAN8200/FAN8200D 非常适合于需要独立控制的步进电机驱动系统。

FAN8200/FAN8200D 的主要特点如下：具有 3.3V 和 5V 微处理器（MPU）接口；内含可驱动双相步进电机的双向 H 桥路；内含垂直 PNP 功率晶体管；可适应宽达 2.5 ~ 7.0V 的电源电压范围；具有很低的饱和压降（可低至 0.4V/0.4A）；每一路 H 桥均具有独立的使能引脚，并可单独进行使能控制；具有过电流保护功能；具有过热关断（TSD）功能。

FAN8200/FAN8200D 以其上述特性可广泛应用于通用低压步进电机驱动系统、磁盘驱动器、PC 照相机和数码相机的步进电机驱动、安全移动控制器、热敏式打印机、运动控制器，以及需要两通道直流电机驱动的控制系統，同时还可用于微处理器接口的通用功率驱动器的电机驱动系统。

4.8.2 引脚功能和内部结构

FAN8200 采用 14 脚 DIP - 300 封装形式，而 FAN8200D 则采用 14 脚 SOP - 225 封装，它们的工作温度范围均为 - 20 ~ + 70℃。图 4 - 33 所示是 FAN8200/FAN8200D 的引脚排列，表 4 - 11 所列是其引脚功能。

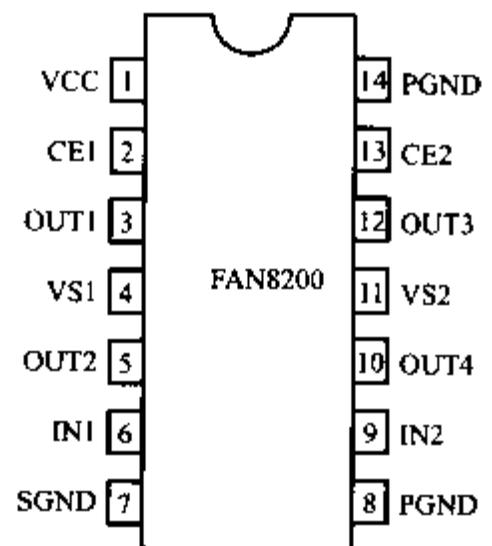


图 4 - 33 FAN8200 的引脚排列

表 4 - 11 FAN8200/FAN8200D 引脚功能说明

引脚号	引脚符号	功能说明
1	VCC	逻辑电源电压输入
2	CE1	器件触发使能端 I
3	OUT1	输出 1
4	VS1	第一电源端口

续表

引脚号	引脚符号	功能说明
5	OUT2	输出 2
6	IN1	输入 1
7	SGND	信号地
8	PGND	功率地
9	IN2	输入 2
10	OUT4	输出 4
11	VS2	第二电源端口
12	OUT3	输出 3
13	CE2	器件触发使能端 2
14	PGND	功率地

FAN8200/FAN8200D 的内部结构如图 4-34 所示。从图中可以看出, FAN8200/FAN8200D 内部由两路完全相同的控制电路组成。控制信号从 IN 输入端输入并经前级缓冲后送入片内控制器, 然后由控制部分进行处理并驱动晶体管, 最后由 OUT 端口输出方波信号以控制电机的运行。

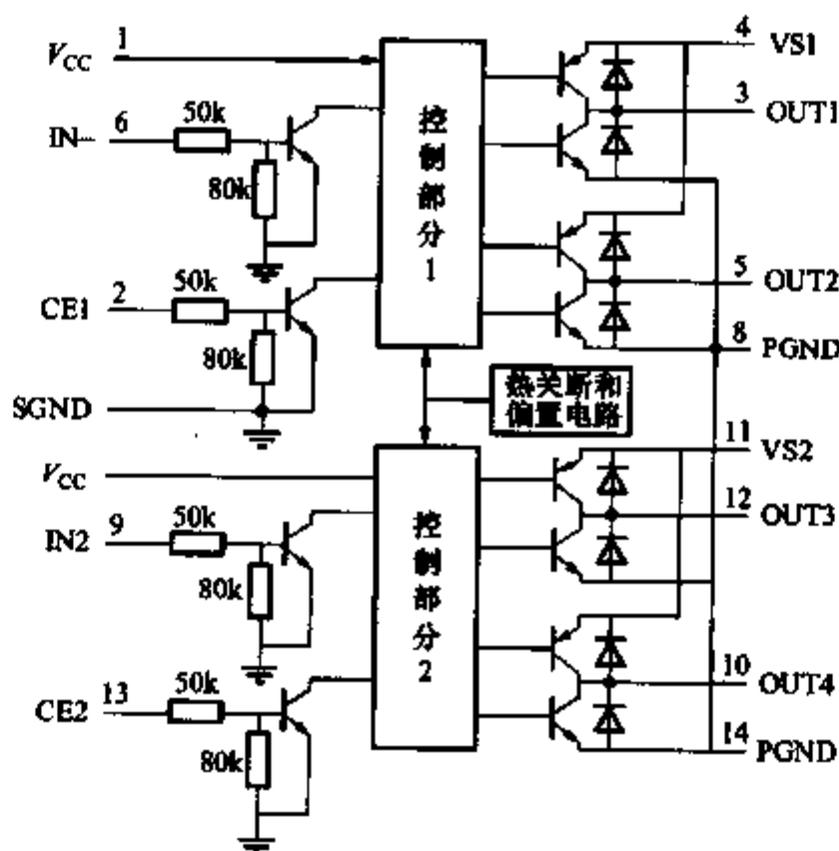


图 4-34 FAN8200/FAN8200D 的内部结构

电路内部的热关断和偏置电路用来对整个电路提供过热和过电流保护, 当电路由于负载过大或其他故障而使电路电流增大, 从而使器件温度升高到片内温度传感器的设定门限以上时, FAN8200/FAN8200D 中的热关断和偏置电路将向片内控制器发出关断控制信号以关断整个电路。

器件触发使能端口 (CE) 的作用是分别对两个通道的输出进行控制, 当 CE 端的输入控制信号为低电平时, 无论有无输入控制信号, 输出端 OUT 始终呈现高阻抗状态。因此, 要使 FAN8200/FAN8200D 控制器的输出端在输入信号的控制下正常工作, 器件的触发使能端必须为高电平。FAN8200/FAN8200D 中 CE、IN 和输出端 OUT 之间的逻辑控制关系如表 4-12 所列, 表中的 × 表示无关, Z 表示处于高阻态。图 4-35 所示是 FAN8200/FAN8200D 的控制操作时序。

表 4-12 FAN8200/FAN8200D 逻辑控制关系

CE1/CE2	IN1/CE2	OUT1/OUT3	OUT2/OUT4
L	×	Z	Z
H	L	H	L
H	H	L	H

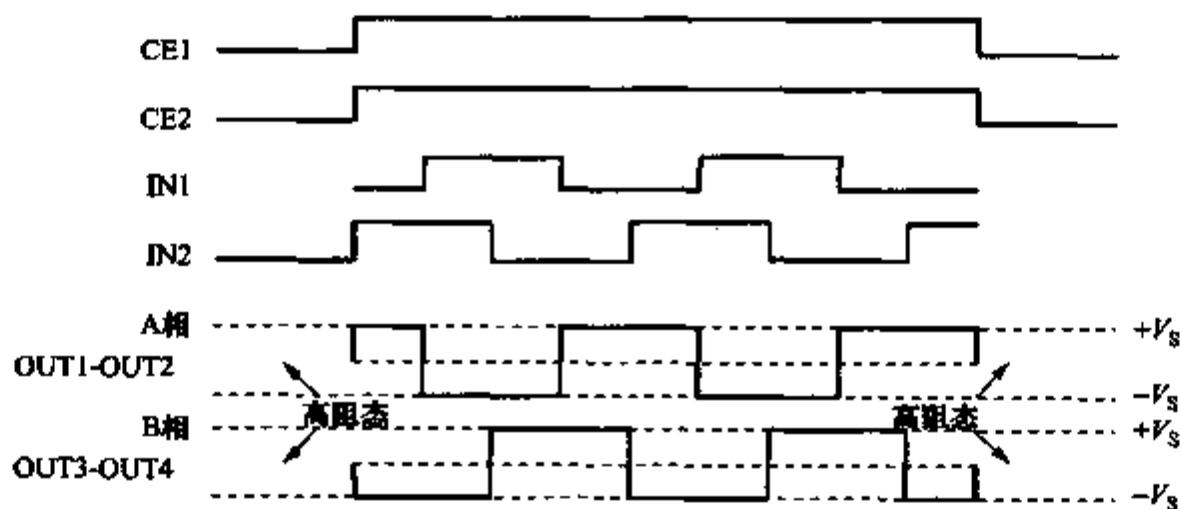


图 4-35 FAN8200/FAN8200D 的控制操作时序

FAN8200/FAN8200D 的电源电压最高不得超过 9V, 通常可采用 3.3V 或 5V 的电源电压工作。FAN8200/FAN8200D 的主要参数如下:

- 1) 最高输入电压: 7V;
- 2) 每通道的最大输出电流: 1A;
- 3) FAN8200 的最大功耗为 1W, 而 FAN8200D 的最大功耗为 0.6W;
- 4) 断态电源电流: 0.2μA (CE1 和 CE2 均为 0V 时);
- 5) 单通道工作时的电源电流: 12mA (两个 CE 分别为 0V 和 3V 时);
- 6) 输入高电平电压范围: 1.8V ~ V_{CC};
- 7) 输入低电平电压范围: -0.3 ~ +0.7V;
- 8) 输入电流: 100mA;
- 9) 芯片触发使能电流: 100mA。

4.8.3 应用电路

双相电机驱动电路。图 4-36 所示是由 FAN8200 驱动的一个双相电机驱动电

路。该电路非常简单，它几乎不需要外围元器件。只要将来自于微处理器的方波控制信号从器件的输入端和触发使能端送入 FAN8200/FAN8200D，便可可靠地对双相电机进行控制操作。图 4-36 同时给出了 A、B 两相控制信号的输入、输出的波形关系。

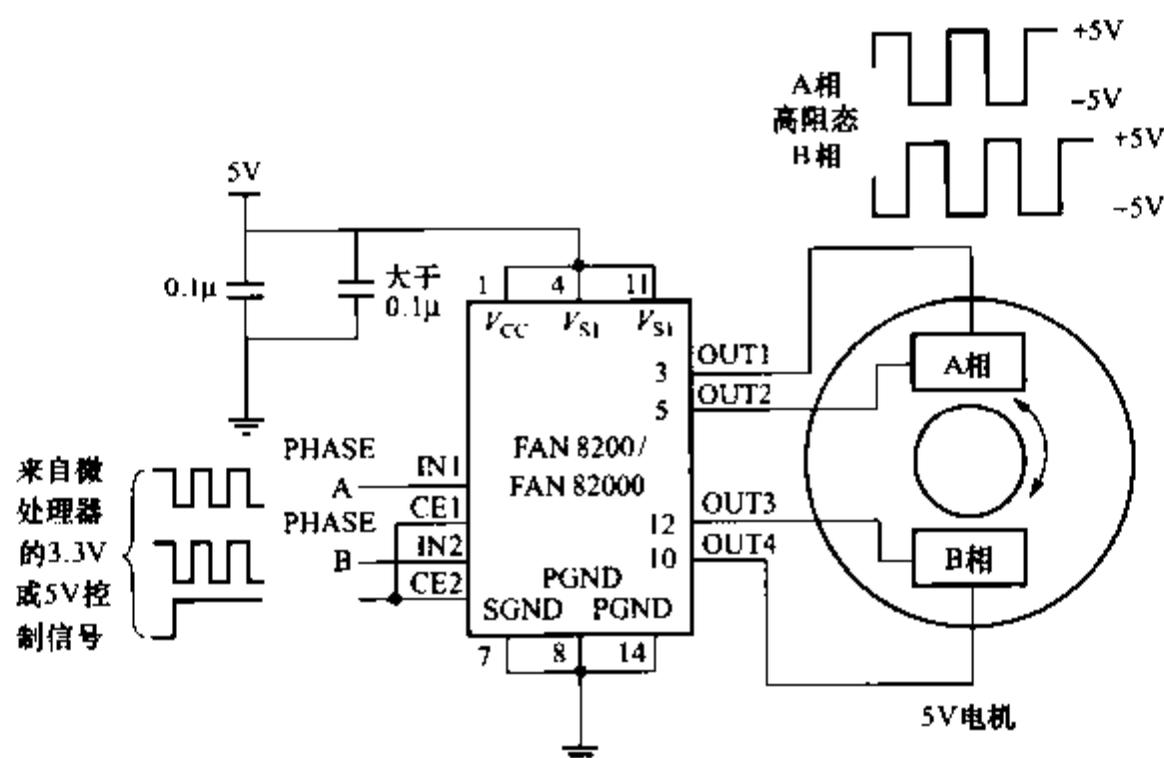


图 4-36 基于 FAN8200/FAN8200D 的双相电机驱动电路

4.9 HA13532NT 步进电机控制集成电路

4.9.1 概述

HA13532NT 是日立公司生产的三相混合式步进电机专用的新型、高性能的 PWM 集成控制芯片，由于它的内部具有 PWM 电流控制电路，因此只要加少许的外围元器件，就能构成低成本、高性能的电路。

特点如下：

- 1) IC 内部具有 PWM 电流控制电路。
- 2) IC 内部具有电流设定用 D/A 转换器。
- 3) 可进行 2 相/2 ~ 3 相励磁切换。
- 4) 具有输出关断功能。
- 5) 动作电压范围广 (10 ~ 27.6V)。
- 6) 外围附加元器件少、成本低。

4.9.2 应用电路与电路参数设定

表 4-13 是 HA13532NT 的具体参数，图 4-37 是 HA13532NT 的应用电路。

如图 4-37 所示，在应用 HA13532NT 构成步进电机驱动电路时，其外围元器件可按照表 4-14 所示的推荐值进行选择。

表 4-13 HA13532NT 最大允许参数

项目	最大允许值
电源电压 V_{CC}/V	30
输入电压 V_{IN}/V	7
输出电流 I_{OUT}/mA	2
损耗 P_f/mW	910
工作温度/ $^{\circ}C$	-10 ~ 70
保存温度/ $^{\circ}C$	-50 ~ 125

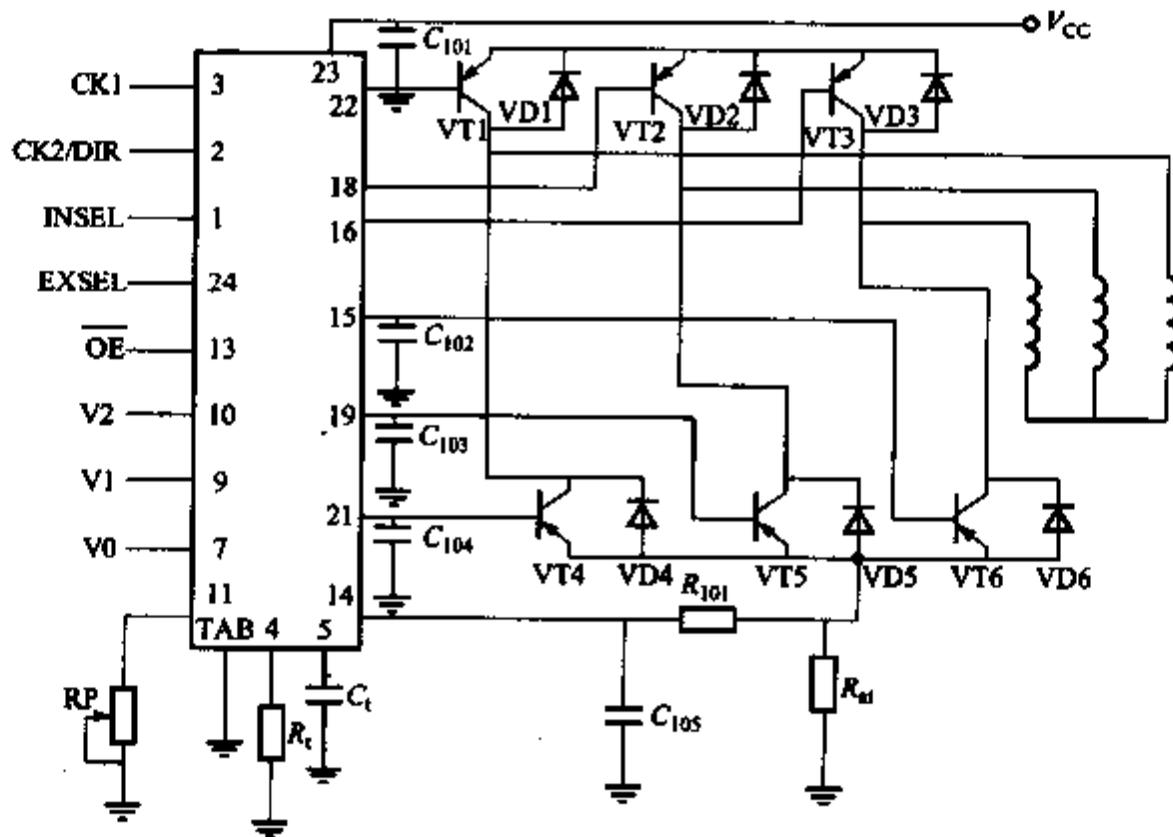


图 4-37 HA13532NT 的应用电路

INSEL—输入方式切换 EXSEL—励磁方式切换 OE—输出使能 TAB—散热片

表 4-14 HA13532NT 的应用电路外围元器件参数

元器件	参数	说明
R_{st}/Ω	0.11 ~ 0.33	电流检测
$R_t/k\Omega$	51	基准电流设定
$C_t/\mu F$	1000	PWM 周期设定

续表

元器件	参数	说明
$C_{101}/\mu\text{F}$	0.1	电源滤波
$C_{102} \sim C_{104}/\mu\text{F}$	0.01	电流抑制
$C_{105}/\mu\text{F}$	1000	电流检测滤波
R_{101}/Ω	750	电流检测滤波
RP/k Ω	100	电机电流微调

(1) 电机电流最大值 I_{\max} 的设定

$$I_{\max} = \frac{V_{\text{dac}} + V_{\text{offs}}}{R_{\text{cf}}} \quad (4-5)$$

式中 V_{dac} ——DAC 输出电压;

V_{offs} ——补偿电压。

(2) 低电平输出电流 I_{osnk} 、高电平输出电流 I_{osrc} 、 C_t 充放电电流 $I_{\text{ct}+}$ 、 $I_{\text{ct}-}$ 的设定

$$I_{\text{osnk}} = \frac{50V_{\text{rt}}}{R_t} - \frac{V_{\text{be}}}{R_u} \quad (4-6)$$

$$I_{\text{osrc}} = \frac{50V_{\text{rt}}}{R_t} - \frac{V_{\text{be}}}{R_d} \quad (4-7)$$

$$I_{\text{ct}+}, I_{\text{ct}-} = \frac{V_{\text{rt}}}{R_t} \quad (4-8)$$

式中 V_{rt} —— R_t 电压 (把 R_t 设定于 25k Ω 以上);

R_u ——上拉电阻;

R_d ——下拉电阻;

V_{be} ——功率三极管的基极—发射极电压。

(3) PWM 斩波频率 f 的设定

$$f_c = \frac{I_{\text{ct}}}{2C_t (V_{\text{ctb}} - V_{\text{ctl}})} = \frac{V_{\text{rt}}}{2C_t R_t (V_{\text{ctb}} - V_{\text{ctl}})} \quad (4-9)$$

式中 V_{ctb} —— C_t 的高电平;

V_{ctl} —— C_t 的低电平。

在这里, V_{dac} 、 V_{offs} 、 V_{rt} 、 R_u 、 R_d 、 V_{ctb} 、 V_{ctl} 的具体数值请参照 HA13532NT 的产品手册。

(4) PWM 控制波形 图 4-38 是 HA13532NT 定电流控制的波形图。

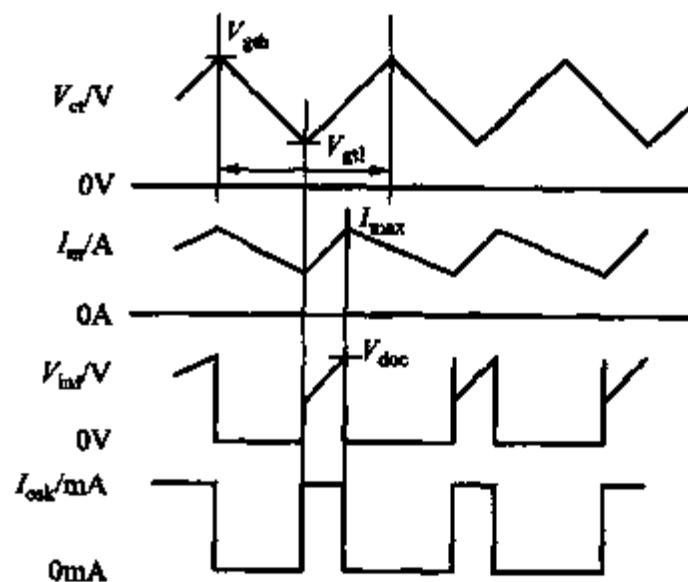


图 4-38 PWM 控制波形

(5) 使用上的注意点

1) 续流二极管 VD4、VD5 和 VD6 的选择。在选择二极管 VD4、VD5 和 VD6 时, 推荐使用低损耗二极管和肖特基二极管, 也可以使用快恢复二极管, 但噪声较大。

2) 稳压电容的选择。在进行 PWM 斩波时, 电源电压波动较大, 有时会影响 HA13532NT 正常工作, 因此, 要在功率晶体管附近的电源和地之间接上 100 ~ 330 μ F 的电解电容。

3) 输出电流微调。当输出电流需要精密设定时, 可在引脚 11 和地之间接上一个电位器进行调整; 如果不需要, 可把引脚 11 悬空。

(6) 需要调整的元件 由于 C_{102} 、 C_{103} 、 C_{104} 、 C_{105} 和 R_{101} 的大小与所使用的功率晶体管有关, 所以在实际电路中, 要一边观测电机电流的波形, 一边对其进行调整。



4. 10.1 概述

应用 SGS 公司推出的 L297 和 L298 两芯片可方便地组成步进电机控制驱动器, 其中 L297 是步进电机控制器 (包括环形分配器), L298 是双 H 桥式驱动器。L297 单片步进电机控制器集成电路适用于双极性两相步进电机或单极性四相步进电机的控制。用 L297 输出信号可控制 L298 双 H 桥驱动集成电路, 用来驱动电压为 46V, 每相电流为 2.5A 以下的步进电机。

L297 也可用来控制由达林顿晶体管组成的分立元器件电路, 驱动更高电压、更大电流的步进电机。此器件的特性是只需要时钟、方向和模式输入信号。相位是由内部产生的, 因此可减轻微处理器和程序设计的负担。

L298 是一种专用的步进电机驱动集成芯片, 内部为双 H 桥结构, L298 的 H 桥驱动器功率集成电路包含有四个各自独立的推挽式驱动器 (即四个半桥), 可单独使用, 例如用来驱动单极性的步进电机绕组或控制四台不可逆直流电机。它也可两两组成双 H 桥, 每个 H 桥有各自的使能 (ENABLE) 控制端。每个半桥有自己的输入控制端, 控制端信号是 TTL 电平。芯片内有逻辑部分电源。L298 下桥臂 NPN 晶体管的发射极引出外引脚, 用来连接电流检测电阻。每个桥有一个电源引脚。

L298 可与 L297 或 L6505 步进电机电流控制器集成电路配合构成一个完整的双相步进电机恒流斩波驱动电路。

L298 采用 15 脚 Multiwatt 塑料封装, 通过散热片可用螺钉固定在散热器上。内部包含: 两个 H 桥的高电压大电流全桥式驱动器 A 与 B, 每个全桥包括 4 只 NPN

型晶体管、逻辑电路供电稳压器、逻辑控制电路等。引脚排列如图 4-39 所示。

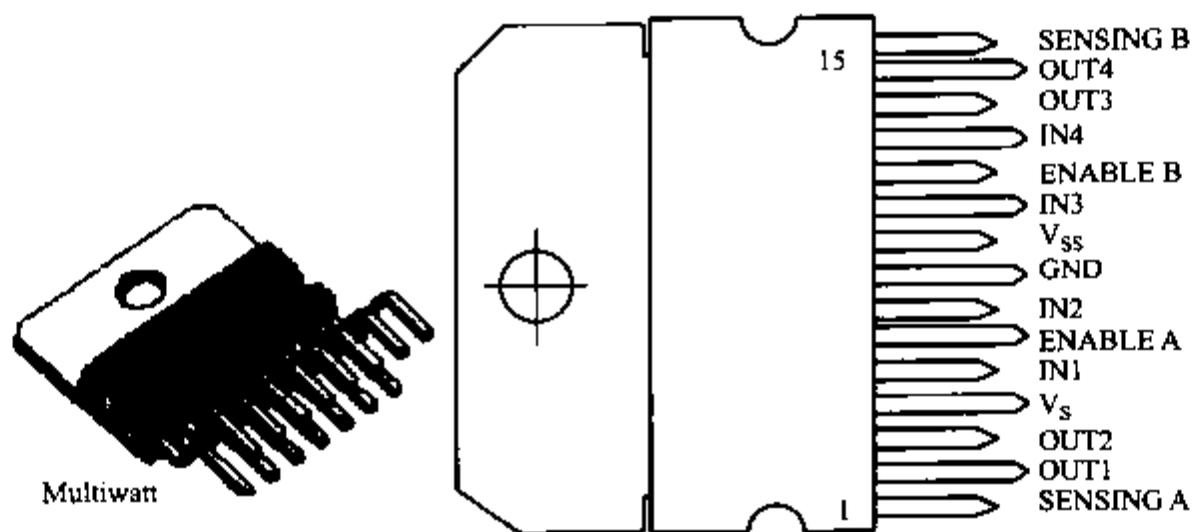


图 4-39 L298 封装图和引脚排列图

L298 引脚功能如下：

引脚 1：SENSING A，连接电流检测电阻，信号反馈给电机控制芯片，实现恒流控制。

引脚 15：SENSING B，连接电流检测电阻，信号反馈给电机控制芯片，实现恒流控制。

引脚 2：OUT1，全桥驱动器 A 的输出端。

引脚 3：OUT2，全桥驱动器 A 的输出端。

引脚 4： V_s ，电机驱动电源。

引脚 5：IN1，控制全桥驱动器 A 工作状态。

引脚 7：IN2，控制全桥驱动器 A 工作状态。

引脚 6：ENABLE A，使能控制全桥驱动器 A。

引脚 11：ENABLE B，使能控制全桥驱动器 B。

引脚 8：GND，地。

引脚 9： V_{ss} ，逻辑电源。

引脚 10：IN3，控制全桥驱动器 B 工作状态。

引脚 12：IN4，控制全桥驱动器 B 工作状态。

引脚 13：OUT3，全桥驱动器 B 的输出端。

引脚 14：OUT4，全桥驱动器 B 的输出端。

4.10.2 L297/L298 功能分析

L297 是具有 20 个引出脚的双列直插式塑胶封装的器件，采用固定斩波频率的 PWM 恒流斩波方式工作。L297 主要由译码器、两个固定斩波频率的 PWM 恒流斩波器及输出逻辑控制组成，工作原理分述如下：

L297 的核心是脉冲分配器。它产生三种相序，对应三种不同的工作方式，即

半步方式 (HALFSTEP); 基本步距 (FULLSTEP, 整步) 一相激励方式; 基本步距两相激励方式。脉冲分配器内部是一个 3bit 可逆计数器, 加上一些组合逻辑, 产生每周期 8 步格雷码时序信号, 这也就是半步工作方式的时序信号。此时 HALF/FULL (半/整步) 信号为高电平。若 HALF/FULL 取低电平, 得到基本步距工作方式, 即 4 步工作方式。

L297 另一个重要组成是由两个 PWM 斩波器来控制相绕组电流, 实现恒流斩波控制以获得良好的转矩频率特性。每个斩波器由一个比较器、一个 RS 触发器和外接采样电阻组成, 并设有一个公用振荡器, 向两个斩波器提供触发脉冲信号。图 4-40 中, 频率 f 是由外接 16 脚的 RC 网络决定的, 当 $R > 10k\Omega$ 时, $f = 1/0.69RC$ 。当时钟振荡器脉冲使触发器置 1, 电机绕组相电流上升, 采样电阻的 R_s 电压上升到基准电压 V_{REF} 时, 比较器翻转。使触发器复位, 功率晶体管关断, 电流下降, 等待下一个振荡脉冲的到来。这样, 触发器输出的是恒频 PWM 信号, 调制 L297 的输出信号, 绕组相电流峰值由 V_{REF} 整定。

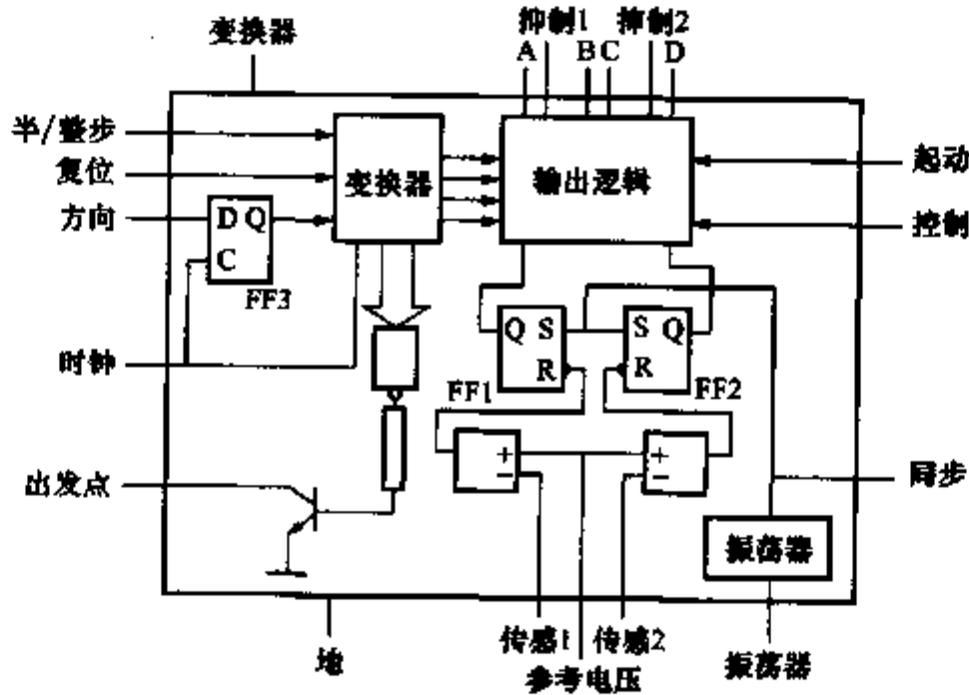


图 4-40 L297 内部结构框图

译码器由四个输出点连接到输出逻辑部分, 提供抑制和斩波功能所需的相序。因此 L297 可产生三种不同相序, 其波形图如图 4-41、图 4-42、图 4-43 所示。全阶梯模式是将八步程序中漏去间隔的状态而得到的。

计数器的最后有效位并不受影响, 因此, 当选择全阶梯模式时, 相序的产生有赖于译码器状态。若选择全阶梯模式, 译码器不论在任何偶数状态, 都会取得两相连接全步相序, 如图 4-42 所示。当译码器在双数状态时, 可获得单相连接全阶梯模式, 如图 4-43 所示。

在采用半阶梯和单相连接全阶梯模式时, 有 INH1 和 INH2 信号产生, 这两个信号是由或 (OR) 功能产生的 $A + B = INH1$ 和 $C + D = INH2$ 。

而在采用两相连接全阶梯模式时, 就没有 INH1 和 INH2 信号产生。这两种信

号称为“抑制信号”，作用是抑制驱动级 A、B (INH1) 和 C、D (INH2) 的相位，从而影响电机的转速。

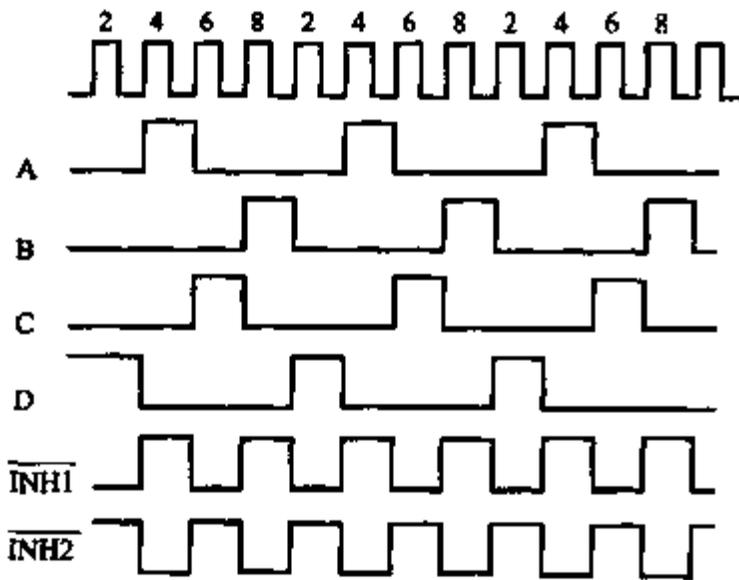


图 4-41 四相八拍、半步方式或称半阶梯

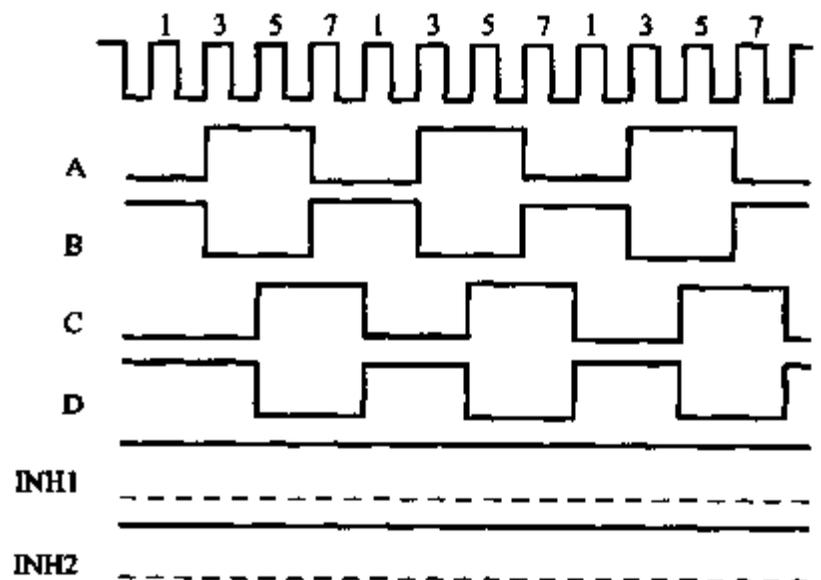


图 4-42 双四拍、整步方式或称全阶梯

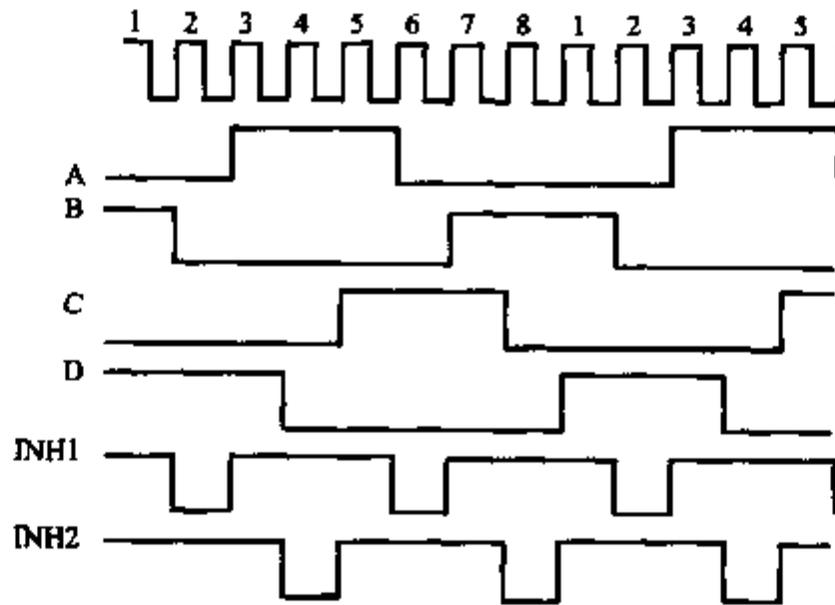


图 4-43 单四拍、整步方式

4.10.3 典型应用

由上述可知，L297 内部带有斩波恒流电路，绕组相电流峰值由 V_{REF} 整定，因此，驱动器硬件电路设计的基本思想是为 L297 配备合适的 RC 网络，调整斩波振荡脉冲频率。由 L297 和 L298 两芯片构成的步进电机驱动控制器，电路框图如图 4-44 所示。CP 脉冲由外界给定，送入 L297 输入端，通过 L297 后，产生二相步进电机驱动器的脉冲相序，把此相序送给 L298 的四个输入端，在输出端口，产生二相步进电机的驱动信号，用来驱动二相步进电机。这种驱动器的特点是，应用的芯片很少，只有两片，而且价格比较低；外围电路简单，便于实现；以上两点，都使得 L297 和 L298 组成的步进电机驱动控制器体积更小，控制更方便，价格更低，

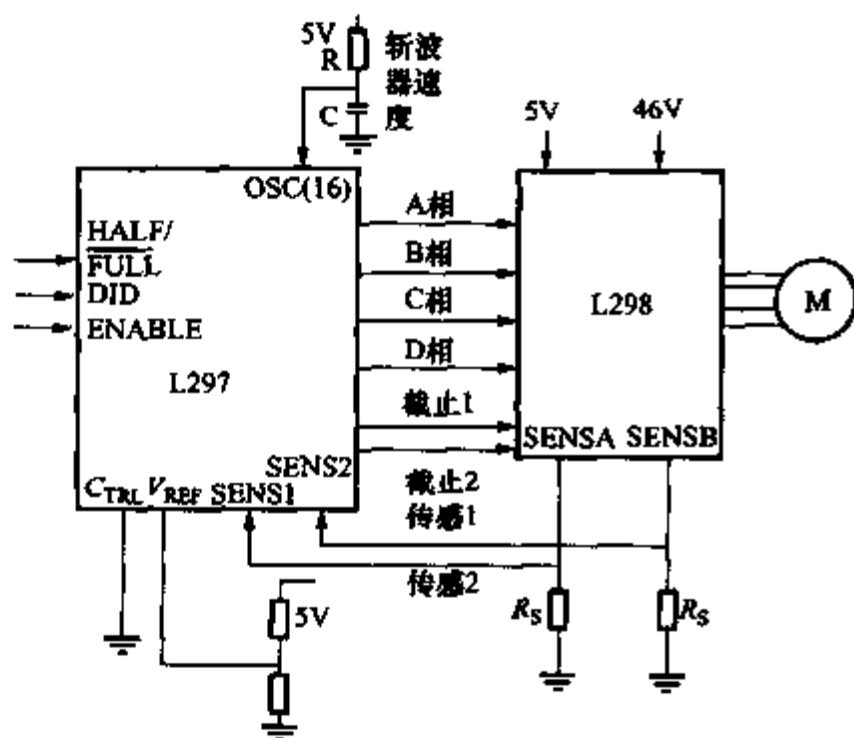


图 4-44 L297、L298 组成驱动部分硬件电路框图

同时其性能相对较高，功能比较齐全。

(1) 采样电阻的选取 因为驱动器为恒流斩波驱动器，所以电流是稳定在一个给定值附近的。电机绕组的相电流为 2A，所以在图 4-43 中，反馈电阻 R_s 的电流应该在 2A 上下有微小浮动，因为斩波频率很高，所以在宏观上看来，电机一相绕组上的电流似乎保持在 2A 上，稳定不动，“恒流斩波”就是由此而来。当电流小于 2A 给定电流时候，反馈电阻上的电压随电机绕组相电流的增大

而增大，在没有达到 2A 之前，不发生斩波。电阻 R_s 上的电压为

$$V_s = IR_s \quad (4-10)$$

(2) 斩波频率的计算 斩波器的斩波频率为

$$f = \frac{1}{0.69RC} \quad (4-11)$$

斩波频率的取值一般大于 10kHz，如果斩波器的斩波频率过高，就会增加开关损耗，使发热严重，效率降低，可靠性也下降；如果斩波频率过低，则会引起电机运行中振动加剧，运行特性也会变坏。

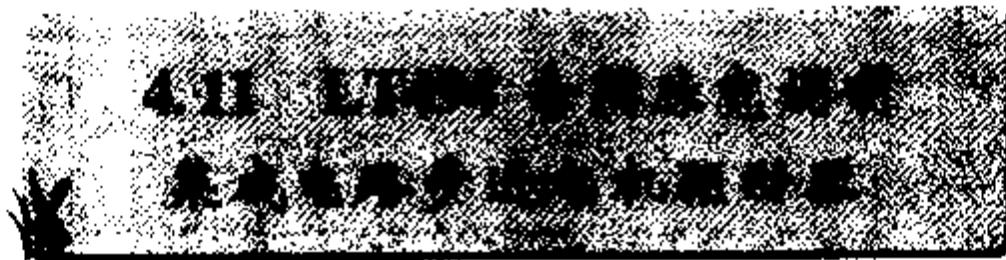
因为确定斩波频率的线路为一个 RC 组合电路。电阻 R 不能过大，否则会严重发热，但是同时要求电阻 R 要足够大，使得 5V 电压在其上降落后，流经电阻 R 的电流非常小，不至于影响到晶体振荡器的正常工作。一般地说，电阻 R 要大于 10kΩ，所以，可以选择 R 的阻值为 22kΩ，再根据所要得到的斩波频率计算电容 C 的取值。

由式 (4-11)，如果选择电阻值为 22kΩ，则斩波频率与电容取值的关系列表如表 4-15 所示。

表 4-15 斩波频率 - 电容对应关系表 ($R = 22k\Omega$)

电容/pF	10979	6588	4705	3660	3294	2994	2534	2196
斩波频率/kHz	6	10	14	18	20	22	26	30

对应不同电容的不同斩波频率，在步进电机驱动器实际试验中，具有很重要的意义。



4.11.1 概述

步进电机驱动器采用集成化的 TL494 脉宽调制器作斩波控制元件，外加 VMOSFET 作为功率输出级，具有如下显著的优点：结构简单，调试方便；成本低，输出功率大，性能价格比高；电磁噪声小；电源利用率高，热损耗小。

4.11.2 TL494 脉宽调制器

TL494 是构成恒频脉宽调制功放的核心。它是一种专用脉宽调制集成电路，采用 DIP16 脚封装，其框图见图 4-45，工作波形见图 4-46。

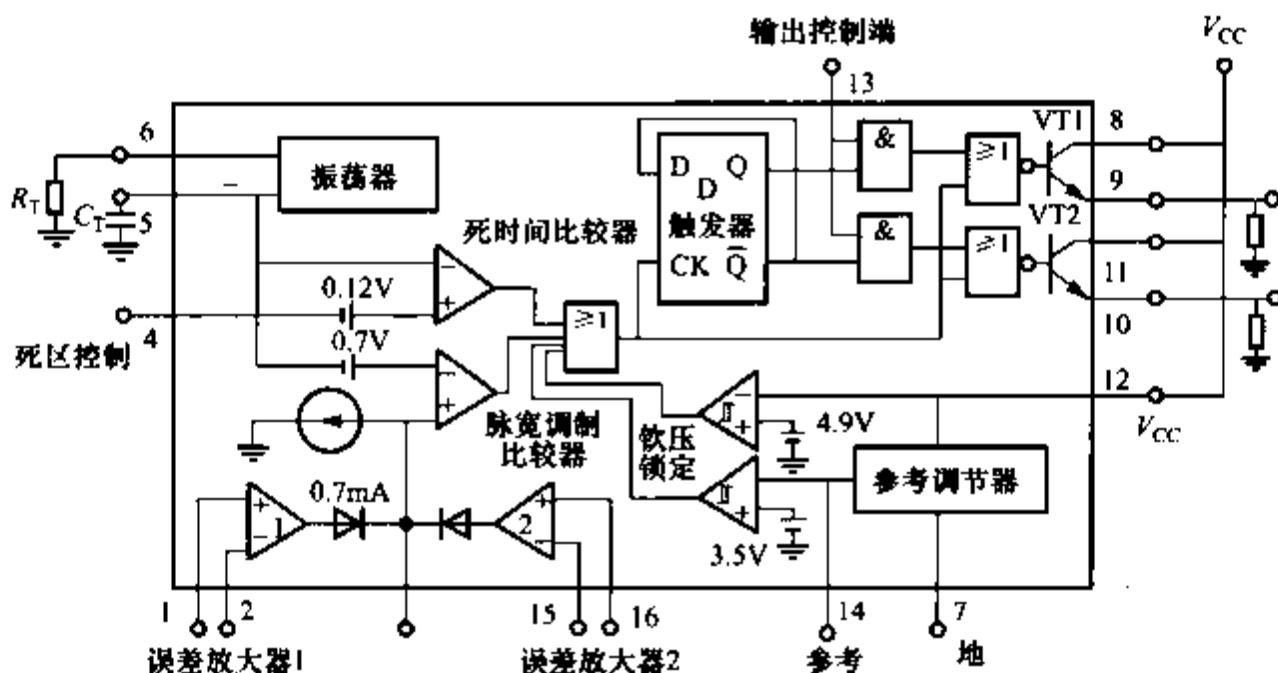


图 4-45 TL494 框图

TL494 的核心是脉宽调制 (PWM) 比较器。比较器的反相输出端接至内部锯齿波振荡器的输出端。其振荡频率由下式决定

$$f_{osc} = \frac{1.1}{R_T C_T} \quad (4-12)$$

式中 R_T 、 C_T ——TL494 引脚 6、5 的外接定时电阻、电容。

PWM 比较器的同相端接至两个独立的误差放大器的输出。在本驱动器中，一个作为步进脉冲控制接口，另一个作为电流采样放大器。

TL494 的引脚 4 是死区时间控制端，利用它可方便地改变调制器的死区时间，也可设计软起动或保护电路。引脚 13 是输出控制端，可使输出晶体管 VT1、VT2 工作在并

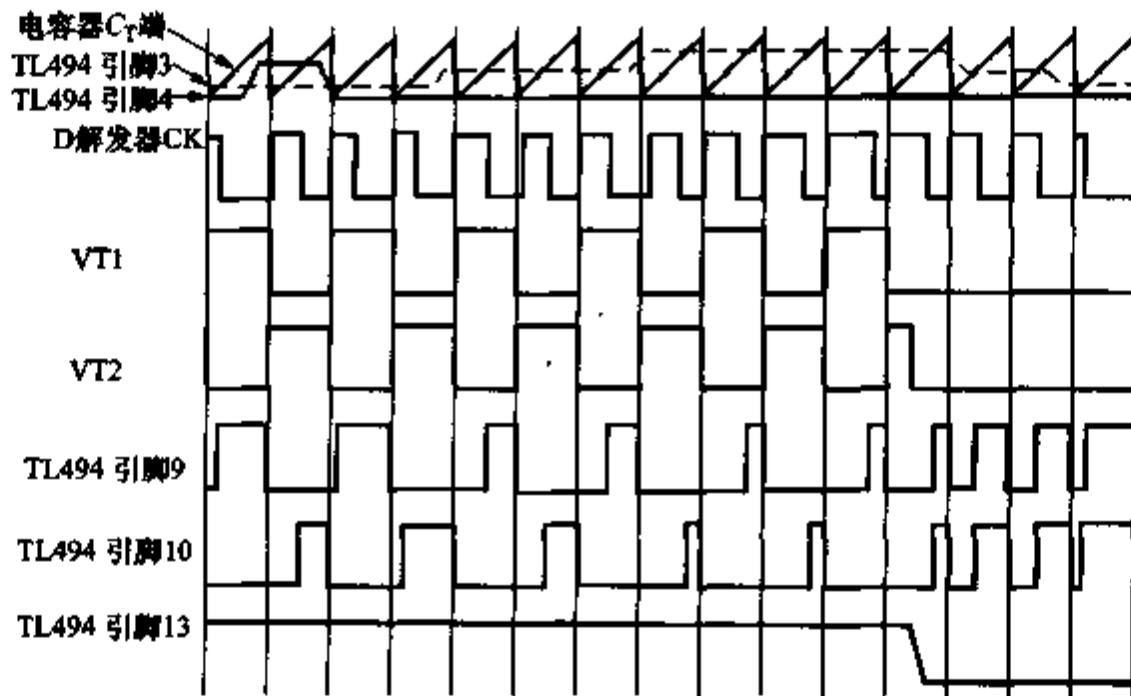


图 4-46 TL494 工作波形

联或推挽状态。TL494 的工作电压达 42V，两个输出晶体管并联时电流达 500mA。

TL494 的输出脉冲频率由 R_T 、 C_T 决定。输出脉宽由误差放大器的输出电平决定。改变误差放大器的输出电平，即可改变输出脉宽，进而改变电机绕组的充放电时间，实现恒频恒流斩波。

4.11.3 典型应用

脉宽调制功放电路见图 4-47。图示电路是步进电机一相驱动器，其余各相均相同。由图可见，TL494 外围电路很简单，其中 V5、V9 分别为 P 沟道和 N 沟道功率场效应晶体管，V6、V7 为快恢复二极管。采用功率场效应晶体管作为输出级，一是可有较高的开关频率；二是场效应晶体管为电压型器件，驱动电路简单，进一步简化电路结构；三是安全工作区不受一次击穿的限制，驱动器运行更为可靠。

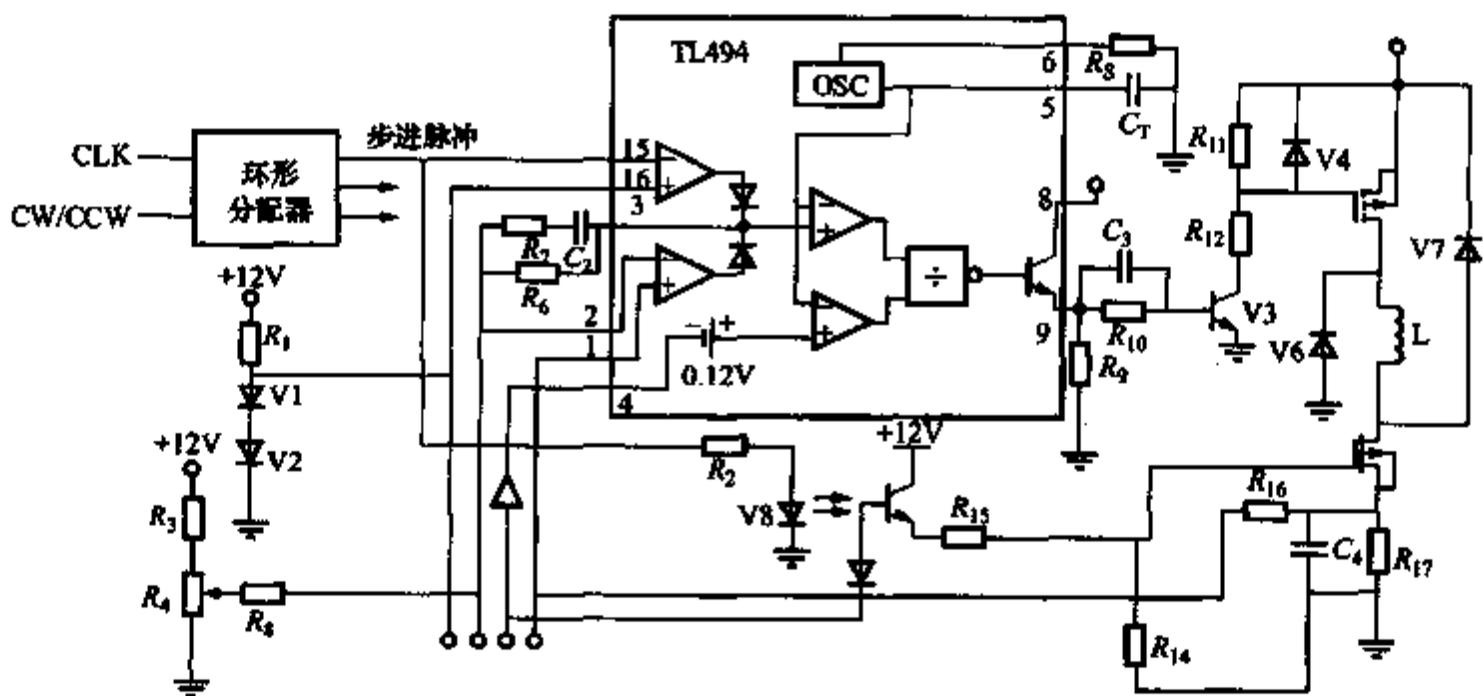


图 4-47 脉宽调制功放电路

TL494 的引脚 16 接固定参考电平 1.4V。当步进脉冲高电平到来时, V8、V9 导通; 同时使误差放大器 1 输出低电平。此时 R_{17} 上的电压 V_{R17} 低于 V_{ref} , 所以误差放大器 2 输出也为低电平, 从而使 PWM 比较器输出低电平。假设此时 TL494 的引脚 4 也为低电平, 则死区比较器的输出也为低电平, 从而使 TL494 的输出晶体管 Q 导通, V3、V5 随之导通, 电流经 $V_+ \rightarrow V5 \rightarrow L \rightarrow V9 \rightarrow R17 \rightarrow$ “地”, 回路给 L 充电, 充电电流由下式决定

$$i_s = \frac{V_+}{R} (1 - e^{-\frac{R}{L}t}) \quad (4-13)$$

式中 V_+ ——电源电压。

式 (4-13) 中, R 为 V5、V9 的导通电阻、 L 内阻及 R_{17} 之和。 L 为绕组电感。 i 按指数规律上升。 R_{17} 上电压为

$$V_{R17} = iR_{17} \quad (4-14)$$

也随之增加。经低通滤波后, 加至 TL494 的引脚 1。误差放大器 2 的输出电压为

$$V_{E2} = V_{R17} + (V_{R17} - V_{ref}) \frac{Z_F}{R_S} \quad (4-15)$$

式 (4-15) 中, Z_F 为 R_6 、 C_2 、 R_7 组成的反馈回路阻抗, 当 Z_F 足够大时, V_{E2} 可简化为

$$V_{E2} = (V_{R17} - V_{ref}) \frac{Z_F}{R_S} \quad (4-16)$$

当 V_{R17} 大于 V_{ref} 时, V_{E2} 为正, 且随 $(V_{R17} - V_{ref})$ 差值迅速增加。 V_{E2} 与锯齿波比较后, PWM 比较器有正脉冲输出, 在正脉冲期间, 使 Q 截止, V3、V5 随之截止, 电流开始下降。

由式 (4-12)、式 (4-13) 可知, 改变 V_{ref} , 即可改变电机绕组额定工作电流

$$I = \frac{V_{ref}}{R_{17}} \quad (4-17)$$

由式 (4-12) ~ 式 (4-14) 可推知, 步进电机绕组电流达到额定值时所需的时间为

$$t_s = -\frac{L}{R} \ln \left(1 - \frac{V_{ref} R}{R_{17} V_+} \right) \quad (4-18)$$

V5 截止后, 绕组中储存的能量按 $L \rightarrow V6 \rightarrow$ 地 $\rightarrow R_{17} \rightarrow V9$ 回路泄放, 使 i 下降。 V_{R17} 随之下落。误差放大器 2 的输出电平下降, 与锯齿波比较后, 使输出晶体管 Q 又导通。V3、V5 再次导通, V6 截止, V_+ 又给绕组 L 充电。可见, V_{R17} 越大, 误差放大器 2 的输出越大, 输出晶体管 Q 的导通时间越短。 L 的充电时间越短, 放电时间越长。反之, 充电时间加长, 放电时间缩短, 从而电感 L 中的电流维持在额定值附近。锯齿波频率越高, 电流波形的顶部越平滑, 电机运行时电磁噪声越小。但

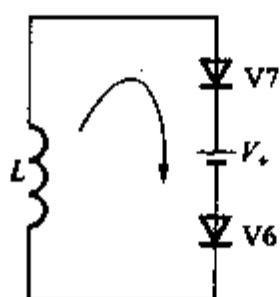


图 4-48 L 放电回路

频率升高，对功率输出管的要求也越高。一般取 f_{osc} 为 20~40kHz。

步进脉冲变为低电平时，V8、V9 截止。同时误差放大器 1 的输出变为高电平，使 PWM 比较器的输出变为高电平，Q、V3 及 V5 均截止。绕组 L 中的电流经 $L \rightarrow V6 \rightarrow \text{地} \rightarrow V_+ \rightarrow V7 \rightarrow L$ 回路放电，L 放电回路见图 4-48。

放电电流按下式变化

$$i_r = \left(\frac{V_+}{R} + I \right) e^{-\frac{t}{L}} - \frac{V_+}{R} \quad (4-19)$$

式中 I ——绕组中的额定工作电流；

R ——绕组内阻及两个二极管的动态内阻。

由式 (4-17) 可知，由于放电回路中有电源 V_+ 反相加至绕组 L 上，使回路放电时间大为缩短，从而提高了驱动器的高频性能。同时，泄放电流又给电源充电，提高了电源效率。

据式 (4-17) 可得电流由 I 下降到零所需的时间

$$t_r = -\frac{L}{R} \ln \left(\frac{V_+}{V_+ + IR} \right) \quad (4-20)$$

驱动器的保护电路分功率保护及频率保护，功率保护包括过热保护、过电流保护、过电压保护、欠电压保护，频率保护包括过驱动（欠频）保护及过频保护，框图见图 4-49。

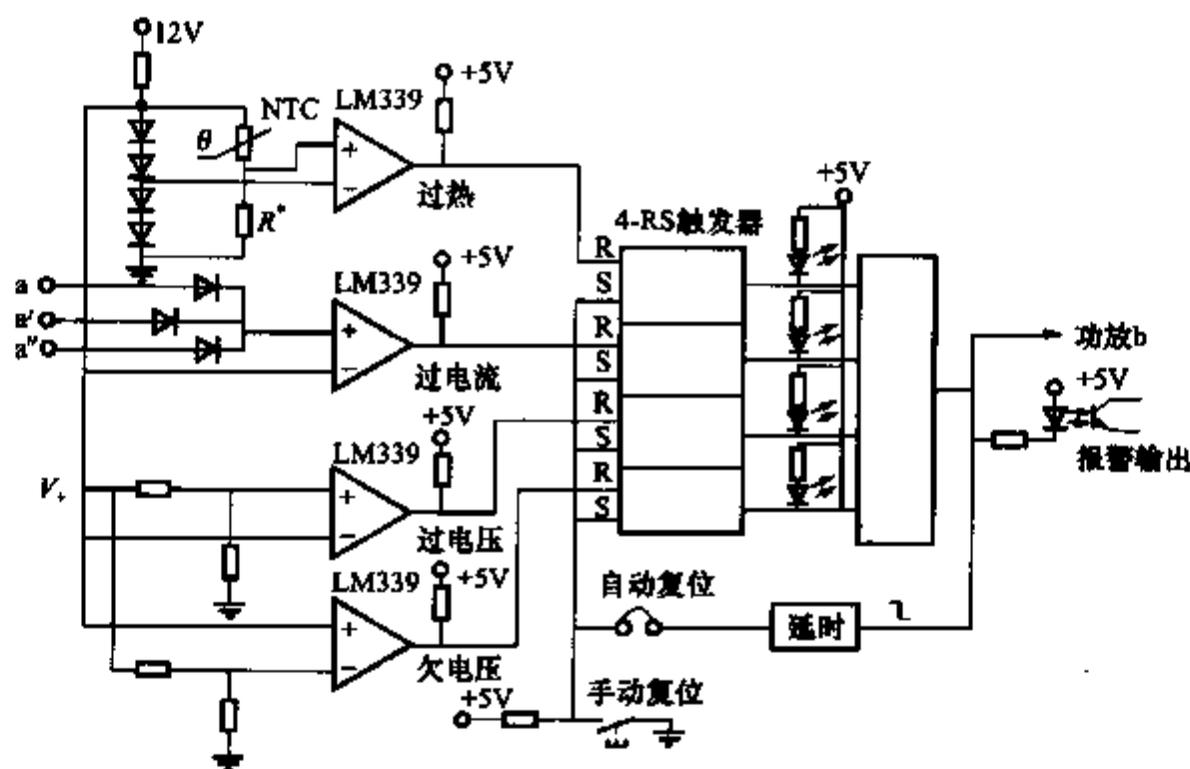


图 4-49 功率及频率保护框图

图 4-49 中，当过热、过电流、过电压或欠电压任何一种情况发生时，LM339

的相应输出变低, 复位 RS 触发器, 使相应 RS 触发器输出变低, 指示灯亮。经四与门后输出一个控制信号, 分别送至 TL494 的引脚 4, 关闭 TL494 的输出, V3、V5 截止。同时通过二极管 V10, 使 V8 截止, V9 也截止, 并经光耦合器后输出一路报警信号。保护电路动作后, 可经一单稳延时后自动复位开启或手动开启。由于复位端接于 RS 触发器的 S 端, 故当故障仍然存在时, 即 R 仍为低电平时, 复位动作不起作用, 电路仍处于保护动作状态。

过驱动(欠频)保护是指功率放大级的输入步进脉冲高电平时间超过设定值时, 电路自动将参考电压 V_{ref} 切换到一个较低的电平, 从而使绕组中的电流维持在一个较低的值上, 以减小功耗。过频保护是指输入时钟频率超过设定值时, 自动截止输出。

4.12 MC3479 步进电机驱动集成电路

4.12.1 概述

MC3479 是 MOTOROLA 公司的产品。MC3479 外接元器件少, 使用方便, 是一种非常实用的步进电机驱动芯片, 可用于磁盘驱动器及机器人驱动装置等。其特点和部分参数为:

- 1) 单电源供电, 电机和芯片共用一个电源, 最高额定电源电压为 18V, 推荐值在 7.2 ~ 16.5V 之间。
- 2) 输入端与 TTL/CMOS 兼容。
- 3) 可外接二极管来抑制绕组产生的反电动势尖峰。
- 4) 具有正/反转 (CW/CCW) 选择及全/半步 (Full/Half) 选择功能。
- 5) 在半步方式时具有输出阻抗高/低选择功能。
- 6) 能够初始化为输出 phaseA 状态并具有集电极开路的输出 phaseA 状态指示。
- 7) 数字输入端电压范围为 $-0.5 \sim +7V$, 推荐值为 0 ~ 5.5V。
- 8) 输出端驱动电压最大值为 $V_M + 6V$ 。
- 9) 输出端驱动电流最大值为 500mA, 推荐值为 350mA。
- 10) 最高时钟频率为 50kHz。

4.12.2 内部结构及引脚说明

MC3479 内部由三个主要部分组成, 图 4-50 是其内部结构框图。第一部分是电路的输入部分, 包括时钟脉冲输入、输出阻抗高/低控制输入、全/半步控制输入、正/反转控制输入及偏置/置位输入; 第二部分是逻辑电路部分, 用于实现脉冲的分配和功能控制; 第三部分是两个全桥功率驱动电路, 是电路的功率输出部分。

除此之外还有外接二极管保护端和 A 相输出指示。

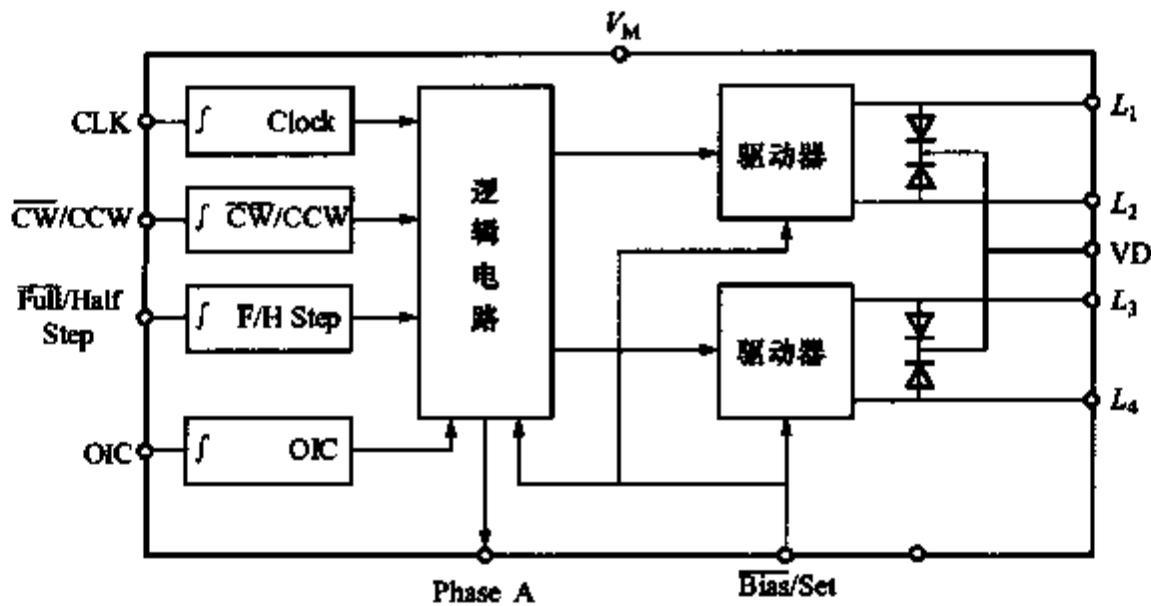


图 4-50 MC3479 内部结构框图

MC3479 有 16 引脚的双列直插 (DIP) 封装和 2 引脚的偏平 PLCC 封装两种类型。MC3479 的 16 引脚双列直插封装的引脚说明如下：

引脚 1: VD, 保护二极管连接端, 在该引脚和电源引脚之间连接一个二极管, 用于抑制电机绕组换接时产生的尖峰电压。

引脚 2、3、14、15: L_1 、 L_2 、 L_3 、 L_4 , 驱动输出端, L_1 和 L_2 端连接到一个绕组上, L_3 和 L_4 端连接到另一个绕组上。

引脚 4、5、12、13: GND, 芯片和电机绕组的地端。

引脚 6: Bias/Set, 偏置/置位端, 用于确定最大输出驱动电流和使驱动输出重新置位在 A 相状态, 且能使输出以 A 相状态为起始进入运行状态。

引脚 7: CLK, 时钟输入端。

引脚 8: OIC, 输出阻抗选择控制端 (只在半步方式有效), 输入低电平时输出端为高阻抗状态, 输入高电平时输出端为低阻抗状态。

引脚 9: Full/Half, 全/半步选择端, 输入低电平时全步运行, 高电平时半步运行。

引脚 11: PhaseA, 输出 A 相状态指示 (集电极开路输出), 低电平时指示输出为 A 相状态。

引脚 10: CW/CCW, 正/反转控制输入端。

引脚 16: V_M 电源输入端。

4.12.3 典型应用

图 4-51 是 MC3479P (DIP 封装) 驱动两相步进电机的典型应用电路。由于输出 A 相状态指示端 (引脚 11) 是集电极开路输出的, 所以在电源和该引脚间接一个的阻值约为 $2k\Omega$ 电阻。MC3479 的引脚 7、引脚 8、引脚 9、引脚 10 是数字输入端, 用于时钟脉冲输入、正/反转选择控制输入、全/半步选择控制输入和输出阻抗

高/低选择控制输入，这4个数字输入端的真值表由表4-16给出。

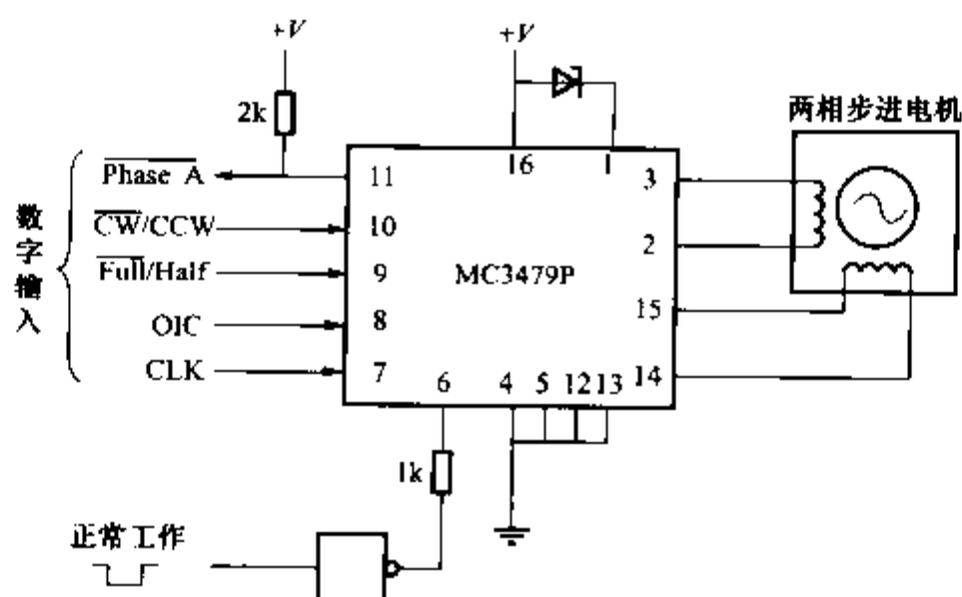


图4-51 MC3479的典型应用电路

表4-16

MC3479 数字输入真值表

引脚名称	输入低电平	输入高电平
CW/CCW	正转运行	反转运行
Full/Half	全步运行	半步运行
OIC	高输出阻抗	低输出阻抗
CLK	上升沿触发	上升沿触发

Bias/Set 端（引脚6）的电流 I_{BS} 与驱动器输出电流（即电机绕组电流） I_{OD} 之间存在如下的近似关系

$$I_{BS} = 0.86 I_{OD} \times 10^{-3} \quad (4-21)$$

在根据 I_{OD} 得出 I_{BS} 后可按下式确定 Bias/Set 端（引脚6）对地的电阻值

$$R_B = \frac{V_M - 0.7}{I_{BS}} \quad (4-22)$$

在已知电机绕组电流 I_{OD} 时可先用式（4-21）得出 I_{BS} ，然后利用式（4-22）得出 R_B 的值。

由 MC3479 的应用电路可以看出该芯片接线简单，是一种方便实用的步进电机驱动器。



4.13.1 概述

MTD2005 是日本新电元工业公司生产的一种双极性定电流两相步进电机驱动

集成电路，由于它把功放电路和控制电路都集成到一个芯片上，因此只要加少许的外围元器件，就能构成定电流驱动电路，并且该芯片还具有微步驱动功能，通过切换电流衰减速度可实现低振动、低噪声的电机驱动。MTD2005 的应用电路如图 4-52 所示。

特点如下：

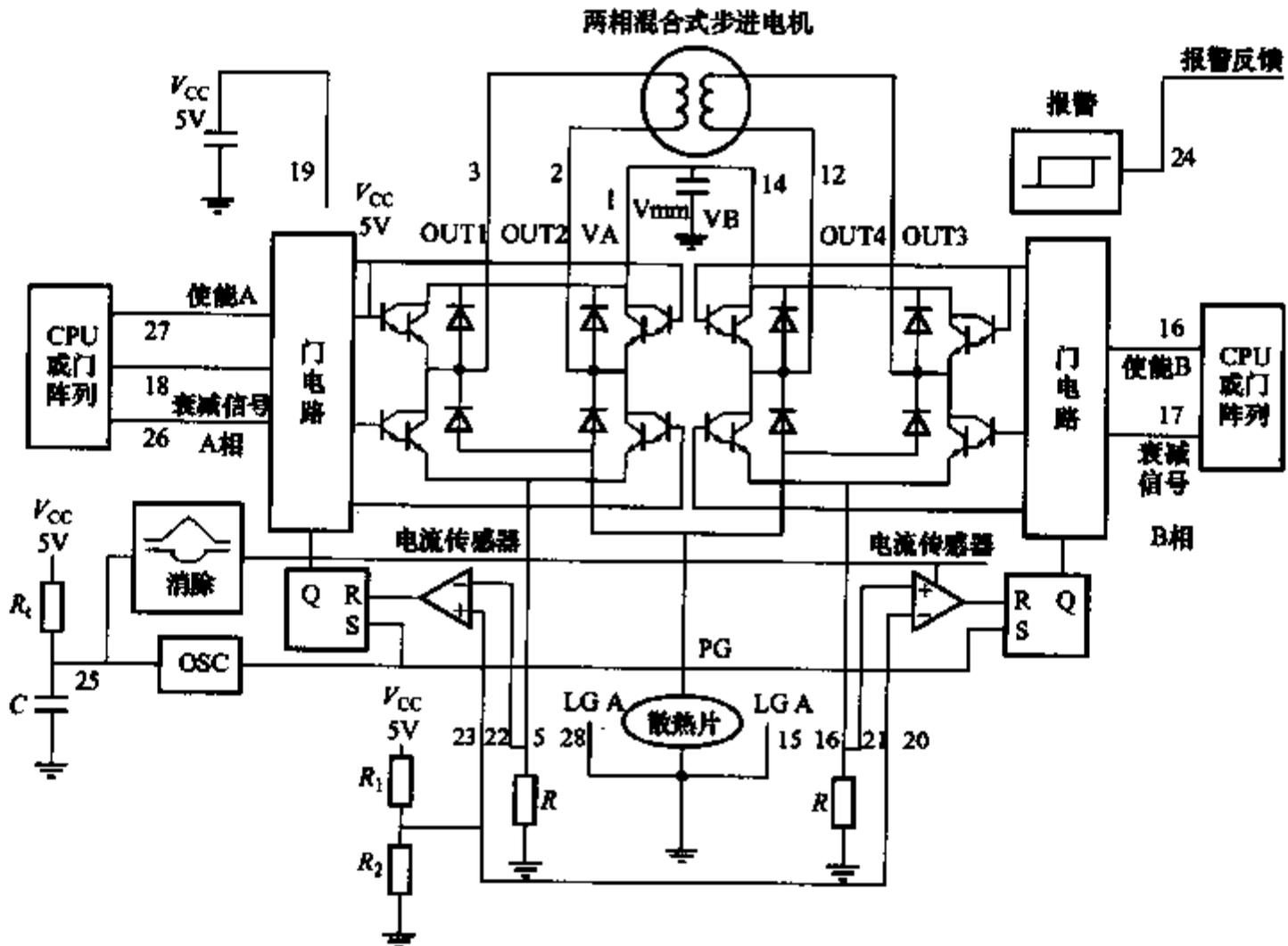


图 4-52 MTD2005 的应用电路

- 1) IC 内部有双 H 桥。
- 2) IC 内部有续流、回馈二极管。
- 3) 与 TTL、CMOS 电平兼容，可直接接至 CPU、门阵列等。
- 4) PWM 定电流斩波功能。
- 5) 内部电路具有噪声消除功能，不需要外加滤波器。
- 6) 具有电流衰减速度切换功能。
- 7) 具有换向时防止上下桥臂直通功能。
- 8) 具有过热报警功能。

4.13.2 实用电路

图 4-52 是 MTD2005 的实用电路。

在使用 MTD2005 进行定电流控制时，外加元器件的选择方法如下：

(1) 斩波电流峰值 I_P 的设定

$$I_P = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times \frac{V_{CC}}{R_S} \quad (4-23)$$

式中 $R_1 + R_2 < 10k\Omega$ 。

(2) 斩波频率 f 的设定

$$f = \frac{1}{0.27C_1R_1} \quad (4-24)$$

式中 C_1 范围为 $2000 \sim 4000pF$, R_1 范围为 $10 \sim 40k\Omega$ 。

斩波频率所允许的最大值为 $30kHz$ 。

(3) 尖脉冲消隐时间 t_b 的设定 输出晶体管从 OFF 向 ON 切换时, 通过设定 t_b , 可以防止尖脉冲引起的输出晶体管关断。

尖脉冲消隐时间 t_b 由下式决定

$$t_b = 475C_1 \quad (4-25)$$

当 C_1 在 $2200 \sim 4700pF$ 范围内选取时

$$t_b = 1.0 \sim 2.2\mu s \quad (4-26)$$

(4) 定电流控制 图 4-53 和图 4-54 是两相励磁时电路的动作波形及动作原理图。

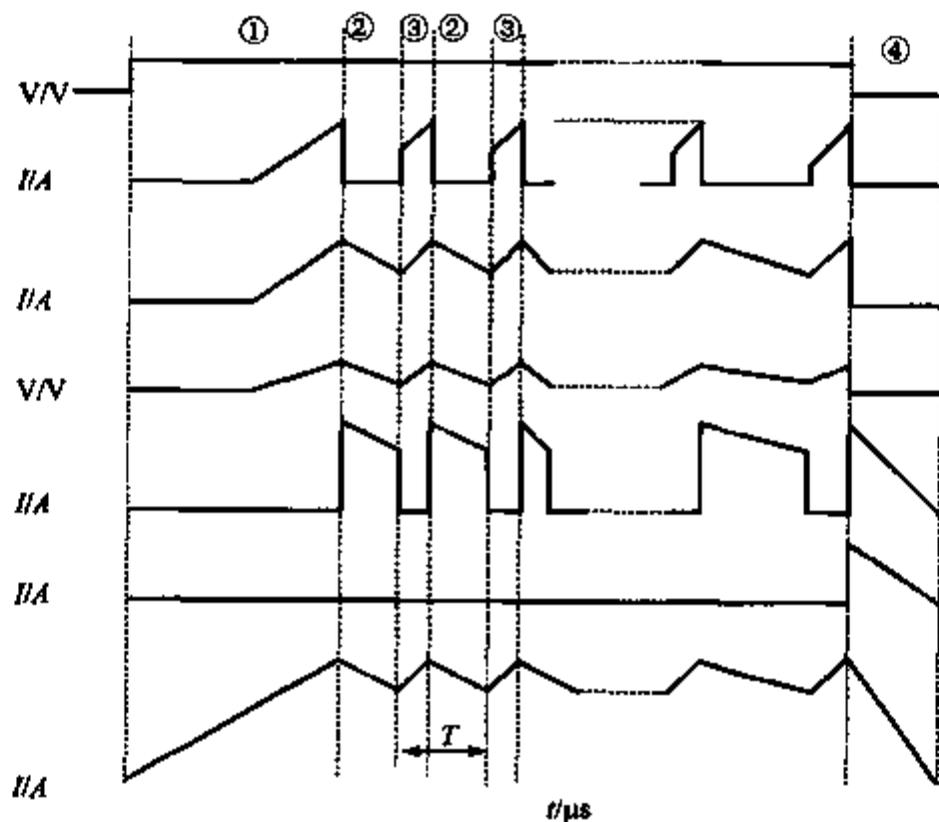


图 4-53 电机电流波形

1) 晶体管导通期间, 励磁信号使输出晶体管 VT1、VT2 导通。电机绕组电流的大小被电流检测电阻 R_S 检出, 电压 V_S 逐渐上升, 当超过基准电压 V_{ref} 时, 比较器被触发, VT1 关断。

2) 续流期间, 定电流控制发生作用后, VT1 关断, 续流电流沿着电机绕组→

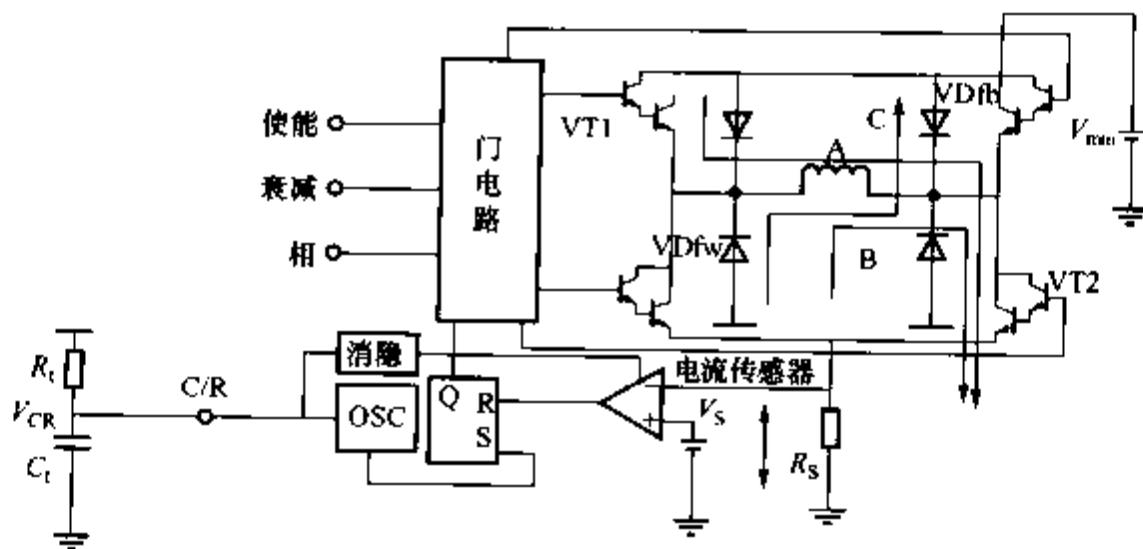


图 4-54 电流控制过程

VT2→ R_s →VDfw 的路线 B 返回电机。

3) 晶体管导通期间，电流沿着路线 B 续流后，VT1 再次导通，电流沿着路线 A 流动，一直到检出电压 V_s 和基准电压 V_{ref} 相等为止。之后 (2)、(3) 的动作反复进行。

4) 回馈期间，由励磁信号使 VT1、VT2 关断，电机绕组电流沿着 VDfw→电机绕组→VDfb 的路线 C 回馈到电源。

4.14 PMM8713 步进电机脉冲分配器

4.14.1 概述

PMM8713 是日本三洋电机公司生产的步进电机脉冲分配器。该器件采用

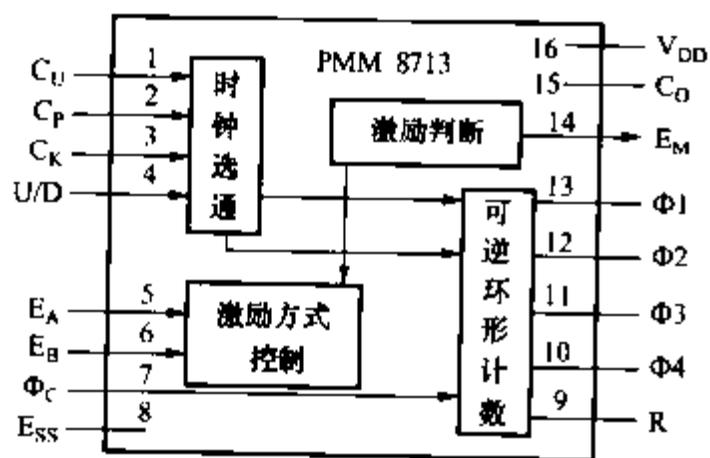


图 4-55 PMM8713 的原理框图

DIP16 封装，适用于二相或四相步进电机。PMM8713 在控制二相或四相步进电机时都可选择三种励磁方式 (1 相励磁, 2 相励磁, 2-2 相励磁三种励磁方式之一)，每相最小的拉电流和灌电流为 20mA，它不但可满足后级功率放大器的要求，而且在所有输入端上均内嵌有施密特触发电路，抗干扰能力很强，其原理框图如图 4-55 所示，表 4-17 所列是 PMM8713 的引脚功能。

表 4-17

PMM8713 引脚功能说明

引脚	符号	功能	引脚	符号	功能
1	C_U	正转时钟脉冲输入	9	R	复位
2	C_P	反转时钟脉冲输入	10	Φ_4	输出 4
3	C_K	时钟脉冲输入	11	Φ_3	输出 3
4	U/D	旋转方向切换	12	Φ_2	输出 2
5	E_A	励磁模式切换	13	Φ_1	输出 1
6	E_B	励磁模式切换	14	E_M	励磁检测
7	Φ_C	3、4 相切换	15	C_O	输入脉冲检测
8	E_{SS}	地	16	V_{DD}	电源

在 PMM8713 的内部电路中, 时钟选通部分用于设定步进电机的正反转脉冲输入法。PMM8713 有两种脉冲输入法: 双脉冲输入法和单脉冲输入法。采用双脉冲输入法的连线方式如图 4-56a 所示, 其中 C_P 、 C_U 两端分别输入步进电机正反转的控制脉冲。当采用单脉冲输入法时, 其连线方式如图 4-56b 所示, 该图中的 C_K 端为时钟脉冲输入端, 步进电机的正反转方向由 U/D 的高、低电位决定。

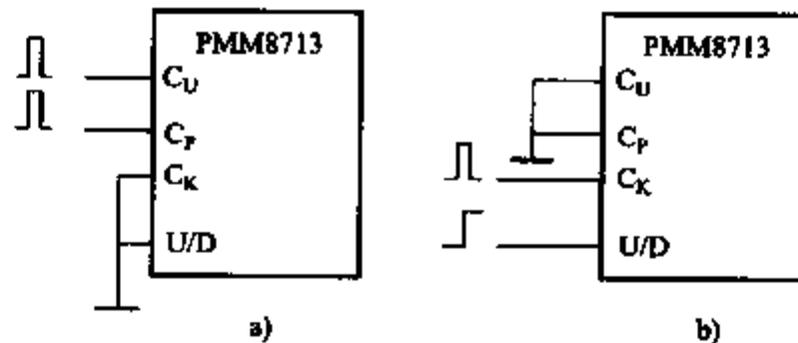


图 4-56 脉冲输入法

片中的激励方式控制电路用来选择采用何种励磁方式。激励方式判断电路用于输出检测; 而可逆环形计数器则用于产生步进电机在选定的励磁方式下的各相通断时序信号。

4.14.2 SI-7300A 的结构及功率驱动原理

SI-7300A 为单极性四相驱动, 采用 SIP18 封装, 其结构框图如图 4-57 所示。

步进电机功率驱动级电路可分为电压和电流两种驱动方式。电压驱动方式有串联电阻驱动和双电压驱动两种, 其中串联电阻驱动在相绕组中串联了一定阻值和功率的电阻。为了维持步进电机的相电流, 通常要提高驱动绕组的相电压, 因此绕组串联电阻驱动方式效率较低, 但方法简单, 成本低, 故在实际驱动电路中使用较多。双电压驱动在每相绕组导通时, 首先施加高电压 V_H 使电流快速上升, 当电压上升到规定幅值时, 将高电压 V_H 切断, 此时, 回路以低电压 V_L 维持, 电路驱动

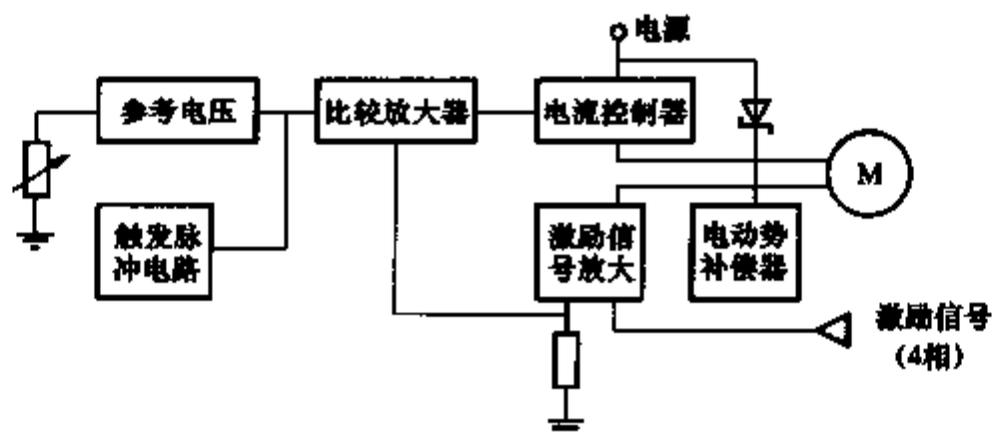


图 4-57 SI-7300A 结构框图

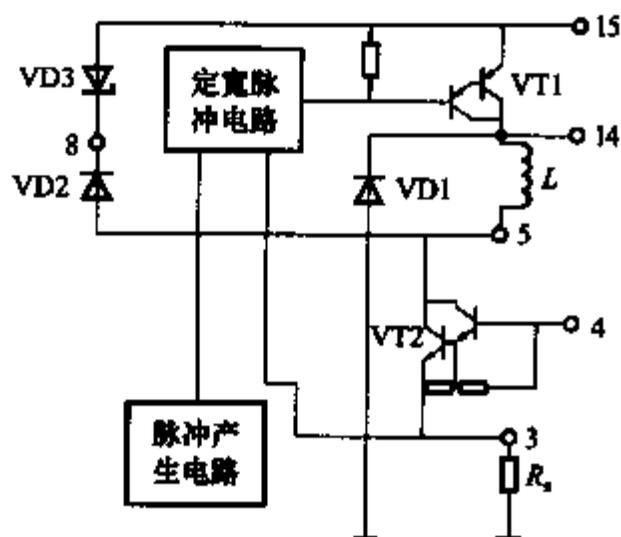


图 4-58 电流斩波驱动电路

效率可大大提高，但因采用高低两种驱动电源，且电源切换的控制电路比较复杂，因而较少采用。电流驱动方式最常用的是 PWM 恒流斩波驱动电路，也是专用集成电路中最常用的能获得高性能的驱动方式，其中一相的电路图如图 4-58 所示。步进电机使用较高电压的电源时，绕组电流几乎可以近似直线地上升到预定值，此时由流过 R_s 的检测电流去控制一个斩波控制电路即可关断 VT1，从而使绕组电流在续流回路（ L 、VD1、VT2、 R_s ）中续流并下

降。当电流下降到规定时间后（达到某一电流）由脉冲电路产生脉冲至斩波控制电路可使 VT1 接通，如此反复（由 VT1 的反复开关）对绕组电流进行斩波控制，就可使电流平均值趋于恒定。外接稳压二极管 VD2、VD3 可用作钳位保护和内部集成续流回路（外接检测电阻 R_s ），从而避免 VT1 开关所引起的尖峰感应电动势所造成的尖峰电压对 VT1 的危害。

4.14.3 应用电路

步进电机是常用的执行机构，它用脉冲频率控制转动速度，而用脉冲的数目来决定转动的角度。由于拖动负载大小不同，因此，仅仅接上电源是无法工作的，而必须接上相应的驱动器才能工作。驱动器的输出可为电机各相提供相应通电顺序的励磁电流。其相数有两相、三相、四相、五相、六相等，常用的有两相或四相混合式步进电机。

