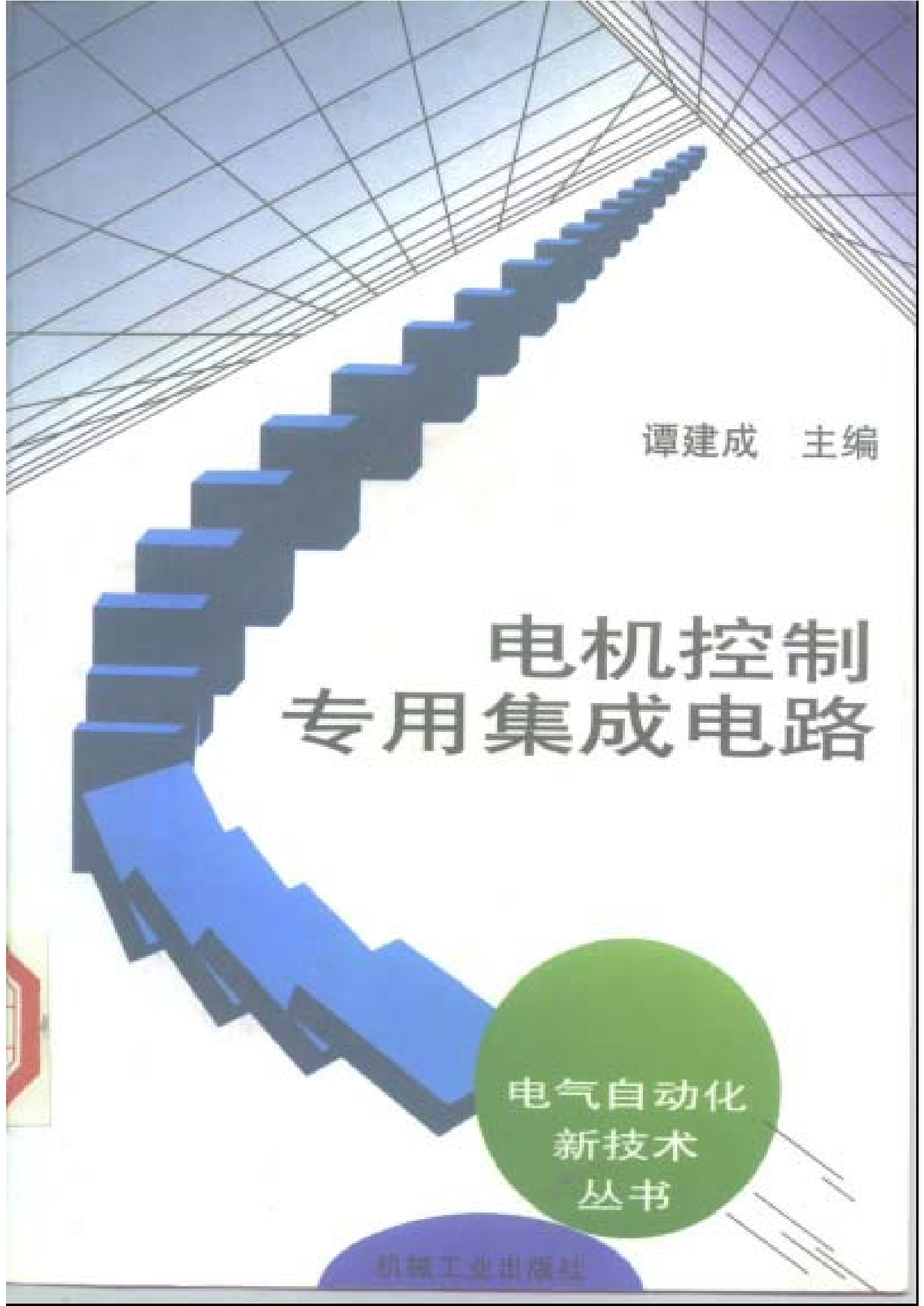




谭建成 主编

电机控制 专用集成电路

电气自动化
新技术
丛书

机械工业出版社

402847

电气自动化新技术丛书

电机控制专用集成电路

谭建成 主编



机械工业出版社

本书集实用性、资料性、手册性于一体,较详细地介绍了国内外著名集成电路制造厂商生产的约150种各类交直流电动机、伺服电动机、步进电动机、自整角机数字转换、锁相环控制IC,霍尔IC,智能功率IC,功率半导体器件的驱动IC,运动控制和电动机控制专用微处理器,以及它们的应用技术和示例。附录还给出数百种IC的索引,供读者查寻和选用。

本书适用于从事电机控制、电气自动化、伺服系统、机电一体化和ASIC研究开发、生产、维护使用的科技人员,也可供相关专业的大专院校师生参考。

图书在版编目(CIP)数据

电机控制专用集成电路/谭建成主编. —北京:机械工业出版社,1997.7

(电气自动化新技术丛书)

ISBN 7-111-05627-2

I. 电… II. 谭… III. 电机-控制-集成电路 IV. TM301.2

中国版本图书馆CIP数据核字(97)第06604号

出版人:马九荣(北京市百万庄南街1号 邮政编码100037)

责任编辑:孙流芳 版式设计:张世琴 责任校对:杨兴祥

封面设计:姚毅 责任印制:王国光

三河市宏达印刷厂印刷·新华书店北京发行所发行

1997年8月第1版第1次印刷

850mm×1168mm 1/32·18.25印张·479千字

0 001—5 000册

定价:32.00元

凡购本书,如有缺页、倒页、脱页,由本社发行部调换

目 录

《电气自动化新技术丛书》序言

前言

第 1 章 绪论	1
1.1 电机控制和运动控制	1
1.2 功率半导体器件和智能功率集成电路	3
1.3 电机控制专用集成电路	7
第 2 章 直流电动机控制专用集成电路	15
2.1 概述	15
2.2 MC33030 微型直流伺服电动机控制器/驱动器	25
2.3 L290/L291/L292 三芯片直流电动机速度和位置伺服控制	35
2.4 SG1731 直流电动机 PWM 控制器	51
2.5 UC3637 直流电动机双 PWM 控制器	57
2.6 TCA955 直流电动机 PWM 稳速控制集成电路	66
2.7 M51970L/M51971L FG 反馈的直流电动机稳速控制 集成电路	69
2.8 TDA7272 直流电动机速度控制器	71
2.9 AN6657/AN6657S 微型直流电动机控制器	76
2.10 收录机用小型直流电动机稳速控制集成电路	81
第 3 章 无刷直流电动机控制专用集成电路	87
3.1 概述	87
3.2 LS7260/LS7261/LS7262 无刷直流电动机控制器	95
3.3 LS7263/LS7264 高精度无刷直流电动机速度控制器	107
3.4 MC33033/MC33034/MC33035 无刷直流电动机控制器 和 MC33039 电子测速器	111
3.5 UC3620/UC3623 三相无刷直流电动机驱动器	128
3.6 UC3625 三相无刷直流电动机控制器	132
3.7 UDN2936 三相无刷直流电动机控制-驱动器	137

3.8	LM621 无刷直流电动机换相电路	141
3.9	AN8290NS CD 机主轴驱动器	147
3.10	A8902 无转子位置传感器三相无刷电动机控制-驱动器	151
3.11	TDA5140/TDA5141/TDA5142T 无转子位置传感器的 无刷直流电动机控制器	156
3.12	ML4411 无转子位置传感器的无刷直流电动机控制器	164
第4章	锁相环电动机速度控制专用集成电路	173
4.1	概述	173
4.2	几种通用数字型锁相环集成电路	179
4.2.1	MC4044/MC4344 频相比较器	179
4.2.2	MC14046 锁相环集成电路	182
4.2.3	CH5081 相位比较器	184
4.3	UC3633/UC3634/UC3635 电动机锁相环控制集成电路	185
4.4	M51728 直流电动机转速锁相环控制器	191
4.5	TC9142/TC9203/TC9193/TC9192 电动机控制专用锁相环 集成电路	194
第5章	步进电动机控制专用集成电路	203
5.1	概述	203
5.2	PMM8713/PMM8723/PMM8714 步进电动机脉冲分配器	210
5.3	UCN5804B 四相步进电动机驱动器	216
5.4	SAA1042 两相步进电动机驱动器	218
5.5	MTD 系列恒流斩波步进电动机驱动器	221
5.6	UC3717/UC3717A/UC3770A/UC3770B 步进电动机驱动器	225
5.7	L297/L298 步进电动机控制器-驱动器	231
5.8	TA7289 步进电动机微步距驱动器	238
5.9	IXMS150 高性能双 PWM 步进电动机微步距控制器	239
5.10	L6217/L6217A 两相步进电动机微步距驱动器	247
5.11	UC3637 在步进电动机微步距控制中的应用	250
第6章	异步电动机控制专用集成电路	256
6.1	概述	256
6.2	HEF4752 专用大规模集成电路	257
6.3	SLE4520 三相可编程脉宽调制器	264
6.4	ZPS-101 脉宽调制信号发生器	271

6.5	MA818 可编程三相脉宽调制大规模集成电路	277
第 7 章	单相交流换向器电动机控制专用集成电路	287
7.1	TDA1085A/TDA1085C 单相交流换向器电动机控制器	287
7.2	TDA1185A 单相交流换向器电动机控制器	294
第 8 章	自整角机类控制电机专用转换器集成电路	300
8.1	概述	300
8.2	固态型自整角变压器和固态差动自整角发送机	303
8.3	数字/自整角机(旋转变压器)转换器	309
8.4	自整角机(旋转变压器, 感应同步器)/数字转换器	313
8.5	AD2S80A/AD2S81A/AD2S82A RDC 单片集成电路	318
8.6	AD2S90 串行数据输出的 12bit RDC 单片集成电路	330
8.7	国产自整角机类转换器模块	339
第 9 章	霍尔集成电路及其应用	344
9.1	霍尔元件和霍尔电流传感器模块	344
9.2	霍尔集成电路	349
9.3	UGN3501/UGN3503 线性霍尔集成电路	351
9.4	UGN/UGS 3100 系列开关型霍尔集成电路	353
9.5	UGN3175/UGN3177 锁存型霍尔集成电路	355
9.6	UGN5275K 互补功率输出锁存型霍尔集成电路	357
9.7	UDN3625M/UDN3626M 单相无刷直流电动机霍尔传感器 和驱动器	358
9.8	HAL×00 系列 CMOS 霍尔集成电路	361
第 10 章	开关电源脉宽调制器集成电路在电机控制中 的应用	363
10.1	概述	363
10.2	TL494 在有刷和无刷直流电动机控制中的应用	363
10.3	TL494 在步进电动机细分驱动中的应用	367
10.4	SG3524 在开关磁阻电动机调速控制中的应用	368
10.5	UC3842 在三相逆变器基极驱动开关电源中的应用	370
第 11 章	智能功率集成电路	373
11.1	概述	373
11.2	功率运算放大器集成电路	374

11.2.1	LM12 功率运算放大器	374
11.2.2	OPA541 和 OPA2541 功率运算放大器	376
11.2.3	SG3173/SG3172/SG3272 功率运算放大器	378
11.2.4	IN8500 系列功率运算放大器	379
11.3	智能功率开关	380
11.3.1	Smart SiPMOS 智能功率开关	380
11.3.2	其他厂商生产的智能功率开关	384
11.4	半桥、H 全桥功率开关集成电路	388
11.4.1	L293/L293E/L298 H 桥驱动器	391
11.4.2	LMD18200/LMD18201/LMD18245 H 桥驱动器	391
11.4.3	TLE4203 H 桥功率开关驱动器	398
11.4.4	L295 双开关型线圈驱动器	399
11.5	智能三相逆变桥功率集成电路和智能功率模块	402
第 12 章	功率半导体器件驱动专用集成电路	406
12.1	概述	406
12.2	KJ004 晶闸管移相触发集成电路	417
12.3	TCA785 晶闸管和晶体管移相触发控制集成电路	423
12.4	TH103 三相全控及半控晶闸管移相触发单片厚膜 集成电路	431
12.5	TC787/TC788 高性能移相触发集成电路	436
12.6	HL202 GTR 基极驱动厚膜集成电路	443
12.7	UAA4002 GTR 基极驱动和保护集成电路	450
12.8	IR2110 高性能 MOSFET 和 IGBT 驱动集成电路	464
12.9	IR2130 高性能集成六输出高压 MOS 栅极驱动器	473
12.10	HL402 具有自保护功能的 IGBT 驱动器集成电路	485
第 13 章	运动控制和电动机控制专用微处理器	495
13.1	概述	495
13.2	HCTL-1100 通用型运动控制集成电路	497
13.3	LM628/LM629 运动控制处理器	508
13.4	GL-1200 步进伺服控制器	517
13.5	CY500 系列智能步进电动机控制器	522
13.6	PPMC101C/PPMC102A/PPMC103A 智能步进电动机 控制器	530

13.7 AD2S100 交流矢量处理器	541
13.8 几种电动机控制专用单片微处理器	547
附录 电机控制专用集成电路型号索引	553
参考文献	564

第1章 绪 论

1.1 电机控制和运动控制

电机及其控制在国民经济中起着重要作用。无论是在工农业生产、交通运输、国防宇航、医疗卫生、商务与办公设备，还是日常生活中的家用电器，都大量地使用着各式各样的电机。电机既可作为电能生产的手段，也是电能应用的主要形式。据资料统计，我国生产的电能约 60% 用于电动机。

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，以及速度控制和某些保护等控制，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的分支。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，它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一批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。这种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，单是电动机本身

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Ⅱ型伺服环工作的跟踪型自整角机/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。美国一家公司利用ANALOG DEVICE公司的AD2S90集成电路和一些附加电路，装入一台外径近28mm无刷旋转变压器内，开发出一种叫“数字旋转变压器”的新型角位置传感电机（见8.6节），就是一个良好的示例。

对这些电机的控制，当代技术都是使用所谓“固态控制器”。固态控制器是一种以功率半导体器件和其他电子元器件组成的控制器。

随着电力电子技术的进步，特别是微机技术应用、新型控制策略出现，改变着电机控制、电气传动的面貌，发展到了“运动控制”新阶段。

运动控制（Motion Control）是近10多年来在国际上流行的一个新的技术术语，通常是指在复杂条件下，将预定的控制方案、规划指令转变成期望的机械运动。运动控制系统使被控机械运动实现精确的位置控制、速度控制、加速度控制、转矩或力的控制，以及这些被控机械量的综合控制。按照使用动力源的不同，运动控制可分为气动、液动和电动三大类。电气运动控制更容易实现与微型计算机（以下简称微机）的接口，以及具有其他明显的优点，因而在中小功率的运动控制系统中，大多为电气控制。电气运动控制体现了控制电机技术、传感器技术、电力电子技术、微电子技术、自动控制技术和微机应用技术的最新发展成就。由于微处理器和传感器的作用，赋予系统以智能，故又称为智能运动控制（Intelligent Motion Control）。运动控制作为一门多学科交叉的技术，每种技术出现的新进展都使它向前迈进一步，其技术进步是日新月异的。

在工厂自动化（FA）、办公室自动化（OA）和家庭自动化（HA）中，大量存在对运动机构进行精确控制的任务。作为自动

控制的重要分支，运动控制技术在这里大显身手。其应用领域极其广泛，例如军事和宇航方面的雷达天线、火炮瞄准、惯性导航、卫星姿态、飞船光电池板对太阳跟踪的控制等；工业方面的各种加工中心、专用加工装备、数控机床、工业机器人、塑料机械、印刷机械、绕线机、纺织机械、新型工业缝纫机、绣花机、轧机主传动、轧辊等的控制；计算机外围设备和办公设备中的各种磁带机、磁盘驱动器、数控绘图机、打印机、传真机、电传打字机、光盘存储器、复印机的控制；音像设备和家用电器中的录像机、录音机、CD机、激光视盘机、压缩机、泵、洗衣机、空调机等控制，……。

本书系统地向读者介绍电机控制、运动控制专用集成电路。

1.2 功率半导体器件和智能功率集成电路

电力电子技术、功率半导体器件的发展对电机控制技术的发展影响极大，它们是密切相关、相互促进的。近30年来，电力电子技术的迅猛发展，带动和改变着电机控制的面貌和应用。50年代末期出现的晶闸管器件，取代了原先的电动机-发电机组、交磁电机扩大机、磁放大器、电子管放大器。在这以后，这种半控型功率器件一直主宰着电机控制市场。到70和80年代才先后出现了全控型功率器件GTO晶闸管、GTR、P-MOSFET、IGBT和MCT等。利用这种有自关断能力的器件，取消了原来普通晶闸管系统所必需的换相电路，简化了电路结构，提高了效率，提高了工作频率，降低了噪声，也缩小了电力电子装置的体积和重量。谐波成分大、功率因数差的相控变流器逐步由斩波器或PWM变流器所代替，明显地扩大了电机控制的调速范围，提高了调速精度，改善了快速性、效率和功率因数。利用GTR的直流PWM调速装置与直流宽调速电动机配合，其调速范围可达1:10000。而普通晶闸管装置的调速范围约为1:(100~150)。新一代功率器件的出现，大大促进了中小功率交流异步电动机变频调速技术的发展。大批基于GTR或IGBT功率模块的VVVF变频器商品推向市

场，使交流电动机的变速控制成为易事。

而今，电流控制型 GTR 又要让位给场控型的功率场效应晶体管 (P-MOSFET) 和绝缘栅双极晶体管 (IGBT)，取代 GTO 晶闸管的场控器件 MCT 正在加紧开发。功率集成电路已崭露头角，并取得触目成就，见表 1-1。

表 1-1 电力电子器件的发展

第一代 半控器件	第二代 全控器件		第三代 全控器件	第四代
普通晶闸管 (SCR) ^①	电流 控制 型	双极型功率晶体管 (GTR) 门极关断晶闸管 (GTO 晶闸管)		功率集成电路 (PIC)
	场控 型	功率场效应晶体管 (P-MOSFET) 静电感应晶体管 (SIT)	绝缘栅双极晶体管 (IGBT) MOS 栅控晶闸管 (MCT) 静电感应晶闸管 (SITH)	

①SCR 是硅可控整流器 (即可控硅) 的英文缩写字，为美国早期的产品名，后 IEC 正式定名为晶闸管 (thyristor)，但为方便起见，普通晶闸管仍沿用 SCR 来表示。

为了适应电子机械高性能、小型化、低成本和高可靠性的要求，从 80 年代初开始，各国半导体厂商不断开发各种功率集成电路，并已在许多领域得到越来越广泛的应用。功率集成电路是电力电子技术和微电子集成技术的结合。它将半导体功率器件与驱动、逻辑、控制、检测、自诊断、保护电路集成在同一个芯片上或一个混合模块里，从而使功率器件注入了智能，故又称为智能功率集成电路 (Smart Power IC 或 Intelligent Power IC)。有专家预言，功率集成电路的出现，表明科技发展步入第二次电子革命的边缘。

各国当前生产的功率集成电路，按输出耐压和电流能力，可分为三大类 (见图 1-1)。

(1) 低耐压、大电流 IC，如汽车电子驱动高侧功率开关、稳压器电源 IC、步进电动机驱动用 IC、打印机电动机驱动用 IC。

(2) 高耐压、低电流 IC, 如电子照明光源、等离子显示屏、真空荧光显示等平板显示屏驱动用 IC, 程控交换机电路用 IC 等。

(3) 高耐压、大电流 IC, 如开关电源 IC、家用电器和电动机驱动用 IC、汽车点火器用 IC 等。

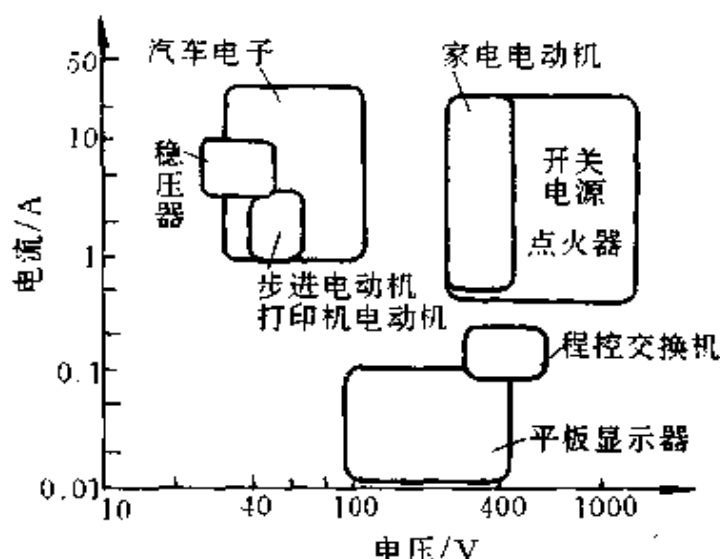


图 1-1 功率集成电路产品应用分布

其中以第三类发展最快。其代表产品是：

高频开关电源用 700V、3A、30W 的功率开关 IC。它是为开关电源耐压型化而设计的。它的最高工作频率达 400kHz，输出还包含栅极驱动电路；开通时间为 7.5ns，关断时间为 13ns。它电路。

用于汽车发动机点火的 600V、2A 的功率开关 IC，包括栅极驱动和保护，过电压、限流、短路等保护。

用于家用电器无刷直流电动机驱动的 550V、3A 的功率集成电路，采用高速横向 IGBT 功率器件， $P_{W_{max}}$ 三相逆变器 20kHz，包括有电流限制、过热和输出短路保护功能的电路。

耐压 100V 以下的低压功率集成电路，常采用双极型功率器件结构，可采用廉价的 DIP（双列直插式封装）。而 100V 以上的必须采用高压器件，注意解决好电气和热绝缘问题，使用较大功率的封装方式，如 TO-220、TO-218 或 SIP（单列塑料封装），或

其他专门的封装方式。

与分立功率器件组成的驱动控制电路相比，智能功率集成电路有如下优点：

(1) 以较小的体积和重量，包含更多的功能。对电机控制来说，有可能将整个控制驱动器装入电机内部，形成一个真正的电子电机。

(2) 由于控制电路和功率电路同在一个芯片上或一个封装内，电流检测和温度检测与监控更易实现。

(3) 同样，特别是在采用高频调制控制时，由于单片结构，外连线大大减少，减少了信号传输时延，消除了分布电容和分布电感的影响，也降低了电磁干扰。

(4) 使制造商可以经济地附加较多的功能，如过电流、过电压、欠电压、过热的保护功能，内部定时、基准信号、电平移动等功能。如果这些功能用分立元器件完成，系统成本增加要大得多。

(5) 芯片内部设置自诊断电路，报警、标志电路，有利于可靠性的提高。大量分立单元器件由集成电路代替，元件数量大幅度减少，明显提高控制系统的可靠性。有利于降低成本。

(6) 采用集成制作工艺，可大批量集成栅极驱动电路集成，使

(7) 采用优化了的控制电路，对普及新型控制技术，加快用户免去电路设计及参数调整，效益。

新产品开发，带来另一个发展方向是复合化和模块化。将大功率半导体功率器件与二极管复合，或多个功率开关器件复合，组成功率器件复合器件，如全桥、三相桥等复合器件或模块，甚至将基极、栅极驱动电路，保护电路集成进去或组成混合模块，称之为智能功率模块 (IPM，见本书第 11 章)。

为各种大功率开关器件专门开发不同容量规格的触发和驱动集成电路，包括单片的和厚膜集成的。它们的应用简化了电路设计，提高了系统的可靠性，有利于生产和维护。本书第 12 章对此

做了详细介绍。

1.3 电机控制专用集成电路

电机控制、运动控制系统可分为开环控制和闭环控制。对于闭环控制，控制系统的作用是使被控机械的运动与输入指令、期望的运动参数相吻合。典型的控制系统见图 1-2。它表示了一个完整的电机控制系统，包含 A、B、C 等 8 个基本的功能单元。控制环前进通道有 3 个单元：接口单元 A、控制单元 B 和功率驱动单元 C。外接的指令信号源有多种形式，可能是由计算机、微处理器、运动控制器发出的数字指令，接口电路的总线、D/A 转换器 (DAC) 的接收和转换；也可能是由人工操作的开关或调节的电位器，向 B 单元送入相应的控制信息；还有就是各种传感器送来的运动参数实测值的反馈信息。控制单元 B 利用这些信息，以模拟或数字方式进行比较、运算、变换、放大和校正，向 C 单元输出变化的电平信号，或 PWM 开关信号，或一定时序的换相信号。功率驱动单元 C，则按被驱动电机和工作模式不同，选择不同的电路结构：功率放大器，单侧功率开关，半桥、全桥或三相逆变桥等。控制环的反馈通道包括 4 个单元，它们是局部反馈单元 D 和 E，系统反馈单元 F 和 G。D 单元实际是指电流负反馈（或电压负反馈），形成内环，以改善系统运行性能。而 E 单元是专为无刷直流电动机、开关磁阻电动机而设的转子位置传感器信息通道，它向控制单元 B 提供转子位置实时信号，产生正确的换相顺序，在梯形波控制方式的同步型交流伺服电动机控制系统中，还为合成电流反馈信号的形成提供必要的信息，也为合成模拟型测速电压提供必要的信息。由 E 单元给出的信息，在 F 单元可以转换为正比于转速的频率信息。而系统反馈单元 G 是指利用测速装置和位置传感器等产生系统外环反馈信号。最后一个 H 单元是自保护单元，它是双向的，对半导体器件或电机的温度、电流、电压等进行检测和监视，对故障进行判断，或产生报警信号向上位机作出报告，或直接关断功率输出级。

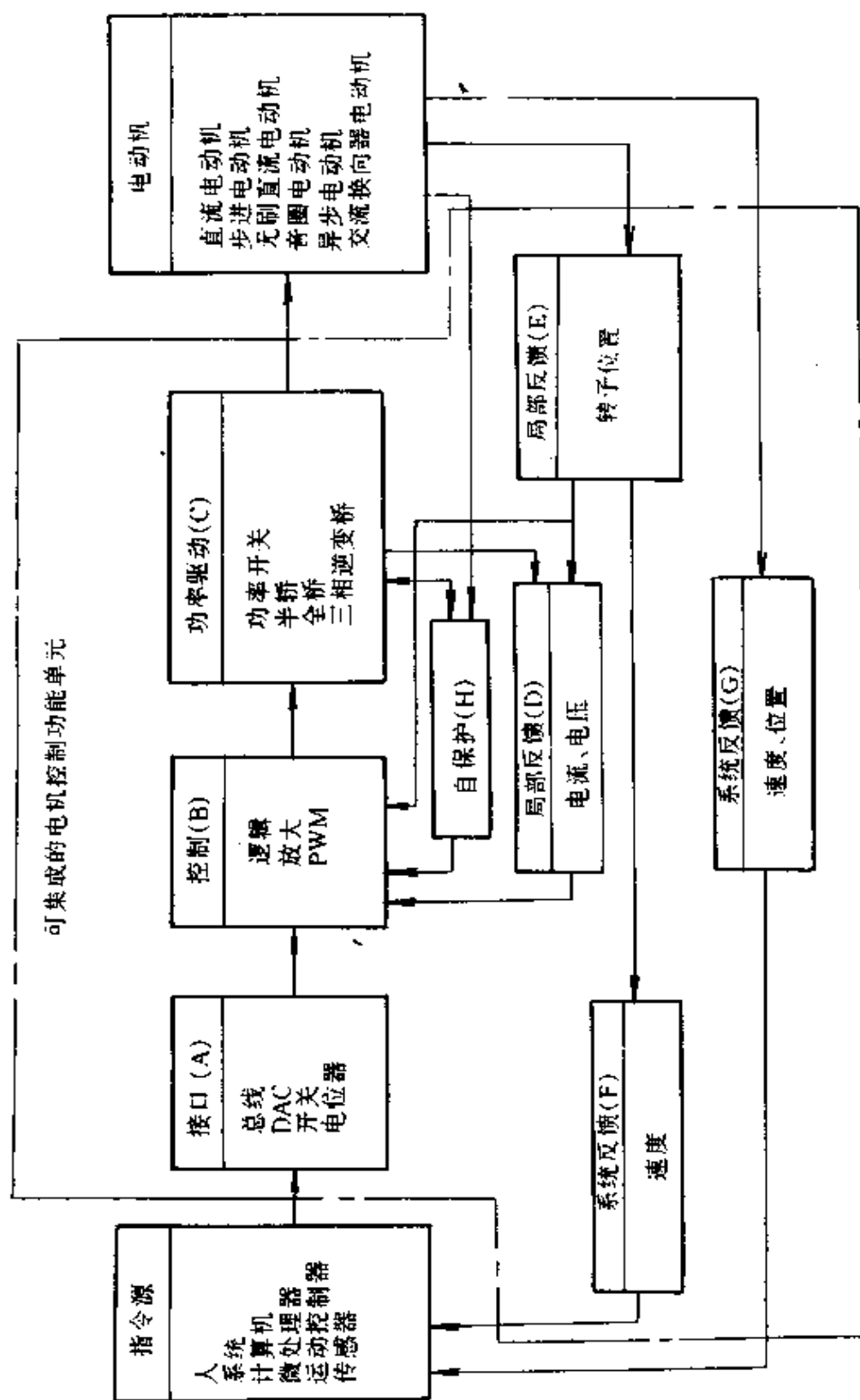


图 1-2 电机控制系统功能框图

这 8 个功能单元的电机控制系统都可以用一片或多片集成电路来完成，这些集成电路就是本书将要介绍的电机控制专用集成电路。包含功率驱动单元 C 和其余全部或部分单元的是电机专用控制-驱动器集成电路，它们也是智能功率集成电路的一类。由于输出能力的限制，它们目前还只能用于小功率电动机的控制和驱动。不包含功率驱动单元 C，但包含其余若干个功能单元的是电机专用控制器集成电路，虽然在应用时需要外加功率器件（可以是分立的功率器件，也可以是集成的功率器件），但增加了使用灵活性，可用于更大功率电动机的控制。

美国 MOTOROLA 公司的智能功率集成电路取名为 SMARTMOS。其输出级电压范围是几~几百伏，电流是几百毫安~几安，最大功率为 60W。MOTOROLA 在日本的公司，生产了 SMARTMOS J 系列智能功率集成电路，用于下列电子机械产品的电动机控制：

OA 机器：FDD、HDD、ODD、CDROM、CDI 等；

AV（音像）机器：便携式的 VTR、CD、MD、摄像机；

光学机器：摄像机、变焦距镜头驱动。

图 1-3 表示此系列产品的原理框图。从此图可以初步了解当代电机控制用智能功率集成电路的基本构成。它具有一定的典型性。集成电路内部包括 6 个基本电路部分。它的输入电路通常接收从 CPU 来的数字信号指令，接口电路是 TTL/CMOS 电平兼容的。输出级是采用功率 MOSFET 的功率开关电路，它可能是 H 桥结构（1~4 个 H 桥不等），可用来驱动一台或多台有刷直流电动机、音圈电动机、多相步进电动机；也可能是三相逆变桥结构，可用来驱动三相无刷直流电动机。在栅极驱动电路中，包含有电平移动和充电泵电路，产生功率开关桥上侧 N 沟道 MOSFET 需要的栅极驱动电平。控制电路含模拟控制、PWM 控制或其他控制。保护电路包括输出过电压、过电流、控制电源欠电压、输出短路和过热等保护。辅助电路是供选用的，可能包括串联调压稳压电路、DC/DC 转换电路等。

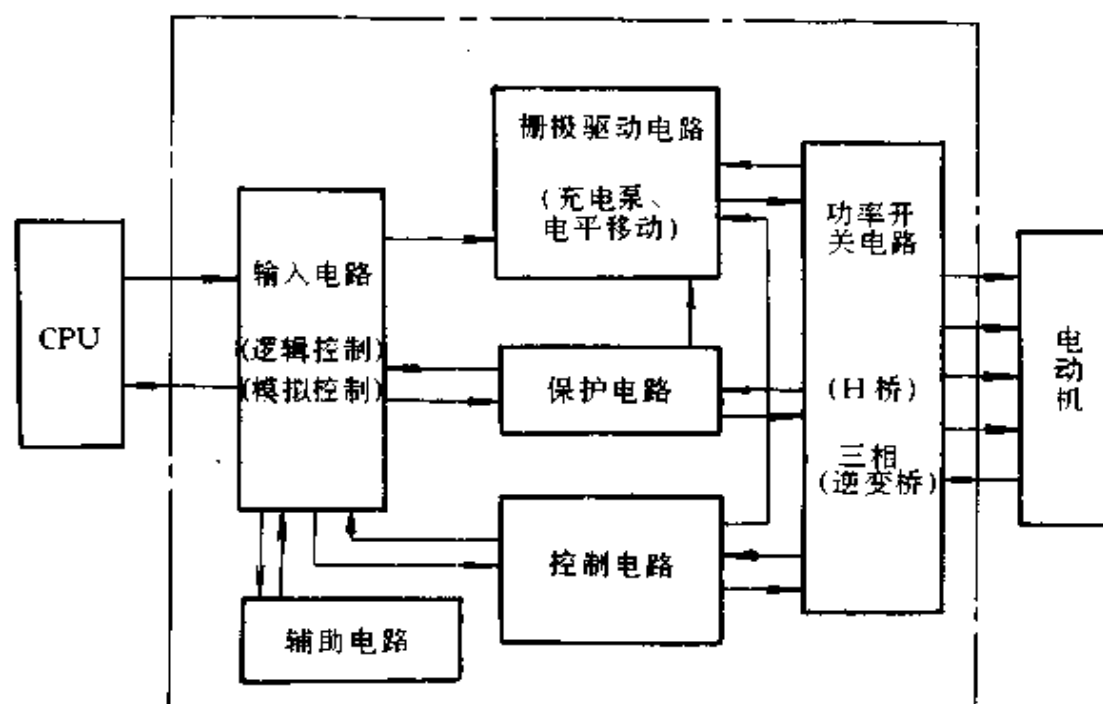


图 1-3 SMARTMOS J 系列智能功率集成电路框图

表 1-2 给出了此系列产品的主要技术数据和在电子机械中应用的例子。

表 1-2 MOTOROLA 公司的 SMARTMOS J 系列
智能功率集成电路主要技术数据与应用

型 号	封装	引脚数	电压 /V	输出电流 /A	通态电阻 /Ω	H 桥数	特点与应用
MPC 1710B	MFP	16	6	1	0.6	1	3.0A 峰值电流, 欠电压检出, 摄像机、自动变焦镜头
MPC 1711	MFP	20	6	0.3	3.0	2	3.5inFDD
MPC 1713	QFP	44	4	0.125	1.0	2	微型数字录音机
MPC 1715	QFP	44	5	0.6	1.6/2.5	4	CD, CD ROM, CD1, ODD, MD
MPC 1716	QFP	44	5	0.6	1.6/2.5	4	CD, CD ROM, CD1, ODD, MD

(续)

型 号	封装	引脚数	电压/V	输出电流/A	通态电阻/ Ω	H 桥数	特点与应用
MPC 1718	QFP	44	5	0.6	1.6/2.5	4	CD, CD ROM, CD1, ODD, MD
MPC 1720	MFP /VMFP	20	6	0.6	1.6/2.5	1	摄录机, MD, CD, DAT, FAX
MPC 1721	MFP /VMFP	20	6	0.3	3.0	2	3.5in FDD
MPC 1721A	MFP /VMFP	20	6	0.3	3.0	2	3.5in FDD
MPC 1722	MFP /VMFP	20	6	0.3	3.0	2	3.5in FDD
MPC 1723	MFP /VMFP	20	6	0.3	3.0	2	3.5in FDD; 0.7A 峰值电流, 1-2 相激励
MPC 1724	MFP /VMFP	20	6	0.3	3.0	2	3.5in FDD, 摄录机; 0.7A 峰值电流, 2 相激励
MPC 1725	MFP /VMFP	16	6	0.1	4.0	1	摄录机; 欠电压检出
MPC 1726	MFP	16	6	0.6	1.8	1	摄像机, MD, CD, DAT, FAX
MPC 1727	VMFP	16	6	0.6	1.8	1	摄像机, MD, CD, DAT, FAX
MPC 1730	MFP /VMFP	20	6	0.5	1.5	2	摄像机, CD ROM, CD, MD
MPC 1731	MFP /VMFP	20	6	0.5	1.5	2	摄像机, CD ROM, CD, MD
MPC 1732	MFP /VMFP	16	6	0.5	1.5	2	摄像机, CD ROM, CD, MD
MPC 1735	QFP	32	6	0.5	1.5	2	摄像机, CD ROM, CD, MD
MPC 1737	MFP /VMFP	20	6	0.1	4.0	2	0.2A 峰值电流; 线性驱动, 摄录机
MPC 1740	QFP	32	6	0.7	1.2	2	1.8in/2.5in FDD, 三相主轴驱动

(续)

型 号	封装	引脚数	电压 /V	输出电流 /A	通态电阻 / Ω	H 桥 数	特点与应用
MPC 1760	QFP	32	6	0.3	3.0	2	高密度 FDI, CD ROM, 微步距驱动
MPC 17A10	VMFP	16	6	1.0	0.6	1	摄像机, CD ROM, CD, MD; 0.3A 峰值电流
MPC 17A38	VMFP	36	6	0.6	1.0/1.5	4	CD, CD ROM, CD1, ODD, MD
MPC 17A85	VMFP	30	6	0.2	4.0	2	32 细分微步距驱动, 摄录机

注: $lin=25.4mm$, 下同。

美国、日本和欧洲许多知名半导体厂商生产了大量的电机控制、运动控制专用集成电路。以日本东芝公司为例, 它生产了各种小功率电动机(如直流电动机、音圈电动机、无刷直流电动机、步进电动机)的专用集成电路、控制用 F/V 变换电路、频率(F)伺服电路、锁相伺服电路(PLL)和专用电机功率驱动电路等。表 1-3 给出了该公司的电机控制专用集成电路在一些电子机械应用情况。从表可知, 计算机外围设备、办公室自动化设备、音像娱乐设备、家用电器等机电一体化电子机械是电机专用集成电路的重要应用领域。这些电子机械往往要求体积小、重量轻、控制功能复杂、精度要求高、耗电小(特别是由电池供电的)、工作可靠耐用, 这正是电机专用集成电路大显身手的地方。表中的“霍尔电动机”是指用霍尔元件为转子位置传感器的无刷直流电动机;“桥式驱动”是供给直流电动机驱动用的桥式功率驱动集成电路。

在本书介绍的每一类电机的专用集成电路中, 相当一部分是为特定电子机器设计的, 另外一些则是通用型的, 特别是那些不带功率驱动级的控制器集成电路, 使用起来会有更大的灵活性。读者可按照自己要控制对象的不同, 进行选用。通常的设计工作只是选择好外围元件参数及前后接口, 就可以方便地构成一个需要的控制系统。硬件工作量大大减轻了, 主要精力可转向控制软件

的设计。

此外，各厂商推出的专用集成电路，其电气原理图是经过优选的，经过实践证明是优良的，有较高的先进性、典型性和可靠性。我们学习和分析这些集成电路的原理框图、组成部分的结构、设计思路、控制方法，就可以了解到此类电机的当代比较优秀的控制方式，为在相关的电机控制、运动控制设计提供有益的启示和借鉴。

表 1-3 日本东芝公司电机控制专用 IC 在电子机械中应用示例

电子机械	功 能	专用集成电路	代 表 品 种
软盘驱动器 (FDD)	主轴驱动	速度伺服	TC9142P, TC9203F (PLL) TA7715P (伺服)
		霍尔电动机	TA7736P (3.5in), TA7259 (5.25in)
	磁头定位	步进电动机	TA7774P/F, TA7354P
		音圈电动机	TA7256P, TA7272P, TA8407P/F
硬盘驱动器 (HDD)	主轴驱动	速度伺服	TC9193F, TC9142P, TC9203P/F (PLL)
		霍尔电动机	TA7736P, TA7259P/F
	磁头定位	步进电动机	TA7774P/F, TA7289P/F
		音圈电动机	TA7272P, TA8407P/F
光盘驱动器 (CD-ROM)	主轴驱动	速度伺服	TC9142P, TC9203F
		霍尔电动机	TA7247AP, TA7248P
打 印 机	托架驱动	步进电动机	TD62803P, TA7289P/F
	送 纸	步进电动机	TA7289P/F, TD62803P
	菊花轮驱动	步进电动机	TA7774P/F, TA7289P/F
	棱镜驱动 (激光 打印机用)	伺 服	TC9142P, TC9203F (PLL)
		霍尔电动机	TA7248P, TA7259P
传 真 机 (FAX)	送 纸	步进电动机	TA7289P/F
	切 纸	桥式驱动	TA7279P, TA7267BP
电子打字机	托架驱动	步进电动机	TA7289P/F
	色带驱动	步进电动机	TA7289P/F, TA7774P/F

(续)

电子机械	功 能	专用集成电路	代 表 品 种
电子打字机	送 纸	步进电动机	TA7289P/F, TA7774P/F
		桥式驱动	TA7279P, TA7267BP
	菊花轮驱动	步进电动机	TA7289P/F
复印机	鼓 驱 动	步进电动机	TD62803P
	镜头驱动	步进电动机	TA7289P/F
		霍尔电动机	TA7712P, TA8392P
	扫 描	步进电动机	TD62803P
	调 色	桥式驱动	TA7267BP
	送 纸	霍尔电动机	TA7712P
		步进电动机	TA7289P/F, TD62803P
照相机	送胶卷 镜头调节	桥式驱动	TA7733F, TA8401F
空调器	风 机	霍尔电动机	TA7247AP, TA7284P
录像机	鼓 驱 动	霍尔电动机	TA8402F, TA7259F, TA7736P
	供卷轮驱动	霍尔电动机	TA7259P/F, TA7267BF, TA7288P
	主导轴驱动	霍尔电动机	TA7259P/F, TA7745F, TA7262P/F
	加 载	桥式驱动	TA7288P, TA7279P, TA72919P/F
高级电唱机	主轴驱动	霍尔电动机	TA7260P, TC9142P (PLL)
	唱臂驱动	桥式驱动	TA7256P, TA8406P/F
CD唱机	主轴驱动	桥式驱动	TA7256P, TA8102P
	托架驱动	桥式驱动	TA7256P, TA7267BP, TA8407P/F
激光视盘机	主轴驱动	霍尔电动机	TA7713P, TA7248P
	加 载	桥式驱动	TA7267BP
磁带机	主导轴驱动	霍尔电动机	TA7261P, TA7715P (F 伺服)
	供 卷 轮	桥式驱动	TA7291P/S
各种自动机 和机器人	伺服运动	霍尔电动机	TA7712P 等
		步进电动机	TA7289P, TD62803P, TA7774P/F 等
		桥式驱动	TA7267BP, TA7279P 等

第2章 直流电动机控制专用集成电路

2.1 概述

尽管近年来直流电动机不断受到交流电动机及其他电动机的挑战，但至今直流电动机仍然是大多数变速运动控制和闭环位置伺服控制最优先的选择。因为它具有良好的线性特性、优异的控制性能、高的效率等优点。特别是在中小功率系统中，常采用永磁直流电动机，只需对电枢回路一个回路进行控制，电子控制电路相对较简单。而无刷直流电动机、步进电动机、交流异步电动机或开关磁阻电动机都是多回路的控制，电路要复杂得多，由于需要更多的功率开关器件，使成本相应增大。虽然直流电动机存在电刷磨损、换向火花等对可靠性不利的因素和需要较多的维护，但对于许多实际的应用来说，用现代技术制造的直流电动机的可靠性还是足够的。为适应小型直流电动机的广泛应用需要，各国半导体厂商推出了大量的直流电动机控制专用集成电路。

对于永磁直流电动机或他励直流电动机，其等效电路见图2-1。反电动势 E_a 可看作可变电压源，它和电动机转速 n 成正比关系。电磁转矩 T_e 与电枢电流 I_a 也呈正比关系。电枢电阻 R_a

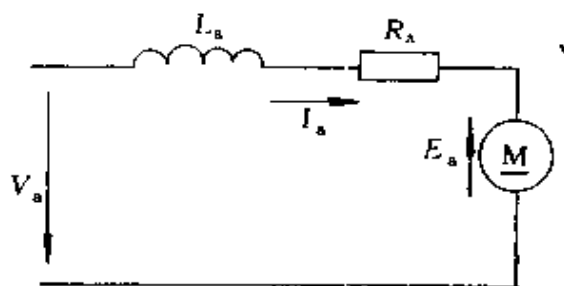


图 2-1 直流电动机等效电路

通常较小，在电动机起动和堵转时有一定的限流作用。电枢电感 L_a 对动态性能有影响，当电动机以开关式驱动，例如，以脉宽调制方式驱动时，对电流脉动起平滑作用。如果对直流电动机外施电压 V_a ，其电压方程式为

$$V_a = E_a + R_a I_a + L_a \frac{dI_a}{dt}$$

产生的反电动势为

$$E_a = K_E n$$

产生的电磁转矩为

$$T_a = K_T I_a$$

式中 K_E 、 K_T ——反电动势常数和转矩常数。

1. 线性放大型驱动和开关型驱动方式 为了控制直流电动机，需用半导体功率器件进行驱动。对于微小功率，数瓦以下的电动机，常采用线性放大型驱动方式。如 2.10 节所述的小型收录机的电动机驱动，功率器件工作于线性放大区，因此系统效率较低。大多数直流电动机驱动集成电路则采用开关型驱动方式。其中，又以定频脉宽调制（PWM）为常见。

按照直流电动机转矩（电流）-转速图，可区分此种电动机的四个运行象限，见图 2-2。第 I 和第 III 象限是正转或反转电动机运行状态，第 IV 和第 II 象限分别是正转或反转再生制动运行状态。由于控制系统主电路结构不同和控制方式不同，可实现单象限、二象限、四象限工作，和单极性、双极性工作方式。

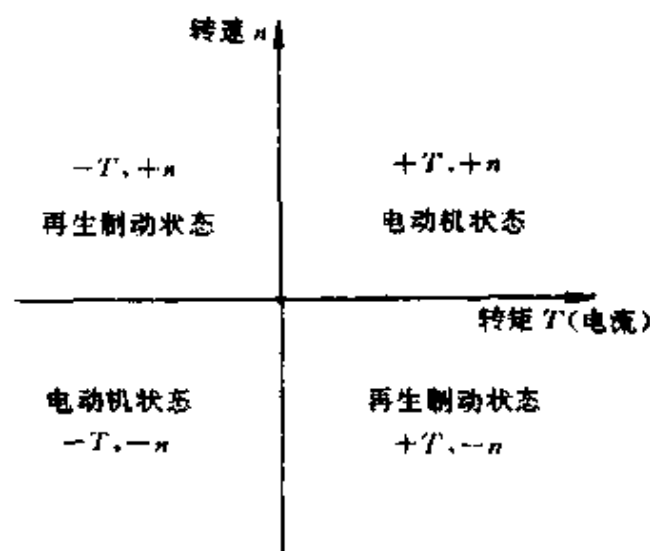


图 2-2 四个运行象限

(1) 单极性单开关管驱动: 图 2-3 所示的驱动电路, 只需要一个功率开关管 VF 和一个续流二极管 VD。当 VF 导通 (ON) 时, 电流上升。当 VF 截止 (OFF) 时, 电动机与二极管 VD 组成续流回路, 在反电动势作用下, 电流续流并逐渐下降。改变开关占空比, 调节电动机端电压平均值, 从而可进行调速。由于电流单向, 转速方向不变, 故此电路称为单极性斩波电路。它只在单象限工作 (I 或 III 象限), 无制动状态。控制开关的 PWM 信号可由 TL494 等开关电源脉宽调制器集成电路产生 (参见第 10 章 10.2 节示例)。

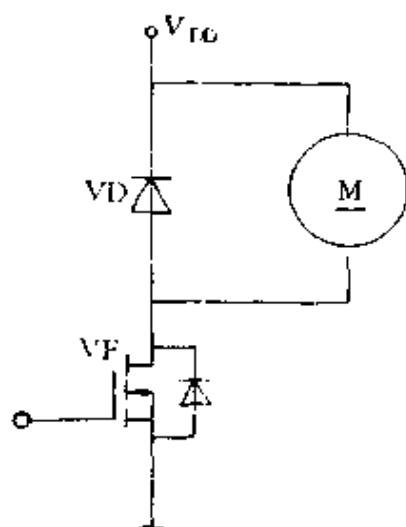


图 2-3 单开关驱动

(2) 双极性 H 桥驱动: 若要求被控电动机可在双方向工作, 即能正反转运行, 可采用 T 型主电路或 H 桥主电路驱动。T 型电路是两个功率开关串接到两个电源之间 (正电源和负电源), 其中点接电动机, 电动机另一端接地, 相当于半桥驱动方式。此种方式在集成电路驱动中用得很少。

最常见的集成电路驱动双向工作的是 H 桥方式。由于控制方法不同, 它又可分为两象限工作和四象限工作两种情况。

图 2-4 表示了一种两象限 H 桥驱动电路。在此电路中, 外来两个控制信号: PWM 和 Fwd。由 PWM 信号调制下桥臂开关, 而方向信号 Fwd 用来控制上桥臂两个开关。当 Fwd 为高电平时, VF_3 和 VF_2 两个开关截止, VF_1 导通, V_4 被斩波调制, 电动机电流从左到右。反之, Fwd 为低电平时, VF_1 和 VF_4 截止, VF_3 导通, VF_2 被斩波调制, 电流反向流过电动机。实际上, 在正转或反转情况下, 与上述单开关管驱动相类似, 没有制动状态。它工作在第 I 或 III 象限。对这种方式, 要注意一个问题, 需要电动机反转必须待转速降到零后, 才能实施 Fwd 改变的命令, 否则会引起

大电流出现,损坏功率器件和电动机,而且此大电流用图 2-4 所示的限流方法不能奏效。安全的反转程序应这样:先将 PWM 信号变为零电平,延迟一段时间,使电动机足以停下来,或对反电动势进行检测监视,确实到零后,才改变 Fwd,再起动电动机。对于像风机、泵类负载,用两象限工作比较合适,加速性能、效率都比四象限工作方式要高。

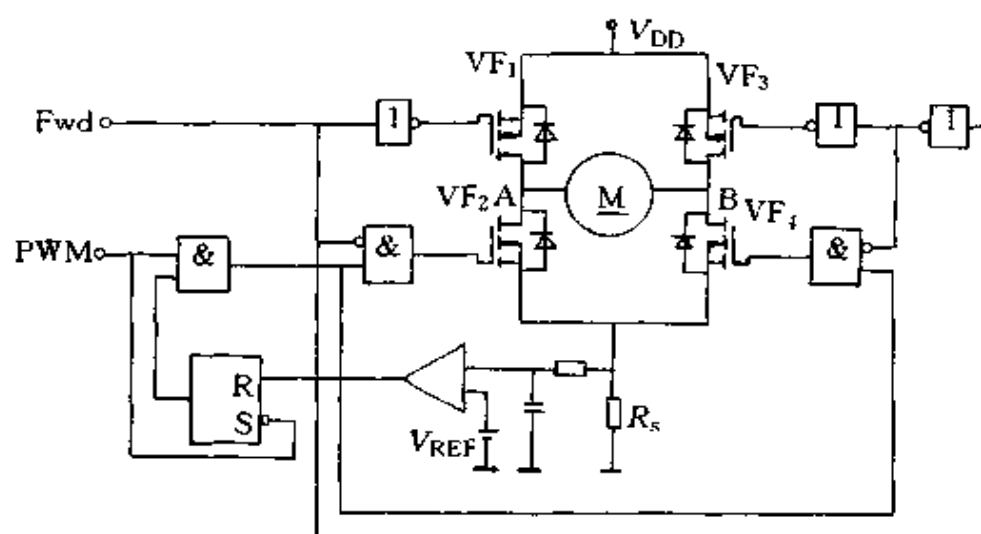


图 2-4 两象限工作的 H 桥驱动电路

对于有较大转动惯量、较小摩擦转矩、希望快速反转的场合,适宜采用四象限工作方式。此时四个桥臂开关都被 PWM 控制。动态制动使电动机能快速反转。

从 H 桥 PWM 控制的角度来看,通常按照四桥臂功率开关在正向和反向驱动时的通断组合方式不同,分为双极方式、单极方式和受限单极方式。

图 2-4 所示的 H 桥结构部分,由四个功率开关和四个续流二极管组成。双极方式的特点是四桥臂对角线两组开关分别控制,VF₁ 和 VF₄ 为一组同时导通或关断,VF₂ 和 VF₃ 为一组,也同时导通和关断,在任一时刻最多只允许有一组是导通的。最简单的控制是,在一个开关周期内,首先是第一组 (VF₁ 和 VF₄) 导通,电动机两端 A 和 B 施加正向电压,然后转变为第二组 (VF₂ 和

VF₃) 导通, 电动机两端施加反向电压。由此两种状态所占时间份额多少决定平均电压是正还是负, 平均电流是正向还是反向。当两种状态相等时 (1:1), 相当于平均电压为零, 电动机停转。双极方式存在可能出现上下桥臂直通问题。为此两状态之间插入“死区”状态, 即短时间四桥臂都截止的状态。像 MC33030 的 PWM 控制那样, 采用双比较器的窗口比较器产生对四桥臂控制, 实现带死区的双极方式 PWM 开关控制。双极方式 PWM 控制在直流电动机专用集成电路中用得最多, 例如后述的 UC3637、L292、TAL955 等。

单极方式 PWM 控制是这样的: 要正转时, 将 VF₄ 导通, VF₁ 和 VF₂ 交替开关, 由占空比决定正转平均电压; 要反转时, 改换成 VF₂ 导通, VF₃ 和 VF₄ 交替开关, 由占空比决定反转平均电压。分别观察在正转或反转两种情况工作时, 电动机端电压的极性不会改变, 因此称为单极方式 (参见 SG1731 集成电路的说明)。

对于受限单极方式 PWM 控制, 在正转时, VF₄ 导通, VF₂ 和 VF₃ 截止, 仅 VF₁ 受 PWM 调制; 在反转时, VF₂ 导通, VF₁ 和 VF₄ 截止, 仅 VF₃ 受 PWM 调制。这样, 上下桥臂没有直通的危险。这种方式可靠性比较高, 但没有制动状态, 只可工作于 I、Ⅱ两个象限。这就是图 2-4 所示的工作方式。

2. 速度控制与速度信号的检测 如上所述, 利用专用集成电路控制直流电动机, 开环控制是简便的。通常向集成电路输入可变指令电压, 即可控制功率级输出给电动机的电压幅度, 有些电路甚至可输入带极性指令电压, 可控制电动机正反转及其转速。对于有电流环的电路, 由输入指令电压可控制电动机输出正的或负的转矩。L292 就是这样的例子。由于是开环控制, 转速稳定度差。

但是, 大多数应用中还是要求被控转速有一定的稳定度, 闭环控制经常被采用。高精度的稳速闭环控制, 其中之一是采用锁相环控制技术, 这部分内容在第 4 章中叙述。稳定度要求一般的, 例如 ±1% 左右或以下的, 通常应用模拟型速度闭环控制, 典型框图见图 2-5。在这样的系统中, 需要一个反映转速实际值的模拟量

电压，它的幅值与实际转速成正比，极性反映转向。此测速电压与代表给定转速的基准电压相比较，产生误差电压。后者经放大和校正后去控制功率级，驱动电动机。闭环结果，使给定转速与实际转速之差减小。这是传统的闭环反馈概念。现在已集成的专用电路大多数包含了此反馈系统的主要环节。

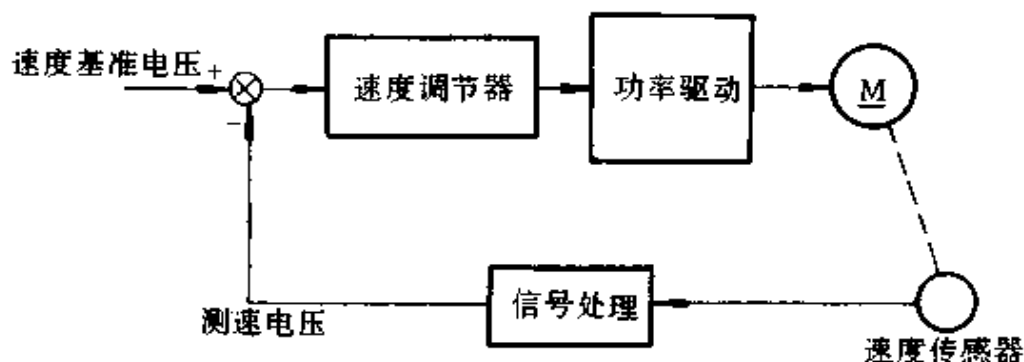


图 2-5 模拟型速度闭环控制

在本章所述的应用专用 IC 组成的速度控制系统中，速度检测方法大体可分为两大类：

(1) 模拟电压测速：它包括最常见的直流测速发电机。它给出能反映转速大小和方向的双极性直流电压。对于对测速精度要求稍低而注重考虑成本的场合，另一个办法是采用“测速桥”技术。它的实质是从电路中检测出电动机的反电动势，因为直流电动机反电动势与转速成正比关系（参见 2.9 节和 2.10 节的说明）。

(2) 频率测速：用增量式光电编码器测速是常见的方式。它的输出频率与转速成正比关系，再利用它输出的两个正交通道信号相位关系可确定转向。其他相似功能的测速器，包括使用开槽圆盘和光电接收器的光电脉冲发生器，用霍尔集成电路和钢制齿轮构成的霍尔测速脉冲发生器，或结构简单的单相永磁交流同步测速机等，这些统称为频率发生器 (FG)。这些 FG 通常只给出单通道频率信号，适用于单转向速度控制。在 TDA7272 集成电路（参见 2.8 节）中，利用少槽微型直流电动机电流中包含的转速频率信息，将此交变分量分离出来获得测速频率信息。

通常利用 F/V 变换电路将 FG 频率信号变换成模拟电压信号。目前有许多专用的高精度 F/V 变换集成电路（如 LM2917 等），供用户选择。而在直流电动机专用集成电路中，例如 TDA7272、M51970L、TCA955 等使用 FG 作频率式速度检测的集成电路，内部已包含了一个 F/V 环节。这些 F/V 环节的工作原理是利用 FG 频率形成脉冲来触发一个单稳态电路，单稳态电路输出一个脉宽恒定的，频率与 FG 相同的脉冲方波信号，此信号占空比与频率呈正比关系。此方波送入低通滤波器，经滤波后得到的直流分量电压与转速成正比关系。在下一章无刷直流电动机专用集成电路中介绍的 MC33039 电子测速器，其中也包含由单稳态触发器组成的 F/V 变换电路（详见有关集成电路的说明）。

L290 转速/电压变换器集成电路的 F/V 变换原理有独特之处。它接收从增量式光电编码器送来的两路正交正弦余弦波形信号，经微分网络、乘法器和加法器运算处理，得到有极性的测速电压信号（详见第 2, 3 节）。与由上述 FG 单稳态触发器构成的 F/V 变换电路相比，L290 的转速/电压变换有明显的优点：

（1）输出电压纹波小，纹波频率是输入频率的 4 倍，可以采用较小时间常数的滤波器，对系统带宽影响较小。

（2）转速检测快速性较好，使系统动态性能良好。作为对照的，像 TAL955 电路那样，为了解决低通滤波器带来的响应迟缓问题，增加了一个预充电环节（详见此电路的说明）。

（3）输出电压极性反映了转向。因而可用于双向速度控制和位置伺服系统。

3. 保护电路 在直流电动机控制专用集成电路中，或多或少地设置了一些保护功能电路，例如限流电路、欠电压或过电压保护电路、输出短路保护电路、芯片过温保护电路等，以保障系统能正常工作，保护本芯片及关键器件不受非正常工作损坏。

由于直流电动机自身特性，在起动过程或过载时，会出现过电流。因此系统设置限流电路是首要的。如 MC33030、TDA7272、

UC3637、L292 等集成电路都有限流功能。其原理可用图 2-4 的例子来说明。电动机负载电流流经 R_s ，此电阻作为电流检测电阻，过电流引起此电阻压降上升，在比较器中与预先设定的基准电压 V_{ref} 比较，超过此阈值后，比较器翻转，触发 RS 触发器，封锁 PWM 信号，使后面的 H 桥四桥臂开关断开。待下一个 PWM 信号前沿到来，RS 触发器返回，电路才恢复。如果在新的 PWM 周期里，电流上升又超过预定值，则再一次重复关闭过程。通过这种方式可实现斩波限流。要注意的是，对于不同的电路结构，这样的电流采样方式，也许不能检测出制动状态、电动机突然反转时出现的过电流。此时，需另外设法检测和限流。

上述限流电路只是限制输出电流，因而只限制了电动机输出转矩，而没有停机。另一种电流保护控制，是过电流停机保护。当电动机过电流时，经过一段时延，如果过电流仍然存在，就会把过电流信号触发 RS 触发器翻转，封闭末级的功率开关，让电动机停转。此触发器作为过电流记忆用。只有外界施加复位信号方能重新起动工作。这里设计了一段时延，是为了避免因电动机正常起动过电流而引起系统停止工作。显然，功率开关必须有短时耐受起动过电流能力，这是要注意的。MC33030 集成电路采用了这种过电流延时关闭的方案。

表 2-1 是各国半导体厂商生产的部分直流电动机控制、驱动专用集成电路一览表。这些电路中，有些属于控制器电路，需外接功率开关才能驱动直流电动机；有些已包含功率驱动部分，一般驱动能力为 0.5~2A（连续工作电流），它们已属于智能功率开关集成电路范畴。其中三洋电气公司生产的 STK 厚膜电路模块可提供更大电流和功率。

表 2-9 还给出日本松下电子公司一些直流电动机控制集成电路，表 2-10 给出收录机常用直流电动机稳速驱动集成电路主要技术数据。

表 2-1 部分直流电动机控制专用集成电路一览表

型 号	厂 商	特 点	电压 /V	电源 /A	封装
* MC33030	MOTOROLA	直流伺服电机控制/驱动器, 开关式, PWM	36	1	DIP 16
* SG1731	Silicon General	H 桥驱动, 双路 PWM	± 18		DIP 16
* SG2731					
* SG3731					
* L290	SGS	测速信号转换	± 15		DIP 16
* L291		5bit DAC, 位置放大	± 15		DIP 16
* L292		开关型驱动, H 桥, PWM	36	2	15 个引脚
TDA7271		高性能, 速度控制, H 桥驱动, 限流	18	1	SO 20
* TDA7272		高性能, 速度控制, H 桥驱动, 限流	18	1	DIP 20
TDA7274		速度控制	3	0.7	DIP 8
TDA7275		盒式磁带机用	16	1.5	DIP 8
TDA1041		永磁 DC 电机调速	20		DIP
TDA1151		永磁 DC 电机调速	20		TO-126
TDA8115		双电机驱动, 单向, 限流	28	1	7 个引脚
* TCA955	Siemens	速度控制, 双向, 电平指示,	6		DIP 16
U2350	Telefunken	永磁 DC 电机速度控制, PWM	15.5	0.25	DIP
U2351					
* UC1637	UNITRODE	开关式控制/驱动器, H 桥, PWM, 两象限	± 20	0.1	DIP 18
* UC2637					
* UC3637					
* AN6657/S	松下				
EL2036	Elantec	伺服驱动器	5	1	SO 20
EL2037		伺服驱动器	5	1	SO 20
EL2007		精密伺服驱动, B 或 D 级工作方式	20	1	DIP 24

(续)

型 号	厂 商	特 点	电压 /V	电源 /A	封装
EL3036	Elantec	精密伺服驱动, B 或 D 级工作方式	5	2	SO 20
EL3037		精密伺服驱动, B 或 D 级工作方式	5	2	SO 20
EL3038		精密伺服驱动, B 或 D 级工作方式	5	2	SO 20
* M51970L	三菱	FG 伺服控制	9		SIP 8
* M51971L		FG 伺服控制	9		SIP 8
M54543L		双向驱动器, 制动功能	12	0.3	SIP 9
M54544L		双向驱动器, 制动功能	12	0.3	SIP 9
M54546AL		双向驱动器, 制动功能	12	0.15	SIP 10
M54549AL		双电机, 双向驱动器, 制动功能, 热保护	12	0.3	SIP 12
M54641L		双向驱动器, 制动功能	10	0.15	SIP 8
M54644BL		双向驱动器, 制动功能, 热保护	16	0.6	SIP 9
M54649L		双电机, 双向驱动器, 制动功能, 热保护	12	0.6	SIP 10
M54685L		双向电机驱动器, 调速	6	0.2	SIP 10
M54687FP		双向电机驱动器, 调速	9	0.2	SOP 16
LA5527	三洋	调速, 驱动	3	1	DIP 6
LA5528		调速, 驱动	3	1	DIP 8
LA5540		调速, 驱动, 制动, 小型打印机用	20	2	SIP 4
LA5550		双向, 驱动, 调速, 制动	6	1	DIP 16
STK6103		双向驱动, 低饱和电压	50	5	SIP 28
STK6105		双向驱动, 低饱和电压	50	8	SIP 28
STK6215		双向驱动, PLL 控制	52	12	SIP 23
STK6217		双向驱动, PLL 控制	52	18	SIP 23
STK6855		双向驱动, 制动, PWM	50	5	SIP 16

(续)

型 号	厂 商	特 点	电压 /V	电源 /A	封装
STK 6875	三洋	双向驱动, 制动, PWM	50	12	SIP 16
STK 6877		双向驱动, 制动, PWM	50	18	SIP 16
STK 6965		双向驱动, 制动	35	4	SIP 10
STK 6966		双向驱动, 制动	35	6	SIP 10
TA 7267BP	东芝	H 桥驱动, 正反转、制动控制, 过电流过热保护	18	1	SIL 7
TA 7257P		H 桥驱动, 正反转、制动控制, 过电流过热保护	18	1.5	SIL 7
TA 7279P		双 H 桥, 驱动双电机	18	1	DIL 14
TA 7288		驱动双电机, 输出电压可调, 过热保护	25	1	SIL 10
TA 7291P		H 桥驱动, 输出电压可调, 过热保护	25	1	SIL 10
TA7256P		双功率运算放大器	±18	1.2	DIL 16

注: 带 * 的产品本章有详细的介绍。

2.2 MC33030 微型直流伺服电动机控制器/驱动器

MOTOROLA 公司生产的 MC33030 是一种适用于微型直流伺服电动机闭环位置控制和速度控制的单片专用集成电路。它包括了从接收反馈输入信号的误差放大器和参考输入端, 直至末级 H 桥功率放大器, 过电流和过电压保护在内的完整电路, 只要少量外围元器件即可构成整个系统, 实现对直流伺服电动机四象限开关式控制。

从图 2-6 框图可见, 本芯片主要由下列几部分组成:

- 误差放大器。有宽共模输入范围
- 窗口比较器。有一定的死区, 自动调中基准输入
- 有方向记忆的驱动/制动逻辑
- H 桥功率开关。1A 的驱动能力
- 可设置的过电流监测器

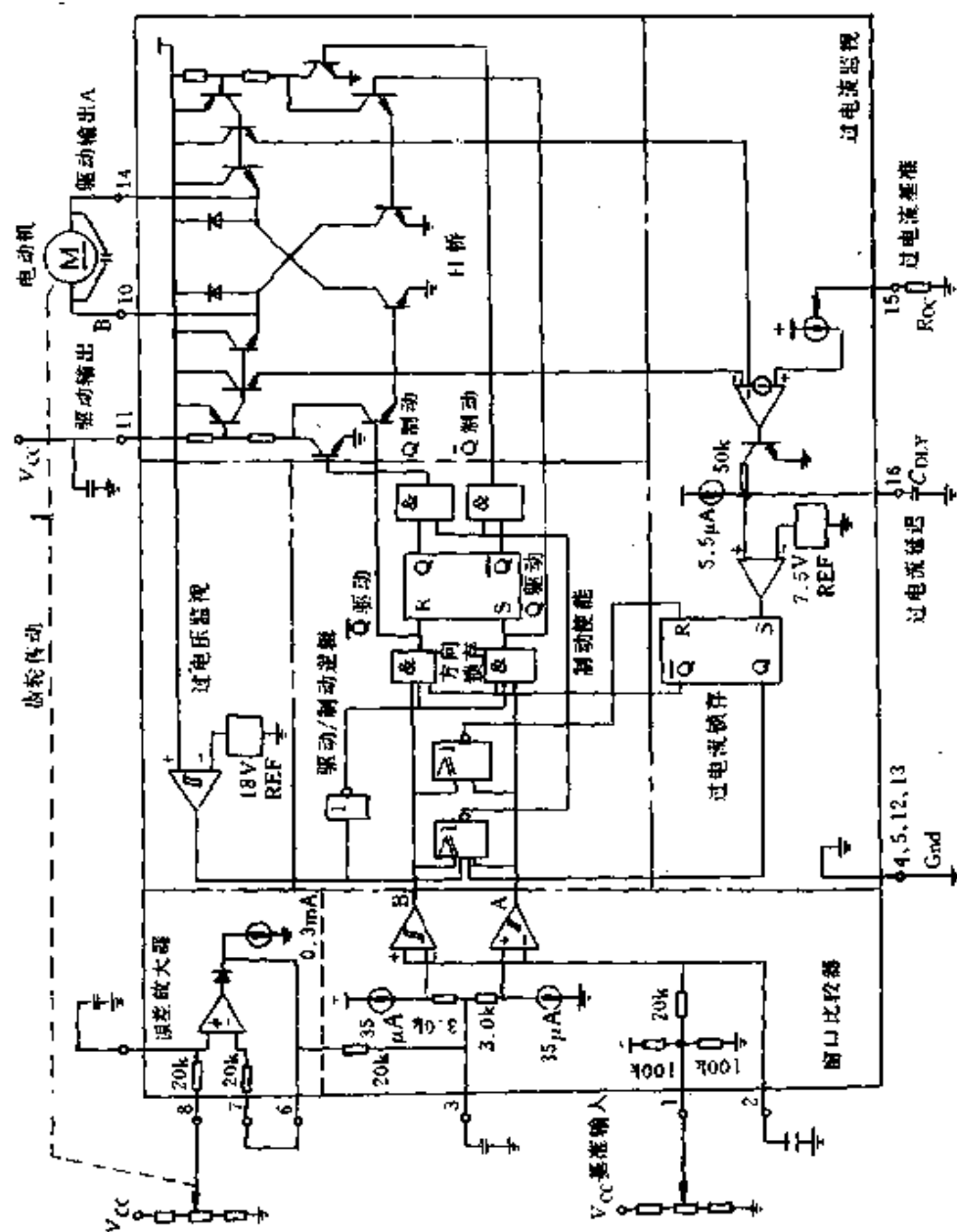


图 2-6 MC33030 原理框图和典型位置伺限应用

注：为便于贴字，图中电阻值均省去单位 Ω，电容值均省去单位 F（下同）。

- 可设置时延的过电流停机

- 过电压保护 (18V 动作)

该芯片采用 16 脚 DIP 塑料封装。其中 4、5、12、13 脚是接地端, 也可接至电路板铜散热片上, 以帮助散热。图 2-7 中给出芯片热阻、最大允许功耗与铜散热器尺寸的关系。

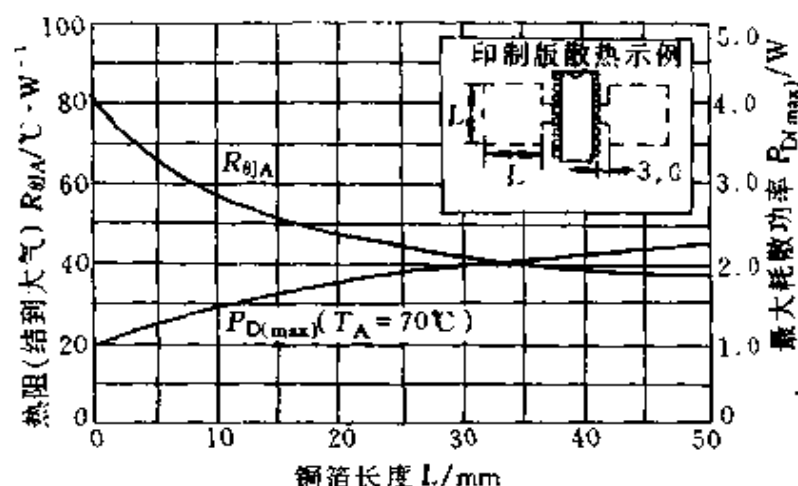


图 2-7 芯片热阻、最大允许功耗与铜散热器尺寸的关系

1. 主要极限数据

电源电压 V_{CC}	36V
输入电压范围	-0.3~36V
H 桥驱动输出电流	1.0A
最大功耗	1W
最高允许工作结温	150°C
工作环境温度范围	-40~+85°C
结对空气的热阻	80°C/W
结对外壳的热阻	15°C/W

2. 工作原理和在位置伺服控制中的应用示例 在图 2-6 中给出的典型电气位置伺服系统中, 从 1 脚输入表示指令位置信号的基准电压。一台微型直流伺服电动机接至 H 桥驱动输出的 A 和 B 端 (14 脚和 10 脚)。它经过齿轮箱等减速机构去带动负载。同时它还带动一个电位器, 作为实际位置反馈。反馈信号从 8 脚输入, 经误差放大器缓冲后, 送给 3 脚的窗口比较器输入端。

窗口比较器是由两个带滞后回环的比较器 A 和 B 组成的。它们从 2 脚接收基准输入信号，送至比较器 B 的同相输入端和比较器 A 的反相输入端。而 3 脚表示的反馈信号经两个 $30\text{k}\Omega$ 电阻送入比较器 B 和 A 的另一输入端。同时比较器 B 和 A 输入端还受两个 $35\mu\text{A}$ 电流源的控制产生偏置，以形成死区。窗口比较器的工作下面将详述。

为了增加系统的柔性，芯片内设置有一个误差放大器。它可对实际位置信号起缓冲或放大作用。起放大作用时，使控制死区范围变窄。此放大器输出电流能力为 1.8mA ，吸入电流为 $250\mu\text{A}$ 。在本应用示例中，它作为跟随器，驱动窗口比较器输入端。

末级 H 开关桥直接驱动直流电动机，并可实现制动。其输出或吸入电流能力为 1A 。当需要更大驱动电流时，需外接更大功率的晶体管开关。后述的速度控制应用将给出这样的例子。

过电流监视电路对电动机起动或堵转时可能出现过大电流进行监视和保护。H 桥两个上桥臂输出电流的一部分送至电流比较器反相端。比较器的同相端是接电流的基准值。过电流基准值大小由 15 脚的外接电阻 R_{OC} 决定。此过电流基准值应稍大于正常负载下的连续工作电流值。当出现过电流时，比较器翻转，有 $5.5\mu\text{A}$ 的内部恒电流向接于 16 脚的延迟电容 C_{DLY} 充电。待它充电达到 7.5V 的阈值时，将过电流锁存器触发为高电平输出，关闭了 H 桥输出。过电流延迟时间 t_{DLY} (s) 由 C_{DLY} (μF) 决定。

$$t_{DLY} = 1.36 C_{DLY}$$

例如，取 $R_{OC} = 15\text{k}\Omega$ ， $C_{DLY} = 0.01\mu\text{F}$ 。由产品说明书的输出电流与过电流基准电阻关系图，查得允许过电流值约 500mA 。由上式得 $t_{DLY} \approx 1.36 \times 0.01 = 14\text{ms}$ 。

由于上述过电流监视器作用，允许本芯片 H 桥在短时间内向电动机提供较大的起动电流。如果电动机堵转，则经短时间后停机。采用此芯片的伺服系统不必设置限位开关。当电动机到达极限位置而堵转时，系统会自动停止供电。应注意 C_{DLY} 不可过大，过长时间的过电流可能引起该芯片的过热，甚至永久性失效。过电流锁存器的复位可采用下列方法：电源重新合闸，或调节接 1 脚

的电位器，使 3 脚信号进入或穿过死区等。

过电压监视电路使芯片和电机在 V_{CC} 大于 18V 时关闭 H 桥输出，正常工作电压为 7.5~17.4V，推荐工作电压为 14V。

驱动/制动逻辑是该芯片主要部分。在图 2-8 所示的时序图

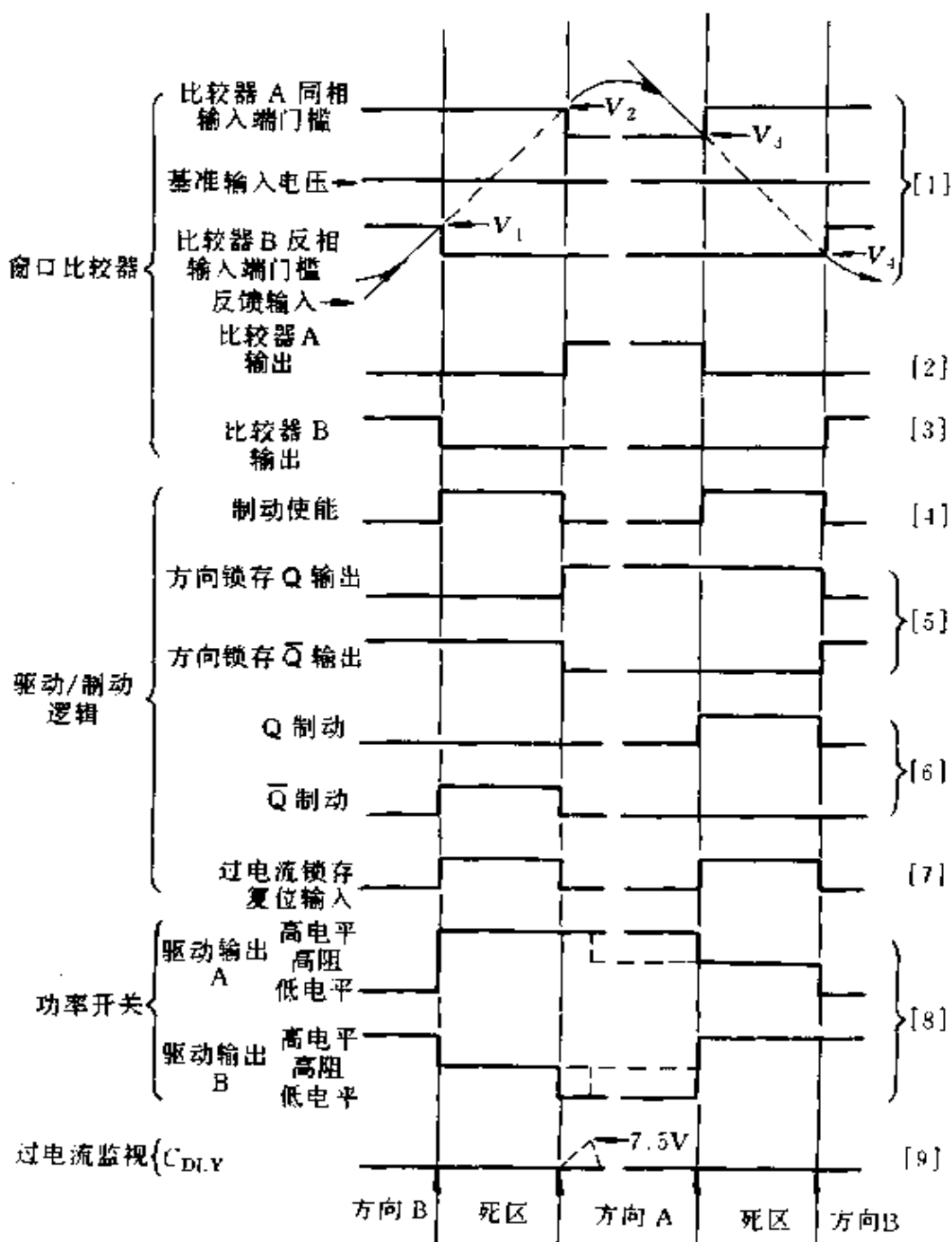


图 2-8 信号时序图

中，波形（1）表示窗口比较器的有关信号。

其中

V_{PIN2} ——2脚电压即设置的基准输入电压

$V_1 \sim V_4$ ——比较器A和B的输入门槛电压

V_2 ——比较器A返回到ON的门槛电压

V_3 ——比较器A翻转到OFF的门槛电压

V_1 ——比较器B翻转到OFF的门槛电压

V_4 ——比较器B返回到ON的门槛电压

$(V_2 - V_3)$ ——比较器A的输入滞后电压

$(V_1 - V_4)$ ——比较器B的输入滞后电压

$(V_2 - V_4)$ ——窗口比较器输入死区范围

$| (V_2 - V_{PIN2}) - (V_{PIN2} - V_4) |$ ——窗口比较器输入的失调电压。

只要从3脚输入的信号在共模电压范围之内， $V_1 \sim V_4$ 电压总是跟踪着2脚的基准电压，并以此基准电压为中心，如图2-9的滞后特性与死区示意图所示。它们的典型值是：滞后电压为35mV，死区范围为210mV，失调电压为25mV。

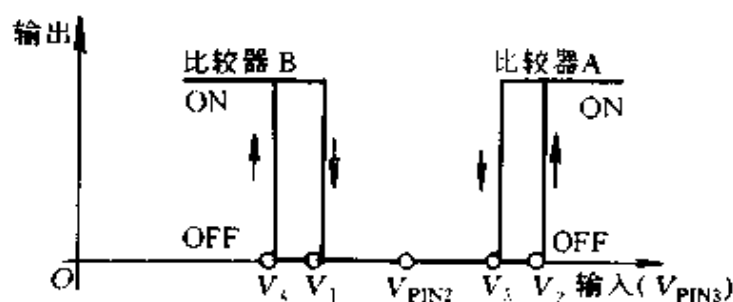


图 2-9 窗口比较器滞后特性和死区示意图

在信号时序图最下方，将时序从左到右分为四种工作状态。假如，最初实际位置未达到预定位置，即3脚电压 V_{PIN3} 尚低于 V_4 ，

比较器 B 是 ON 状态, $\bar{Q}$ 驱动, 使驱动输出 B 高电平而驱动输出 A 为低电平, 有电流从 10 脚经电动机流向 14 脚, 使电动机正向旋转加速。待 V_{PIN3} 上升到大于 V_1 , 则进入“死区”状态。比较器 B 翻转到 OFF 状态, V_{PIN3} 在图中的虚线范围内时比较器 A 和 B 都是 OFF 状态, 使制动有效, 波形〔6〕的 $\bar{Q}$ 制动为高电平, 使驱动输出 A 为高电平, 驱动输出 B 为高阻态。系统惯性使电动机继续转动产生反电动势, 并在下列回路形成续流: 从 10 脚到输出 B 的续流二极管, 再经 V_{CC} 母线到输出 A 的上侧晶体管, 回到 14 脚。此时电动机就像其两端被短接一样, 制动电流产生的制动转矩使电动机停转。此时 V_{PIN3} 停在“死区”波形〔1〕虚线的某个位置上。

如果系统惯性过大, 上述制动不足以使电动机停下来, V_{PIN3} 继续增加, 大于 V_2 而冲出了“死区”, 进入了“方向 A”状态。此时, 比较器 A 为 ON 状态, 驱动输出 A 为高电平, 输出 B 为低电平, 电动机反向供电。使电动机反转, V_{PIN3} 返回“死区”, 如波形〔1〕虚线所示。类似于方向 B 情况分析那样, 又冲出死区进入方向 B 状态。在两个方向上超越死区, 过大超调量使电动机摆动振荡, 应调整系统参数使之改善。

电动机运转方向是存储在方向锁存器的, 以确定当 V_{PIN3} 进入死区之后是 Q 制动还是 $\bar{Q}$ 制动。波形〔8〕和〔9〕中的虚线表示出现起动过电流时的情况, 经过电流时延后, 系统保护动作, 驱动输出 A 和 B 均进入高阻态。

误差放大器和窗口比较器输入处都有内部串接电阻和外部并接电容, 以滤除电刷换向时的电噪声。电刷噪声频率范围是从直流至 200MHz, 应使用高品质 RF 旁路电容, 容量为 0.001~0.1 μ F, 由试验确定。

在位置伺服应用中, 除了上例用电位器作反馈传感器之外, 还可以用光电、温度、磁通、压力等传感器, 只需将它们转换成与之成正比的电压信号即可构成一个完整的定位系统, 或光、温度、

压力……闭环控制系统。因此该芯片有广泛用途，如机器人控制、空气调节器、太阳跟踪、天线旋转系统等。

MC33030 用作双极限位置控制见图 2-10。被控机械设置两个机械限位机构。输入 0 和 1 对应于两位置的指令信号。当电动机被驱动到某一极限位置时，堵转使过电流监视动作，电动机停转，等待下一个反向指令到来再反向起动。

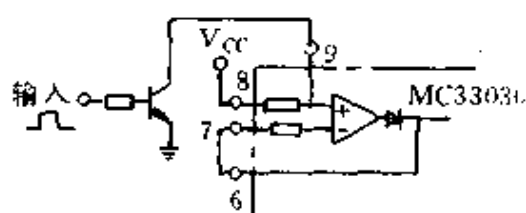


图 2-10 双极限位置控制的输入电路

3. 在闭环速度控制中的应用 下列两个例子是 MC33030 在直流电动机开关型速度闭环控制中的应用。速度基准电压从 2 脚引入。获得反馈速度电压有两种方法：一种方法是用单相交流测速发电机，其输出经整流、滤波和整定用电位器送至 8 脚（见图 2-11）；另一种方法是从电动机一端引出与电动机反电动势相关的信号（见图 2-12），经放大取平均值后作为 3 脚输入。利用驱动输出 A 作为单端输出，外接 TIP42 功率晶体管，驱动直流电动机，增大了控制功率。这两个例子表示了 MC33030 在单转向电动机中的应用。

电动机起动时，在 V_{PIN3} 低于 V_4 ，驱动输出 A（14 脚）为低电平，使 TIP42 饱和，电动机加速。至 V_{PIN3} 达到 V_1 后，14 脚为高阻态，使电动机停止供电。电动机由惯性转动至 V_{PIN3} 低于 V_4 才又重新驱动。由内部比较器 B 滞后回环作用，电动机处于 PWM 控制下维持于一定转速下工作。使用测速发电机的系统，在低速下仍有较好的稳速性能。

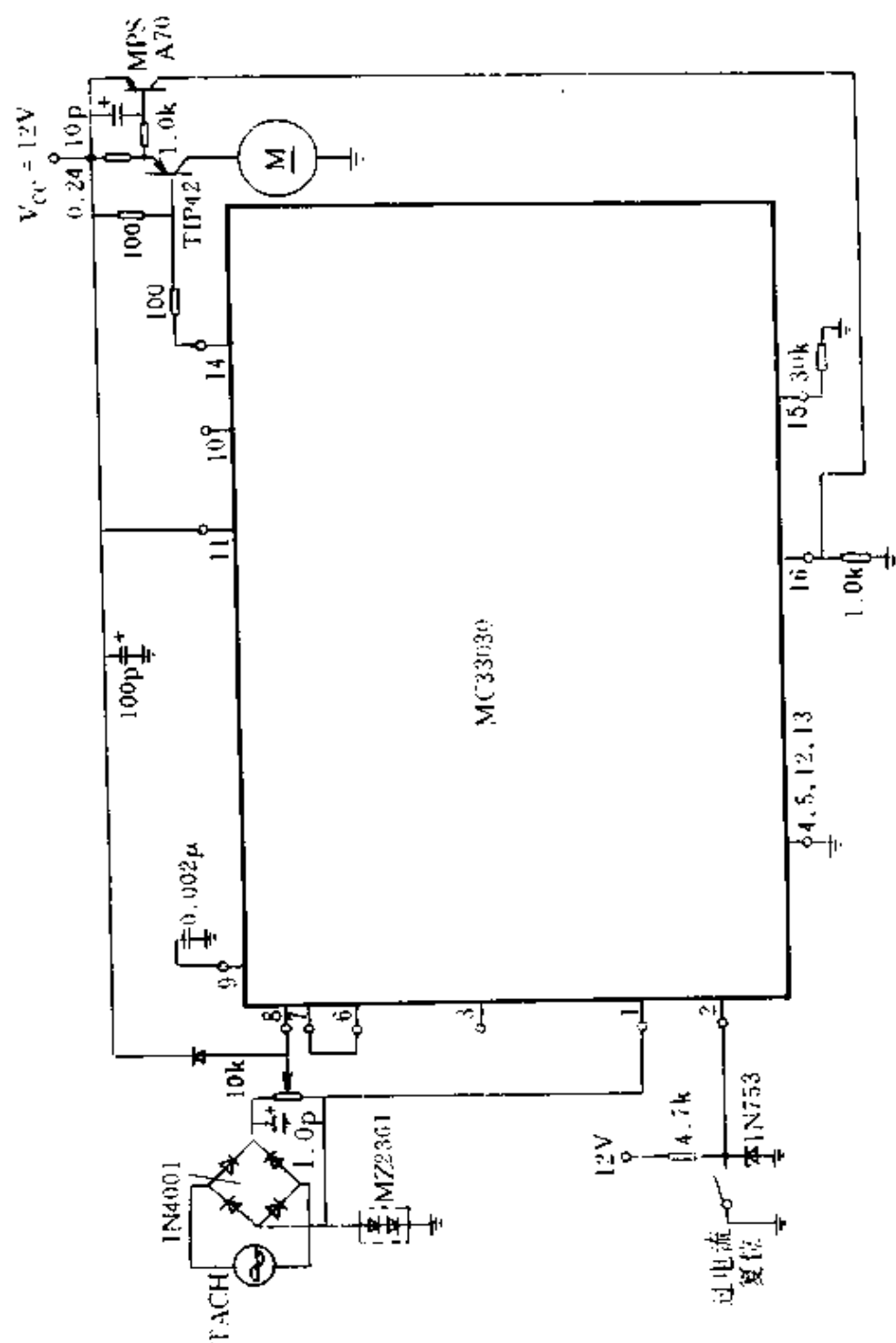
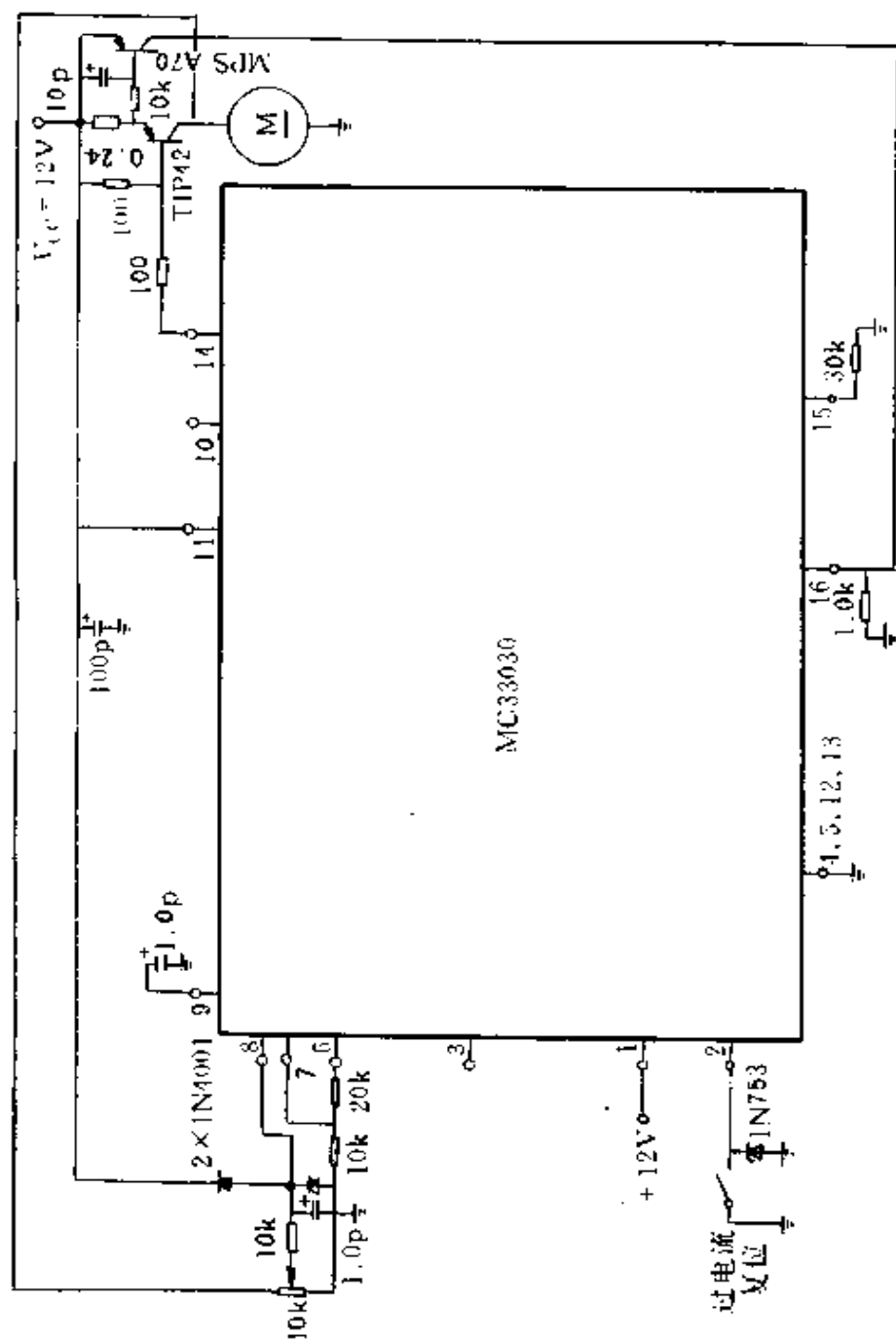


图 2-11 测速发电机反馈的闭环速度控制系统



2.3 L290/L291/L292 三芯片直流电动机速度和位置伺服控制

L290/L291/L292 三种专用集成电路是 SGS 公司为直流电动机控制而设计的。它们与一台带光电编码器的微型直流伺服电动机可组成一个由微处理器或微机(MCU)控制的位置伺服系统,见图 2-13。它们也可以单独使用,例如由 L291、L292 构成一个直流电动机速度控制系统。

1. L290 转速/电压转换器 L290 是 16 脚的塑料封装单片大规模集成电路 (LSI), 它完成下列三个功能:

- F/V 变换器产生测速电压
- 基准电压发生器
- 位置脉冲发生器

使用电源电压为 $\pm 10 \sim 15\text{V}$, 从光电编码器来的输入信号 FTA、FTB、FTF 的峰值为 $\pm 7\text{V}$ 。

对测速电压 (TACHO) 的产生说明如下。光电编码器的输出信号中, FTA 和 FTB 是两路正交的正弦信号, 而 FTF 是每转 1 个脉冲的信号。FTA 和 FTB 由放大器 N_1 和 N_2 放大后产生 V_{AA} 和 V_{AB} , 经外接 RC 网络微分, 信号 V_{MA} 和 V_{MB} 与原信号间有相移, 且幅值与电动机转速成正比。它们分别送至两个乘法器的输入端。两个乘法器的另一输入端分别为 V_{AC1} 和 V_{AC2} , 它们是由 V_{AB} 和 V_{AA} 经比较器后得到的。两个乘法器输出在运算放大器 N_3 中求和而获得测速信号 TACHO, 完成了 F/V 变换器的功能。图 2-14 表示了在正转和反转时各点波形。

L290 还将 STA、STB、STF 三个方波脉冲信号送给 MCU。STA 和 STB 供位置跟踪用, STF 供系统初始化用, 以确定绝对位置的原点。

L290 还为 L291 产生一个基准电压, 此基准电压为

$$V_{\text{REF}} = |V_{AA}| + |V_{AB}|$$

由于测速电压也是由 V_{AA} 和 V_{AB} 产生的, 因此系统有自补偿功

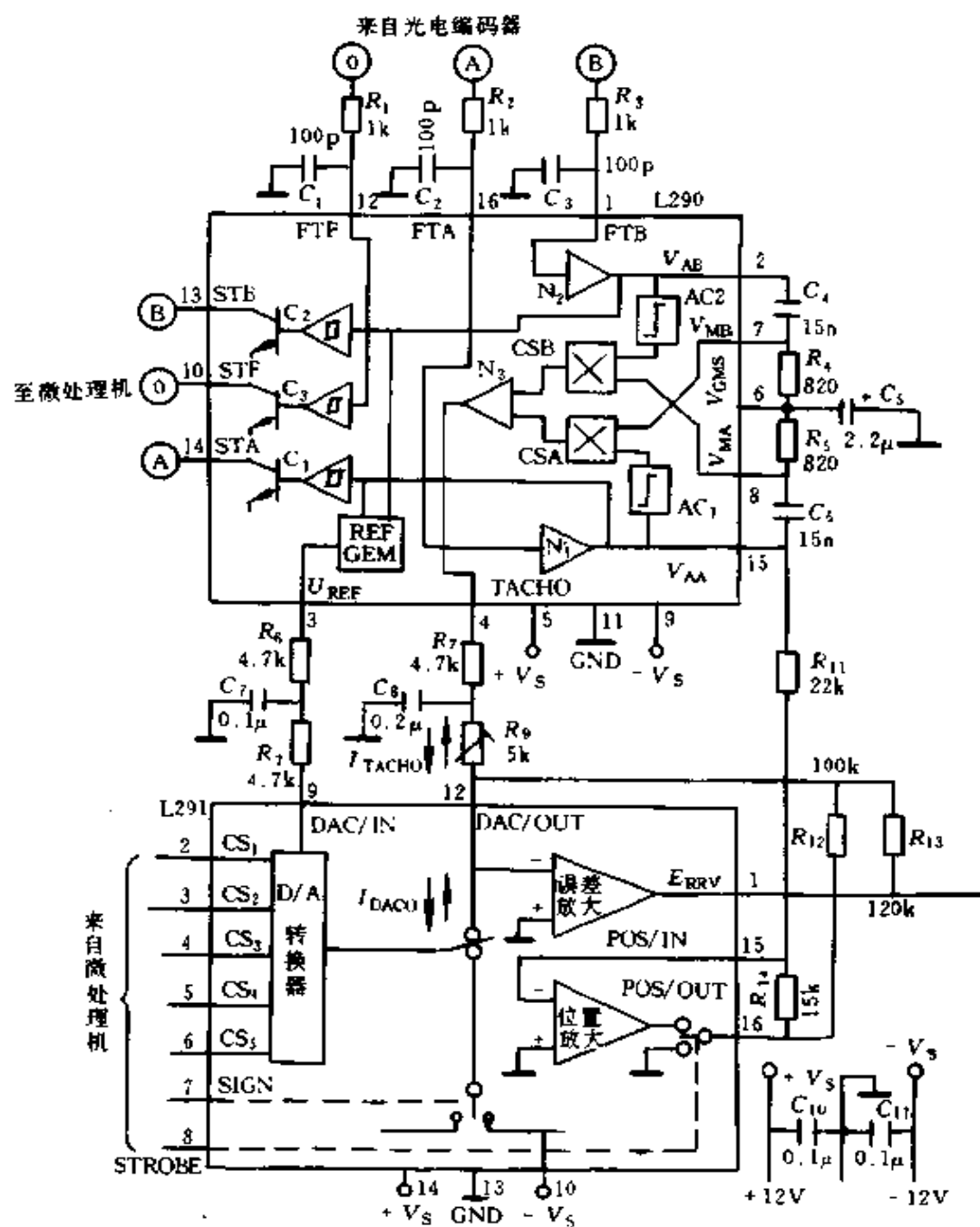


图 2-13 三芯片原理框图及组成

能，使输入电平波动、温度变化和元器件老化对系统性能的影响减小。

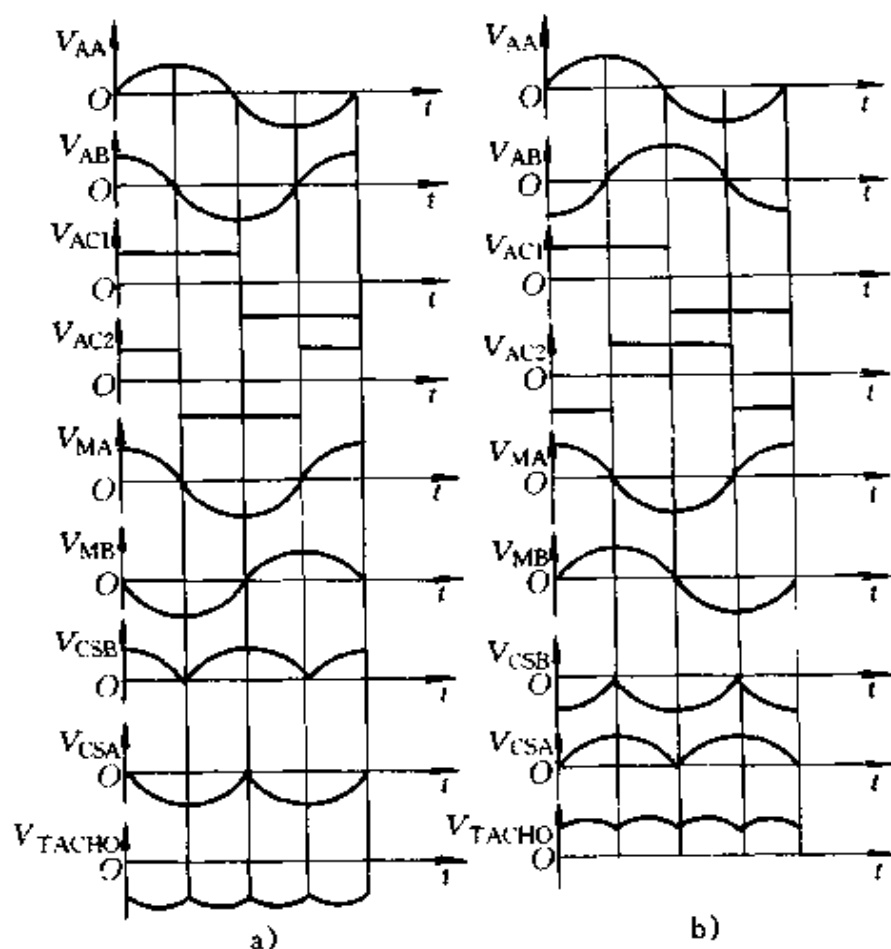


图 2-14 正转和反转时各点波形

a) 正转 b) 反转

2. L291 D/A 转换器和误差放大器 L291 是 16 脚塑料封装 LSI 电路，主要组成部分是 5bit 的 D/A 转换器，还有误差放大器和位置放大器。使用电源电压为 $\pm 10 \sim 15V$ 。

5bit 的 D/A 转换器接收从 MCU 来的二进制数码，参考电压取自 L290，产生双极性输出电流，其极性由输入的 SIGN 决定。最大输出电流为

$$I_{FS} = \pm \frac{31}{16} I_{REF}$$

式中 I_{REF} ——基准电流。

该 D/A 转换器最大线性误差为 $\pm 1/2$ LSB，即最大输出的 $\pm 1.6\%$ 。输入数码与输出电流 I_o 的转换关系见表 2-2。从 MCU 来的速度指令信号经 D/A 转换器转换为模拟量，再与从 L290 来的测速信号在误差放大器（速度调节器）比较，产生电动机的驱动信号 E_{RRV} ，送至 L292。速度调节器的参数可由外接电阻整定，为了得到良好的稳定性，速度调节器闭环增益应等于或大于 20dB。用 7 脚从 MCU 接收 SIGN 信号来控制电动机的转向。