由 SI-7300A、PMM8713 和 80C51 构成的步进电机驱动电路如图 4-59 所示，图中，PD 端为 SI-7300A 输出电流 I_0 的控制端，可以悬空或接高电平，当接高电平时可以适当提高 SI-7300A 的输出电流 I_0 。步进电机的旋转方向和旋转速度可通过 80C51 的键盘输入，同时通过软件可编程控制并行 I/O 口 P1.0 和 P1.1，以输出相应频率的脉冲来控制步进电机。采用 42BYG009 型步进电机时，驱动电压

为 24V。

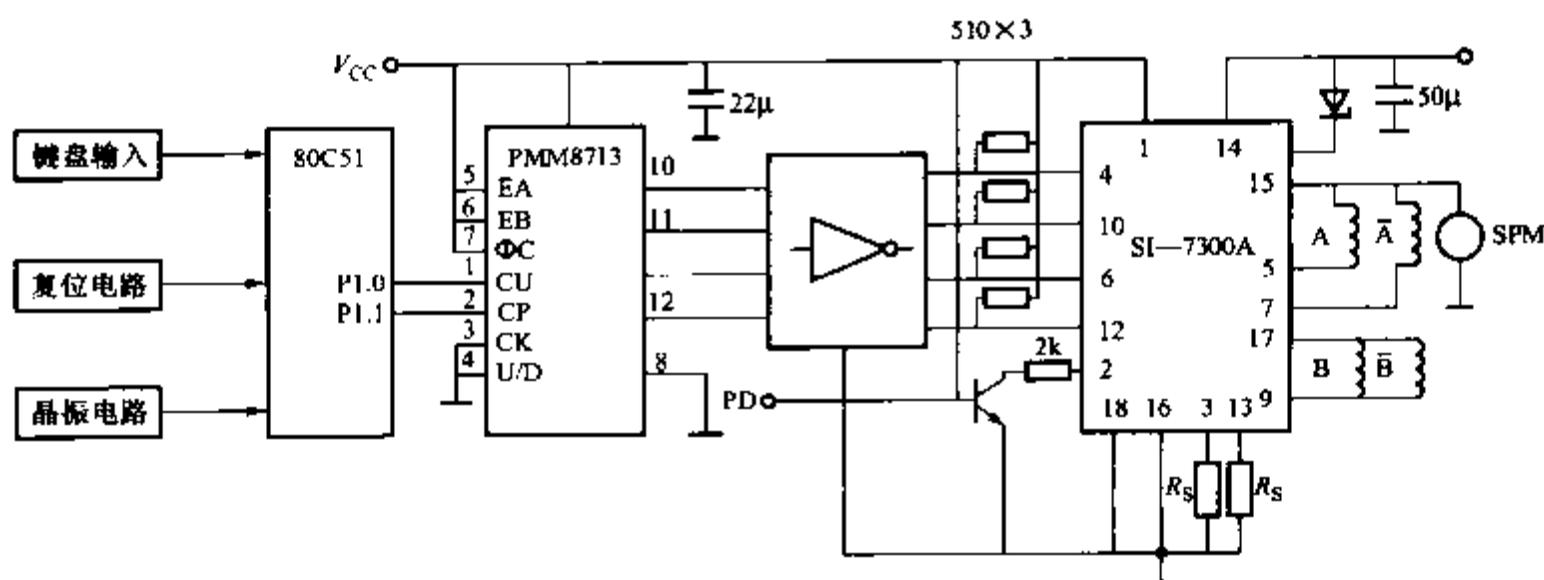


图 4-59 四相步进电机控制电路

该步进电机功率驱动电路可广泛应用于功率较小的机电设备中，适合于驱动电流小于 1.5A 的混合式两相、四相步进电机。

4.15.1 概述

SAA1042 是一种高性能的用来驱动小功率步进电机的芯片，它的优点是所需外围电路较少，使用方便。

SAA1042 驱动两相步进电机，工作方式为双极性。该芯片内部集成了 3 个输入级模块，1 个逻辑控制部分和 2 个输出级模块。该芯片为 16 引脚双列直插式封装。散热引脚提高了芯片的散热功能，同时将芯片中部的 4 个接地引脚与铜合金散热片相连后，会将热量更快地从芯片传导出去。

4.15.2 SAA1042 的主要技术特点

- 1) 输出级驱动电压为 6V 或 12V。
- 2) 内置钳位二极管用于抑制过电压。
- 3) 控制电路所需的供电电压范围可以很宽，范围为 5 ~ 20V。
- 4) 可以执行正转/反转和半步/整步运行指令。
- 5) 输入端可兼容常用的逻辑电路，如 MOS、TTL 等。
- 6) 芯片输出端可根据电机功率进行调节以使效率最优。

SAA1042 的主要技术指标如表 4-18 所示。

表 4-18 SAA1042 规格表

名称	最大值
钳位电压/V	20
切除电机电流/mA	500
损耗/W	2
结温/°C	125
时钟频率/kHz	50

4.15.3 SAA1042 的引脚说明及工作原理

SAA1042 的引脚功能说明如表 4-19 所示。

表 4-19 SAA1042 引脚功能说明

引脚	符号	功能说明
1, 3	L2, L1	接电机 A 相
14, 16	L4, L3	接电机 B 相
2	VD	外接齐纳二极管
6	Driver Bias (Set)	输入偏置 (设置)
8	Full/Half step	整步/半步设置
10	CW/CCW	正/反转设置
7	Clock	时钟
4, 5, 9, 12, 13	GND	接地

表 4-19 中一些关键的引脚的使用说明：

1) 时钟 (引脚 7)：输入时钟脉冲为上升沿有效，逻辑“1”的电平由供电电压决定。该芯片时钟采用滞环电路以降低电路噪声。

2) 整步/半步 (引脚 8)：该输入决定了电机每一脉冲所旋转过的角度，当设置为低电平时，电机每一脉冲转过 1 个整步，设置成高电平时，电机每一脉冲转过 1 个半步。

3) VD (引脚 2)：由于切断电机绕组时，会在输出引脚 (1, 3, 14, 16) 产生正的电压尖峰，引脚 2 的设定就是为了保护这些引脚。这些引脚允许的最大尖峰电压就是钳位电压 V_{CLAMP} ，在引脚 2 与引脚 15 之间连接一个齐纳二极管，电机的性能便能得到提高。

4) 输入偏置 (引脚 6)：此引脚有两个功能：第一，通过其外接 R_B 的调节使驱动器与电机电流相匹配；第二，通过施加一个脉冲使输出端达到一个指定的状态。

SAA1042 引脚及内部模块如图 4-60 所示。

SAA1042 内部驱动级的晶体管工作在线形放大区，引脚 6 外接的电阻 R_B 作为基极输入电阻，所以合理选择其阻值对于整个驱动电路的正常工作有着重要的意义。电阻 R_B 可由电机电流和电压确定，其值过小过大都会增加电路的损耗。当“设置”功能不用时电阻的另一端应接地。当“设置”功能使用时电阻的另一端应

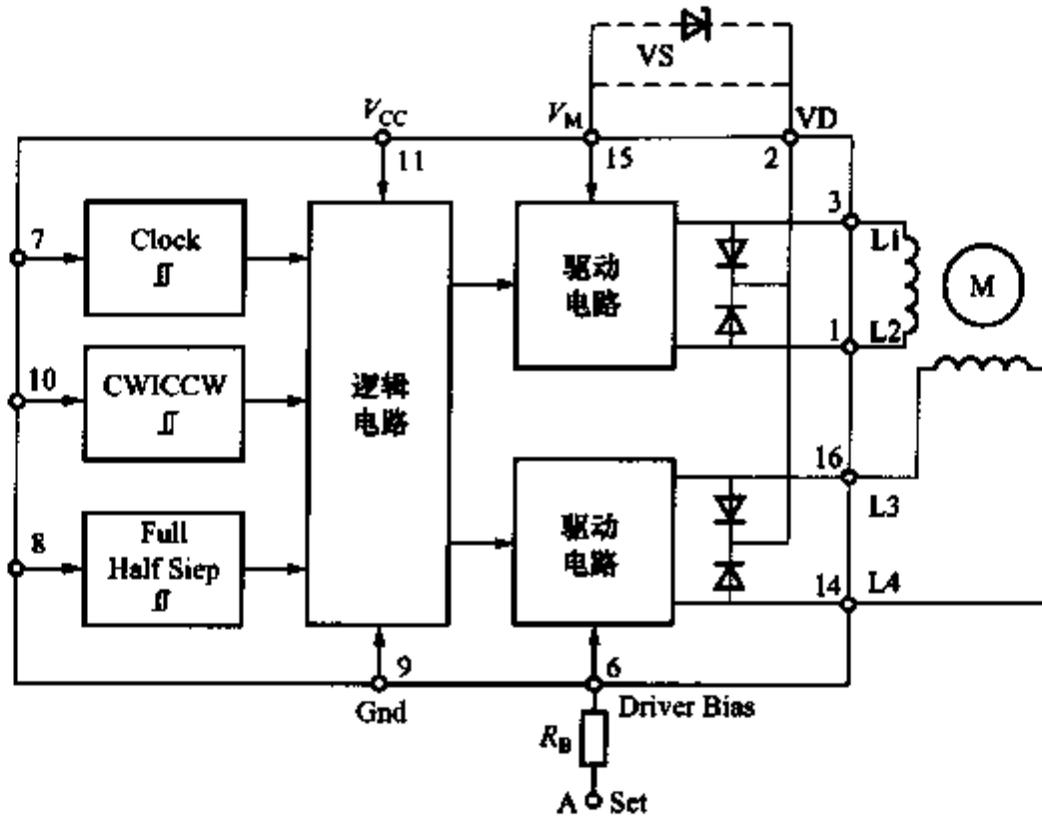


图 4-60 SAA1042 引脚及内部模块图

与集电极开路电路（缓冲电路）相连。缓冲电路必须能维持电机电压（ V_m ）。当有一脉冲通过缓冲和偏置电阻 R_B 施加到“设置”端时，在脉冲维持期间电机驱动晶体管被关断，脉冲结束后芯片输出就进入了指定的状态。图 4-61 是设置电机运行状态的时序图。

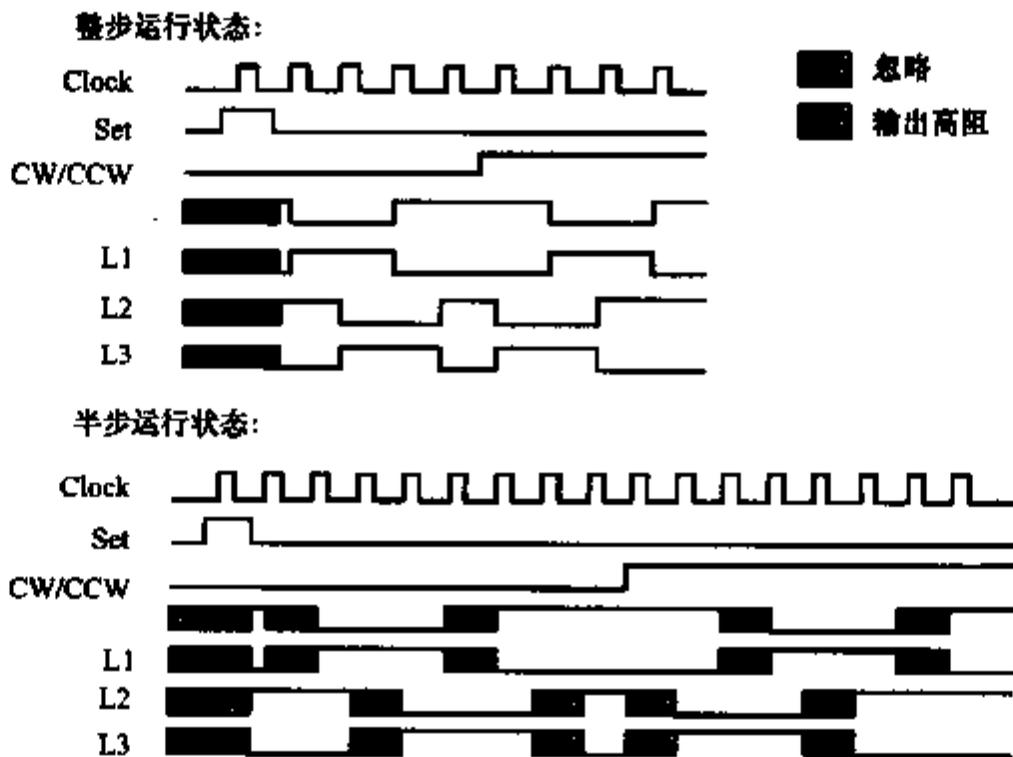


图 4-61 SAA1042 的时序图

4.15.4 SAA1042 的一个典型应用

图 4-62 是 SAA1042 的一个典型应用电路，步进电机电压为 12V，相电流为 200mA。偏置电阻 R_B 选用 56k Ω 。输出端最大允许电压为 V_m 加上 6V，本例中 V_m

为 12V，所以输出端最大允许电压为 18V。片内的二极管和引脚 2 与引脚 5 之间连的齐纳二极管起保护输出端引脚 L1 ~ L4 的作用。在输出电流为 200mA 时内部二极管压降 1.7V，所以选用齐纳二极管电压为： $V_z = 6.0V - 1.7V = 4.3V$ ，考虑二极管制作工艺问题并为了留有安全余量，本例选用电压为 3.9V 的齐纳二极管。

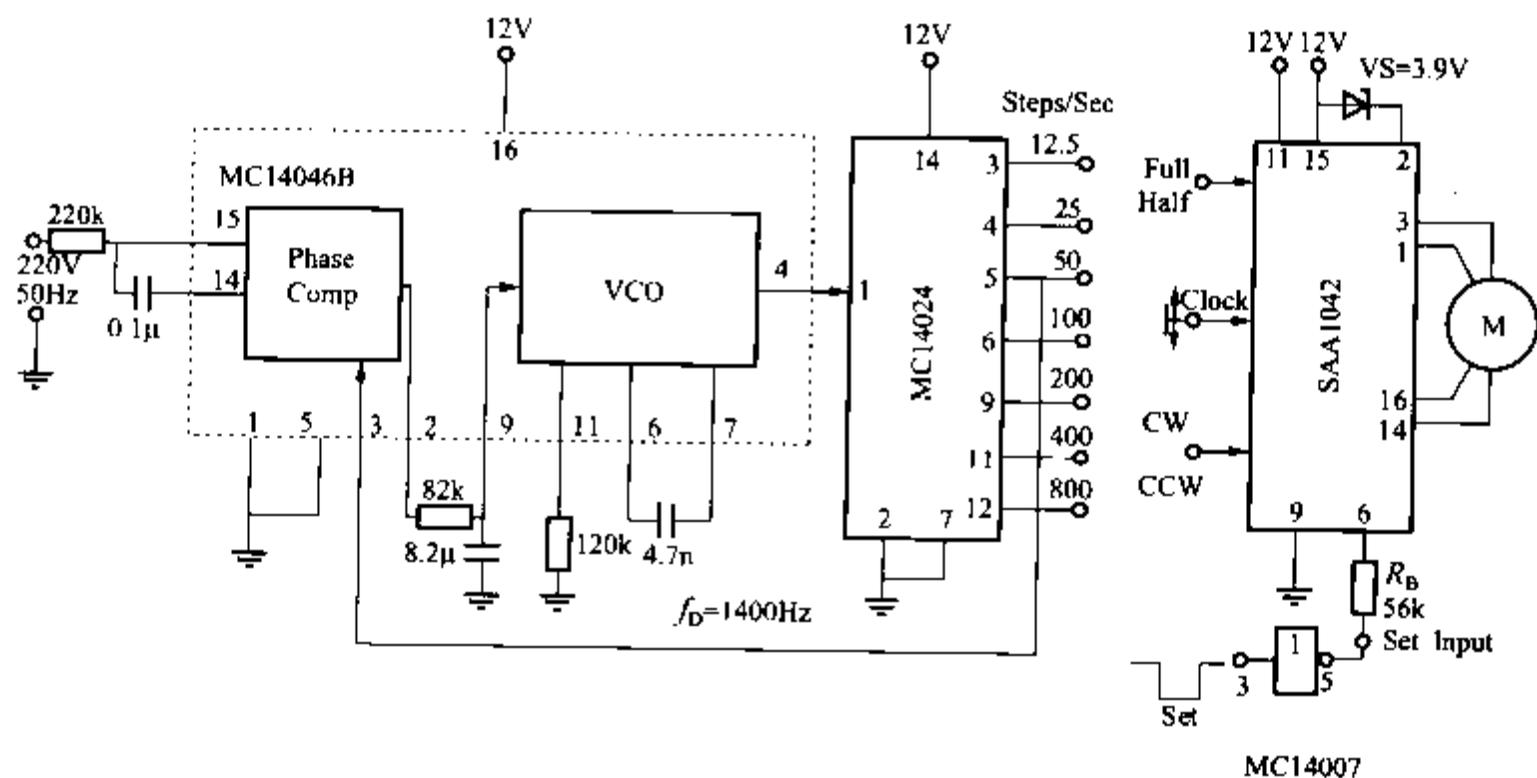


图 4-62 SAA1042 驱动步进电机的简单应用电路

引脚 7（时钟）接由 MC14046B 和 MC14024 锁相的输出频率。引脚 8（整步/半步设置）接低电平为整步运行状态，接高电平为半步运行状态。引脚 10（正/反转设置）的电平接法与电机接绕组与输出端子的接法决定了电机的转向。引脚 7 与引脚 10 应接成“1”或“0”，不允许浮动。



4.16.1 概述

SANKEN 公司的 SI-7502 (SLA5011、SLA6503)，只需外接三个电阻，一个晶体管和一个电容，即可实现步进电机的全桥恒流驱动。充分体现了集成功放电路外围电路简单、性能稳定可靠、控制功能全面的特点。本文介绍的驱动器采用 AT89C2051 单片机为中央处理器，结合恒流步进电机驱动器 SI-7502 (SLA5011、SLA6503)，其控制电路方便地实现了智能化、高精度、高可靠性等性能。驱动器能准确地跟踪外部脉冲信号频率的变化，现场使用方便。

4.16.2 工作原理及特点

- 1) 工作温度范围：0 ~ +65℃ (SI-7502) -40 ~ +150℃ (SLA5011、SLA6503)。

- 2) 电机电源电压范围: +15 ~ +44V。
- 3) 最大逻辑电压: +12V。
- 4) 最大输出持续电流: 7A。
- 5) 最大输出峰值电流: 10A。
- 6) 最大输入脉冲频率: 10kHz。

SI-7502 (SLA5011、SLA6503) 内部电路图如图 4-63 所示。

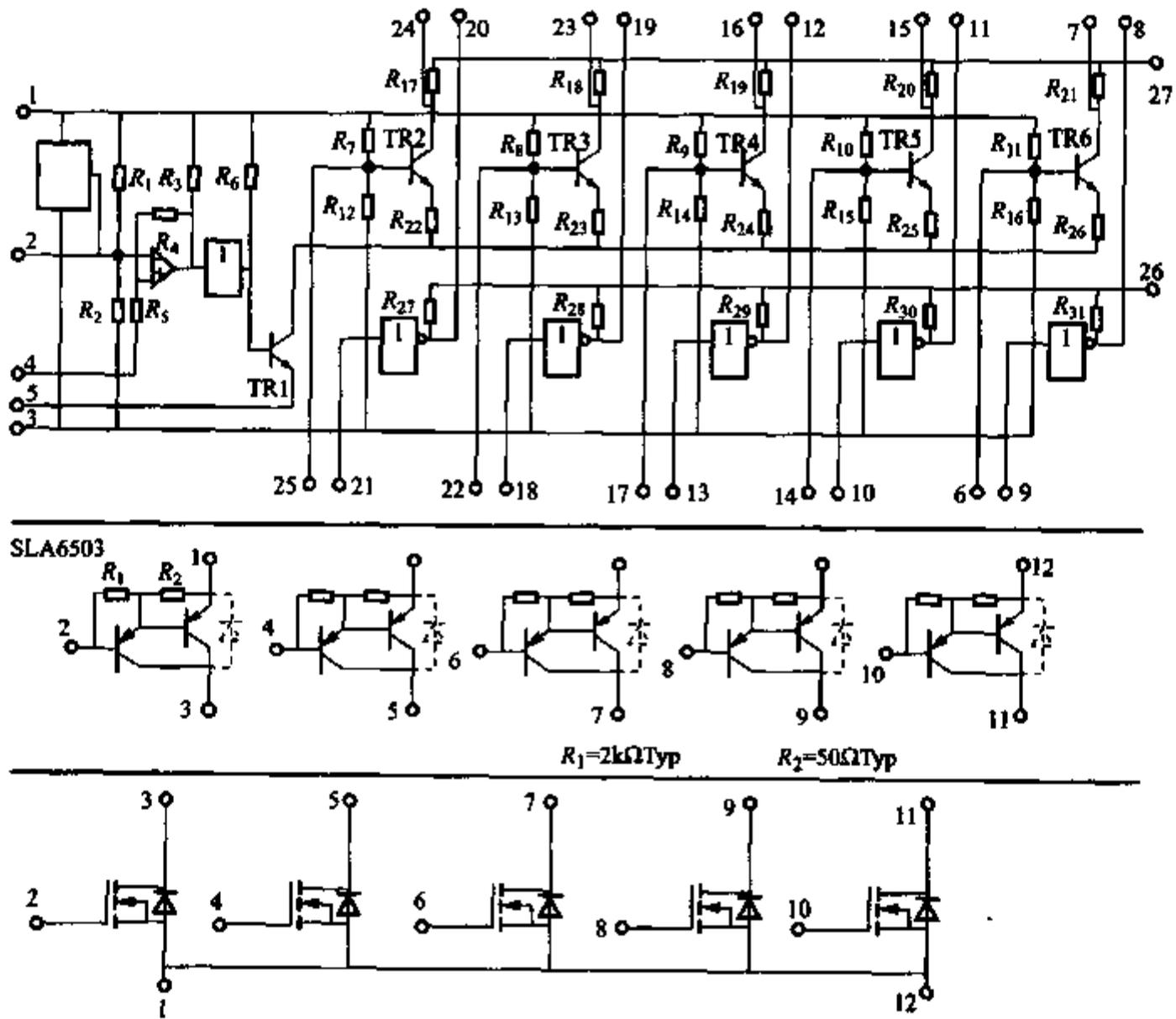


图 4-63 SI-7502 (SLA5011、SLA6503) 内部电路图

SI-7502 (SLA5011、SLA6503) 的控制方式采用固定关断时间的斩波放大技术 (FIXODOFF - TIMECHOPPER), 工作过程如下:

上电后, 在有输入脉冲信号且锁相信号无效的情况下, 单片机采样整半步方式给 7406 和 7404 送控制信号, 电机按 DIRECTION 的方向转动, 五相步进电机 (五角形接法) 的具体工作原理如图 4-64 所示。

SI-7502 的工作方式有如下两种, 其输出电流波形如图 4-65 所示。

普通工作方式是把 R_x 断开 (参见图 4-67), 使驱动步进电机的电流达到最大值, 其计算公式为

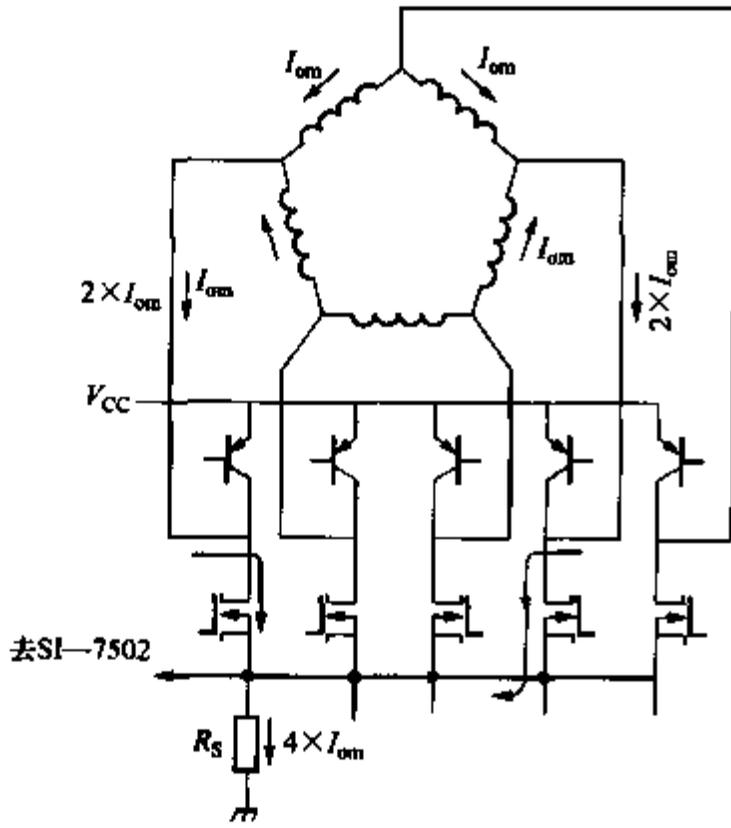


图 4-64 步进电机工作原理
脚 2 上, 其计算公式为

$$V_{RSH} = \frac{6.65R_x}{152.6 + 33.8R_x} V_B - 0.03 \quad (\text{中间值}) \quad (4-29)$$

$$I_{OH PD} = \frac{V_{RSH}}{R_s} \quad (4-30)$$

$$I_{OH} = \frac{V_{RSH}}{R_s} \quad (4-27)$$

$$V_{RSH} = 0.19 \times V_B - 0.03 \quad (\text{中间值}) \quad (4-28)$$

其中, $V_B = 5V$, R_s 应取阻值极小且功率较大的水泥电阻或陶瓷电阻。

节能工作方式是对第一种工作方式的补充, 因为在第一种工作方式下, 由于输出电流很大, 有时峰值电流可达到 10A, 这样在电机锁相时, 造成器件和电机某一相通电时间过长, 发热而烧坏电路, 故采取这种低电流方式, 在图 4-67 中的 PD 端, 加一信号, 使 NPN 型晶体管导通, 使 R_x 接在 SI-7502 的引



图 4-65 输出电流的波形

4.16.3 典型应用

该驱动器是以 AT89C2051 为控制核心, 以 SI-7502 (SLA5011、SLA6503) 为驱动器驱动步进电机, 外部信号输入采用光耦合器隔离, 从单片机输出的信号也采用光耦合器隔离。系统框图如图 4-66 所示。

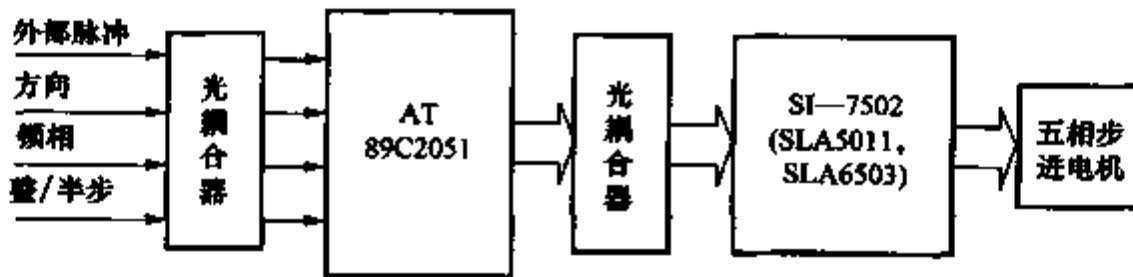


图 4-66 系统框图

AT89C2051 单片机, 其指令系统与 MCS-51 完全兼容, 且片内带有 2KB 的 E^2 PROM, 可以方便地构成一个最小系统。

SI-7502 (SLA5011、SLA6503) 外围器件电路图典型接法如图 4-67 所示。图示为外接电阻、电容和步进电机的接法。

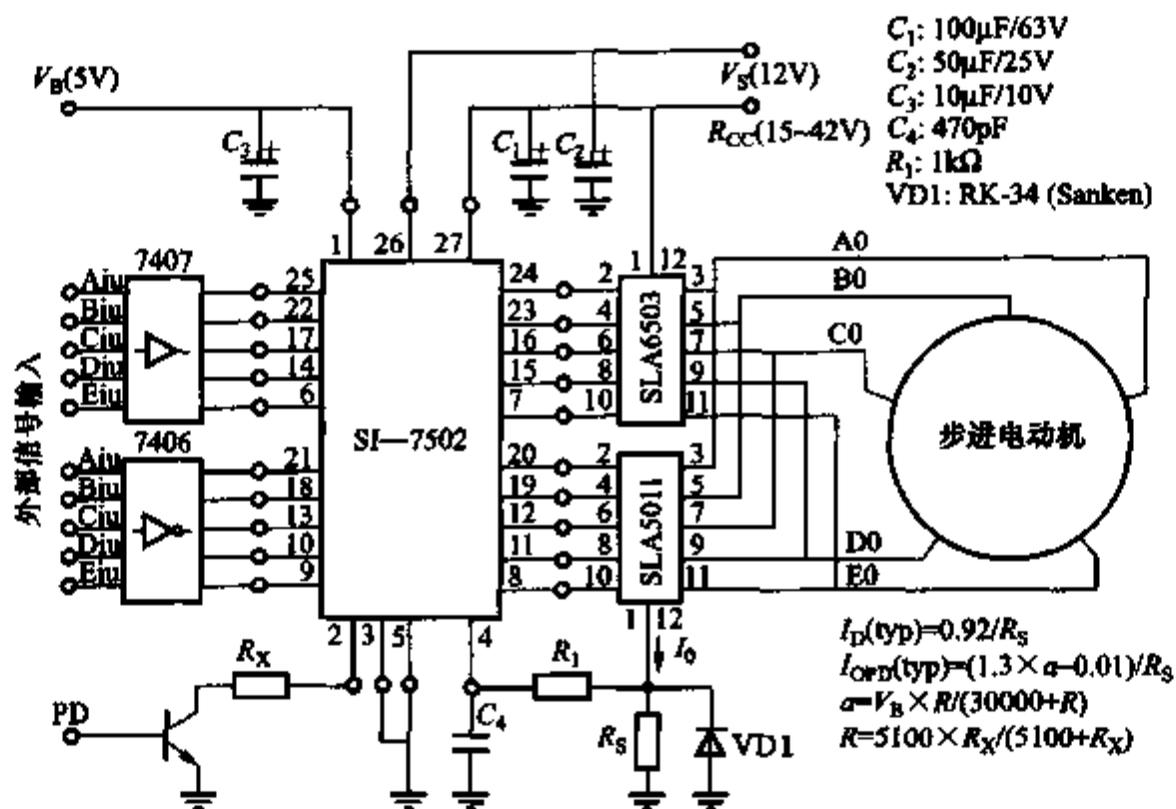


图 4-67 SI-7502 (SLA5011、SLA6503) 外围器件电路图

脉冲信号、方向信号、锁相信号分别用光耦合器进行隔离，其中脉冲信号接 89C2051 的外部中断 0，方向信号接 P3.5，锁相信号接 P3.6，整/半步信号接 P3.7，P1 口的 P1.0 ~ P1.7 和 P3.0、P3.1 经过光耦合器隔离接到图 4-67 所示五相的上端驱动与下端驱动共 10 个输入口。

软件采用模块化结构。该软件主要完成如下任务：由外部中断 INT0 跟踪脉冲信号的变化，当脉冲信号由高变低时，进入中断，扫描 P3.6、P3.5、P3.7 决定锁相、方向和整半步，步进电机走一步后等待中断退出。退出中断后等待下一次中断。程序流程如图 4-68 所示。

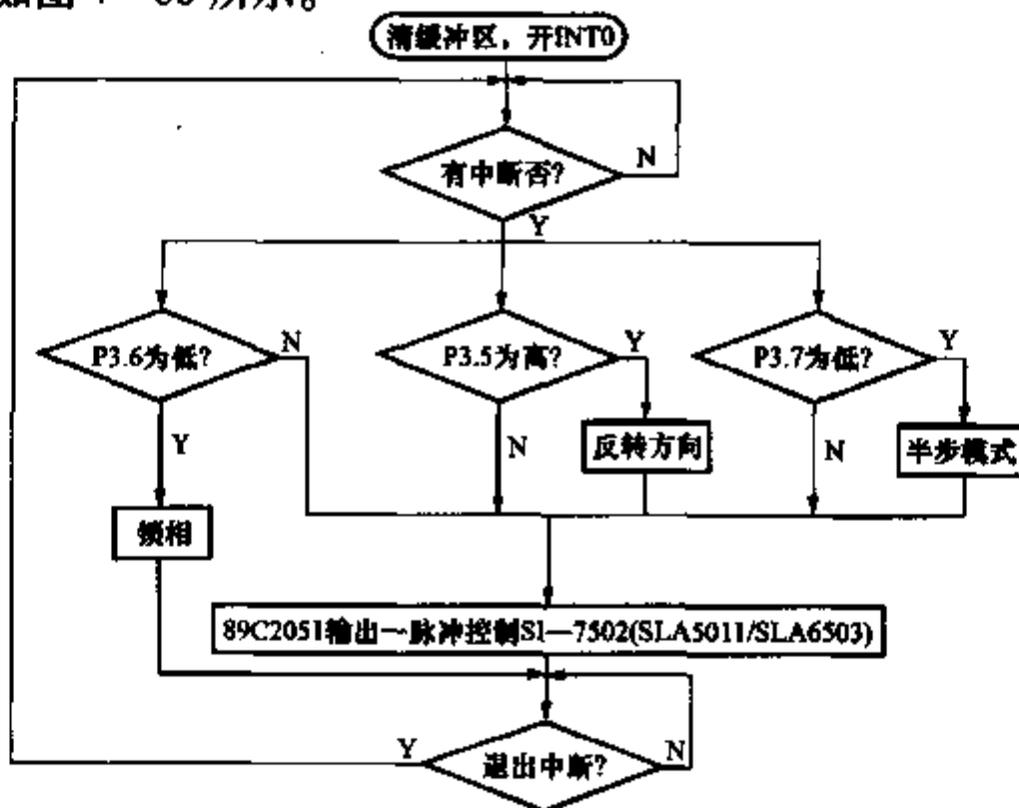


图 4-68 程序流程图



4.17.1 概述

STK672—020 是日本三洋公司生产的他励式单极性定电流斩波方式的四相步进电机专用驱动用混合集成电路，由于它内部具有四相分配控制器，因此在构成步进电机驱动电路时，可以实现电路的简单化、标准化，而且电机电流通过外部可以任意设定，通过 W1 ~ 2 相励磁方式（4 细分）可以实现高转矩、低振动、高速响应的电机驱动。

4.17.2 特点

- 1) 通过励磁方式的设定（M1, M2），可以实现 4 种励磁方法：1 相励磁；1 ~ 2 相励磁；2 相励磁；W1 ~ 2 相励磁。
- 2) 输入端采用施密特电路（高噪声容限）。
- 3) 控制器输入与 CMOS 兼容（内部有上拉电阻），可以通过专用控制 LSI 等的 I/O 端口进行直接控制。
- 4) 2 相励磁的 AA 相、BB 相输出信号在换相时的间隔可以设定。
- 5) 由于是他励型，所以驱动电源电压范围广。
- 6) 由于功放采用 MOSFET，所以驱动损失小。
- 7) 当电机所需电流小于 2A 时，不需外加散热器。
- 8) 在混合集成电路内部有电流检测电阻。

4.17.3 应用电路和基本动作说明

表 4-20 是 STK672—020 的具体规格，图 4-69 是 STK672—020 的应用电路。

表 4-20 STK672—020 的具体规格

符号	名称	最大允许值	单位
V_{CC1}	驱动电源电压	52	V
V_{CC2}	控制电源电压	7	V
I_{OF}	输出电流	3.9	A
V_{IN}	输入电压	7	℃
T_C	工作时基板温度	105	℃
T_J	结温度	150	℃
T_a	存储温度	-40 ~ 150	℃

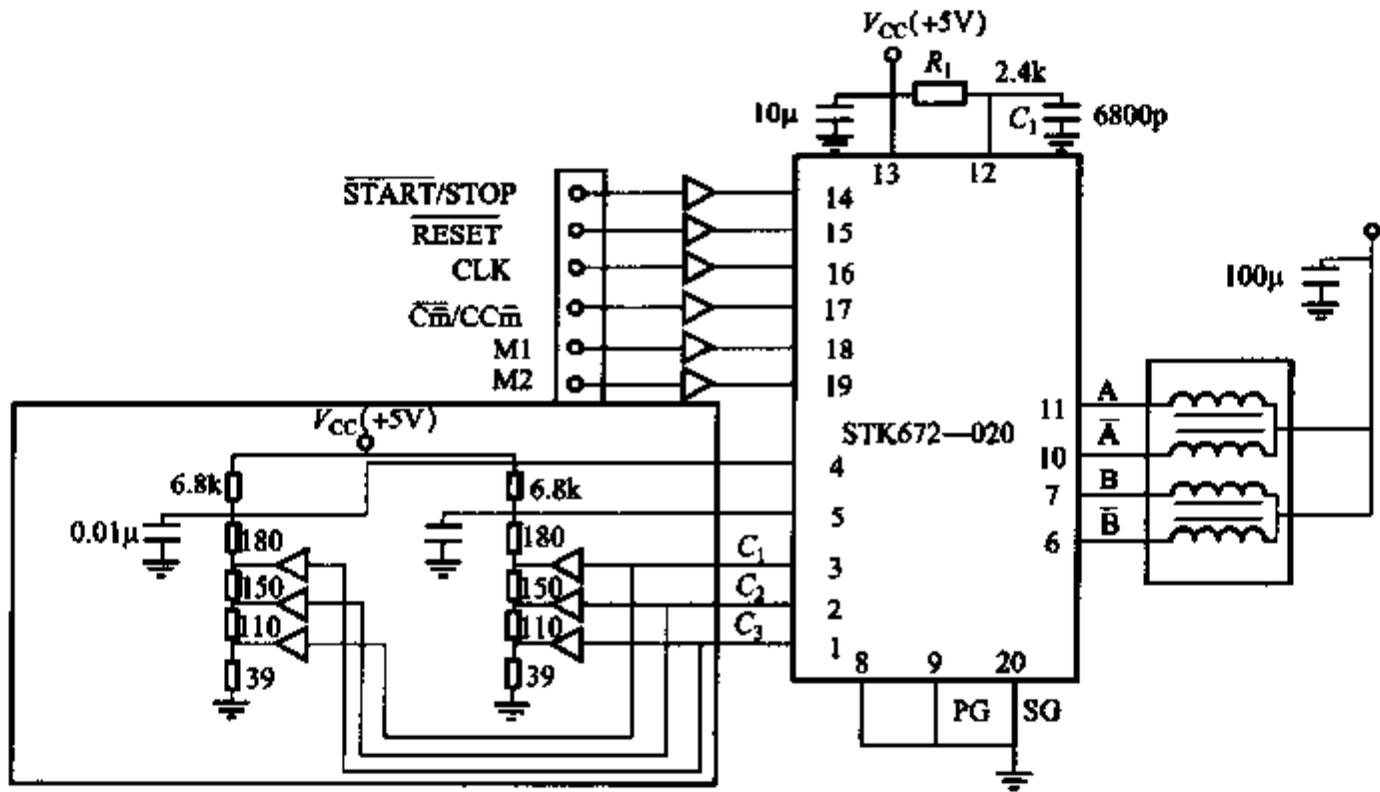


图 4-69 STK672-020 应用电路 (W1~2 相励磁方式)

图 4-70 和图 4-71 是 STK672-020 驱动部分基本电路和各部分波形。在图 4-71 所示的基本电路中，如果给 ϕ_A 输入高电平，则 FET 开始导通，这时流经 FET 的 L_1 中的电流如式 (4-31) 所示，开始逐渐增加。

$$I_{ON} = \frac{V_{CC1}}{R} (1 - e^{-\frac{R}{L}t}) \quad (4-31)$$

式中 L ——绕组的电感；

R ——绕组电阻、FET 的导通电阻及电流检测电阻之和。

图 4-72 所示为 V_{ref} 周边电路。当 R_s 上的电压一旦超过 V_{ref} ，则 FET 关断，这时积蓄在 L_1 中的能量在 L_2 中引起电感电压，产生感应电流 I_{OFF} 。 I_{OFF} 的通电时间由振荡器设定的关断时间 t_{OFF} 来决定。关断时间 t_{OFF} 一过，FET 又开始重新导通。这样导通动作重复进行，实现了定电流斩波功能。

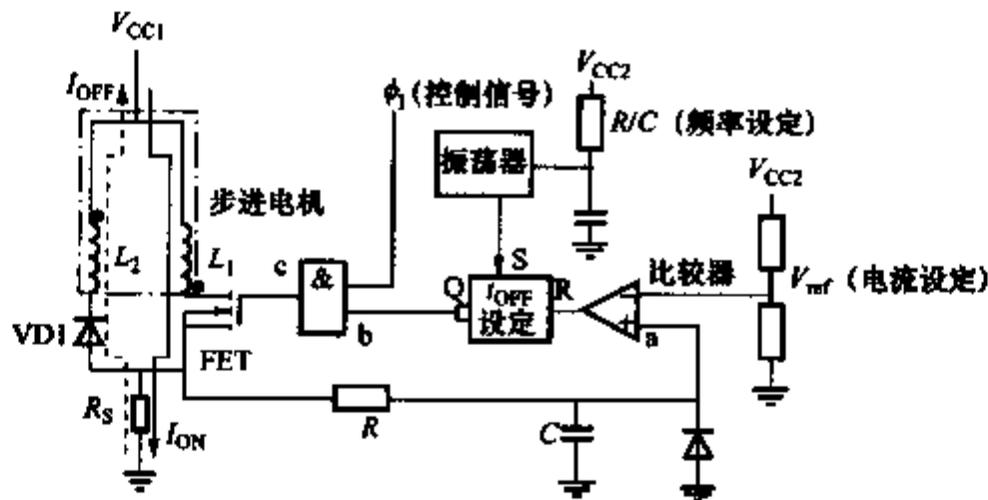


图 4-70 STK672-020 驱动部分基本电路

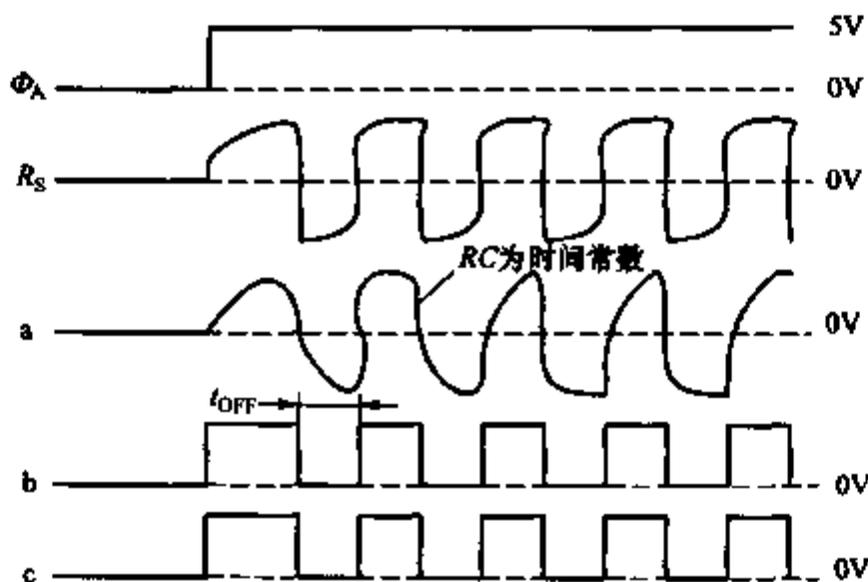


图 4-71 各部分波形

输出电流 I_{OH} 由 STK672-020 的 4 脚的电压来设定。

$$V_{ref} = \frac{R_{O2}}{R_{O1} + R_{O2}} V_{CC2} \quad (4-32)$$

$$I_{OH} = K \frac{V_{ref}}{R_S} \quad (4-33)$$

式中 R_S ——混合 IC 内部的电流检测电阻 $[0.33 \times (1 \pm 3\%) \Omega]$;

K ——1.1 ~ 1.2K 为实测值与设定值之间误差的修正系数。

电机的输出电流可以在 0.1 ~ 0.3A 之间任意设定。图 4-73 和图 4-74 是决定斩波频率的 R/C 波形及 R/C 周边电路。

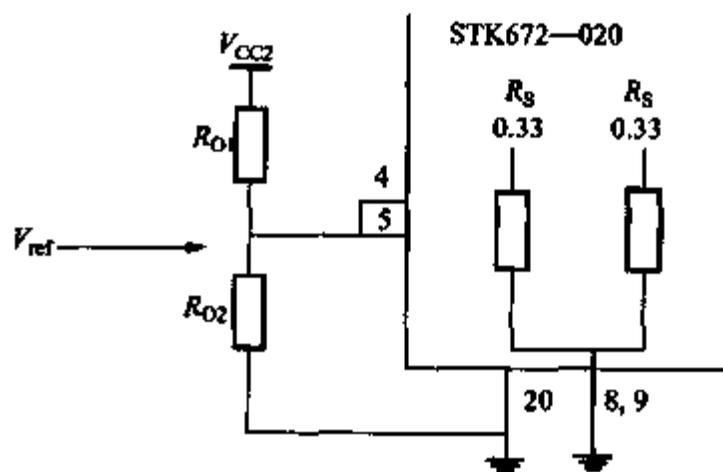


图 4-72 V_{ref} 周边电路

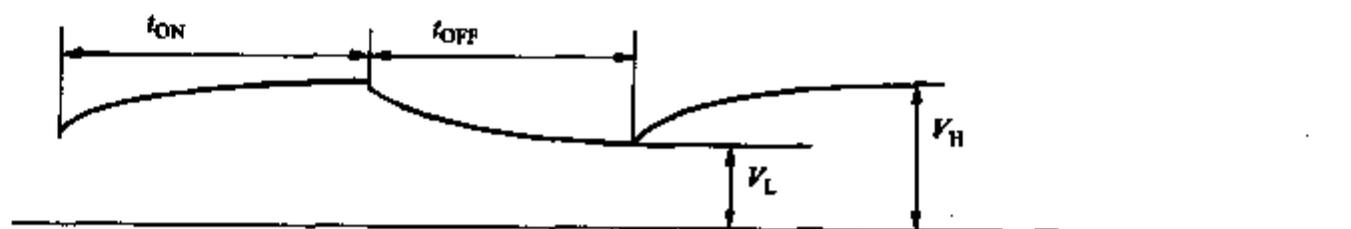


图 4-73 R/C 波形

由图可知，他励斩波频率可以通过 t_{ON} 、 t_{OFF} 求得。

$$t_{ON} = -CR_1 \ln \frac{V_L}{V_H} \quad (4-34)$$

$$t_{OFF} = -C \frac{R_X R_1}{R_X - R_1} \ln \left(1 - \frac{R_X}{R_X - R_1} \frac{V_{CC2}}{0.33 - V_{CC2}} \right)$$

$$(4-35)$$

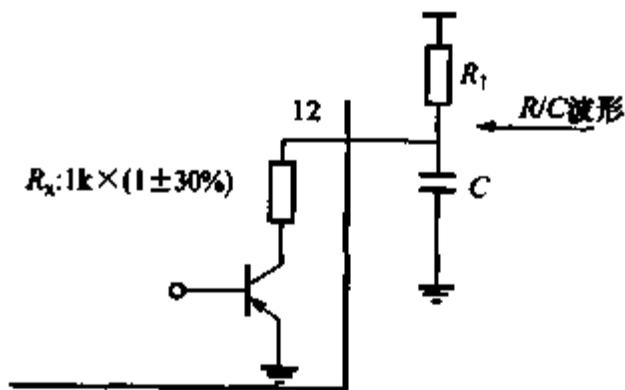


图 4-74 R/C 周边电路

从而斩波频率

$$f = \frac{1}{t_{\text{ON}} - t_{\text{OFF}}} \quad (4-36)$$

使用上的注意点:

1) 要准确计算散热器的大小。散热器的大小由电机的输出电流、电机的电气特性、励磁方式、励磁输入信号的频率决定。

2) 在 W1 ~ 2 相励磁电路中, V_{ref} 电压切换用晶体管必须使用低饱和压降晶体管。

4.18 TDA1521 步进电机桥式驱动电路

4.18.1 概述

M12SP—IN 微型步进电机为双极型两相步进电机, 工作电压为 12V, 工作电流为 190mA, 步距角为 18° , 最大工作频率为 3450Hz, 起动时最大频率为 1300Hz。电机励磁绕组为 A、B 两相, 激励方式如表 4-21 所示。正转时激励方式为 $A \bar{B} \rightarrow \bar{A} B \rightarrow \bar{A} \bar{B} \rightarrow AB$, 反向时为反转。按此激励方式, 电机工作过程中, 每相绕组间隔一个脉冲后, 电流需要反向, 为此步进电机的驱动器采用桥式驱动电路, 使绕组可以正反两个方向通电。

表 4-21 步进电机激励方式

	驱动方向					相
	1	2	3	4	5	
1	1	0	0	1	1	A
2	0	0	1	1	0	B
3	0	1	1	0	0	-A
4	1	1	0	0	1	-B

4.18.2 工作原理及典型应用

TDA1521 是双声道的 $2 \times 12\text{W}$ 音频功率放大器。该功放所需外接的外围元器件极少, 使用方便, 并具有过热保护功能、短路保护功能和静噪功能。TDA1521 为 9 脚功率放大器, 其内部原理如图 4-75 所示。

将 TDA1521 内部的两个功率放大器接成桥式平衡放大器电路, 作为步进电机的一相绕组的驱动电路, 如图 4-76 所示。TDA1521 采用单电源 +12V 供电, 其 2、3、8 脚要通过 $100\mu\text{F}$ 电容接地。

为改善步进电机的工作特性, 需要对步进电机进行灵活控制, 如采取升降速控

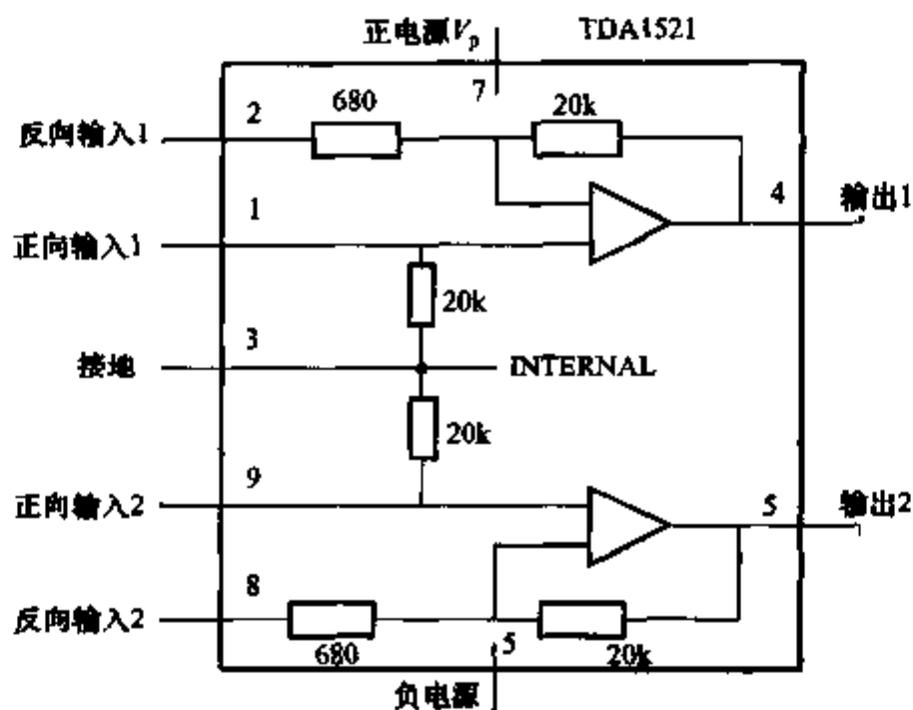


图 4-75 TDA1521 集成功率放大器内部原理图

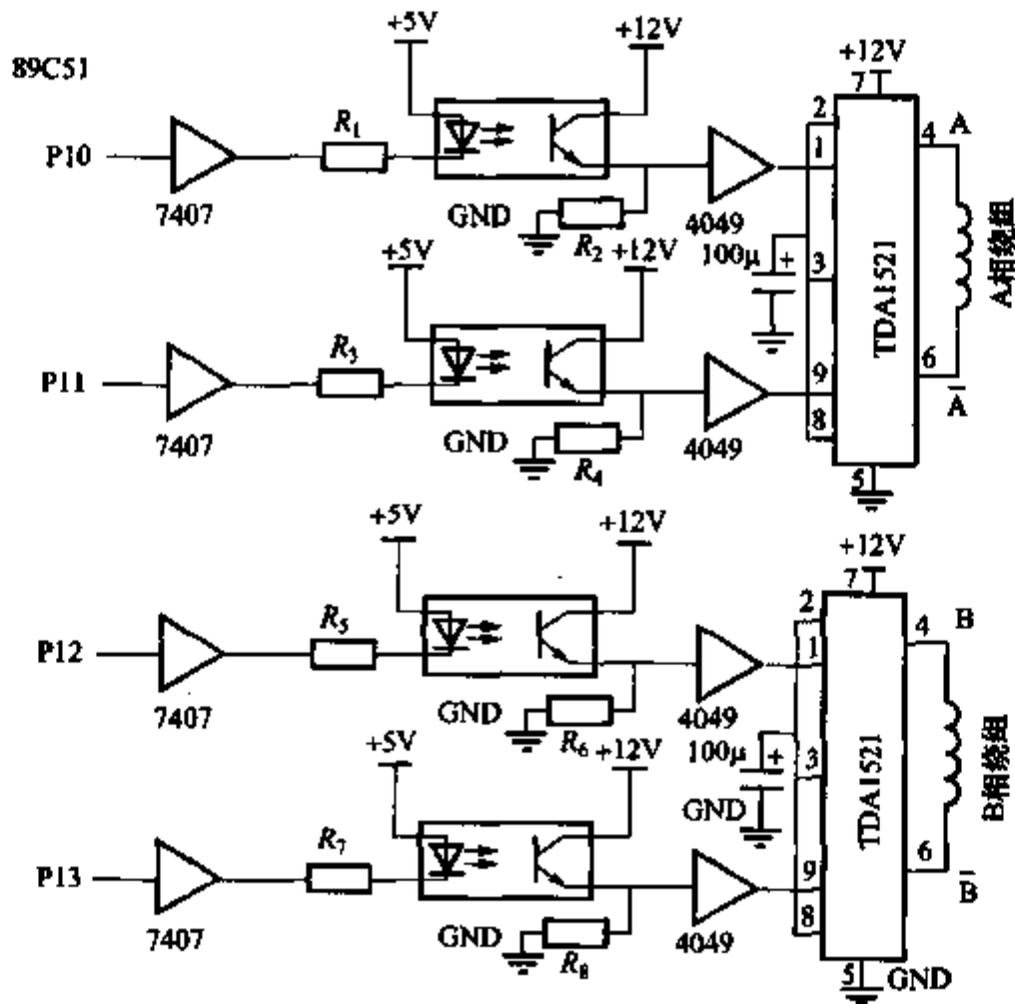


图 4-76 集成功率放大器构成的步进电机驱动电路图

制、断电保护等措施，因此本控制电路未采用硬件作为脉冲分配电路，而是由单片 89C51 微处理器构成脉冲分配器，利用软件来实现所需要的脉冲激励方式，如图 4-77 所示。两个步进电机的驱动脉冲由单片微处理器的 P1 端口 P10 ~ P13、P14 ~ P17 输出，驱动步进电机的绕组。软件按表 4-21 所示的激励方式从 P1 端口发出一定频率的驱动脉冲，实现电机的正反转。

在定位过程中，若某个步进电机到达指定位置，只需将这个电机的脉冲控制线

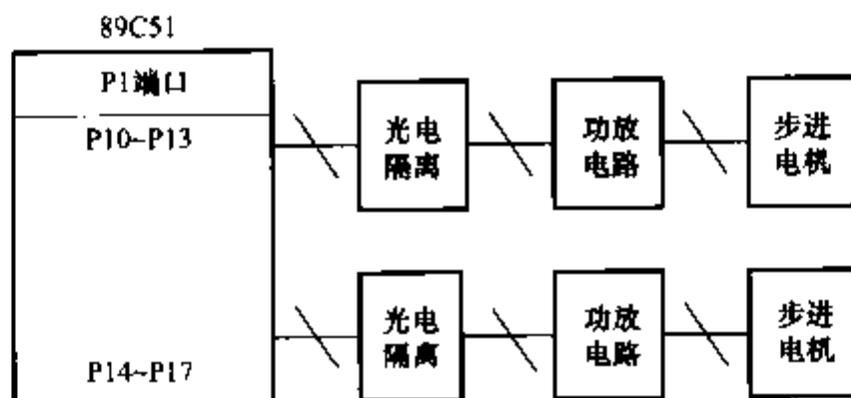


图4-77 步进电机控制系统原理图

(P1端口的P10~P13或P14~P17)置0,则电机处于断电状态,绕组中无电流流过,此时定位系统由机械自锁装置保持位置,同时记忆断电前电机的相位(P1端口P10~P13或P14~P17的对应状态),在重新启动电机时只需恢复断电时电机所处的相位即可。这样在不工作时电机处于断电状态绕组中无电流流过,从而避免长期通电引起电机温升。

4.19.1 概述

UC3717是一种用来驱动二相步进电机的专用芯片。它由可控制逻辑输入端、电流传感器、含有内置式保护二极管的单稳态输出端组成。两片UC3717和一些外部元器件可以组成一个完备的二相步进电机驱动系统。由于其外部结构简单,体积小,功能强,反应灵敏,价格便宜的特点,经过简单外部电路设计,就可广泛地应用于步进电机的驱动。

4.19.2 UC3717 驱动电路

UC3717逻辑输入端在开路时,被认为是高电平输入,下面详细介绍UC3717的功能特性。UC3717组成的驱动电路如图4-78所示。

UC3717的换相输入端为引脚8,它控制着二相步进电机绕组电流的方向,内置的施密特触发器产生换相延时,可以有效地消除电流换相时输出引脚电流噪声干扰。

输出端为引脚1和引脚15,内置有四片达林顿晶体管VT1~VT4,与续流二极管组成H形电桥结构,如图4-79所示,当换相输入端为低电平时,VT2、VT3开启,VT1、VT4关断;为高电平时,VT1、VT4开启,VT2、VT3关断。绕组电流换相时,相应晶体管组(如VT2、VT3)被关断,由于电机绕组电感产生感应电动势,电流不能立即减小为0,将流过续流二极管,这样就可确保电流换相时,绕组

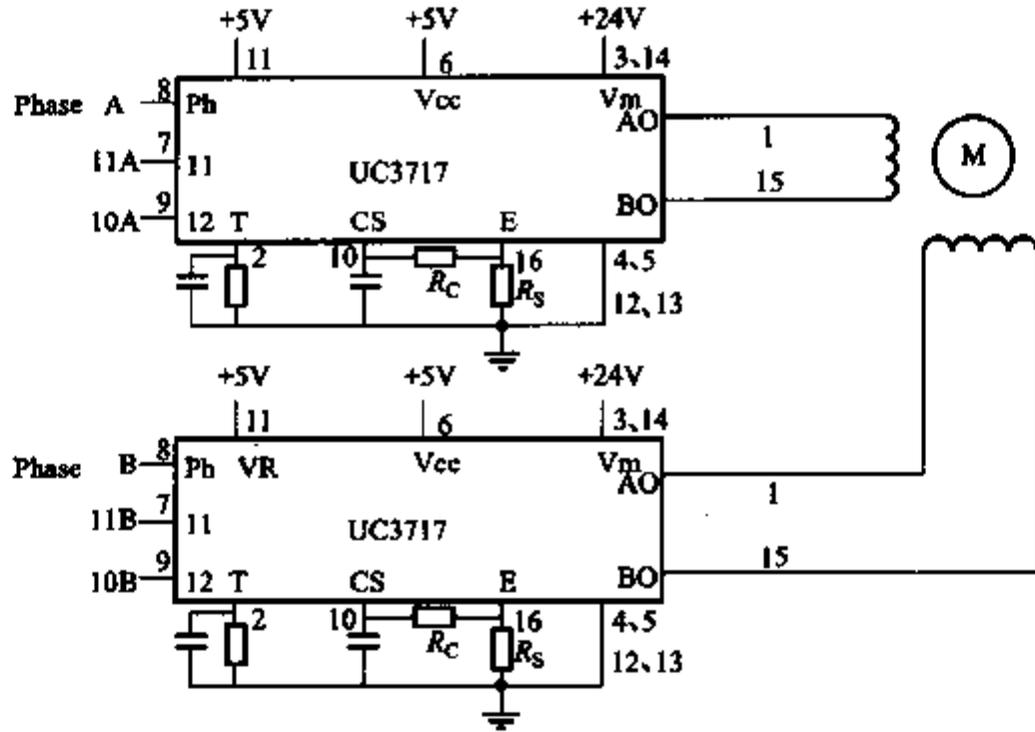


图 4-78 UC3717 组成的驱动电路

感应电流通过续流二极管组成的环行通路减小至 0。

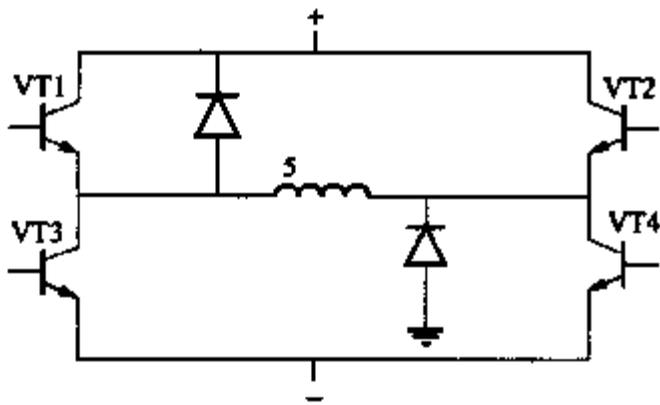


图 4-79 UC3717 内置晶体管 VT1 ~ VT4 着 VT3、VT4 的开关时间，从而控制电机绕组平均电流的大小。开关时间取决与引脚 2 的外接电阻和电容时间常数电路，当电流开关运算器被选通后，根据开关的时间常数，控制 VT3、VT4 的开关，关断时间常数公式为： $T_{OFF} = 0.69R_T C_T$ 。绕组电流同时受控于引脚 16 的外接电阻 R_S ，它实际是 VT3、VT4 发射极的外接电阻。

引脚 11 为 UC3717 提供总参考电压端。

电路工作时，步进电机绕组的驱动电流从 0 增大，引脚 16 上的外接电阻产生分压 V_{RS} ， V_{RS} 通过低通电路的电阻 R_C 加压与引脚 10，当 V_{RS} 增大超过内置电压比较器的门限电压时，将关断电流开关运算器，电流开关运算器产生信号关断晶体管 VT3 或 VT4，绕组电流将通过续流二极管组成的环行通路里续流，电流逐渐减小， V_{RS} 也随之减小，当小于门限电压时，电流开关运算器开启，此过程周而复始重复，直至绕组电流被要求反相。当换相输入端引脚 8 被输入逻辑信号要求换相时，开启的晶体管被关断，关断的一组晶体管将被开启，此时绕组电流减小至 0，再反向增大。典型的绕组电流波形如图 4-80 所示。

电流选择端由两个输入逻辑控制端 I0 和 I1 组成，它们对应的引脚分别为引脚 9 和 7。通过对 I0、I1 的逻辑控制，可以选通片内相应的电压比较器，选择相应比例的参考电压，同时选通电流开关运算器，达到控制步进电机绕组电流的目的。另一控制电流的装置是片内电流开关运算器，运算器控制

4.19.3 应用电路

80C196KC 是 INTEL 公司推出的 CMOS 型 16 位高性能单片机，有着丰富的硬件和软件资源。采用 80C196KC 实现对 UC3717 驱动电路的控制，可以有效地产生驱动二相步进电机的二相八拍驱动波形，以及 80C196KC 高速输出器输出的锁定波形，从而可以有效地实现对二相步进电机的控制。

图 4-81 是以 74LS194 为核心的逻辑电路，为 UC3717 驱动电路提供所需脉冲和二相八拍的驱动波形，如图 4-82 所示。图 4-81 中输入端的 T/R 为电机正反控制端；CLK 为 80C196KC 发出的时钟脉冲。Phase 端为步进电机绕组电流的正反向控制端。

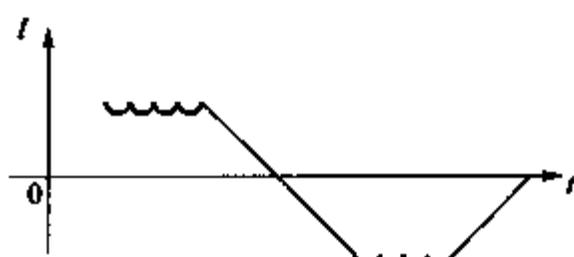


图 4-80 绕组电流波形示意图

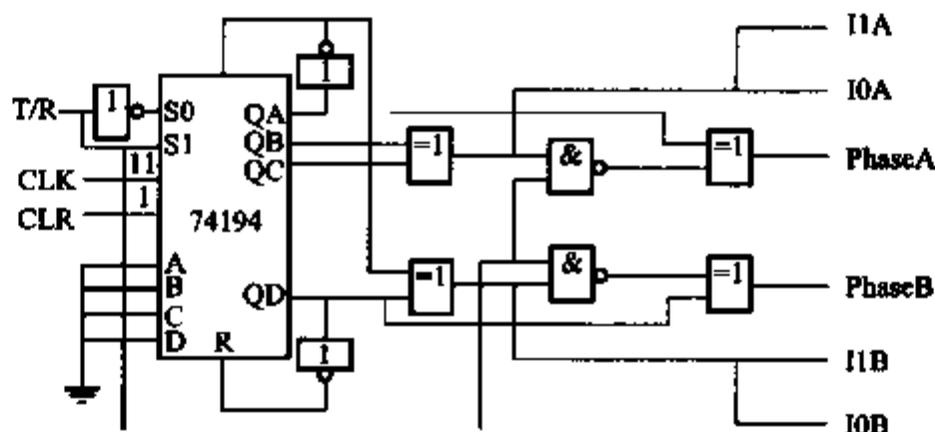


图 4-81 74LS194 逻辑电路

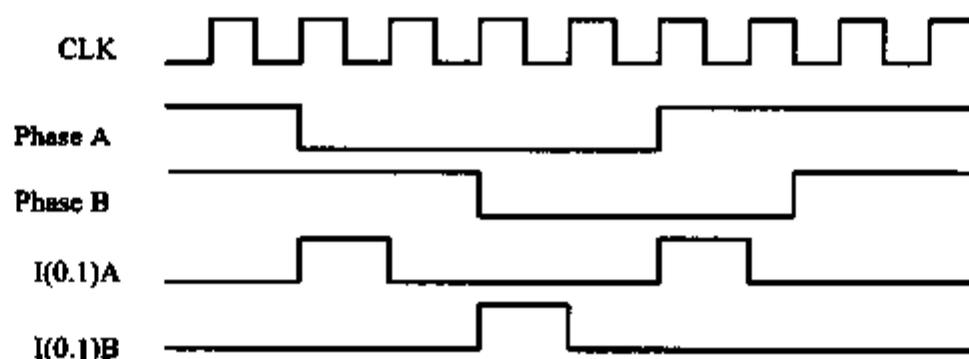


图 4-82 74LS194 逻辑电路驱动 UC3717 的二相八拍波形

80C196KC 的状态周期是由振荡器信号经 2 分频后获得。当采用 16MHz 晶体时，一个状态周期只有 125ns，工作速度比 51 单片机要提高数倍。其外部总线宽度为 8/16 位可选，而内部总线宽度总是 16 位的。最显著的特点是：80C196KC 中的算术逻辑单元没有采用常规的累加器结构。CPU 的操作直接面向 512 字节的寄存器，消除了一般 CPU 存在的累加器瓶颈效应，大大提高了操作速度和数据吞吐能力，可为多个中断服务程序中的局部变量指定专门的寄存器，免除中断服

务过程中保护寄存器现场和恢复寄存器现场所增加的软件开销，并给程序设计带来方便。它有一套执行速度更快、效率更高的指令系统，可对带符号数和不带符号数进行操作，片内具有外设服务器 PTS，专门用于处理外设中断事务，大大减少了 CPU 的软件开销。其内置的外设有 8 通道转换速度和位数（8 位和 10 位）可调的 A/D 转换器、三路脉宽调制输出（PWM）、高速输入/输出器（HSI/O）等。

80C196KC 有 6 个 HSO 输出。本系统采用 HSO.4 输出脉冲中断，产生脉冲序列送往 CLK，作为驱动步进电机电路的时间序列，并在其上升沿和下降沿产生软件定时器中断，产生中断嵌套，进行步进电机步距角的细分，使电机转动平滑，避免振动或抖动。细分可软件设定，本系统采用 16 步细分。

如果在步进电机运行过程中，由于颠簸、冲撞和惯性，在电机停转时，步进电机转轴会因为上述因素而发生偏转，影响运行位置的准确性。因此，在电机停转时，要给电机转轴一个锁定力矩，锁定电机主轴。

二相步进电机 A、B 相绕组同时通恒定不变的电流，转子转到两个磁拉力平衡时，锁定不动。UC3717 的 7、9 脚为控制输出驱动电流端，当 7、9 脚都为“0”时，UC3717 的 A0、B0 端输出最大平均电流，为“1”时，输出电流为 0。HSO.0 ~ HSO.3 分别连接两片 UC3717 的 7、9 脚，在电机静止时，可控制步进电机绕组输入电流的大小，在电流安全范围内，调整出合适的 HSO.0 ~ HSO.4 的波形，用来控制步进电机转轴的锁定。

P1 口的数值主要用来作为步进电机运行方式控制的输出位。由逻辑电路可以软件控制步进电机的复位、正反转及锁定。其中，控制步进电机限位的 P1.6 口的信号，经逻辑电路接到 P2.2 位，P2.2 为外部中断位，发生中断时，执行限位中断服务程序。

本系统采用 AD7528 D/A 转换，如图 4-83 所示。

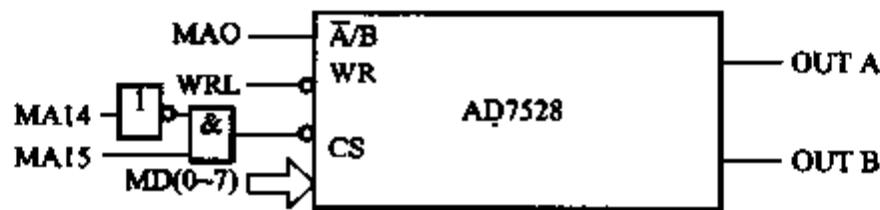


图 4-83 AD7528 D/A 转换电路

D/A 转换电路的作用是为步进电机的驱动电路提供参考电压，参考电压不是固定的，是为了产生驱动步进电机细分梯形电流波形。

由于 80C196KC 系列单片机可 16 位寻址，因此地址总线 MA0 ~ MA15 中的 MA0 可用作 7528 的 A 或 B 通道选择信号。外部 RAM 扩展两片 6264，总线 MA14、MA15 通过逻辑电路用作数据存储器 6264 的片选信号，由 80C196KC 给出 D/A 的

数字量值，输出 $V_{OUTA} \sim V_{OUTB}$ 的模拟量电压值接入两片 UC3717 驱动电路 VR 端（引脚 11），作为参考电压和进行细分。

软件设计主要是产生驱动电路所需的驱动波形及二相八拍的步进电机驱动信号。步进电机的运转状态是转动和锁定。

软件部分主要包括初始化部分和步进电机运转部分。初始化包括初值的设定、各个寄存器标志的设定、寄存器窗口的选择等；运转部分包括电机转动和锁定。可以通过设定初值达到控制电机运转的目的。

电机运行程序流程如图 4-84 所示。

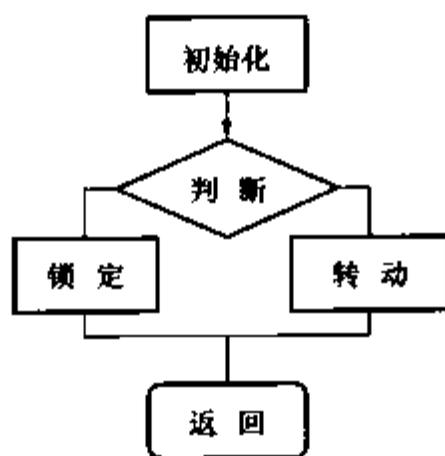


图 4-84 电机运行程序流程

4.20.1 概述

UNITRODE 公司生产的 UC3770A/B 集成电路是高性能全桥驱动芯片，适用于小功率步进电机一相绕组双极性驱动。用外部逻辑电路构成的逻辑分配器或微处理器分配信号，由若干片这样电路和少量无源元件可组成一个完整的多相步进电机驱动系统，实现整步（基本步距）、半步或微步距控制，控制方式是双极性、固定关断时间的斩波电流控制。

4.20.2 UC3770 的主要特点

- 1) 可实现整步、半步、微步距控制。
- 2) 驱动输出双向电流可达 2A。
- 3) 步进电机工作电压为 10 ~ 50V。
- 4) 电流控制范围 5mA ~ 2A。
- 5) H 桥的功率管有较低的饱和压降。
- 6) 内部有 2bit 的 D/A 电流电平选择电路。

公司生产的同种系列产品还有 UC3717、UC3717A、UC3770A/B，与其不同在于它们能提供更大的工作电流和更低的饱和压降。UC3770A/B 比较器的门槛电平为 100%、71%、50%，UC3770A/B 的 H 桥上臂并联的二极管需用户自加。表 4-22 给出了 UC3770A/B 工作参数，以供参考。

表 4-22 UC3770A/B 工作参数

名称	引脚	最大值
逻辑电压 V_{CC}	6	7V
支持工作电压 V_M	3, 14	50V
逻辑输入电压	7, 8, 9	6V
模拟输入电压	10	V_{CC}
参考输入电压	11	15V
逻辑输入电流	7, 8, 9	-10mA
模拟输入电流	10, 11	-10mA
输出电流	1, 15	$\pm 2A$
结温		+150°C

注 所有的电压值均是参考地 (4, 5, 12, 13 脚), 电流末端流入为正, 流出为负。

4.20.3 UC3770A/B 内部结构及工作原理

UC3770A/B 芯片主要由六个部分组成: H 桥驱动输出; 相极性逻辑电路; 三个电流比较器和基准电压分压器; 电流电平选择电路; 单稳态电路。

H 桥输出级: 此部分是由达林顿功率晶体管构成的典型 H 桥电路, 其上桥臂没有续流二极管, 因此要在芯片外部加上快恢复续流二极管。根据上桥的续流二极管在续流时提升 15 脚或 1 脚电压的作用, 能使上桥臂功率管在续流时有较低的饱和压降, 减少了功耗, 改善了输出级电路的功率。

相极性输入信号: 8 脚的信号逻辑电平决定了绕组电流的方向。输入通道设有施密特触发电路, 有一个固定的延时电路, 它可以抑制噪声, 同时能避免 H 桥在电流反向时出现交叉导通。

电流控制电路: 由基准电压电路、三个电平比较器、单稳态电路、选通电路组成。单稳态电路能固定一个“关断时间”控制下桥臂功率管实现恒流斩波控制, “关断时间” T_{OFF} 由 2 脚的 R_T 和 C_T 决定。

$$T_{OFF} = 0.69R_T C_T$$

$$R_T = 10 \sim 100k\Omega$$

7 脚和 9 脚构成的逻辑可通过控制基准电压对电流进行控制, 如表 4-23 所示。

表 4-23 10、11 真值表对电流的控制

10	11	绕组电流
1	1	无电流
1	0	50%
0	1	71%
0	0	100%

在16脚外接采样电阻 R_s ，代表绕组电流的采样电流经过 RC 电路，滤波后送至10脚，10脚输入的电压和所定的基准电压比较，触发单稳电路，控制下桥臂功率管开断。

4.20.4 UC3770 典型应用

由两片 UC3770A/B 芯片可组成一个两相永磁式或混合式步进电机控制系统。半步工作方式两相激励与单相激励交替出现，每一拍转矩不等：

$$AB \rightarrow B \rightarrow \bar{A}B \rightarrow \bar{A} \rightarrow \bar{A}\bar{B} \rightarrow \bar{B} \rightarrow A\bar{B} \rightarrow A$$

两相激励时，两相转矩矢量合成，是单相转矩的1.4倍左右。图4-85为半步距8拍运行的脉冲波形。

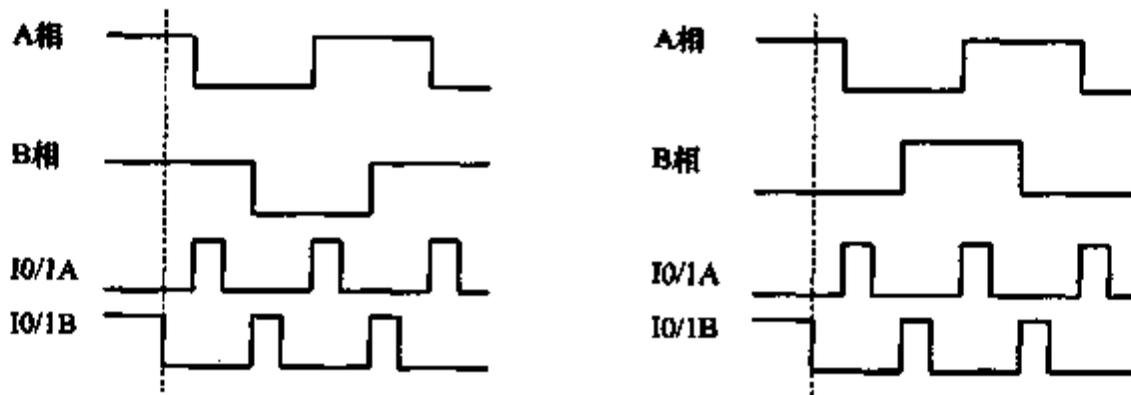


图4-85 半步距8拍步进电机相位图

图4-86所示的是驱动半步距步进电机电路的原理图。半步距步进电机的相逻辑是由74194及其外围逻辑门提供，此处 I0/1A 和 I0/1B 的逻辑信号只有00和11两种形式。由于驱动的是两相步进电机，所以需要两片 UC3770A/B 芯片，其电路接法完全对称。表4-24给出了电路元器件的参考值。

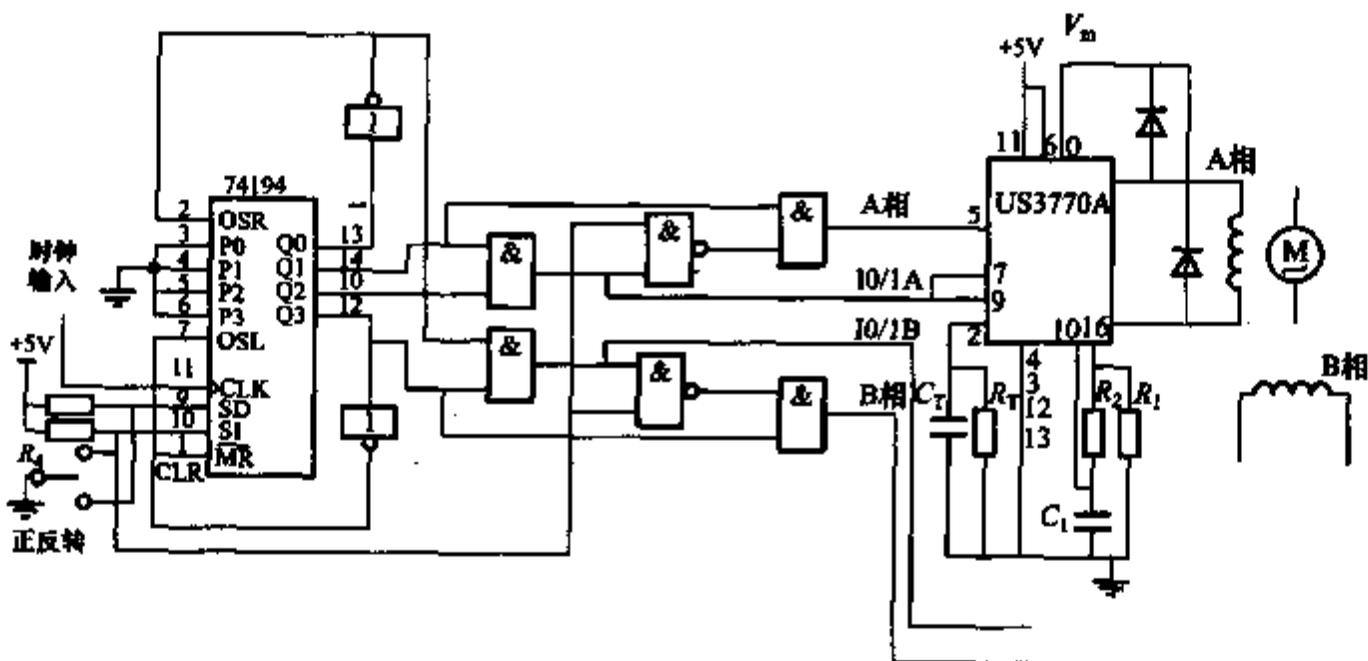


图4-86 采用 UC3770A 驱动两相步进电机电路

表 4-24

典型应电路元器件参考值

元器件	参考值
R_1	0.5 Ω
R_2	1.2k Ω
R_7	47k Ω
R_8	1.0k Ω
C_1	0.001 μ F
C_T	0.001 μ F

注意事项如下：

1) 由于 UC3770A/B 的典型工作温度在 0 ~ 70 $^{\circ}$ C，在驱动电流和电压较大的时，可能会产生较多的热量，在必要时可在芯片上贴上散热片，促进芯片的散热，提高芯片的使用寿命。

2) 由于每一片 UC3770A/B 只能驱动一相，因此三相步进电机，需三片芯片驱动。所以，在设计电路时，力求每一片芯片的外围电路对应元器件参数相等，可以减少干扰和提高电机的工作效率。

3) 电路用了多个电源，可用稳压集成电路 7805 实现。

第5章 感应电机驱动与控制集成电路

在交流感应电机的定子铁心中，沿空间均匀分布三个绕组，各绕组轴相互错开 120° ，把定子三相绕组依次接到三相电源时，产生一个磁场，其幅值所在的磁轴相继与各绕组轴重叠。也就是说，三相绕组联合产生一个在空间不断移动的磁场。当三相绕组流过三相正弦电流时，则将产生一个旋转磁场。如果转子以低于旋转磁场的转速转动，那么在转子绕组和旋转磁场之间，出现相对运动，而在转子绕组中产生感应电压，引起电流。而感应电流在磁场下又产生转矩，推动转子转动。

图 5-1 所示为感应电机中定子三相绕组空间分布情况，定子和转子中的电流各自产生定子磁场和转子磁场，而由它们共同产生的主磁场，穿过气隙并沿着定子和转子铁心轭闭合。为了利用空间矢量进行分析和计算，可以沿着与电机轴向垂直的截面中设置一个复坐标系，其原点与电机中心重合。这样就可以用复平面中的一个矢量，确定电机中的磁动势或磁感应强度的大小和方向。如图 5-2 所示，定子绕组 a 相的轴线与该坐标系的实轴重合，建立坐标系。

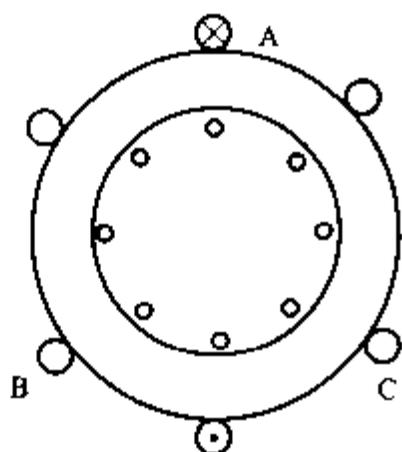


图 5-1 电机绕组空间分布

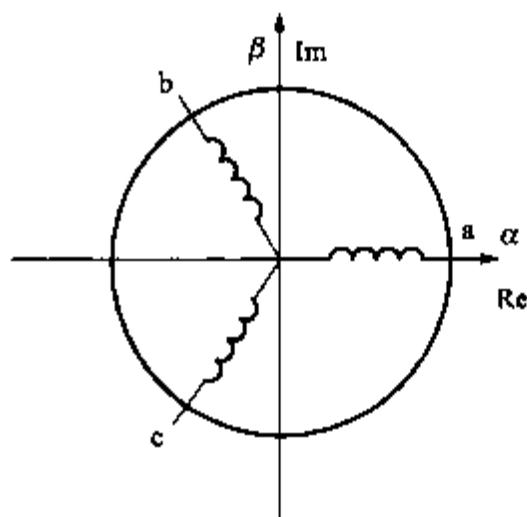


图 5-2 电机截面中的复坐标系

如果三相同同时通以电流 i_{as} 、 i_{bs} 、 i_{cs} ，那么各相所产生的磁动势相互叠加，产生一个合成磁动势 F_s 。合成磁动势的空间矢量可以写成

$$F_s = \frac{2}{3}(F_{as} + \alpha F_{bs} + \alpha^2 F_{cs}) \quad (5-1)$$

式(5-1)中, $\alpha = e^{j2\pi/3}$, $\alpha^2 = e^{j4\pi/3}$ 。

选择系数 $2/3$ 是为了使三相通以对称的额定电流时, 其产生的合成磁动势空间矢量的大小不变。同理可以写出电流矢量为

$$i_s = \frac{2}{3}(i_{as} + \alpha i_{bs} + \alpha^2 i_{cs}) \quad (5-2)$$

在复坐标系中, 电流空间矢量可以被表示为复矢量的形式

$$i_s = i_{sq} + j i_{sd} \quad (5-3)$$

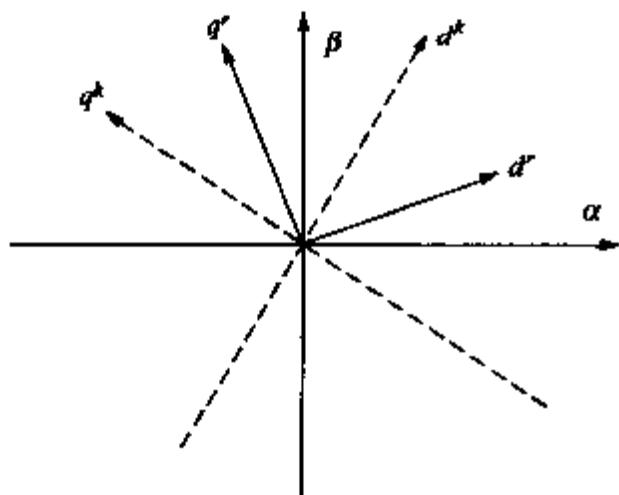


图5-3 任意参考坐标与定、转子间的位置关系

这里, 选择以一个任意角速度 ω_k 旋转的坐标系 d^k-q^k 作为参考系, 其与定子间的相位关系如图5-3所示, 从图可以看出, 同一个复矢量(或空间矢量), 大小是一定的, 但在不同的参考系中显现出不同的幅角。

从电机一般理论和上述矢量的概念可以得到下列各项以空间矢量表示的关系式, 上角“'”表示折合到定子侧的转子量, 如: $R'_r = \partial^2 R_r$, $i'_r = \partial^2 i_r$, $X'_{\sigma} = \partial^2 X_{\sigma}$ 等, ∂ 为匝数比。

当定子绕组接在角频率为 ω_s 的对称电源上, 其相电压为

$$\begin{aligned} u_a &= U_{sm} \cos(\omega_s t - \theta_u) \\ u_b &= U_{sm} \cos\left(\omega_s t - \theta_u - \frac{2}{3}\pi\right) \\ u_c &= U_{sm} \cos\left(\omega_s t - \theta_u - \frac{4}{3}\pi\right) \end{aligned} \quad (5-4)$$

按照电压空间矢量定义, 可得

$$u_s = \frac{2}{3}(u_a + \alpha u_b + \alpha^2 u_c) = U_{sm} e^{j\varphi_u} e^{j\omega_s t} = U_{sm} e^{j\omega_s t} \quad (5-5)$$

也就是说, 在三相正弦波供电的情况下, 定子电压的空间矢量将以旋转磁场的同步角速度 ω_s 在空间按圆形轨迹运行。

同理可以得到

$$\begin{aligned} i_s &= I'_{sm} e^{j\omega_s t} \\ i'_r &= I'_{rm} e^{j\omega_s t} \\ \Psi_s &= \Psi'_{sm} e^{j\omega_s t} \\ \Psi'_r &= \Psi'_{rm} e^{j\omega_s t} \end{aligned} \quad (5-6)$$

把上式和电压空间矢量代入到定、转子电压方程式, 并考虑到在固定于同步旋

转磁场的参考系中的稳态工作 (取 $d\Psi_s/dt=0$ $d\Psi'_r/dt=0$), 则

$$u_{sm} = R_s I_{sm} + j\omega_s \Psi_{sm} \quad (5-7)$$

$$0 = R'_r I'_{rm} + j(\omega_s - \omega_m) \Psi'_{rm} \quad (5-8)$$

利用磁链表达式并考虑 $x_{s\sigma} = \omega_s L_{s\sigma}$ 、 $x'_{r\sigma} = \omega_s L'_{r\sigma}$ 、 $x_m = \omega_s L_m$ 、 $\omega_s - \omega_m = \omega_r = s\omega_s$, 把上式进一步简化

$$(R_s + jx_{s\sigma}) I_s + jx_m I'_r = U_s \quad (5-9)$$

$$jsx_m I_s + (R'_r + jsx'_{r\sigma}) I'_r = 0 \quad (5-10)$$

式 (5-9)、式 (5-10) 表示感应电机在三相对称正弦交流电源供电时稳定运行的特性, 并有图 5-4 所示的等效电路。

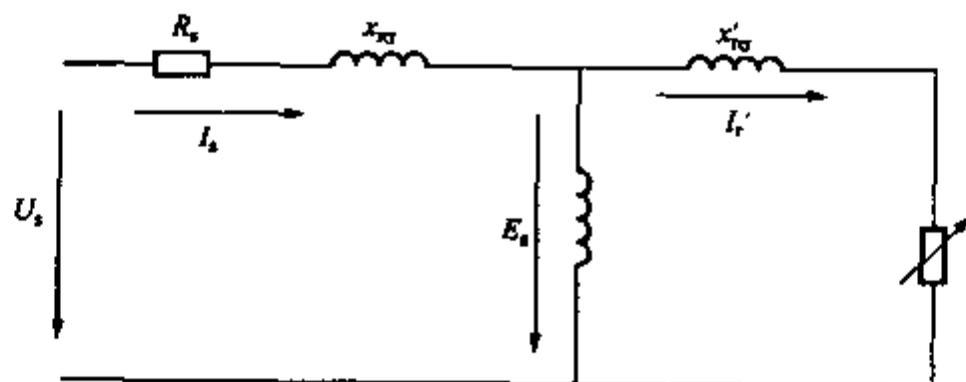


图 5-4 感应电机稳态等效电路图

由上述可知, 感应电机稳态运行时的阻抗及电流为

$$z = R_s + jx_{s\sigma} + \frac{x_m^2}{\frac{R'_r}{s} + jx'_{r\sigma}} \quad (5-11)$$

$$I'_r = \frac{jx_m}{\frac{R'_r}{s} + j(x'_{r\sigma} + x_m)} I_s \quad (5-12)$$

感应电机的稳态运行时的转矩可以从能量变换及传输过程的物理概念直接推导出来

$$M = \frac{pm_s}{\omega_s} E'_r I'_r \cos\varphi_r = \frac{pm_s}{\omega_s} \times \frac{R'_r}{s} I'^2_r \quad (5-13)$$

式中 m_s ——定子相数;

$\cos\varphi_r$ ——转子功率因数。

这样代入式 (5-13) 便可以得到转矩公式

$$M = \frac{pm_s}{\omega_s} \times \frac{U_s^2 \frac{R'_r}{s}}{\left(R_s + \frac{R'_r}{s}\right)^2 + (x_{s\sigma} + x'_{r\sigma})^2} \quad (5-14)$$

其中: $\omega_s = \frac{\omega_m}{1-s}$

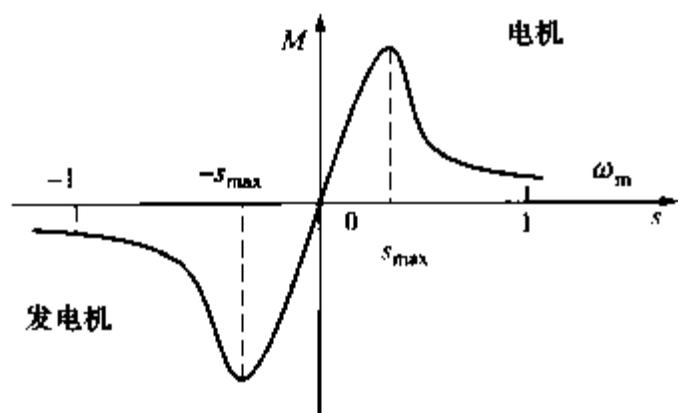


图 5-5 感应电机的稳态转矩-转速特性
供电频率，都有一条对应的类似曲线，当改变供电频率时，可以得到类似的一系列曲线。同时可知，当电机参数不变时，曲线的峰值与电压大小有关。

由式 (5-14) 可知，感应电机从转差率 $s=1$ 开始起动，随着角速度 ω_m 的不断提高， s 逐渐减小。当转差率 s 减小接近于零时，进入稳定运行状态。图 5-5 所示为感应电机的稳态转矩-转速特性曲线。所以，不论是作为电机或发电机，感应电机只能在转差率接近于零的一个小的范围 ($0 < s < |s_{max}|$) 内稳定工作。对于每一个固定的



5.2.1 概述

AD2S100 集成电路可实现三相 120° 或两相正交交流信号的矢量旋转，它将这些输入量转换到由一数字输入角 φ 控制的新参考系。这个矢量旋转功能使 AD2S100 可用于交流异步电机和直流永磁无刷电机的控制，包括矢量控制。后者适用于各种应用场合，如采暖空调、泵和风机控制、机器人、主轴驱动、电动汽车、洗衣机和干衣机驱动等。

表 5-1 中未列的引脚号为空脚。使用电源为 $\pm 5V$ ，输入信号正常电压端最大为 $\pm 3.3V$ ，高电压端最大为 $\pm 4.25V$ 。矢量变换后输出三相信号模的误差典型值为 0.35% ，角度误差典型值为 $9'$ （频率小于 $600Hz$ 时）AD2S100 的引脚如图 5-6 所示。

表 5-1 引脚说明

引脚	符号	说明	引脚	符号	说明
3	STROBE	转换开始	8	PH/OP2	输出 $\cos(\theta + 240^\circ + \varphi)$
4	V_{DD}	正电源	9	PH/OP3	输出 $\cos(\theta + 120^\circ + \varphi)$
5	V_{SS}	负电源	10	AGND	模拟地
6	PH/OP4	输出 $\sin(\theta + \varphi)$	11	PH/IP4	输入 $\sin\theta$
7	PH/OP1	输出 $\cos(\theta + \varphi)$	12	PH/IPH3	输入 $\cos(\theta + 240^\circ)$ 高压

续表

引脚	符 号	说 明	引脚	符 号	说 明
13	PH/IP3	输入 $\cos(\theta+240^\circ)$	22	HPFILT	滤波
14	PH/IPH2	输入 $\cos(\theta+120^\circ)$ 高压	23, 24	CONV1 ~ 2	输入方式
15	PH/IP2	输入 $\cos(\theta+120^\circ)$	25	COS	COS 输入
16	HP/IPH1	输入 $\cos\theta$ 高压	26	SIN	SIN 输出
17	HP/IP1	输入 $\cos\theta$	27 ~ 38	DB1 ~ DB12	并行数据
19	V_{SS}	负电源	41	V_{DD}	电源
20	HPREF	单级参考	42	DGND	数字地
21	HPOP	单级输出	44	BUSY	转换中

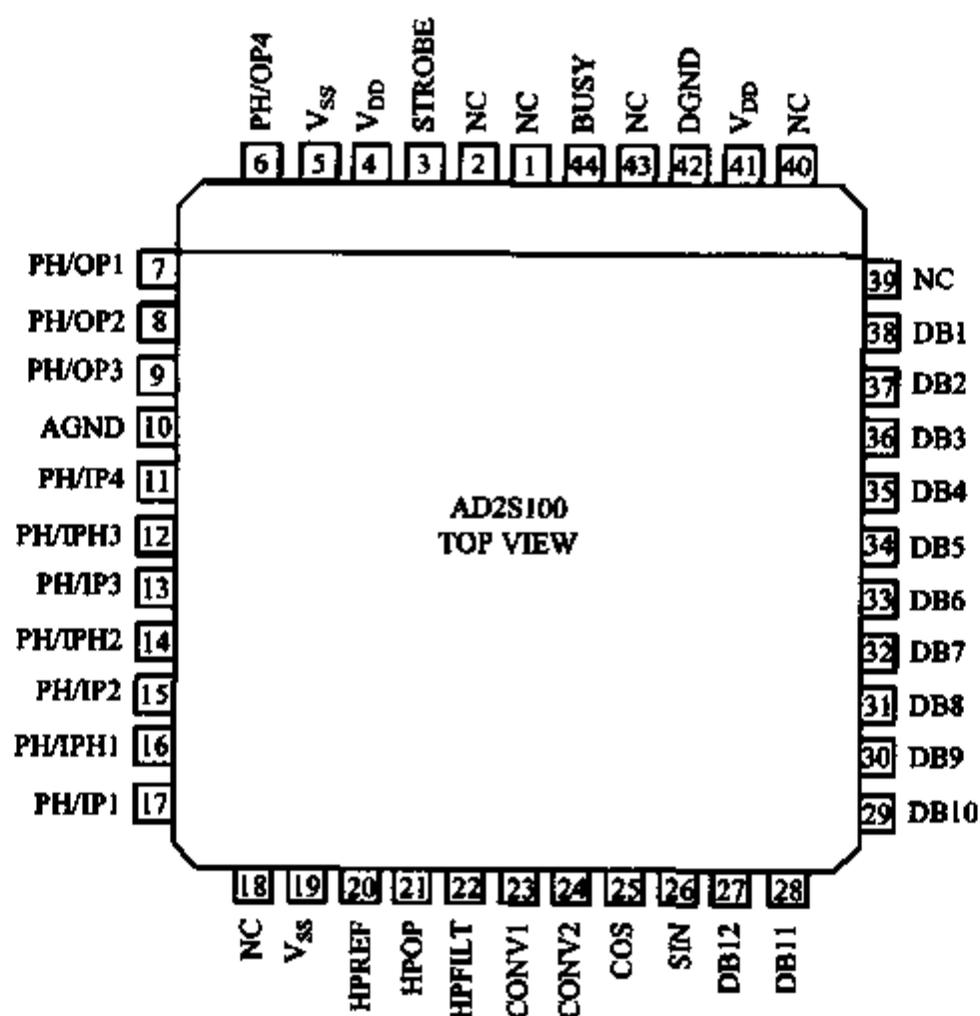


图 5-6 引脚图

5.2.2 工作原理

在 3 脚接受一个输入数据选通信号，使位置数据同步化并送入内部计数器。44 脚的 BUSY 高电平时间代表了矢量旋转的变换时间，其典型值为 $2\mu\text{s}$ 。23、24 脚状态组合决定了输入方式的三种选择（见表 5-2）。

表 5-2 输入方式说明

输入方式	说明	CONV1	CONV2
方式 1	正交两相, 两输入, 正常电压	空	DGND
方式 2	三相, 三输入, 正常电压	DGND	V _{DD}
方式 3	三相, 两输入, 正常电压	V _{DD}	V _{DD}

在电路内包括有两种变换 (见图 5-7), 第一种是计算出三相输入交流信号的正弦和余弦分量, 即矢量的实部和虚部, 或者其逆变换, 把两相信号转换为三相信号。第二种变换是 Park 变换, 将这两个分量 (用 v_{qs} 和 v_{ds} 表示) 转换为 v'_{qs} 和 v'_{ds} , 这个变换可表示为

$$v'_{ds} = v_{ds} \cos\varphi - v_{qs} \sin\varphi \quad (5-15)$$

$$v'_{qs} = v_{ds} \sin\varphi + v_{qs} \cos\varphi \quad (5-16)$$

这里的 $\sin\varphi$ 和 $\cos\varphi$ 是 AD2S100 由输入 12 位并行二进制角 φ 从内部产生的信号。再由 v'_{qs} 和 v'_{ds} 经第一种变换的逆变换, 得到新的三相信号。

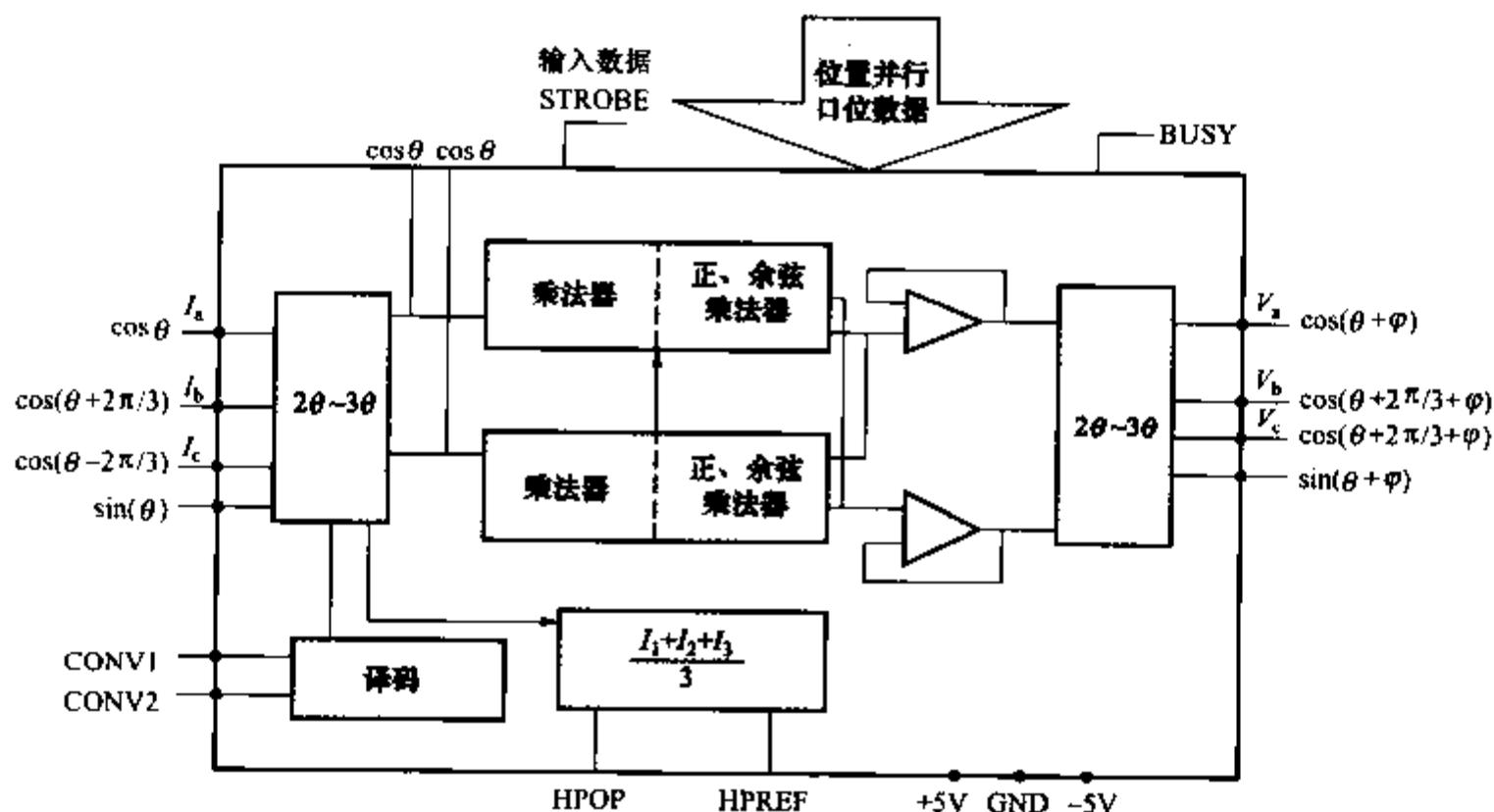


图 5-7 AD2S100 基本框图

电路可接收三相信号输入、三相系统中的两相信号输入或正交两相信号输入。HPOP 端检查三相输入信号是否平衡, 正常时它应为零。

交流电机定子电流矢量 i_s 可以用三相电源 i_{as} 、 i_{bs} 、 i_{cs} 表示为

$$i_s = i_{as} + \alpha i_{bs} + \alpha^2 i_{cs} \quad (5-17)$$

式中, $\alpha = e^{j\frac{2}{3}\pi}$ 。

$$\alpha^2 = e^{j\frac{4}{3}\pi} \quad (5-18)$$

它也可以由直角坐标表示为

$$i_s = i_{ds} + ji_{qs}$$

在交流电机矢量控制中, i_{ds} 称为磁通电流分量, i_{qs} 称为转矩电流分量。上式表示了三相—两相变换, 它是由 AD2S100 基本框图左边的 $3\varphi \sim 2\varphi$ 变换部分完成的。

定子电流两个分量的定向控制, 需要将它们变换到转子参考系上去, 这需要进行复数运算, 它由 AD2S100 实现。在转子参考系上的定子电流两个分量表示为 i'_{ds} 和 i'_{qs} , 它们有

$$i'_{ds} + ji'_{qs} = (I_{ds} + I_{qs})e^{j\varphi} \quad (5-19)$$

这里 $e^{j\varphi}$ 是核心算子。 φ 代表运动转子的角位置 (数字), 有

$$e^{j\varphi} = \cos\varphi + j\sin\varphi \quad (5-20)$$

经运算得

$$i'_{ds} = I_{ds}\cos\varphi - I_{qs}\sin\varphi \quad (5-21)$$

$$i'_{qs} = I_{ds}\sin\varphi + I_{qs}\cos\varphi \quad (5-22)$$

用矩阵表示为

$$\begin{bmatrix} i'_{ds} \\ i'_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\varphi & -\sin\varphi \\ \sin\varphi & \cos\varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (5-23)$$

上述矢量旋转运算由 AD2S100 内几个乘法器完成。在基本框图右边再进行一次 $2\varphi \sim 3\varphi$ 变换。

5.2.3 典型应用

异步电机直接磁场定向速度控制, 如图 5-8 所示, 点画线框图内为矢量控制部分。这个异步电机调频控制的转子磁通位置 P (对应于工作原理中的 φ 是从轴位置传感器和转子转差频率得到的)。转子磁通角速度矢量 ω_p 是电机角速度 ω_m 和转差角速度 ω_s 之和

$$\omega_p = \omega_m + \omega_s \quad (5-24)$$

在磁通模型产生转子电流 i_{mr} 和转矩电流分量 i_{qr} 。它们进入乘法器得到实际的电机转矩 T , 再与指令转矩 T^* 比较。并由 i_{mr} 反馈至弱磁控制。这种弱磁控制技术是利用减小转子励磁电流方法使电机在恒转矩区以外获得更高的运行速度。

异步电机磁场定向控制可以使异步电机控制性能达到直流电机水平。目前大多数都采用微处理器 (MPU) 或 DSP (数字信号处理器) 以软件来实现。如果采用 AD2S100 硬件来代替软件处理中的转子—定子和定子—转子坐标变换, 处理时间由典型的 $100\mu\text{s}$ (MPU) 或 $40\mu\text{s}$ (DSP) 降低到 $2\mu\text{s}$, 它不但使系统带宽增加, 而且使 CPU 可附加更多性能。在这个先进运动控制系统中 (见图 5-9), 用两个 AD2S100 作矢量协处理器, 完成两次矢量旋转运算。

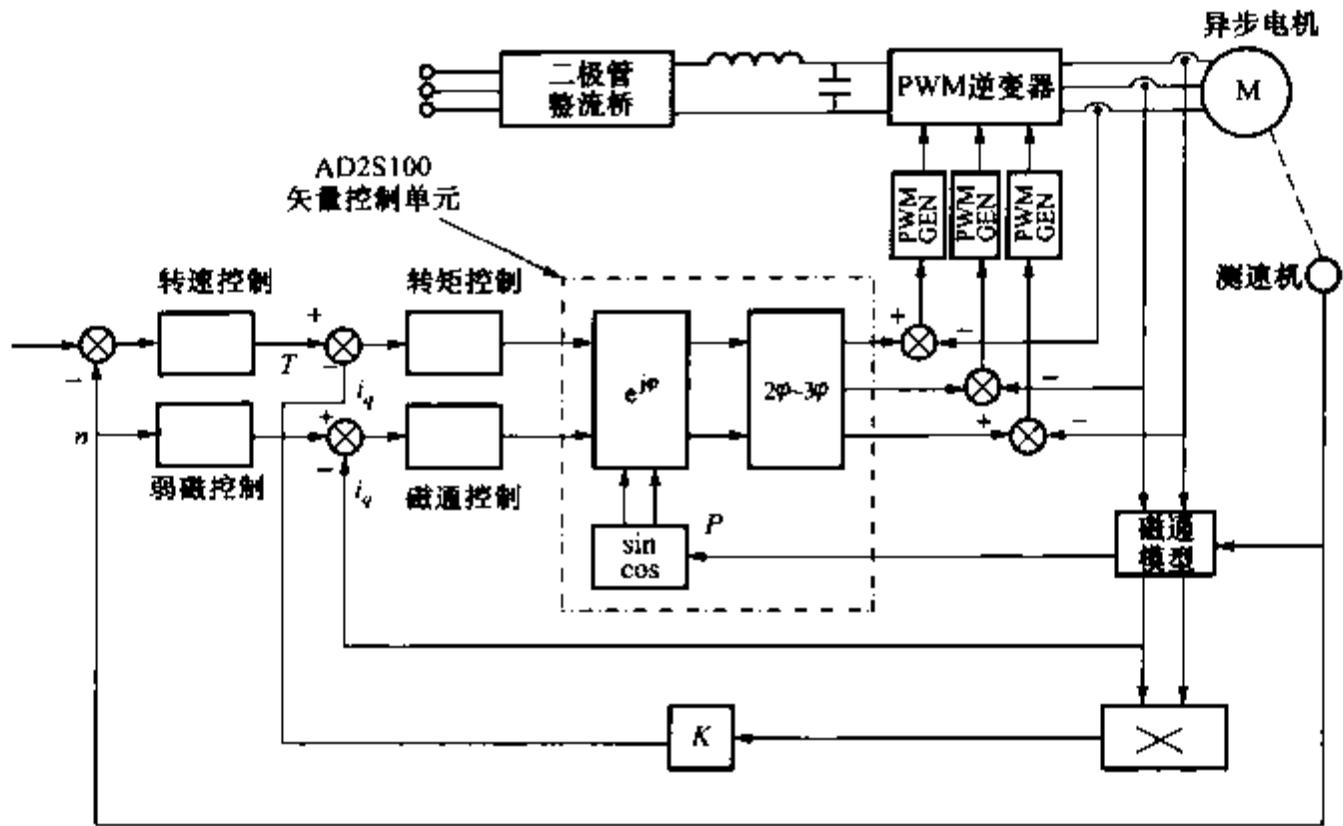


图 5-8 异步电机直接磁场定向速度控制

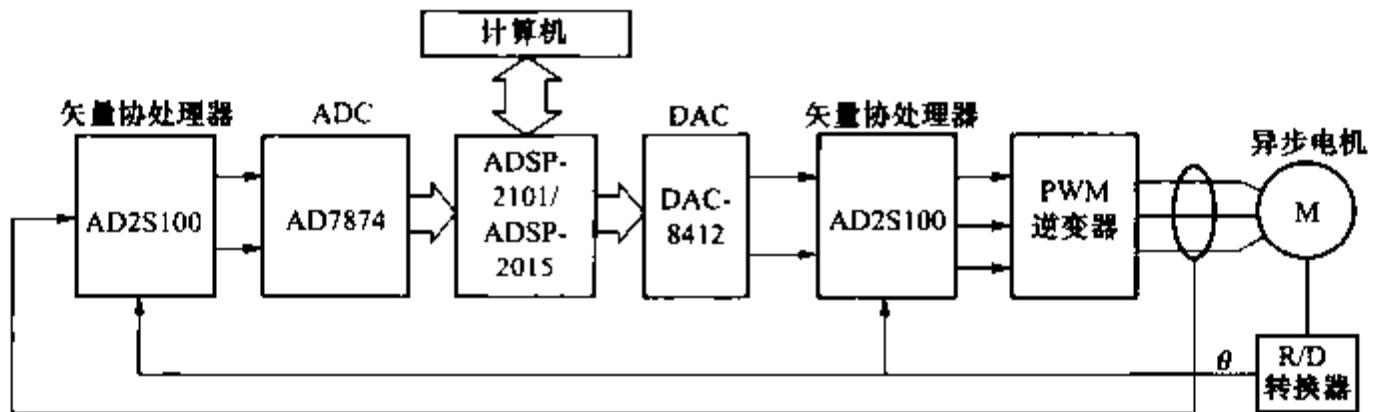


图 5-9 先进运动控制系统



5.3.1 概述

目前，在市场上出售的交流调速集成电路主要有两种类型：产生逆变器驱动脉冲的集成电路和把主电路的功率器件和外围电路集成在一起的模块。HEF4752V 在交流调速方面有广泛的应用，它产生的是 PWM 信号，其价格适中，结构简单，性能较好。

HEF4752V 的引脚为 28 个引脚，它有 12 个逆变器驱动输出，3 个控制输出，4

个时钟输入，7个控制输入。表5-3说明了芯片的引脚编号及意义。

表5-3 HEF4752V 引脚说明

引 脚	编 号	说 明
2, 3, 8, 9, 21, 22	OBM _i , ORM _i , OYM _i	分别为 R、B、Y 相
1, 27, 10, 11, 19, 20	OBC _i , ORC _i , OYC _i	各相的换相
7	K	控制 B 相输入信号
24	L	控制 Y 相输入信号
25	I	控制 R 相输入信号
18	CSP	电流采样脉冲
26	VAV	平均电压
5	CW	控制译码器信号
12	FCT	频率时钟
17	VCT	电压时钟
4	RCT	最高开关频率基准时钟
6	OCT	输出延迟时钟
13, 15, 16	A、B、C	试验电路输入
23	RSYN	R 相同步信号
14, 28	V _{SS} , V _{DD}	地、电源

HEF4752V 内部由 3 个计数器、1 个译码器、3 个输出和 1 个试验线路组成，试验线路在使用过程中不起作用。3 个输出口分别对应逆变器的 R、Y、B 三相，每个输出口有 4 个输出，2 个主输出，用于触发逆变电路中的换相晶闸管。互锁延迟间隔长短由输入时钟 OCT 和 K 控制；上下主输出的切换由内部产生的控制信号控制，这个控制信号是从调制后的载波脉冲得到的，这就需要知道载波脉冲频率和相应的调制值 δ 。计数器 FCT、RCT 分别决定了输出频率和频率比，从而决定了载波频率。计数器 VCT 决定了相应的调制宽度，从而决定了译码器对应的 δ 值。

5.3.2 HEF4752V 功能说明

控制输入信号 I、K、L 是由 0、1 组成。输入 I 的功能决定逆变器输出用于晶体管模式还是用于晶闸管模式。在晶体管模式下，逆变器每相中的上下主开关器件被交替导通，中间夹有互锁推迟间隔；输入 L 用来控制起动/停止，在晶体管模式下，L 置低电平时，所有主输出和换相输出封锁，当 L 置高电平时，产生的输出信号的内部电路继续运行。在晶闸管模式下，输入 K 的逻辑电平的 OCT 时钟输入的频率控制主输出触发脉冲的频率。选择互锁推迟间隔的长短，以保证有足够的换相时间或者为 6 晶闸管自换相电路设置最小脉冲宽度。在晶闸管模式下，置 L 低电

平，逆变桥中的3个下开关器件被连续的触发，而上开关器件的触发信号被封锁。图5-10表示了晶体管模式下典型的输出波形。

相序输入CW用于控制电机的旋转方向：低电平时，相序为R、B、Y；高电平时，相序为R、Y、B。集成电路中共有四个时钟输入，用来控制输出波形。时钟输入FCT控制逆变输出频率 f_{OUT} ，从而控制电机的转速。在系统运行期间允许停止FCT时钟输入，它与输入I的状态无关。 f_{FCT} 与 f_{OUT} 的关系式为

$$f_{FCT} = 3360f_{OUT} \quad (5-25)$$

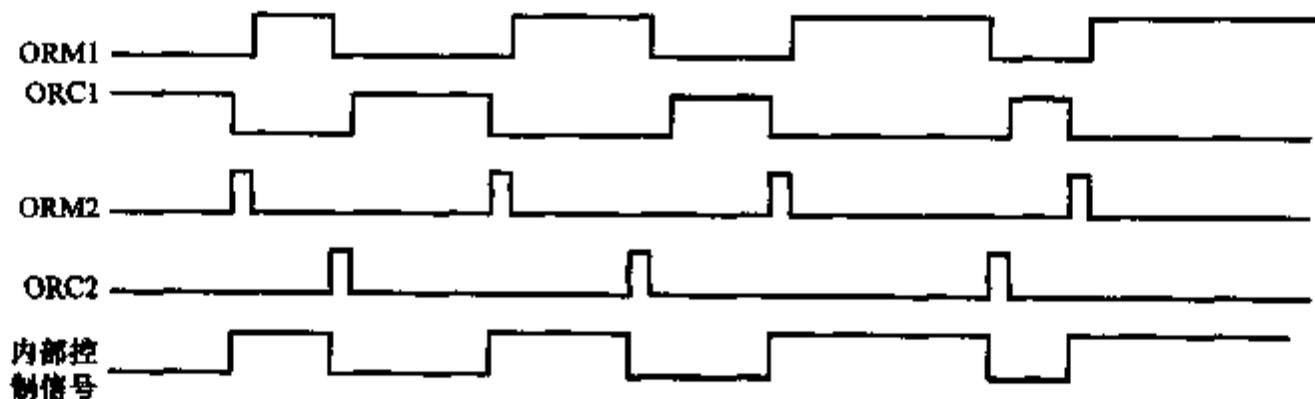


图5-10 晶体管模式下R相典型输出波形

5.3.3 HEF4752V 典型应用电路

图5-11表示了一个用HEF4752V集成电路组成的PWM交流电机控制系统。在这个系统中从逆变器输出的三相R、Y、B波形由正弦调宽的脉冲组成，每一个脉冲被双缘调制，结果在输出的任意两相间形成了正弦变化的平均电压。图5-12说明了载波脉冲双缘调制波形，载波脉冲的两边缘各用一个可变的时间间隔 δ 调制，这里 δ 值正比于 $\sin\alpha$ ， α 是未被调制时的边缘角位置，频率比为 n 的调制要求总有 $2n$ 个 δ 值。

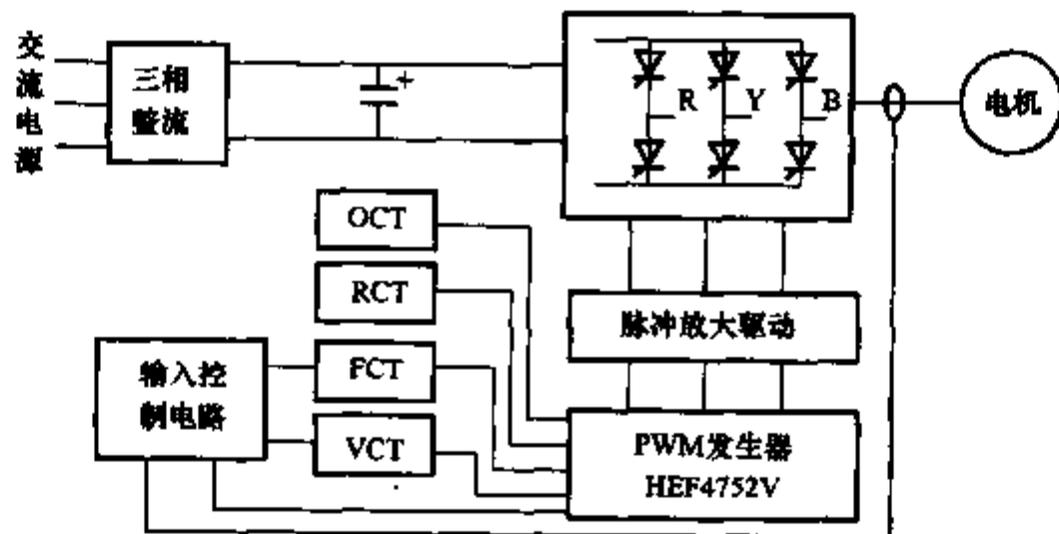


图5-11 用HEF4752V产生PWM驱动交流电机典型应用框图

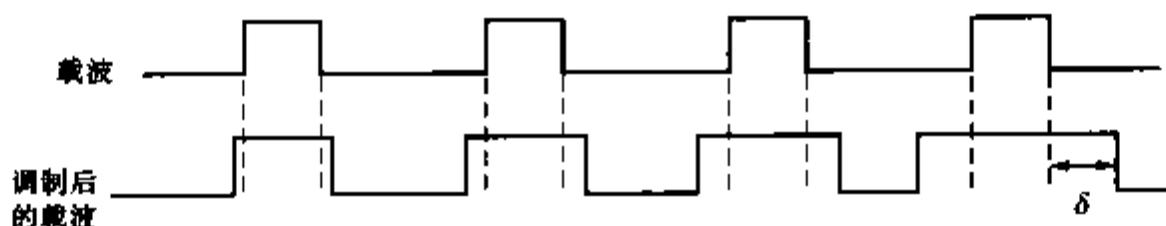


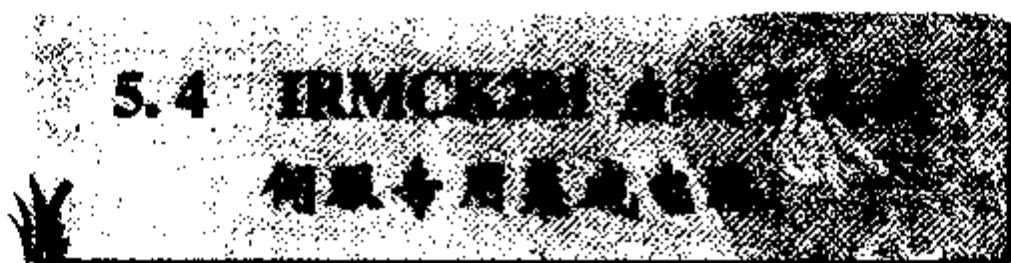
图 5-12 双缘调制波形

通过开、闭逆变器的每一相上、下开关器件实现输出波形的调制。闭合上开关器件输出一个低电平。PWM 集成电路的基本功能就是提供 3 对互补的输出驱动波形，去驱动 6 个器件组成的逆变桥，以产生对称的三相输出。PWM 波形通过功率放大电路，进行功率放大，有时也需要隔离电路对信号进行隔离。

HEF4752V 能在输出频率为 4 ~ 71Hz 的范围内充分控制逆变器的开关频率在 675 ~ 1070Hz 的范围内，但是输出频率超过 71Hz 时，开关频率超过 1070Hz 直到过调制发生。过调制意味着相邻的被调宽脉冲发生合并，从而降低开关频率，直到得到一个方波输出。在实际应用中，输出频率的上限被电机的额定值、逆变器的设计及集成电路的性能所限制。

使用 HEF4752V 注意事项如下：

- 1) 为了使 HEF4752V 能正常工作，对频率比 f_{FCT}/f_{VCT} ，以及 f_{FCT} 有一定的限制。
- 2) 如果输入信号 L 用在晶闸管模式中，注意确保开关源“干净”。例如，在置低电平时，如果发生开关反弹，就有可能导致上下桥直臂导通。
- 3) 为了安全运行，在合闸通电时需要一个初始化过程。在这个期间，晶闸管触发电路、晶体管驱动电路被封锁，正确的时钟和输入条件被建立。
- 4) 要确保最小脉冲宽度，脉冲宽度等于或小于互锁推迟间隔，相应的主输出缩短为一个窄脉冲，它的宽度等于 $1/f_{OUT}$ 。



5.4.1 概述

IRMCK201 是通用的交流伺服电机控制集成电路，它革新了电机控制算法的配置，适用于不同类型的永磁或交流感应电机及其反馈元件。具有编码器位置反馈接口，将运动控制算法通过硬件实现，从而省略了编程任务，达到实时控制的目的。IRMCK201 结合 IR2175 线性电流传感芯片、IR2136 三相逆变器驱动芯片和

IRAM6A—20A 功率模块，组成一个完整的伺服驱动系统。

基于硬件控制的 SVPWM 输出伺服驱动控制器的设计，具有控制频率高，反应速度快，控制编程简单等优点，IRMCK201 的伺服驱动器能以 40kHz PWM 的更新速率运行，能与模拟伺服驱动媲美。IR 公司还提供了基于现场可编程门阵列（FPGA）实现的交流伺服驱动开发系统来降低成本和定制个性化伺服驱动系统。

5.4.2 IRMCK201 的基本功能模块

产品优点：备有非常宽的电机闭环控制频带；使用 Motion Control Engine™（电机控制引擎，简称 MCE），无需软件编程；简化且可配置的算法；支持高速并行集成电路，先进的场主导控制及 PWM 算法；使用模拟带宽及灵活的 ServeDesigner 数字控制，可以大幅缩短开发时间；适用于通信应用的多重接口。

IRMCK201 是基于数字同步旋转矢量控制的交流伺服驱动的单片硬件解决方案。图 5-13 为 IRMCK201 外围引脚分配图，图 5-14 所示为其基本功能模块。

电机三相电流通过 Park 变换与矢量旋转被分解为产生磁通的励磁电流分量 i_d 和产生转矩的转矩电流分量 i_q ，这两个分量具有独立的比例积分放大电路。芯片可以启用或禁止速度闭环控制，启用速度闭环控制时，通过改变给定速度值，给定速度值与测量速度之间相互比较将产生速度偏差。基于这个偏差，速度调节器产生一

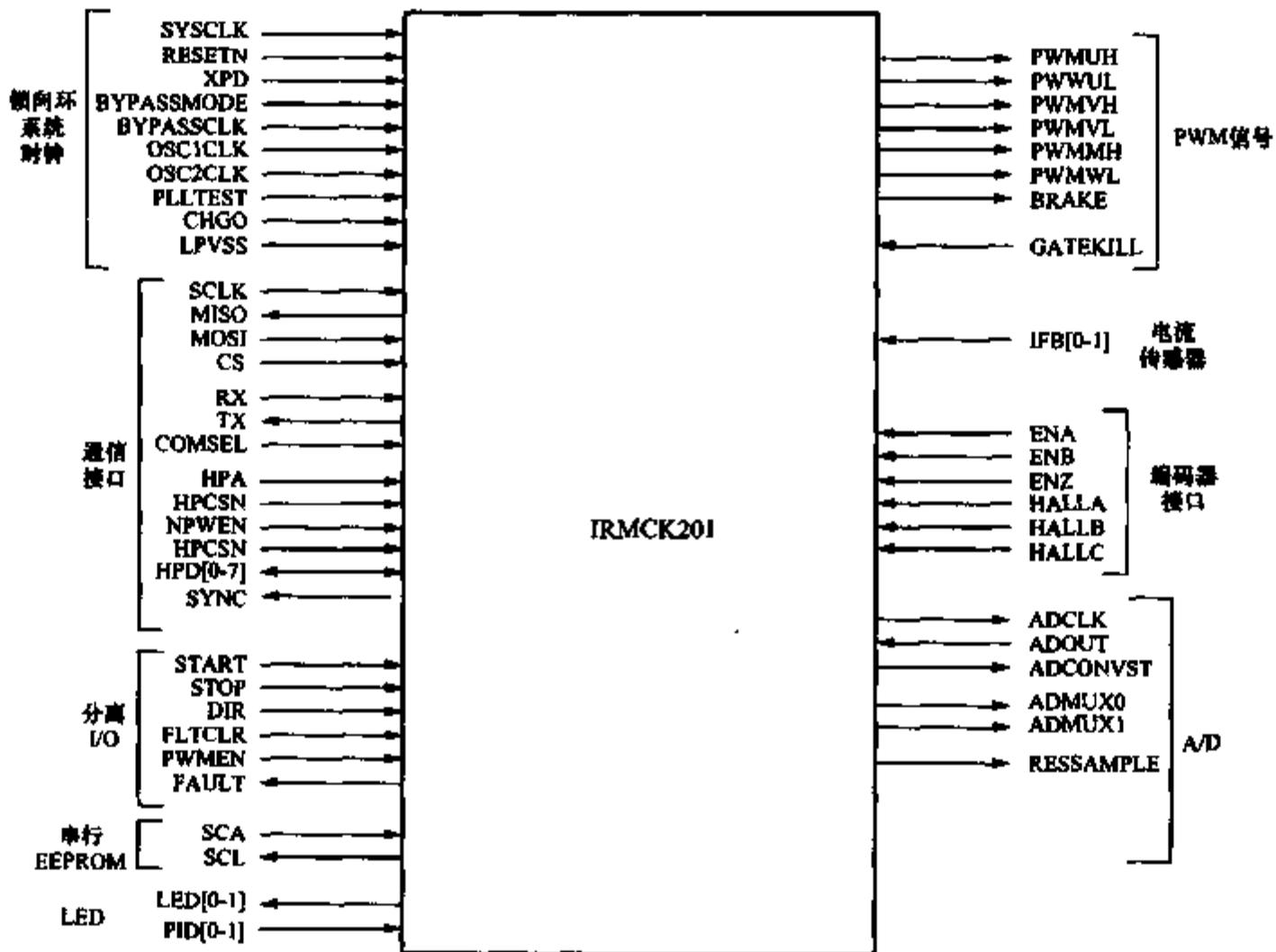


图 5-13 IRMCK201 外围引脚分配图

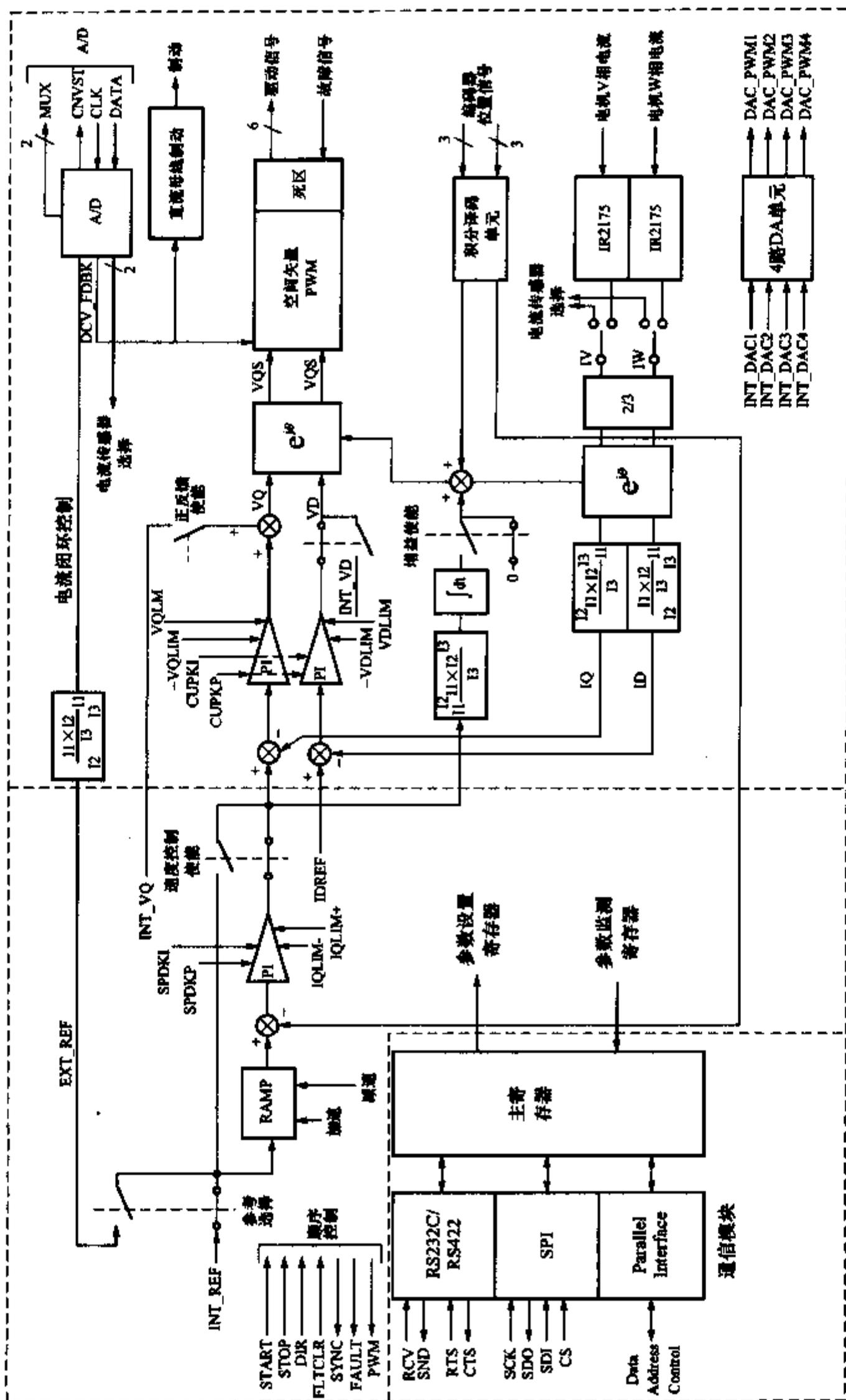


图 5-14 IRMCK201 基本功能模块

个对应的转矩电流 I_{S-QREF} ；当速度闭环控制禁止时，可以直接改变转矩电流 I_{S-QREF} 。当 $I_{S-QREF} = 0$ 时，改变转矩电流 I_{S-QREF} ，经过 Clark 变换转换成静止的 α 、 β 坐标系的电流分量 I_{α} 、 I_{β} ，再经过 Park 变换转换成旋转坐标系下的电流 i_d 、 i_q 。基于旋转坐标系的给定和实际电流的偏差，电流控制器产生输出电压 V_{s_q} 和 V_{s_d} （在旋转坐标系 d 、 q ）。电压 V_{s_q} 和 V_{s_d} 被反变换成静止坐标系下的电压分量，然后经过空间矢量 PWM 计算后，给逆变器的功率模块发出合适的开关信号。IRMCK201 主机通信接口包括 RS232/RS485/RS422、快速 SPI 接口和 8 位并行接口。因此它可以方便地与多轴主机或控制器进行通信，通过修改和读取其主控寄存器来控制输出。IRMCK201 也可以独立运行而不需要外部主机参与控制，其运行参数通过外部 EEPROM 来保存，上电自动从 EEPROM 中读取参数。

IRMCK201 具有编码器接口，正交信号输入频率可达 1MHz，很容易组成位置闭环控制系统。IRMCK201 还具有 HALLA/B/C 接口，A/B/C 可以单独输入也可以组合输入，用来指示转子位置。

IRMCK201 还具有 A/D 转换信号接口、直流母线电压反馈及过电压制动控制接口。可以通过 A/D 接口输入模拟参考电压来改变输出转速或输出转矩。同时芯片具有 PWM 输出，通过简单低通滤波可以作为 D/A 信号输出，驱动指示仪表。通过寄存器的设置，可以选择指示母线电压、V 相电压、W 相电压、速度参考值、速度反馈值、 I_q 参考值、 V_q 、 V_d 、 I_q 或 I_d 等。

5.4.3 IRMCK201 交流伺服驱动系统的组成

IRMCK201 组成交流伺服驱动系统的一个典型原理连线图如图 5-15 所示。

IRMCK201 提供了多种与外部主机通信方式，主机可以通过 RS232/RS422/RS485、SPI 接口或 8 位并行接口来配置和监控系统的运行。RS232/RS422/RS485 通信方式可以通过硬件选择，通过 MAX232 进行电平转换，RS232 接口允许 PC 直接对其进行寄存器的配置修改及状态读取，通信速率可以通过外部引脚来选择。SPI 接口方式中，芯片处于从方式，通信最高时钟可达 8MHz，可以实现与主机高速通信。不同通信方式通常都处于激活状态，可以相互切换，但不能同时运行。

芯片提供 3 组 SVPWM 输出，通过光耦合器隔离与 IR2136 三相桥驱动芯片接口来驱动 MOSFET 或 IGBT，也可以直接与 IRAMY20U6 智能 IGBT 模块接口。芯片提供与 IR2175 线性电流传感芯片直接接口引脚，用来测量伺服电机的相电流。同时还提供驱动故障反馈接口。

IR2136 提供 3 组相互独立的半桥驱动，具有防止同一半桥直通逻辑，还具有欠电压、过电流关闭所有输出功能。

IR2175 线性电流传感芯片作用是将电流信号从伺服电机的高端驱动电路转换到低端驱动电路，以便控制电路进行处理。在伺服电机相电路中串联一个取样电阻，随着电机相电流的变化，取样电阻上面产生一个很小的交流电压信号作为

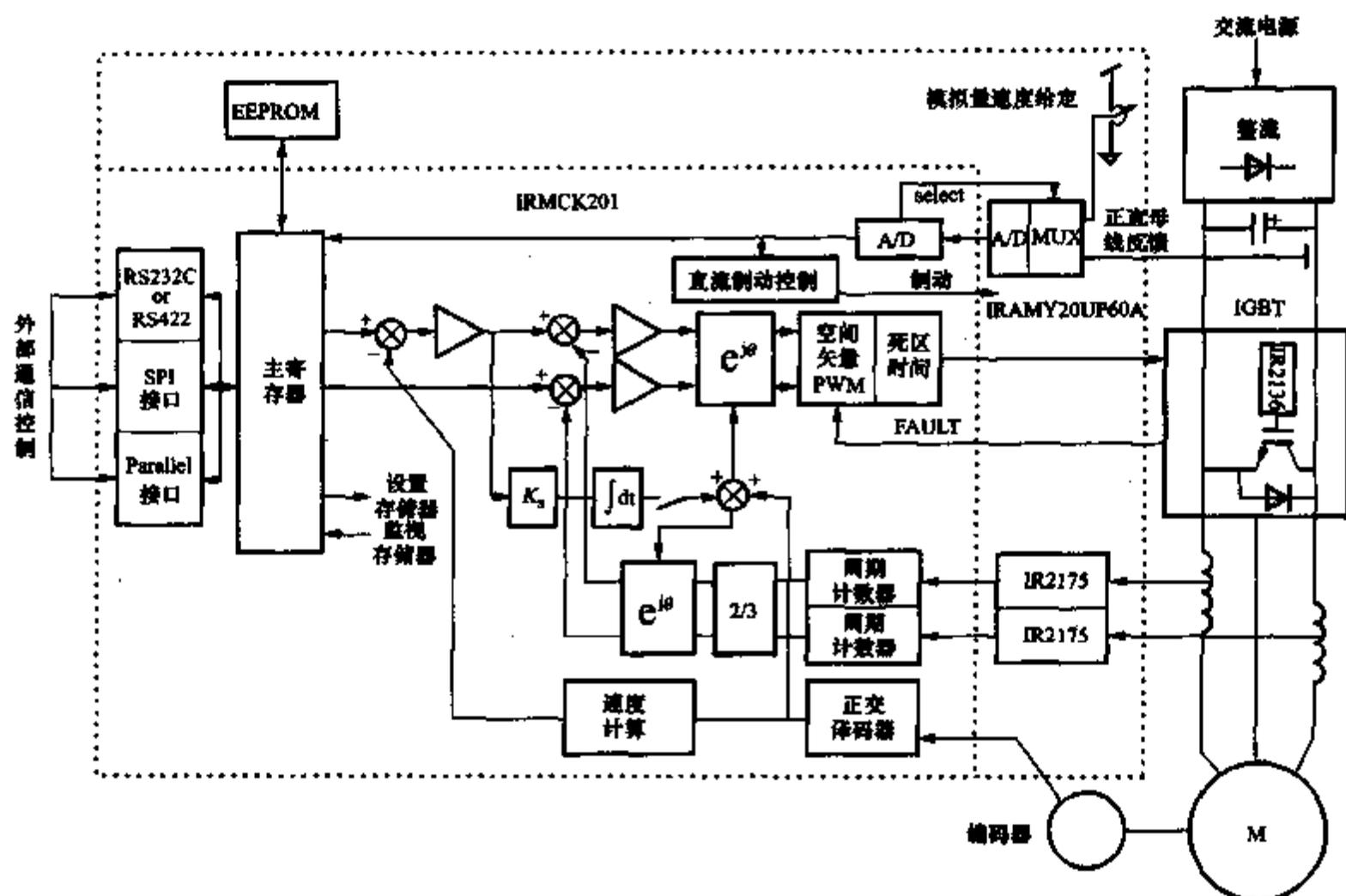


图 5-15 交流伺服驱动系统连线图

IR2175 电流传感器 IC 的输入。IR2175 的最大输入电压为 +260mV，因此，过载电流流过取样电阻时所产生的电压应为 260mV。在 IR2175 的高端电路中，交流输入信号被转换成载频为 130kHz 的 PWM 信号，经过电平转换，PWM 信号被转换成了以地为参考点的信号。对于信号的处理可以用滤波器滤掉载波信号从而重构模拟电流信号或者直接和低端数字控制电路进行接口，并用软件来计算电流。IRMCK201 是采用后者来实现的。

IRMCK201 提供直接与 ADS7818 A/D 转换器接口，通过 4052 多路复用器可以输入四路模拟信号，作为转速或转矩大小控制的模拟输入、直流母线电压的检测，还可以检测通过其他电流传感器如霍尔电流传感器送来的两路相电流信号，取代 IR2175 线性电流传感芯片。

IRMCK201 带有编码器接口电路，可以方便地组成一个全闭环伺服控制系统。它可以与多种编码器接口，脉冲数范围为 200 ~ 10000 个/转，脉冲频率可以达到 1MHz。编码器接口具有相互正交的 ENA、ENB 编码器信号及零点标志信号接口。同时还具有三路霍尔信号输入，这三路信号既独立使用，也可以复用。系统上电时可以通过霍尔传感器及 Z 脉冲位置估算编码器初始值。

控制输入信号包括起动、停止、运转方向、输出使能、故障复位、主机状态等；状态指示信号包括系统故障指示、同步指示及两个双色指示灯。可以直接通过输入引脚控制输出。

系统能在没有主机控制的情况下单独运行，其初始化数据是通过读取缓冲区的内容实现的。芯片上电复位后自行通过 I²C 读取配置数据，而不需主机干预。

系统软件设计相对来说比较简单，只需要配置好寄存器就可以运行，也很容易组成多轴运动控制系统。主机可以通过 RS232 接口、8 位并行接口或者从模式 SPI 接口来配置和监控系统，控制和状态寄存器映射为 128 个地址空间。下面详细介绍几个关键寄存器的配置。

并行接口通信协议如表 5-4 所示。

表 5-4 并行通信数据格式

地址字节	数据字节 0	数据字节 i	数据字节 N
HPA = 1	HPA = 0	HPA = 0	HPA = 0

SPI 接口通信格式（见表 5-5、表 5-6）：

表 5-5 SPI 通信数据格式

命令字节	数据字节 0	数据字节 i	数据字节 N
------	--------	--------	--------

表 5-6 SPI 通信命令格式

7	6	5	4	3	2	1	0
只读	寄存器起始地址						

RS232 接口通信格式（见表 5-7、表 5-8）：

表 5-7 RS232 通信数据格式

命令/地址字节	字节数	数据 1~6	校验和
---------	-----	--------	-----

表 5-8 RS232 通信命令/地址格式

7	6	5	4	3	2	1	0
读/写	寄存器起始地址						

与编码器接口相关的寄存器有编码器每转最大脉冲数设置、基于零脉冲信号的编码器脉冲数设置、上电编码器初始化脉冲数设置、编码器信号类型设置、编码器实时脉冲数修改、编码器脉冲对应的转角等。根据编码器实际条数来设置最大脉冲数寄存器，当达到最大脉冲数时，寄存器自动复零。当零脉冲到达时，自动将设置零脉冲编码器脉冲数装入实时脉冲数寄存器。

PWM 配置寄存器包括输出使能控制、死区时间设置、载波周期设置、载波类型设置（对称与不对称 PWM）、输出信号电平设置等。实际 PWM 载波周期 = 2 × (PWM 周期 + 1) × (系统时钟周期 30ns)。

速度控制寄存器包括额定速度设定、加减速速度设定、最大速度设定、比例放大器和积分放大器增益设定等寄存器。

系统配置包括加减速控制选择内部寄存器设置或外部模拟输入信号；转矩控制参考输入 I_S-QREF 选择，可以选择速度比例积分控制器输出或转矩参考寄存器或外部模拟输入；参考速度输入选择可以基于内部速度斜率输出或内部额定速度设定寄存器或外部模拟输入；系统操作控制可以选择主机设定寄存器控制，也可以从输入引脚直接控制如起动、停止、正反转等。

5.5 三相专用 PWM 集成电路 MA818

5.5.1 概述

三相专用 PWM 集成电路有三种流行的芯片，分别是 HEF4752（英国 Mrrlard 公司研制），SLE4520（德国 Siemens 公司研制）和 MA818（英国 Marconi 公司研制）。其中 MA818 功能最强，使用最方便。HEF4752 属于模拟控制，与单片机的接口较复杂，且其输出的调制频率最大为 70Hz。SLE4520 虽属于数字控制，输出调制频率能达到 2600Hz，但每个调制脉冲的形成都需要单片机参与，占用 CPU 时间较长，且输出波形为单边沿调制，谐波含量大。MA818 则依靠与其相接的波形存储器，按照外部给定的输出频率和输出电压幅值的数字命令，自动循环产生三相脉宽调制驱动信号，稳定运行时不需要单片机参与。其输出的调制波频率最高可达 4kHz。具有全数字操作、工作频率范围宽和工作方式灵活等特点。

5.5.2 工作原理

按基本功能可将 MA818 引脚划分为三部分，如图所示 5-16。第一部分用于与微处理器接口的 MOTEL 总线，包括 AD0 ~ AD7、三根总线控制线和一个片选输入 CS 脚，它能使 MA818 与其他微处理器外围接口芯片一样共享同一组总线。另外，MA818 还可以自动适应 INTEL 或 MOTOROLA 模式。第二部分用于与存储正弦调制波形的 EPROM 连接的 11 根地址线 A0 ~ A10 和四根数据线 D0 ~ D3。第三部分为三相 PWM 输出线及控制线。包含具有标准 TTL 电平的六个端口 RPHT、RPHB、YPHT、YPHB、BPHT 和 BPHB，分别用于三相逆变器六个全控器件的端

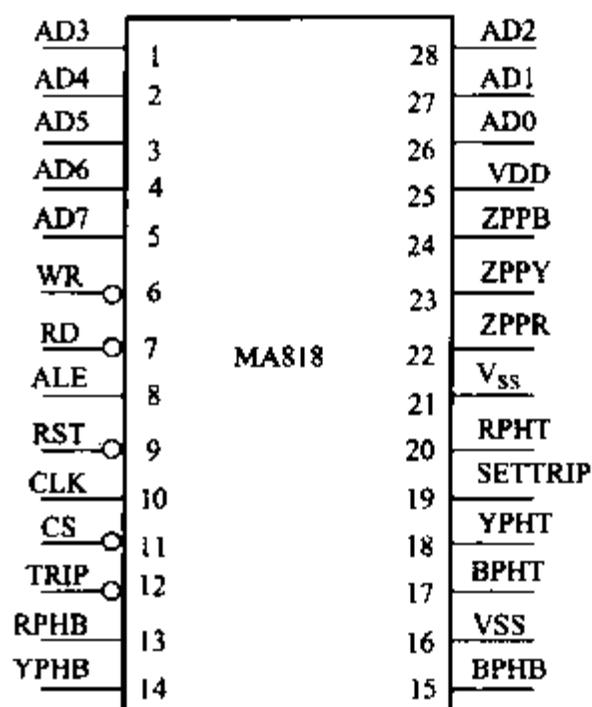


图 5-16 MA818 引脚分配图

口驱动电路的控制信号。

当封锁控制脚 SETTRIP 输入高电平时，封锁状态输出脚 TRIP 及六个 PWM 输出将被迅速地锁存在低电平状态。该脚可接至保护系统的输出脚，以进行过电流、过电压、过热、相序检测、缺相保护及相应的保护。

封锁状态输出脚 TRIP 用来表明输出脚的状态。低电平有效。

复位脚 RST：输入低电平有效。该脚可将所有 PWM 输出强制钳位于低电平，从而关断逆变器的六个输出；使内部计数器置零，对应于 R 相应输出 0° ；在 SETTRIP 无效时，可解除对 PWM 输出的封锁并将 TRIP 置为高电平。

零相脉冲信号 ZPP 能输出与调制波同频率的脉冲波。

此外，VDD 为 5V 电源引脚，VSS 为零电平电源引脚，CLK 是时钟输入端。

(1) MA818 的控制方式 MA818 在工作之前，首先要由单片机向其两个 24 位寄存器输入命令字。这两个寄存器分别被称为初始化寄存器和控制寄存器。由于 MOTEL 总线接口的数据宽度被限制在 8 位字长，因此数据被送到任一个 24 位寄存器之前，先要分 3 次送到 3 个暂存器 R0、R1、R2 中，然后通过向虚拟寄存器 R3、R4 中写指令实现数据从寄存器 R0、R1、R2 送到初始化寄存器或控制寄存器中。向 R3 送任意数的写指令将使数据从 R0、R1、R2 中传送到控制寄存器，而向 R4 送任意数的写指令将使数据从 R0、R1、R2 中传送到初始化寄存器。R0 ~ R4 这 5 个寄存器的地址由单片机接口地址总线的低 3 位和 MA818 的片选端 CS 共同决定。

初始化寄存器将确定如下参数：载波频率、最大输出频率、脉冲延迟时间和最小脉冲间隔，计算公式为

$$F_c = \frac{K}{512 \times p} \quad (5-26)$$

$$F_r = \frac{F_c \times q}{384} \quad (5-27)$$

$$T_\gamma = \frac{64 - X}{512 F_c} \quad (5-28)$$

$$T_d = \frac{128 - Y}{512 F_c} \quad (5-29)$$

式中 F_c ——载波频率；
 K ——外部时钟频率；
 F_r ——最大输出频率；
 T_γ ——脉冲延迟时间；
 p ——R1 中的低 3 位对应的值 (0 ~ 7)；
 T_d ——最小脉冲删除间隔；
 q ——R1 中的高 3 位对应的值 (0 ~ 7)；
 X ——R2 中低 6 位对应的值 (0 ~ 64)；
 Y ——R0 中低 7 位对应的值 (0 ~ 128)。

R0 中剩下的最高位是软件复位 \overline{CR} ，R1 中剩下的中间两位和 R2 中剩下的最高两位未用。

控制寄存器确定如下参数：输出频率、输出幅值、过调制和正反转控制，计算公式为

$$F_y = \frac{F_r Z}{4096} \quad (5-30)$$

$$A_y = \left(\frac{A}{255} + OM \right) \times 100\% \quad (5-31)$$

式中 F_y ——实际输出频率；

A_y ——输出电压调制系数（百分比）；

A ——R2 中的 8 位数（0~255）；

OM——R1 中次高位的值（0~1）；

Z ——R1 中的低 4 位和 R0 中的 8 位组成的 12 位数（0~4096）。

R1 中还剩 3 位，最高位是正反转控制位 $\overline{F/R}$ ，第 3 位是输出禁止位 \overline{INH} ，第 4 位未用。

(2) 波形存储器 MA818 采用 SPWM 的规则采样法产生实际的 PWM 输出脉冲。调制波形应预先存储在一片 2K×8 位的 EPROM 中，MA818 靠 11 根地址线和 4 根数据线从 EPROM 中自动读取调制波。0~180°正半周调制波形分成 768 个 8 位采样值存储，幅值范围为 0~255。768 个采样值从 0~180°线性增长，故角度分辨力大约为 0.23°。M818 自动认为负半周与正半周是对称的。768 个波形采样值应分成 1546 个 4 位值存储，其中低 4 位部分存储在 0~300H 单元，而高 4 位部分存储在 400H~700H 单元。MA818 自动读取这两个部分，并在内部拼成一个 8 位值。

5.5.3 典型应用

由 8098 单片机和 MA818 脉宽调制集成电路实现的变频调速系统框图如图 5-17 所示。主电路由三相全波整流器、储能电容器、充电电阻和 IGBT 功率模块组成。控制电路由 8098 和 MA818 组成。接口电路有程序存储器、波形存储器、键盘显示器、驱动电路和保护电路。

为了保证变频系统中功率器件的安全，采取了如下几种保护：

1) 触发过电流保护，驱动电路 EXB841 能够通过外接的快速二极管检测 IGBT 的通态压降。如果通态压降过高，EXB841 会对 IGBT 实行软关断，并送出低电平的保护状态指示。

2) 过热保护，在 IGBT 的散热器上安装温度继电器，动作点选为 80℃。

3) 过载保护，由霍尔传感器检测直流回路电流，电流超过所设定额定值后开始积分，积分达到满程时产生过载保护信号输出。

4) 过电压保护，用电阻分压器对直流电压取样与设定值比较后输出过电压动

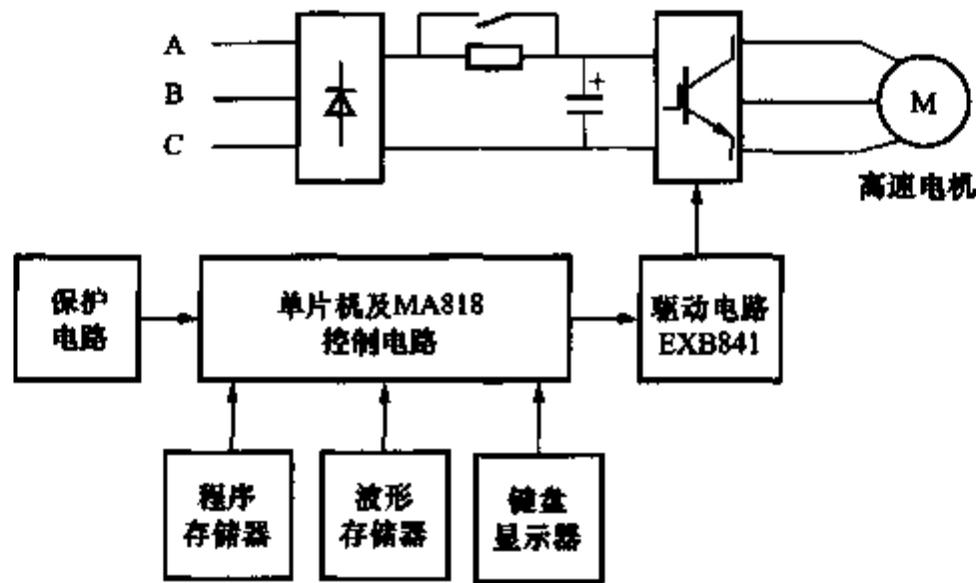


图 5-17 变频调速系统框图

作信号。

5) 欠电压保护, 由信号变压器对交流电压取样, 与设定值比较后输出欠电压动作信号。

上述所有保护动作信号都由锁存器锁存, 合并后用来封锁 MA818 的输出。锁存器的状态由单片机查询, 并显示保护类型。

MA818 的 $\overline{\text{RST}}$ 引脚虽称为复位端, 但实际上 MA818 并不需要上电复位。 $\overline{\text{RST}}$ 引脚的作用是解除由 SETTRIP 脚触发的输出封锁。虽然 $\overline{\text{RST}}$ 引脚的低电平也封锁 MA818 的输出, 但其主要作用是与 SETTRIP 引脚构成保护与恢复的入口。系统中 $\overline{\text{RST}}$ 引脚由单片机的 I/O 口控制。由于 $\overline{\text{RST}}$ 引脚的状态对初始化寄存器和控制寄存器没有任何影响, 因此即使在 $\overline{\text{RST}}$ 引脚为低电平时, 单片机照样可以操作或修改初始化寄存器和控制寄存器。

MA818 的 SETTRIP 引脚和 $\overline{\text{RST}}$ 引脚是构成硬件封锁和解锁的手段。除此之外, 还有两个软件封锁手段: 一是初始化寄存器中的软件复位 CR 位; 二是控制寄存器中的输出禁止位 INH 位。二者的差别是 INH 只禁止脉冲输出, 不停止脉冲的产生, 而 CR 位则完全停止脉冲的产生。系统运行时应该将 CR 位和 INH 位置为 1。由于掉电后, CR 位和 INH 位都回到零状态, 因此上电后在写入运行命令之前, CR 和 INH 位的零状态可确保 MA818 不会出现随机输出。

由 SPWM 的基本原理得知, 同一相的上下两个桥臂的驱动波形是互为反向的。由于功率开关器件需要一定的关断时间, 如果在上(下)桥臂没有完全关断时下(上)桥臂就开通, 则会出现直通短路。因此, 上下桥臂的驱动波形不允许为严格的反向关系, 而是要使每个开关器件的开通沿向后延迟一段时间。MA818 能自动实现对脉冲前沿的延迟, 并且通过编程可修改延迟大小。对于 IGBT 来说, 最小延迟时间应为 $2\mu\text{s}$ 。

最小脉冲删除间隔的设置是考虑功率开关器件响应时间的作用。当脉冲过窄时, 开关器件不能完全导通或完全关断, 主电路也就不能输出满幅电压。但若删除

这种脉冲,会使输出电压变化不均匀,特别是当最小脉冲删除间隔取较大值时,输出电压变化的不均匀性表现得更加明显。经验表明,在载波频率为15.6kHz的条件下,如果选择最小脉冲删除间隔为 $16\mu\text{s}$,则当输出电压调制系数上升到78%以后,输出电压出现跃变。若选择最小脉冲删除间隔为 $6\mu\text{s}$,则当输出电压调制系数上升到93%以后,输出电压出现跃变。通过示波器观察驱动波形,发现在输出电压跃变点处开始出现脉冲合并,相当于出现过调制。这种脉冲合并正是由于删除了最小脉冲引起的。为保证输出电压调节的均匀性,应尽量减小最小脉冲删除间隔,甚至不删除。在高速电机变频调速系统中,电机的额定电压一般为220V,达不到输出电压跃变点,因而输出电压表现还是均匀的。这时最小脉冲删除间隔取为 $6\mu\text{s}$ 。

5.6 MC3PHAC三相交流电机控制集成电路

5.6.1 概述

MC3PHAC是摩托罗拉公司开发出的智能单板电机控制器,是一种可预先编程的三相变速交流电机控制单元,它提供了全面的电机控制解决方案,无需花费高额的开发投资和软件专业技术,即可实现复杂的电机控制。适用于小功率HVAC电机、家用电器、商用电器、过程控制等领域。

5.6.2 MC3PHAC功能结构

MC3PHAC有三种封装形式,即28脚DIP封装、28脚SOIC封装和32脚QFP封装形式,DIP封装形式和各引脚功能如图5-18所示。

V_{REF} 为参考电压输入引脚,这个引脚应该和 V_{DDA} 引脚绑定在一起; $\overline{\text{RESET}}$ 为双向引脚,低电平有效,使芯片处于起始复位状态,可由内部复位源驱动; V_{DDA} 引脚为内部模拟部分提供电源, V_{SSA} 引脚为模拟部分返回电源;OSC2、OSC1引脚分别接振荡器;PLLCAP引脚接影响锁相环时钟电路稳定性和响应时间的电容器;PWMPOL_BASEFREQ引脚决定PWM(脉宽调制)极性和基频;9~14引脚为驱动三相逆变器六个晶体管的输出端;FAULTIN引脚为错误中断输入端,高电平使六路输出处于高阻态;PWMFREQ_RXD引脚在孤立模式下是输出端,表明正在读模拟电压来定义输出频率,在PC主控软件模式下是串行接收端口;RETRY_TXD引脚,在孤立模式下是输出端,表明处在读取错误发生之后PWM输出使能的等待时间,在PC主控软件模式下是输出串行数据端口;RBRAKE引脚输出高电平表明直流电压超出限定范围;DT_FAULTOUT引脚为输出端,在孤立模式下表明正在读取

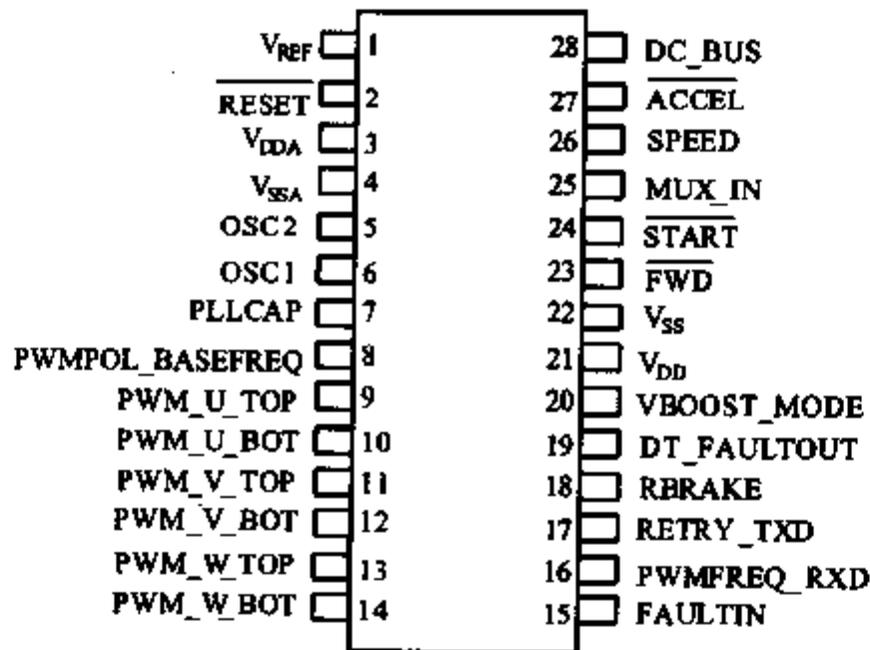


图 5-18 MC3PHAC 引脚图

死区设置时间，在 PC 主控软件模式下低电平表明一个错误发生；VBOOST_MODE 引脚，在起动开始时对此端输入采样，来决定采取那一种控制模式；V_{DD}、V_{SS} 引脚分别是数字电源和数字地。FWD 引脚决定电机的转向；START 引脚采样输入决定电机是否应该运行；MUX_IN、SPEED、ACCEL、DC_BUS 四引脚在孤立模式下，初始化时是输出，表明 PWM 极性和基频，除此之外是模拟输入，用来定义 MC3PHAC 的运行参数；SPEED 引脚为速度控制端；ACCEL 引脚为加速度控制端；DC_BUS 引脚为直流电压检测端。

MC3PHAC 内部功能部件有六路脉宽调制输出、四通道 A/D 及 PLL、低电源电压检测电路、串行通信接口等，其中串行通信接口只用在 PC 主控软件模式下。MC3PHAC 可以实现多种功能，包括开环 V/F 速度控制、正反向电机旋转控制、起/停运动控制、内部系统错误输入检测、低速电压起动、内部复位功能等，提供了全面的电机解决方案。

MC3PHAC 有两种运行模式，第一种是孤立模式，在接通电源或复位期间，当 VBOOST_MODE 引脚是高电平时，MC3PHAC 进入孤立模式。在孤立模式下，系统参数通过连接在 MC3PHAC 周围的元器件参数来定义，在运行期间，这些元器件参数持续地被读入芯片。第二种是 PC 主控软件模式，当初始化时如果 VBOOST_MODE 引脚是接收到一个低电平，则 MC3PHAC 进入 PC 主控软件模式，该模式要求有 PC 或微处理器的配合才能执行，所有系统参数都由 PC 输入。

5.6.3 MC3PHAC 功能特性

MC3PHAC 可运行在 -40 ~ +105℃ 温度范围内，电压范围在 $5 \times (1 \pm 10\%)$ V 范围内，可适应较为广泛的运行环境。建议晶振频率为 4MHz。MC3PHAC 采用了多种优化技术，在三相波形产生器里面产生可变频变压的六路输出，而且为了提高直流电压利用率，在基频中注入了一个三次谐波，可使最大输出提高 15% 的幅度。

波形以 5.3kHz 的速度更新。因为 PWM 的输出对直流电压敏感，直流电压上的纹波可能恶化输出值，为了抑制这种效果，MC3PHAC 采样直流电压，并内置补偿电路，以使输出稳定。MC3PHAC 能产生四种离散的 PWM 频率，分别是：5.291kHz、10.582kHz、15.873kHz、21.164kHz，当电机运行期间可动态改变。为了避免上下两个晶体管同时导通，需要设置死区时间，在本器件中死区时间只能设置一次，直到下次复位时才重新改变。FAULTIN 引脚是外电路误差输入端，当外电路有误差发生时，如直流电压过电压、过电流或温度过高等状态，输入一高电平可使六路输出立即中止，处于高阻态。

5.6.4 典型应用实例分析

因为 MC3PHAC 有两种运行模式，图 5-19 为孤立模式下实例。

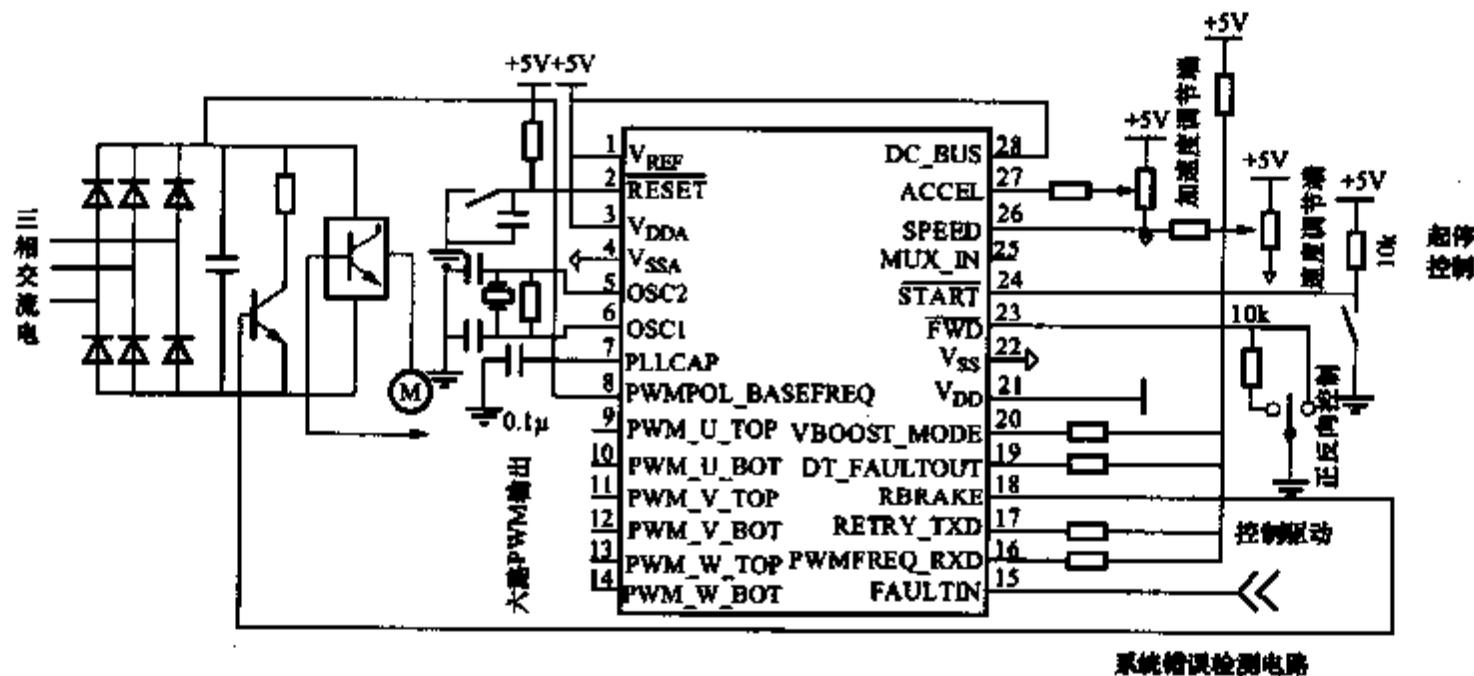


图 5-19 孤立模式应用实例

系统要求：基频为 60Hz，PWM 极性为正；PWM 输出频率为 10.582kHz；死区设置为 $4.5\mu\text{s}$ ，在产生错误之后系统恢复时间为 32.8s；加速度被设置为 64Hz/s 的加速率；晶振电容值设置为典型值。

如果在系统上电期间或复位期间 VBOOST_MODE 端为高，则系统运行在此模式，在此模式下通过使相应的引脚信号改变来控制 MC3PHAC，在许多情况下是通过驱动某个引脚为低，而把需要的参数以模拟电压的形式通过多路输入 MUX_IN 端。所有信号必须在 0 和参考电压之间。

在 PC 主控软件模式下，由于 MC3PHAC 内置一个 UART，所以可和 PC 或有集成 UART 端口的微处理器联合使用，在此模式下，外部微处理器可以监测控制 MC3PHAC 任何运行状态，此时，START，SPEED，ACCEL，MUX_IN，PMWPOL_BASEFREQ 等参数输入端对运行没有任何影响，但主机可以监测到这些输入端状态。在上电或者复位期间，如果 VBOOST_MODE 端输入低电平，MC3PHAC 进入 PC 软件模式，并设置一系列运行子集。在该模式下，PC 只需根据地址（地址可参

考相应手册) 送来相应的参数数据, MC3PHAC 就运行在此状态下, 其中一些命令仅仅引起暂时的状态中断, 当执行完该命令之后可自动返回。

复位状态是在当器件上电复位、引脚输入硬复位、命令复位或内部检测出现错误时进入此状态, 在此状态下器件重新初始化, PWM 输出置为高阻态。

死区时间设置和极性设置状态只能设置一次, 因此在运行期间不能两次输入参数, 只有复位时才可重新改变。

由于 MC3PHAC 可以控制电机正向和反向旋转, 因此增加了状态的复杂性, 由于用户需求, 基频、速度和加速度可能随时需要改变, 因此这三个状态是每当收到一个相应数据时立即进入该状态, 设置完之后重新返回到原来的状态, 类似软件中断。

如果有错误发生, PWM 输出立即关闭, 当错误取消之后, 由一个可编程的定时器来计时到 0 才可以退出该状态。PWM 停止输出状态是在电机速度达到 0 时的中间过渡状态或者停止状态。非对称输出状态是在接收到正向转或者反向转的命令之后, 上端晶体管封锁而下端晶体管输出 50% 占空比的信号, 在一定的设置时间之后自动进入下一个状态。其余的状态较易理解, 可以参考状态图。由状态图可见用户只需要输入运行参数就可以实现控制, 因此简单实用, 易于维护。

如果电机控制系统运行在高电压下, 直接把 PC 接到该系统中可能引起安全问题, 因此要采取必要的隔离措施, 把 PC 的串行端口隔离起来。在此不再赘述。

5.7 SA868 三相正弦脉宽调制器

5.7.1 概述

SA868 系列集成正弦脉宽调制器 (SPWM) 能输出包含了波形、频率、幅值、旋转方向等信息。许多重要的运行参数, 如: 载波频率、最小脉宽、脉冲延迟时间、脉冲取消时间等, 可在器件初始化时设置, 所以要改变运行状况, 只要改变软件即可。在硬件电路不便的情况下, 通过设置改变波形参数, 改变频率或逆变器的性能指标, 其设置灵活方便, 可大大节约硬件成本。

SA866AE/AM 电机控制 IC 是特别为家电 (如洗衣机)、空调、轻工设备 (如机床) 等设计的一种感应电机脉宽调制 IC。通过 10 位数模转换器和外接正反向方向信号可实现连续调速。外接 RC 振荡电路由一个专用加法器控制实现平滑加速和减速, 防止损坏功率管和负载。SA866AE/AM 可同时控制着电压和频率的变化, 保证在允许的工作频率范围内精确地控制电机磁通的变化。所有的运行参数, 包括载波频率、波形、最小脉冲宽度、死区脉宽、压频特性都是通过外接的 EEPROM 编程, 如果需求量大, 也可工厂掩膜编程。

此芯片可提供多种保护特性,包括直流线路的过载保护。所有的 PWM 发生器都可以输出足够大的电流以直接驱动隔离级的光耦合器。

SA866AE 适合于低成本的应用,特别是家电。因为 PWM 发生器可以产生远大于额定电源频率的频率,因此它也适用于高速加工机器如切割机和抛光机。

同类芯片还有 SA838、SA828。

SA868 的特点:无需微处理器;通过 10 位 ADC 模拟输入;外接 EEPROM 编程;大批量的应用可工程掩膜;三种波形选择;线性和风扇规律的 V/F 特性;外接 RC 实现平滑加速、减速;恒频调压工作方式适用于静止逆变器;内置大电流输出驱动器;载波频率达 24kHz 静音工作;工作频率为 0~4kHz;最小脉宽和死区脉宽可调;双缘调制;串联接口;自举驱动器预充电。SA868 引脚说明如表 5-9 所示。

表 5-9

SA868 引脚说明

引 脚	意 义	说 明
7	/RST	内部计数器复位端
2, 3	RPHT, RPHB	A 相高、低端 PWM 输出
4, 5	YPHT, YPHB	B 相高、低端 PWM 输出
1, 24	V_{DD} , V_{SS}	电源, 地 (数字)
6	DIR	控制电机转向
8	Rdecel	外接电机减速电阻
9, 13	V_{SSA} , V_{DDA}	电源、地 (模拟)
14, 15, 16, 17	SET4, SET3, SET2, SET1	速度给定
11, 12	$I_{monitor}$, $V_{monitor}$	电流、电压检测输入端
18, 19	XTAL1, XTAL2	外晶振
20, 21	BPHT, BPHB	C 相高、低端 PWM 输出
18	SETTRIP	过电压、过电流控制端
19	/TRIP	指示关闭状态端

极限参数如下:

- 1) 电源电压 V_{DD} : 7V。
- 2) 引脚电压: $V_{SS} - 0.3V \sim V_{DD} + 0.3V$ 。
- 3) 引脚输入/输出电流: $\pm 10mA$ 。
- 4) 储存温度: $-65 \sim +125^{\circ}C$ 。
- 5) 工作温度: $-40 \sim +85^{\circ}C$ 。

5.7.2 SA868 功能说明

SA866AE/AM 是一种数字脉冲发生器的核心，通过外围器件控制 PWM 参数，实现脉冲串对逆变电路中的功率开关的最佳控制。该器件可在多种方式下工作：标准方式；串行方式。

脉宽调制信号是通过比较参考波形和载波波形而取得的一系列脉冲串，当两个信号相同时，PWM 输出状态发生改变。在电源控制电路中，参考波形即电源波形，SA866AE/AM 为用户提供了三种电源波形，这些波形都以数字形式存储在基片 ROM 中，并在同载波进行比较前调制了幅值和频率。这三种波形是：纯正弦波、三次谐波、带死区的三次谐波，其中最后两种波形相对纯正弦波更有效地提高了驱动效率，减少了开关管的损耗。

标准工作方式中工作频率由 SETPOINT 给定电压决定，给定电压经过一个快速的 10 位 ADC 转换为一个数字量，然后作为加速/减速单元电路新的目标频率值。加速/减速单元电路可以平滑改变由基片振荡器控制的电源频率。振荡器的频率由连接 RACC 和 RDEC 的阻容电路决定，分别控制加速和减速。实质上，在内部电源频率是一个 16 位的数字量，因此比 10 位的给定频率更能平滑地加速和减速。

还有两个输入端，VMON 和 IMON，也可以用来控制加速/减速单元的加速和减速。即不管正常的频率变化，分别通过限制减速率或强制减速率为 0，防止功率管被冲击。因此这两个功能可实现开关管的过电流和过电压保护。

在正常工作方式下，波形的幅值是依线性或风扇定律随电源频率而变化的，波形的变化主要由三个参数决定：PRADIENT 和 PEDESTAL（线性）曲度（FAN-LAW）。还有一种方式，即工作频率恒定不变，幅值随 SETPOINT 输入电压变化。

PWM 波形经过脉宽延迟、脉宽取消，最终输出三对互补信号分别驱动红相（A），黄相（B），蓝相（C）的上下开关管。脉宽取消通过初始化参数选择可允许的最小脉宽。脉宽延迟定义了上下桥都关闭的时间，避免两管直通。

为了使自举驱动电路得以驱动功率开关，无论何时重新启动 PWM 输出，在正常开通前的整个载波周期内下半桥总是高电平，为自举电容提供了足够的充电时间。一旦发生故障，TRIP 及时地关断 PWM 输出。输出端有一个大电流驱动器足以直接驱动隔离光耦合器和门极驱动 IC。

所有参数都是数字化的。在标准工作方式中，数据是通过一个三线的串联接口从 EEPROM 中下载的（SA866AE 作为总线主控），EEPROM 中存有 4 页数据，具体下载的页次，是由 SA866AE 发出的起始地址命令及页次的二进制数来选择的。

基片（ON-CHIP）时钟振荡器允许外接一个晶体或陶瓷谐振器提供稳定、准确的时钟。

(1) SA866AE/AM 的几种工作方式 方式 N1 ~ N3：设定 SERIAL 脚为逻辑

“1”或悬空。(SERIAL脚内部有一个上拉电阻接 V_{DD})。N1~N3为标准的工作方式,具体如下文所述。方式S1~S3:设定SERIAL脚为逻辑“0”,无须EEPROM,可通过微处理器/微控制器串行下载初始化参数,具体如下文所述。

方式N1:标准工作方式。工作频率是通过加在ADC输入脚的一个给定电压模拟量而设定的。RACC和RDEC脚分别外接RC环路控制电源频率的变化。变化速率由加速/减速逻辑单元里的公式确定。波形的幅值根据由GRAD、PED和KAY参数确定的V/F特性而变化。

方式N2:分别给RACC、RDEC脚加一恒定的电压值,这时加速/减速特性消失,电源频率随着给定电压(SETPOINT)的改变而瞬时变化。输出幅值同N1一样随V/F特性曲线而变化。

方式N3:此方式下,输出幅值的变化(8位精度)直接由ADC输入控制。电源频率为一恒定的16位的数字量,由通过串联的EEPROM下载的参数GRAD和PED决定。GRAD的BIT-7(最高位)是MSB,PED的(最低位)BIT-0位是LSB。相序由方向脚控制。

当 $RACC < 0.125V_{DD}$ 时,例如加速和减速振荡电路无效,这时芯片内部减速振荡电路中晶体管的放电电容被禁止,防止电路竞争。否则会造成正常工作状态不能被设定。

通过RACC和RDEC脚选择工作方式时要求,当采用加速和减速振荡电路时,保持RESET输入低电平足够长的时间以确保 $0.125V_{DD}$ 的取消门限被检测到,否则会选错工作方式。SERIAL内部有一个上拉电阻接到 V_{DD} (通常 $40\mu A$),所以在标准工作方式时可以悬空。

(2) PWM发生器逻辑 SA系列的PWM发生器采用异步调制的方法将ROM内部的存储波形进行统一或双缘规律采样。

总的来说,脉宽调制信号是通过比较信号波形(这里是电源波形)和频率更高的锯齿波形或三角波进行比较,而取得的一系列脉冲串。两个波形的交点即逆变功率开关的转换点,脉冲串的宽度与电源波形的幅度成正比,因此,幅度越大,“ON”脉冲越长。

SA866AE/AM采用数字技术可以避免模拟电路中的零漂问题。三角波形是UP/DOWN计数器和一个数字比较器合成的结果,然后这个数字比较器将三角波同电源波形进行比较。所谓的“双缘规律采样”即在载波的上升沿和下降沿对电源波形进行规律采样允许PWM输出的两个脉冲沿及时移动(一个锯齿波将产生一个恒定的脉冲沿和一个移动的脉冲沿)。

电源波形被数字化地存储在ON-CHIP(基片)上(每 360° 划分为1536个单位),ROM被访问的速度控制着电源频率,与SA866AE/AM的载波频率没有关系。即所谓“不对称的PWM发生器(异步调制)”,将从ROM中获得的波形值进行比例换算可以得到不同的电压幅值。

通过定义最小可允许的脉冲宽度 (SA866AE/AM 将删除掉原始脉冲串中所有较短脉冲) 进行脉冲延迟, 而无须外接其他电路。不但节约了器件的成本而且通过改变 EEPROM 中的参数可满足不同电机驱动电路的应用。图 5-20 为脉冲死区时间示意图。图 5-21 为脉冲取消时间示意图。