表 2-2 D/A 转换表（低电平有效）

SIGN	输入数码					输出电流 I_o
	SC5 (MSB)	SC4	SC3	SC2	SC1 (LSB)	
L	L	L	L	L	L	$-\frac{31}{16}I_{REF}$
L	H	H	H	H	H	$-\frac{1}{16}I_{REF}$
×	H	H	H	H	H	0
H	H	H	H	H	L	$+\frac{1}{16}I_{REF}$
H	L	L	L	L	L	$+\frac{31}{16}I_{REF}$

设置的位置放大器使位置增益可单独调整，并且由 8 脚的 STROBE 信号决定系统的工作方式。当此信号为低电平时，位置放大器输出接至 16 脚，系统工作于位置闭环工作方式；若此信号为高电平，则为位置开环方式，即仅速度闭环控制，此时 16 脚接地。

3. L292 开关式直流电动机驱动器 L292 是 15 脚塑封的智能功率集成电路，其内部有一个功率跨导放大器，组成 PWM 电流环，向直流电动机提供双向的电枢电流与输入（6 脚）的 E_{RRV} 信号成正比。其特点是

- 使用单电源（18~36V）
- 驱动能力为 2A、36V、1~30kHz PWM

- 两个逻辑使能端
- 外接环路增益调节
- 有过载保护和电源欠电压保护

L292 设置有电流检测（由 R_{18} 、 R_{19} 用作电流检测电阻）和电流调节器。反馈滤波器和电流调节器的参数可从外部调整，实现电流闭环调节。内部设有电平移动电路，使电路在单电源下工作，可实现电动机正反转运行。输出级为 H 型桥式，为了避免两桥臂出现同时导通的危险，实际上末级有两个比较器，构成窗口比较器，接受控制电压和振荡器三角波信号，两个比较器输出的 PWM 信号有一定的时延。该时延 τ 的大小由 10 脚外接电容器 C_{17} 和内部内阻的 RC 乘积决定。如图 2-13， $C_{17} \approx 15\text{nF}$ ， $R_1 \approx 1.5\text{k}\Omega$ ，则 $\tau \approx 2.25\mu\text{s}$ 。当使用多个 L292 驱动多台直流电动机同步运行时，此 RC 网络应有正确接法；以避免产生开关噪声及互调问题。

L292 还具有输出级封锁功能，利用 12 和 13 脚不同组合来封锁输出。仅 12 脚为低电平、13 脚为高电平时，系统才能正常工作，其余组合状态均为封锁。

4. L290、L291 和 L292 组成的直流位置伺服系统 如图 2-13 所示，在此位置伺服系统中，与直流伺服电动机共轴一台光电编码器输出在 L290 产生测速反馈信号（4 脚）和位置反馈信号（15 脚），送给 L291，并产生位移-方向信号，送给 MCU。MCU 运算决定每个运动的最佳速度曲线，以合适的指令控制 L291。在该系统中，MCU 与 L290、L291 的连接线是 10 条 I/O 线：7 条输出和 3 条输入。给 L291 的是 5bit 速度指令数码、SIGN（设置转向）和速度/位置工作方式选择信号 STROBE，从 L290 来的三条输入线是 STA、STB、STF。

为了跟踪电动机位置，MCU 以 STA 计数，测量实际的位移量，并以 STA 和 STB 之间的相位关系来判别方向。常用方法是以 STA 作为中断输入，1 个中断服务程序将 STB 采样，由相位差决定计数是加还是减。

对于每一个运动，MCU 计算出位移，确定正确方向。系统起

动时,首先工作于位置开环(速度闭环)控制方式。MCU 向 L291 发出最高速度的指令码(若位移指令的距离很短,设定的速度可能要低一些),电动机以最高允许峰值电流起动,使电动机加速至设定转速。借助 STA 中断服务程序,逐步接近目标。然后逐步减小速度指令码,电动机制动。最后 L291 进入位置闭环控制方式、实现精确定位。图 2-15 给出此过程的转速和电流变化。

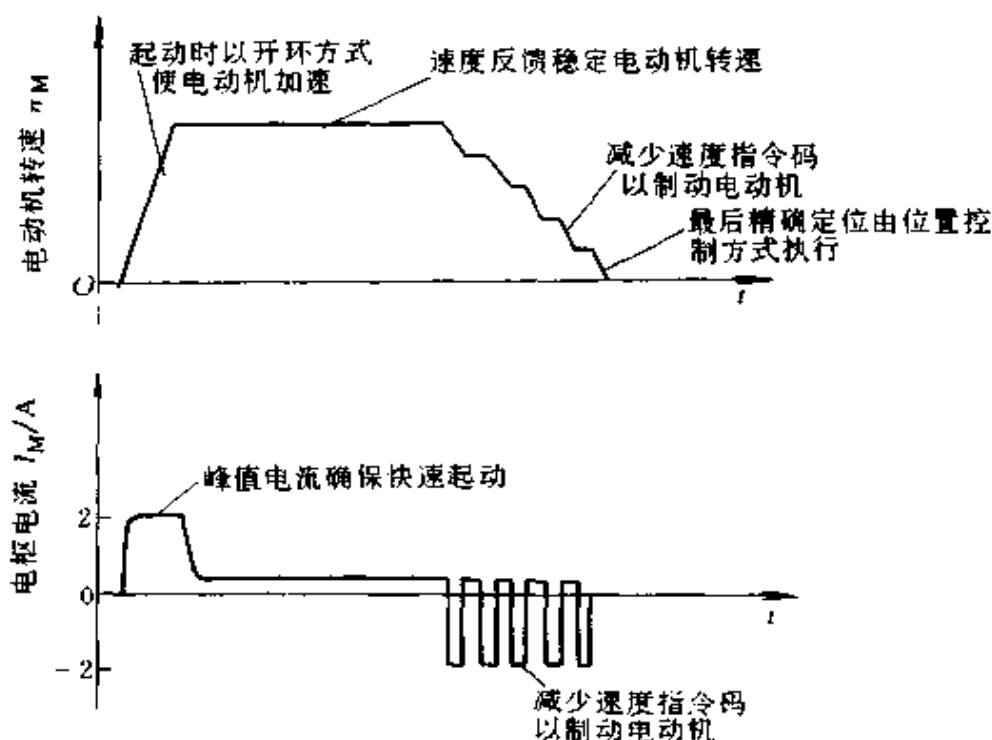


图 2-15 两种工作方式下的转速与电流变化

图 2-13 所示系统使用的电动机参数是:额定电压为 18V,最高工作电流为 2A,电枢电阻为 5.4Ω ,电感为 5.5mH ,空载转速为 3800r/min ,反电动势系数为 $4.5\text{mV}/(\text{r/min})$ 。光电编码器条纹数为 200。PWM 频率为

$$f = \frac{1}{2R_{20}C_{17}} = 22\text{kHz}$$

表 2-3 给出这个实例的外接元件推荐值,并解释它们在系统中的作用以及数值增大或减小时对系统性能的影响。

表 2-3 外接元件选择和对系统的影响

元 件	推荐值	作 用	大于推荐值时的影响	小于推荐值时的影响
R_1, R_2, R_3	1k Ω	滤除编码器噪声	使 U_{AA}, U_{AB} 偏移电压增加	
R_4, R_5	820 Ω	微分网络	转速偏移和转速信号增加	转速偏移增加, 转速信号减小
R_6, R_7	4.7k Ω	D/A 转换器输入电流的设定	输入电流增加	减小
R_8	4.7k Ω	设定电动机转速	增加	减小
R_9	5k Ω	调节转速	当 $R_9 \ll R_{13}/10$ 时, 有可能振荡	
R_{11}, R_{12}	22k Ω 100k Ω	设定位置环增益	降低	增加
R_{13}	120k Ω	设定速度环增益	增加	降低
R_{14}	15k Ω	设定位置环增益	增加	降低
R_{15}, R_{16}	510 Ω	反馈电流滤波	当 $R_{15} + R_{16} \leq 3.3k\Omega$ 时, 电流检测放大器输出有饱和的可能	
R_{17}	22k Ω	设定误差放大器增益	高频增益增加, $R_{17} > 5.6k\Omega$ 时有振荡的可能	
R_{18}, R_{19}	0.2 Ω	L292 跨导率设定	减小	增加
R_{20}	15k Ω	设定 PWM 频率	降低	增加
R_{21}	33 Ω	补偿网络		
C_1, C_2, C_3	100pF	滤去编码器噪声	频带变窄	变宽
C_4, C_6	15pF	微分网络	TACHO 信号增加	减小
C_5	2.2 μ F	旁路电容	增大偏压建立时间	降低对低频的旁路作用
C_7	0.1 μ F	对 D/A 转换器输入电流低通滤波		低速时电流纹波增加
C_8	0.22 μ F	对 TACHO 信号的低通滤波	速度环频带变窄	低速滤波效应降低, 使系统噪声增大

(续)

元 件	推荐值	作 用	大于推荐值时的影响	小于推荐值时的影响
C_{10}, C_{11}	$0.1\mu\text{F}$	电源旁路		有振荡可能
C_{12}	47nF	反馈电流滤波	阻尼系数降低, 有可能振荡	阻尼系数增大
C_{13}	47nF	取 $C_{13}R_{17} = L_s/R_s$, 取消电流环极点		
C_{15}	$0.1\mu\text{F}$	电源旁路		有振荡可能
C_{16}	$470\mu\text{F}$	电源旁路		纹波电压增加
C_{17}	1.5nF	设定振荡频率和输出晶体管死区	频率降低 死区增大	频率增加 死区减小
C_{18}	1nF	补偿网络		有可能振荡

5. L292 在直流电动机速度控制中的应用 L292 是单片功率集成电路, 其功能如同一个跨导放大器, H 桥输出负载电流与输入端 (6 脚) 的信号电压成正比。下面是在直流电动机速度控制中应用的例子。

(1) 直流电压控制的速度控制系统: 该系统见图 2-16, 这里用一台直流测速发电机 (TG) 作速度反馈。它的电压常数是 K_g 。输入的控制电压 V_i 从电位器 RP_1 得到。由它的极性控制电动机转向。在 $\pm 10\text{V}$ 供电的误差放大器中, 有下列关系:

$$\frac{V_i}{R_1} = -\frac{K_g n}{R_c}$$

$$V_i = V_o \frac{R_1}{R_3}$$

它的输出 V_o 作为 L292 输入, 设 G_m 为 L292 的跨导率, 典型值 $G_m = 220\text{mA/V}$, 即

$$G_m = \frac{I}{V_o}$$

由输入电压 V_i 与电动机负载电流 I 的关系可得到

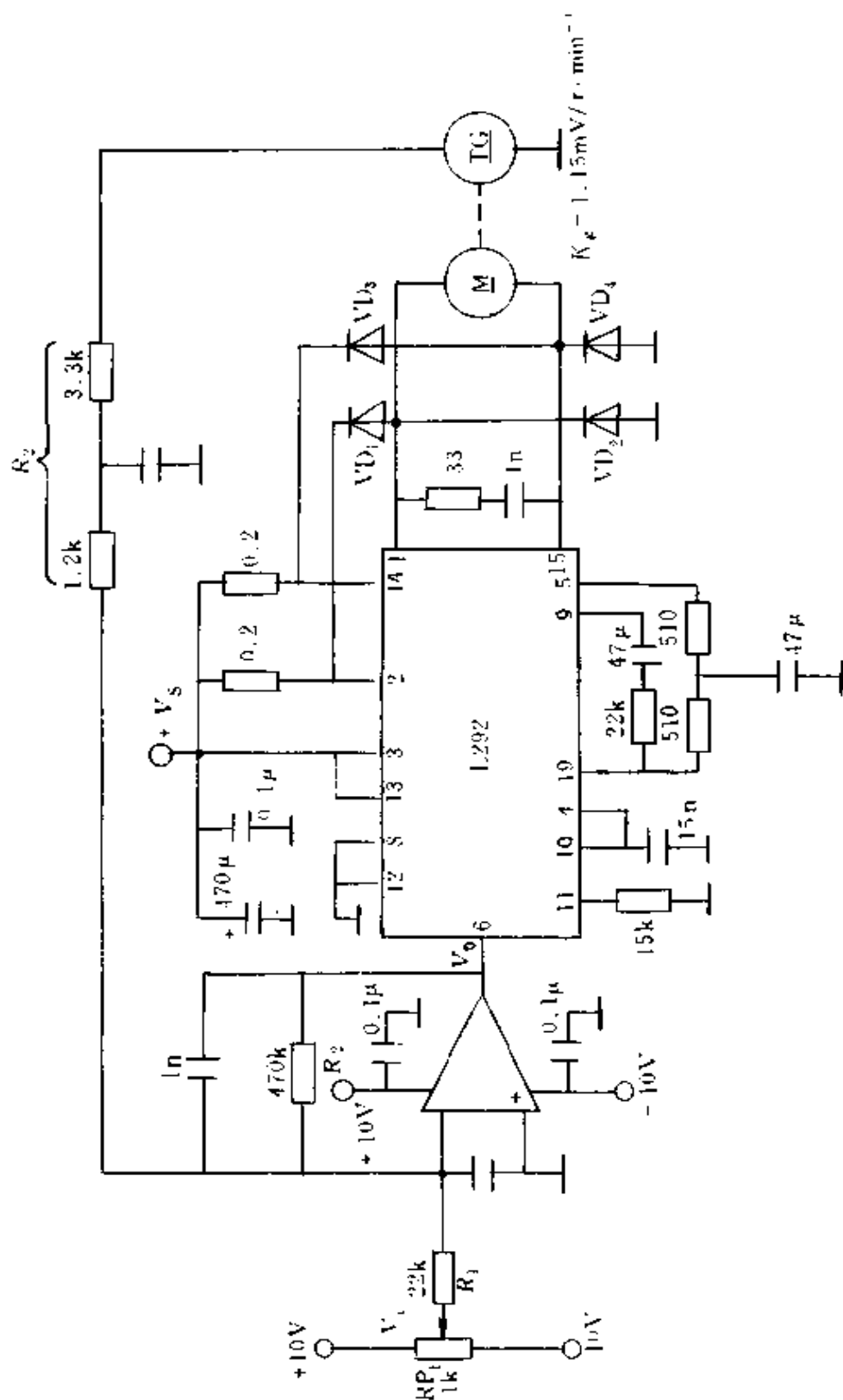


图 2-16 由 L292 组成的模拟电压控制速度的控制系统

$$V_i = \frac{I}{G_m} \cdot \frac{R_1}{R_3}$$

系统的转速 n 与负载电流 I 关系为

$$n = -\frac{I}{G_m K_g} \cdot \frac{R_2}{R_3}$$

如果控制指令电压 V_i 恒定, 负载电流变化量 ΔI 引起转速的变化为 Δn , 于是有

$$\Delta n = -\frac{\Delta I}{G_m K_g} \cdot \frac{R_2}{R_3}$$

从该电路控制特性图 (见图 2-17) 可以看出, 有控制死区的存在。曲线 1 表示轻载 200mA, 曲线 2 表示 1A 时的输入电压 V_i 与转速 n_M 的关系图, 死区的大小随电流增加而增大。从上式可见, 在这个有差调节系统中, 增大增益 (如增大 R_3), 有利于减小死区, 减小负载对转速的影响。

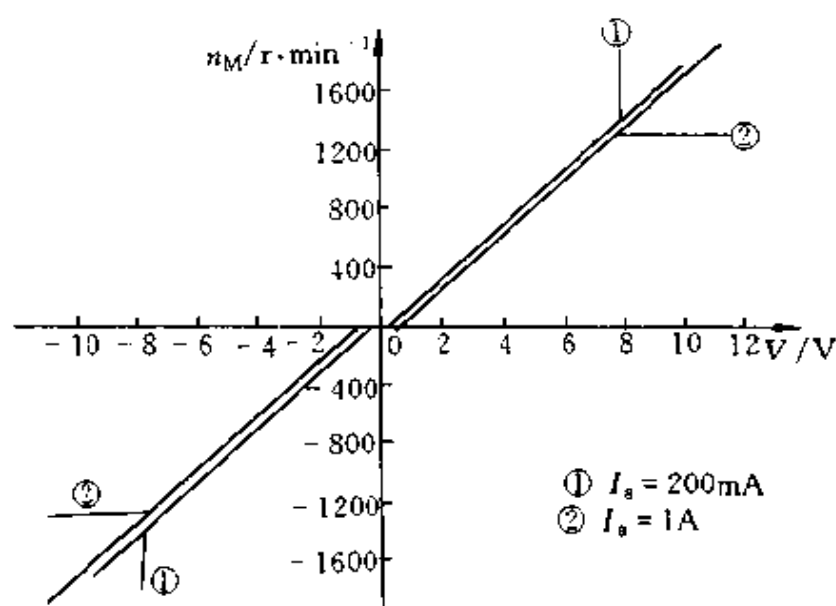


图 2-17 系统的控制特性

另一个改进的方案是将电流反馈信号以误差放大器求和点引入, 增加一个电流反馈环。此方案见图 2-18。L292 电路中, 与电动机平均电流成正比的电流在 5 脚和 7 脚之间的外电路流过, 如图 2-18 所示, 从 510Ω 电阻上采样经一运算放大器放大调节后, 送

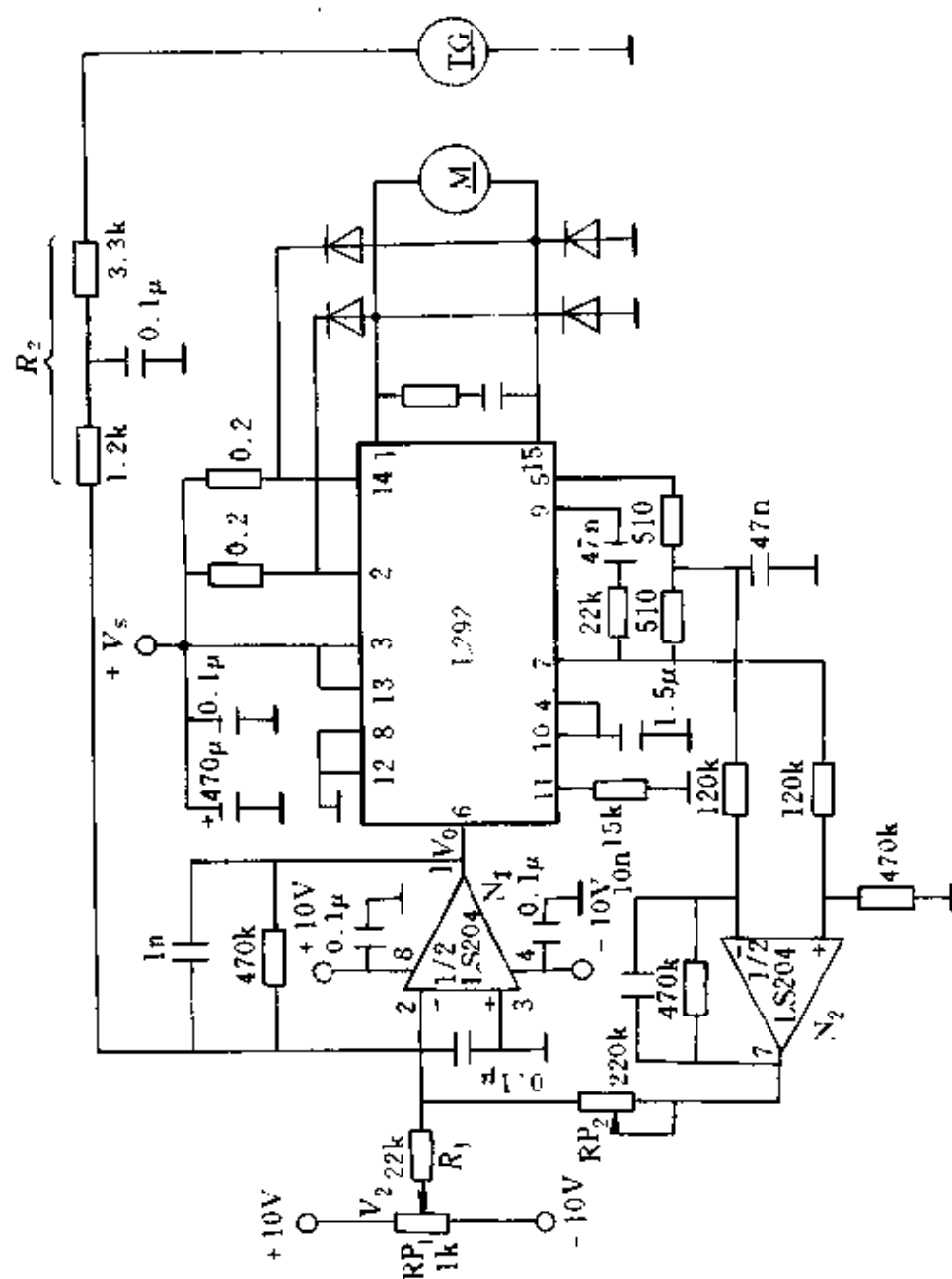


图 2-18 具有电流负反馈的速度控制系统

至误差放大器的 2 脚。反馈系数由电位器 RP_2 整定。适当调节 RP_2 ，可抑制负载电流对转速的影响。从图 2-19 可见，该电路的控制特性在 2A 电流内都是一条通过原点的直线。

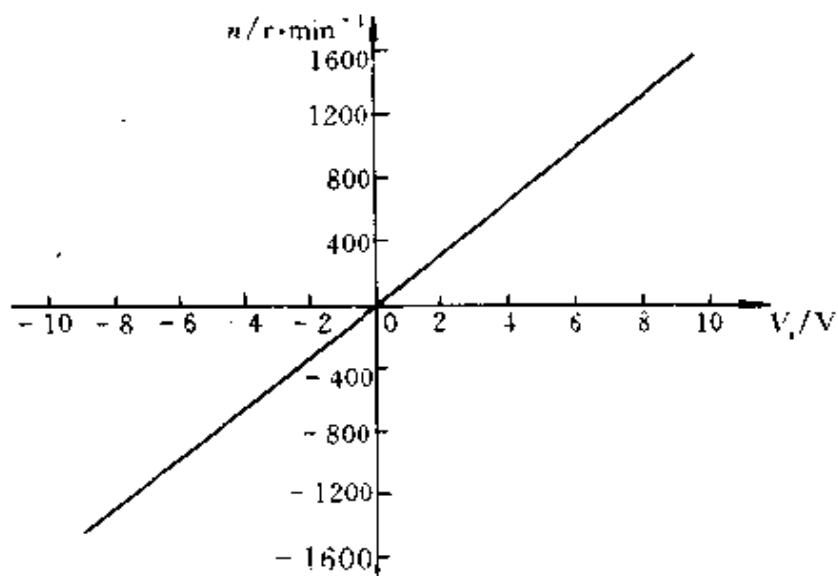


图 2-19 改进了的控制特性

(2) 由 L291、L292 组成的数字控制的速度系统：该系统电路图见图 2-20。在这个例子里，数字速度指令是二进制数码，从 L291 输入。测速发电机输出电压从 12 脚输入， N_1 为误差放大器。由 7 脚逻辑电平决定电动机转向。利用 L291 内部放大器 N_2 引入电流反馈。与上例稍有不同，由于 N_2 只有反相输入端可以使用，故电路稍为复杂一点。电流反馈信号从电位器 RP_1 滑动触头取得。调整方法是这样的，让给定零速数码 ($b_1 \sim b_5$ 均为 1) 输入，调节电位器 RP_1 ，使电动机转速为零。

6. L292 驱动功率的扩大 L292 PWM 驱动器最大驱动能力为 36V、2A，可用于约 60W 以下低压直流电动机的控制。在机器人、机床进给系统等大功率系统中应用时，可外接较大功率的晶体管，以扩展其驱动功率。

对于电压为 36V 以下，仅扩大驱动电流到 4A 的电路，见图 2-21。表 2-4 给出要求输出电流为 4、6、8A 时，应选择的功率晶体管 and 续流二极管、取样电阻 (R_7 、 R_8) 的推荐数据。

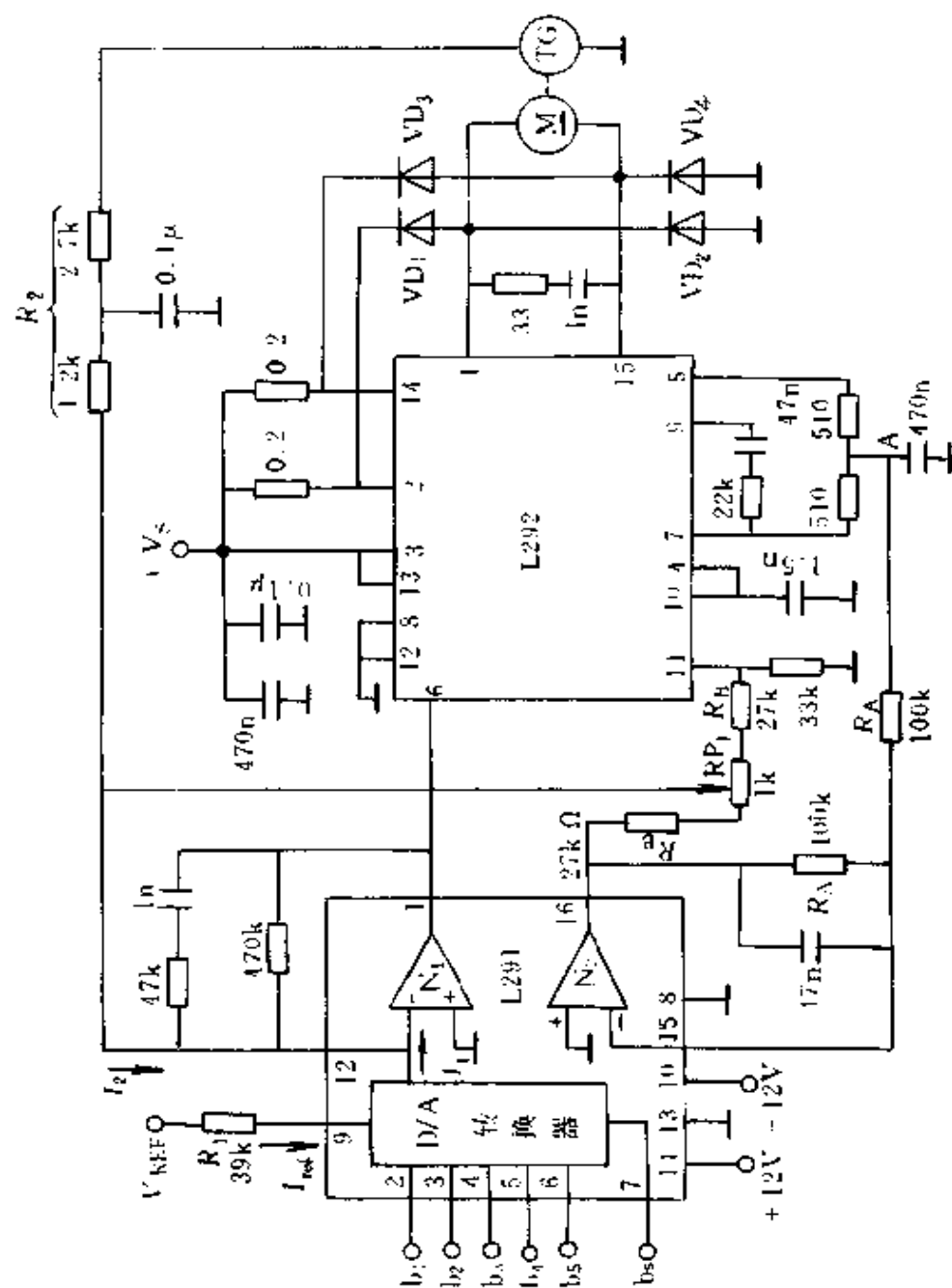


图 2-20 有电流反馈的数字速度控制系统

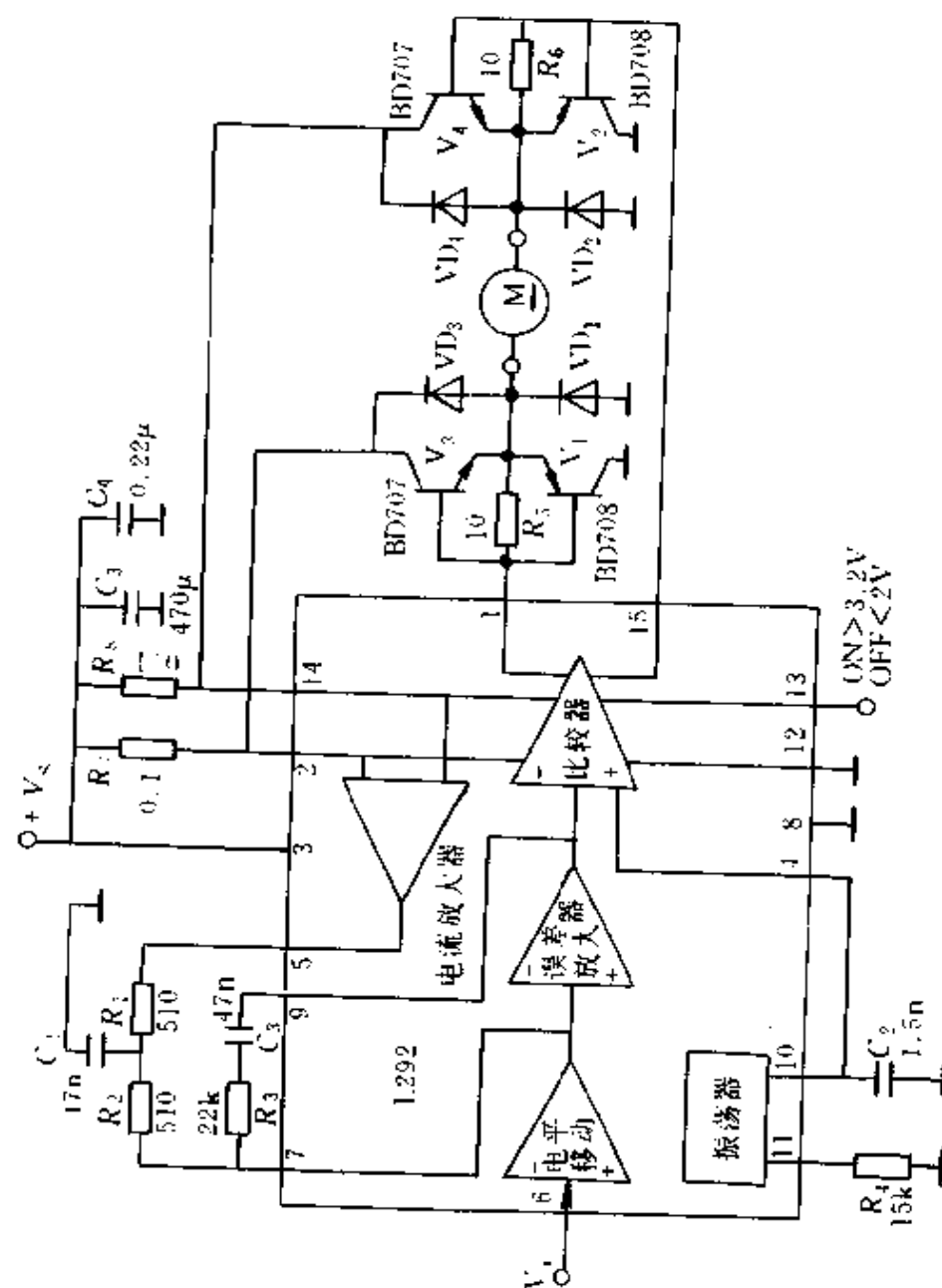


图 2-21 L292 扩展输出电流的电路

的电压比为 1 : 20。跨接在 7 脚与 9 脚之间的两个稳压二极管用来限制变压器的占空比 (15% ~ 85%)。LS141 运算放大器向 L292 提供电流反馈。两个电流取样电阻是 R_{s1} 、 R_{s2} 。电动机负载电流 I 与 6 脚输入电压 V_i 的关系是

$$I = \frac{120 \times 10^{-6} R_s}{R_s} V_i$$

这里, $R_s = R_{s1} = R_{s2} = 12 \times 10^{-3} \Omega$ 。当 R 的值是 390 ~ 860 Ω 变化时, 该电路的跨导率 I/V_i 是 3.0 ~ 8.6 A/V。

表 2-4 推荐的电路数据

输出电流 /A	指令电压 V_i/V	取样电阻 / $m\Omega$	功率晶体管		续流二极管电流 (快速二极管)
			V_1 、 V_2	V_3 、 V_4	
4	9.1	100	BD708	BD707	2A
6	9.1	65	BD908	BD907	3A
8	9.1	50	BDW52A	BDW51A	4A

2.4 SG1731 直流电动机 PWM 控制器

SILICON GENERAL 公司的 SG1731 是直流电动机 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宽调制信号, 控制 H 桥输出, 实现直流电动机的四象限控制, 可用于精确位置伺服控制和速度控制。

1. 特点

- 宽的工作电压范围, 驱动电源 V_o 为 $\pm 2.5 \sim \pm 22V$, 控制电路 V_s 为 $\pm 3.5 \sim \pm 15V$, 也可用单电源工作
- H 桥输出, 双向电流为 100mA
- 调制频率可调范围为 10Hz ~ 350kHz
- 误差放大器高转换速率, 典型值为 $15V/\mu s$, 单位增益带宽 1MHz
- 死区可调节
- 有关断控制

该芯片采用 16 脚 DIP 封装。按照工作温度范围分为三种不同型号：

SG1731 $-55 \sim +125^{\circ}\text{C}$

SG2731 $-25 \sim +85^{\circ}\text{C}$

SG3731 $0 \sim +70^{\circ}\text{C}$

2. 各部分说明 由图 2-23 的原理框图可知, SG1731 内部包括下列各部分: 三角波振荡器、误差电压放大器、脉宽调制器、H 桥驱动输出, 现分述如下。

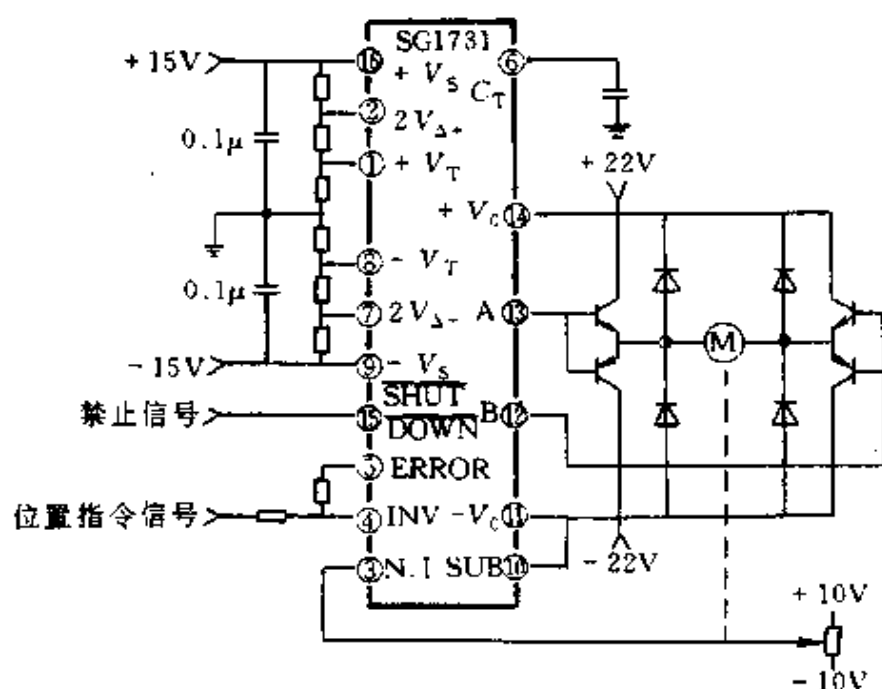


图 2-23 SG1731 原理框图

(1) 三角波振荡器: 它由两个电压比较器、一个 RS 触发器、一个双向 $500\mu\text{A}$ 恒流源和外接定时电容 C_T (接 6 脚) 组成。一个正基准电压 ($2V_{\Delta+}$) 施加至 2 脚, 负基准电压 ($2V_{\Delta-}$) 施加到 7 脚上, 它们决定了三角波的峰值和谷值电压。在正常情况下, 正负基准电压相等, 使波形对称。由于定时电容充电和放电均以 $500\mu\text{A}$ 恒流源进行, 故三角波的两个斜坡也是完全对称的。

如果用 ΔV 表示基准电压峰-峰值, 即 $\Delta V = 2V_{\Delta+} - 2V_{\Delta-}$ 。可取 $\Delta V = 1 \sim 10\text{V}$ 。三角波振荡周期 T_{osc} (s) 与定时电容 C_T (F) 关

系如下式：

$$T_{osc} = \frac{2C_T \Delta V}{5 \times 10^{-4}}$$

(2) 误差放大器：它是一个有内补偿的低输出阻抗运算放大器。它的输出和输入端均有引脚引出，用户可方便地使用常用的反馈补偿技术，以控制闭环系统的增益特性。

(3) 脉宽调制器：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，并衰减一半后在两个比较器与门槛电压 $+V_T$ 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 OUTPUT A (13 脚) 和输出 OUTPUT B (12 脚)。门槛电压分别从 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，它们表示在脉宽调制波形图 2-24 和图 2-25 中。

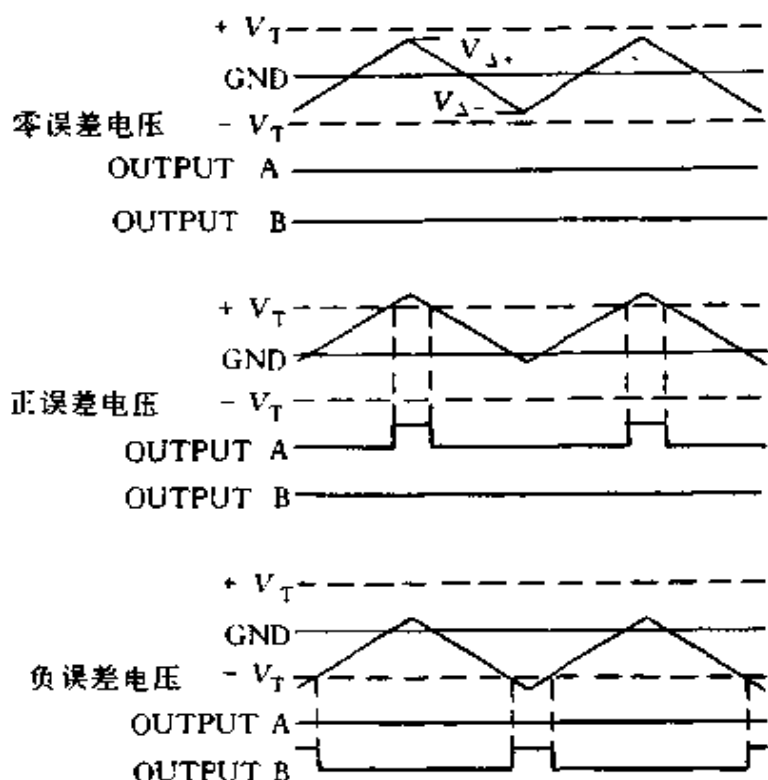


图 2-24 有死区工作方式调制波形

当 $+V_T > V_{\Delta+}$ 时为有死区工作方式。当误差电压为零时，三角波与

门槛电压没有交叉点，输出 A 和 B 保持低电平。当误差电压足够正时，三角波向上平移与门槛电压线周期性地相交，输出 OUTPUT A 有 PWM 输出。此脉冲占空比与误差电压有正比关系，直至 100% 占空比。同样在负误差电压下，输出 OUTPUT B 被调制。

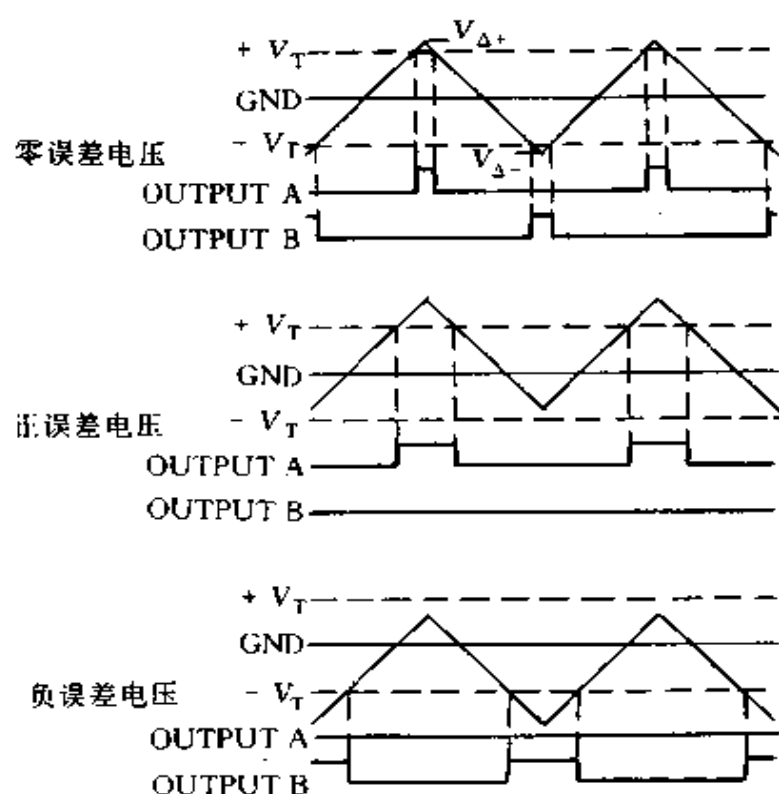


图 2-25 无死区工作方式调制波形

当 $+V_T < V_{\Delta+}$ 时为无死区工作方式。当误差电压为零时，三角波与门槛电压线有交叉，在输出 OUTPUT A 和输出 OUTPUT B 出现两列相互相差为 180° 的激励脉冲，有利于消除系统的机械死区，故把此种工作方式称为无死区工作方式。

(4) 输出驱动级：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，四个二极管起钳位和续流作用。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。

此外，15 脚用作关断控制，当接低电平时，输出级瞬时强制为高阻态，可用于系统保护。

3. 典型应用例子

(1) 在位置伺服中的应用:如图 2-26 所示,控制电源为 $\pm 15\text{V}$,驱动级电源为 $\pm 22\text{V}$ 。外接 H 桥晶体管开关,以扩大输出电流。电动机经齿轮传动带动一电位器作为实际位置检测,反馈电压从 3 脚引入。位置指令电压信号从 4 脚输入。用六个电阻分压得到三角波峰值电压和阈值电压值。

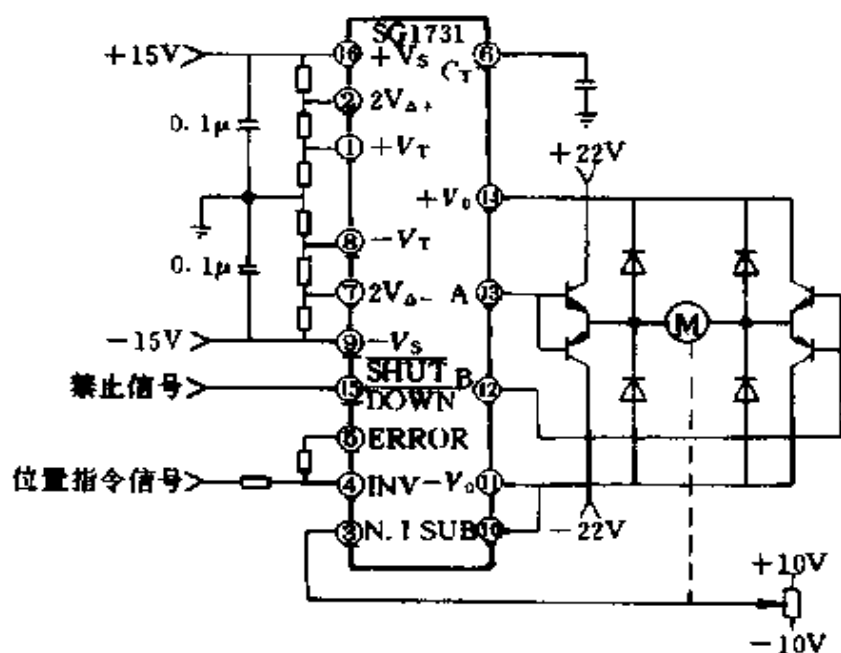


图 2-26 闭环位置伺服的应用例

(2) 在速度控制中的应用:图 2-26 的电位器用测速发电机代替,即可构成速度控制系统。

图 2-27 所示的例子是由 SG1731 的 12、13 脚直接驱动微型直流电动机的可逆速度控制电路。测速发电机信号经衰减网络、RC 低通滤波器接至误差放大器同相输入端 3 脚。右边电路是考虑到增加限流保护而增设的。芯片的 14 脚和 10、11 脚原先分别接电源 $\pm 15\text{V}$,现分别接至该电路的两指定点上。当电动机突然反转时,出现过电流,由取样电阻 4Ω 产生电压信号控制两个晶体管状态,实现了限流,以保护芯片。电流超过 $200\sim 250\text{mA}$ 时,电路被关断。

图 2-27 附加限流电路的可逆速度控制系统

2.5 UC3637 直流电动机双 PWM 控制器

UC3637 是直流电动机脉宽调制 (PWM) 控制器。该集成电路适用于开环或带测速发电机反馈的闭环直流电动机速度控制, 内部产生一个模拟误差电压信号, 输出两路 PWM 脉冲信号。这两路信号与误差电压信号的幅值成正比, 且与极性相关。因此可构成双向的调速系统。该控制器还可以用于其他电动机 PWM 控制, 例如无刷直流电动机 PWM 速度控制、位置控制和步进电动机电流细分控制 (参见第 5 章)。

1. 特点

- 单电源或双电源工作, $\pm 2.5 \sim \pm 20\text{V}$
- 双路 PWM 信号输出, 驱动电流能力为 100mA
- 限流保护
- 欠电压封锁
- 有温度补偿, 2.5V 阈值的关机控制

2. 结构与功能 如图 2-28 原理框图所示, UC3637 主要由下列几部分组成。

- (1) 三角波发生器: CP, CN, S1, SR1
- (2) PWM 比较器: CA, CB
- (3) 输出控制门: NA, NB
- (4) 限流电路: CL, SRA, SRB
- (5) 误差放大器: EA
- (6) 关机比较器: CS
- (7) 欠电压封锁电路: UVL

现分述如下:

(1) 三角波的产生: 如图 2-29 所示, 在正电源 $+V_s$ 和负电源 $-V_s$ 之间串接 R_1 、 R_2 、 R_3 三个电阻, 两个分压点分别接 $+V_{TH}$ (1 脚) 和 $-V_{TH}$ (3 脚), 作为阈值电压。2 脚和 18 脚分别接电容 C_T 和电阻 R_T , 电容和电阻另一端都接地。 $+V_{TH}$ 还通过内部的缓冲电路与 R_T 作用产生给电容充电的恒流 I_s 。当 C_T 以恒流线性充

电, 2 脚电压达到 $+V_{TH}$ 时, 比较器 CP 触发 SR1, 使 Q 为高电平, 关闭开关 S1。负电流 $2I$, 接 2 脚, 两恒流之差是 I , C_T 以 I 线性放电, 到 $-V_{TH}$ 时, 比较器 CN 触发 SR1 的复位端 R, 引起电容的重新充电过程。产生的三角波电压信号峰-峰值为 $\pm V_{TH}$, 其频率决定于 $\pm V_{TH}$ 、 C_T 、 R_T 。

(2) 双 PWM 信号的产生:

参照图 2-29 比较器连接图, 比较器 CA 和 CB 的 $-A_{IN}$ (10 脚)、 $+B_{IN}$ (8 脚) 连至 2 脚, 得到三角波输入。外接控制信号 V_C 经电阻 R_3 、 R_4 分别接 $\pm V_S$, 并从 $+A_{IN}$ (11 脚) 输入 $-V_R$, 从 $-B_{IN}$ (9 脚) 输入 $+V_R$ 。这两比较器的输出为双 PWM 信号, 它们互为反相, 并且在它们的前后沿都存在死区时间 (deadtime), 见图 2-30。

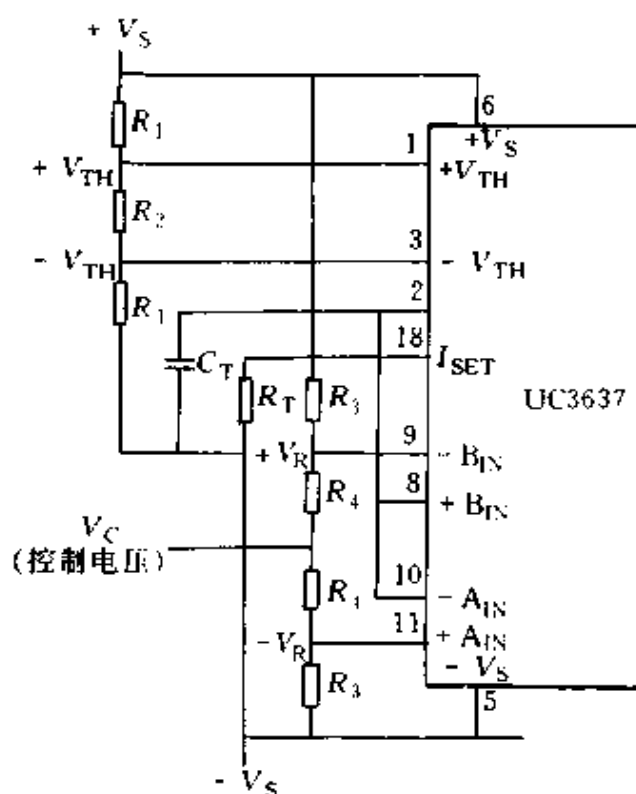


图 2-29 比较器外电路连接

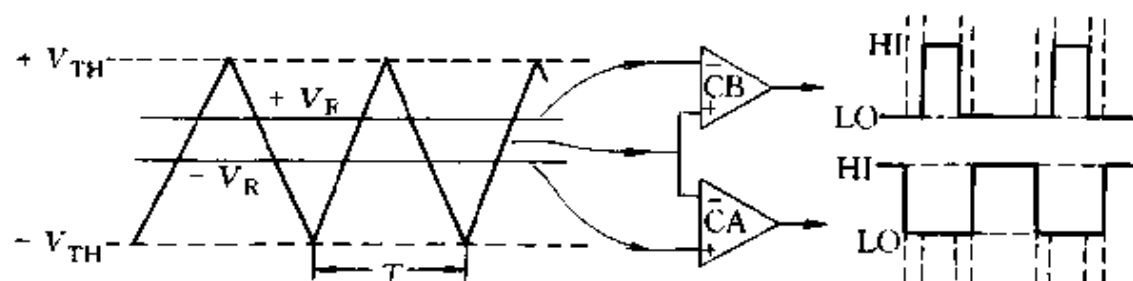


图 2-30 双 PWM 信号的产生

CA 和 CB 的信号必须经与非门 NA 和 NB 才能从 A_{OUT} (4脚) 和 B_{OUT} (7脚) 输出。为此, 首先要满足欠电压封锁和关机保护未动作的条件, 另外 SRA 和 SRB 的 Q 应为高电平, 后者受限流电路控制。

(3) 限流控制: 在图 2-32 中, 利用 R_s 作为电动机电流的检测电阻, 检测信号从 12 和 13 脚输入。比较器 CL 设有 200mV 的阈值, 当电动机电流增大而使 R_s 上的电压达到这个阈值时, CL 输出变为高电平, 令 SRA 和 SRB 复位至低电平, 进而 A_{OUT} 和 B_{OUT} 变为低电平, 对应于图 2-31 的时序图中的 t_1 时刻。锁存器 SRA 和 SRB 分别在三角波的最大值和最小值 (对应图中的 t_2 和 t_3 时刻) 时再返回高电平。这种每周期一次的限流方法十分快速和有效。

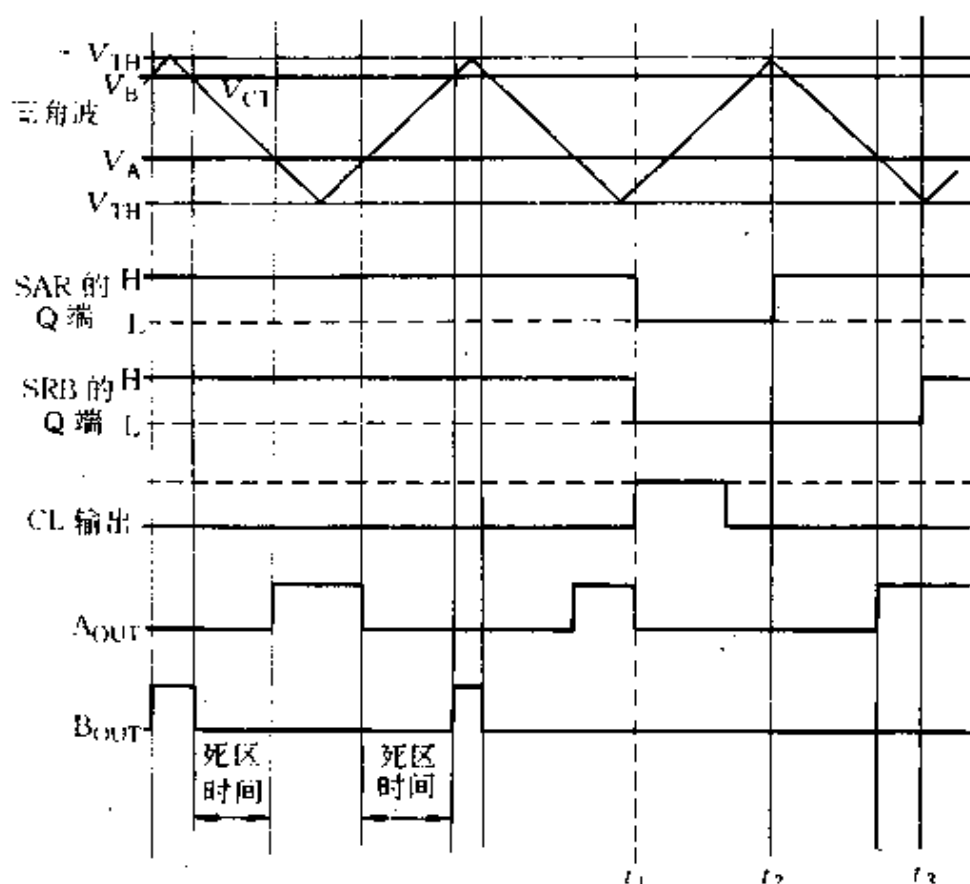


图 2-31 PWM 信号时序图

(4) 欠电压封锁和关机控制: UC3637 内部的欠电压封锁电

路，在电源电压 $+V_s$ 低于 $+4.15V$ 时作用，使输出 A_{OUT} 、 B_{OUT} 锁为低电平。

关机控制比较器 CS 的反相输入端内接 $(V_s-2.5V)$ 电压，同相输入端接 14 脚。在 14 脚外接适当电路可以用来控制电动机的起停，或延时起动，或其他保护控制。

(5) 误差放大器：独立的误差放大器是一个高速运算放大器，典型带宽为 $1MHz$ ，有低输出阻抗，可在闭环速度控制中作为速度调节器使用。

3. 应用示例

(1) 直流电动机开环速度控制 控制图见图 2-32。参照比较器外电路连接图(图 2-29)，外电路参数可由下列设定条件进行计算：

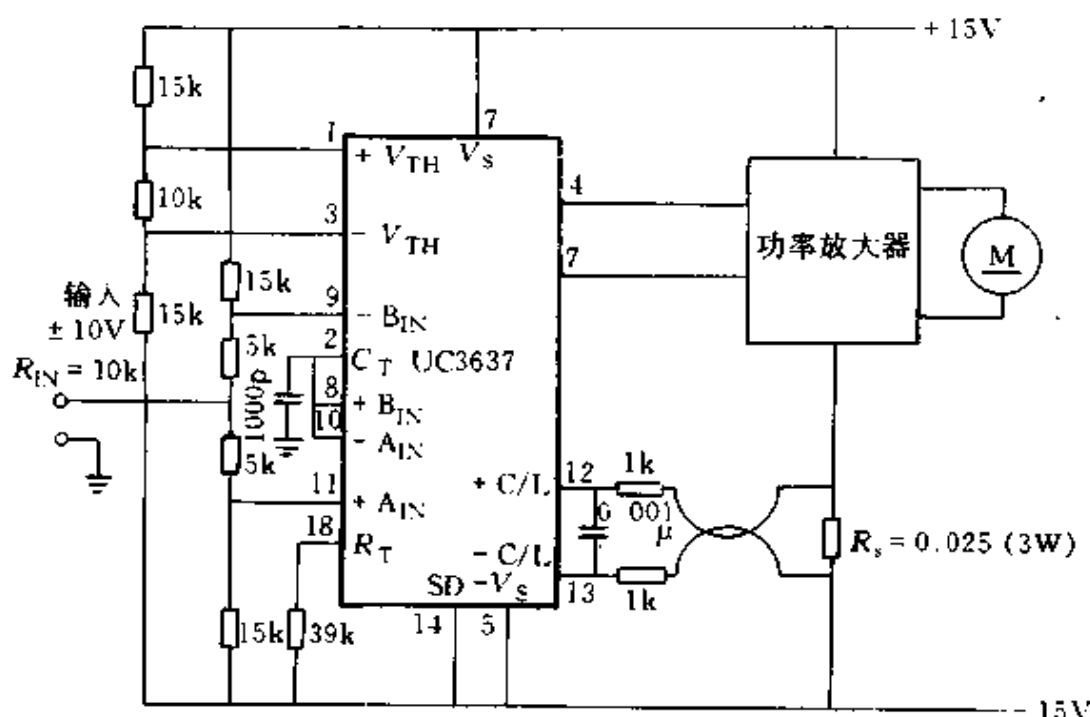


图 2-32 开环速度控制

电源电压为 $\pm V_s$ ；

控制电压 V_c 的最大值为 V_{cmax} ，在此电压输入时，输出应达到

100%占空比；

控制的输入阻抗为 R_{IN} ；

$$a = V_R / V_{TH}$$

计算公式是

$$R_3 = \frac{2R_{IN}V_S \left(1 + \frac{1}{a}\right)}{V_{cmax} + V_S \left(1 + \frac{1}{a}\right)}$$

由

$$R_{IN} = \frac{R_3 + R_4}{2}$$

及取

$$R_1 = R_3$$

得

$$R_4 = 2R_{IN} - R_3$$

又

$$V_A = \frac{V_S R_4}{2R_{IN}}$$

$$V_{TH} = \frac{V_R}{a}$$

$$R_2 = 2R_3 \frac{V_{TH}}{V_S - V_{TH}}$$

取 PWM 定时电路充电电流为 0.5mA，则有

$$R_T = \frac{V_S + V_{TH}}{0.0005}$$

$$C_T = \frac{0.0005}{4f_T V_{TH}}$$

其中， f_T 为 PWM 频率。由允许电动机最大电流 I_{max} 决定 R_s 。

$$R_s = \frac{0.2}{I_{max}}$$

对于图 2-32 所示的开环控制系统，要求：

$$\pm V_S = \pm 15V$$

$$V_{cmax} = \pm 10V \quad R_{IN} = 10k\Omega$$

$$\text{PWM 频率 } f = 30kHz$$

$$\text{限流 } I_{max} = 8A$$

取

$$a=1$$

计算得

$$R_3 = \frac{2 \times 10^4 \times 15 \times 2}{10 + 15 \times 2} \text{k}\Omega = 15 \text{k}\Omega$$

$$R_4 = 2 \times 10^4 - 15 \times 10^3 \text{k}\Omega = 5 \text{k}\Omega$$

$$V_R = \frac{15 \times 5 \times 10^3}{2 \times 10^4} \text{V} = 3.75 \text{V}$$

$$V_{TH} = 3.75 \text{V}$$

$$R_2 = (2 \times 15 \times 10^3) \times \frac{3.75}{15 - 3.75} \text{k}\Omega = 10 \text{k}\Omega$$

$$R_T = \frac{15 + 3.75}{0.0005} \text{k}\Omega = 37.5 \text{k}\Omega$$

$$R_1 = R_3 = 15 \text{k}\Omega$$

$$C_T = \frac{0.0005}{4 \times 30 \times 10^3 \times 3.75} \text{F} = 1.11 \times 10^{-9} \text{F}$$

取

$$C_T = 1000 \text{pF} \quad R_T = 39 \text{k}\Omega$$

此时

$$f_T = 32 \text{kHz}$$

$$R_s = \frac{0.2}{8} \Omega = 0.025 \Omega$$

图中功率放大器常用 H 桥开关放大器。

(2) 直流电动机-测速发电机闭环控制 利用 UC3637 内部误差放大器 EA, 测速发电机速度电压信号经滤波后与速度指令电压比较, 误差经放大和校正后作为控制电压 V_c 。UC3637 的 A_{OUT} 和 B_{OUT} 供给 H 桥开关功率放大器, 它是由四个 MOSFET 构成的。该系统加速度约每毫秒为 100r/min 。3dB 带宽为 80Hz 。此系统见图 2-33。

另一个闭环速度控制例子见图 2-34。它是用单电压电源 (24V) 和用 L298 集成的 H 桥功率放大器组成。和上例一样, 它也是适用于双向速度控制的。L298 性能见 5.7 节。

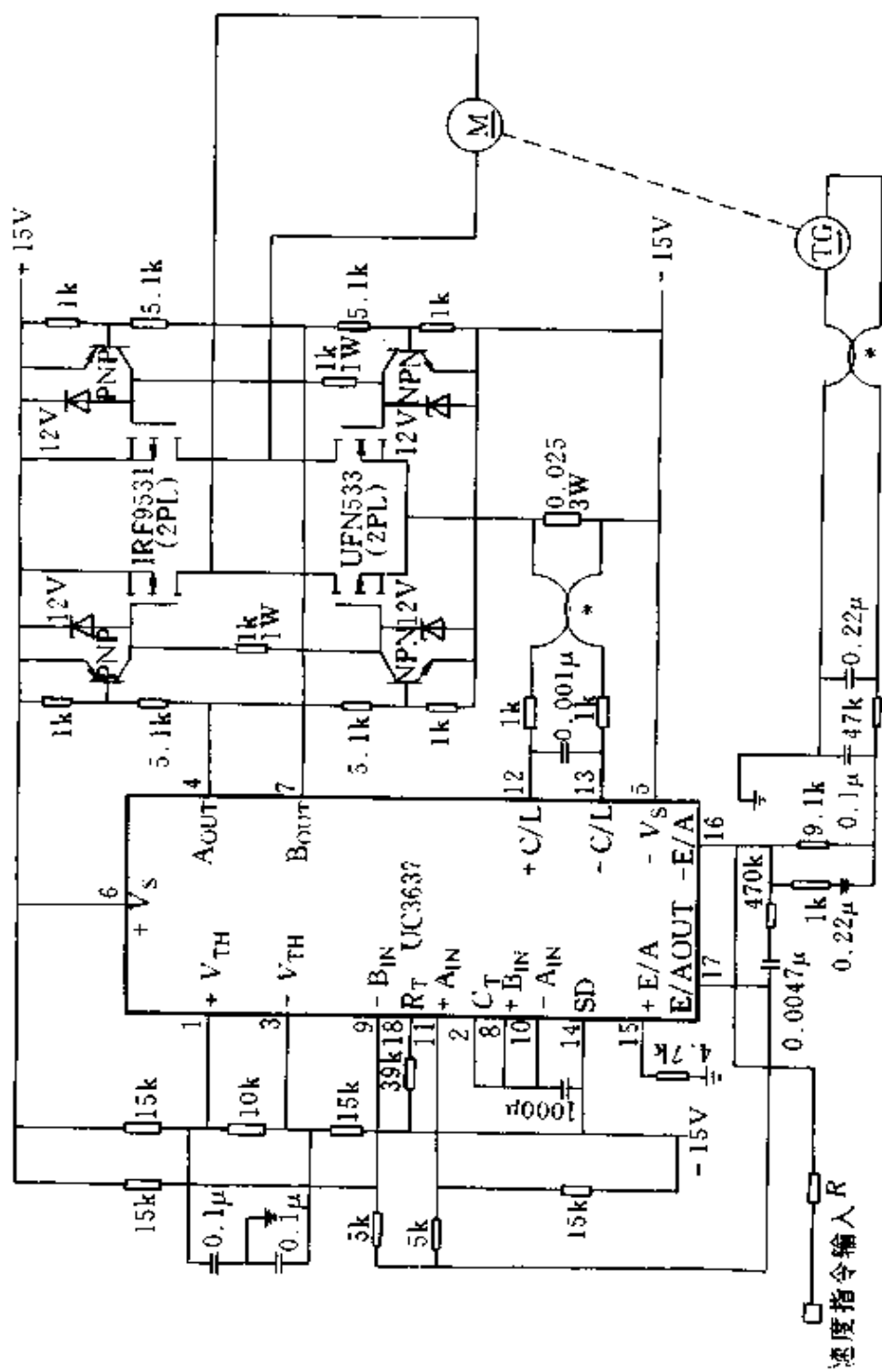


图 2-33 闭环速度控制

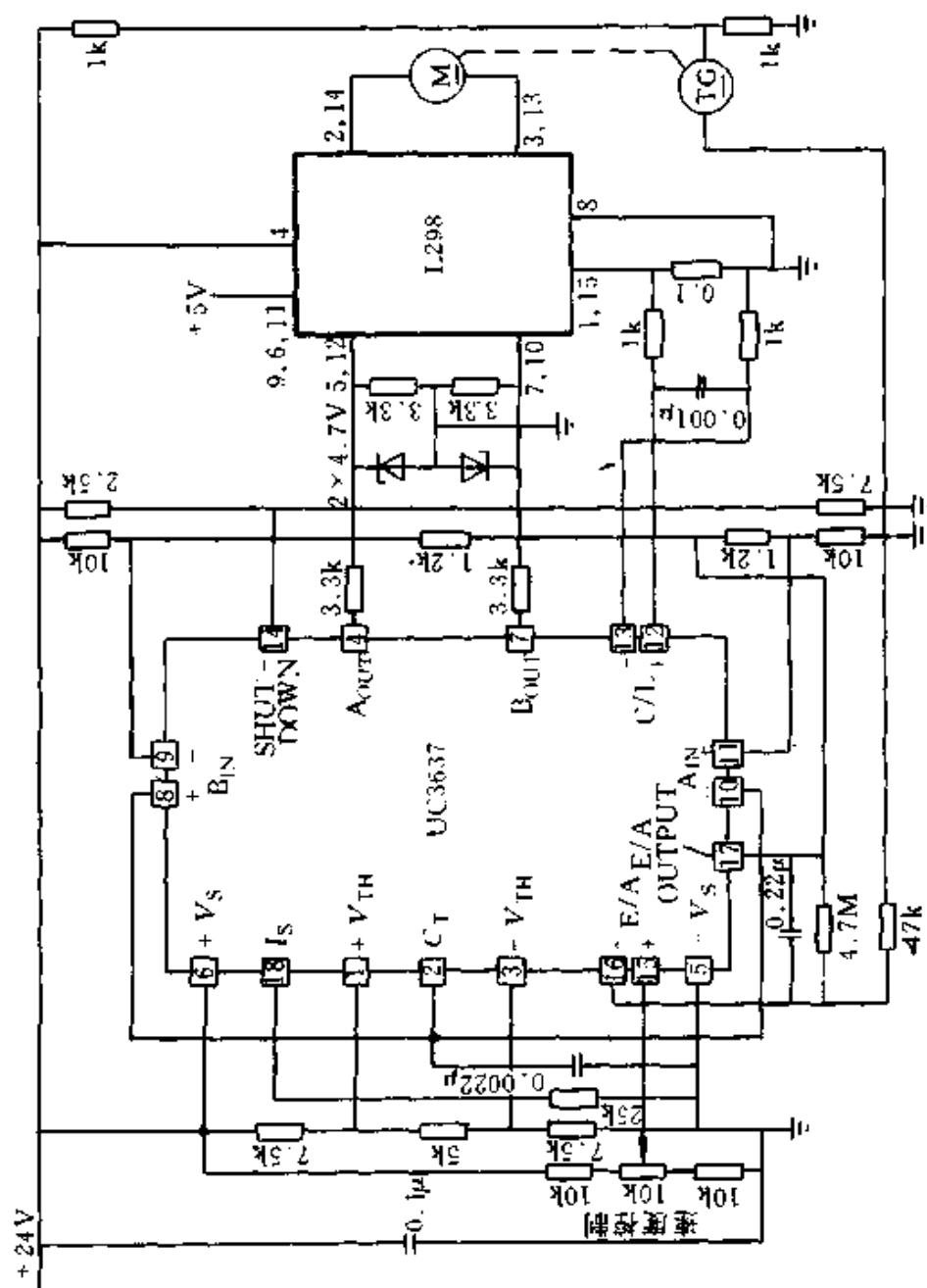


图 2-34 用单电源的闭环速度控制

2.6 TCA955 直流电动机 PWM 稳速控制集成电路

由德国 Siemens 公司生产的 TCA955 单片集成电路适用于带频率发生器 (FG) 作为速度反馈的直流电动机稳速控制。它采用 F/V 变换和 PWM 控制技术, 外接 H 桥功率开关, 可实现对电动机起停、正反转和稳速控制, 也可外接单管开关用作单转向的速度控制。它采用 16 脚双列直插式 (DIP) 封装。

1. 工作原理 如图 2-35 所示, TCA955 内部包括输入放大器、二倍频电路、单稳态触发电路、三角波发生器、比较器、预充电电路和电压指示电路等部分。在电动机同轴安装的频率发生器 (FG), 其输出信号频率反映电动机转速。它从 TCA955 的 2、3 脚差动输入, 也可以如图那样从 2 脚单端输入 (另一端接地)。输入放大器有 80dB 高电压增益, 即使输入信号较小, 仍能得到足够幅值的方波脉冲信号送给二倍频电路, 对应此方波信号的前沿和后沿获得二倍频尖脉冲信号。信号二倍频的目的是减小 F/V 变换后直流速度信号的纹波。用二倍频后的信号 (周期为 T) 去触发单稳态触发器电路, 此触发器时延 t_0 由外接电阻 R_3 和电容 C_3 决定。

$$t_0 = 0.89R_3C_3$$

单稳态电路输出脉冲的占空比 t_0/T 与转速成正比。经 RC_4 和 R_4C_5 组成两级低通滤波器滤波后从 8 脚获得直流信号, 其平均值表示了转速实测值。这里 $R=8.7k\Omega$, 是芯片内部电阻。以上电路完成了 F/V 变换作用。

由三角波发生器产生作为参考信号的三角波。其频率 f_{sw} 由外接电阻 R_7 和电容 C_7 决定。

$$f_{sw} = \frac{1}{0.4R_7C_7}$$

此三角波含有直流电压成分, 为 $0.44V_{cc}$, 可理解为速度基准电压 V_{REF} , 而三角波的交变部分峰-峰值 ΔV_{REF} 约为 $0.18V_{cc}$, 用作产生 PWM。三角波信号从比较器同相输入端 (9 脚) 输入, 转速实测值从比较器反相输入端 (8 脚) 输入, PWM 信号从 16 脚输出。

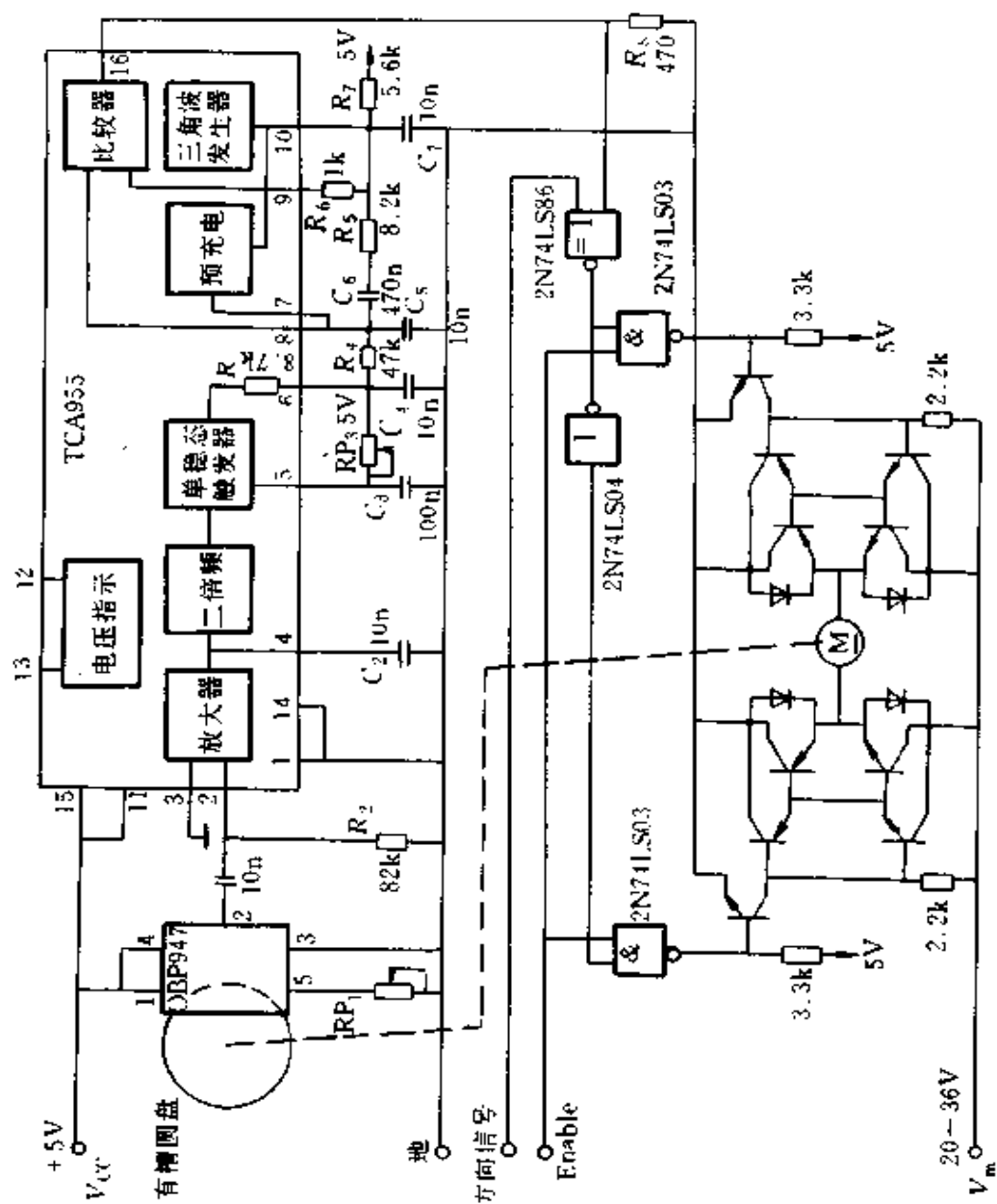
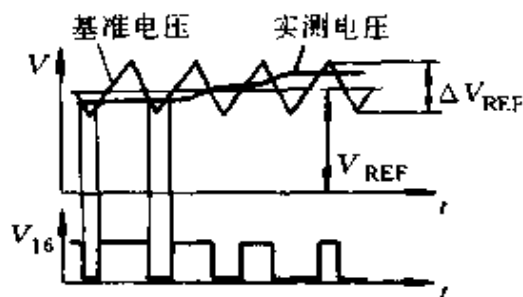


图 2-35 TCA955 原理框图和应用示例

实测值与三角波比较,当实测值低于三角波时,输出高电平;反之,当实测值高于三角波时,输出低电平,见图 2-36。

电动机起动时,由于滤波器时间常数 RC_4 较大,实测值形成得慢,会造成转速出现超调过大。为此,设置了预充电电路。在电动机起动前,此电路输出 (7 脚) 产生约为预期速度实测值的



0.87 倍的电压,施加到 8 脚上,图 2-36 比较器输入和输出波形使 C_4 预先充电到这个电压,从而可明显地降低起动过程转速超调和起动电流过大的问题。

电压指示电路外接 LED 可用来显示电源电压状态。

2. 在打印机托架驱动控制中的应用示例 图 2-35 给出 TCA955 在某打印机托架驱动控制中的应用电路。集成电路供电电压 $V_{CC} = 5V$, 电动机供电电压 $V_m = 20 \sim 36V$, 额定转速为 $362.5r/min$, 负载转矩为 $0.65 \sim 1.5N \cdot cm$, 电动机电时间常数为 $0.625ms$, 电动机加负载总机电时间常数为 $25.8ms$ 。整个控制系统除 TCA955 外,包括由一个 OBP947 光电接收器、一个异或门、一个非门、两个与非门、若干晶体管组成的 H 桥开关驱动电路和一些阻容元件。它接受 Enable (使能) 信号,用作起/停控制,方向信号用作正转/反转控制。

与电动机同轴安装的圆盘上有 96 个槽,旋转时,从引脚 2 得到每转 96 个脉冲的测速信号。利用电位器 RP_1 调节输入脉冲占空比为 0.5。三角波发生器工作频率由图所示的 R_7 、 C_7 数据整定为 $30kHz$ 左右。16 脚输出脉冲信号经两个与非门控制 H 桥,进行双极方式 PWM 控制。如图 2-37 所示,由 PWM 信

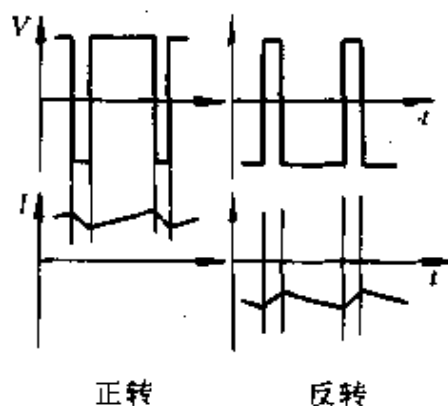


图 2-37 PWM 占空比和电动机转向关系

号占空比的变化来控制电动机正转或反转，以及转速的调节。稳定转速值用电位器 RP_3 来整定。

在打印机托架控制应用中，当托架总质量为 300g 时，从静态加速到额定速度需 40ms。

2.7 M51970L/M51971L FG 反馈的直流电动机稳速控制集成电路

M51970L 是为微型直流电动机速度控制而设计的单片集成电路。通常利用电动机同轴安装的频率发生器 (FG) 的信号，用作稳速控制。电路由内部信号放大器 (AMP)、单稳多谐振荡器、积分器、有限流器的输出电流放大器、防止过冲的保护电路和一个内部电压调整器等组成，其原理框图见图 2-38。

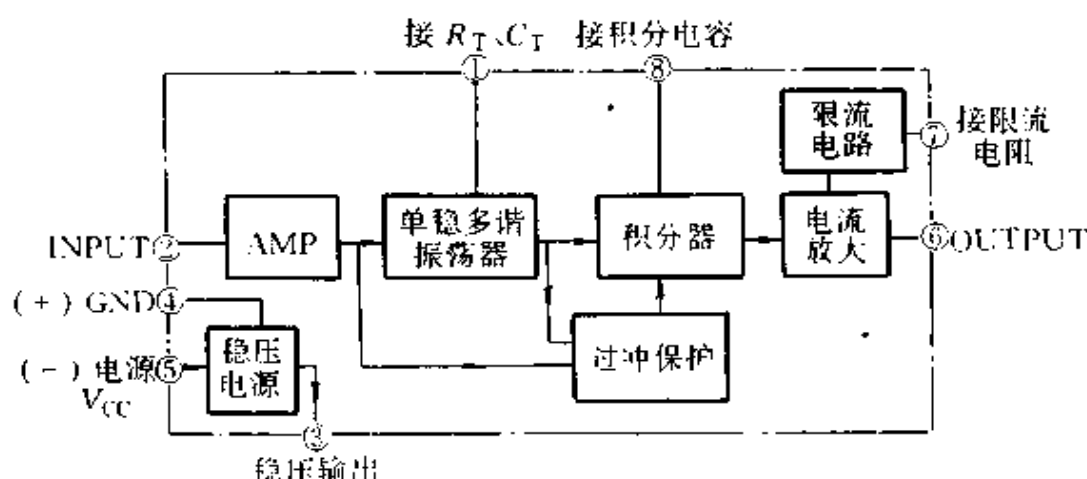


图 2-38 M51970L 原理框图

该电路使用电压范围为 2.5~17V，额定电压为 9V。在 $R_{sc}=27\Omega$ 时，限制输出电流典型值为 27mA。功耗允许值为 550mW。

单稳多谐振荡器完成 F/V 变换功能，它的脉宽由 1 脚外接电阻 R_T 和电容 C_T 决定。此 R_TC_T 时间常数决定了电动机的转速。

$$np \approx \frac{1}{1.17R_TC_T}$$

式中 n ——电动机转速 (r/s)；

p ——FG 的极对数，即每转脉冲数。

推荐使用 $R_T = (10 \sim 500) \text{ k}\Omega$ 。如图 2-39 示例, $R_T = 75 \text{ k}\Omega$, $C_T = 0.022 \mu\text{F}$, $p = 10$, 电动机转速约为 3055 r/min 。

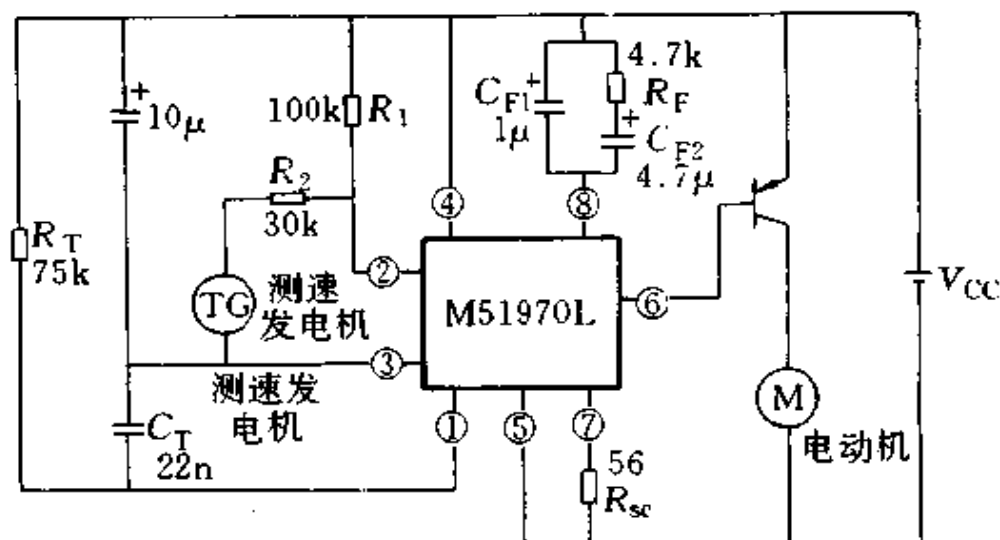


图 2-39 M51970L 应用示例

系统的动态特性由电动机本身的一些常数（如机械时间常数 τ_M 、测速发电机频率 f_G 和从 8 脚接至积分器的 C_{F1} 、 C_{F2} 、 R_F ）决定的。由下列三个公式决定电路三个元件的选用。

$$(1) f_G C_{F1} = 50 \sim 150 \text{ Hz} \cdot \mu\text{F}$$

取小值有利于改善系统的响应，但过小时，驱动电压会出现过大的脉冲。

$$(2) f_G \tau_M \gg 1$$

最低限度大于 6。转速频率 f_G 过低，会出现波动。

$$(3) \tau_M \approx R_F C_{F2}$$

由 M51970L 组成的稳速系统速度稳定度：

电压变化 4~15V 时 $\pm 0.1\%$

负载变化时 $\pm 0.1\%$

温度变化为 $-20 \sim +75^\circ\text{C}$ 时 $\pm 10^{-3}\% / ^\circ\text{C}$

内设过冲保护电路，使电动机能快速起动而无超调地达到预定转速。

M51971L 有相似的功能和转速稳定度。其内部包括有输入信

号放大、波形整形用施密特触发电路、F/V 变换、输出放大器和过载短路保护、稳压电路等。连接到 5 脚和 6 脚的 C_T 和 R_T 决定了电动机的转速。

$$n \approx \frac{1}{1.20 R_T C_T}$$

建议 C_T 采用聚丙烯类电容, R_T 采用金属膜电阻, 以改善温度特性。M51971L 应用示例见图 2-40。

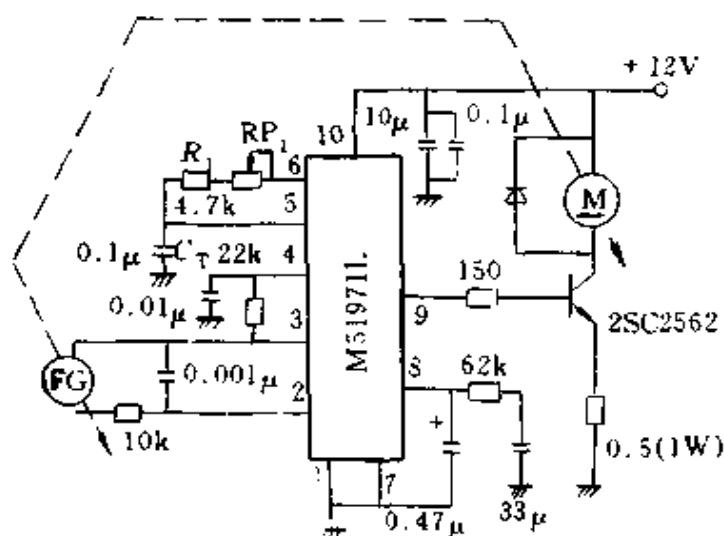


图 2-40 M51971L 稳速控制系统

2.8 TDA7272 直流电动机速度控制器

TDA7272 是微型少槽直流电动机速度控制单片集成电路, 适用于盒式录放机。它利用此种电动机电流中包含的转速频率信息实现速度闭环控制, 再加上电流闭环控制获得系统的长时间稳定性和快速整定性能。正转和反转速度可分别整定。有短路电流保护和过热保护功能。H 桥驱动输出, 工作电压为 5~18V, 最大输出电流为 1A。采用 20 脚 DIP 塑料封装方式。

1. 工作原理 TDA7272 是一个设计独特的转速控制系统, 它不必使用外加测速发电机, 它的速度信息来自电动机的电流。通常使用的微型直流电动机只有少量的基数槽, 如 3、5、7…槽。运

•

1



图 2-41 TDA7272 原理框图及典型应用电路

信

电流注入到内部电阻 R_b 上。快速回路信号和误差放大器输出信号叠加后送入功率输出级。H 桥式功率级由四个达林顿晶体管及续流二极管组成。

由 18 和 19 脚不同逻辑组合使功率输出级有三种工作方式：

(1) 正常运转、正转或反转。两个上桥臂晶体管工作于跟随器工作状态，而下桥臂为开关状态。

(2) 停机。上桥臂开路，下桥臂导通。

(3) 高阻态。H 桥四晶体管全部截止。

当电源电压大于 20V 或芯片结温高于 150°C 时，H 桥呈高阻态。内部有短路电流保护，当输出电流大于 1.5A 时动作。

芯片内设有 3.5V 电源，供各部分电路使用。

2. 引脚功能与应用

引脚 1：触发输入。将 10 脚电动机电流信号经电容 C_D 引入 1 脚。如图 2-42 所示，1 脚内有 25mV 的偏压和 10mV 的带环，触发电平是 0V。因此，采样电阻 R_s 应取足够大，应使在 1 脚的负向脉冲信号大于 30mV。但这个值对 V/I 变换的 8 脚输入又太大，常用两个

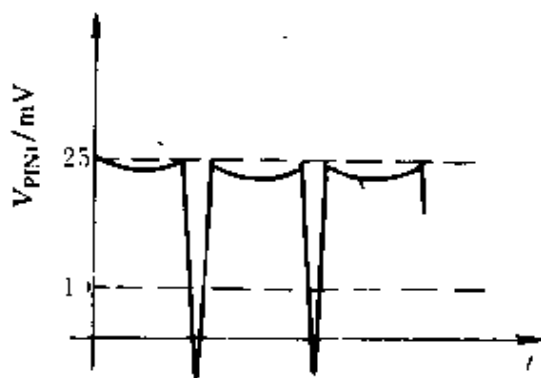


图 2-42 从 1 脚输入的信号

电阻分压后输入给 8 脚， $R_s = R_{s1} + R_{s2}$ ，见图 2-41。

引脚 2、3：定时电阻和电容 (R_T 、 C_T) 端。由 R_T 决定一恒流值向 C_T 充电，达到内部门槛电压后快速放电。 R_T 和 C_T 决定了单稳电路的输出脉冲宽度。

$$T = 2.88 R_T C_T$$

引脚 6、7：空脚。

引脚 4、5、15、16：地。

引脚 8： V/I 变换器的输入端。此变换器产生负阻输出， $R_{OUT} = -9R_s$ 。此负阻用来补偿电动机电枢电阻 R_a ，可取 $R_s \leq R_a/9$ 。如

前所述, R_1 的取值还受 1 脚信号需求的限制。因此取 R_{s2} 满足下式即可:

$$R_{s2} = R_1 / 10$$

引脚 9 和 12: 接电动机的驱动输出端。

引脚 10: 接电流采样电阻 R_s 。

引脚 11: 电源正极。

引脚 13 和 14: 误差放大器输出和反相输入端。内部同相输入端接一基准电压 2.3V。在稳态下, 通常使单稳电路输出脉冲占空比为 50% 左右。这样, 转速 n (r/min) 和电动机换向器片数 (即转子槽数) M 有下列关系:

$$n = \frac{10.435}{MC_T R_{RP}}$$

式中 R_{RP} ——17、20 脚的外接电阻并联值。

引脚 17、20: 速度调节端。取 R_{P1} , R_{P2} 不同电阻值可设定正转和反转的转速。如果正反转转速相同, 可共用一个电阻 R_{RP} 。

引脚 18、19: 功能逻辑控制输入端。由两脚输入逻辑电平组合控制驱动输出工作方式, 见表 2-5。

表 2-5 18、19 脚逻辑组合功能控制

输 入 脚		输 出 脚		输 出 功 能
18	19	12	9	
L	L	L	L	停 机
H	L	L	调节	正 转
L	H	调节	L	反 转
H	H	高阻	高阻	开 路

按典型应用电路, 当电源电压变化为 6~16V、电动机负载转矩变化为 0.08~1.2mN·m, 则电动机转速变化在 0.2% 以内。这里使用的电动机是 3 槽的, $R_1 = 16\Omega$, 工作转速 $n = 2000$ r/min。电路使用外接元件数据见表 2-6, 表中还给出了参数改变可能引起性能改变的情况。

3. 其他应用 该芯片也可用于外接各种测速发电机的应用, 如电磁式单相交流测速发电机、光电编码器、霍尔测速发电机等。

注意测速信号从 1 脚输入时, 最好有双二极管箝位。图 2-43 所示例子中, 由微处理器给出 18、19 脚控制逻辑信号和速度设定电平 (从微处理器的 D/A 给出)。

也可由 9 和 12 脚输出外接大功率 H 桥集成电路 (如 L298 等), 以扩大输出电流, 供较大功率电动机的驱动。

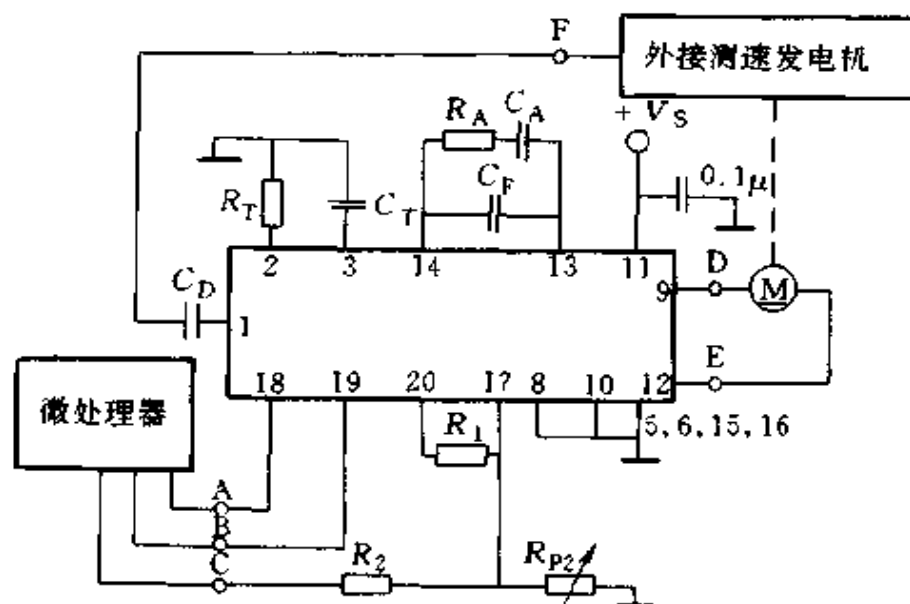


图 2-43 外接测速发电机的应用电路

表 2-6 外接元件参数的选择

元件	推荐值	用途	过大	过小	允许范围	
					最小	最大
R_{s1}	1Ω	测速环电流采样		测速环不可调节	0	
R_{s2}	1.5Ω	V/I 变换环电流采样	不稳定	欠补偿	0	$R_{s1}/9$
R_L	22kΩ	滤去火花噪声	使 V/I 调节器响应慢	输出纹波大		
C_L	68nF					
C_D	68nF	脉冲传输			33nF	100nF
R_T	15kΩ	调节单稳输出脉冲占空比, 约 50% 最佳			6kΩ	30kΩ
C_T	47nF					

(续)

元件	推荐值	用 途	过 大	过 小	允许范围	
					最小	最大
RP ₁ , RP ₂	47kΩ	调节速度	低速	高速		
C _F	100nF	减少纹波、环 路响应时间	低纹波、响 应慢	高纹波, 较 快响应	10nF	470nF
R _A C _A	220kΩ 220nF	快速无超调响 应	取决于系统的机电参数		10kΩ 10nF	10MΩ 1μF

2.9 AN6657/AN6657S 微型直流电动机控制器

AN6657/AN6657S 是日本松下电子有限公司生产的用于盒式收录机、自动应答电话机的微型直流电动机控制专用集成电路。它利用三个引脚输入的逻辑电平的不同, 实现正/反转、快速/恒速、起/停控制。

AN6657 是 16 脚双列直插塑料封装, AN6657S 是 16 脚双列扁平塑料封装。

1. 稳速控制工作原理 芯片内部设有 H 桥驱动电路, 5 和 8 脚是 H 桥驱动输出, 接被控电动机。当 5 脚为正时, 电动机正转; 当 8 脚为正时, 电动机反转。H 桥正电源为 9 和 11 脚, 经外接电阻 r_1 接 V_{CC} 。H 桥下桥臂接 6 脚, 经外接 NPN 晶体管接地, 见图 2-44。

微型直流电动机常用下列方程式表示:

$$V_m = E_a + I_a R_a$$

$$E_a = K_e n$$

式中 V_m ——电枢上施加的电压;

E_a ——反电动势;

n ——转速;

I_a ——电枢电流;

R_a ——电枢电阻；
 K_E ——反电动势常数。

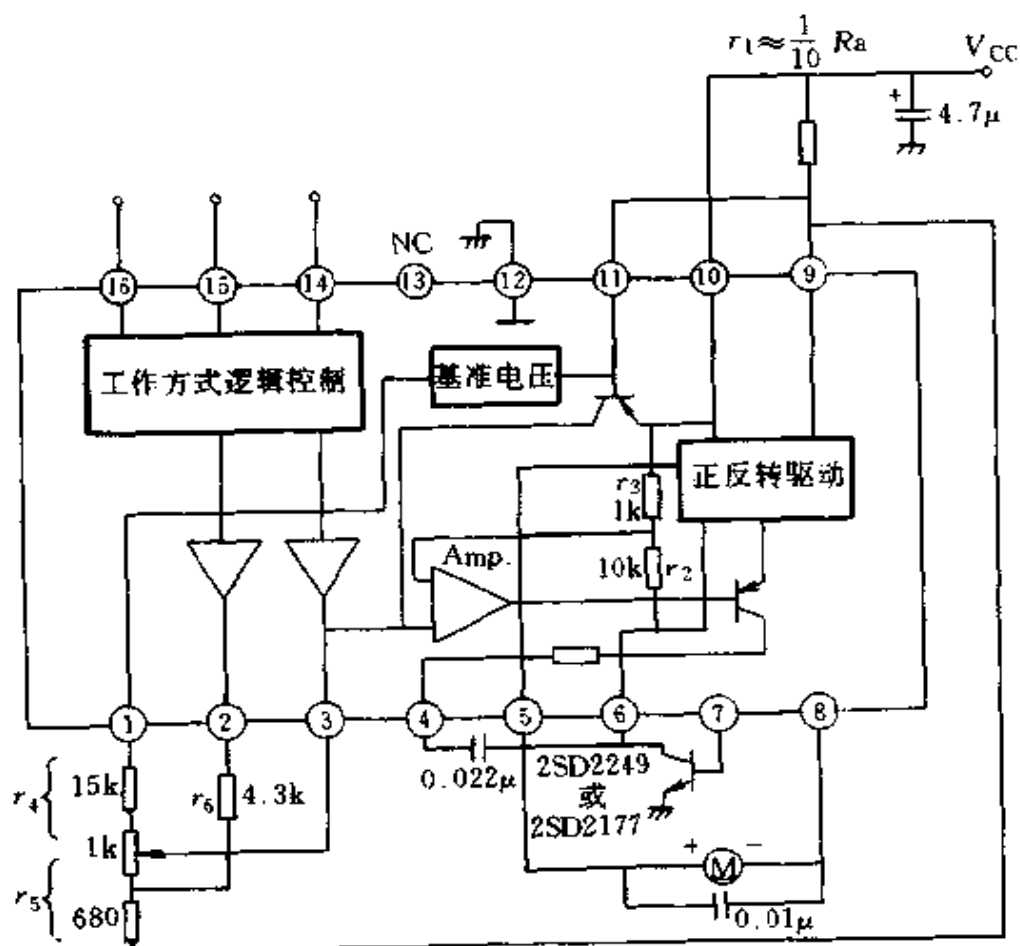


图 2-44 AN6657 原理框图和基本应用电路

由基本应用电路图，与驱动输出控制有关的部分电路见图 2-45。图中标出了与电路引脚号对应的点。 V_{REF} 是芯片内的基准电压源，典型值为 1.3V。从 r_5 、 r_4 间的 3 点和 r_3 、 r_2 间的 F 点引出电压差 ΔV ，送内部放大器。放大器输出经一些电路转换后控制外接晶体管（接 6、7 脚）。如果放大器有足够的增益，就可以认为 $\Delta V \approx 0$ 。

正常工作情况下，不论是正转还是反转，H 桥的晶体管等效于一个饱和的开关，用 V_s 电压源代表。这样，将 10 脚和 6 脚之间的电路简化，得到简化等效电路图，见图 2-46。6、10 之间电压用 V 表示。由简化电路可以得到下列方程式：

表 2-7 引脚功能说明

引脚号	功 能 说 明
1	恒速速度设定
2	快速速度设定
3	转速控制
4	相位补偿
5	电动机驱动
6	外接晶体管集电极
7	外接晶体管基极
8	电动机驱动
9	电动机负载转矩特性设定
10	V_{CC} , 4.5~14V
11	接 9 脚
12	地
13	空脚
14	起/停控制输入
15	正向/反向控制输入
16	快速/恒速控制输入

$$\begin{cases} V \approx (r_1 + R_s) I + E_s + V_s \\ \Delta V = I r_1 + V_{REF} \frac{r_5}{r_4 + r_5} - V \frac{r_3}{r_2 + r_3} \end{cases}$$

由上两方程, 并设 $\Delta V \approx 0$, 可得到

$$E_s = V_{REF} \frac{r_2 + r_3}{r_3} \cdot \frac{r_5}{r_4 + r_5} + \left(\frac{r_1 r_2}{r_3} - R_s \right) I_s + V_s$$