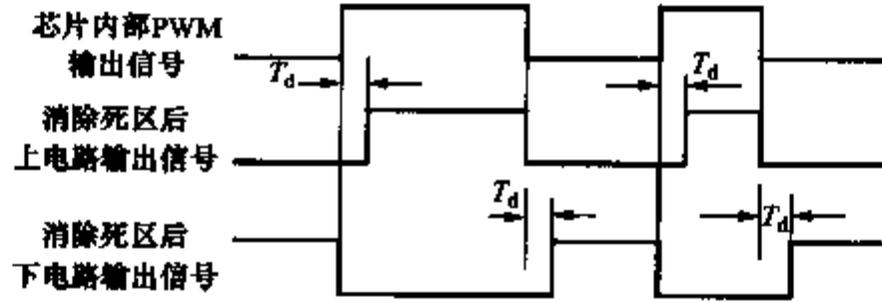


图 5-20 脉冲死区时间示意图

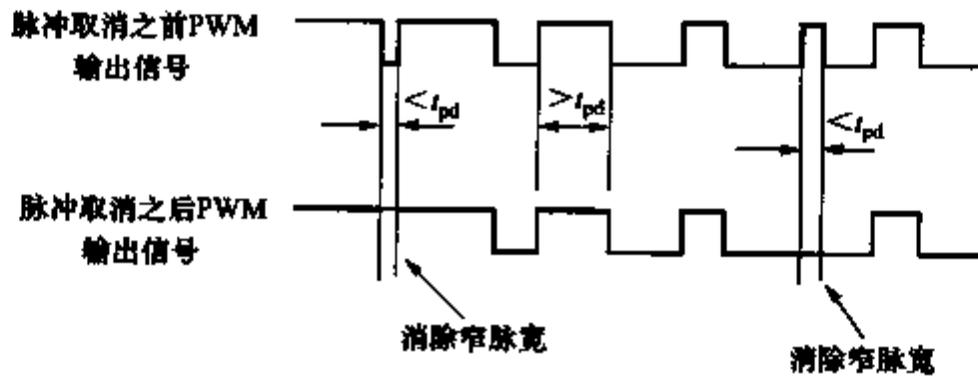


图 5-21 脉冲取消时间示意图

(3) 速度选择 速度选择单元包括一个 10 位模数转换器, 该转换器包括采样和维持电路, 以及零限偏置电路 (ZERO)。

ADC 为单向变换, 将给定电压变换为 10 位分辨率数据, 给定的范围是 $0 \sim V_{ref}$ 。ADC 有两种工作状态: 采样/自动调零 AUTOZEROING 和变换。给定电压的采样信号在每 $1/4$ 个载波周期的开始时被 FROZEN (固定), 并进行单向转换。转换时间大约是 $27/1000F_{curr}$ (F_{curr} 表示载波频率), 随后输入又回到了采样/自动调零状态。所有采样工作、保持电路和 ADC 都是由内部的逻辑控制的。

ADC 的零限电压可调的特性允许 ADC 在 SETPOINT 给定端有四个不同的零电平供选择。因此可以降低输入脚对零电压的敏感性, 即使当控制输入电压出现小的偏差时, 输出频率仍为 0Hz (如当一个电机控制端的输入很小时, 电机停止运行)。

零限电压值是一个由 EEPROM 编程设定的, 通过 ADC 输出的两位二进制数。即 SETPOINT 给定电压从 0 跳变到设定的零限电压。但它仅代表了不用加减速振荡电路时电源频率的瞬时变化情况。门限引入少量的迟滞可以防止由于 ADC 输入端的噪声而引起的迅速使能/禁止。

表 5-10 是 ZTH 编程结果, 注意假定 ADC 的给定电压的范围是 $0 \sim 2.5V$, 则对应 10 位二进制的输出为全 0 ~ 全 1。

表 5-10

零限电压值

ZTH (1:0)	上升沿/mV	下降沿/mV	上升沿二进制数	下降沿二进制数
00	0	0	0	0
01	50	39	10100	10000
10	100	78	101000	100000
11	200	156	1010001	100000

(4) 加速/减速逻辑 加速/减速单元包括一个 16 位的数值比较器和第 17 位 UP/DOWN 计数器, 计数器的时钟和外接的加速或减速 RC 振荡器的时钟同步。加速/减速速率可分别由外围的定时器设定, 电阻 R 从 RACC 端接到 (电源) V_{DD} , 电容 C 从 RACC 端接到 (地) V_{SS} , 同理, 另外一个的 RC 回路接至 RDEC 端。两个回路中的电阻和电容的取值可以一致也可不同, 分别产生相同或不同的加/减速时间。

从 0Hz 加速到由频率范围确定的最大频率的时间, 或反之由最大频率减速到 0Hz 所需的时间由下式给出

$$T_{ACC/DEC} = 65536 \times RC \times \ln 3 = 72.10^3 RC \quad (5-32)$$

式 (5-32) 中, $5k\Omega \leq R \leq 100k\Omega$, $1\mu F \leq C \leq 25\mu F$ 。

如果 RACC 脚接电平 $< 0.125V_{DD}$, 则加/减速功能被取消, 工作频率瞬时变化, 此功能适用于波形发生装置, 例如静止逆变器。

也可直接通过外部的时钟信号驱动 RACC 和 RDEC 的输入。不用 RC 振荡电路时, 典型输入 $V_{il} = 0.3V_{DD}$ 和 $V_{ih} = 0.6V_{DD}$, 必须注意不能超出以下范围: $0.125V_{DD} < V < 0.75V_{DD}$, 如过低则不小心会改变工作方式, 如过高则由于内部时钟的上拉电阻接通了, 数值比较器 ADC 输出的标量频率同 UP/DOWN 计数器输出的瞬时频率比较, 结果输出一个 2 位值, 见表 5-11。

表 5-11

加速减速解码表

UP	DOWN	RESULT
0	0	相同, 不加速或减速
0	1	减速
1	0	加速
1	1	非法状态

这个两位数输出信号同 V_{mon} , I_{mon} 脚和方向脚一起依据以下原则来确定是否需要加速/减速:

1) 如果 V_{MON} 条件有效时 ($V_{MON} \geq 0.5V_{DD}$) 则停止加速或减速直到 V_{MON} 低于 $0.5V_{DD}$ 。该条件具有最高优先权。但通常当 V_{MON} 低于 $0.5V_{DD}$ 时, 仍然在加速/减速。此脚主要是用来防止过度减速导致功率管过电压。

2) 如果 IMON 条件有效时 ($\geq 0.5V_{DD}$), 则瞬时频率的标量值按照预先选定的速率减小, 而与 UP/DOWN 的状态无关。如果瞬时频率减为 0, 而仍 $IMON \geq 0.5V_{DD}$, 则 PWM 输出关断 (防止电机在停止时过热), 否则又恢复正常的加速/减速, 重又输出 PWM。此功能的优先权低于 VMON, 因为由 IMON 导致的减速效果本身可以引发 VMON 条件。此功能用来防止过高的加速速率导致功率管的过电流或过热。

3) 如果 IMON 和 VMON 都无效, 则加法器将数值比较器的 UP/DOWN 输出, 给定方向信号, 计数器输出的瞬时方向信号将进行计算以决定是否需要加速或减速:

① 如果要求的和瞬时的方向不同, 则减速直到停止, 只有这样才能改变方向。因此, 只要这种情况不变, 则一直减速。

② 如果要求的和瞬时的方向一致, 且 UP 和 DOWN 都是 0, 则目标频率和瞬时频率的方向、幅度相同, 无须加速或减速。

③ 如果要求的和瞬时的方向一致, 但 UP 或 DOWN 为高电平, 则不需要改变项序, 但幅度要变, 因此如果 UP 高, 则加速, 如果 DOWN 高, 则减速。

④ UP 和 DOWN 同时为高为非法状态, 不可能出现。加速/减速振荡器输出控制着加速减速信号, 以增加或减少频率。

(5) 压/频比控制 为了获得对电机磁通的满意控制, 在频率范围内 SA866AE/AM 都可以有效地控制电机的电压。SA866AE/AM 有两种压/频控制曲线供选择: 一种是线性定律, 一种是风扇定律。

当频率为 0Hz 时, 提供一个可变的初始电压足以克服电机的铜损耗, 随后电压依据特性曲线随频率变化, 直到基频 (通常是 50Hz 或 60Hz), 或频率范围内的其他频率; 在线性工作方式时, 在达到基频之前, 电机工作在恒转矩状态。

超过基频, 电压幅值保持最大值, 显然导致转矩随频率的增加而减少。此期间为电机恒功率工作区。

V/F 曲线由可编程参数 GRAD、KAY 和 PED 控制, PED 和 GRAD 都是正的 8 位二进制数, KAY 只用于 FAN - LAW 曲线, 包括 7 位数据位, 一位信号位 MSB (0 - 为正, 1 - 为负)。注意: KAY 不是 2 的补码。FC 用来选择特性曲线, 线性公式为

$$A(\%) = \{ (\text{GRAD} \cdot F) / 16 + \text{PED} \} \times 100 / 255 \quad (5-33)$$

$$A(\%) = \{ 1/8192 \cdot \text{GRAD} \cdot F^2 + 1/512 \cdot \text{KAY} \cdot F + \text{PED} \} \times 100 / 2255 \quad (5-34)$$

这里 F 是瞬时频率的高 8 位

$$f = F / 255 \times f_{\text{RANGE}} \quad (5-35)$$

$$\text{and if } A > 100\% \text{ then } A = 100\%, \text{ Fan - LAW} \quad (5-36)$$

$$\text{IF GRAD} \cdot F + 16 \cdot \text{KAY} < 0 \text{ THEN } A = \text{PED} \times 100 / 255 \quad (5-37)$$

(6) SA868 参数计算及设置 初始化寄存器编程及设置如下:

初始化寄存器内的数据被载入3个临时寄存器 R0 ~ R2, 随后通过虚拟寄存器 R4 的写操作, 最终输入24位的初始化寄存器。

载波频率是指外接的时钟频率和一个倍率系数 N 的函数, N 的十进制值由初始化寄存器中的一个3位 CFS 字决定。N 所对应的二进制 CFS 见表 5-12。

表 5-12 N 所对应的二进制 CFS

CFS	111	110	101	100	011	010	001	000
N 的值	7	6	5	4	3	2	1	0

频率精度 16 位, 频率范围给出了输出频率的上限值, 但选择频率范围时要高于电机要求的频率, 频率由加速/减速逻辑控制。

频率值是载波频率 f_{CARR} 和比例系数 M 的函数, M 的值由一个3位的 FRS 字决定, 对应的二进制数见表 5-13。

表 5-13 FRS 对应的二进制

FRS	110	101	100	011	010	001	000
M 值	6	5	4	3	2	1	0

每相都有两个 PWM 输出信号控制着逆变器的高端和低端的功率管。理论上这两个控制信号是互为补充的, 但是由于功率管的开通和关断时间都不相等, 所以必须设置一段时间上下桥都关闭, 避免上下桥臂直通, 损坏功率管, 脉冲延迟延迟了每个输出的上升沿, 因此将会同时影响六个 PWM 输出。延迟时间为载波频率和 PDY 的函数, 如表 5-14 所示。

表 5-14 载波频率和 PDY 对应

PDY	111111	111110	-- ETC --	000000
PDY 值	63	62	-- ETC --	0

纯正弦波的脉宽从 0 ~ 100% 变化, 因此脉宽可以很小。但实际上, 过小的脉宽没有用, 因为时间过短, 功率管还没来得及完全打开就关闭, 只是增加了功率管的损耗。因此必须定义最小脉冲宽度, 不论是高电平或低电平, 只要比要求的宽度短都将被取消。

有三种标准波形供选择 (见表 5-15):

纯正弦波适用于静止逆变器和 UPS 这些对波形的纯度要求高的波形发生装置。三次谐波波形有效地利用逆变器直流电压中的谐波分量, 带死区的三次谐波减少了功率管的开关次数, 减少了损耗。波形采用对称技术保证每个功率管的开通角度相同。

表 5-15 三种标准波形

WS1	WS0	波 形
0	0	纯正弦波 (默认)
0	1	三次谐波
1	0	带死区的三次谐波
1	1	其他波形

5.7.3 典型应用

输入的单向 AC220V 经整流滤波得到光滑的高压直流，该直流作为辅助电源的一次电压和逆变器的输入电压，如图 5-22 所示。过电压、过电流检测单元，将一直检查整流滤波电容两端的电压及其直流回路的电流，将信号送入专用集成控制芯片，提供相应的安全保护。专用集成芯片是该变频器的控制核心，采用英国 MITEL 公司 SA868，该片功能强，外围元器件少，连接简单，使用方便。根据 SET1 ~ SET4 输入的调速指令，输出六路双边沿调制的 PWM 波形，该六路输出经隔离、功放后推动三相逆变器，三相逆变器由内带续流二极管的六单元 IGBT 模块组成，从而大大减少了连线，缩小了体积，提高了可靠性，而且安装方便，调试容易。三相逆变器输出可直接驱动三相小功率电机。

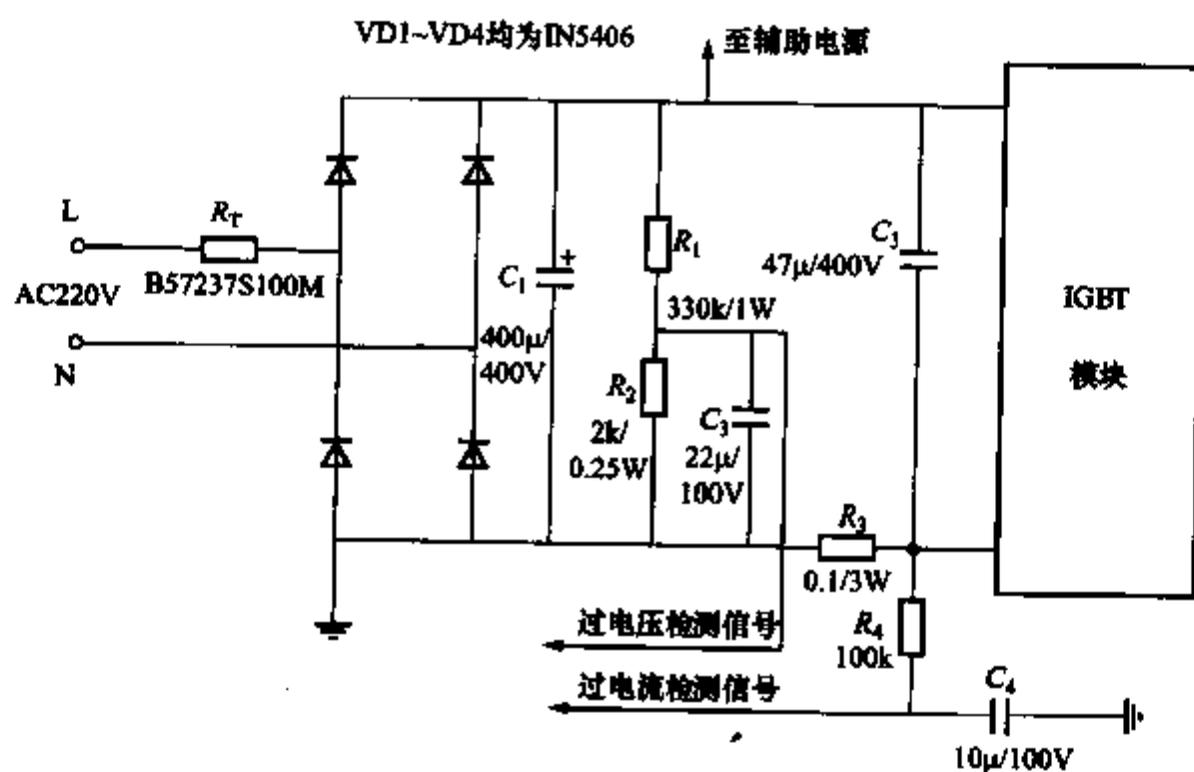


图 5-22 整流及电流电压检测电路示意图

图 5-23 中，过流检测信号经运算放大器 358 组成的同相放大器送入 SA868 的电流监控端，假如发生过流，SA868 会瞬时禁止 PWM 信号输出，电压检测信号送入电压监控端。 R_7 、 R_8 、 C_5 、 C_6 分别确定加速振荡器和减速振荡器的频率。通

过改变 R、C 值，就可设置所需的加速和减速频率。该片的时钟由 20MHz 的晶振提供，为确保晶体正常工作，晶振两引脚到数字地之间应接入 10pF ~ 68pF 电容。运算放大器 358B 及其电阻、稳压管构成欠压检测电路，当工作电压过低时，运放 358B 输出高电平，使 SETTRIP 端置 1，瞬时关断 PWM 输出，保护功率级免受损坏。速度设置及保护告警均通过 P1 插座输入和输出。

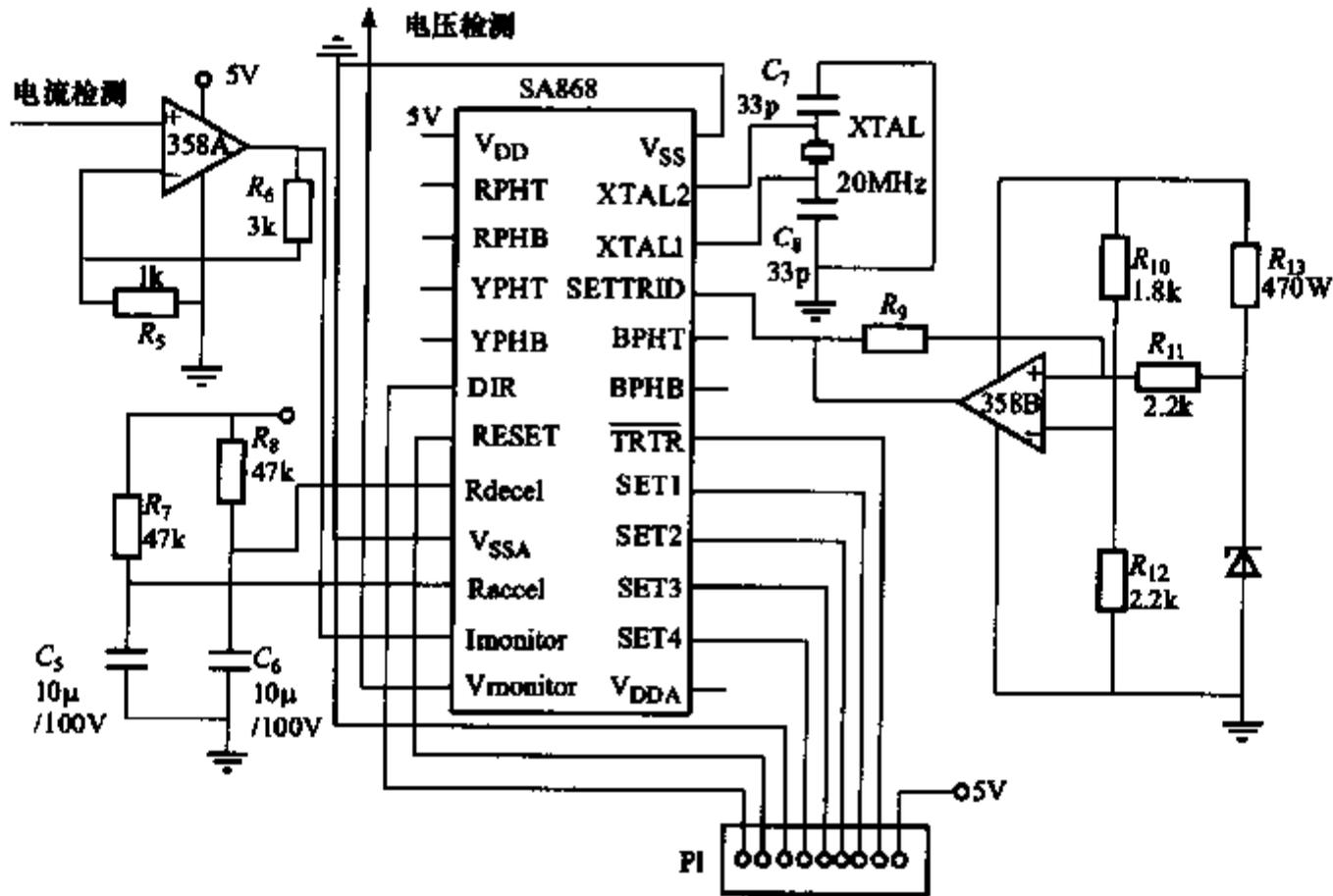


图 5-23 SA868 典型应用原理框图

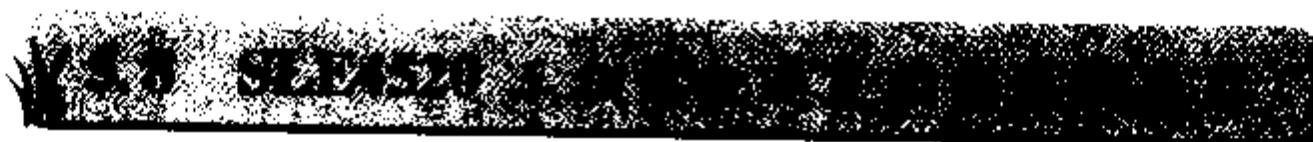
SA868 六路输出的隔离驱动电路完全相同。从 SA868 的 XTAL2 端输出的 20MHz 信号经 2 个 74HC74 组成的 4 分频得到 5MHz 的方波输出，该输出接至 74F126，从而使 BC337、BC227 构成的推挽式开关电路按 5MHz 频率工作，即隔离变压器 T2 也以 5MHz 高频方式工作，该变压器 T2 所加电源电压为 PWM 信号 RPHT，因而将该控制信号通过高频载波传送到 T2 副边，副边经过 D6 ~ D9 全波整流，又恢复成原控制信号，加至模块的 G、E 之间，该驱动电路即实现了隔离，而且体积重量非常小。

应用注意事项如下：

1) SA868 需要有外部时钟输入，时钟可以由 CPU 提供也可以用独立的时钟。外接独立时钟时可用 12MHz 或 24MHz 的卧式晶振，同时应尽量靠近 SA868 芯片。

2) 当功率管距离驱动电路大于 15cm 时，建议用双绞线传送 PWM 信号。

3) SA868 输出 PWM 波形参数是通过软件设定的，所以要求程序有稳定的运行环境，去耦电容选择适当。起动时的频率加速需要自己进行计算。



5.8.1 概述

SLE4520 是用来控制三相电机转速的脉冲宽度调制器，是一种 MOS 集成电路。它可与单片机进行接口，利用一定的软件产生 PWM 波形，通过功率驱动电路对信号进行放大，驱动逆变电路控制电机转速。

集成电路 SLE4520 主要由一个地址译码寄存器、3 个 8 位寄存器、1 个 4 位死区时间寄存器、外接石英晶体的振荡器、可编程分频器、分频寄存器、3 个过零检测器、RS 触发器等主要部分组成。集成电路的主要特点：

- 1) 为了驱动一个逆变器功率电路中的 6 个独立的晶体管，SLE4520 产生 3 对脉宽调制的矩形脉冲，在一相和紧接着一相之间相位角为 120° 。
- 2) 数字正弦合成用于控制三相电机的转速和转矩。
- 3) SLE4520 与单片机接口就能解决大功率频率变换器的连接。
- 4) 运行时可通过软件来控制输出电压的频率，其范围为 $0 \sim 2600\text{Hz}$ ，开关频率范围为 $1 \sim 20\text{kHz}$ ，通过程序来控制死区时间使其适用于不同的输出级。

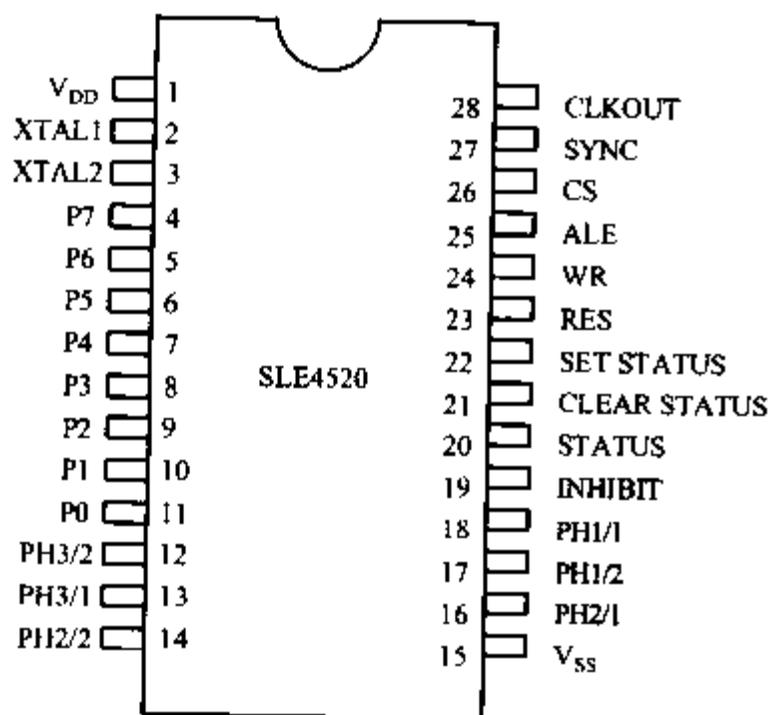


图 5-24 SLE4520 引脚分配图

SLE4520 和单片机 8031 一起，并用合适的软件，就能产生脉冲去驱动交流变换器和三相逆变器。它具有一个带有时钟输出的振荡器、一个使开关频率适于输出级要求的可编程换算器、一个具有状态触发器的闭锁级，从而能程控死区时间，用于频率变换器去驱动三相感应电机，这是 SLE4520 的主要显著特点。

5.8.2 SLE4520 引脚及功能说明

SLE4520 有 28 个引脚，如图 5-24 所示，其功能说明如表 5-16 所示。

表 5-16 SLE4520 引脚功能说明

引 脚	符 号	功能说明
2, 3	XTAL1, XTAL2	晶振脚
4 ~ 11	P7 ~ P0	数据总线

续表

引 脚	符 号	功能说明
12, 14, 17	PH1 ~3/2	变换器输出相 3 ~ 1
13, 16, 18	PH1 ~3/1	输出相常态 (低电平有效)
19	INHIBIT	禁止各相置高电平
20	STATUS	触发器输出状态
21	CLEAR STATUS	触发器复位状态
22	SET STATUS	触发器置位状态
23, 26	RES, CS	芯片复位, 片选
27	SYNC	触发脉冲输入
28	CLKOUT	输出晶体频率给单片机

芯片上的振荡器直接把程序送给脉冲计数器和用来连接单片控制器的缓冲输出端。单片控制器利用片选端选择 SLE4520, 使用控制信号 ALE、WR 和 8 位宽度的数据总线传递数据。在 PWM 集成电路中用于三相的 3 个 8 位寄存器, 分别用于死区时间和分频比的 2 个 4 位寄存器, 以及相应地址的一个地址译码器, 它们都被连到 SLE4520 的内部数据总线上。图 5-25 为 SLE4520 内部结构和工作原理框图。

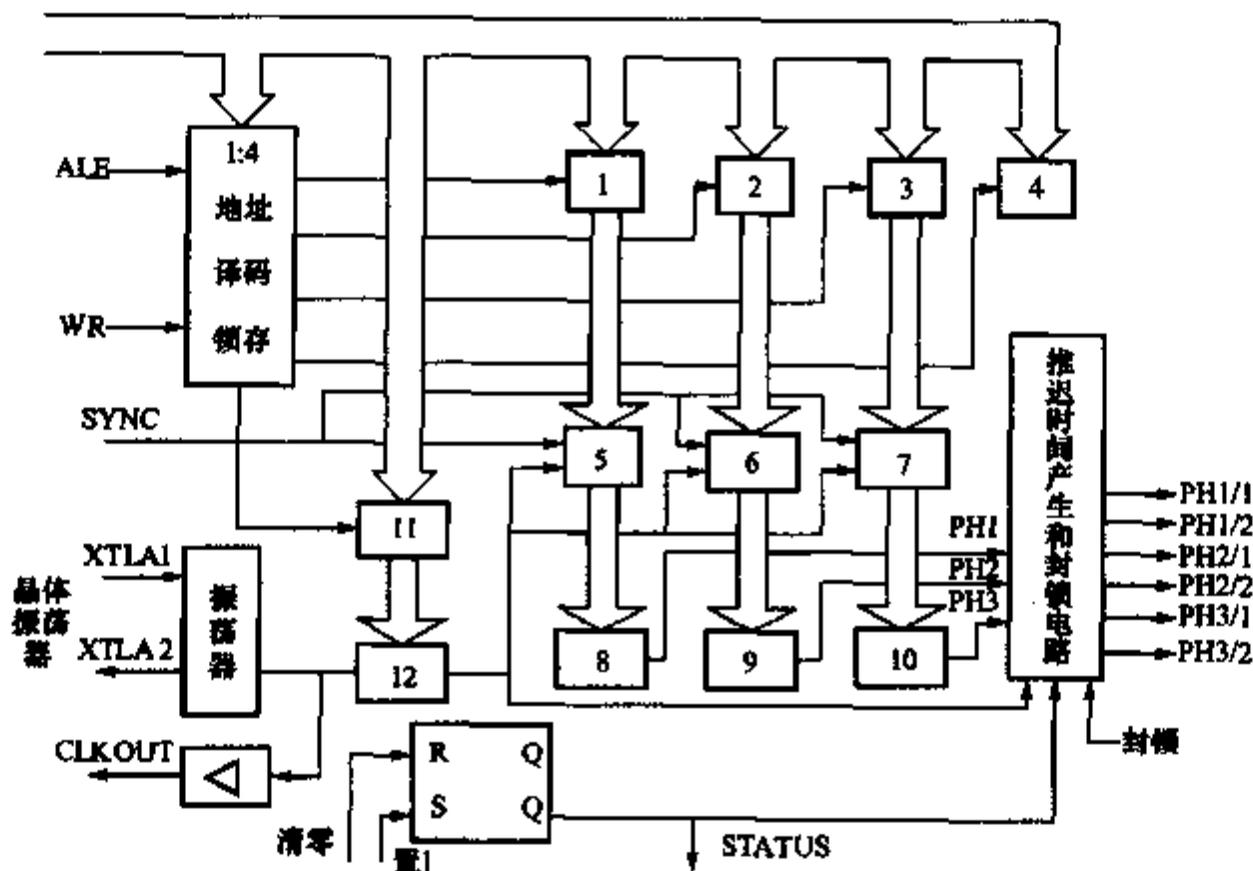


图 5-25 SLE4520 内部结构及工作原理框图

芯片 SLE4520 输出端 PH1/1 至 PH3/2 用来提供功率电路接口, 它能直接驱动 TLL 器件, 应有电压绝缘的光耦合器和驱动电路, 在本系统中可用专用功率驱动芯

片 IR2110 或 IR2130 驱动功率管。在 WR 信号上升沿情况下，数据从总线被送入脉冲宽度调制器的寄存器。在同一时刻单片机的高频工作频率经过分频产生要求的频率，放入分频控制寄存器中，其分频比数据见表 5-17。表 5-18 说明了地址与寄存器的关系。

表 5-17 分频器比值和分频寄存器值的配置关系

值	计数器分频比	延迟时间分频比
0	1:4	1:4
1	1:6	1:6
2	1:8	1:4
3	1:12	1:6
4	1:16	1:4
5	1:24	1:6
6	1:48	1:4

表 5-18 地址与寄存器的关系

地 址	寄 存 器
00	相 1 的 8 位寄存器
01	相 2 的 8 位寄存器
02	相 3 的 8 位寄存器
03	死区时间控制寄存器
04	分频控制寄存器

5.8.3 SLE4520 典型应用

SLE4520 与 8051 单片控制器及驱动控制芯片 IR2130 等组成的驱动交流电机系统主要由单片机控制部分、PWM 波形产生及信号驱动部分、给控制芯片提供低压直流电源的多路开关电源部分、晶体管逆变桥及整流滤波部分组成。系统框图如图 5-26 所示。

单片控制器的一个端口计算模式，用来选择不同速度控制程序。在传输来自单片控制器脉冲时（宽度为 1 个指令周期），脉冲重复的速率决定了开关频率的大小，把寄存器中存储的数据装入可预置状态的计数器。启动计数器的减法，当计数器状态为零时，计数器停止工作，直到下一个传输脉冲到来。在逆变电路中，对于一个半桥电路上的两个晶体管，一定要考虑双极性驱动器和晶体管的驱动时间，否

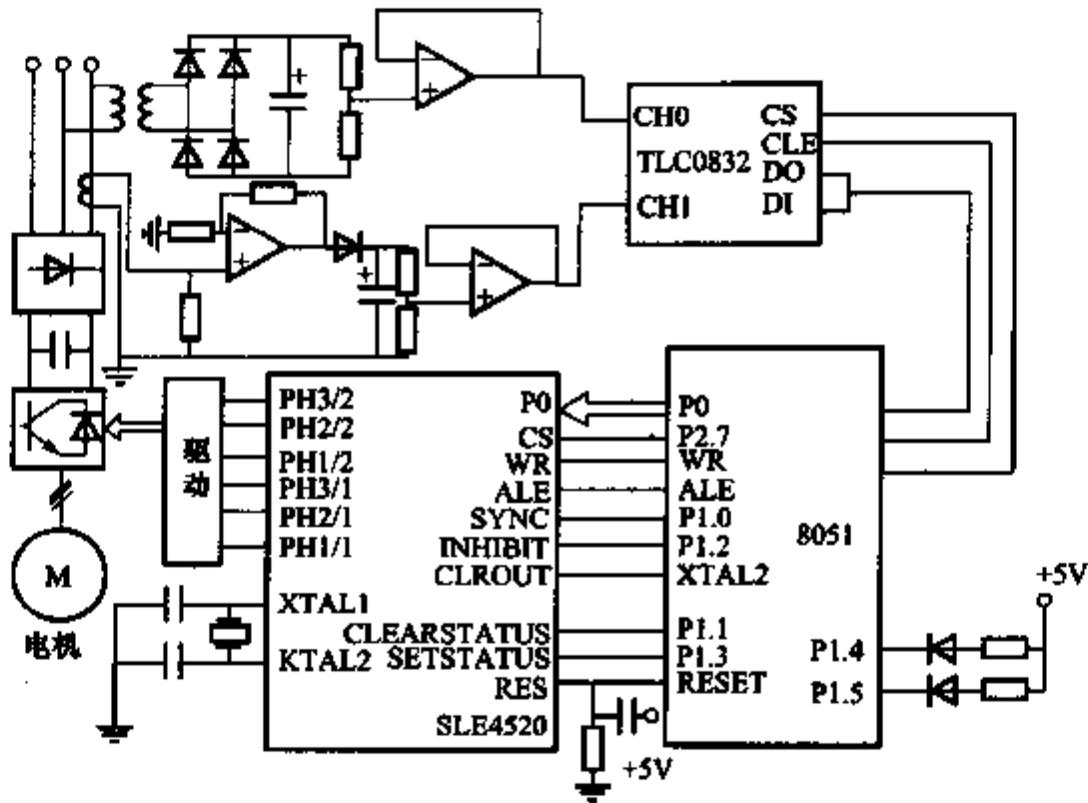


图 5-26 利用 SLE4520 制作变频调速系统框图

则，同时导通的情况就可能发生。把脉宽调制信号源和一个延迟信号连接在一起就得到死区时间，并通过 15 个位移寄存器传输电源信号得到延迟。

系统中的开关电源输入是整流后的直流电压，控制芯片用 UC3842 提供高频信号，输出多路低压 12V、5V、-5V 直流电源，给系统其他电路供电。主回路中电流采样电阻上的信号可放大并和预置信号比较，对系统进行电流保护。如可以置 SLE4520 的引脚 19 为高电平。这种情况下，6 个输出端都被置为高电平，功率电路的 6 个独立晶体管全都被封锁。可用状态输出端引脚 22 表示状态，用来指示单片机的工作。

为确保逆变器的输出为电压可调的三相工频电源，在控制算法上采用双极性调制等面积法生成 SPWM 波。将一个正弦波周期分成相等的区段，区段个数 S 保持为 6 的倍数。 S 越大，逆变器输出越接近正弦波，每个区段用若干等宽脉冲来等效。脉冲周期 T 由逆变器输出电源频率 f 、区段数 S 和每个区段的脉冲数 N 共同决定，其关系为 $f = 1 / (SNT \times 10^{-6})$ 。脉冲宽度 T_w 由区段数 S 、区段宽度 $(\omega t_1 - \omega t_2)$ 、脉冲周期 T 、逆变器输入直流电压 V_d 和输出正弦波幅值 V_m 共同决定，其关系为

$$T_w = (T/2) + [(V_m S) / (2V_d)] (\cos \omega t_1 - \cos \omega t_2) \quad (5-38)$$

脉冲周期 T 由 AT89C51 内部定时器 T0 来定时，脉冲宽度 T_w 由 SLE4520 中的 8 位减法计数器来定时。SLE4520 采用 12MHz 晶振，设定计数器分频比例为 1:12，则脉冲宽度 T_w 即为 SLE4520 计数器的定时初始值。

由于 S 个区段在各自的范围内是由等宽脉冲构成的，但不同区段间的脉冲宽度是相异的，因此，对应于给定的逆变器输出电压 V_m 和固定的工频，由上述两个约束关系求得 S 个脉冲宽度的定时初始值后，依次序存于 RAM 区中。设定这个脉宽

序列表作为 U 相的输出值, 根据三相对称关系, 将 U 相的地址指针向后移 $S/3$ 和 $2S/3$ 个单元, 查得的值即分别为 W 相和 V 相的输出值。

单片机软件系统主要由主程序和中断服务程序组成, 采取模块化结构的设计方法, 程序流程如图 5-27 所示。主程序顺次调用电机负载情况判断处理、脉冲宽度计算处理、状态指示处理三个模块。以定时器 T0 定时中断来确定脉冲周期, 中断服务程序执行脉冲宽度定时初始值的发送处理。

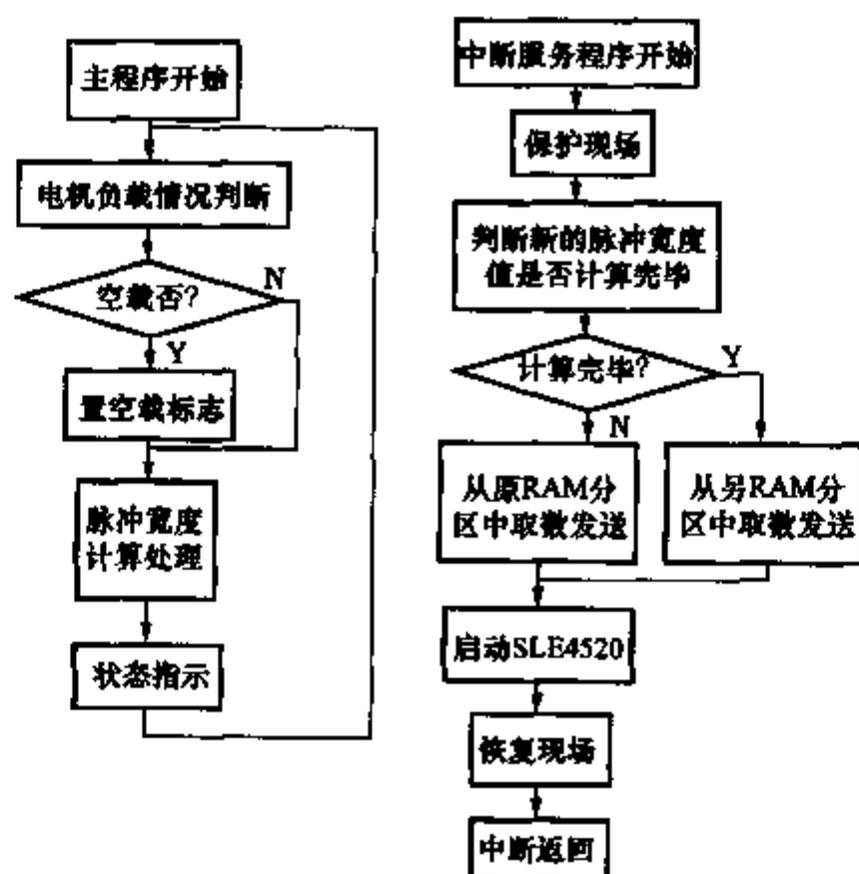


图 5-27 程序流程图

在系统开始工作时, 首先封锁 SLE4520 的输出。只有在晶振输出已建立, 初始化程序执行后, 才能有正确的脉宽调制脉冲输出。因此, 在接通电源后, 单片机将 INHIBIT 端置成高电平封锁输出。而在初始化程序结束后, 再将此端口置为低电平允许 SLE4520 输出。电机负载情况判断模块以查询方式读取三相电机的输入电压值和电流值, 以此判断电机所处的状态。空载时降低电压, 减少输入电能; 带载时根据电压和电流值的高低适当分配输入的电功率; 当发生过电流时, 将 SLE4520 状态触发器置位端 SET STATUS 加高电平封锁输出, 故障解除后, 给复位端 CLEAR STATUS 输入高电平以解除封锁, 开通 SLE4520 的输出。脉冲宽度计算模块负责执行调整电压的指令, 按照双极性调制等面积法计算一个周期中 U、V、W 三相输出的 S 个脉冲宽度定时初始值。将存放数据的单片机片内 RAM 分为 RAM1 和 RAM2 两个区, 轮换执行计算和发送脉冲宽度值的任务。中断服务程序模块 RAM1 区 (RAM2 区) 中 U、V、W 三相脉冲宽度的定时初始值分别送 SLE4520 的 U 相寄存器、V 相寄存器和 W 相寄存器。然后由 P1.0 向 SLE4520 的 SYNC 端发出启动指令, 使 PH 端输出产生 SPWM 信号控制逆变器。

应用注意事项如下：

1) 在保护电路中，如电源过电压保护、过电流保护、过热保护等可以通过SLE4520的迅速保护端19引脚、20引脚、21引脚、22引脚，快速保护电路。

2) 为了驱动一个半桥电路的两个功率开关，程序控制死区时间在 $(0 \sim 15) \times 6/f_{\text{CRYSTAL}}$ 之间。由于输出信号低电平有效，所以其在每一种情况延时都是下降沿有效。

3) 单片控制器中的程序是分块编写的，通过端口选择调用不同的程序块，以适用不同的应用环境。

第6章 半导体驱动专用集成电路

6.1 绝缘栅功率器件

普通大功率晶体管和绝缘栅功率器件（包括场效应晶体管 VMOS 和绝缘栅双极晶体管 IGBT 等），由于器件结构的不同，具体的驱动要求和技术也大不相同。前者属于电流控制器件，要求合适的电流波形来驱动；后者属于电场控制器件，要求一定的电压来驱动。

场效应晶体管 VMOS（以及绝缘栅双极晶体管 IGBT 等器件）的源极和栅极之间是绝缘的二氧化硅结构，直流电不能通过，因而低频的静态驱动功率接近于零。但是栅极和源极之间构成了一个栅极电容 C_{gs} ，因而在高频率的交替开通和关断时需要一定的动态驱动功率。小功率 VMOS 管的 C_{gs} 一般在 $10 \sim 100\text{pF}$ 之内，对于大功率的绝缘栅功率器件，由于栅极电容 C_{gs} 较大，在 $1 \sim 100\text{nF}$ ，甚至更大，因而需要较大的动态驱动功率。更由于漏极到栅极的密勒电容 C_{dg} ，栅极驱动功率是不可忽视的。

为可靠驱动绝缘栅器件，目前已有很多成熟电路。当驱动信号与功率器件不需要隔离时，驱动电路的设计是比较简单的，目前也有了一些优秀的驱动集成电路，如 IR2110。当需要驱动器的输入端与输出端电气隔离时，一般有两种途径：采用光耦合器，或是利用脉冲变压器来提供电气隔离。

光耦合器的优点是体积小，缺点是：① 反应较慢，因而具有较大的延迟时间（高速型光耦合器一般也大于 500ns ）；② 光耦合器的输出级需要隔离的辅助电源供电。

用脉冲变压器隔离驱动绝缘栅功率器件有三种方法：无源、有源和自给电源驱动。

无源方法就是用变压器二次侧的输出直接驱动绝缘栅器件，这种方法很简单，也不需要单独的驱动电源，但由于绝缘栅功率器件的栅源电容 C_{gs} 一般较大，因而栅源间的波形 V_{gs} 将有明显变形，除非将一次侧的输入信号改为具有一定功率的大信号，相应脉冲变压器也应取较大体积。

有源方法中的变压器只提供隔离的信号，在二次侧另有整形放大电路来驱动绝缘栅功率器件，当然驱动波形好，但是需要另外提供隔离的辅助电源供给放大器。

而辅助电源如果处理不当,可能会引进寄生的干扰。

自给电源方法的已有技术是对 PWM 驱动信号进行高频(几 MHz 以上)调制,该信号加在隔离脉冲变压器的一次侧,在二次侧通过直接整流得到自给电源,而原 PWM 调制信号则需经过解调取得,显然,这种方法并不简单,价格当然也较高。

当前市场上的成品驱动器,按驱动信号与被驱动的绝缘栅器件的电气关系来分,可分为直接驱动和隔离驱动两种,其中隔离驱动的隔离元件有光耦合器和脉冲变压器两种。

(1) 不隔离的直接驱动器 在 Boost、全波、正激或反激等电路中, PWM IC 输出的驱动信号一般不必与开关管隔离,可以直接驱动。如果需要较大的驱动能力,可以加接一级放大器或是串上一个成品驱动器。直接驱动的成品驱动器一般都采用薄膜工艺制成 IC 电路,调节电阻和较大的电容由外引脚接入。

目前的成品驱动器种类不少,如 TI 公司的 UCC37XXX 系列、TOSHIBA 公司的 TPS28XX 系列、Onsemi 公司的 MC3315X 系列、SHARP 公司的 PC9XX 系列、IR 公司的 IR21XX 系列等,种类繁多,本文不作具体介绍,读者可查阅相关资料。

(2) 使用光耦合器的隔离驱动器 隔离驱动产品绝大部分是使用光耦合器来隔离输入的驱动信号和被驱动的绝缘栅器件,采用厚膜工艺制成 HIC 电路,部分阻容元件也由引脚接入。

目前市售的光耦合型驱动器产品,主要有 FUJI 公司的 EXB8XX 系列、MITSUBISHI 公司的 M579XX 系列、英达公司的 HR065 和西安爱帕克电力电子有限公司的 HL402B 等,以及北京落木源电子技术有限公司的 TX—KA 系列。TX—KA 系列驱动器保护功能完善、工作频率高、价格便宜,并能与多种其他类型的驱动器兼容。

此类产品,由于光耦合器的速度限制,一般工作频率都在 50kHz 以下(TX—KA 可达 80kHz)。它们的优点是,大部分具有过电流保护功能,其过电流信号是从 IGBT 的管压降中取得的;共同的缺点是需要一个或两个独立的辅助电源,因而使用较为麻烦。

由于成本问题,该类产品价格稍高,因此只适用于在大功率电源中驱动 IGBT 模块,在中小功率领域难以推广使用。

(3) 变压器隔离、一路电源输入,自带 DC/DC 辅助电源的驱动器 目前有 CONCEPT 公司的 2SD315A 和 SEMIKRON 公司的 SKHI22 等,使用两个脉冲变压器传递半桥驱动信号,需要一路电源输入,自带一个 DC/DC 电源提供驱动所需的两个辅助电源。输出的驱动信号质量不错,驱动能力也很强,但由于结构复杂,因而体积较大,价格不菲,只适用于特大功率电源中。

(4) 变压器隔离、调制式自给电源驱动器 自给电源方法的已有技术产品,典型的如 UNITRODE 公司的 UC3724/3725 集成电路对,其中 3724 与驱动源相连,

3725 与被驱动的绝缘栅器件相连, 3724 与 3725 之间由用户接入一个脉冲变压器。它采用的是高频调制技术, 在 UC3724 中将 PWM 信号调制到约 1MHz 的载波上, 送到隔离脉冲变压器的一次侧, 二次侧输出信号在 UC3725 中通过直接整流得到自给电源, 通过解调取得原 PWM 信号, 这种驱动器集成化比较好, 但由于载波频率不够高, 因而总的延迟时间稍长。

(5) 变压器隔离、分时式自给电源驱动器 分时式自给电源的特点是变压器在输入 PWM 信号的上升和下降沿只传递 PWM 信息, 在输入信号的平顶阶段传递驱动所需要的能量, 因而波形失真很小。这类产品的优点是: 价格便宜, 大中小功率的电源都可应用; 驱动器自身不需要单独的供电电源, 简化了电路; 输出驱动脉冲的延迟很小, 上升和下降沿也相当陡峭; 工作频率较高; 可在占空比 5% ~ 95% 的范围内工作。其缺点有三: 当工作频率较低时变压器的体积较大; 厚膜化困难; 由于自给电源提供的能量有限, 难以驱动 300A/1200V 以上的 IGBT。

6.2 EBO1 电机驱动器

6.2.1 概述

EBO1 是 APEX 公司推出的一种电机驱动器, 它内含三个独立的带驱动器的 IGBT 半桥, 该驱动器很容易和 CMOS 或 HCMOS 逻辑电平接口, 非常适合于基于数字或 DSP 控制的电机驱动系统。其主要特点如下: 兼容 PWM 的频率高达 30kHz; 电机电压控制范围为 50 ~ 500V; 连续输出电流为 20A; 具有 HCMOS 兼容的施密特触发逻辑输入; 对于负电流传感, 设有独立的发射极输出; 带有休眠模式; 具有很宽的门驱动电压及逻辑电源电压。

EBO1 主要用于数字控制的大功率电路。如有刷电机驱动、三相无刷直流电机的驱动、三相交流电机的驱动及三相步进电机的驱动等。

EBO1 主要用于数字控制的大功率电路。如有刷电机驱动、三相无刷直流电机的驱动、三相交流电机的驱动及三相步进电机的驱动等。

6.2.2 引脚说明及器件参数

图 6-1 所示是 EBO1 电机驱动器的内部结构和引脚排列。各引脚的功能说明如表 6-1 所列。

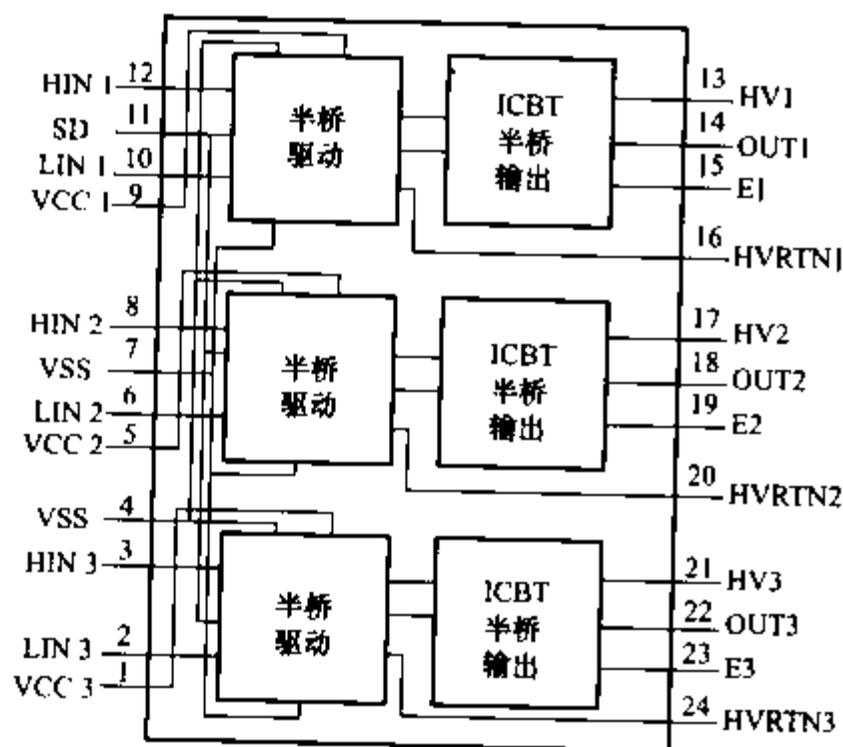


图 6-1 EBO1 框图

表 6-1

引脚功能说明

引 脚	符 号	功 能	引 脚	符 号	功 能
1	VCC3	门电源 3	13	HV1	高电源电压 1
2	LIN3	低驱动逻辑输入 3	14	OUT1	部分 1 输出
3	HIN3	高驱动逻辑输入 3	15	E1	部分 1 发射级
4	VSS	逻辑地	16	HVRTN1	部分 1 地
5	VCC2	门电源 2	17	HV2	高电源电压 2
6	LIN2	低驱动逻辑输入 2	18	OUT2	部分 2 输出
7	VSS	数字地	19	E2	部分 2 发射级
8	HIN2	高驱动逻辑输入 2	20	HVRTN2	部分 2 地
9	VCC1	门电源 1	21	HV3	高电源电压 3
10	LIN1	低驱动逻辑输入 1	22	OUT3	部分 3 输出
11	SD	关断逻辑输入	23	E3	部分 3 发射级
12	HIN1	高驱动逻辑输入 1	24	HVRTN3	部分 3 地

EB01 的主要参数如下:

- 1) 高电源电压 HV: 50 ~ 500V;
- 2) 输出电流: 脉冲电流为 28A; 连续电流为 20A;
- 3) 驱动电源电压 V_{CC} : 10 ~ 20V; 逻辑电源电压 V_{CC} : 4.5 ~ 20V;
- 4) 逻辑输入电压: -0.3 ~ +0.3V;
- 5) 内部功耗: 179W;
- 6) 管壳热阻: 2.1°C/W;
- 7) 焊接温度 (10s): 300°C;
- 8) 结点温度: 150°C;
- 9) 贮存温度范围: -65 ~ 150°C;
- 10) 工作温度范围: -25 ~ 85°C。

(1) 输入设计说明 EB01 的每个逻辑电平输入分别用于控制各自半桥的 IGBT, 高电平时打开 IGBT, 低电平时关断 IGBT。当 EB01 的 SD 端为高电平时, 将关断所有的 IGBT。

EB01 的所有输入均为施密特触发电路, 高阈值为 $2V_{CC}/3$, 低阈值为 $V_{CC}/3$ 。由于逻辑电路和 EB01 的 V_{CC} 是相同的, 因此, EB01 和 CMOS 或 HCMOS 的接口非常方便。

如果在 TTL 电路的逻辑电源上加一上拉电阻, 也可用来驱动 EB01, 这样, EB01 的 V_{CC} 和 TTL 门电路的逻辑电源也是一致的。所有输入端的输入阻抗均为 50k Ω , 因此, 如果一个输入开路, 那么将会产生一个很高的射频噪声并打开一个 IGBT。

(2) 输出设计说明 EB01 的每一部分输出均由一个开关模式的 IGBT 半桥组成, 以对每一部分提供独立的 HV 电源、发射极和 HV 地线。

IGBT 的额定电流为 20A。饱和电压为 2.7V。

每个 IGBT 都反向并联一个高速二极管。在用于开、关感性负载时, 这个二极管会导通, 电流为 20A 时, 其导通压降为 2.7V。

(3) 接地和旁路 在任何大功率的 PWM 系统中, 接地和旁路都是非常重要的。由于 EB01 在 100ns 的上升和下降时间里可产生 20kW 的脉冲, 因此, 不正确的接地和旁路会引起严重的传导和辐射电磁干扰 (EMI)。

为了减小传导 EMI, EB01 提供了独立的电源地, 名称为 HVRTN。它和逻辑地互相隔离, 这种隔离消除了大电流回路地。但是, 在地线间高于 5V 的偏置电压会破坏 EB01 的正常工作。因此, 设计时可在逻辑地和电源地之间连接背对背的大电流二极管。这不仅可实现地线间的距离, 同时也可使偏置电压保持在安全范围内。另外, 系统中所有地均应在一点连接。

为了减小辐射 EMI, 可在 HV 和 HVRTN 间接一个 400 μ F 或更大的电容。这个电容应是具有低等效电阻 (ESR) 的高频电解电容, 频率应高达 20kHz, 并应尽可能靠近 EB01 安装。同时, 还应用一个低 ESR 的 1 μ F 或更大点的陶瓷电容旁路。

为了减小辐射噪声, 必须减小回路高频电流的面积, 因此应在每个 HV 和 HVRTN 间旁路一个 1 μ F 的陶瓷电容。

(4) 短路保护 IGBT 的打开延时很短, 关断延时却很长。与别的半导体器件不同的是, 它的关断延时不能通过电路的设计而改善。因此, 如果打开半桥电路的一个 IGBT 输入, 同时关断此半桥的另一个 IGBT, 那么, 就会有一段时间差, 此时如果两个 IGBT 均打开就会短路掉 IGBT 电源, 这将引起很高的功耗和电磁干扰。为了避免这种干扰, 在打开一个 IGBT 时必须延长至另一个 IGBT 被关断后。EB01 至少需要 1.5 μ s 的延迟。也就是说, 相同半桥的 HIN 被打开必须位于 LIN 被关断延时 1.5 μ s 之后。

(5) SD 端的使用 由于 EB01 在 SD 端为逻辑“1”时将关断所有的 IGBT, 因此利用这个输入端可在设计温度传感或电流传感电路时, 使其在检测到不安全的因素及在正常输入逻辑或 DSP 编程出错时关断 IGBT。

(6) 起动 由于相同的逻辑输入必须是在 SD 端变低 1 μ s 后才有效。因此, 为了打开 IGBT, 应在高边的 IGBT 被打开前, 先打开相同半桥低边的 IGBT 至少 2 μ s 以给自举电容充电。但是, 如果输出通过负载接地, 那么, 正电源端的 IGBT 在打开时就无须首先打开负电源端的 IGBT。

(7) 散热 EB01 必须安装足够的散热器以耗散掉 179W 的功率, 从而保持 25 $^{\circ}$ C 的管壳温度, 以使 EB01 的三部分以最大电流正常工作在 500V、20A、30kHz 的情况下。EB01 的功耗主要由传导功耗 (每半桥 54W) 和开关功耗 (每半桥 4W) 所组成。传导功耗和 I_{OUT} 成正比; 开关功耗和 HV 电源电压及开关频率成正比。

6.3.1 概述

下面以富士电机公司 EXB 系列驱动器为例加以介绍。EXB840 (841) 是高速型 (最大 40kHz 运行), 其内部电路框图如图 6-2 所示。它为直插式结构, 额定参数和运行条件可参考其使用手册。

6.3.2 功能说明

EXB 系列驱动器的各引脚功能如下:

引脚 1: 连接用于反向偏置电源的滤波电容器;

引脚 2: 电源 (+20V);

引脚 3: 驱动输出;

引脚 4: 用于连接外部电容器, 以防止过电流保护电路误动作 (大多数场合不需要该电容器);

引脚 5: 过电流保护输出;

引脚 6: 集电极电压监视;

引脚 7、8: 不接;

引脚 9: 电源;

引脚 10、11: 不接;

引脚 14、15: 驱动信号输入 (-, +)。

由于本系列驱动器采用具有高隔离电压的光耦合器作为信号隔离, 因此能用于交流 380V 的动力设备上。

IGBT 通常只能承受 $10\mu\text{s}$ 的短路电流, 所以必须有快速保护电路。EXB 系列驱动器内设有电流保护电路, 根据驱动信号与集电极之间的关系检测过电流, 当集电极电压高时, 虽然加入信号也认为存在过电流, 但是如果发生过电流, 驱动器的低速切断电路就慢速关断 IGBT, 从而保证 IGBT 不被损坏。如果以正常速度切断过电流, 集电极产生的电压尖脉冲足以破坏 IGBT。

IGBT 在开关过程中需要一个 +15V 电压以获得低开启电压, 还需要一个 -5V 关栅电压以防止关断时的误动作。这两种电压 (+15V 和 -5V) 均可由 20V 供电

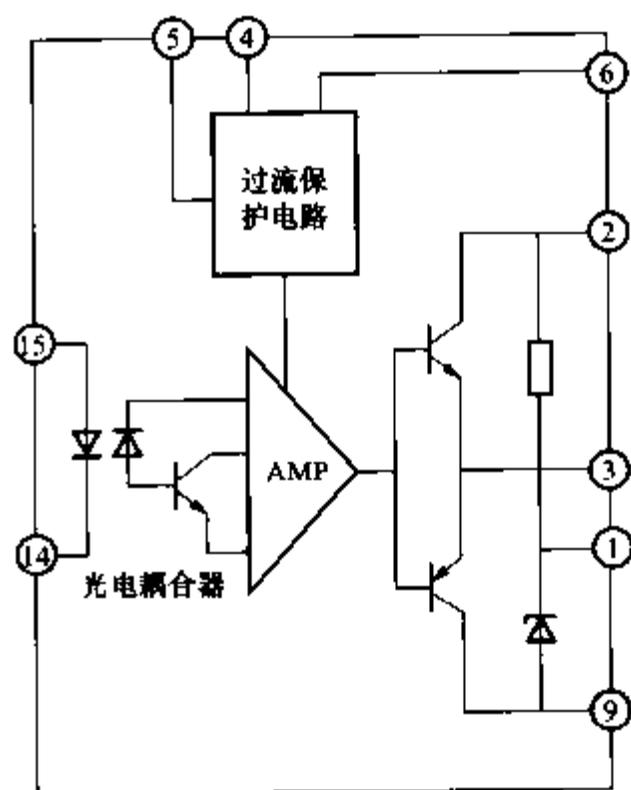


图 6-2 EXB840 (841) 内部电路框图

的驱动器内部电路产生，如图 6-3 所示。

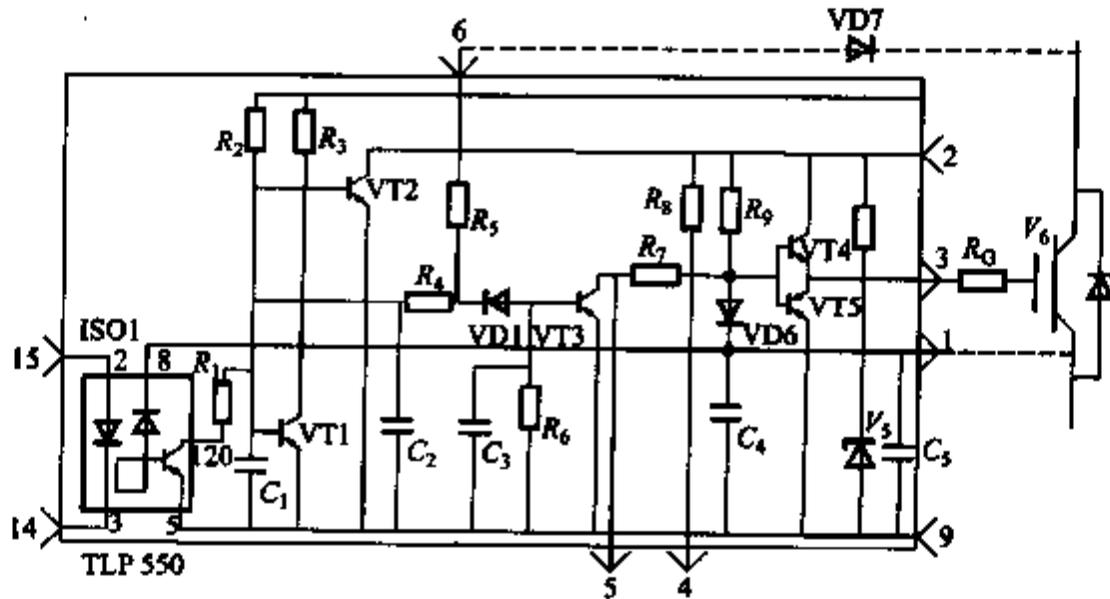


图 6-3 EXB840 (841) 内部电路图

6.3.3 典型应用

EXB841 是混合 IC，能驱动高达 400A 的 600V IGBT 和高达 300A 的 1200V IGBT。因为驱动电路信号延迟不大于 $1\mu\text{s}$ ，所以此混合 IC 适用于高约 40kHz 的开关操作。当使用混合 IC 时应注意如下方面：IGBT 的栅射极驱动回路接线长度一定要小于 1m；IGBT 的栅射驱动接线应为绞线；如果在 IGBT 集电极产生大的电压尖脉冲，那么增加 IGBT 的栅串联电阻 (R_G)； $47\mu\text{F}$ 电容器吸收由于电源接线阻抗引起的供电电压变化。它不是电源滤波器的电容器。

具有高隔离电压的光耦合器用作信号隔离，因此此混合 IC 能被用在 AC380V 为动力的设备上。因为驱动电路信号延迟依赖于光耦合器的特性，所以按照混合 IC 的规格来选择高速或通用光耦合器。

IGBT 能抵抗仅 $10\mu\text{s}$ 的短路过电流，所以必须有极快的保护电路。此混合 IC 装有一个过电流保护电路。按照驱动信号与集电极电压之间的关系检测过电流。

当集电极电压高时，虽然加入开信号也认为存在过电流。作为对过电流的响应，低速切断电路慢速关断 IGBT。当以正常驱动速度切断过电流时，产生的集电极电压尖脉冲足以损坏 IGBT。低速切断电路可保护 IGBT 不被损坏（低速切断电路对于不大于 $10\mu\text{s}$ 期间的过电流不动作）。

IGBT 需要一个 +15V 开栅电压以获得一个低开电压，以及 -5V 关栅电压，以防止关状态时的误动作。这是一个内装电路，可从 20V 供电产生恒电压，以实现 IGBT 栅关断。不要加外部电压到 1 脚。

功率驱动电路如图 6-4 所示。EXB841 中的 6 脚通过快速二极管 VD1、VD2 接至 IGBT 的漏极，以检测 V_{DS} 的高低来判断是否发生短路。若发生短路，通过内部电路使 EXB841 的 3 脚电位逐步下降，关断 IGBT。当 14 脚为开通信号时（即低电平），EXB841 的 15、14 脚有 10mA 的电流流过，其内部光耦合器导通，

从而使3脚输出+15V的驱动电压，通过电阻 R_2 对IGBT的栅源极等效电容进行充电，保证开通信号具有较好的前沿陡度；当14脚为关断信号时（即高电平），IGBT的栅、源极之间施加-5V的反向偏压，并由二极管VD3形成放电回路使IGBT迅速关断。

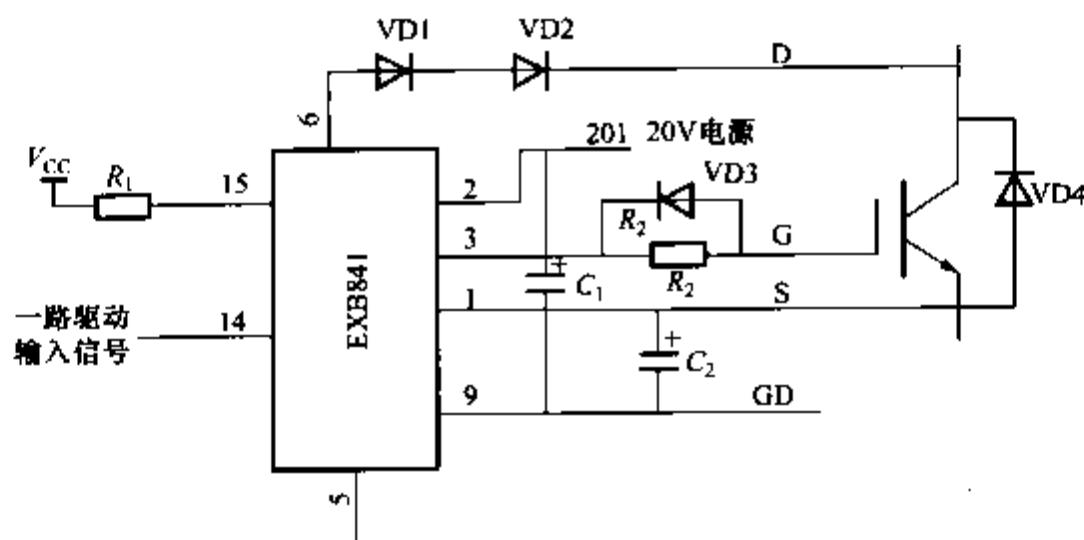


图6-4 六路驱动电路中的一路



6.4.1 概述

HH204 是上海华晖公司最新推出的一种步进电机驱动专用芯片。该芯片克服了其他同类芯片在计量仪表应用上的缺点，具有不用外接任何电子元器件，只通过数据端的预置和使能端的控制就可用于各种电机转速的控制、电机正反转的控制及正确定位等特点，特别适合于低价位、高可靠性的计量仪表。例如，可作为复费率电能表上的复费率计数器的驱动电路。

6.4.2 HH204 芯片的原理

HH204 芯片采用先进的 BTCMOS 工艺制造，具有输出可靠、静态功耗低等特点。每路最大输出驱动电流为 100mA。芯片内集成了四路 H 桥驱动电路，可以驱动两个二相步进电机或一个四相步进电机。内置有 5V 稳压电源，输入端电平与 TTL 或 CMOS (5V) 电平兼容。输入口接有施密特整形电路，使芯片在各种强干扰情况下能可靠地工作。为防止 H 桥路上下直通短路，芯片内部设有死区保护时间电路。输出端口设计了续流二极管，能提供较大的输出电流，适合于各种容量的感性负载，最高工作频率为 1MHz，如图 6-5 所示。

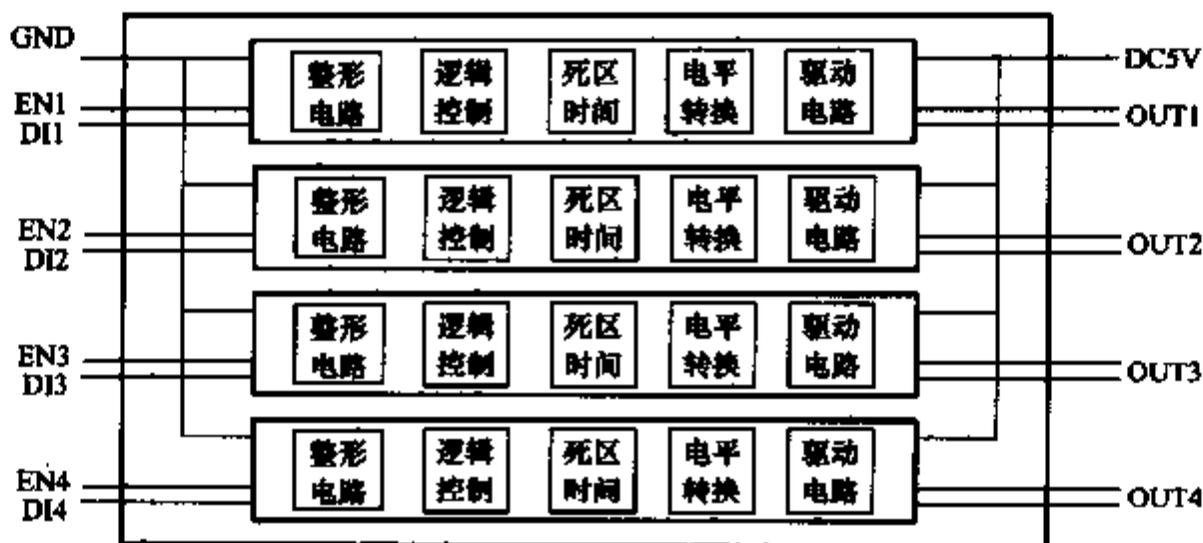


图 6-5 HH204 芯片原理图

使能输出端分别是 1、7、11、17，内置有上拉电阻。当使能端为低电平时，相应电路才能正常工作。当使能脚为高电平时，驱动输出端均为高阻态。

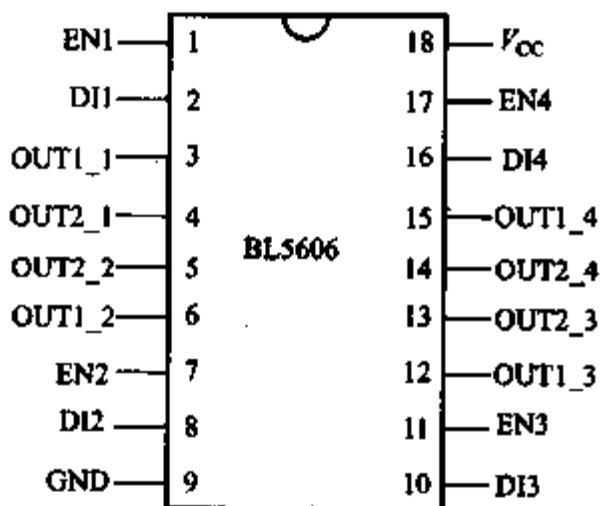


图 6-6 HH204 芯片引脚图

数据输入端分别是 2、8、10、16 脚，可以根据工作时序逻辑关系（见工作时序表）编辑控制相应的输出信号，使电机按制定的规律进行旋转运动。

电机驱动输出端分别是 3、6、4、5、12、15、13、14 脚，它们分别为四路 H 桥的输出端口。电源正电压供应端为 18 脚，电源接地端为 9 脚。如图 6-6 所示。

当步进电机处于正转时，HH204 芯片的工作时序如表 6-2 所示。

表 6-2 HH204 正转工作时序

正转	输入			输出			
	EN1/EN2	DI1	DI2	OUT1-1	OUT1-2	OUT2-1	OUT2-2
0	1	任意	任意	高阻	高阻	高阻	高阻
1	0	1	0	1	0	0	1
2	0	1	1	1	0	1	0
3	0	0	1	0	1	1	0
4	0	0	0	0	1	0	1

当步进电机处于反转时，HH204 芯片的工作时序如表 6-3 所示。

表 6-3 HH204 反转工作时序

反 转	输 入			输 出			
	EN1/EN2	DH	D2	OUT1 -1	OUT1 -2	OUT2 -1	OUT2 -2
0	1	任意	任意	高阻	高阻	高阻	高阻
1	0	0	0	0	1	1	0
2	0	0	1	0	1	0	1
3	0	1	1	1	0	0	1
4	0	1	0	1	0	1	0

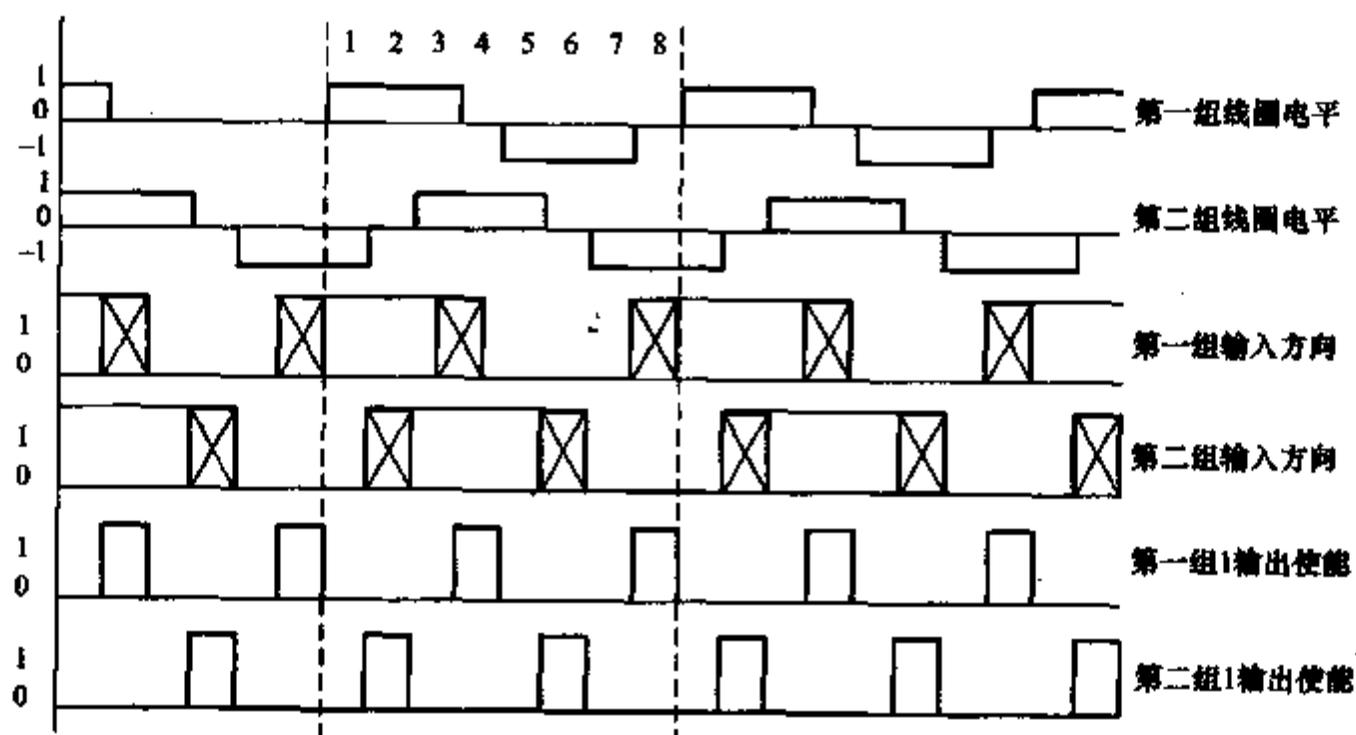
表 6-4 所示为芯片工作时的最大和最小电路基本参数。

表 6-4 电路基本参数

符 号	名 称	最小值	典型值	最大值	单 位
V_{CC}	电源电压	7.5	9	12	V
I_o	输出电流		50	100	mA

6.4.3 HH204 芯片的典型应用

HH204 驱动两相步进电机输入/输出波形如图 6-7 所示。



二相步进电机_单双组八拍输出及输入控制波形
(该方案步距角为上述两种方案的一半)

图 6-7 HH204 驱动两相步进电机输入/输出波形

当 HH204 作为复费率电能表两相四拍步进电机驱动芯片时，每个步进电机仅需要 MCU 提供三个 I/O 口，两个步进电机需 MCU 提供六个 I/O 口。可以利用 HH204 的 1、7 和 11、17 脚使能输入端的控制，将两组方向输入端口并联（如图

6-8 所示) 仅用 MCU 的四个 I/O 端口就可控制两只步进电机的分别运转。以市场大量销售的 TDJ-1 计数器为例, 当两组方向输入端口的状态每改变四次, 刻度就步进 $0.01\text{kW}\cdot\text{h}$ 电量。

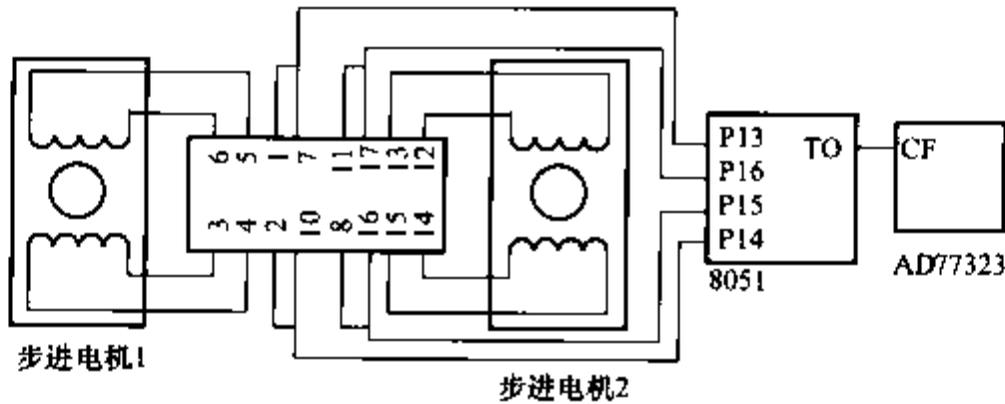


图 6-8 HH204 芯片典型应用图

HH204 芯片与传统步进电机驱动芯片的比较。

传统的步进电机驱动芯片 (如 BL5607) 采用硬件的方法产生工作时序, 使用时如掉电, 会造成数据丢失, 且 MCU 对这类丢码故障无能为力。而 HH204 用软件控制步进电机的转动, 当掉电时, MCU 可以保存掉电前的运行状态。一旦恢复供电, MCU 可以自动根据掉电时的情况来处理步进电机的工作状态, 完成掉电前的正常工作, 以恢复已丢失的数据, 使电能表能正确反映所统计的电能量, 这对集抄系统是非常重要的。现在大量使用的集抄系统经常遇到数据差异问题, 如驱动电路改用 HH204 后, 可以得到很好的改善。另外, 由于 HH204 芯片省去了硬件逻辑电路, 降低了制造成本, 使芯片价格有了较大幅度的下降, 更有利于产品的市场竞争。

6.5 IR2110 功率 MOSFET 驱动器

6.5.1 概述

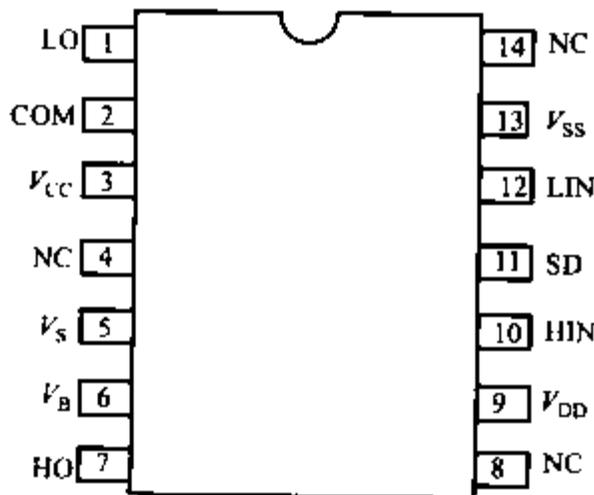


图 6-9 IR2110 引脚排列

利用 PWM 调节各类绕组的电流, 以及对步进电机控制等输出方式, 都是计算机测控系统中经常使用的。可靠性高、与逻辑电路接口方便的功率 MOSFET 或 IGBT 驱动电路是必须的。IR 公司 IR2110 栅极驱动器, 将一个高压通道和一个低压通道功率输出中的 MOSFET 驱动电路的绝大部分集成在一个封装里, 有方便的逻辑电路接口, 并可以工作在很宽的频率范围内。

IR2110 采用 14 脚 DIP 封装, 外形如图 6-9

所示。内部功能框图如图 6-10 所示。

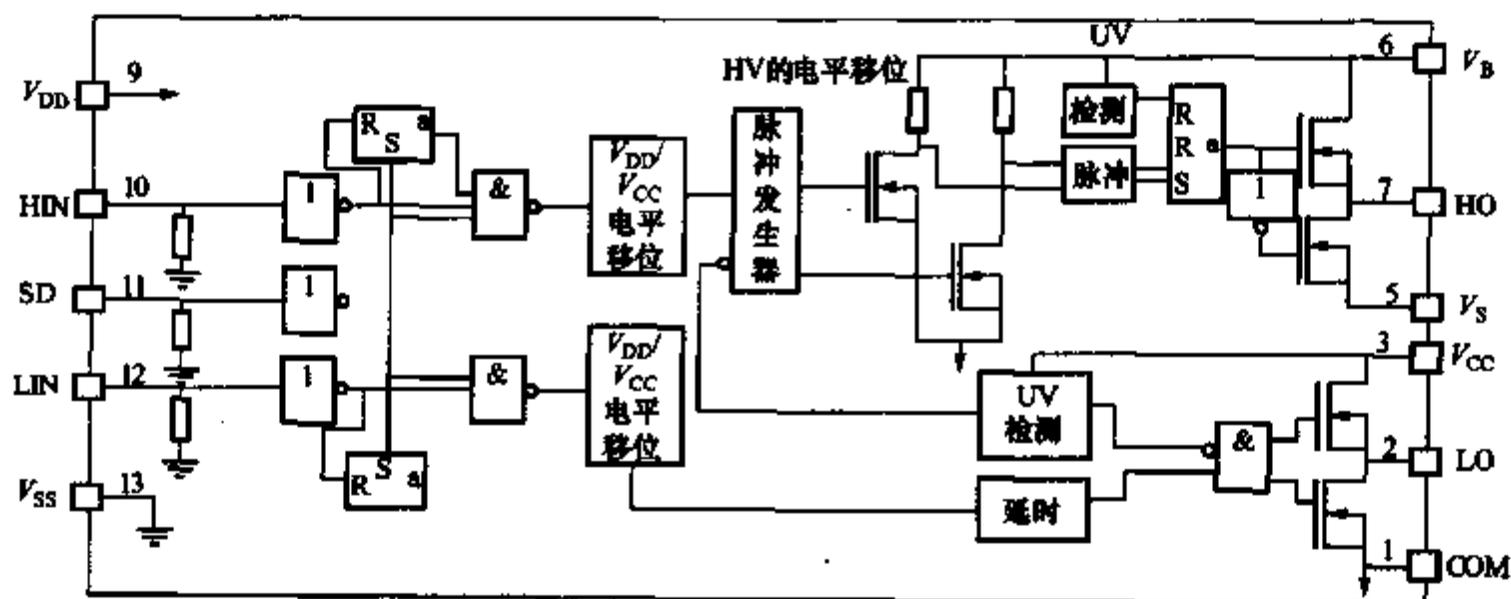


图 6-10 IR2110 内部功能框图

IR2110 各引脚功能分别是：1 脚（LO）是低端通道输出；2 脚（COM）是公共端；3 脚（ V_{CC} ）是低端固定电源电压；5 脚（ V_S ）是高端浮置电源偏移电压；6 脚（ V_B ）是高端浮置电源绝对电压；7 脚（HO）是高端输出；9 脚（ V_{DD} ）是逻辑电路电源电压；10 脚（HIN）、11 脚（SD）、12 脚（LIN）均是逻辑输入；13 脚（ V_{SS} ）是逻辑电路偏移电压；4 脚、8 脚、14 脚均为空脚。

IR2110 采用高压 IC 和闩锁抗扰 CMOS 工艺制作，具有独立的高端和低端输出通道；逻辑输入与标准的 CMOS 输出兼容；浮置电源采用自举电路，其工作偏移范围为 $-4 \sim +500V$ ， $dv/dt = \pm 50V/ns$ ；在 15V 下的静态功耗仅有 1.6mW；输出的栅极驱动电压范围为 $10 \sim 20V$ ；逻辑电源电压范围为 $5 \sim 15V$ ，逻辑电源电压偏移范围为 $-5 \sim +5V$ 。IR2110 采用 CMOS 施密特触发输入，两路输出具有滞后欠电压锁定。推拉式驱动输出峰值电流不小于 2A，负载为 1000pF 时，开关时间典型值为 25ns。两路匹配传输导通延时为 120ns，关断延时为 94ns。IR2110 的 10 脚可承受 2A 以上的反向电流。

6.5.2 功能概述

从图 6-10 所示的功能框图可知，IR2110 驱动器将逻辑输入信号送到相应相位的低阻抗输出。高端输出 HO 和低端基准输出 LO 分别以浮置电位 V_{BS} 和固定电位 V_{CC} 为基准。逻辑电路为两路输出提供相应的控制脉冲。HO 和 LO 输出分别与 HIN 和 LIN 输入同相位。当 SD 输入高电平时两路均关闭。

当 V_{DD} 低于欠电压阈值时，欠电压 UV 检测电路关闭两路输出。同样，当 V_{BS} 低于规定的欠电压点时，欠电压检测电路也会使高端输出中断。逻辑输入采用带有 $0.1V_{DD}$ 滞后的施密特触发电路，以提高抗扰能力。高抗噪电平移位电路将逻辑信号传送到输出驱动级。

低端延时电路可简化控制脉冲定时要求，两路输出的传播延时是匹配的。当 V_S 为 0V 或接近 0V 时，高端输出信号，高端功率 MOSFET 导通；当 V_S 为 500V 或接近 500V 时，高端功率 MOSFET 关断。输出驱动 MOSFET 接成源极跟随器，另一只输出驱动 MOSFET 接成共源极电路，高端的脉冲发生器驱动 HV 电平转换器并触发 RS 门锁置位或复位。由于每个高压 DMOS 电平转换器仅在很狭窄的脉冲持续期内才导通，所以功耗很低。

6.5.3 典型应用

IR2110 单片集成电路在高频开关电源、DC 和 AC 电机驱动、电子镇流器、电池充电器、电感加热与焊接装置及开关放大器等电路中，已获得了广泛应用。由 IR2110 高端输出直接驱动功率 MOSFET 的反向变换器电路如图 6-11 所示，IR2110 驱动两只高压 MOSFET 的对偶正向变换器电路如图 6-12 所示。

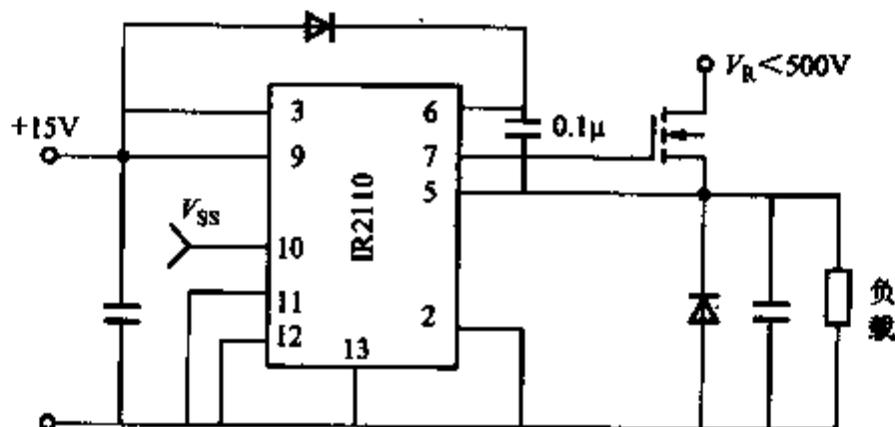


图 6-11 用 IR2110 组成的反向变换器

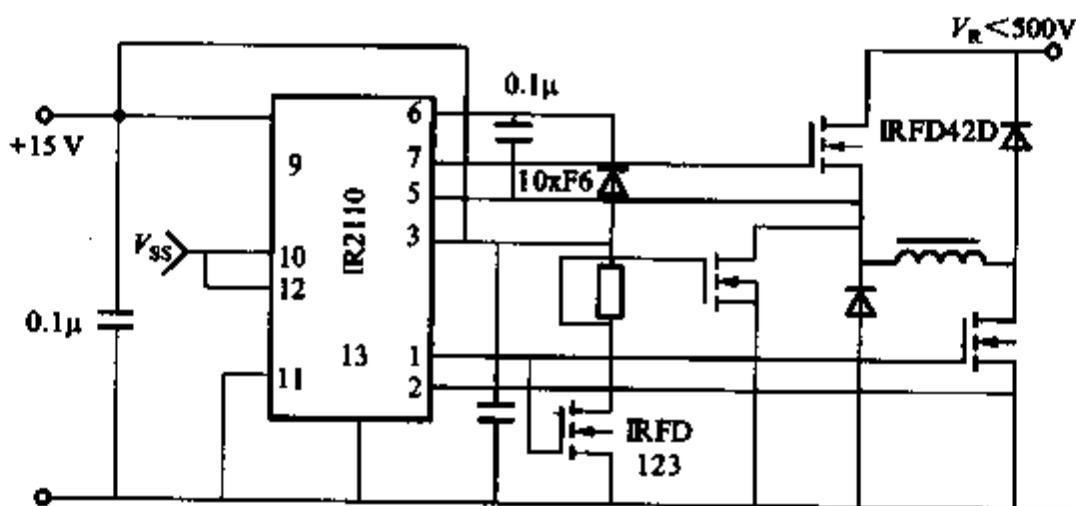


图 6-12 用 IR2110 组成的对偶正向变换器



6.6.1 概述

通常，三相桥式电路的典型驱动电路由悬浮供电、隔离变压器和若干集成电路组成。本文介绍的国际整流器公司生产的 600V 单片式智能驱动集成电路 (IR2130)，集控制电路、电平转换、低阻抗输出和识别保护等为一体，不仅能承受两倍的正常母线电压，而且能允许地线瞬时达 5V。该驱动集成电路只需几个外围分立元件，就可使三相桥式电路的逻辑控制信号与 MOS 栅极器件完整连接，采用它可使功率系统的设计时间缩短，尺寸减小，成本降低，可靠性提高。该驱动电路采用了 600V BCDMOS 工艺，集成了低压模拟电路和有高压功率器件的数字电路，其源极耐压为 600V，可用于任何使用交流输入电压有效值为 300V 的系统。