如果适当选择 r_1 电阻值, 令

$$\frac{r_1 r_2}{r_3} = R_s$$

则 E_s 与负载电流 I_s 、电压 V 无关, 由 $E_s = K_E n$, 即电动机转速与外施电压和负载电流无关, 保持为恒速工作。调整 r_4 与 r_5 的比值, 可调节转速。如图 2-44 所示, 用电位器来调节电动机转速。

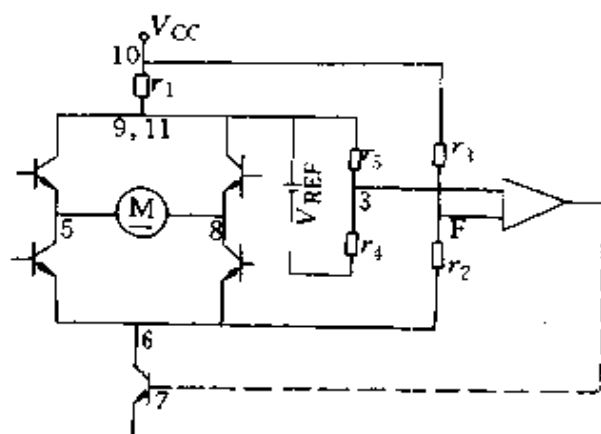


图 2-45 驱动输出控制示意图

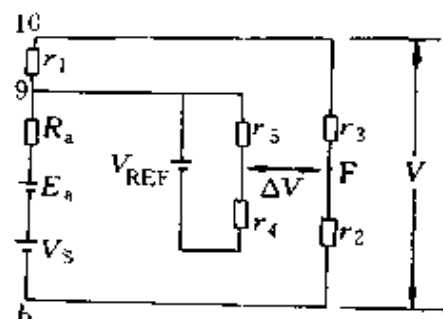


图 2-46 简化等效电路

2. 五种不同工作方式控制 利用 14、15、16 脚逻辑电平的不同组合可实现电动机工作方式的控制，即 3bit 控制。

表 2-8 工作方式控制

输入脚			输出脚			电机工作方式
14	15	16	5	8	2	
L					OFF	停
H	H	L	H	L	OFF	正转（恒速）
H	L	L	L	H	OFF	反转（恒速）
H	H	H	H	L	ON	快进
H	L	H	L	H	ON	倒带

电动机转速 n 在恒速驱动时为

$$n = \frac{E_a}{K_E} \approx \frac{V_{REF}}{K_E} \cdot \frac{r_2 + r_3}{r_3} \cdot \frac{r_5}{r_4 + r_5}$$

在快速驱动时为

$$n \approx \frac{V_{REF}}{K_E} \cdot \frac{r_2 + r_3}{r_3} \cdot \frac{r_5}{\frac{r_4 \cdot r_6}{r_4 + r_6} + r_5}$$

3. 外电阻 r_1 的设定 按上述要求，在整个工作温度范围内，应令 r_1 满足下式：

$$r_1 \approx \frac{r_3}{r_2} R_a$$

本电路 $r_3/r_2=1/10$ ，即要求 $r_1 \approx R_s/10$ 。由于电枢绕组为铜导线，其电阻率与温度有密切关系。因此，电阻 r_1 应取相近温度特性的材料制作，以保证电动机的恒速在不同负载和不同环境温度下有满意的效果。

本电路控制的电动机名义转速是：恒速工作转速为 2000r/min，快速转速为 4000r/min。当 $V_{CC}=4.5\sim 9V$ 变化时，恒速方式下的速度变化率为 $50r \cdot \min^{-1}/V$ 。在 $V_{CC}=4.5V$ 、负载电流 $I_s=55\sim 90mA$ 变化时，转速的变化为 120r/min（下降）。使用电动机 $R_s=13\Omega$ ，取 $r_1=1.3\Omega$ 。

4. 限流功能 从 r_1 电流采样，11 脚控制内部一个 PNP 晶体管的基极，其集电极控制放大器输入端。当 r_1 上的电压达到约 0.62V 时，PNP 晶体管导通，使 7 脚的外接晶体管趋向截止而限流。

电流限流值 I_{lim} 可依下式计算：

$$I_{lim} = \frac{0.62}{r_1}$$

本例，取 $r_1=1.3\Omega$ ，则限流值为

$$I_{lim} = \frac{0.62}{1.3} \approx 500mA$$

电流的限流功能，使电动机启动时或故障堵转时，保护了电动机、芯片及直流电源。

松下电子公司还生产一些与 AN6657 类似用途和功能的直流电动机控制专用集成电路，见表 2-9。

表 2-9 松下电子公司部分直流电动机控制集成电路

型 号	特 点	电压 /V	电流 /A	封装
AN6607NS	3bit 控制双速、正反转、制动、 稳速	8~16	1	DIP16
AN6608		8~16	1	DIP16
AN6609N		8~16	1	DIP16
AN6612	单向，限流，外接功率晶体管， 恒速控制	0.8~8	0.25	DIP8

(续)

型 号	特 点	电压 /V	电流 /A	封装
AN6650	单向, 恒速控制	1.8~7	1	DIP8
AN6654S	单向, 恒速控制, 可外接晶体管, 低电压	1.8~3.6	1	SO-8D
AN6655S	双向、双速、起停、恒速控制, 外接晶体管	1.05~3.6	0.7	SO-16D
AN6656		1.8~6	1	DIP16
AN6657	双向、双速、起停、恒速控制, 限流, 3bit 控制	4.5~14	0.7	DIP16
AN6659S	单向、双速、起停、恒速控制, 低电压	1~2.5	0.2	SO-10D

2.10 收录机用小型直流电动机稳速控制集成电路

家用收录机目前基本上由小型直流电动机驱动, 其主导轴的转速稳定度直接影响整机声响录放质量。最为常见的是使用电子稳速电路来维持转速的恒定, 以及进行某些控制与保护。电子稳速器业已从分立元件过渡到专用集成电路。

表 2-10 列出常用的收录机用小型电动机专用稳速集成电路,

表 2-10 收录机常用直流电动机稳速集成电路

型 号	参 数			封 装	引脚功能					备注, 代换
	电压 /V	电流 /A	功耗 /W		电 源	地	输 出	控 制	V_K	
AN6610	4.5~16	1	1.3	3 脚双列扁平		2	1	3		
μ PC1447H	4~18		1.2	3 脚单列直插		2	3	1		
TDA1059B	2.5~15	0.6		3 脚单列直插		1	3	2		
TDA1059C										
TDA1151				3 脚单列直插		3	2	1		
AN6651	3.5~14.4	2	1.3	4 脚单列直插	1	3	4	2		反向电压保护
AN6652	6~20	1.5	1.3							

(续)

型 号	参 数			封 装	引脚功能					备注, 代换	
	电压 /V	电流 /A	功耗 /W		电 源	地	输 出	控 制	V _R		
μPC1470H	3.5~16	2	1.2	4 脚单列直插	1	3	4	2		D1470H DG1470 AN6651 TB1470	
LA5511	4~16	1	0.56	4 脚单列直插	1	2	3	4		分流比为 50 CD5511 D5511 SD5511 SF5511 TB5511 SG5511	
LA5512										分流比为 25 TB5512	
LA5522	1.8~8	1	1	5 脚单列直插	1	3	2	5	4	CD5522 D5522 LA5521D LA5521M	
LA5537				5 脚单列直插	1	3	4	2	5		
AN6880	3.5~6		0.6	7 脚单列直插	6	4	3, 5	1, 2	7		
AN6612	1.8~8	0.25	0.4	8 脚双列	直插	1, 5	4	8	2, 3	6	
AN6612S					扁平						
LA5521D	1.8~8	0.7	0.6	8 脚双列	直插	3	5	4	6	8	D5521D LA5524 XG5521 LA5522
LA5521M	2.5~10		0.35		扁平						LA5524M LA5522
LA5524	2.5~10		0.6	8 脚双列	直插	3	5	4	6	8	LA5521D
LA5524M			0.35		扁平						LA5521M
NJM2605D	1.8~5	0.7	0.5	8 脚双列	直插	3	5	4	8	6	
NJM2605M			0.3		扁平						
NJM2606D	1.8~9	0.7	0.5	8 脚双列	直插	6	4, 8	1	5	2	
NJM2606M			0.3		扁平						

(续)

型 号	参 数			封 装	引脚功能					备注, 代换
	电压 /V	电流 /A	功耗 /W		电 源	地	输 出	控 制	V_R	
LA5533				8 脚双列直插	6	2	3	1	5	
TDA7274				8 脚双列直插	3	5	4	6	8	
TA7353F	1.8~7.2	0.7	0.5	9 脚单列直插						
BA6208	4.5~15	0.5	0.7	9 脚单列直插	6	5	7,8,2,3			正反转、制动控制
BA6209	~18	1.6	2.2	10 脚单列直插	7	1	2,10,5,6		4	正反转、制动控制
TDA1003A	3.5~18		1.66	16 脚双列直插						
TA7353P	1.8~7.2	0.7	0.7	16 脚双列扁平						
TD6303F	1.8~6		0.35	16 脚双列直插						FG 闭环, PWM 控制
μ PC1043C μ PC1058C	9~28		0.35	16 脚双列直插						FG 闭环, PWM 控制

给出主要电气数据、引脚功能和代换情况。所列的这些集成电路中,除最后几种采用频率发生器(FG)作为电动机速度数字信息反馈闭环控制之外,其余大多数都不必使用专用测速器,由电路专门设计,对电动机端电压或反电动势进行采样,实现电压负反馈或反电动势(转速电压)反馈闭环控制,借以维持速度的稳定。

下面以 LA5511 为代表说明其工作原理与应用。LA5511 是四引脚单列直插式塑料封装。1 脚接基准电压,2 脚接地,3 脚为输出端接电动机,4 脚为控制端,外接可调电阻 R_w 的滑动臂上,可用来调节和整定转速,见图 2-47。

其工作原理简述如下:当电源电压 V_{CC} 改变或电动机机械负载变化时,会引起电动机转速的改变。与转速成正比例的反电动势 E_a 也随之改变,相应地电动机两端电压也变化。从可调电阻 1、4 两点上取样的电压 V_{14} 反映了这些电压变化,输送给误差放大器的同相输入端,它与反相输入端的基准电压 V_{REF} 比较,误差放大后控制两个晶体管基极,输出电压(3 脚)被调整。3 脚输出电压

与 V_{14} 呈负反馈控制关系，闭环控制结果趋向于维持转速恒定。

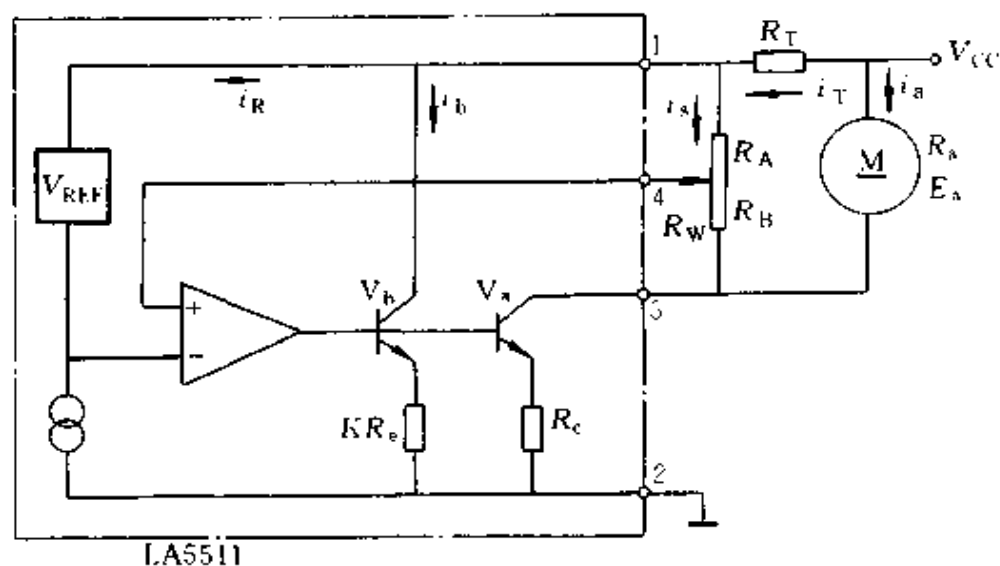


图 2-47 LA5511 原理框图及典型应用电路

如图 2-47 所示，LA5511 内部设有基准电压源（1.16V 典型值）。误差放大器和两个晶体管 V_b 和 V_a 。4 脚输入的采样电压与内部基准电压在误差放大器进行比较和放大，驱动两晶体管基极。 V_b 输出接 3 脚， V_a 输出接 1 脚。两晶体管射极电阻分别为 R_c 和 KR_e 。这样的电路结构使它们的集电极电流维持固定比例，即 $i_s : i_b = K$ 。这里， K 称为分流比，是此种集成电路重要参数之一。对于 LA5511， $K=50$ 。

对 1 脚外接电阻 R_T ，取 $R_T \approx KR_a$ ， R_a 为电动机的电枢电阻。假设 $R_a=10\Omega$ ，由 $K=50$ ，则 $R_T \approx 500\Omega$ 。若取外接电位器 $R_W = R_A + R_B = 50k\Omega$ ，显然有 $R_T \ll R_W$ 。因此，从明确本集成电路基本工作原理出发，与 i_b 相比，可以忽略 i_s 和 i_R ，认为 $i_T \approx i_b$ 。这样，由两个晶体管 V_a 、 V_b ， R_T ，电动机和 R_W 组成一个测量电桥电路。对于直流电动机，端电压 V_M 、电枢电流 i_a 、反电动势 E_a 的关系式是

$$V_M = E_a + i_a R_a$$

1、3 脚间的电压

$$V_{13} = V_M - i_T R_T$$

$$\begin{aligned} &\approx E_a + i_a R_a - \frac{i_a}{K} K R_a \\ &\approx E_a \end{aligned}$$

1、4 脚间的电压

$$V_{14} \approx \frac{R_A}{R_A + R_B} E_a$$

这样， V_{14} 近似地表示为电动机转速采样电压。如果误差放大器放大倍数足够大，系统平衡时，有 $V_{REF} \approx V_{14}$ ，即

$$E_a \approx V_{REF} \frac{R_A + R_B}{R_A}$$

上式说明，电动机转速由基准电压 V_{REF} 和电位器分压比决定。由于闭环控制，维持了电动机转速的稳定。LA5511 的基准电压源是一个精密稳压电压源，其温度系数近似为零，因而可获得较好的稳速性能。外电路参数选择上，常取 $R_T \approx (0.6 \sim 1) K R_a$ 。不可大于 $K R_a$ ，否则容易引起振荡现象。 R_T 取值太小，则电路稳速效果明显变差。

LA5512 与 LA5511 有相同的工作原理和电路接线，仅分流比 $K=25$ 不同。

较常用的还有 AN6610、 μ PC1470H、LA5522、LA5521，其典型应用电路见图 2-48~图 2-51。从电路图可见，它们的工作原理与 LA5511 大同小异。

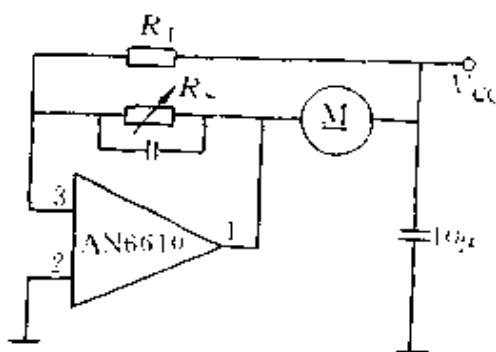


图 2-48 AN6610 应用电路

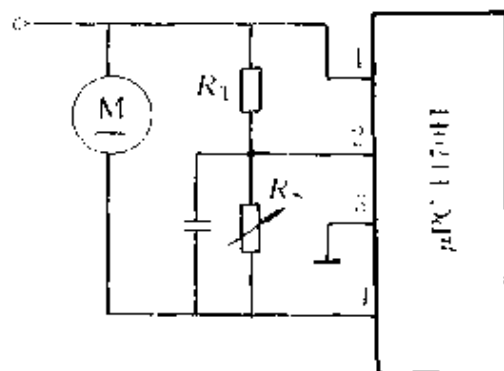


图 2-49 μ PC1470H 应用电路

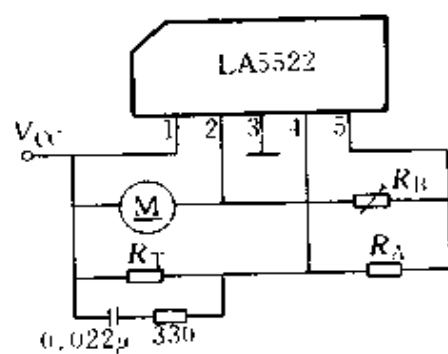


图 2-50 LA5522 应用电路

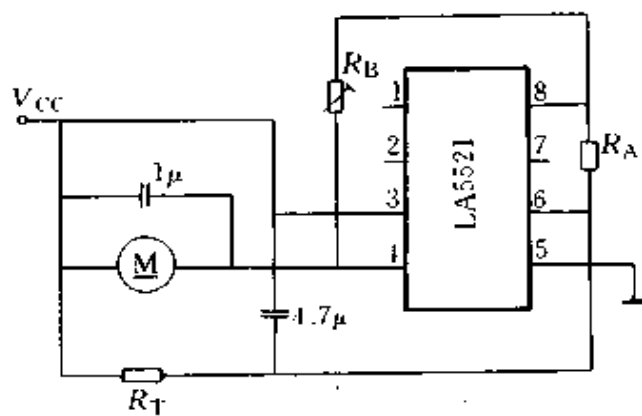


图 2-51 LA5521 应用电路

第3章 无刷直流电动机控制专用集成电路

3.1 概述

有刷直流电动机以它具有线性机械特性、宽调速范围、大起动转矩、较高效率、简单的控制电路等优点,在运动控制系统中得到广泛的应用。但它的电刷和换向器带来了可靠性较低、需经常维护等弱点。近20多年来,由于大功率开关器件、模拟和数字集成电路、高性能磁性材料的进步,采用电子换向原理工作的无刷直流电动机得到长足进展。它从最初的宇航、军事设施应用领域扩展到工业和民用领域,应用日益广泛。目前,小功率无刷直流电动机主要用于计算机外围设备、办公室自动化设备和音响影视设备中,如软盘、硬盘、光盘的驱动,激光打印机棱镜驱动,复印机、传真机、轻印刷机械、录像机、CD机、VCD机、摄像机、数控绘图机、小型冷却风机等的驱动。近年,在汽车电子方面出现了应用势头,在家用电器中的风扇、洗衣机、空调器、电冰箱的应用也出现苗头。在工业控制领域,如数控机床的进给伺服控制和主轴驱动,机器人关节驱动和自动生产线、电子产品加工装备上使用各种中小功率的无刷直流电动机。

无刷直流电动机迅速推广应用的重要因素之一是,近10多年来功率集成电路的技术进步。特别是无刷直流电动机专用的控制和驱动集成电路出现,它缓解了良好控制性能和昂贵成本的矛盾。各国著名半导体厂商推出多种不同规格和用途的无刷直流电动机专用集成电路,见表3-1。这些功能齐全、性能优异、价格低廉的专用集成电路,为无刷直流电动机大量推广应用创造了决定性的条件。表中带*号的产品型号在本章中有较详细介绍。

1. 基本电子换向电路 在图3-1中,给出无刷直流电动机控

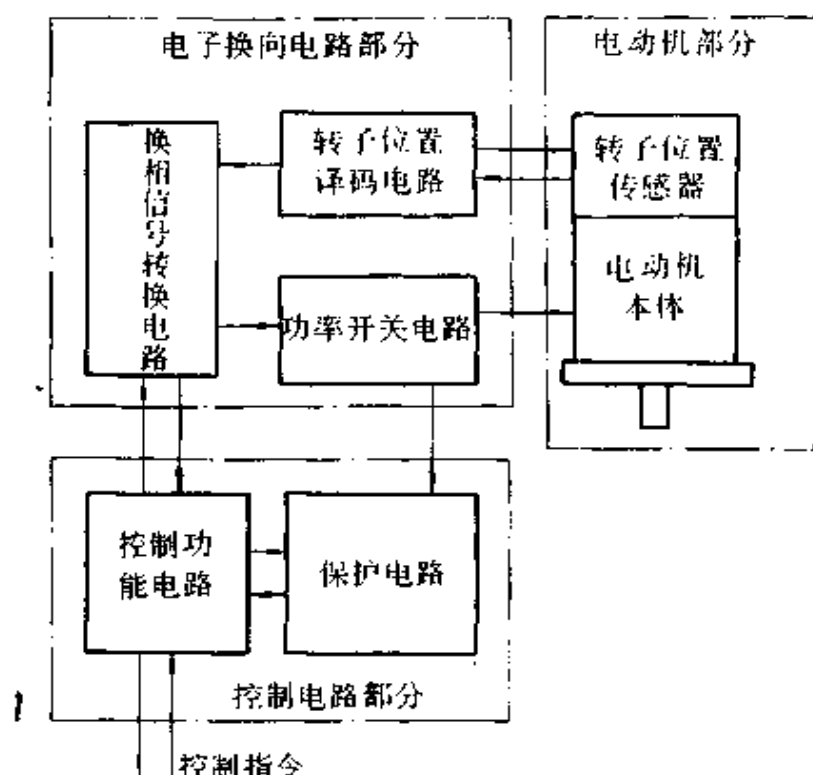


图 3-1 无刷直流电动机控制系统框图

制系统原理框图。其中电动机本体、转子位置传感器和电子换向电路是最基本的组成部分。电动机本体类似于永磁交流同步电动机，它有永磁的转子和多相定子绕组。尽管其相数可在单相到 12 相中选择，但专用集成电路大多数是为三相电动机设计的，少数是两相、四相的。单相的只是用于无刷直流电动机，例如第 9 章 9.7 节所述的 UDN3625M/UDN3626M 单相无刷直流电动机霍尔传感器和驱动器集成电路。无刷直流电动机常需要设置检测转子位置的传感器。传感器信号在转子位置译码器中转换成正确的换相顺序信号，控制功率开关器件，按一定顺序接通或关断相绕组。此传感器的作用是确保定子绕组产生的旋转磁场和转子磁场之间保持规定的超前关系，产生转矩。若电动机绕组是两相或三相（全波）的，则功率开关是双 H 桥电路或三相逆变桥电路。对于四相或三相半波接法的绕组、功率开关是四个或三个单侧的开关（通常为下侧功率开关）。在专用集成电路中，功率开关采用功

率达林顿晶体管或 MOSFET 的较多。

无刷直流电动机专用集成电路内均含有一个转子位置译码器电路，接收转子位置传感器信号，给予放大和译码，有时还需要向转子位置传感器送出激励电流。尽管霍尔元件、光耦合元件、磁阻元件或高频电磁感应元件等都可以用作转子位置传感器，但在专用集成电路中绝大多数是为霍尔开关集成电路转子位置传感器设计的。芯片内部稳压电源向霍尔集成电路提供一定的激励电流。接收集电极开路开关型霍尔集成电路的输入电路常包括上拉负载电阻、施密特电路。输入通道设置两个或三个，分别对应于两相（四相）或三相的电动机。这些信号送入逻辑译码电路，产生换相顺序信号，用来驱动 H 桥或逆变桥的上侧和下侧功率开关。在功率级还需要设置基极（栅极）驱动电路和它们需要的直流电源。在小功率驱动电路中，充电泵电路是常用的，它用来产生上侧功率开关使用 N 沟道 MOSFET 时所需要的栅极驱动直流辅助电源，见图 3-13 或图 3-40。

2. 控制功能 专用集成电路芯片上设置了许多控制功能。

大多数专用芯片的功率控制是采用 PWM 方式。电路内设置有频率可设定的锯齿波振荡器、误差放大器、PWM 比较器和温度补偿基准电压源等。对于桥式全波驱动电路，常只对下桥臂开关进行脉宽调制。改变脉冲占空比相当于改变施加于定子绕组的平均电压，从而控制了电动机的转矩和转速。在 UC3625 集成电路中，可选择 PWM 信号对逆变桥的不同控制方式，使电动机作两象限或四象限运行，参见 3.6 节。

少数低功率的专用芯片中，末级功率晶体管工作于线性放大区，线性放大器工作方式的功耗比 PWM 开关工作方式的功耗高得多，但噪声会明显减小。3.11 节所述的 TDA5140 外串接一个功率晶体管，用来调节供给主开关电路的电源电压，实现速度调节。它的无转子位置传感器工作原理决定了它不适宜采用 PWM 对逆变器直接进行调节。

无刷直流电动机闭环速度控制和有刷直流电动机的相似，可

以采用模拟量控制方式或数字锁相环工作方式。例如 MC33035 (见 3.4 节) 控制器, 利用转子位置传感器信号综合出与速度频率成正比的脉冲信号, 经 MC33039 电子测速器进行 F/V 变换, 得到速度电压信号。在误差放大器中, 反馈速度信号和设定速度信号比较, 其误差送到 PWM 发生器中, 实现闭环速度调节。3.10 节的 A8902 内部设有锁相环电路, 具有频率锁定速度控制功能。在第 4 章给出了若干锁相环速度控制的例子。3.3 节的 LS7263 和 LS7264 是高精度无刷直流电动机数字速度控制器集成电路, 它的内部设有一个 15 位的移位寄存器, 对指令速度频率信号和反馈速度频率信号进行数字比较, 通过闭环控制维持电动机转速的稳定。

此外, 专用集成电路还具有正反转控制、起停控制、制动控制等功能。它们都是由特定引脚的逻辑电平来设定或控制的。

3. 内设保护功能电路 专用集成电路中都设有一些保护电路, 对芯片和电动机进行保护。常见的包括输出限流、过电流延时关断、控制电压欠电压关断、结温过热报警和关断、向微处理器主控制系统发出故障输出信号。对于 H 桥和逆变桥功率开关, 电路设计上都有交叉保护功能, 防止换相时上下桥臂出现直通。

大多数无刷直流电动机专用芯片都需要限制输出电流, 防止起动或突然反转时过大电流引起功率开关损坏和电动机永磁体的去磁。电动机负载电流持续过大也是不允许的。常采用“逐周限流”技术来防止出现过电流。常见的方法是用与功率开关串接的检测电阻作为电流检测元件, 在 PWM 一个周期内, 当电流上升到某一设定阈值, 过电流比较器翻转, 关断输出功率开关, 等待下一个 PWM 脉冲的到来, 才重新打开功率开关。通过开/关控制使输出电流限制在一个安全值内。要注意的是, 这种方法对制动时出现的大电流也许没有限制作用, 要对电路做具体分析。

控制电路电压不足时, 可能使控制逻辑部分工作不正常, 或使功率开关基极 (栅极) 驱动电流不足, 造成过热或失效。因此欠电压保护是必需的。

将电动机正常起动电流和不正常过载电流加以区分是必要

的, 设置带时延的过电流保护, 使得在驱动较大惯性负载时也能正常起动电动机, 不会产生误保护动作。在规定时延时间内, 允许有较大起动电流输出, 得到较大的起动转矩。若过电流时间过长而超过设定的时延, 闭锁功率输出, 同时发出故障输出信号。需要复位信号才能恢复正常状态。而 UDN2936 则由计算机控制两种限流阈值, 来解决这个问题。

故障输出端向主计算机发出故障诊断信息, 同时关断功率开关。故障诊断, 除上述的过电流、欠电压、过热之外, 可能还包括传感器输入无信号或逻辑组合异常、测速信号输入异常等。

4. 无转子位置传感器的专用控制集成电路 当永磁无刷直流电动机运转时, 各相绕组的反电动势 (EMF) 与转子位置密切相关的。由于各相绕组是交替导通工作的, 在某相绕组不导通的时刻, 其反电动势波形在该绕组端头有可能检测出来, 利用这些反电动势波形的某些特殊点, 可代替转子位置传感器的功能, 得到需要的换相信息。基于这一原理, 开发了许多无转子位置传感器的无刷直流电动机专用集成电路。例如使用于光盘驱动 (CD、CD-ROM、MD 等), 在一些硬盘驱动器中也得到应用。如本章介绍的 A8902、TDA5140 系列, ML4411 等电路就是这方面的例子, 它们利用集成电路的优势, 以增加电路和控制复杂性来换取电动机结构的简化。无转子位置传感器控制技术在无刷直流电动机控制专用集成电路中的应用日益增多。多家厂商将此技术应用于其 IC 产品中, 如 Allegro、Philips、Micro Linear、日立、NEC、三洋等公司, 都有此种集成电路产品供选用。

5. 大功率无刷直流电动机的驱动 带有功率驱动级的无刷直流电动机专用集成电路, 属于小功率范围, 驱动能力有限。对于较大功率电动机, 必须使用外接功率级的控制器集成电路。例如, 3.2 节介绍的 LS7260/LS7261/LS7262 无刷直流电动机控制器, 其末级六个输出可直接用来驱动由功率晶体管 (或功率 MOSFET) 组成的三相逆变桥。图 3-12、图 3-13 分别给出驱动分立的功率 MOSFET 和产生栅极驱动电源的例子。

单片集成的三相逆变桥电路已经出现,例如在图 3-23 的电路中,使用 MPM3003 (60V, 10A) 三相逆变功率桥集成电路,它是由 MC33035 专用控制器直接驱动的。另一个例子是,东芝公司 MP6901 单片三相晶体管功率模块 (80V, 4A), 见第 4 章 4.5 节和图 4-22。已有更大功率的 GTR、IGBT 三相六单元逆变桥模块产品可供选用。

日本东芝公司 500V、1A 的,日立公司 550V、1A 的单片智能三相逆变桥集成电路,三菱公司的智能三相功率模块 (最高达 1200V, 300A) 有更先进、完整的功能,见第 11 章 11.5 节。它们都是适用于大功率无刷直流电动机末级驱动的新型功率器件。

表 3-1 无刷直流电动机控制专用集成电路一览表

型 号	厂 商	电压 /V	电流 /A	特 点	封 装
* MC33033	MOTOROLA	30		三相控制器,霍尔,全波,PWM,正反转,制动,二、四相可用	DIP20
* MC33034		30			DIP24
* MC33035		30			DIP24
* MC33039		5		电子测速器, F/V	DIP8
* LM621	NS	45		3/4 相控制器,全波,半波	DIP18
* LS7260	LSI Computer	28		3/4 相控制器,PWM,正反转,制动,限流	DIP20
* LS7261		28			DIP20
* LS7262		28			DIP20
* LS7263		28		3/4 相,速度控制器	DIP18
* LS7264		28			DIP20
LS7362		28		3/4 相控制器	DIP20
* TDA5140	Philips	12	0.6	三相全波,EMF 传感,测速输出,驱动器	DIP18
* TDA5141		12	1.5		DIP18
* TDA5142		14.5		三相全波控制器,EMF 传感,测速输出	SO24
TDA5143		18	1	三相全波驱动器,EMF 传感,测速输出	SO20
TDA5144		14.5	1.8		SO20
TDA5145		14.5	2.0		DIP28

(续)

型 号	厂 商	电压 /V	电流 /A	特 点	封 装
* ML4411	Micro Linear	12		三相全波控制器, EMF 传感, 测速 频率信号	SO28
ML4412		12			SO28
ML4420		12			SO28
ML6035		5	1	三相全波驱动	QFP32
ML4510		5		三相全波控制器, EMF 传感	SO28
* UC3620	UNITRODE	40	2	三相, 开关型驱动器	DIL24
UC3622		40	2	三相, 开关型驱动器, PWM	ZIP15
* UC3623		40	1	三相, 低噪声开关型驱动器	ZIP15
* UC3625		20		三相, 开关型控制器, 软起动, 测速	DIL28
UC3655		40	3	三相, 低饱和电压线性驱动器	ZIP15
L6230	SGS	18	3	三相全波、线性电流驱动, 双向	ZIP15
L6231		18	3	三相全波、线性电流驱动	ZIP15
L6232		12	2.5	主导轴驱动	LDCC44
L6235		18	0.4	R-DAT 驱动	LDCC20
L6236		20	0.4	R-DAT 驱动、双向	LDCC20
A8901	Allegro	7	0.9	三相全波, EMF 传感, 可编程电流 控制	DIP24
* A8902		14	0.9	三相全波, EMF 传感, 锁相速度控 制	DIP24
A8925		14	4	三相全波驱动, 电流控制	PLCC44
A8980		7	4	硬盘驱动器主轴和音圈电动机控制	PLCC64
* UDN2936		45	2	双向, 三相全波, PWM 电流控制, 制动	SIP12
UDN3625		12	0.9	单相无刷电机驱动, 内含霍尔传感 器, 测速输出	DIP8
UDN3626		24	0.4		DIP8
* AN8290NS	松下	20	0.3	CD 机主轴驱动器	DIP24
TA7712	东芝	8		三相全波控制器, 双向, F/V, 制动	DIL20
TA7745		18	1	三相半波, 可外接上侧晶体管变为 全波驱动	DIL16
TA8402F		18	1		20

(续)

型 号	厂 商	电压 /V	电流 /A	特 点	封 装	
TA7245	东芝	38	1.5	三相	DIL20	
TA7247				三相全波驱动, 双向, PWM, 过电 流、过热保护		DIL20
TA7248						
TA7259		26	1.2	三相全波, 双向, 用于 VTR、FDD、 HDD 主轴驱动	DIL14	
TA7260		25	1.5	两相全波	DIL14	
TA7261				两相全波		
TA7262				三相全波, 双向		
HA13403	日立	5	1.5	三相, 低饱和压降	ZIP23	
HA13406		5	3.0	三相	ZIP23	
HA13412		12	1.0	三相	ZIP23	
HA13426		12	3.0	三相, HDD 主轴驱动	ZIP23	
HA13431		20	1.0	5.25in FDD 主轴驱动	ZIP23	
HA13432		20	0.5	三相, 有鉴频电路	DIP28	
HA13439		28	1.5	两相	QFP28	
HA13440		5	1.0	FDD 主轴驱动		
HA13441		15	2.0		ZIP23	
HA13442		12	4.0	三相, 风机	ZIP23	
HA13455		18	1.0	三相	DIP24	
HA13457		16	1.0	三相, VTR 主导轴驱动	DIP24	
HA13481		12	2.0	三相, 反电动势检测换向	DIP26	
HA13484		24		三相, PWM, 数字速度控制	DIP30	
HA13501S		5	1.2	三相, 鉴频电路	DIP26	
HA13601		5	2.0	三相, 鉴频电路	DIP26	
HIP40111S		12	3.0	三相, 过电流、过热保护	SIP16	
M51712	三菱	12	1.2	三相, FDD 主轴驱动	DIP28	
M56635		12			SSOP36	

(续)

型 号	厂 商	电压 /V	电流 /A	特 点	封 装
M56638	三菱	5		三相, FDD 主轴驱动	SSOP36
M56733		12			SSOP36
M56743		5			SSOP36
LB1670M	三洋	12	1.5	三相, 无位置传感器	SO30
LB1673		3.5	1.0		SO24
LB1813M		5	1.0	数字速度控制, 3.5in FDD	SO36
LB1810M		12	1.0		QFP44
LB1684		20	1.5	三相, VCR 主导轴驱动	DIP20
LB1687		16	1.5	三相, VCR 主导/磁鼓驱动, FG 放大	DIP30
LB1662		5	1.5	风机, 过热保护	
LB1693		36	2.5	三相风机	
LB1620		26	1.5	三相, 全波, 霍尔传感器, 限流	DIP20

注: $lin=25.4mm$ 。

3.2 LS7260/LS7261/LS7262 无刷直流电动机控制器

LS7260/LS7261/LS7262 是由 LSI COMPUTER SYSTEMS 公司生产的三种性能相似、适用于三相和四相无刷直流电动机控制的集成电路, 外接功率开关器件后可用于较大电流和电压的电动机的驱动和控制。

1. 特点

- 六个输出端可直接驱动 P 沟道和 N 沟道的 MOSFET (LS7260), 或 PNP 和 NPN 晶体管 (LS7261, LS7262)
- 可适用于位置传感器空间间距为 60° 、 120° 、 240° 或 300° 情况
- 开环或闭环速度控制
- 模拟量速度控制输入
- 正反转控制

- 输出使能控制
- 制动控制
- 过电流检测

2. 工作原理 LS7260/LS7261/LS7262 是离子注入的 MOS 单片集成电路，其原理框图分别见图 3-2 和图 3-3。它们的工作电压范围为 5~28V。内部包括位置传感器译码电路、锯齿波振荡器、比较器电路和末级驱动电路，可实现对无刷电动机的起停、正反转、开环和闭环速度控制、限流保护控制、制动控制等功能。

LS7260/LS7261/LS7262 的基本工作原理是相同的，它们的区别是：

(1) 过电流保护电路不同。LS7261 在出现过电流后，关闭输出端，使电动机停转，属于过电流保护功能。而在 LS7261/LS7262 电路中，过电流检测在振荡器每一个锯齿波周期内进行。一旦电动机电流超出预定值，RS 触发器翻转，暂时关闭输出端，电动机电流下降至允许值之下，待下一个锯齿波的上升沿出现，使 RS 触发器复位，输出电路又恢复正常工作，使电动机电流回升，从而实现电流的斩波控制，使电流得到限制。

(2) 外接功率开关不同。LS7260 用于直接驱动 MOSFET，LS7261/LS7262 适用于晶体管。

这些电路都采用标准 20 脚双列直插塑料封装。

3. 引脚说明

引脚 1、20 (CS1、CS2)：换相顺序选择端。根据电动机转子位置传感器空间安排的不同，按表 3-2 选择 CS1 和 CS2 的逻辑电平，以得到正确的换相顺序。

1 和 20 脚输入电路内部设有下拉电阻，故当引脚开路时，相当于逻辑 0。

引脚 19 (FORWARD/ $\overline{\text{REVERSE}}$)：方向端。由该引脚电平高低决定了电动机的两种转向。该引脚内部设有上拉电阻，故引脚开路时，相当于逻辑 1。

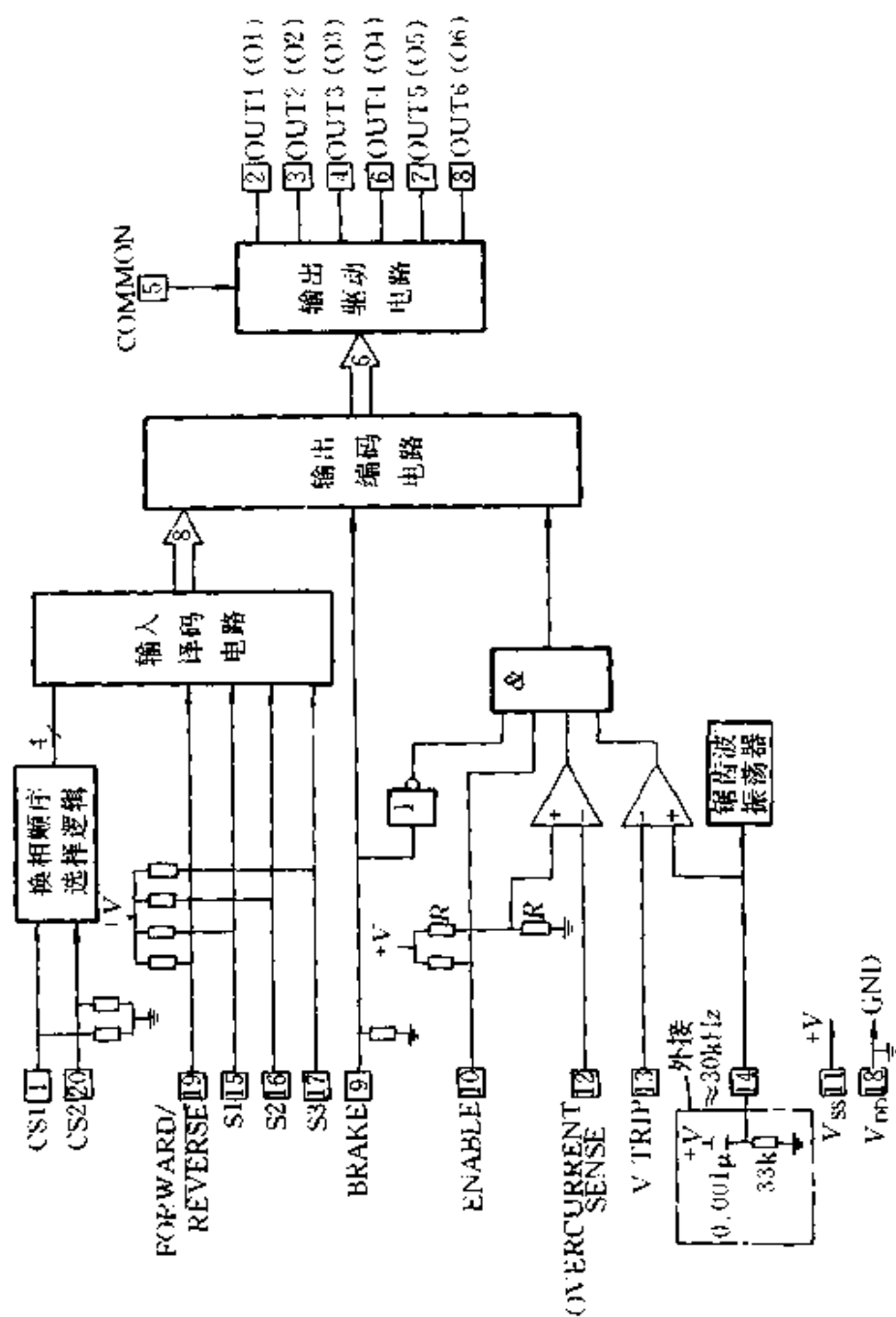


图 3-2 LS726I 原理框图

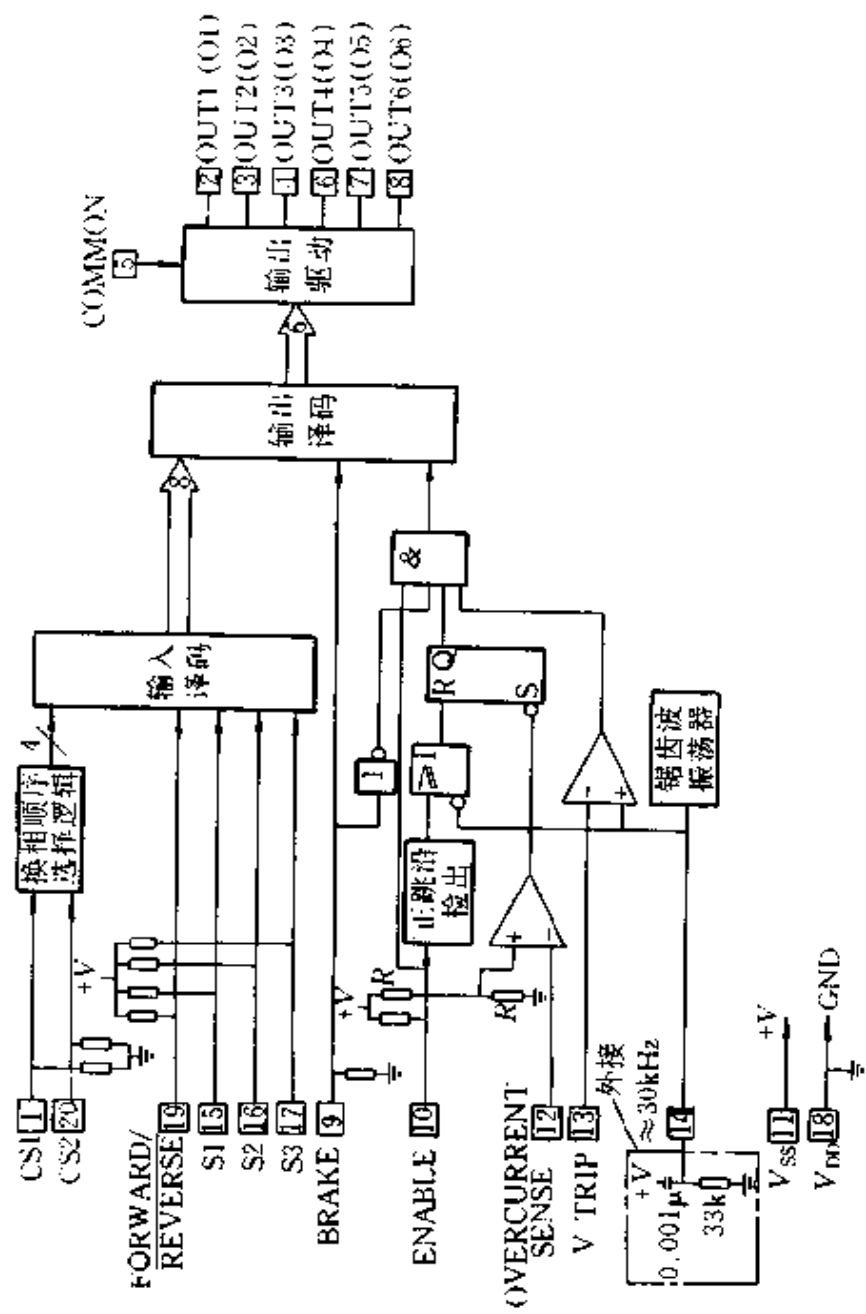


图 3-3 LS7260/LS7262 原理框图

表 3-2 换相顺序的逻辑电平选择

位置传感器间距	CS1	CS2
60°	0	0
120°	0	1
240°	1	0
300°	1	1

引脚 15、16、17 (S1、S2、S3)：位置传感器输入端。三引脚信号从电动机转子位置传感器来，内部已设有上拉电阻。如果用霍尔传感器，它可以与该电路共用电源 V_{SS} 。输出的换相顺序信号 O1、O2、O3、O4、O5、O6 与 S1、S2、S3 及 $F/\bar{R}$ 的关系见表 3-3。

引脚 9 (BRAKE)：制动端。对于 LS7260，令该引脚为高电平时，O1、O2、O3 和 O4、O5、O6 皆为 ON 态。对于 LS7261 和 LS7262，则 O1、O2、O3 为 OFF 态，O4、O5、O6 为 ON 态。此时，外接上桥臂功率开关截止，下桥臂功率开关导通，使三相绕组短接在一起，实现电动机的短接制动。9 脚内设有下拉电阻，使空脚时不会发生制动。

表 3-3 换相顺序真值表

CS1	CS2	CS1	CS2	CS1	CS2	CS1	CS2	被使能的输出		
0	0	0	1	1	0	1	1			
S1	S2	S3	S1	S2	S3	S1	S2	S3	F/ $\overline{R}$ =1	F/ $\overline{R}$ =0
0	0	0	0	0	1	0	1	0	O1, O5	O2, O4
1	0	0	1	0	1	1	1	0	O3, O5	O2, O6
1	1	0	1	0	0	1	1	0	O3, O4	O1, O6
1	1	1	1	1	0	1	0	0	O2, O4	O1, O5
0	1	1	0	1	0	0	0	1	O2, O6	O3, O5
0	0	1	0	1	1	0	0	1	O1, O6	O3, O4
0	1	0	0	0	0	0	1	0	禁止	禁止
1	0	1	1	1	1	1	0	1	禁止	禁止

对于有中心抽头的三相无刷直流电动机，利用本电路时，只使用了下桥臂三个功率开关，中心抽头应与电源 V_{SS} 连接，构成三相半波联结，需要有制动功能时，应按图 3-4 的接法，电动机中心抽头经一个功率管接到 V_{SS} ，此功率晶体管受控于 BRAKE 信号，当 BRAKE 为 1 时，功率晶体管截止，下桥臂的功率管使电动机三相绕组短接制动。

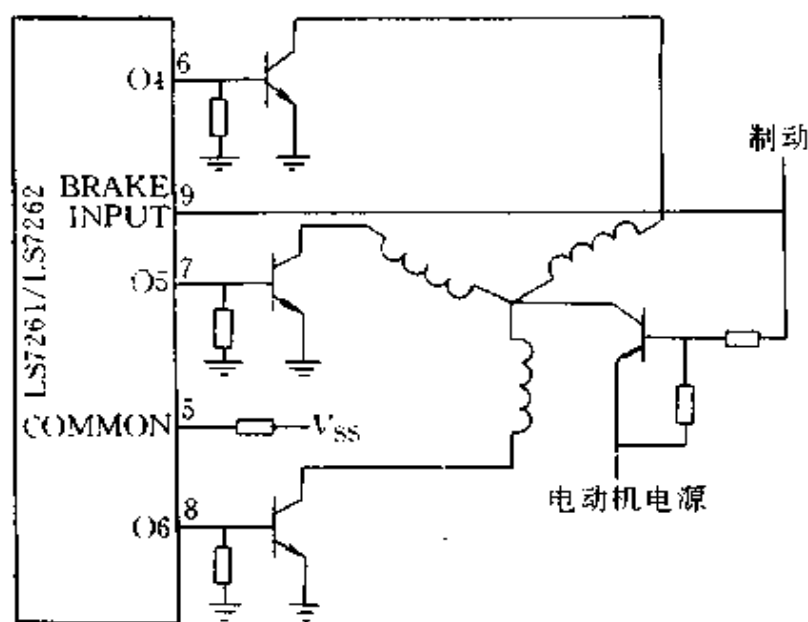


图 3-4 LS7261/LS7262 三相半波电路

引脚 10 (ENABLE): 使能端。该引脚高电平时使电路正常工作。施加低电平时，全部输出被禁止。本引脚内设有上拉电阻。此外，本引脚输入信号的正跳沿可将 LS7260/LS7262 的过电流 RS 触发器复位。

引脚 12 (OVERCURRENT SENSE): 过电流检测端。用户使用该引脚在过载情况下可保护电动机绕组、驱动电路和电源。在驱动桥的接地端增串一个小电阻作为电流检测，检测信号连接到一个 $100\text{k}\Omega$ 的电位器上，电位器的另一端接电源正极。调节此电位器，使电动机电流刚刚大于上限值时系统被禁止。理论上，过电流检测电路的动作点是 $V_{SS}/2$ ，其制造误差为 $\pm 0.25\text{V}$ 。对于制作好的芯片，由于时间或温度变化，此动作电压的偏差为 10mV 。

以内。LS7260 和 LS7262 在过电流时闭锁，在锯齿波振荡器正跳沿或 ENABLE 输入正跳沿时，使触发器复位，解除闭锁。也可利用 ENABLE 输入斩波信号，此时振荡器引脚应接 V_{SS} 。

引脚 13 (V TRIP)：控制端。该引脚与电路内的锯齿波振荡器一起工作，对电动机进行 PWM 控制。14 脚锯齿波信号电平的典型值是 $0.4V_{SS} \sim (V_{SS} - 2V)$ ，这里假定 V_{DD} 为地。当向 13 脚施加的电压小于 OSC 引脚电压时，可实现如表 3-3 所示的输出。若此电压大于 OSC 电压时，全部输出禁止。通常，利用此引脚作变速调节。

引脚 14 (SAWTOOTH OSCILLATOR)：锯齿波振荡器端。在该引脚外接定时电阻和电容，它们的值决定了锯齿波的振荡频率。

引脚 2、3、4 (OUT1、2、3)：输出端。对于 LS7261/LS7262 在 COMMON (5 脚) 浮地，这些漏极开路的输出被使能时，此三输出可用来向外接 PNP 晶体管提供基极驱动电流或向 P 沟道 FET 提供栅极驱动。如果 COMMON 维持 V_{SS} 正电位，这些输出可用来驱动 NPN 晶体管或 N 沟道 FET。而对于 LS7260，COMMON 接 V_{SS} ，这些输出用来驱动 P 沟道 FET。

引脚 6、7、8 (OUT4、5、6)：输出端。这些漏极开路的输出，可用以驱动外接 NPN 晶体管或 N 沟道 FET。

引脚 5 (COMMON)：公共端。

引脚 11 (V_{SS}) 电源正极端。

引脚 18 (V_{DD})：电源负极端（接地）。

4. 应用 图 3-5 和图 3-6 表示了这种电路外接三相功率桥，并有电流检测的连接方法。图中， $VF_3 \sim VF_6$ 表示电路内部作输出驱动的 MOSFET。图 3-6 表示了 VF_6 和 VF_4 导通工作状态，电流沿虚线流过外接晶体管 V_{101} 和 V_{105} 的基极。限流电阻 R_5 应由 V_{SS} 和需要的电流来选择。

需要控制电动机在两个不同转向下加减速运行和调速时，可利用 SG1731 或 UC1637 等 PWM 电路，它们输出的 FORWARD

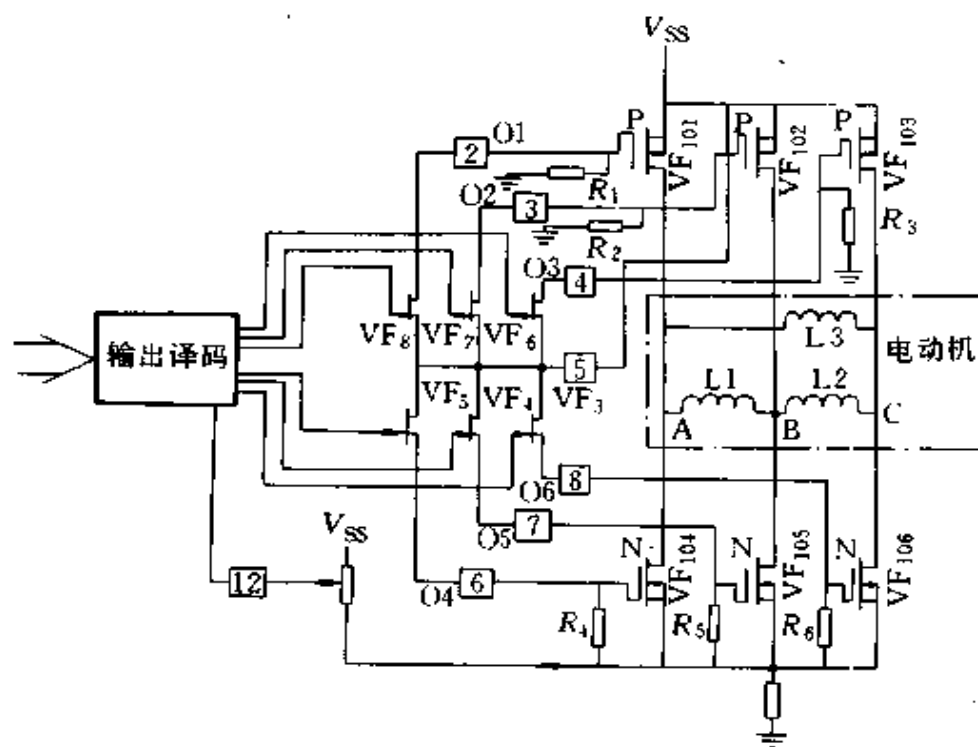


图 3-5 LS7260 三相全波输出电路

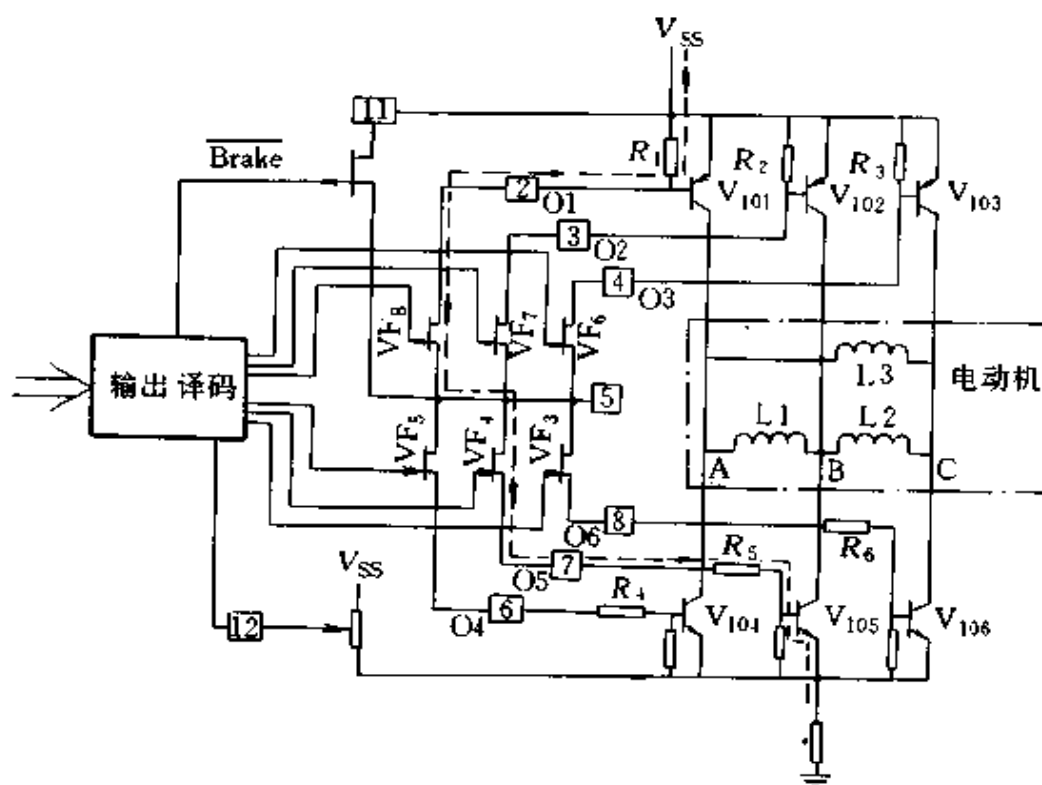


图 3-6 LS7261/LS7262 三相全波输出电路

(F)和 REVERSE(R)脉宽调制信号可如图 3-7 那样接至 LS7260/LS7261/LS7262。图中以电阻-二极管网络构成或门逻辑电路，F 或 R 信号高电平时将 LS7260/LS7261/LS7262“使能”，并且 F 为高电平时电动机产生正向转矩，R 为高电平时产生反向转矩。电动机的转子转向由 F 和 R 的脉宽相对比例决定。而加速还是减速则由这些脉宽的变化量决定。

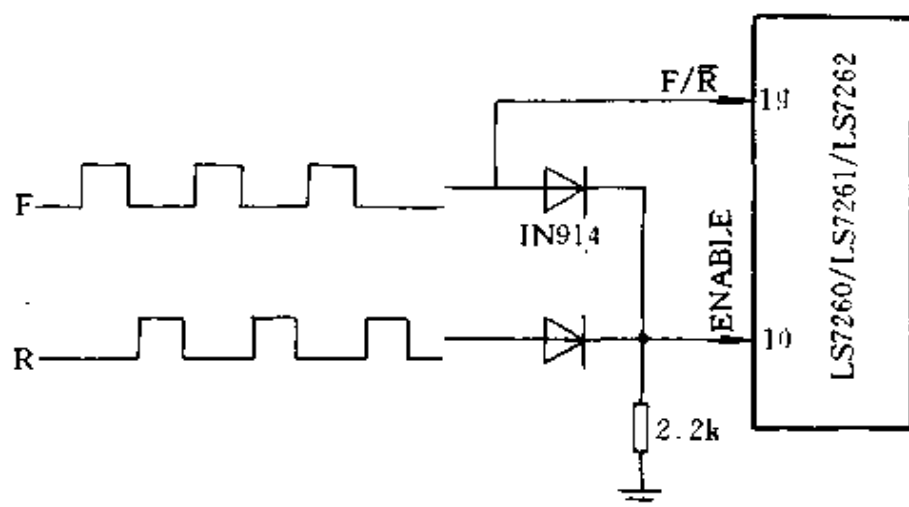


图 3-7 正反转精确控制

LS7261/LS7262 也可以用于四相无刷直流电动机的控制。此时，CS1 和 CS2 均取为 0，两个正交的霍尔传感器信号从 S1 和 S2 脚输入，并将 S3 与 S2 短接。图 3-8 表示利用晶体管或 FET 的四相电动机驱动连接图，图中也表示了电流检测及制动控制。

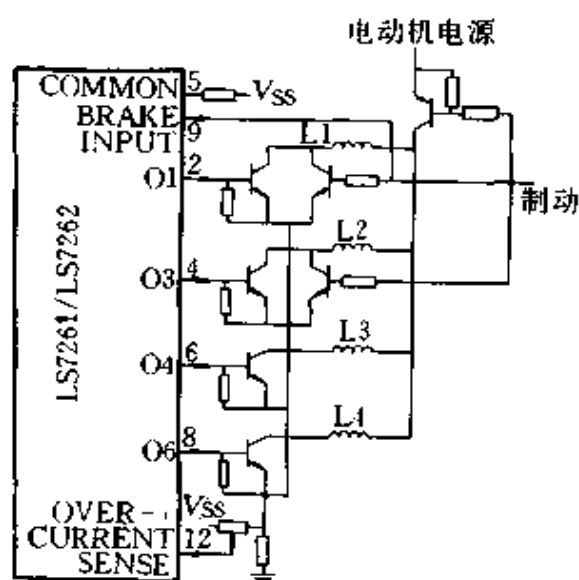


图 3-8 四相驱动电路

图 3-9 表示用于闭环速度控制的接线图。利用电动机转子位置传感器的一路信号（如 S1 端信号），经微分和对负脉

冲积分产生一个代表转速的直流电压，加至运算放大器的反相输入端。运算放大器的同相端是从电位器中取得调节电压作为速度指令信号。放大器的输出接 V TRIP 脚。由 R_2 - C_1 微分电路、 R_3 - VD_1 负脉冲发生、 R_4 - C_2 积分电路完成了频率/电压转换。当电动机速度超过期望值时，V TRIP 增大，降低了 PWM 的脉宽，使电动机转速回落。相反，当转速低于期望值时，V TRIP 减小，脉宽增大，使转速回升。为了正常工作， R_5 和 R_6 应大于 R_4 ， R_4 应大于 R_3 和 R_2 ，而且时间常数 R_4C_2 应大于 R_2C_1 。 R_6 上并 C_3 的作用是使 V TRIP 电压平滑。

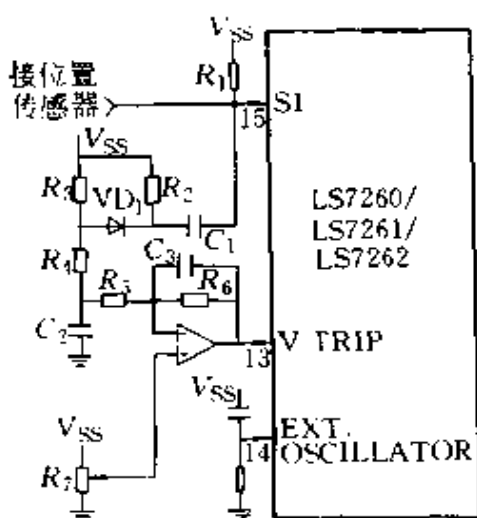


图 3-9 闭环速度控制

5. 较高电压的电动机驱动电路 LS7260/LS7261/LS7262 全部设计为工作电压 7~28V，前面所述应用电路中，电动机和集成电路采用同一个电源电压。在许多情况下，电动机工作电压 V_{mOT} 高于这个电压，此时需要采用电平转移电路。

对于 LS7261/LS7262，将 5 脚连接到电源 V_{SS} 正极，电路六个输出 FET 均变为源极输出。图 3-10~图 3-12 表示不同的电平转移电路，以适应不同的功率开关组合。图 3-10 适用于 PNP 和 NPN 晶体管组合电路，这里只表示一个桥臂情况。它利用 V_1 作电平转移，当 2 脚输出为高电平时， V_1 导通，经 R_3 向 V_3 管提供基极驱动电流，使 V_3 导通。若 2 脚为低电平， V_1 管截止，由 R_4 作用使 V_3 快速截止。 V_2 管为跟随器接法，由 6 脚控制 V_4 的导通或截止。如果电动机使用更高电压， R_2 和 R_3 上的功耗将很大。此时，在 R_3 上并加速电容，在 V_3 的 e 和 b 极并上保护二极管是必要的。电阻功耗较大是此电路的缺点。图 3-11 改用 P 沟道和 N 沟道 FET，此问题得以解决。但是，P 沟道 FET 的通态电阻比 N 沟道 FET 的要大，较高的通态电阻使开关速度下降，损耗增加，效率

降低，可靠性减低。

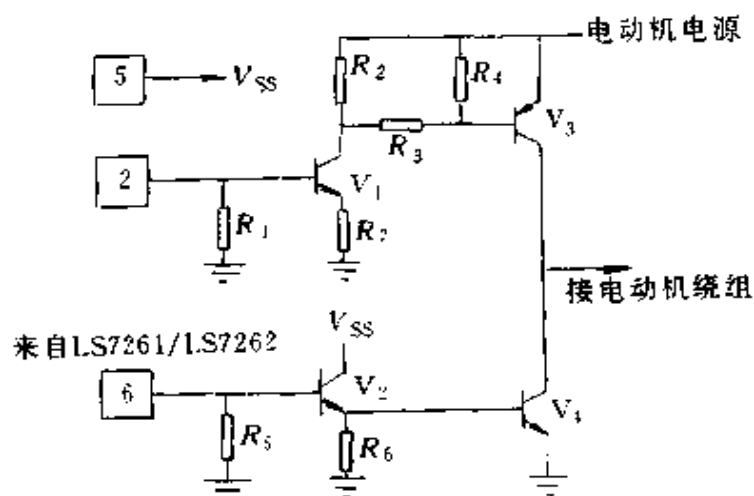


图 3-10 用 PNP 和 NPN 晶体管的电动机驱动电路

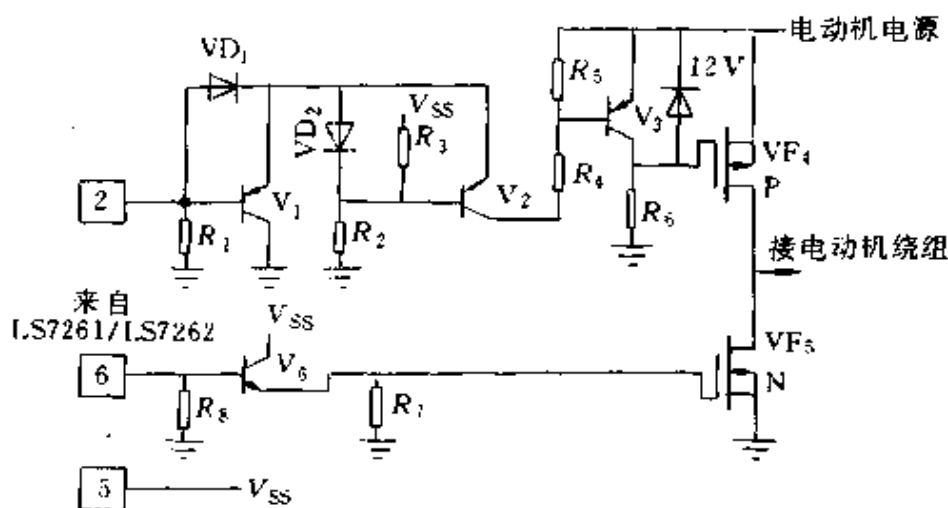


图 3-11 用 P 和 N 沟道 FET 的电动机驱动电路

全部使用 N 沟道 FET 作功率开关有更高效率。图 3-12 是利用 BUZ73 N 沟道功率 FET 驱动工作电压为 150V 的三相无刷直流电动机电路图。上桥臂 N 沟道 FET 需要提供其栅极驱动的外加辅助电源。图 3-13 给出一个可应用的参考电路。由 NE555 振荡器产生方波经电容耦合到二极管网络，二极管 1N4004 将 12V 方波整流出所需的直流电压，使 G 点电压约为 162V。D 点接 V_{SS} ，为 12V，E 点为 150V。当 LS7261 或 LS7262 的 2 脚为高电平时， V_1 和 V_2 导通，上桥臂的 FET 的栅极被接至 162V 而导通，其源极电

压接近 150V。其栅源极接一个 16V 稳压二极管来保护。当 2 脚为低电平时， V_1 和 V_2 截止，此 FET 的栅源极间电容电荷经 V_3 快速放电。下桥臂的 BUZ73 从 6 脚经两个并接的 CD4050 反相器作缓冲而进行驱动。

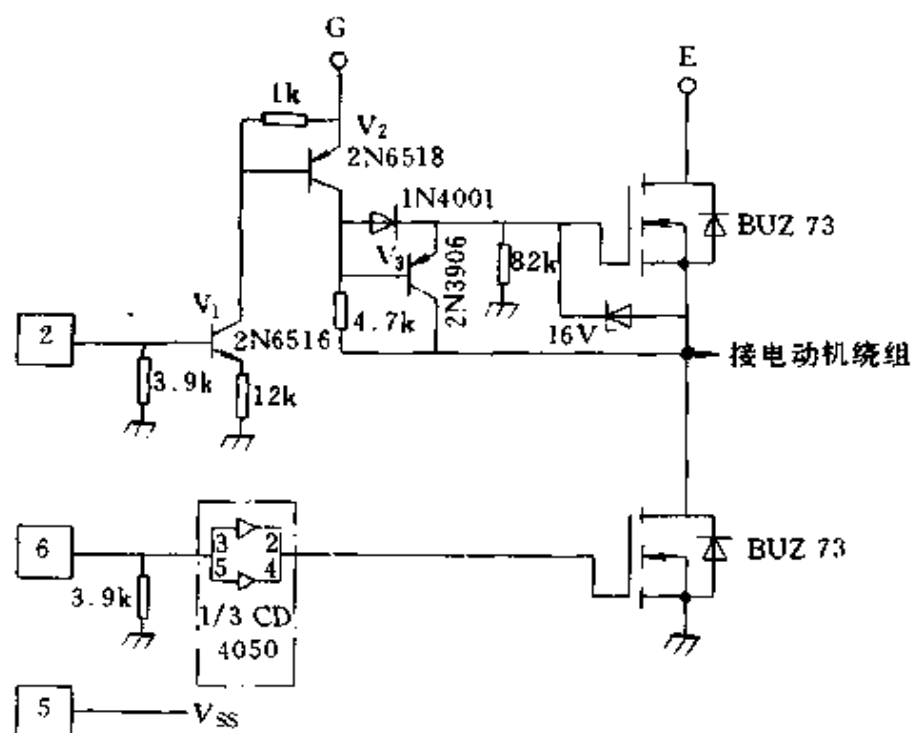


图 3-12 用两个 N 沟道 FET 的电动机驱动电路

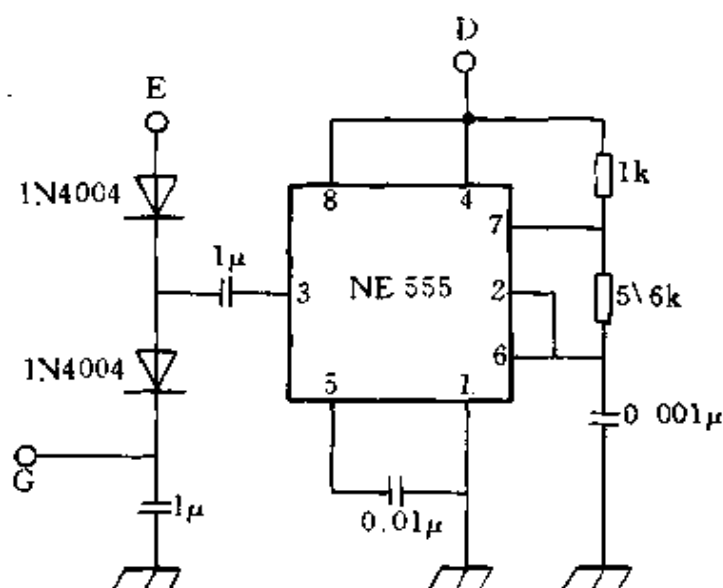


图 3-13 附加栅极驱动电源

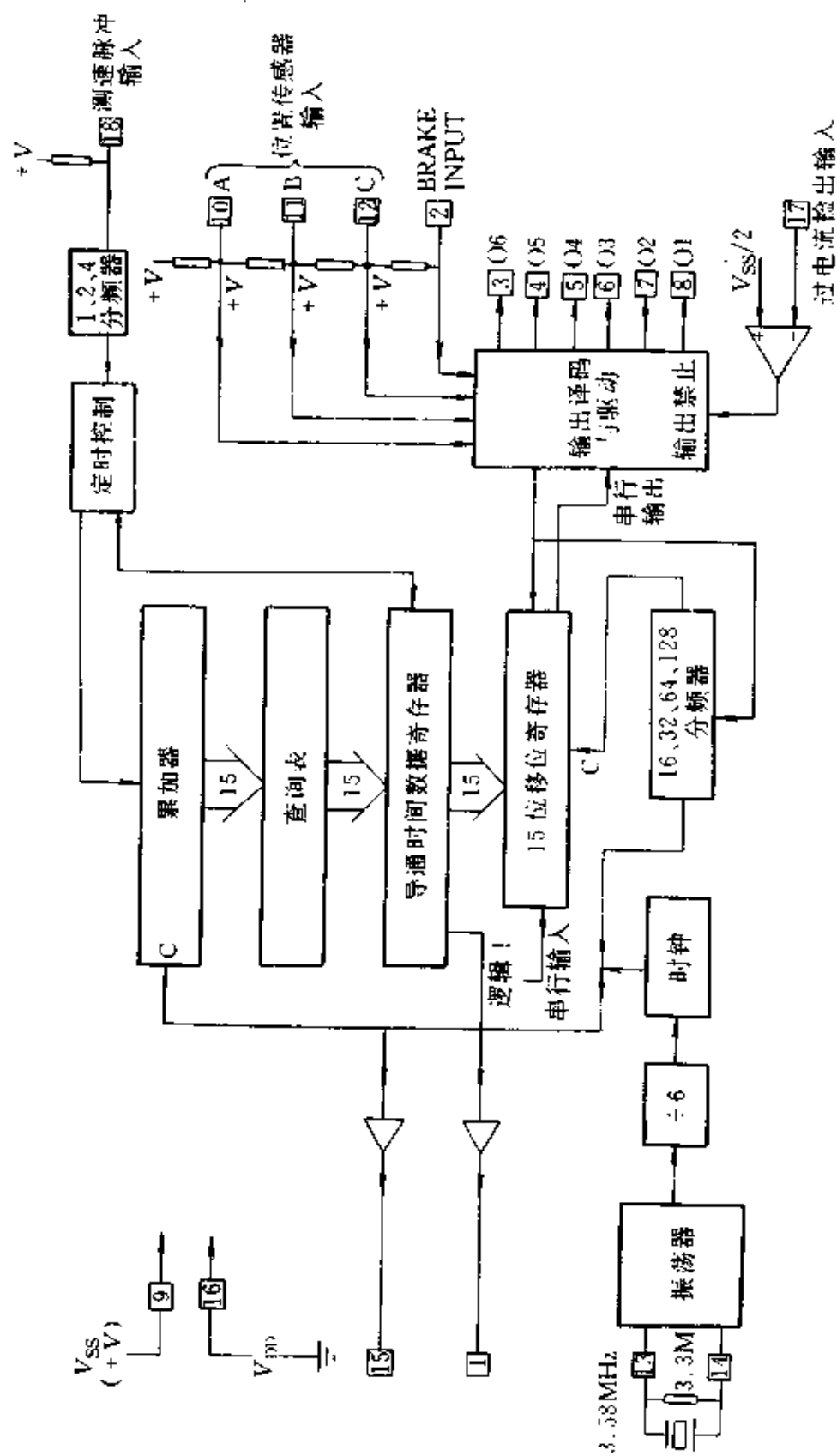
3.3 LS7263/LS7264 高精度无刷直流电动机速度控制器

LS7263 和 LS7264 都是 LSI COMPUTER SYSTEMS, INC. 生产的, 适用于三相和四相无刷直流电动机高精度稳速控制专用集成电路。利用 3.58MHz (LS7263) 和 2.4576MHz (LS7264) 石英晶体振荡器, 可获得 $3600\text{r/min} \pm 0.1\%$ 的高精度速度。改变石英晶体振荡器频率可得到其他需要的速度。两集成电路的基本部分是相同的, 下面以 LS7263 为主予以介绍。

1. 主要特点

- 高精度的速度调整率
- 快速加速到预定速度且超调量小
- 六输出端可直接驱动功率桥
- 低速检出
- 过电流检测
- 制动控制
- 电源接通自动复位
- 使用 10~28V 电压

2. 工作原理 LS7263 的其他控制功能和 LS7261/LS7262 相同。它的稳速是闭环控制。速度调节是以改变输出驱动的占空比实现的, 不像 LS7261/LS7262 那样进行高频斩波控制。对于每一个换相间隔时间 (即一个状态内), 对应的电动机绕组导通工作时间仅是全部时间的一部分。“导通时间”由电路内掩模的 PROM 查询表预先确定。在图 3-14 框图中, 测速信号取自三个霍尔传感器输入 S1、S2 或 S3 中的任一个。此输入信号可被 1、2 或 4 分频, 这由掩模时编制好。使获得的速度信息是每转的一倍、两倍 (对于四极电动机), 或一倍、两倍、四倍 (对于八极电动机)。分频电路输出信号用来将累加器复位和将新数据存入寄存器。累加器在两个测速输入脉冲之间的时间内 (或其倍数) 计入时钟脉冲个数。此脉冲个数正比于这个时间, 从而反比于电动机转速。由累



加器的 15 位二进制数在 PROM 查询表中寻址查得对应的“导通时间”，并存于寄存器内。如果电动机转速低于预定值，此寄存器全部位都是逻辑 1。如果转速高于预定值，寄存器各位均为零。如果电动机转速到达或接近预定值，寄存器中一些位是 1，另一些位是 0。“导通时间”百分比（即占空比）与转速的精确关系也就是环路增益是由查询表中的 ROM 内容决定。LS7263 有多种标准规格可供选用，也可为用户专门的电动机特制。例如，中增益的 LS7263-01，占空比变化 0~100%，对应转速变化为 40r/min (3580~3620r/min)，而高增益的 LS7263-02，占空比变化 0~100%，对应转速变化仅为 6r/min (3597~3603r/min)。

寄存器数据在每个换相时刻送入 15 位串行移位寄存器中。后者的时钟信号从 3.58MHz 石英晶体振荡器经分频器来。它的分频系数在掩模时已确定，它和电动机极对数及需要的转速有关。在每个换相时刻，此移位寄存器数据送至解码驱动电路。解码器驱动输出端输出正确换相顺序和合适占空比信号，将电动机驱动至预期转速。

表 3-4 给出不同型号规格标准电路的一些数据和适用电动机的参数。

表 3-4 不同型号规格电路的主要数据

型 号	电动机 极数	传感器 间距(°)	增益	测速信号 分频系数	振荡器 分频系数	3600r/min 时的占空比(%)
LS7263-01	4	60	中	1	384	35
LS7263-02	8	120	高	4	192	65
LS7263-03	4	120	中	2	384	35
LS7263-07	8	120	中	4	192	65
LS7264	4	90	中	1	384	65

图 3-15 的 LS7263-02 时序图表示一个八极电动机，在 1/4 转时间内各输出端 O1~O6 的换相顺序及占空比变化情况。

3. 引脚说明

引脚 1 (LS DETECT OUTPUT): 低速检出端。当电动机转速低于 1100r/min 时, 输出高电平。

引脚 2 (BRAKE INPUT): 制动输入端。施加高电平时, 输出端 O1、O2、O3 截止, O4、O5、O6 导通, 使三相绕组短接在一起, 实现制动。制动输入优先于其他输入。本引脚内设有上拉电阻。

引脚 3~8 (O1~O6): 输出端。输出端 O1

~O3 向外接 PNP 晶体管提供基极电流。输出端 O4~O6 经外接限流电阻向 NPN 晶体管提供基极电流。限流电阻依工作电源电压和基极电流选择, 为 0.1~9.9k Ω 。

引脚 10~12 (A、B、C INPUT): 位置传感器输入端。接电动机转子位置传感器, 要适应不同传感器间距或改变转向可在外电路以逻辑门处理后才输入本电路。

引脚 13、14: 振荡器端。两引脚外接石英晶体振荡器或其他振荡器电路, 也可由 13 脚引入外时钟信号。

引脚 15: 频率试验端。供用户测量用, 其频率是振荡器频率的 1/6。

引脚 17: 过电流检出输入端。从电源正极 V_{SS} 串接小值电阻到 PNP 晶体管共射极端, 引出一个约 100k Ω 电位器, 另一端接地, 滑动端连接至 17 脚。调节电位器, 当电流刚稍大于限定值时输出端 O1~O6 关闭。

引脚 18: 测速脉冲输入端。可将任一个位置传感器信号作为测速信号。测速输入端设有上拉电阻。

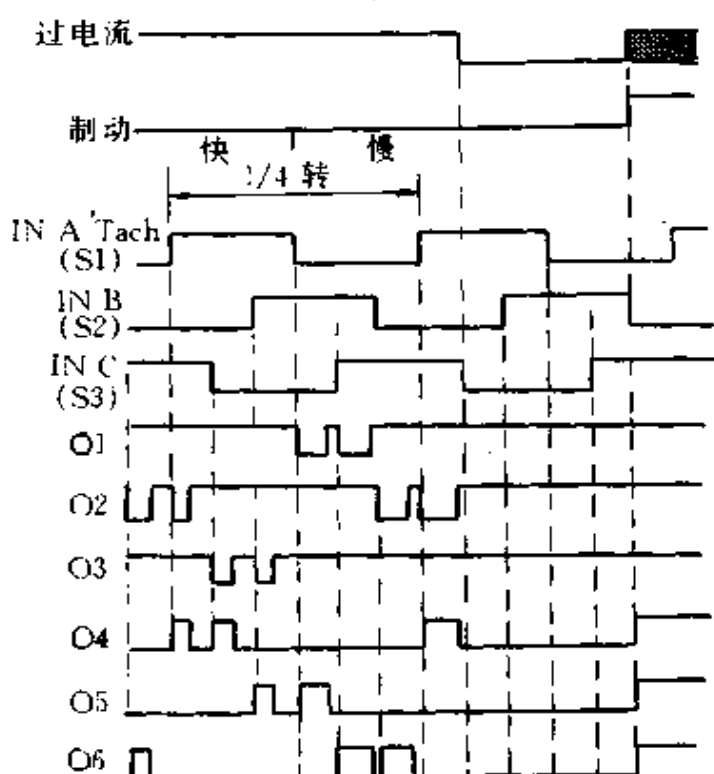


图 3-15 LS7263-02 时序图

4. 应用 在图 3-16 中给出应用实例，它是用于温盘驱动器的三相无刷直流电动机，其运行转速是 3600r/min。

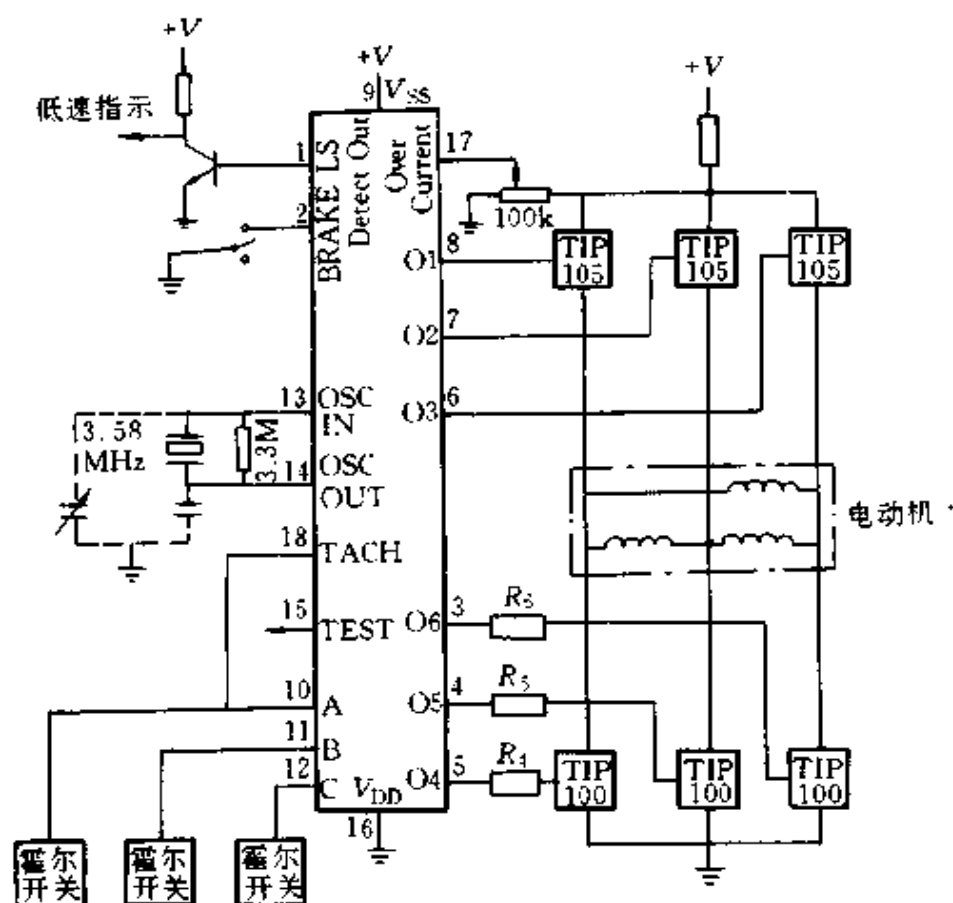


图 3-16 应用电路示例

尽管本电路原设计的运行转速是 3600r/min，但其他转速时也可以使用。例如，利用 LS7263-02 电路，改用 2.68MHz 晶体振荡器，对测速信号外加一级二分频电路，即可得到精确的 5400r/min。如果将石英晶体振荡器电路用一个可变频率振荡器代替，LS7263 也可使电动机工作于 1500r/min 或更低转速。

3.4 MC33033/MC33034/MC33035 无刷直流电动机控制器和 MC33039 电子测速器

MC33033/MC33034/MC33035 是 MOTOROLA 公司称之为第二代的无刷直流电动机控制器专用集成电路系列。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

电动机，还可以用作有刷直流电动机的控制。加上一片 MC33039 电子测速器作 F/V 转换，引入测速反馈后，可构成闭环速度调节系统。

1. MC33035 无刷直流电动机控制器 本集成电路的主要组成部分包括：

- 转子位置传感器译码器电路
- 带温度补偿的内部基准电源
- 频率可设定的锯齿波振荡器
- 误差放大器
- 脉宽调制 (PWM) 比较器
- 输出驱动电路
- 欠电压封锁保护、芯片过热保护等故障输出
- 限流电路

该集成电路的典型控制功能包括 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，适当加上一些外围元件，可实现软起动。

MC33035 采用 24 脚 DIP 塑料封装。其引脚功能说明见表 3-5，原理框图见图 3-17。

MC33034 与 MC33035 有相同的功能，为适应不同的无刷直流电动机的各相传感器之间相位差的不同，提供两种不同规格产品：MC33034 P60 适合相位差为 60° 或 300° ，MC33034P120 则适合相位差为 120° 或 240° 。MC33034 的 15 脚为控制部分的地，其电流检测比较器反相输入端没有引出。22 脚为空脚。

MC33033 是将 MC33035 部分功能省去的较低价格的无刷直流电动机控制器。它是 20 脚塑封封装。它将 V_{CC} 和 V_C 电源合为一个引脚，没有制动输入和故障信号输出，电流检测比较器反相输入端没有引出。其他功能与 MC33035 相同。它的引脚表见表 3-6。

2. MC33035 功能说明

(1) 转子位置传感器译码电路：该译码电路将电动机的转子位置传感器信号转换成六路驱动输出信号，三路上侧驱动输出和

三路下侧驱动输出。它适合于集电极开路的霍尔集成电路或光耦合电路等传感器。输入端 4、5、6 脚都设有提升电阻，输入电路与 TTL 电路电平兼容，门槛电压为 2.2V。该集成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电动机。

表 3-5 MC33035 引脚功能说明

引脚号	符号与功能	功 能 说 明
1, 2, 24	B_T, A_T, C_T	集电极开路输出，可用来驱动三相桥上侧三个功率开关。最大允许电压为 40V，最大吸入电流为 50mA
3	正向/反向	改变电动机转向
4, 5, 6	S_A, S_B, S_C	转子位置传感器输入端
7	使能控制	逻辑高电平使电动机起动，逻辑低电平使电动机停车
8	基准电压输出	典型值 6.24V
9	电流检测输入	电流检测比较器的同相输入端
10	振荡器	由外接定时元件 R_T 和 C_T 决定其振荡频率
11	误差放大器输入	同相输入端
12	误差放大器输入	反相输入端
13	误差放大器输出	在闭环控制时连接校正阻容元件。此引脚亦连接到内部 PWM 比较器反相输入端
14	故障信号输出	集电极开路输出，故障时输出低电平
15	电流检测输入	反相输入端
16	地	
17	V_{CC}	供给本集成电路的正电源，10~30V
18	V_C	给下驱动输出提供正电源，10~30V
19, 20, 21	C_B, B_B, A_B	下侧驱动输出端
22	60°/120°选择	高电平对应传感器相差 60°，低电平对应传感器相差 120°
23	制动输入	逻辑低电平使电动机正常运转，逻辑高电平使电动机制动减速



1

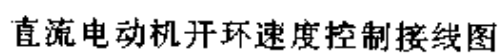


表 3-6 MC33033 引脚功能说明

引脚号	符 号 与 功 能
1, 2, 20	B _T , A _T , C _T
3	正向/反向
4, 5, 6	S _A , S _B , S _C
7	基准电压输出
8	振荡器
9	误差放大器同相输入端
10	误差放大器反相输入端
11	误差放大器输出
12	电流检测比较器同相输入端
13	地
14	V _{CC} 10~30V
15, 16, 17	C _B , B _B , A _B
18	60°/120°选择
19	使能控制端

由于 3 个输入逻辑信号,原则上可有 8 种逻辑组合。其中 6 种正常状态决定了电动机 6 个不同的位置状态。其余 2 种组合对应于位置传感器不正常状态,即 3 个信号线开路或对地短路状态,此时 14 脚将输出故障信号(低电平)。

用 3 脚逻辑电平来确定电动机转向。当 3 脚逻辑状态改变时,传感器信号在译码器内将原来的逻辑状态改变成非,再经译码后,得到反相序的换向输出,使电动机反转。

电动机的起停控制由 7 脚使能端来实现。当 7 脚悬空时,内部有 40μA 电流源电流使驱动输出电路正常工作。若 7 脚接地,三个上侧驱动输出开路(1 状态),三个下侧驱动输出强制为低电平(0 状态),使电动机失去激励而停车,同时故障信号输出为零。

当加到 23 脚上的制动信号为高电平时, 电动机进行制动操作。它使三个上侧驱动输出开路, 下侧三个驱动输出为高电平, 外接逆变桥下侧三个功率开关导通, 使电动机三个绕组端对地短接, 实现能耗制动。芯片内设一个四与门电路, 其输入端是 23 脚的制动信号和上侧驱动输出三个信号, 它的作用是等待三个上侧驱动输出确实已转变为高电平状态后, 才允许三个下侧驱动输出变为高电平状态, 从而避免逆变桥上下开关出现同时导通的危险, 其控制真值表见表 3-7。

表 3-7 三相六步控制真值表

输 入								输 出								
位置传感器信号						正向/ 反向 F/R	使能 Enable	制动 Brake	电流 检测 Current Sense	上侧驱动			下侧驱动			故障 输出 Fault
60° S _A S _B S _C			120° S _A S _B S _C							A _T	B _T	C _T	A _B	B _B	C _B	
1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1
1	1	0	1	1	0	1	1	0	0	1	0	1	0	0	1	1
1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1
0	1	1	0	1	1	1	1	0	0	1	1	0	1	0	0	1
0	0	1	0	0	1	1	1	0	0	1	1	0	0	1	0	1
0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	1	1	0	1	0	1
1	0	0	1	0	0	0	1		0	1	1	0	1	0	0	1
1	1	0	1	1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	1	0	1
1	1	1	0	1	0	0	1	0	0	0	1	1	0	1	0	1
0	1	1	0	1	1	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1
0	0	1	0	0	1	0	1	0	0	1	0	1	0	0	1	1
0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1
1	0	1	0	0	0	×	×	0	×	1	1	1	0	0	0	0
0	1	0	1	1	1	×	×	0	×	1	1	1	0	0	0	0
✓	✓	✓	✓	✓	✓	×	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
✓	✓	✓	✓	✓	✓	×	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1
✓	✓	✓	✓	✓	✓	×	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0
✓	✓	✓	✓	✓	✓	×	1	0	1	1	1	1	0	0	0	0

注: ✓——传感器正常逻辑状态; ×——0 或 1。

(2) 误差放大器: 该芯片内设有高性能、全补偿的误差放大器。在闭环速度控制时, 该放大器的直流电压增益为 80dB, 增益

带宽为 0.6MHz，输入共模电压范围从地到 V_{REF} （典型值为 6.25V），可得到良好性能。作开环速度控制时，可将此放大器改接成增益为 1 的电压跟随器，即速度设定电压从其同相输入端 11 脚输入。12-13 脚短接。

(3) 锯齿波振荡器：内部振荡器振荡频率由外接定时元件 C_T 和 R_T 决定。每个振荡周期由基准电压 V_{REF} （8 脚）经 R_T 向 C_T 充电，然后 C_T 上电荷通过内部一晶体管迅速放电而形成锯齿波振荡信号。其波峰和波谷分别为 4.1V 和 1.5V。建议使用振荡器频率为 20~30kHz，以兼顾过低则可闻噪声和过高则影响功率开关效率的矛盾。

(4) 脉宽调制器：除非由于过电流或故障状态使六个驱动输出闭锁，在正常情况下，误差放大器输出与振荡器输出锯齿波信号比较后，产生脉宽调制（PWM）信号，控制三个下侧驱动输出。改变输出脉冲宽度，相当于改变供给电动机绕组的平均电压，从而控制其转速和转矩。脉宽调制时序图见图 3-18。

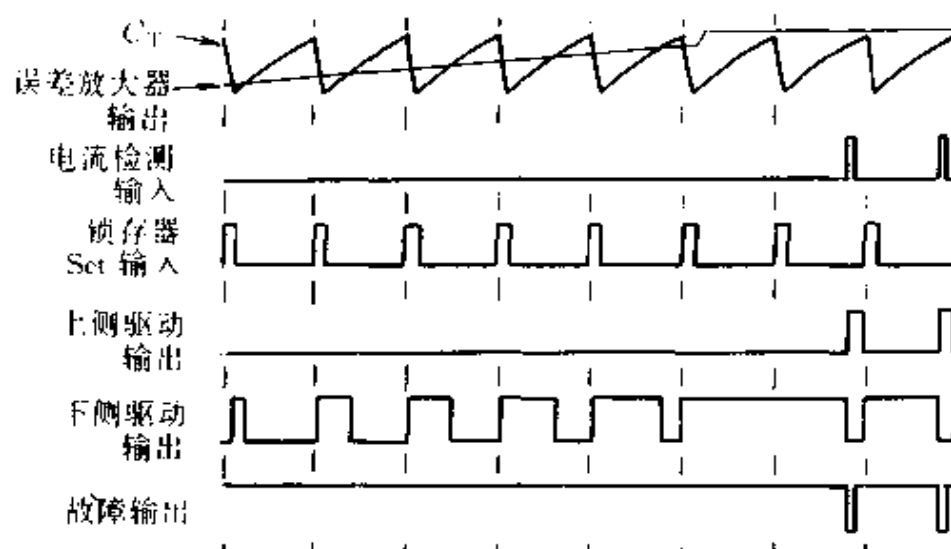


图 3-18 脉宽调制时序图

(5) 电流限制：外接逆变桥经一电阻 R_s 接地，作电流采样。采样电压由 9 和 15 脚输入至电流检测比较器。比较器反相输入端设置有 100mV 基准电压，作为电流限流基准。在振荡器锯齿波上

升时间内,若电流过大,此比较器翻转,使下 RS 触发器重置,将驱动输出关闭,以限制电流继续增大。在锯齿波下降时间,重新将触发器置位,使驱动输出开通。利用这样的逐个周期电流比较,实现了限流。若允许最大电流为 $I_{\max}$,则采样电阻按下式选择:

$$R_s = \frac{0.1}{I_{\max}}$$

为了避免由换相尖峰脉冲引起电流检测误动作,在 9 脚输入前可设置 RC 低通滤波器。

需要注意,在制动工作时,电动机绕组短路电流只流过下桥臂的开关晶体管,并没有流过采样电阻。因此本电流限制电路并不能为制动工作提供限流保护。如果需要采用制动运行方式,必须为此而选择足够大峰值电流的功率开关管。

(6) 欠电压保护:内设欠电压保护电路,在下列三种情况下,关闭驱动输出:本芯片电压 V_{cc} 不足、 V_c 不足(典型值低于 9.1V),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的驱动电压。从图 3-17 可见,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。欠电压保护是由三个电压比较器来实现的。

(7) 故障信号输出:14 脚是故障信号输出端,它的集电极开路 NPN 晶体管吸入电流能力为 16mA,可直接驱动 LED 作故障显示,也可以与微处理机接口。

14 脚输出低电平是表示下列情况之一的故障:

- 不正常的位置传感器输入状态
- 电流检测端输入电压大于 100mV
- 三种欠电压之一
- 内部芯片过热,典型值超过 170°C
- 使能端(7 脚)为逻辑 0 状态

本芯片内没有故障锁存,若要锁存故障状态,可采取这样的接法,即将 14 脚接至 7 脚。还可参照闭环控制示例图(图 3-23)、引入 R_{10} 和 C_6 实现故障的延时锁存,延时时间由此定时元件时间

常数决定。 C_0 旁的按键是用来解除故障锁存状态的复位键。

(8) 驱动输出：三个上侧驱动输出（1、2、24脚）是集电极开路 NPN 晶体管，吸入电流能力为 50mA，耐压为 40V，可用来驱动外接逆变桥上桥臂的 NPN 功率晶体管和 P 沟道 MOSFET 功率管。三个下侧驱动输出（19、20、21脚）是推挽输出，电流能力为 100mA，可直接驱动 NPN 晶体管和 N 沟道功率 MOSFET。下侧驱动输出的电源 V_c 由 18 脚单独引入，与供给电动机的电源 V_{cc} 分开。为配合标准 MOSFET 栅漏电压不大于 20V 的限制，18 脚上宜接一个 18V 稳压二极管进行钳位。

3. 三相全波六步无刷直流电动机开环速度控制 如图 3-17 所示，外接三相逆变桥是由 PNP 晶体管和 N 沟道功率 MOSFET 构成，它们内部的续流快速恢复二极管，在每个 PWM 周期功率管关断时，将绕组电感中能量反馈回功率电源。逆变桥可连接绕组为三角形联结或星形联结的电动机。

三相全波换相波形图（图 3-19）给出输入的位置传感器信号、六个驱动输出、电动机相电流的时序图。图中第一个周期表示了无 PWM 的情况，而第二个周期是有 50% PWM 的情况。

MC33035 也可用来控制三相半波（3 步）、两相和四相 4 步驱动无刷直流电动机，还可以用来控制有刷直流电动机。如图 3-20 所示，利用 MOTOROLA 的 MPM3002 MOSFET H 桥模块，以少量外围器件完成对一台 1/10hp（约 75W）有刷直流电动机的速度控制。MPM3002 功率模块由两个 P 沟道和两个 N 沟道 MOSFET 组成，其极限数据是 100V、8A。电路中 4、5、6 脚接为 100 输入码方式。脉宽调节频率为 25kHz，最高限流为 3A，可实现正反转控制和调速控制。

4. MC33039 电子测速器 MC33039 是为无刷直流电动机闭环速度控制专门设计的集成电路，系统不必使用较高价格的电磁式或光电式测速机，就可实现精确调速控制。它直接利用三相无刷直流电动机转子位置传感器三个输出信号，经 F/V 变换成正比于电动机转速的电压。

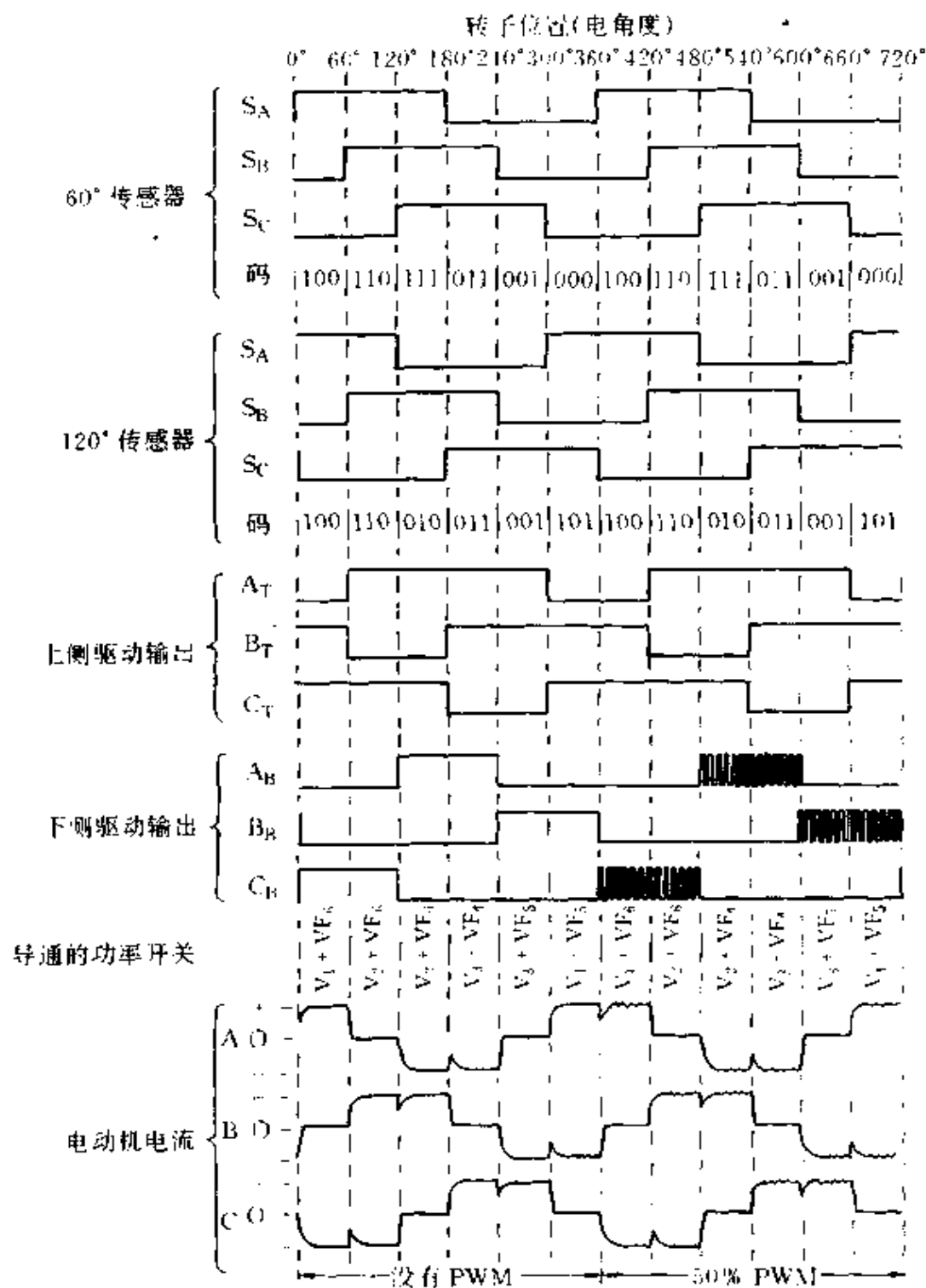


图 3-19 三相全波换相波形

从图 3-21 原理框图可知, 1、2、3 脚接收位置传感器三个信号, 经有滞后的缓冲电路, 以抑制输入噪声。经“或”运算得到

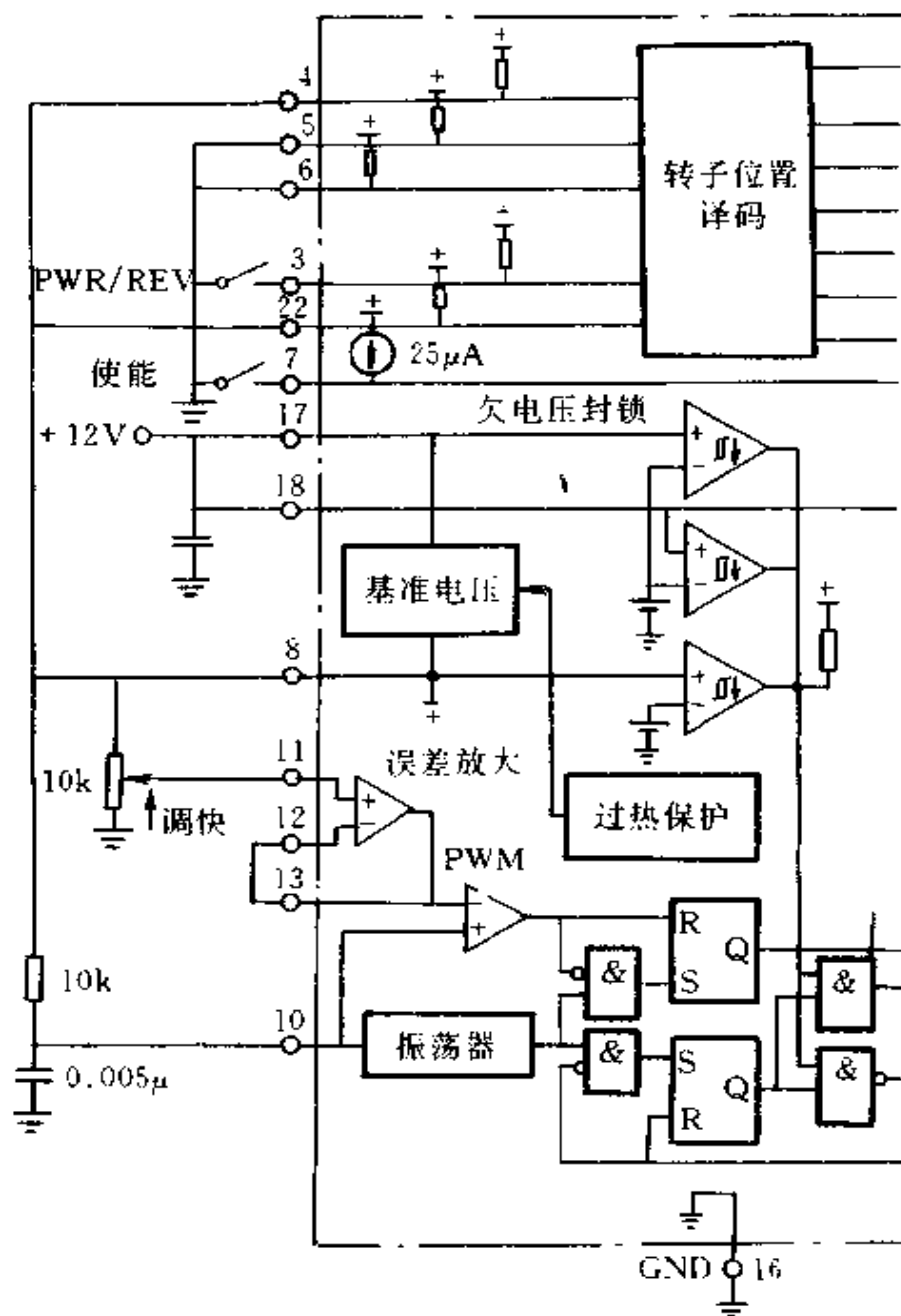
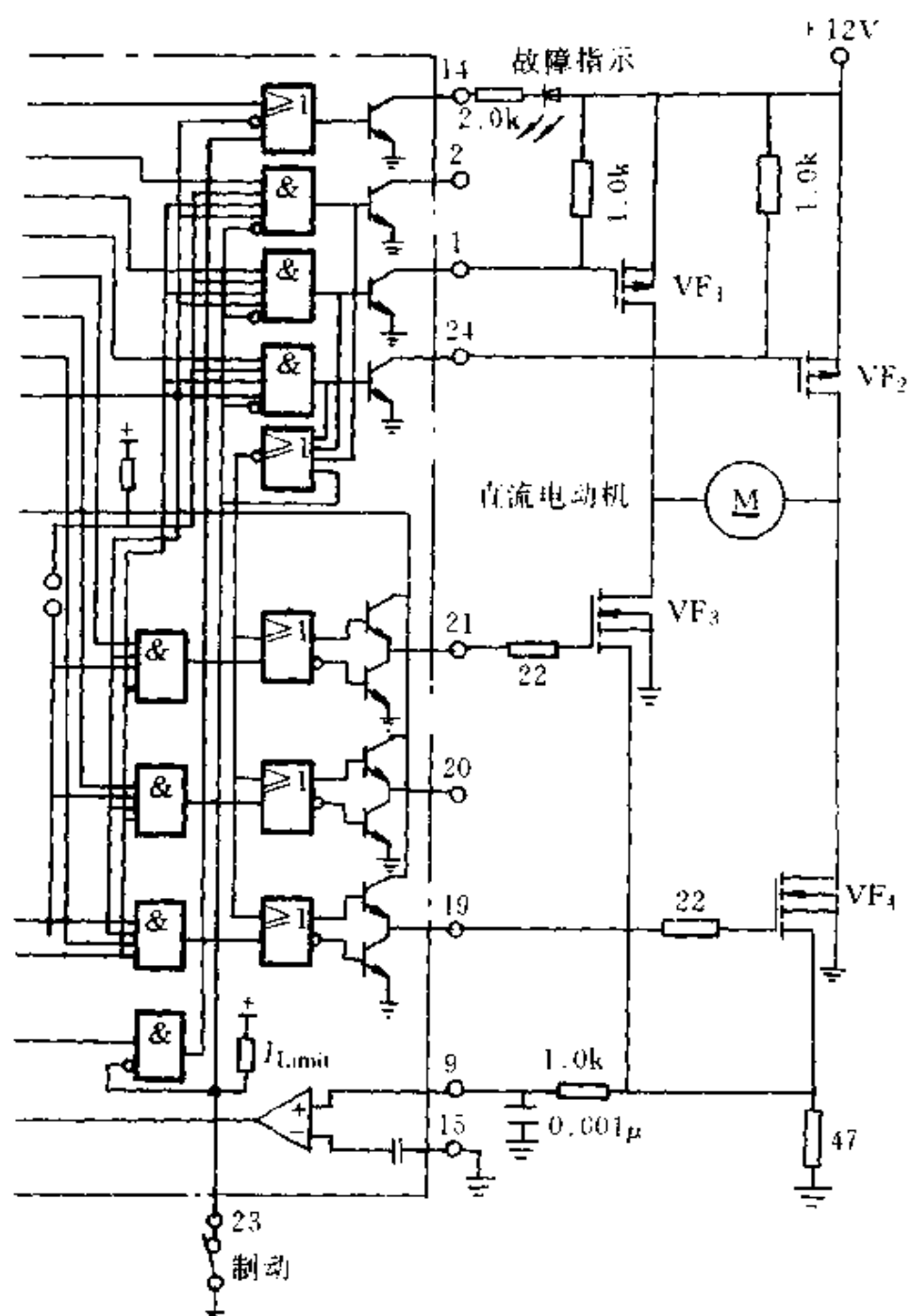


图 3-20 MC33035 用于有刷



直流电动机的控制

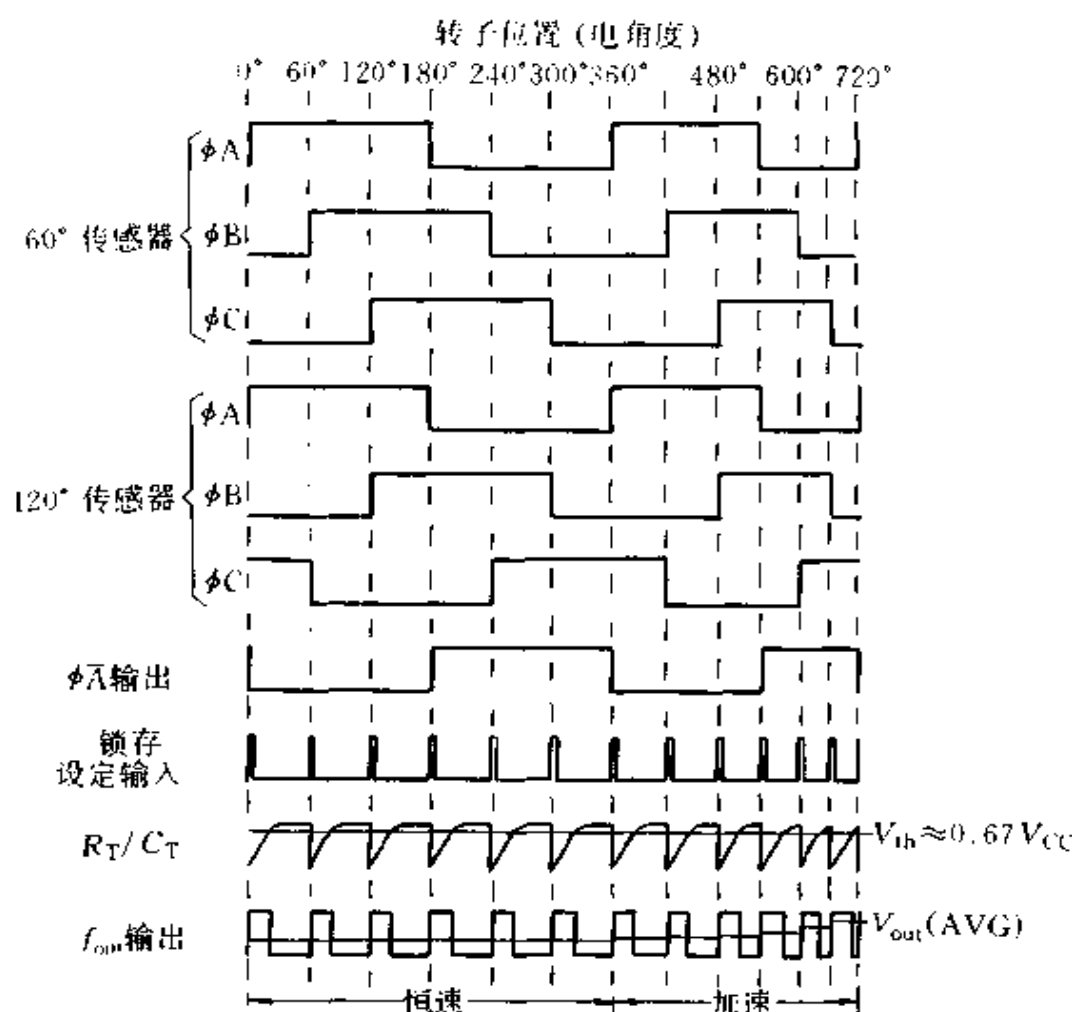


图 3-22 在三相电动机中应用时的波形

高转速为 5000r/min ，即 83r/s 。此时每秒输出脉冲数是 $83 \times 12 = 996$ 个。即其频率约为 1000Hz ，周期约为 1ms 。由 MC33039 说明书，取定时元件参数 $R_1 = 1\text{M}\Omega$ ， $C_1 = 750\text{pF}$ ，单稳态电路产生脉冲宽度为 $950\mu\text{s}$ 。8 脚接 MC33035 的基准电压。5 脚输出经电阻 R_3 接 MC33035 的 12 脚，即误差放大器反相输入端。放大器此时增益为 10，电容 C_3 起滤波平滑作用。MC33035 振荡器参数： $R_2 = 5.1\text{k}\Omega$ ， $C_2 = 0.01\mu\text{F}$ ，PWM 频率约为 24kHz 。

本系统采用无感电阻 R_{21} (0.05Ω ， 1W) 作为电流检测用，并经 R_8 、 R_9 分压后再连接到 9 脚。 C_5 是小滤波电容。这样，系统限流为 8A 。

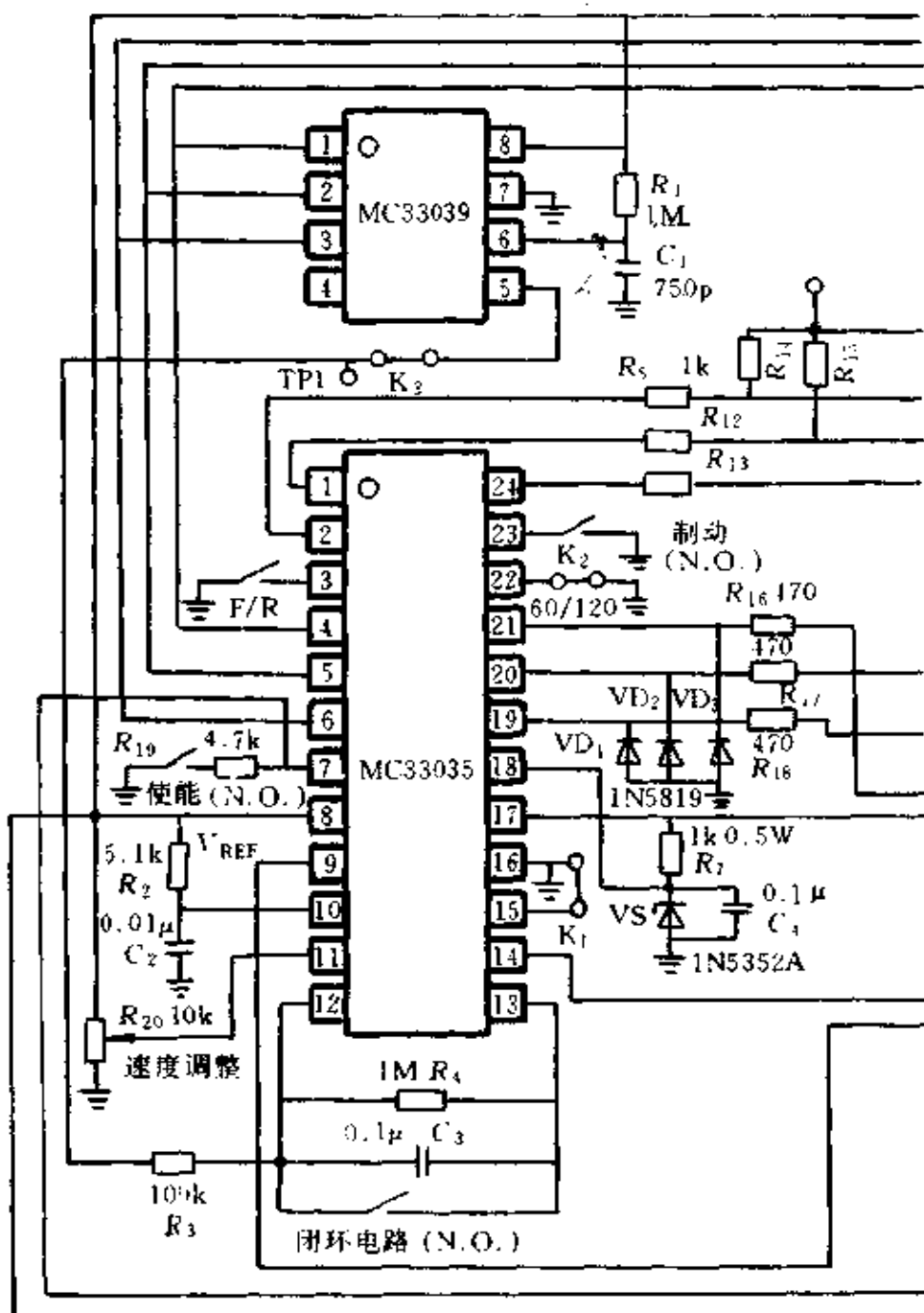
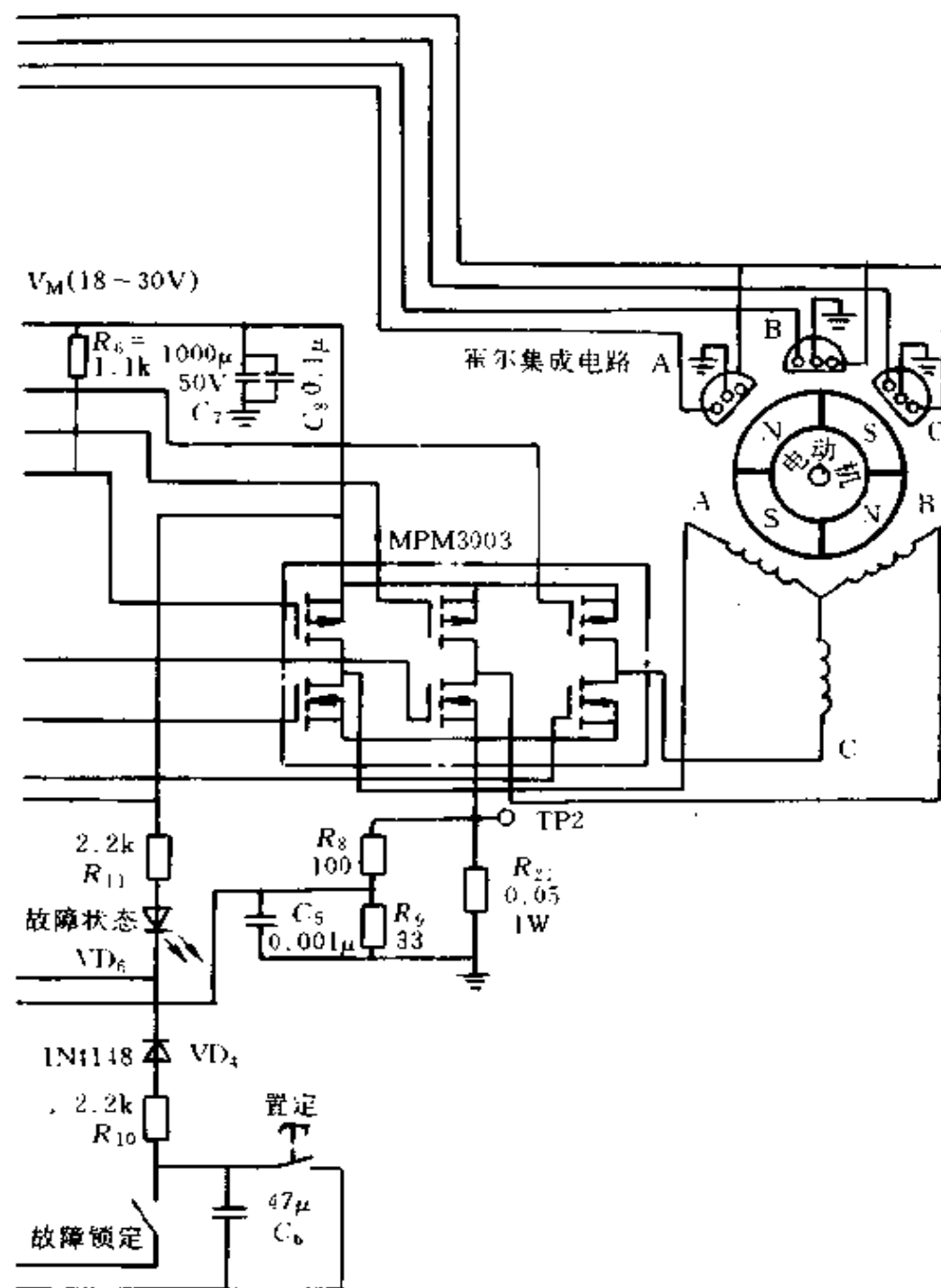


图 3-23 三相无刷直流电动机



闭环调速系统

3.5 UC3620/UC3623 三相无刷直流电动机驱动器

UC3620 和 UC3623 是直接驱动三相无刷直流电动机的高性能、斩波伺服驱动集成电路。它包括了位置信号译码、电流比较、振荡器、高增益运算放大器、驱动输出及若干保护电路等全部必需的电路。由于在任何负载情况下，其输出的 dv/dt 都限制在 $150V/\mu s$ 以下，传导或辐射无线电干扰得到明显减弱，因此更适用于对干扰噪声要求严格限制的场合。两电路除输出电流能力不同外，其余功能及引脚相同。图 3-24 给出内部框图及开环控制的连接电路示例。

1. 特点

- 工作电压 $8\sim 40V$
- 工作电流：连续电流为 $2A$ ，峰值电流为 $3A$ (UC3620)
 连续电流为 $1A$ ，峰值电流为 $2A$ (UC3623)
- 内部有高增益放大器适用于伺服控制
- 译码逻辑适用于间隔为 120° 电角度的霍尔传感器
- 电流限制保护
- 过热关机保护
- 欠电压封锁保护

2. 主要功能说明 电路内的译码器是为空间间隔 120° 电角度三个霍尔传感器设计的，10、11、12 脚是 A、B、C 三相霍尔传感器输入端，要求输入是 TTL 电平，并需要接上拉电阻。利用 13 脚逻辑电平控制电动机正反转。

输出为三相晶体管逆变桥，一方面由译码器控制，使三输出端 2、15、14 脚在任何工作时间都有一个是高电平（灌电流状态）、一个是低电平（拉电流状态）、一个是高阻态。另一方面，下桥臂的三个晶体管受单稳电路脉宽调制控制。它们的发射极连接至 1 脚，外接电流检测电阻 R_s ，经低通滤波电路后引至 7 脚输入。常用滤波参数是 $1k\Omega$ 和 $1000pF$ 。定时电路从 9 脚外接 RC 阻容元件，它决定了单稳电路固定的 OFF 时间 t_{OFF} 。

$$t_{OFF} = 0.916R_T C_T$$

当电动机电流上升到达某一数值, 7 脚电位达到比较器反相输入端电平时, 比较器翻转而触发单稳电路, 同时使驱动输出 (A_{OUT} 、 B_{OUT} 、 C_{OUT}) 截止。经过单稳电路的 t_{OFF} 时间后, 单稳电路重新回复高电平状态, 电动机绕组电流在新周期里开始上升, 见图 3-25)。如上所述, 比较器反相输入端电平决定了电动机的峰值电流。UC3620 比较器反相输入端接有 0.5V 钳位二极管。因此, 按系统预期峰值电流 I_p 可以计算电流检测电阻 R_s 。

$$R_s \approx 0.5/I_p$$

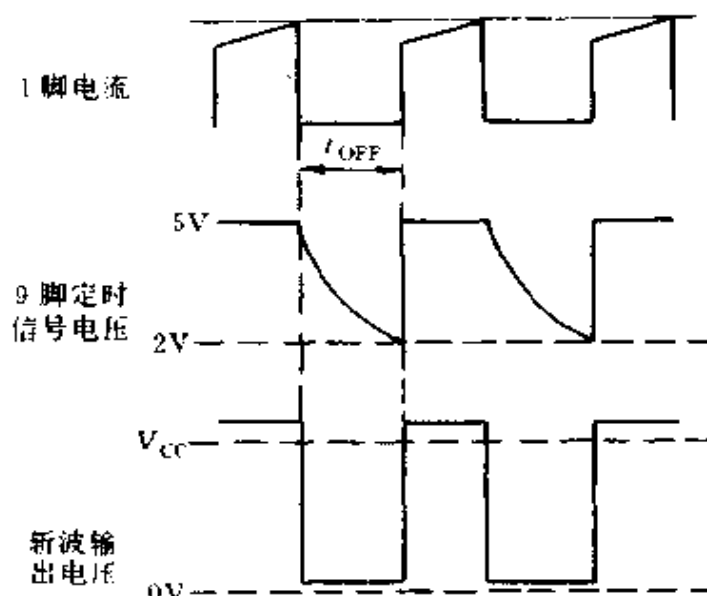


图 3-25 斩波方式时序图

内部高性能误差放大器供用户构成闭环控制用。其输出接 5 : 1 电阻分压衰减是为了提高误差放大器输出动态范围, 设置 1V 偏置电压使需要输出为零电流时更可靠。

当 V_{CC} 电压低于 8V 时, 欠电压封锁保护动作, 关闭输出端。芯片结温超过 150°C 时, 过热保护动作使输出端呈高阻态。

3. 应用 本电路外接少量元件可实现对小功率三相无刷直流电动机的开环或闭环速度控制。图 3-26 所示的闭环控制是用 F/V 变换器从一路霍尔传感器信号转换为速度反馈电压, 从 5 脚输入, 而 6 脚输入速度指令电压, 进行速度调节。



3.6 UC3625 三相无刷直流电动机控制器

UC3625 用于三相无刷直流电动机控制，它直接驱动外接 MOSFET 或达林顿晶体管，方便地构成一个完整的电动机控制系统。本电路可完成有固定频率的 PWM 控制、闭环速度控制和制动控制，并且有噪声抑制、安全正反转、防止上下桥臂直通等保护功能。尽管规定电路使用电源电压是 10~18V，但用来控制更高电压的电动机也是可能的。

1. 特点

- 直接驱动 MOSFET 或功率达林顿晶体管构成的三相逆变桥
- 驱动高端桥臂的输出晶体管集电极开路，耐压 50V
- 软起动
- 高速电流传感放大器
- 每脉冲周期限流控制
- 过电压和欠电压保护
- 安全正反转控制
- 测速信号输出
- 防止上下桥臂直通的保护
- 两象限或四象限运行
- 5V 参考电压

2. 引脚功能说明 该 IC 采用 28 脚双列直插封装。最大允许使用电源电压 20V。原理框图见图 3-27。

引脚 6、7 (DIR、SPEED IN)：译码器逻辑将输入的霍尔传感器信号和 DIR (方向) 信号译码成正确的驱动信号输出 (上侧驱动信号 PUA、PUB、PUC 和下侧驱动信号 PBA、PBB、PBC)。为了避免突然正反转造成输出级的危险，DIR 首先进入方向寄存器 (direction latch)，它是一个 2 bit 移位寄存器。此寄存器以 PWM 振荡器频率为时钟，所以方向改变总是要延时 1~2 个时钟周期，如果时钟频率是 40kHz，延时为 25 μ s 或 50 μ s。

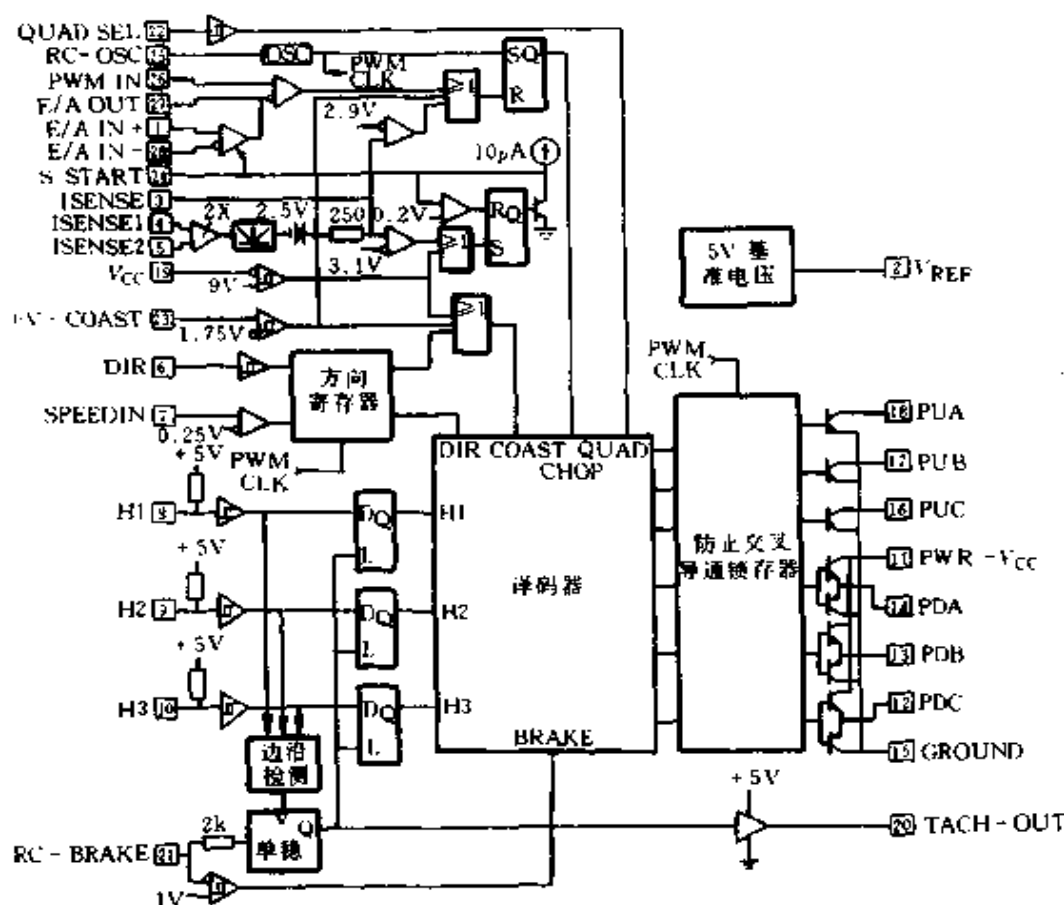


图 3-27 UC3625 原理框图

如果 SPEED IN 信号高于 250mV，方向寄存器被禁止。通常用 TACH-OUT 信号经滤波器接 SPEED IN 脚，只有电动机转速降到比较低时，方能改变电动机转向，不致危及输出级。

此外，电路还对方向寄存器的输出和输入进行检测，当两信号不一致时，发出禁止信号给输出驱动级，此时令电动机惯性滑行，滑行至安全速度后才允许反转。

引脚 1、28、27、26 (E/A IN+、E/A IN-、E/A OUT、PWM IN)：E/A IN+、E/A IN- 和 E/A OUT 是误差放大器的输入和输出脚，它可以用于电流控制、转速控制、系统补偿等多种不同用途。E/A OUT 和 PWM IN 是 PWM 比较器的输入。在电压型 PWM 系统中，PWM IN 可连接到 RC-OSC 端 (25 脚)。PWM 比较器输出送 PWM 触发器复位端。

引脚 8、9、10 (H1、H2、H3)：这三个是电动机霍尔位置传感器输入端。霍尔集成电路的电源可用 2 脚的 VREF 端。三传感器空间间隔应是 120°电角度。如果有传输带来的噪声，可用 6V 的稳压管和 1kΩ、2000pF 的 RC 滤波器解决。

引脚 4、5、3 (ISENSE1、ISENSE2、ISENSE)：差动输入的电流放大器增益约等于 2。输出与输入关系如下式：

$$\text{ISENSE} = 2.5\text{V} + 2 \times (\text{ISENSE1} - \text{ISENSE2})$$

输出接电流比较器，当电动机电流超过 $0.3\text{V}/R_s$ 时，比较器翻转，输出驱动闭锁。 R_s 是电流检测电阻。如果要求软起动，起动过程中电流限制在安全范围内。

引脚 14、13、12 (PDA、PDB、PDC)：这三个输出端驱动三相桥下侧开关管，它们的驱动电流为 0.5A，可直接驱动 N 沟道 MOSFET 或采取限流措施后驱动功率达林顿晶体管的基极。

引脚 18、17、16 (PUA、PUB、PUC)：这三个输出是集电极开路，用以驱动三相桥上侧开关管，直接驱动 P 沟道 MOSFET 或 PNP 晶体管。通过电平移动电路、光耦或变压器耦合方法，驱动高电压大电流开关。

引脚 22 (QUAD SEL)：该 IC PWM 斩波控制有两种方式供选择：一种是两象限方式 (QUAD SEL 低电平)；另一种是四象限方式 (QUAD SEL 高电平)。对于前者，PWM 斩波信号只用来控制下侧开关，下侧开关截止时，绕组电流通过上侧开关和上侧二极管形成的回路续流。对于后者，PWM 斩波信号同时控制上侧和下侧开关，续流回路是经过下侧二极管和上侧二极管。两象限方式通常有较高效率，而四象限方式，特别是在低负载电流时，对电流控制更好，推荐用于有快速加减速要求的伺服控制系统中。

引脚 21 (RC-BRAKE)：该引脚有两个作用。本引脚和地之间并电阻 R_T 和电容 C_T ，TACH-OUT 脉冲宽度 T 约为

$$T = 0.67R_TC_T$$

推荐取 $R_T = 10 \sim 500\text{k}\Omega$ ， $C_T = 1 \sim 100\text{nF}$ ，对应的 $T = 5\mu\text{s} \sim 10\text{ms}$ 。另一个作用是本引脚的电位若低于 1V，即进入制动方式。

引脚 25 (RC-OSC): 该 IC 用一固定频率 PWM 来调节电动机电流。PWM 频率由 RC-OSC 引脚所接的电阻 R_{OSC} 和电容 C_{OSC} 决定。

$$f = \frac{2}{R_{OSC}C_{OSC}}$$

电阻的另一端接 V_{REF} 脚, 电容另一端接地。推荐 $R_{OSC} = 10 \sim 100k\Omega$, $C_{OSC} = 1 \sim 100nF$ 。该引脚的电压波形是锯齿波, 峰-峰值为 1.2V, 平均值为 1.6V。

利用这个振荡器和电路内的 PWM 触发器、PWM 比较器、误差放大器, 以及有关引脚 25、26、27、1、28 的不同接法, 可以实现电压型或电流型 PWM 控制、转速调节、电流平均值的调节或峰值限制调节、固定 OFF 时间 PWM 的电流调节等。

引脚 24 (S START): 通常有一电容接 S START 脚和地。S START 与内部比较器及一安全起动 RS 触发器连接。如果电源 V_{CC} 降低到 9V 的阈值以下, 或者电动机电流大于规定过载电流, 该触发器被置位, 驱动图中 NPN 晶体管使 S START 脚上的电容放电, 比较器翻转使触发器复位。如果此时故障已消失, NPN 晶体管截止, 电容重新充电。由于 S START 信号对误差放大器的输出钳位。当电动机出现过电流等故障时, PWM 比较器令 PWM 触发器输出为零, 电动机被关断。电动机起动或故障消失后再起动, S START 电容缓慢充电上升, 误差放大器输出随之上升, 实现了安全起动功能 (又称软起动)。

引脚 20 (TACH-OUT): 由 H1、H2、H3 输入位置信号, 经边沿检测 (EDGE DETECT) 电路和单稳电路后, 从 20 脚输出 TACH-OUT, 它是一个峰值为 5V 固定宽度的脉冲。它的平均值正比于电动机转速。这个输出经滤波电路后即可作为测速反馈信号使用。

此外, 本电路在输出级设有防止三相桥同一桥路上下开关直通的保护电路, 它保证上下侧两个开关中任一开关关断后至少经过两个 PWM 信号周期的时间后, 另一开关方会导通。

3. 应用示例 图 3-28 是 45V/8A 无刷直流电动机的驱动电路图。它是电压型开路控制, 由 1 脚外接可调电位器调整 PWM 的占空比, 控制供给电动机的平均电压, 从而调节转速。图中只表示了三相桥的一路, 由 16 脚 (PUC) 和 12 脚 (PDC) 分别驱动 P 沟道和 N 沟道的 MOSFET。用两个电流检测电阻 R_T 和 R_s , 使电路可运行于四象限方式, 可进行制动控制, 并得到平均电流控制。

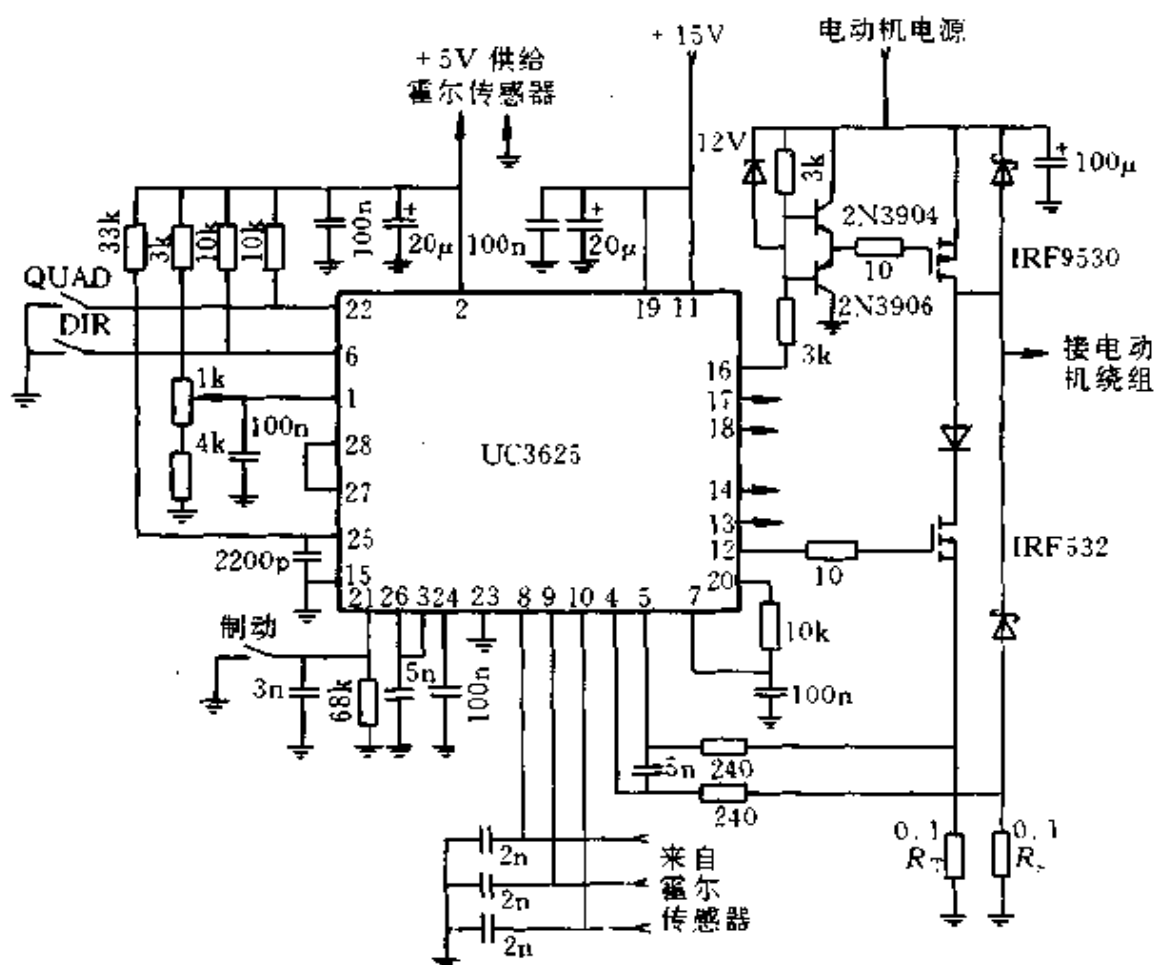


图 3-28 无刷直流电动机开环速度控制

表 3-8 UC3625 换相真值表

输 入				输 出					
DIR	H1	H2	H3	LOW-SIDE			HIGH-SIDE		
6	8	9	10	12	13	14	16	17	18
1	0	0	1	L	H	L	L	H	H

(续)

输 入				输 出					
DIR	H1	H2	H3	LOW-SIDE			HIGH-SIDE		
6	8	9	10	12	13	14	16	17	18
1	0	1	1	L	L	H	L	H	H
1	0	1	0	L	L	H	H	L	H
1	1	1	0	H	L	L	H	L	H
1	1	0	0	H	L	L	H	H	L
1	1	0	1	L	H	L	H	H	L
0	1	0	1	L	L	H	H	L	H
0	1	0	0	L	L	H	L	H	H
0	1	1	0	L	H	L	L	H	H
0	0	1	0	L	H	L	H	H	L
0	0	1	1	H	L	L	H	H	L
0	0	0	1	H	L	L	H	L	H
×	1	1	1	L	L	L	H	H	H
×	0	0	0	L	L	L	H	H	H

3.7 UDN2936 三相无刷直流电动机控制-驱动器

UDN2936 是适用于三相无刷直流电动机驱动的专用集成电路,它包括了换相逻辑和功率驱动。末级驱动输出额定值为 45V、2A,峰值为 3A。采用特殊的 12 脚单列封装,外壳接地,需装于散热器上。当电动机的转子位置传感器间距为 60°或 120°时,分别选用 UDN2936W 或 UDN2936W-120。

1. 特点

- 对单端式或差动式霍尔传感器兼容
- 末级输出端带钳位二极管
- 方向控制
- PWM 电流控制

- 动态制动
- 过热保护

2. 工作原理说明 该集成电路见图 3-29, 它由下列五部分组成: 换相逻辑、输出驱动、PWM 电流限制、方向控制和制动、过热保护。

• 换相逻辑: 引脚 9、8、7 接收从电动机转子位置传感器来的信号, 它可与单端线性霍尔 IC 或开关式霍尔 IC 接口。内部有上拉电阻, 以适应集电极开路的开关式霍尔 IC。输入电路还设置有 2.5V 的阈值电压。

位置传感器信号经换相译码后在输出端 OUT_A 、 OUT_B 、 OUT_C 输出, 参见真值表表 3-9。每个输出可能有三种状态: 高电压态 (1)、低电压态 (0)、高电阻态 (Z)。

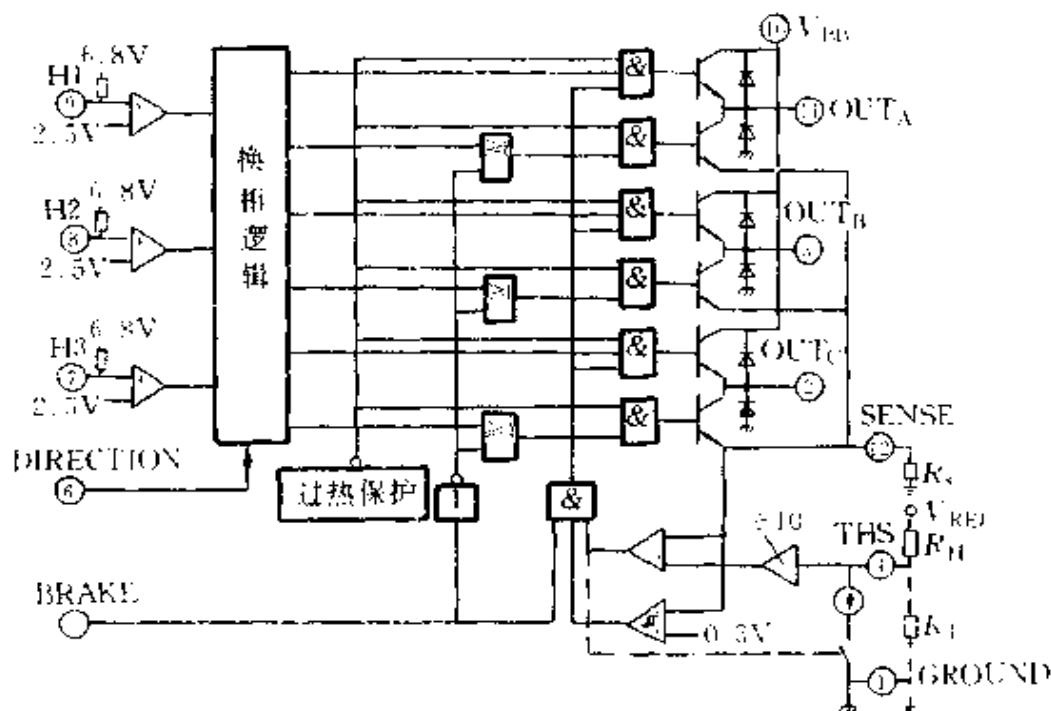


图 3-29 UDN2936 原理框图

• 输出驱动: 输出级为达林顿晶体管, 其连续的灌电流和抽电流能力为 2A, 饱和压降低于 2V。其上并有高性能二极管, 为换相和斩波工作提供续流通路。

表 3-9 UDN2936W-120 真值表

霍尔传感器			DIR	BRAKE	输 出		
H1	H2	H3			OUT _A	OUT _B	OUT _C
1	0	1	0	1	Z	0	1
1	0	0	0	1	1	0	Z
1	1	0	0	1	1	Z	0
0	1	0	0	1	Z	1	0
0	1	1	0	1	0	1	Z
0	0	1	0	1	0	Z	1
1	0	1	1	1	Z	1	0
1	0	0	1	1	0	1	Z
1	1	0	1	1	0	Z	1
0	1	0	1	1	Z	0	1
0	1	1	1	1	1	0	Z
0	0	1	1	1	1	Z	0
×	×	×	×	0	0	0	0

• PWM 电流限制：12 脚外接电阻 R_s ，其上流过电动机绕组电流，通过内部的两个比较器进行电流监视。比较器输出控制上桥臂的功率开关晶体管（灌电流开关）。当电流超过预定的限制电流 I_{lim} 时，比较器输出翻转，使上桥臂开关关断，此时电动机绕组电流在续流通路（二极管—绕组—下桥臂开关— R_s ）中流过。比较器有规定的滞环，当电流衰减到规定的百分比之后，比较器又再翻转复位，使上桥臂开关重新开通。从而实现对绕组电流的脉宽调制（PWM），电流限定在某一限定值上。限制电流 I_{lim} 。由比较器的阈值电压决定。上比较器同相输入端前有 1 : 10 的衰减。下比较器是内部已设置 0.3V 的阈值电压。当外设 4 脚电压 $> 3V$ 时，下比较器起作用，限制电流为

$$I_{lim} = \frac{0.3}{R_s}$$

其滞环电流为 $7.5\% I_{lim}$ ，是固定的。当 4 脚电压 V_{THS} （阈值电压） $< 3V$ 时，上比较器起作用。限制电流为

$$I_{lim} = \frac{V_{THS}}{10R_s}$$

这里

$$V_{THS} = V_{REF} \frac{R_T}{R_T + R_H}$$

滞环电流百分比按下式计算：

$$\text{滞环电流百分比} = \frac{R_H}{50V_{REF}} \times 100\%$$

利用两个比较器，两个限制电流，方便地控制电动机的起动电流 I_{START} 和运行电流 I_{RUN} 。当电动机起动时，4 脚电压 $V_{THS} > 3V$ ，过若干时间后，把 V_{THS} 降低到小于 $3V$ 的一个合适电平上，参见图 3-30。

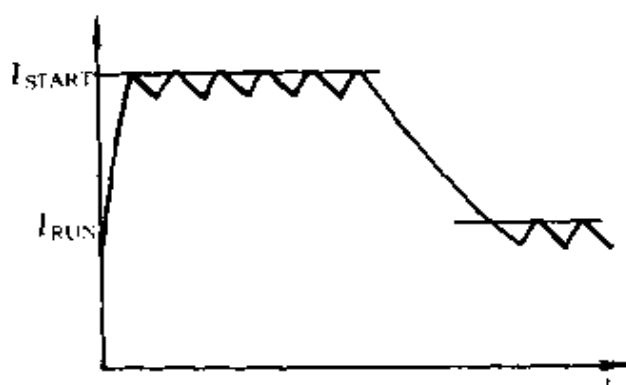


图 3-30 起动和运行电流的斩波控制

电流斩波控制的斩波

频率由电路参数（包括绕组电感、电阻、电源电压、滞环和开关器件的速度等）决定。

• 方向控制与制动控制：改变 6 脚电平可实现转向的改变。正在运转的电动机突然反转时，同一路上下桥臂晶体管互换其状态，由 ON 变为 OFF，由 OFF 变为 ON。开关关断时间往往长于接通建立时间，会出现上下桥臂直通危险。为此，电路设有死区时间，约 $2\mu s$ 。

5 脚施加低电平时，三个下桥臂开关为 ON，上桥臂开关全为 OFF，电动机三相绕组短接在一起并接地。此时反电动势可能产生相当大的电流，实现动态制动。此电流有可能接近电动机堵转电流。由于此时电流限制电路已不能起作用，必须注意使此电流不超过允许的峰值电流 $3A$ 。突然反转时，也有此问题，需注意。

• 过热保护：该电路内部过热保护功能在末级驱动开关温度超过 $165^{\circ}C$ 时动作，下降到 $25^{\circ}C$ 后恢复正常。

3. 应用示例 如图 3-31 所示，利用 UGN3113U 集电极开路开关型霍尔集成电路作位置传感器。限流电路设有晶体管 V_1 ，并

取 $R_2=1.5\text{k}\Omega$, $R_1=300\Omega$, $V_{\text{REF}}=5\text{V}$, $R_s=0.15\Omega$ 。当 V_i 为 OFF 时, 电动机开始启动, 限制电流为 2A 。然后控制 V_i 为 ON, 运转电流限制为 0.67A 。

电动机转速可以用电流限制来控制, 即调节 V_{REF} 大小来调节转速。

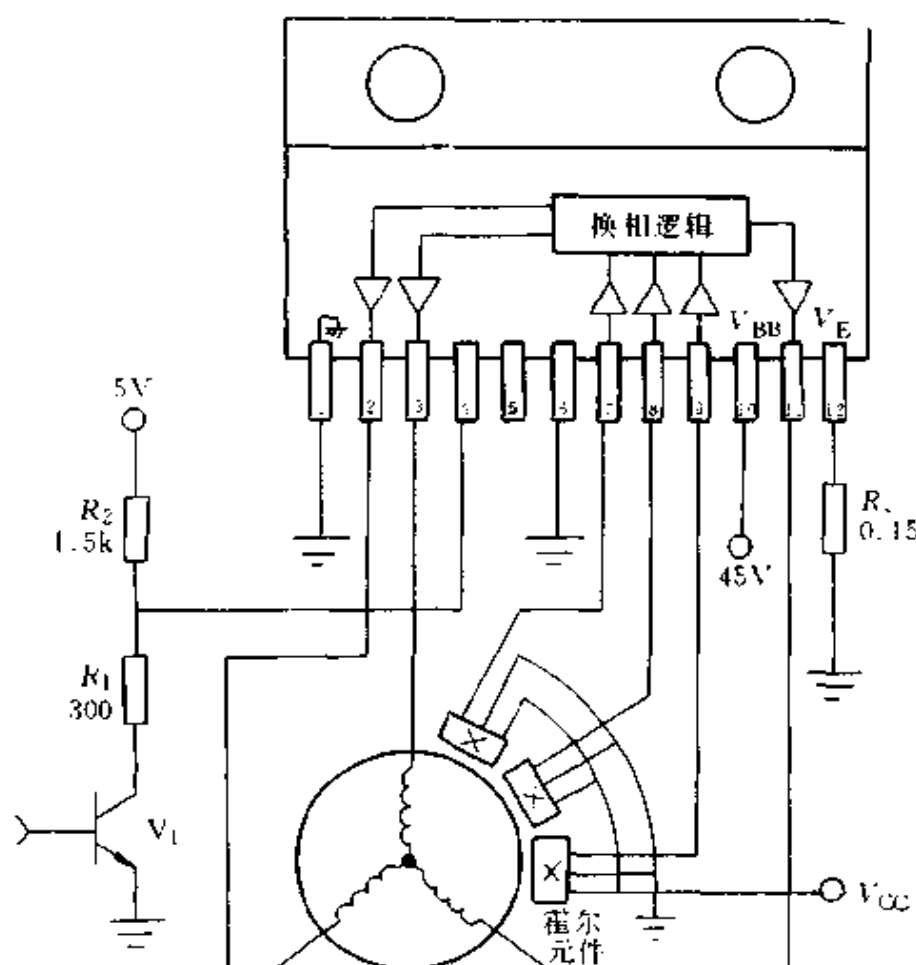


图 3-31 UDN2936 应用示例

3.8 LM621 无刷直流电动机换相电路

LM621 双极型无刷直流电动机专用集成电路, 适用于三相和四相电动机, 可直接驱动功率开关器件以驱动电动机, 设有“死区”电路避免桥式开关电路直通问题。

1. 特点

- 三相和四相无刷直流电动机兼容；
双极性驱动三相三角形联结或星形联结绕组；
单极性驱动三相有中心抽头的星形联结绕组；
三相电动机位置传感器空间间距 30° 或 60° ；
四相电动机位置传感器空间间距 90° 。
- 输出端直接驱动双极型功率晶体管（可提供 35mA 基极电流）或 MOSFET 功率器件；
- 有可调死区时间及其时钟振荡器；
- 直接与 PWM 信号接口和霍尔位置传感器接口；
- 欠电压封锁。

2. 引脚功能说明 该电路是 18 脚双列直插塑封。其原理框图见图 3-32。引脚 1 (V_{CC1})：第一电源，逻辑部分和时钟用电源，+5V。

引脚 2 (DIRECTION)：转向控制端。由所施加的逻辑电平决定电动机转向。

引脚 3 (DEAD-TIME ENABLE)：死区时间使能端。控制死区功能，高电平有效。

引脚 4 (CLOCK TIMING)：时钟定时端。该端外接定时电容和电阻至地，设定时钟振荡器周期，决定死区时间。

引脚 5、6、7 (HS1、HS2、HS3)：霍尔位置传感器输入端。三相电动机三个霍尔转子位置传感器接此三端，四相电动机的两个霍尔传感器接至 HS1 和 HS2，HS3 与 HS2 短接。

引脚 8 ($30/60$ SELECT)：30/60 选择端。三相电动机传感器空间间距 30° 时，该端施高电平； 60° 时，施加零电平。对四相电动机，取高电平。

引脚 9 (LOGIC GROUND)：逻辑地。

引脚 10 (POWER GROUND)：功率地。

引脚 11、12、13 (CURRENT SOURCE OUT)：灌电流输出端。

引脚 14、15、16 (CURRENT SINK OUT)：抽电流输出端。

引脚 17 (OUTPUT INHIBIT): 输出禁止端。对该引脚施加高电平时, 输出被关闭。

• 引脚 18 (MOTOR SUPPLY VOLTAGE): V_{CC2} (+5~40V) 端。第二电源, 它提供 11~13 脚灌电流输出的电流。当该电路用来驱动 MOSFET 时, 电压可取至 40V, 足以满意地驱动它们的栅极。当用来驱动双极晶体管时, 电压取 5V, 以减低该芯片的功耗和发热。

3. 工作原理说明 如图 3-32 所示, 换相译码器接收三个霍尔传感器信号 HS1、HS2、HS3 和 30/60 SELECT 输入信号, 译码成电动机换相用格雷码序列。

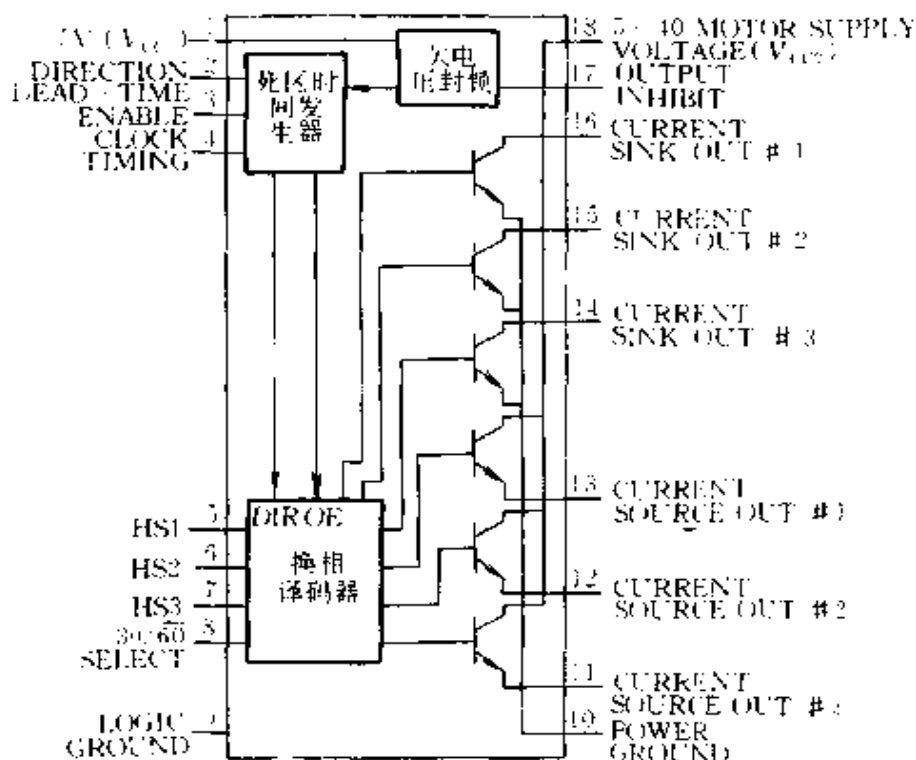


图 3-32 LM621 原理框图

LM621 换相译码真值表见表 3-10, 它表示了三相电动机 30°/60°和四相电动机 90°正转情况下各输出输入端逻辑关系。对于三相电动机, 这里的 30°和 60°是指四极电动机的机械角, 对应于电角度为 60°和 120°。图 3-33 给出换相波形图。除注明之外, 表中波形图中的角度均为电角度。

表 3-10 LM621 换相译码真值表

传感器间距/(°)	角度范围/ (°)	传感器输入			抽电流输出			灌电流输出		
		HS1	HS2	HS3	1	2	3	1	2	3
30 (机械角)	0~60	0	0	0	ON	OFF	OFF	OFF	ON	OFF
	60~120	0	0	1	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON
	120~180	0	1	1	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	ON
	180~240	1	1	1	OFF	ON	OFF	ON	OFF	OFF
	240~300	1	1	0	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF
	300~360	1	0	0	OFF	OFF	ON	OFF	ON	OFF
60 (机械角)	0~60	1	0	1	ON	OFF	OFF	OFF	ON	OFF
	60~120	1	0	0	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON
	120~180	1	1	0	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	ON
	180~240	0	1	0	OFF	ON	OFF	ON	OFF	OFF
	240~300	0	1	1	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF
	300~360	0	0	1	OFF	OFF	ON	OFF	ON	OFF
90 (机械角)	0~90	0	1	HS2	OFF	—	OFF	OFF	—	ON
	90~180	0	0	HS2	ON	—	OFF	OFF	—	OFF
	180~270	1	0	HS2	OFF	—	ON	OFF	—	OFF
	270~360	1	1	HS2	OFF	—	OFF	ON	—	OFF
引脚号		5	6	7	16	15	14	13	12	11

对于四相电动机，引脚 12 和 15 不用。

反转换相译码真值表是将抽电流输出和灌电流输出两部分对调即可得到。

设置死区时间是为了避免由于功率开关时延存在，外接功率桥的同一桥臂上下开关可能出现“直通”尖峰电流现象。另外，电机运行时，突然改变 DIRECTION 信号使电动机反转，功率桥的开关器件突然改变为相反状态，也会引起“直通”尖峰电流。

在图 3-34 死区时间发生器逻辑图中，RC 振荡器产生需要的内部时钟信号 CLOCK。选择外接 RC 网络，产生的振荡器周期的两倍为死区时间。时钟周期 T_{CLK} (μs) 与电阻 R ($k\Omega$)、电容 C (pF) 的关系式是

$$T_{CLK} = (R + 1)C \times 0.756 \times 10^{-3}$$

这个周期可以从 4 脚测量。通常选取死区时间比功率开关器件可能最长开关时延时间稍长一点。

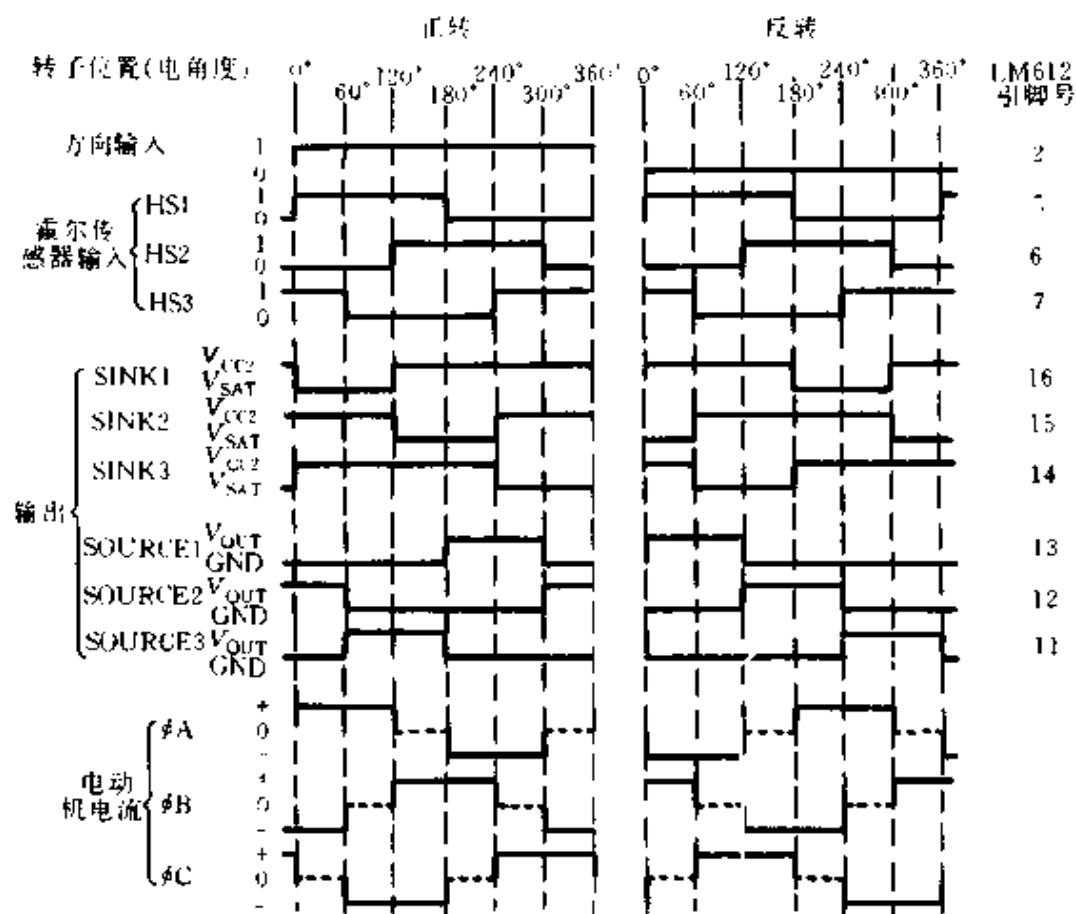


图 3-33 60°间距的换相波形

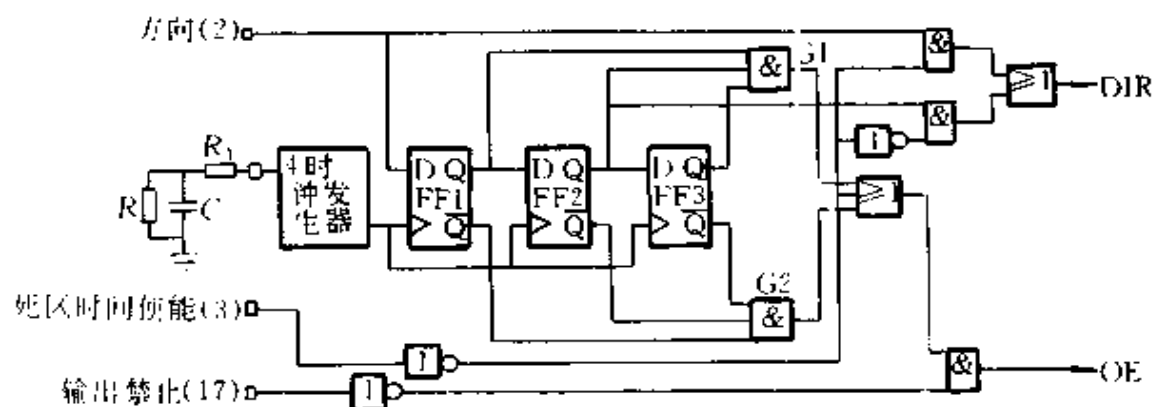


图 3-34 死区发生器逻辑图

从逻辑图及波形图（见图 3-35）可见，利用三个触发器组成三位移位寄存器产生时延，它的输入是方向（DIRECTION）信号。输出的方向信号 DIR 已与时钟同步，它在死区时间内翻转其状

态。OE 输出给换相解码器电路。

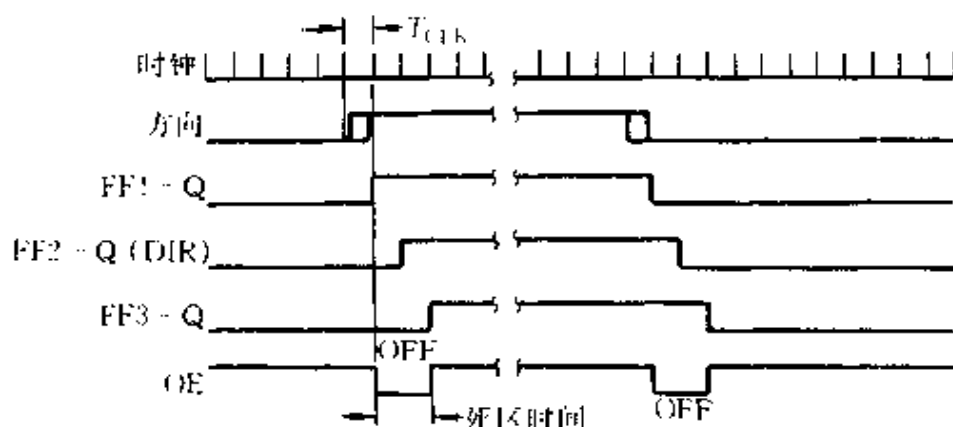


图 3-35 死区发生器波形

欠电压封锁电路对 $V_{\alpha 1}$ 电压进行监视，若电压过低不能使逻辑部分可靠工作则将输出关闭。动作电压典型值为 3.6V。

4. 应用示例 图 3-36 所示的三相双极性驱动电路中，外接

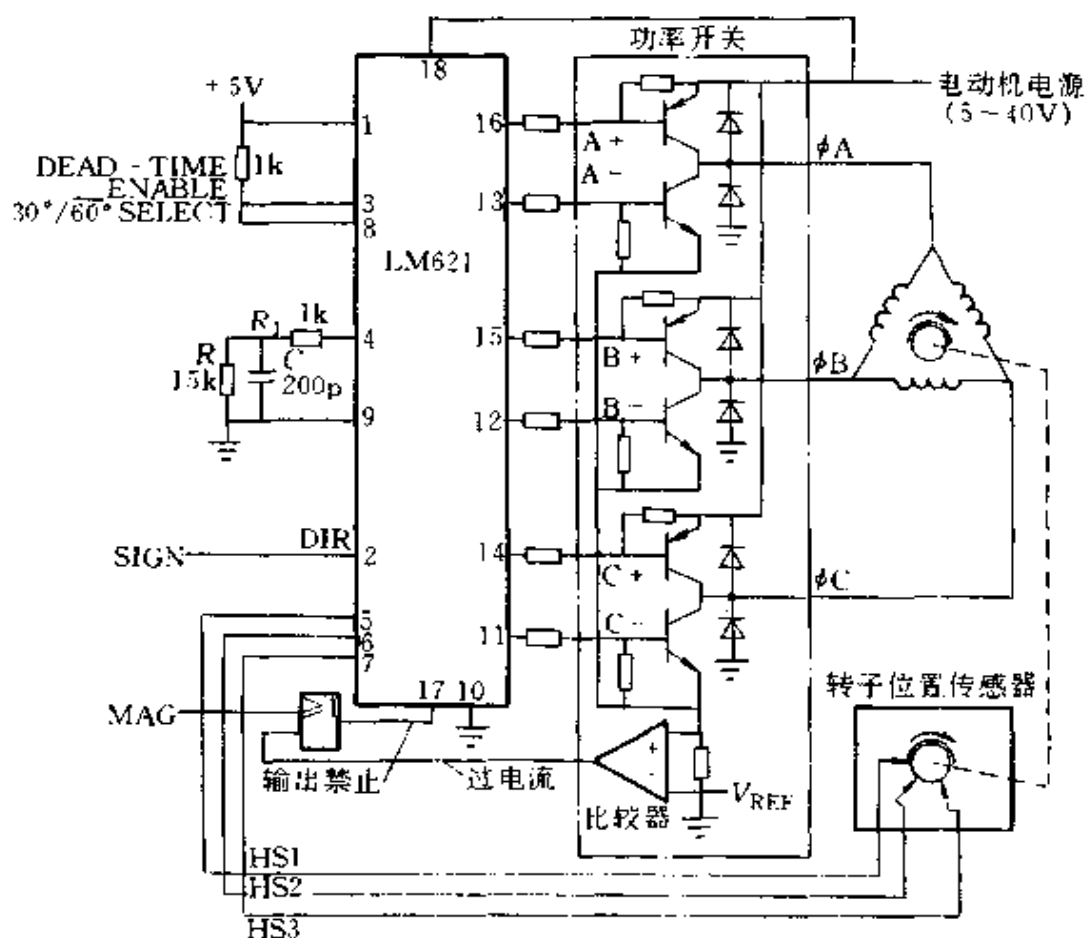


图 3-36 三相全波驱动电路

PNP 和 NPN 晶体管组成三相逆变桥,基极驱动设有限流电阻。这里死区时间按 $4.8\mu\text{s}$ 设计。电路还设有过电流保护,当电流超过预定极限值时,由 17 脚作用,使电动机停转。调速控制 PWM 信号从 MAG 处输入。

LM621 用于三相半波驱动时,(见图 3-37),8 脚接地,14、15、16 脚空置不用。

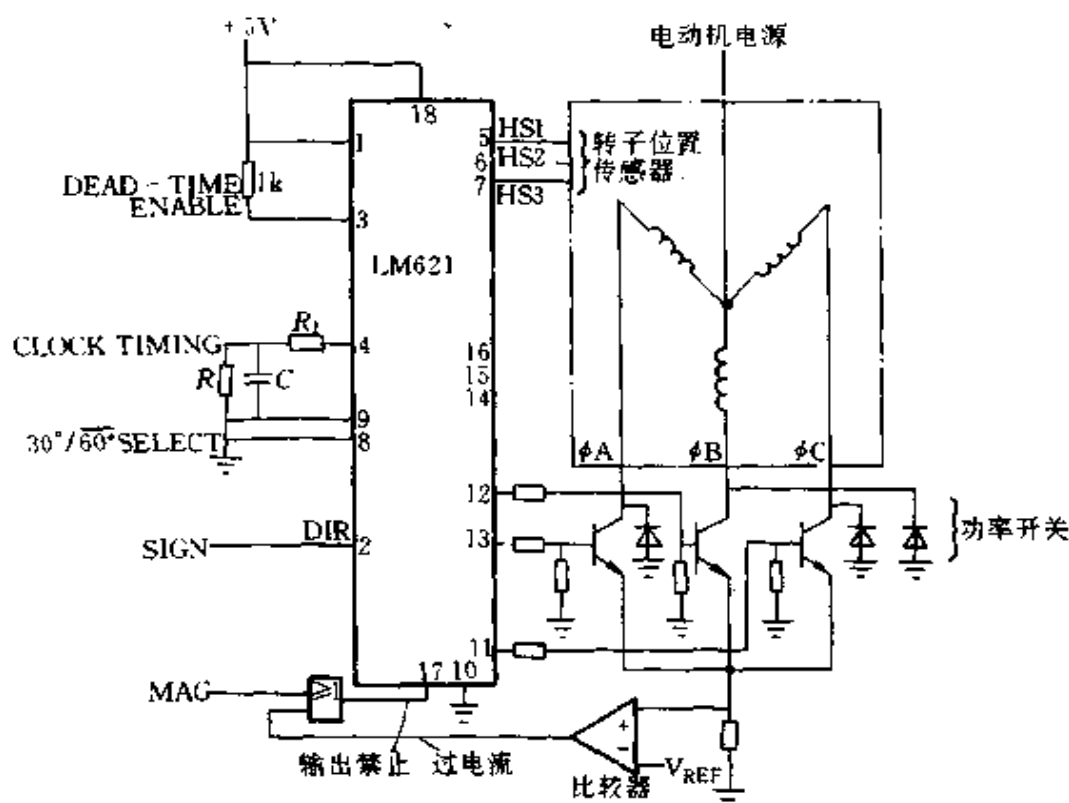


图 3-37 三相半波驱动电路

3.9 AN8290NS CD 机主轴驱动器

松下电子公司的 AN8290NS 三相无刷直流电动机 PWM 驱动电路,适用于 CD 机主轴驱动及其他类似用途。

1. 特点

- 宽工作电压范围 $V_{CC} = 4.5 \sim 20\text{V}$
- 三相全波换相 PWM 驱动
- 只需用两个霍尔元件可确定正确转子位置

- 电流负反馈，限流控制

- 内设过热保护

2. 引脚功能说明（见表 3-11）

表 3-11 AN8290FS 引脚功能说明

引脚号	符 号	功 能 说 明
1	GND	地
2	DCR	内部基准电压输入端，并用来与 PC、CLK 信号比较
3	FAI	滤波放大器的转矩指令输入端
4	FAO	滤波放大器输出端
5	DI	绝对值电路输入端
6	LPF	接电流反馈环相位补偿电容
7, 8, 9	A ₁ , A ₂ , A ₃	三相驱动输出，接三相绕组
11	CS	接电流采样电阻
12	PV _{CC}	功率级电源端
10	PGND	功率级地端
13, 14	H ₃ ⁻ , H ₃ ⁺	} 霍尔元件输入端
15, 16	H ₂ ⁻ , H ₂ ⁺	
17, 18	H ₁ ⁻ , H ₁ ⁺	
19	HSW	霍尔元件的电压偏置端
20	HB	霍尔元件电源（典型值 2V）
21	V _{CC}	正电源
22	PC	功率控制输入端
23	CLK	外接时钟输入端，控制 PWM 频率
24	TC	接锯齿波发生器外接电容

3. 工作原理及应用电路 该芯片为 24 脚扁平封装，常用±6V 或+12V 供电。该应用示例由+12V 供电。其原理框图见图 3-38。应用电路图见图 3-39。

（1）霍尔转子位置传感器：对于三相全波换相方式，通常需要用三个霍尔元件。该芯片允许仅用两个霍尔元件，但它们的输

出必须近似为正弦波。图 3-39 中 13、14 脚空置，用 H1、H2 两个霍尔元件，其霍尔电压是 V_{H1} 、 V_{H2} ，可以由内部产生相当于第三个霍尔元件的电压 V_{H3} 。其原理是基于下面的运算

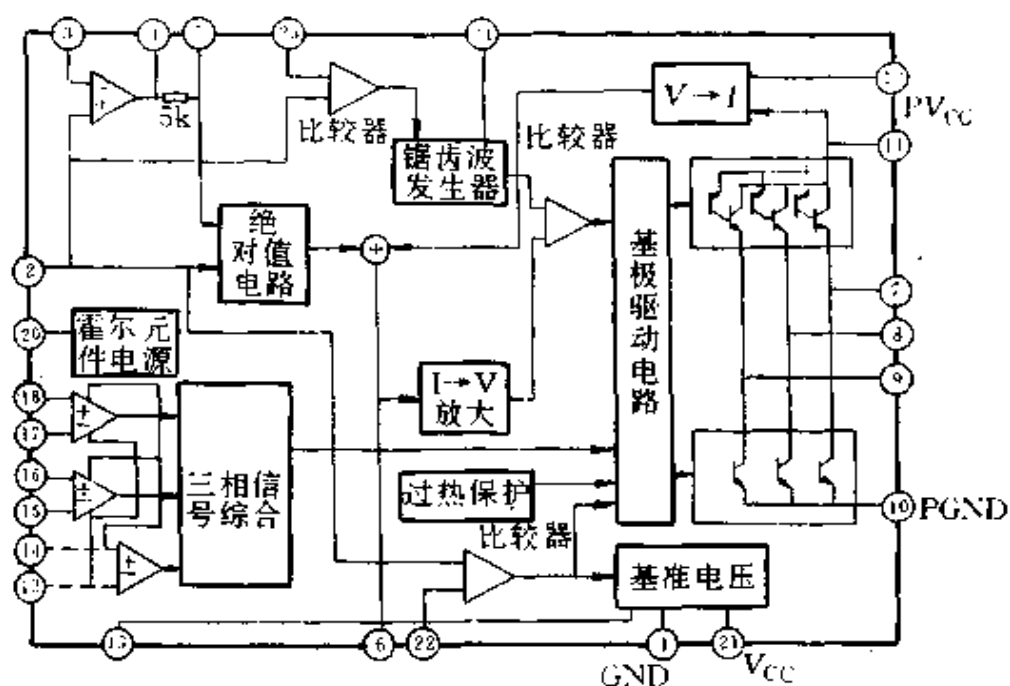


图 3-38 AN8290NS 原理框图

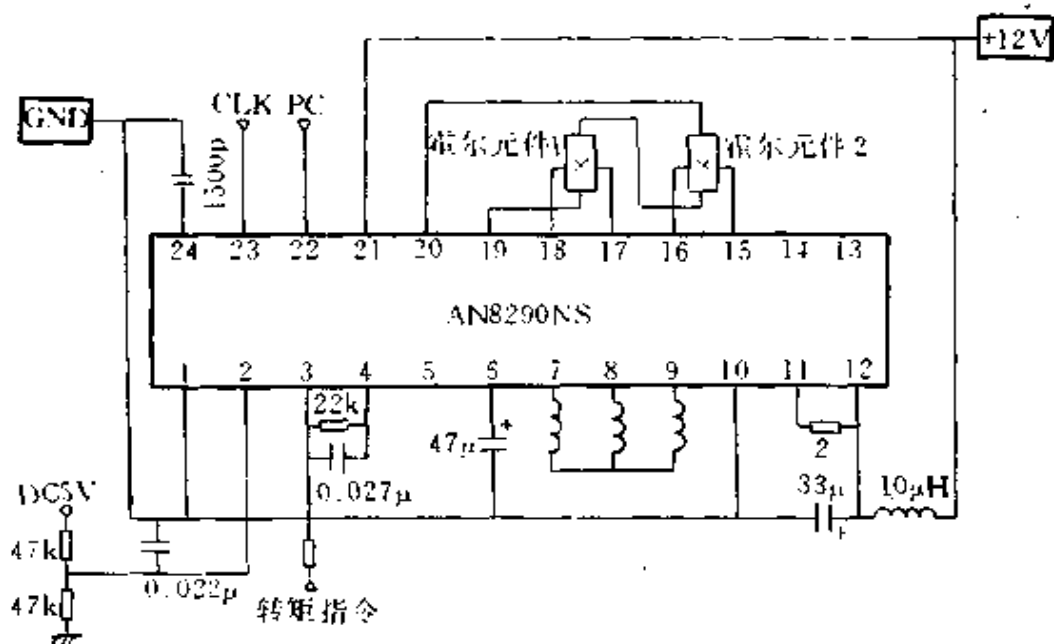


图 3-39 典型应用电路

$$\begin{aligned}\text{设} \quad V_{H1} &= V_H \sin \alpha \\ V_{H2} &= V_H \sin(\alpha + 120^\circ)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\text{取} \quad V_{H3} &= -(V_{H1} + V_{H2}) \\ &= -V_H [\sin \alpha + \sin(\alpha + 120^\circ)] \\ &= -V_H \sin(\alpha + 60^\circ) \\ &= V_H \sin(\alpha - 120^\circ)\end{aligned}$$

因此,要求电机磁场为近似正弦波,并使用线性输出的霍尔元件。本芯片不适用于气隙磁场为梯形波分布的电动机。

(2) 锯齿波发生器:在 24 脚接电容 $C=1500\text{pF}$, 23 脚输入控制时钟 CLK。在 CLK 下跳沿, 24 脚以 0.2mA 吸入电流使 C 放电。当 24 脚电压放电至门槛电压, 内部比较器翻转, 电容 C 以 0.1mA 源电流充电, 形成锯齿波上升斜坡。在本电路中, 锯齿波幅度约为 1V 。此信号送 PWM 比较器输入端。

(3) 电流限制与电流反馈环:在 11、12 脚之间串接电阻 R_s 供电流采样用。当其上压降达到约 0.6V 时, 限流电路动作。这里取 $R_s=2\Omega$, 其限流值 $I_L \approx 0.6/R_s=300\text{mA}$ 。

R_s 还为电流反馈环提供电流反馈信号。6 脚外接电容是反馈环的相位补偿电容。电流环指令是外部转矩指令(从 3 脚输入)经滤波放大器得到。3 脚和 4 脚间的外接 RC 网络, 在转矩指令是脉宽调制信号时, 起滤波器作用; 若输入是模拟量信号, 则起相位补偿作用。

滤波放大器输出经绝对值电路后与反馈电流比较, 其误差再与锯齿波比较形成 PWM 信号, 控制 IC 的输出, 调节电动机的电流和转矩。

(4) 功率控制: 22 脚功率控制端在施加低电平时, 芯片工作于正常状态; 输入高电平时, 内部基准关闭, 且 19 脚截止, 霍尔元件无电流输入, IC 输出关闭。22 脚实际上是起/停控制端。

3.10 A8902 无转子位置传感器三相无刷电动机控制-驱动器

A8902 是适用于三相无刷电动机的专用集成电路，它不必使用专门的转子位置传感器，利用电动机绕组的反电动势信号，实现可靠起动和正常运转。三个有低导通压降的半桥驱动输出（N 沟道 DMOS 器件）直接驱动三相电动机的绕组，峰值电流达 1.25A。它是为 5V 或 12V 硬磁盘主轴驱动设计的。内部有一个可编程数字频率锁相环（FLL）控制电路和线性电流控制电路，使电动机转速得到精确的调节，并为用户提供一个串行输入口，用以改变运行参数和工作模式，诸如速度控制的参数、起动电流限制、诊断模式等。

1. 特点

- DMOS 输出，低导通电阻
- 起动电路
- 反电动势传感的换相电路
- 串行口界面
- 频率锁相环速度控制
- 可编程起动电流
- 内部电流检测，线性电流控制
- 动态制动
- 诊断数据输出
- 过热保护电路

2. 引脚功能说明 A8902 是双极型、模拟和数字 CMOS、DMOS 功率器件的混合电路。有两种封装形式，在图 3-40 框图中，对 A8902 CJT 64 脚封装和 A8902 CLB 24 脚封装的引脚号分别作了注明。表 3-12 给出 A8902 CLB 引脚说明。

3. 功能原理说明 本集成电路三个输出半桥在正常换相顺序时共有六种状态，在任一状态下，总有一个输出是高电位（灌电流）、一个低电位（抽电流）和一个高阻态（以 Z 表示），见输

出真值表见表 3-13。

表 3-12 A8902 CLB 引脚功能说明

引脚号	符 号	功 能 说 明
1	LOAD SUPPLY	5V 或 12V, 电动机和电路的电源
15	LOGIC SUPPLY	5V 逻辑电源
6, 7, 18, 19	GROUND	功率地和逻辑地, 安装于散热器上
5, 8, 9	OUTA, OUTB, OUTC	三个半桥输出, 接至电动机绕组
10	CENTERTAP	接电动机绕组中心抽头和内部反电动势检测电路
11	$\overline{\text{BRAKE}}$	制动控制, 低电平有效。若外接电容和电阻, 可使制动延时
16	OSC	输入时钟信号供速度参考计数用。典型值取 10MHz
14	SECTOR DATA	外接测速信号输入端。例如利用硬盘的扇区脉冲或检索脉冲作为速度反馈信号, 至内部 FLL
13	FILTER	控制电动机电流的模拟电压输入, 也用来补偿内部速度控制环
21	$\overline{\text{CHIP SELECT}}$	数据字输入的选通控制, 低电平有效
22	CLOCK	串行口时钟输入
23	DATA IN	串行口顺序数据输入
20	$\overline{\text{RESET}}$	强制低电平时, 该电路进入“睡眠”模式, 并将全部串行口清零
17	DATAOUT	过热保护指示
2, 24	C_{D1}, C_{D2}	外接电容器, 用来产生合适的换相点
3	C_{WD}	接看门狗定时器的定时电容
4	C_{ST}	接起动振荡器定时电容
12	C_{RES}	接充电泵电路的外接电容

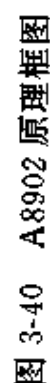


表 3-13 输出真值表

状 态	OUT _A	OUT _B	OUT _C
1	H	L	Z
2	Z	L	H
3	L	Z	H
4	L	H	Z
5	Z	H	L
6	H	Z	L

电动机中心抽头接 CENTETAP (10 脚)，在电动机起动时，输出处于上述六种状态的某一状态。若电动机转动，高阻态输出端对应的相绕组反电动势被检测，反电动势检测电路等待正确极性的反电动势过零点的到来。此过零点被自适应换相延时电路用来引导出下一个状态（换相），在适当时刻进入同步运转。信号 FCOM 的上下跳沿对应于反电动势过零点（见图 3-41）。

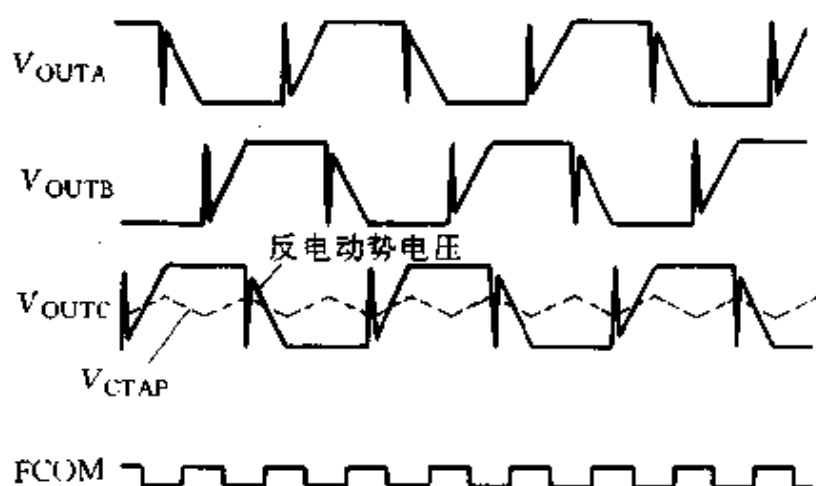


图 3-41 正常换向运行波形

如果在起动最初时刻，电动机恰好在零转矩点，电动机将不会转动，此时由起动振荡器作用，经过一段时间（由外接 C_{ST} 电容

决定)后,使输出端自动换相,进入下一状态。电动机运动,有反电动势检出。一旦进入以反电动势信号换相,起动振荡器就完成其任务失去作用。

自适应换相延时电路利用 FCOM 信号确定最佳换相时刻。外接定时电容器 C_{D1} 和 C_{D2} 决定延时时间,使换相大约在反电动势两个过零点的中间时刻出现。

看门狗定时电路的功能是在换相时刻将反电动势比较器失能,防止由于换相瞬间电感产生干扰信号而引起误动作;并且用来检测出每次换相后的反电动势极性是否正确。

在 FILTER 端输入一个模拟电压,可对电动机电流进行线性控制。输出电流 I_{OUT} 由内部检测电阻 R_s 检测,在内部比较器中进行比较和控制,输出电流与 13 脚电压 V_F 的关系是

$$I_{OUT} = \frac{(V_F - 1.4)}{10R_s}$$

R_s 典型值为 0.3Ω 。

A8902 还包含频率锁相环速度控制系统。此系统通过内部或外部数字测速信号的监测,与输入的精确速度参考信号比较,产生数字速度误差,并用内部充电泵电路和连接 FILTER 的外接滤波网络来调整电动机电流,从而稳定电机速度。

串行口数据在 CHIP SELECT 为低电平时,用 CLOCK 读入内部移位寄存器。它包括下列 24 bit 数据:

- D0 “睡眠”或运转模式
- D1 步进模式
- D2 制动
- D3、D4 电流限制
- D5~D8 给定电机转速
- D19 速度控制模式
- D20、D21 电动机极数 (8、12、16 极)
- D22、D23 控制 DATA OUT

4. 典型应用示例

图 3-42 是 A8902 典型应用接线图。

系统故障信号经 R_B 和 C_B 延时后进入 11 脚使电动机制动, 停止工作, 直至 $\overline{\text{RESET}}$ 信号到来, 使电动机重新起动。

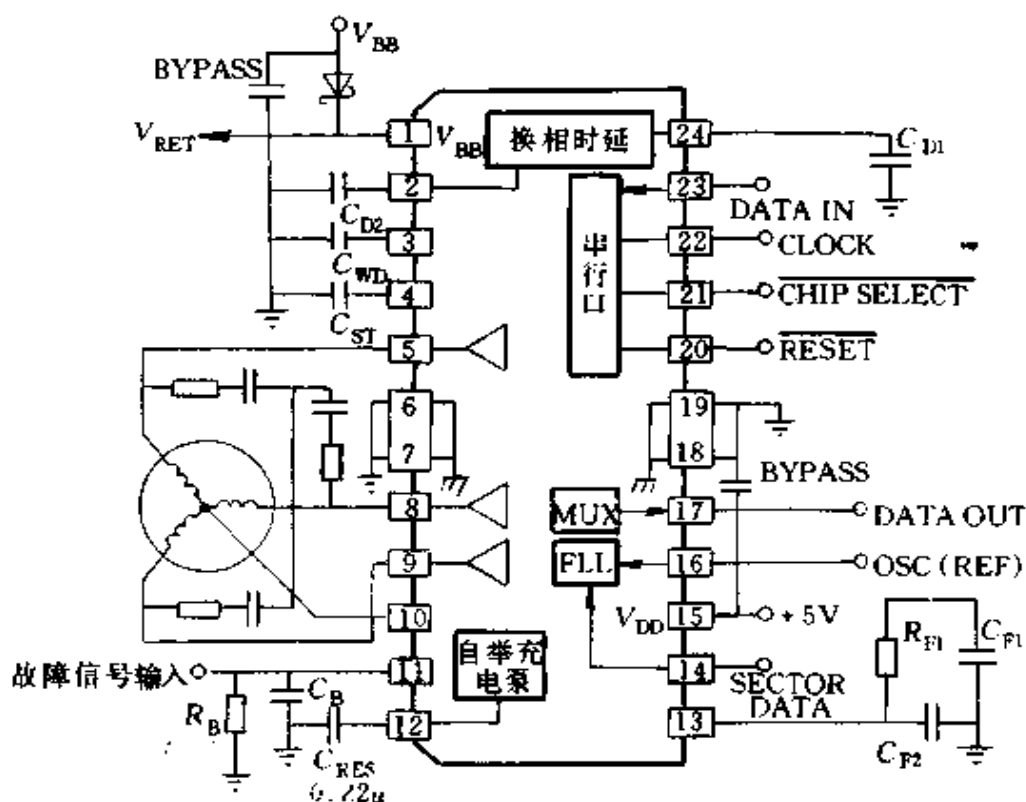


图 3-42 A8902 典型应用接线图

3.11 TDA5140/TDA5141/TDA5142T 无转子位置传感器的无刷直流电动机控制器

由 PHILIPS 公司生产的 TDA5140/TDA5141/TDA5142T 无刷直流电动机专用集成电路系列, 是一种双极型集成电路, 适用于三相全波无刷直流电动机, 不必采用霍尔元件或其他转子位置传感器, 而是应用三相定子绕组在不励磁期间反电动势过零点作为转子位置的检测, 实现换向控制。其中 TDA5140 和 TDA5141 内部已包含驱动级, 可直接驱动电机绕组。TDA5140A 和 TDA5140AT 有 600mA 驱动能力, TDA5141 驱动能力达 1.5A, 可用来驱动硬磁盘、风扇等。而 TDA 5142T 则只提供

150mA 驱动电流,用来驱动外接功率 MOSFET 或双极晶体管,以适应较大功率的电动机的驱动要求。为了获得每相绕组反电动势信号,必须从电动机中引出三相星形绕组的中点,这是应用这些电路对电动机附加的要求。下面以 TDA5142T 为例给予详细介绍。

1. 特点

- 利用电动机相绕组反电动势提供换相信号,不必专门安置转子位置传感器
- 内设有起动电路
- 优化换相顺序,使不同电动机和负载下都可工作
- 三相六步全波换相工作方式
- 电机三相绕组星形联结,应有中点引出
- 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测速频率信号
- 有制动功能
- 内设独立的高输出电流运算放大器,可用作控制放大器,或供开关式功率电源 (SMPS) 驱动的电平转换用。

2. 引脚功能说明及限制数据 TDA5142T 的引脚功能说明见表 3-14 和图 3-43。

表 3-14 TDA5142T 引脚功能说明

引脚号	符 号	功 能 说 明
1	OUT-NB	B 相驱动输出,驱动 N 沟道功率 MOSFET 或 NPN 晶体管
2	OUT-PB	B 相驱动输出,驱动 P 沟道功率 MOSFET 或 PNP 晶体管
3	GND 1	驱动输出级的地
4	OUT-PC	C 相驱动输出,驱动 P 沟道功率 MOSFET 或 PNP 晶体管
5	OUT-NC	C 相驱动输出,驱动 N 沟道功率 MOSFET 或 NPN 晶体管

(续)

引脚号	符 号	功 能 说 明
6	VMOT	驱动输出级的电源电压
7	TEST	试验输入/输出
8	BRAKE	制动输入指令
9	FG	转速
10	GND2	控制电路的地
11	V_p	电源 (+5V)
12	CAP-CD	自适应换向时延外接电容的接点
13	CAP-DC	自适应换向时延外接电容的接点
14	CAP-ST	起动振荡器的外接电容接点
15	CAP-T1	定时器外接电容接点
16	+OTA IN	放大器同相输入端
17	-OTA IN	放大器反相输入端
18	OTA OUT	放大器输出端 (集电极开路)
19	COMP-A	反电动势比较器, A 相输入端
20	COMP-B	反电动势比较器, B 相输入端
21	COMP-C	反电动势比较器, C 相输入端
22	MOTO	接电机星形联结绕组中点
23	OUT-NA	A 相驱动输出, 驱动 N 沟道功率 MOSFET 或 NPN 晶体管
24	OUT-PA	A 相驱动输出, 驱动 P 沟道功率 MOSFET 或 PNP 晶体管

主要限制数据:

电源电压 V_p : 4~18V

VMOT 电压 V_{VMOT} : 3~18V

COMP-A、B、C 和 MOTO 间电压范围: $-0.5 \sim V_{VMOT}$

OUT-N、OTU-P 输出电流限制: $<150\text{mA}$

3. 基本构成与工作原理 如图 3-43 所示, TDA5142T 的主

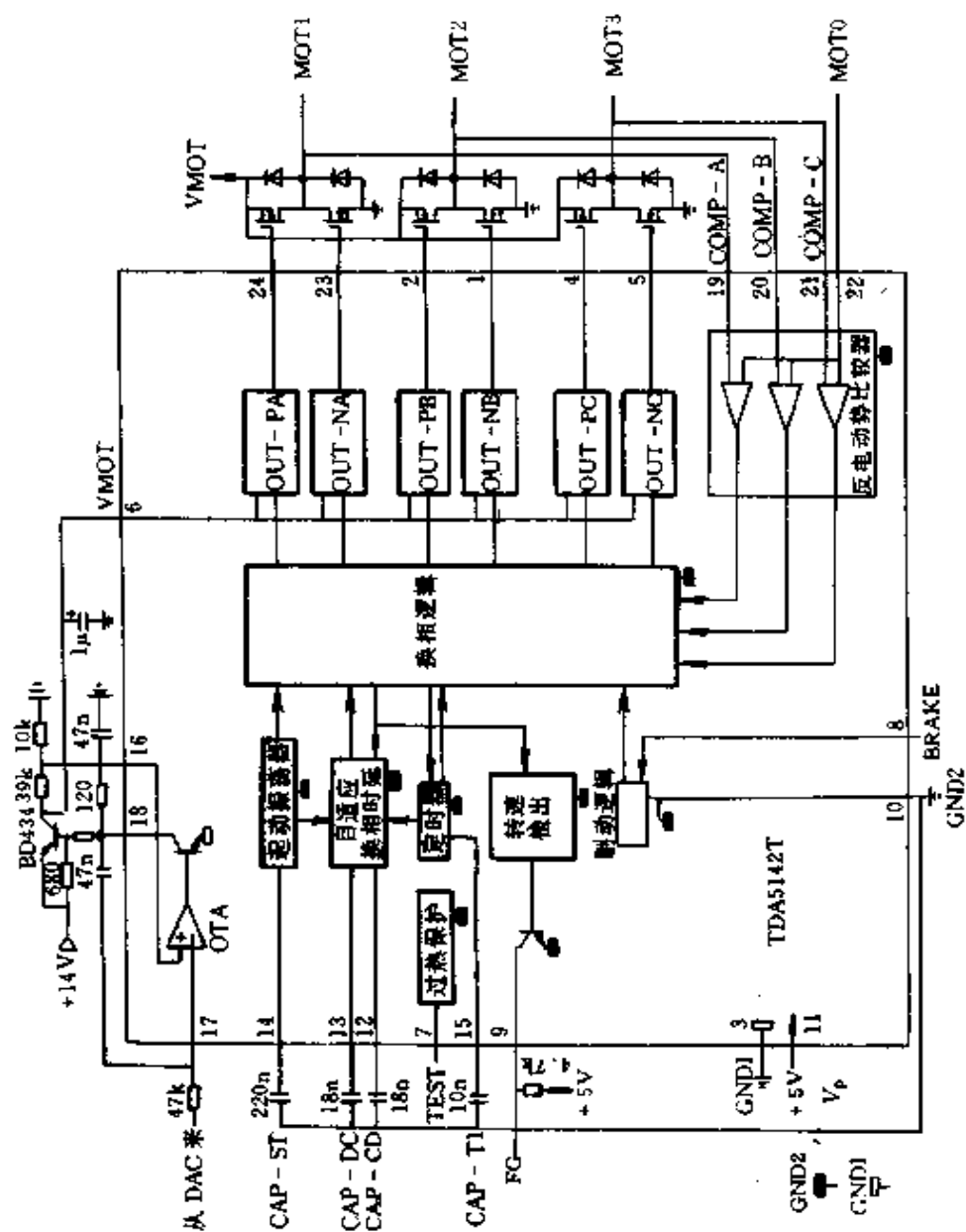


图 3-43 TDA5142T 原理框图和典型应用

要组成包括换相逻辑、驱动输出级、反电动势比较器、独立运算放大器 (OTA)。还有起动振荡器、自适应换相时延电路、定时器, 它们可由外接电容器来整定。此外, 还有一个转速输出级和一个过热保护电路。

在图 3-44 换相波形示意图所示的任一个换相周期内, 无刷直流电动机的三相绕组接至功率级输出端 MOT1、MOT2 和 MOT3, 每个输出端有三种可能的状态: 高电压 (HIGH) 态, 绕组接到电源正端, 有电流流入; 低电压 (LOW) 态, 绕组接到电源地端, 有电流流出; 高阻态 (F)。对任一相绕组, 高阻态出现在高电压态和低电压态中间, 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, 三个反电动势比较器信号由换相逻辑选择。在一个周期内, 三个绕组中必有两个绕组分别处于高电压态或低电压态, 只有一个绕组处于高阻态, 它的反电动势过零点被检测作为转子位置信号, 控制绕组的换相。