此外，它能将功率部分与控制部分隔开，使得操作系统需要的数字和模拟集成电路能够使用逻辑电平。图 6-13 示出应用该驱动集成电路的典型三相桥式电路。图 6-14 示出该电路的内部结构框图。它分别由以 V_{S1} 、 V_{S2} 、 V_{S3} 为参考点的高端通道和三个以 V_{S0} 为参考点的低端通道、电压和电流基准点、输入信号发生器、脉冲电平转换及保护电路构成。下面对该驱动电路的内部特性作一介绍。

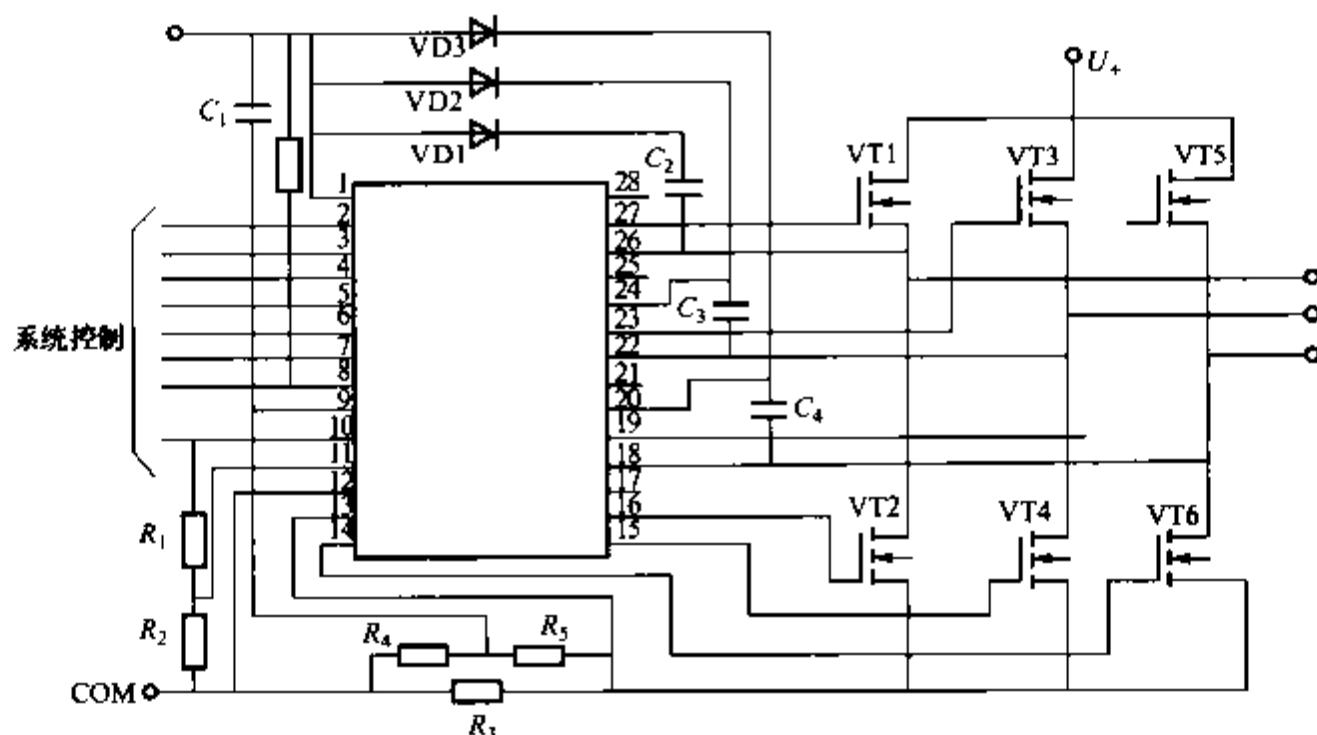


图 6-13 典型三相桥式电路

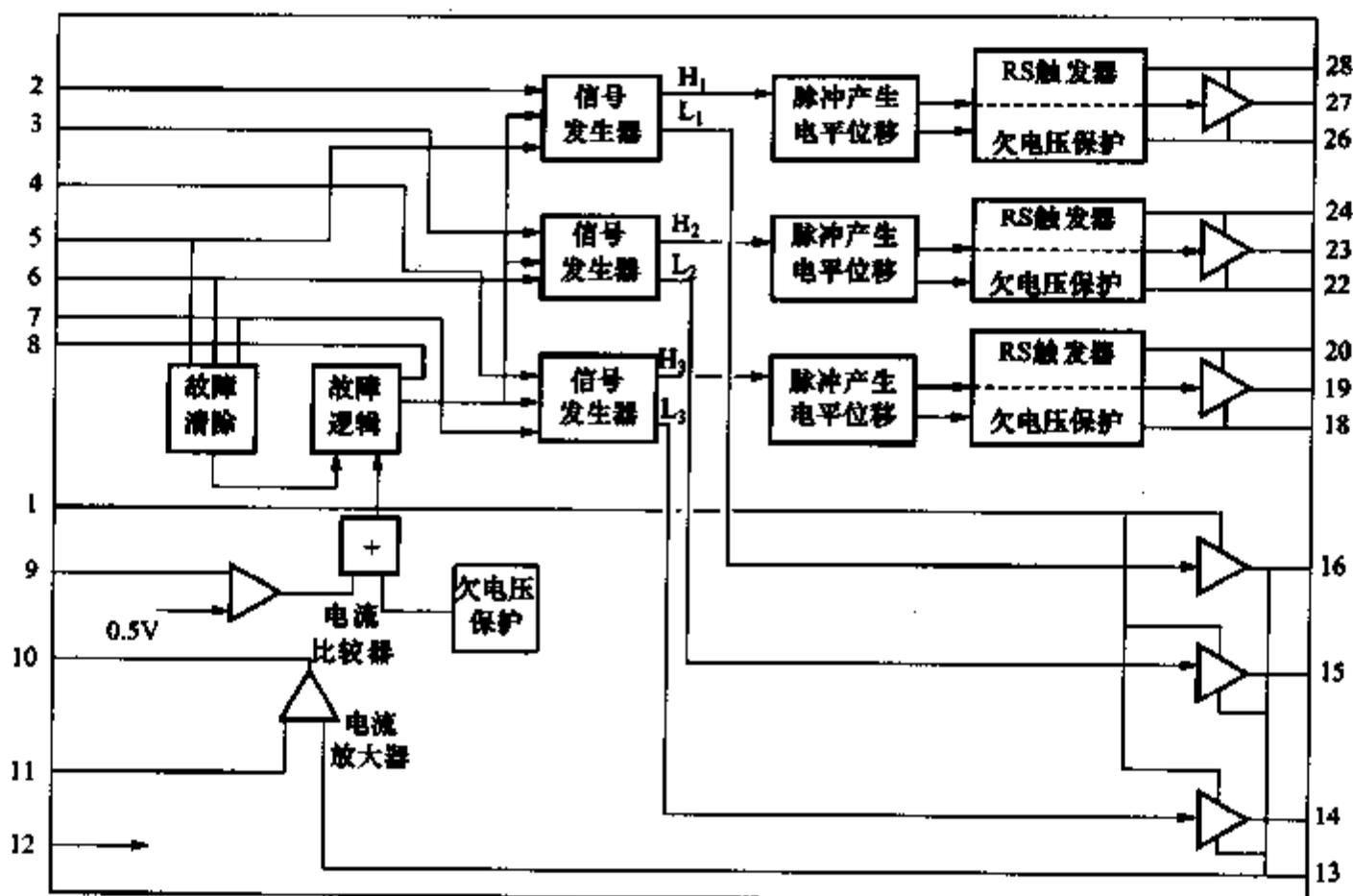


图 6-14 驱动集成电路内部结构框图

6.6.2 功能说明

引脚说明如下：

- 引脚 1：电源电压 V_{CC} ；
- 引脚 2：A 相高端输入 H_{in1} ；
- 引脚 3：B 相高端输入 H_{in2} ；
- 引脚 4：C 相高端输入 H_{in3} ；
- 引脚 5：A 相低端输入 L_{in1} ；
- 引脚 6：B 相低端输入 L_{in2} ；
- 引脚 7：C 相低端输入 L_{in3} ；
- 引脚 8：故障输出 Fault；
- 引脚 9：故障触发关断 I_{trip} ；
- 引脚 10：电流放大器输出 CA0；
- 引脚 11：电流放大器负输入 CA-；
- 引脚 12：逻辑电路地 V_{SS} ；
- 引脚 13：主电路地 V_{SO} ；
- 引脚 14：C 相低端输出 L_{O3} ；
- 引脚 15：B 相低端输出 L_{O2} ；
- 引脚 16：A 相低端输出 L_{O1} ；
- 引脚 17：空脚；

- 引脚 18: C 相悬浮地 V_{S3} ;
- 引脚 19: C 相高端输出 H_{O3} ;
- 引脚 20: C 相悬浮电源 V_{B3} ;
- 引脚 21: 空脚;
- 引脚 22: B 相悬浮地 V_{S2} ;
- 引脚 23: B 相高端输出 H_{O2} ;
- 引脚 24: B 相悬浮电源 V_{B2} ;
- 引脚 25: 空脚;
- 引脚 26: A 相悬浮地 V_{S1} ;
- 引脚 27: A 相高端输出 H_{O1} ;
- 引脚 28: A 相悬浮电源 V_{B1} 。

6 个有源逻辑输入采用了带磁滞的比较器, 以提高抗扰性, 它可直接接收系统控制电路的开漏输出, 其输入阈值与 CMOS、LSTTL 一致。此外, 每个输入端有延迟时间 t_f 为 $0.5\mu\text{s}$ 的前端滤波器, 以保证随机噪声不引起误触发。为避免桥式电路中高、低端功率器件同时导通, 在高、低端之间提供了 $2\mu\text{s}$ 的死区时间 t_d 。图 6-15 示出输入逻辑电路及其典型输入、输出波形。在任何情况下, 输出关断都比其输入关断延迟 $0.5\mu\text{s}$, 这是因输入滤波器所致。当高、低端输入同时出现时, 死区时间可确保两个输出都保持关断。

功率地与控制信号地之间的隔离电路, 使得即使 V_{S0} 和 V_{SS} 有 $\pm 5\text{V}$ 的差值, 驱动电路也能正常工作。

每个输入端都有一个 $50\text{k}\Omega$ 的上拉电阻, 它可使所有输入端在未被驱动时保持关断。当输入信号来自开路集电极逻辑电路时, 该电阻还可作为负载电阻, 因此, 系统设计中可节省 6 个外部电阻。

(1) 故障截止保护 故障分欠电压和过电流两种情况。当 V_{CC} 相对 V_{SS} 降到 8.8V 时, 欠电压保护动作; 当 I_{trip} 电压超过 0.5V 时, 过电流保护动作。发生故障时, 故障锁存器置位并关断驱动输出。复位时, 一是将 V_{CC} 置于欠电压阈值以下, 再恢复到额定值; 二是使所有 L_{in} 保持高电平 (即逻辑零) $10\mu\text{s}$ 以上。高端悬浮通

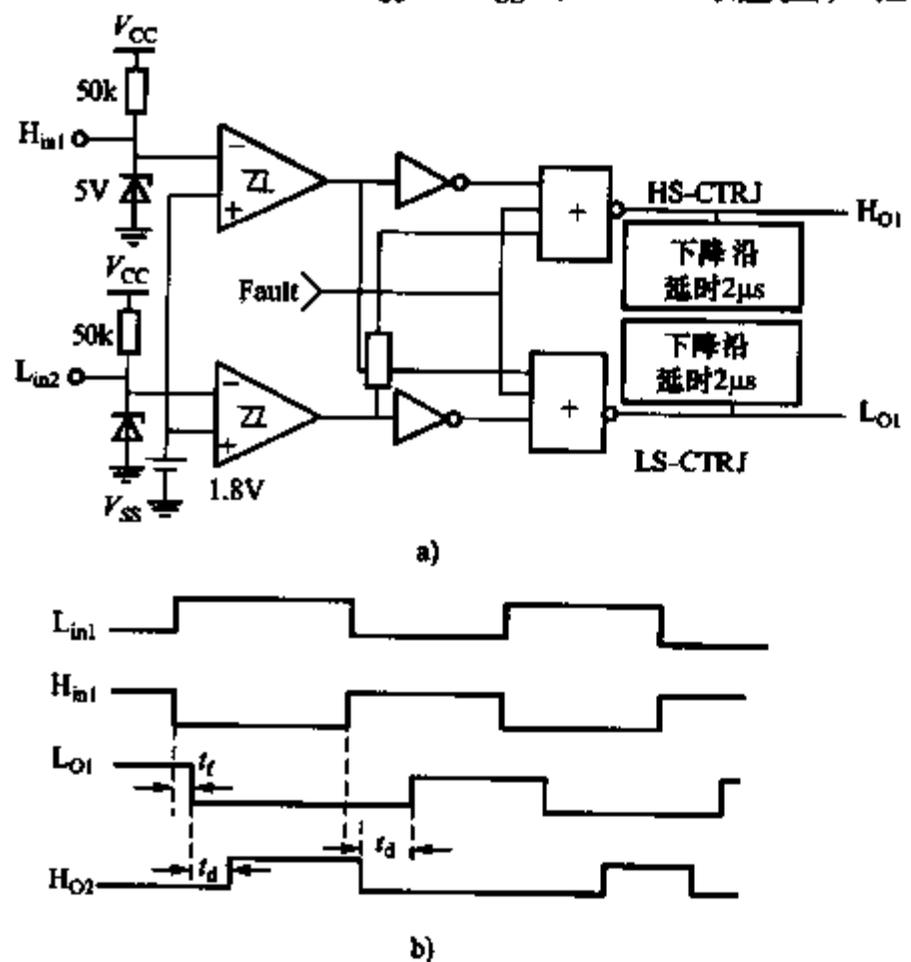


图 6-15 输入逻辑电路及其典型输入、输出波形

a) 输入逻辑电路 b) 典型输入、输出波形

道也有欠电压保护功能，在出现欠电压时，置位信号 V_{BS} 将锁存器置位，它的输出将立即关断高端通道的输出。欠电压过去，第一个开通输入信号可使锁存器复位。 V_{BS} 欠电压保护不在故障输出端发出故障信号。

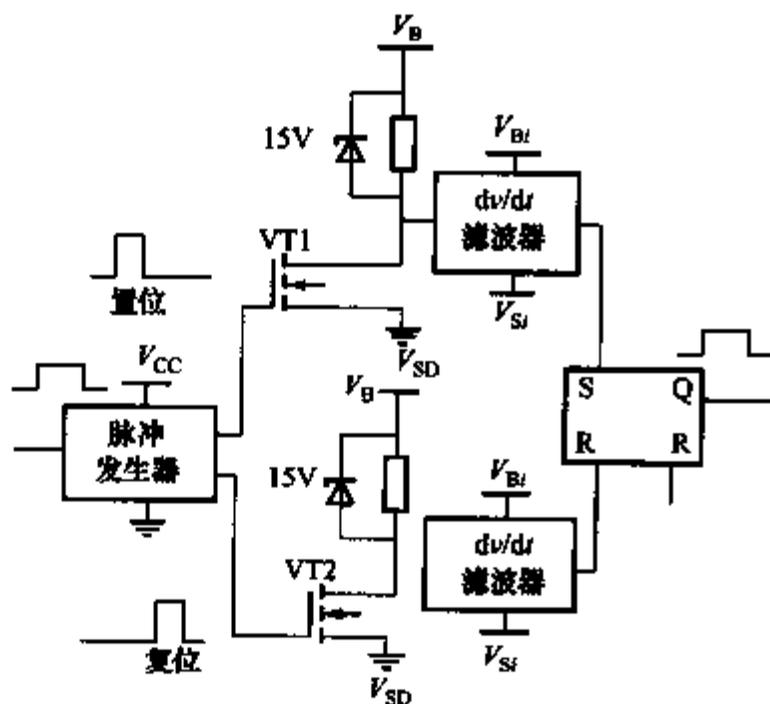


图 6-16 电平转换电路

(2) 电平转换 图 6-16 示出电平转换电路。它的核心是 DMOS 管 VT1 和 VT2、负载电阻和 15V 钳位稳压二极管。当有 15V 栅极电压时，DMOS 管的开通阻抗为 1500Ω ，饱和电流为 20mA。当 DMOS 管开通时，漏极电压低于 V_B 15V；当 DMOS 管关断时，漏极电压达到 V_B 。采用以 V_{Bi} 和 V_{Si} ($i=1, 2, 3$) 为参考点的电路来检测漏极电压，可获得要求的电平转换，然而它不能用原始输入脉冲形式，因 DMOS 管开通时，需 10mA 的电流，在高电压下，DMOS 管的功率损耗非常

大。为此，需将输入脉冲信号的上升沿和下降沿变成窄脉冲，且采用两个电平转换电路，在传输每个逻辑信号时，电平转换 DMOS 管仅持续 100ns 开通。一旦该脉冲被转移到 V_{BS} ，高端锁存器被置位和复位，就可恢复原始逻辑信号。

必须强调，悬浮公共端 V_{S1} 、 V_{S2} 、 V_{S3} 电位的突变所产生的高 dv/dt ，将引起驱动电路误操作。因 dv/dt 引起的锁存器 RS 误触发与正常电平转换脉冲通过 dv/dt 滤波电路是完全不同的。

(3) 输出驱动器 输出驱动器是一个低阻抗的 CMOS 缓冲器，具有 0.25A 上拉和 0.1A 下拉峰值电流的驱动能力。对于典型的 1000pF 容性负载，上升和下降时间分别为 75ns 和 35ns。对高、低端输出而言，输入到输出的延迟时间典型值，开通为 630ns，关断为 400ns。

在典型的自举电路中，自举电容不会承受比 $V_{CC} - V_{SS}$ 更大的电压，因此它可以是低压电容器；自举二极管将承受全部的母线电压，因此必须采用快速二极管，且击穿电压至少与集成电路的相同。

(4) 诊断电流反馈 除前述过电流保护外，集成电路还建有一个放大器，以持续反馈一个与三相桥式电流成比例的电压，它由检测 R_S 的电压来完成，其输入钳位到 10V，输出钳位到 5V，以保护控制电路。

6.6.3 应用电路及应用规则

图 6-17 示出典型的六步三相电机驱动电路，它为高、低端 IGBT 提供所有的栅极驱动信号。

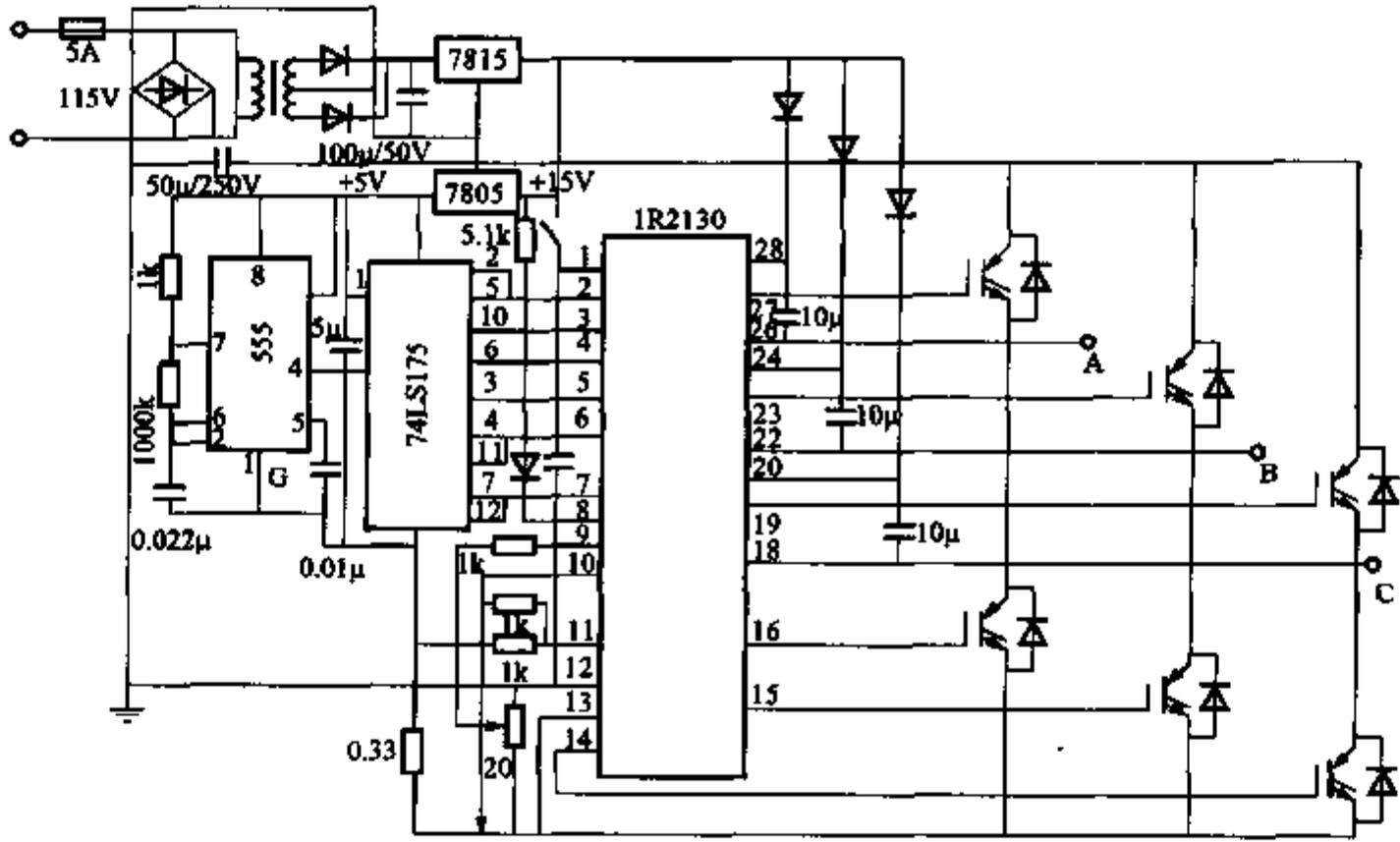


图 6-17 六步三相电机驱动电路

图 6-18 示出 1000W 真空水银灯镇流器的驱动电路。该驱动电路既用作全桥驱动器，也用作前端补偿稳压器的驱动。

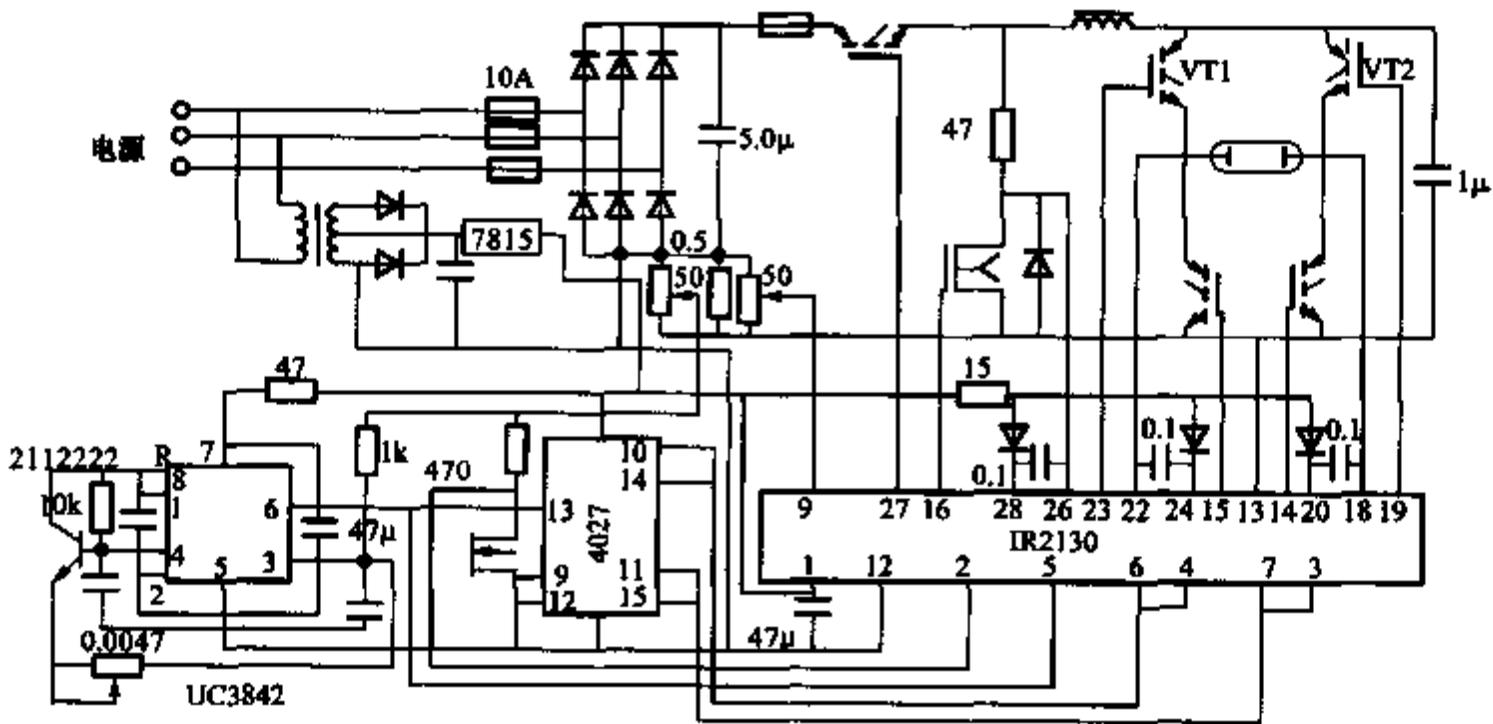


图 6-18 1000W 真空水银灯镇流器的驱动电路

在应用中应注意以下基本规则：

- 1) 应避免因线路布局，使负载电流进入信号电路而出现共模电流；
- 2) 负载电路的尺寸应尽量小，以减小电路的杂散电感；
- 3) 开关器件应充分去耦，以减少电压尖峰；
- 4) 应在高电压与高 dv/dt 点和低压信号电路之间采取充分的屏蔽；
- 5) 应采用减少相邻绕组和铁心间电压梯度的变压器，以防容性耦合电流进入

信号电路：

- 6) 应选用 dv/dt 值尽量低的功率开关，以使感应到母线的电压尖峰最小；
- 7) 当驱动器与功率部分的距离大于几英寸 ($1\text{in} = 2.54\text{cm}$) 时，栅极信号应采用双绞线直接连接到功率器件的栅极和源极（或发射极）；
- 8) 当驱动快速 MOSFET 引起振荡产生射频干扰（RF）时，应在栅极串联一个 0.25W ，阻值为 $15 \sim 22\Omega$ 的无感电阻，并与 MOSFET 的输入电容 C_{iss} 组成 RC 阻尼电路，以消除振荡；当驱动小电流 MOSFET 时，应串联 $30 \sim 35\Omega$ 的栅极电阻；
- 9) 当产生很大的电流尖峰而引起振荡并产生 RF 时，也可串联栅极电阻。



6.7.1 概述

MAXIM 公司生产了专门四路输出的 MAX620 场效应晶体管驱动器。MAX620 最大输出四路信号，可以驱动四个场效应晶体管，负载能力达 1500pF ，很适应 H 桥型电路工作。MAX620 内部具有电荷泵，电荷泵负责将 TTL/CMOS 输入信号提升为高于电源电压 11V 的信号，并传到驱动器级，驱动器将同极性的提升电压传送到输出端输出。输出信号直接驱动 N 沟道场效应晶体管。这样可充分使场效应晶体管导通或截止，场效应晶体管在导通时输出最大电流，而在截止时几乎无电流，场效应晶体管的管耗低。电荷泵由三个电容器产生。电容器大小由电源电压大小确定。MAX620 可应用于提升电压、N 沟道 MOSFET 开关、四路锁存电平转换、步进电机驱动等。本文对 MAX620 在步进电机的应用作一介绍。

MAX620 作为场效应晶体管驱动器，四路输出，一个 MAX620 可以驱动四个场效应晶体管，很适应 H 桥电路的场效应晶体管的驱动部分；驱动容性负载强（负载电容 $C_L = 1500\text{pF}$ ），上升速度快。当负载场效应晶体管同时打开，并且在给定电源电压下电荷泵输出最大有效值时，输出频率高。例如，当 $V_{CC} = +5\text{V}$ ，在 V_+ 没有外接负载下，MAX620 驱动四个 1500pF 负载时最大开关速度为 15kHz 。如果用 H 桥作为直流电机驱动，仅需一个 MAX620 作为 H 桥型驱动部分；一个时钟源，脉冲控制器和逻辑转换器形成一个完整的一相控制电路。

6.7.2 MAX620 特点

- 1) 电压范围宽 ($0 \sim 17\text{V}$)；
- 2) 输出电压高于电源电压 11V ($0 \sim 30\text{V}$)；
- 3) 静态电流低 ($70\mu\text{A}$)；欠电压锁存；
- 4) 内部四路锁存。

MAX620 绝对最大额定值如下：

- 1) 电源 (V_{CC}): 17V;
- 2) 提升电压 (V_+): 对地 30V;
- 3) 输入与驱动器输出: ($GND - 0.3V$) ~ ($V_+ + 0.3V$);
- 4) 预值输出: ($GND - 0.3V$) ~ ($V_{CC} + 0.3V$);
- 5) 驱动器输出连续电流: 25mA;
- 6) 连续消耗功率 ($T_A = +70^\circ C$): 塑封直插 640mW, 表面封装 762mW;
- 7) 工作温度范围: 0 ~ 70°C。

MAX620 引脚排列如图 6-19 所示。MAX620 引脚功能如表 6-5 所列，其内部功能框图如图 6-20 所示。典型电路如图 6-21 所示。

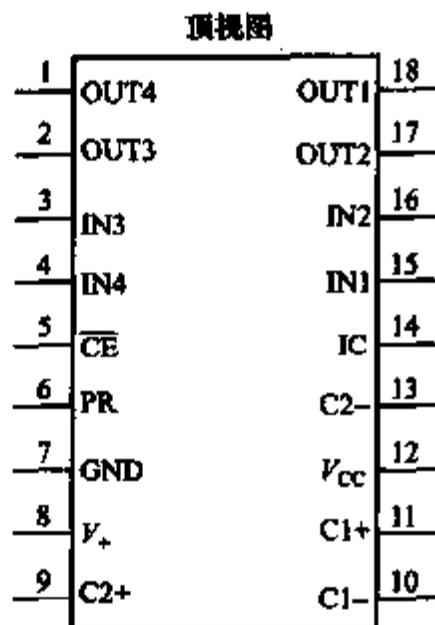


图 6-19 MAX620 引脚排列图

表 6-5 MAX620 引脚功能说明

引脚	符号	功能说明
18, 17, 2, 1	OUT1/2/3/4	驱动器输出 1, 2, 3, 4
15, 16, 3, 4	IN1/2/3/4	驱动器信号输入 1, 2, 3, 4
5	CE	使能
6	PR	$V_+ \geq V_{CC} + 8.5V$ 时, 输出高电平
7	GND	地
8	V_+	泵升电压输出: $V_{CC} + 11V$
9, 13	C2+, C2-	C2 泵升电容
11, 10	C1+, C1-	C1 泵升电容
12	V_{CC}	电源
14	IC	内部连接, 外部悬空

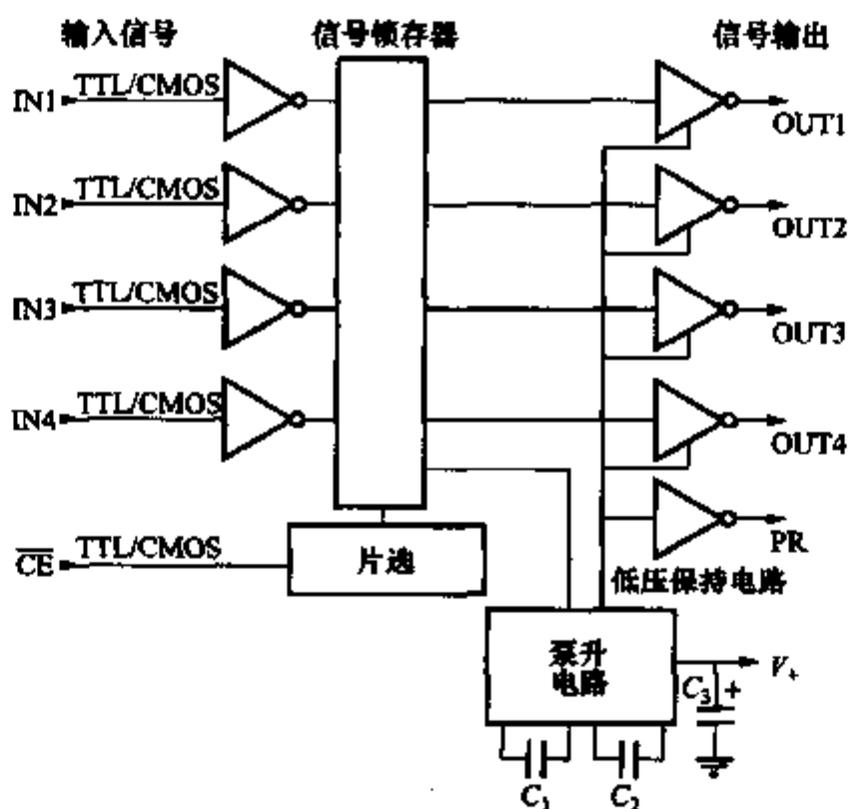


图 6-20 MAX620 内部功能框图

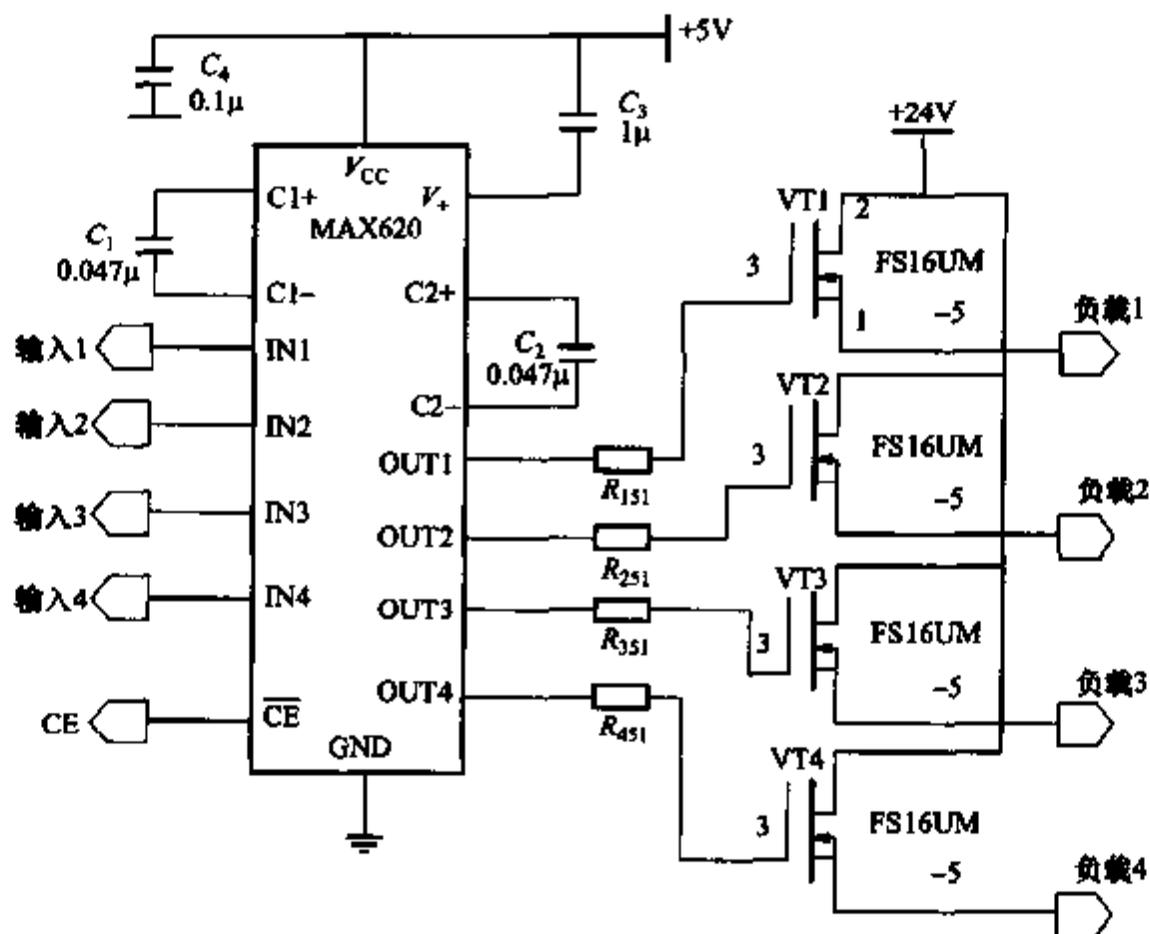


图 6-21 典型电路

6.7.3 应用电路原理图

步进电机的转动是靠流过电机绕组上的电流而动作，电流大小与电机转动的转矩成正比。因此，电流大小决定电机的输出功率。选择好的功率控制管对电流大小有至关重要的意义。本文选用场效应晶体管作为功率驱动器，并且组成 H 桥型驱动电路。H 桥型电路输出效率高，转矩大，很适应五相步进电机的驱动控制电路的要求。

MAX620 驱动 H 桥型开关电路工作原理为：MAX620 的输入端 IN1 和 IN2 加上正信号，通过电荷泵，输入信号幅值提升为高于电源 11V 的信号，并且由驱动器输出到 OUT1、OUT2，场效应晶体管（MOSFET）VT1 和 VT4 导通，电流由 VT1 经电机绕组流向 VT4，在电机绕组上产生一定的转矩。此时 IN3 和 IN4 为低电平，MAX620 的 OUT3 和 OUT4 为低信号，场效应晶体管的 VT2 和 VT3 截止。反之，当 IN1 和 IN2 为低电平时，场效应晶体管的 VT1 和 VT4 截止；而 IN3 和 IN4 为高电平时，MAX620 的 OUT3 和 OUT4 为有效信号，场效应晶体管的 VT2 和 VT3 导通，在电机绕组上产生反方向的转矩。如图 6-22 所示。按五相步进电机通电顺序方式，周期性地输入控制信号，每个场效应驱动器仅输出两路信号，打开相连的两个场效应晶体管，通过 H 桥两个场效应晶体管之间流过电流，引起电机按所设定的方向转动。为了防止四个场效应晶体管同时打开，正反输入信号必须在引脚 CE 为低电平下更新。

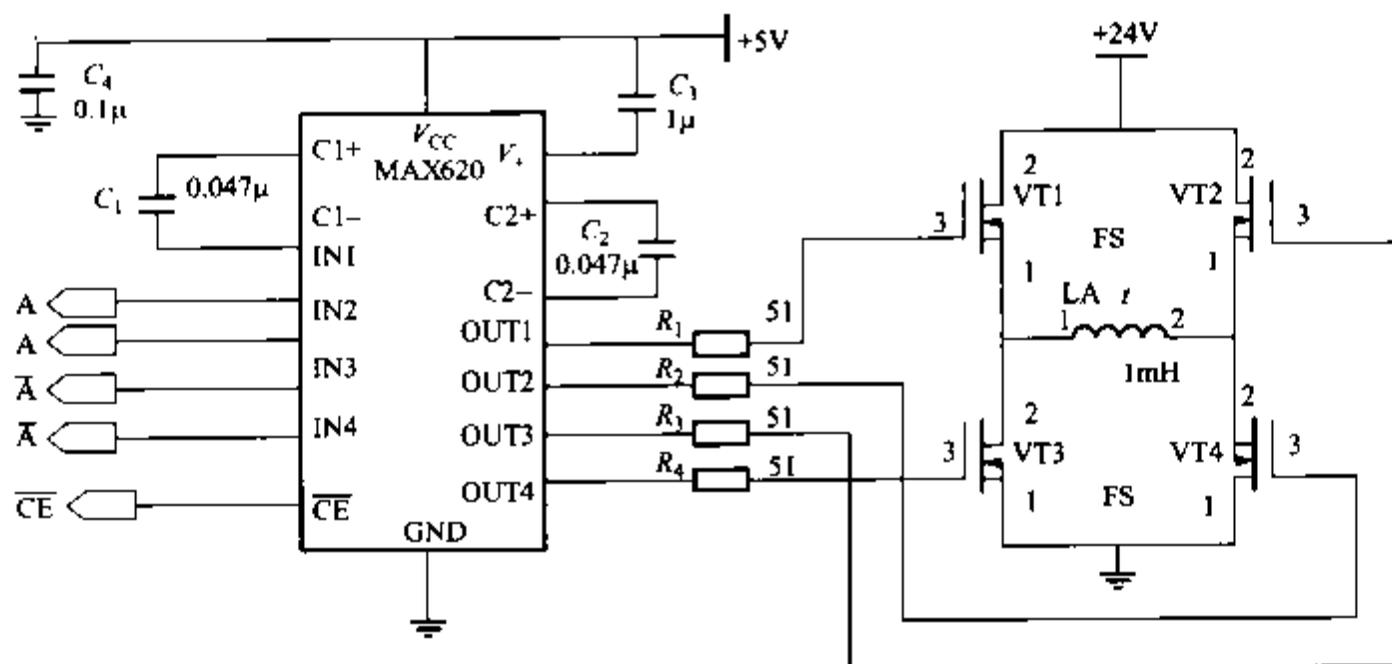


图 6-22 MAX620 驱动步进电机的原理图



6.8.1 概述

PA03 大功率运算放大器具有很好的小信号运算放大器性能，且输出功率大。利用 PA03 可使以前精确而复杂的电路变得简单。

在大多数单端电路中，PA03 可向负载传输 1000W 功率，在桥式电机伺服系统中，输出峰值功率可达 2000W。在可编程电源中，可采用功率变压器驱动。

在以往机器人控制、运动控制等需大电流的应用中，由于受输出功率限制，通常不能采用功率运算放大器，现在采用 PA03 可实现大电流控制。TO-3 封装的混合集成电路的最大耗散功率为 125W，输出功率为 250W，在功率超过 250W 的电机控制系统中，通常采用以下三种方案：两个或多个运算放大器并联或接成桥式电路；用晶体管扩展功率；采用功率运算放大器模块。

上述这些方法虽然可获得合适的功率，但存在成本上升、重量增加、可靠性下降、体积过大等缺点。在需要小体积、大功率、高可靠、输出功率达 1000W 的高性能功率运算放大器时，PA03 为最佳选择。

PA03 内部耗散功率达 500W，额定输出功率比以往输出功率最大的运算放大器 (PA12J) 大 4 倍。PA03 内部的温度跟踪偏置电路使其在恶劣环境中比小功率运算放大器更可靠，内部保护电路使其在任何不超过 2400W、1ms 的安全工作区内均能可靠工作。共集电极输出保证输出电流为 12A 时，输出电压幅值仅比电源电压低 4V，输出电流为 30A 时，输出电压幅值比电源电压低 6V，并且输出级可以完全关断，以保护负载或减小电源供电时的功耗。由于该运算放大器工作于 A/B 类，所

以存在较低交越失真。采用外部平衡电路，可使输出失调电压为零。

6.8.2 采用 PA03 的力矩电机驱动电路

驱动力矩电机的桥式电路如图 6-23 所示，其简化电路如图 6-24 所示。电机转矩与电机电流成正比，该电路允许将数模转换器 (DAC) 直接编程，用以传递力矩。该桥式电路采用单电源供电，通过将输出电流叠加可使输出功率叠加。

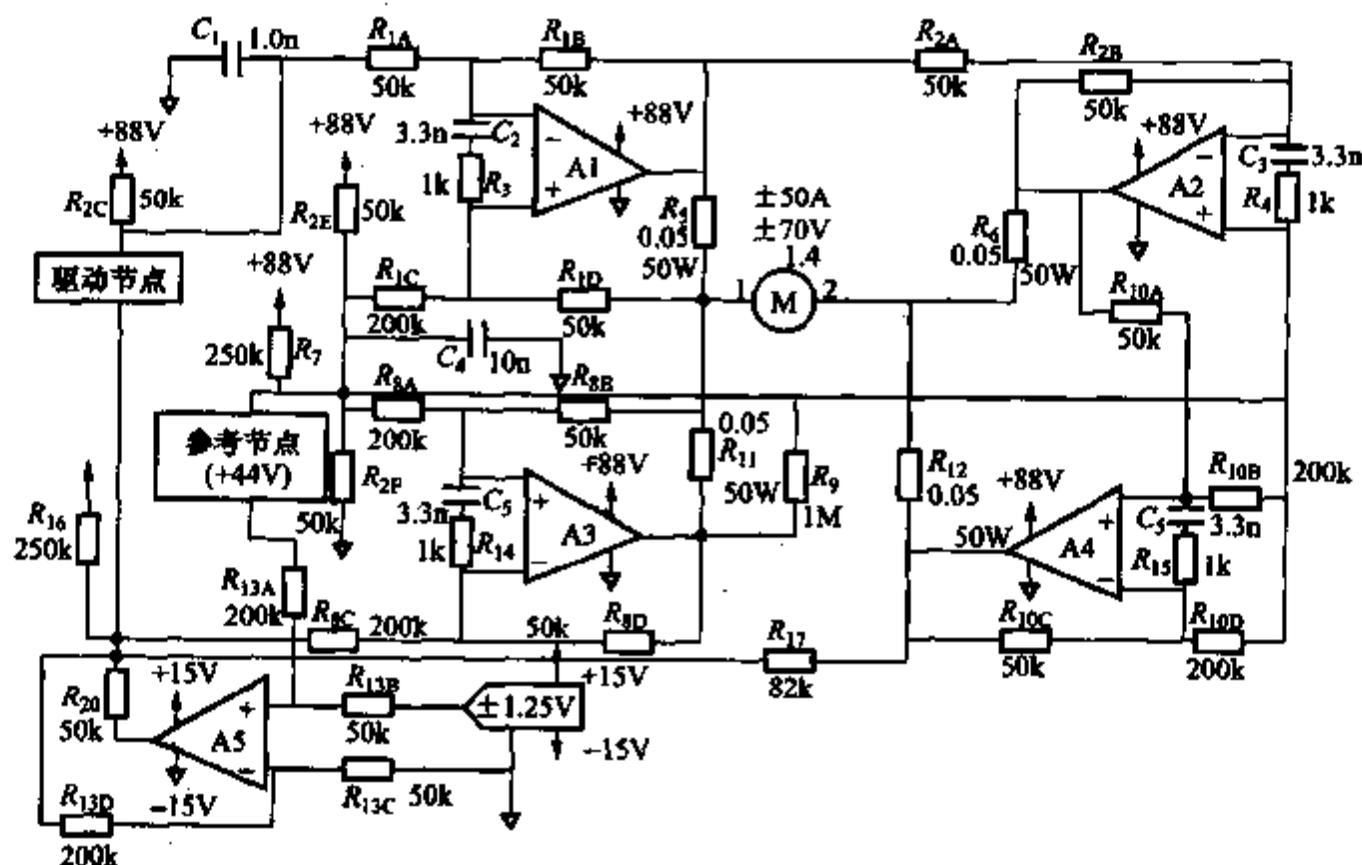


图 6-23 采用 PA03 的力矩电机驱动电路

图 6-23 中，A2、A4 的输出电压与 A1、A3 输出电压极性相反，因此在中点电压参考点 (MIDSUPPLY)，A2、A4 输出电流的方向与 A1、A3 输出电流的方向相反。图 6-24 显示了 A2/A4 和 A1/A3 输出额定电流到力矩电机时的实际输出电压极性。

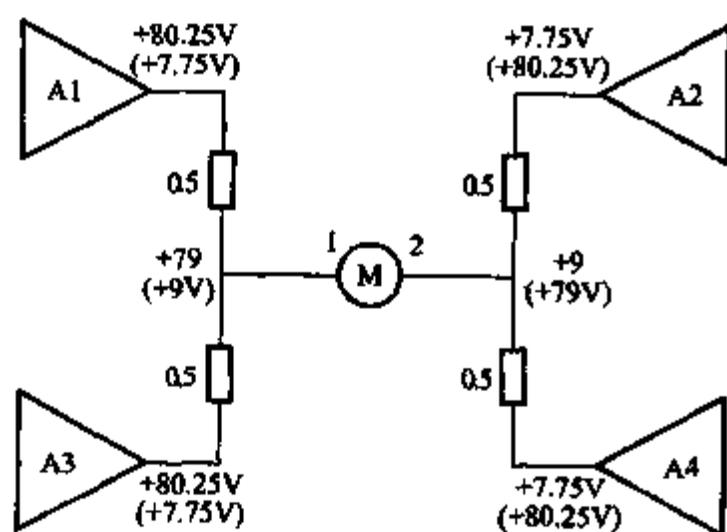


图 6-24 图 6-23 的简化电路

图 6-23 中的 A5 是增益为 4 的电压放大器，可把 DAC 输出的 $\pm 1.25V$ 电压放大为 $\pm 5V$ 。A1、A3 分别将该电压转换为 $\pm 25A$ 的电流，并传输到电机的 1 端，A4 为 A2 输出电压的单位增益跟随器，因 A2/A4 有相同的输出电压与电流取样电阻，因此平均分担 50A 电流。

PA03 输入级为 FET，因此输入端可以采用较大阻值的精密电阻，这不仅降低了电阻网络上的温漂，而且也降低了

A3 的功耗，对参考节点/驱动节点进行均流，可以防止高阻抗节点的电平漂移，因为合成驱动电平与参考点无关，所以很容易实现均流。

在图 6-25 中， R_{2E} 、 R_{2F} 构成分压器，在零驱动信号时，流过 R_{13A} 、 R_{13B} 的电流与流过 R_7 的电流相反，加在 R_1 、 R_8 、 R_9 、 R_{10} 上的电压相对于 44V 电压为零，电路平衡。 R_7 用来平衡经 R_{13A} 、 R_{13B} 流到 DAC 输入端的电流， R_{10A} 、 R_{10B} 、 R_{10C} 、 R_{10D} 用来平衡 R_{1C} 、 R_{1D} 、 R_{8A} 、 R_{8B} 中的电流，差值电流由 R_9 提供，以保证参考点电压维持在 44V。

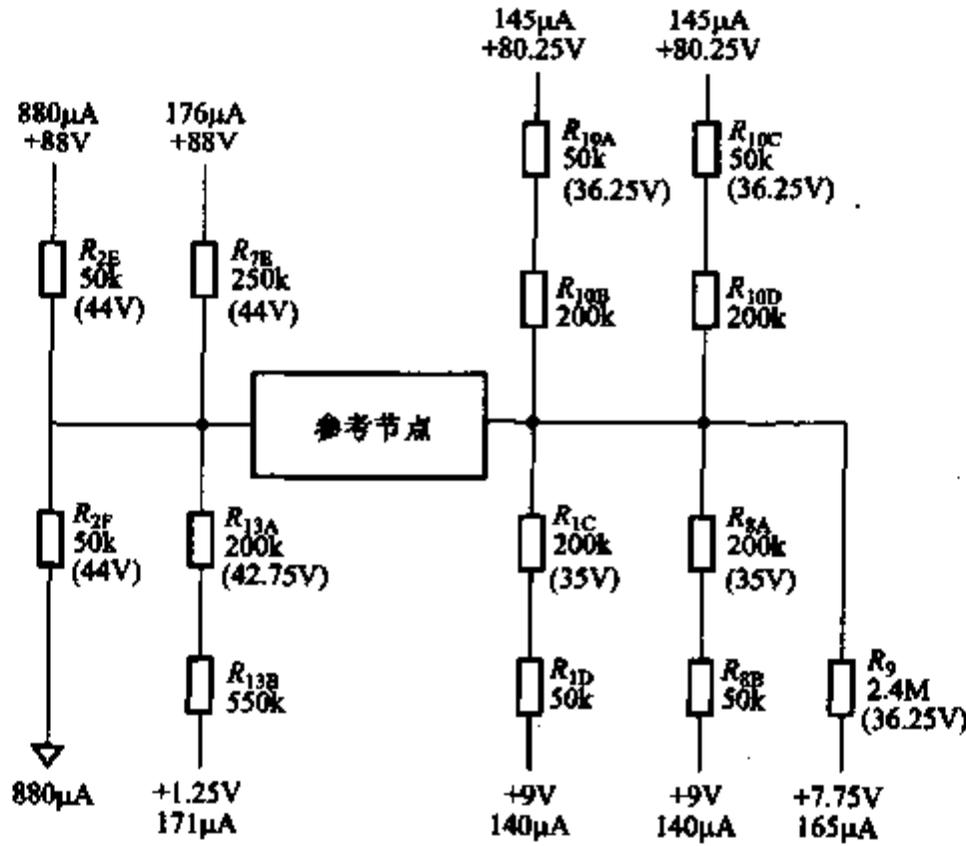


图 6-25 参考节点电路

图 6-26 给出了驱动节点的相关电路， R_{2C} 、 R_{2D} 构成分压器。零驱动信号时， R_{17} 、 R_1 、 R_8 上没有外加电压，A5 输出为零，驱动节点电压为 44V，这意味着 R_{2C} 与 R_{2D} 的电流平衡。 R_{16} 中的电流与 R_{13C} 、 R_{13D} 的电流平衡。在 1.25V 全范围输入电压时，驱动节点电压将达 49V，流过 R_{1A} 、 R_{1B} 中的电流加上 R_{8C} 、 R_{8D} 中的电流，使驱动节点失去平衡。 R_{16} 与 R_{13C} 、 R_{13D} 中的电流不再平衡。A5 差动电流使驱动节点电压摆幅达 9.44V，纠偏电流为 $12\mu\text{A}$ ，这样选择 R_{17} 可保证在容差范围内 A5 输出不超过额定值 (10V)。

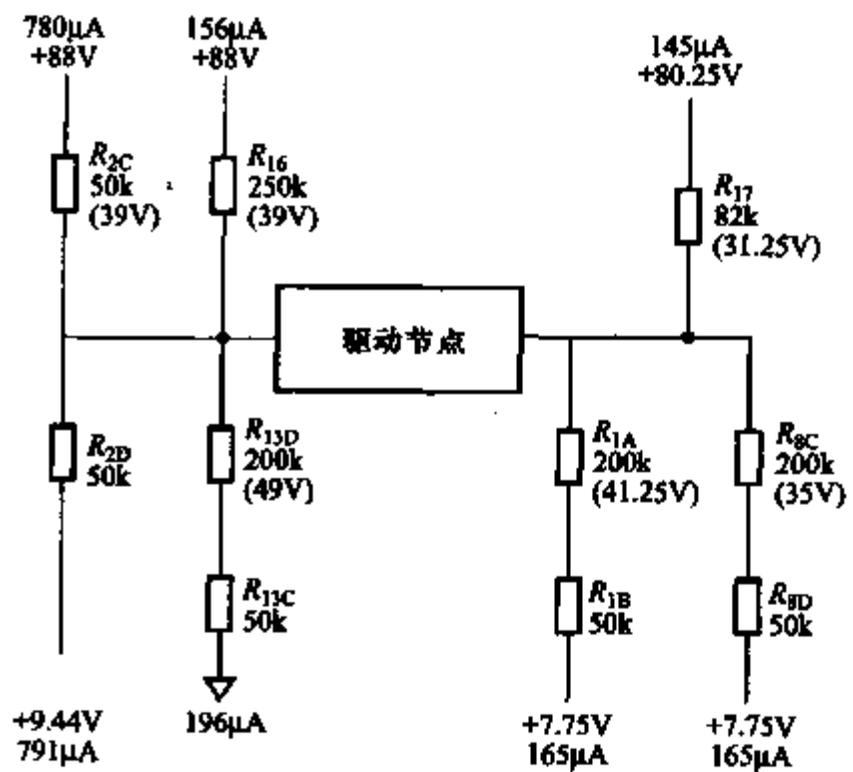


图 6-26 驱动节点电路



6.9.1 概述

Siliconix 公司提供了一系列采用表面安装的半桥、H 桥及三相桥驱动电路，能为工作电压为 20 ~ 40V 的办公室设备中所用电刷式及非电刷式直流电机提供 1 ~ 5A 的驱动电流，与微机可直接交互，具有高效、低耗、低成本等优点。目前已推向市场的是半桥式驱动芯片 (Si9976DY)。H 桥及三相桥 (Si9978DW/Si9979CS) 也即将推出。Si9976 作为一个半桥驱动器集成电路，要驱动电机还要和功率 MOSFET 配合。Si9976 提供 MOSFET 的高边门控信号和低边门控信号，而 Si9959DY (SO - 8. 2. 0A)、Si9955DY (SO - 8. 3. 0A)、Si9945DY (SO - 8. 3. 3A) 或 Si9940DY (SO - 16. 5A) 双 N 沟道小引脚 MOSFET 则用于功率处理以直接驱动直流电机。用这些器件来组成电机控制驱动器时，所有的元器件均可采用表面安装。用 Si9976DY 和以上四种 MOSFET 中的一种互相配合即可构成一个功能多、使用方便的直流电机驱动器。

6.9.2 Si9976DY 的内部结构

Si9976DY 可驱动 NMOS 构成的推挽式功率管，采用 SO - 14 封装。Si9976DY 的内部结构如图 6 - 27 所示。

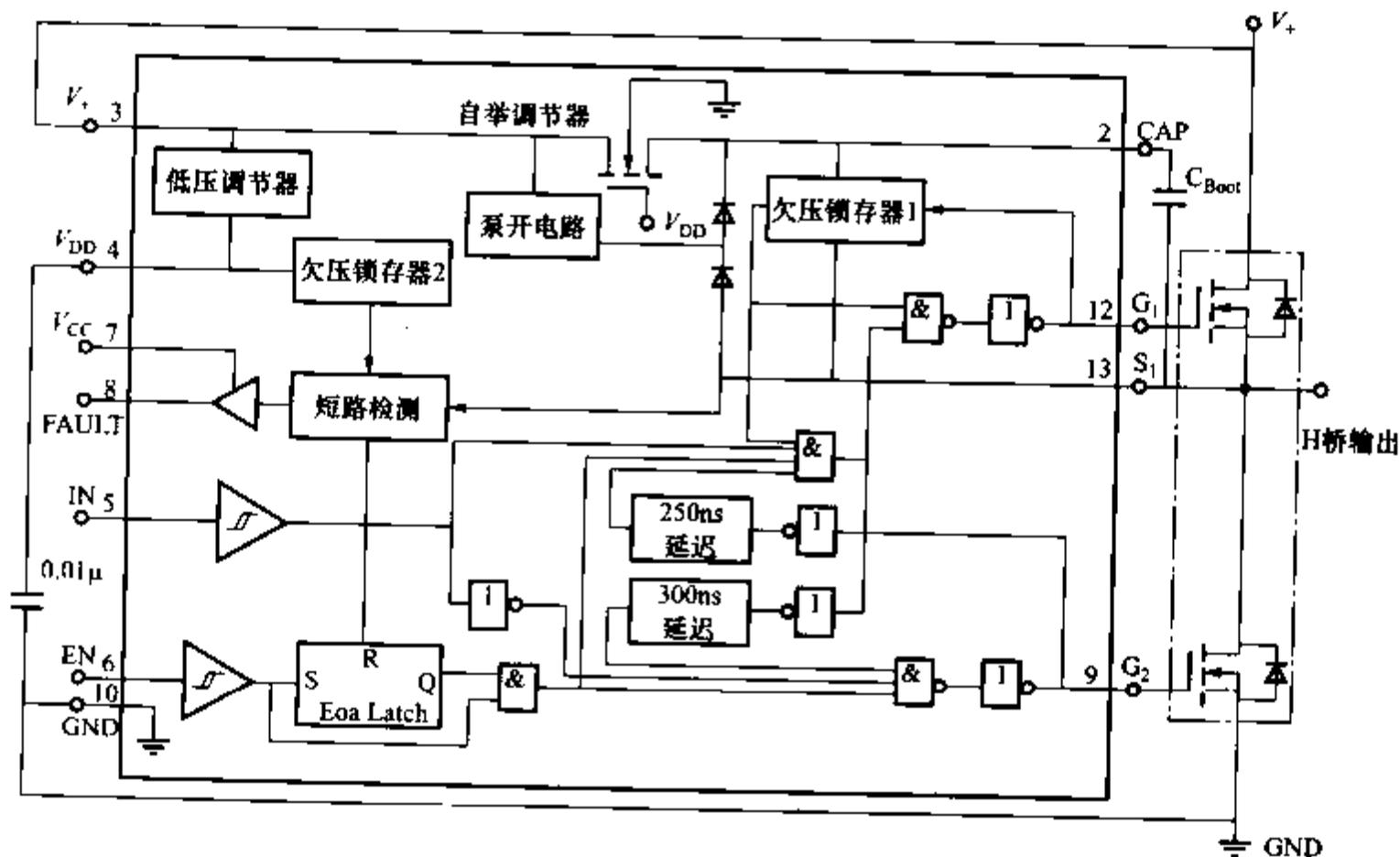


图 6 - 27 Si9976DY 的内部结构

各部分电路的功能如下：低压调节器 (Low Voltage Regulator)：芯片外加电源的电压范围为 20 ~ 40V，由低压调节器进行调整以满足工作需要；施密特触发器 (R-Strigger) 该触发器是电平式触发，可使输入信号具有较强的兼容性及抗干扰能力；欠电压切断 (Under Voltage Lockout)：当内部的 V_{DD} 端或自举电容端出现欠电压时，自动关断输出驱动信号；短路及欠电压检测 (ShortCKT and UVLdetect)：检测到输出短路或出现欠电压时，发出切断控制信号；自举调节器 (BootstrapRegulator)：与外加的自举电容一起构成自举网络，为高端 MOS 功率管的开启提供所需电压；电荷补偿 (Charge Pump)：静态工作时，高端 MOS 管在导通时，对因为漏流引起的电压降低所造成的影响进行补偿，保持高端一直处于开通状态；延时网络 (200nsDelay/300nsDelay)：阻止两个 MOS 功率管同时导通。

Si9976DY 的内部结构决定了该芯片具有以下特点：高端和低端 MOS 功率管只需一个控制信号；电源可在 20 ~ 40V 之间任意选择；直流方式工作；能自动禁止两个功率管同时导通；欠电压切断；静电放电 (ESD) 和短路保护；故障指示。

6.9.3 Si9976DY 的功能说明

Si9976DY 采用 SO-14 封装形式，其引脚排列如图 6-28 所示，各引脚定义如下：

CAP：连到外加的自举电容 C_{BOOT} 的正端，通常选 $0.01\mu\text{F}$ 的电容。

V_+ ：电源端。该芯片所需的惟一的外部电源供应端，必须和 MOSFET 所用电源为同一个。

V_{DD} ：连到内部所产生的低电源端，一般需外加一个 $0.01\mu\text{F}$ 的旁路电容到地。

IN：逻辑输入端。低电平时关断高端 MOS 功率管，开启低端 MOS 功率管；高电平时，正好相反。输入电压值（高电平）可为 5V、12V、15V。

EN：使能输入端。低电平时关断高端和低端 MOS 功率管，高电平时可进行正常的工作。如果因输出短路而造成工作失常，需要在该端加一个脉冲（从低到高）来清除故障，重新恢复工作。其输入电平值与 IN 端相同。

V_{CC} ：如果需要故障信号 FAULT 端进行指示， V_{CC} 端必须和逻辑信号所用电源相连，如果不需要 FAULT 输出，该脚可悬空。

FAULT：故障输出端。当检测到短路转状态时，该端被锁存到高电平，直到故障消失。可由 EN 端使其变低电平。当 V_{DD} 端出现欠电压时该端也会变为高电平，然而当欠电压消失时，该端可自动恢复到低电平。

G2：连到外部低端 MOS 功率管的栅极，驱动低端 MOS 功率管。

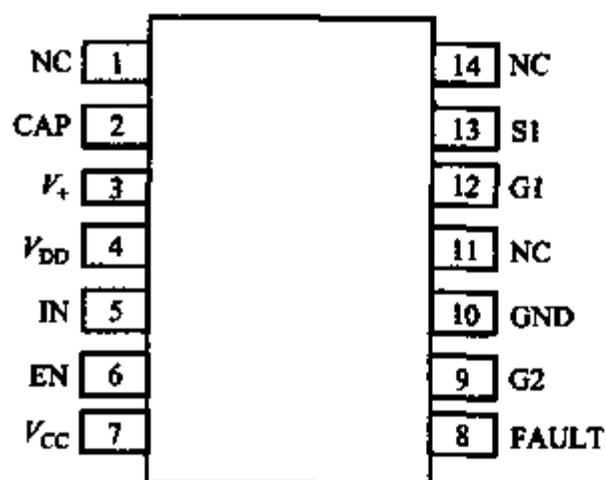


图 6-28 Si9976DY 的封装图

GND: V_+ 及逻辑信号的参考地, 并和低端 MOS 功率管的源极相连。

G1: 高端 MOS 功率管的驱动信号端。

S1: 连到外部高端 MOS 功率管的源极、低端 MOS 功率管漏极、自举电容和系统负载的负极。

NC: 引脚 1、11、14 为空脚。

该芯片为推挽式 MOS 功率管提供输入驱动信号, 因而有一个控制信号输入端, 两个控制信号输出端, 再加一个使能控制输入端及一个故障指示输出端, 共计两个输入端, 三个输出端。其输出与输入关系可用表 6-6 所示的真值表来描述。

表 6-6 Si9976DY 真值表

EN	IN	条 件	故障指示	输出 G1	输出 G2
1	0	正常工作	0	L	H
1	1	正常工作	0	H	L
0	x	禁止工作	x	L	L
1	0	负载和 V_+ 短路	1	L	L
1	1	负载和地短路	1	L	L
1	1	C_{BOOT} 电容欠电压	0	L	L
1	0	C_{BOOT} 电容欠电压	0	L	H
x	x	V_{DD} 欠电压	1	L	L

Si9976DY 的极限参数如下:

- 1) IN, EN 脚对地电压: $-0.3V \sim V_{DD} - 0.3V$;
- 2) V_{CC} 脚电压: $-0.3 \sim +8V$;
- 3) V_+ , S1 脚电压: $-0.3 \sim +50V$;
- 4) CAP, G1 脚电压: $-0.3 \sim +60V$;
- 5) 漏电流: 0.5A;
- 6) 工作温度 T_A : $-40 \sim +85^\circ C$;
- 7) 保存温度: $-50 \sim 150^\circ C$;
- 8) 功耗: 1W。

Si9976DY 的电气参数如下:

- 1) 电源 (V_+): 20 ~ 40V;
- 2) V_{CC} : 4.5 ~ 16.5V;
- 3) V_{DD} : 15 ~ 17.5V;
- 4) 输出电压 G1 端 (H): $\geq 10V$, 典型值为 12V;
- 5) 输出电压 G2 端 (H): $\geq 12V$, 典型值为 15V;
- 6) 输出电压 G1, G2 (L) $\leq 3V$, 典型值为 1.2V;

7) EN, IN 电压 (H): $\geq 4.0V$;

8) EN, IN 电压 (L): $\leq 1.0V$ 。

内部各部分功能描述及工作过程如下:

(1) 电源 该集成块需一个外部电源 V_+ 为内部的电荷补偿网络及自举网络供电, 其值可在 $20 \sim 40V$ 之间。内部低电压调节器将该电压降至 $16V$ 加到 V_{DD} , 作为低端驱动逻辑和输出驱动网络的电源。

(2) 重叠导通防护 在两个门驱动输入端之间有两个延时网络, 使得一个输出驱动信号由导通变成关断一段时间之后, 另一个输出驱动才能由关断变成导通状态, 这样就防止两个 MOS 功率管同时处于导通状态。其电路图如图 6-29 所示。其中高端部分延时要比低端部分稍长一些, 这是因为高端输出 $G1$ 相对于 $S1$ 而言有一个电平移动。

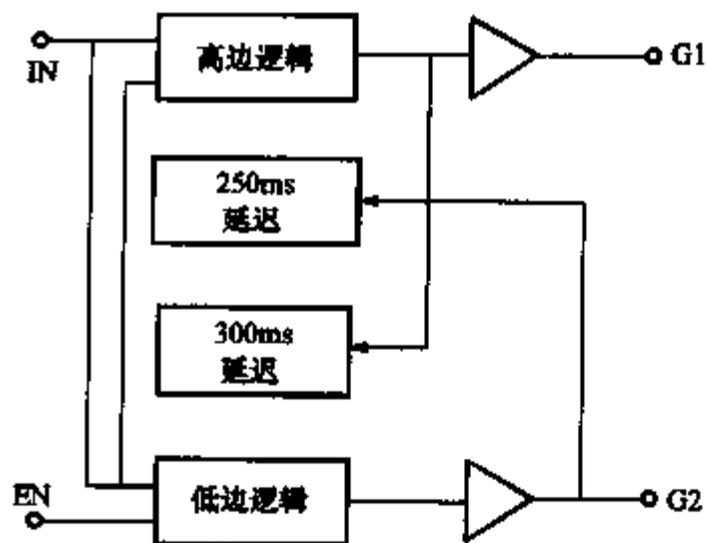


图 6-29 重叠导通防护电路图

(3) 欠电压切断 该芯片内部的两个门驱动信号在开启时所用的电源是不同的。低端门开启所用的电源是 V_{DD} , 高端所用的是自举电源, 若两个电源出现了欠电压就不能使门开启。为此在两个电源旁分别加了一个欠电压切断网络。若 V_{DD} 出现欠电压 (小于 $V_{DD} - 0.7V$), 则欠电压切断网络 2 同时切断两个门, 使得其输出 $G1$ 、 $G2$ 均为低, 关断外接的两个 MOS 功率管, 同时 FAULT 端恢复。同样, 当自举电源出现欠电压时, 欠电压切断网络 1 将阻止 $G1$ 输出高电平。若 $S1$ 为高, 欠电压消失时, 高端 MOS 功率管立即被开启, 若 $S1$ 为低, 当欠电压消失时, 在 IN 端加一个高电平后, 高端 MOS 功率管才能被开启。

(4) ESD 保护 在 V_{DD} 到地, V_{CC} 到地, 及从 IN 端、EN 端、 $G2$ 端和 FAULT 端到 V_{DD} 和地之间均已设计有静电放电器件, 这样就完成了 Si9976 的保护, 但在 V_+ , CAP, $S1$ 和 $G1$ 没有 ESD 保护。

(5) 故障指示 若 V_{CC} 加上的话, 当电源端 (指 V_{DD} 及自举电源) 出现欠电压时, 故障指示 FAULT 端置为高电平发生报警信号。当故障消失后, FAULT 不能自动复位, 要在 EN 端加一个脉冲后, 才能复位, V_{CC} 一般取 $4.5 \sim 16.5V$ 之间。若 V_{CC} 不加, FAULT 无输出, 但其内部故障保护网络仍工作。

(6) 短路保护 系统把输出端 $S1$ 应为高电平 V_+ 而实际数值小于 $1/2V_{DD}$ 和输出 $S1$ 端应为低电平而实际数值大于 $1/2V_{DD}$ 两种情况视为短路状态。当输入由低到高, 在特定时间内, 负载电压 $S1$ 没有变到 V_+ , 或是当输入由高到低, 在特定时间内, 负载电压 $S1$ 没有变到地 (仍大于 $1/2V_{DD}$), 则故障指示变为高电平, 表示短路出现, 其中变到 V_+ 所需时间不得大于 $300ns$, 变到地所需时间不得大于 $200ns$ 。之所以到 V_+ 时间较长, 是由于传导延迟较长。

(7) 输出驱动 该芯片为高低两端 MOS 功率管驱动输出信号采取了不同的形成方式:

1) 高端驱动信号: 该芯片最有特色的部分就在于高端驱动输出信号的形成电路。它包括逻辑信号电平移动、自举电源供给、电荷补偿和一个 40mA 的输出门驱动器。其中门驱动器的开启和开启后的保持是由自举电源供给网络(包括一个外接的自举电容 C_{BOOT}) 和电荷补偿网络共同来完成的, 两者缺一不可。原因是, 若只由自举网络来驱动门输出驱动器, 由于门漏电流不断地消耗自举电容所存电荷, 使得网络不能保证门输出一直处于高电平状态, 另外由于每一次门的开启, 要消耗自举电容的电荷, 当门关闭后(低端开启)就需要给自举电容再充电。反之, 如只用电荷补偿网络来驱动输出门驱动器, 虽然可以提供连续不断的电荷, 但不能在瞬时提供大量电荷来完成驱动门的开启, 这对于频率较高的应用场合不适合。两者综合在一起就解决了这一难题, 自举网络提供瞬时大电荷, 完成驱动门的开启功能, 电荷补偿提供连续不断的电荷, 补偿漏流损失所引起的电荷减少。

由于自举电容是为每一次高端门开启提供大电荷量之用, 因而在刚开始时, 自举电容必须充电, 而且在每一次高端门关闭后, 自举电容必须重新再充电。这就需要在电源刚开时, 低端门驱动输出高电平, 进而使得低端 MOS 功率管导通, 为自举电容提供充电回路。因此在刚开始时, EN 端必须加高电平, IN 端必须加低电平。这样刚加电时高端关断, 低端导通, 可使自举电路得到电荷补充, 即再充电。

2) 低端驱动信号: 低端输出信号的形成仅由 V_{DD} 就可完成, 不需要电容的再充电过程, 连到 V_{DD} 的旁路电容, 在低端开启时, 为其提供大电流。

(8) 外接电容选取 集成电路在使用时, 需要在其外部接两个外接电容: 自举电容 C_{BOOT} 及 V_{DD} 旁路电容。由于自举电容是为高端门开启提供大电流之用, 因而其数值应为所需要数值的 10 倍。利用公式 $C_{BOOT} = 10Q_g/V_{GS}$, 可算出一个典型值, 其中 Q_g 是在 $V_{GS} = 10V$ 条件下, 从 MOS 管的特性曲线上得到的, 若 $V_{GS} = 10V$, $Q_g = 10nC$, 则可求得一个 $C_{BOOT} = 0.01\mu F$ 。对于 Si9955DY MOS 管来说, 当它开启后, 自举电压会降低近似 1V。表 6-7 给出一个对于不同型号的 LITTLE-FOOT MOS 管, 在 $V_{GS} = 10V$ 的条件下, 不同 Q_g 所需的不同电容值。同样, 对于 V_{DD} 的旁路电容来讲, 其数值选取必须保证 V_{DD} 不得低于 14V, 利用同样的计算公式及同样的 Q_g 、 V_{GS} , 可算出电容值也为 $0.01\mu F$, 因此表 6-7 也适用于它。

表 6-7 外围电路参数

型 号	R_{DS}/Ω	$Q_g (V_{GS} = 10V)$	$C_{BOOT} (min) /\mu F$
Si9940	0.05	30	0.039
Si9945	0.1	15	0.018
Si9955	0.13	8	0.01
Si9959	0.3	4.7	0.0056

由于高端驱动需要自举电容不断再充电，这样其充电所需最小时间要加以充分考虑，因为这直接影响到系统的工作频率。再充电时间是开启高端门所需电荷量、自举电容值及芯片内部 MOS 管漏极电流的函数。对于一个 Si9976DY 而言，这些参数都是定值，因而其再充电时间仅与 V_+ 有关。当 V_+ 增加时，再充电时间会降低。这其中部分原因是缘于电荷补偿网络的作用，电荷补偿网络为自举电容补偿了部分损失的电荷。随着 V_+ 增加，电荷补偿网络的作用也增大。在某些情况下，电荷补偿可成为自举电容再充电惟一的电荷供给源。

若要降低再充电时间，需要在 V_{DD} 和自举电容端加一个二极管，这样可以增加充电电流，尤其是 V_+ 较小时，但这会使 V_{DD} 端的电容值相应增加。

6.9.4 Si9976 组成的全桥电路

图 6-30 是采用 Si9976DY 和 Si9955DY 组成的全桥驱动电路。每个半桥由一个 Si9976DY 驱动 IC、一个 Si9955DY 小引脚双 N 沟道 MOSFET、一个自举电容、一个 V_{DD} 滤波电容、一个耦合电容组成，用这样一个电路就得到额定驱动电流为 3A 的全桥驱动器。如果把 Si9955DY 换为 Si9959DY 或 Si9940DY，对应的额定电流将变为 2.5A 或 5A。

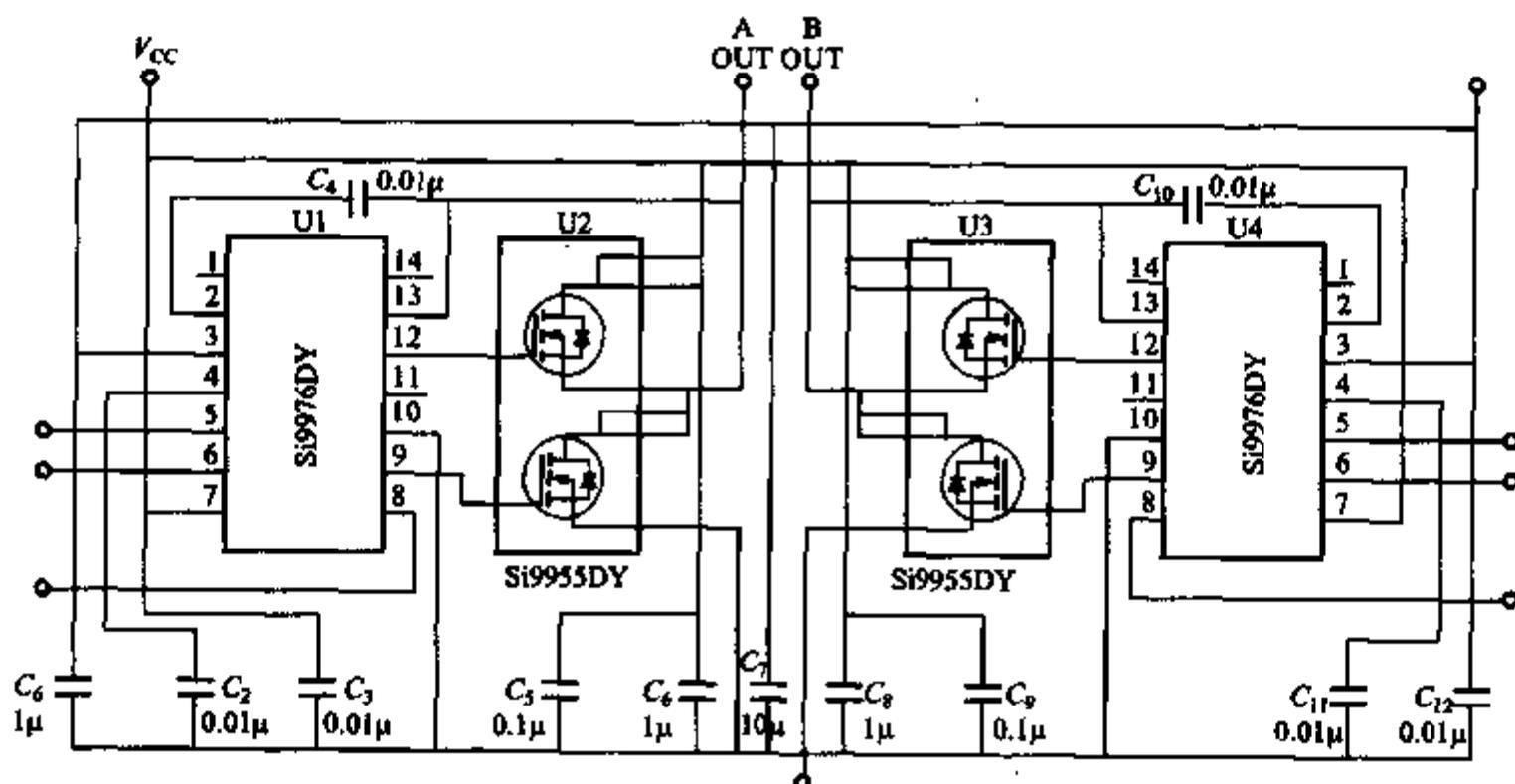


图 6-30 用 Si9976DY 和 Si9955DY 组成的全桥驱动电路

由于考虑到信号的快升和快降都会产生噪声，如果这种噪声不加以适当处理，就会影响电路的正常工作，因此在设计中要对电路板的布线和器件之间的去耦认真考虑。Si9976DY 的信号地线和低端 MOSFET 源极引线要通过不同的布线，分别和公共地线相连，这样就可防止 MOSFET 的高速开关对 Si9976DY 信号的影响。同样 Si9976DY 中 V_+ 的引线和高端 MOSFET 漏极的引线也要经过不同的布线接至电源旁路电容。

除了通过电路板布线的精心设计来减少干扰以外，还要通过去耦电容对噪声进行抑制。在电源线 V_+ 、 V_{DD} 、 V_{CC} 之间跨接电容可以提供噪声到地的低阻抗通道，使噪声直接归入地线，同时这些电容还可以作为能量存储以备大电流之需， V_{DD} 端的电容就可为低端 MOSFET 的开启提供所需的大电流。除了这些基本的去耦电容外，在两个半桥之间加一电容器可以使电源布线上的浪涌电流降至最小，从而降低噪声。尽管在一个指定引脚接一个去耦电容就可正常工作（典型值为 $0.01\mu\text{F}$ ），但最好在电源线、 V_+ 和地之间再加一个电容，以避免由于电路板布线造成的噪声。高频小容值电容在布线时要尽可能地靠近去耦的元件，大电容尽可能地远离这些控制元件。



6.10.1 概述

TC4469 是一种逻辑输入的 CMOS 四驱动器集成电路，专门设计用来直接驱动小型电机和全部都是由 MOSFET 组成的全桥电路。该集成电路具有以下特点：输出电流的峰值高，最大可达 1.2A ；工作电压的范围宽，在 $4.5\sim 18\text{V}$ 的范围内都能正常工作；驱动器输出波形的上升和下降的时间是对称的，都是 25ns ，延迟时间相等，都是 75ns ；有 AND + INV 两种逻辑输入选择方式。

TC4469 内部的电路结构和输出级的原理电路如图 6-31 所示。

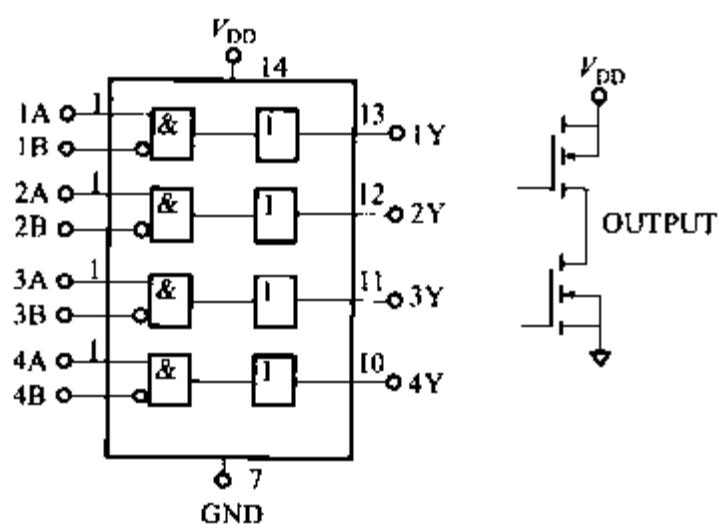


图 6-31 TC4469 内部结构和输出级原理电路

集成电路内部由四组相同的 CMOS 缓冲器和驱动器组成，为了增加使用的灵活性，每一组都配置了两个逻辑输入端。驱动器为负载可输出 250mA 的工作电流，能直接驱动各种小型直流伺服电机，对负载的唯一限制是集成电路总的功率损耗必须不超过封装所允许的功耗限制。在规定的功率损耗和工作电压范围之内，TC4469 在任何情况下都不会出现闭锁，所有的管脚都采取了保护措施，可承受至少 2000V 的 EDS。集成电路有两种外形封装，分别为 16 脚 SOIC 和 14 脚 DIP 封装。

集成电路的输入和输出逻辑关系真值表如表 6-8 所示。

表 6-8 TC4469 的真值表

引脚号	1Y	2Y	3Y	4Y
输入 A	H	H	L	L
输入 B	H	L	H	L
输入 Y	L	H	L	L

6.10.2 TC4469 在使用中的要注意的几个问题

电源的旁路电容：TC4469 的输出端是由 CMOS 集成电路组成，对地相当于接了一个很大的负载等效电容，对一个大的等效负载电容快速地充电和放电，需要很大的电流。例如：对一个 1000pF 的负载在 25ns 内充电到 18V，需要工作电源提供 0.72A 的工作电流。为了保证在一个很宽的频率范围上都有一个很低的供电阻抗，通常要在 TC4469 的 V_{DD} (14) 管脚上并联一个 0.1 μ F 的薄膜电容器或两个低感抗的瓷片电容器，并且连线的长度要特别的短。

接地线：在集成电路的内部含有反相驱动器，从输入端到输出端的对地公共地线之间的阻抗上要产生一个电压降，这个电压降会引起负反馈，并降低开关的速度特性。为了防止这种情况，输入和输出电路之间的接地线要短和宽，要在印刷板的同一面。

功率损耗：电源电流相对于频率和电源电流相对于电容负载的特性曲线都可以用来估算集成电路的功率损耗，半导体 CMOS 驱动器已经大大的减少了集成电路的静态功率损耗，能影响集成件功率损耗的是输入信号的占空比、工作电源的电压和负载的类型。给出功耗和封装热阻抗，就可以很容易地计算出允许的最高的环境温度，14 脚塑料封装芯片的热阻是 83.3 $^{\circ}$ C/W，在 70 $^{\circ}$ C 时最大功率损耗是 800mW，最高允许的工作温度是 +150 $^{\circ}$ C。芯片总的功率损耗 P_D 由三部分组成，分别是：负载引起的损耗 P_L ；静态损耗 P_Q ；动态损耗 P_T 。

对于以地为参考点的负载，阻性负载引起的损耗是占空比、负载电压、负载电流的函数，负载功率损耗为

$$P_L = DV_0 I_L$$

式中 D ——信号的占空比；

V_0 ——负载电压；

I_L ——负载电流。

芯片的静态功耗为

$$P_Q \approx V_S [D(I_H) + (1 - D)I_L]$$

式中 V_S ——电源电压；

I_H ——所有输出端都为低电平时的静态电流；

I_L ——所有的输出端都为高电平时的静态电流。芯片的动态损耗可近似表

示为

$$P_T = fV_S (10 \times 10^{-4})$$

芯片总的功率损耗为

$$P_D = P_L + P_Q + P_T$$

最高工作温度计算公式为

$$T_J - \theta_{JA} (P_D) = 141^\circ\text{C}$$

式中 T_J ——允许的最高结温；

θ_{JA} ——结与环境温度的热阻。

6.10.3 TC4469 集成电路的典型应用

TC4469 CMOS 低功耗微型电机驱动器的用途很多，使用灵活，设计电路简单，能为电机提供很好的驱动特性，通常可以用来驱动直流伺服电机、步进电机、三相无刷电机。

(1) 直流伺服电机的驱动电路 TC4469 最常用来驱动由四个 MOSFET 功率开关管组成的全桥驱动电路，基本原理电路如图 6-32 所示。该电路的工作电源是 +5~15V，为了防止工作电压超过 +18V，在集成电路的 14 脚上并联了一个 18V 的稳压二极管。集成电路的 2 脚用来控制伺服电机的转向，2 脚为低电平时电机正转，2 脚为高电平时电机反转。集成电路的 5、8 两个引脚并联送入脉宽调制信号 (PWM)，改变 PWM 信号的占空比就可以改变电机的转速。全桥电路的高端使用的是 P 沟道的功率 MOSFET，低端使用的是 N 沟道的功率 MOSFET。为了防止同一桥臂上的 MOSFET 同时导通，12、13 两个输出引脚的驱动信号分别回送到输入端引脚 4、9 和 6。