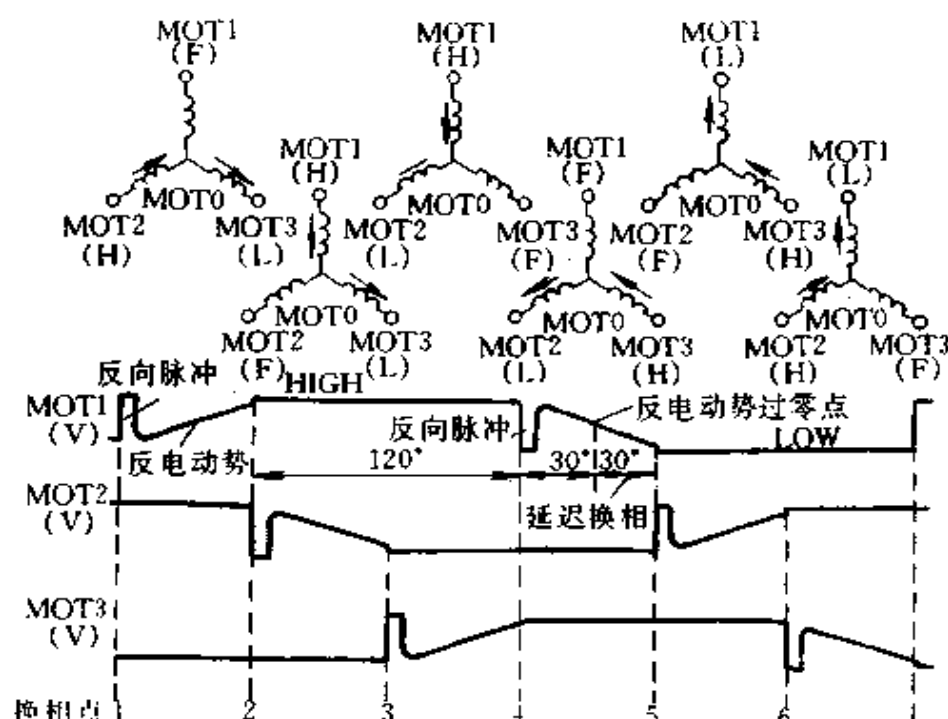


图 3-44 换相波形示意图

但是要注意的是, 反电动势过零点与下一个理论的换相时刻

相差 30° (电角度)。这个时间间隔由外接于 CAP-CD 和 CAP-DC 的电容测定和存储, 它的放电过程由换相逻辑进行采样, 以确定出一个预定的换相时延。由换相逻辑选通反电动势比较器, 以确定哪一相绕组反电动势的过零点被选用, 并用来得到下一个换相点的正确时刻。由自适应换相时延电路按电机负载大小计算出正确的换相时延。

反电动势过零点亦被用来提供电机的转速信息, 它被转换成正比于转速的频率信号 FG, 从 9 脚输出, 送上级微型计算机。

驱动输出级还设有限流电路和过热保护电路。

系统的上述功能只有在电动机旋转起来后产生一定的反电动势幅值时才能实现。为了使电动机能正确起动, 本集成电路设置了起动振荡器, 产生起动必需的换相脉冲指令信号, 让电动机以步进电机方式起动。

定时器的功能是作为内部定时和电动机反转检测的定时。

4. 外接电容的选择

(1) CAT-ST 起动电容: 起动电容决定了起动振荡器的振荡频率。此电容以 $2\mu\text{A}$ 电流在 $0.05\sim 2.2\text{V}$ 之间充放电。一个完整的振荡周期 t_{start} 由下式确定:

$$t_{\text{start}} = 2.15C \quad (\text{s})$$

式中 C ——接至 14 脚的起动电容 (μF)。

起动振荡器仅在电动机起动时起作用, 一旦有一个换相脉冲产生, 起动振荡器就停止工作。每个起动脉冲都引起输出级从一个状态转换到下一个状态, 使电动机转动。如果电动机的转动能产生足够大的反电动势, 电路立即转换到无刷直流电动机方式工作, 正常运转。如果反电动势幅度还不够, 电动机再转一步, 并在新位置附近振荡。振荡幅度应逐渐衰减, 直至下一个起动脉冲到来, 再走下一步。这样可以避免在不合适的相位时走下一步。电动机振荡频率由下式确定:

$$f = \frac{0.5}{\pi} \sqrt{\frac{K_p I_p}{J}}$$

式中 f ——电动机振荡频率 (Hz);

K_t ——电动机转矩常数 ($\text{N} \cdot \text{m}/\text{A}$);

I ——电流 (A);

p ——电动机极对数;

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 $f=5 \text{Hz}$ 。如果系统阻尼强, 可选择起动频率为 2Hz , 即 $t_{\text{start}}=0.5 \text{s}$ 。求得 $C=0.25 \mu\text{F}$, 取为 220nF 。

(2) CAP-CD、CAP-DC 自适应换相时延电路电容: 这两个电容的值决定了最佳换相时刻, 它与电动机的型号和负载大小有关。在时延电路中, 在一个换相周期 CAP-CD 被充电, 在下一个换相周期放电。放电电流是充电电流的 2 倍。充电电流为 $8.1 \mu\text{A}$, 放电电流为 $16.2 \mu\text{A}$ 。电压范围为 $0.9 \sim 2.7 \text{V}$ 。此电容以 nF 为单位时, 它与换相频率 f_c 的关系为

$$C = \frac{6231}{f_c}$$

在低于正常换相频率的较低频率工作时, 电容以 $20 \mu\text{A}$ 电流从 2.2V 放电到 0.9V , 这决定了反电动势过零点后的一个换相时延。本电路最大时延等于 $0.076C$ 。

例如, 正常工作频率为 900Hz , 最低使用换相频率 $f_c=400 \text{Hz}$ 时, 两个时延电容取

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

实际如图 3-43 取值为 18nF 。

(3) CAP-T1 定时电容: 定时电路给本系统提供定时信号, 将一个换相周期内划分出足够数量的步, 这些步包括了一些内部时延。

最重要的功能是监视定时 (watchdog time)。在这时间, 一相绕组反电动势从负的二极管脉冲电压恢复为反电动势, 或者从正的二极管电压恢复为反电动势。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。如果电动机是正常运转，反电动势会在短时间内出现。可是，如果电动机起动不正常，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这样，对于不出现反电动势时，它是足够的长，而对于检测出电动机反转，它是足够的短。如果监视定时过长，电动机也许会在错误的方向旋转，此时转矩很小。

定时电容以 $57\mu\text{A}$ 从 0.2V 充电到 0.3V ，超过 0.3V 以后，再以 $5\mu\text{A}$ 充电到 2.2V ，定时电容电压波形见图 3-45。此时，反电动势仍然为负。一旦反电动势恢复为正，电容则以 $28\mu\text{A}$ 电流放电。监视定时时间就是此电容从 0.3V 充电到 2.2V 的时间。

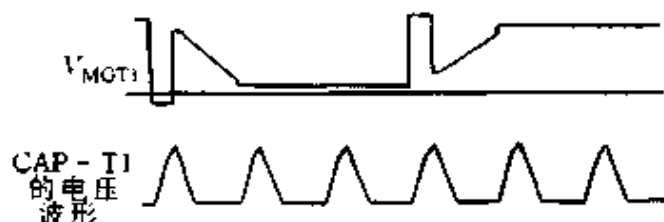


图 3-45 正常工作时一相电压和
定时电容电压波形

定时时间 t_m (ms) 与定时电容 C_m (nF) 的关系如下式所示：

$$C_m = 2.63t_m$$

例如，一相绕组在开关断开后，正反电动势以 3.5ms 下降到 20mV （反电动势比较器的偏置电压），需要的定时电容值是

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

选取 $C_m = 10\text{nF}$ 。

5. FG 信号 利用电机三个绕组反电动势过零点和换相信号产生测速频率信号 FG。FG 信号的下降沿对应于反电动势过零点，上升沿对应于换相点。例如，一台三相电动机，6 对极，在 1500r/min 时，FG 信号和换相信号有相同频率，即

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

6. 电动机的控制 利用本集成电路内的独立运算放大器 OTA 可对电动机进行模拟方式或数字 (PWM) 方式控制。OTA

和一般的运算放大器相似，有同相和反相输入端。它的输出是集电极开路晶体管，吸收电流能力为 40mA，共模输入范围从地到 $V_p - 0.7V$ 。

图 3-43 是利用 OTA 作模拟控制的示例。FG 速度控制信号送微处理器，后者发出控制信号经 D/A 转换后，送至 OTA 输入。OTA 作为控制放大器控制外接晶体管 BD434，从而控制 6 个驱动输出。外接逆变桥是由 P 和 N 沟道的 MOSFET 组成。MOT1、2、3、0 分别接三相绕组及其中点。3 脚和 10 脚接公共地。

图 3-46 是速度数字控制电路。外来 PWM 信号从 17 脚输入。OTA 作为电平转换，控制外接晶体管。这里需要指出的是，不能像一般直流电动机 PWM 控制那样，将 PWM 电压直接加至电动机绕组。否则 PWM 信号会严重干扰反电动势波形，使过零点无法检出。所以，经外接晶体管放大后，接电感和电容组成的滤波器，以一电平控制该集成电路 VMOT 电源端。也就是说，电动机绕组仍然是受模拟方式控制的。

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

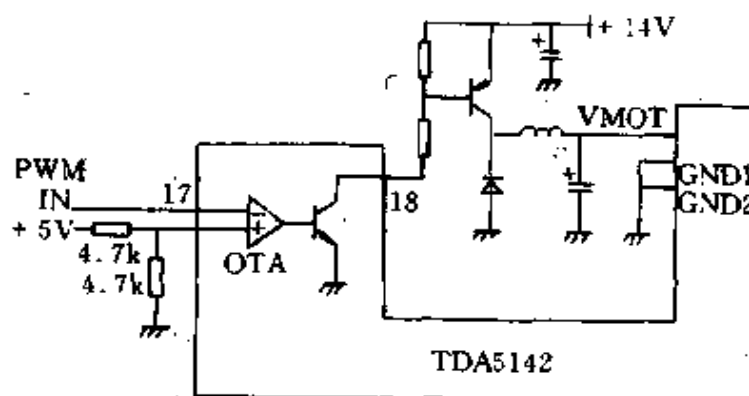


图 3-46 输出级的 PWM 控制

3.12 ML4411 无转子位置传感器的无刷直流电动机控制器

ML4411 是为硬盘主轴无刷直流电动机驱动而设计的，也可

用于其他三相三角形或星形联结的无刷直流电动机的控制。它不必使用霍尔位置传感器，转子位置信息从电动机三相绕组的反电动势而来，采用锁相环（PLL）技术，确定合适的换相时刻。电机起动和换相过程由 ML4411 完成。它接受外接微控制器的控制信号，起动过程的定时由微机决定，允许系统对不同电动机、不同转动惯量的负载控制进行优化。ML4411 可直接驱动功率 MOSFET，对电动机的电流进行调节。它采用 28 脚双列表面封装。

1. 特点

- 以反电动势信号换相，提供较大转矩，缩短起动时间
- 提供精确的电动机转速频率作为反馈信号
- 两种电动机电流控制方式：线性或 PWM
- 容易和微机接口、优化起动和速度控制
- 延时制动，功率故障检出
- 直接驱动外接 P 沟道和 N 沟道 MOSFET

2. 引脚功能说明 引脚名和功能说明见表 3-15 和图 3-47。

表 3-15 ML4411 的引脚功能说明

引脚号	符 号	功 能 说 明
1	GND	信号地和电源地
2	P1	驱动外接 P 沟道 MOSFET，对应于电机 PH1
3	P2	驱动外接 P 沟道 MOSFET，对应于电机 PH2
4	VCC2	+12V，供制动的电源
5	P3	驱动外接 P 沟道 MOSFET，对应于电机 PH3
6	COTA	线性电流控制的补偿电容外接端
7	C(BRK)	接电容，用于制动控制
8	$\overline{\text{DIS PWR}}$	当施加 0 电平时，P1~P3、N1~N3 输出被禁止，并使内部 TACH 比较器输出接到 15 脚
9	N1	驱动外接 N 沟道 MOSFET，对应于电动机 PH1
10	N2	驱动外接 N 沟道 MOSFET，对应于电动机 PH2
11	N3	驱动外接 N 沟道 MOSFET，对应于电动机 PH3

(续)

引脚号	符 号	功 能 说 明
12	I (SENSE)	电动机电流检测输入
13	Cos	PWM 电流控制的定时电容外接端
14	Cvco	VCO 定时电容外接端
15	VCO/TACH OUT	VCO 或 TACH 的输出
16	RESET	复位信号输入
17	PWR FAIL	输出为 0 电平, 表示 5V 或 12V 电压不足
18	ENABLE E/A	输入高电平使误差放大器工作, 并使反电动势反馈闭环工作
19	+5V	+5V 电源端
20	RC	接 VCO 环路的滤波元件
21	I (RAMP)	此输入电流设置电动机启动时 VCO 最初上升的加速比率
22	PH1	接电动机第 1 相
23	PH2	接电动机第 2 相
24	PH3	接电动机第 3 相
25	Vcc	+12V 电源
26	BRAKE	施加 0 电平时开始制动
27	I (LIMIT)	设置 PWM 电流控制的门限
28	I (CMD)	线性电流放大器的指令

3. 功能说明 ML4411 原理框图见图 3-47。本 IC 不用专门的转子位置传感器可完成三相无刷直流电动机的电子换向。为此, IC 内设有一个由 VCO (压控振荡器) 电路、反电动势采样误差放大器和顺序器组成的锁相环电路, 它将 VCO 频率锁定到电动机反电动势频率上。电动机的起动程序和速度由外接微机控制, 从 15 脚可获得电动机转速频率信号。

(1) 反电动势检测与换相信号的获得 (见图 3-48): 在 IC 内有一个申请了专利的反电动势检测电路。此电路包括了中点模拟

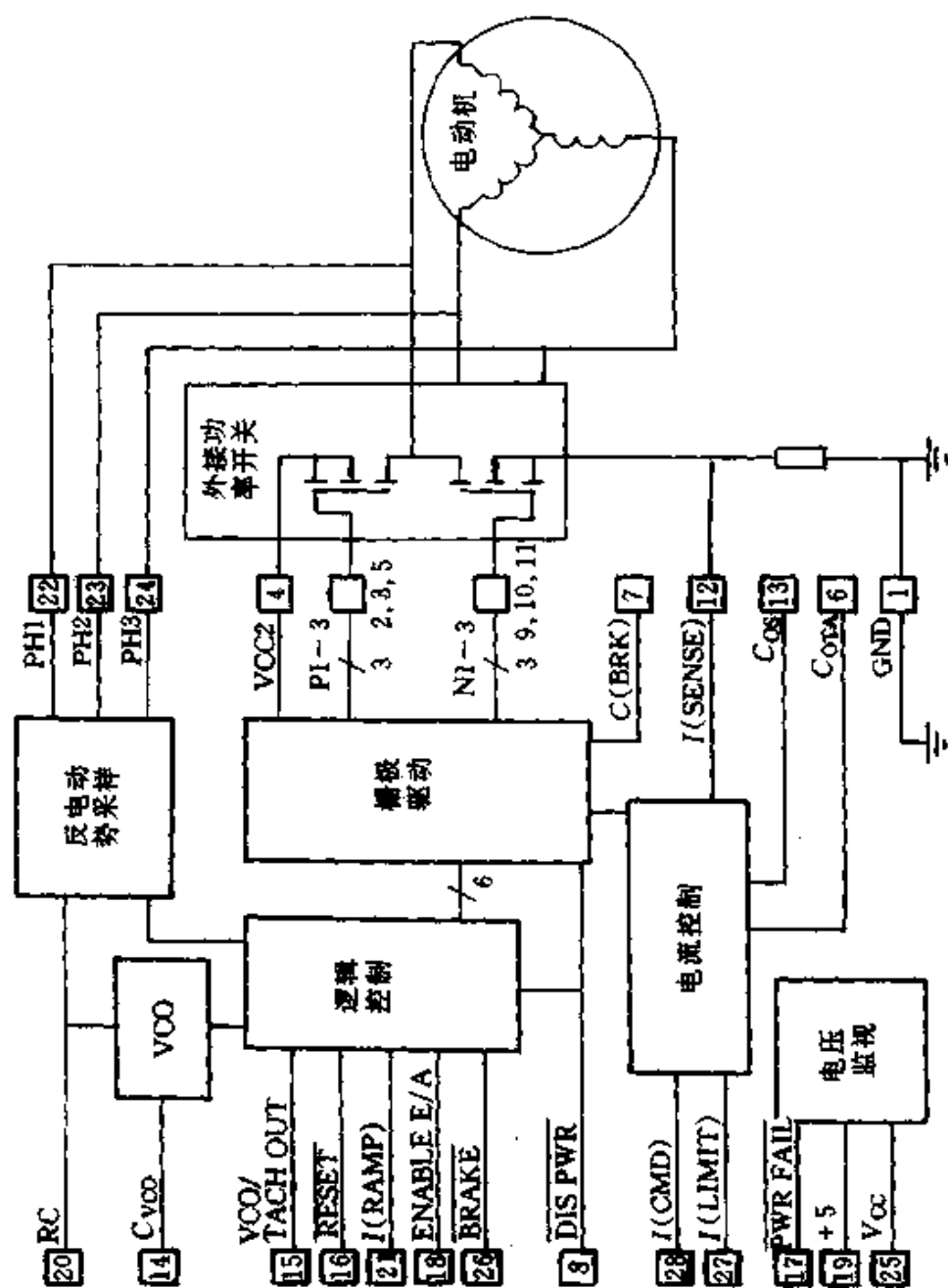


图 3-47 ML4417 原理框图

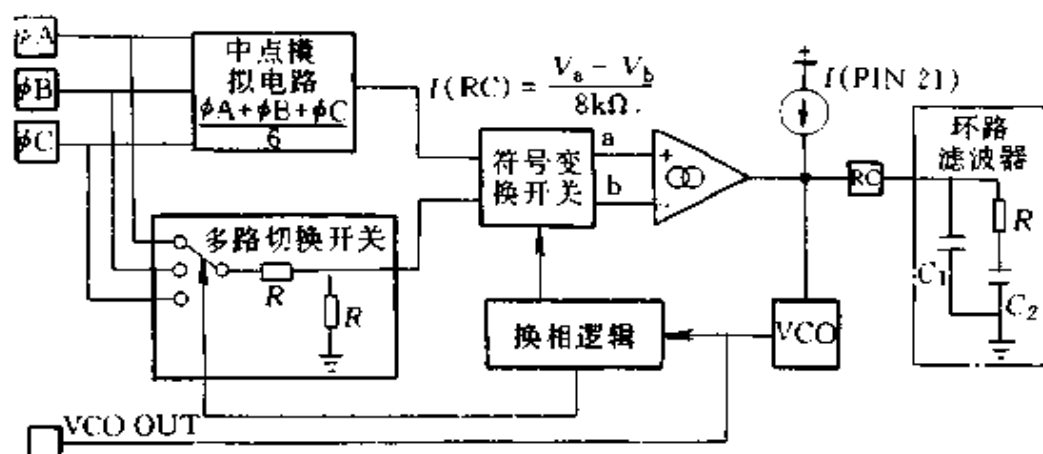


图 3-48 反电动势检测框图

电路 (NEUTRAL SIMULATOR)、多路切换开关 (MULTIPLEXER)、符号变换开关 (SIGN CHANGER) 等电路。由于有了中点模拟电路，不必从电机三相绕组中引出中线，这是与 3.10 和 3.11 节所述的 IC 不同之处。从任一相绕组电压示波图 (见图 3-49) 可见，与假想中点电位相交点附近的部分是该相绕组不激励

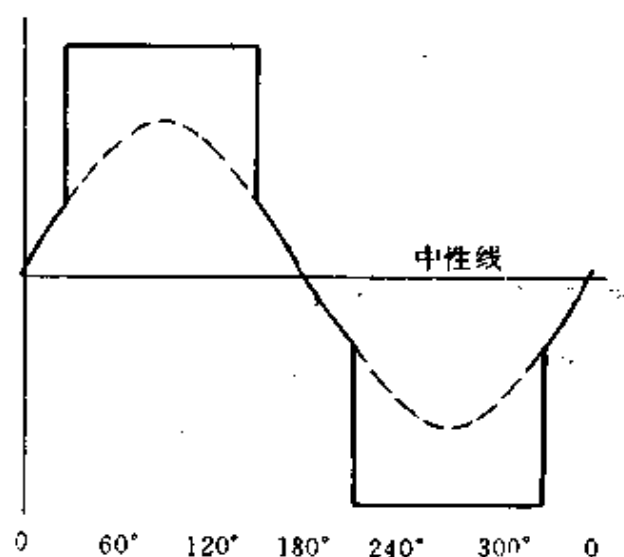


图 3-49 典型的相绕组端电压波形

励时间的反电动势波形。本电路能检测出此时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 (VCO) 应当增加还是减少。换向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 脚滤波器充电，从而增大 VCO 输入。相反，提早换相将会引起 20 脚上电容放电，使 VCO 输入减少。利用此 PLL 技术，获得适当的换相时刻。此外，从 20 脚取出的信号是代表电动机速度的电压信号，可用于模拟型速度控制，见图 3-48、图 3-49、图 3-50。

三个 PH 端对地的输入阻抗只有 $8k\Omega$ ，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) 锁相环参数的计算：VCO 工作的最高频率 $f_{\max}$ 与电动机最高工作转速 $n_{\max}$ (r/min) 关系是

$$f_{\max} = 0.05pn_{\max}$$

式中 p ——电动机极对数。

VCO 的增益 K 与定时电容 C_{VCO} 关系为

$$K = \frac{2.42 \times 10^{-6}}{C_{VCO}}$$

假定最大 VCO 电压 $V_{VCO(\max)} = 9.5V$ ，则

$$C_{VCO} = \frac{9.5 \times 2.42 \times 10^{-6}}{f_{\max}}$$

或

$$C_{VCO} = \frac{460}{pn_{\max}}$$

C_{VCO} 的单位为 μF 。由电动机极数和要求最高转速依上式计算定时电容 C_{VCO} 。

如图 3-50 所示，反电动势锁相环的相位检出器是由反电动势相位检出和放大器 (G_n) 组成，20 脚 (RC) 端外接环路滤波器。此滤波器 R 、 C_1 、 C_2 可按下面方法计算。

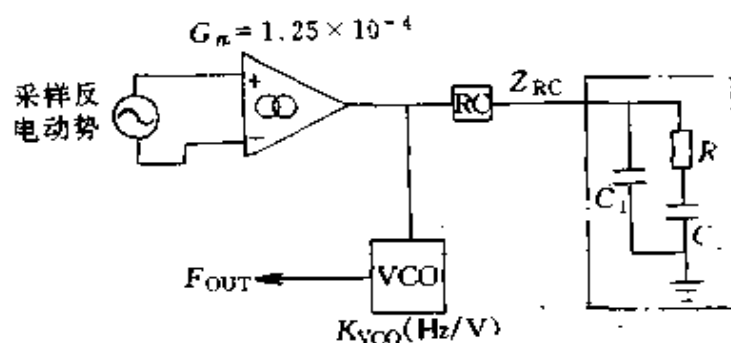


图 3-50 锁相环

滤波器输入阻抗

$$Z = \frac{1}{C_1 s} \frac{(s + \omega_1)}{(s + \omega_2)}$$

领先和落后频率分别为

$$\omega_1 = \frac{1}{RC_2}$$

$$\omega_2 = \frac{C_1 + C_2}{RC_1 C_2}$$

取 $\omega_1 = 10\omega_2$

有

$$C_1 = \frac{4.66 \times 10^{-9}}{C_{VCO} f^2}$$

$$C_2 = 9C_1$$

$$R = \frac{12.54}{C_2 f}$$

(3) 起动程序：如前所述，换相是由反电动势检出经锁相环闭环控制而完成的。需要电动机从静止开始起动时，必须由其他办法“开环”起动，到产生足够大的反电动势方能进入正常换相。下面是一个从静止起动的典型程序，此时 8 脚取低电平，使 15 脚是 TACH 输出，参见图 3-51、图 3-52。

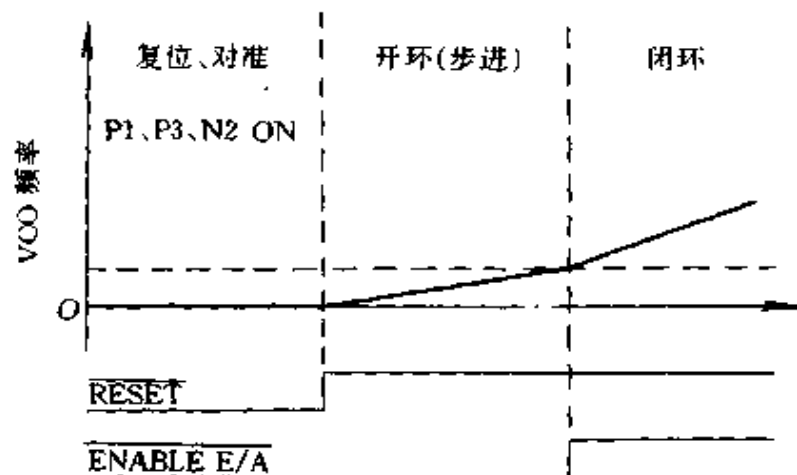


图 3-51 典型的起动程序

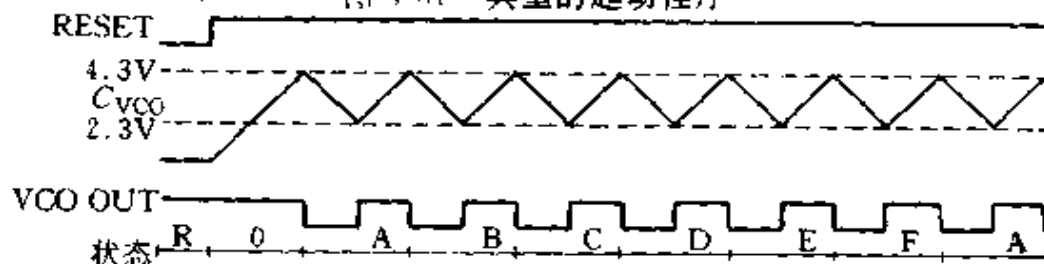


图 3-52 换相程序和时序

第一步：本 IC 被复位 ($\overline{\text{RESET}}=0$)，维持 R 状态，全部功率施加到电机绕组，P1、P3 和 N2 为导通状态，使电机转子强制对准在 A 状态前面 30° (电角度) 位置上，为起动做好准备，见表 3-16。

第二步：释放复位信号 ($\overline{\text{RESET}}=1$)，在 21 脚施加固定值的电流，在 20 脚出现充电电流，使 VCO 电压上升，电机以开环步进方式按规定速率加速。微机监视 TACH 信号。

第三步：当电动机转速达到约 100r/min 时，18 脚被拉至高电平，使反电动势锁相环接入工作，进入正常换相方式。

上述起动过程由外接微机控制。

表 3-16 换相状态表

状 态	输 出						采 样
	N1	N2	N3	P1	P2	P3	
R 或 O		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

注：输出端中 ON 表示导通，空格表示不导通。

(4) PWM 和线性电流控制：为了便于速度控制，ML4411 内设置了两个电流控制环，线性的和 PWM 的。电动机电流是由取样电阻上的电压降进行检测，从 12 脚输入，内设跨导放大器放大 12 脚 $I(\text{SENSE})$ 和 28 脚 $I(\text{CMD})$ 的差值，其输出调制三个 N 沟道 MOSFET 开关。这是线性控制环。 $I(\text{SENSE})$ 信号还和 27 脚 $I(\text{LIMIT})$ 信号在比较器中进行比较，比较器输出接单稳态电路，后者由接 13 脚的外接电容器 C_{os} 定时。这些电路组成了 PWM 限流电路。这两个电路的作用使电动机电流受控于 $I(\text{CMD})$ 和 $I(\text{LIMIT})$ 中较小的。

(5) 制动控制

为了制动电动机，首先使 8 脚为零电平，然后使 26 脚 BRAKE 电平下降。当电平降到 1.4V 以下，内部比较器强制三个 N 沟道 MOSFET 导通，实现电动机的制动。

4. 典型应用 图 3-53 是硬盘驱动器主轴控制的例子。它的控制信号均来自上级微控制器。

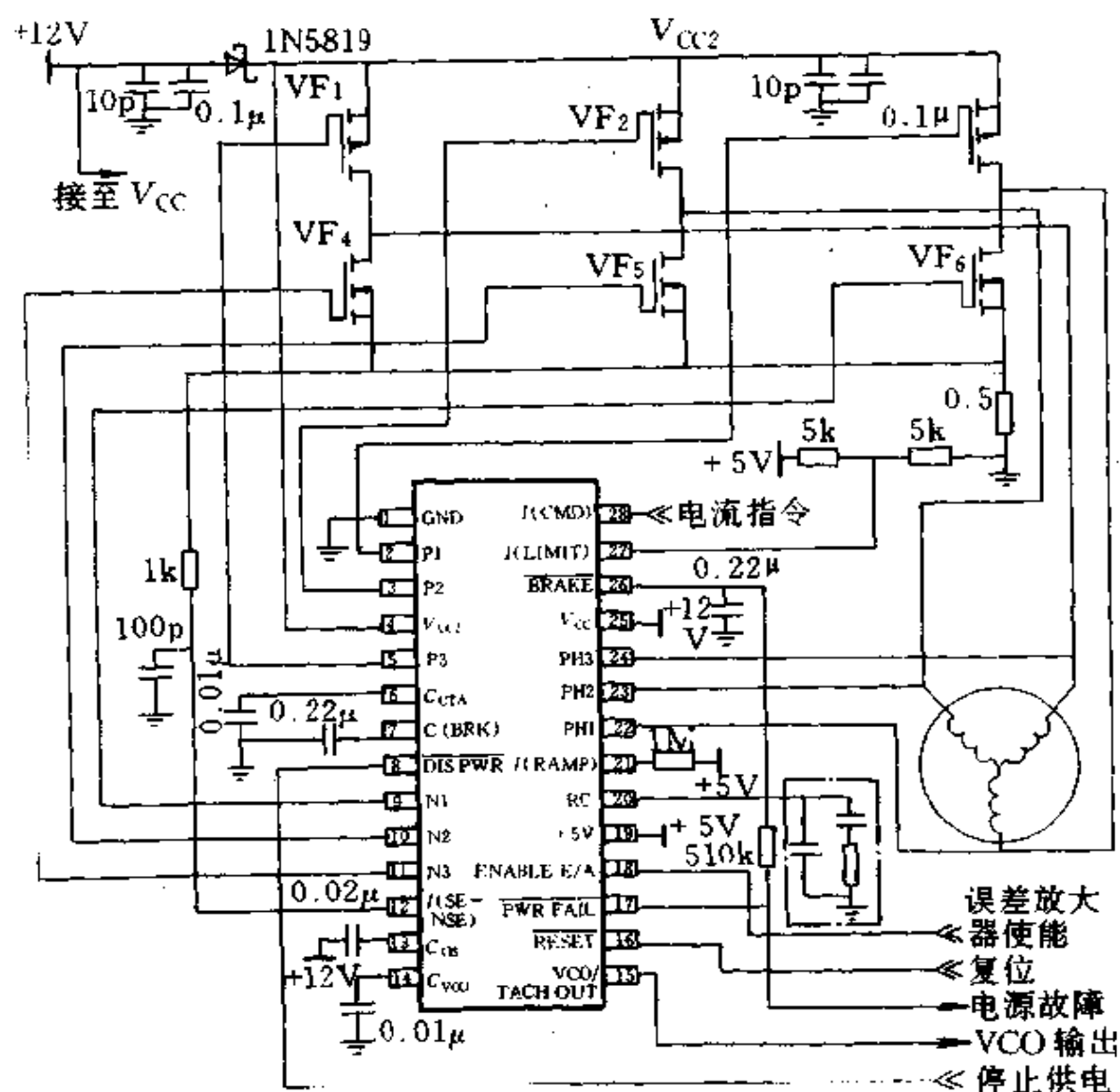


图 3-53 典型应用例

第4章 锁相环电动机速度控制专用集成电路

4.1 概述

近代许多小型直流电动机（包括有刷或无刷直流电动机）在应用时通常需要精确的速度控制。在数据存储设备，如磁盘驱动、磁带驱动、光盘驱动或高级音像设备，为了提高存储密度，要求记录媒体通过读/写头时有精确的速度。这些设备的驱动电动机转速往往要求与某一基准频率严格同步，或多台电动机转速同步，或保持以一个确定速比同步运转，在这种场合下，常采用锁相环（PLL）速度控制技术。

锁相环技术本来用于通信系统，例如使无线电接收机频率同步、在电视接收机使水平扫描和垂直扫描振荡器跟同步脉冲信号同步、宽带锁相接收机被用来跟踪卫星的微弱信号并具有良好的抗干扰性能。在电子仪器领域，利用 PLL 技术的频率合成器获得高精度频率的信号。大规模集成电路技术进展可廉价生产单片的频率-相位检出器，甚至生产整个锁相环集成电路。使锁相环技术能推广到其他领域。PLL 在电动机控制中应用就是一个成功的例子。

如图 4-1 所示，锁相环的主要环节是频率-相位检出器（FPD，又称频相比较器或鉴相器）、低通滤波器（LPF）和压控振荡器（VCO）。后者产生输出频率 f_o 。经分频系数为 N 的反馈通道得到反馈频率 f_b ，它在 FPD 中与参考频率 f_r 进行频率比较和相位比较，FPD 输出反映出其频率差和相位差的信号。此信号经 LPF 后得到与之成正比关系的偏差电压 v_e ，再经放大和校正后，作用于 VCO，控制输出频率 f_o 。锁相环是一个闭环反馈控制系统，在闭环负反馈作用下，系统使 f_r 和 f_b 的频差和相差向着减少的方向

变化,最后系统“锁住”,两个信号频率达到了同频和接近于同相。分频器的作用是使输出频率 f_o 与基准频率 f_i 有确定的比例关系,即

$$f_i = f_b = f_o/N$$

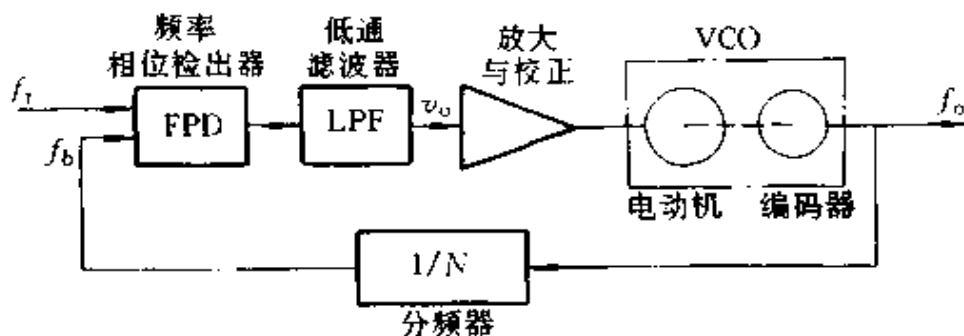


图 4-1 锁相环基本原理框图

电动机速度控制的锁相环与上面的基本原理框图相似,只是由电动机加上编码器代替了压控振荡器的作用。对于常用的电枢控制永磁直流电动机,外施电压与电动机转速之间有良好的线性关系,而安装在电动机转轴上的数字脉冲测速机,如光学增量编码器或频率发生器(FG)、其输出脉冲频率又与转速成严格的正比关系,因此,可比拟为一个电压控制振荡器。但是,在电子 PLL 系统(例如频率合成器)设计中,VCO 可考虑为一个瞬时响应元件。但在我们讨论的机电系统中,由于电动机电感及系统机械惯量的存在,响应的延迟,再加上负载转矩作为一个主要干扰量,都使环路设计复杂化。

采用电动机锁相环系统的目的是使反馈频率信号与给定的基准频率信号同步。系统根据两者频率或相位的任意差异来校正电动机转速。如果基准信号频率是一个固定的高精度信号,当系统进入“锁相”时,它们的频率相等,相位差维持在一常数附近摆动,保证电动机运行在一个准确的转速上,不会因为温度或元件老化而产生漂移,使长时间速度稳定度达到基准信号频率的稳定度水平。例如,采用石英晶体振荡器分频时钟作为基准频率时,其速度精度和稳定度都可达 0.02% 或更好。应当注意,这里说的是

长时间平均速度的精度和稳定度，而瞬时速度则依赖于系统设计及负载性质，仍有较大的变化。

频相比较器(FPD)是锁相环中关键环节。对它的基本要求是：

(1) 具有鉴频和鉴相双重作用，而且从鉴频到鉴相的过渡是连续的。应当避免电动机锁定于基准频率的整数倍或分次谐波频率上，否则锁定速度就不是唯一的事。

(2) 宽的频率捕捉范围和锁定范围。频率锁定范围是指在此频率范围内，PLL可进入“锁定”。而频率捕捉范围是指在此范围内，如果一旦失锁，系统还能再一次“锁住”。这是十分重要的。电动机起动后能否快速进入锁相状态，一旦失锁能否尽快恢复，这些性能与频相比较器选择有关，当然还与系统参数设置有关。

频相比较器的功能是产生正比于基准频率 f_r 和反馈频率 f_b 的频差和相差的误差电压 v_e 。也就是说，当两频率尚未同步时，输出误差电压 v_e 应正比于频差 $\Delta f = f_r - f_b$ 。当频率相等时， v_e 应正比于两信号的相位差 $\Delta\varphi$ 。有许多方法可用于此目的。例如，线性乘法器、峰值检出器、平衡混频器等电路可以作为模拟型相位比较器，它们要求采用正弦波输入信号。另一类是数字型相位比较器，可接受方波或窄脉冲信号，其输出是脉冲信号，其脉宽与频差或相差有关。其后需要一低通滤波器(LPF)，取此脉宽信号平均值作为正比于频差或相差的误差电压。简单的数字电路组成的相位比较器，如单个RS触发器、D触发器、异或门电路都有相位比较能力，且有良好线性，但它们没有鉴频能力，可能使系统锁定于基准频率的谐波频率上。目前使用的一种集成的频相比较器是由四个触发器和若干门电路组成，详见下节。

按基本框图构成单环直流电动机锁相环稳速系统，改变输入基准频率可实现速度调节。实践表明，此基准频率降低到某一数值后，系统可能是不稳定的。参考文献[22]研究了这个问题，给出了低速限制与环路参数的关系。电动机最低锁相工作转速 $\Omega_{\min}$ 理论值是

$$\Omega_{\min} = \frac{N f_{\min}}{n} = N \sqrt{\frac{KV_s}{8\pi n\tau}}$$

式中 $\Omega_{\min}$ ——最低锁相工作转速 (r/s);

$f_{\min}$ ——最低锁相工作参考频率 (Hz);

N ——分频系数;

n ——编码器条纹数;

K ——放大器和电动机联合增益 [rad/(s·V)];

V_s ——相位比较器最大输出电压 (V);

τ ——电动机机械时间常数 (s)。

例如, $V_s=5V$, 当放大器和电动机的输入电压为 1V 时, 产生 4rad/s 电动机转速, 即 $K=4\text{rad}/(\text{s} \cdot \text{V})$, 编码器条纹数 $n=500$, 电动机时间常数 $\tau=0.1\text{s}$, 计算出电动机锁相最低转速 (此时 $N=1$) 为

$$\Omega_{\min} = \sqrt{\frac{4 \times 5}{8\pi \times 500 \times 0.1}} \text{r/s} = 0.125 \text{r/s}$$

实际试验中这个系统采用 CD4046 频相比较器, 电动机带一惯性负载, 总机械时间常数 $\tau=0.1\text{s}$, 在高速工作时, 锁定状态良好, 当基准频率减少到 84Hz 时, 开始变得不稳定。对应此时的转速为 0.17r/s, 与理论计算值接近。

从上式可知, 为了扩展低速端, 应选择较多条纹数的编码器, 适当加大惯性矩, 使系统容易锁住。为了增大调速范围, 在反馈通道中应当采用分频器。在高速时, 用较大分频系数 N 。在 PLL 系统中, 主要不是依靠改变基准频率来调速, 而是以改变分频系数调速更为合理。

在一些 PLL 系统中, 除数字锁相环作为主环外, 还附加模拟量速度反馈环或电流反馈环, 组成多环系统。图 4-2 为双环系统。其外环是锁相环, 可看作位置伺服环, 内环是速度环, 模拟量速度信息直接由编码器信号经频率/电压 (F/V) 变换器得到。附加内环, 使系统在有限的伺服增益下能减小系统静差, 进一步提高系统稳定性和快速锁定能力。参见图 4-21 实用电路。

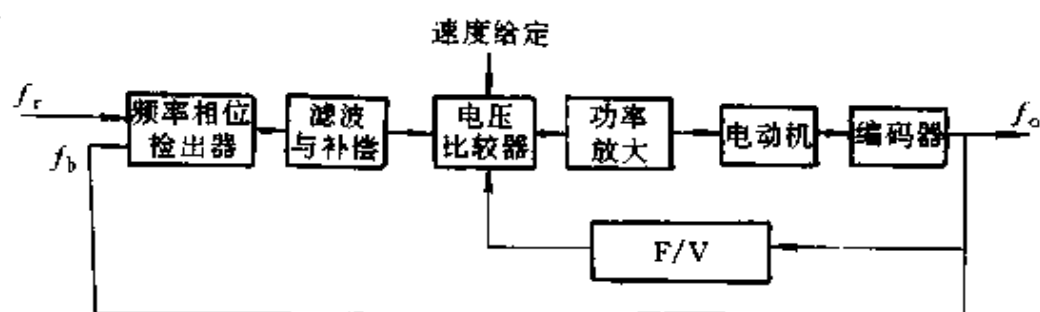


图 4-2 双环 PLL 系统

锁相环技术也可用于交流电动机高精度稳速控制。

原为通信系统使用的通用型锁相环、频相比较器集成电路,有些已被应用于电动机速度控制,如模拟型的 NE565 PLL 集成电路,数字型的 MC4044、MC14046、TC5810 等 PLL 集成电路。作速度控制应用时,这些集成电路中有些部分,例如压控振荡器 (VCO),是多余的,参见 4.2 节详述。

由于 PLL 技术在电动机速度控制中的推广应用,特别是在计算机外围设备办公室设备及音像设备中的应用,如高档电唱机、复印机、打印机、软盘和硬盘驱动器、光盘驱动器等大批量生产,促使电动机速度控制专用 PLL 集成电路开发生产与之相适应。在这些专用电路中,除了相位比较器、放大器之外,通常还包含石英振荡器和分频电路、反馈回路的波形形成电路和分频电路以及其他附加电路,使得只需少量外围元件即可构成一个完整的电机锁相稳速控制系统。从而使电动机 PLL 集成电路获得广泛应用。

表 4-1 列出了部分国内外生产的锁相环集成电路,供读者查阅。

表 4-1 部分国内外锁相环集成电路一览表

型 号	生产厂	最高工作 频率/MHz	特 点	工作电压 /V	封 装
NE565	Signetics	0.5	相位比较器, VCO, 低通滤波器	± 12	DIP14
LM565	Natl. semi.		PLL	± 12	DIP10

(续)

型 号	生产厂	最高工作 频率/MHz	特 点	工作电压 /V	封 装
* MC4044	MOTOROLA	7	频相比较器, 充电 泵, 放大器	5	DIP14
* MC4344		7	频相比较器	5	DIP14
* MC14046		1.4	双相位比较器, VCO	5~15	DIP16
CD4046	Harris	0.8		5	DIP16
MM54HC4046	Natl. Semi.	1.2		3~18	DIP16
J691	上无十四厂	0.8		5~15	DIP16
CD74HC4046	Harris	18		5	DIP16
CD74HCT4046		18		5	DIP16
74HC4046	Philips	18		5	DIP16
74HCT4046		18		5	DIP16
* UC3633	Unitrode	10	相位比较器, 振荡 器, 反馈通道	12	DIP16
* UC3634		10		12	DIP16
* UC3635		10		12	DIP16
L6233	SGS	10		12	DIP16
MSM5810	OKI Semi.	10	电 唱 机 用 电 机 PLL	7	DIP16
MSM5814		0.1	电机 PLL, 双速	7	DIP14
MSM5816		12		15	DIP16
MSM5819				8.5	DIP18
* TC5081	Toshiba		通用相位比较器	4.5~8	9个引脚
* TC9142		12	双 8bit DAC 鉴频 鉴相	5~9.5	DIP16
* TC9203				5~9.5	DIP16
* TC9193				5~9.5	DIP18

(续)

型 号	生产厂	最高工作 频率/MHz	特 点	工作电压 /V	封 装
* TC9192	Toshiba	6	双 8bit DAC 鉴频鉴相	5~9.5	DIP18
* M51728	Mitsubishi		电机 PLL	9~18	DIP8
TDA1533	Philips	5		11	DIP18
* CH5081	上无十四厂		同 TC5081		

注：带*的型号本章有较详细介绍。

2. 上无十四厂即上海无线电十四厂。

4.2 几种通用数字型锁相环集成电路

4.2.1 MC4044/MC4344 频相比较器

MC4044 和 MC4344 是 MOTOROLA 的 TTL 型中规模频相比较器集成电路。如图 4-3 所示, MC4044 由两个相位比较器、充电泵和达林顿晶体管组成。其中相位比较器 1 由四个 RS 触发器和一个四与非门组成, 输出端为 U_1 和 D_1 。相位比较器 2 输出端为 U_2 和 D_2 , 一般不使用, 或用作相位比较器 1 的锁定指示。对应的国产型号是 ST002。

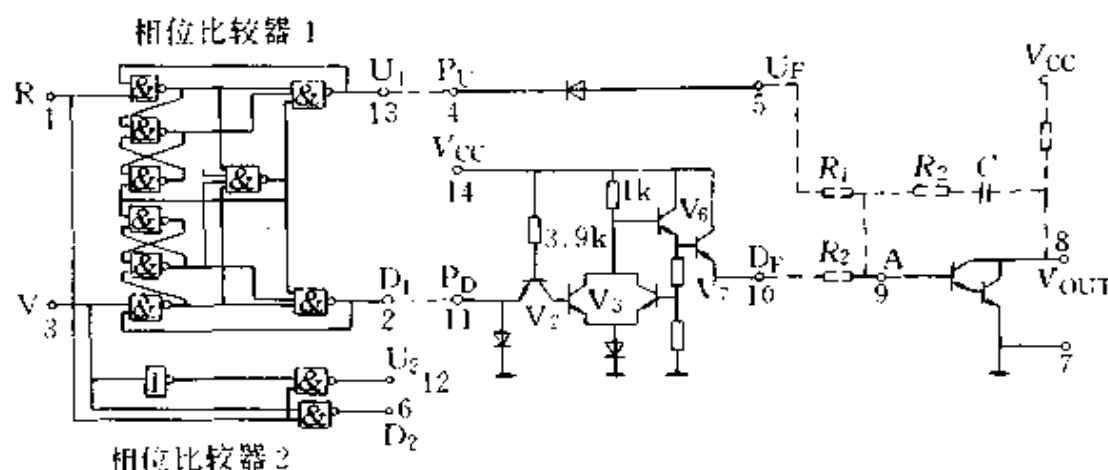


图 4-3 MC4044 原理框图

该芯片应用时, 基准频率信号 R 从 1 脚输入, 反馈频率信号 V 从 3 脚输入, 将相位比较器 1 的输出 U_1 和 D_1 分别接 P_U (4

脚)和 P_D (11脚),充电泵的 U_F (5脚)和 D_F (10脚)分别经两个阻值相同的电阻连接至9脚(A)。达林顿晶体管接成放大器,集电极与基极之间接 R_2 和 C 阻容网络,组成一个有源低通滤波放大器(如图4-3虚线所示)。电源 V_{CC} 常用+5V。

MC4344与MC4044相类似,但没有相位比较器2。

在相位比较器1,脉冲信号 R 和 V 从RS触发器输入,只是它们的下跳沿是有效的。因此,MC4044对输入信号的脉宽无特殊要求。下面结合电动机起动过程分析此芯片的作用原理。

最初,电动机转速未达到预期转速,即 $f_v < f_R$,比较器输出 D_1 为高电平, U_1 输出一些较宽的负脉冲。 D_1 高电平使充电泵中的 V_2 ,发射极PN结不导通,而 V_3 导通,跟随器 V_6 接法使 V_7 基极电位很低。由于其发射极PN结二极管的作用,实际上没有电流从10脚流过,相当于 D_F 表现为高阻态。而 U_1 出现低电平时, V_1 导通,使5脚电位降至1V以下。 V_{CC} 经积分电容 C 充电,电压 V_{OUT} 上升,使电动机继续加速。

如果转速已超过预期转速,即 $f_v > f_R$,比较器输出 U_1 为高电平, D_1 输出一些较宽的负脉冲。 U_1 高电平,由于 V_1 截止,使 U_F 表现为高阻态。而 D_1 出现低电平时, V_2 导通, V_3 截止, V_{CC} 经 $1k\Omega$ 电阻向 V_6 基极注入电流,使 V_6 导通,跟随器 V_7 输出端 D_F 向9脚输入基极电流、积分电容 C 放电,电压 V_{OUT} 降低,使电动机减速。

如果 $f_v = f_R$,进入鉴相阶段,参见图4-4。

若 V 相位滞后于 R ,则 D_1

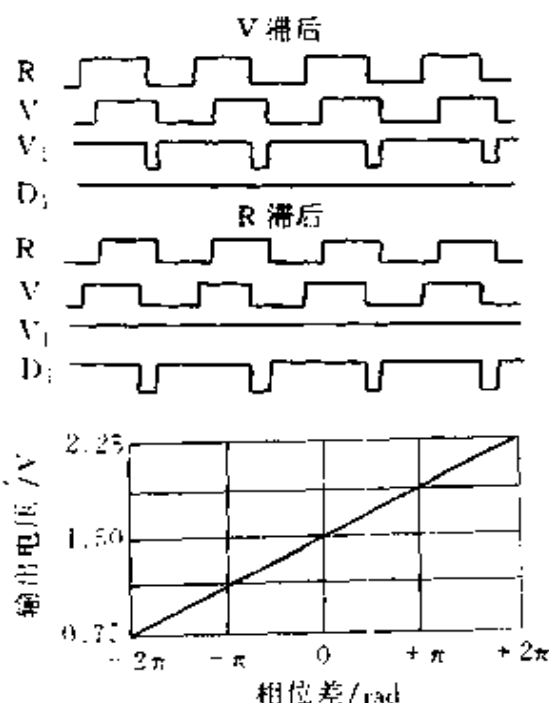


图4-4 鉴相波形图和传输特性图

为高电平, U_1 输出一串负脉冲, 负脉冲的下跳沿和上跳沿分别对应于 R 和 V 的下跳沿, 低电平宽度正比于相位差。充电泵作用类似于 $f_V < f_R$, V_{OUT} 增加, 使电动机加速, 以减小滞后的相位差。

若 R 相位滞后于 V , 即 V 超前, 则 U_1 为高电平, D_1 输出一串负脉冲, 负脉冲低电平宽度正比于相位差。充电泵作用类似于 $f_V < f_R$, V_{OUT} 下降, 使电动机降速, 以减小超前的相位差。

若 R 和 V 达到同相位, 出现 U_1 和 D_1 同时为高电平。从以上分析可知, U_F 和 D_F 皆为高阻态, 积分电容既不充电也不放电, V_{OUT} 维持于一定电平上。

鉴相状态下相位比较器的相位差-平均输出电压传输特性见图 4-4。中值约为 $1.5V$, 对应于同相位状态。当 V 滞后时, 电压上升, 而 V 超前时, 电压下降。在 $\pm 2\pi$ 范围内具有良好线性, 传递函数约为 $0.11V/rad$ 。

上述的分析可归纳于表 4-2。表中 H 表示高电平, L 表示低电平, Z 表示高阻态。

表 4-2 MC4044 工作方式

工 作 方 式		相位比较器		充 电 泵		低通滤波器
鉴频	鉴相	U_1	D_1	U_F	D_F	V_{OUT}
$f_V < f_R$	V 落后	H/L	H	L	Z	上升
	同相	H	H	Z	Z	中位
$f_V > f_R$	R 落后	H	H/L	Z	H	下降

一般, MC4044 应用时采用上述接法, 以输出 V_{OUT} 控制外接功率放大器, 驱动直流电动机, 选择合适条纹数的编码器和分频器, 将反馈脉冲 V 反馈回去。只要回路有足够增益和正确的校正, 电动机转速将锁定于基准频率上, 达到 R 和 V 同相位, 并以微小的相位差作为微调。充电泵部分也可以用模拟开关代替, 用 U_1 和 D_1 分别控制两个模拟开关。这两个串联的模拟开关一端接正电源, 一端接地, 公共点经电阻接由运算放大器构成的低通滤波器。当 U_1 低电平时, 下边模拟开关导通接地, 当 D_1 低电平时, 上边

模拟开关导通接正电源， U_1 和 D_1 为高电平时，两模拟开关断开，使公共点呈高阻态。显然，这样的电路也能达到如表 4-2 所示的要求。如果两模拟开关分别接正负电源，此系统可工作于两象限工作方式，即电动运行和制动两种方式，加速电动机进入锁相状态。下节所述的 MC14046，用一个 P 沟道和一个 N 沟道 MOS 开关管作为模拟开关，实现与 MC4044 相同的功能。

V_{OUT} 也可用来控制开关式功率放大器，驱动直流电动机，它适用于较大功率的控制，有较高效率。有一个更为简化的方案，只使用 MC4044 相位比较器 1 的 U_1 输出，直接控制功率开关。当 U_1 为 L 时，开关导通，电动机加速。到达预定速度后， U_1 变为 H，把开关断开，让电动机减速。稳态时，以 V 滞后一定的相位差来维持电动机在预定转速下工作。由于回路增益有限，此相位差会比较大。此时电动机是以基准频率 f_R 脉宽调制方式工作的。机电系统的惯性起了低通滤波器作用。这种直接脉宽调制应用，只要负载变化有限制，使占空比在 0.15~0.85 之内，系统可以稳定工作。此系统原理框图见图 4-5。

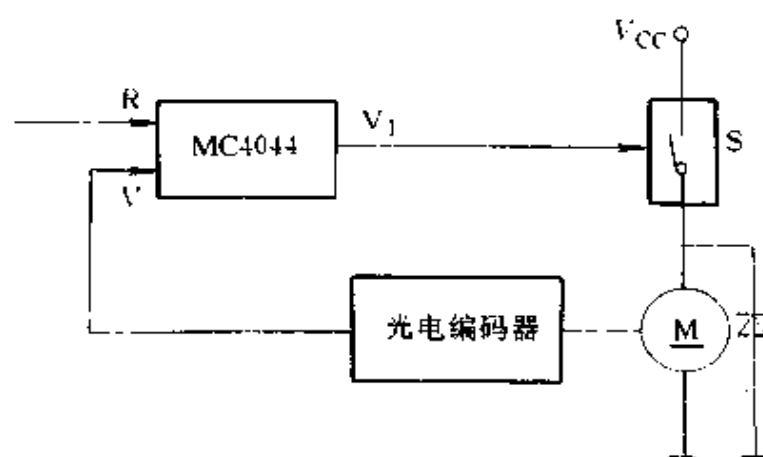


图 4-5 直接脉宽调制的应用电路

4.2.2 MC14046 锁相环集成电路

MC14046 是 MOTO ROLA 公司生产的 CMOS 锁相环集成电路，其他公司有类似产品，如 Harris 公司的 CD4046B、Signetics 公司的 74HC4046A 等，相应的国产型号为 J691。图 4-6 和图 4-7

分别给出它的内部框图和其中的相位比较器原理图。

MC14046 原是为通信用途设计的，内含相位比较器 I 和相位比较器 II、压控振荡器。使用时只要外接低通滤波器即可构成一个完整的锁相环，图 5-10 给出 MC14046 作为频率综合器应用的例子。在电动机控制应用时，只使用它的相位比较器部分。相位比较器 I 是异或门电路，适用于两输入信号占空比皆为 50% 方波的情况。相位比较器 I 内有由四个 RS 触发器和四与非门组成的基本逻辑部分。这部分的逻辑

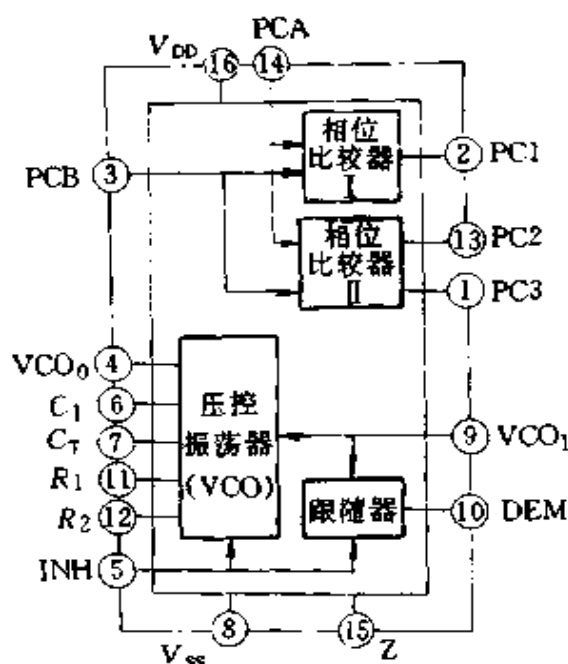


图 4-6 MC14046 原理框图

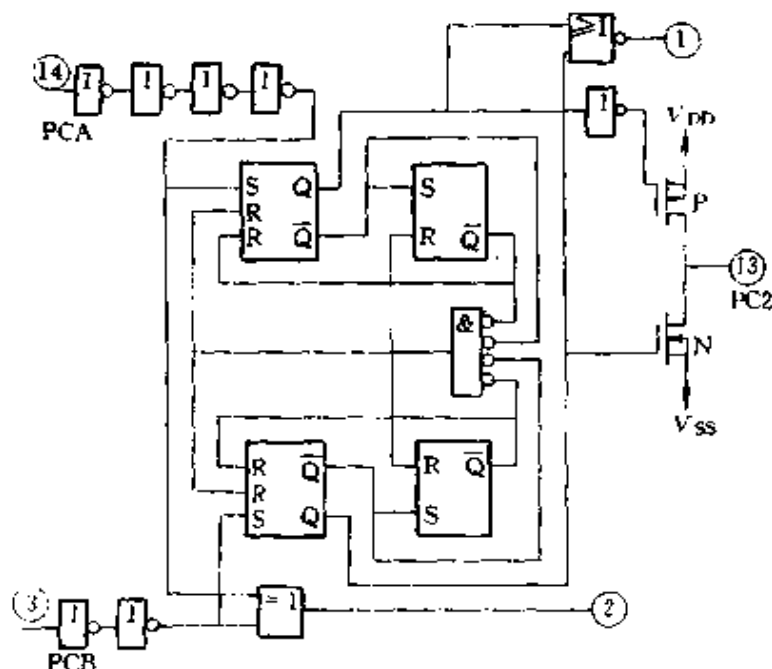


图 4-7 相位比较器原理图

功能与 MC4044 的相类似。基准频率从 PCA 端 (14 脚) 输入，反馈频率从 PCB 端 (3 脚) 输入，由于输入口设有非门，故相位比

较器 1 只对输入信号的上升沿有作用。和 MC4044 一样，对输入信号波形的占空比无规定的要求。这基本逻辑部分输出控制一个 P 沟道和一个 N 沟道 MOS 管。由两管公共端（13 脚）PC2 输出。

参照 MC4044 的分析，当电动机转速低于预定转速，即 $f_{PCB} < f_{PCA}$ 时，N 沟道管截止，P 沟道管断续导通而接至高电平，使 PC2 输出平均电压上升。当 $f_{PCB} > f_{PCA}$ 时，P 沟道管截止，N 沟道管断续导通而接至低电平，使输出平均电压下降。当频率相同时，若反馈信号相位滞后，P 沟道管导通，导通时间对应于滞后的相位差，使输出平均电压升高。若反馈信号相位超前，N 沟道管导通，导通时间对应于超前的相位差，使输出平均电压下降。相位差为零时，P 和 N 沟道管均截止，输出 PC2 呈现高阻态，使输出电压得以维持，参见图 4-10CH5081 波形图。

图 4-8 是 MC14046 在记录纸传动电动机稳速控制中应用的例子。基准脉冲 256Hz 从 14 脚输入，反馈脉冲由与电动机 M 同轴的测速发电机 FG 产生正弦波信号，经放大和整形后变为方波脉冲信号从 3 脚输入。相位比较器输出 PC2（13 脚）经 T 形阻容网络滤波后控制复合管组成的放大器，驱动直流电动机。

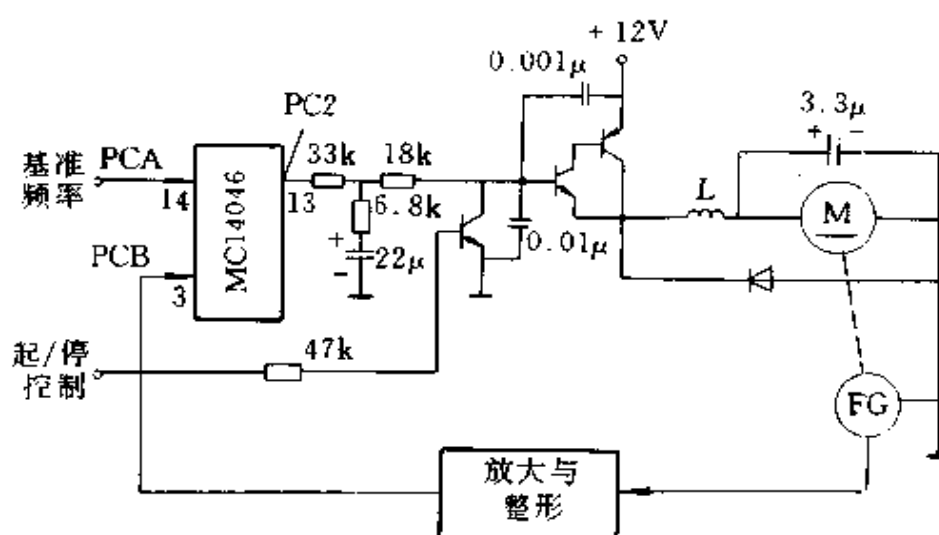


图 4-8 记录纸传动电动机的稳速控制

4.2.3 CH5081 相位比较器

国产 CH5081 是 CMOS 通用型相位比较器。与日本东芝公司

的 TC5081AP 有相同的功能,可直接替换。此相位比较器的作用原理和功能与 MC14046 的相位比较器 II 相类似,不再赘述。它采用 9 引脚单排塑料封装。使用电源电压为 4.5~8V。8 脚 R 端为基准频率输入端,7 脚 S 端为反馈频率输入端,3 脚为输出端,4 脚可用作锁定指示,高电平表示进入锁定状态,参见图 4-9 原理图和图 4-10 波形图。

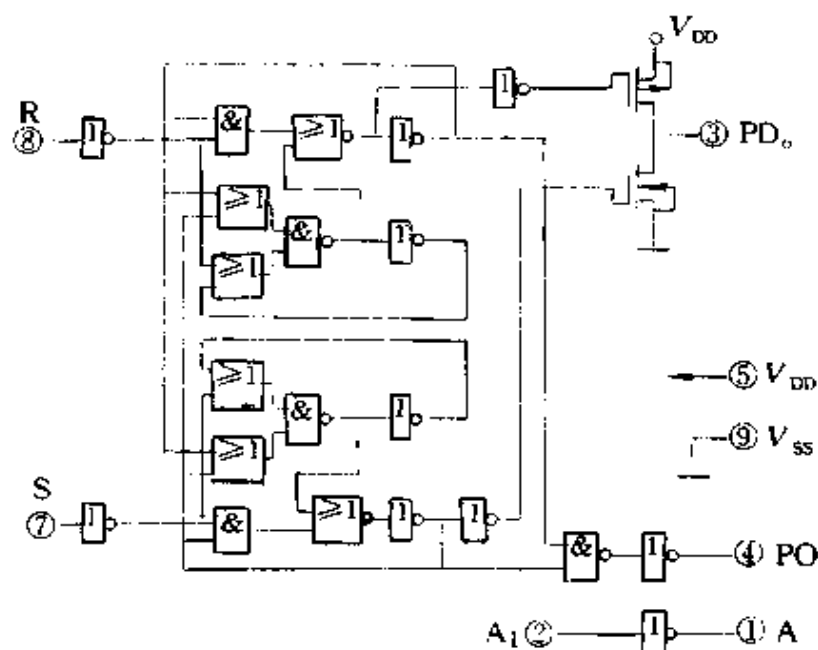


图 4-9 CH5081 电原理图



图 4-10 CH5081 输入输出波形

4.3 UC3633/UC3634/UC3635 电动机锁相环控制集成电路

1. UC3633 电动机锁相环控制集成电路 UC3633 是为直流电动机锁相控制而设计的集成电路。其框图如图 4-11 所示。精确

的基准频率可以由本电路的高频振荡器和可编程分频器产生。此振荡器也可以接石英晶体谐振器工作，还可以作为外接频率源的缓冲电路。速度反馈信号可经内部传感器放大器缓冲放大并变为方波信号输出给相位比较器，此方波信号还可以改经倍频电路再送给相位比较器，以增加环路带宽。相位比较器给出基准频率和反馈频率的相位差，同时它还用作频率控制，当两个信号的频率不同时，产生最大信号，使电机起动和更快进入锁相。内部有两个独立的运算放大器，供选作构成环路滤波环节之用。此外，本电路还有锁定指示，当两信号频率一致时给出指示。内部还有 5V 基准电源。该电路使用的电源电压最高为 20V。

相位比较器是一个数字电路，它对两输入方波信号的上跳沿响应。此相位检测器输出有三种状态：高态（5V）、低态（0V）和中间态（2.5V）。前两个状态的输出阻抗低，而中间态的输出阻抗高，典型值为 $6k\Omega$ 。如果两输入频率不等，出现差频时，相位比较器输出维持高态或低态；反馈频率（从+端输入）高时，输出维持高态，基准频率（从一端输入）高时，输出维持低态。当两输入频率相同后，进行相位比较，其输出如图 4-12 所示。若+输入端相位超前，在每个周期内输出高态的时间是两信号相差对应的时间，其余时间是中间高阻态。相反，若-输入端相位超前，在每个周期内输出低态的时间是两信号相位差对应的时间，其余时间是中间高阻态。图 4-12 中分别表示了两信号相位差均为 90° 时，

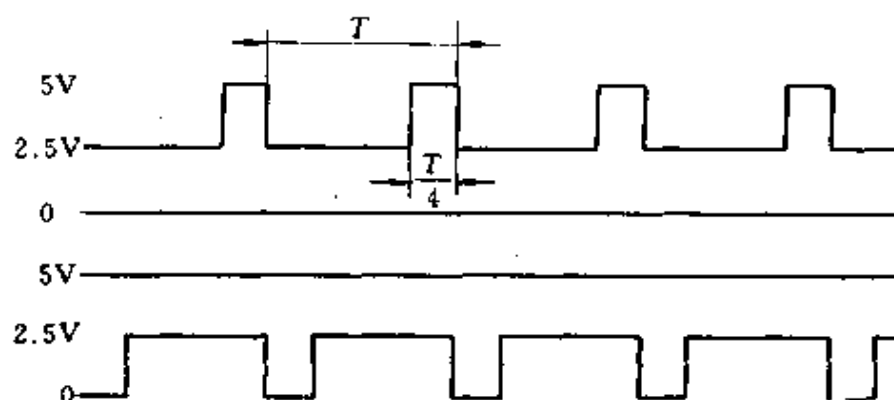


图 4-12 典型的相位比较器输出波形

反馈频率相位超前（上图）和基准频率相位超前（下图）时相位比较器的输出波形。其动态范围是 2π 。

从上述相位比较器输出特性不难理解，电动机在起动时，速度低于预定速度，相位比较器输出高电平，作用于系统功率驱动，使电动机加速；反之，若电动机转速超出预定速度，相位比较器输出低电平，使电动机减速；当两频率相同时，视电动机负载大小变化情况，相位比较器输出平均值处于 $0\sim 5V$ 之间某一中间值附近变动，维持电动机工作于预定转速，两信号的相位差维持在 2π 范围内。

2. 由 UC3633 和 UC3620 构成的无刷直流电动机锁相稳速系统 这是一个用于磁盘驱动的恒速控制系统，见图 4-13。它由 UC3633 和 UC3620 两片集成电路和少量无源元件组成，控制一台 4 极三相无刷直流电动机。电动机的参数如下：

电枢电阻 $R_M = 1.6\Omega$

电枢电感 $L_M = 1.3mH$

反电动势系数 $K_v = 0.022 V \cdot s/rad$

转矩系数 $K_T = 0.022 N \cdot m/A$

总转动惯量 $J = 1.5 \times 10^{-3} kg \cdot m^2$

工作电压 $V = 12V$

空载电流 $I_0 = 0.5A$

这个锁相稳速系统可达到下列性能：

电动机转速 $3600r/min$

转速精确度 $\pm 0.006\%$

转速稳定度 $\pm 0.005\%$

起动到进入锁相时间 $10s$

UC3620 是三相无刷直流电动机驱动集成电路，详见第 3 章 3.5 节。它按电流型斩波方式工作。误差放大器接成跟随器方式，UC3633 滤波输出信号从 4 脚输入对电动机转矩进行控制。电动机的三个霍尔传感器信号中的一个（10 脚）作为反馈转速频率信号，在送至 UC3633 传感器放大器（6 脚）之前加入了一个噪声

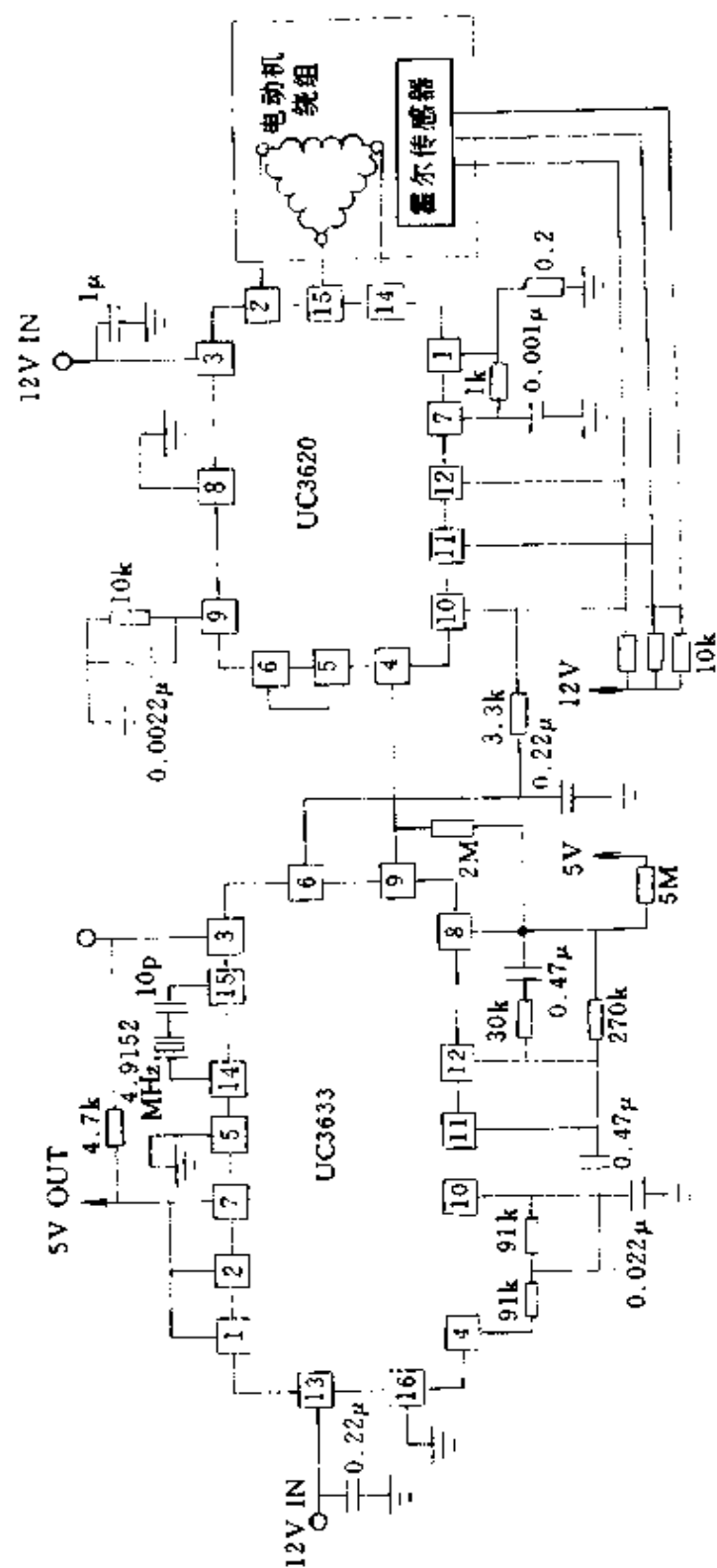


图 4-13 无刷直流电动机锁相稳速控制

滤波器。定时脚（9脚）外接 $10\text{k}\Omega$ 电阻和 $0.0022\mu\text{F}$ 电容，使驱动器 OFF 时间为 $22\mu\text{s}$ 。即使斩波频率超过 20kHz 也没有问题。1脚接 0.2Ω 电阻作为电流检测用，决定了最大电流为 2.5A 。

UC3633 的 5 脚接地，从 6 脚输入速度信号经放大成方波，对应此方波上下跳沿的双倍频率窄脉冲信号从相位检测器+输入端输入。频率为 4.9152MHz 的 AT 切面石英晶体接到振荡器的 14 和 15 脚上，经过内部 20480 分频，一个频率为 240Hz 的信号送至相位检测器的一输入端。这里 240Hz 正对应于电动机转速为 3600r/min 。

两个附加的内部运算放大器分别被用来作有源滤波器和环路放大器。按图 4-13 所示参数，二阶有源滤波器的固有频率为 17.2Hz ，Q 值为 2.3。对 240Hz 信号的衰减是 46dB ，在 4Hz 时仅有 5° 相移。

3. UC3635 电动机锁相环控制集成电路 UC3635 的电路结构与功能和 UC3633 基本相同，其区别仅在于分频器后有引脚 3 输出，相位比较器的负输入端有引脚 2 连接。为的是容易实现多台电动机的锁相同步运行。

4. UC3634 电动机锁相环控制集成电路 UC3634 的电路结构与功能跟 UC3633 基本相同，见图 4-14。其区别仅在于为了适

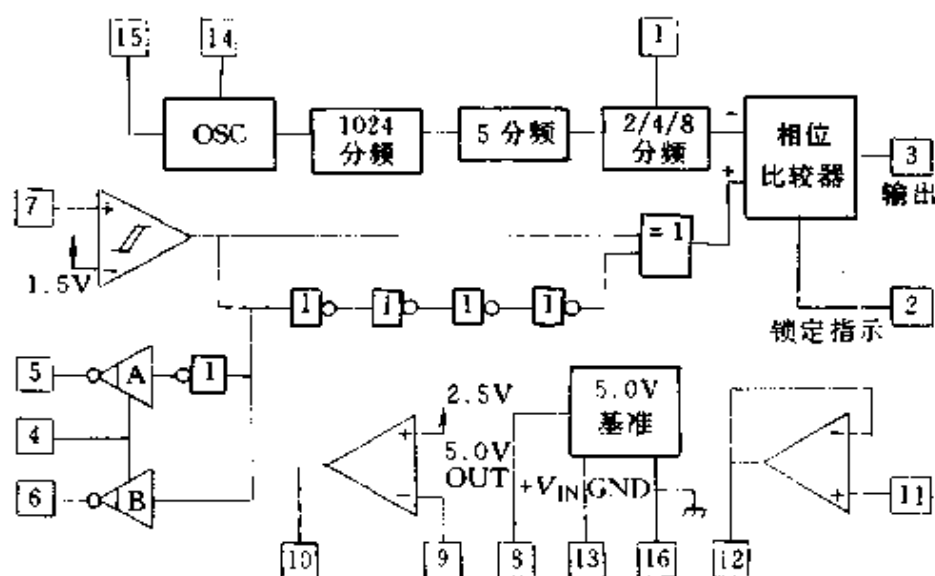


图 4-14 UC3634 原理框图

合单相双绕组无刷直流电动机应用的需要，5脚和6脚输出互补的驱动。电动机有一个霍尔位置传感器，它接到UC3634的7脚，除像UC3633那样得到倍频速度反馈信号送相位检测器之外，还产生换相信号，从5脚和6脚输出。其驱动能力为20V、30mA。使用一片UC3634和外接晶体管即可得到完整的单相四极无刷直流电动机锁相稳速电路，见图4-15。电动机转速也是3600r/min。

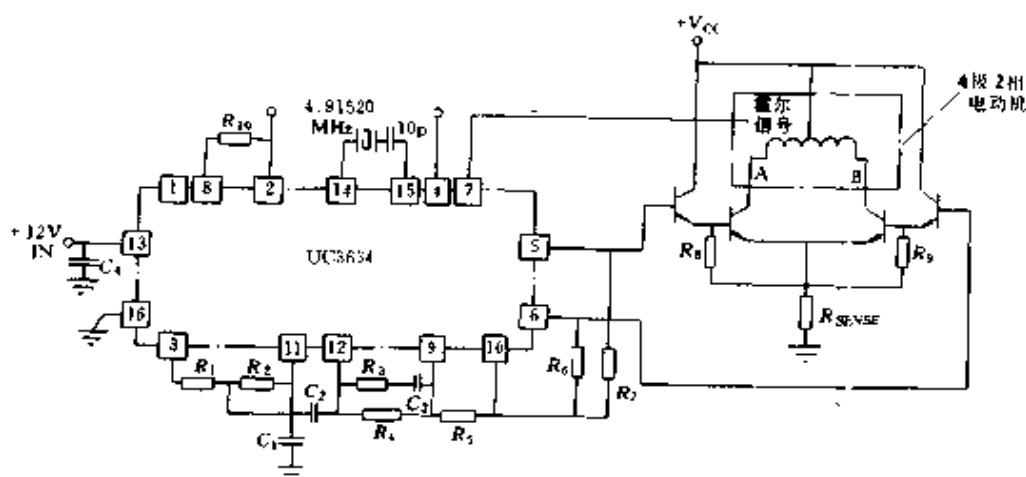


图 4-15 用 UC3634 控制单相无刷直流电动机

4.4 M51728 直流电动机转速锁相环控制器

M51728 是日本三菱电机公司生产的直流电动机精确速度控制锁相环 (PLL) 集成电路。芯片内设振荡器的频率与外接测速机的频率在相位比较器中进行比较，输出适当脉宽的脉冲信号，经外接放大校正后送给直流电动机，维持速度的恒定。

有两种封装方式。M51728L 是 8 脚单列直插塑封；M51728FP 是 8 脚双列平面塑封。

电源 (2 脚) 是从外接直流电源 V_s 经降压电阻 R_s 和滤波电容 C_c 得到的。 $V_s = 9 \sim 18V$ ，推荐用 13V。内部有稳压二极管，使 2 脚电压 $V_{cc} = 6.9V$ (典型值)。由于芯片内部电压调整作用，在 4 脚输出的电压 V_{stb} 为 2.7V (典型值)。

电动机实际速度由测速发电机 TG 检出。7 和 8 脚为差动式

输入，输入频率为 f_{TG} 的正弦波信号在芯片内波形形成电路中变为方波信号 f_{MOT} 送给相位比较器，此方波的触发沿对应于 TG 正弦波过零点，因此方波频率是 f_{TG} 的两倍。如果用光电编码器来测速，其输出一端接 7 脚，另一端接地。信号的幅值应小于 $(V_{sth} - 3)$ 。达到锁相稳速时，有

$$f_{OSC} = f_{MOT} = 2f_{TG}$$

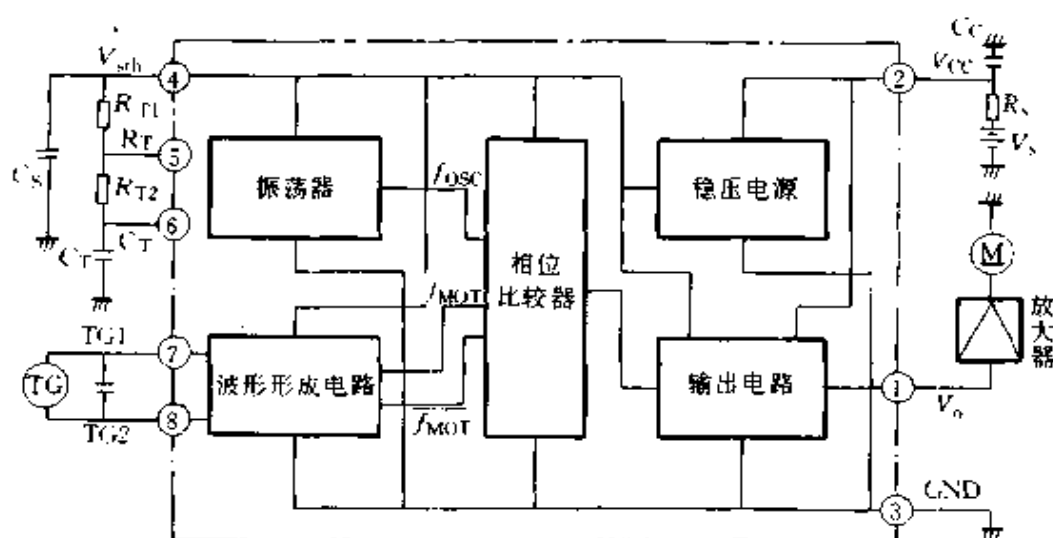


图 4-16 M51728 原理框图

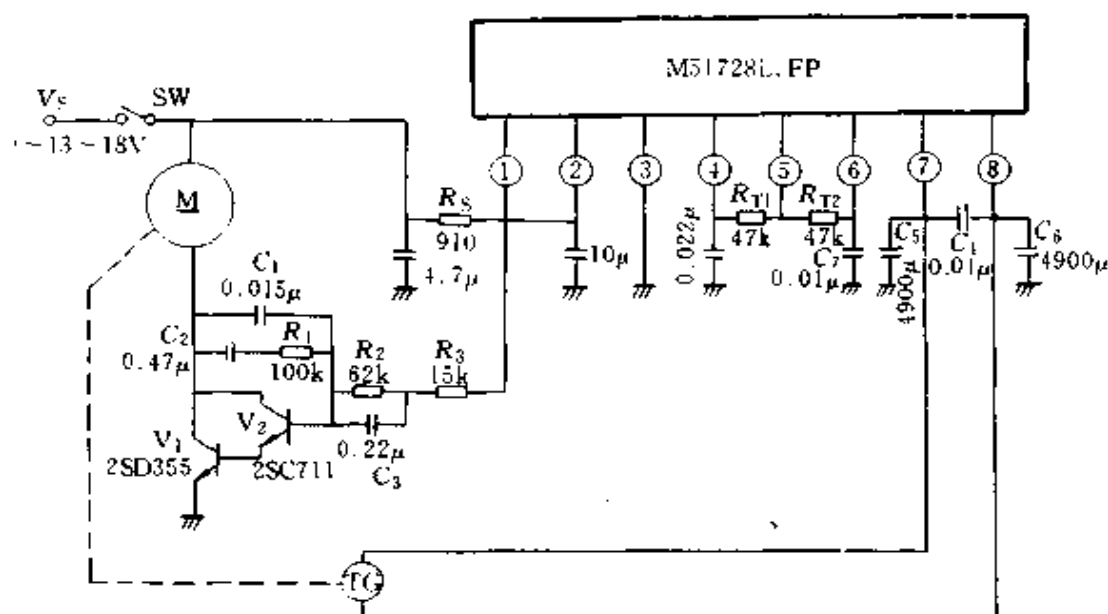


图 4-17 典型应用示例

这里, f_{osc} 是设定的指令速度频率。它是由内部振荡器产生的, f_{osc} 由 4、5、6 脚外接阻容元件 R_T 和 C_T 决定。图中, $R_{T1} = R_{T2} = R_T$ 。

$$f_{osc} \approx \frac{1}{2.079 C_T R_T}$$

设定频率也可以由外接振荡器 (例如石英振荡器) 产生, 此频率信号直接从 6 脚输入。对输入信号的电平要求如下:

$$\frac{2}{3} V_{stb} < V_{in(H)} < (V_{stb} - 0.3)$$

$$0 < V_{in(L)} < \frac{1}{3} V_{stb}$$

式中 $V_{in(H)}$ 、 $V_{in(L)}$ ——输入信号高电平和低电平。

在相位比较器中, f_{osc} 和 f_{MOT} 进行频率、相位比较, 在相位比较时, 1 脚输出方波信号, 方波脉冲宽度反映这两个输入信号的相位差。脉冲前沿对应于 f_{osc} 而后沿对应于 f_{MOT} 。1 脚输出经积分后取出平均值, 表示送给电动机的控制电压为平均值。在相位比较器输出特性图 4-18 中, 表示了 1 脚输出平均值与相位差 $\Delta\theta$ 的关系。

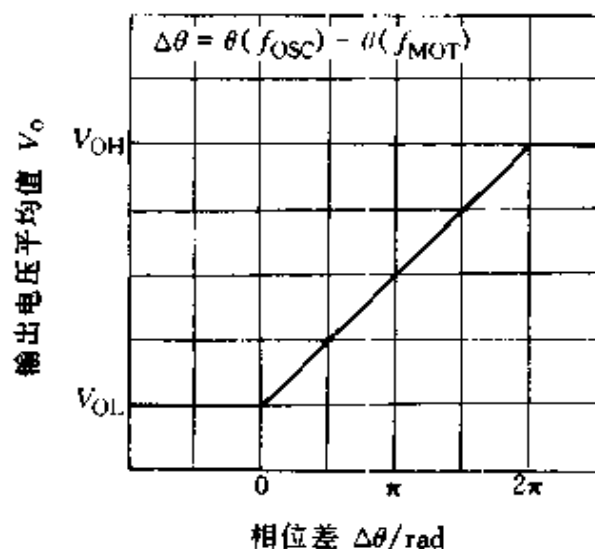


图 4-18 相位比较器输出特性

在典型应用示例中, 取 $R_T = R_{T1} = R_{T2} = 47k\Omega$, $C_T = 0.01\mu F$, 可计算得 $f_{osc} = 1025\text{Hz}$ 。测速发电机极对数 $p = 16$, 电动机稳速后的转速 n

$$n = \frac{30}{p} f_{osc} \text{r/min} = 1922 \text{r/min}$$

f_{osc} 由内部振荡器产生时, 其稳定性指标如下:

电源电压为 9~18V 时, 引起的 $\Delta f_{osc} = \pm 0.01\%$,

温度为 $-20 \sim +75^\circ\text{C}$ 时, 引起的 $\Delta f_{osc} = \pm 5 \times 10^{-3} \% ^\circ\text{C}^{-1}$ 。

4.5 TC9142/TC9203/TC9193/TC9192 电动机控制专用锁相环集成电路

这四种集成电路是由日本东芝公司生产的电动机控制专用 PLL 集成电路，主要应用于数字型电唱机、复印机、软盘驱动器 (FDD)、硬盘驱动器 (HDD)、光盘驱动器中。

1. TC9142P 锁相环集成电路 TC9142P 是原为高级电唱机主轴 PLL 稳速控制而设计的，简单地改变外围电路及接线，也可使用于 FDD、HDD 和光盘驱动，以及其他电子机械的电动机稳速控制。从图 4-19 可知，它由晶体振荡器和可变分频系数的分频器、反馈信号处理电路、F/V 变换和 P/V 变换几部分组成。使用单电源，电压 V_{DD} 为 5~9.5V，采用 DIP 16 封装。其原理框图见图 4-19。

TC9142P 是 C^2MOS 结构的电路。由电动机的频率发生器 (FG) 产生的速度脉冲信号通常幅值较低，从 6 脚 (FG_{IN}) 输入，首先经高增益线性放大器 (30dB) 放大，然后由施密特电路整形为脉冲信号，进入同步电路和 12bit 的 AFC 同步分频器。后者还受从 14 脚 CP_{IN} 输入的时钟信号控制。

石英晶体接 2 和 3 脚。1/N 基准信号分频器的分频系数 N 由 4 脚和 5 脚的逻辑电平 N_1 和 N_2 决定，可在 1/4、1/32 和 1/128 三者中选择。其输出频率信号 CP_{OUT} (15 脚) 通常接至 14 脚，作为同步脉冲信号。也可以用从微型计算机来的时钟信号直接从 14 脚输入，此时晶体振荡器就不使用了。后续两个分频器及 10 脚、13 脚是为电唱机控制使用的。由 10 脚的电平可选择 1/20 或 1/27 分频系数，作为电动机转速 $33\frac{1}{3}$ 和 45r/min 的切换。13 脚输出频闪脉冲信号，可用来对唱盘转速同步的监视。9 脚 RV 是判断电动机反转后给出信号输出端。11 脚 P/S 是运转/停机控制端。12 脚 LD 是锁定指示端，高电平表示系统进入锁定范围。

TC9142P 最大特点是用两个 8bit DAC (数字/模拟转换器) 分别作为 F/V 和 P/V 变换。从 8 脚 AFC (自动频率控制) 输出的是第一个 DAC 将数字量的频率差变换为模拟量的信号。从 7 脚

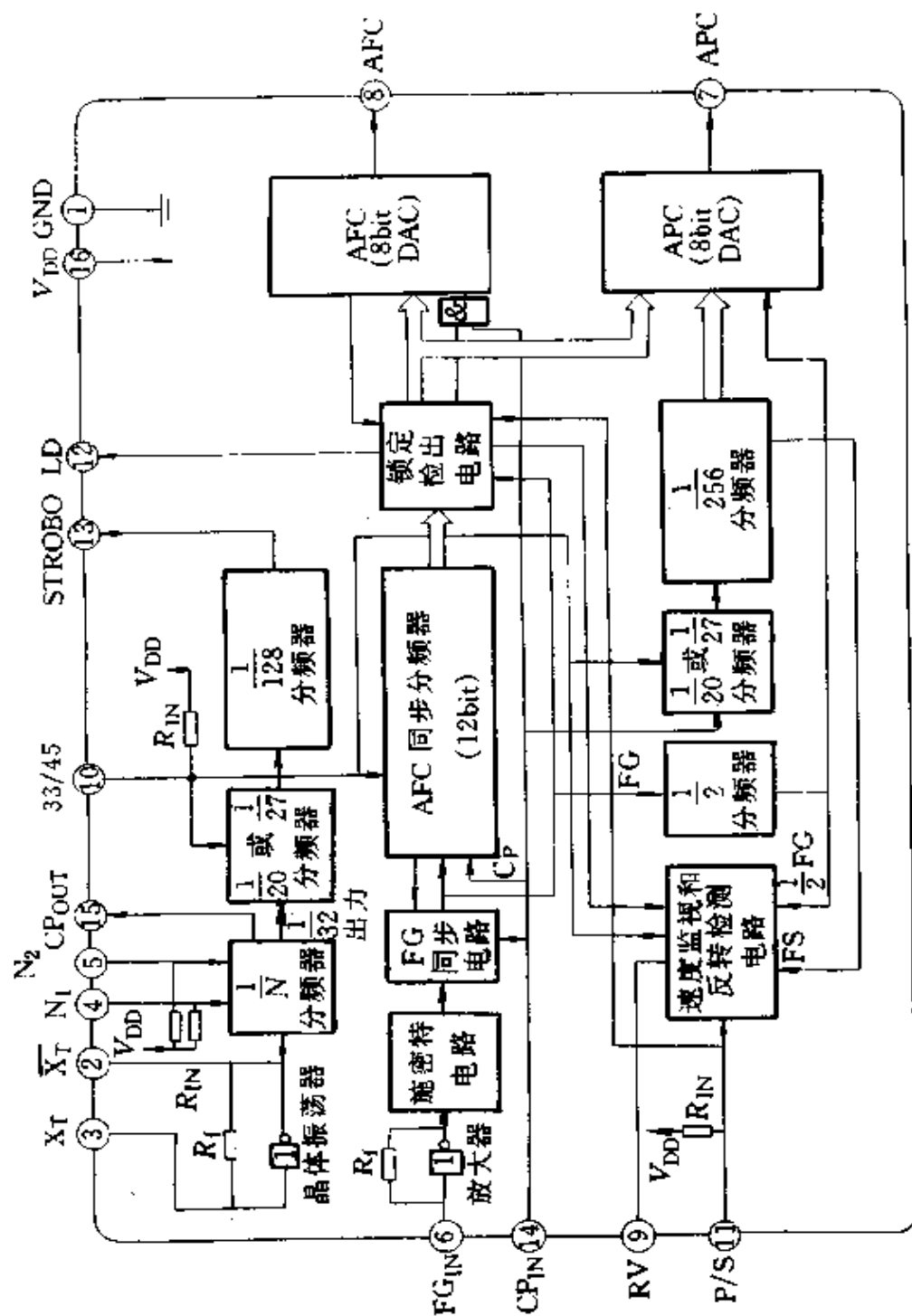


图 4-19 TC9142P 原理框图

APC (自动相位控制) 输出的是 $\frac{1}{2}FG$ (是 FG 的 2 分频信号) 和 FS (从同步时钟信号分频得到) 相位比较得到相位差, 经另一个 DAC 转换的输出电压信号。在使用时, 7 和 8 脚信号接加法运算放大器, 进行信号混合, 控制电动机的功率放大器, 参见图 4-2 的双环系统和下面的应用示例。

FG_{IN} 反馈频率变化时, AFC 和 APC 变化如下:

- (1) FG_{IN} 在锁定范围以下时, AFC 和 APC 为高电平 (H);
- (2) FG_{IN} 在锁定范围以上时, AFC 和 APC 为低电平 (L);
- (3) FG_{IN} 在锁定范围以内时, AFC 和 APC 有线性输出。此 8bit DAC 的最大偏差为 $\pm 6.5LSB$ (Least Significant Bit), 分辨率是 1 个 MSB (Most Significant Bit), 即 $V_{DD}/256$ 。图 4-20 给出 F/V 和 P/V 变换的输出特性: FG_{IN} 与 AFC 输出 (8bit) 关系和相位差与锁定范围内 APC 输出 (7 bit) 的关系。实际上也就是此电路的鉴频和鉴相特性。

晶体振荡器频率 f_x 和电动机锁定转速 n_0 (r/min)、电机频率发生器 (FG) 的每转脉冲数 a 有如下关系式:

$$f_x = \frac{128}{60} K n_0 a N$$

式中 K ——由 10 脚电平决定的分频系数, 此电平为高时, $K=20$; 低电平时, $K=27$;

N ——由 4 和 5 脚 $N_1 N_2$ 逻辑电平组合决定的分频系数:
当 $N_1 N_2=11$ 时, $N=32$; $N_1 N_2=10$ 时, $N=4$; $N_1 N_2=01$ 时, $N=128$ 。

2. TC9142P 应用示例

〔例 4-1〕TC9142P 高精度直流电动机 PLL 系统。系统见图 4-21, 直流电动机同轴安装简易光电编码盘, 每转脉冲数 $a=36$, 取 $N=4$, $K=27$, 电动机转速为 1500r/min, 晶体频率为

$$f_x = \frac{128}{60} \times 27 \times 36 \times 4\text{MHz} = 12.4416\text{MHz}$$

采用 LM324 四运算放大器, 其中两个接 7 脚和 8 脚, 作为跟

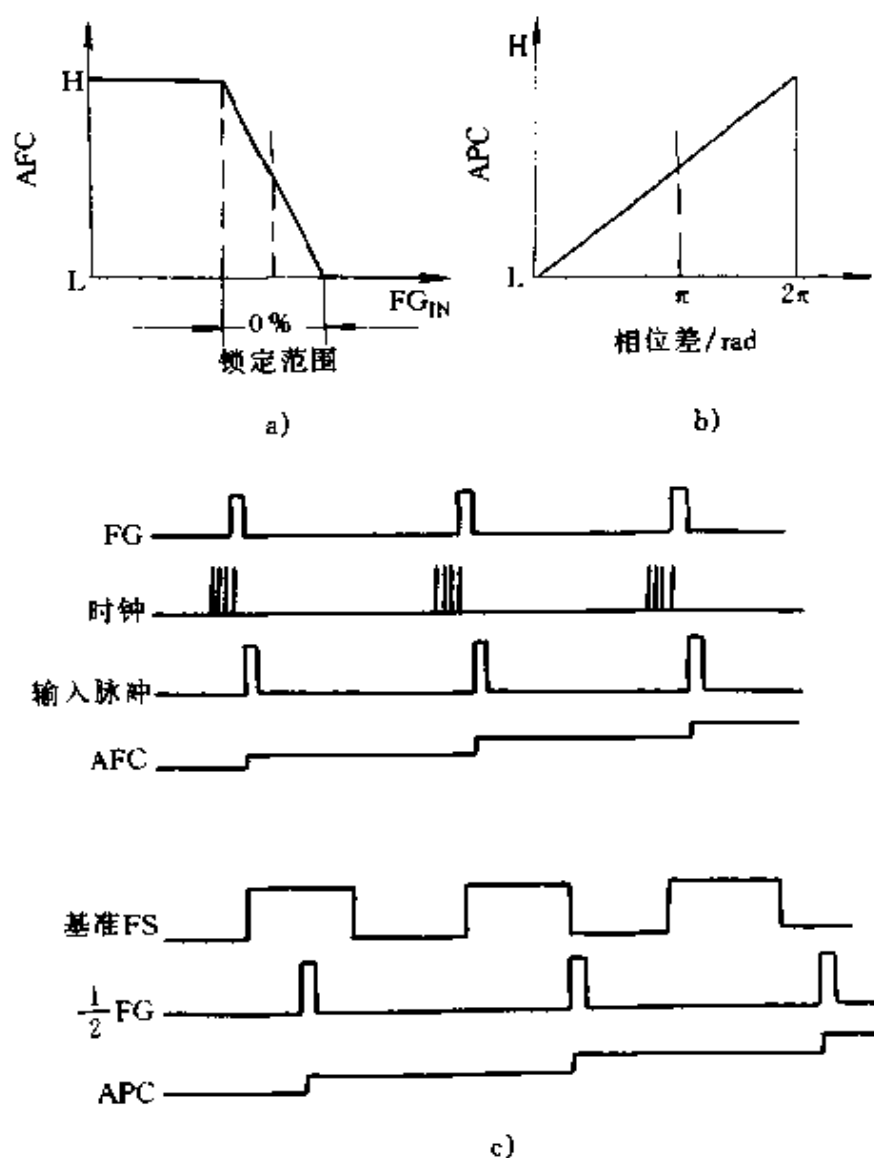


图 4-20 TC9142P 的 F/V 与 P/V 变换特性与波形

a) F/V b) P/V c) 波形

随器，各接 $22\text{k}\Omega$ 到混合校正放大器，阻容网络起校正作用。由于电源取 8V ，故放大器同相输入端接稳压管 ZD 产生 4.2V ，使锁相时维持相差在 π 附近。末级用 NE555 产生三角波，实现 PWM 调制功率开关。系统运行时，若转速低于设定值， FG_{IN} 偏低，AFC 输出高电平，使脉宽增大，电动机加速；反之，若转速高于设定值， FG_{IN} 在锁定范围之上，AFC 为低电平，使电动机减速。鉴频进入锁定范围后，AFC 在 0% 附近变化，此时靠 APC 调整，使相位差在 π 附近摆动。此时频差为零，实现高精度稳速。

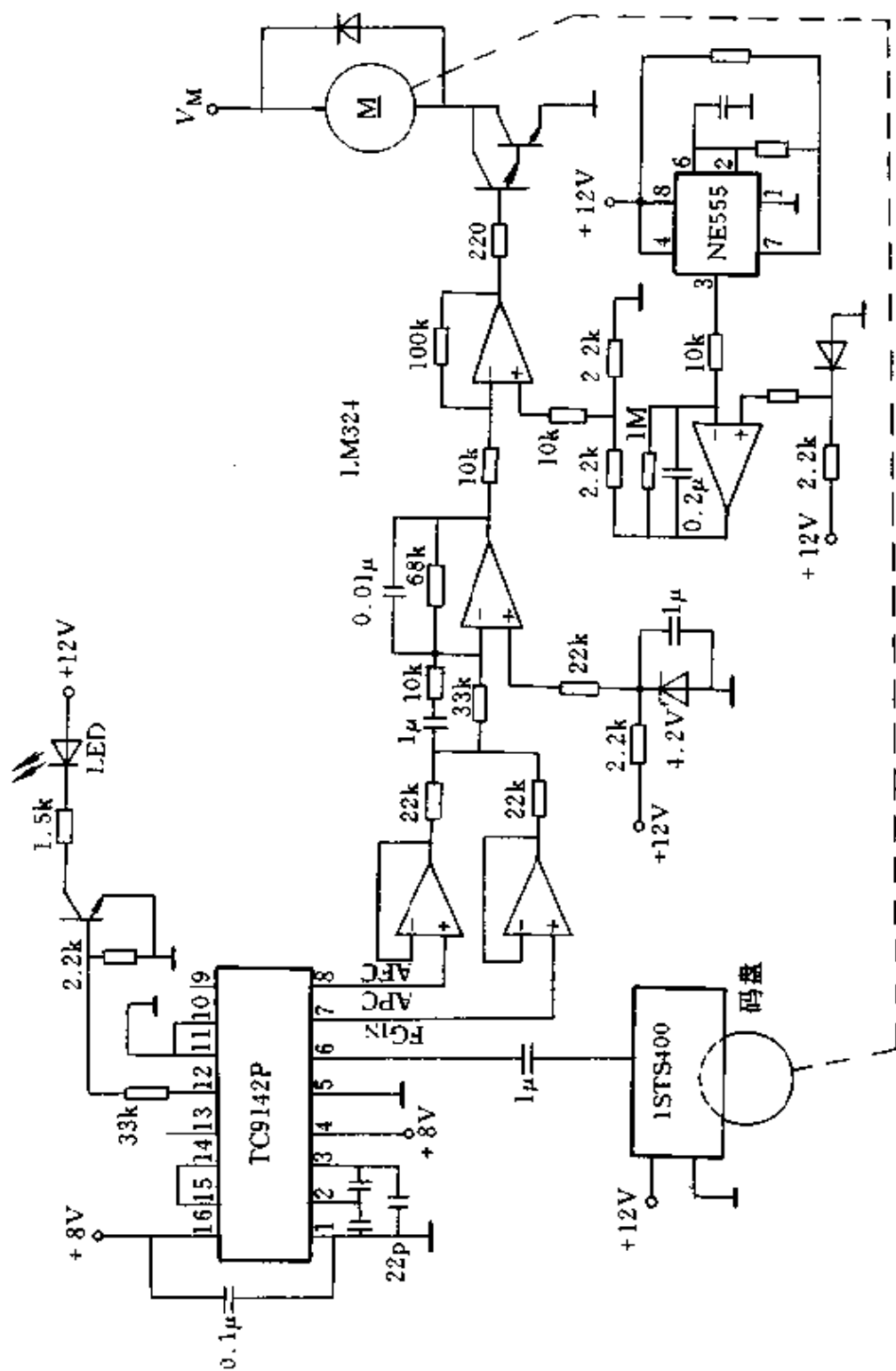


图 4-21 TC9242P 直流电动机 PLL 系统

[illegible]

被驱动的三相电动机功率约为 50W，采用的 MP6901 三相功率模块由六个达林顿开关晶体管组成，每个开关能力是 80V、4A。电动机采用三片 THS 103A 霍尔元件作为位置传感器，由两

个 330Ω 电阻串联在 5V 电源上得到霍尔元件电流端需要的电流。TA7712P 将霍尔元件信号进行逻辑运算，换相信号分别从 1、3、5 和 2、4、6 脚输出，去驱动 MP6901 的上侧和下侧开关。图中利用三个 NPN 和三个 PNP 晶体管用作电平转移，以解决从 5V 到电动机 33V 电源的差别问题。

TC9142P 的测速反馈脉冲从 TA7712P 的 6 脚一相的换相信号来，它经过一个晶体管放大和由 $1k\Omega$ 电阻、 $0.0047\mu F$ 电容组成的低通滤波器滤去高频尖峰杂波，从 TC9142P 的 6 脚输入。TC9142P 的 AFC 速度电压信号和 APC 相位差电压信号以 $220k\Omega$ 和 $150k\Omega$ 不同阻值的电阻，按一定配比在 TA76494P 误差放大器的反相输入端（2 脚）输入。此误差放大器的同相输入端（1 脚）接 2.5V 固定电压，它是从 14 脚（内设基准电压 5V）由两个 $4.7k\Omega$ 电阻分压得到。其目的是使系统锁在相位差为 π 附近。此误差放大器输出到 PWM 比较器，产生的 PWM 信号从 8 和 11 脚输出，去控制 MP6901，实现电动机稳速控制。另一个误差放大器作限流控制用。电流信号是从 MP6901 的 1 和 11 脚外接的 0.2Ω 采样电阻上得到的，它接至反相输入端 16 脚。同相输入端 15 脚从 5V 分压得到限流的整定值。

3. TC9203P/F、TC9193F、TC9192P PLL 控制集成电路 此三种专用 PLL 控制集成电路的基本部分与 TC9142P 相同（见图 4-23），组成一个 PLL IC 系列。

TC9203P/F 与 TC9142P 几乎是一样的，不同之处只是将 TC9142P 主振荡器后的 $1/20$ 或 $1/27$ 分频器改为 $1/5$ 或 $1/6$ 分频器，以适用于 $5in$ （127mm）或 $8in$ （203.2mm）FDD 主轴速度分别为 300 或 360r/min 的要求。后缀为 F 表示是表面安装封装，以适应箔形 FDD 的需要。

TC9193F 是为 HDD 设计的，因此它增加了一个扇区脉冲发生器，利用内部时钟和指针（index）脉冲产生硬盘驱动所需要的扇区脉冲信号，而且有扇区数 17 和 32 两档可供选择。此外，TC9193F 还为 AFC 和 APC 增加了缓冲放大器，和为基准电压

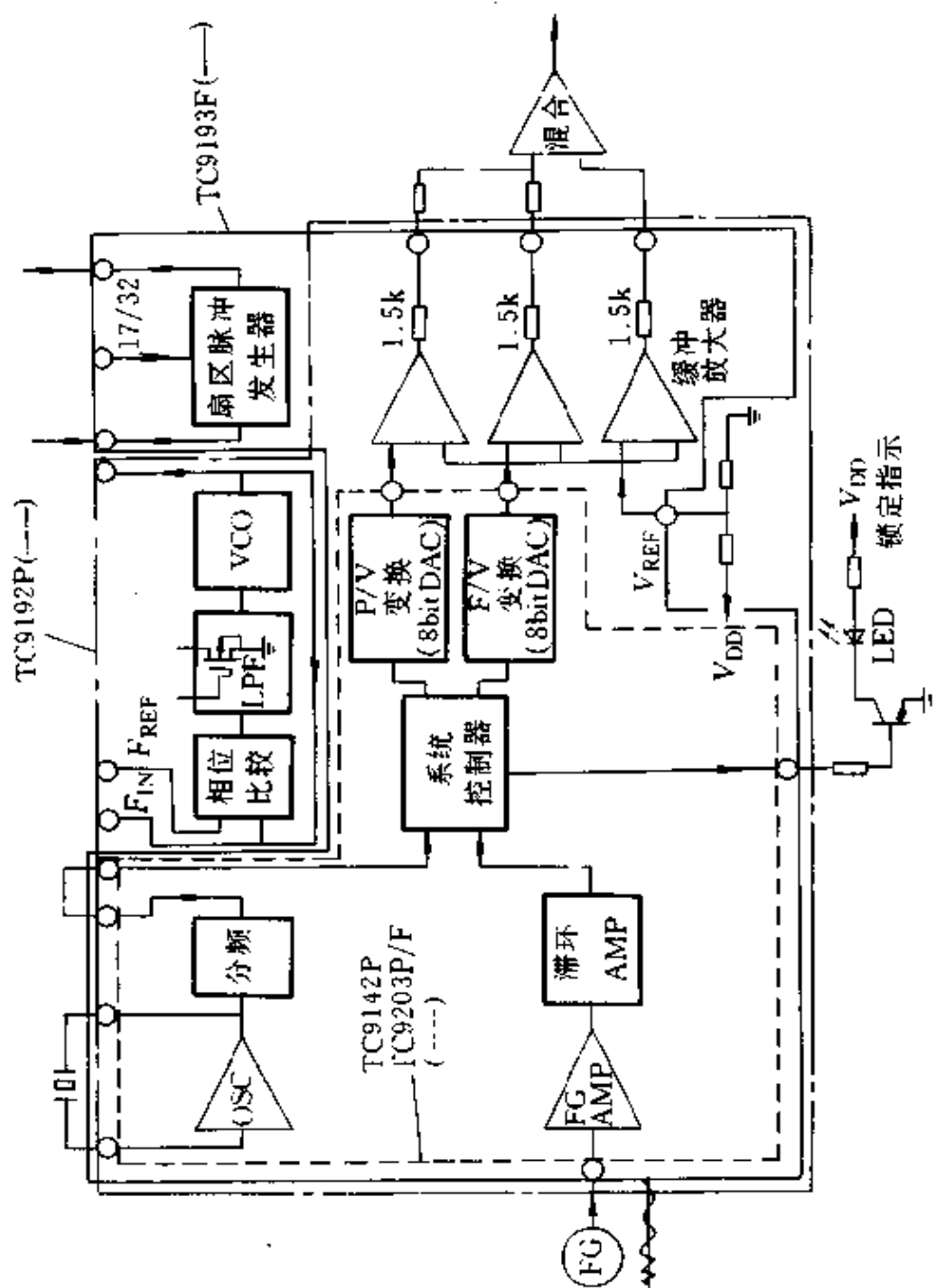


图 4-23 几种东芝公司的 PLL 控制集成电路框图

(即给定速度)也设置了一个缓冲放大器。为防止缓冲放大器输出端对地短路损坏,每个放大器输出都串接 $1.5\text{k}\Omega$ 电阻。TC9193F 的基准电压由外接设定。

TC9192P 是为复印机设计的。它和 TC9193F 相似地设置了三个缓冲放大器,但基准电压在内部已设置好,是电源电压 V_{DD} 的一半。它另外有一个 PLL 部分,包括相位比较器 (PD)、低通滤波器 (LPF) 和压控振荡器 (VCO)。

第5章 步进电动机控制专用集成电路

5.1 概述

步进电动机区别于其他控制用途电动机的最大特点是，它接收数字控制信号（电脉冲信号），并转换成与之相对应的角位移或直线位移。它本身就是一个完成数字/模拟转换的执行元件。而且它可开环位置控制，输入一个脉冲信号就得到一个规定的位置增量，这样的所谓增量位置控制系统与传统的直流伺服系统相比，其成本明显降低，几乎不必进行系统调整，因此，随着运动控制系统数字化到来，步进电动机的应用日益广泛。例如，在计算机外围设备（如打印机、磁盘驱动器、数字绘图仪、纸带穿孔机）、现代办公室设备（如复印机、传真机）、各种自动机、仪器设备、材料输送机、数控机床、工业机器人等中获得大量应用。与之相适应，各国半导体厂商开发和生产了大量适用于步进电动机控制的专用集成电路。部分产品列于表 5-1 中，并给出了它们的主要特点。

表 5-1 步进电动机控制专用集成电路一览表

型 号	厂 商	电压/V	电流/A	特 点	封装
* PMM8713	三洋	18		脉冲分配器，3/4 相	DIP 16
* PMM8723		5		脉冲分配器，4 相	DIP 14
* PMM8714		18		脉冲分配器，5 相	DIP 24
STK6722H		45	1.5	四相，单极性，斩波	SIP 18
STK6822H		30	1.4		SIP 18
STK6981H		42	1.5		SIP 18
STK6982H		42	2.5		SIP 18
STK6962		30	2		Module
* L297/A	SGS	10		控制器，四相，斩波，电流可编程	DIP20
L6506		10		控制器，四相，斩波，电流可编程	DIP 18

(续)

型 号	厂 商	电压/V	电流/A	特 点	封装
* L6217	SGS	18	0.4	两相驱动, 微步距, 6bit D/A	QCC-J44
* L6217A		18	0.4	两相驱动, 微步距, 7bit D/A	QCC-J44
GS-D200		46	2.5	两相, 智能, 微步距	module
MC 3479C		18	0.35	两相, L/R	DIP 16
MC3479	MOTOROLA	18	0.35	两相, L/R	DIP 16
* SAA 1042		18	0.5	四相, L/R	DIP 16
UC3517	UNITRODE	40	0.35	四相, L/R	DIP 16
* UC 3770		50	2	一相, H 桥驱动, 斩波, 全波, 半波, 微步距	DIP 16
* UC 3717/A		45	1	一相, H 桥驱动, 斩波, 全波, 半波, 微步距	DIP16
* PBL3717	SGS	45	1	一相, H 桥驱动, 斩波, 全波, 半波, 微步距	DIP 16
* UCN 5804B	Allegro	35	1.5		DIP 16
UCN4202 A		5	0.5	四相, L/R	DIP 16
UCN4204B		20	1.5		DIP 16
SAA 1027	Signetics	18	0.5	两相, L/R	DIP 16
SAA 1027	Philips	18	0.5	两相, L/R	DIP 16
* IXMS150	IXYS	12		双 PWM, 两相微步距控制	DIP24
TCA 1560	SIEMENS	40	0.5		SO-20
TCA 1561		45	1.5		TZIP-9
TCA 3727		50	1.0	两相驱动	DIP 20
TLE 4727		25	1.0		DIP20
IM2000	Intel Motion	5		两相, 微步距控制	QCC-J68
MB8652IP	富士通	5	0.14	斩波频率 50kHz	DIP20
TL376	T. I.	18	0.5	两相, 斩波	DIP14
HA13421	日立	15	0.33	两相驱动	DIP18
M54640P	三菱	40	0.8	打印机用, 两相, 斩波驱动	DIP16

(续)

型 号	厂 商	电压/V	电流/A	特 点	封装
M54646BP	三菱	40	0.8	打印机用, 两相, 斩波驱动	DIP28
M54670		35	0.8		DIP32
M54671SP		12	1.2		DIP32
M54672SP		12	1.2		DIP32
SI 7200 E	Sanken (三 肯)	50	1.0	两相驱动	SIP
SI 7230 M		7	3.2	两相驱动	
SI 7230 E		50	1.5	两相驱动	
SI 7300 A		7	1.7	四相驱动	
SI 7500 A		8	1.0	四相驱动	
TD 62803P	东芝	28	0.4	3相, 4相, L/R 驱动	DIL 16
TA 7774P		12/5	0.1	双电压驱动, 两相双 H 桥,	DIL 16
* TA7289P		30	0.7	4bit D/A, PWM 电流斩波, 一相, 微步距	DIL 14
* MTD 1110	日本新电 元工业	80	2	四相, 斩波驱动	ZIP-27
* MTD 1120		80	1.2	四相, 斩波驱动	
* MTD 2001		60	1.5	两相, H 桥, 斩波驱动, 四种电 流可选	
* MTD2003		30	1.2	两相, H 桥, 斩波驱动, 四种电 流可选	
* 5G8713	上海元件 五厂	18		同 PMM8713	DIP16
CH250	上海华岭	5~15		三相脉冲分配器	DIP 16
CH224		5		四相脉冲分配器	DIP 14

注: 表中型号中带 * 的产品本章有较详细介绍。

步进电动机可分为永磁式、磁阻式(即反应式)、混合式三种主要结构型式。它的相数有两相、三相、四相、五相、六相等多种选择。但在小功率范围内, 最常见的还是两相或四相永磁式或混合式步进电动机。因此, 从表 5-1 可见, 两相和四相的驱动器电路占绝大多数。三相的电路不多。五相混合式步进电动机是出现

较晚的产品，故五相的控制集成电路还很少。

步进电动机另一个特点是，它必须与相应的电子驱动电路配套使用，而且其工作性能在很大程度上取决于所使用的驱动电路的类型和具体参数。这些性能包括起动频率、最高转速、动态转矩、阻尼能力、效率等。

尽管步进电动机各相绕组之间、定转子之间存在强耦合，电磁关系存在较严重的非线性，但从驱动电路角度来看，对一台步进电动机的控制，就是按一定顺序向多相线圈通电，对各相电流的控制以产生必要的转矩的问题。因此，就步进电动机控制而言，各相通电顺序的产生和电流波形的控制是主要的问题，其次是一些保护问题。

图 5-1 给出完整的步进电动机控制系统框图。由运动控制器给出的输入指令是输入时钟 CK 和方向指令 DIR。它们在脉冲分配器中经逻辑组合转换成各相通断的时序逻辑信号。导通程序逻辑信号送至功率驱动级，转换成其内部功率开关的基极（或栅极）驱动信号。功率驱动级除包括功率开关及其驱动电路外，可能还包括一些电流反馈控制和限流、限压、过热保护等辅助电路部分。目前，集成化的步进电动机电路包括有下列几种类型：单独的脉冲分配器集成电路，如 PMM8713、PMM8723、PMM8714、CH250、CH224 等；包含脉冲分配器和电流斩波控制电路的控制器集成电路，如 L297、L6506 等；只含功率开关驱动或包含电流控制、保护电路的驱动器集成电路，如 MTD1110、MTD1120、MTD2001、MTD2003、L298 等，以及第 11 章的 H 桥功率开关，如 LMD18200、LMD18201、LMD18245 等；最后就是将脉冲分配器、功率驱动、电流控制和保护电路都包括在内的集成电路，如 SAA1042、UCN5804 等。下面就步进电动机控制的基本问题分述如下。

1. 单极性和双极性驱动，电压驱动和电流驱动 步进电动机驱动方式，按相绕组流过的电流是单向的或双向的，分别称为单极性和双极性驱动。通常，三相、四相步进电动机采用单极性驱

动。而两相步进电动机必然采用双极性驱动，使用两个H桥功率开关是典型的驱动电路。从步进电动机绕组利用率来说，双极性比单极性利用率要高。

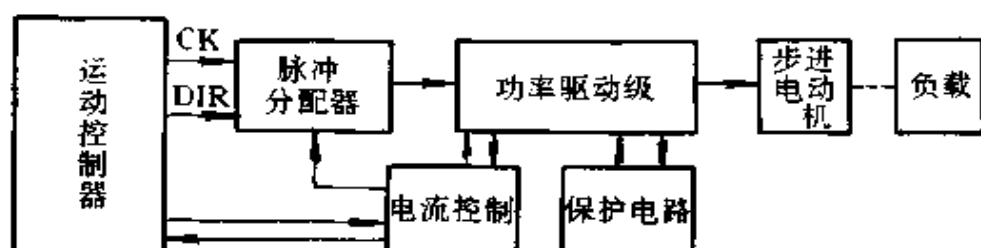


图 5-1 步进电动机控制系统框图

从功率驱动级电路结构来看，可区分为电压驱动和电流驱动两种驱动方式。电压驱动方式包括串联电阻驱动和双电压驱动。而电流驱动方式最常见的是采用电流反馈斩波驱动，见图 5-2。

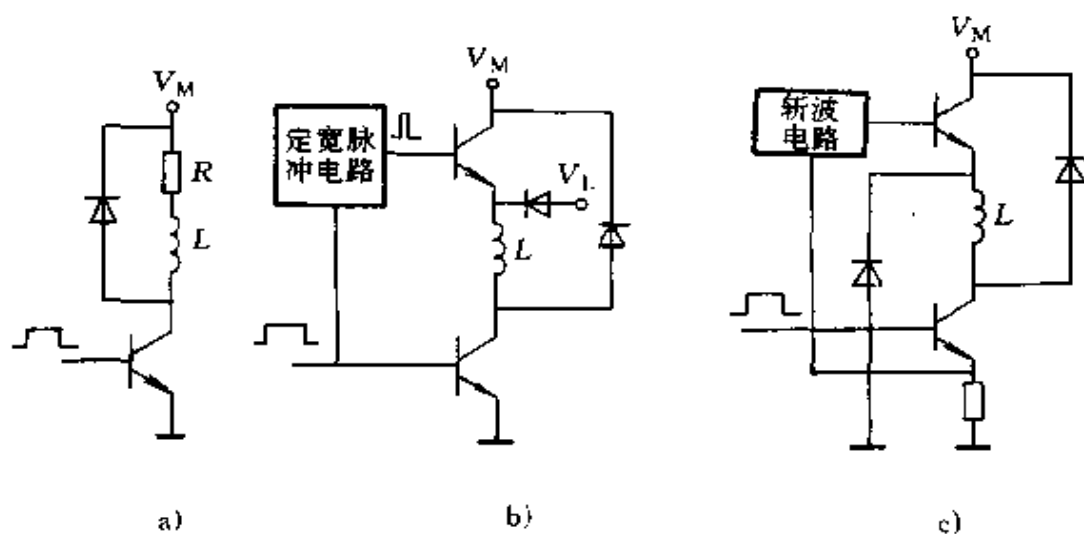


图 5-2 三种主要驱动方式

a) 串联电阻驱动 b) 双电压驱动 c) 电流斩波驱动

为提高步进电动机高速性能，希望功率开关速度提高后，相绕组电流仍然有较快速的上升和下降，并有较高的幅值。因此，驱动电路采用过激励方法，以解决被驱动的相绕组都有较大的电感，总是使电流变化滞后于施加的开关电压的问题。串联电阻驱动方式是在相绕组中串接一定阻值和功率的电阻，一方面增加了绕组

回路的电阻，从而减小了回路的时间常数。众所周知，此时间常数正比于回路电感 L 和总电阻 R 之比 (L/R)。另一方面过激励必然需要提高驱动绕组的电压，因此串联电阻的作用是，对低频和静止工作时的电流进行限制。这种驱动方式用得最多，因为它的成本较低。表 5-1 中单极性驱动的、标有 L/R 的集成电路都是采用这种驱动方式，个别的双极性驱动也采用。显然，串联电阻驱动的效率较差。双电压驱动又称为高低压驱动，每相绕组导通时，首先施加高电压，使电流快速上升，当电流上升到规定幅度时，将高电压切断，回路电流以低电压电源维持。还有高压定脉宽控制的方案。这种双电压驱动方式在专用集成电路中使用不多。东芝公司的 TA7774 是一例。它是一个驱动两相步进电动机的集成电路，使用 12V（高电压电源）和 5V（低电压电源）。它利用引脚 P_s 施加逻辑高电平或低电平来改换施加到两个 H 桥功率开关上的电压。

恒流斩波驱动方式是在专用集成电路中最常见的获得高性能的方式。通常，步进电动机使用较高电压电源，使绕组电流几乎以直线上升到预定值，由电流检测去控制一个斩波控制电路，关断这绕组的功率开关，绕组电流在续流回路中续流并下降，下降至某一设定值或某一规定时间后，斩波控制电路又令主功率开关接通。如此反复控制，由功率开关的反复开关对绕组电流进行斩波控制，使电流平均值趋向于维持恒定。具体控制方法有定频 PWM 方法或使用单稳电路的关断定脉宽方法。典型电路原理参见 5.5 节的 MTD2003F 和 MTD1120F 的说明。表 5-1 中凡标有“斩波”的集成电路均采用类似的斩波驱动方式。这种方式使步进电动机电流的大小和波形是可控的，弥补了我们对步进电动机运行模型认识的不足，也补偿了由于制造的偏差和发热等因素引起运行参数的改变。如果电流的基准值可以设定和控制，可实现半步、1/4 步和微步距控制，以及步进电动机处于锁定（静止）状态时，设置较低锁定电流的控制，以减少能耗和发热。

2. 保护电路 功率驱动级的功率开关对大电感绕组线圈进

行开关控制，还必须注意为开关关断时提供续流回路和其他吸收回路等措施，以保护功率开关免受感应电动势尖峰电压的危害。特别是使用双极型功率晶体管时，要防止出现二次击穿问题。采用快速恢复二极管接通续流回路，使用稳压二极管钳位保护，使用二极管、电容、电阻组成的吸收网络等都是常见方式，可参见后述各专用集成电路的应用示例。

3. 整步、半步和微步距 步进电动机按各相绕组通电方式，即在交替导通顺序上是一相—一相的，或两相—两相地导通，还是交替出现一相—两相地导通等不同，而出现所谓整步和半步驱动。例如，三相步进电动机，采用每步为单相驱动或每步都为两相同时驱动的，是单相三拍或两相三拍导通方式，理论步距角为 120° （电角度），我们称它为整步（Full step），也称为基本步距。如果采用单相-两相-单相交替导通方式，可得到六拍导通方式，每步步距为整步的一半，即 60° ，称为半步工作。此种通电方式由脉冲分配器设计时确定的，可参见本章5.2节。在5.6节中，UC3717采用了脉冲分配器和斩波电流控制的结合，且指令电流值可设定三种不同的值，使步进电动机可实现整步、半步和 $1/4$ 步的控制。在5.8节中TA7289采用稍有不同的电路结构实现有 $1/4$ 步的控制。

微步距控制技术（又称为细分技术）是步进电动机开环控制最新技术之一，利用计算机数字处理技术和D/A转换控制技术，将各相绕组电流通过PWM控制，获得按规律改变其幅值的大小和方向，实现将步进电动机一个整步均分为若干个更细的微步。每个微步距可能是原来基本步距的数十分之一，甚至是数百分之一。具体微步距驱动可参见下述的TA7289、UC3717、L6217、IXMS150等集成电路的说明。微步距技术使步进电动机步距细化，分辨率有所提高，振动、噪声和转矩波动问题得到很大改善，运转更为平稳，使步进电动机在高级控制系统中获得更大的竞争力。

4. 步进电动机运动控制器集成电路 步进电动机开环控制，

对系统惯性比较敏感，在加减速过程有可能造成失步而使控制失败。运动控制器通常由微型计算机构成，它不但要完成位置控制，而且要设置好加速和减速过程的指令频率变化（即速度和加速度）变化，以防止失步的发生。例如，在点位控制中，设置好速度图曲线，在起动和升速时，使步进电动机产生足够的转矩驱动负载，跟上指令速度和加速度，在减速时，下降特性使负载不要过冲，能停止到指令规定的位置上。此外，运动控制器还为步进电动机控制提供电流指令及故障诊断、中断等指令。

这方面的任务也可以用步进电动机运动控制器集成电路来完成。例如，第13章所述的HCTL-1100通用运动控制器、CY512智能步进电动机位置控制器、CY525智能步进电动机斜坡控制器，CY545高性能步进电动机控制器，以及PPMC101和PPMC102步进电动机控制器等。

5.2 PMM8713/PMM8723/PMM8714 步进电动机脉冲分配器

由日本Sanyo(三洋)电机公司生产的PMM8713、PMM8723、PMM8714是步进电动机控制用的脉冲分配器（又称逻辑转换器）单片CMOS集成电路。

PMM8713适用于控制三相和四相步进电动机，可选择下列六种激励方式。

4相步进电动机：1相、2相、1—2相激励；

3相步进电动机：1相、2相、1—2相激励。

PMM8723适用于控制四相步进电动机，是PMM8713的简化结构，表面安装方式，价格较低，可选择两种激励方式：1—2相、2相激励。

PMM8714适用于控制五相步进电动机，可选择六种激励方式：2相、2—3相、3相、4相、4—5相、5相激励。

它们的输入方式可选择单时钟（加方向信号）和双时钟（正转或反转时钟）方式，具有正反转控制、初始化复位、原点监视、

激励方式监视和输入脉冲监视等功能。使用电源电压：PMM8713 和 PMM8714 用 $V_{DD}=4\sim 18V$ ，PMM8723 用 $V_{DD}=5V$ 单电源。相输出驱动能力（源电流或吸入电流）为 $\pm 20mA$ 。

国产 5G8713（上海元件五厂产品）可与 PMM8713、MB8713（富士通公司产品）直接互换。

1. 引脚功能 此种集成电路内部由时钟选通、激励方式控制、激励方式判断、可逆环形计数器等主要部分构成。所有输入端内都设有施密特电路，提高了抗干扰能力。图 5-3 表示 PMM8713 的原理框图。

PMM8713 采用 DIP16 封装，引脚功能说明见表 5-2，激励方式选择和初始状态见表 5-3。

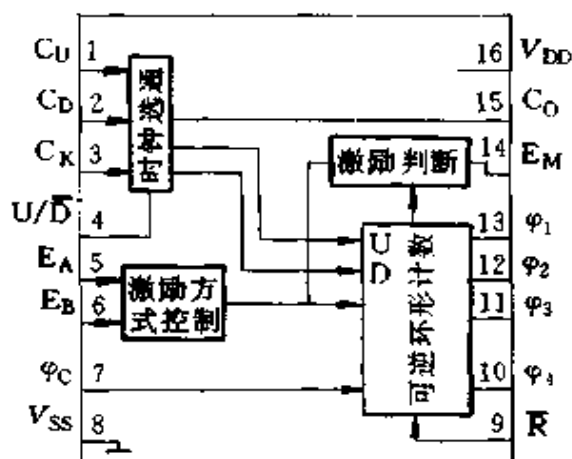


图 5-3 PMM8713 原理框图

表 5-2 PMM8713 引脚功能说明

引脚号	符 号	功 能 说 明
1	C_U	输入脉冲，正转 CW 时钟
2	C_D	输入脉冲，反转 CCW 时钟
3	C_K	输入时钟（单时钟方式用）
4	$U/\bar{D}$	方向转换，0 —— 反转，1 —— 正转
5	E_A	激励方式控制， $E_A E_B$ ：11 —— 1-2 相，00 —— 2 相，01、10 —— 1 相
6	E_B	
7	φ_C	3/4 相选择，0 —— 3 相，1 —— 4 相
8	V_{SS}	地
9	$\bar{R}$	复位端，低电平有效

(续)

引脚号	符 号	功 能 说 明
10	φ_1	输出 } 输出 } 输出 } 3 相 输出 } 4 相
11	φ_2	
12	φ_3	
13	φ_4	
14	E_M	激励监视: 0 —— 1 相, 1 —— 2 相, 脉冲表示 1-2 相激励
15	C_D	输入脉冲监视: 输出与时钟同步脉冲
16	V_{DD}	正电源, +4~+18V

表 5-3 PMM8713 激励方式选择和初始状态

激励方式		输 入				输 出				
		φ_C	E_A	E_B	$\bar{R}$	E_M	φ_1	φ_2	φ_3	φ_4
3 相	1-2 相	0	1	1	0	1	1	0	1	0
	2 相	0	0	0	0	1	1	0	1	0
	1 相	0	0 1	1 0	0	0	1	0	0	0
4 相	1-2 相	1	1	1	0	1	1	0	0	1
	2 相	1	0	0	0	1	1	0	0	1
	1 相	1	0 1	1 0	0	0	1	0	0	0

PMM8723 采用 DIP14 封装, 引脚功能说明见表 5-4, 激励方式选择和初始状态见表 5-5。

表 5-4 PMM8723 引脚功能说明

引脚号	符 号	功 能 说 明
1	CW/C _K	} 单时钟: C _K 、U/D 为方向转换 } 双时钟: CW —— 正转, CCW —— 反转
2	CCW/ (U/D)	
3	CC	时钟输入方式控制: 0 —— 双时钟, 1 —— 单时钟
4	E	激励方式控制: 0 —— 2 相, 1 —— 1-2 相
5	$\bar{P}_D$	输出关断, 低电平有效

(续)

引脚号	符 号	功 能 说 明
6	R	复位, 高电平有效
7	V _{SS}	地
8	φ_1	输出
9	φ_3	输出
10	φ_2	输出
11	φ_4	输出
12	Z ₀	原点监视
13	V _{SS}	地
14	V _{DD}	正电源+5V

表 5-5 PMM8723 激励方式选择和初始状态

激励方式	输 入								输 出			
	双时钟				单时钟							
	R	$\bar{P}_D$	CC	E	R	$\bar{P}_D$	CC	E	φ_1	φ_2	φ_3	φ_4
2 相	1	1	0	0	1	1	1	0	1	0	0	1
1-2 相	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1

PMM8714 采用 DIP24 封装引脚, 引脚功能说明见表 5-6, 激励方式选择和初始状态见表 5-7。

表 5-6 PMM8714 引脚功能说明

引脚号	符 号	功 能 说 明
1	C _C	输入脉冲, 正转 CW 时钟
2	C _D	输入脉冲, 反转 CCW 时钟
3	C _K	单时钟输入
4	U/D	方向转换: 0—反转, 1—正转
5	E _A	} 激励方式控制
6	E _B	
7	E _C	

(续)

引脚号	符 号	功 能 说 明
8	P _D	输出关断
9	Z ₀	相原点监视
10	C ₀	输入脉冲监视
11	E _M	激励监视
12	V _{SS}	地
13	R	复位
14	$\overline{\varphi_E}$	输出
15	$\overline{\varphi_D}$	输出
16	$\overline{\varphi_C}$	输出
17	$\overline{\varphi_B}$	输出
18	$\overline{\varphi_A}$	输出
19	φ_E	输出
20	φ_D	输出
21	φ_C	输出
22	φ_B	输出
23	φ_A	输出
24	V _{DD}	+4~+18V

表 5-7 PMM8714 激励方式选择与初始状态

激励 方式	输 入			输 出									
	E _A	E _B	E _C	φ_A	φ_B	φ_C	φ_D	φ_E	$\overline{\varphi_A}$	$\overline{\varphi_B}$	$\overline{\varphi_C}$	$\overline{\varphi_D}$	$\overline{\varphi_E}$
2 相	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
2-3 相	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
3 相	1	0	1	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0
4 相	0	1	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0
4-5 相	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0
5 相	1	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1

2. 运行方式 PMM8713 作单极性控制。三相步进电动机：1

—2相激励6拍运行；1相或2相激励3拍运行。四相步进电动机：1—2相激励8拍运行；1相或2相激励4拍运行。

PMM8723作单极性控制。四相步进电动机：1—2相激励8拍运行；2相激励4拍运行。

PMM8714可作单极性和双极性方式控制。其中2相、3相和2—3相激励时为单极性，只利用 $\varphi_A \sim \varphi_E$ 输出端， $\bar{\varphi}_A \sim \bar{\varphi}_E$ 恒为低电平，2相或3相激励5拍运行；2—3相激励10拍运行。而4相、5相、4—5相激励时为双极性控制，其中4相或5相激励10拍运行；4—5相激励20拍运行。运行中，2相或4相激励时，激励监视端 E_M 为低电平；3相和5相激励时， E_M 为高电平；2—3相或4—5相激励时， E_M 为0—1—0交替出现。经原点状态时 Z_0 变为高电平。

3. 应用 三种芯片输出需外接功率驱动电路，方可驱动步进电动机。对于单极性工作方式，推荐使用达林顿晶体管作开关。采用NPN型开关时，基极串接电阻 R 按表5-8选择。

表 5-8 基极串接电阻的推荐值

型号	PMM8713			PMM8723	PMM8714		
电压/V	5	10	15	5	5	10	15
电阻/ Ω	100	300	500	320	220	680	1000
功率/W	1/2	1	1	1/8	1/2	1	1

对于双极性驱动方式，可采用各种H桥电路，例如L293、L298等集成电路。

图5-4的例子是采用国产5G8713外接5G1413达林顿晶体管阵列驱动集成电路，再驱动四相绕组。它适用于电压小于50V、相绕组电流峰值小于250mA的情况。5G1413输入端已在内部串有2.7k Ω 限流电阻，因此可直接与5G8713输出端连接。

脉冲分配器过去曾称为“环形分配器”，这是由于它早期是用分立的环形计数器构成的原故。用微机控制步进电动机，若将此分配器功能由CPU软件代替，俗称为“软环分”，CPU多个并行口输出各相分配脉冲信号，直接控制功率驱动级，称为直接控制

法。另一种是间接控制法，CPU 进行插补运算，给出每台电机转速指令，从 CPU 两个并行口输出步进脉冲和方向信号（或正反脉冲），送给 PMM8713 等脉冲分配器，让硬件完成脉冲分配任务，从而减轻 CPU 的负担。

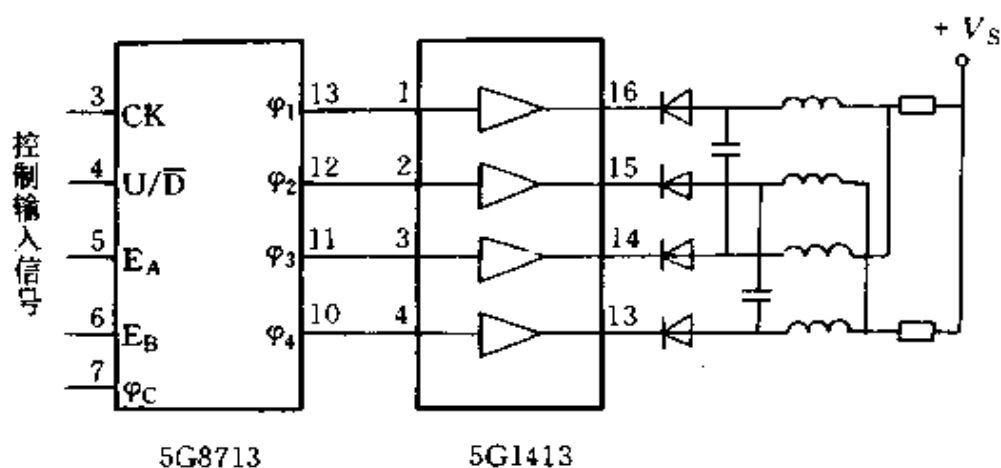


图 5-4 5G8713 应用示例

5.3 UCN5804B 四相步进电动机驱动器

UCN5804B 适用于四相步进电动机单极性驱动，它包含低功率 CMOS 逻辑控制部分和双极型晶体管（达林顿）输出驱动级。

1. 特点

- 最大输出电流为 1.5A，连续电流为 1.25A
- 输出电压为 35V
- 单相或两相、或半步激励方式
- 内设续流二极管
- 输出使能和方向控制
- 逻辑电源接通时自动进行复位
- 内设过热保护电路

2. 引脚及功能说明 UCN5804B 是 16 脚双列塑料封装，4、5、12、13 脚为接地脚，可接铜散热板。其引脚号和引脚名及典型应用接线见图 5-5。

逻辑部分包括顺序逻辑、方向、输出使能（OUTPUT EN-

ABLE) 控制和复位功能。逻辑电源 V_{DD} 推荐采用 +5V。15 脚 $\overline{OE}$ 为高电平时, 全部四个输出 (1、3、6、8 脚) 为截止状态; 当它为低电平时, 输出状态取决于顺序逻辑。

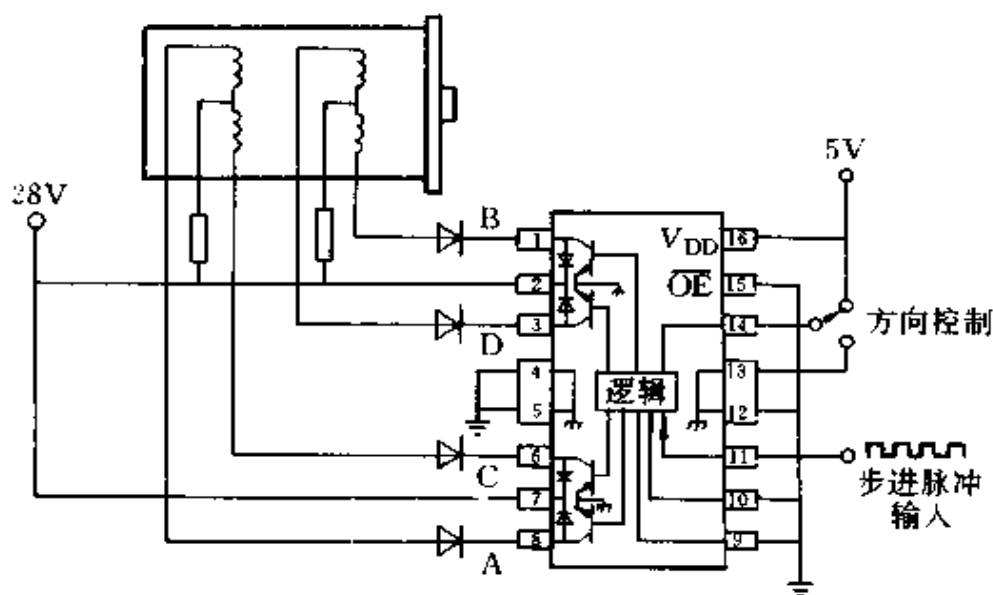


图 5-5 引脚及典型应用接线

9 脚和 10 脚的输入逻辑决定了激励方式的选择, 其真值表见表 5-9。

表 5-9 真值表

激励方式	9 脚	10 脚
2 相	L	L
1 相	H	L
半步	L	H
禁止	H	H

14 脚 (方向控制) 决定步进电动机转向, 当它为低电平时, 为正向, 当它为高电平时为反向。在正向时, 单相激励的顺序是 A—B—C—D, 两相激励顺序是 AB—BC—CD—DA, 而半步激励顺序是 A—AB—B—BC—C—CD—D—DA。输出状态的变化 (步进) 是发生在 13 脚 (步进脉冲输入) 的下跳沿时刻。应注意, 9、

10、14 脚改变逻辑电平应在 13 脚为低电平时发生, 否则会引起错误的步进运动。

逻辑电源 V_{DD} 接通瞬间, 完成复位功能, 使输出端处于初始状态。图 5-6 表示了主要引脚在几种激励方式下的波形图。

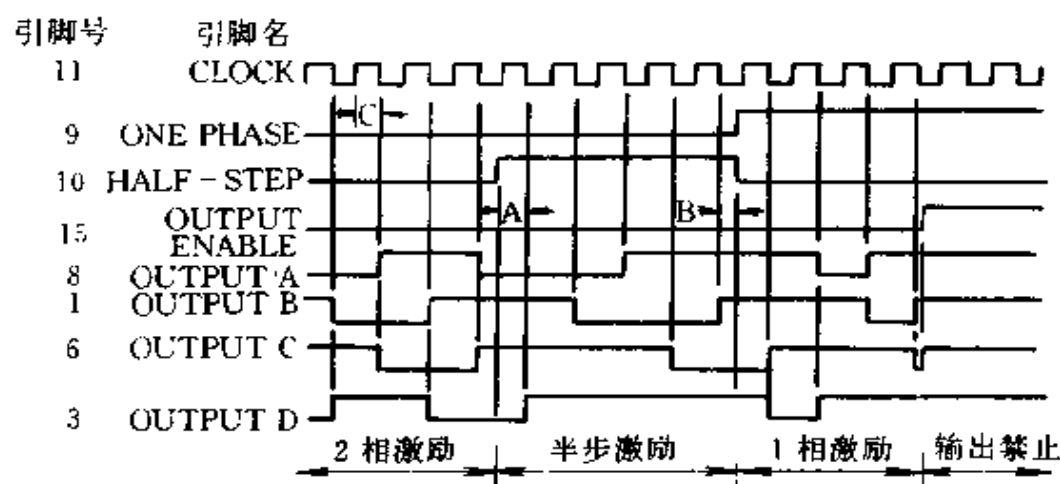


图 5-6 时序图

当内部结温接近 165°C 时, 过热保护电路起作用, 将全部输出关断。结温冷却到约 145°C 时, 重新使输出恢复正常。

3. 应用示例 图 5-5 给出四相绕组串接电阻的 L/R 工作方式电路。两相绕组共用一个电阻。由于绕组间互感的存在, 相绕组感应电动势使输出脚电压可能为负。此时, 集电极—基极间的 P—N 结正向偏置, 有较大电流输出, 它可能使逻辑部分电路受干扰, 引起错误的步进。如图所示每相串接一个二极管是有效的。最好采用肖特基二极管。

5.4 SAA1042 两相步进电动机驱动器

SAA1042 是适用于两相步进电动机双极性驱动的单片集成电路。从图 5-7 可见, 它包含三个信号输入级、一个逻辑控制单元和两个驱动输出级。依输出能力不同可分为两种规格:

SAA1042V	6.0~12V, 500mA
SAA1042AV	24V, 500mA

它们采用 16 脚双列直插式塑料封装，中间的 4、5、12、13 脚为接地端，同时连接到一片铜合金散热片上，以利于散热。

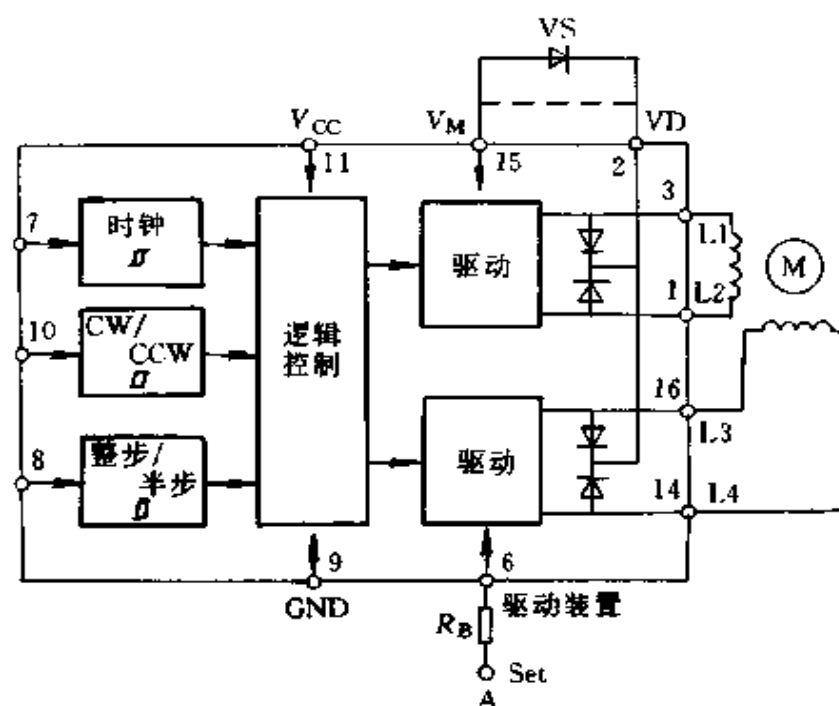


图 5-7 SAA1042 原理框图

引脚功能说明：三个输入端接收微处理器来的控制指令，内部均设有滞环缓冲电路，以消除噪声影响。7 脚输入时钟脉冲，上跳沿起作用。10 脚是 CW/CCW 控制步进电动机转向的输入端，输入逻辑电平 0 或 1，分别对应于步进电动机顺时针（CW）或逆时针（CCW）方向。8 脚是整步/半步方式控制端。输入低电平时为整步方式，输入高电平时为半步方式。

驱动输出端 3、1 和 16、14 分别接步进电动机的两相绕组 L_1 、 L_2 和 L_3 、 L_4 。四端内部均接有二极管，它们共同接至引脚 2，一般从 2 脚到 15 脚之间串入稳压二极管，使绕组产生的过高正向尖脉冲得到钳位，以保护驱动级中的晶体管。

6 脚输入端需外接电阻 R_B ，其作用有两个：

- (1) 当 R_B 接地时，给驱动级设置一定的步进电动机电流。
- (2) 在 R_B 上加上一定电压信号作为本集成电路的状态设置

(Set 信号)。当此 Set 信号为高电平时，四个输出端被关闭呈高阻态，而 Set 信号回到低电平，直到一个时钟脉冲上跳沿到来，L₁、L₂、L₃、L₄ 被置为 1010 状态。

在时序图图 5-8 中显示出各输出、输入信号的变化，图中分别表示了整步和半步两种工作方式。

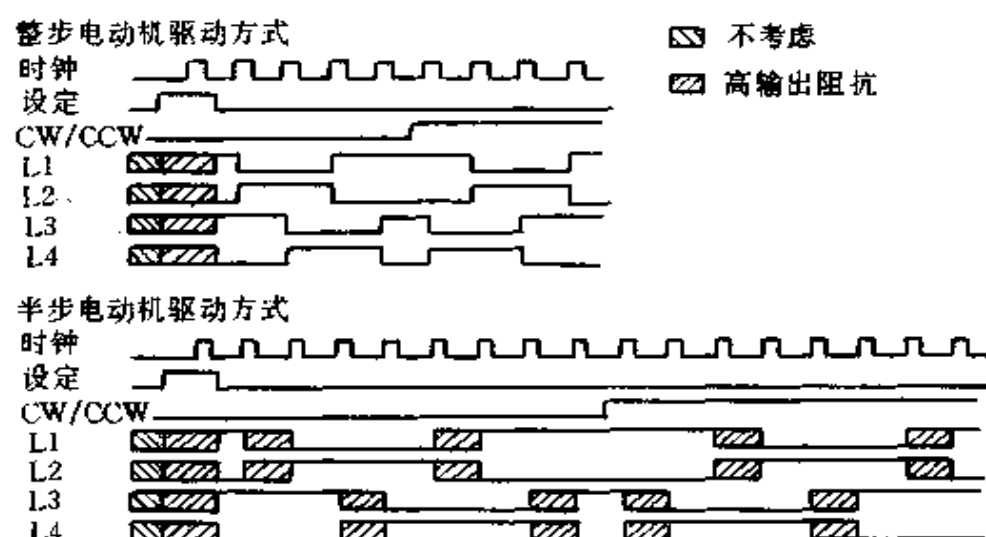


图 5-8 工作时序图

在图 5-9 所示的典型应用例子中，SAA1042 驱动 12V 步进电动机，相绕组电流取为 200mA。由 R_B 选择图 5-10，取 $R_B = 56k\Omega$ 。它被接到 MC14007 非门输出上。图 5-9 中时钟是由 MC14046 与 MC14024 组成的锁相频率综合器产生的。步进时钟可在 12.5~800Hz 中分七档选择。

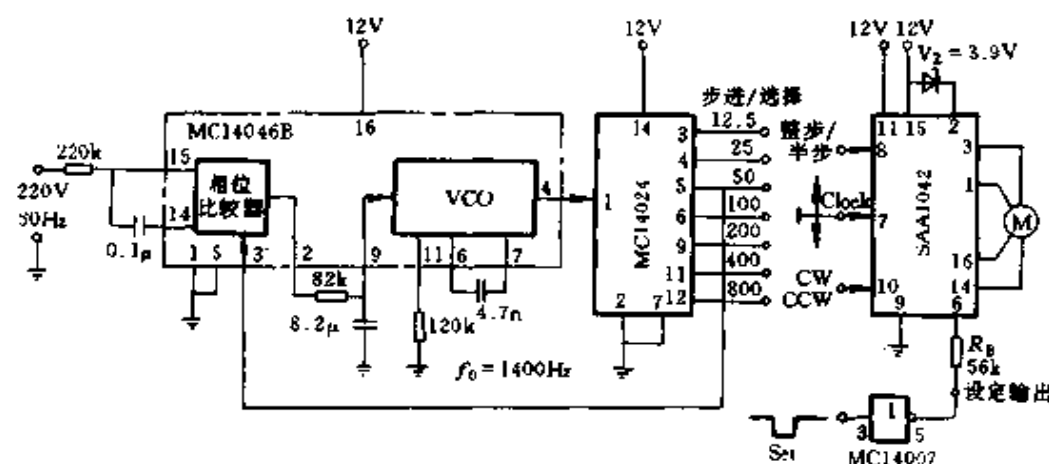


图 5-9 SAA1042 应用示例

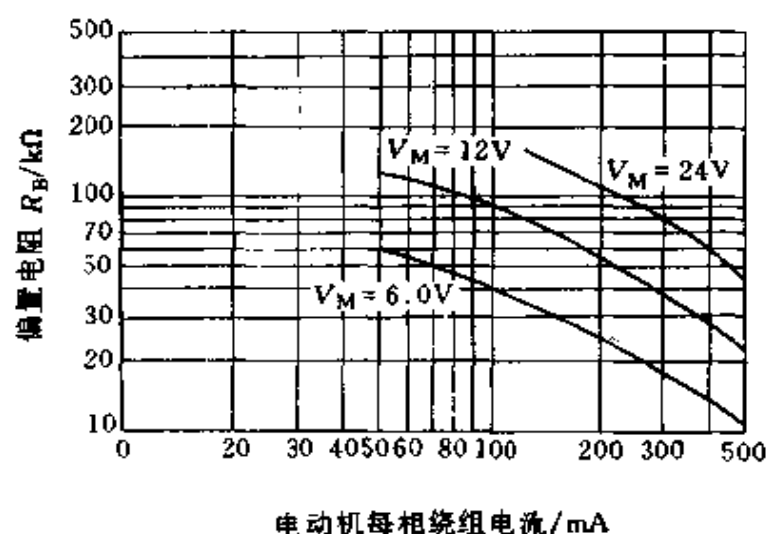


图 5-10 偏置电阻 R_B 的选择

5.5 MTD 系列恒流斩波步进电动机驱动器

由日本新电元工业公司生产的 MTD 系列步进电动机驱动集成电路，可输出较高电压和较大电流，直接驱动用于打印机、复印机、传真机等办公室设备的二相和四相步进电动机。其具体规格见表 5-10。下面分别以 MTD2003F 和 MTD1120F 为例予以说明。

表 5-10 MTD 系列集成电路规格表

型 号	驱动方式	最大允许值			封装方式
		电压/V	相电流/A	损耗/W	
MTD 1110	四相单极性	80	2	5	ZIP-27
MTD 1120			1.2	3.1	HSOP-28
MTD 1120F					
MTD 2001	两相双极性	60	1.5	5	ZIP-27
MTD 2003		30	1.2	3.1	HSOP-28
MTD 2003F					

1. MTD2003F 两相步进电动机驱动器 该电路采用双电源：步进电动机驱动级电源 V_{mm} （推荐最大 27V）和控制逻辑部分用电源 V_{cc} （5V±5%）。它由功率级双 H 桥、基极驱动电路、电流控制 PWM 电路、过热保护电路组成，参见图 5-11。其基本特点如下：

(1) 输入端均 TTL/CMOS 兼容，可直接接至 CPU。

(2) 四个输入端 IN1~IN4 与四个输出端 OUT1~OUT4 控制真值表见表 5-11。当输入为 LL 或 HH 时，输出为关断（OFF）状态，防止出现上下桥臂直通。

表 5-11 输入与输出真值表

V_{cc}	IN1 或 4	IN2 或 3	OUT1 或 4	OUT2 或 3
H	L	L	OFF	OFF
H	L	H	L	H
H	H	L	H	L
H	H	H	OFF	OFF
L	L/H	L/H	OFF	OFF

(3) 电路内设有振荡器，其振荡频率 f 由 21 脚外接 $R_T C_T$ 决定：

$$f = \frac{1}{0.72 C_T R_T}$$

从 4 和 11 脚分别串接两个电流检测电阻 R_s 到地，内部设置两个电流比较器、RS 触发器和基准电压 V_{REF} 发生器，实现对绕组的定电流 PWM 控制。 I_0 和 I_1 两端是从 CPU 来的逻辑电平信号可控制内部两个开关来设置四种电流值，见表 5-12。

表 5-12 电流值切换真值表

I_0	I_1	输出电流比 (%)	V_{REF} ($V_r=5V/V$)
L	L	100	0.50
H	L	75	0.35
L	H	33	0.17
H	H	0	0

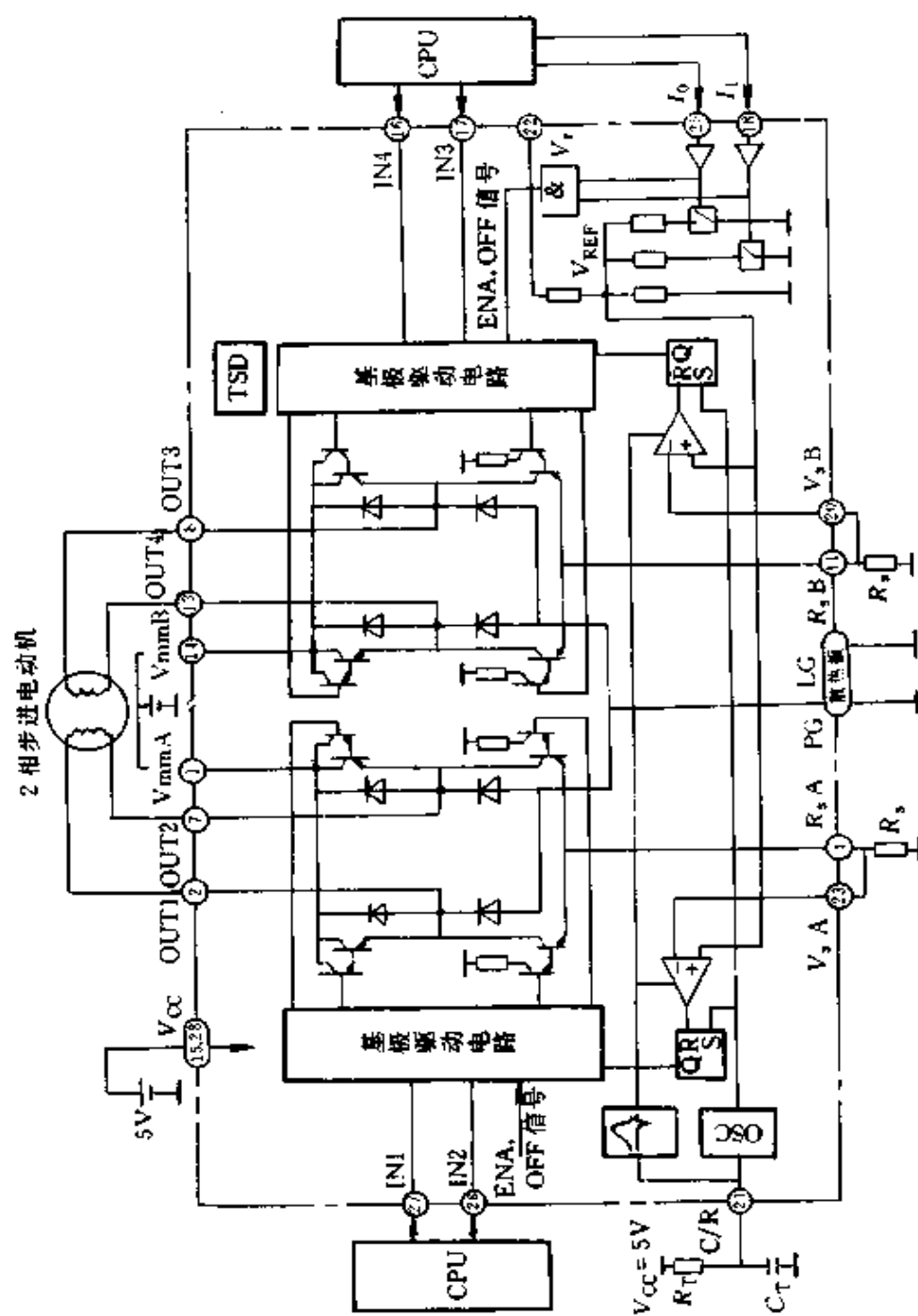


图 5-11 MTD2003F 原理框图及基本应用图

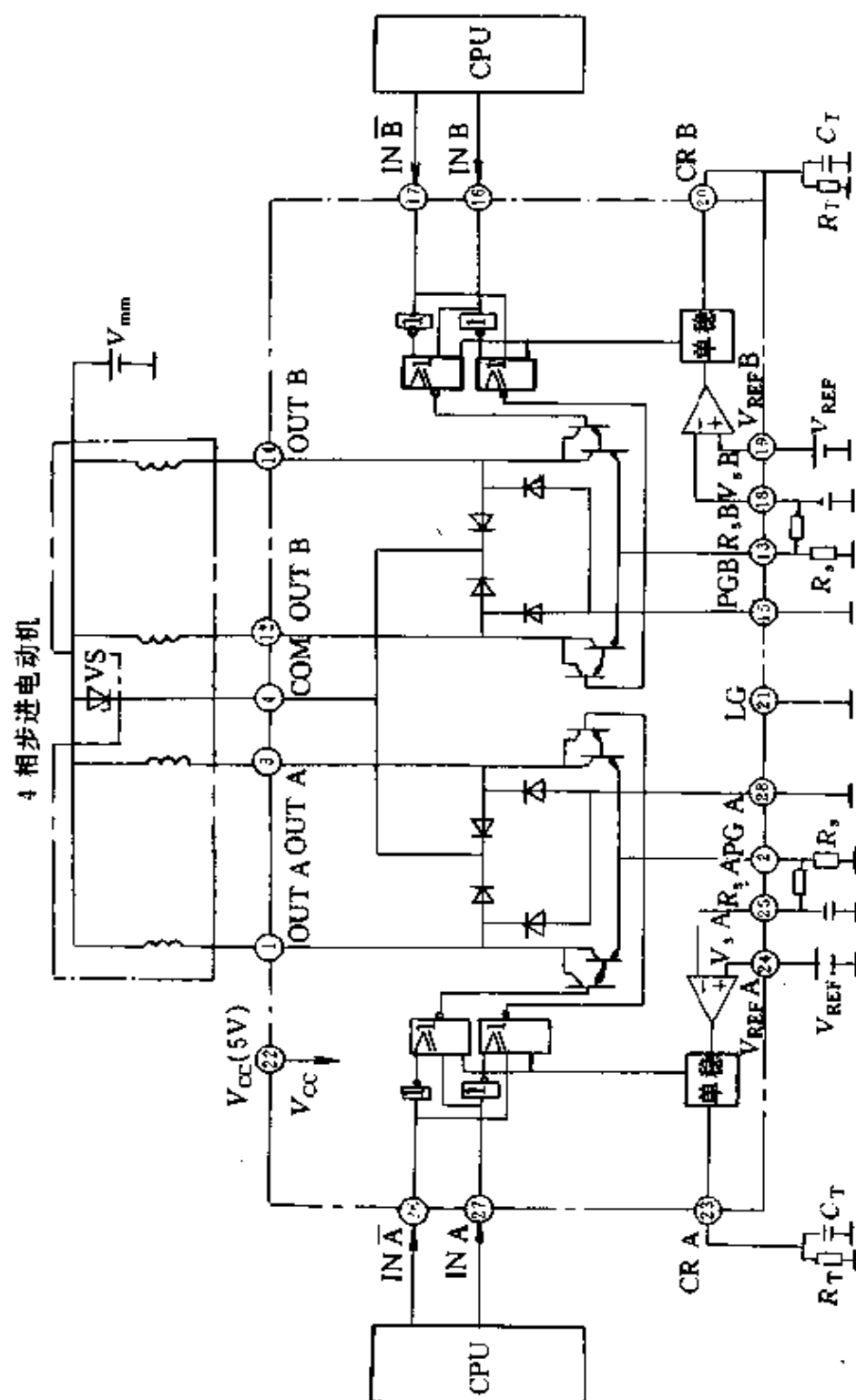


图 5-12 MTD1120F 原理框图及基本应用图

实际绕组电流 (A) 按下式设定:

$$I = \frac{V_{REF}}{10R_s} - 0.015$$

(4) 过热保护电路 (TSD), 结温 150°C 时关断输出, 回复到 120°C 时, 恢复正常状态。而较大输出能力的 MTD1110 和 MTD2001 热保护包括报警和停机两档功能: 当结温上升到 120°C 时发出报警信号, 如果 CPU 采取措施, 结温回复到 100°C 以下, 报警信号解除。若结温继续上升至 150°C , 则关断输出。

2. MTD1120F 四相步进电动机驱动器 如图 5-12 所示, 该芯片输出功率级由四个达林顿晶体管和一些续流二极管组成, 晶体管耐压 $V_{ceo} = 80\text{V}$, 使用时需注意加一个齐纳二极管 V_z 进行保护。逻辑电源 V_{cc} 常用 5V 。

这里斩波电流控制与 MTD2003F 稍有不同。用单稳电路代替 RS 触发器电路, 相电流上升到预定值即关断并触发单稳电路, 经过恒定时间 T_{OFF} 后, 重新接通该相绕组。 T_{OFF} 由外接 R_T 和 C_T 决定。

$$T_{OFF} = 0.69C_T R_T$$

相电流 I 由参考电压 V_{REF} 和取样电阻 R_s 决定。

$$I = \frac{V_{REF}}{R_s}$$

5.6 UC3717/UC3717A/UC3770A/UC3770B 步进电动机驱动器

UNITRODE 公司生产的这四种结构与功能大致相同的集成电路, 适用于小功率步进电动机一相绕组双极性驱动。利用外部逻辑电路构成的逻辑分配器或微处理器分配信号, 由若干片这种电路和少量无源元件可组成一个完整的多相步进电动机驱动系统, 可实现整步 (基本步距)、半步或微步距控制。控制方式是双极性、固定 OFF (关断) 时间的斩波电流控制。它们是 16 脚双列直插塑料封装, 4、5、12、13 脚为地, 可接至印制电路板上面积为 20cm^2 、厚度为 $35\mu\text{m}$ 覆铜板作散热片, 其热阻约为 $40^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。

下面首先以 UC3717A 为代表予以介绍。

UC3717A 是 UC3717 的改进型,其驱动能力是双向电流 1A,步进电动机供电电压范围宽,为 10~46V。H 桥的功率晶体管有低饱和压降,并附有快速恢复续流二极管。

1. 组成与工作原理 UC3717A 由下列六个主要部分组成(见图 5-13):

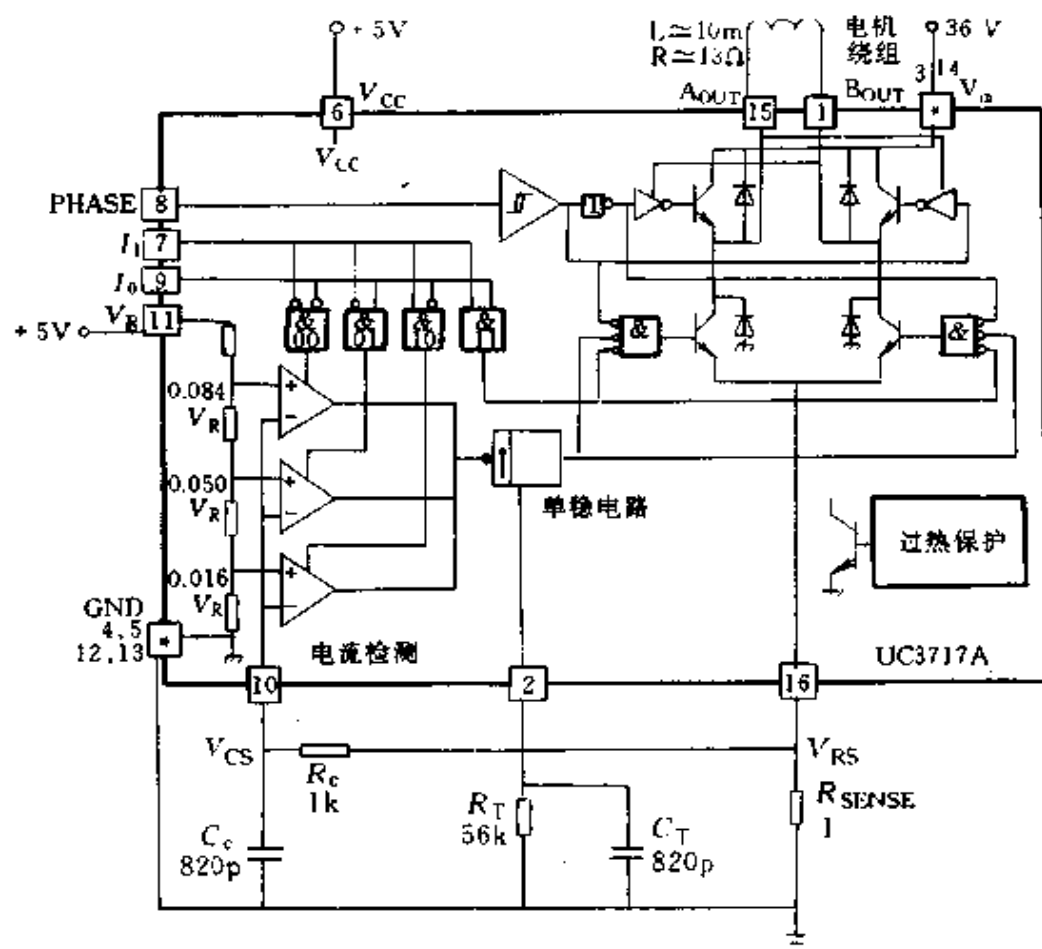


图 5-13 UC3717A 原理框图和连接图

- H 桥驱动输出级
- 相极性逻辑 (PHASE)
- 三个电流比较器和基准电压分压器
- 2bit D/A 电流电平选择电路
- 单稳态电路

• 过热保护电路

现分述如下。

(1) 输出级：输出级由四个达林顿功率晶体管 $V_1 \sim V_4$ 和附加的四个快速恢复肖特基二极管组成，形成典型的 H 桥电路结构，见图 5-14。在开关方式工作时，若输入相极性信号（8 脚）为低电平，则 V_2 、 V_3 导通。有电流如实线所示路径流经电机绕组。在电流斩波控制“OFF 时间”， V_3 截止，绕组电流从 V_2 经绕组和 V_1 旁边的肖特基二极管续流。此时，由此二极管的作用使 15 脚电位高于供电电压 V_m ，经由 V_6 （此时是导通的）的作用， V_2 基极的电位比原先更高一些，从而使 V_2 在“OFF 时间”电流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效率。

增加 V_5 和 V_6 提升电路是 UC3717A 的重要改进。

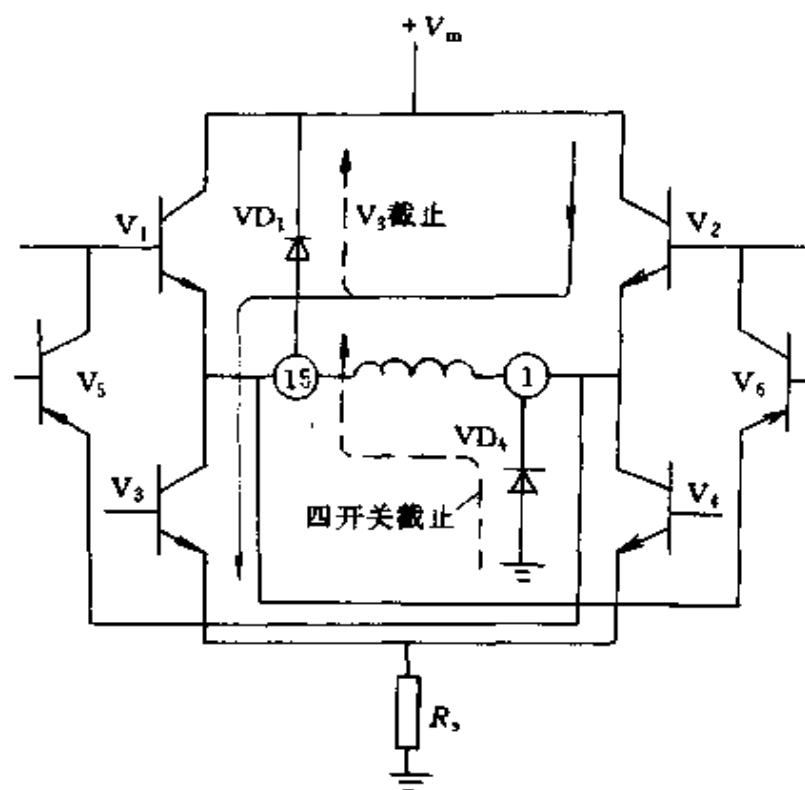


图 5-14 输出级简图

(2) 相极性输入信号：8 脚的 PHASE 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，有一个固定的时延电路，不但可抑制输入噪声，更重要的是避免 H 桥在电流反相时出现交叉导通。例如，PHASE 最初为低电平， V_2 和 V_3 导通。当 PHASE 转变为高电平时， V_2 和 V_3 截止，绕组电流经过 VD_4 和 VD_1 续流衰减，直至零。经这段延迟时间后， V_1 和 V_4 才导通工作，使绕组电流反向上升。

(3) 电流控制：由基准电压分压电路，三个电平比较器、单稳态电路、2bit D/A 选通电路组成绕组电流的控制电路。由单稳态电路固定的“OFF 时间”来控制 H 桥的 V_3 和 V_4 ，实现恒流斩波控制。如果以一固定电压 V_R 接 11 脚，由电阻分压电路作用，三个电流电平比较器的输入基准电平从上到下依次为 100%、60%、19%。在 16 脚外接 R_s 采样电阻，代表绕组电流的采样电压经 RC 电路滤波后送至 10 脚。如表 5-13 所示，由 7、9 脚的 I_0 、 I_1 逻辑电平的不同组合，选择三个比较器中的一个，从而设定了绕组的峰值电流值。当 10 脚电平达到被选比较器的基准电平时，单稳电路被触发， V_3 和 V_4 被关断一个固定的“OFF 时间”。绕组电流经 H 桥上回路续流并衰减。然后开始下一个导通周期。

单稳电路的“OFF 时间” T_{OFF} 由 2 脚的 R_T 和 C_T 决定。

$$T_{OFF} = 0.69R_TC_T$$

通常取 $R_T = 10 \sim 100k\Omega$ 。

表 5-13 I_1 、 I_0 真值表和对电流的控制

I_1	I_0	绕组电流
1	1	无电流
1	0	19%
0	1	60%
0	0	100%

2. 在两相步进电动机中的典型应用 如图 5-15 所示，由两片 UC3717A 可组成一个两相永磁式或混合式步进电动机的微机控制系统。由微型计算机的软件设计或由 TTL、CMOS 数字电路

硬件可产生正确的 I_1 、 I_0 、PHASE 两相控制信号，实现几种运行方式的控制。

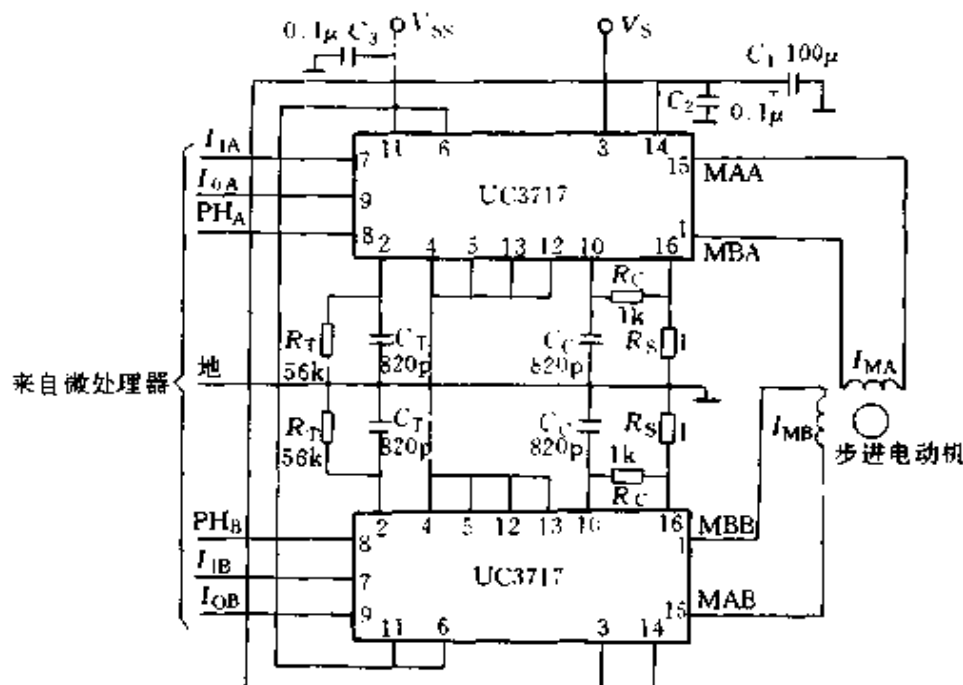


图 5-15 两相步进电动机驱动系统

(1) 基本步距 (整步) 方式: 以 A、B 表示两相绕组正向电流工作、 $\bar{A}$ 、 $\bar{B}$ 表示反向电流工作, 可实现两相激励四拍整步工作方式, 即

$$AB \rightarrow \bar{A}\bar{B} \rightarrow \bar{A}B \rightarrow A\bar{B}$$

或单相激励的四拍工作方式, 即

$$A \rightarrow B \rightarrow \bar{A} \rightarrow \bar{B}$$

(2) 半步工作方式: 可实现八拍半步工作方式, 即

$$AB \rightarrow B \rightarrow \bar{A}\bar{B} \rightarrow \bar{A} \rightarrow \bar{A}B \rightarrow \bar{B} \rightarrow A\bar{B} \rightarrow A$$

这种工作方式是两相激励与单相激励交替出现, 每一拍的转矩不相等。在两相激励时, 转矩由两相转矩矢量合成, 比单相转矩要大 (约 1.4 倍)。如果两相激励时, 采用 $I_1 I_0 = 01$ 方式, 使相电流降低到 0.6 (p.u), 由于磁路原先有饱和效应, 此时每相转矩可能增大到 0.7 (p.u) 左右, 两相合成转矩则接近于 1。从这里

可见 UC3717A 三个电流比较器的作用。

(3) 1/4 步距的工作方式：为了实现 16 拍工作，在半步方式下，步与步之间插入 1/4 步的状态。它是由一相 100% 电流和另一相选择分数电流达到的。若取 $I_1 I_0 = 10$ 状态。即相电流为 0.19 (p.u) 左右，可以得到稍均匀一点的步距。图 5-16 给出了

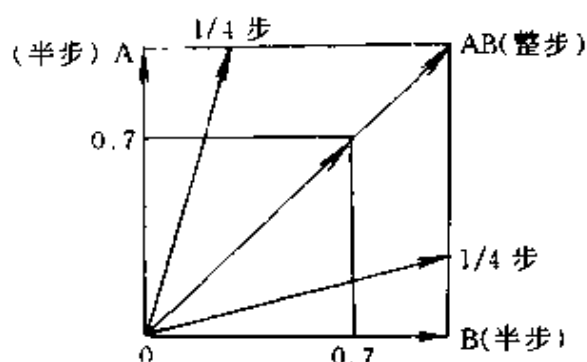


图 5-16 三种工作方式的转矩

三种工作方式下的整步、半步、1/4 步的转矩矢量合成示意图，它只给出了第 I 象限情况。

(4) 微步距控制：利用 11 脚（基准电压 V_R ）对电流模拟控制的功能，可以实现对步距的细分控制。用一个单片微型计算机和两片 DAC0808 8bitD/A 转换电路即可实现 256 细分控制。

斩波驱动产生电气噪声会引起电磁干扰问题，在靠近驱动级的电源和地之间并上 $0.01 \sim 0.1 \mu F$ 的瓷片电容是有效的，电流采样电阻的连接线应尽可能短一些。此外，各相绕组并联一个电容 C ，然后串一个电感 L 才接至 H 桥输出端。 LC 低通滤波器的使用，既降低了电磁噪声，同时也降低了步进电机的损耗，从而降低了温升。滤波器参数可依下式选择：

$$L \approx L_M / 10$$

$$C \approx \frac{4 \times 10^{-10}}{L}$$

式中 L_M —— 步进电动机相绕组电感。

和 UC3717A 类似的产品还有 SGS 公司的 PBL3717A、SILICON GENERAL 公司的 SG3718 等。

UC3770A 和 UC3770B 是高性能步进电动机驱动器，它比 UC3717、UC3717A 可提供更大的工作电流和更低的饱和压降，工作电压为 $10 \sim 50V$ ，双向电流为 2A。比较器门槛电平方面，

UC3770B 改为 100%、71%、50%。此外,这两种电路的 H 桥两个上桥臂并联的肖特基二极管要由用户外加。

5.7 L297/L298 步进电动机控制器-驱动器

L297 单片步进电动机控制器集成电路适用于双极性两相步进电动机或单极性四相步进电动机的控制。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 以下的步进电动机。L297 也可用来控制由达林顿晶体管组成的分立电路,驱动更高电压、更大电流的步进电动机。L297 采用固定斩波频率的 PWM 恒流斩波方式工作。

1. L297 步进电动机控制器 L297 采用模拟/数字电路兼容的 I^2L 工艺,20 脚 DIP 塑料封装,常以 +5V 供电,全部信号线是 TTL/CMOS 兼容。

如图 5-17 所示,L297 的核心是脉冲分配器。它产生三种相序信号,对应于三种不同的工作方式:

- 半步 (HALF STEP) 方式
- 基本步距 (FULL STEP, 整步), 一相激励方式
- 基本步距, 两相激励方式

它接受从上位计算机来的信号有三个:

- $CW/\overline{CCW}$ 正/反转 (17 脚)
- $HALF/\overline{FULL}$ 半步/基本步距 (19 脚)
- STEP 步进脉冲 (18 脚)

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 $HALF/\overline{FULL}$ 信号为高电平。半步工作方式输出波形见图 5-18,它表示 8 步(拍)工作,初状态 (HOME) 是 $ABCD = 0101$ 。

若 $HALF/\overline{FULL}$ 取低电平,得到基本步距工作方式。当脉冲分配器工作于奇数状态 (1、3、5、7),则为两相激励方式,见图 5-19。如果选择脉冲分配器工作于偶数状态 (2、4、6、8),则为

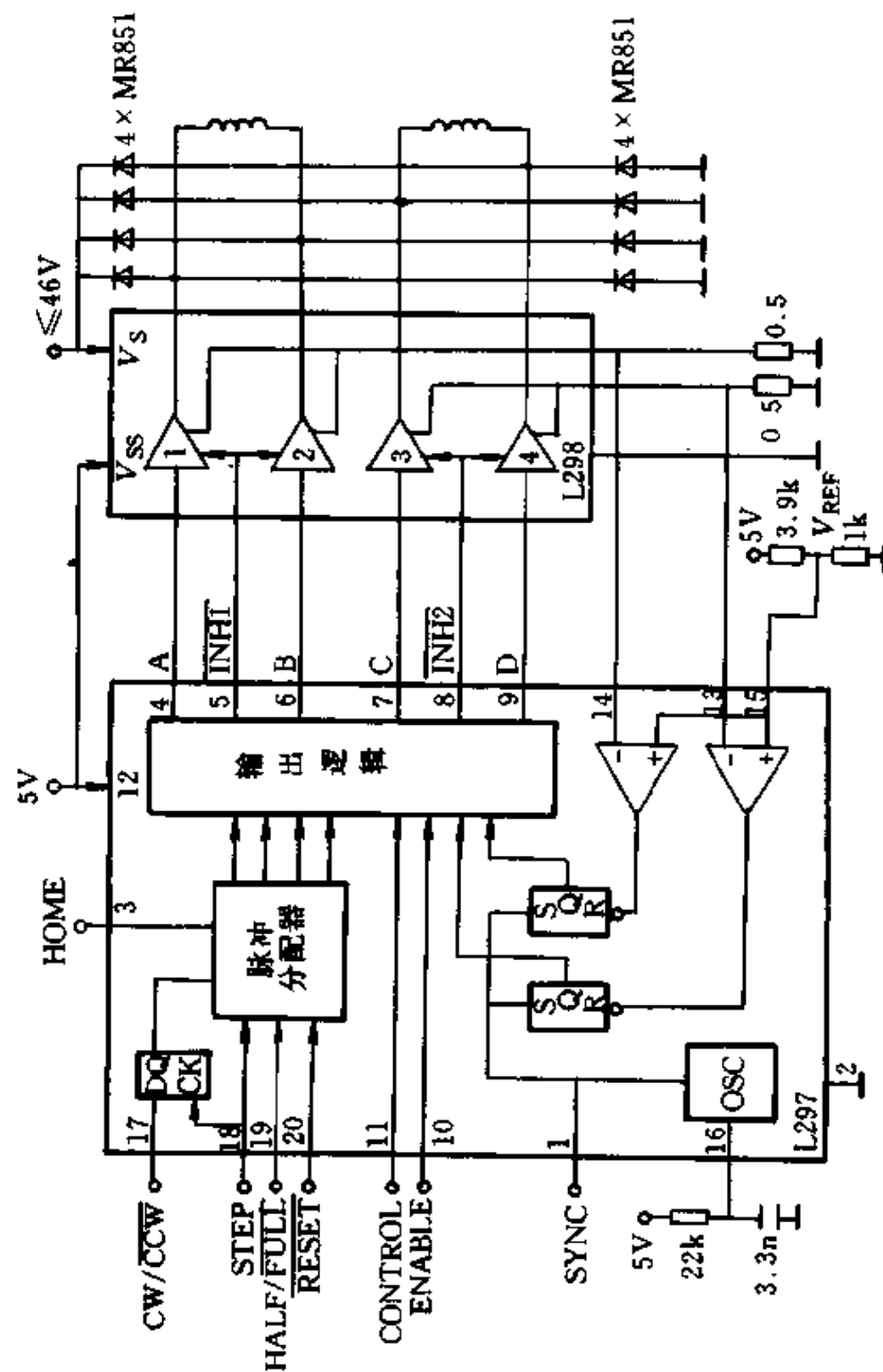


图 5-17 L297 原理框图和应用电路

单相激励方式，见图 5-20。

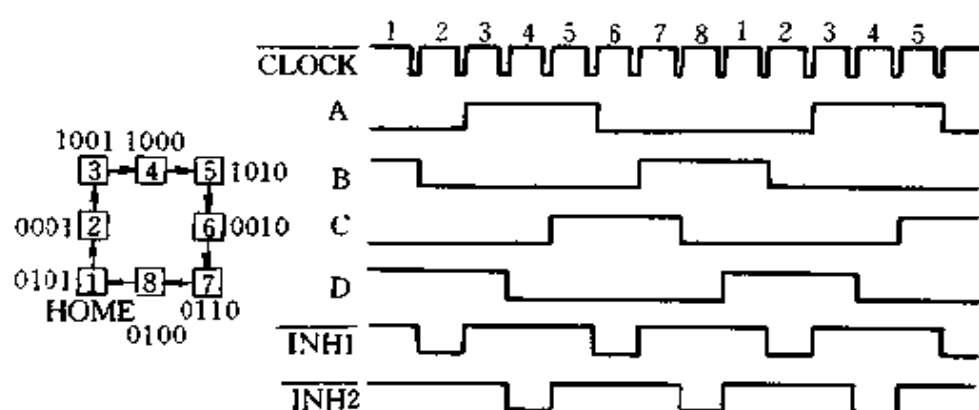


图 5-18 半步工作方式

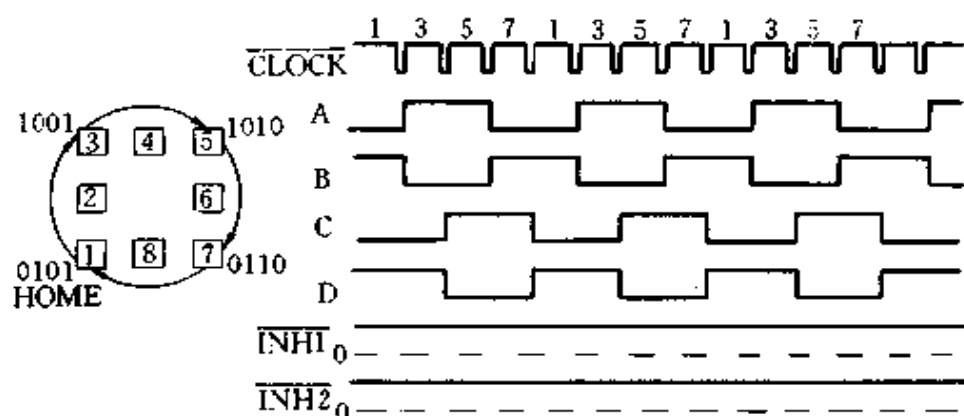


图 5-19 两相激励的基本步距工作方式

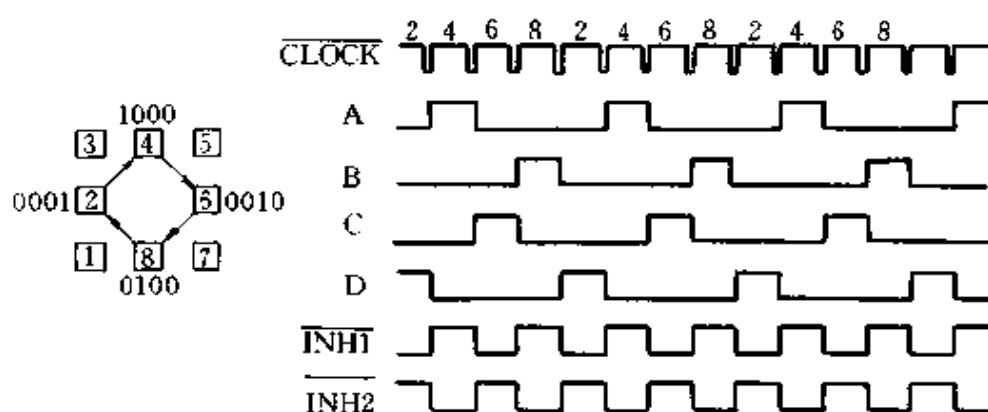


图 5-20 单相激励的基本步距工作方式

禁止信号 $\overline{\text{INH1}}$ (5脚) 和 $\overline{\text{INH2}}$ (8脚) 接 L298 使能输入端, 其作用是使进入关断状态的相绕组电流快速衰减。此两信号是低电平有效。但在两相激励基本步距工作方式时, 两禁止信号保持为高电平, 两相绕组一直处于工作状态, 没有关断, 见图 5-19。

禁止信号的作用可由图 5-21 说明。图中表示以 H 桥向一相绕组驱动, 设 A 为高电平, B 为低电平, 有电流经 V_1 、 V_4 和 R_s 流过相绕组。当 A 变为低电平, 有环流流经 VD_2 、 V_4 、 R_s 和绕组, 衰减较慢, 增加了在 R_s 上的损耗。若此时, 由 $\overline{\text{INH1}}$ 作用将 4 个晶体管都关断, 环流改从地经 VD_2 、 VD_3 到电源 V_s 快速衰减 (如图中虚线所示), 从而加快了电动机的响应。此时, R_s 上不流过续流电流, 可使用较小功率的电阻。

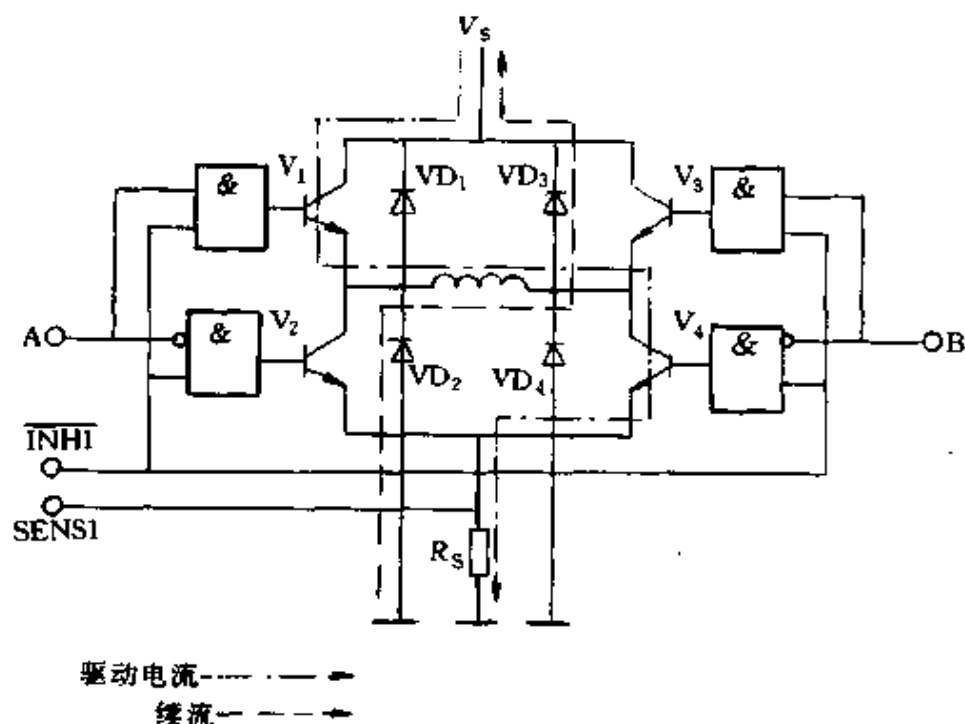


图 5-21 禁止信号的作用

两个禁止信号分别是由 A、B 和 C、D 以“或逻辑”得到的。

$$\overline{\text{INH1}} = A + B$$

$$\overline{\text{INH2}} = C + D$$

信号 $\overline{\text{RESET}}$ (20 脚) 是异步复位信号, 其作用是将脉冲分配器复位, 回到零位 (HOME), 即状态 1, $\text{ABCD}=0101$ 。此时状态输出信号 (HOME) 为 1。用此信号和系统的机械零位传感器信号共同作用, 可精确确定系统的原点。

用使能信号 ENABLE (10 脚) 控制输出逻辑, 它为低电平时, $\overline{\text{INH1}}$ 、 $\overline{\text{INH2}}$ 、A、B、C、D 均被强制为低电平, 使 L298 驱动器不工作。

L297 还设有两个 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。脉冲频率 f 是由外接 16 脚的 RC 网络决定的, 当 $R > 10\text{k}\Omega$ 时

$$f \approx \frac{1}{0.69RC}$$

当用多个 L297 控制多台步进电动机时, 可用 1 脚 (SYNC) 实现其同步化。

振荡器脉冲使触发器置“1”, 电机绕组相电流上升, 采样电阻 R_s 的电压上升到基准电压 V_{REF} 时, 比较器翻转, 使触发器复位, 功率开关关断, 电流下降。等待下一个振荡器脉冲的到来。这样, 触发器的输出是恒频的 PWM 信号, 调制 L297 的输出信号。相绕组电流峰值由 V_{REF} 来整定。

CONTROL 信号 (11 脚) 用来选择斩波信号的控制。当它是低电平时, 斩波信号作用于两个禁止信号, 而它是高电平时, 斩波信号作用于 A、B、C、D 信号。前者适用于单极性工作方式。而对于双极性工作方式的电机, 这两种控制方式都可以采用。

2. 半步工作方式的改进 在半步工作方式时, 有两种不同的激励状态: 一种是两相激励; 另一种是一相激励。它们交替出现, 输出转矩不相等, 引起步进电动机总转矩下降。采用禁止信号控制基准电压的方法可以得到改进。

半步工作方式下单相激励状态时, 两个禁止信号 $\overline{\text{INH1}}$ 和

INH2是低电平,利用它们控制给 L297 15 脚的基准电压输入值比两相激励状态时增大 1.4 倍左右,即可使步进电动机单相激励状态下的转矩相应增大 1.4 倍。从而使 8 拍工作下每拍的转矩基本相等。实际应用时,考虑到转矩-电流特性的非线性,依实际情况,适当增大相电流增加的比例,见图 5-22 和图 5-23。

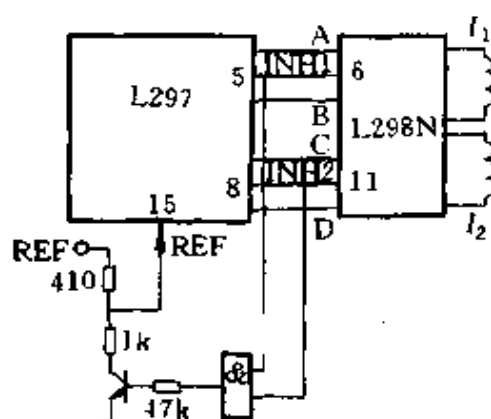


图 5-22 用禁止信号控制基准电压

3. L298 双 H 桥驱动器

L298 是双 H 桥高电压大电流功率集成电路,可用来驱动继电器、线圈、直流电动机和步进电动机等电感性负载。由图 5-24 可见,每个 H 桥的下侧桥臂晶体管发射极连在一起,其输出脚(1 和 15)用来连接电流检测电阻。9 脚接逻辑控制部分的电源,常用 +5V。4 脚为电机驱动电源 V_s 。5、7、10、12 脚输入标准 TTL 逻辑电平信号,用来控制 H 桥的开与关。6、11 脚则为使能控制端。本功率集成电路采用 SGS 公司特有的 Multiwatt 塑料封装,15 个引脚,可用螺钉固定在散热器上。

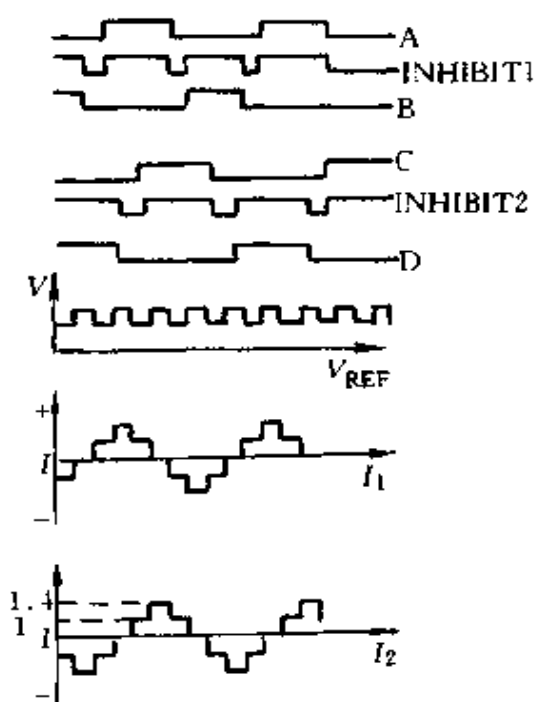


图 5-23 半步工作方式下相电流的调制

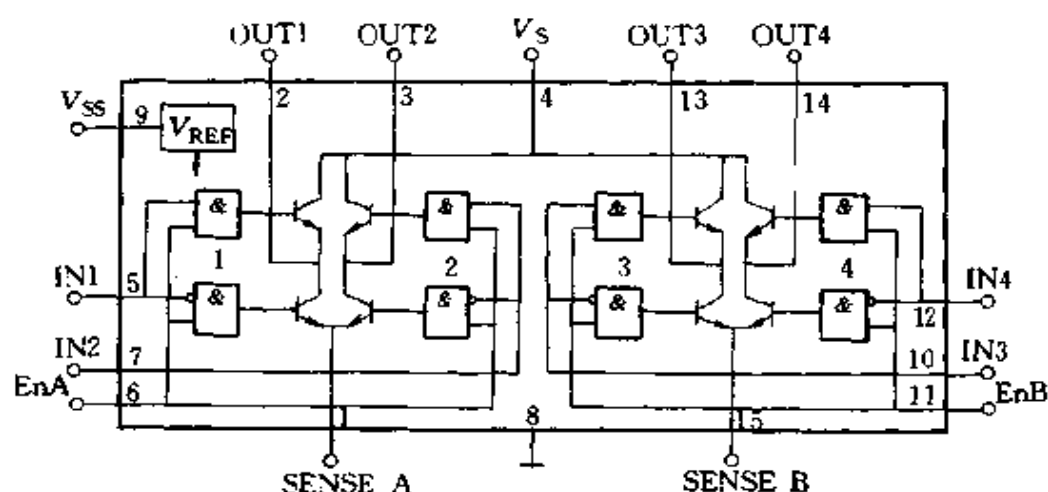


图 5-24 L298 原理框图

主要数据:

V_s (电源)	50V
V_{ss} (逻辑电源)	7V
V_i 、 V_{inh} (输入或禁止信号)	-0.3~7V
I_o (输出峰值电流)	
短时 (100 μ s)	3A
连续 (直流)	2A
断续 (80%ON, 20%OFF)	2.5A
P (总功耗)	25W

L297 可应用于打印机 (送纸滚轮定位、菊花轮定位、纸和色带送进)、打字机、绘图机、软盘驱动器、电传机、照片冲晒机、电子出纳机、望远镜、光学文字识别机、复印机等步进电动机的控制。利用一片 L298 与之组成一个完整的系统,可驱动两相步进电动机、最高电压为 46V, 每相电流达 2A。

L298 也可并联使用,输出端 OUT1 与 OUT4 并联,OUT2 和 OUT3 并联,输入端 IN1 和 IN4 并联,IN2 和 IN3 并联。用一片 L298 驱动一相绕组,为了留有一定裕量,以考虑电流分布可能不平衡,驱动电流可允许达到 3.5A。用两片 L298 与一片 L297 配合使用,可驱动更大功率的两相步进电动机。

5.8 TA7289 步进电动机微步距驱动器

由日本东芝公司生产的 TA7289 步进电动机驱动集成电路，采用 PWM 电流斩波控制，可用来控制一相绕组电流的幅值和方向。利用两片 TA7289 集成电路可用于两相混合式步进电动机的微步距驱动，应用于硬盘、打印机、传真机、复印机等设备的控制和驱动。

本集成电路采用两种封装方式：P 型是 14 脚双列直插式塑料封装；F 型是 20 脚双列扁平封装。图 5-25 表示了 TA7289P 的内部原理框图和典型应用的连接。

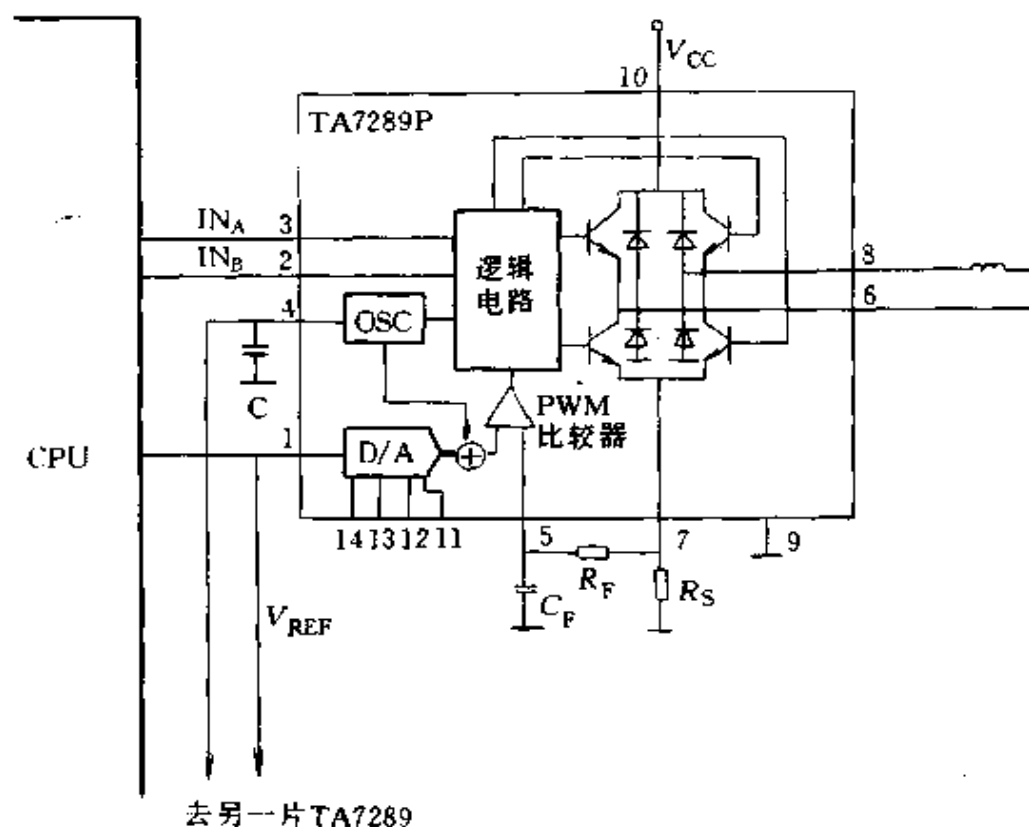


图 5-25 TA7289P 原理框图和典型应用连接

本电路最高电源电压为 30V，输出相电流峰值为 1.5A，连续电流为 0.7A。信号输入端是 TTL 电平兼容。

从原理框图可见，它内部主要组成部分是：振荡器 (OSC)、4bit 的 D/A 转换器、PWM 比较器、逻辑门电路、H 桥功率开关。

它是一个双极性驱动电路，绕组电流的大小和极性取决于从 1 脚输入的基准电压 V_{REF} 和从 11~14 脚输入的 4bit 数据。流经绕组的电流流过 7 脚外接的电流检测电阻 R_s ，产生压降经 R_F 、 C_F 低通滤波器滤去噪声后，从 5 脚输入到 PWM 比较器的反相输入端。从 D/A 转换器来的电流指令信号送入比较器的同相输入端，同时输入的还有从振荡器来的锯齿波信号。从比较器获得 PWM 信号用来调制 H 桥的输出，使绕组电流跟随电流指令的变化而变化，实现了电流的斩波控制。