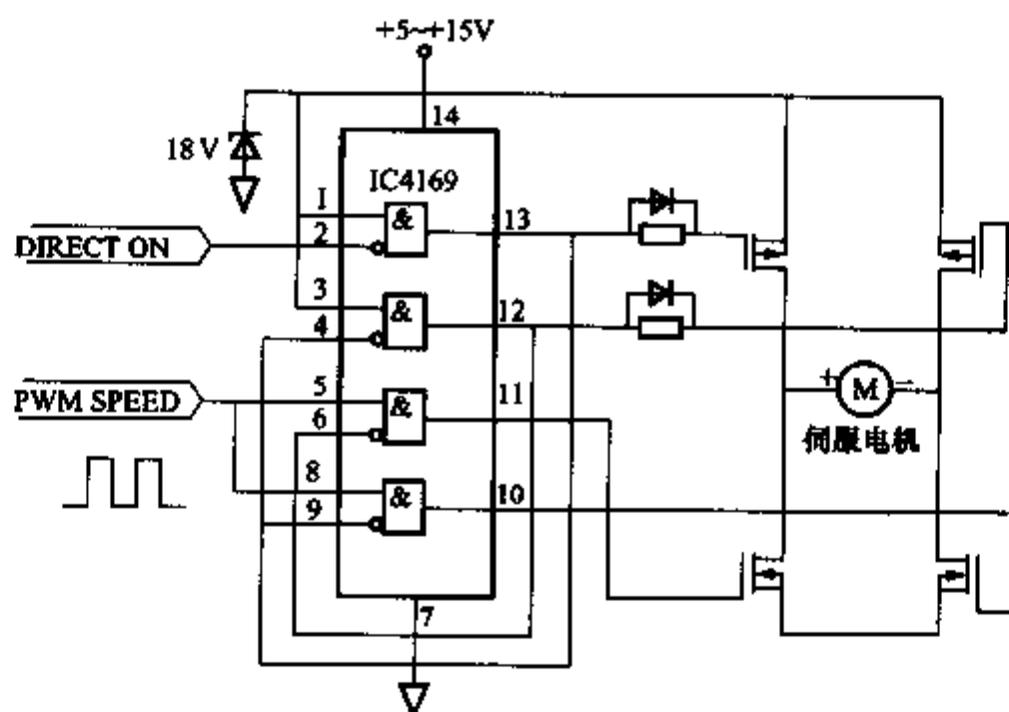


图 6-32 驱动全桥电机控制器

用两片 CMOS 集成电路设计完整的直流伺服电机控制电路如图 6-33 所示。该电路简单、可靠、使用方便,可控制直流电机的转速双向连续可调,具有限流功能,防止负载电流过大而损坏桥路上的 MOSFET。电路中使用的 ICM7555 集成电路是常用 CMOS 双极性时基电路,它组成了一个脉宽调制 (PWM) 电路。脉宽调制电路的工作频率固定为 20kHz,通过调节 100kΩ 电位器的中心抽头位置,可以改变调制器的输出脉冲宽度,使脉冲宽度的占空比可以在 2%~98% 之间变化。电路中的 TC4469 驱动器输入端需要输入两个控制信号: PWM 信号和电机旋转方向控制信号。TC4469 的引 2 脚决定电机的转向,如 TC4469 的 2 脚为高电平时电机正转,那么 2 脚为低电平时电机就反转,2 脚上的高、低电平可以用一个开关来进行切换。TC4469 逻辑输入控制信号来自 ICM7555 的 3 脚,逻辑输入控制信号经驱动器的内部变换,转变为四路输出信号去驱动一个 MOSFET 全桥电路。全桥电路由四个 MOSFET 功率晶体管组成,桥路上高端的两个功率管使用的是 P 沟道 MOSFET,而低端的两个功率管使用的是 N 沟道 MOSFET。低端两个功率管的源极并联对地接了一个 0.18Ω 的电机电流检测电阻。电流检测电阻把电枢电流转换成电压,经 1kΩ 电阻和晶体管 2N3904 加到 ICM7555 的 4 脚,起到过电流关断保护的功能。当电机工作电流超过门限值时,电流检测电阻上的电压使晶体管导通,ICM7555 的 4 脚为低电平,其 3 脚无控制脉冲输出。正常工作时 ICM7555 的 4 脚为高电平,3 脚有控制脉冲输出。

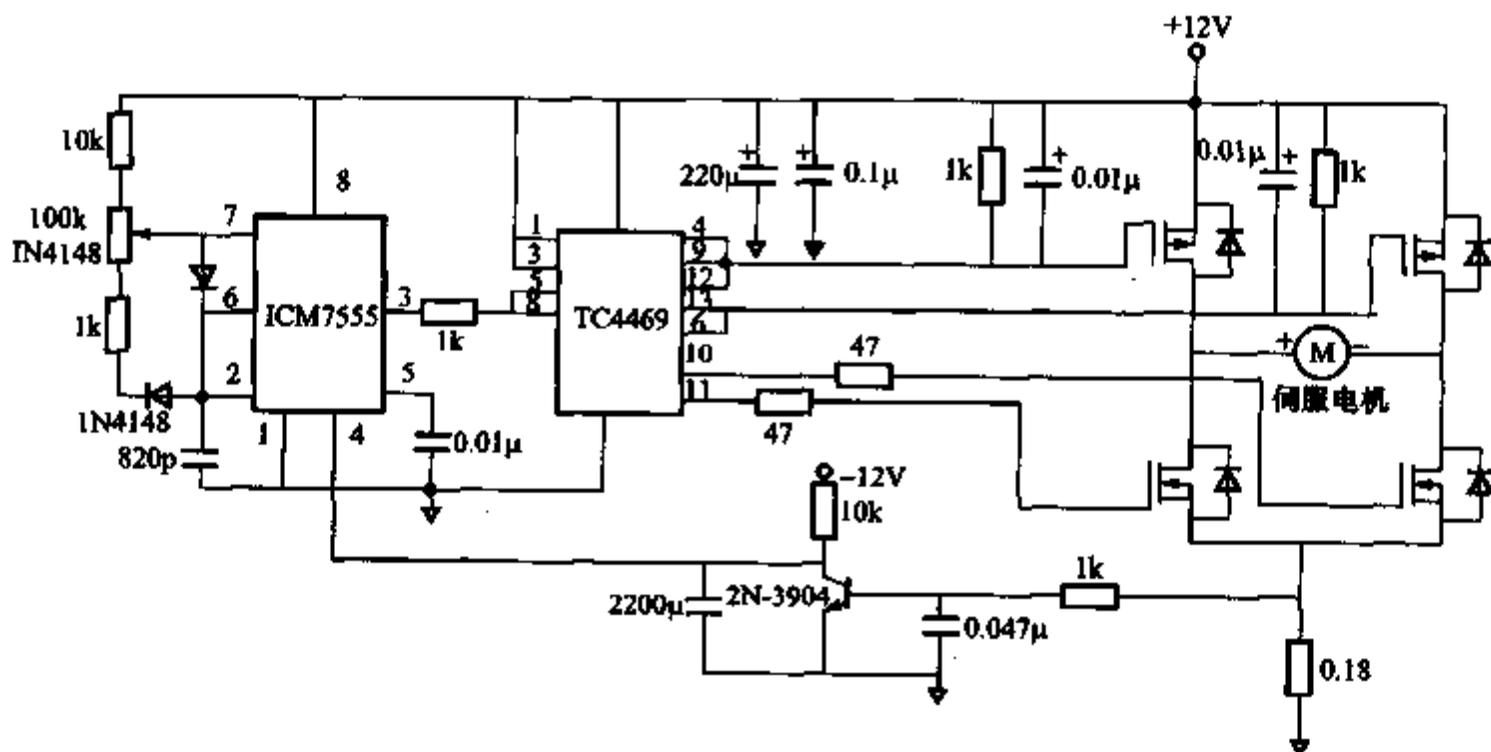


图 6-33 完整的直流伺服电机控制电路

(2) 二相步进电机的驱动电路 TC4469 可以直接驱动二相步进电机,不需要再接外部元件,原理电路如图 6-34 所示。控制电路有 2 路输入信号,分别为 A 和 B; 步进电机的 2 组绕组分别连接到驱动器的输出端引脚 12、13 和 10、11, 每个步进脉冲可使步进电机旋转 7.5° 。驱动器的输入信号控制端 A、B 可以和 PIC17C756A MCU 接口,然后经 RS-232 串行通信接口由 PC 机控制。

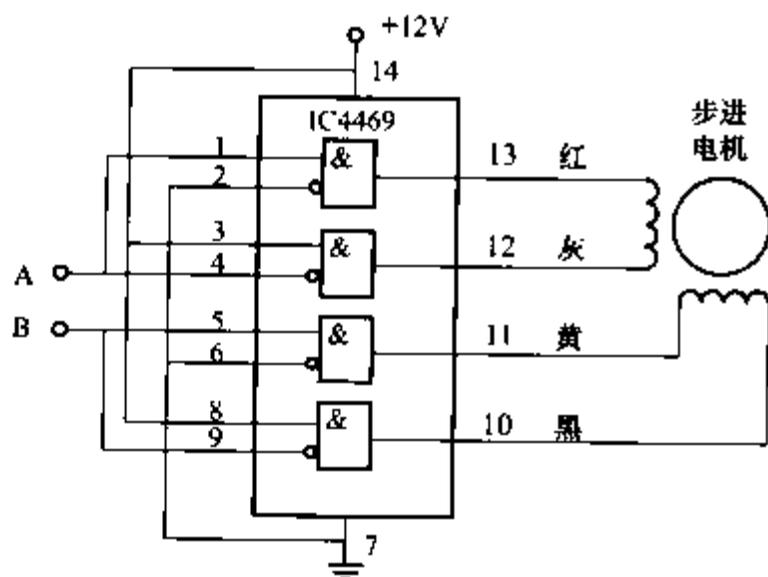


图 6-34 步进电机驱动电路

(3) 三相无刷电机的驱动 驱动无刷电机需要两片 TC4469，原理电路如图 6-35 所示，一片用来驱动三相桥路的高端三个 MOSFET，另一片用来驱动三相桥路的低端三个 MOSFET。两片 CMOS 集成电路的工作电压都是 +15V，但供电方式不一样，集成电路 U1 的 14 脚虽然与三相桥路的正端都连接到 +48V 上，但 U1 的实际工作电压是由电路中的 15V 稳压二极管 VD1 决定的，U1 的 7 脚悬浮在 +33V 上。而 U2 是直接由一个单独的 +15V 电源供电。

为了使集成电路 U1 的三个输入端 1A、2A、3A 的输入信号有合适的电平，控制信号 A+、B+、C+ 需经一个反相器反相、分压后，U1 输入控制端才能得到合适的控制信号。

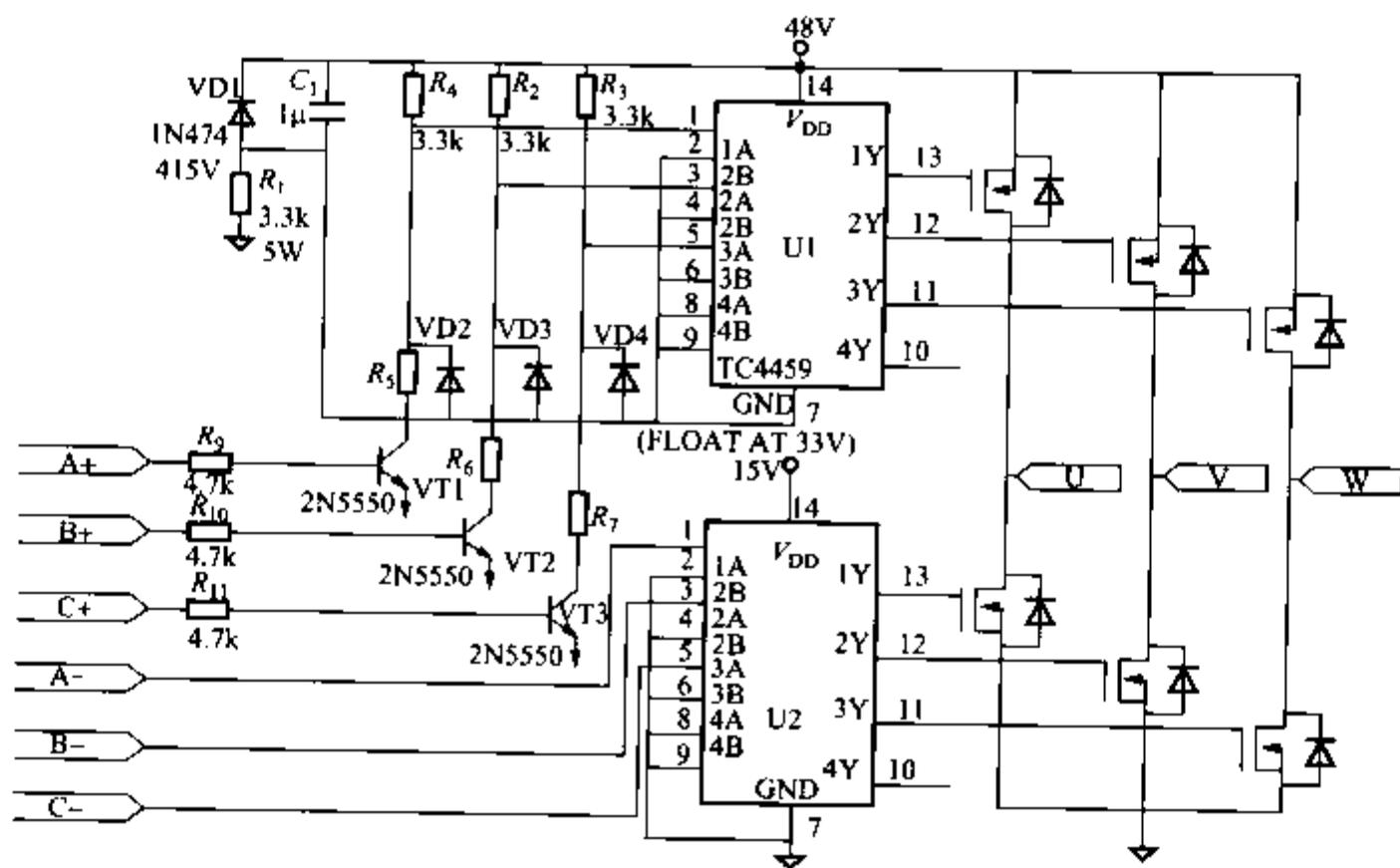


图 6-35 三相无刷电机的驱动电路

6.11 UDN2981W 电机驱动

6.11.1 概述

UDN2981W 是美国 Allegro MicroSystem 公司生产的一种专门用于电机驱动的混

合集成电路，它能直接接受微处理器来的 CMOS/TTL 电平的控制信号。UDN2998W 是一种全桥电机驱动器，它可用于无刷直流电机或步进电机的驱动，其输出电流可达 2A（峰值电流为 3A）。

6.11.2 UDN2998W 的基本性能

UDN2998W 的引脚及封装形式如图 6-36 所示，其引脚含义如下：

GROUND：地。

PHASEA：A 相控制信号输入端。

OUT1A：A 相输出端 1。

OUT2A：A 相输出端 2。

VEA：A 相发射极。

ENABLEA：A 相使能端，低电平有效。

PHASEB：B 相控制信号输入端。

OUT1B：B 相输出端 1。

OUT2B：B 相输出端 2。

VEB：B 相发射极。

ENABLEB：B 相使能端，低电平有效。

VBB：电源端。

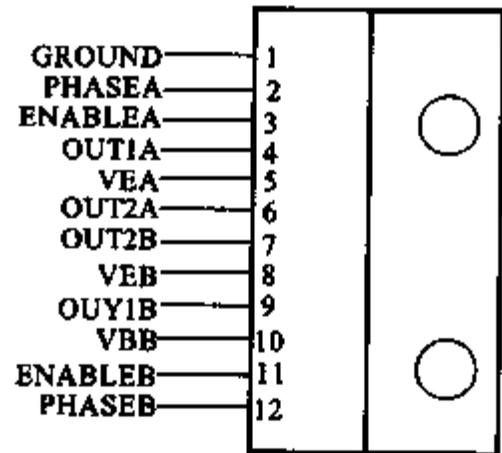


图 6-36 UDN2998W 的引脚图

主要性能指标如下：工作电源电压范围：10 ~ 50V；最大输出电压：50V；工作温度范围：-20 ~ +85℃；连续工作输出电流：±2A（当 $V_{BB} = 50V$ 时）；峰值输出电流：±3A（当 $V_{BB} = 50V$ 时）；控制端输入电平：TTL、CMOS。

一片 UDN2998W 内含有功能完全相同、相互独立的两个驱动器，其中一个驱动器的功能框图如图 6-37 所示，它的控制逻辑真值表见表 6-9。

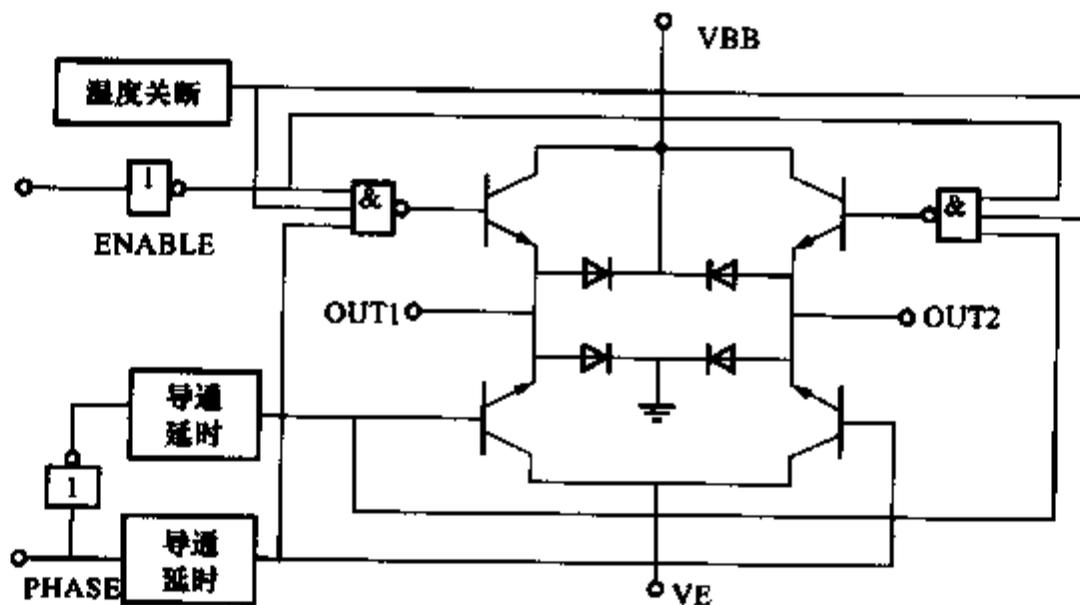


图 6-37 驱动器功能框图

表 6-9 UDN2998W 控制逻辑真值表

ENABLE INPUT	PHASE INPUT	OUT1	OUT2
L	H	H	L
L	L	L	H
H	H	高阻	L
H	L	L	高阻

UDN2998W 内部采用斩波驱动方式，它具有功耗低、效率高等特点。另外，它还具有过热及过电流保护功能。

6.11.3 UDN2998W 的应用

由于 UDN2998W 的控制输入端符合 TTL 或 CMOS 逻辑电平，因而它可很方便地与单片机或微处理器接口，用来对无刷直流电机或步进电机进行控制和驱动。这里介绍一个用 UDN2998W 来驱动步进电机（两相绕组）的实例。其应用电路如图 6-38 所示。

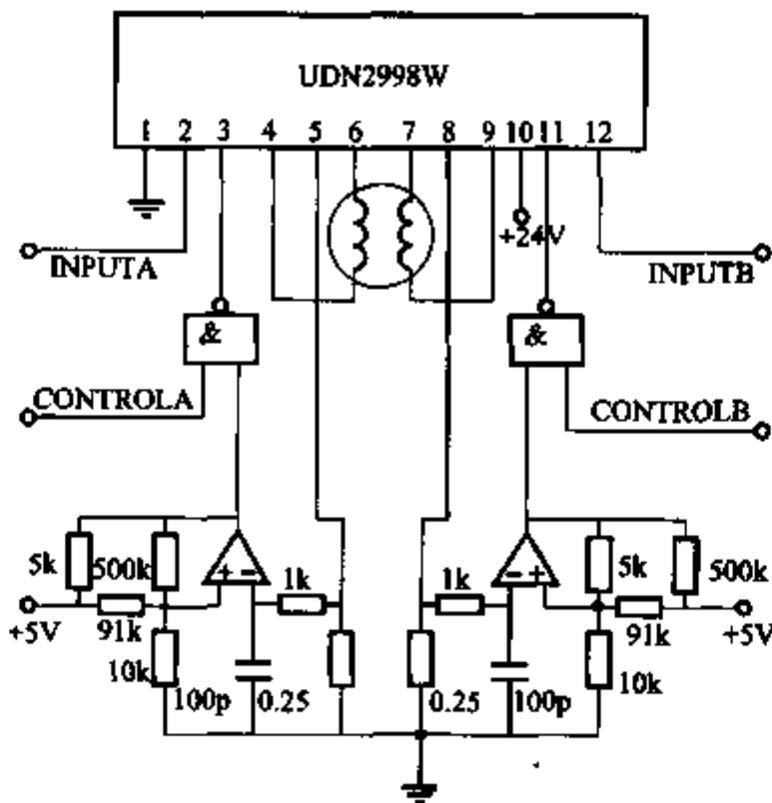


图 6-38 UDN2998W 的应用电路

图 6-38 中，INPUTA 和 INPUTB 为外部输入的脉宽调制信号，它们分别用来控制步进电机的 A 相和 B 相两个绕组。+24V 为步进电机电源电压，两个控制端 CONTROLA 和 CONTROLB 经两个与非门后分别接到 UDN2998W 的 ENABLEA 和 ENABLEB 引脚上。

第7章 智能功率模块 IPM



最初的电力电子器件都是单管结构，由用户去把不同器件组装起来。近来越来越多的厂家已将开关器件与其周围器件（如续流二极管等）构成的电路封装在一个模块里面，并采用隔离技术把三个极与散热片隔开，使装置的散热更容易、更均匀，结构更趋于小型化和合理化。一个模块里面有一单元结构、二单元结构（一个桥臂）、四单元结构（双桥臂）和六单元结构（三桥臂）多种。

在超大规模集成电路技术日新月异的今天，在电力电子技术领域里出现的新趋势就是发展功率集成电路（Power Integrated Circuit, PIC），把电力电子器件和驱动电路、保护电器、一部分检测电路甚至与微机的接口电路等都集成在一个芯片内。这样，可以使整个装置的可靠性大幅度地提高，而且具有设备体积小、材料省、功能多、成本低等很多优点，免去用户设计或选用不同驱动电路与保护电路的麻烦，使用起来大为方便。

制造 PIC 的主要技术困难是高、低压电路之间的绝缘问题和温升与散热的有效处理问题，目前的产品只达到低压小功率水平。有些公司采用表面贴装技术制成混合功率模块，如智能功率模块（Intelligent Power Module, IPM）等，作为 PIC 的过渡产品，已在各种变流器中大量应用。

随着新型电力电子器件与功率集成电路的开发，高电压大电流电力电子器件的生产越来越需要精细加工技术的支持。许多工业先进国家的发展表明，没有很强的微电子技术的基础，新型电力电子器件是很难再向前发展的。

IPM（Intelligent Power Module）器件是比较先进的混合集成功率器件。它是将变频器主电路的功率器件 IGBT 全部集成在一个器件内。它不仅把功率开关器件和驱动电路集成在一起，而且内置过电压、过电流和过热等故障检测电路，并可将检测信号送到 CPU 或 DSP 作中断处理。它由高速低功耗的管芯和优化的门极驱动电路及快速的保护电路组成，即使发生负载事故或使用不当，也可以使 IPM 自身不受损坏。

DIP-IPM 模块是日本三菱公司最新推出的第四代的智能模块，其为内部放置三相交流输出 IGBT 逆变电路、高压驱动和保护于一体的双列直插封装模块，其内部既有驱动控制和保护逻辑，又有过（欠）电压、过电流、短路和过热探测等保护电路，大大提高了变频器的可靠性和可维护性。跟上一代产品比较，DIP-IPM 只需

一路 +15V 的驱动电源，可以不采用光耦合器而直接与单片机连接。DIP-IPM 的系列中有各种产品适用于不同的场合。

IPM 具有如下优点：

开关速度快：IPM 内的 IGBT 芯片都选用高速型，而且驱动电路紧靠 IGBT，驱动延时小，所以 IPM 开关速度快。**损耗小，低功耗：**IPM 内部的 IGBT 导通压降低，开关速度快，故 IPM 功耗小。**快速的过电流保护：**IPM 实时检测 IGBT 电流，当发生严重过载或直接短路时，IGBT 将被软关断，同时送出一个故障信号。**过热保护：**在靠近 IGBT 的绝缘基板上安装了一个温度传感器，当基板过热时，IPM 内部控制电路将截止栅极驱动，不响应输入控制信号。**桥臂对管互锁：**在串联的桥臂上，上下桥臂的驱动信号互锁，有效防止上下臂同时导通。**抗干扰能力强：**优化的门极驱动与 IGBT 集成，布局合理，无外部驱动线。**驱动电源欠电压保护：**当低于驱动控制电源（一般为 15V）就会造成驱动能力不够，增加导通损坏，IPM 自动检测驱动电源，当低于一定值超过 $10\mu\text{s}$ 时，将截止驱动信号。IPM 内藏相关的外围电路，缩短开发时间，加快产品上市，无须采取防静电措施，大大减少了元件数目。

IPM 模块有四种封装形式：单管封装、双管封装、六管封装和七管封装。图 7-1 ~ 图 7-4 所示是几种典型 IPM 模块原理图。

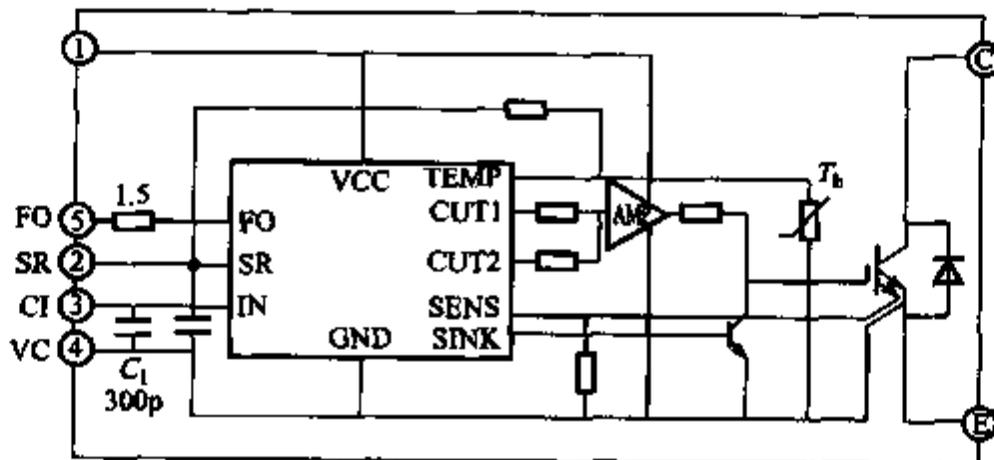


图 7-1 一个单元 IPM 原理图

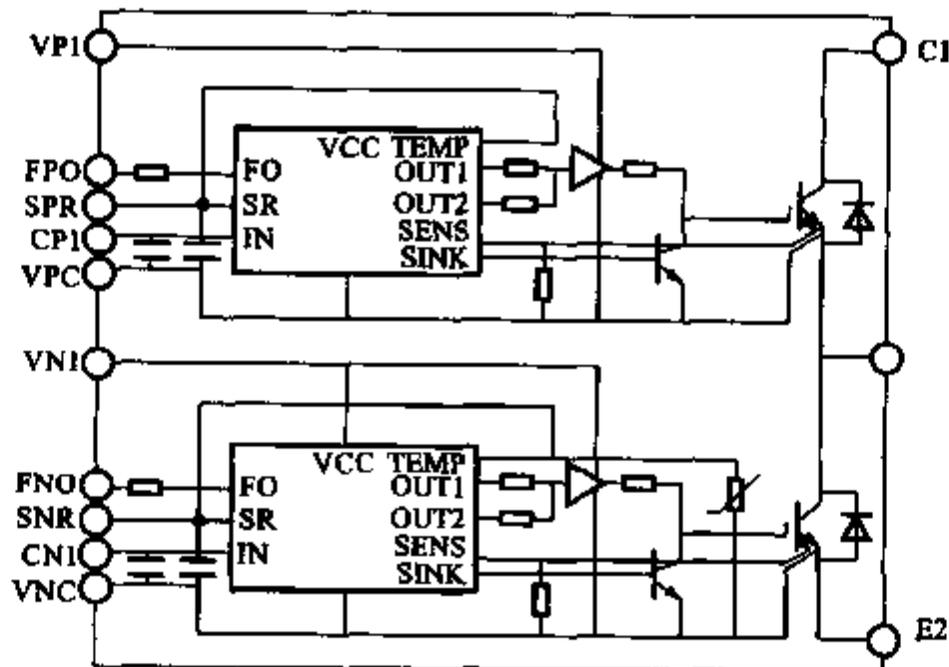


图 7-2 两个单元 IPM 原理图

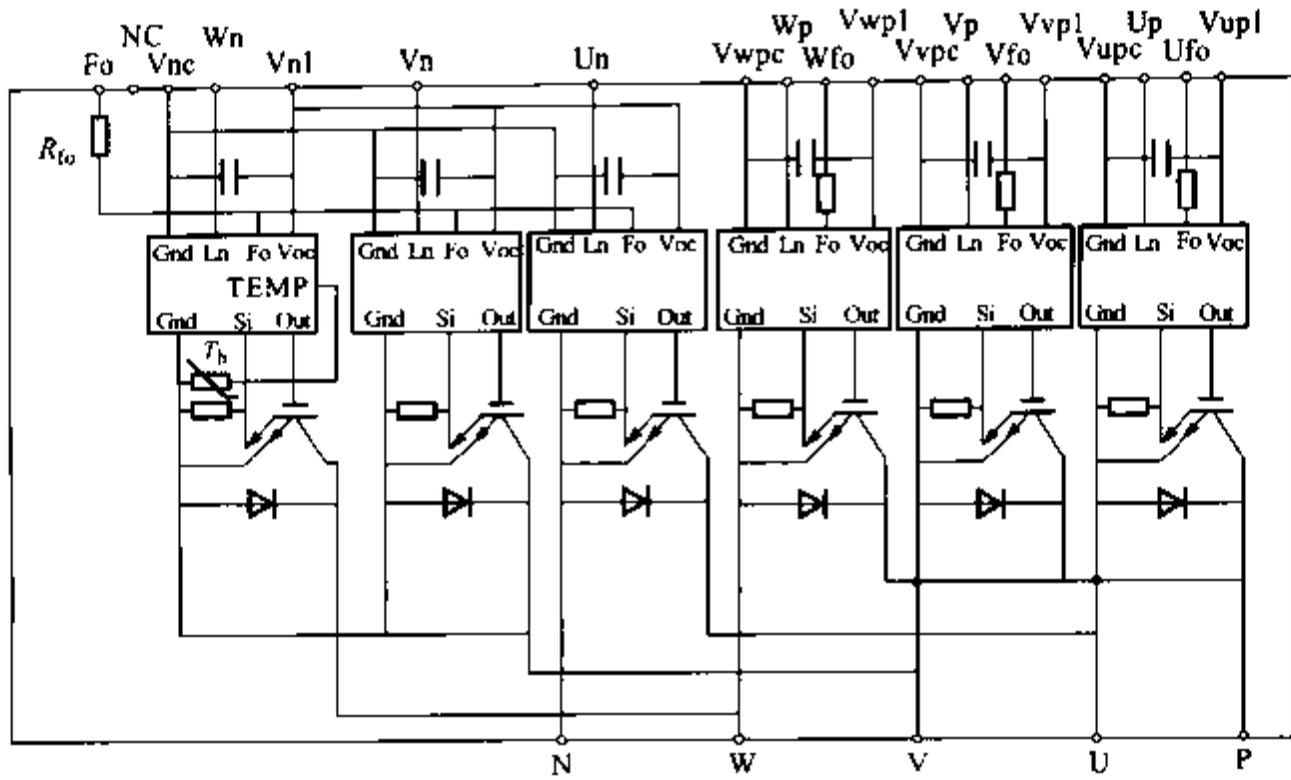


图 7-3 六单元 IPM 原理图

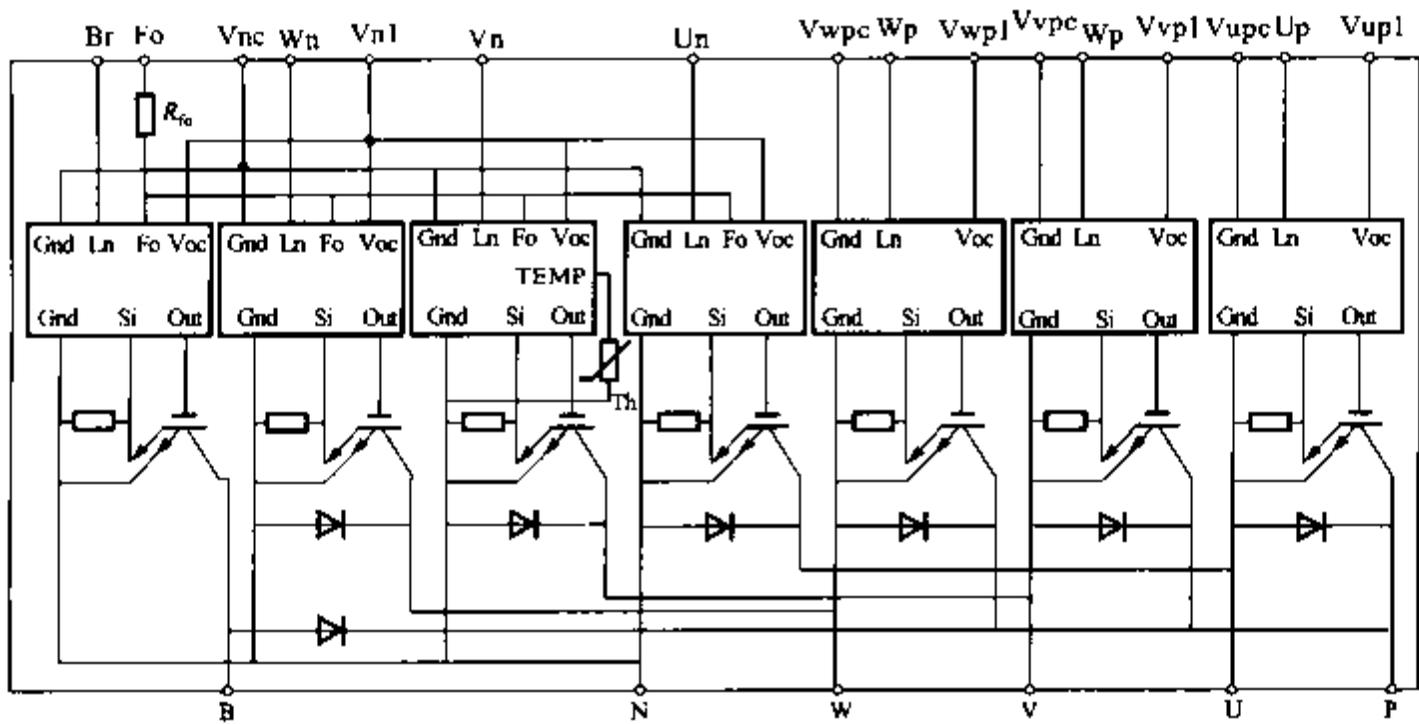


图 7-4 七单元 IPM 原理图



7.2.1 功率电路

半桥感性负载电路如图 7-5 所示。在关断瞬时流过 IGBT 的电流，被切断时而产生的瞬时电压，如图 7-6 所示。因为电机感性负载 L 及电路中漏电感 L_p ，使 di/dt 在极端情况下将产生浪涌电压导致器件的损坏发生，为此要采取措施尽可能

减小电感 L 和电路中的漏电感 L_p ，例如合理分布、缩短导线长度，适当加宽减厚等。

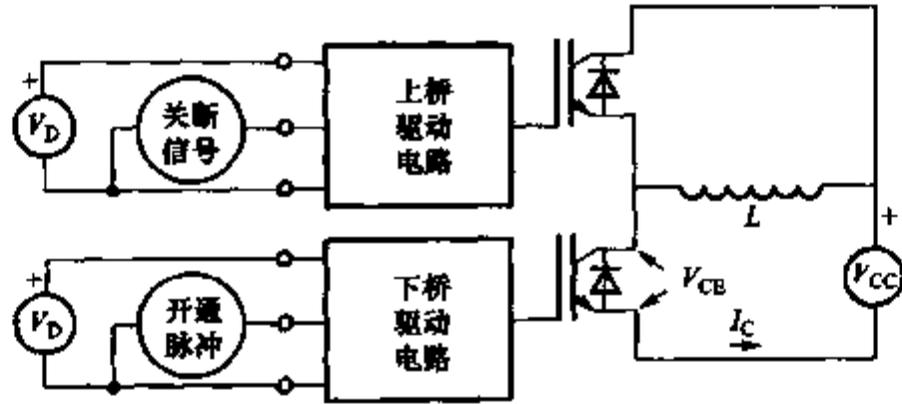


图 7-5 半桥感性负载电路

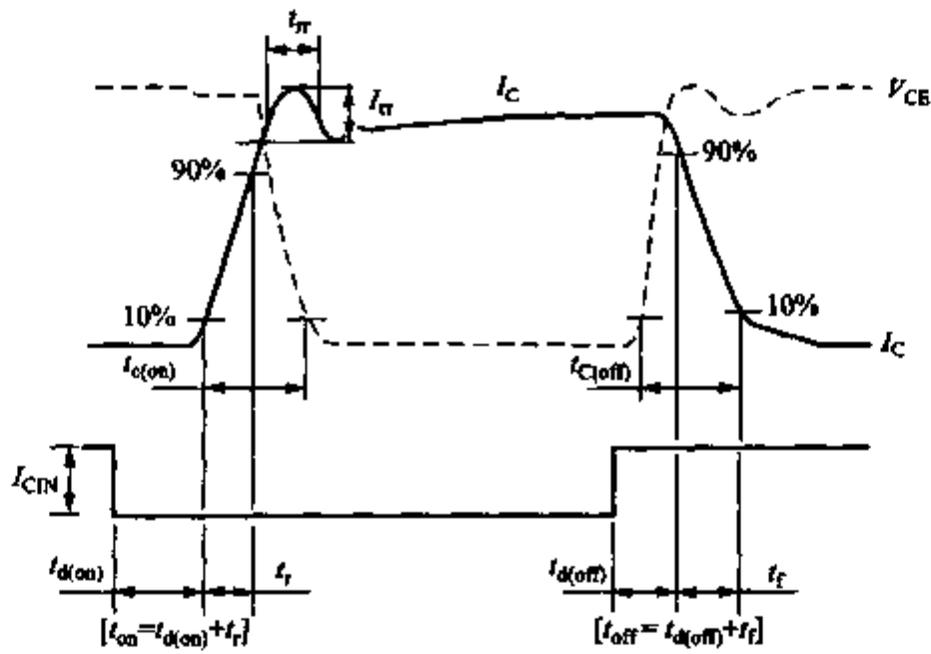


图 7-6 关断与开通波形

续流二极管的作用是当 IGBT 下臂关断时为电感性电流在上臂提供通路（这时处正向导通），它将减小 di/dt 值，防止产生过电压。但当下臂导通时，续流二极管反向恢复，变为负值而关断，电流将要下降为零值，这时因 L_p 的存在要产生浪涌电压阻止电流的下降，尤其是当使用的是硬恢复二极管时，将产生较高的反向恢复 di/dt 值，可能导致很高的瞬时电压出现。

缓冲电路可以控制关断浪涌电压和恢复浪涌电压，以减少模块的开关损耗及瞬时过电压值。虽然 IGBT 具有强大的开关安全工作区，但需控制瞬时电压值，而缓冲电路在每次开关循环中都可通过 IGBT 放电，尽管有一定功耗产生，但能确保使用的安全。

图 7-7a 所示的缓冲电路仅由一个低电感量的电容器组成，对小功率一单元模块，可接在 C 和 E 极之间，对六合一封装模块可接 P 和 N 端子之间，对减小瞬变电压有效、简单、成本低，适用于小功率器件。

图 7-7b 中的缓冲电路使用了快速二极管，它可钳位瞬变电压，从而抑制与母

线寄生电感产生的振荡。 RC 为时间常数 τ ，设为开关周期的 $1/3$ （即 $\tau = T/3$ ），本电路适用中功率器件。

图 7-7c 类似于图 7-7b，但具有更小的回路电感，缓冲电路直接接于每个 IGBT 的 C 极和 E 极，并使用一个小型 RCD（阻容二极管），效果较好，能抑制缓冲电路的寄生振荡，适用大功率器件。

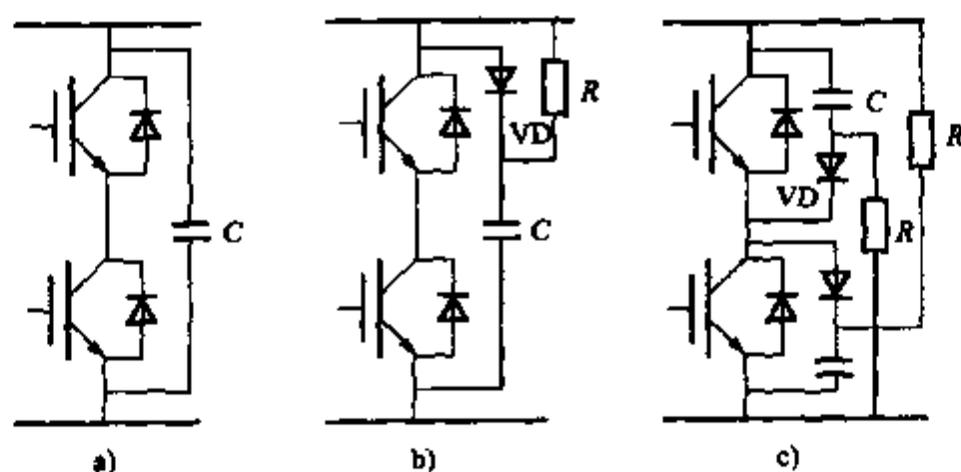


图 7-7 典型缓冲电路

当栅极 G 的驱动或控制信号与主电路共用一个电流路径时，会导致接地回路，这可能出现本应是地电位，而实际却存在高于地几伏的电位值，使本来应偏置截止的器件，可能发生导通，而造成误动作。因此在大功率 IGBT 应用中，或 di/dt 很高时，就难免上述现象的发生，故对不同容量的器件，有下述三种电路：

图 7-8a 中的电路存在共地回路电位问题的，它的栅极电路地线与主电路（-）母线相通，适用于 $< 100A$ 六合一封装器件，但仍需要高反偏置电压（5 ~ 15V）。

图 7-8b 中的电路对下半臂器件选用独立栅极电源供电，采用辅助发射极和就近驱动电源去耦电容的方法，能使接地回路噪声得到很好的抑制，适用 200A 以下模块。

图 7-8c 所示电路对下半臂每一个栅极驱动电路，都采用了分离绝缘电源，以消除接地回路的噪声问题，效果更好，适用 $\geq 300A$ 的模块。

IGBT 的损耗是指 IGBT 在开通或关断过渡过程期间的功率损耗。当 PWM 信号频率大于 5kHz 时开关损耗会非常显著，因此在使用时，正确地选择频率值的大小是件重要的问题，如图 7-9 所示。

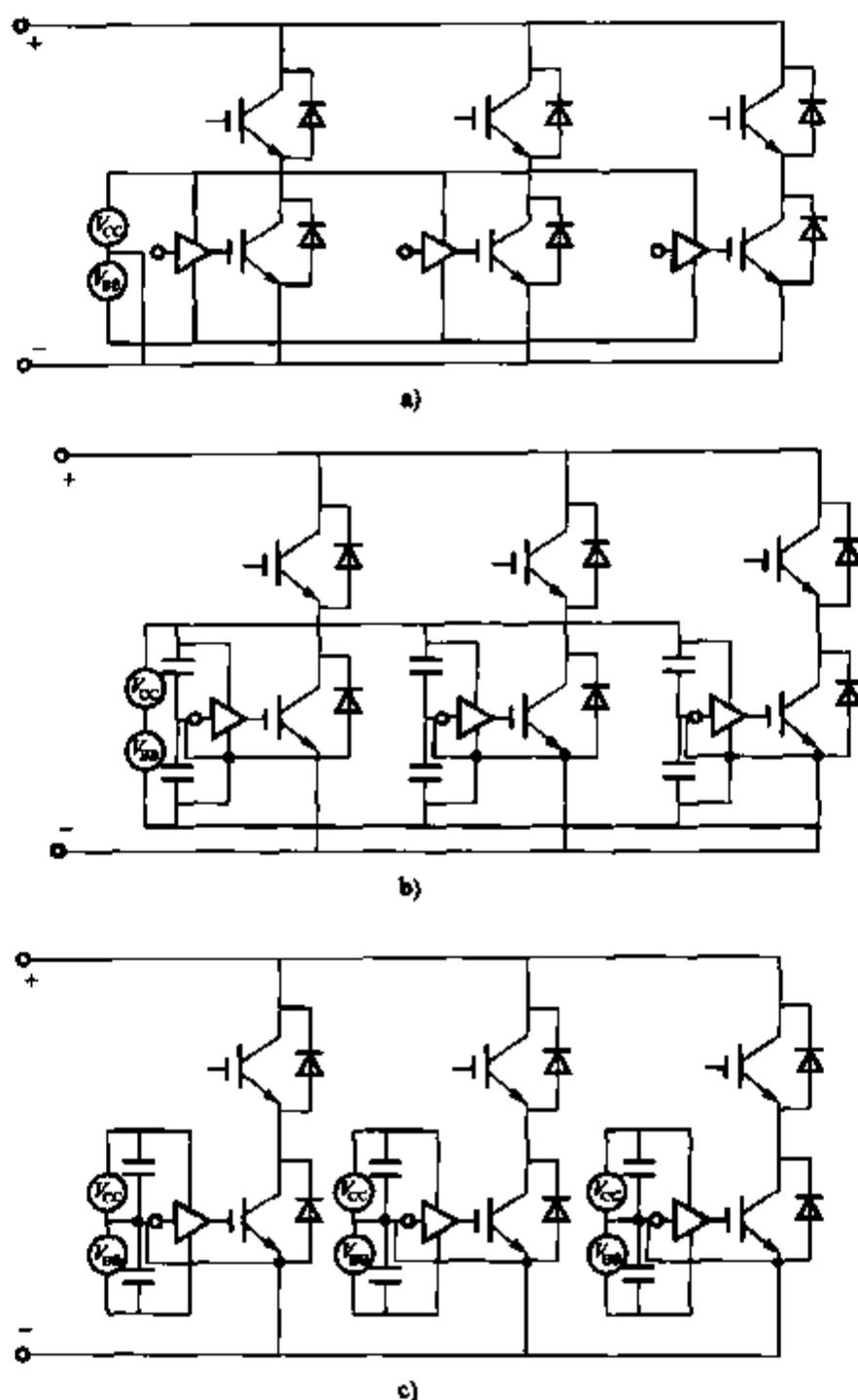


图 7-8 IPM 接地几种典型电路

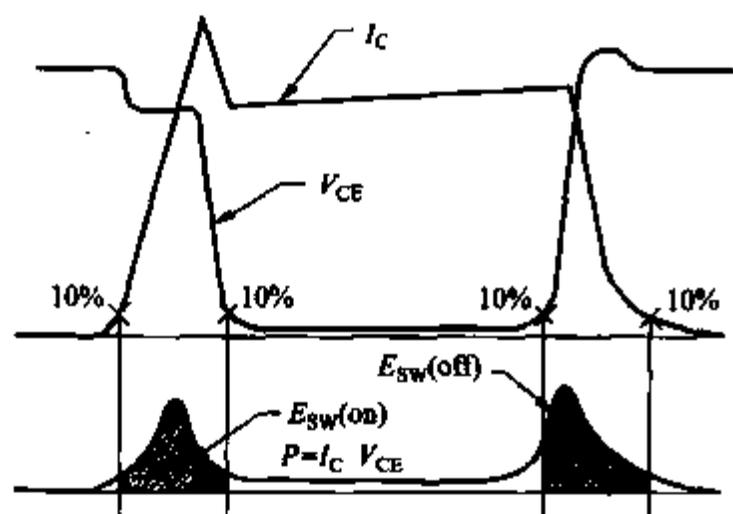


图 7-9 IGBT 开关损耗示意波形

IGBT 模块的芯片最大额定结温是 150°C ，在任何工作条件下，都不允许超过，否则要发生热击穿而造成损坏，一般要留余地，在最恶劣条件下，结温限定在 125°C 以下，但芯片内结温监测有难度，所以 IGBT 模块，大都在散热器表面装有温控开关，其值在 $80 \sim 85^{\circ}\text{C}$ 之间，当达到此温度时，即因过热保护动作，从而自动停机，以确保 IGBT 的安全（也有时用热敏电阻）。

7.2.2 IPM 参数

IPM 参数分为三个部分：最大额定参数见表 7-1（在任何情况都不能超过的极限值）；电气参数与机械特性见表 7-2；推荐工作条件见表 7-3。

表 7-1 IPM 最大额定参数说明

	符 号	参 数	说 明
逆变部分	V_{CC}	供电电压	P-N 之间的最大允许直流母线电压
	$V_{CC(PF)}$	供电电压峰值	P-N 之间的最大允许开关浪涌电压
	V_{CES}	集电极-发射极电压	关断时, 集电极到发射极最大峰值电压
	I_C	集电极电流	$T_C = 25^\circ$, 最大允许集电极直流电流
	I_{CP}	集电极电流峰值	$T_C = 25^\circ$, 最大允许集电极峰值电流
	P_C	集电极功耗	$T_C = 25^\circ$, 开关 IGBT 的最大允许功耗
	T_j	结温	工作时, IGBT 结温的范围
制动部分	$V_{R(DC)}$	FWD 反向电压	续流二极管最大允许方向电压
	I_F	FWD 正向电压	$T_C = 25^\circ$, 续流二极管最大允许电流
控制部分	V_D	供电电压	最大允许控制电压
	V_{CIN}	输入电压	输入引脚 1 和地之间最大允许电压
	V_{FO}	故障输出电压	FO 和地之间最大允许电压
	I_{FO}	故障输出电流	FO 的最大允许电流
总系统	$V_{CC(PROT)}$	OC、SC 保护供电电压	OC 和 SC 保护时, P-N 之间的最大母线电压
	T_C	模块外壳工作温度	基板最大允许温度
	T_{MS}	储存温度	不加电压电流时保存温度
	V_{iso}	绝缘耐压	基板和模块端子之间的最大绝缘电压
热阻	$R_{th(j-c)}$	结壳之间的热阻	IGBT 或 FWD 的结壳之间的最大热阻
	$R_{th(c-l)}$	接触热阻	开关单元的外壳和散热片之间的最大热阻

表 7-2 IPM 电气特性参数说明

	符 号	参 数	说 明
逆变和 制动部分	$V_{CE(sat)}$	饱和压降	在规定条件下, IGBT 的通态电压
	V_{EC}	FWD 正向电压	FWD 正向电压
	t_{on}	开通时间	规定条件下, 感性负载的开关时间
	t_{rr}	FWD 恢复时间	
	$t_{c(on)}$	开通过渡时间	
	t_{off}	关断时间	
	$t_{c(off)}$	关断过渡时间	
	I_{CES}	集电极-发射极截止电流	$V_{CE} = V_{ES}$ 断态集电极-发射极电流

续表

	符 号	参 数	说 明
控制部分	V_D	供电电压	开关运行时, 控制电源电压
	I_D	电路电流	待机时控制电源电流
	$V_{cin(on)}$	输入开通电压	IPM 开通阈值
	$V_{cin(off)}$	输入关断电压	IPM 关断阈值
	$F_{(PWM)}$	载波频率	PWM 运行范围
	T_D	死区时间	防止直通的延时信号
	OC	过电流动作数值	过电流保护的集电极电流
	SC	短路动作数值	短路保护的集电极电流
	T_{off}	过电流延迟时间	超过 OC 到过电流保护的时间
	OT	过电流保护数值	过电流动作的基板温度
	OT_r	过电流复位条件	过热故障复位必须降到该值以下
	UV	控制电源欠电压条件	欠电压保护的控制电源电压
	UV_r	电源欠电压复位条件	欠电压故障复位电压要求最小值
	$I_{FO(H)}$	故障输出无效	
	$I_{FO(L)}$	故障输出有效	低电平有效
	t_{FO}	故障输出的脉宽	脉冲宽度
V_{SXR}	SXR 输出端子	用于驱动光耦合器的电压	

表 7-3 IPM 推荐工作条件

	符 号	参 数	说 明
逆变部分	V_{CC}	主电源电压	推荐的直流母线电压
	V_D	控制电源电压	推荐控制电源范围
控制部分	$V_{cin(on)}$	输入开通电压	推荐 IPM 开通的输入电压范围
	$V_{cin(off)}$	输入关断电压	推荐 IPM 关断的输入电压范围
	F_{PWM}	PWM 输入频率	推荐 PWM 载波频率
	T_D	死区时间	上下桥臂信号延迟时间

7.2.3 IPM 保护功能

IPM 典型保护功能有四种: 控制电源欠电压保护 (UV)、过电流保护 (OC)、过热保护 (OT)、短路保护 (SC)。如果 IPM 其中有一种保护电路工作, IGBT 就关断并输出一个故障信号 FO。

1) 如果某种原因导致控制电压符合欠电压条件, 该功率器件会关断 IGBT 并输出故障信号。如果毛刺干扰时间小于规定时间 t_{dUV} 则不会出现保护动作, 波形图如图 7-10 所示。

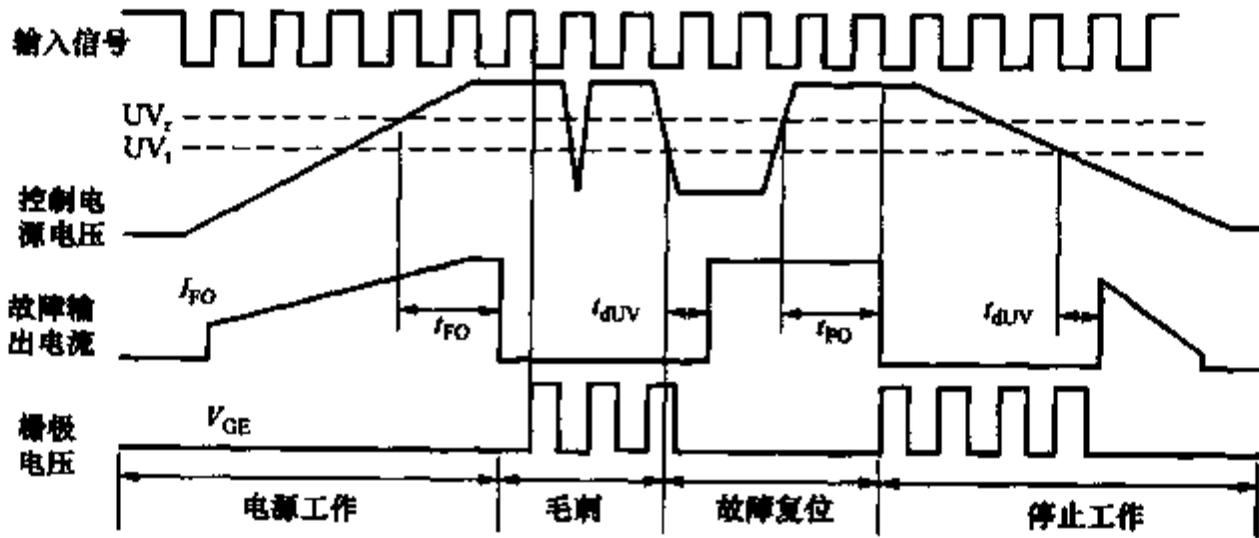


图 7-10 控制电源欠电压保护波形图

2) 在绝缘基板上安装有温度传感器, 检测温度超过数值 IPM 会截止栅极驱动, 直到温度恢复正常, 波形图如图 7-11 所示。

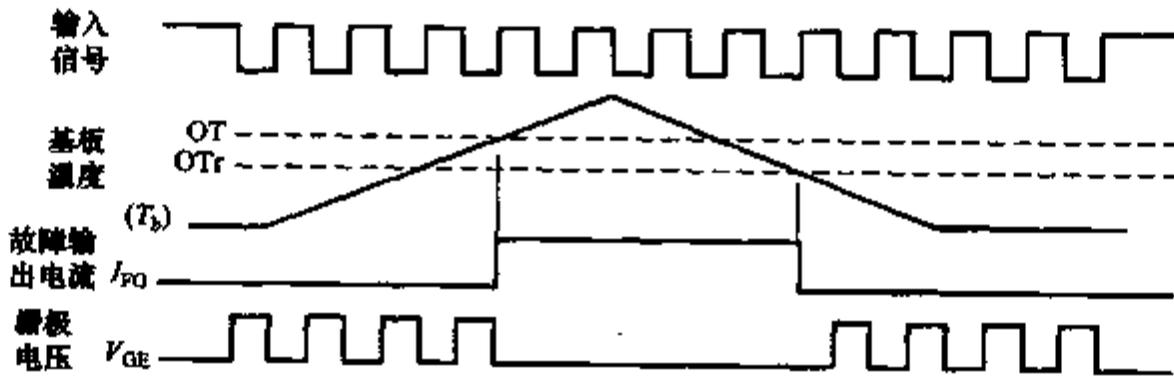


图 7-11 IPM 过热保护波形图

3) IGBT 的电流超过规定的数值并大于过电流时间, IGBT 被关断, 典型过电流时间为 $10\mu\text{s}$, 波形图如图 7-12 所示。

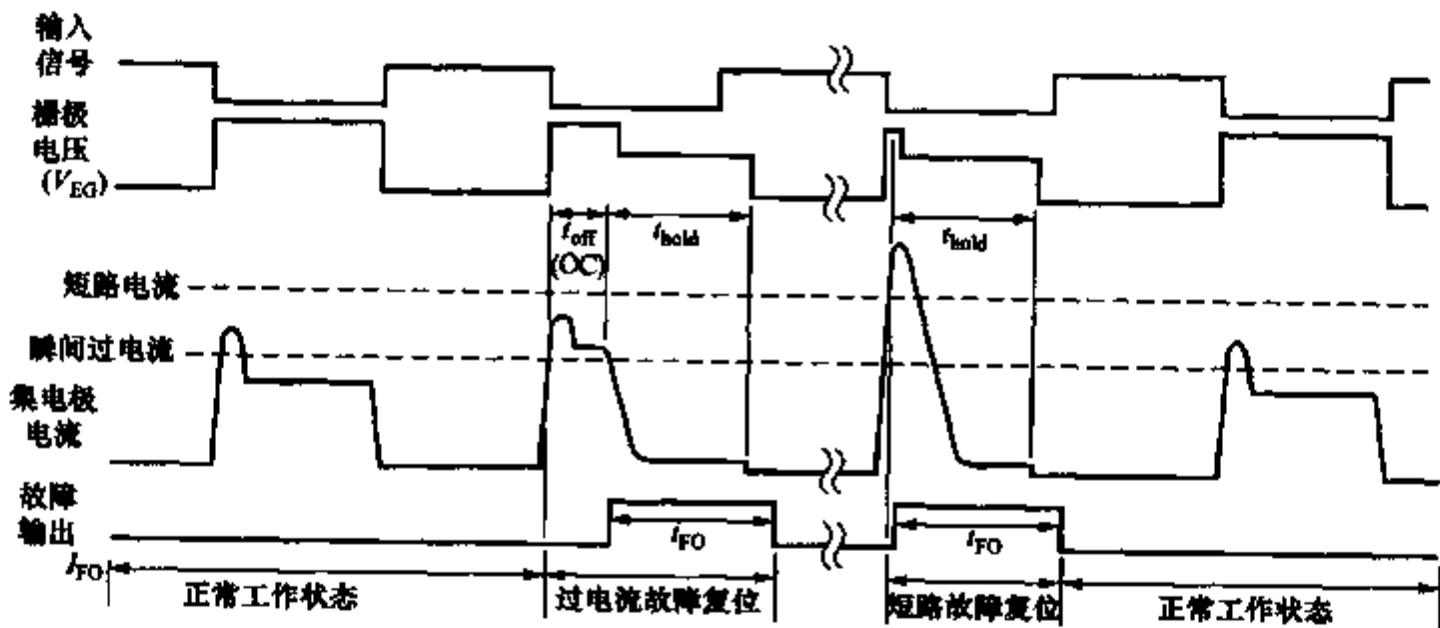


图 7-12 IPM 过电流保护波形图

4) 当发生上下桥臂直通时, IPM 立即关断 IGBT 并输出故障信号, 新型 IPM 采用了实时电流检测技术 (Real Time Current Control Circuit, RTC), 使得响应时间

小于 100ns, 波形如图 7-13、图 7-14 所示。

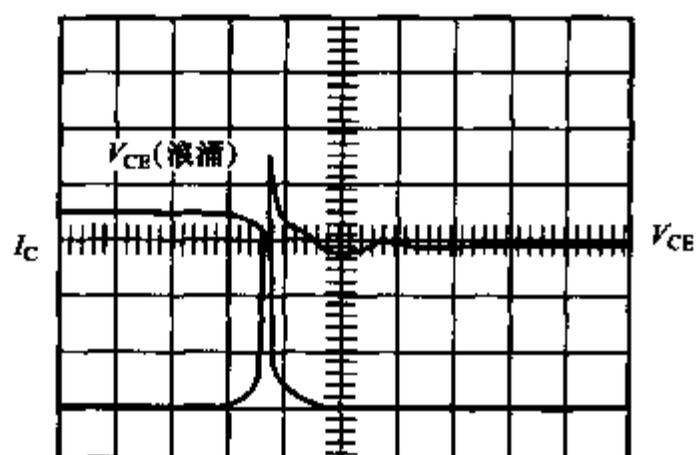


图 7-13 不带 RTC 技术波形

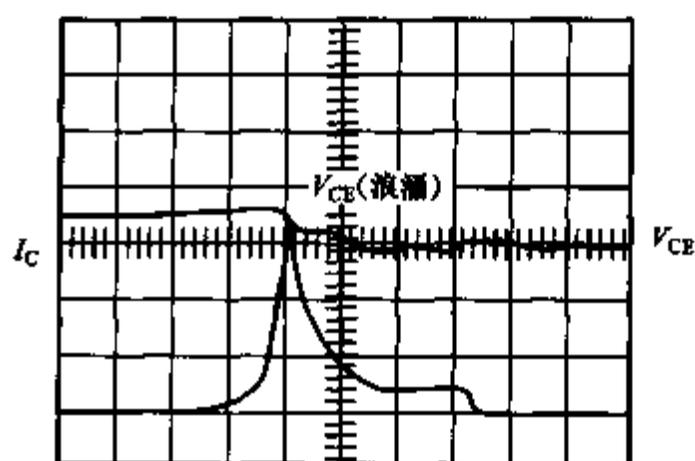


图 7-14 带 RTC 技术波形

7.2.4 参数的合理选择

参数选择的一条原则是适当留有余地, 这样才能确保长期、可靠、安全地运行。工作电压 $\leq 50\% \sim 60\%$, 结温 $\leq 70\% \sim 80\%$, 在这个条件下器件是最安全的。

1) 在关断或过载条件下, I_C 要处于安全工作区, 即小于 2 倍的额定电流值; 电流最大的瞬态值为

$$I_C = \frac{PO_L \sqrt{2}R}{\eta P_F \sqrt{3}V_{AC}}$$

式中 P ——电机功率额定值;

O_L ——变频器最大过载因数;

R ——电流脉动因数;

η ——变频器效率;

P_F ——功率因数;

V_{AC} ——线电压。

2) IGBT 峰值电流是根据 200% 的过载和 120% 的电流脉动率下制定的。

3) 结温一定在 150℃ 以下, 指在任何情况下, 包括过载时。

部分三菱 IPM 控制电路电流 I_D 与开关频率 F_C 关系由表 7-4、表 7-5 可知。

表 7-4 600V 控制电路电流 I_D 与开关频率 F_C 关系 (单位: A)

型号 600V	N 侧				P 侧			
	DC		20kHz		DC		20kHz	
	典型	最大	典型	最大	典型	最大	典型	最大
PM10CSJ060	18	25	23	32	7	10	8	12
PM15CSJ060	18	25	23	32	7	10	8	12
PM20CSJ060	18	25	24	34	7	10	8	12
PM30CSJ060	18	25	24	34	7	10	9	13

续表

型号 600V	N 侧				P 侧			
	DC		20kHz		DC		20kHz	
	典型	最大	典型	最大	典型	最大	典型	最大
PM100CSA060	40	55	78	100	13	18	25	34
PM150CSA060	40	55	80	110	13	18	25	38
PM200CSA060	40	55	85	120	13	18	27	40
PM30RSFD60	25	30	32	45	7	10	9	13
PM50RSA060	44	60	70	100	13	18	23	32
PM50RSK060	44	60	70	100	13	18	23	32
PM75RSA060	44	60	75	100	13	18	23	35
PM100RSA060	44	60	78	105	13	18	24	36
PM150RSA060	52	72	72	113	13	18	26	38
PM200RSA060	52	72	85	115	13	18	26	40
PM200DSA060	19	26	30	42	19	26	30	42
PM300DSA060	19	26	35	48	19	26	35	48
PM300DSA060	23	30	40	60	23	30	40	60
PM600DSA060	23	30	50	70	23	30	50	70
PM800HSA060	23	30	50	70				

表 7-5

1200V 控制电路电流 I_D 与开关频率 F_C 关系

(单位: A)

型号 1200V	N 侧				P 侧			
	DC		20kHz		DC		20kHz	
	典型	最大	典型	最大	典型	最大	典型	最大
PM10RSH120	25	35	31	44	7	10	9	13
PM10CZF120	18	25			7	10	9	13
PM15RSH120	25	35	32	45	7	10	9	13
PM15CZF120	18	25			7	10	9	13
PM25RSB120	44	60	60	83	13	18	18	25
PM25RSK120	44	60	60	83	13	18	18	25
PM50RSA120	44	60	60	90	13	18	19	27
PM75CSA120	44	60	60	83	13	18	20	28
PM100CSA120	40	55	75	104	13	18	25	35
PM75DSA120	13	20	20	28	13	18	20	28
PM100DSA120	19	26	30	42	19	26	30	42
PM150DSA120	19	26	35	48	19	26	35	48
PM200DSA120	23	30	48	67	23	30	48	67
PM300DSA120	23	30	50	70	23	30	50	70
PM400HSA120	23	30	60	90				
PM600JSA120	23	30	60	90				
PMH800SA120	30	40						

7.2.5 应用实例

IPM 典型控制电路如图 7-15 ~ 图 7-18 所示。旁路电容选取见表 7-6 ~ 表 7-9。

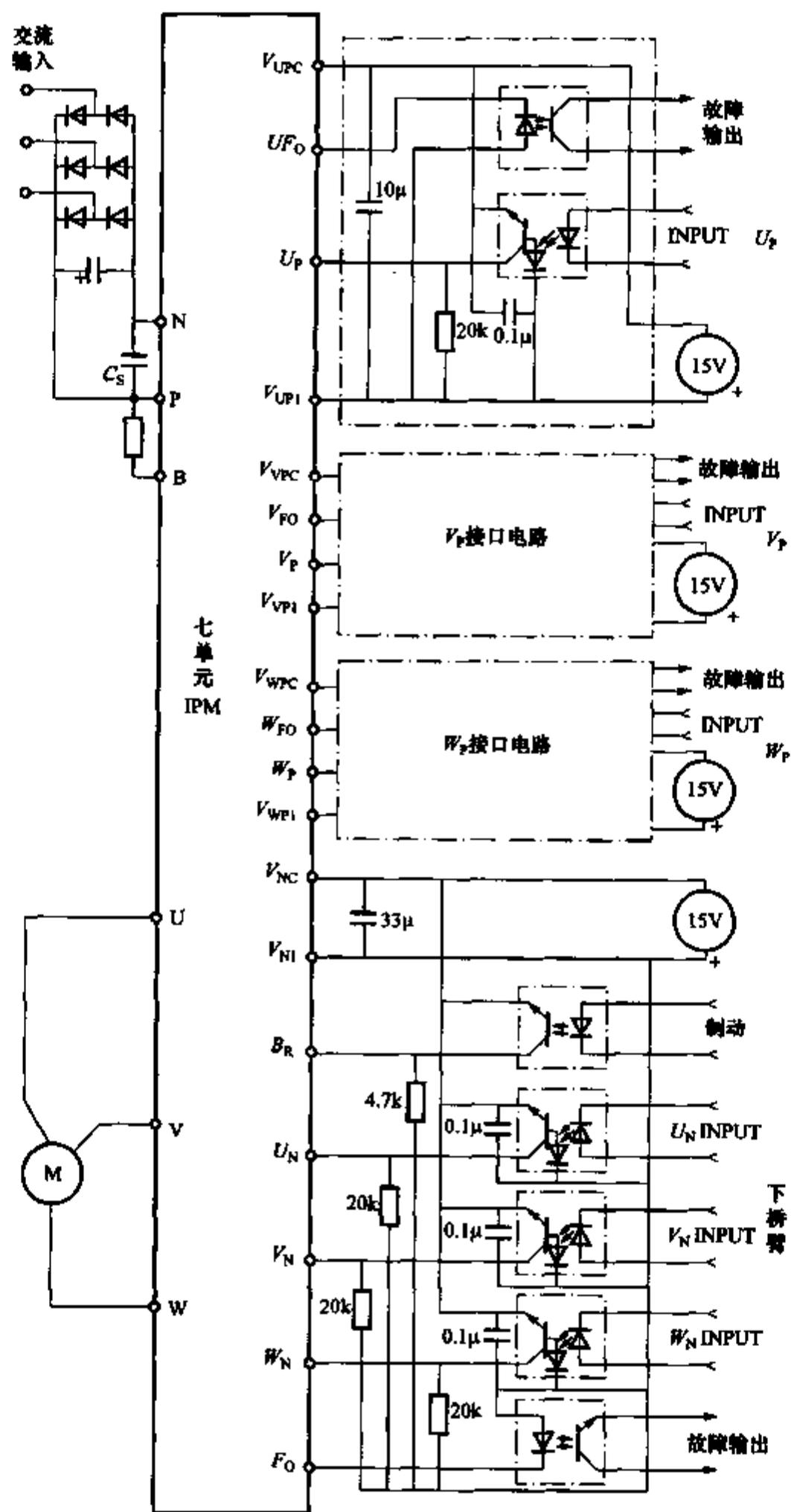


图 7-15 七单元 IPM 典型控制电路

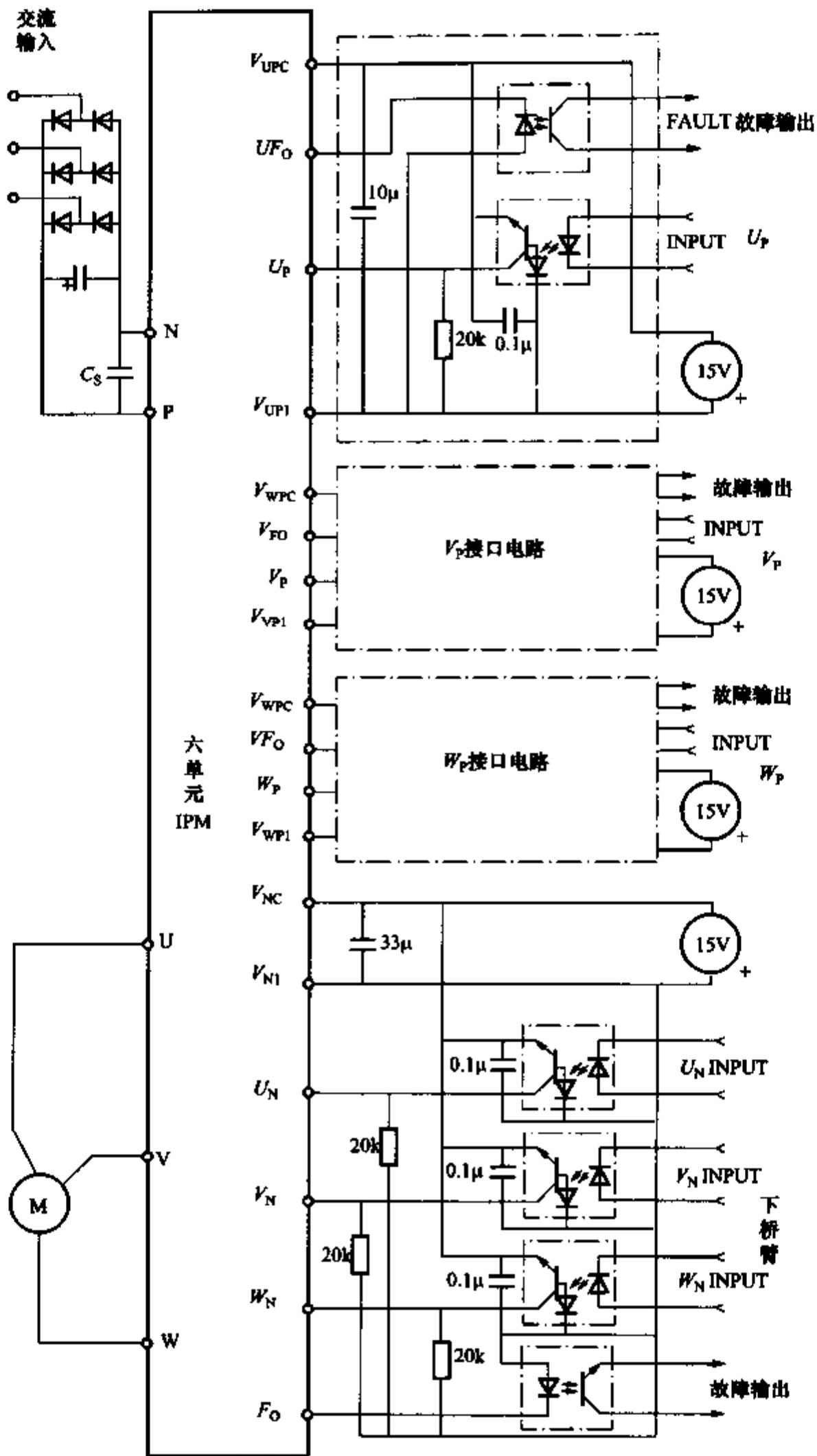


图 7-16 六单元 IPM 典型控制电路

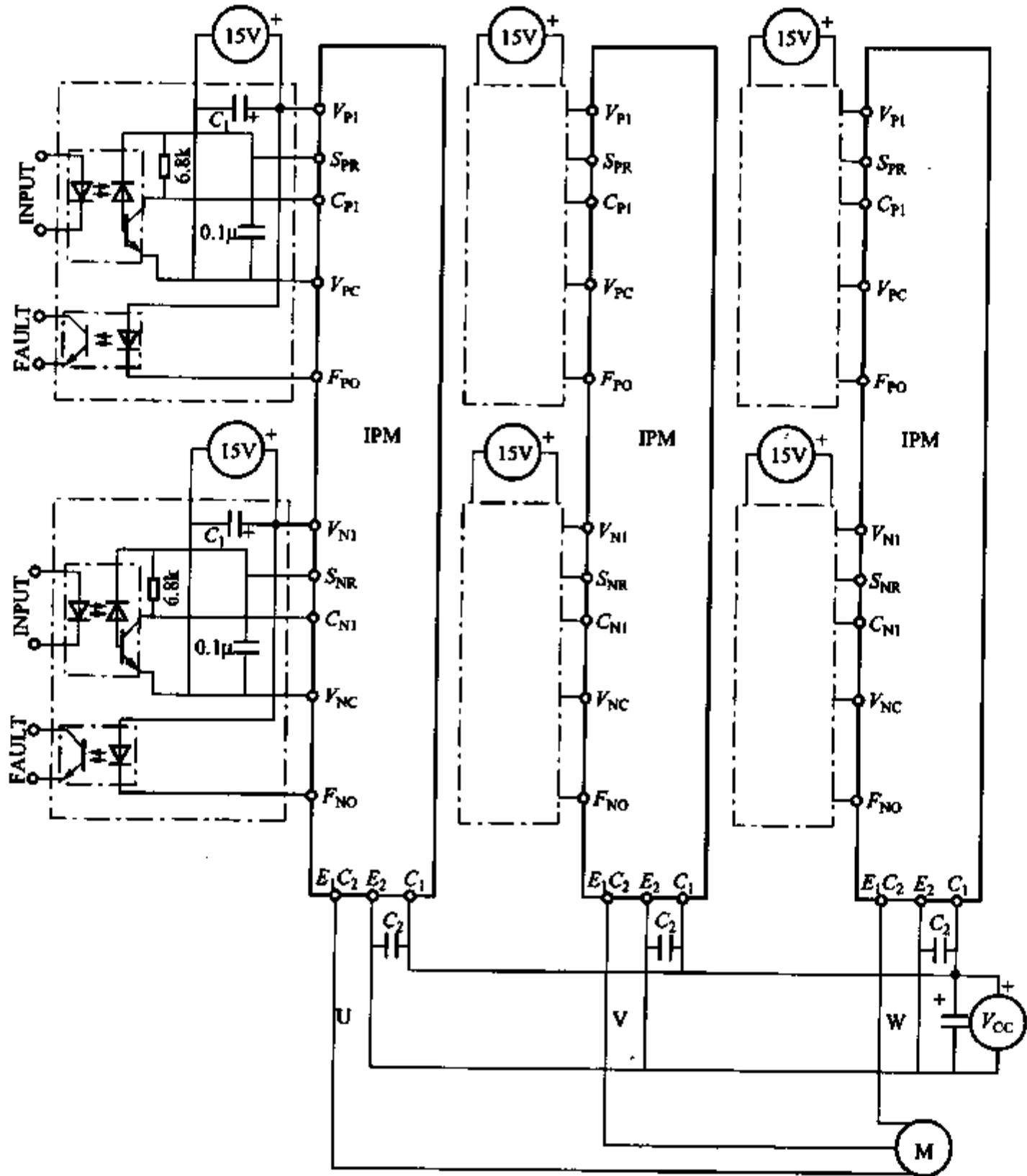


图 7-17 两单元 IPM 典型控制电路

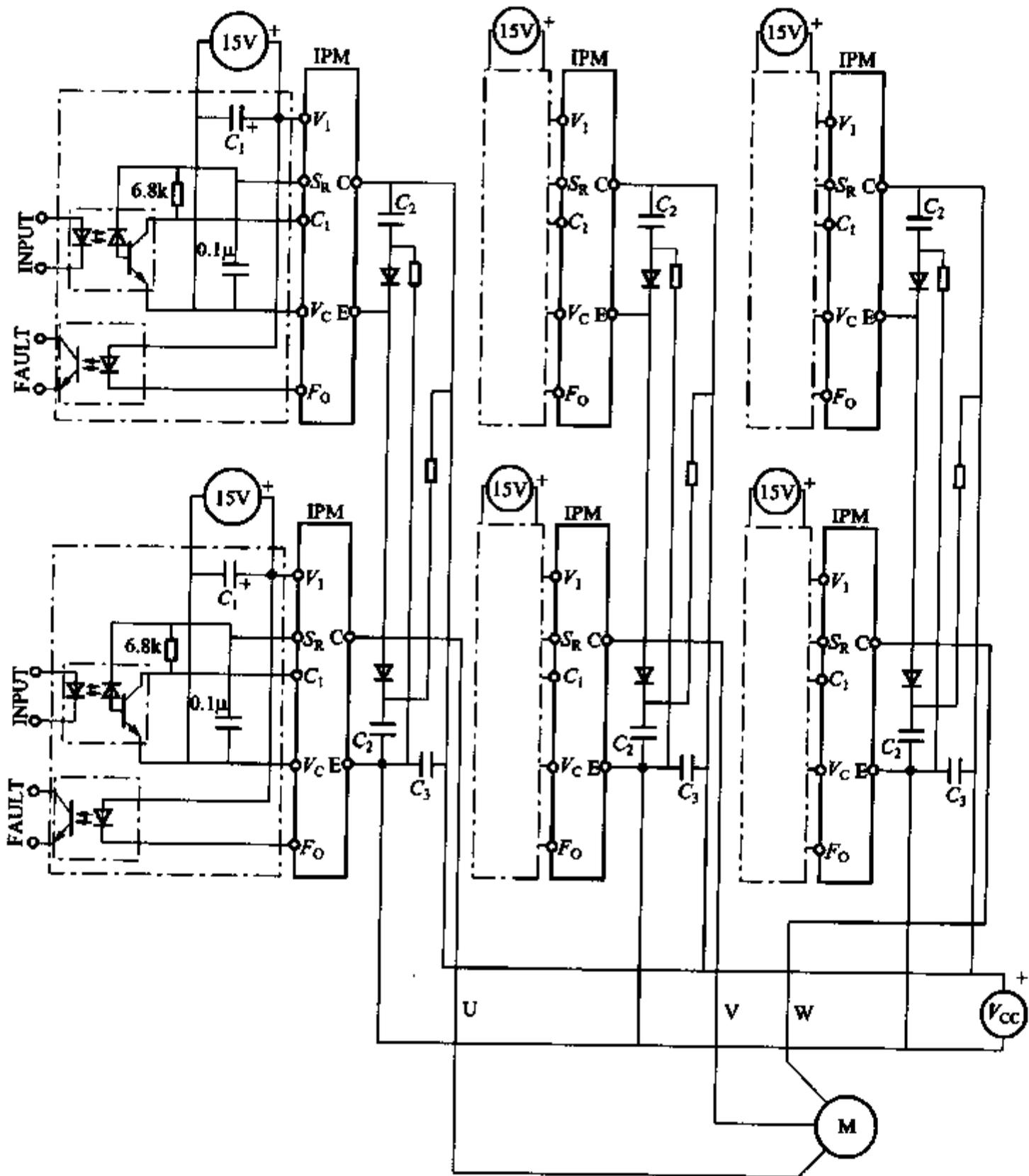


图 7-18 一单元 IPM 典型控制电路

表 7-6

七单元 IPM 旁路电容选取

型 号	额定电流/A	旁路电容/ μF
PM30RSF060	30	0.3
PM50RSK060	50	0.47
PM75RSA060	75	1
PM100RSA060	100	1
PM10RSH120	10	0.1
PM25RSB120	25	0.22
PM50RSA120	50	0.47

表 7-7 六单元 IPM 旁路电容选取

型 号	额定电流/A	旁路电容/ μF
PM20CSJ060	20	0.1
PM30CSJ060	30	0.3
PM100CSA060	100	1
PM150CSA060	150	1.5
PM200CSA120	200	2.2
PM75CSA120	75	1
PM100CSA120	100	1

表 7-8 二单元 IPM 旁路电容选取

型 号	额定电流/A	旁路电容 $C_1/\mu\text{F}$	吸收电容 $C_2/\mu\text{F}$
PM200DSA060	200	47	2
PM300DSA060	300	47	3
PM400DSA060	400	68	4
PM400DVA060	400	68	4
PM600DSA060	600	68	6
PM600DVA060	600	68	6
PM75DSA120	75	22	0.68
PM100DSA120	100	47	1
PM150DSA120	150	47	2
PM200DSA120	200	68	3

表 7-9 一单元 IPM 旁路电容选取

型 号	额定电流/A	旁路电容/ μF	吸收电容/ μF	直流旁路电容/ μF	吸收二极管
PM800HSA060	30	68	3	6	RM50HG
PM400HSA120	50	68	1.5	4	RM25HG
PM600HSA120	75	68	2	6	RM25HG
PM800HSA120	100	68	3	6	RM25HG

7.3 三菱智能功率模块 IPM

7.3.1 概述

由于开关频率的不断提高,致使引线寄生电感、寄生电容的影响愈加严重,对器件造成的过电压、过电流毛刺也更大。为提高变频系统的可靠性,三菱电机推出了第四代智能功率模块 ASIPM 和 DIP-IPM。ASIPM 即“用户专用”IPM,它将一台变频器几乎所有的硬件都集成到一个模块中,使元器件之间不再有传统的引线相连;而最新 DIP-IPM 则是针对家电和小型变频器应用对功率器件的要求(低成本、小型化、高可靠性、易使用等),在 IPM 成功的基础上而开发的。DIP-IPM 的特点包括:内置三相交流输出的 IGBT 逆变电路;只需一个 +15V 的驱动电源;四种保护功能;双列直插封装;不采用任何光耦合器直接与单片机或其他 PWM 输出端口耦合,从而省略至少 6 套隔离电路。1/4 开关频率可达到 15kHz。DIP-IPM 系列中的 PS21562 (5A/600V/0.2kW) 适合于变频冰箱和小功率电机系统;PS21563 (10A/600V/0.4kW) 则适合于变频洗衣机和小功率电机;PS21564 (15A/600V/0.75kW) 和 PS21865 (20A/600V/1.5kW) 适合于变频空调和简易型变频系统。上述新产品目前已经在日本变频家电和小型变频系统中得到了广泛应用,预计今后将会广泛应用于中国的小型变频系统中。

由于采用模块化设计使设计的产品小型紧凑:功放部分采用带电流检测的 IGBT 模块,可以检测电流异常,以进行保护,不要另加检测器 CT,降低了成本。DIP-IPM 设置有独立的驱动电路和多种保护,能够实现过电流、欠电压保护功能。只要保护电路工作,即使有控制信号输入,DIP-IPM 的驱动模块都被关断,并向 CPU 反馈错误信号,且必须重新复位方可工作。

DIP-IPM 的优点:

1) 开关速度快。IPM 内的 IGBT 芯片都选用高速型,而且驱动电路紧靠 IGBT 芯片,驱动延时小,所以 DIP-IPM 开关速度快。

2) 低功耗。DIP-IPM 内部的 IGBT 导通压降低,开关速度快,故 DIP-IPM 功耗小。

3) 快速的过电流保护。DIP-IPM 实时检测 IGBT 电流,当发生严重过载或直接短路时,IGBT 将被软关断,同时送出一个故障信号。

4) 抗干扰能力强。优化的栅级驱动与 IGBT 集成,布局合理,无外部驱动线。

5) 驱动电源欠电压保护。当低于驱动控制电源(一般为 15V)就会造成驱动能力不够,造成导通损坏。DIP-IPM 自动检测驱动电源,当低于一定值超过 $10\mu\text{s}$ 时,将截止驱动信号。

- 6) DIP - IPM 内藏相关的外围电路, 缩短开发时间, 加快产品上市。
- 7) 无须采取防静电措施。
- 8) 大大减少了元器件数目。由于采用小封装, 所以体积相应小。
- 9) 绝缘耐压采用工业级 (2500V)。

7.3.2 功能说明

以 PS21865 为例进行说明, 该款智能功率模块采用第五代 IGBT 工艺, 内置优化后的栅级驱动和保护电路, 输出功率强劲。其电气特性见表 7-10 ~ 表 7-16。开关时间测试电路及参数如图 7-19、图 7-20 所示。

表 7-10 PS21865 的电气特性说明

特性	符号	参数说明	条件	额定值
静态特性	V_{CES}	集电极-发射极间电压		600V (MAX)
	V_{CE}	集电极-发射极间饱和电压	$V_{D/DB} = 15V$ $I_C = 20A$ $T_j = 25^\circ C$	1.6V
	V_{EC}	FWD 正向压降	$V_{CDN} = 0V$ $I_C = 20A$ $T_j = 25^\circ C$	1.5V
动态特性	t_{on}/t_{off}	开关时间	$V_{CC} = 300V, V_{D/DB} = 15V$ $I_C = 20A, T_j = 25^\circ C$	1.3/1.6 μs
	$t_{c(on)}/t_{c(off)}$	开关时间	$V_{CC} = 300V, V_{D/DB} = 15V$ $I_C = 20A, T_j = 25^\circ C$	0.4/0.5ms
	$P_{SW(on)}/P_{SW(off)}$	开关损耗	$V_{CC} = 300V, V_{D/DB} = 15V$ $I_C = 20A, T_j = 25^\circ C$	1.3/1.1mJ

表 7-11 PS21865 的最大额定值

符号	说明	参数	单位
T_j	功率器件的结温	-20 ~ 125	$^\circ C$
T_{stg}	储存温度	-40 ~ 125	$^\circ C$
T_C	环境温度	-20 ~ 100	$^\circ C$
$V_{CC(prot)}$	过电压保护值	400	V
V_{iso}	绝缘耐压	2500	V
$V_{CC(surge)}$	直流母线浪涌	500	V
$\pm I_C$	集电极电流	20	A

续表

符 号	说 明	参 数	单 位
$\pm I_{CP}$	集电极峰值电流	40	A
P_C	集电极功耗	52.6	W
V_D	控制电压	20	V
V_{DB}	驱动电压	20	V
V_{IN}	输入信号	$-0.5 - V_{DV} \pm 0.5$	V
V_{FO}	故障输出信号电压	$-0.5 - V_{DV} \pm 0.5$	V
I_{FO}	故障输出信号电流	I	mA
V_{SC}	电流采样输入电压	$-0.5 - V_{DV} \pm 0.5$	V

表 7-12 各种参数下控制电路电流列举 (单位: μA)

$T_j/^\circ C$	F_c/kHz	占空比 (%)				
		10	30	50	70	90
-20	3	213	195	175	156	137
	5	231	212	193	173	155
	7	246	229	210	191	173
	10	266	255	236	217	199
	15	301	298	280	262	243
	20	336	336	325	307	286
25	3	501	519	536	554	571
	5	247	228	209	189	170
	7	261	245	226	206	188
	10	283	271	250	232	213
	15	318	310	293	276	259
	20	347	348	336	318	298
125	3	259	240	220	201	182
	5	275	257	237	219	200
	7	289	273	253	235	215
	10	306	296	277	260	240
	15	337	337	320	300	281
	20	367	369	359	340	319

表 7-13 PS21865 的推荐工作参数

符 号	定 义	说 明	参 数	单 位
V_{CC}	直流母线电压	加在 P-N 之间的电压	300	V
V_D	驱动电压	加在驱动电源侧	15.0	V
V_{DB}	控制电压	加在驱动电源侧	15	V
F_c	载波频率	输入信号的频率	≤ 20	kHz
T_D	死区时间	防止上下臂直接短路	≥ 2.0	μs

表 7-14

PS21865 的引脚定义

引脚	符号	说明	引脚	符号	说明
1,5,9	U_P, V_P, W_P	信号输入	16	CIN	短路电压采样
2,6,10	U_{PI}, V_{PI}, W_{PI}	控制电源正极	17	CFO	故障输出脉宽设置
3,7,12	U_{FB}, V_{FB}, W_{FB}	驱动电源正极	18	FO	故障输出
4,8,13	U_{IS}, V_{IS}, W_{IS}	驱动电源地	19,20,21	U_N, V_N, W_N	下桥信号输入
11	W_{PC}	W 组控制电源地	23,24,25	U, V, W	输出
14	V_{NI}	下三桥控制电源正极	22,26	P/N	直流电源
15	V_{NC}	下三桥控制电源地	27~41	NC	空

表 7-15

PS21865 电气参数

符号	名称	条件		额定值			单位
				Min	Typ	Max	
V_{CC}	电源电压	N-P 端子之间			300	600	V
V_{CE}	饱和电压	$V_D = 15V$	$I_C = 20A$		1.6	2.1	
		$I_{IN} = 10mA$	$T_j = 125$		1.7	2.2	
V_F	反向二极管正向电压	$I_C = 20A$			1.5	2.0	
t_{on}	开关时间	$V_{CC} = 300V$ $I_C = 20A$ $V_D = 15V$ $I_{IN} = 10mA$		0.7	1.3	1.9	μs
t_{tr}					0.3		
$t_{c(on)}$					0.4	0.6	
t_{off}					1.6	2.2	
$t_{c(off)}$					0.5	0.8	
I_{ces}	截止电流	$V_{CE} = 600V, T_j = 125$				20	mA
I_D	电路电流	$V_D = 15V$	上桥			0.55	
		$I_{IN} = 10mA$	下桥			7	
$I_{IN(on)}$	通态临界电流	$V_D = 15V$		2.1	2.3	2.6	
$I_{IN(off)}$	断态临界电流			0.8	1.4	2.1	
I_{FO}	故障输出电流	$V_D = 15V, V_{FO} = 15V$			1		
OC	过电流保护电流	$V_D = 15V$	上桥	36	42		
			下桥	20	24		
$t_{off(OC)}$	过电流延迟时间	$V_D = 15V$			10		μs
OT	过热保护			100	110		$^{\circ}C$
OT _r					15		
UV	欠电压保护			10		12	V
UV _r				10.5		12.5	
t_{FO}	故障输出脉宽	$V_D = 15V$		1	1.8		ms

表 7-16 PS21865 推荐工作参数

符 号	名 称	条 件	额 定 值			单 位
V_{CC}	母线电压	加在 P-N 之间的电压		300	400	V
V_D	驱动电压	加在驱动电源	13.5	15	16.5	V
V_{DB}	控制电压	加在驱动电源	13.5	15	18.5	V
F_{PWM}	载波频率	输入信号频率	小于 20			kHz
T_D	死区时间	防止上下桥臂直通	大于 2			μs

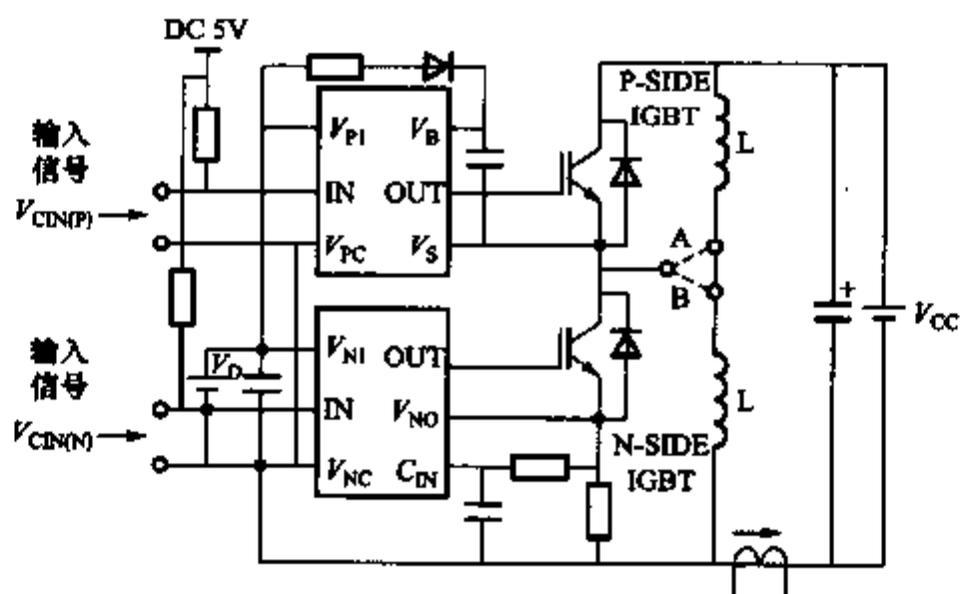


图 7-19 开关时间测试电路

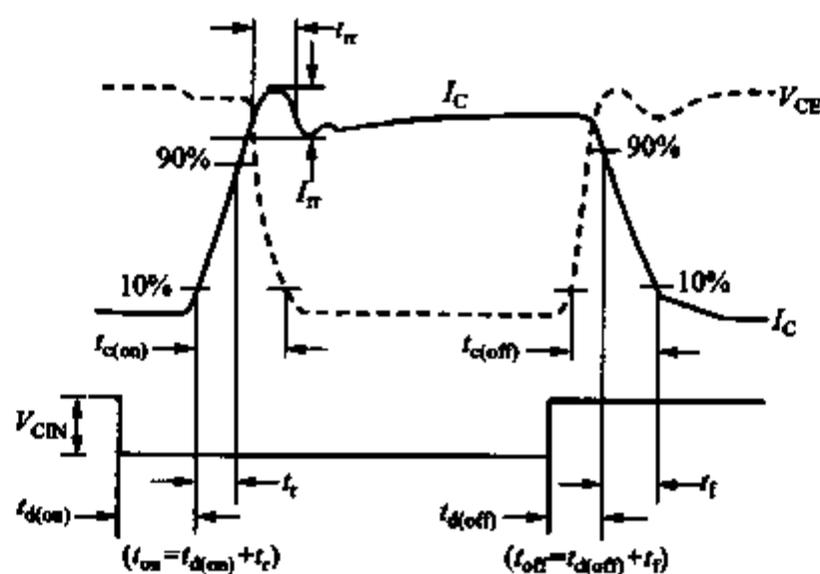


图 7-20 开关时间测试波形及参数定义

7.3.3 典型应用 (见图 7-21)

为了系统稳定安全, 建议使用光耦合器隔离方式; 电源是整个变频系统的核心, 所以建议使用 4 组隔离电源供给 IPM 使用; 吸收电容是消除 dv/dt 浪涌电压的关键元件, 建议使用有效突波专用吸收电容; 主电路的滤波电容是整个变频器的容量储存介质, 建议使用等容量电解电容并联使用。

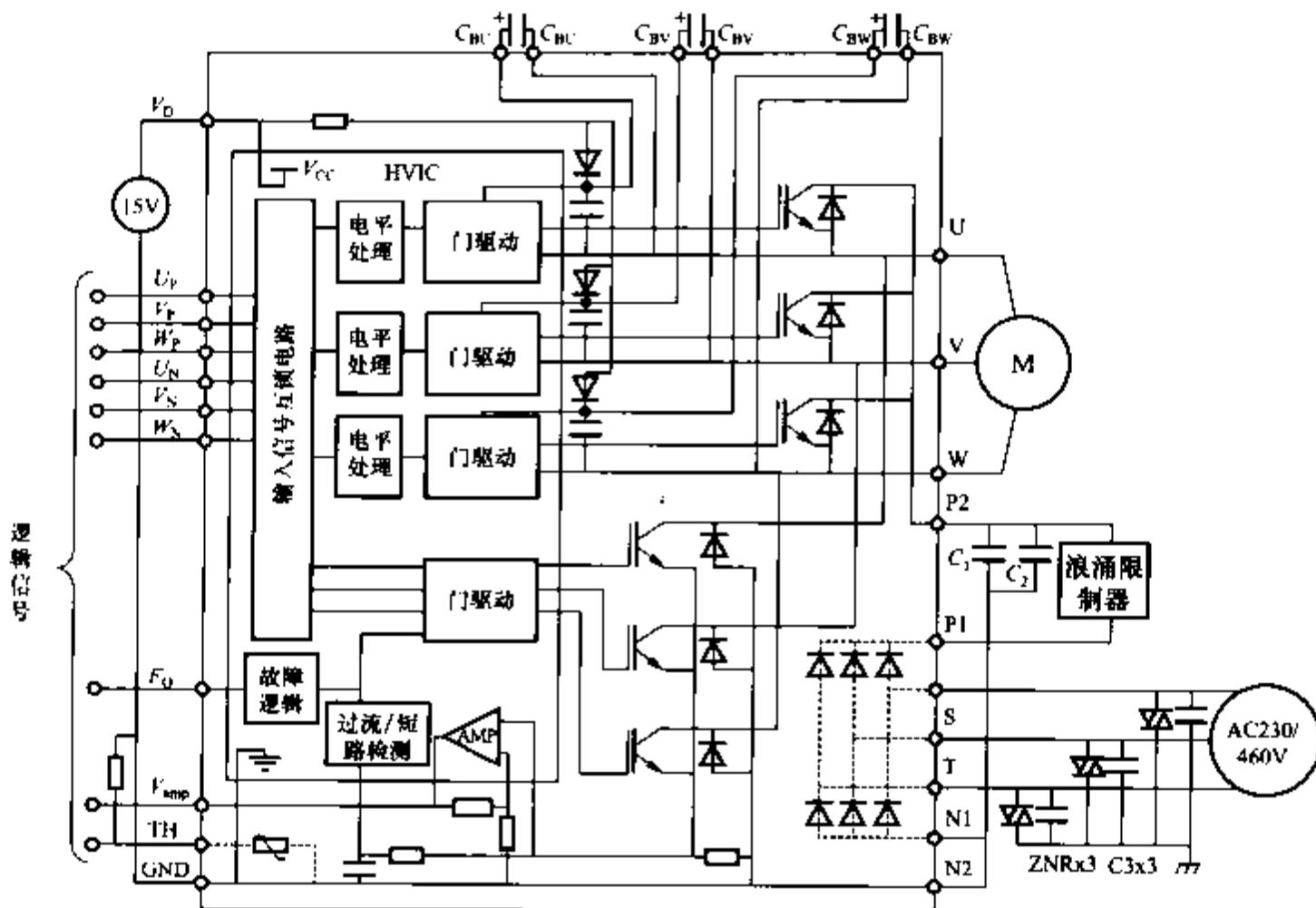


图 7-21 典型应用电路图

8 路隔离反激式 60W 开关电源可用 JS158，几乎囊括所有变频器所需要的电源，也可以用自己的系统电源。HCPL4504 是 IPM 专用的美国安捷伦高速光耦合器，瞬时隔离达 $15\text{kV}/\mu\text{s}$ 。PC817 是日本夏普的通用型低速光耦合器；吸收电容推荐美国 CDE941 系列，吸收浪涌效果显著，确保 IPM 不会因为高 dv/dt 而损坏。滤波电容推荐使用 105°C 、 120Hz 的长寿命电解电容，建议同容量电容并联使用。取样电阻必须使用无感功率电阻，型号为 R***，如 PS21564，即 R564。导热硅脂选用确保表面长期不干才能有效散热，推荐使用 TLZ 系列。1.5kW 以下变频器使用自然冷却就可以稳定温升，对于 1.5kW 以上变频器应该使用强迫风冷。散热器推荐使用 JS 系列散热器，0607 型合金铝，面积为 $180\text{cm} \times 120\text{cm}$ 。此款 IPM 不具有过热保护能力，考虑到温升和环境温度，设计过热保护推荐 T255 温度探头。反相器应使用 74LS14 系列，为保证信号线足够的短 ($\leq 2\text{cm}$) 推荐单独一路的贴片型 5 脚集成电路。

7.4 7MBP100R4120 智能功率模块

7.4.1 概述

富士电机公司伴随着功率器件的智能化，于 1989 年开发成功了双极型的智能

化功率模块 (IPM), 其后, 以进一步降低损耗和提高频率为目标, 于 1992 年开发成功了具有低损耗特点的 J 系列 IGBT-IPM (J-IPM), 1995 年又开发了具有低成本、低噪声特点的 N 系列 IGBT-IPM (N-IPM), 并实现了产品化。最近又开发了具有高性能价格比和高功能化特点的 R 系列 IGBT-IPM。

表 7-17 分别示出了 J-IPM 和 N-IPM 系列的性能和特征。J-IPM 主要是着眼于降低损耗而开发的, 其后, 根据 EMC (Electro Magnetic Compatibility, 电磁兼容性) 规定, 为了适应 CE 标识的市场要求, 又开发了 N-IPM, 实现了在降低损耗的同时降低噪声 (软开关) 的目的。进而, 由于在 N-IPM 上采用新结构和新材料, 而使其成为价格低、可靠性高的双极型智能化模块产品。J-IPM 和 N-IPM 具有同样功能。

表 7-17 J-IPM 和 N-IPM 系列的性能和特征

类别	型号	逆变部分/V			制动部分/V			特征
		V_{CES}	I_C	P_C	V_{CES}	I_C	P_C	
J-IPM	6MBP15JB060	600	15	40				低功耗 高速开关
	6MBP20JB060	600	20	50				
	6MBP100JA060	600	100	240				
	6MBP150JA060	600	150	450				
	6MBP200JA060	600	200	600				
	6MBP100JA120	1200	100	600				
	7MBP50JB1060	600	50	150	600	30	80	
	7MBP75JB060	600	75	195	600	30	80	
	7MBP50JA120	1200	50	240	1200	15	80	
N-IPM	6MBP50NA060	600	50	198				低功耗 软开关 高速开关
	6MBP75NA060	600	75	320				
	6MBP100NA060	600	100	400				
	7MBP50NA060	600	50	198	600	30	120	
	7MBP75NA060	600	75	320	600	30	198	
	7MBP100NA060	600	100	400	600	50	198	

R-IPM 系列的特性及内部功能见表 7-18。R-IPM 的特点汇总如下:

- 1) 采用了第三代 IGBT 芯片, 故而损耗少且为软开关。
- 2) 采用了直接检测 IGBT 芯片温度而进行保护的措施, 因而 IGBT 的极限性能良好, 并实现了高可靠性。
- 3) 电子控制回路全部采用了 IC 芯片的集成电路, 因而具有高可靠性和高性能价格比。

- 4) 由于采用了与原 IPM 产品具有互换性的封装, 因而扩大了产品应用范围。
- 5) 可抑制因干扰而引起的误动作。

表 7-18 R-IPM 系列的特性及内部功能

型 号	逆 变 部 分				保 护 功 能						封 装
	V_{DC}/V	V_{CES}/V	I_C/A	P_C/W	D_t	UV	OC	SC	OH(T_C)	OH(T_j)	
6MBP50RA060	450	600	50	198	✓	✓	✓	✓	✓	✓	P610
6MBP75RA060	450	600	75	320	✓	✓	✓	✓	✓	✓	P610
6MBP100RA060	450	600	100	400	✓	✓	✓	✓	✓	✓	P611
6MBP150RA060	450	600	150	600	✓	✓	✓	✓	✓	✓	P611
7MBP50RA060	450	600	50	198	✓	✓	✓	✓	✓	✓	P610
7MBP75RA060	450	600	75	320	✓	✓	✓	✓	✓	✓	P610
7MBP100RA060	450	600	100	400	✓	✓	✓	✓	✓	✓	P611
7MBP150RA060	450	600	150	600	✓	✓	✓	✓	✓	✓	P611
6MBP200RA060	450	600	200	780	✓	✓	✓	✓	✓	✓	P612
6MBP300RA060	450	600	300	960	✓	✓	✓	✓	✓	✓	P612
6MBP25RA120	900	1200	25		✓	✓	✓	✓	✓	✓	P610
6MBP50RA120	900	1200	50		✓	✓	✓	✓	✓	✓	P611
6MBP75RA120	900	1200	75		✓	✓	✓	✓	✓	✓	P611
7MBP25RA120	900	1200	25		✓	✓	✓	✓	✓	✓	P610
7MBP50RA120	900	1200	50		✓	✓	✓	✓	✓	✓	P611
7MBP75RA120	900	1200	75		✓	✓	✓	✓	✓	✓	P611
6MBP100RA120	900	1200	100		✓	✓	✓	✓	✓	✓	P612
6MBP150RA120	900	1200	150		✓	✓	✓	✓	✓	✓	P612

7.4.2 IGBT 智能模块 7MBP100RA120 的主要特点

7MBP100RA120 是富士电机最新推出的 R 系列 IPM 智能功率模块。它除了具有体积小、可靠性高、价格低廉等优点以外, 还具有以下主要功能:

1) 内含驱动电路。该模块同时具有软开关特性, 可控制 IGBT 开关时的 dv/dt 和浪涌电压; 用单电源驱动时, 不需反向偏压电源; 可防止误导通, 关断时, IGBT 栅极低阻抗接地可防止噪声等引起 V_{CE} 上升而误导通; 模块中的每个 IGBT 的驱动电路都设计了最佳的驱动条件。

2) 内含各种保护电路。每个 IGBT 都具有过电流保护 (OC)、负载短路保护 (SC)、控制电源欠电压保护 (UV) 和过热保护 (OH) 等功能。

3) 内含报警输出功能。当出现上述保护动作时, 可向控制 IPM 的微机系统输出报警信号。

4) 包含有制动电路。内含制动单元的 IPM 模块, 用此单元可以抑制 PN 端子间的电压升高。

图 7-22 为该 IGBT-IPM 智能模块的内部结构图, 图中的前置驱动部分包括驱动放大、短路保护、过电流保护、欠电压闭锁、管芯过热保护等功能电路。图 7-22 中, 各个引脚和端子的标号列于表 7-19。

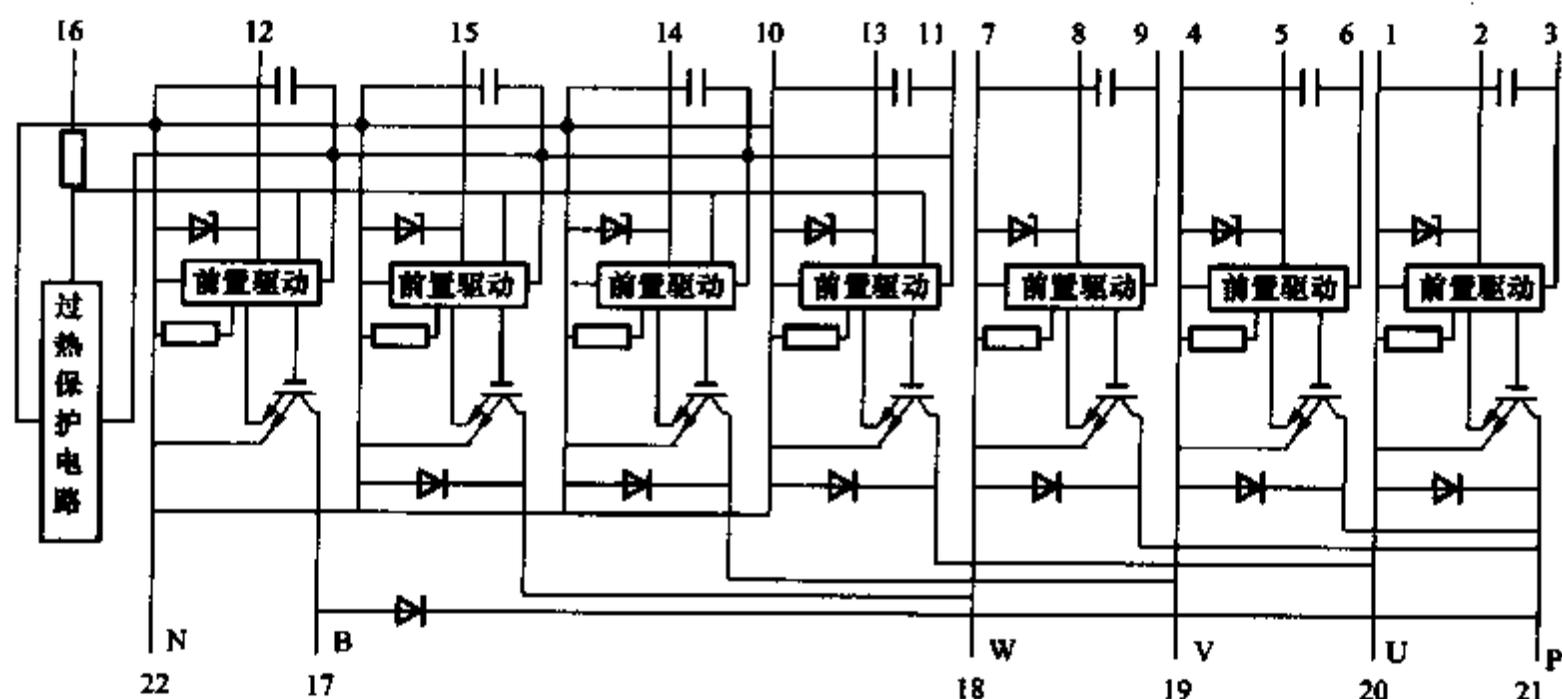


图 7-22 7MBP100RA120 IPM 内部结构图

表 7-19

7MBP100RA120 的引脚定义

引脚	符号	说明	引脚	符号	说明
2, 5, 8	U_P, V_P, W_P	信号输入	13	X	下桥信号输入
17	B	制动端子	14	Y	下桥信号输入
3, 6, 9	U-V	驱动电源正极	16	ALM	故障输出
1, 4, 7	U_{FS}, V_{FS}, W_{FS}	驱动电源地	15	Z	下桥信号输入
12	DB	下桥臂相控制信号输入	18, 19, 20	U/V/W	输出
11	V_{NI}	下三桥控制电源正极	21, 22	P/N	直流电源
10	V_{NC}	下三桥控制电源地			

7.4.3 IGBT 智能模块电路设计

IGBT 智能模块的电路设计主要分为主电源部分、光耦合器外围控制部分、缓冲电路部分及散热部分。下面分别对这四部分的设计方法和需要注意的问题进行说明。

(1) 主电源电路 富士的 IGBT-IPM 模块有很多不同的系列，每一系列的主电源电压范围各有不同，在设计时一定要考虑其应用场合的电压范围。600V 系列主电源电压和制动动作电压都应该在 400V 以下，1200V 系列则要在 800V 以下。开关时的最大浪涌电压：600V 系列应在 500V 以下，1200V 系列应该在 1000V 以下，根据上述各值的范围，使用时应使浪涌电压限定在规定的值内，且应在最靠近 P、N 端子处安装缓冲器（如果一个整流电路上接有多个 IGBT 模块，还需要在 P、N 主端子间加浪涌吸收器）。虽然在模块内部已对外部的电压噪声采取了相应的措施，但是由于噪声的种类和强度不同，加之也不可能完全避免误动作或损坏等情况，因此需要对交流进线加滤波器，并绝缘接地，同时应在每相的输入信号与地（GND）间并联 1000pF 的吸收电容。

(2) 光耦合器外围控制部分 与主电源电路不同, 外围控制电路主要针对的是单片机控制系统的弱电控制部分。由于模块要直接和配电系统连接, 因此, 必须利用隔离器件将模块和控制部分的弱电电路隔离开来, 以保护单片机控制系统。同时, IGBT 模块的工作状况很大程度上取决于正确、有效、及时的控制信号。所以, 设计一个优良的光耦合器控制电路也是模块正常工作的关键之一。根据 IGBT 的驱动及逆变电路的要求, 模块内部的 IGBT 控制电源必须是上桥臂 3 组, 下桥臂 1 组, 总计 4 组独立的 15V 直流电源。

图 7-23 中给出了几种典型光耦合器驱动电路, 其中晶体管与光耦合器并联型电路对光耦合器特别有利。下面是控制输入的光耦合器规格要求: $CMH = CML > 15kV/\mu s$ 或 $10kV/\mu s$; $T_{PHL} = T_{PLH} < 0.8ms$; $CTR > 15\%$ 。

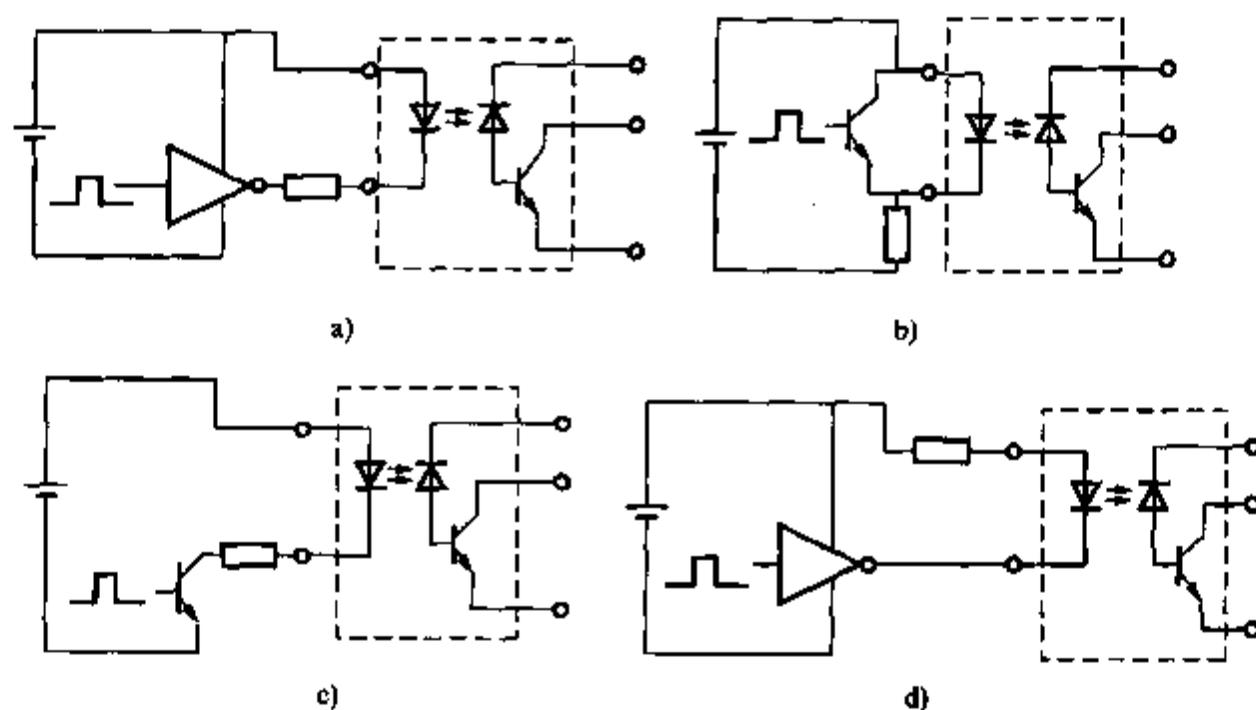


图 7-23 光耦合器驱动电路

- a) 正例: 图腾柱输出 IC
- b) 正例: 三极管 CE 与光耦合器连接
- c) 反例: OC 开电路连接
- d) 反例: 光耦合器阳极接限流电阻

推荐的光耦合器有: HCPL-4505、HCPL-4506、TLP759 (IGM)、TLP755 等。

一般情况下, 光耦合器要符合 UL、VDE 等安全认证。同时最好使光耦合器和 IGBT 控制端子间的布线尽量短。由于初级和次级间常加有大的 dv/dt , 因此, 初、次级布线不要太靠近以减小其间的耦合电容。在使用 15V 的直流电源组件时, 建议电源输出侧的 GND 端子不要互联, 并尽量减少各电源与地间的杂散电容, 同时还应当确保足够大的绝缘距离 (大于 2mm)。光耦合器输入用的 $10\mu F$ 及 $0.1\mu F$ 滤波电容主要是保持控制电压平稳和修正线路阻抗的稳定, 其他地方的滤波电容也很必要。另外, 控制信号输入端与 V_{CC} 端应接 $20k\Omega$ 的上拉电阻, 在不使用制动单元时, 也应该在 DB 输入端与 V_{CC} 端接 $20k\Omega$ 的上拉电阻, 否则, dv/dt 过大可能会引起误动作。图 7-24 为控制信号的输入电路。其他三组上桥臂控制信号输入电路与图 7-24 相同, 但 3 组 15V 直流电源应分别供电。而下桥臂的 4 组, 则共用一个 15V 直流电源。

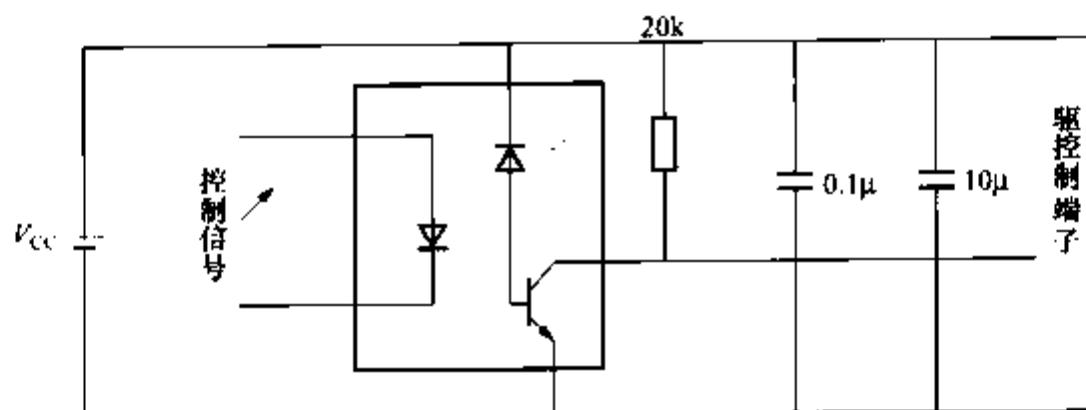


图 7-24 控制信号输入电路

(3) 缓冲电路 缓冲电路（阻容吸收电路）主要用于抑制模块内部的 IGBT 单元过电压和 dv/dt 或者过电流和 di/dt ，同时减小 IGBT 的开关损耗。由于缓冲电路所需的电阻、电容的功率、体积都较大，所以在 IGBT 模块内部并没有专门集成该部分电路，因此，在实际的系统之中一定要有缓冲电路，通过电容可把过电压的电磁能量变成静电能量储存起来，电阻可防止电容与电感产生谐振。如果没有缓冲电路，器件在开通时电流会迅速上升， di/dt 也很大，关断时， dv/dt 很大，并会出现很高的过电压，极易造成 IGBT 器件的损坏。因此，缓冲电路在 IGBT 模块中是必要的。图 7-25 给出了一个典型的缓冲电路，有关阻值与电容大小的设计可根据具体系统来设定不同的参数。

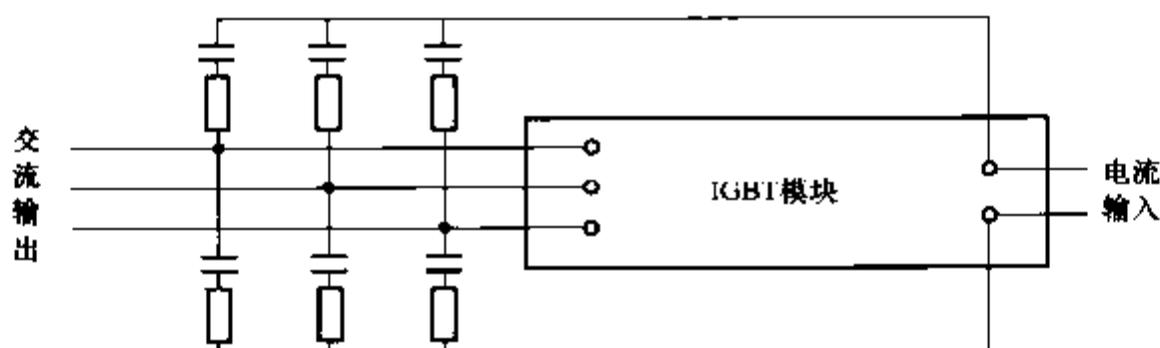


图 7-25 IGBT 缓冲电路

7.5 MIG20J106L 智能功率模块

7.5.1 概述

MIG20J106L 是东芝公司开发的一种用于低频运行 IPM 模块，适用于小功率范围（1.5kW 以下）应用。其内部等效电路图和各引脚含义如图 7-26 所示。其中引脚 3、6、9、11 是控制电源，外接输入典型值为 $+15 \times (1 \pm 10\%)$ V；引脚 1、4、7、10 是控制芯片的地信号，与控制部分的信号地相接；引脚 2、5、8、12、13、14 是控制信号，六路 PWM 信号经光耦合器隔离后，分别供给这些控制端子，

再进一步控制六只功率器件的开通和关断。引脚 15 (FO) 是故障输出信号, 当 IPM 发生故障时, 该端口输出一低电平信号。端口 P 和 N 是变频器主电路的直流侧正负电压输入端, 220V 交流电经整流滤波后, 加在该端上。引脚 17、18、19 是与负载相连的三相逆变输出端, 可向负载提供变频后的三相交流电。

7.5.2 MIG20J106L 的主要性能

MIG20J106L 的封装示意图如图 7-26 所示。管脚从上部引出, 底部为金属平板, 器件两端的安装孔与底部加装的散热器可通过螺栓固定, 此器件使用时必须安装散热器。各个引脚的含义如表 7-20 所示。表 7-21 所示为 MIG20J106L 主要的特性。

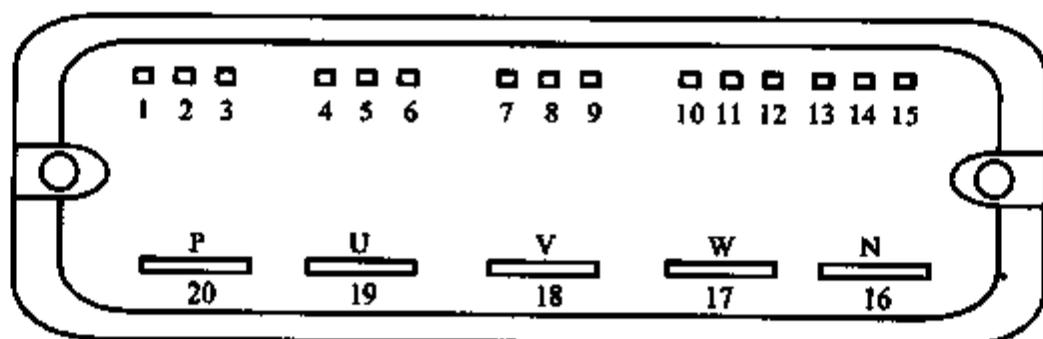


图 7-26 MIG20J106L 的封装示意图

表 7-20 IPM 模块 MIG20J06L

引 脚	符 号	名 称	说 明
3, 6, 9	V_U, V_V, V_W	U, V, W 控制电源正	4 路隔离电源供电
1, 4, 7	$V_{UPC}, V_{VPC}, V_{WPC}$	U, V, W 控制电源地	4 路隔离电源供电
2, 5, 8	U_p, V_p, W_p	上桥臂信号输入	3 路上桥控制信号
12, 13, 14	U_N, V_N, W_N	下桥臂信号输入	3 路下桥控制信号
15	FO	故障信号	IPM 故障时输出信号
20	P	直流电源正	交流电源整流后电源
16	N	直流电源负	交流电源整流后电源
17, 18, 19	U, V, W	三相输出	接电机

表 7-21 MIG20J106L 电气参数

符 号	名 称	条 件	额 定 值			单 位
			Min	Typ	Max	
V_{CC}	电源电压	N-P 端子之间		300		V
V_{CE}	饱和电压	$V_D = 15V$		1.8	2.3	
		$I_{IN} = 10mA$	$I_C = 20A$		3	
V_F	反向二极管正向电压	$I_C = 20A$		2.0	2.7	

续表

符 号	名 称	条 件	额 定 值			单 位
			Min	Typ	Max	
t_{on}	开关时间	$V_{CC} = 300V$ $I_C = 20A$ $V_D = 15V$ $I_{IN} = 10mA$		2	3	μs
t_{rr}				0.1	0.2	
$t_{c(on)}$				1	2	
t_{off}				1.2	2.5	
$t_{c(off)}$				0.6	1.0	
I_{ECS}	截止电流	$V_{CE} = 600V, T_j = 125$			20	mA
I_D	电路电流	$V_D = 15V$	上桥		7	
		$I_{IN} = 10mA$	下桥		21	
$I_{IN(on)}$	通态临界电流	$V_D = 15V$			5	
$I_{IN(off)}$	断态临界电流				4	
I_{FO}	故障输出电流	$V_D = 15V, V_{FO} = 15V$			10	
OC	过电流保护电流	$V_D = 15V$	上桥	36	42	
			下桥	20	24	
$t_{off(OC)}$	过电流延迟时间	$V_D = 15V$			10	μs
OT	过热保护			100	110	$^{\circ}C$
OT_r					15	
UV	欠电压保护				12.0	V
UV_r					12.5	
t_{FO}	故障输出脉宽	$V_D = 15V$	8	13		ms

7.5.3 MIG20J106L 工作原理及典型应用

MIG20J106L 上下桥臂均有过电流、短路和欠电压保护，仅在下桥臂有过热保护。而且仅在下桥臂才有故障输出，所以仅在下桥臂发生故障时才有故障输出，当无论上、下桥臂发生故障时，其内部保护电路都会锁掉 IPM 的输入信号，使其不能工作。当控制电源 3、6、9、11 的输入电压小于 12V 且延时大于 $10\mu s$ 时，IPM 启动欠电压保护，输入电压大于 12.5V 时恢复。基极温度高于 $110^{\circ}C$ 且延时大于 $10\mu s$ 时，IPM 启动过热保护，温度降至 $15^{\circ}C$ 以下时恢复。若通过 IGBT 的电流超过一定阈值（过电流打开阈值），且持续时间大于 $7\mu s$ 时，IPM 启动过电流保护，IGBT 就会被关断，约 13ms 后，下一个输入电平有效时恢复。上、下桥臂同时导通点电流大于设定短路电流且持续时间大于 $2\mu s$ 时，IPM 启动短路保护，约 13ms 后，下一个输入电平有效时恢复。IPM 内部电路功能框图如图 7-27 所示。图中所示为 IPM 内部六个单元的中一个。

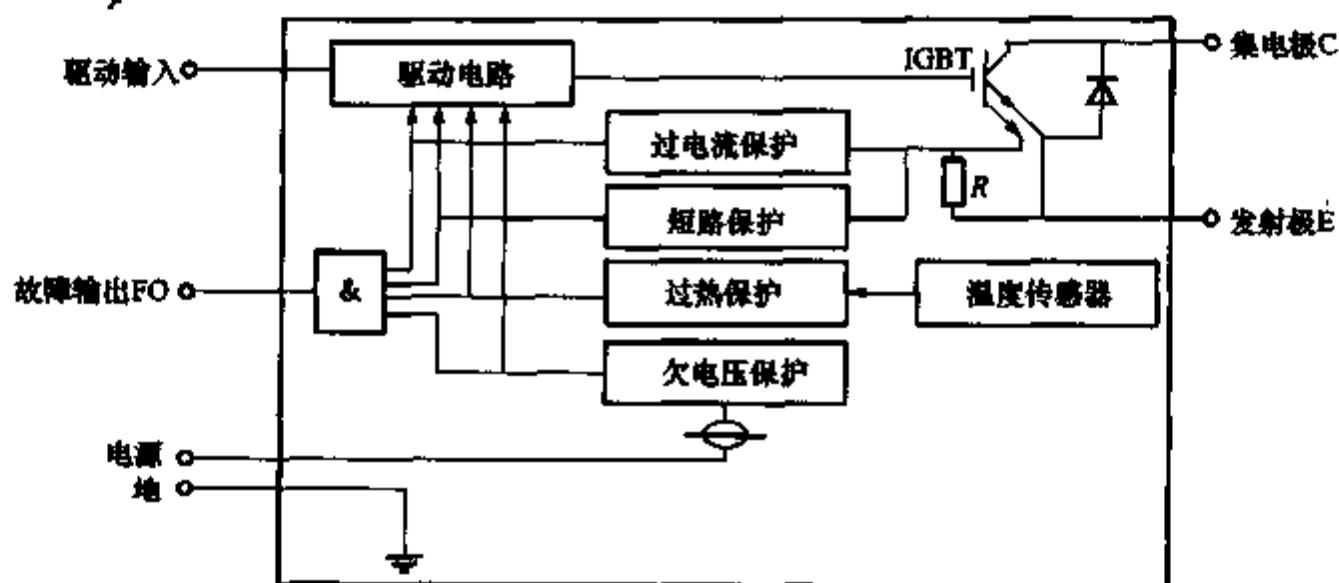


图 7-27 IPM 内部电路功能框图

现将电路中的主要单元说明如下：

(1) 控制电源欠电压锁定 (UV) IPM 内部控制电路由外接的 15V 直流电源供电。只要此电源电压下降到指定的欠电压断开阈值 (UV) 以下, IPM 就会关断, 同时产生一个故障输出信号。为了恢复到正常运行状态, 电源电压必须超过欠电压复位阈值 (UVR), 在电源电压超过欠电压复位阈值时故障复位信号也消失。在控制电源上电和掉电期间, 欠电压保护电路都起作用, 这属正常现象。

(2) 过热保护 (OT) 在靠近 IGBT 芯片的绝缘基板上安装有温度传感器, 如果基板的温度超过过热断开阈值 (OT), IPM 内部的保护电路封锁栅极驱动信号, 不响应控制输入信号, 直到过热源被排除。当温度下降到过热复位阈值 (OVR) 以下, 且控制输入信号为断态电平时, 功率芯片方可恢复工作, 同时故障复位信号也消失。当控制信号的下一个通态电平到来时就恢复正常工作。

(3) 过电流保护 (OC) 如果通过 IGBT 的电流超过过电流打开阈值 (OC) 且持续时间大于过电流保护延迟时间 $t_{off(OC)}$, IGBT 就会被软关断, $t_{off(OC)}$ 的典型值为 $10\mu s$, 因而小于 $10\mu s$ 的噪声引起的过电流不会引起保护电路的动作。当过电流保护起作用时, 故障输出信号端输出一固定宽度 (t_{FO}) 的低电平脉冲信号。

(4) 短路保护 (SC) 如果负载发生短路或系统控制器出现故障, 使功率芯片的上、下臂同时导通, 则短路保护电流会将 IGBT 关断。保护电路软关断 IGBT, 同时在故障输出信号端输出一固定宽度 (t_{FO}) 的低电平脉冲信号。保护电路对于宽度小于 $2\mu s$ 的短路电流不响应。

MIG20J106L 型 IPM 上桥臂和下桥臂均有过电流、短路和欠电压保护, 过热保护仅在下桥臂。不管上下桥臂上哪个管子发生故障, 故障保护电路都会封锁 IPM 的输入信号, IPM 停止工作, 但其自身不能排除故障。另外需说明的是, 仅当下桥臂发生故障时, 故障输出端 FO 才有输出。为清楚起见, 表 7-22 给出了各保护功能的动作条件和恢复条件。

表 7-22 MIG20J106L 保护功能的动作条件和恢复时间

保护类型	动作条件	恢复条件	时间
欠电压 (UV)	$V_D < 12V$	$V_D > 12.5V$	$10\mu s$
过热 (OT)	$T_j > 110^\circ C$	$T_j < 15^\circ C$	$10\mu s$
过电流 (OC)	$I_c > OC$	时间约 1.3ms 后, 下一个有效输入电平时, 恢复正常运行	$7\mu s$
短路 (SC)	$I_c > SC$	时间约 1.3ms 后, 下一个有效输入电平时, 恢复正常运行	$2\mu s$

7.5.4 IPM 典型应用

图 7-28 所示为 IPM 与单片机的接口电路。目前众多的单片机厂家推出了带交流电机变频控制功能的单片机, 如东芝公司的 TMP88CK49/CM49 和三菱的 M37705 等, 单片机内置的变频控制也是基于脉宽调制技术而从硬件上实现的。内置的可编程电机驱动功能使得根据一定的算法生成的 PWM 从单片机输出, 这使控制逆变电路变得容易起来。因此是一种最适合空调压缩机等电机控制的芯片。

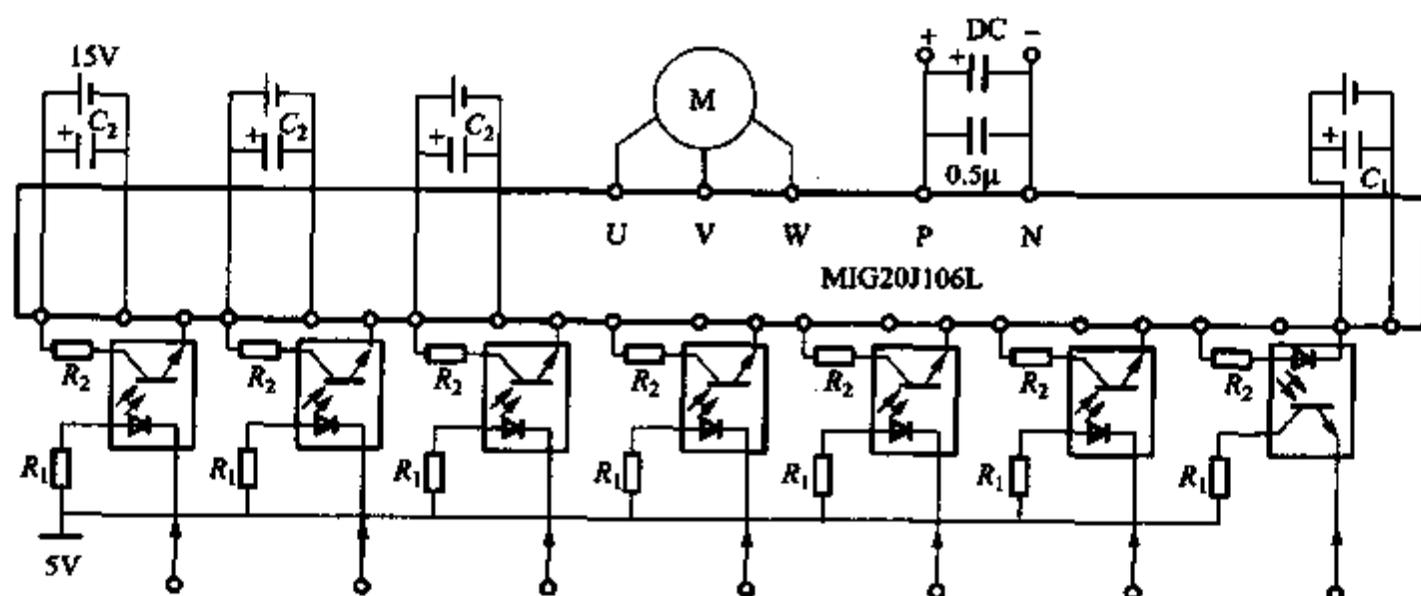


图 7-28 IPM 接口电路

由于 MIG20J106L 为低频器件, 由单片机发出的控制信号经普通 TLP521 光耦合器隔离后送给 IPM。光耦合器输入端的限流电阻 R_1 按输入电流 I_F 等于 16mA 选取阻值。IPM 上桥臂三个单元的控制电源分别单独供电, 下桥臂三个单元的控制电源集中供电。故障信号 FO 输出经 TLP521 隔离后再给控制电路。在 IPM 的直流输入端并接一个 $0.5\mu F$ 电容, 以滤除噪声干扰。IPM 的直流输入端电压可直接从交流 220V 整流滤波后引入。

第8章 专用电机控制微处理器DSP

随着微电子技术和计算机技术的发展，大规模集成电路的出现，电气传动领域形成了以微处理器为核心的微机控制系统。微机控制在初始阶段需要配置大量的外围接口，以达到实时控制的目的。为了适应这种需要，一些公司在—块芯片上直接集成了这些外围接口，构成单片机。

单片机问世以来得到了飞速的发展。单片机目前应用最为广泛，但在一些比较复杂的控制系统中，显得有些力不从心，不得不让位于 16 位单片机。

MCS-96 系列 16 位单片机具有丰富的硬件资源和软件资源，它的 CPU 采用寄存器结构，CPU 操作直接面向 256 字节寄存器，消除了一般 CPU 结构中存在的累加器瓶颈效应。具有代表性的是 80C196MC，它是 Intel 继 MCS48，MCS51 之后推出的功能强大、运算速度更快的单片机，它除有 16 位单片机的共有特点外，还增设了最有特色的构件——三相波形发生器。能为用户提供三对占用 CPU 时间极少的脉宽调制信号 PWM，每个信号都是独立编程的。对于每个 PWM 信号输出对，片内的空载时间发生器和相应转换电路向它提供了不重叠的信号，这种辅佐设备优化了对三相交流感应电机的控制，但是当用于进行大量数据处理和浮点运算时略显逊色。

20 世纪 80 年代初期出现的数字信号处理器 (DSP)，是一种特殊结构的微处理器。DSP 芯片的内部采用程序和数据分开的哈佛结构，具有专门的硬件乘法，广泛采用流水线操作，提供特殊的 DSP 指令，可以用来实时快速地实现各种数字信号的处理方法。

三类电机控制用 IC 的性能和应用范围各不相同。电机控制专用 IC 在小功率的低端应用中具有较大的优势和市场占有率，其特点是使用简便，开发周期短，但往往在系统设计的灵活性及性能等方面受到限制。针对电机控制应用的微控制器 (MCU) 和 DSP 编程方便，非常适用于对控制性能和系统的灵活性有一定要求的场合。

德州仪器、美国模拟器件公司及摩托罗拉等传统 DSP 巨头正将电机控制市场作为 DSP 的新兴应用领域。美国模拟器件公司和德州仪器进军电机控制市场已经有五六年的历史了。面对 DSP 需求的飞速增长，以往更加专注于电机控制用 MCU 业务的摩托罗拉也于去年推出了一系列电机控制用 DSP 器件。为优化程序和提高编码效率，近期该公司还推出了一种新型集传统 DSP 性能与 MCU 功能的新型内核构架

DSP56800E。未来，摩托罗拉将推出几款基于该内核的电机控制用 DSP。摩托罗拉运输和标准产品集团 DSP 标准产品分部市场经理 Victor Kwong 称，近期，Microchip 也对外宣布了一种集 RISC 和 DSP 的混合架构 DSP IC。该架构是一个 16 位非流水线式改进型哈佛结构 RISC 处理器，它将高性能 16 位 MCU 的控制优势与 DSP 的高运算速度相结合，采用与 MCU 相似的单一指令流。电机控制将是该构架的目标应用之一。

目前活跃在中国电机控制 IC 市场的 DSP 供应商主要有三家：美国模拟器件、德州仪器及摩托罗拉半导体公司。针对高低档不同应用，不同 DSP 产品价格从 2 美元起不等。电机控制用 DSP 的共性是集成度高，最新的电机控制 DSP 向系统级芯片发展，集成了模数转换等模拟电路、PWM 电机控制模块、闪存和外设集成等部件，从而减少了整机系统的元器件数和板尺寸，降低了系统的整体成本。

另外，集成有片上闪存的 DSP 可使用户的设计更加灵活。由于系统的复杂性，原始供应商（OEM）通常花费很多时间进行产品开发，另一方面激烈的竞争迫使 OEM 不断推出新产品。这也是基于闪存的 DSP 芯片的优势所在，它省去了 ROM 产品的发货期和掩膜费用；开发过程可以延伸到生产阶段，通过升级闪存中程序，无形中延长了整机产品的寿命。

在选择电机控制用 IC 时，首先，要考虑的是产品的性能和成本要求，这在很大程度上取决于系统的需求。在工业应用中，A/D 性能和核心的运算速度（MIPS）应是最主要的考虑因素。在低档应用中，总的系统成本是关键因素。其次，软件开发工具是一个重要的因素，它关系到易编程性和编程的效率。第三，由于 IC 行业竞争非常激烈，客户在考虑 DSP 平台时应当选择具有市场优势和可以长期稳定供货能力的供应商；同时要考查 IC 供应商的产品发展策略，这对 OEM 构建下一代应用很有帮助。因为这涉及软件的可重用性，即客户现在使用的软件将来是否可以在 IC 供应商的下一代产品中适用，软件的可重用性对缩短开发时间和产品的面市时间有很大的影响。



8.2.1 概述

ADMC331 是美国模拟器件公司（简称 ADI）推出的基于 DSP 技术的电机控制器，它在内部集成了一个 26MIPS（每秒百万条指令）的定点数字信号处理器内核，同时内部还包括整套电机控制外围线路，从而为用户快速、高效地开发电机控制器创造了十分有利的条件。

8.2.2 ADMC331 的结构特点

ADMC331 的功能框图如图 8-1 所示，其主要特性如下：

1) 采用 16 位定点 ADSP—2171 作为内核，与 ADSP—2100 数字信号处理系列的代码完全兼容；它具有三个独立的全功能计算单元，即一个 16 位算术/逻辑单元 (ALU)、一个 32 位乘法累加器 (MAC) 和一个 32 位桶形移位器 (SHIFTER)；同时具有两个独立的数据地址发生器 (DAGS) 和一个强大的程序时序器。由于该器件的体系结构为并行结构，因而可加快程序的执行。

2) 单周期指令执行时间为 38.5ns (外接 13MHz 晶振)，可实现：产生下一个程序地址、取下一条指令、执行一个或两个数据移动操作、更新一个或两个数据地址指针、执行一个计算操作等功能。

3) 内置有 2k × 24 位程序存储器 ROM，2k × 24 位程序存储器 RAM 和 1k × 16 位数据存储器 RAM。

4) 具有一个三相 16 位基于中点的脉宽调制 (PWM) 发生器，能够灵活编程产生具有处理器最小开销的高精度 PWM 信号。

5) 带有 2 路 8 位辅助脉宽调制 (AUXPWM) 通道，频率可编程。

6) 具有 7 路 $\Sigma - \Delta$ 型 A/D 转换通道，最高分辨率为 12 位，最大采样频率可达 32.5kHz。

7) 具有 24 个可编程数字输入/输出 (PIO) 口，可单独设置成输入或输出，支持状态变化中断。

8) 提供了两个双缓冲同步串行口 (SPORT0, SPORT1)，可完成串行通信和多个处理器间的通信。

9) 带有实时中断的 16 位看门狗定时器。

10) 内部程序存储器 ROM 固化了一些实用程序，方便了系统的程序设计，减少了数字控制系统的程序计算时间。

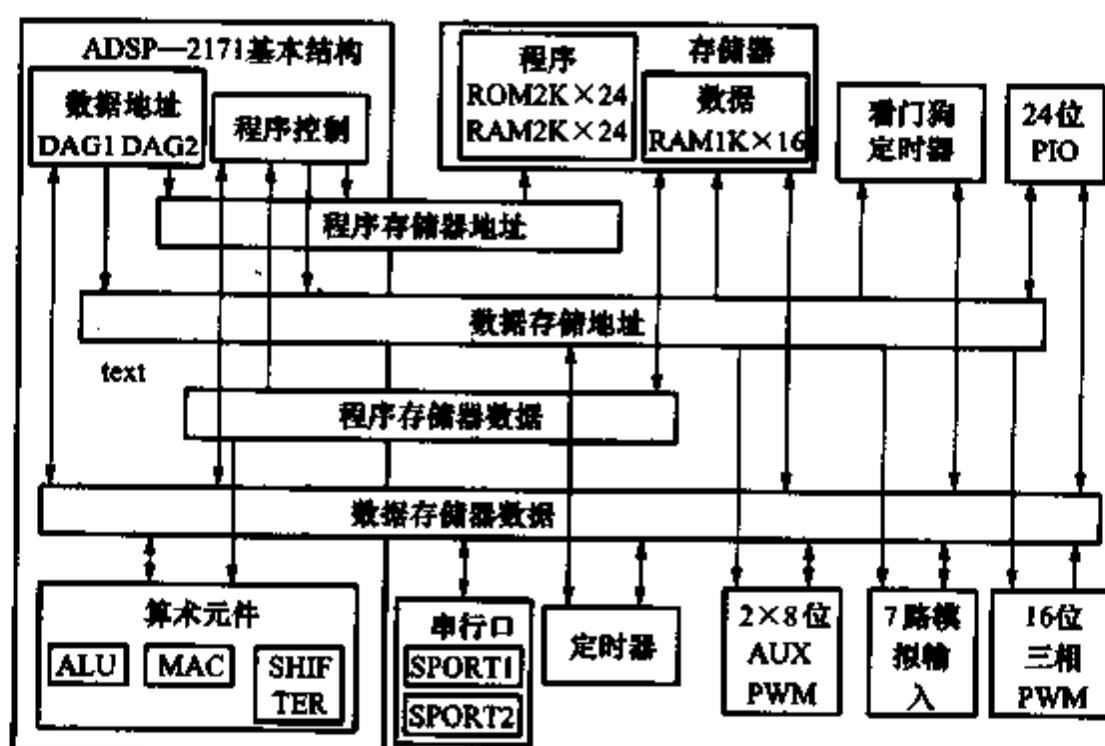


图 8-1 ADMC331 的功能框图

8.2.3 应用举例

用 ADMC331 构成全数字化逆变电源的结构图如图 8-2 所示。

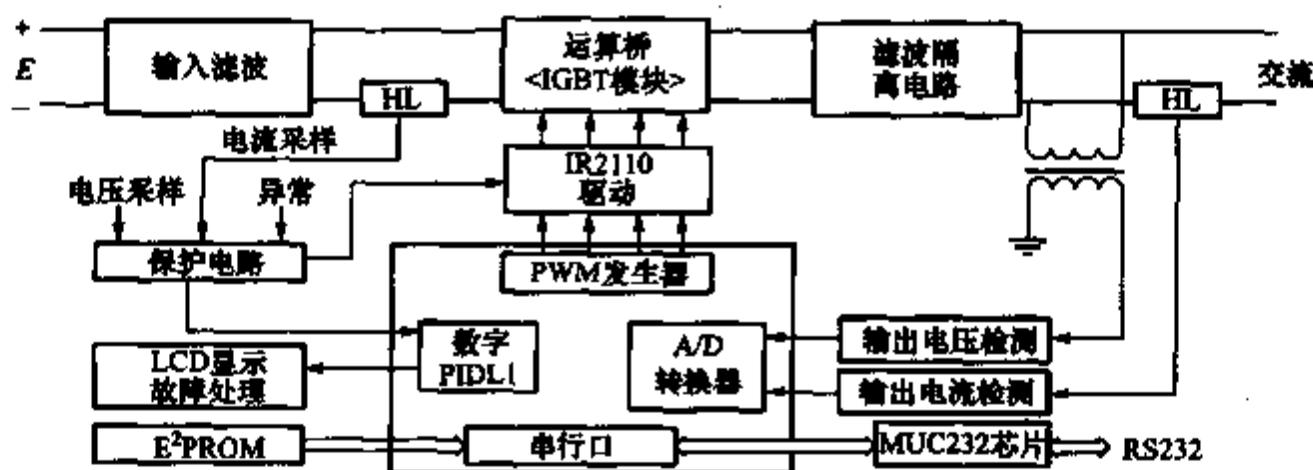


图 8-2 ADMC331 构成的全数字化逆变电源结构图

(1) PWM 信号的形成 一般的全数字化逆变电源必须产生 4 路精确的 PWM 定时信号以驱动 IGBT 逆变桥，与此同时，驱动每对功率管的 PWM 信号必须有一段导通延时，以防止上下桥臂功率开关同时导通毁坏系统。PWM 信号的产生是由 ADMC331 内的 PWM 控制器来完成的，而 ADMC331 中 PWM 发生单元的灵活性和可编程性完全能够满足不同方式的数字 PWM 的方法的要求。图 8-3 为 ADMC331 三相 PWM 控制器的功能框图。

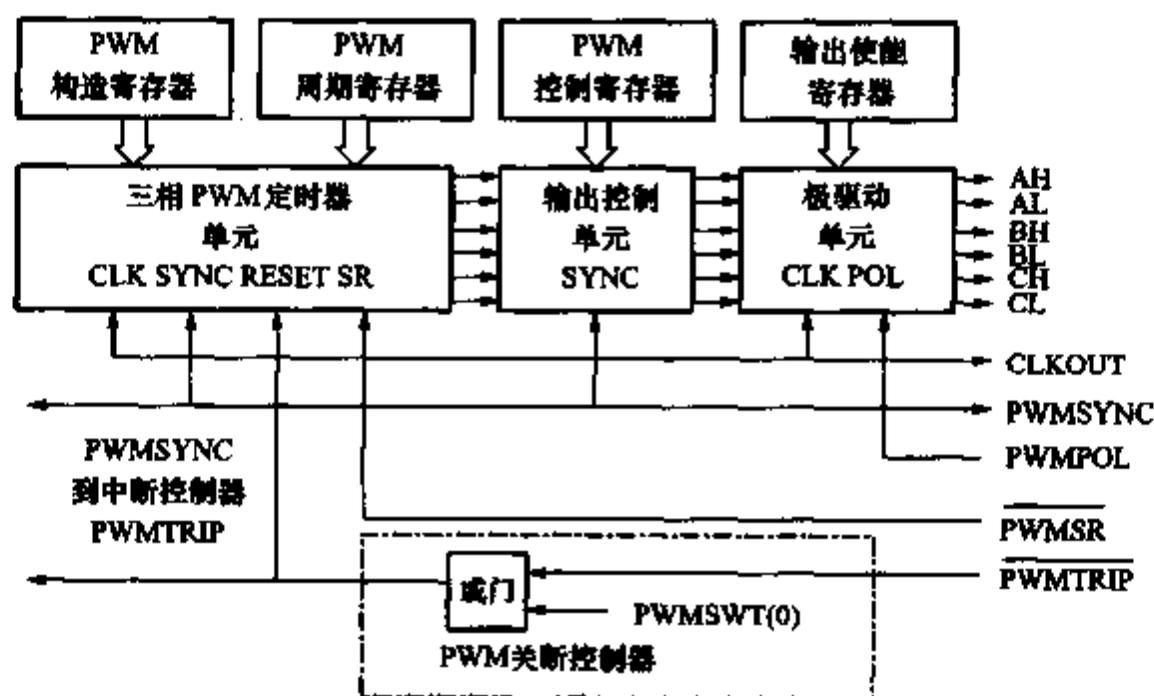


图 8-3 ADMC331 三相 PWM 控制器的功能框图

ADMC331 的 PWM 单元是建立在一个独立的三相定时器基础上，它可由三个确定的周期寄存器来控制，每个周期寄存器控制一对 PWM 输出。控制所需的 DSP 程序可根据应用场合的要求及所需要的 PWM 方案来编制。图 8-3 中 PWMPOL 可依据门极驱动电路的逻辑和结构来选择 PWM 输出的极性，输出的每一路 PWM 信

号都能通过独立的使能寄存器 PWMSEG 来决定输出使能或禁止。PWMTRIP 是硬件保护电路，当这个引脚为低电平时，整个系统被无条件复位以对整个电路进行保护。此外还有时钟输出信号 CLKOUT 和 PWM 的同步信号 PWMSYNC 等。

(2) 模数 (A/D) 转换接口电路 ADMC331 内的 A/D 转换器由 7 个模拟输入通道和比较器等电路组成，数据转换是通过判断模拟输入量与片内高稳定度锯齿波的交点来实现的。考虑到 A/D 转换器能接受的电平范围为 $0 \sim +5V$ ，因此必须将电压互感器检测的电压和电流传感器检测的电流（转换为电压量）按照一定比例转换到这个范围内。输出电压和电流检测接口电路分别如图 8-4 和图 8-5 所示，这部分电路的输入阻抗应比较大，以尽量减少对设备信号的影响，并且输出阻抗应同 A/D 转换器的输入阻抗相匹配。

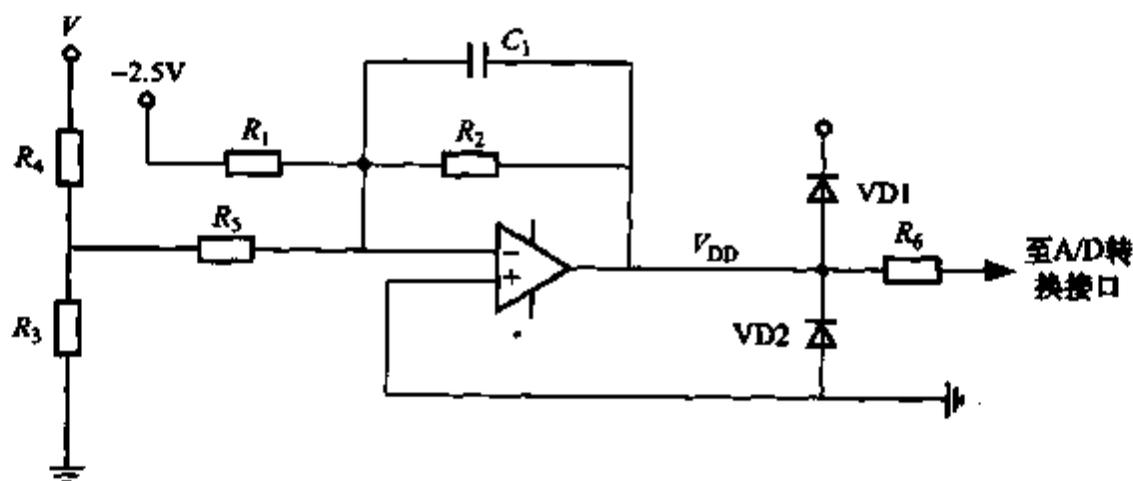


图 8-4 输出电压检测电路

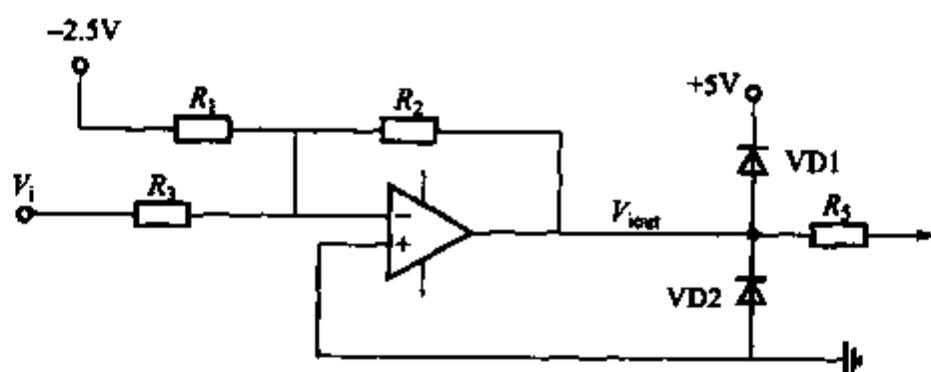


图 8-5 输出电流检测接口电路

为了保证 IGBT 模块的正常安全运行，防止异常现象造成器件损坏和系统崩溃，一定要有完善的保护措施。全数字化逆变电源保护电路采用一片 GAL 芯片来对主电路传送来的系统过电流、过电压、欠电压、异常等故障信号进行封锁。当出现任何一种上述故障时，保护电路产生的信号可通过硬件方式直接封锁逆变桥驱动信号的输出，这样既保证了系统对故障响应的快速性和可靠性，同时保护信号也可通过数字 PIO 口送入 ADMC331 以供软件查询，并由此判断系统是否有故障产生及故障的类型，以便系统能够提供相应的故障处理程序和报警显示。

另外，ADMC331 还外接了一个存储有程序执行指令机器码的 E²PROM，这些指令可在上电后通过串行口程序自行导入，并且采用 MAX232 芯片作为 TTL 与

RS232 的电平转换, 以实现 ADMC331 与外界的通信。



8.3.1 概述

ADMC328 芯片是美国模拟器件公司 (简称 ADI) 最新推出的 ADMC3XX 系列单片 DSP 电机控制器中最简单的一种, 它可用于交流感应电机、永磁同步电机和无刷直流电机的高性能控制, 在冰箱、空调和洗衣机等家用电器及风机、泵或一般工业变速传动控制中, 以其结构紧凑、使用便捷、可靠性高、功能强、成本低等优势赢得广大用户的关注。

ADMC328 仅有 28 个引脚, 其内部除有一个与 ADSP—2100 系列兼容的 20MIPS 定点 DSP 的 ADSP—2171 内核外, 还包括了 512×24 位的程序存储器 RAM, $4K \times 24$ 位的程序存储器 ROM, 512×16 位的数据存储器 RAM, 三相 6 路输出的 16 位精度的 PWM 发生器, 6 路最高转换精度可达 12 位的模拟输入通道, 2 路可用于数模转换的辅助 PWM 输出, 1 个双缓冲串行端口, 9 位可编程多功能复用的输入/输出 PIO 端口, 16 个中断源, 以及上电复位电路和 16 位监视定时器等。这为用户对变频器控制系统进行优化设计带来了很大方便。

ADMC328 提供有共同步串行通信口, 支持多种串行通信协议, 并且可以在多处理器系统中直接互连各个处理器。每个串口包括五个引脚:

- SCLK (串行时钟);
- RFS (接收帧同步);
- TFS (发送帧同步);
- DR (串行数据接收);
- DT (串行数据发送)。

串口有独立的发送和接收部分, 并且每个部分都有一个寄存器能把数据字从处理器移进或移出, 双缓冲区技术为串口服务提供了附加时间。串口可以使用外部时钟或在内部生成时钟, 频率范围宽, 最小为 0Hz, 最大为 6.144MHz。串口可以支持串行字长从 3 位到 16 位的数据传输。串口还可使用可以灵活控制的帧同步信号。接收和发送一个完整的数据字之后, 可以产生一个中断。

发送数据时, 由 TX 寄存器实现 TFS 信号, 表明传送开始, 写入 TX 寄存器的每个值都会被传送到内部发送移位寄存器中, 然后从 MSB 开始发送各位, 每一位都是在 SCLK 上升沿移出; 接收数据时, 接收到一个完整的字后, 写入 RX 寄存器, 同时产生接收中断。

串行通信接口包括数据传输线 DT 和数据接收线 DR。这样, 可以通过对串口

控制寄存器 (Sport Control Register) 的值进行修改, 来控制数据接收帧, 同步只对串行通信中的第一个字节有效。也就是说, 将 DR 和 RFS 连在一起之后, 在进行数据传输的时候, 在数据传输开始的时刻, 就是第一个字节的起始位到达的时刻, RFS 会对其进行判断, 产生一个数据接收中断, 从而达到异步通信的效果。

8.3.2 ADMC328 构成变频调速电路

用 ADMC328 评估板并设计配置了相应的外围电路、主电路及驱动保护电路, 构成了异步机 V/F 开环速度控制系统, 电路原理图见图 8-6。

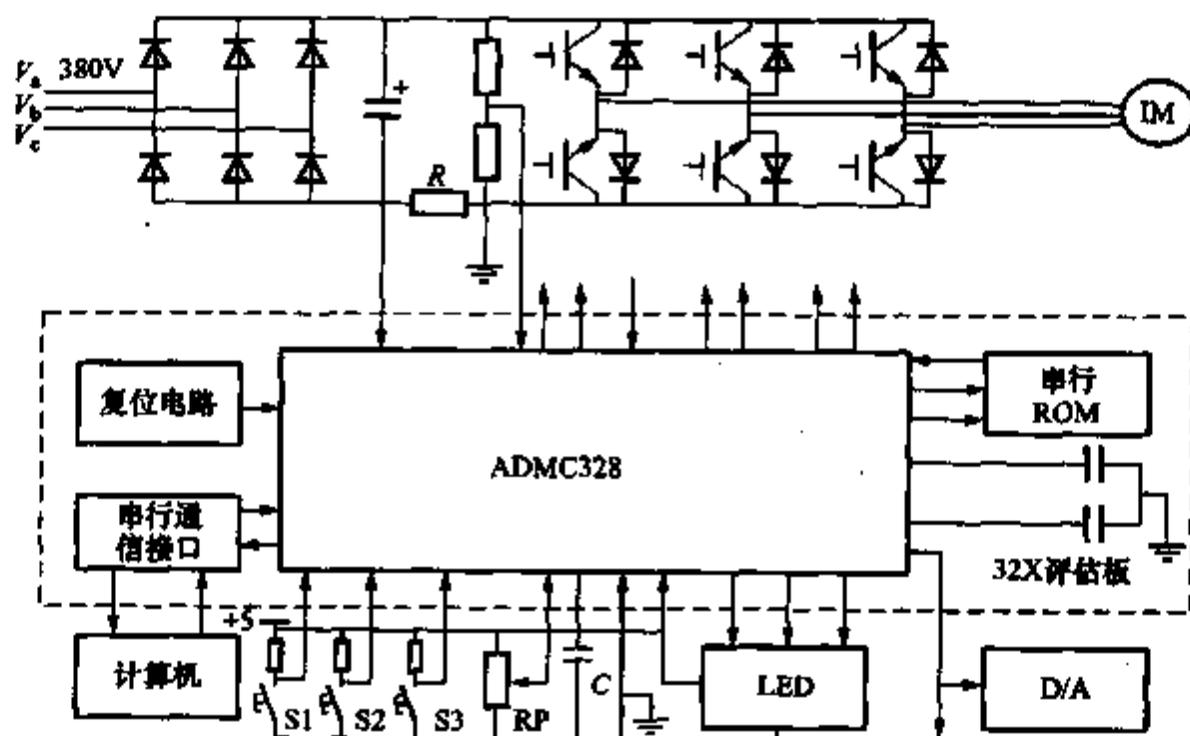


图 8-6 变频调速控制系统原理图

ADMC32X 评估板 (如图 8-6 点画线框内所示) 可将 ADMC328 的全部功能向用户开放, 此外, 该板内部还提供了复位、晶振、串行 ROM 和计算机通信接口 (为突出重点, 评估板上其他一些相关电路未在图中给出), 用户可利用这些资源进行先期开发。

主电路为标准的电压型 PWM 变频器, 用 IGBT 功率器件构成逆变器, 将 PWM 开关频率设置在 20kHz。利用适当阻值的取样电阻 R 检测直流母线电流, 当逆变器发生过电流或短路时, ADMC328 的 ISENSE 端会因检测到的电流过大而产生过电流保护信号, 并关闭逆变器, 实现对变频器的保护。通过分压电阻检测直流母线电压, 该测量值由 ADMC328 的模拟输入端口 V1 读入, 以实现测量、调节或控制功能。IGBT 的驱动、保护 (未在图中画出) 宜选用 EXB841 或 TLP250 等光电隔离型器件, IGBT 驱动电路检测到的过电流和短路保护信号由 ADMC328 的 PWMTRIP 端监测, 一旦过电流或短路发生, ADMC328 的内部中断立即关闭逆变器输出。整个主电路与控制电路的公共端仅在一点连接, 这样可有效地抑制外部干扰。当变频器容量较大时, 最好将取样电阻换成霍尔元件, 实现主电路与控制电路的电

隔离。

在 ADMC32X 评估板上外接的发光二极管 (LED) 显示电路由串行 LED 驱动器件和 8 位数码管组成, 可分别显示变频器的设定频率、输出频率、输出电压或输出电流 (通过取样电阻 R 间接得到) 等参量。电位器 RP 的模拟量由模拟输入端口 V2 读入, 作为变频器输出频率的设定值。因 ADMC328 的开关量 I/O 端口有限, 硬件设计时可用有关器件扩展 I/O 端口或利用其不用的 3 位模拟输入端口 (分别为 VAUX0 ~ VAUX2) 作为开关量检测端。本电路采用第二种方案, S1 ~ S3 三个开关和按键分别用来实现变频调速系统的起/停控制、电机的正/反转设置, 以及选择 LED 显示内容等功能。与 I/O 端口复用的辅助 PWM 的 AUX0 输出端可用于产生制动等开关控制信号, 或者在 AUX0 端加滤波器后作为模拟量输出, 用来实现模拟量指示或调节。用计算机进行编程和调试, 当完成应用程序的开发后, 可将程序写入评估板上的串行 ROM, 系统即可脱机单独运行。

由图 8-6 可见, 该变频调速控制系统已具有通用 SPWM (正弦脉宽调制) 变频器的主要功能, 而其控制电路结构却大为简化。

8.3.3 应用程序

为便于用户使用 ADMC328—DSP 芯片, ADI 公司在其开发软件中提供了相当一部分库函数及若干应用实例。一方面, 用户通过这些库函数和实例可很快熟悉软件开发环境; 另一方面, 用户在编制自己的监控程序时可以直接利用它们。这的确给用户的开发带来了便利。此外, ADSP—2171 内核极快的判断和运算速度及处理能力, 以及各功能寄存器的方便设置, 都使用户的编程相对容易。在 486 及以上档次的计算机及 DOS 和 Windows95 操作系统的支持下, 利用 ADI 提供的 C 语言或汇编语言开发工具软件, 即可对用户文件进行编译、连接或调试。

在完成如图 8-6 所示硬件电路的基础上, 编制了 V/F 控制的通用变频器的监控程序, 主程序和 PWMSYNC 中断服务程序分别见图 8-7 的 a 和 b。

为方便用户使用 ADMC328—DSP 芯片, ADI 公司提供了相应的开发工具——评估板 (仿真器), 其中的 CPU 为更高一档次的 ADMC331 芯片。在该评估板上, ADMC331 不仅可全功能仿真 ADMC328, 且其不少引脚均已引出, 用户可利用这些引脚构成辅助电路, 丰富控制功能。

1) 与其他 A/D 转换电路不同的是, 在 ADMC328 内部, ADC 单元的操作是与 PWM 单元相连的, A/D 转换的有效分辨率是 PWM 开关频率的函数, 故该 A/D 转换的分辨率不是一个常数, 而在 9 ~ 12 位间变化。还需说明的是, 在 6 个模拟输入通道中, 只有 3 个通道是独立的, 而其他 3 个通道通过多路开关共用一个比较器, 所以这就只允许同时最多有 4 路模拟量被采集。应当注意的是, 芯片内与模拟输入信号比较用的锯齿波斜率是通过外配电容 (接于 ICONST 端与 GND 端之间) 来调节的, 根据不同的 PWM 开关频率, 选择不同的外配电容值, 该电容应为高精度和

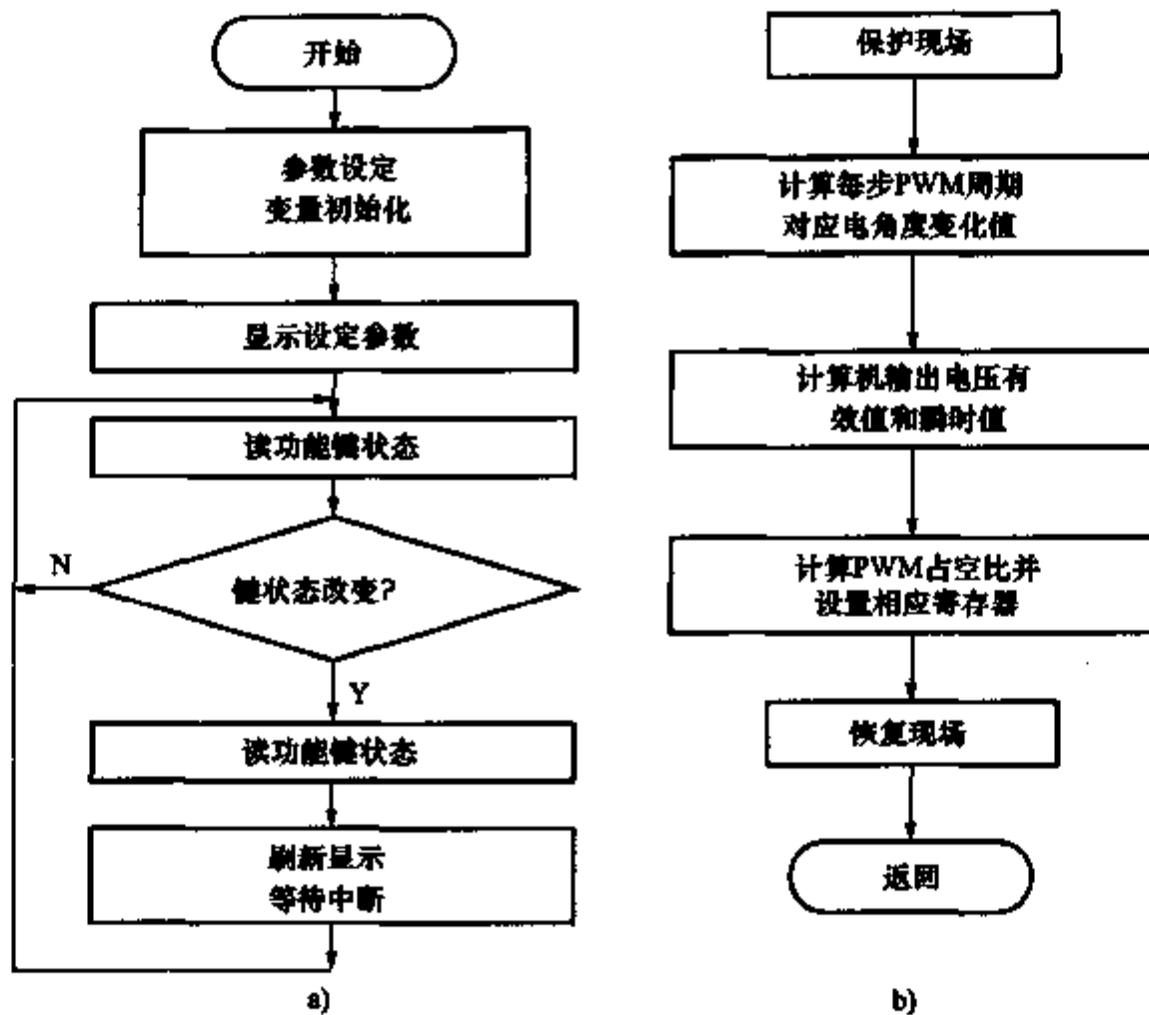


图 8-7 监控程序功能框图

a) 主程序 b) PWMSYNC 中断服务程序

高稳定的。最后还应强调，A/D 转换的输入电压范围是 0.3 ~ 3.5V，而不是通常情况下的 0 ~ 5V 或 0 ~ 10V，在模拟输入接口电路设计时应引起注意。

2) PWM 发生单元有两种工作模式：单更新模式和双更新模式。在单更新模式下 PWM 输出脉冲以 PWM 周期的中心对称；在双更新模式下，按照某种控制规则，输出 PWM 脉冲的前后沿与 PWM 周期中心不对称，这种不对称的 PWM 输出，更能减少三相 PWM 逆变器的谐波失真和获得更宽的系统闭环控制带宽。建议在使用时，优先选用双更新工作模式。

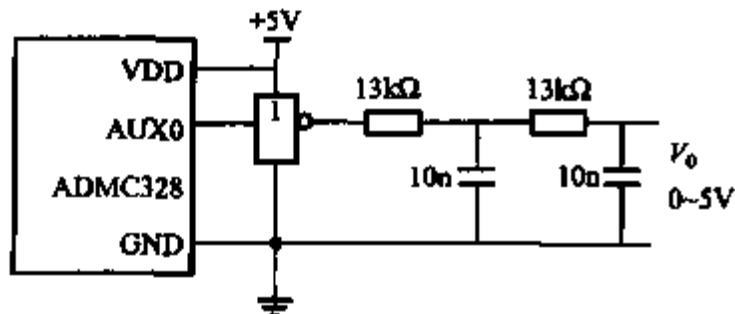


图 8-8 辅助 PWM 输出滤波电路

3) ADMC328 内含两个输出频率和占空比均可变的 8 位精度的辅助 PWM 定时器，其两个输出引脚分别定义为 AUX0 和 AUX1，用来为被控的开关变换器提供开关信号；通过合适的滤波网络也可作为数模转换的输出，典型应用见图 8-8，在此参数下，两级滤波器的截止频率为 1.2kHz，模拟输出电压 V_o 的幅度范围为 0 ~ 5V。

的截止频率为 1.2kHz，模拟输出电压 V_o 的幅度范围为 0 ~ 5V。

4) ADMC328 的复用 PIO 端口仅有 9 位，且已被串口 1 和串行 ROM 占去 5 位，必要时可通过选用 I²C 或 SPI 等串行接口芯片或多路数据选择器件扩展 I/O 端口和

其他功能。

5) 在变频器装置容量允许的条件下, 逆变器功率器件最好使用 IGBT 等高频全控型器件, 这样可将逆变器开关调制频率设定在 16kHz 以上, 避免变频器本身产生的高频噪声, 也更利于输出电流正弦化。

ADMC328 及其他 ADMC3XX 系列新型嵌入式 DSP 电机控制器已经随着人们对高性能变速传动设备的需求而推向了市场, 性能价格比高、使用便捷的 ADMC328 芯片为家用电器和工业应用中电机的变速控制提供了一个优化选择方案, 试验研究的结果也初步证明了该 DSP 控制器的实用性。



8.4.1 概述

ADMC401 是电机控制系列 DSP 中的高端产品, 适合于工业控制、机床等高精度应用。其内核与 ADMC331 相同, 都是 2171 的内核。电机控制所需要的外设有 PWM 发生单元、可编程输入/输出接口、看门狗、辅助 PWM 单元及中断控制单元等。图 8-9 表示 ADMC401 内部功能框图。所不同的在于它们的模数转换系统, 在 ADMC401 上增加的编码器接口电路和事件触发定时(捕获)单元。ADMC401 的模数转换系统采用一种称为 PipeineFlash 的技术, ADMC300 也与众不同, 采用了 $\Sigma-\Delta$ 型 ADC 模数转换。图 8-10 是 ADMC401 模数系统结构。

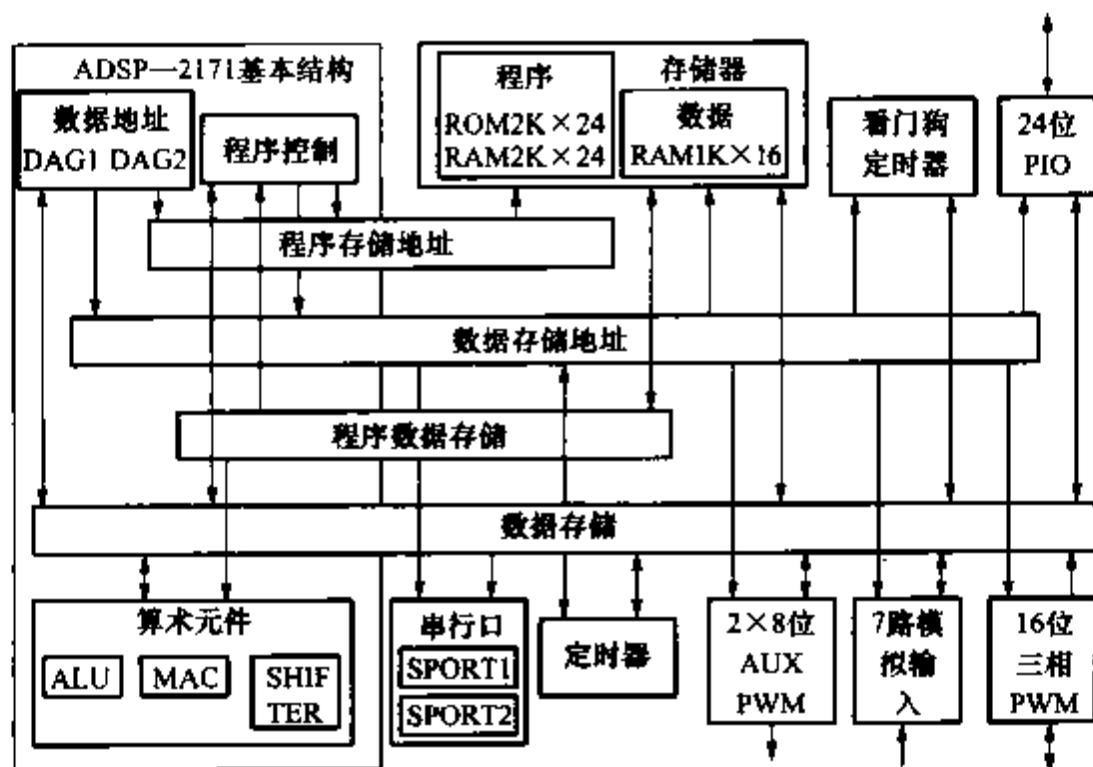


图 8-9 ADMC401 的功能框图

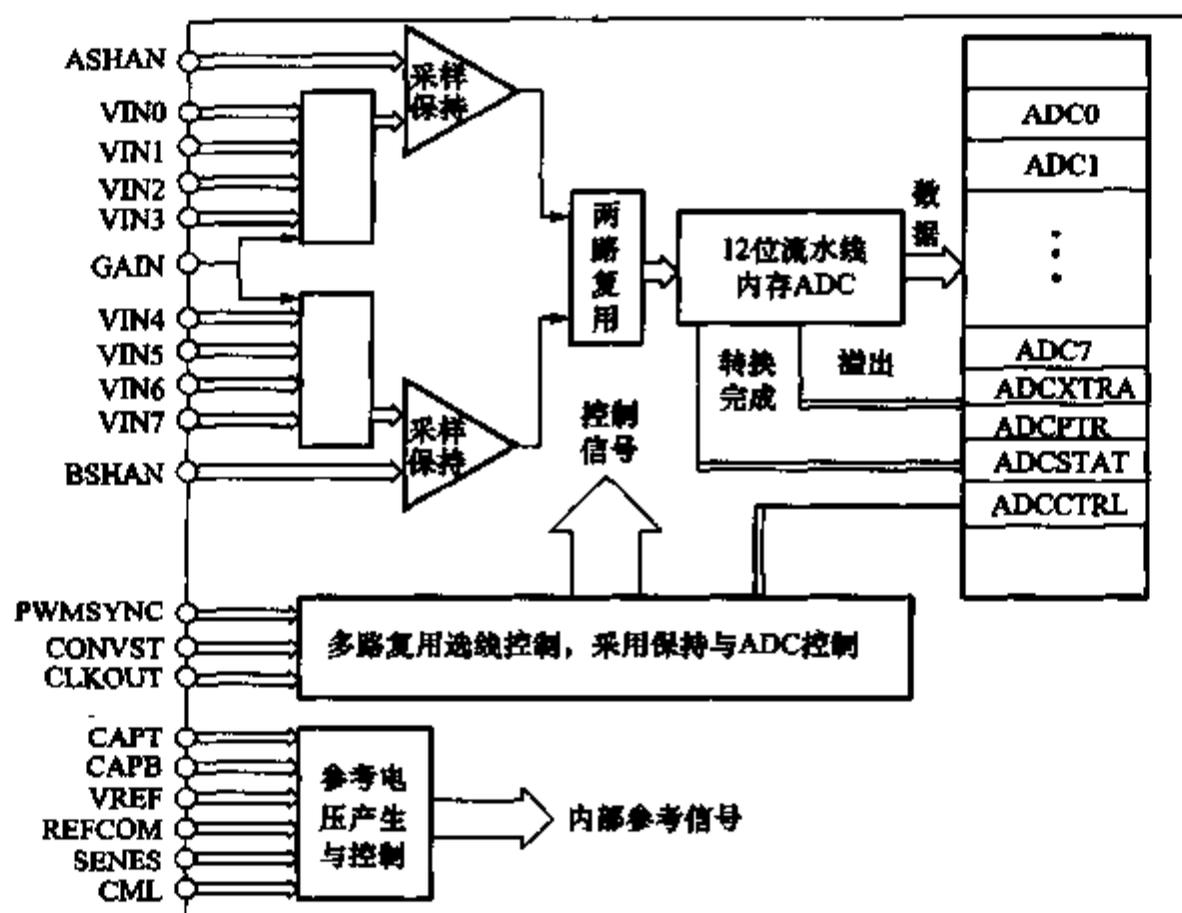


图 8-10 ADCM401 的模数系统结构

8.4.2 功能特点

ADMC401 包含一个快速、高精度的 8 路模数转换系统，该系统可以在 $2\mu\text{s}$ 的时间里，通过一个 12 位的 PipelineFlash 模数转换内核，完成 8 路的转换。整个系统工作在 $1/4$ 的系统时钟下，输入的模拟电压幅度可以达到 4V（峰值）。8 路输入被分为两组，每组四路，即 VIN0 ~ VIN3 为一组，VIN4 ~ VIN7 为另外一组。每组还有一个专门的输入端，连接到采样保持放大器的反相输入端，用来把模拟量输入偏置到模数转换内核正常的输入范围。模数转换有两种工作方式，同时采样或顺序采样。哪种方式工作由 ADCCTRL 中专门的位来控制。同时，ADMC401 的 A/D 转换开始既可以设定为内部 PWM 周期控制，也可以设定为从外部控制。它采用的是一个 16 位的 $\Sigma - \Delta$ 内核。输入信号的最高频率可达 16.27kHz，每一个通道的信噪比可达到 76dB，对应着超过 12 位的每一个转换。它有 5 路输入，每路输入都可以设置为差分输入或单端输入，这样在外接传感器或输入时就保证了最大的灵活性。5 路输入也分为两组，ADC1 和 ADC2 是第一组，ADC3 ~ ADC5 为第二组。这两组的特性，如采样频率、内部或外部转换、与 PWM 模块的同步和操作方法都可以分别控制。