利用 4bit D/A 转换能力，可将绕组电流分为 16 等份。但对两相步进电动机微步距驱动，通常采用两相电流按正弦和余弦规律变化的方案。这样，利用固定的 V_{REF} 电压，双输入 IN_A 和 IN_B 控制，可以设计出每周期 16 细分的运行方式，见表 11-10。

TA7289 在硬盘驱动器中应用则采用另一方案。将该芯片的 D/A 转换器闲置，11~14 脚均接 +5V，利用主计算机输出两相电流的并行数据，送给两个 8bit 的外接 D/A 转换器，使相电流分辨率提高到 25bit。

两片同时使用时，要把它们的 4 脚连接在一起，在一片的 4 脚上接电容器即可，使两芯片的斩波频率同步。外接电容 C (μF) 决定了振荡器的频率 f (kHz)。

$$f = \frac{1}{21.4C}$$

如图中 $C=0.037\mu F$ ，可计算得 $f=1.26kHz$ 。

5.9 IXMS 150 高性能双 PWM 步进电动机微步距控制器

美国 IXYS 公司生产的 IXMS150 是一种高性能 CMOS 单片集成电路，它有两路 PWM 输出，可用来驱动外接的两路独立的 H 桥电路，并进行精确的电流闭环控制。因此，它特别适合于两相步进电动机的微步距控制。利用其高精度电流控制，步进电动机细分控制可做到每步细分超过 250 个微步。对于常见的 200 步

/r 两相混合式步进电动机, 可实现 5000 微步/r。这样不但大大改善了步进电动机系统的运动分辨率, 而且明显减少了低速速度纹波和谐振现象。它也可以用来控制两台直流电动机, 用于机器人、打印机、绘图机、X-Y 平台等两坐标的位置伺服控制。利用 IXMS150 集成电路, 不但减少了外围元件、印制电路板面积和设计时间, 从而降低整个系统的成本, 同时也提高了系统的可靠性。

1. 特点

- 双通道同步的 PWM 输出
- 宽调制频率范围 20~400kHz
- 输入电流指令的电压范围 $\pm 2.0\text{V}$ (满刻度)
- 反馈电流信号的电压范围 $\pm 0.625\text{V}$ (满刻度)
- 两通道增益偏差 1% (可由外电路调整)
- 增益线性度 1.6%
- 用前馈补偿电动机电源的变化
- 每个 H 桥只需一个电流检测电阻
- 两级电流限制
- 有欠电压保护
- 对交流耦合基极 (栅极) 驱动的占空比限制
- 宽范围的死区时间设定
- 有负电压电源产生
- 可由单极性电源供电

2. 引脚功能说明 IXMS150 是 24 脚 DIP 封装。引脚功能说明见表 5-14。表的引脚号列中有括号的表示 B 相通道的引脚号, 相应的无括号的引脚号是 A 相通道的。

表 5-14 IXMS 150 引脚功能说明

引脚号	符 号	功 能 说 明
24	V_{DD}	正电源
1	AGND	模拟地
12	DGND	数字地
3, (22)	V_{IN}	模拟输入指令, 输入阻抗大于 20k Ω

(续)

引脚号	符 号	功 能 说 明
9, 10 (15, 16)	V_{OUT}	输出端, 经缓冲级后可驱动 MOSFET 的 H 功率桥
6 (19)	SENSE	接电流检测电阻
2, 4, 5	COMP	补偿端
(20, 21, 23)	R_o, C_o	设定振荡器频率和死区时间
14	$\overline{OUTDIS}$	可用作使能输入端: 强制为低电平时, 使 V_{OUT} 输出为低电平; 也可用作状态输出: 低电平表示有过电流或 $+V_{DD}$ 、 $-V_{BB}$ 电压不正常
11	V_{BB}	内部负偏压发生器的输出端
13	C_{PUMP}	接充电泵电容
8	BYPASS	接滤波电容
7	FFWD	前馈补偿端

3. 基本组成部分和工作原理 从图 5-26 可见, 本集成电路由五个主要部分组成:

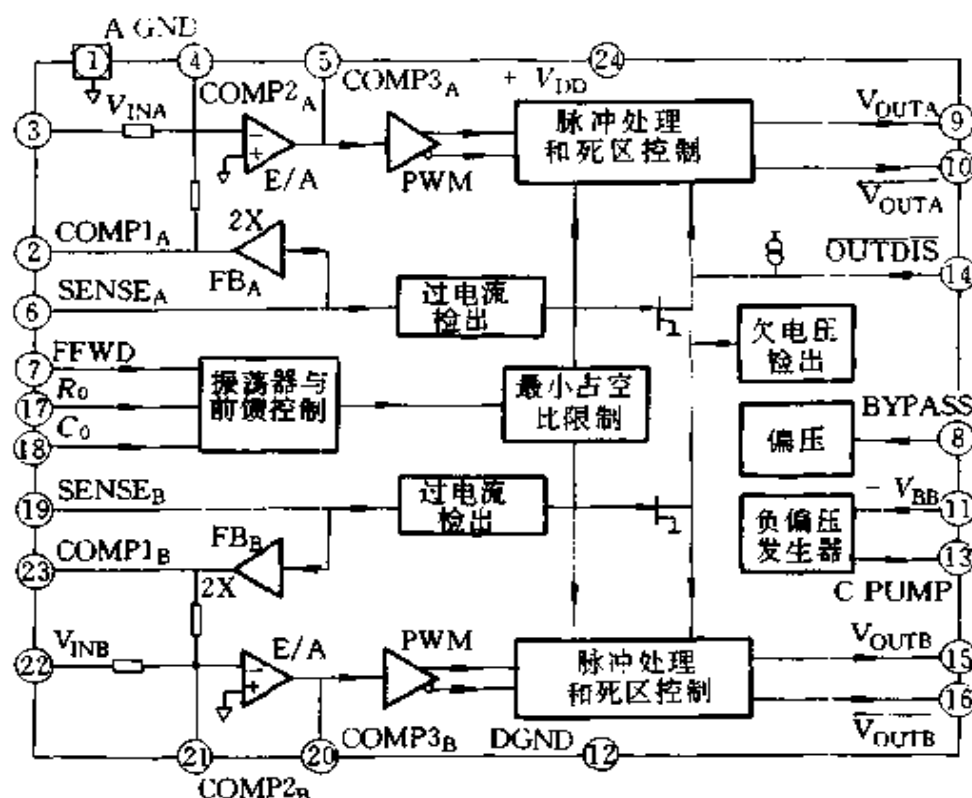


图 5-26 IXMS150 原理框图

- 振荡器和前馈补偿电路
- 控制电动机电流的模拟电路
- 对 H 桥或电动机的非正常情况保护电路
- PWM 电路
- 产生负偏压电路

现分别说明如下

(1) 振荡器：内部振荡器的振荡频率 f_0 由外接 R_0 和 C_0 整定。此两参数决定了振荡器开关频率、死区大小以及 9、10、15、16 脚输出信号的最小脉冲宽度。推荐 R_0 使用范围为 $15 \sim 100\text{k}\Omega$ ， C_0 的范围为 $100 \sim 2000\text{pF}$ 。

振荡器频率可依下式计算：

$$f_0 = \frac{1}{R_0 (C_0 + C_p)}$$

死区时间：

$$t_{DT} = R_{DT} (C_0 + C_p)$$

最小脉冲宽度：

$$t_{pw} = R_{mp} (C_0 + C_p)$$

式中 C_p ——寄生电容， $C_p \approx 38\text{pF}$ ；

R_{DT} ——内部电阻， $R_{DT} \approx 1.4\text{k}\Omega$ ；

R_{mp} ——内部电阻， $R_{mp} \approx 3.6\text{k}\Omega$ 。

(2) 前馈补偿：对于固定频率的 PWM 控制系统，其开环增益、电机电流变化速度、电流纹波都和供电电源电压成正比。由于增益随电源电压而变化，使这种系统难以设计。若考虑最坏情况设计，则限制了带宽。为此，本集成电路内采用了前馈技术进行补偿，使开环增益与 FFWD (7 脚) 电压信号成反比关系。此电压从电源电压经分压取得，从而系统的开环增益就和电源电压无关，使系

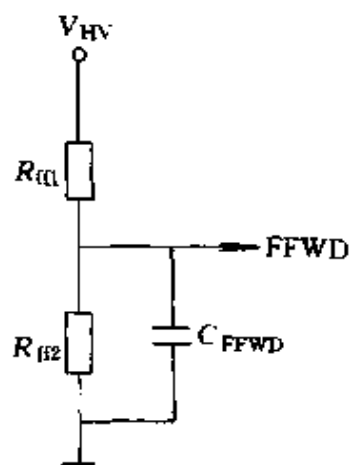


图 5-27 前馈控制的连接图

统的带宽可设计得大一些。

该集成电路中，振荡器输出的幅值和整个系统增益都被 FFWD 电压调制。此电压通常取 3.5V。引入前馈控制时，如图 5-27 所示，从电动机电源电压 V_{HV} 以电阻分压取得 FFWD 的电压 V_{FF} 。同时接滤波电容 C_{FFWD} ，滤去从 V_{HV} 来的杂波。电容量的选择是使它和 $R_{ff1} // R_{ff2}$ 决定的滤波器时间常数，能滤去主电路的开关频率噪声，但又不会改变 120Hz 的纹波。后者是指在 60Hz 电网供电时， V_{HV} 可能有的正常纹波分量。

(3) 电流控制的模拟电路：IXMS150 有两个完全相同的通道，即 A 相和 B 相通道。每个通道的模拟电路部分包括信号处理和误差放大器 (E/A)。因为从电流检测电阻来的信号总会包含功率级开关电路的瞬变成分，必须对这一信号进行处理、滤波，使系统能工作达到期望的精度。因此，IXMS150 使用了专利的模拟和数字信号处理技术，获得真正的相电流平均值。在每个 H 桥接电流采样电阻，实际电流信号和控制电流指令信号在误差放大器中比较，误差经放大和积分后送至 PWM 比较器，为 H 桥产生脉冲调宽控制信号。由 COMP1、COMP2、COMP3 外接阻容网络进行校正和补偿。

(4) 保护电路：该集成电路的保护功能包括过电流关机、最大最小占空比报警、欠电压锁定、死区时间插入以及过热、其他外电路故障控制关机。

该集成电路设有两档过电流保护。对应于允许峰值电流，在 SENSE 上的电压以 0.625V 为代表。若此处电压超过 0.9V，经 1ms 后， V_{OUT} 和 $\overline{OUTDIS}$ 将被强迫为低电平。它表示电动机电流已超过允许值 40%。如果 SENSE 上的电压增至 3.6V， V_{OUT} 马上变为低电平。此时相当于电流增大了 5 倍。对第一个限流门槛需要一定时延才动作，这是为了避免采样传感电路噪声或偶然尖峰脉冲引起的误操作。这里，门槛电压值是指电源电压为 12V 时的情况。

欠电压封锁功能是保证电源接通和关断过程系统正常工作。

避免 H 桥功率开关因控制电源不正常而引起损耗的增大。它利用一个齐纳二极管检查电源电压 V_{DD} 是否在 8V 以上, 检查负偏压 V_{BB} 是否达到要求值 (典型值应为 $-1.6V$)。否则, $\overline{OUTDIS}$ 为低电平, 表示欠电压封锁状态。直至 V_{DD} 和 V_{BB} 达到正常值才转为高电平, 表示系统进入了正常运行状态。

$\overline{OUTDIS}$ 端也可以外接诸如过热保护电路或其他外界故障信号, 当故障信号为低电平时, 系统输出关断。

(5) PWM 电路: 由振荡器信号和误差放大器输出信号控制, 在 PWM 比较器产生两个互补 PWM 信号, 然后插入了一定的死区时间, 电路中还包括了最小占空比限制电路, 这是使用交流耦合 H 桥电路所必需的, 详见应用电路说明。

(6) 电源电路: 该集成电路典型供电电压 $V_{DD}=12V$ 。内部产生一个等于 $V_{DD}/2$ 的基准电压, 接至 8 脚 (BYPASS)。常用 $0.1\mu F$ 电容连接于 8 脚和模拟地, 以减少噪声干扰。

(7) 负偏压产生电路: 在某些 H 桥电路中, 电动机电流采样电阻上的电压信号可能是双极性的, 要求 IXMS150 接收。此外, 输入指令信号的零漂也是微步距位置误差的主要原因, 故希望取输入控制指令电压是双极性的, 范围是 $\pm 2V$ 。由于上述原因, 最好本 IC 采用正负电源供电。为了节省系统成本, 使本 IC 也能在单电源下正常工作, 电路设置了一个负偏压发生器。它实际上是一个充电泵电路, 交变信号来自振荡器。由外接两个电容器和两个二极管电路产生约等于 $-V_{DD}/5$ 的负偏压。当 $V_{DD}=12V$ 时, V_{BB} 约为 $-2.4V$ 。负载能力为 3mA。当振荡器频率 $f=100kHz$ 时, 推荐电容值为

$$C_1 = 0.047\mu F$$

$$C_2 = 100\mu F$$

对于其他频率的情况, 取

$$C_2 = \frac{100kHz}{f} \times 100\mu F$$

二极管可用 1N914 或 1N4148。

4. 在步进电动机微步距控制中的应用 对于两相混合式步进电动机, 如果用两相正弦波电流代替一般使用的方波电流供给相绕组; 则有

$$i_A = I_0 \cos \theta$$

$$i_B = I_0 \sin \theta$$

各自产生的转矩为

$$T_A = K_0 i_A = K_0 I_0 \cos \theta$$

$$T_B = K_0 i_B = K_0 I_0 \sin \theta$$

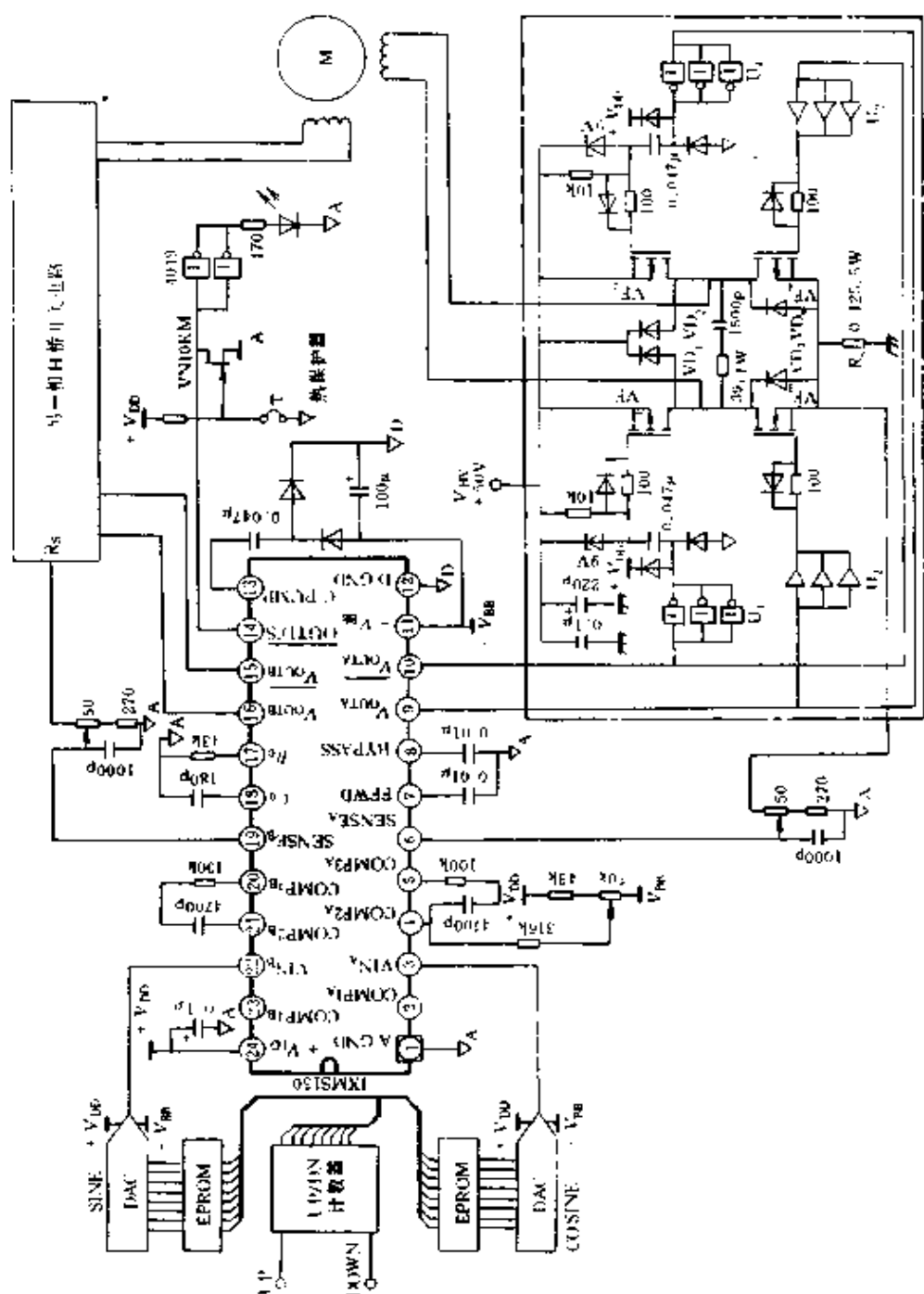
由于两相空间位置是正交的, 两转矩的合成转矩

$$T = T_A \cos \theta + T_B \sin \theta = K_0 I_0$$

上式说明, 以两相正弦波电流供电时, 理想情况下, 合成转矩与位置无关, 没有转矩波动。上述思想为步进电动机微步距控制的基本原理。问题在于如何以数字方法产生正弦电流。

IXMS150 用于微步控制, 需要由外部电路产生两相正交正弦电流指令信号 (模拟量), 从 V_{IN_A} 和 V_{IN_B} 输入。图 5-28 给出一种方案。由一个可逆计数器、两个 EPROM 和 DAC 组成参考电流波形发生电路。在 EPROM 中分别写入正弦和余弦函数表。步进指令信号正转脉冲和反转脉冲分别从 UP 和 DOWN 端输入, 送给计数器进行加减计数, 计数器输出作为地址码读 EPROM 的函数表, 再由 DAC 转换成正余弦电压信号。也可以采用其他办法, 例如由微处理器完成, 只需外接两个 DAC, 由软件产生数字正余弦函数。

在由 IXMS150 组成的两相步进电动机微步距控制系统中, 还需要外接两个 H 桥驱动电路。每个 H 桥有两个 P 沟道的 MOSFET (VF_1 和 VF_2) 和两个 N 沟道 MOSFET (VF_3 和 VF_4)。本例, VF_1 、 VF_2 采用 IRF9530, VF_3 、 VF_4 采用 IRF532。它们并联有快速二极管 VD_1 、 VD_2 (用 MUR1610CT) 和 VD_3 、 VD_4 (用 MUR410)。栅极驱动采用数字集成电路并联, 以提供较大的电流能力, U_1 用 4049B, U_2 用 4050B。其特点是利用交流电容耦合 ($0.047\mu F$), 简化了栅极驱动电平转移电路, 有较高效率, 适用于



电机电源电压 V_{HV} 从 12V 到数百伏。其缺点是，对 PWM 的占空比有限制，不能用到极限值。本电路规定了 PWM 的最小输出脉宽为 $0.5\mu s$ 。在 100kHz 时，占空比变化允许范围是 5%~95%。如果调制频率取得低一些，允许范围可以拓宽。

H 功率桥供电电压为 V_{HV} 、在 VF_1 和 VF_4 导通工作时，电机绕组上的电压 $V_m \approx V_{HV}$ ，在 VF_2 和 VF_3 导通工作时， $V_m \approx -V_{HV}$ 。在不同的 PWM 占空比 (DUTY)，电机绕组电压的平均值 V_{mav} 被控制。

$$V_{mav} = 2V_{HV} (0.5 - DUTY)$$

从而双向控制了绕组的电流。

由 6 脚和 19 脚外接 50Ω 电位器，调节两通道的增益和增益平衡。由 4 脚外接 $50k\Omega$ 电位器，调节输入级的失调电压。21 脚亦可如此设置。

每个 H 桥的电流检测电阻 R_s 依下式计算：

$$R_s = 0.625 / I_{mpk}$$

式中 I_{mpk} ——电动机绕组峰值电流。

5.10 L6217/L6217A 两相步进电动机微步距驱动器

SGS-THOMSON 公司生产的 L6217/L6217A 是适用于双极性两相步进电动机微步距驱动的单片集成电路。它以 PWM 控制相电流的幅值和方向。电流幅值指令是由输入的 6 位 (L6217) 或 7 位 (L6217A) 二进制数，经内部两个 D/A 转换得到。两个 H 桥输出接两相电动机绕组，外接两个电流检测电阻，得到相电流反馈信号。输出电流能力为 400mA，峰值电流为 500mA。电机供电电源 $\leq 18V$ 。电路采用 44 脚方型塑封，其中 18~28 脚接地，并利于散热。表 5-15 是引脚功能说明。

1. 工作原理 下面以 L6217A 为例说明。其原理框图见图 5-29。它的内部设有两个数据锁存器，只用一组数据 (D0~D6 和 PH) 输入口就可得到两相绕组电流幅值和方向信息，从而简化了

表 5-15 引脚功能说明

脚号	符号	功 能 说 明
1	$\overline{Rst}$	使 D/A 锁存复位, 输出禁止, 低电平有效
40~34	D0~D6	数据输入 (D0=LSB), 当输入数据为 00 时, 输出关断状态
44	A/ $\overline{B}$	通道 (A 或 B) 选择, 高电平选 A
33	PH	输出电流方向选择, 高电平时, 从 A1 到 A2 或 B1 到 B2
42	$\overline{Strobe}$	低电平有效, 将输入数据送入锁存器
9	MRSTD $\overline{L}$	连接电容 C, 决定电源接通时延 t_d $t_d = 0.35C \times 10^6$
8	$\overline{MRST}$	电源接通延时电路输出端, 延时期间为低电平
10	PTA	外接 RC 网络, 决定单稳时间
11	PTB	外接 RC 网络, 决定单稳时间
5	V_{REFIN}	D/A 转换器基准电压输入端
18~28	Gnd	地
2	V_{SL}	逻辑电源
32	V_{SP}	电动机电源
16, 15	OUTA1, A2	A 相 H 桥输出端
31, 30	OUTB1, B2	B 相 H 桥输出端
43, 41	CS0, $\overline{CS1}$	片选输入端
17, 29	R_{SA}, R_{SB}	外接电流检测电阻
13, 12	V_{SA}, V_{SB}	电流检测信号输入端
3, 4	TESTA, B	D/A 转换器输出的检测点
6	V_{REFOUT}	内基准电压 2.5V 输出
7	V_{TH}	复位阈值电压
14	DIGF	外施电压控制对比较器的锁定时间, 使用时可空脚

与主微型计算机的接口, 可直接与系统数据总线连接。分别用两个 7 位的 D/A 转换器将锁存数据转换成模拟量的指令电流, D/A 输出整定时间小于 $2\mu s$ 。在比较器中, 指令电流与反馈电流进行比较。利用单稳电路实现 PWM 电流闭环斩波调节。由 PTA、PTB

外接 RC 网络决定单稳关断 (OFF) 时间 t_{OFF} 。

$$t_{OFF} = 0.69RC$$

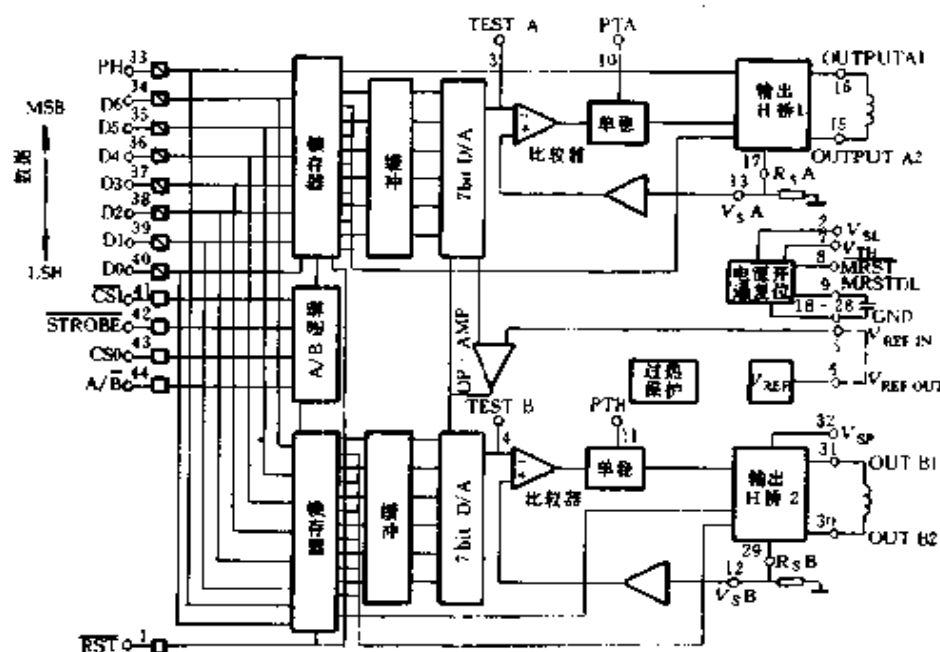


图 5-29 L6217A 原理框图

本电路电流由下式来设置：

$$I = \frac{V_{REF}}{4.69R_s} \cdot \frac{D}{128}$$

式中 $D=0 \sim 127$ 。

在一个脉冲周期内，当 H 桥导通，电动机绕组电流由时间常数 L/R 决定并开始上升，到达预定电流 I 值时，比较器翻转，触发单稳触发器，开始单稳延时所决定的关断时间。在此时间，H 桥上侧开关关断，而下侧开关仍然导通，绕组电流通过检测电阻及续流二极管续流，绕组电流下降，直至下一个 PWM 脉冲到来。利用斩波控制使绕组电流维持在预定值上。

末级 H 桥使用 NPN 达林顿晶体管，并含续流二极管。由驱动电路设计保证上下桥臂在换相期间不会发生同时导通。总输出饱和电压为 2.7V。结温检测电路保护芯片，当温度超过设定值时，自动关断输出级。

2. 更大输出功率的应用 利用单片 L6217A 可实现 26V0.4A 两相步进电动机双极性电流斩波控制, 包括整步、半步和微步距控制, 它的应用接线见图 5-30。需要驱动更大功率步进电动机时, 可外接大功率 H 桥电路。例如, 使用 L6202, 可提供每相 1.5A 电流, 而用 L6203, 则每相电流可达 3A。如果用两片 L6203 输出并联使用, 供给每相绕组电源可达 6A, 供电电源电压可达 48V。如果需要更高电压、大电流驱动能力, 则可外接分立功率器件来实现。

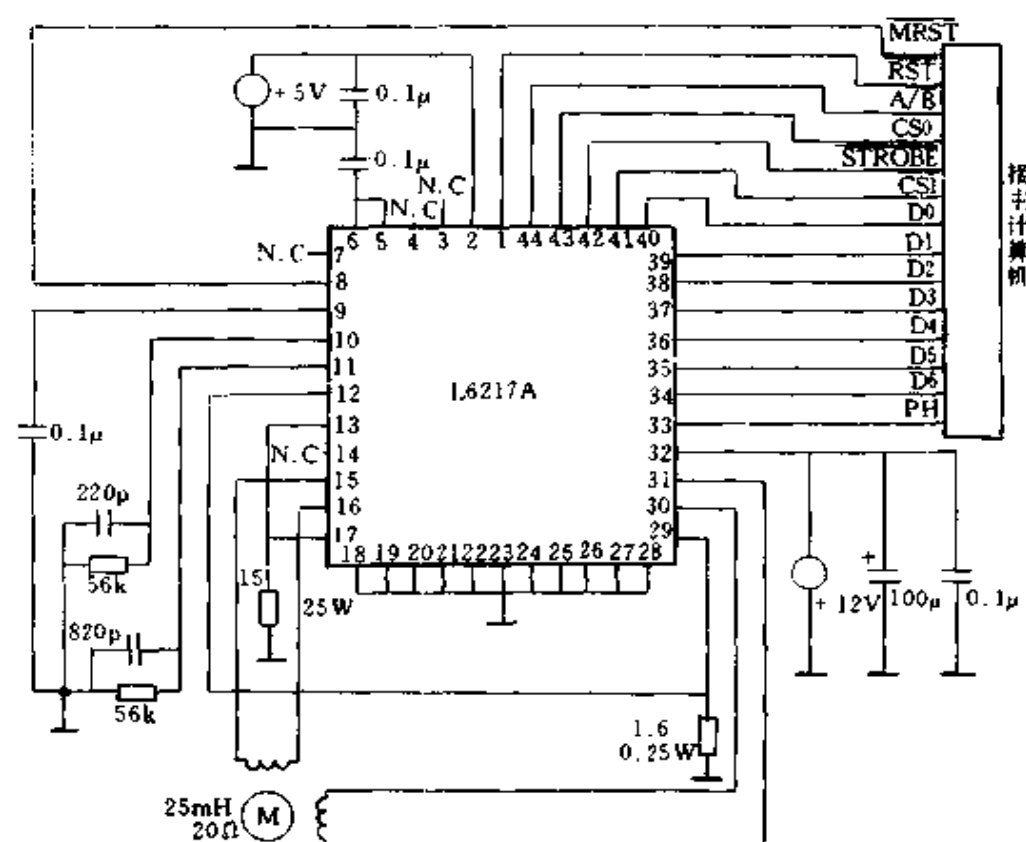


图 5-30 典型应用接线

5.11 UC3637 在步进电动机微步距控制中的应用

第 2 章中介绍过的 UC3637 双 PWM 控制器也可以用于步进电动机微步距控制。这里介绍 UC3637 用于两相混合式步进电动机正余弦细分微步距控制的例子, 其相电流为 $\pm 6A$, 电路图见图

5-31。

1. 环路分析 两相混合式步进电动机细分微步距控制, 要求两相电流呈正弦和余弦变化。对任一相电路, 其主要问题是实现电流的闭环控制。如图 5-31 所示, 输入电流指令 V_{IN} 是正弦电压信号, 例如其峰值为 $\pm 6V$ 代表绕组电流峰值为 $\pm 6A$ 。UC3637 在此环路中起高增益放大器和 PWM 放大器的作用。其输出送 H 桥功率电路。电机绕组电流 I_M 经低阻值电阻 R_s 检测, 放大后, 以 V_C 电压表示电流的大小。由于电动机反电动势对电流闭环控制影响较小, 予以忽略。

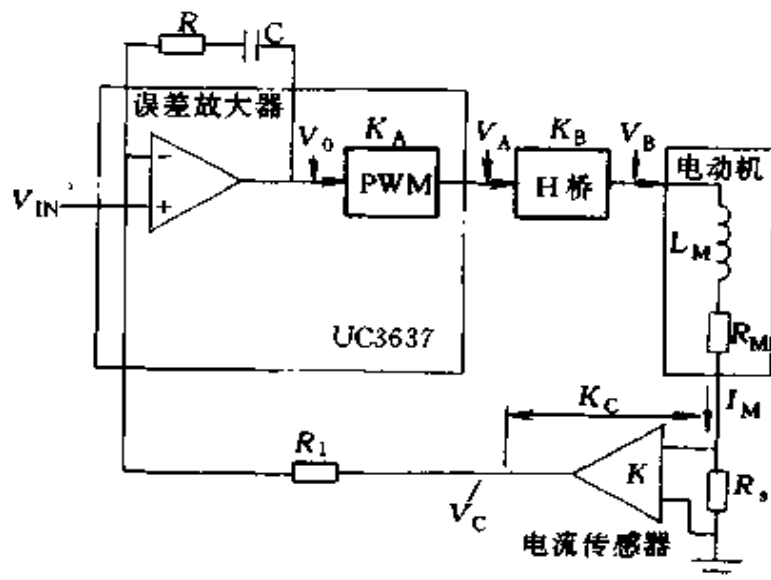


图 5-31 一相绕组的电流控制环

图中, 误差放大器的传递函数:

$$\frac{V_0}{V_C} = -\frac{1+sRC}{sR_1C}$$

电动机传递函数:

$$\frac{I_M}{V_B} = \frac{1}{R_M (1+sT_M)}$$

式中 T_M ——电动机的电时间常数, $T_M = L_M/R_M$

这里设 $R_s \ll R_M$ 。前通通道传递函数是

$$G(s) = \frac{-K_A K_B (1+sRC)}{sR_1 R_M C (1+sT_M)}$$

反馈通道传递函数:

$$H(s) = \frac{V_c}{I_M} = K_c$$

则, 闭环传递函数是

$$\frac{I_M}{V_{IN}} = \frac{K_A K_B (1+sRC)}{K_A K_B K_C (1+sRC) + sR_I R_M C (1+sT_M)}$$

如果我们令 $RC=T_M$, 得

$$\begin{aligned} \frac{I_M}{V_{IN}} &= \frac{K_A K_B}{K_A K_B K_C + sR_I R_M C} \\ &= \frac{1}{K_c (1+sT_1)} \end{aligned}$$

式中 $T_1 = \frac{R_I R_M C}{K_A K_B K_C} = \frac{R_I L_M}{K_A K_B K_C R}$

由于我们令 $RC=T_M$, 使传递函数减少了一个极点。

2. 电路设计 首先考虑末级 H 桥电路, 在半桥电路 (见图 5-32) 中, 表示了这里采用 P 沟道和 N 沟道功率 MOSFET。其特点是上管的栅极驱动通过电容 C_1 实现。这是由于步进电动机驱动信号总是交变的。在堵转或低速时, 它是斩波信号, 在高速时, 则是有步进脉冲信号或加上斩波信号经电容传输给栅极, 不会出现连续直流信号的情况。为了维持栅极驱动, 时间常数 $C_1 R_B$ 要取得是够大。二极管 CR_A 和 CR_B 是使功率管能快速截止。齐纳二极管 CR_1 供 VFP 管栅极电压钳位用。禁止线 $\overline{INH}$ 是为防止在电机电源 V_M 上升过程中, 由于 C_1 必须充电而引起 VFP 和 VFM 同时导通而设置的。在 V_M 建立过程中, $\overline{INH}$ 为低电平, 维持 VFM 截止。

从 H 桥示意电路 (见图 5-33) 输入信号 V'_{IN} 为低电平时, 开关 S_1 和 S_4 导通, 绕组电流 I_M 为正向, 流过电流检测电阻 R_{S4} ; 当 V'_{IN} 为高电平时, S_2 和 S_3 导通, I_M 为反向而流过 R_{S3} 。电流反馈信号由运算放大器 A_1 产生。取 $R_S = R_{S3} = R_{S4}$, 放大器 A_1 输出电压

$$V_c = V_{OS} + n I_M R_S$$

V_{OS} 是 $I_M=0$ 时的输出, 在 A_1 电源 $V_{CC}=15V$ 时, 取 $V_{OS} = V_{CC}/2 = 7.5V$, $n=5$, $R_S=0.1\Omega$, 得

$$V_c = 7.5 + 0.5I_M$$

参见图 5-34，利用 UC3637 产生 H 桥驱动信号 V'_{IN} 和 $\overline{V'_{IN}}$ (7 脚和 4 脚)。它采用单电源 $V_{CC}=+15V$ 。用三个 $20k\Omega$ 电阻分压，使 $V_1=10V$ (1 脚)， $V_3=5V$ (3 脚)，三角波在 $5\sim 10V$ 内变化 (2 脚输出)。内部比较器 A 的反相输入端为 10 脚、比较器 B 的同相输入端 8 脚与 2 脚连接。比较器 A 和 B 的另一个输入端 (11 脚和 9 脚) 接 17 脚 (误差放大器输出)。当此点施加电压在 $+5\sim 10V$ 内变化时，4 脚和 7 脚输出 PWM 的占空比被控制。但内部误差放大器输出 (17 脚) 有可能超过这个电压范围，会使 PWM 占空比达到 0% 或 100%。如前面指出，这是以电容耦合作 P 沟道 MOSFET 栅极驱动必须避免的。因此 9、11 脚的输出用三个 $20k\Omega$ 电阻分别连接至地、 $+15V$ 和 17 脚，使 17 脚输出信号衰减。

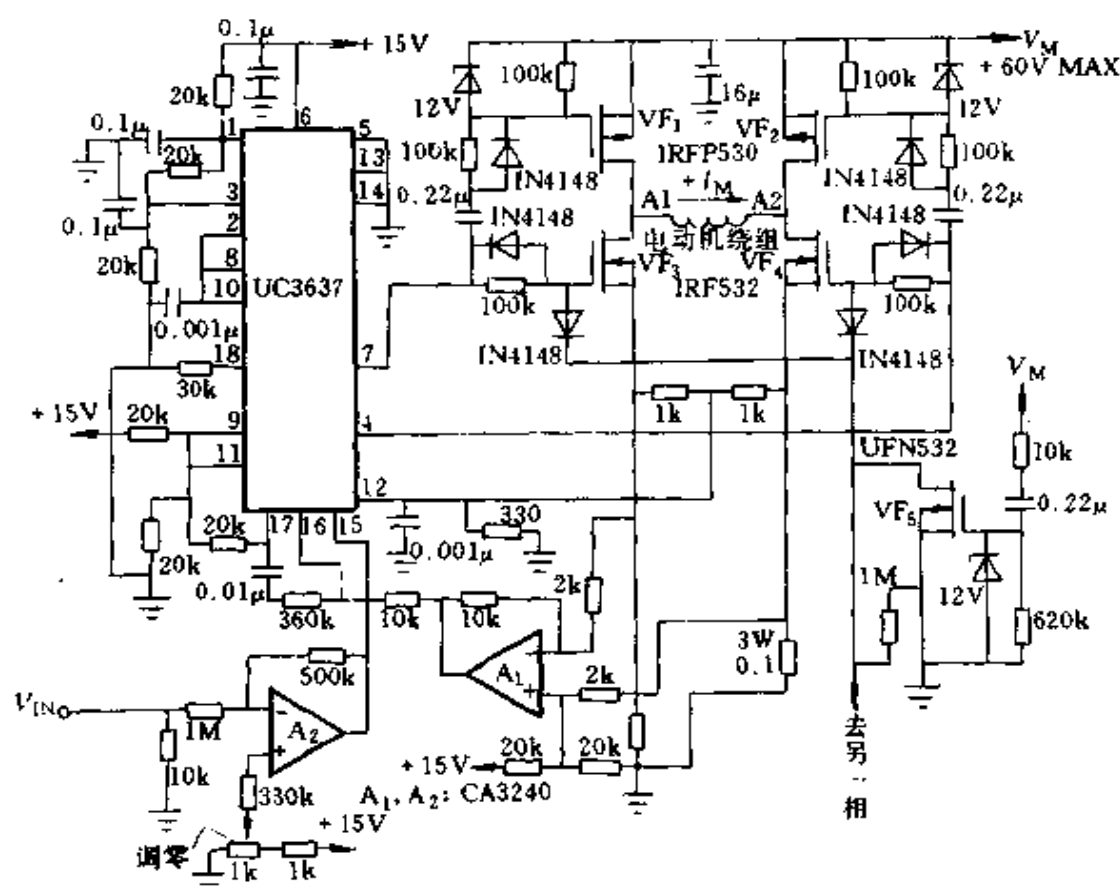


图 5-34 步进电动机电流 PWM 控制电路

利用 UC3637 内部限流比较器 (12 和 13 脚输入)，对绕组及

功率管作限流保护。此比较器偏置门限电压为 200mV 。电路按最高电流 10A 设计, H 桥电流检测电阻上的电压, 此时将是 1V , 经两个 $1\text{k}\Omega$ 和 330Ω 分压后得到接近于 200mV 的过电流信号, 从 12 脚输入, 实现了限流保护。

UC3637 内部误差放大器输入端 16 脚接电流反馈信号, 时间常数 $RC=3.6\text{ms}$, 和被控电动机绕组时间常数一样。放大器 A2 组成电平移动电路, 允许输入控制电压 V_{IN} 在 $\pm 6\text{V}$ 范围内变化, 而所有运算放大器只需单电源供电。

图中右下角 VF₅ 组成的电路是电动机电源 V_{M} 建立过程中产生 $\overline{\text{INH}}$ 信号的保护电路。

该电路利用两片 UC3637 对两相步进电动机绕组电流闭环 PWM 控制, 如图所示 V_{M} 电压为 $20\sim 60\text{V}$ 。另外, 增加正余弦信号发生电路可组成一个简单、低成本的微步距控制电路。该电路输出电流与输入电压的跨导有优于 1% 的精度。改变电容 C_{T} 值, 该电路工作频率可达 100kHz 。

第6章 异步电动机控制专用集成电路

6.1 概述

异步电动机变频调速技术的优越性已为人们所认识，并且为广大用户所接受，已经在很多领域和部门取代和正在取代直流电动机调速，迅速扩展其应用范围。

早期的变频调速采用晶闸管作主开关器件，用矩形波模拟正弦波，其功能指标不高；幅度和频率分开调节，装置笨重庞大，妨碍了它的推广应用。

1964年，原联邦德国学者率先提出正弦脉冲调宽（SPWM）技术，用于交流电动机变频调速，大大提高了性能指标，使谐波含量大为减少，效率提高，运转平稳，噪声降低，受到广泛重视。

SPWM的基本思想是：保持输出脉冲电压幅度不变，用调节脉冲的宽度和间隔实现其平均值接近正弦。将此脉冲电压加到电机上，所得到的电流波形相当接近于正弦波。SPWM技术在70年代和80年代获得了迅速发展，很多人为此付出了不少的心血，提出了各种各样的实现模式，至今仍方兴未艾。

最新的异步电动机变频调速装置几乎都采用了SPWM技术；与之配合，逆变桥采用了全控型的高速开关器件，如GTR、功率MOSFET、GTO晶闸管和IGBT，调频与调压均在逆变桥完成，大大简化了主电路。

就硬件方面讲，产生SPWM控制信号的方法主要有三种：

- 采用微处理机
- 采用专用大规模集成电路
- 采用微处理机和专用大规模集成电路相结合

采用微处理机的好处是灵活，功能强，易于保密；不足之处

是开发周期长，通用性差。采用专用大规模集成电路的好处是使用简单，省去了编写软件的麻烦，开发周期短；不足之处是“死板”，难以完成更多的功能。

下面介绍四种用于产生 SPWM 信号的专用大规模集成电路。

6.2 HEF4752 专用大规模集成电路

HEF4752 是 1980 年 Mullard 公司推出的专门产生三相 SPWM 信号的大规模集成电路。无须微机配合，属纯硬件实现，利用 COCMOS 技术制造。它的驱动输出经隔离放大后，既可驱动晶闸管逆变器，也可驱动晶体管逆变器，在交流电机变频调速和不间断电源中用作中心控制器件。输出频率在 1Hz 到上百赫兹之间连续可调。目前，在国内市场上可以容易地买到国产的或者是进口的该类器件。

1. 主要引脚介绍 它的引脚见图 6-1，用标准的双列直插 28 脚封装。它有 7 个控制输入、4 个时钟输入、12 个逆变器驱动输出和 3 个控制输出。

引脚功能说明如下。

(1) 逆变器驱动输出信号 (O 表示输出；R、Y、B 表示红、黄、蓝相；M 表示主开关器件；C 表示换相开关器件；1 表示上侧开关器件；2 表示下侧开关器件)。

- 引脚 8 (ORM1) : 驱动 R 相上侧主开关器件
- 引脚 10 (ORC1) : 驱动 R 相上侧换相开关器件
- 引脚 22 (OYM1) : 驱动 Y 相上侧主开关器件
- 引脚 20 (OYC1) : 驱动 Y 相上侧换相开关器件
- 引脚 3 (OBM1) : 驱动 B 相上侧主开关器件

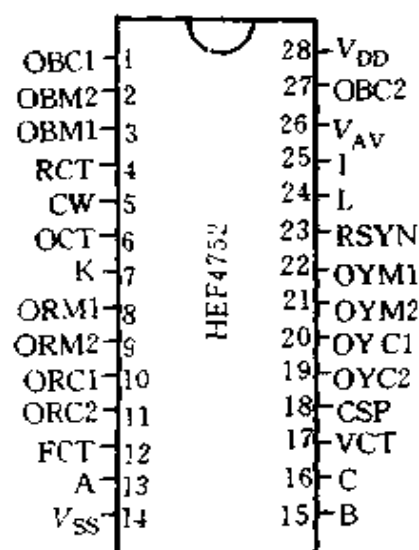


图 6-1 HEF4752 引脚图

- 引脚 1 (OBC1) : 驱动 B 相上侧换相开关器件
 引脚 9 (ORM2) : 驱动 R 相下侧主开关器件
 引脚 11 (ORC2) : 驱动 R 相下侧换相开关器件
 引脚 21 (OYM2) : 驱动 Y 相下侧主开关器件
 引脚 19 (OYC2) : 驱动 Y 相下侧换相开关器件
 引脚 2 (OBM2) : 驱动 B 相下侧主开关器件
 引脚 27 (OBC2) : 驱动 B 相下侧换相开关器件

(2) 控制输入

- 引脚 24 (L) : 封锁输出
 引脚 25 (I) : 选择晶闸管或晶体管模式
 引脚 7 (K) : 选择互锁推迟间隔
 引脚 5 (CW) : 相序控制
 引脚 13 (A) : 复位控制
 引脚 15 (B) : 测试用
 引脚 16 (C) : 测试用

(3) 控制输出

- 引脚 23 (RSYN) : R 相同步信号
 引脚 26 (V_{Av}) : 平均电压
 引脚 18 (CSP) : 电流采样脉冲

(4) 时钟输入

- 引脚 2 (FCT) : 频率时钟
 引脚 17 (VCT) : 电压时钟
 引脚 4 (RCT) : 最高开关频率基准时钟
 引脚 6 (OCT) : 互锁推迟时钟

2. 主要引脚的使用说明 HEF4752 既可驱动晶闸管逆变器, 也可驱动晶体管逆变器, 由输入控制信号 I 的电平加以控制, 见表 6-1。

表 6-1 I 的操作

I	0	1
模式	晶体管	晶闸管

用于晶闸管逆变器时输出 12 个驱动信号, 其中 6 个驱动主晶

闸管, 6 个驱动换相辅助晶闸管。晶闸管模式 F , 输出的是经过高频调制的脉冲列。

输入控制信号 K 和时钟输入 OCT 的频率共同决定互锁推迟间隔的长短和晶闸管模式下触发脉冲串的频率和宽度, 见表 6-2。

表 6-3 示出了 CW 的操作, 它的电平决定三相输出的相序。

表 6-2 K 和 OCT 的操作

K	互锁推迟间隔 (ms)	触发脉冲频率 (kHz)	触发脉冲宽度 (ms)
0	$8/f_{OCT}$	$f_{OCT}/8$	$2/f_{OCT}$
1	$16/f_{OCT}$	$f_{OCT}/16$	$4/f_{OCT}$

表 6-3 CW 的操作

CW	0	1
相序	R、B、Y	R、Y、B

输入控制信号 L 用来控制起动/停止。 L 为低电平时, 在晶体管模式下封锁所有脉宽调制驱动输出, 但产生输出信号的内部电路仍在“运行”; 在晶闸管模式下仅封锁 $M1$ 的输出不封锁 $M2$ 的输出。 L 置高电平, 解除封锁。其功能除起/停电路外, 还可方便地用于过电流保护等。

控制输入 A 、 B 、 C 供制造过程中试验用、通常不用, 但必须接到 V_{SS} (低电平)。 A 还有另外一个用处, 刚通电时, A 置高电平初始化整个 IC 片, 被用作复位信号。

表 6-4 总结了 HEF4752 控制输入与其工作情况的关系。

表 6-4 控制输入与工作情况的关系

控 制 输 入							工作情况
L	K	I	CW	A	B	C	
×	×	×	×	1	0	0	初始化 IC (复位)
1	1	0	0	0	0	0	晶体管方式 相序 R、B、Y
1	1	0	1	0	0	0	晶体管方式 相序 R、Y、B
1	1	1	0	0	0	0	晶闸管方式 相序 R、B、Y
1	1	1	1	0	0	0	晶闸管方式 相序 R、Y、B

三相 PWM 输出的频率 f_{out} 由时钟输入 FCT 的频率 f_{FCT} 决定，它们之间的关系如下：

$$f_{\text{FCT}} = 3360 f_{\text{out}}$$

HEF4752 自动地使输出电压与输出频率成线性关系，直到 100% 调制发生，也就是邻近的脉冲开始合并。100% 调制发生时，输出电压的基波有效值等于 $0.624V_d$ ，与直流中间部分的电压 V_d 有关。100% 调制时的输出频率 $f_{\text{out(M)}}$ 可由下式算出：

$$f_{\text{out(M)}} = f_{\text{le}} \frac{0.624V_d}{V_{\text{le}}}$$

式中 f_{le} ——电动机的额定频率；

U_{le} ——电动机的额定电压有效值。

有了 $f_{\text{out(M)}}$ ，时钟输入 VCT 的频率 f_{VCT} 由下式确定：

$$f_{\text{VCT(NOM)}} = 6720 f_{\text{out(M)}}$$

比值 $f_{\text{FCT}}/f_{\text{VCT(NOM)}}$ 很重要，低于 0.5 时调制是正弦的；高于 0.5 时波形逐渐向矩形波转变（由于脉冲合并的结果）；在 2.5 左右达到全矩形波输出；高于 3 时，由于内部同步电路失去作用，波形变得很不稳定，可见 3 为频率比的上限。

f_{VCT} 控制调制深度，减小 f_{VCT} 导致输出电压增加，实际上是比值 V/f 增加。为了低速时的 IR 补偿， f_{VCT} 的值需要在低频时减小，而不是在整个调频范围内保持恒定。例如，取 $f_{\text{VCT}} = 0.5 f_{\text{VCT(NOM)}}$ ，就可以提高低速时的电压，改善低速时的带负载能力。

输入时钟 RCT 是固定时钟，用来设定最大逆变器开关频率 $f_{\text{S(MAX)}}$ ，它们之间的关系由下式确定：

$$f_{\text{RCT}} = 280 f_{\text{S(MAX)}}$$

逆变器开关频率的最小值由 HEF4752 内置为 $0.6 f_{\text{S(MAX)}}$ 。这个开关频率范围的适用条件是 f_{FCT} 保持在 $0.043 f_{\text{RCT}}$ 到 $0.8 f_{\text{RCT}}$ 的范围内和 $f_{\text{FCT}}/f_{\text{VCT}}$ 小于 0.5。

HEF4752 使用双沿调制，载波比在 8 个值（15、21、30、42、60、84、120 和 168）中选取。每个周期 15 个载波脉冲适用于较高的输出频率范围，其波形见图 6-2。当输出频率降低时，每个周

期的脉冲数有级增加，当输出频率降至最低范围时，载波比等于168。当运行于载波比变化点附近时，为了避免不稳定，设置有载波比重叠区。

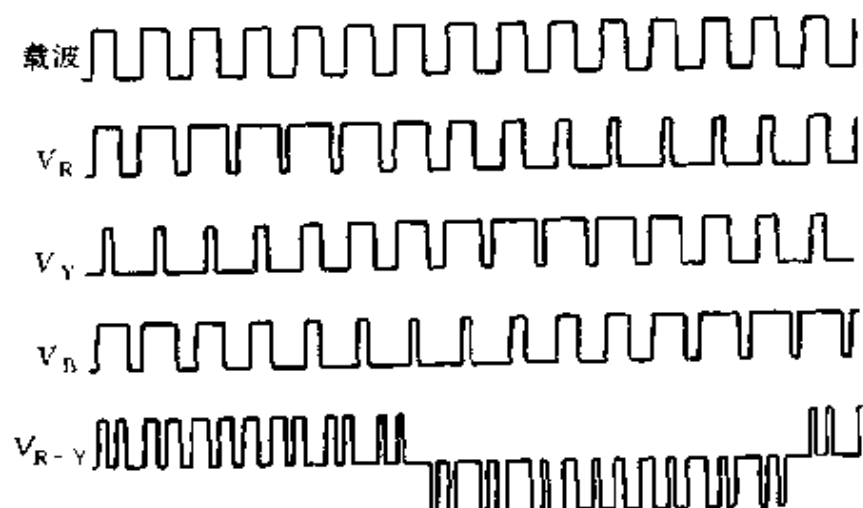


图 6-2 15 脉冲 SPWM 波形

为了安全工作，通电时 HEF4752 需要一个初始化过程。在此过程中，HEF4752 的 PWM 输出被封锁，正确的时钟和输入条件建立起来。在初始化的前半段，内部清零。有两个办法可以实现这一点：

- (1) 加高电平到输入 A；
- (2) 至少送 3360 个脉冲到 FCT。

关于 HEF4752 的更详细的情况，可参考文献 [31]。

3. HEF4752 在交流电机变频调速中的应用 图 6-3 所示为异步电动机交-直-交变频调速系统框图，其中使用了 HEF4752 产生三相 PWM 驱动信号。三相 380V 交流电经二极管桥式整流和电容器滤波后（电压型），得到的直流电压 V_d 约为 530V，经霍尔电流传感器送到晶体管逆变器，逆变器输出接 3 相异步电动机。该电动机在 50Hz 时的线电压为 380V。HEF4752 的驱动输出信号经隔离，放大后送至相应的晶体管的基极。HEF4752 的控制输入 A、B、C、K 和 1 接 V_{ss} （低电平）；CW 根据对相序的要求，或者接

高电平或者接低电平,可转换;L 通过控制和时序电路完成初始化和故障封锁功能。

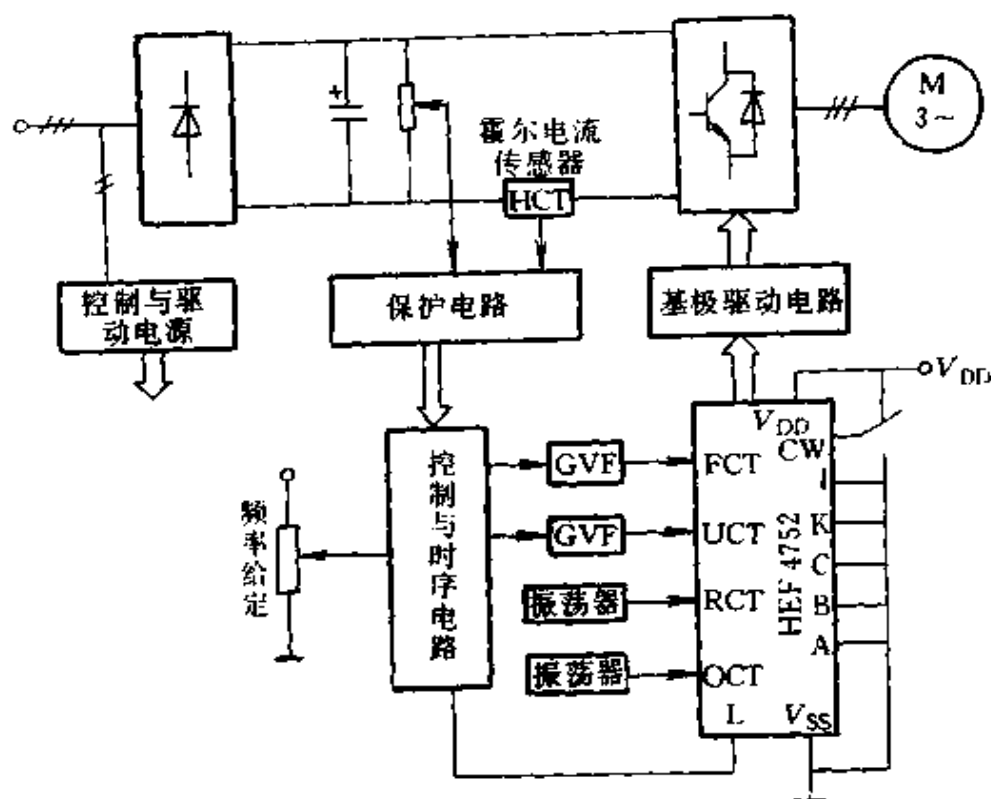


图 6-3 使用 HEF4752 的变频调速系统框图

根据上述的计算式,可得

$$f_{out(M)} = f_{le} \frac{0.624V_d}{V_{le}} = 50 \times \frac{0.624 \times 530}{380} \text{Hz} = 43.5 \text{Hz}$$

$$f_{VCT(NOM)} = 6720 f_{out(M)} = 292 \text{kHz}$$

若将 f_{VCT} 固定在 292kHz 不变,则 f_{out} 在 43.5Hz 以下,调制是正弦的,逆变器输出电压和频率保持线性关系;高于 43.5Hz,调制脉冲开始合并,输出电压波形逐渐向矩形波转变,在 $43.5 \times 2 \times 2.5 \text{Hz} = 218 \text{Hz}$ 时达到全矩形波输出;推荐的最高输出频率为 $43.5 \times 2 \times 3 \text{Hz} = 261 \text{Hz}$,超出此限,频率将变得不稳定。

为了改善低速时的带负载能力,引入了低速 IR 补偿。当输出频率高于某一设定值时,比如 20Hz 时,使 $f_{VCT} = 292 \text{kHz}$ 恒定不变;低于该设定值时,使 f_{VCT} 逐级减小,补偿程度逐级增加,在

5Hz 时减为 $f_{VCT}=146\text{kHz}$,
见图 6-4。

f_{RCT} 由压控振荡器 (GVF) 产生, 它的频率上限为 $3360 \times 261\text{Hz} = 880\text{kHz}$, 对应着 $f_{OUT} = 261\text{Hz}$ 。 f_{RCT} 的上限也可以由其他因素限定为小于 880kHz 的某一个值。

选取逆变器开关频率的最大值为 1kHz , 则时钟输入 RCT 的频率为

$$f_{RCT} = 280 \times 1\text{kHz} = 280\text{kHz}$$

当输出频率变化时, HEF4752 将利用逐级改变载波比的办法自动地使开关频率限制在 $600 \sim 1000\text{Hz}$ 之间变化, 条件是 f_{out} 在 $3.58 \sim 66.67\text{Hz}$ 之间变化。超过 66.67Hz , 将维持最小载波比不变, 因此开关频率将超过 1kHz 。但是, 由于相邻脉冲的合并, 实际的开关频率要小于计算值; 低于 3.58Hz , 载波比将维持在 168 不变, 因此开关频率将低于 600Hz 。

根据主电路的要求, 选取互锁推迟间隔为 $24\mu\text{s}$, 考虑到表 6-2 中 $K=0$, 从而

$$0.024 = 8/f_{OCT}$$

得到

$$f_{OCT} = 333\text{kHz}$$

f_{RCT} 和 f_{OCT} 可由自激多谐振荡器产生。为了简化线路, 可以使 $f_{OCT} = f_{RCT} = 300\text{kHz}$, 从而省掉了一个多谐振荡器。

当发生过电流、过载、过电压、欠电压等故障时, 控制电路通过置 L 为低电平, 封锁 HEF4752 的输出, 使逆变器停止工作。

初始通电时, 控制与时序电路提供一个初始化过程。这里是用 12kHz ($0.04f_{RCT}$) 的频率送 3360 个以上的脉冲到 FCT 时钟输入端实现的。

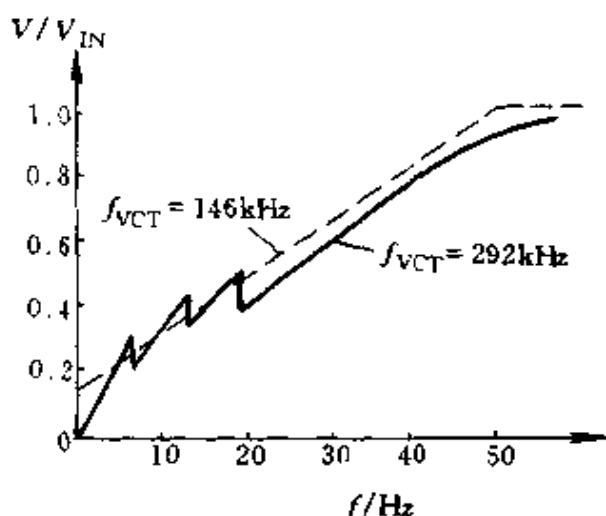


图 6-4 降低 f_{VCT} 实现低速 IR 补偿

6.3 SLE4520 三相可编程脉宽调制器

该芯片于 1986 年由德国西门子公司推出，专门用于三相 VVVF 电源的控制。使用的是 ACMOS 技术，采用了标准的 28 脚双列直插封装。该芯片必须和 8 位微处理机配合使用才能产生三相 SPWM 驱动信号，SLE4520 能将微处理机送来的一个 8 位数字变成相应宽度的脉冲。

如图 6-5 所示，SLE4520 具有 3 个独立的通道，每个通道有一个 8 位锁存器、一个可预置数的减 1 计数器和一个零检测器。和一个微处理机（比如 8051）相配合，在适当的软件控制下，这 3 个通道就能产生驱动三相逆变器的 SPWM 三相六路信号，波形不局限于正弦调制。由微处理机中的定时器决定逆变器的开关频率，具有内部封锁能力和可编程推迟时间的能力，这些特点使它特别适合于交流电机的变频调速。

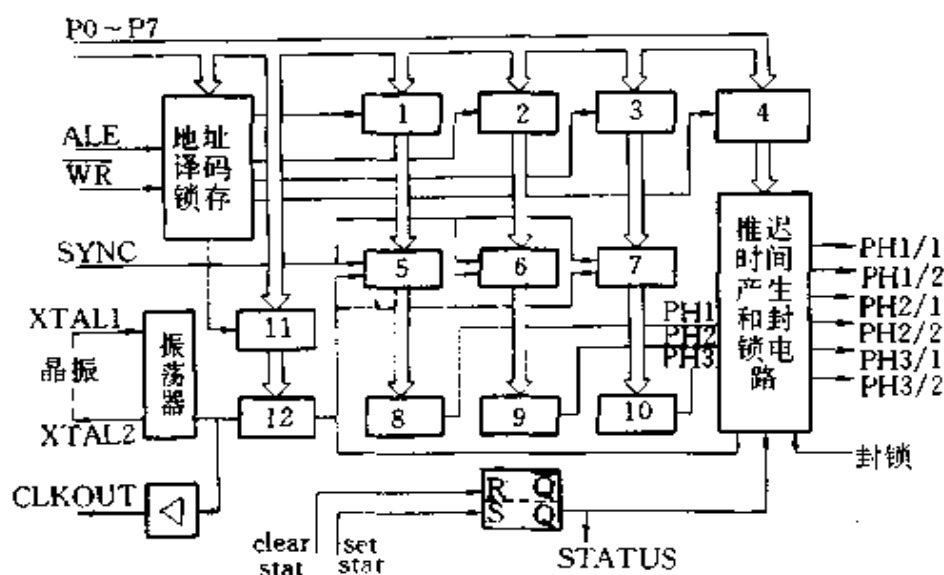


图 6-5 SLE4520 内部结构框图

- 1—A 相 8 位锁存器 2—B 相 8 位锁存器 3—C 相 8 位锁存器
4—延迟时间锁存器 5~7 可预置数减 1 计数器 8~10 零检测器
11—分频倍数锁存器（4 位） 12—可编程分频器

图 6-6 示出了 SLE4520 和 SAB8051 微处理机的一种连接，

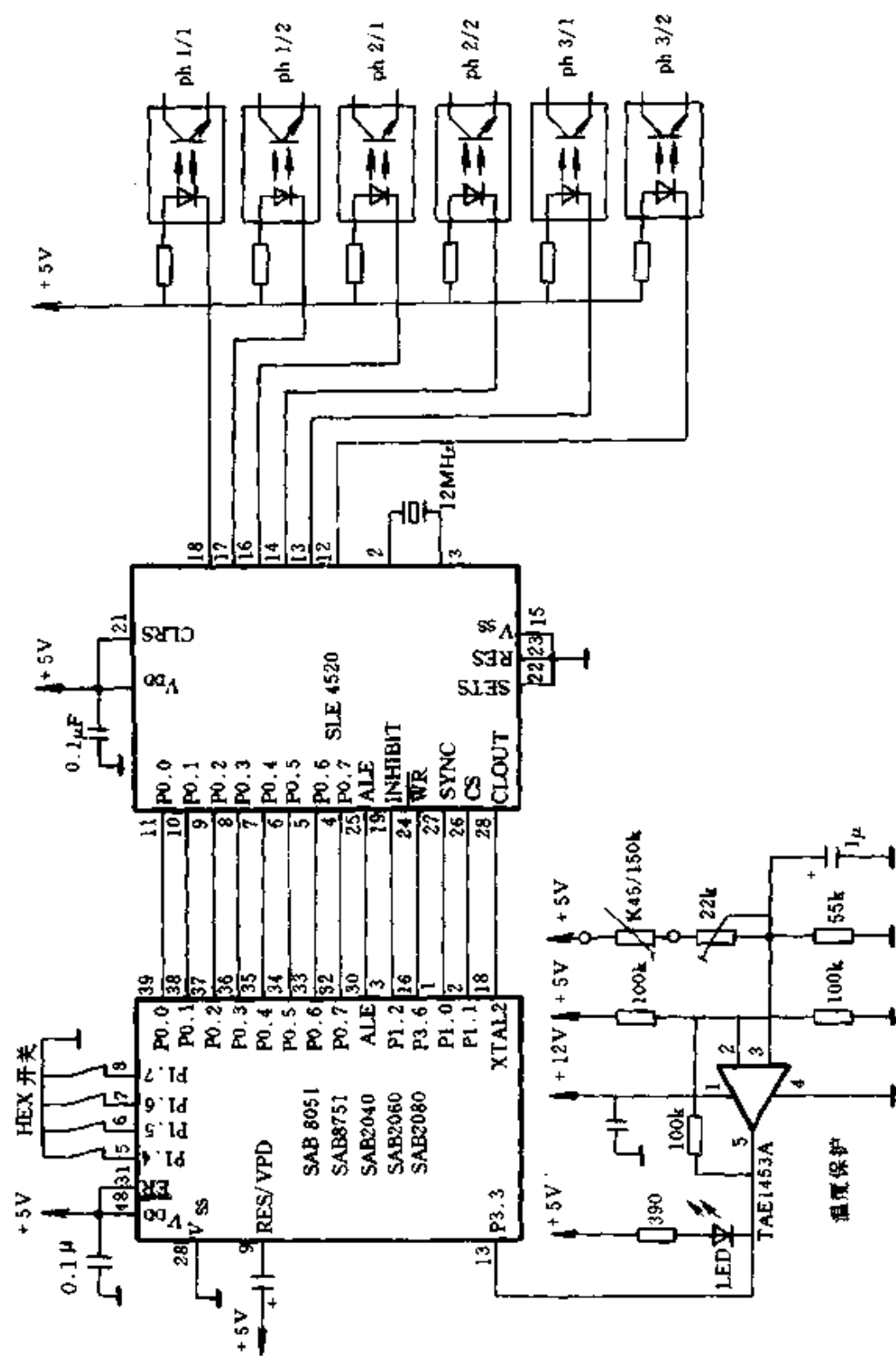


图 6-6 SLE4520 与 SAB8051 的连接

西门子公司为此开发出了相应的软件。当然，与其他的硬件和软件的结合也是可以的。

1. SLE4520 的内部单元 SLE4520 片内集成有晶体振荡器，作为可编程分频器的振荡源，也通过缓冲器输出到片外，晶体振荡器端部无需接电容器。

来自 SAB8051 微处理机的数据通过 ALE 和 $\overline{WR}$ 的控制从 P0 口传输到 SLE4520，分别锁存在三个（相）8 位锁存器、两个 4 位锁存器、一个 3 位地址锁存译码器中。SAB8051 微处理机借助指令 MOVX @R0, A 传输数据，其中外部地址已存入寄存器 R0 中，要传输的数据在累加器 A 中。各锁存器的地址分配如下：

地址	锁存器
00H	A 相 8 位锁存器
01H	B 相 8 位锁存器
02H	C 相 8 位锁存器
03H	推迟时间控制锁存器
04H	分频器控制锁存器

上述 5 个锁存器中的后两个只能在初始化时写入。微处理机输出时，3 位地址在 ALE 信号的下降沿被锁存和译码；而在 $\overline{WR}$ 信号的上升沿通过总线将数据装入锁存器中。

分频倍数由分频器控制锁存器中的值来决定。为了在较高的微处理机工作频率下得到较低的开关频率，应在初始化程序中将一个适当的数值装入分频器控制锁存器中，数值和分频倍数的对应关系见表 6-5。

表 6-5 装入数值与分频倍数的关系

数 值	计数器分频倍数	推迟时间分频倍数
0	1 : 4	1 : 4
1	1 : 6	1 : 6
2	1 : 8	1 : 4
3	1 : 12	1 : 6

(续)

数 值	计数器分频倍数	推迟时间分频倍数
4	1 : 16	1 : 4
5	1 : 24	1 : 6
6	1 : 32	1 : 4
7	1 : 48	1 : 6

SAB8051 微处理机中的定时器 T0 决定开关周期。由微处理机中的自动重装寄存器 TH0 中的初始值决定的开关周期应在分频倍数确定以后选择,使得开关周期等于最大脉冲宽度。这意味着,对于比如 1MHz 的计数器工作时钟 (12MHz 晶体振荡器和 1 : 12 的分频倍数) 和 127 的初值 (选择 7 位),计数器在 128 μ s 以后达到零,产生的脉冲宽度最大。在这种选择下,必须用 80H (开关周期选择为 128 μ s) 重装微处理机中为定时器 T0 服务的重装寄存器 TH0,以便每 128 μ s 输出一个 SYNC 脉冲,将 3 个 8 位锁存器中的数装入相应的 3 个 8 位计数器中。

表 6-6 给出了一系列 SAB8051 (选择 12MHz 晶体振荡器) 中计数频率和开关频率的数值。

表 6-6 SAB8051 计数频率和开关频率的确定

分频倍数	计数频率 (MHz)	定时器 T0 的工作周期 (μ s)	开关频率 (kHz)
1 : 6	2	64	15.6 (7 位)
1 : 6	2	128	7.8 (8 位)
1 : 12	1	128	7.8 (7 位)
1 : 12	1	256	3.9 (8 位)
1 : 24	0.5	256	3.9 (7 位)
1 : 24	0.5	2 $\times$ 256	1.95 (8 位)
1 : 48	0.25	2 $\times$ 256	1.95 (7 位)
1 : 48	0.25	4 $\times$ 256	0.975 (8 位)

借助于三路 8 位可预置数减 1 计数器和零检测器可将数据变成三路相应宽度的脉冲。在 SYNC 的控制下,将锁存器里的数据

装入相应的可预置数计数器中, 然后开始减 1 计数, 当减到零时, 脉冲结束, 计数停止, 直到下一个 SYNC 信号再一次将锁存器里的数装入计数器中。晶体振荡器频率被分频以后作为 PWM 计数器的时钟。

推迟时间定义为在同一桥臂上的一个开关器件关断信号和另一个开关器件导通信号之间的延迟, 其目的是为了避免直通短路。借助于让源信号通过一个 15 位的移位寄存器, 决定推迟时间。移位脉冲的频率或者为 $f_{\text{晶振}}/4$, 或者为 $f_{\text{晶振}}/6$, 这取决于分频控制锁存器的内容。一个 16 路多路开关决定了让移位信号从哪一位输出。用写入推迟时间控制锁存器 00-0FH 数值可预置 15 个推迟时间。推迟时间还取决于晶体振荡器频率和设定的分频倍数 (1:4 或者 1:6)。对于 12MHz 晶体振荡器, 可得到的推迟时间见表 6-7。

表 6-7 预置数与推迟时间对照表

推迟时间控制锁存器中的数值	分频比 1:4 推迟时间/ μs	分频比 1:6 推迟时间/ μs
0	0	0
1	0.33	0.5
2	0.66	1
3	1.0	1.5
4	1.33	2
5	1.66	2.5
6	2	3
7	2.33	3.5
8	2.66	4
9	3	4.5
10	3.33	5
11	3.66	5.5
12	4	6
13	4.33	6.5
14	4.66	7
15	5	7.5

从 PH1/1 到 PH3/2 的 6 个输出与驱动电路接口。如果不考虑推迟时间, PH1/1 对 PH1/2、PH2/1 对 PH2/2、PH3/1 对 PH3/2 互为反相, 低电平有效。设有推迟时间时, 每个输出的下降沿都被右移一个设定的推迟时间, 它们可直接驱动 TTL 器件或者光耦合器, 输出电流能力可达 20mA。

在有“禁止”信号(19脚)期间, 所有 6 个输出被置高电平, 光耦合器发光二极管无电流, 逆变桥 6 个开关器件被封锁。这一点特别有用处, 只有在振荡器起振, 初始化程序执行完了之后, 释放“禁止”信号, 才能将脉宽调制信号施加到驱动电路上。另外一种禁止输出的方法是, 在状态触发器的置位端(22脚)施加一高电平脉冲, 状态输出端(20脚)则指示该禁止状态。在清零状态输入端(21脚)施加一高电平脉冲, 可使状态触发器清零。

图 6-6 示出了 SLE4520 与 SAB8751 (内有 EPROM) 或 SAB8051 (内有掩模 ROM) 的连接。因为 SLE4520 是 CMOS 器件, 所以应注意将未使用的管脚接到确定的电位(高或低)上。

从 Siemens 公司可以得到初始化软件和产生正弦波脉冲调宽信号的软件。

2. SLE4520 的引脚 表 6-8 列出了 SLE4520 的引脚功能说明。

表 6-8 SLE4520 引脚功能说明

引脚号	符号	功 能 说 明
1	V _{DD}	+5V
2	XTAL1	晶体振荡器引脚
3	XTAL2	晶体振荡器引脚
4	P7	} 数字输入通道引脚
5	P6	
6	P5	
7	P4	
8	P3	
9	P2	
10	P1	
11	P0	

(续)

引脚号	符号	功 能 说 明
12	PH3/2	第 3 相输出 2
13	PH3/1	第 3 相输出 1 (低电平有效)
14	PH2/2	第 2 相输出 2
15	V _{SS}	地端
16	PH2/1	第 2 相输出 1 (低电平有效)
17	PH1/2	第 1 相输出 2
18	PH1/1	第 1 相输出 1 (低电平有效)
19	INHIBIT	禁止 (高电平有效), 把各相输出置高电平
20	STATUS	状态触发器输出端
21	CLEAR	清零状态触发器
22	SET	设定状态触发器
23	RES	芯片复位
24	$\overline{WR}$	来自 μC 的 $\overline{WR}$ 脉冲输入
25	ALE	来自 μC 的 ALE 时钟输入
26	CS	片选
27	SYNC	来自 μC 的设置计数器初值脉冲
28	CLKOUT	晶体振荡器频率输出

3. SLE4520 的功能特点

- 在微处理机的配合下, 产生三对 SPWM 信号, 用来驱动逆变桥上的六个开关器件

- 为了避免同一桥臂 (支路) 上的两个开关器件同时导通, 可编程产生所需要的推迟时间, 从 0 到 $15 \times 6 / f_{os}$ (f_{os} 为晶体振荡器频率) 或 $15 \times 4 / f_{os}$ 共 32 种选择。因为低电平有效, 所以总是下降沿被推迟

- 为了获得不同的开关频率, 以适应普通晶闸管、GTO 晶闸管、功率晶体管、功率 MOS FET 和 IGBT 的不同需要, 可编程设定预分频倍数, 同时使微处理机以较高的晶体振荡器频率运行

- SLE4520 的输出端 12、13、14、16、17、18 可直接驱动光耦合器, 最大输出电流达 20mA

• SLE4520 的六个输出可被封锁而全部置高电平。这可以借助于在 19 端动态地输入“禁止”信号或在 22 端静态地送入“置状态”信号来实现

- 可在三对输出中选择不同占空比的直流制动
- 可用软件更改相序，改变电动机转向
- 输出正弦波的范围大约从 0 到 2600Hz，开关频率可达 20kHz

• PWM 脉宽的最小增量在 12MHz 晶体振荡器和 1:4 分频倍数时达到 333ns

- 以 $1\mu\text{s}$ 为步长，连续改变开关频率的周期可以实现调压
- 由于把 8 位数字转变成相应宽度的脉冲时采用的是单沿调制技术，波形对称性差，特别是在高频时，波形更差
- 微处理机是在较低的层次上介入 SLE4520 的工作，微处理机忙碌，无暇顾及更多的功能

6.4 ZPS-101 脉宽调制信号发生器

ZPS-101 系国内开发的芯片，属重庆钢铁设计研究院的专利产品。和 HEF4752 一样，它也是标准的双列直插 28 脚封装，在管脚的排列上也和 HEF4752 极为相似。但它的内部工作原理却很不一样，线路简单，成本低，可用于交流电机变频调速，交流电机调压，稳压和不间断电源。

1. 工作原理 用两个不同频率的方波电压相与（逻辑乘），基于两个频率波形相角的连续位移，以获得所要求的 PWM 信号。

输入用以产生斩波的方波频率 f_k 六倍的方波信号 RCT 和用以产生不同输出频率 f_o 的方波频率 f_i 六倍的方波信号 FCT，则输出的 PWM 信号频率为

$$f_o = f_k - f_i$$

每半周期的脉冲个数为

$$N_p = \frac{3f_k}{2f_o}$$

由上式即可按需要的 f_o 和 N_p 求得

$$f_k = \frac{2}{3} f_o N_p \quad f_i = f_k - f_o$$

因此只要保持 f_k 、 f_i 线性改变,即可在相同 N_p 下改变输出频率 f_o ,且输出波形的幅值不变。图 6-7 为 $f_i = 150\text{Hz}$, $f_k = 166.66\text{Hz}$, 输出频率 $f_o = 16.66\text{Hz}$ 、 $N_p = 15$ 的 A、B、C 三相波形。

OCT 信号使用频率与 RCT 相同,但相位超前 τ_{delay} 微秒,它决定了推迟时间。 τ_{delay} 根据所使用的功率晶体管或晶闸管的参数确定。

使用频率与 FCT 相同,但相位滞后的 VCT 信号可调整输出波形的幅值,相位滞后越多,则输出电压越低。输出电压波形由双极性变为单极性。

2. 输出谐波和电压 当 N_p 为偶数和 3 的倍数时,输出 PWM 调制信号中没有 2 和 3 的倍数次的谐波, N_p 恒定,则谐波含量不变, N_p 增大,则谐波略有减小,当 $N_p = 12$ 时,正弦畸变率只有 4.8%。

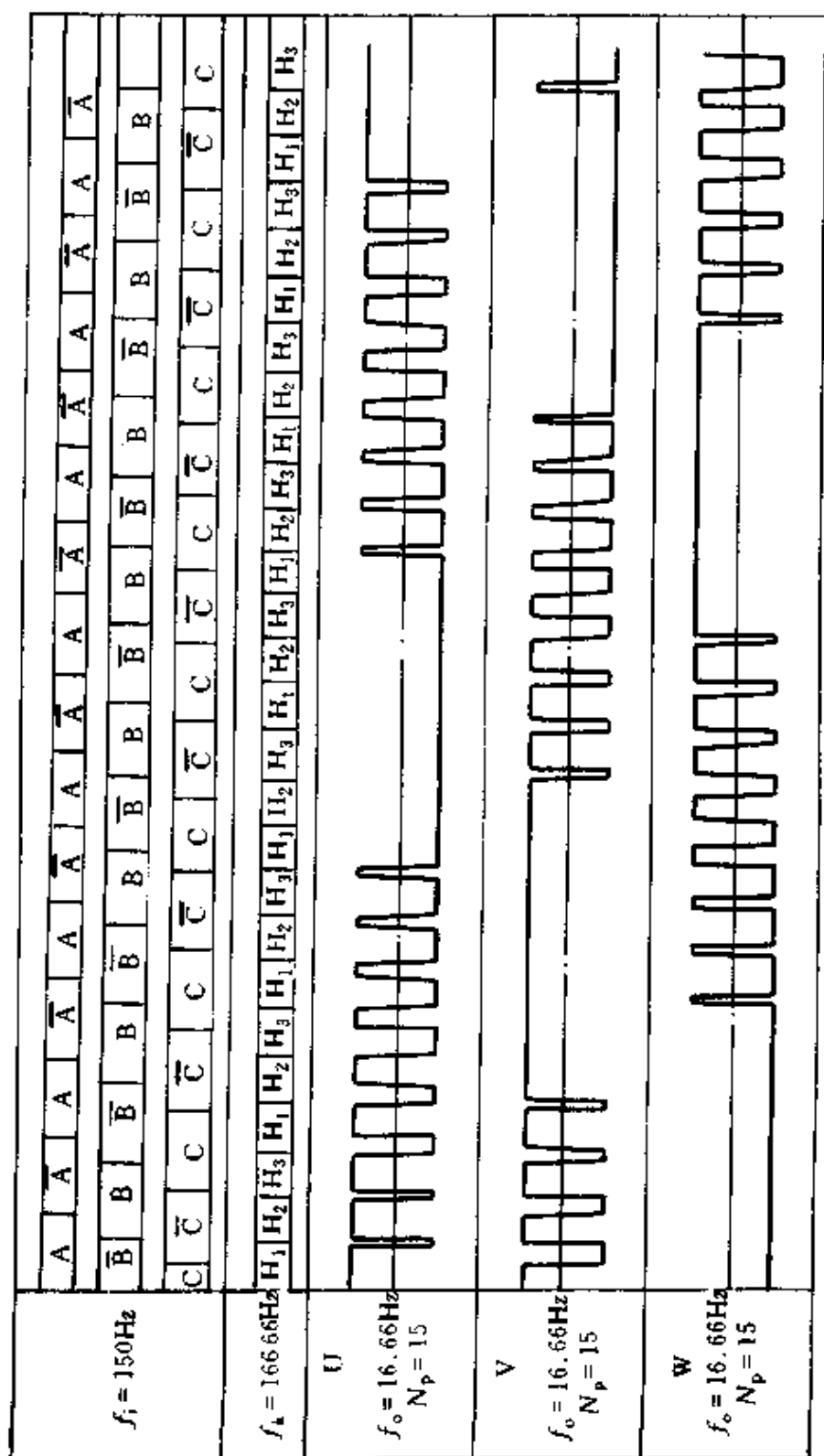
输出的基波电压幅值为 1.055 倍直流电压值 V_d , 输出基波电压 V_1 (以 $1.055V_d$ 为基准) 与 VCT 滞后于 FCT 的时间 τ (τ 为以 $T_i/3$ 为基准的标么值) 的关系见表 6-9。

表 6-9 基波电压 V_1 与 τ 的关系

τ	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
V_1	1.00	0.933	0.857	0.772	0.678	0.577	0.469	0.357	0.24	0.13	0

3. ZPS-101 的各种输出输入信号功能 ZPS-101 的引脚见图 6-8, 共有 28 个脚, 除第 28 脚 V_{DD} 接 +5V 电源、14 脚 V_{SS} 接地外, 还有 6 个逆变器驱动输出和 4 个信号输出、4 个时钟输入、6 个控制输入和模拟方式应用的 6 个信号输入。

逆变驱动输出为 3 个互补对, 即 OR1 (8 脚)、OR2 (9 脚)、OY1 (2 脚)、OY2 (3 脚) 和 OB1 (22 脚)、OB2 (21 脚), 分别用于驱动 R、Y、B 相的上开关器件和下开关器件, 这六个输出为



$N_p = 15 = \text{const}$

图 6-7 PWM 波形产生的例子

集电极开路门，工作电压可达 25V，吸收电流大于 10mA。注意，用电压输出时为正逻辑、单极性。

4 个脉冲输入为 RCT (4 脚)、OCT (6 脚)、FCT (12 脚) 和 VCT (17 脚)，均为方波参照时钟。RCT 用来确定逆变器的开关频率，数值上等于 $6f_k$ 。

输出推迟时钟 OCT，频率与 RCT 相同，但超前 τ_{delay} ，这个时间即是同相上下开关器件反向恢复所需的推迟时间。

频率控制时钟 FCT 用来控制逆变器的输出频率，其数值等于 $6f_k$ 。

电压控制时钟 VCT 频率与 FCT 相同，但滞后一定相角，用以调节输出电压，滞后越多，则输出电压越低。

4 个信号输出为由 FCT 信号获得的三相 A (27 脚)、B (26 脚)、C (25 脚) 方波信号和由 RCT 信号获得的 KB (1 脚) 信号，此方波信号前沿

比 H_k 的后沿早 $T_k/6$ ，在需要时作 RCT 和 OCT 的同步信号。

6 个控制输入为 $\overline{\text{RESET}}$ (13 脚)、 $\overline{\text{SYNK}}$ (7 脚)、 $\overline{\text{SYNI}}$ (15 脚)、 $\overline{\text{I}}$ (24 脚)、CW (5 脚)、A/ $\overline{\text{D}}$ (23 脚)。

复位输入 $\overline{\text{RESET}}$ 正常时为高电平，低电平时使 PWM 信号复位。

$\overline{\text{SYNK}}$ 为使 OCT 与 RCT 保持同步的输出推迟时钟的同步控制信号，下降沿有效，可使用 KB 信号。

$\overline{\text{SYNI}}$ 为使 VCT 与 FCT 保持同步的电压控制时钟的同步控

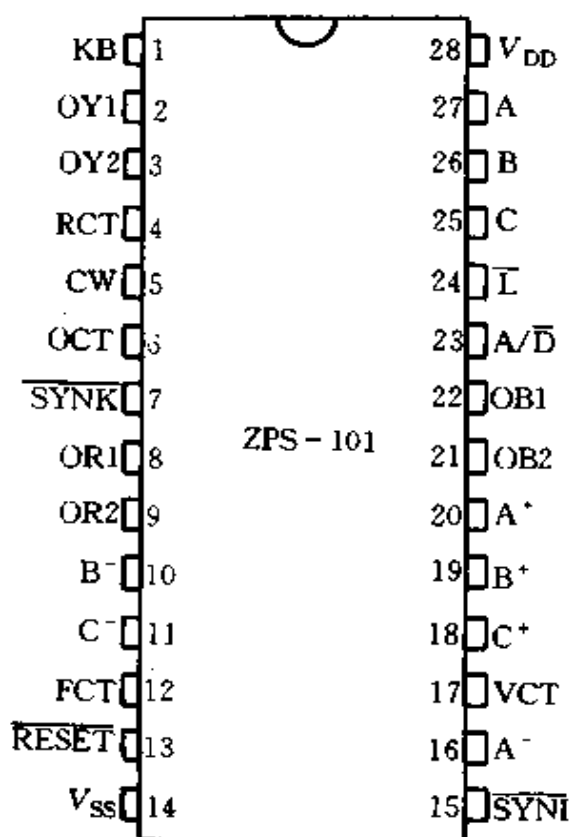


图 6-8 ZPS-101 引脚图

制信号，下降沿有效，可使用 B 信号。

保护控制输入 $\bar{L}$ ，正常时为高电平，低电平时封锁 6 个逆变驱动输出，使所有输出均为零。

工作方式转换控制输入 $A/\bar{D}$ ，为低电平时按数字式工作，即由 RCT、OCT、FCT、VCT 获得 PWM 驱动输出；为高电平时按模拟方式工作，即由 RCT、OCT 和由模拟方式得到的方波与按调压需要延迟的 A^+ 、 A^- 、 B^+ 、 B^- 、 C^+ 、 C^- 六个输入信号获得 PWM 驱动输出。

相序控制输入 CW 为高电平时，输出的三相 PWM 信号为正序，反之为负序，因而可改变电动机的旋转方向。

在模拟方式下使用的 6 个输入 A^+ (20 脚)、 B^+ (19 脚)、 C^+ (18 脚)、 A^- (16 脚)、 B^- (10 脚)、 C^- (11 脚)。

4. 基本应用电路 交-直-交电路用功率晶体管作开关器件时，若用计算机直接控制，建议按图 6-9 接线。由计算机按给定频率送 RCT、OCT、FCT、VCT 信号给 ZPS-101，用以产生 OR1、OR2、OY1、OY2、OB1、OB2 信号，经隔离放大后驱动功率晶体管，获得的三相 PWM 电压接至交流异步电动机。

此时 $A/\bar{D}$ 及不使用的 A^+ 、 A^- 、 B^+ 、 B^- 、 C^+ 、 C^- 均接地。

由 PTR 组获得直流过电压、过电流信号及失速信号送给计算机处理，使在降升频过程中暂停降升。故障信号给计算机产生 $\bar{L}$ 信号封锁 ZPS-101 的所有输出。

输出交流电流信号整流后送计算机处理，以获得反限时过电流保护功能。

反转信号通知计算机，计算机将频率由设定值降到零，送出 CW 信号后再将频率升到设定值。

交-直-交电路用功率晶体管作开关器件时，若用模拟控制，建议按图 6-10 接线。用压控振荡器产生 OCT 和 FCT，RCT 可用 OCT 延时 τ_{delay} （用单稳和 RC 电路均可）即可获得。此时如需调压，不使用 VCT，而用由 FCT 产生的三相方波 A、B、C 形成延迟触发的六个三相方波 A^+ 、 A^- 、 B^+ 、 B^- 、 C^+ 、 C^- 再送入即可。

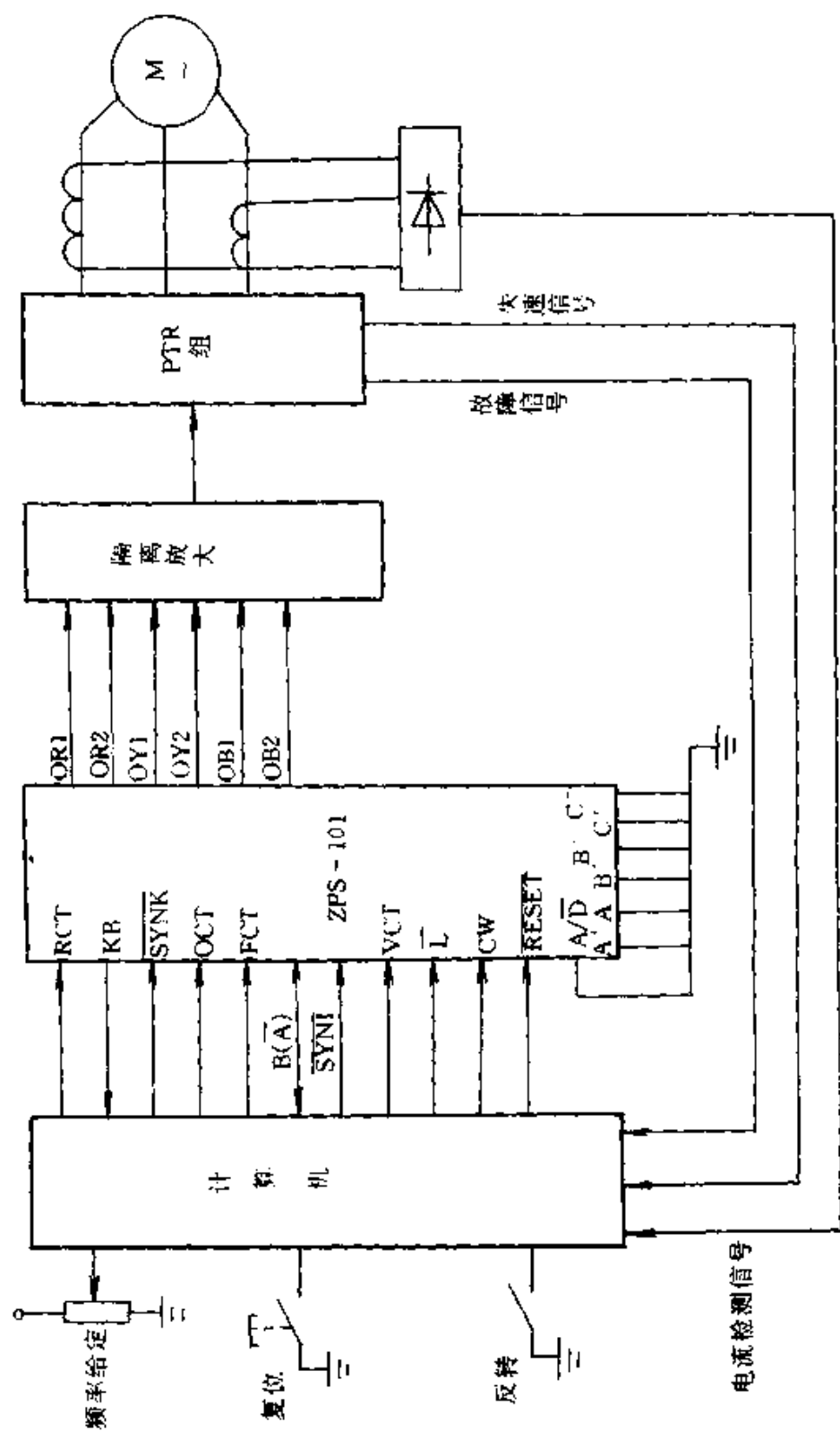


图 6-9 用 ZPS-101 构成的数字式 PWM 接线图

为此可选用任何电路，例如 KJ009 移相触发器。用移相控制电压，每片可获得两路相差 180° 的移相脉冲，调压信号应经按频率调压需要的函数发生器接入，以便同步调整。

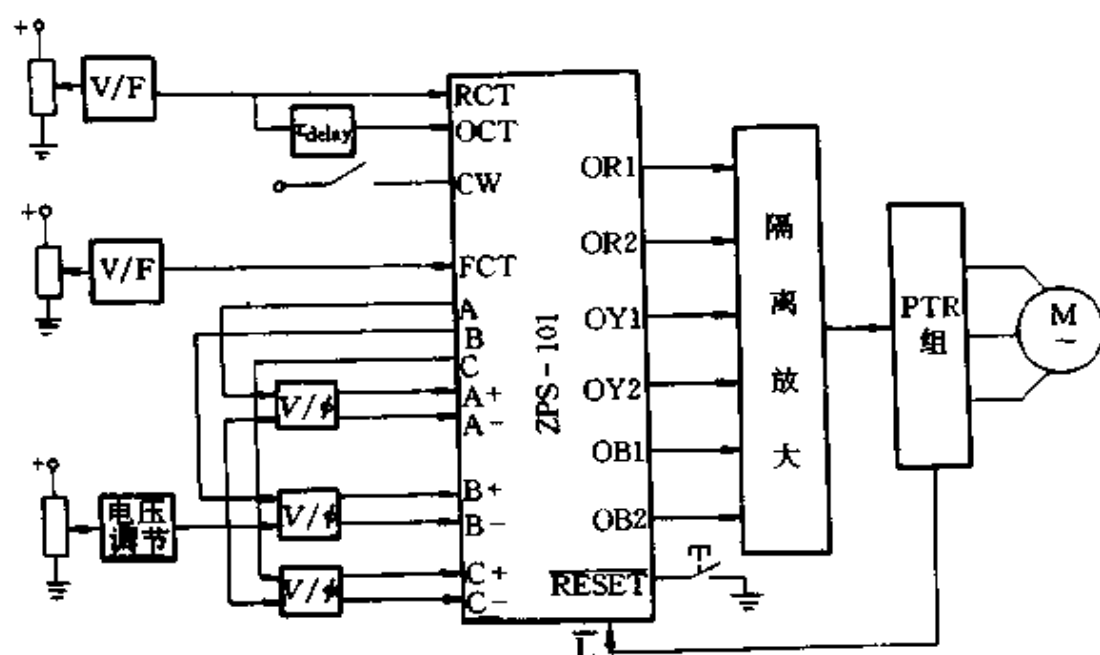


图 6-10 用 ZPS-101 接口的模拟式 PWM 接线图

6.5 MA818 可编程三相脉宽调制大规模集成电路

MA818 是由英国 Marconi 公司在 80 年代末推出的、用于产生三相 PWM 控制信号的大规模集成电路芯片，属于同一系列的芯片还有 MA828 和 MA838。

MA818 和 SLE4520 相似，是一种通用的可编程的微机外围芯片，使用一组标准的 MOTEL 总线，这使它与目前应用的绝大部分微机接口变得极为容易。虽然必须和微处理机配合使用，但微机的介入程度很低，MA818 本身的功能要比 SLE4520 强大得多。

MA818 采用标准的双列直插 40 脚封装或 40 脚方形塑料封装。

1. MA818 的功能特点

- 全数字操作。MA818 可以非常容易地由微处理机通过 MOTEL 总线接口直接进行控制。PWM 的全数字化产生方法使它的脉冲具有很高的精确性和稳定性

- 工作频率范围宽。三角载波频率可选，最高可达 24kHz（采用 12.5MHz 的晶体振荡器时）。这使它可方便地应用于电机临界噪声以上的传动，输出调制频率最高可达 4kHz，输出频率的分辨率可精确到 12 位字长

- 工作方式灵活。MA818 具有 6 个标准 TTL 电平的输出，可方便地用来驱动逆变器的 6 个功率开关器件。其工作参数，如载波频率、调制频率、调制深度、过调制选择、最小脉冲宽度（定义后，MA818 将从脉冲列中自动删除更窄的脉冲）、延迟时间、相序等，可由微机通过向其写入控制字而方便地确定或修改，不需外加任何电路

2. MA818 的内部结构、管脚说明及其基本工作原理

(1) 内部结构：图 6-12 为 MA818 的内部原理框图，从图中可以看到，MA818 主要有三部分构成：①接收并存储微处理器命令（控制字）的部分。它主要由总线控制，总线译码，暂存器 R0、R1、R2，虚拟寄存器 R3、R4 及 24 位初始化寄存器和 24 位控制寄存器组成；②从 EPROM 读取调制波形的部分。它由地址发生器和数据缓冲器组成；③三相输出控制电路及输出脉冲锁存电路。每相输出控制电路又由脉冲删除电路和脉冲延迟电路组成。

(2) 工作原理：

1) MA818 在工作之前，首先需要由微处理机向其两个 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 总线的数据宽度被限制到 8 位字长，因此数据在被输送到任一 24 位寄存器之前，先要分三次分别送到三个暂存寄存器 R0、R1、R2 中。数据从暂存寄存器 R0、R1、R2 送到初始化寄存器或控制寄存器，是通过往虚拟寄存器 R3、R4 送数的写指令来实现的。R3、R4 实际上是不存在的，它们只在指令中

出现。往 R3 送数的写指令将数据从 R0、R1、R2 传送到控制寄存器，而往 R4 送数的写指令将数据从 R0、R1、R3 传送到初始化寄存器。

MA818 中寄存器地址分配见表 6-10。

表 6-10 寄存器地址

AD2	AD1	AD0	寄存器
0	0	0	R0
0	0	1	R1
0	1	0	R2
0	1	1	R3
1	0	0	R4

2) MA818 采用 SPWM 的规则采样法产生实际的 PWM 输出脉冲。用于与三角载波比较、从而产生 PWM 脉冲序列的调制波形，由 MA818 从外部 $2KB \times 8$ 的 PROM/EPROM 中直接读取，因此 MA818 本身具有一个地址发生器和一个输入数据缓冲器。外部 PROM/EPROM 的应用，允许用户按要求定义各种精确的特殊波形。

$0^\circ \sim 180^\circ$ 正半周调制波形分成 768 个 8 位采样值进行存储，幅值范围为 $0 \sim 255$ 。768 个采样值从 $0^\circ \sim 180^\circ$ 按线性增长，给出的角度分辨率大约为 0.23° ，MA818 通过赋予负半周以相同采样值的负值而构成全 360° 的波形。由于存储这些采样值仅需占用 $2KB \times 8$ PROM/EPROM 不到一半的存储空间，故为了减少 MA818 的管脚数，每一个 8 位采样值又被分为高 4 位和低 4 位，分别存储在两个相应的字节的低 4 位位置上，这样 MA818 只需 4 根数据线即可完成从外部 PROM/EPROM 中读取波形采样值。768 个波形采样值分成 1546 个 4 位采样值存储，其中低 4 位部分分别存储在 $0000H \sim 0300H$ 单元中，而高 4 位部分分别存储在 $0400H \sim 0700H$ 单元中，MA818 自动地读取这两个部分，并在内部拼成一个 8 位采样值。

3) 脉冲延迟电路的作用是，在改变任何一相两个开关器件的状态时，提供一个较短的延迟时间。使导通信号滞后于关断信号。

从而避免由这两个开关在状态转换期间造成直通短路。而脉冲删除电路的作用是,保证使最小输出脉冲宽度大于器件的开关时间,所有更窄的脉冲将被删去。

(3) MA818 引脚说明: 双列直插式的 MA818 有 40 个引脚, 见图 6-11。按基本功能可将其划分为三个部分。

1) 用于与微处理机接口的 MOTEL 多用总线, 包括 AD0~AD7 (用来从微处理机接受地址和数据信息)、三根总线控制线(管脚 9、10、11, Intel 模式分别为 $\overline{WR}$ 、 $\overline{RD}$ 、ALE; MOTOROLA 模式分别为 R/ $\overline{W}$ 、DS、AS)。一个片选输入 $\overline{CS}$, 这根控制线使