编码器接口单元（EIU）包括一个 16 位的加/减计数器，一个可编程输入噪声滤波器和一个零标志。编码器送来的方波信号接在 EIA 和 EIB 引脚上，零标志信号和闸门信号分别加到 EIZ 和 EIS 上。当 EIA 和 EIB 引脚上有事件发生时，这些输入可以将计数器的值锁存在特定的寄存器中。这些事件可以编程设置为只有上升沿

触发或正转时上升沿触发、反转时下降沿触发。为了避免干扰脉冲影响计数器的正常工作，编码器接口单元在每一个引脚上都加了一个可编程的滤波器，可编程输入噪声滤波器的工作原理如图 8-11 所示。它通过 3 个时钟周期的延迟，将 EIB 引脚上引入的噪声信号滤掉。

ADMC401 具有一个双通道事件触发定时单元，通过它可以精确地测量出在某一特定通道上两个定义好的事件发生的时间间隔。它有两个专用的输入引脚，ETU0 和 ETU1。它还包括一套 16 位的数据寄存器，用来在事件发生时记录下定时器的值。一个配置寄存器用来对每一个输入引脚的事件的特性进行定义，一个控制寄存器用来对输入的事件捕获进行初始化，还有一个状态寄存器用来判断两个捕获通道的状态。此外，还有一个专用的中断，在捕获序列完成时会产生。事件可以定义为上升沿触发或下降沿触发，因此，可以用来对加到输入引脚的信号进行处理，计算出它的频率、周期和占空比等参数。

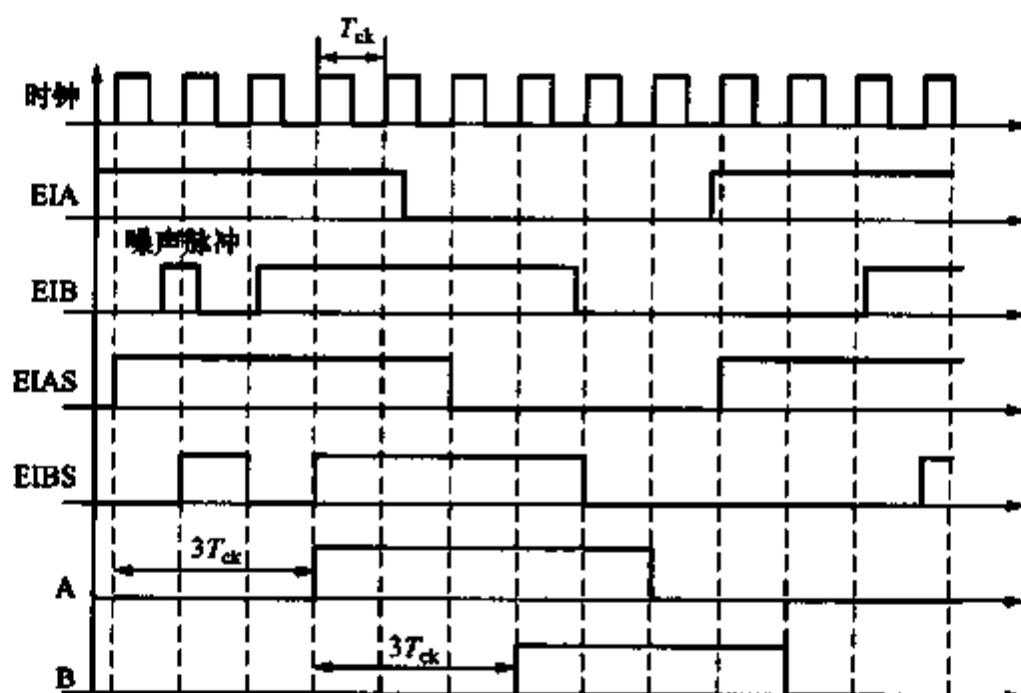


图 8-11 ADCM401 编码器可编程噪声滤波原理

此外，ADMC401 还独有外扩存储器的功能，即 ADCM401 的 14 位地址线和 24 位数据线都引了出来，可以进行片外寻址。ADMC401 的最大寻址能力为 $14K \times 24$ 位的程序空间和 $13K \times 16$ 位的数据空间。指令或数据都是在 24 位的数据总线上进行传输，当传输 16 位的数据时，采用高位对齐的方式。

PWM 信号的产生是由 ADCM401 内的 PWM 控制器来完成的，ADMC401 的 PWM 发生单元的灵活性和可编程性，能够满足不同方式的数字 PWM 的方法的要求。

由于 ADCM401 的 PWM 单元是建立在一个独立的三相定时器基础上，由三个确定的周期寄存器控制的，每个周期寄存器控制一对 PWM 输出。所需要的 DSP 程序根据应用场合的要求以及所需要的 PWM 方案来编制。PWMPOL 依据门极驱动电路的逻辑和结构用来选择 PWM 输出极性，输出的每一路 PWM 信号都能通过独立

的使能寄存器 PWMSEG 来决定输出或禁止输出。

PWM 定时器的时钟与 DSP 指令的周期 t_{ck} 相同，用来控制内部 PWM 发生器单元，PWM 定时器经过一个完整的 PWM 周期，产生的 PWM 信号。这里 16 位 PWMTM 计数器用来控制 PWM 信号的频率，SYSSTAT (3) 是 PWM 定时器周期状态寄存器，PWMSYNC 为同步脉冲信号寄存器。同步脉冲信号 PWMSYNC 控制在一个 PWM 定时器周期内瞬时采样的参考信号的幅值，从图 8-12 中可以看到在第一个半周期内，PWM 定时器从 PWMTM 减到 0，在第二个半周期内定时器改变了方向，PWM 定时器从 0 连续加 1 直到 PWMTM 值。

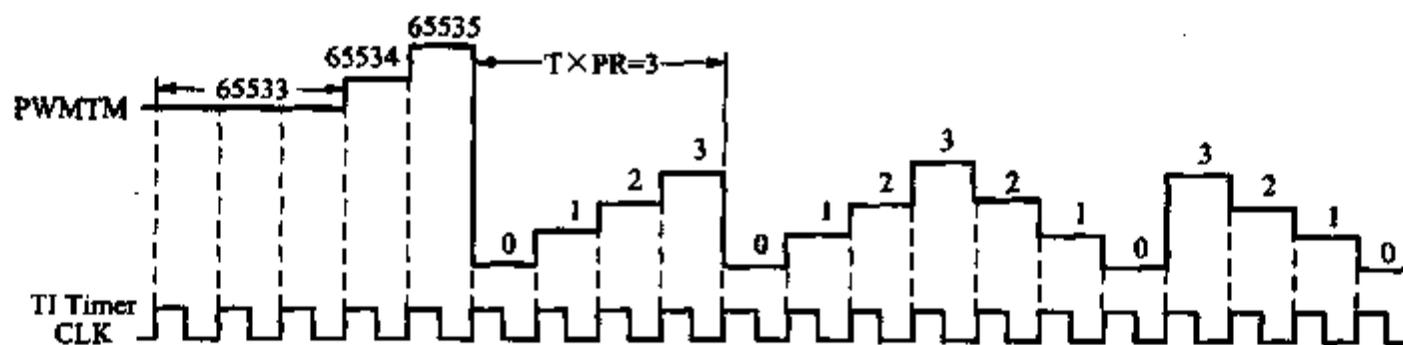


图 8-12 ADMC401 的 PWM 定时器工作示意图

8.4.3 应用电路

下面以三相为例来介绍开关磁阻电机的结构和控制。开关磁阻电机需要位置传感器作为反馈信号，但位置传感器的存在不仅削弱了电机结构简单的优势，也降低了系统的可靠性。为此，探索实用的无位置传感器的方案成为众多人努力的方向。同无刷直流机一样，早期一般采用反电动势或电流波形处理的方法来判定转子位置，但由于开关磁阻电机的转子是反应式结构，波形监视法很复杂，效果也不理想。因此，借助 DSP 的高速运算，目前常采用定子绕组的瞬态电感信息或应用状态观测器来估计转子位置。也有人将神经网络理论和自适应控制等算法应用在开关磁阻电机的控制中。

电机结构决定了通电方式，决定了主电路的结构。由于电机绕组只需要单方向电流，所以它的主电路结构较灵活。下面以常见的三相不对称半桥电路为例来介绍一下它的控制方式，如图 8-13 所示。以 A 相为例：当 A 相绕组需要通电时，半桥的上下桥臂同时导通，电流从电源正极流向负极。当关断时，上下桥臂两个二极管导通，感应的电流从电源正极流向负极，电源从磁场吸收能量。

由于电机结构不同，控制器主电路结构不同，对控制器产生 PWM 的要求也不同。ADMC401 的脉宽调制模块包括开关磁阻方式，它由 PWMSR 引脚状态控制，当 PWMSR 接地时允许开关磁阻 (SR) 方式。在 SR 方式中，三相定时单元产生的低压侧脉宽调制信号总是认为处于导通 (ON) 状态，而与写入工作时间控制寄存器的值无关。三相定时单元产生的高压侧脉宽调制信号的工作时间控制仍由三个工作时间控制寄存器确定。利用输出控制单元的交叉特性可以使高压侧或低压侧输出

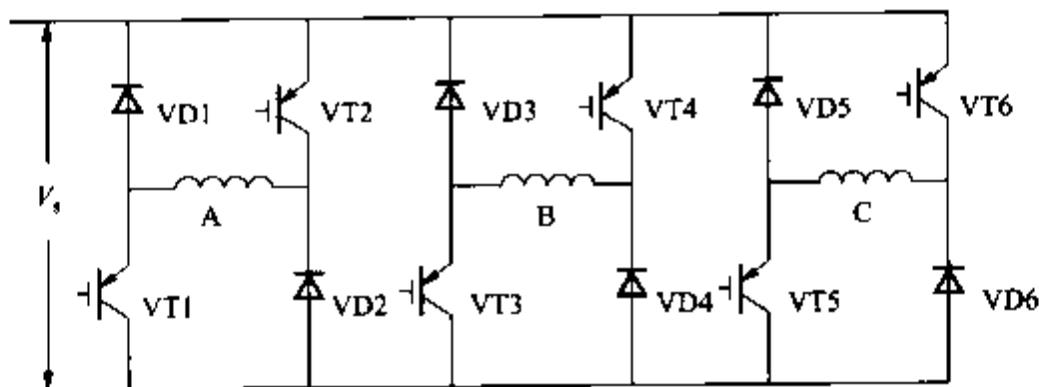


图 8-13 开关磁阻电机三相不对称型主电路结构示意图

脉宽调制信号始终处于 ON 状态。这种工作方式是必要的，因为在典型的开关或变磁阻电机功率转换器硬件结构中，电机绕组两端与给定逆变器的功率开关器件是相连接的，因此为使电机绕组流过电流，必须同时导通与绕组相连接的两个功率开关器件。

实现 SR 方式只能用硬件方法将引脚 PWMSR 接地，而不能用软件方法实现 SR 方式。在 PWMSR 引脚的内核内有一个上拉电阻，因此该引脚悬空或不接时禁止 SR 方式。当然，在 PWMSR 接电源 V_{DD} 时也不允许 SR 方式，引脚 PWMSR 的状态可从系统状态寄存器 SYSTAT 的位 4 读取。如图 8-14 为 ADCM401 控制开关磁阻电机（SRM）系统框图。

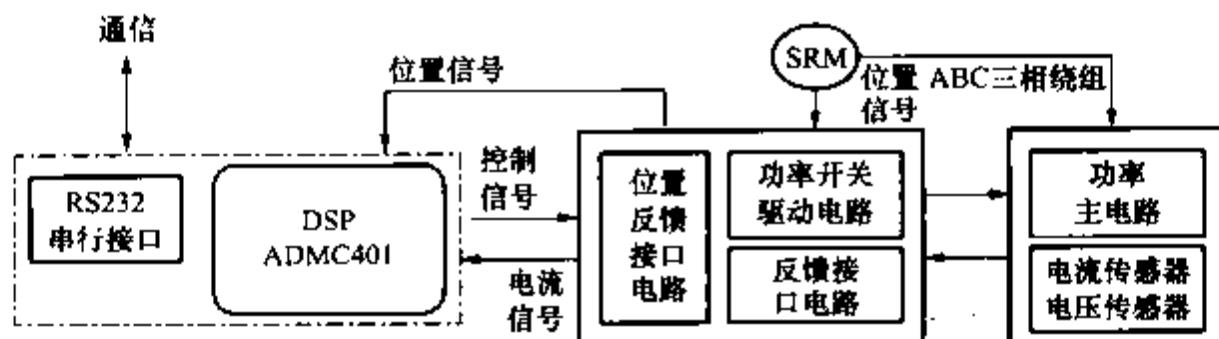


图 8-14 ADCM401 控制 SRM 系统框图

8.5 DSP 电机控制应用案例

8.5.1 概述

TMS320F240 是 C24X 系列 DSP 控制器的一代产品，是专门为电机的数字化控制而设计。它集 DSP 的信号高速处理能力及适用于电机控制的优化外围电路于一体，且价格便宜，大大减少了控制系统的体积，提高了系统的性能价格比。

8.5.2 内部结构机工作原理

TMS320F240 基本结构如图 8-15 所示。F240 主要包括算术逻辑运算单元

(ALU)、寄存器集、辅助算术逻辑单元 (ARLU)、乘法器、乘法移位器、加法器、加法移位器、时钟锁相环电路、事件管理器 (包括通用定时器、比较单元、捕获/正交编码器脉冲电路单元)、内部 A/D 转换器、串行口、看门狗定时器等主要部分。

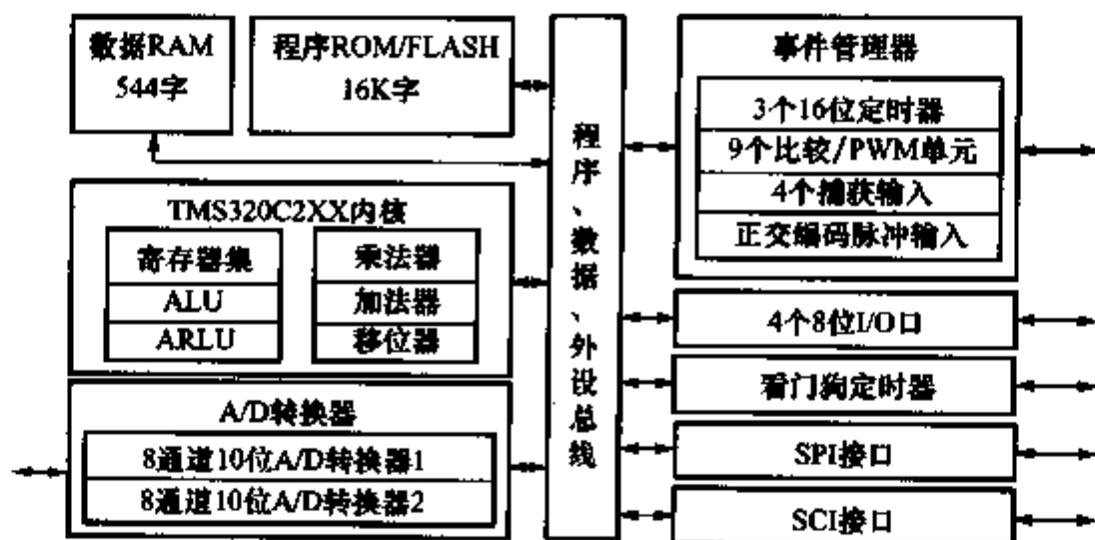


图 8-15 TMS320F240 基本结构图

F240 的执行速度很快，内部采用哈佛结构，流水线作业，在 20MHz 的内部时钟频率下，指令周期仅为 50ns。由于 F240 内部具有硬件乘法器，一条 16 位乘以 16 位的乘法在一个指令周期内即可完成，即仅需 50ns。F240 内部的时钟锁相环电路使得在 F240 外部只需 2MHz 以上的晶体振荡器，通过软件编程即可在内部产生所需的高频时钟，这样可大大提高系统的可靠性。

F240 内有三块 RAM 区，其中 B0 块 256 × 16 位、B1 块 256 × 16 位、B2 块 32 × 16 位、这些 RAM 全部允许在一个指令周期内访问两次，大大加快了数据的处理能力。同时 B0 块既可以配置为数据区，又可以配置为程序区，若配置为程序区可在上电时将浮点运算子程序或者表格从外部慢速 EPROM 装入此区域，进而缓解高速处理器与慢速外围部件之间的矛盾。

F240 内含有 16 通道两路转换精度为 10 位的高速 A/D 转换器，转换时间可编程设计，最短为 6.6μs。在调速系统构成电流环时，电流反馈经 A/D 转换采入 CPU 内部进行处理，缩短了电流采样时间，有利于提高调速装置的动态性能。同样 F240 还有丰富的、功能强大的中断系统及常用的 I/O 接口。除此之外，F240 的高速度，特别适用于需要特殊功能的电机控制，使调速装置中较为复杂的控制算法编程方便，大大简化了硬件电路。

由 TMS320F240 及其外围电路组成的控制器主要承担以下任务：

(1) PWM 产生 TMS320F240 片内的事件管理器与其他任何一种 DSP 都不同。面向应用优化的外设单元和高性能 DSP 内核的结合，可以为所有的电机类型提供高速、高效和全变速的先进控制技术。在该事件管理器中包括特殊的 PWM 产生功能，特殊的附加功能包括可编程的死区功能和空间矢量 PWM 状态机。它还具有十二路比较/PWM 通道 (其中有九路是独立的)，三个具有死区功能的全比较单元及

三个简单比较单元。

通过配置比较控制寄存器 (COMCON) 及全比较动作控制寄存器 (ACTR), F240 的三个全比较单元能非常方便地产生三对 PWM 输出, 其斩波参数可通过编程根据反馈实时改变。这就为各种控制策略的实现提供了最大限度的便利。

由于系统采用斩波方式进行, 于是可以利用简单比较单元实现另外三对 PWM 信号的输出, 对定子绕组分别进行控制。具体的做法是: 使全比较单元和简单比较单元的 PWM 输出载波频率相同, 这样就可以使驱动内、外定子上桥臂的六路 PWM 信号分别由全比较单元和简单比较单元产生, 而其下桥臂驱动信号则共用全比较单元的另外三路 PWM 输出, 其输出波形如图 8-16 所示。CPU CLOCK = 20MHz, PWM 载波频率 = 10kHz。

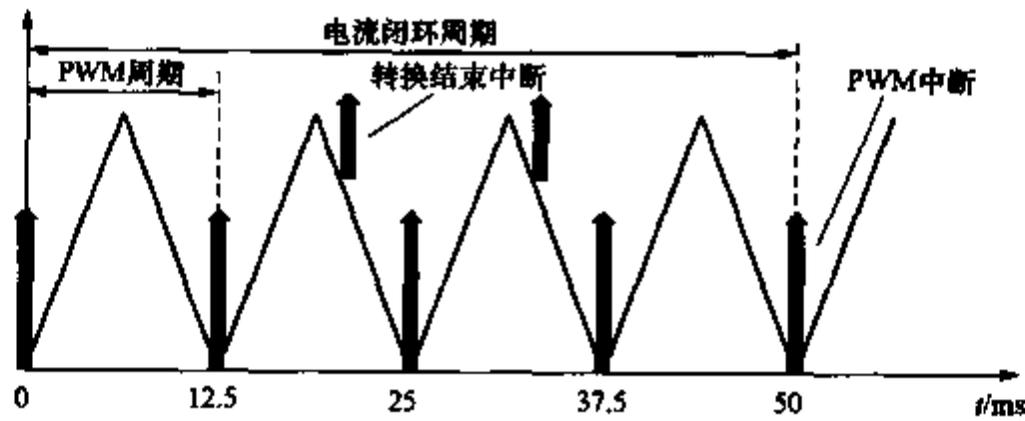


图 8-16 TMS320F240 事件 PWM 产生波形

这样一来, 就可以用一片 TMS320F240 实现对 SRM 绕组进行驱动控制, 但仅限于软斩波方式。图 8-17 为 TMS320F240 控制 SRM 控制系统结构图。

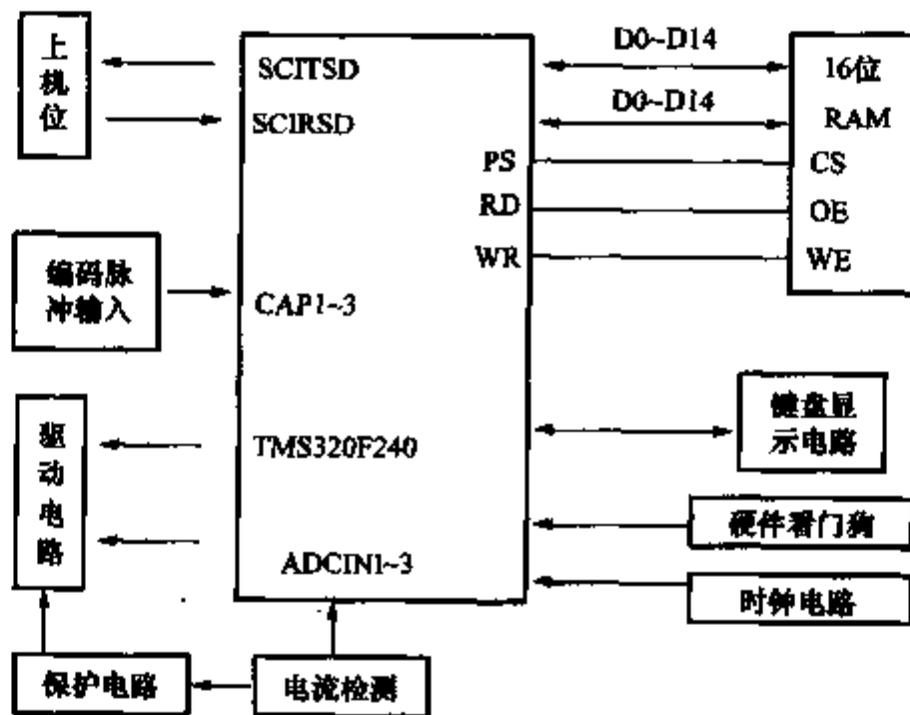


图 8-17 TMS320F240 控制系统结构示意图

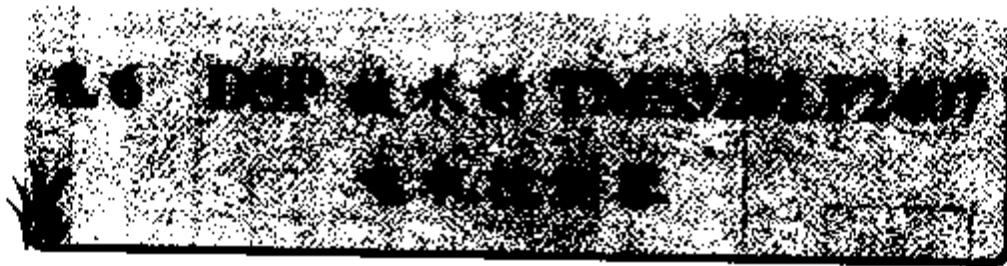
(2) 位置信号输入电路 伺服系统中的位置检测关系到跟踪定位的准确性, 本系统中使用三路彼此相隔 15° 机械角度的脉冲信号来反馈位置信号。通过 F240

的捕获单元 (CAP1~3) 对三路脉冲信号进行实时检测来实现对转子位置信号的检测。CAP 单元不仅能检测信号的变化, 而且还能记录两次信号变化的时间间隔, 由此可以确定电机转子的位置, 并由 MT 滤波法计算出电机的实际运行速度, 进而准确地控制各相的开通和关断。为了实现电平的匹配和提高系统的抗干扰性能, 编码脉冲信号整形后通过光耦合器隔离输入。

(3) 电流检测电路 使用磁场平衡式霍尔检测器 (LEM 模块) 来检测电机的三相电流。LEM 的输出一方面输入到 F240 的三路 A/D 转换口, 转换成数字信号后用以控制电流斩波限; 一方面输入到保护电路, 实现对功率变换器主开关的过电流保护。

(4) 键盘、显示电路 F240 有独立的 I/O 空间和总线, 本系统用 I/O 口组成 4×4 的矩阵式键盘, 为了滤除键盘输入的抖动, 每一键均加阻容滤波电路。为了减少 CPU 的负担, 键盘响应采用中断响应方式。出于低功耗的考虑, 显示选用三位半笔划型液晶显示器 (LCD), LCD 的驱动选用 HCT4543, 采用静态显示方式。由于 HCT4543 没有小数点驱动能力, 本电路用 74HCT273 与 74HC86 驱动小数点和半位。

采用事件管理器中的定时器 3 作为 CAP 单元的时基, 对三路脉冲信号的上下沿均进行捕获。每次中断后先判断脉冲来自哪一路, 是上升沿还是下降沿, 进而确定 SRM 的当前位置, 同时结合前几次的捕获时刻由 MT 法来计算出 SRM 的当前转速以准确控制 SRM 各相的开通和关断, 实现各相间的换流。在接近最终停车位的最后一次捕获时调用两相停车子程序, 实现电机的准确定位。



8.6.1 概述

TMS320LF2407 是 C2XX 系列 DSP 控制器基础上推出的更高性能芯片, 不仅具有 TMS320F240 的一些优点, 并且还在一定程度上加以提升。它的指令执行速度是 30MIPS, 几乎所有的指令都可以在一个 33ns 的单周期内执行完毕, 这种高性能使复杂控制算法的实行成为可能。LF2407 有高速信号处理和数字控制功能控制所必需的体系结构, 并集成了大多电机控制用的外围设备。TMS320LF2407 的结构框图如图 8-18 所示, 功能框图如图 8-19 所示。

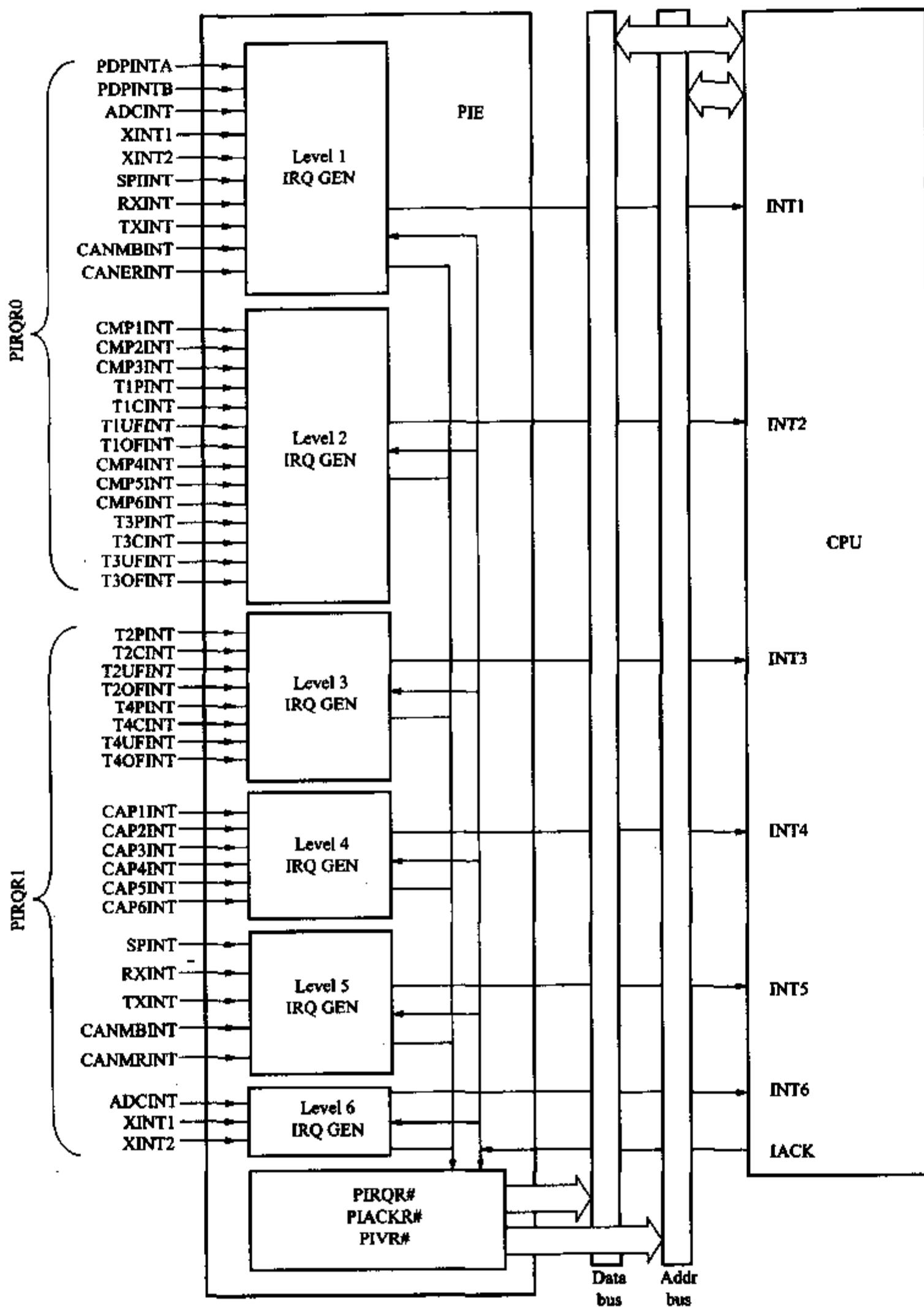


图 8 - 18 TMS320LF2407 结构框图

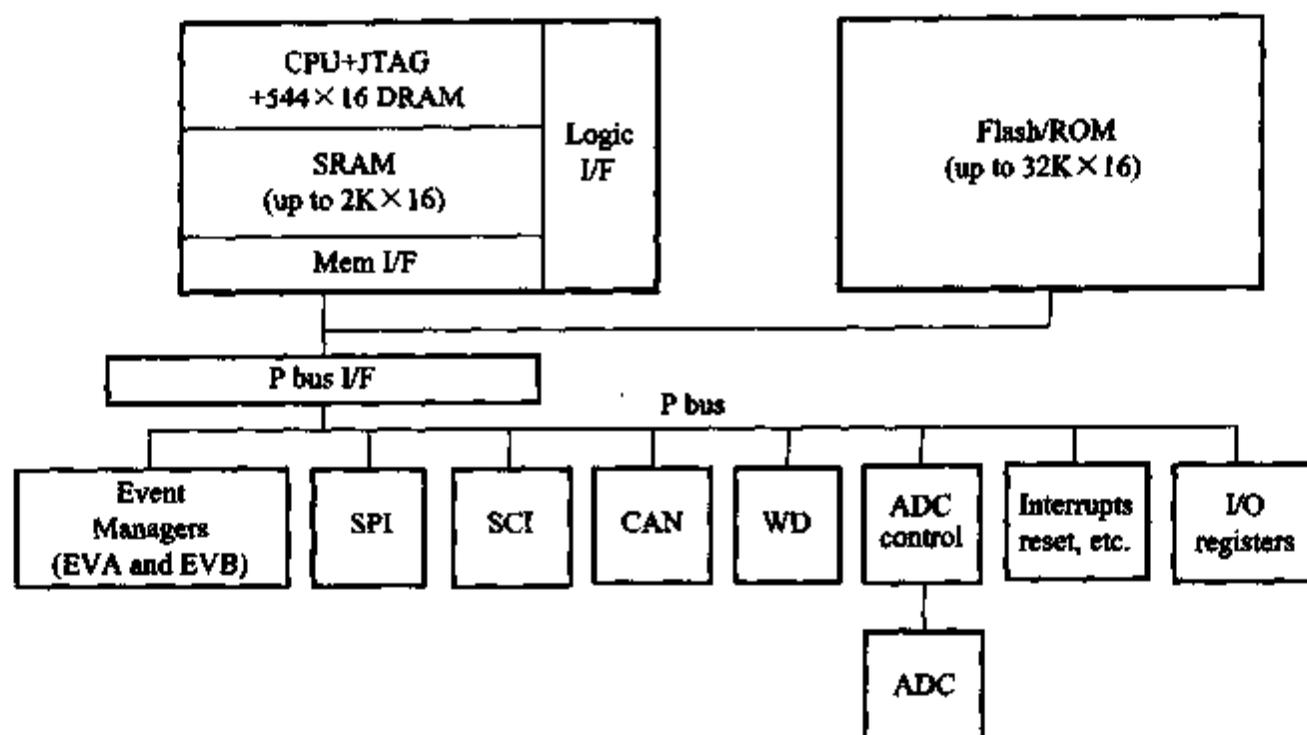


图 8-19 TMS320LF2407 功能框图

8.6.2 工作原理

LF2407 主要由三个主要的功能单元组成：C2XXDSP 核心、内部存储器和外设。正由于其硬件结构及功能上的特殊性，LF2407 具有如下结构：

1) TMS320C2XX 核心 CPU：包括 32 位的中央算数逻辑单元 (CALU)；32 位加法器，16 位辅助寄存器；32 位乘积寄存器；8 个 16 位辅助寄存器，带有一个专用的算数单元，用来作数据储存器的间接寻址。

2) 存储器：片内 544 字 16 位的双口 RAM (DRAM)，2K 字 × 16 位的单口 RAM (SRAM)，32K 字 × 16 位的片内 PROM 或闪存；可扩展的外部存储器共 192K 字 × 16 空间，64K 字的程序空间，64K 字的数据空间，64K 字的 I/O 空间；有软件等待状态发生器的外部存储器接口模块，具有 16 位地址总线和 16 位数据总线。

3) 程序控制：4 级流水线操作；8 级硬件堆栈；5 个外部中断：电源驱动保护中断、复位、非屏蔽中断 (NMI) 和 2 个可屏蔽中断。

4) 指令系统：与 TMS320 系列的 C2X、C2XX 和 C5X 定点产品在源代码级兼容；单指令重复操作；单指令的乘法/加法指令；程序/数据管理的存储器块移动指令；索引寻址功能。

5) 电源：静态 CMOS 技术；3 种低电源模式以降低电源功耗。

6) 速度：33ns (30MIPS) 的指令周期，多数指令为单周期。

7) 事件管理器：双 10 位模数转换器 (ADC)；40 个独立可编程的多路复用 I/O 引脚。

8) 基于锁相环的时钟发生器。

9) 看门狗定时器模块。

- 10) 串行通信接口。
- 11) 串行外部设备接口。
- 12) 控制器局部网 (CAN) 控制器模块。

(1) 事件管理模块 (EV) EV 模块有两个事件管理器, 每个模块包含以下功能模块: 2 个 16 位的通用定时器; 8 个 16 位的全比较 (PWM) 通道; 2 个定时器比较单元; 3 个捕获单元; 脉宽调制电路, 包括空间矢量 PWM 电路、死区产生单元和输出逻辑电路; 正交编码器脉冲电路; 事件管理器中断管理逻辑。

它们能够实现: 三相反相控制; PWM 的对称和非对称波形; 当外部引脚出现低电平的时候快速关闭 PWM 通道; 可编程的死区控制以防止上下桥臂同时输出触发脉冲。它可以用于控制交流感应电机、无刷直流电机、开关磁阻电机、步进电机、多级电机和逆变器。

EV 中断: EV 中断的产生分为三组, 寄存器 EVIFRA、EVIFRB、EVIFRC 分别用来表示三组中断标志。三组中断分别与三个 CPU 中断输入相联系。中断矢量寄存器 EVIFVR x ($x = A、B、C$) 可以由软件访问以得到一个中断源矢量 ID。每个中断源有一个惟一的中断矢量。

当一个中断事件产生并被使能时, 中断标志将被设置为 1。对应每个 EV 中断组有一个中断屏蔽寄存器, EVIMR x ($x = A、B、C$)。如果其一之中相应位为 0, 中断将被屏蔽; 若为 1, 则未屏蔽。若中断组中有一个中断标志被设置为 1 且未被屏蔽, 中断组就会向 CPU 产生一个中断请求。

中断标志的设置为 1 和复位与相应的中断是否被屏蔽无关。因此, 当一个中断被屏蔽时, 可以通过软件查看中断标志以确定一个事件是否发生。中断标志可以通过用户软件向 EVIFRA、EVIFRB 或 EVIFRC 中的相应位写 1 来进行复位。

当一个中断组中一个中断请求被响应后, 中断矢量将被访问。此时中断组中所有被设置为 1 和未屏蔽的中断标志中间, 优先级最高的标志的矢量 ID 被调入累加器中, 从而有相对应的中断服务程序来进行中断处理。

通用定时器: EV 模块中有 4 个通用定时器。在实际应用中, 这些定时器可以用作独立的时间基准, 例如, 为整个系统提供时基, 控制系统中采样周期的产生, 为四象限编码器 (QEP) 电路和捕获单元的操作提供时间基准。

其硬件结构包括: 可读写的 16 位双向计数器, TxCNT ($x = 1 \sim 4$); 可读写的 16 位定时器比较寄存器, TxCMR ($x = 1 \sim 4$); 可读写的 16 位定时器周期寄存器, TxPR ($x = 1 \sim 4$); 可读写的 16 位控制寄存器, TxCON ($x = 1 \sim 4$); 适于内部和外部时钟输入的可编程预定标器; 控制和中断逻辑; 一个 GP 定时器比较输入引脚, TxPWM/TxCMP ($x = 1 \sim 4$); 比较寄存器 CMR x ($x = 1 \sim 6$) 和相对应的输出逻辑 PWM x ($x = 1 \sim 12$)。

另一个控制寄存器 GPTCON 指定在不同定时器事件下定时器所采取的动作, 并指明所有 4 个定时器的计数方向。

每个通用定时器有 4 种可选的计数操作模式：停止/保持模式、连续增计数模式、定向增/减计数模式、连续增/减计数模式。

其中，连续增/减计数模式可用于对称 PWM 的产生，连续增计数模式可用于产生不对称 PWM 波形，定向增/减计数模式可用于正交编码脉冲电路计数中。

(2) 正交编码脉冲电路 QEP 电路被使能时，会对引脚 CAP1/QEP1 和 CAP2/QEP2 上的正交编码输入脉冲进行解码和计数。QEP 电路可以用作与一个光电编码器接口，以获取一个传动机构的旋转机械位置和速度等信息。当电机轴上的光电编码器产生正交编码脉冲时，通过检测两个序列中哪一个序列领先，就可以测出电机的转向。角位置和速度可以通过脉冲计数和脉冲的频率测出。

启动 QEP 电路需作以下设置：

两个 QEP 引脚需要正确设置，并且正确设置 CAPCON 中相应位来使能正交编码脉冲电路，禁止捕获功能，从而将相关的输入引脚分配给正交编码脉冲电路。

配置正交编码脉冲电路的时候，必须设置成定向增/减计数模式，并以正交编码脉冲电路作为时钟源。

因为正交编码脉冲电路工作原理是检测正交编码的上升/下降沿，因此，相应的计数器中的计数值为单列脉冲个数的 4 倍。

(3) 双模数转换 (ADC) 模块 TMS320LF2407 的模数转换模块 ADC 具有以下特性：带内置采样/保持的 10 位模数转换模块，多达 16 个的模拟输入通道；自动排序的能力，一次可以执行最多 16 个通道的“自动转换”，而每次要转换的通道都可以通过编程来选择；两个独立的最多可以选择 8 个模拟转换通道的排序器可以独立工作在双排序器模式，或者级连之后工作在一个最多可选择 16 个模拟转换通道的排序器模式；在给定的排序器方式下，4 个排序器控制决定了模拟通道的转换顺序；可单独访问的 16 个结果寄存器用来存储转换结果；多个触发源可以启动 A/D 转换；软件：软件立即启动；EV：事件管理器有多个事件源可以启动转换；外部：ADCSOC 引脚；灵活的中断控制允许在每一个或每个一个序列的结束时产生中断请求；排序器可工作在启动停止模式，允许多个按时间排序的触发源同步转换；EVA 和 EVB 可以独立地触发两个排序器（双排序器模式）；采样保持获取时间窗口有单独的预定标控制；内置校验模式；内置自测试模式；10 位 A/D 转换器最小转换时间为 500ns； V_{REFHI} 和 V_{REFLO} （高、低电压）参考输入。

TMS320LF2407 中只有一个 A/D 转换器，这个转换器是有双排序器工作模式的两个排序器共享。结果寄存器中相对应于输入电压的转换结果为

$$\text{Digital Value} = 1023 \times \frac{\text{Input Voltage} - V_{REFLO}}{V_{REFHI} - V_{REFLO}} \quad (8-1)$$

(4) 其他外设 看门狗 (WD) 和实时中断 (RTI) 模块包括两个定时器——WD 定时器和 RTI 定时器。WD 定时器监视软件和硬件的运行，若定时器不按照软件正确写入的服务，就会产生一个系统复位信号，它由 WD 时钟信号使能。RTI 按照特

定频率产生周期性中断，这些中断可由软件使能/禁止。在正常工作情况下，程序会周期性地对定时器进行清零，一旦程序运行出错（跑飞或死机），则定时器就会溢出，从而产生复位信号，使系统复位。这项功能，极大地提高了系统运行的可靠性。

锁相环时钟模块与外设总线相连，并提供整个器件的全部时钟，共有以下三种：

- 1) CPUCLK——用于 CPU 所有存储器及直接与 CPU 总线相连的任何外围设备。所有其他时钟都是由这个时钟的分频得到的。
- 2) SYSCLK——时钟频率是 CPUCLK 的 1/2 或 1/4，它向 TI 上所有外围设备提供时钟。
- 3) WDCLK——用于看门狗定时器/实时中断模块。

8.6.3 典型应用

矢量控制系统硬件电路设计由主电路部分和控制电路部分组成，系统主电路采用典型的电压型变频电路，如图 8-20 所示。单相交流电源由整流桥整流，再通过大电容滤波为恒定直流，逆变器将直流变换为交流向同步电机供电。逆变器采用 6 个 IGBT 组合，如图 8-21 所示。其触发导通由 DSP 构成的控制电路来控制。

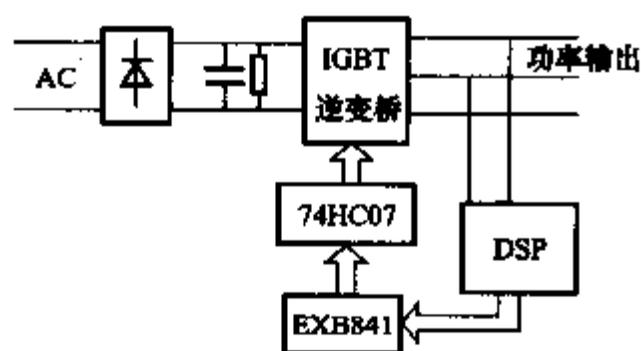


图 8-20 系统的主电路

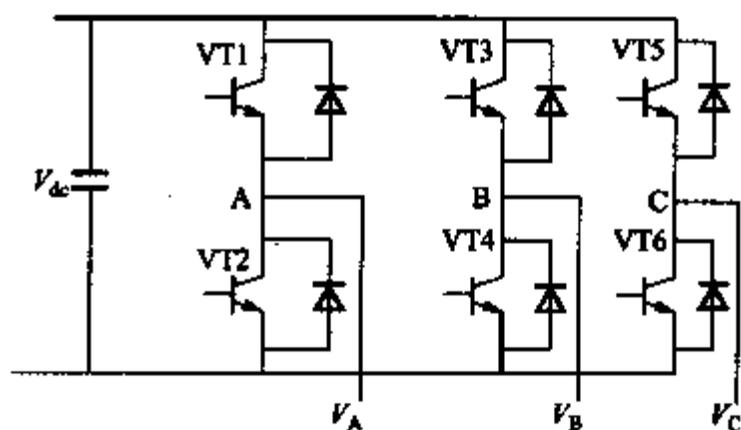


图 8-21 逆变桥结构

图 8-21 中，IGBT 的型号为 SGL50N60RUF，其耐压为 600V，允许最大电流为 50A。

在 IGBT 的使用过程中需要注意，不恰当的使用会导致 IGBT 的损坏，致其损坏的原因主要有两个：

1) 当 IGBT 关断感性负载时，由于电感电流不能突变，集射极间电压 V_{CE} 会上升至很高的数值；当 IGBT 导通时，寄生电容通过 IGBT 放电，从而产生较大的电流浪涌；反并联二极管两端电压异常升高，达到 $(1+k)V$ ，其中 V 为 IGBT 两端的电压， k 为电压增大倍数。

2) 由于负载短路引起流过 IGBT 集电极和发射极的电流异常增大而损坏。

其中第一种故障会造成 IGBT 开关功率损耗过大，引起整个芯片过热，最终导致 IGBT 损坏。第二种故障会引起 IGBT 栅极附近局部过热而损坏，所以为保护 IG-

BT, 针对上述故障应采用不同的保护。

IGBT 的缓冲吸收电路功能侧重于开关过程中过电压的吸收与抑制, 这与 IGBT 工作在高频状态下有关。缓冲吸收电路的结构有多种, 常用的有 RC 缓冲电路、RCD 缓冲电路, 分别如图 8-22、图 8-23 所示。

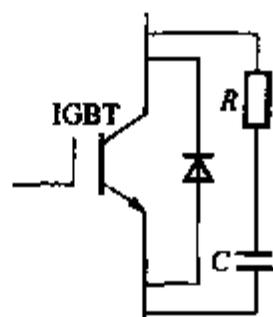


图 8-22 RC 缓冲电路图

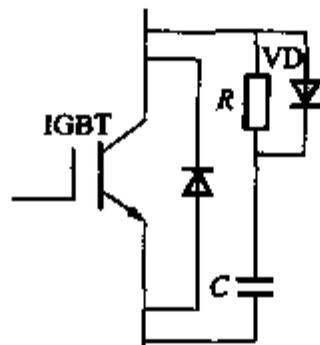


图 8-23 RCD 缓冲电路

其中 RC 缓冲电路的特点是：

- 1) 关断浪涌电压抑制性好；
- 2) 使用大容量 IGBT 时, 必须使缓冲电阻值很小, 这样开通时的集电极电流增大, IGBT 功能受到限制。

RCD 缓冲电路的特点是：

- 1) 可抑制关断浪涌电压；
- 2) 与 RC 缓冲电路不同, 因加了缓冲二极管使缓冲电阻变大, 因而避开了开通时 IGBT 功能受到限制的问题。

本例选用 RCD 缓冲电路, 在逆变器的每个 IGBT 上都加上缓冲吸收电路。其中应用元器件的选择需要结合实际情况进行, 吸收电容 C_S 的选择公式为

$$C_S = \frac{L_S I_0^2}{(V_{pk} - V_{CO})^2} \quad (8-2)$$

式中 L_S ——主电路电感, 主要是没有续流时的杂散电感；

V_{pk} —— C_S 上的最大充电电压；

V_{CO} ——电源电压；

I_0 ——负载电流。

电路中的电阻 R_S 不宜过大, 如果太大 C_S 放电时间过长, 电不能完全放掉。但 R_S 太小, 在器件导通时, $R_S C_S$ 放电电流过大、过快, 可能危及器件的安全, 也可能引起振荡。一般的, 电阻选择参考公式为

$$R_S = \frac{1}{6C_S f_{sw}} \quad (8-3)$$

式中 f_{sw} ——开关频率。

需要注意的是, 电容应该选择无感电容; 电阻要注意它的功耗, 应选择相应的功率电阻; 吸收模块的制作要注意绝缘。

缓冲二极管过渡时正向电压降减小是关断时尖峰电压产生的主要原因之一；另外，缓冲二极管逆向恢复时间直接影响到缓冲吸收电路的开关损耗。因此，应该选择过渡正向电压低、逆向恢复时间短、逆向恢复特性较软的二极管，缓冲吸收回路也应直接连接到 IGBT 相应的端子上。

本例选取富士 EXB841 混合 IC 驱动器为 IGBT 驱动芯片，其最高可驱动 40kHz 的信号；内装用于高隔离电压的光耦合隔离器；内装过电流保护电路，有过电流保护输出功能。其功能框图如图 8-24 所示，驱动电路如图 8-25 所示。

在驱动电路中，IGBT 的栅射极驱动回路接线长一定要小于 1m；IGBT 栅射极驱动回路接线应该为双绞线；如果在 IGBT 集电极产生大的电压尖脉冲，那么增加 IGBT 的栅极串联电阻 (R_G)；47 μ F 电容吸收由于电源接线阻抗引起的供电电压变化。

需要注意的是输入电路（光耦合器）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声阻抗。

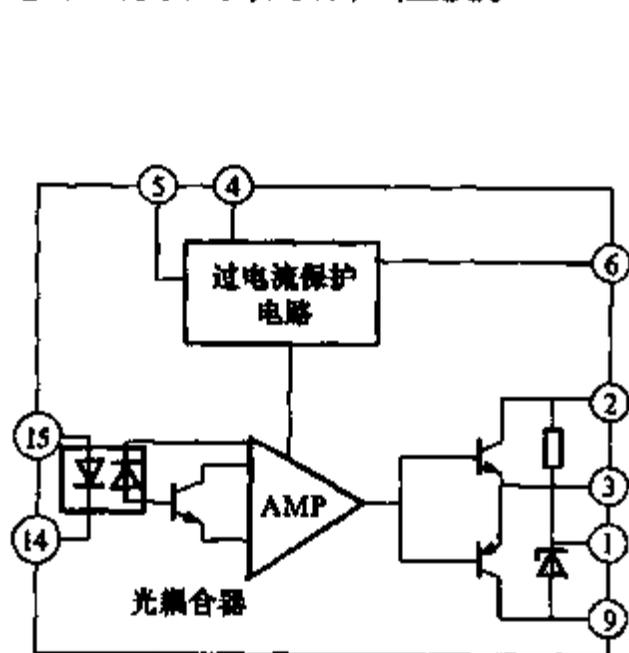


图 8-24 EXB841 功能框图

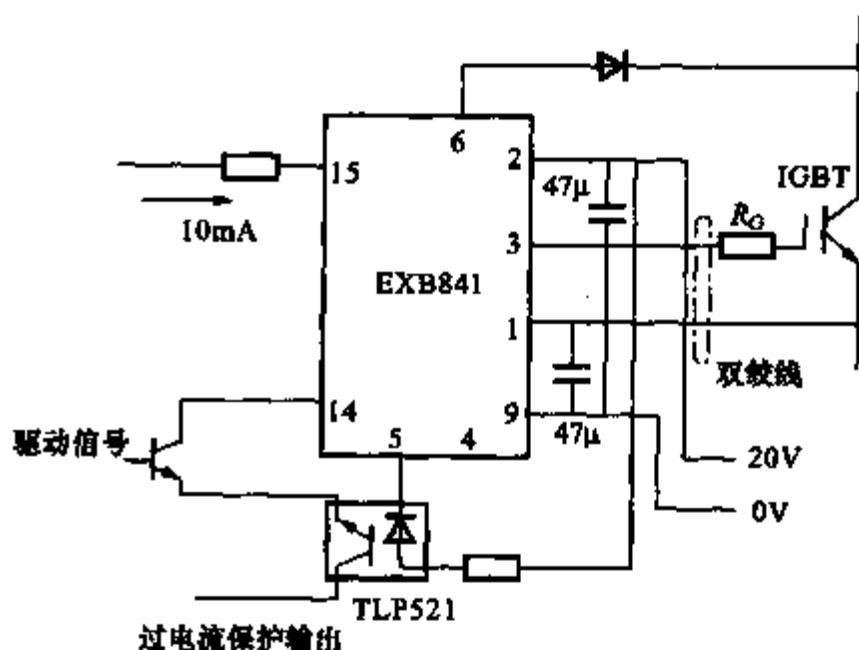


图 8-25 IGBT 驱动电路

随着现代高速超大规模集成电路尺寸不断减小、功耗不断降低，以及电器和电子产品朝着更轻、更小的方向发展，低功耗已成为现代单片机、数字信号处理器及各类 IC 所追求的一个目标。传统的单片机、数字信号处理器组成的控制系统，工作电压为 5V。各生产厂家为适应发展趋势，不断推出低电压供电芯片，TMS320LF2407 的供电电压为 3.3V，降低功耗的同时也在一定程度上提高了数据处理速度。在硬件电路中需要 3.3V 电源作为 A/D 转换的参考电压，本例设计采用 TI 公司的 TPS767D301 来实现，图 8-26 所示为单路输出 3.3V 电源。

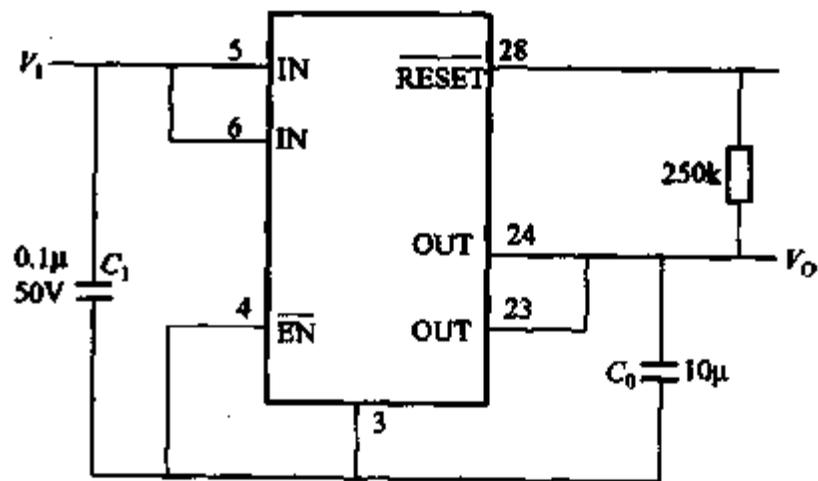


图 8-26 单路输出 3.3V 电源

TPS767D301 内含两路电压调节器，每个都是双输出电压。第一路调节器可以变换电路输出 1.5 ~ 5.5V 的可调电压，第二路调节器可以通过以上电路输出 3.3V 恒定电压。此电路输出电流幅值为 0 ~ 1A。输出电压稳定性高，在输出电流为 1A 的时候输出电压下降 0.35V，输出压降正比于输出电流的大小。

在矢量控制系统中，相电流检测时需要给 DSP 两个参考电压 V_{REFLO} 和 V_{REFHI} ，取 V_{REFLO} 为零电压， V_{REFHI} 为 3.3V 电压。

由于直接检测电流不方便，可以通过将电流转换成电压的形式检测出来。本例所用的电流传感器为北京莱姆电子有限公司的 BLF—S7 系列中的 BLF100—S7，它是应用霍尔效应的开环电流传感器，一般用于测量直流、交流及脉冲电流，一、二次回路之间高度电绝缘。根据磁平衡原理，传感器的二次输出电流正比于一次输入电流。一次额定电流为 100A，一次侧的测量电流范围为 300A，二次额定电压为 4V，模块的供电电压为 $\pm 15V$ 。被采样电流经过电流传感器转换成电压信号，然后被运算放大器组合电路放大到 $V_{REFHI} \sim V_{REFLO}$ 之间。本例所用的 DSP 采用的 V_{REFLO} 和 V_{REFHI} 的幅值分别为 0 和 3.3V。经过电流传感器之后的电压信号为正负对称的信号，如果想被 DSP 使用，需要加上一个电压偏置信号 1.65V，以达到 DSP 的使用要求。然后，这两个信号被送入 DSP 的 ADC 模块，在每个 PWM 周期被转换成数字量，再经过归一化为 DSP 使用，其中电流经过电流传感器之后的转换电路如图 8-27 所示。

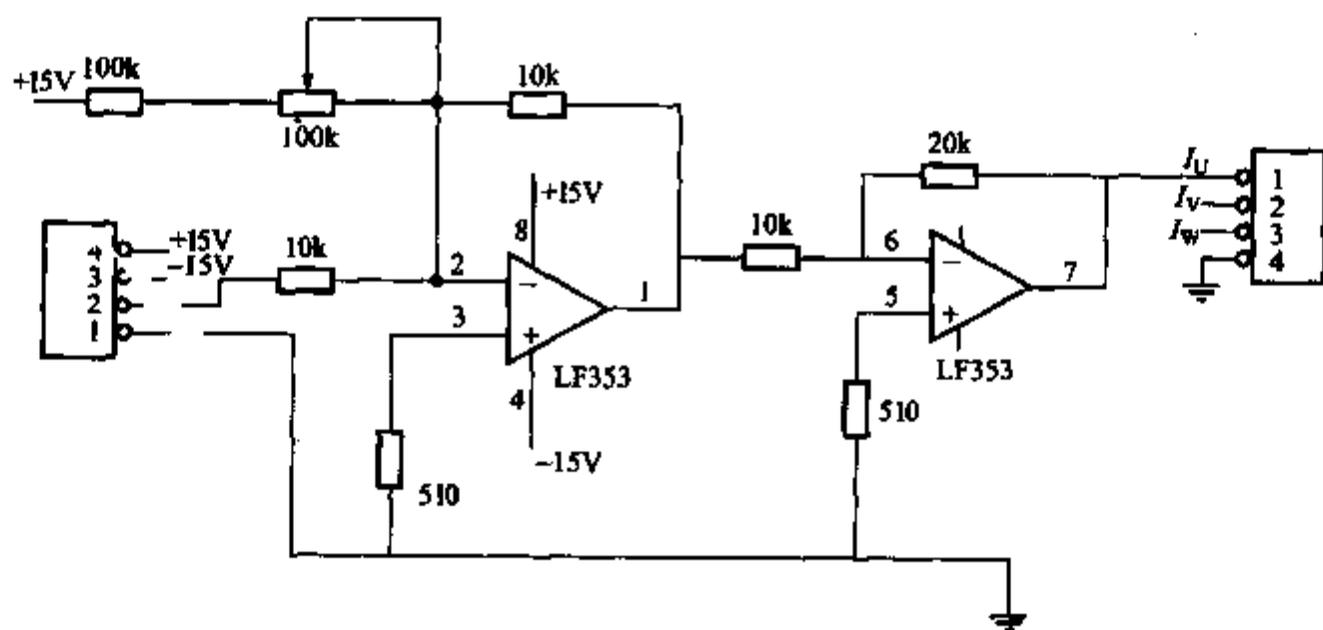


图 8-27 电流转换电路

在电机控制系统中，一般利用光电码盘作为电机参数的反馈装置。本例选用 FA-coder 系列中的 OIH35—500—P4—L6—5V 光电码盘的输出信号作为矢量控制系统中的反馈信号，光电码盘和电机同轴安装，输出信号和电机信号同步。它的供电电压为 5V，输出信号有 6 对： A 、 \bar{A} 、 B 、 \bar{B} 、 Z 、 \bar{Z} 、 U 、 \bar{U} 、 V 、 \bar{V} 、 W 、 \bar{W} ，其中 A 、 B 相的信号为正交信号，每转输出 Z 信号和极对数相同， U 、 V 、 W 之间互差 120° 的电角度；2 对极；分辨率为 500，也就是每转输出的 A 、 B 相信号为 500 个脉

冲；与电机连接轴的直径为 35mm。输出信号的相位如图 8-28 所示。

从光电码盘输出的信号，与 DSP 信号之间应该有很好的相互的电气隔离性能，这样就需要加入一些光耦合器隔离装置。图 8-29 就是光电码盘的反馈信号输入到 DSP 的捕获端口之前的隔离电路。其中： $a, b, c, d = T/4 \pm T/8$ ， $e = T \pm T/2$ 。

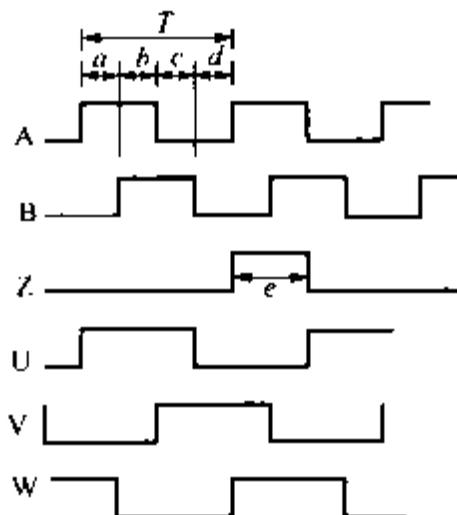


图 8-28 光电码盘输出信号

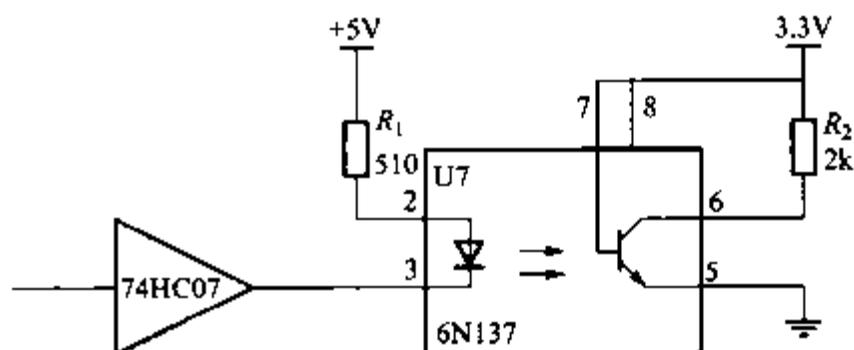


图 8-29 隔离电路

为了提高信号的传输速度，本例选用快速光耦合器。可以用 6N137 逻辑门光耦合器，该器件隔离电压高，可达 3000V；共模抑制性强；开关速度快，最高转换为 75ns；开关需要输入电流小，最高只需要 5mA。

第 8 章 DSP 在电机控制中的应用

电机控制算法越复杂，对控制系统 CPU 的运算能力要求就越高，面对这样的趋势，传统的 8 位和 16 位通用型单片机已经不再适用，新的系统设计普遍应用以运算能力著称的 DSP，以加强系统的运算能力和实现复杂算法的可能性。

DSP56F805 是 MOTOROLA 公司适用于电机控制的专用 DSP，它的推出和应用给电机传动技术带来新的机遇。该 DSP 内核的特点如下：其关键部分采用双哈佛结构，支持并行处理；在 80MHz 时钟频率下可达 40 兆条指令的执行速度；单指令周期可以完成 16 位 \times 16 位的并行乘运算；支持多种不同的寻址方式；具有两个带有扩展位的 36 位累加器，支持 16 位双向循环移位；支持位操作，支持硬件 DO 和 REP 循环指令；支持可由用户灵活定义的多级中断优先级；具有 3 条内部地址总线和 1 条外部地址总线；具有 4 条内部数据总线和 1 条外部数据总线；支持 DSP 和 MCU 两种功能风格的指令系统；寻址方式类似 MCU 风格，指令代码简捷易学。

DSP56F805 芯片采用 25 μ m 工艺，运算速度可达 40 兆条指令。这么高的指令执行速度足以应付一般的嵌入式应用。3.3V 的 I/O 电压和 2.5V 的内核电压大大降低了它们的消耗功率，适合用在各种低功耗及电池供电系统中。I/O 最大可容许 5V 的电压，这就大大降低了系统对电源的要求，容许外部电源在一定范围内选择。

DSP56F805 芯片具有 31.5K 的程序 Flash 字；4K 的数据 Flash 字；512 的程序 RAM 字；2K 的数据 RAM 字。并且它可以有最大 64KB 的外部空间，支持三种工作模式：全部使用内部存储空间、全部使用外部存储空间和同时使用两部分存储空间。工作模式可以通过对相关寄存器的简单设置来选择，大大增加了应用的灵活性。

DSP56F805 芯片采用 8MHz 外部晶振，利用内部压控振荡器和锁相环产生 80MHz 总线时钟。由于使用了锁相环技术，可以利用外部晶振通过软件编程来产生不同频率的时钟信号，作为定时器或 DAC 等外部设备的时钟，也可以改变芯片的总线时钟，使它们工作在等于或小于 80MHz 的频率下。

DSP56F805 芯片有多种工作方式，如 Wait, Stop 等，通过片上调整器可以最大限度地降低功耗。在设计中选用 DSP56F805 芯片，最主要的原因是它具有丰富的 I/O 口和多种外围设备。它在单一的 DSP 芯片上集成了通用 I/O 模块 GPIO、异步串行通信模块 SCI、同步串行外设模块 SPI、同步串行通信模块 SSI、控制器局域网模块 CAN2.0A/B、多路 A/D 变换模块、用于各类电机控制的多路脉冲宽度调制 PWM 模块、定时器模块 Timer 等多种外设模块，实现了完全的单片化。

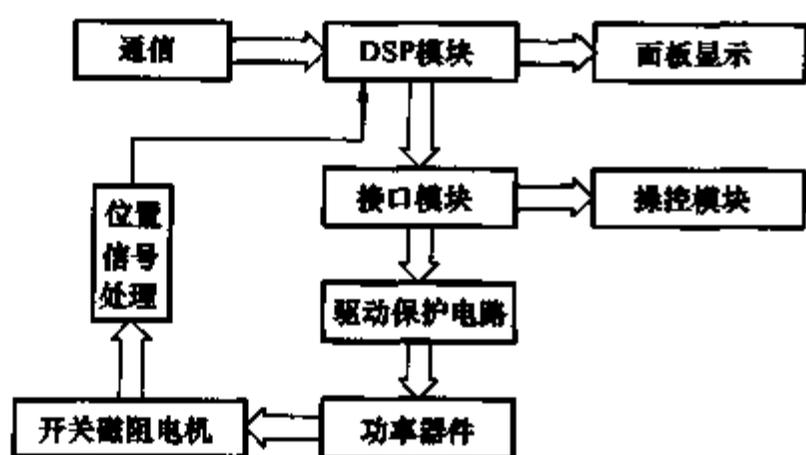


图 8-30 系统总体框图

高效的 C 编译器，支持局部变量，支持软件子程序，中断堆栈空间仅局限于 JTAG/OnCE 程序调试口存储器空间大小，容许在系统设计过程中随时进行调试，并可对软件进行实时调试。

用 DSP56F805 实现一个开关磁阻电机 SRM 系统，该系统由硬件和软件两部分组成，其中主要是硬件部分，图 8-30 为构成 DSP56F805 驱动控制 SRM 系统总体框图。

是硬件部分，图 8-30 为构成 DSP56F805 驱动控制 SRM 系统总体框图。

参考文献

- 1 谭建成. 电机控制专用集成电路. 北京: 机械工业出版社, 2003
- 2 王晓新, 吴红星, 王悦. 电机控制集成电路的选用. 第十七讲: 2 极步进电机驱动集成电路 A3796 的应用. 微电机, 2002, 35 (1): 50 ~ 52
- 3 赵涛, 徐圣林. 全桥 PWM 步进电机微步距驱动器 A3955S. 安徽大学学报, 2003, 27 (2): 75 ~ 79
- 4 韩英桃, 胡亚山. A3955SB 步进电机驱动芯片及其应用. 国外电子元件, 2003 (2): 58 ~ 60
- 5 张磊, 金枫, 周洁. 基于 A3936SED 的无刷直流电机调速系统. 微电机, 2003, 36 (6): 28 ~ 30
- 6 王先来, 郑水妹. ADMC401 与 PC 机串口的高速异步数据通信. 仪器仪表学报, 2002 (6)
- 7 侯卓生. 异步电机的矢量控制与四种新型 DSP 处理器. 西北民族学院学报, 2001 (3): 27 ~ 31
- 8 翟小莉, 武黎明. 利用 ADMC401 设计数字伺服控制系统. 电脑开发与利用, 2002 (6): 12 ~ 14
- 9 郝奎, 张建, 夏超英. 高性能的电机控制器 ADMC401 与元器件, 2001 (6): 54 ~ 56
- 10 张春朋, 林飞, 宋文超. 电机控制嵌入式 DSP 芯片 ADMC401 及其应用. 自动化与仪器仪表, 2003 (2): 31 ~ 34
- 11 张承煜, 陈德荣. ST72262G1 单片机在电动自行车无刷直流电机控制中的应用. 工业控制计算, 2004 (3): 49 ~ 52
- 12 陈辉. 步进电机驱动芯片 HH204 原理及应用. 电测与仪表, 2002 (3): 18 ~ 20
- 13 赵文智, 于艳红, 陈治等. PWM 控制芯片 SG3524 的特殊应用研究. 中国民航学院学报, 2002, 20 (7): 19 ~ 20
- 14 徐健, 沈林勇, 米智楠等. TL598 在小型直流电机 PWM 调速中的应用. 国外电子元件, 2001 (5): 62 ~ 64
- 15 胡大友. 变速直流风扇电机驱动器 THMC40/41 及其应用. 新特器件应用, 2001 (12): 17 ~ 18
- 16 李为民, 陈鸿强, 胡红专. 基于 TDA1521 的步进电机桥式驱动电路. 微特电机, 2000 (30): 47 ~ 48
- 17 郑安平, 陈新. 通用电机速度控制器 TDA1085C 原理及应用. 国外电子元件, 1999 (7): 8 ~ 11
- 18 伊永峰, 杨勇, 张立勋. TD340 芯片在直流调速系统中的应用. 国外电子元件, 2004 (9): 48 ~ 50
- 19 谭建成. 四相步进电机正弦波驱动器 STK672 - 080 及其应用. 国外电子元件, 2003 (9): 44 ~ 46
- 20 鲍晓华. 电机控制芯片 TPIC2101 的一个应用. 电子技术, 2003 (3): 55 ~ 57

- 21 周德仿, 余和清. 专用芯片在洗衣机无刷直流电机控制中的应用. 电机电器技术, 2003 (2): 41~44
- 22 黄小平. UC1637 用于驱动直流电机的开关型控制器. 电子技术, 1999, 6 (1): 39~41
- 23 邹继明, 刘喜民, 丛晶日等. 电机控制集成电路的选用. 第九讲: 直流电刷电机控制器 TPIC2101. 微电机, 2000, 33 (5): 46~47
- 24 范建伟. UCX637 系列 PWM 型直流电机驱动电路. 国外电子元器件, 1997 (7): 7~10
- 25 吴红星, 高寒英, 程树康. 电机控制集成电路的选用. 第七讲: 步进电机驱动电路 UC3770 的选用. 微电机, 2000, 33 (1)
- 26 胡涛, 程明霄. UC3717 对二相步进电机的控制. 计算机仿真, 2003, 20 (5): 100~102
- 27 刘贵喜. 电机驱动器 UDN2998W 的应用. 国外电子元器件, 1995 (10): 10~11
- 28 王其刚, 李国华. 新型步进电机驱动器 ZF123 及其使用. 国外电子元器件, 1996 (10): 33~35
- 29 徐锡胜. 电机控制芯片性能比较与选型参考. 微特电机, 2002 (6): 26~28
- 30 胡军飞, 卓放, 马静. 电机控制器 ADMC401 及其应用. 微计算机信息, 1999, 15 (5): 73~74
- 31 谭建成. 电机控制集成电路的发展. 微电机, 2004, 37 (5): 51~55
- 32 金如麟, 李川. 电机控制专用 DSP 讲座: DSP 的结构特点——ADSP21xx 系列. 微特电机, 2001 (3): 41~44
- 33 李川, 金如麟. 电机控制专用 DSP 讲座: 永磁同步和开关磁阻电机的控制 ADMC 401. 微特电机, 2001 (9): 43~46
- 34 伍兵芳, 朱志红, 贾正春等. 基于 ADMC 401 的全数字伺服系统研究. 微特电机, 2002 (1): 24~25
- 35 郝奎, 曹坤, 夏超英. 基于 DSP 的感应电机矢量控制系统. 电力电子技术, 2001, 35 (5): 42~44
- 36 胡军飞, 卓放, 谢瑜. 面型电机控制的两种 DSP 处理器. 基础自动化, 2000, 7 (1): 57~60
- 37 杨贵杰, 崔乃政, 王强等. 集成电机控制器 331 与 TMS320C240 的比较. 微特电机, 2000 (4): 25~28
- 38 吴红星, 邹继明, 王悦. 电机控制集成电路的选用. 第十一讲: PWM 大规模集成电路 HEF4752V 的应用. 微电机, 2001, 34 (1): 44~45
- 39 宋筱. 高压高速功率 MOSFET 驱动器 IR2110. 国外电子元器件, 1997 (1): 30~31
- 40 曹仁贤, 茆美琴, 许沐华. 六输出高压驱动器 IR2130 的应用. 国外电子元器件, 1996 (9): 30~32
- 41 薛琪伟, 任永德. IR2172 在电机数字控制系统中的应用. 微电机, 2004, 37 (5): 47~48
- 42 杨莉莎, 胡坚刚, 邹云屏. 一种新型三相栅极驱动集成芯片. 船电技术, 2000 (4): 17~19
- 43 李正中, 温希东, 李益民. 基于 IRMCK201 的数字交流伺服驱动器设计. 微特电机, 2004 (4): 22~24
- 44 王鹏飞, 尤波. 基于 L297/298 芯片混合式步进电机驱动器的研制. 哈尔滨理工大学学报, 2003 (8): 40~43

- 45 张龙波. 运动控制芯片 LM628 及应用. 国外电子元器件, 1997 (12): 2~4
- 46 王韧. LM621 在无刷直流电机红外遥控调速系统中的应用. 组合机床与自动化加工技术, 2004 (3): 73~75
- 47 栗桂凤. 直流无刷电机驱动芯片 LB11820M 的原理及应用. 国外电子元器件, 2004 (10): 35~37
- 48 富历新, 董春, 相欣. 微型直流电机驱动器的设计. 微电机, 1998, 31 (1): 19~21
- 49 林建伟. 电机驱动用 H 桥组件 LMD18200 的应用. 国外电子元器件, 1998 (9): 10~12
- 50 张龙波. 运动控制芯片 LM628 及应用. 国外电子元器件, 1997 (12): 2~4
- 51 韩壮志, 李伟, 王田苗. 方便易用的功放集成电路 LMD18245. 电子应用技术, 2000 (4): 58~61
- 52 田玉敏. LMD18245DMOS 全桥电机驱动器的原理及应用. 国外电子元器件, 2001 (3): 22~24
- 53 谢小平. 场效应管驱动器 MAX620 及其应用. 电子技术, 1998 (10): 39~41
- 54 张春喜, 崔兴艳, 王福军等. 专用脉宽调制集成电路实现高速电机变频调速. 哈尔滨理工大学学报, 1997 (12): 49~53
- 55 田逢春, 金吉成. 一种优质简便的交流电机调速电路. 微特电机, 1995 (2): 44~45
- 56 周根元, 闵敏, 陈鉴富. C504 微控制器在无传感器的 BLDC 电机控制中的应用. 常州技术师范学院学报, 2000 (12): 13~16
- 57 毕玉国. CMOS 专用 IC——步进电机分配器. 现代通信, 1994 (7): 22~23
- 58 李亮玉, 刘新娟. 步进电机脉冲分配器 CH250 及其应用. 电子技术, 1994 (3): 28~29
- 59 张家森. 巧用 CH250. 机械与电子, 1998 (2): 56
- 60 曾喆昭, 刘辉. CIPH9803 芯片在步进电机控制系统中的应用. 电气传动, 2001 (3): 36~37
- 61 张培仁, 都改欣, 卿志远等. 用 DSP 及脉宽调制驱动芯片 A3952 控制倒立摆. 电子技术, 2002 (1): 57~60
- 62 宋黎明, 杜志伟. DSP 器件在电机控制中的应用. 林业机械与木工设备, 2001 (3): 29~30
- 63 谷爱昱, 王春茹. DSP 在电机控制领域的应用展望. 微电机, 2001 (2): 35~36
- 64 李忠娟, 张新政, 李晓昱. DSP 在电机控制系统中的应用. 电机技术, 2003 (1): 23~25
- 65 贾爱莲. 新型电机驱动器 EB01. 国外电子元器件, 2001 (12): 69~70
- 66 樊立锋. 介绍一种直流无刷电机专用芯片. 家用电器科技, 2002 (2): 69~70
- 67 李晓峰, 于大元. 低电压低饱和压降的步进电机驱动器 FAN8200/FAN8200D 及其应用. 国外电子元器件, 2002 (7): 56~58
- 68 吴红星, 张千帆, 王铁成. 电机控制集成电路的选用. 第十四讲: 无刷直流电机驱动电路 HA13536 的应用. 微电机, 2001 (4): 46~47
- 69 郑有根, 江惠秋. 一种经济适用型 SPWM 变频器研制. 重庆大学学报, 2003, 9. Vol. 26, No. 9, 104~106
- 70 吴红星, 邹继明. 电机控制集成电路的选用. 第十三讲: 微型电机驱动控制芯片 MAX1749 的应用. 微电机, 2001 (3): 43~44
- 71 郭军朝, 王森章. 三相交流电机控制芯片 MC3PHAC 及应用. 电子技术, 2004 (1): 40~42
- 72 奉华成, 皮佑国, 吴效明. MC68HC908GP32 在无刷无传感器型直流电机控制中的应用. 电子

- 技术, 2002 (12): 7~11
- 73 余名浩. 带故障检测的 PWM 风扇转速控制器 MC642. 国外电子元器件, 2001 (8): 4~7
- 74 庞勇, 贺益康, 方卫中. 基于专用控制芯片的永磁无刷直流电机控制器. 微电机, 1999 (3): 15~23
- 75 邹继明, 吴红星, 刘占先等. 电机控制集成电路的选用. 第十讲: 步进电机驱动集成电路 MC3479 的应用. 微电机, 2000 (6): 38~39
- 76 吴红星, 张千帆, 寇宝泉. 电机控制集成电路的选用. 第六讲: 无刷直流电机控制芯片 MC33033 的选用. 微电机, 1999 (6): 42~43 (53)
- 77 纪宗南. 无刷直流电机控制器 MC33033 及其应用. 电子质量, 50~53
- 78 孙中禹, 杨友社. 直流电机控制器 MC33033 及其应用电路. 国外电子元器件, 2000 (5): 19~22
- 79 肖本贤. 小功率低成本的无刷直流电机控制器研制. 机电工程, 2000 (1): 55~57
- 80 覃正清, 黄斐梨, 李发海. 用 MCS-8097BH 实现的异步电机全数字化矢量控制系统. 清华大学学报 (自然科学版), 1996 (5): 72~78
- 81 郑安平, 邓璐娟. 智能功率模块 (IPM) MIG20J106L 原理及应用. 国外电子元器件, 1999 (11): 15~17
- 82 陈敏祥, 金孟加. 用 ML4425 实现电机平稳起停. 微特电机, 2003 (6): 46
- 83 胡大友, 胡乾顺. 无刷电机控制器 ML4425/4426 的应用. 国外电子元器件, 2001 (4): 48~51
- 84 潘建. 三相无刷直流电机控制器 MLX90401 的原理及应用. 国外电子元器件, 2003 (2): 48~50
- 85 李颖宏, 郭栋. 采用 MSP430F149 的步进电机通用控制器. 微特电机, 2003 (2): 44~45
- 86 姜立中. 低功耗双风扇管理电路 P82CF201. 电子世界, 2003 (3): 52~53
- 87 林建伟, 王学纪, 薛建平. 大功率运放 PA03 的应用. 国外电子元器件, 1998 (11): 18~21
- 88 贾爱莲. 功率放大器 PA34 及其应用. 国外电子元器件, 2002 (1): 37~38
- 89 周雅莉. 基于专用控制芯片的步进电机控制器. 微电机, 2000 (3): 21~23
- 90 周开勇. 高性能步进电机驱动芯片组 PBL3771/PBM3960 及应用. 电子技术应用, 1997 (5): 49~51
- 91 孙荣. 基于 PIC16F73/PIC16F873 单片机的步进电机驱动器. 机电工程, 2003 (6): 8~10
- 92 彭树生, 周旋. 基于 PIC16F876 的步进电机细分驱动电路设计. 计算机测量与控制, 2004. 12 (1): 79~82
- 93 杨恢先, 陶霞, 王子菡等. 用 PMM8713 和 SI-7300A 构成的一种步进电机功率驱动电路. 测控技术, 2003 (3): 60~62
- 94 汪德彪. 基于 PMM8713 的步进运动控制器设计. 重庆工业高等专科学校学报, 2001, 10: 87~88
- 95 张金波, 胡钢, 李致金等. 三相反应式步进电机驱动器的设计. 自动化技术与应用, 2002 (5): 48~50
- 96 黄晓峰, 李双科. 基于 PMM8731 和 SI-7300 的步进电机驱动电路. 国外电子元器件, 2004 (7): 19~21

- 97 李碧鹏, 翁惠辉. 基于 PMM8713 脉冲分配器的步进电机控制系统设计. 江汉石油学院学报, 2003, 12 (4): 128 ~ 129
- 98 陈斌, 姜建国, 孙旭东. PWM 逆变器 - 感应电机驱动系统中接地电流 EMI 问题的分析. 中国电机工程学报, 2003, 2 (2): 58 ~ 62
- 99 薛建平. 脉宽调制放大器 SA06. 国外电子元器件, 1998 (10): 44 ~ 46
- 100 张亚师, 白新宁. 由 SA51 和 MSP430F1121 组成的驱动控制系统. 国外电子元器件, 2003 (3): 70 ~ 73
- 101 吴红星, 邹继明, 张武等. 电机控制集成电路的选用. 第八讲: 三相正弦脉宽调制器 SA838 的应用. 微电机, 2000 (3): 44 ~ 46
- 102 范迎春. 应用数字 PWM 器件 SA4828 的大功率直流电源. 电子质量, 2003 (4): 146 ~ 147
- 103 谢宗武, 吴红星. 电机控制集成电路的选用. 第十五讲: 直流电机 PWM 控制器 SG2731 的应用. 微电机, 2001 (5): 52 ~ 53
- 104 吴晓丽. 桥式驱动器 Si9976DY 的原理及应用. 国外电子元器件, 1995 (1): 27 ~ 32
- 105 谢宗武, 吴红星, 邹继明. 电机控制集成电路的选用. 第十六讲: 三相无刷直流电机控制芯片 Si9979Cs 的应用. 微电机, 2001 (6): 48 ~ 49 (64)
- 106 张永, 李存华. 由 SI-7502 构成的五相步进电机驱动器. 中小型电机, 2003, 30 (1), 43 ~ 46
- 107 刘佳, 张奕黄. SKH124 模块在 SRD 系统中的应用. 微特电机, 2004 (6): 45 ~ 46
- 108 意法半导体 2004 年 5 月 20 日在线座谈. ST7MC 单片机在三相交/直流无刷电机控制中的应用. 世界电子元器件, 2004, 6: 80 ~ 81
- 109 吴春芳, 程汉湘, 鄂飞等. ADMC401 与串行 E²PROM 的接口设计. 电子质量, 2004 (6) 14 ~ 15
- 110 金育东. 采用专用脉宽调制集成电路步进电机驱动器. 微电机, 1997, 30 (3): 46 ~ 49
- 111 Frank G. Motor-control semiconductors drive motor revolution. Electronic Design, 1988 April 14
- 112 Product catalog. Silicon General Semiconductors, 1991
- 113 Antonio. M. Smart power IC supplies quiet, linear brushless motor drive. PCIM, 1988 (3)
- 114 Steven H. Choper Amplifier IC increases high-speed torque of bipolar stepper motor. PCIM, 1993 (5)
- 115 Walter S. Digital sine-wave synthesis using the SLE4520 Pulse-width modulator. Siemens Component, 1998 (2)
- 116 Tal J. Speed control by phase-locked servo systems-New possibilities and limitation. IEEE Trans. On IECE, 1977 (3)
- 117 Chan, C. C. The 21st Century Green Transportation Means — Electric Vehicles. National Key Book Series in Chinese, Beijing: Tsing Hua University Press, 2000

[G e n e r a l I n f o r m a t i o n]

书名 = 电机驱动与控制专用集成电路及应用

作者 = 吴红星主编

页数 = 3 2 9

s s 号 = 1 1 6 9 8 3 4 7

出版社 = 中国电力出版社

出版日期 = 2 0 0 6

封面
书名
版权
前言
目录

第1章 绪论

- 1.1 电子器件的发展与应用
- 1.2 电机驱动与控制系统基础
- 1.3 电机驱动与控制系统发展情况
- 1.4 电机驱动与控制专用集成电路

第2章 直流电机驱动与控制集成电路

- 2.1 引言
- 2.2 UCX637系列PWM直流电机驱动电路
- 2.3 TPIC2101直流电刷电机控制器
- 2.4 TL598小型直流电机PWM调速电路
- 2.5 THMC40/41直流风扇电机驱动器
- 2.6 TDA1085C通用直流电机调速电路
- 2.7 TD340直流电机控制电路
- 2.8 TC652散热风扇控制集成电路
- 2.9 SG2731直流电机控制电路
- 2.10 P82CF201低功耗双风扇管理控制电路
- 2.11 MC642风扇转速控制电路
- 2.12 MAX1749微型直流电机驱动控制电路
- 2.13 LMD18245直流电机功率驱动集成电路
- 2.14 L290/L291/L292直流电机驱动器
- 2.15 LMD18200直流电机驱动器

第3章 无刷直流电机驱动与控制集成电路

- 3.1 引言
- 3.2 MC33033无刷直流电机控制集成电路
- 3.3 A3936SED无刷直流电机控制电路
- 3.4 ECN3022无刷直流电机控制电路
- 3.5 HA13536无刷直流电机驱动电路
- 3.6 LB11820M无刷直流电机驱动集成电路
- 3.7 MC68HC908GP32无传感器直流电机控制电路
- 3.8 ML4425无位置直流电机控制电路
- 3.9 MLX90401无刷直流电机控制器
- 3.10 Si9979Cs三相无刷直流电机控制集成电路
- 3.11 TDA5142T无刷直流电机控制电路
- 3.12 OM9369无刷直流电机控制电路
- 3.13 UCC3626三相无刷直流电机控制器

第4章 步进电机驱动与控制集成电路

- 4.1 引言
- 4.2 3955步进电机控制集成电路
- 4.3 A3796两极步进电机驱动集成电路
- 4.4 A3955SB步进电机驱动集成电路
- 4.5 BL5060二相四拍步进电机驱动器
- 4.6 CH250步进电机脉冲分配器
- 4.7 CIPH9803步进电机控制集成电路
- 4.8 FAN8200/FAN8200D步进电机驱动器
- 4.9 HA13532NT步进电机控制集成电路
- 4.10 L297/L298步进电机驱动器
- 4.11 LT494专用脉宽调制集成电路步进电机驱动器
- 4.12 MC3479步进电机驱动集成电路

- 4 . 1 3 M T D 2 0 0 5 步进电机驱动集成电路
- 4 . 1 4 P M M 8 7 1 3 步进电机脉冲分配器
- 4 . 1 5 S A A 1 0 4 2 二相步进电机驱动电路
- 4 . 1 6 S I 7 5 0 2 五相步进电机驱动器
- 4 . 1 7 S T K 6 7 2 0 2 0 步进电机驱动集成电路
- 4 . 1 8 T D A 1 5 2 1 步进电机桥式驱动电路
- 4 . 1 9 U C 3 7 1 7 二相步进电机控制电路
- 4 . 2 0 U C 3 7 7 0 步进电机驱动电路

第 5 章 感应电机驱动与控制集成电路

- 5 . 1 引言
- 5 . 2 A D 2 S 1 0 0 交流矢量处理器专用集成电路
- 5 . 3 H E F 4 7 5 2 V 生成 S P W M 专用集成电路
- 5 . 4 I R M C K 2 0 1 应用于交流伺服专用集成电路
- 5 . 5 M A 8 1 8 脉宽调制集成电路
- 5 . 6 M C 3 P H A C 三相交流电机控制集成电路
- 5 . 7 S A 8 6 8 三相正弦脉宽调制器
- 5 . 8 S L E 4 5 2 0 三相电机速度控制集成电路

第 6 章 半导体驱动专用集成电路

- 6 . 1 引言
- 6 . 2 E B 0 1 电机驱动器
- 6 . 3 E X B 8 4 0 / 8 4 1 I G B T 专用驱动电路
- 6 . 4 H H 2 0 4 步进电机驱动电路
- 6 . 5 I R 2 1 1 0 功率 M O S F E T 驱动器
- 6 . 6 I R 2 1 3 0 三相电机控制 M O S F E T 驱动集成电路
- 6 . 7 M A X 6 2 0 四路电机驱动电路
- 6 . 8 P A 0 3 大功率运算放大器
- 6 . 9 S i 9 9 7 6 D Y 桥式驱动器
- 6 . 1 0 T C 4 4 6 9 电机驱动器
- 6 . 1 1 U D N 2 9 9 8 W 电机驱动器

第 7 章 智能功率模块 I P M

- 7 . 1 引言
- 7 . 2 智能功率模块基本知识
- 7 . 3 小型封装智能功率模块
- 7 . 4 7 M B P 1 0 0 R A 1 2 0 智能功率模块
- 7 . 5 M I G 2 0 J 1 0 6 L 智能功率模块

第 8 章 专用电机控制微处理器 D S P

- 8 . 1 引言
- 8 . 2 D S P 技术的 A D M C 3 3 1 电机控制器
- 8 . 3 D S P 技术的 A D M C 3 2 8 电机控制器
- 8 . 4 D S P 技术的 A D M C 4 0 1 电机控制器
- 8 . 5 D S P 技术的 T M S 3 2 0 F 2 4 0 电机控制器
- 8 . 6 D S P 技术的 T M S 3 2 0 L F 2 4 0 7 电机控制器
- 8 . 7 D S P 技术的 D S P 5 6 F 8 0 5 电机控制器

参考文献