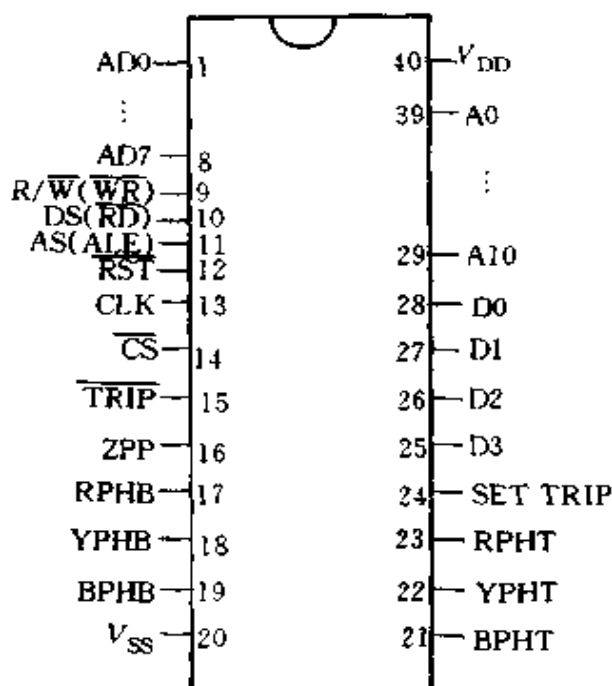


图 6-11 MA818 引脚图

MA818 可像其他微处理机外围接口芯片一样, 共享同一组总线。

目前在工业上广泛使用的 8085、8088、8051、6805 等与 MA818 这组 MOTEL 总线都是兼容的, 并且 MA818 可使它自己自动适应 Intel 或 MOTOROLA 模式, 每当 AS/ALE 管脚变为高电平时, MA818 内部检测电路将自动锁存 DS ($\overline{RD}$) 线上的状态, 如果测试结果为高电平, 则采用 Intel 模式; 如果测试结果为低电平, 则采用 MOTOROLA 模式。

2) 用于与存储调制波形的 PROM/EPROM 连接的 11 根地址线 A0~A10 和 4 根数据线 D0~D3。

3) 三相 PWM 输出线及其控制线, 包括 6 个具有标准的 TTL 电平的输出线 RPHT、RPHB、YPHT、YPHB、BPHT、BPHB, 分别用来驱动三相逆变器的六个功率开关器件。此外还有: ①封锁控制

(SET TRIP)，这是一条输入线，当这条线上出现高电平时，输出脚 $\overline{\text{TRIP}}$ 及六个 PWM 输出将被迅速地锁存在低电平状态；②封锁状态 ($\overline{\text{TRIP}}$)，这是一条输出线，其状态表明输出是被封锁或是未被封锁低电平有效。③复位信号 ($\overline{\text{RST}}$)，这是一条输入线，低电平有效。当有效时，将完成下列功能：①所有 PWM 输出被强迫钳制在低电平，从而将关断逆变器的所有六个开关。②内部计数器置为零，对应于 R 相输出的 0° ；③当释放时，其上升沿将解除对 PWM 输出的封锁，并将 $\overline{\text{TRIP}}$ 线置为高电平（假如这时 SET TRIP 输入无效）。④零相脉冲信号 (ZPP)，这是一条输出线，这条线输出一个与调制波频率相同频率的脉冲波。

除了以上三部分外，还有两根电源线 V_{DD} (+5V)、 V_{SS} (0V) 及一个时钟输入线 CLK。

3. MA818 的控制方式

(1) 初始化寄存器的编程：初始化寄存器将确定载波频率、调制频率范围（这个参数规定了 PWM 输出调制波的最高可能频率）、脉冲延迟时间、最小脉冲宽度、计数器复位（这个功能可使 MA818 内部调制频率计数器置零，并给出占空比为 50% 的输出脉冲）等。这些参数将由相应的控制字确定，而这些控制字在输送到 24 位初始化寄存器前，先要分别送到三个 8 位暂存寄存器 R0、R1、R2 中，其内容见表 6-11。

表 6-11 暂存寄存器 R0、R1、R2 内容

R0	CR	PDT6	PDT5	PDT4	PDT3	PDT2	PDT1	PDT0
R1	FRS2	FRS1	FRS0	×	×	CFS2	CFS1	CFS0
R2	×	×	PDY5	PDY4	PDY3	PDY2	PDY1	PDY0

表中所示各控制字的实际意义可简单解释如下：

R1 中的 CFS 字称为载波频率选择字，设 P 为与 CFS 字相对应的十进制值，则实际载波频率为

$$f_c = K / (512N)$$

式中 K ——外部时钟频率；

N ——分频比， $N = 2^{P+1}$ 。

R1 中的 FRS 字称为调制频率范围选择字, 设 q 为与 FRS 字相应的十进制值, 则实际的调制频率范围由下式给出:

$$f_r = (f_c / 384) \times M$$

式中 $M = 2^q$

R2 中的 PDY 字称为脉冲延迟时间选择字, 设 X 为与 PDY 字相应的十进制值, 则实际的脉冲延迟时间由下式给出:

$$T_p = Pdy / (f_c \times 512)$$

式中, $Pdy = 64 - X$, 当 T_p 被确定后, 所有 6 个 PWM 输出脉冲的上升沿都将被延迟 T_p 时间。

R0 中的 PDT 字称为脉冲删除宽度选择字, 设 Y 为与 PDT 字相对应的十进制值, 则实际的脉冲删除宽度由下式给出:

$$T_d = Pdt / (f_c \times 512)$$

式中 $Pdt = 128 - Y$

应该指出的是, 由于脉冲延迟电路跟在脉冲删除电路之后 (见图 6-12), 故输出端的 PWM 脉冲的实际最小宽度将比设定的脉冲删除宽度窄, 这个实际的最小脉冲宽度等于 $T_d - T_p$ 。

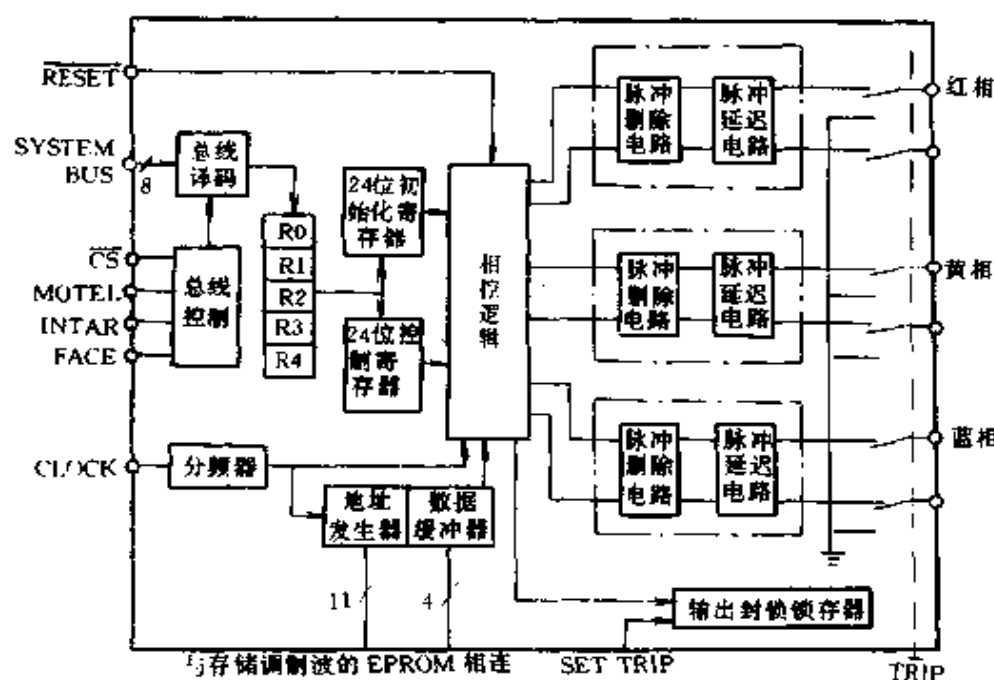


图 6-12 MA818 原理框图

R0 中的 D7 位为计数器复位 CR, 当 CR 有效时(低电平), 内部调制波相位计数器置零, 对应 R 相输出的 0°。

(2) 控制寄存器编程: 24 位控制寄存器的内容将确定调制波频率选择、正转/反转选择、调制波幅值选择、过调制选择、输出禁止选择等。下面通过分别介绍暂存器 R0、R1、R2 的内容(见表 6-12)来解释如何确定这些参数。

R1 中的 D3~D0 位及 R0 中的 D7~D0 位构成了 12 位输出调制频率选择字, PF11=MSB, PF0=LSB, 实际调制频率为调制频率范围的一个百分比值。通过 12 位选择字 PF, 调制频率从零到最大(即调制频率范围所定义的值)被分成 4096 个相等的台阶。

表 6-12 暂存寄存器 R0、R1、R2 内容

R0	PF7	PF6	PF5	PF4
R1	F/R	OM	INH	×
R2	AMP7	AMP6	AMP5	AMP4
R0	PF3	PF2	PF1	PF0
R1	PF11	PF10	PF9	PF8
R2	AMP3	AMP2	AMP1	AMP0

实际调制频率由下式给出:

$$f_p = (f_i / 4096) \times Z$$

式中 Z ——与 PF 字相对应的十进制值。

R1 中的 D5 位为输出禁止选择位 INH, 当该位有效时(即为低电平时), 所有 PWM 输出将被置为关(低电平)状态。但 MA818 内部 PWM 脉冲产生电路仍将继续工作。当 INH 位被释放后, PWM 脉冲将立即被恢复。

R1 的 D6 位为过调制选择位 OM, 当其有效(即为高电平)时, 调制波形的幅值将被控制选择字控制在 100%~200% 范围内变化, 这时的过调制幅值为

$$A_0 = A_p + 100\%$$

式中 A_p ——由幅值选择字确定的调制波幅值。

R1 中的 D7 位为正向/反向选择位 F/R, 当这位为 0 时, 调制波频率相位计数器为增量型, 输出是正相序。当这位为 1 时, 调制波频率相位计数器为减量型, 输出是反相序。因此 PWM 输出波形在 F/R 位变化时是连续的。正向工作时, 输出相序是红—黄—蓝; 反向工作时, 输出相序是蓝—黄—红。

R2 的 D0~D7 位是调制波幅值选择字 AMP, 调制波幅值是通过给存储在 PROM/EPROM 中的波形采样值乘以一个比例因子而得到的。实际调制波幅值的百分比值由下式给出:

$$A_p = A/255 \times 100\%$$

式中 A —— 8 位 AMP 字的十进制值。

4. MA818 编程举例 下面的例子假定应用的主时钟频率为 12.288MHz, 这个时钟频率允许 MA818 具有最大的载波频率 24kHz 和最大的输出调制频率 4kHz。

(1) 初始化寄存器的编程: 设要求的输出调制频率变化范围为 0~250Hz, 载波频率为 6kHz, 最小脉冲宽度为 $10\mu s$, 延迟时间为 $5\mu s$ 。

1) 置载波频率:

$$N = K / (512 \times f_c) = 12.288 \times 10^6 / (512 \times 6 \times 10^3) = 4$$

从前述可知, $N=4$ 对应的暂存寄存器 R1 中的 3 位 CFS 字为 010。

2) 置调制频率范围

$$M = (f_r / f_c) \times 384 = (250 \times 384) / (6 \times 10^3) = 16$$

$M=16$ 对应于暂存寄存器 R1 中的 3 位 FRS 为 100。

3) 置脉冲延迟时间

$$Pdy = T_p \times f_c \times 512 = 15.4$$

现在需要把 Pdy 取整。因为延迟时间是为了防止同一桥臂的上下开关同时导通, 故最好是向上取整。取 $Pdy=16$, 对应的暂存寄存器 R2 中的 PDY 字为 110000, 这时实际的延迟时间为 $5.2\mu s$ 。

4) 置脉冲删除宽度: 置脉冲删除宽度时, 必须考虑到脉冲延迟时间。如前所述, 在 PWM 输出端实际看到的最小脉冲宽度为

$T_d - T_p$, 所以有 $T_d - T_p = 10$

$$T_d = (10 + 5.2) \mu s = 15.2 \mu s$$

$$Pdt = T_d \times f_c \times 512 = 46.7$$

与前相仿, Pdt 需要取整, 至于向上或向下取整, 取决于实际应用。这里取 $Pdt = 46$, 则 $T_d = 15 \mu s$, 实际最大脉冲宽度为 $15 - 5.2 = 9.8 \mu s$ 。

$Pdt = 46$ 对应于暂存寄存器 R0 中的 7 位 PDT 字为 1010010。

综上所述, 按照本例要求, 应给初始化寄存器置表 6-13 所示的数据。

表 6-13 初始化寄存器置数

R0	1	1	0	1	0	0	1	0
R1	1	0	0	×	×	0	1	0
R2	×	×	1	1	0	0	0	0

(2) 控制寄存器编程: 一般说来, 在电机运转时, 控制寄存器中的数据需要不断修改, 这里仅给出一组参数数据。假设要求输出调制波频率为 100Hz , 调制波幅值为 EPROM 中采样值的 80%, 相序为正向, 输出禁止无效, 不要求过调制。

1) 置输出调制频率

$$Z = f_p \times 4096 / f_i = 100 \times 4096 / 250 = 1638.4$$

对 Z 取整, 得 $Z = 1638$, 相应的暂存寄存器 R0 和 R1 中的 12 位 PF 字为 011001100110, 实际输出的 f_p 为 99.97Hz 。

2) 置过调制位, 正转/反转位, 输出禁止位。若不要求过调制, 过调制位 $OM = 0$; 要求电机正转, 正/反转位 $F/R = 0$, 输出相序为红—黄—蓝。输出禁止位无效, $INH = 1$ 。

3) 置调制波幅值:

$$A = A_p \times 255 / 100 = 80 \times 255 / 100 = 204$$

对应的暂存寄存器 R2 中的 8 位 AMP 字为 11001100。

综上所述, 按此例要求, 应给控制寄存器置表 6-14 所示的数据。

表 6-14 控制寄存器中内容的例子

R0	0 1 1 0 0 1 1 0
R1	0 0 1 X 0 1 1 0
R2	1 1 0 0 1 1 0 0

图 6-13 为 MA818 的典型应用结构框图。

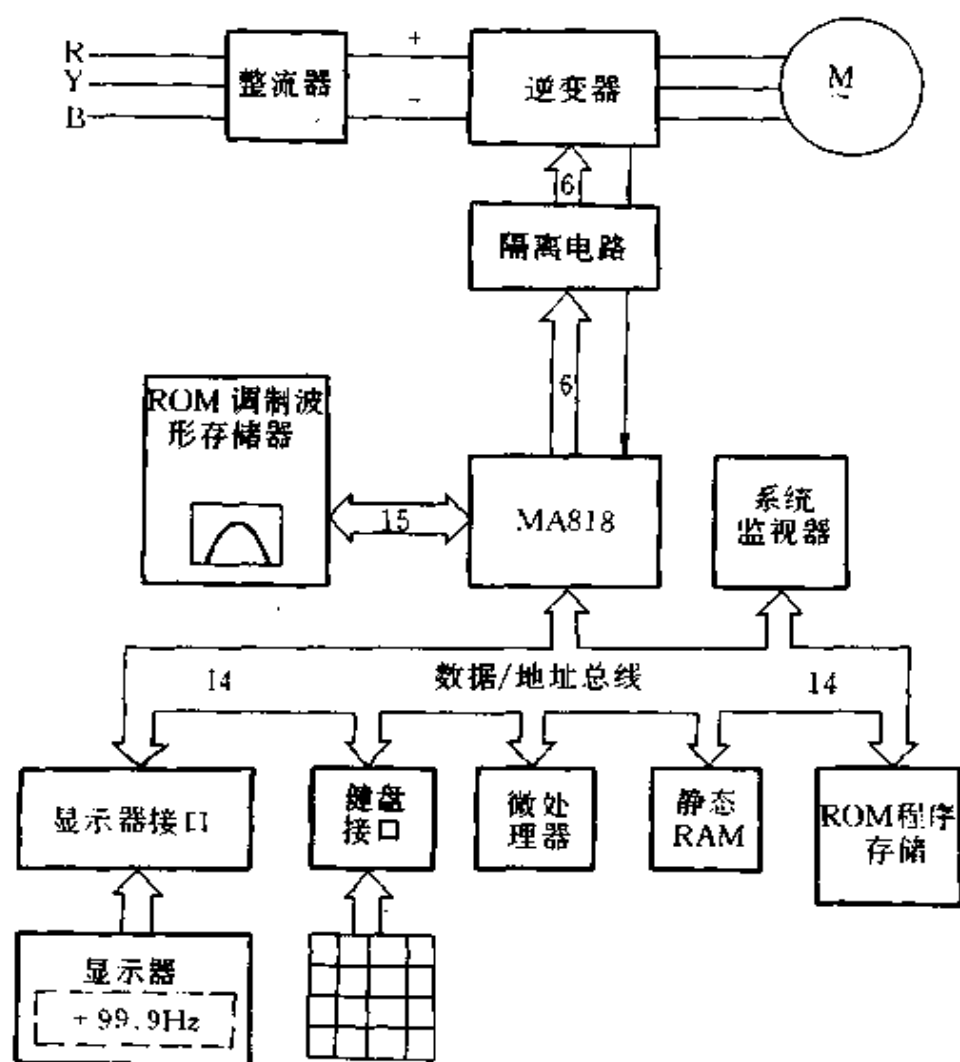


图 6-13 MA818 典型应用框图

第7章 单相交流换向器电动机控制 专用集成电路

7.1 TDA1085A/TDA1085C 单相交流换向器电动机控制器

TDA1085A/TDA1085C 是 MOTOROLA 公司生产的用于单相交流换向器电动机开环或闭环速度控制的专用集成电路。它向控制电机的双向晶闸管提供移相触发脉冲, 实现可靠的全波双向晶闸管驱动。由设定指令电压上升的斜率特性实现软起动。其内部包括电压调整器和频率/电压转换电路, 使本芯片可利用数字型脉冲测速器作速度反馈实现闭环调速控制。内设电流限制器电路提高了它的工作安全性。

TDA1085A/TDA1085C 均有相同的引脚和特性。其原理框图见图 7-1。它采用 16 脚双列直插塑料封装。其引脚说明见表 7-1。TDA1085C 是为滚筒式洗涤机械使用而设计的。TDA1085A 工作温度范围为 $0\sim+70^{\circ}\text{C}$, 而 TDA1085C 为 $-10\sim+120^{\circ}\text{C}$ 。

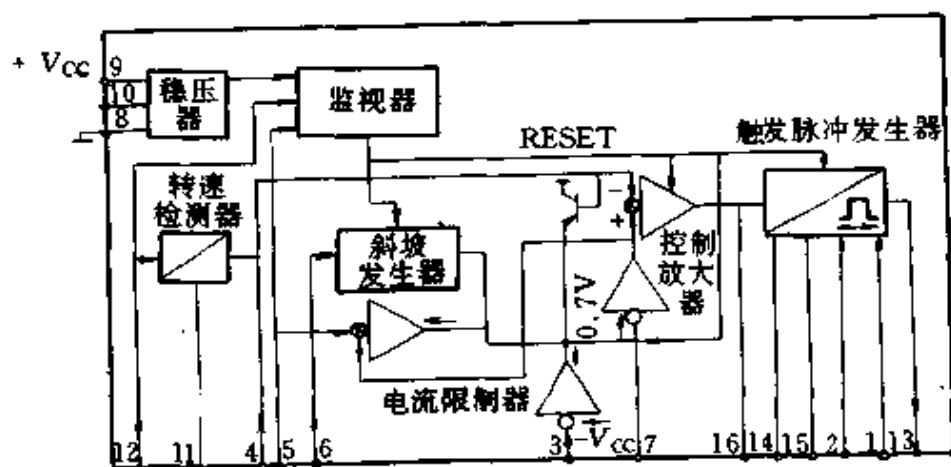


图 7-1 TDA1085 原理框图

表 7-1 TDA1085 引脚功能说明

引 脚 号	功 能 说 明
1	电流同步输入端
2	电压同步输入端
3	电动机电流检测输入端
4	实际转速
5	设定转速电压输入端
6	斜坡发生器控制端
7	斜坡发生器输出, 接定时电容
8	地
9	+V _{CC}
10	接分流电阻
11	接 F/V 变换器充电泵电容
12	测速信号输入
13	触发脉冲输出
14	接锯齿波发生器电容
15	设定锯齿波发生器电流
16	接闭环控制校正网络

1. 工作原理说明 从典型应用图 7-2 可见, 被控制的电动机串接一个双向晶闸管和一个电流采样电阻 R_s 后接到单相交流电源上, PH 为相线, N 为中线。TDA1085 的 8 脚 (该芯片的参考地) 接中线 N, 引脚 9 接正电源。正电源是由二极管 VD₁ 半波整流, 并经 R_1 、 R_2 和 C_1 、 C_2 滤波降压后得到, 电压 $V_{CC} \approx 15V$ 。芯片及其余外接控制元件均在此直流电源下工作。

(1) 电压调节器 (引脚 8、9、10): 电阻 R_{11} 连接在 9 脚和 10 脚之间, 利用 R_{11} 上的分流作用达到 V_{CC} 电压稳定。当 V_{CC} 达到规定值, 最低限度要有 1mA 电流流过 R_{11} 。当芯片提供最大输出电流时, 10 脚 (对 8 脚) 电压不应低于 3V。按此要求来设计 R_1 、 R_2 、 R_{11} 。

如果直流电源是外接的, 即接 9 脚和 8 脚上, 10 脚可空出。

(2) 转速检测 (引脚 4、11、12): 本芯片可用数字脉冲型测速机或模拟型测速发电机机组成闭环控制。对于数字型的频率发

生器 (FG), 如图 7-2, 它产生的交流双极性信号, 经 R_8 接到 12 脚。测速频率正半周引起在 11 脚上充电泵电容 C_6 充电, 在内部 F/V 变换电路作用下, 在 4 脚上的电阻 R_{10} 流过的电流与电动机转速成正比。由 R_{10} 和 C_6 调整 F/V 变换器的特性。在 11 脚和 9 脚之间串有 $470\text{k}\Omega$ 电阻, 有助于减少温度的影响。

引脚 12 的电压受内部监视器的监控, 若电压高于 5V , 芯片停止工作。例如, 测速发电机开路时, 12 脚电压会上升, 从而引起触发脉冲停止, 避免电动机失控过速。

TDA1085C 的 12 脚内有二极管, 对测速信号负半周期有负向钳位作用。而 TDA1085A 内没有此钳位二极管, 应用电路中应加上一个二极管 VD_3 。

如果使用直流测速发电机, 则直接连至 4 脚, 不必使用内部 F/V 变换器。12 脚接地即可。

(3) 斜坡发生器 (引脚 5、6、7): 在速度闭环控制时, 表示电动机实际速度的 4 脚电压与从 7 脚来的电压在控制放大器输入端进行比较。7 脚是斜坡发生器的输出, 5 脚为预置转速电压, 它决定了最终工作转速, 6 脚上的电压将确定速度加速过程形状 (见斜坡发生器传输特性图 7-3), 7 脚上的定时电容 C_{10} 确定斜坡的斜率。

芯片内有一个 1.2mA 充电电流源, 它使 7 脚上的电容由 0V 充电到 12V , 令电动机以高加速斜坡起动 (5s 方式)。利用 6 脚控制, 可得到较低加速的斜坡。

用 V_5 、 V_6 分别表示 5 脚和 6 脚的给定电压, 它们的不同设定将影响斜坡发生器的特性形状。

在 $V_5 \leq V_6$ 时, 以 1.2mA 充电电流高加速, 传输特性为一条直线。

若 $V_6 \leq V_5 \leq 2V_6$, 先以 1.2mA 充电电流高加速, 到 V_6 电压后, 变为 $5\mu\text{A}$ 低加速斜率。

若 $V_5 > 2V_6$, 先以 1.2mA 充电电流高加速, 然后以 $5\mu\text{A}$ 低加速, 到达 $2V_6$ 电压后, 又变为 1.2mA 高加速。到达 V_5 , 维持不变, 见图 7-3。

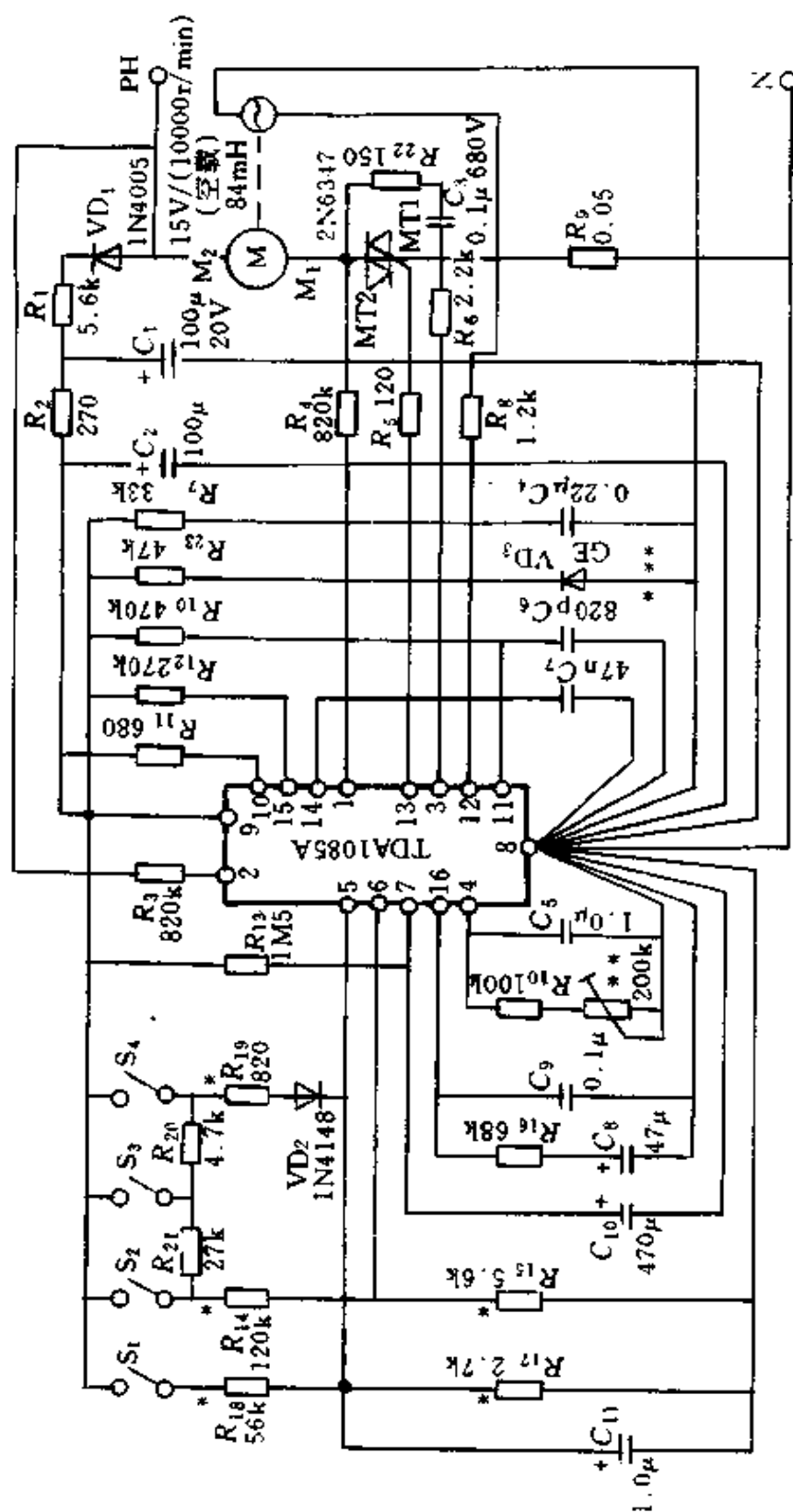


图 7-2 TDA1085 的典型应用

若 $V_6=0$ ，只有一次高加速过程。

(4) 控制放大器 (引脚 16)：控制放大器将速度误差放大和校正后驱动触发脉冲发生器。利用 16 脚外接的阻容校正网络按电动机和机械负载的特性进行校正补偿，得到最佳的闭环稳定性和瞬态响应，校正网络通常由实验调试确定。

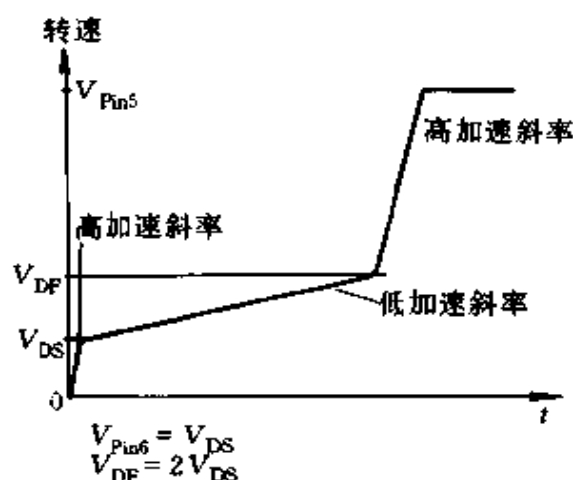


图 7-3 斜坡发生器传输特性

(5) 触发脉冲发生器 (引脚 1、2、13、14、15)：该触发脉冲发生器有四个功能。

1) 在每个主回路的半周期内，将控制放大器直流输出电平转换为与之成比例的触发角，发生触发脉冲。

2) 脉冲宽度的校正。

3) 若双向晶闸管故障或电动机电刷跳动引起电流中断，可重新发出触发脉冲。

4) 触发脉冲延迟到电流触发角的零点。

15 脚的电阻 R_{12} 和 14 脚的电容 C_7 (通常取 $47\mu F$) 决定锯齿波形。 C_7 还决定脉冲宽度。

13 脚是触发脉冲输出端，应串上限流电阻，最大允许电流为 200mA。

(6) 电流限制器 (引脚 3)：电动机和晶闸管的安全是由电流限制器保证的，当电流超过预定值后，使电动机转速下降。

电机电流采样电阻 R_9 上的信号经电阻 R_6 接 3 脚，3 脚上的电阻 R_7 接 V_{CC} 产生预置电流值。在电机电流负半周时，若电流过大，使 3 脚电压低于 8 脚地电位，有电流流入限制器的放大器，经放大 180 倍，使 7 脚的电容 C_{10} 放电，从而使电动机转速下降，电动机电流随之降低。

2. 应用

国外高档滚筒式洗衣机有采用单相交流换向器电动机驱动的。图 7-2 典型应用图就是这种例子。这种洗衣机要求有四档转速：洗涤 (W)，抖散衣物 (D)，第一脱水 (spin1) 和第二脱水 (spin2)。本例子里，这四档转速表示为 5 脚指令速度电压 V_5 ，它们的值分别为

$$V_w = 0.7V$$

$$V_D = 1.13V$$

$$V_{\text{spin}1} = 5.0V$$

$$V_{\text{spin}2} = 11V$$

为控制四档转速，设有四个开关 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 。在表 7-2 中表示了不同速度下四个开关的状态和对 TDA1085 的 5 脚和 6 脚设定电压 V_5 和 V_6 的要求。表中 $K=1.6$ ，它表示了分散衣物速度与洗涤速度之比（用电压比值来表示），即 $K=V_D/V_w$ 。

表 7-2 四种速度的开关状态和对设定电压要求

速 度	开关状态				设定电压	
	S_1	S_2	S_3	S_4	V_5	V_6
洗涤	合				V_w	0
抖散		合			KV_w	V_w
第一脱水			合		$>KV_w$	$\frac{K}{2}V_w$
第二脱水				合	$\gg KV_w$	$\frac{K}{2}V_w$

为使设定电压 V_5 和 V_6 符合表 7-2 的要求，设计了一个电阻网络，它的计算公式见表 7-3。

表 7-3 速度控制电阻网络计算表

电 阻	计 算 公 式
R_{17}	设定
R_{18}	$R_{17} \left(\frac{15.5}{V_w} - 1 \right)$

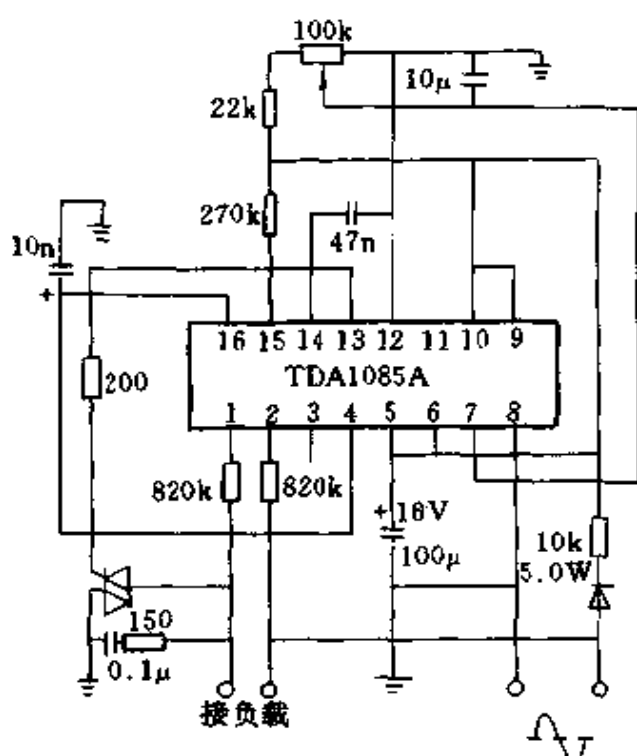


图 7-5 软起动、软停止的灯或电感负载开环控制

7.2 TDA1185A 单相交流换向器电动机控制器

TDA1185A 向被控的双向晶闸管提供触发脉冲, 可用来控制单相交流换向器电动机。它不必使用测速发电机, 内部正反馈功能使电机转速保持恒值。典型应用是手持电动工具、吸尘器、搅拌机、调光器和其他小型器具的控制。

本芯片内产生与电网每半周同步的斜坡电压信号，它与代表期望导通角的一个外部设定电压进行比较，从而确定了导通角。产生的触发脉冲是负的（吸入电流），因此晶闸管是在其最有效的二象限和三象限被驱动的。

当 TDA1185A 用来控制交流电机时,负载转矩增加会引起转速下降,此时通过串联于主回路中的采样电阻检测负载电流,增加导通角使转速回升。所增加的触发角与负载电流成正比。在这个没有使用测速发电机的低成本系统中,电动机转速变化约 5%。如果电路精确设计和整定,从空载到满载情况下,转速变化降低到 2% 左右。

图 7-6 给出原理框图和应用接线图。表 7-4 给出引脚功能说明。

表 7-4 TDA1185A 引脚功能说明

引脚号	功 能 说 明
1	$-V_{CC}$, 芯片负电源
2	触发脉冲输出
4	斜坡发生器外接电容端
6	电流同步输入
7	电压同步输入
8	积分电容端
9	电流正反馈输入
10	由外接电阻决定此脚电流, 以调节应用参数
12	设置预定导通角
13	接软起动电容
14	地
3、5、11	空脚

工作原理说明如下。

1. 直流电源 取 14 脚接交流电网一端, 作为芯片的地。负电源 ($-V_{CC}$) 在 1 脚处, 是从电网另一端经 $18k\Omega$ ($2W$) 电阻、一个整流二极管和 $100\mu F$ 滤波电容得到。1 脚内接有稳压二极管维持 $-V_{CC}$ 为 $-8.6V$ (典型值)。

2. 触发脉冲发生器和锯齿波发生器 触发脉冲发生器内有短路保护电路保护 2 脚输出电路, 可提供最小为 $60mA$ 吸入电流。脉冲宽度和 $R_{10}C_4$ 成比例。如果双向晶闸管故障或电机电刷跳动而断开, 会每 $420\mu s$ 重复发出脉冲。

从触发脉冲时序图 (见图 7-

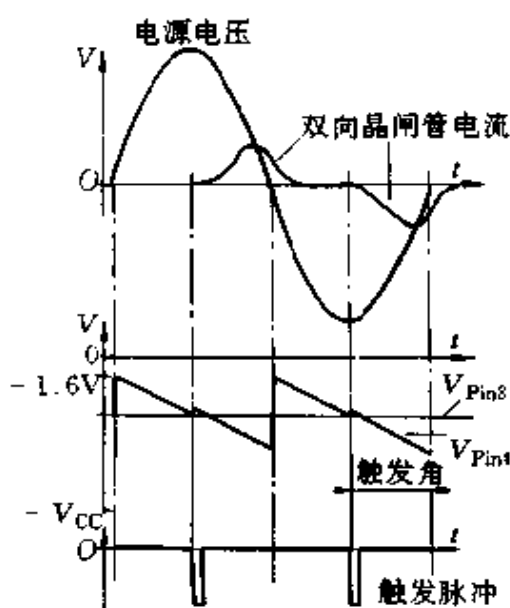


图 7-7 触发脉冲产生时序图

7) 可见, 由 7 脚 (电压同步端) 的作用, 锯齿波上跳沿与主电压过零点同步, 上跳到 -1.6V , 然后从 C_4 以恒流放电形成斜坡电压形状。此斜坡电压 (4 脚) 与 8 脚设定电压比较, 在它们的相交时刻产生触发脉冲。当没有连接 9 脚 (无电流正反馈) 和 13 脚 (软起动电容) 时, 由 12 脚设定晶闸管的开关导通角。此时 8 脚电压由 12 脚产生。

在电感性负载情况下, 主电流滞后于主电压。在接近全导通情况下, 主电压过零点时刻, 锯齿波出现上跳沿。出现其下降的斜坡电压与设定电压交点时, 如果主电流尚未结束, 则不产生触发脉冲。由 6 脚电流同步信号作用, 当电流到零时, 锯齿波又出现一个上跳沿, 产生触发脉冲, 见图 7-8。

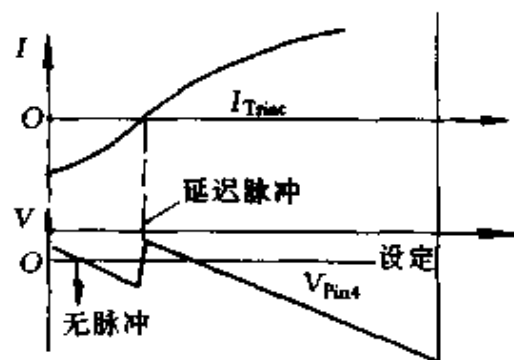


图 7-8 延迟脉冲的产生

3. 软起动 为了避免过大起动电流, 可采用软起动方式。13 脚外接电容 C_{13} , 以恒定电流 I_{13} 充电产生斜坡电压。斜坡电压是从复位时的 $-V_{CC}$ 线性上升到 12 脚设定电压。从而晶闸管的导通角从零开始成正比例地增加到与 12 脚设定电压相对应的值。这样施加到电动机的交流电压是从零开始逐步增加的, 实现了软起动。

对于负载为交流电机时, 在电压斜坡达到一定值时才能克服静摩擦力转动, 在此之前出现了“死区”时间。如果 13 脚用一电阻 R_{13} 与电容串接。在复位时刻, 13 脚电压先跳到 $I_{13}R_{13}$ 电压, 然后斜

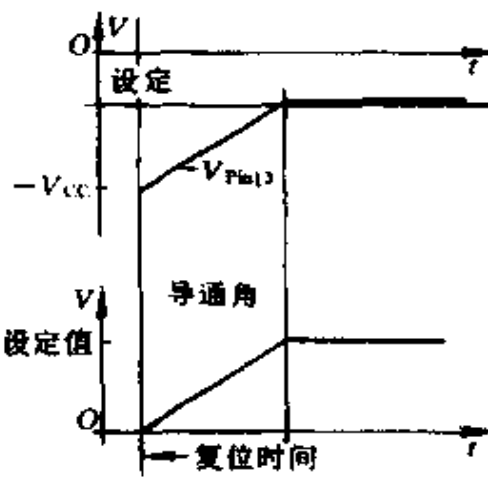


图 7-9 软起动图

坡上升, 消除了“死区”时间, 参见软起动图 (见图 7-9) 和无死区软起动图 (见图 7-10)。

I_{13} 大小由 I_{10} 决定, $I_{13} = 0.2I_{10}$ 。10 脚电流 I_{10} 则由外接电阻 R_{10} 依下式决定:

$$I_{10} = \frac{|V_{CC} + 1.25|}{R_{10}}$$

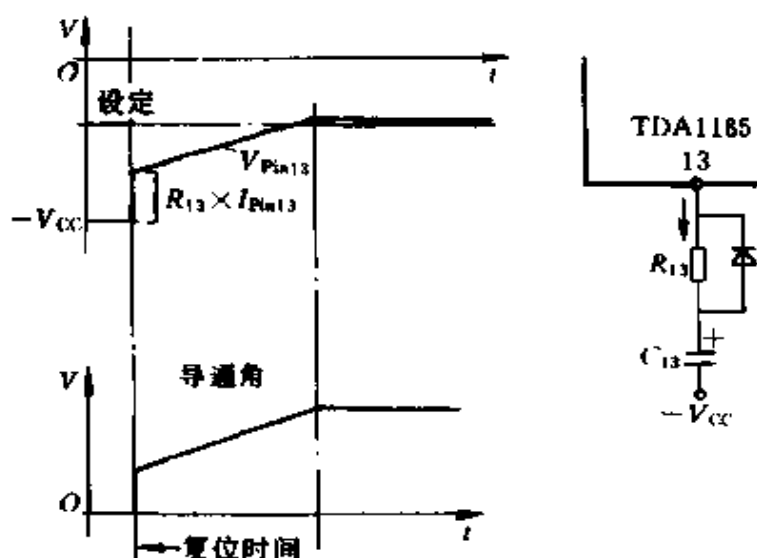


图 7-10 无死区软起动图

4. 电流正反馈 按单相换向器电动机特性, 在一定外施电压下 (即一定导通角下), 负载电流增加会使转速下降。为了维持转速, 必须增大导通角。为此, 由 9 脚输入电流检测信号给芯片作正反馈信号。9 脚信号 V_9 经内部放大和全波整流后加到 8 脚上。此时 8 脚的电压 V_8 表示为

$$V_8 = V_{12} + f(|V_9|, R_{10}) + \text{偏置电压}$$

这里 V_{12} 是代表给定导通角的电压。而第二项是电流正反馈电压, 从而形成了新的更大导通角, 见正反馈效应图 7-11。图中, V_8 最初数值是 V_{12} , 随着电流增大而增大, 图中还表示在空载电流 I_0 时有较小的导通角, 而电流增大到负载电流 I_M 时, 导通角增大了。

图中 V_{Pin12} 对应于文中 V_{12} , 余类推。 I_{AV} 是电动机平均电流值。

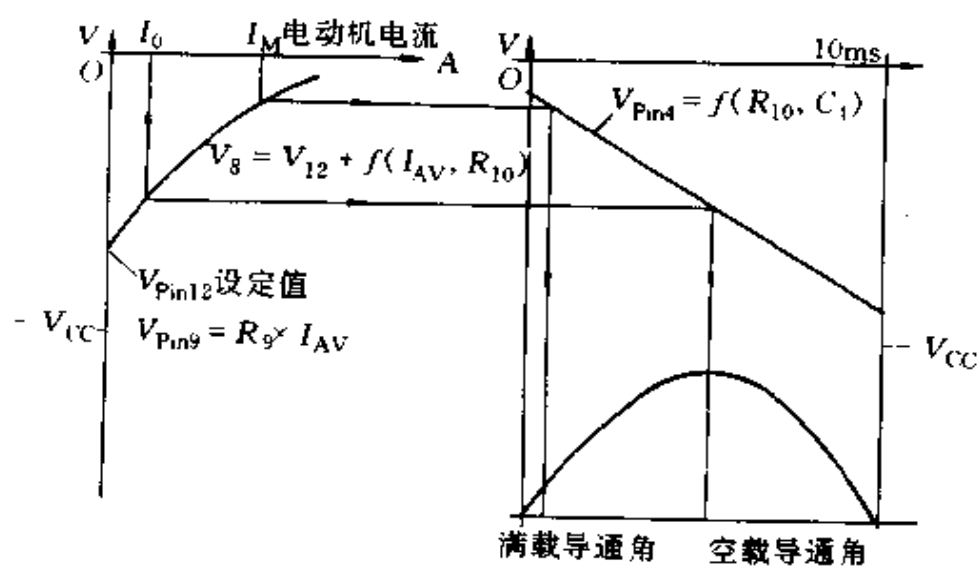


图 7-11 电流正反馈效应图

第 8 章 自整角机类控制电机 专用转换器集成电路

8.1 概述

基于电磁感应原理的自整角机类控制电机,如自整角机(Synchro, 以下缩写为 S)、旋转变压器(Resolver, 缩写为 R)和感应同步器(Inductosyn, 缩写为 I)等,原先主要用于航空、航天、舰船以及陆地军事装备中,如用于飞行器姿态控制和检测、导弹制导控制、火炮瞄准和控制、雷达天线跟踪等角位置伺服控制系统中,完成包括轴角位移或直线位移信息的检测、传输、接收和变换等功能。近年来,它们在工业机器人、数控机床、计算机辅助制造(CAM)、工厂自动化(FA)等方面得到越来越多的应用。自整角机类产品本来是模拟型机电元件,为适应测量系统、伺服系统数字化和普遍采用微型计算机或微处理机控制的要求,这些元件需要一定的接口电路,以实现自整角机类元件模拟量信号与控制系统数字量之间的相互转换。这些接口电路是一类特殊的模/数转换器或数/模转换器,这就是本章介绍的自整角机/数字转换器(SDC)、旋转变压器/数字转换器(RDC)、感应同步器/数字转换器(IDC)和它们的逆转换器。这些转换器早已由分立器件发展到小型固态厚膜或薄膜混合集成模块。近 10 年来,国外知名半导体公司又将其发展成为单片集成电路。这给应用带来很大方便。

常用的单相自整角机可分为力矩式和控制式,后者的分类和功能见表 8-1。

旋转变压器简称为旋变,由于它可在模拟解算装置中作代数和、三角运算、矢量分解和合成、坐标变换等运算,故又有人称之为解算器。旋转变压器在位置随动系统中使用时,其作用与控制式自整角机相同,也可分为旋变发送机(代号:XF, RX)、旋

变差动发送机 (XC, RDX) 和旋转变压器 (XB, RT)。由于自整角机信息线是三根线, 而旋转变压器是四根信息线, 所以旋转变压器又称为四线自整角机。在角位移数据传输系统中, 利用一种叫做“传输解算器”(Transolver, 又称传输旋转变压器) 的控制电机, 可将三线自整角机信号与四线旋转变压器信号相互转换。

表 8-1 单相控制式自整角机的分类与功能

分 类	功 能	代 号	
		中国	国外
控制式自整角发送机	将输入转角信号转换成三线电信号输出	ZKF	CX
控制式自整角差动发送机	电路上串接于发送机和控制变压器之间, 本机输出的三线电信号反映发送机转角和本机转角的代数和	ZKC	CDX
控制式自整角控制变压器 ^①	接收三线电信号, 转换成与失调角相对应的误差电信号输出	ZKB	CT

注: 失调角是三线电信号代表的转角值与自整角控制变压器的转角的差值。

①也可称为控制式自整角变压器。

SDC 和 DSC 等专用集成电路或模块的出现, 一方面可使用此技术形成所谓固态自整角(旋变)发送机、固态自整角(旋变)差动发送机、固态自整角(旋变)变压器等新元件, 成为一部分机电型自整角机类产品的代用物, 并与之竞争; 但另一方面, 却为机电型自整角机类产品注入新的生命力, 在控制系统数字化潮流中仍能发挥其固有的优势, 增强了它们与其他数字型位置传感元件(如光学绝对式或增量式编码器、磁性编码器)进行竞争的能力。

感应同步器是一种高精度角位移和直线位移检测元件, 分为旋转式或直线式两大类。它们的工作原理与多极旋转变压器相同, 通常工作于发送机或变压器方式。在应用感应同步器/数字转换器时, 感应同步器工作于发送机状态。

SDC 类产品主要可分为三大类, 其功能、分辨率与一般精度水平见表 8-2。在这些转换中, 角位移(轴角)量常以自然二进制数为代码, 它们的权见表 8-3。

表 8-2 自整角机/数字转换分类

分 类	主 要 功 能	分辨率 /bit	精度 水平 / (')
自整角机/数字转换器 (SDC) 旋转变压器/数字转换器 (RDC) 感应同步器/数字转换器 (IDC)	将控制式自整角发送机三线输出信号、旋变发送机四线输出信号、感应同步器发送机工作状态输出信号转换成代表转角或直线位移的二进制数码	10	±21
		12	±8.5
		14	±5.3
		16	±2.6
数字/自整角机转换器 (DSC) 数字/旋转变压器转换器 (DRC)	将输入轴角代码(二进制)转换成对应的三线自整角式或四线旋变式的模拟量输出, 此输出等效于控制式自整角发送机或旋变发送机输出, 故又称为固态自整角(或旋变)发送机	12	±8
		14	±4
固态自整角(旋变)变压器 固态自整角(旋变)差动发送机	接收三线自整角机或四线旋转变压器信号, 输入表示轴角的二进制代码, 转换成自整角变压器或旋变差动发送机模拟电压的输出	10	±30
		12	±15
		14	±4
		16	±2

表 8-3 轴角自然二进制代码的权

bit	用度表示	用度和分表示		用弧度表示
	(°)	(°)	(')	rad
1	180	180	0	3.141593
2	90	90	0	1.570796
3	45	45	0	0.785398
4	22.5	22	30	0.392699

(续)

bit	用度表示	用度和分表示		用弧度表示
	(°)	(°)	(')	rad
5	11.25	11	15	0.196349
6	5.625	5	37.5	0.098175
7	2.8125	2	48.75	0.049087
8	1.40625	1	24.38	0.024544
9	0.70312		42.19	0.012272
10	0.35156		21.09	0.006136
11	0.17578		10.55	0.003068
12	0.08789		5.27	0.001534
13	0.04395		2.64	0.000767
14	0.02197		1.32	0.000383
15	0.01099		0.66	0.000192
16	0.00549		0.33	0.000096

这些轴角转换器模块或集成电路已经商品化。在国外，如 ANALOG DEVICES、MEMORY DEVICES、DDC 的 ILC Data Device、Computer Conversions、Natel Engineering、Transmagnetics、Cotrol Sciences 等公司是主要的供应厂商，有完整的系列产品。有些自整角机、旋转变压器生产厂商，例如英国的 Muirhead Vactric Components 公司也有自己的固态转换器模块，以方便用户配套使用。

8.2 固态型自整角变压器和固态差动自整角发送机

如图 8-1a 所示，机电型自整角变压器 (CT) 的定子绕组三个端子 S_1 、 S_2 、 S_3 通常与控制式自整角发送机 (CX) 输出的三条线连接，后者送来的一组自整角式轴角信号是：

$$\left. \begin{aligned} V_{s_3-s_1} &= V \sin \theta \sin \omega t \\ V_{s_2-s_3} &= V \sin (\theta + 120^\circ) \sin \omega t \\ V_{s_1-s_2} &= V \sin (\theta + 240^\circ) \sin \omega t \end{aligned} \right\} \quad (8-1)$$

此组信号代表了需要传输的发送机轴角 θ 信息。 ω 是加到发送机转子绕组两端参考电压 V_R 的正弦波调制频率。若此时, CT 自身的轴角为 φ , 从其转子绕组两端 R_1 、 R_2 会输出一个由参考频率 f_r 调制的电压信号, 它的幅值正比于 $\sin(\theta - \varphi)$ 。式 (8-1) 中 $\omega = 2\pi f_r$ 。

固态自整角变压器 (SSCT) 与机电型自整角变压器 (CT) 有相似的功能。它同样接收代表输入模拟轴角 θ 的 S_1 、 S_2 、 S_3 三线自整角式模拟量信号, 同时输入一个数字化的轴角代码 ϕ 。它通常是并行自然二进制数码 (10~16bit)。SSCT 的输出也是一个由参考频率 f_r 调制的电压信号, 其幅值正比于 $\sin(\theta - \phi)$ 。

固态自整角变压器原理框图见图 8-2。三线自整角机信号 S_1 、 S_2 、 S_3 输入到一特殊的变压器 (称为 SCOTT-T 变压器), 进行信号隔离和变换。SCOTT-T 变压器实际上是两个高精度小型变压

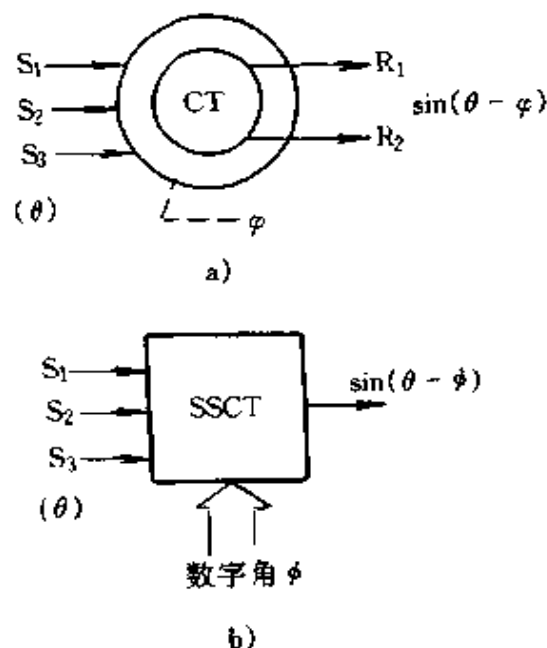


图 8-1 自整角变压器

a) 机电型 b) 固态型

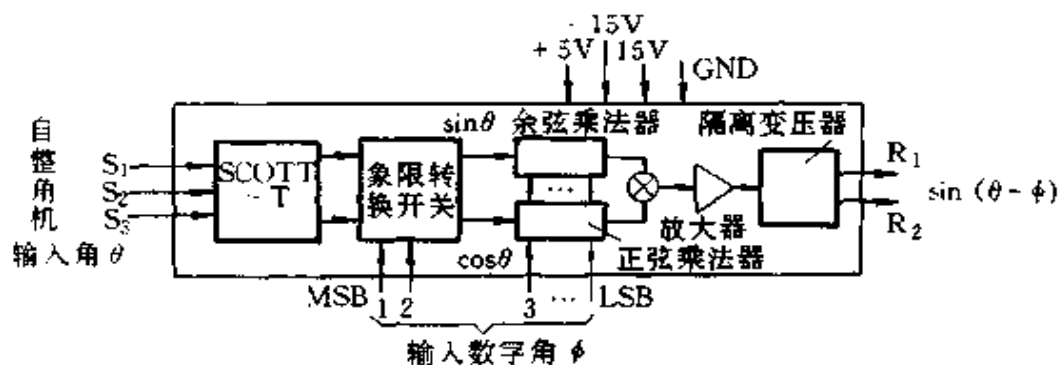


图 8-2 固态自整角变压器原理框图

器，其原理图见图 8-3。这两个变压器之间应完全没有磁耦合，每个变压器静电隔离完全相同，有良好原副方线性关系，漏抗很小。选择正确的变比和线圈的抽头，使得 SCOTT-T 变压器从原方输入自整角机三线电压信号可精确地转换为副方的四线旋转变压器式信号：

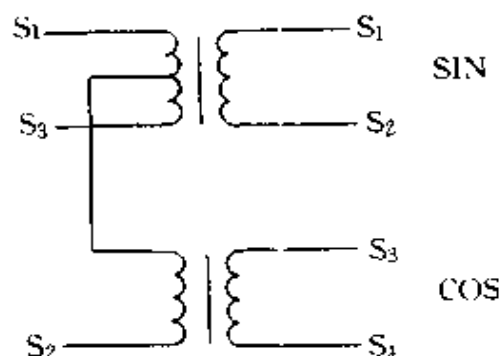


图 8-3 SCOTT-T 变压器原理图

$$V_{s3-s1} = V_2 \sin \theta \sin \omega t$$

$$V_{s2-s4} = V_2 \cos \theta \sin \omega t$$

SCOTT-T 变压器也可以将原副方反过来使用，从四线输入旋转变压器式正余弦信号，从三线输出自整角机式信号。总之，SCOTT-T 高精度变压器可用作自整角机/旋转变压器信号转换器，而且此种转换是可逆的。由于采用此种转换技术，使下述的固态自整角机、DSC、SDC 与固态旋转变压器、DRC、RDC 有完全相同的主要环节。例如，在这里所说的 SSCT-T，首先将自整角机式信号转换成旋转变压器式信号，然后才进行其他运算和转换。下面还要谈到的 SCOTT-T 变压器转换也可以由电子电路实现。

SCOTT-T 变压器输出的四线旋转变压器式信号被送至“象限转换开关”。在此，由输入的数字角 ϕ 的前两位（最高位 MSB 和次高位）控制，确定输入轴角 θ 所在的象限，以便确定后面两个函数发生器输出信号的极性。在正余弦乘法器中，输入数字角 ϕ 经正弦和余弦函数发生器转换为 $\sin \phi$ 和 $\cos \phi$ ，在带乘法的 DAC 中运算，得到 $\cos \theta \sin \phi$ 和 $\sin \theta \cos \phi$ 。将它们送入减法放大器，进行下式运算：

$$\sin \theta \cos \phi - \cos \theta \sin \phi = \sin (\theta - \phi)$$

最后，这个被参考频率 f_r 调制的信号经隔离变压器输出，从而完成了与机电型 CT 相同的功能。在闭环位置伺服系统中使用时，由于 $(\theta - \phi)$ 总是逐步趋向于零，所以有

$$\sin(\theta - \phi) \approx \theta - \phi$$

例如, $(\theta - \phi)$ 在 $\pm 7^\circ$ 以内时, 此近似式只带来几个角分的误差。

如果将图中 SCOTT-T 变压器的位置用两个隔离变压器代替, 输入信号是旋转变压器四线信号的话, 这个框图就变为固态旋变变压器 (SRCT), 可用来完成机电式旋变变压器的功能。

SSCT 是下述固态自整角差动发送机的基本组成部分。SSCT 的主要组成也是后述 DSC、DRC 和 SDC、RDC 的基本组成部分。

机电型控制式自整角差动发送机 (CDX) 见图 8-4。它的定子三绕组接收从 CX 来的三线自整角信号, 它们代表了输入指令角 θ 。当向 CDX 输入轴角 ϕ 时, 从转子绕组 R_1 、 R_2 、 R_3 输出另一组三线自整角信号, 和式 (8-1) 相似, 不同的仅是以 $(\theta - \phi)$ 代替 θ 。换言之, CDX 的作用是将代表 θ 角的三线自整角式信号转换成代表 $(\theta - \phi)$ 的三线自整角式信号, 实现了轴角量的和或差运算。

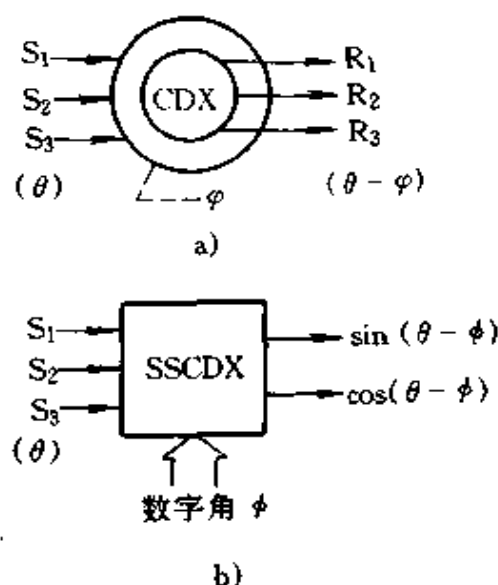


图 8-4 机电型控制式差动自整角发送机和固态控制式差动自整角发送机

固态控制式自整角差动发送机 (SSCDX) 的功能和机电式 CDX 相似, 也用来实现轴角信息传输和 $(\theta - \phi)$ 的和差运算。不同的是, ϕ 为数字式输入角。现有产品中输出的是 $(\theta - \phi)$ 的四线式旋转变压器信号, 见图 8-4b。

从图 8-5 SSCDX 原理框图可知, 它相当于有两个 SSCT, 但它们共用一组输入隔离的 SCOTT-T 变压器和象限选择开关。而且两个 SSCT 中 $\sin$ 和 $\cos$ 信号输入互换了位置, 由乘法器和减 (加) 法放大器完成了下列运算:

$$\sin\theta\cos\phi - \cos\theta\sin\phi = \sin(\theta - \phi)$$

$$\cos\theta\cos\phi + \sin\theta\sin\phi = \cos(\theta - \phi)$$

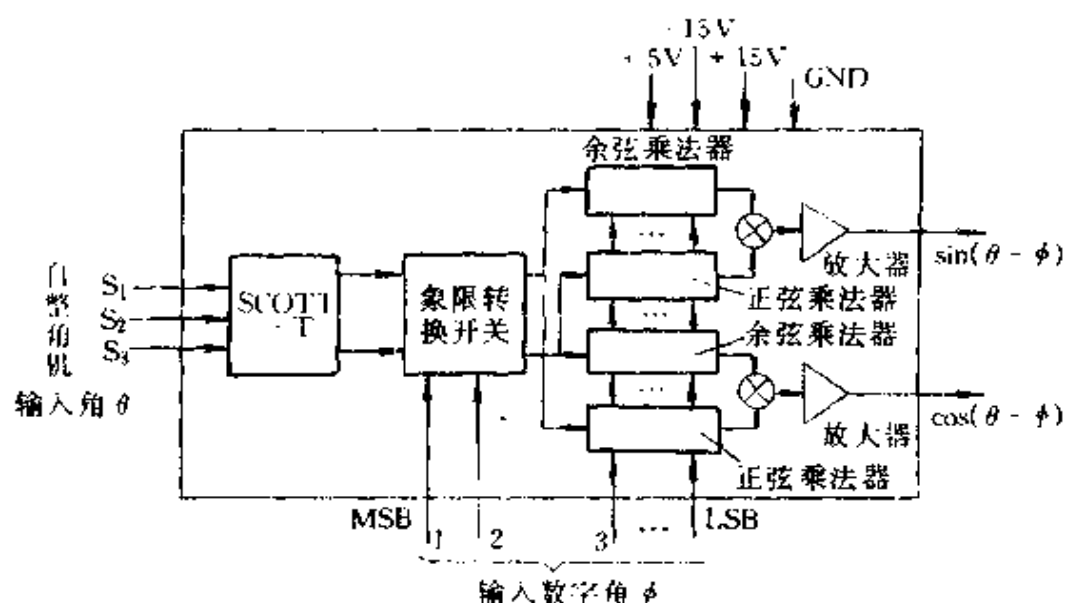


图 8-5 固态控制式差动自整角发送机原理框图

实际上，此四线旋转变压器式信号仍是由参考频率 f_r 调制的。此两信号尚需经功率放大器输出，以得到适当的电压幅度和足够的输出功率，方能驱动后面的旋变变压器。显然，也可利用 SCOTT-T 变压器作为输出变压器，转换为三线自整角发送机式输出，也可以驱动自整角变压器。

由 DDC 的 ILC Data Device 公司生产的 HSCDX-14 是一种 14bit 的 SSCDX 模块组。它由两块 SSCT 模块组成，每块都是 36 脚双列直插式模块。一块是正弦输出的 SSCT，按其接收的输入轴角信号是三线自整角式信号，还是四线旋转变压器式信号，还是电压跟随器输入的不同，产品型号分别称为 HSCT、HRCT、HXCT。另一块是余弦输出的 SSCT，产品型号称为 HCCT。14bit 数字角输入是 TTL/CMOS 电平兼容。HSCDX-14 的一般精度为 $\pm 4'$ ，高精度的达 $\pm 2'$ 。调制频率为 17~1000Hz，最大输出（有效值）为 1V，最大负载能力为 1mA。动态性能：对于 179° 阶跃输入，到达最终精度的建立时间为 $10\mu s$ 。按照美国军用标准 MIL-STD-883 计算的平均故障间隔时间 (MTBF) 为 610000h。

Computer Conversions 公司生产专门的 SCT 系列固态自整角变压器和 SCDX 系列固态自整角差动发送机。其中 SCT 系列包括 14bit 的 SCT40、SCT60，12bit 的 SCT412、SCT612，10bit 的 SCT410、SCT610。它们的精度依次为 $4'$ 、 $15'$ 和 $30'$ 。SCT4 $\times\times$ 系列的工作频率为 400Hz，SCT6 $\times\times$ 系列的工作频率为 60Hz。输出角度范围为 $\pm 7^\circ$ 或 $\pm 12.5^\circ$ 。输出电压梯度为 0.4 或 1.0V/($^\circ$) 可选。输出有短路保护。该系列也有固态旋转变压器 (SCTR) 产品，可接收旋转变压器式输入信号。而 SCDX 系列包括 14bit 的 SCDX40、SCDX60，12bit 的 SCDX412、SCDX612，10bit 的 SCDX410、SCDX610。它们的精度依次为 $4'$ 、 $15'$ 和 $30'$ 。它也有接收旋转变压器式四线信号的固态旋变差动发送机 (RCDX) 产品。

Natel Engineering 公司生产 16bit 的 HRCT/HSCT 3006 系列固态控制变压器，精度有 $1'$ 、 $2'$ 、 $4'$ 三种。还生产 16bit 的 HCDX3106 系列固态自整角差动发送机，精度有 $2'$ 、 $4'$ 、 $8'$ 三种，工作频率可达 5kHz。

典型的机电式角位置伺服系统见图 8-6。图中， V_R 是参考电压，从机电式自整角发送机转子绕组输入，定子的三线输出接到自整角变压器的定子绕组。轴角 θ_{IN} 是指令位置角， θ_O 是与电动机、机械负载连接在一起的 CT 的轴角，是被控制的输出角。CT 转子绕组输出信号正比于 $\sin(\theta_{IN} - \theta_O)$ ，经相敏解调和放大校正后驱动伺服电动机 M。闭环控制的结果，使 $\theta_O = \theta_{IN}$ ，实现远距离的两个轴角的跟踪、同步、复现。

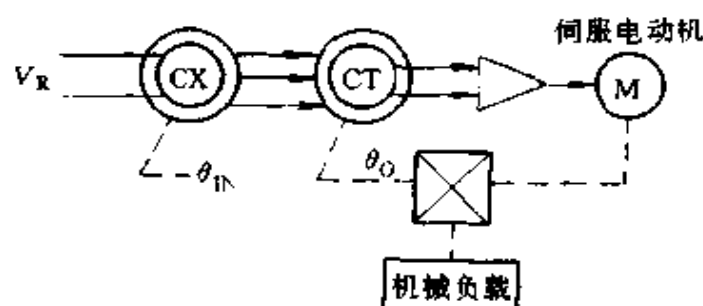


图 8-6 典型的机电型角位置伺服控制系统

此机电型系统可以用机电-电子混合角位置伺服系统代替。其中一个方案见图 8-7。图中, SSCT 为接口电路, 从数字计算机接收数字的指令角信号 θ_{IN} , 另外, 与机械负载和电动机同轴安装的被换成一台机电式自整角发送机, 将输出轴角 θ_O 转换成三线自整角式信号, 也作为 SSCT 的输入。这样, SSCT 的输出表示了 θ_{IN} 和 θ_O 的误差, 此误差也经相敏解调和放大, 驱动伺服电动机 M, 同样达到 θ_O 对 θ_{IN} 跟踪的目的。

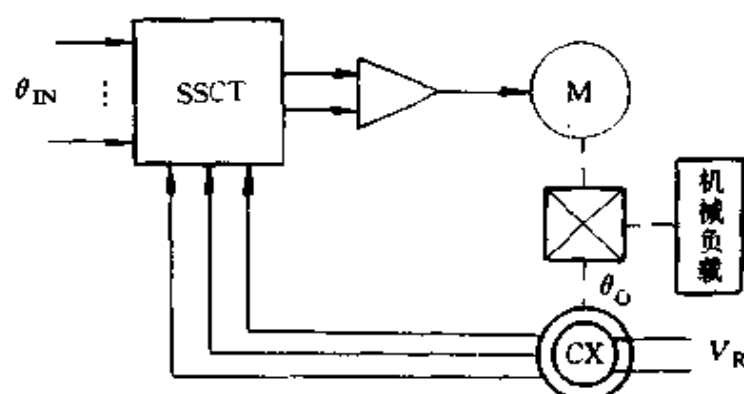


图 8-7 利用 SSCT 的计算机角位置伺服控制系统

此例子说明, SSCT 和 CT 一样, 在闭环伺服系统中常用作角位置误差发生器。SSCT 则使用于数字计算机控制的系统中, 将数字角和自整角 (旋转变压器) 式电压表示的角度进行减法运算。同样, 固态自整角差动发送机也用来进行类似的数字角与模拟角之间的减法运算, 适用于数字计算机用数字角对自整角机或旋变发送机输出信号进行角度的补偿或校正。

8.3 数字/自整角机 (旋转变压器) 转换器

图 8-6 中的机电式自整角发送机如果用一个固态控制式自整角发送机 (SSCX) 代替, 就可得到另一个计算机控制的角位置伺服系统, 见图 8-8。此系统输入指令角 θ_{IN} 是从计算机来的二进制数码。

这里, 固态自整角发送机或固态旋变发送机的作用是将输入角数字代码转换成三线自整角式模拟信号或四线旋变式模拟信

号，所以一方面可以看成是与机电式自整角发送机或旋变发送机有相同功能的数字电子式代用物；另一方面看，它是一种特殊的数/模转换器、码/角转换器，故又称为数字/自整角机转换器（DSC）或数字/旋转变压器转换器（DRC）。

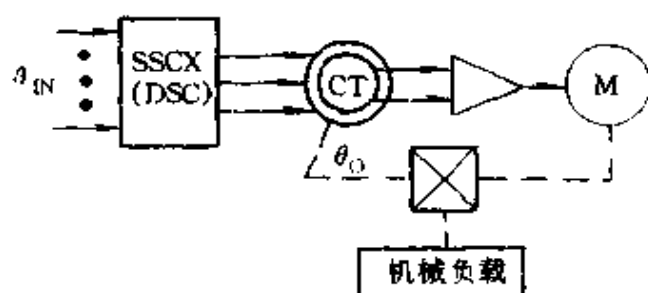


图 8-8 利用 SSCX 的计算机角位置伺服控制系统

DSC 的原理框图见图 8-9。它与图 8-2 所示的 SSCT 有许多相同的环节。代表输入角度信息的数字角 ϕ 通常是自然二进制数码，其中最高两位为 00、01、10、11，分别代表输入角 ϕ 所在的象限在 I、I、II、IV 象限，可用来确定输出正弦信号和余弦信号的极性是+还是一。其余的较低位二进制数在正弦和余弦乘法器中确定正弦和余弦函数的值。

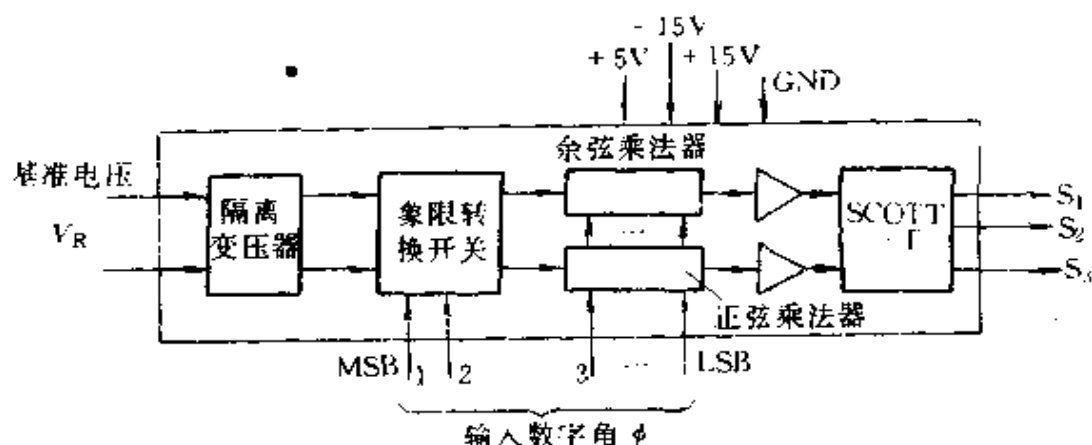


图 8-9 DSC 原理框图

通常，采用只读存储器（ROM）作为正弦和余弦函数发生器，由除最高两位外的二进制数 ϕ 作为地址输入；用查表法读出数字

的 $|\sin\phi'|$ 和 $|\cos\phi'|$ 。根据三角函数关系

$$\sin\phi = +\cos(\phi - 90^\circ) = +\cos\phi' \quad (\text{I 象限})$$

$$\sin\phi = -\sin(\phi - 180^\circ) = -\sin\phi' \quad (\text{II 象限})$$

$$\sin\phi = -\cos(\phi - 270^\circ) = -\cos\phi' \quad (\text{IV 象限})$$

$$\cos\phi = -\sin(\phi - 90^\circ) = -\sin\phi' \quad (\text{I 象限})$$

$$\cos\phi = -\cos(\phi - 180^\circ) = -\cos\phi' \quad (\text{II 象限})$$

$$\cos\phi = +\sin(\phi - 270^\circ) = +\sin\phi' \quad (\text{IV 象限})$$

设计在象限转换开关中,将基准电压 $V_R = V\sin\omega t$ 取同相或反相输出,见表 8-4。然后它们在线性带乘法的 DAC 中与上面的数字正余弦函数相乘,产生旋转变压器式电压信号

$$V_x = K\sin\phi\sin\omega t$$

$$V_y = K\cos\phi\sin\omega t$$

对于 DRC,只需经功率放大和隔离变压器即可输出。对于 DSC,功率放大后利用 SCOTT-T 变压器将四线旋变式信号转换成三线自整角式信号再输出。由 SCOTT-T 变压器可得到需要的较大幅值的电压和较低的输出阻抗。它应当没有饱和,而且有良好的线性度,失真小,原副方相移小,三相对称。

表 8-4 转换开关输出极性

最高前两位数	对 $\sin\phi$	对 $\cos\phi$
00	+	+
01	+	-
10	-	-
11	-	+

表 8-5 ANALOG DEVICES 公司的几种 DSC、DRC
模块和混台电路的主要技术数据

型 号	分辨率 /bit	输出方式	输出负载 能力/VA	精度 / (°)	调制频率 /Hz	封装引脚数	封装外形尺寸 /mm
DSC1705	14	S	1.3	±4	60, 400	23	79.4×66.7×20.3
DRC1705		R				20	
DSC1706	12	S		±8		21	
DRC1706		R				18	

(续)

型 号	分辨率 /bit	输出方式	输出负载 能力/VA	精度 / (°)	调制频率 /Hz	封装引脚数	封装外形尺寸 /mm
DRC1745	14	R	2.0	±2.	~2600	40	54.4×29×4.7
DRC1746	16			±4			

注：封装尺寸未包括引脚部分的尺寸。

已有的 DSC、DRC 产品为混合电路或模块，分辨率有 12bit、14bit 和 16bit。表 8-5 给出 ANALOG DEVICES 公司 70 年代后期生产的 DSC1705 和 DSC1706 模块、80 年代后期生产的 DRC1745 和 DRC1746 混合电路主要技术数据。DSC1705 和 DSC1706 内含基准电压输入变压器和输出隔离变压器或 SCOTT-T 变压器，可派生出输出线电压为 11.8、90V 和输入基准电压为 26、115V、频率为 60、400Hz 的不同规格产品。这些参数符合美国自整角机、旋转变压器的军用标准，故能直接用来驱动自整角变压器和旋变变压器。 $\pm 4'$ 和 $\pm 8'$ 的精度，在下列条件变化时仍能给予保证：

- (1) 允许工作温度范围 $0\sim 70^{\circ}\text{C}$ 或 $-55\sim +105^{\circ}\text{C}$ 内；
- (2) 基准电压的幅度或频率变化为 $\pm 10\%$ ；
- (3) 基准电压波形失真为 $\pm 10\%$ ；
- (4) 使用的 $\pm 15\text{V}$ 电源电压变化为 $\pm 5\%$ ；
- (5) 负载从空载到满载变化。

按 MIL-STD-883B 计算的可靠性指标 MTBF 值是 150000h。

DRC 1745 和 DRC1746 除分辨率分别为 14 和 16bit 不同之外，其余性能是相同的。输入代表数字角 ϕ 的并行自然二进制码，当输入基准电压 $V_{\text{REF}} = A\sin\omega t$ 时，输出旋转变压器式正弦和余弦函数电压分别是 $2A\sin\phi\sin\omega t$ 和 $2A\cos\phi\sin\omega t$ ，增益是 $(2\pm 0.1)\%$ ，在 400Hz 时，相移为 0.08° 。输出级功率放大器有驱动纯感性或阻性、高容性负载 2VA 的能力，并有过电流保护。输出可直接驱动旋变变压器，或外接 STM1663 或 STM1683 SCOTT-T 变压器模块驱动标准的自整角变压器，功率是足够的。基准电压输入也可

以外接 STM1660 或 STM1680 变压器作隔离,此转换器常用 STM1660 和 STM1663 变压器工作于 47~440Hz,用 STM1680 和 STM1683 变压器工作于 360Hz~2.6kHz。

DD 公司生产的 DRC-10500 模块分辨率为 14bit,精度为 $\pm 4'$,负载能力为 1.5VA (400Hz);DSC-544 模块分辨率为 14bit,精度为 $\pm 4'$,负载能力为 4.5VA (400Hz) 和 1.5VA (60Hz)。DSC-544 不需要 $\pm 15V$ 电源,供电电源在内部由参考电压输入后产生。它们可直接驱动旋变变压器、自整角变压器和控制式自整角差动发送机。利用该公司生产的 TD-100、TD-101 等功率放大模块可扩大驱动能力,驱动功率达 30VA 的功率自整角差动发送机或接收机,或驱动多台 CT、CDX 等。但工作精度有所下降,满载时为 $\pm 21'$ 。

DSC、DRC 在使用微型计算机控制的军用或工业用伺服机构、位置控制系统(例如飞行模拟器、飞行训练机、火炮控制、雷达和导航系统等)中得到应用。

8.4 自整角机(旋转变压器、感应同步器)/数字转换器

自整角机/数字转换器(SDC)的主要功能是将三线自整角机式电压信号(代表一个轴角为 θ 的模拟量)转换成此轴角的数字量 ϕ 。也就是说,利用一台自整角发送机和一个 SDC 可组成一个轴角编码组件,完成轴角的数字检测,其功能与一个绝对式光学编码器等效。其输出通常是自然二进制数码,已有 10、12、14、16bit 的模块或单片集成电路商品。

可用来实现 SDC 的方案有多种,其中最常用并已集成化的是采用跟踪型工作原理的方案。它的原理框图见图 8-10。它的主要部件是 SSCT(见图 8-2),它接收输入的三线自整角机式信号 S_1 、 S_2 、 S_3 ,并输入从可逆计数器来的二进制数字角 ϕ (相当于闭环系统的反馈信息),SSCT 输出是 $\sin(\theta - \phi)\sin\omega t$ 。在解调器中,用参考电压 V_R 相敏解调,得到一直流信号,它正比于 $\sin(\theta - \phi)$ 。在实际工作时, $(\theta - \phi)$ 是一个小的角差,因此有 $\sin(\theta - \phi) \approx (\theta - \phi)$ 。

所以，SSCT 加上解调器就是输入角 θ 和输出角 ϕ 的偏差发生器。此偏差送入误差处理环节进行对时间的积分，产生一个随时间增长的电压 v ，用来控制一个宽动态范围的压控振荡器（VCO）。VCO 输出 CP 脉冲频率与 v 成正比例，作为可逆计数器的计数脉冲。偏差信号 $U = (\theta - \phi)$ 的极性决定了计数器进行加法计数还是减法计数。计数的同时，使输出角 ϕ 向输入角 θ 接近。闭环伺服的结果是数字角 ϕ 跟踪输入角 θ ，达到用 SDC 的数字输出显示三线自整角机式信号所代表的轴角 θ 的目的。在这个闭环系统中，误差处理环节中有一个积分器，计数器本身又是一个积分器，所以跟踪型 SDC 是一个双积分环节的伺服系统，称为 II 型伺服系统。在 I 型伺服系统中，对于角位置输入或匀速输入，都是无静差系统，而对于匀加速度输入，存在稳态误差，此误差与系统的开环增益成反比。此时 ϕ 对 θ 有一定的滞后。

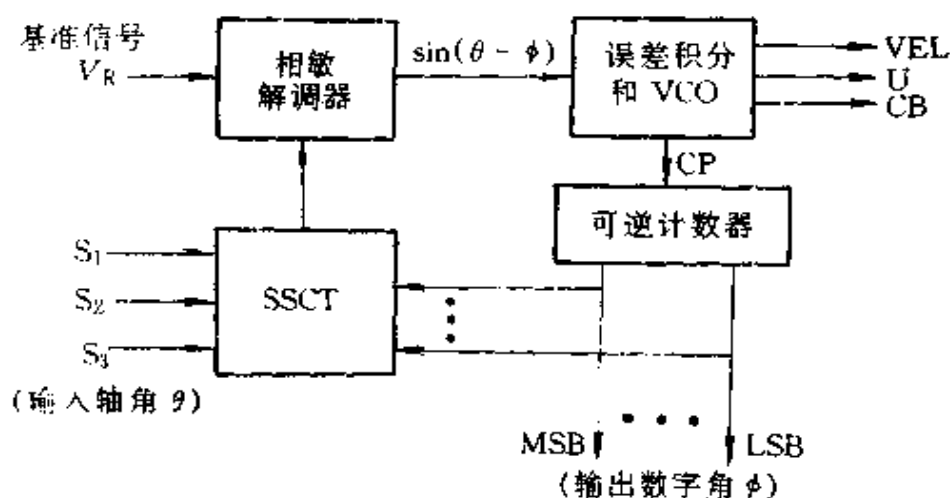


图 8-10 SDC 原理框图

新设计的 SDC 产品还能输出与自整角机轴转速 $(d\theta/dt)$ 成正比的测速电压 VEL 信号，方向信号 U、串行脉冲 CB 等信号，见后述 AD2S80、AD2S90 产品说明。

旋转变压器/数字转换器（RDC）、感应同步器/数字转换器（IDC）工作原理与 SDC 相同，只是输入信号不同，省去了输入处的 SCOTT-T 变压器。

表 8-6 列出 ANALOG DEVICES 公司生产的 SDC、RDC 部

表 8-6 ANALOG DEVICES 公司的 SDC、RDC 产品主要技术数据

型 号	分辨率 /bit	输入方式	精度 /($^{\circ}$)	跟踪速度/ $r \cdot s^{-1}$	调制频率 /kHz	输入隔离	封装尺寸/mm 引脚数	说 明
SDC/RDC 1740	14	S,R	± 5.3	12	0.4~2.6	有	44.2×29×7.1 32 脚	内含 BiMOS 单片集成电路和 隔离变压器的混合电路,数字三 态缓冲输出
SDC/RDC 1741	12		± 8.5	18				
SDC/RDC 1742	12		± 15.3	18				
1S14	10	I,R	± 8.5	680	2~10	无	54.4×29×4.6 40 脚	测速电压输出,依次为 0.25、1、 4、16V/(kr/min) 方向输出,直流误差输出,数字 三态缓冲输出
1S24	12		± 8.5	170				
1S44	14		± 5.3	42.5				
1S64	16		± 4.0	10.5				
1S20	12	I,R	± 8.5	50, 90, 170	0.4~2.6 2.6~5 5~10	无	43.2×28×5.2 32 脚	同上,低成本,工业级(0~ +70°C)
1S40	14		± 5.3	12.5, 22.5, 42.5				
1S60	16		± 4.0	3.5, 5, 10, 5				
1S61	16		± 10.0	3.5, 5, 10, 5				
1S74	10, 12 14, 16	I,R	± 4.0	680	2~10	无	同 1S14	分辨率可选,高质量测速输出
* AD2S80	10, 12 14, 16	I,R	$\pm 2, \pm 4$ ± 8	1040	0.05~20	无	40 脚 DIL	单片集成电路,分辨率可选,测 速输出
* AD2S81	12		± 30	260	0.4~20		28 脚 DIP	单片集成电路,低成本,工业级
* AD2S82	10, 12 14, 16		$\pm 2, \pm 4$ ± 8	1040	0.05~20		44 脚 PLCC	单片集成电路,分辨率可选,测 速输出
* AD2S90	12	I,R	± 10.6	375	3~20	无	20 脚 PLCC	单片集成电路,串行数据输出, 模拟增量编码器输出

分产品的主要技术数据。该公司产品从早期的厚膜电路模块，发展到混合电路模块，到单片集成电路，体积有明显减小。例如，早期的 SDC1604 的外形尺寸为 $79.4\text{mm} \times 66.6\text{mm} \times 20.3\text{mm}$ 。表中外形尺寸不包括引脚部分的尺寸，有 * 的产品将在下两节详述。

DD 公司也有多个系列的 SDC、RDC 和 IDC 产品。例如，RDC-19100 系列是工业级低成本设计的产品，分辨率有 10、12、14、16bit 不同规格，精度分别为 $\pm 21'$ 、 $\pm 8.5'$ 、 $\pm 5.3'$ 、 $\pm 2.6'$ ，最高跟踪速度分别为 400、100、25、6.3r/s。除并行二进制数输出之外，还提供下列信号：

(1) CB—串行脉冲输出。

(2) U—方向信号利用 CB 和 U 信号，可外接计数器进行计数。

(3) C—轴每一转的标记脉冲。

(4) VEL—测速电压。其幅值正比于旋转变压器轴的转速，极性反映转向。可代替传统的直流测速发电机。对应于最高跟踪速度的测速电压是 3.4V。

RDC 与无刷旋转变压器配合使用，适用于 CNC 机床、加工中心、工业机器人，以及雷达天线、火炮控制的数字伺服系统。这样，在伺服电动机上同轴安装一台无刷旋转变压器（或无刷自整角机发送机），外接一个 RDC（或 SDC），这个机电组合件可同时获得三种信息：轴角绝对位置并行编码信息（相当于一个绝对式光学编码器）、轴角增量位移信息（相当于一个增量式光学编码器）、一个转速信息（相当于一台直流测速发电机）。由永磁同步交流伺服电动机组成的伺服系统中，此组合件不但为系统位置环和速度环提供数字位置反馈和模拟量速度反馈信号，而且也可提供转子位置传感信号的第三重作用，为系统换相及相电流指令信号的形成提供必需的信息。图 8-11 表示一个正弦波交流伺服控制系统三环控制框图，即包括位置环、速度环和电流环控制。与永磁交流伺服电动机同轴的无刷旋转变压器产生的正余弦信号送入 RDC，RDC 输出表示数字角 ϕ 的并行二进制数码给计算机。此实

实际位置信息与指令位置信息比较，其偏差输出送至一个 DAC，得到指令速度信号。它在速度调节器中与从 RDC 来的实际速度信号 VEL 进行比较，产生转矩（电流）指令信号。转矩（电流）信号送给两个乘法 DAC。在计算机内，由数字角 ϕ 信号经内部两个正弦函数 ROM，产生 $\sin\phi$ 和 $\sin(\phi+120^\circ)$ 两路数字信号分别送至两个乘法 DAC，得到 A 相和 B 相指令电流信号 i_A^* 和 i_B^* 。在两个电流调节器中，指令电流信号又分别与从电流传感器来的两相电流 i_A 和 i_B 进行比较，它们的偏差用来控制脉宽调制器（PWM）。利用三相电动机三相电流 $i_A+i_B+i_C=0$ 的关系，也可得到对 C 相电流控制的 PWM 信号。三相 PWM 信号被送至基极驱动电路，驱动三相逆变桥和三相永磁交流伺服电动机，实现位置伺服控制。

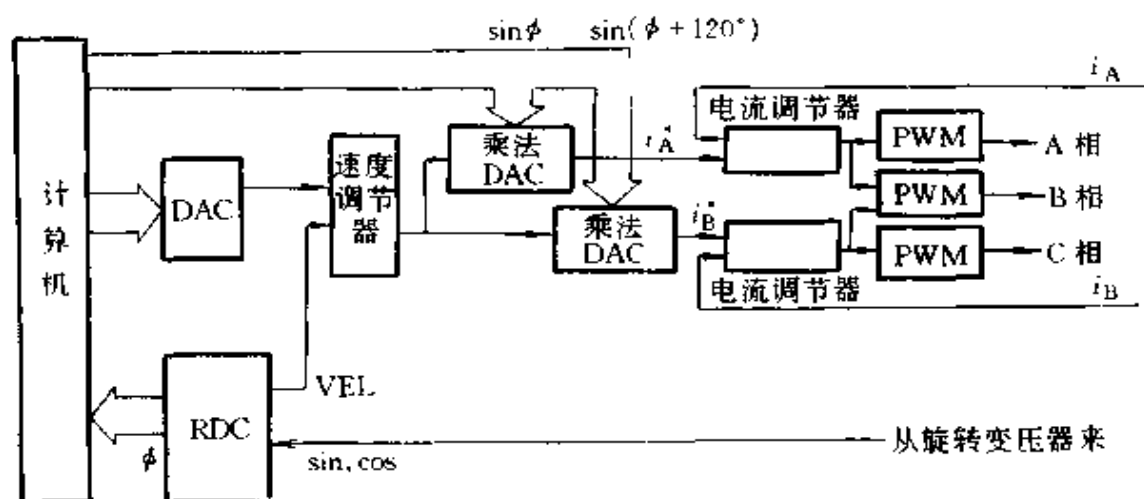


图 8-11 RDC 在交流伺服系统三环控制中的应用

除上述跟踪式 SDC 外，同时需要对多个轴角进行数字化测量，对多个自整角机或旋转变压器进行数字转换时，采用采样逐次逼近式 SDC（或 RDC）更合理。如 DD 公司的 MSDC-700 和 HMSDC-8700 产品，是多通道 14bitSDC 或 RDC。HMSDC-8700 是两块厚膜混合电路，一块是四通道信号输入模块，另一块是中心转换器模块。这种转换器结合了跟踪反馈和逐次逼近两种方法，同时对四台电动机信号进行分时转换。因此，它比用四个跟踪式 SDC 的成本要低许多。

8.5 AD2S80A/AD2S81A/AD2S82A RDC 单片集成电路

AD2S80A RDC 跟踪式单片集成电路是 ANALOG DEVICES 公司最新一代 RDC, 可用于自整角机、旋转变压器、感应同步器的数字转换。它是将先进的 CMOS 逻辑电路和高精度双极线性电路相结合, 以 BiMOS I 工艺制作在同一芯片上。AD2S80A 和 AD2S82A 的分辨率和动态性能可由用户选择, 可供选择的分辨率有 10、12、14、16bit。AD2S81A 是固定分辨率 (12bit) 的 RDC。由于它们将旋转变压器式信号转换为自然二进制数是采用一种比率式跟踪方法, 输出数字角只与输入的正弦和余弦信号的比值有关, 而与它们的绝对值大小无关, 因此具有高的噪声抑制能力, 减小由于从旋转变压器经远距离到转换器的长线带来的误差。16 条数据线输出口有三态输出数据锁存功能, 利用 BYTE SELECT 等引脚控制, 可以向 8bit 或 16bit 数据总线传输。还可输出与速度成正比的模拟信号 (VELOCITY O/P), 用来代替测速发电机。参考电压频率范围为 50Hz~20kHz。

推荐运行条件:

电源电压 ($\pm V_s$)	$\pm 12V \pm 10\%$
逻辑电源电压 (V_L)	$+5V \pm 10\%$
模拟输入信号电压有效值 (sin, cos)	$2V \pm 10\%$
基准电压	1~8V
输入信号和基准电压失真	10% (max)
输入信号与基准电压间相移	$\pm 10^\circ$ (max)

1. AD2S80A RDC 图 8-12 表示 AD2S80A 内部原理框图及外部连线。按图连接后, AD2S80A 就如上节所述运行于 I 型伺服环的跟踪式 RDC。数码输出以选取的跟踪速度自动地跟踪输入信号。由于转换仅与输入 SIN 和 COS 信号的比值有关, 所以输入信号的幅值和频率允许在一定范围内变化。由于相敏检波解调器的存在, 对基准电压中的正交分量有高的抑制能力。

它的数字输出分辨率 10、12、14、16bit 可通过 SC1 和 SC2 输

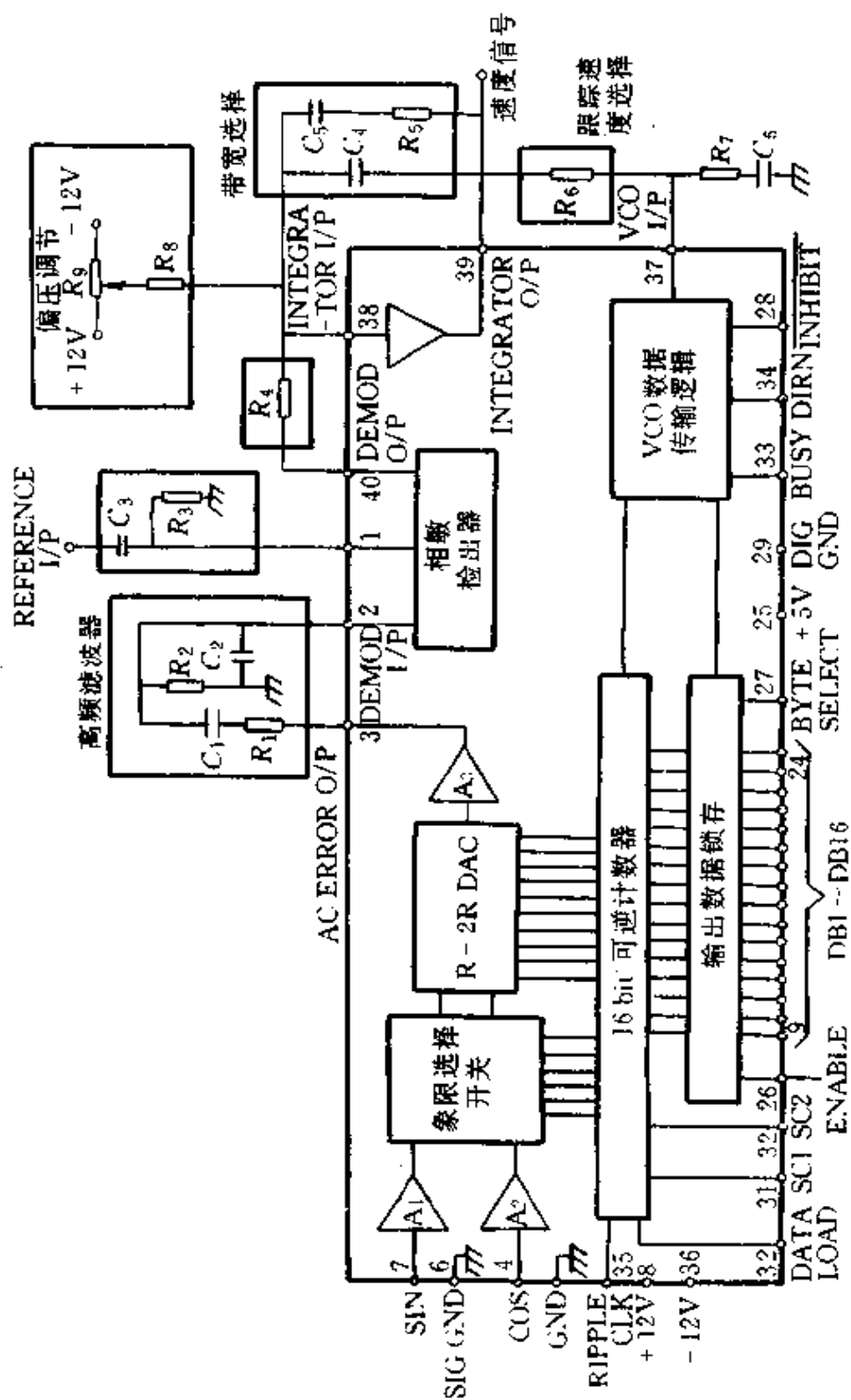


图 8-12 AD2S80A 框图及接线图

入逻辑电平来选择,见表 8-8。而动态性能,如带宽和跟踪速度由外接元件的选取来决定。

AD2S80A 有两种封装方式:40 引脚的 DIP 封装(见图 8-13),44 引脚的 LCC 方形封装。表 8-7 给出 DIP 封装引脚号及功能说明。

表 8-7 AD2S80A 引脚功能说明

引脚号	符 号	功 能 说 明
1	REFERENCE I/P	基准信号输入
2	DEM0D I/P	解调器输入
3	AC ERROR O/P	比率乘法器输出
4	COS	余弦信号输入
5	ANALOG GROUND	电源地
6	SIG GND	旋转变压器信号地
7	SIN	正弦信号输入
8	+V _s	正电源
9~24	DB1~DB16	并行输出数据
25	V _L	逻辑电源
26	ENABLE	逻辑高电平—输出高阻态 逻辑低电平—数据存于输出锁存器
27	BYTE SELET	逻辑高电平—高字节送至 DB1~DB8 逻辑低电平—低字节送至 DB1~DB8
28	$\overline{\text{INHIBIT}}$	逻辑低—禁止数据送入输出锁存器
29	DIG GND	逻辑地
30、31	SC1, SC2	选择转换分辨率
32	DATA LOAD	逻辑低—DB1~DB16 输入 逻辑高—DB1~DB16 输出
33	BUSY	逻辑高时,数据无效
34	DIRN	表示转向
35	RIPPLE CLK	转换器输出从全 1 到全 0 或相反时出现正脉冲,表示输入轴转一转或一个节距(感应同步器)
36	-V _s	负电源
37	VCO I/P	VCO 输入
38	INTEERATOR I/P	积分器输入
39	INTEGRATOR O/P	积分器输出,即速度输出 VELOCITY
40	DEM0D O/P	解调器输出

表 8-8 输出分辨率的选择

SC1	SC2	输出分辨率/bit
0	0	10
0	1	12
1	0	14
1	1	16

速度信号从 INTEGRATOR O/P 脚得到，主要指标如下：

线性度	$\pm 1\%$ FSD
正反转偏差	$\pm 1\%$ FSD
零位偏移	6mV
零位偏移温度系数	$-22\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
输出直流电压	$\pm 8\text{V}$
噪声和纹波电压	2mV

转换器跟踪速度上限取决于集成电路内压控振荡器输出频率的最高上限 f_{oscmax} ，对于 AD2S80A，它约为 1.1MHz。因此跟踪速度上限可由下式计算：

$$\text{跟踪速度上限} = \frac{1.1 \times 10^6}{p}$$

式中 $p=2^n$ (n 是输出分辨率)。

通常跟踪速度范围：

对于 10bit, $p=1024$ ，跟踪速度范围：0~1040 r/s

对于 12bit, $p=4096$ ，跟踪速度范围：0~260 r/s

对于 14bit, $p=16384$ ，跟踪速度范围：0~65 r/s

对于 16bit, $p=65536$ ，跟踪速度范围：0~16.25 r/s

实际的最大跟踪速度 (TR) 由电阻 R_6 值决定。VCO 工作频率由经 R_6 的电流值决定，其比例系数是 $7900\text{Hz}/\mu\text{A}$ 。 R_6 的电压是从积分器输出，即 VELOCITY 输出而来。假如设定在 12bit 分辨率下，最大跟踪速度为 100r/s (即 6000r/min) 时，输出速度电压为 5V。计算对应频率是 $100 \times 4096 = 0.4096\text{MHz}$ ，VCO 需要的输入电流为

$$100 \times 4096 / 7900 \mu\text{A} = 51.8 \mu\text{A}$$

因此采用 R_6 的值:

$$R_6 = 5 / (51.8 \times 10^{-6}) \text{ k}\Omega = 96 \text{ k}\Omega$$

如果设计最大跟踪速度时, 输出速度电压为 $\pm 8\text{V}$, 可依下式计算最大跟踪速度 (r/s):

$$\text{TR} = \frac{7900 \times 8 \times 10^6}{R_6 \times p} = \frac{6.32 \times 10^{10}}{R_6 \times p}$$

这个计算值还不得超过参考信号频率的 $1/16$ 。从计算的跟踪速度和速度电压, 可以计算出速度电压斜率。例如, 在 100r/s (即 6000r/min) 时速度电压是 5V , 则速度电压斜率为

$$\frac{5}{100} = 0.05 \text{ V/r} \cdot \text{s}^{-1}$$

或
$$\frac{5}{6000} = 0.83 \times 10^{-3} \text{ V/r} \cdot \text{min}^{-1}$$

图 8-13 表示 AD2S80A 的一个典型应用电路, 给出具体外围连接和元件参数。如图所示, 它是 12bit 设置 ($\text{SC1}=0$, $\text{SC2}=1$), 选取参考频率为 5kHz , 带宽为 520Hz , 最大跟踪速度为 260r/s 。如前所述, 由于跟踪型 RDC 是 I 型伺服环, 在静态和匀速工作时, 不会引入位置和速度误差。但在加速时会产生位置附加误差。此附加角度误差由转换器的加速度因数 K_A 决定。

$$K_A = \frac{\text{输入轴加速度}}{\text{输出角误差}}$$

K_A 的值由 R_4 、 R_6 (Ω) 和 C_4 、 C_5 (F) 依下式确定:

$$K_A = \frac{4.04 \times 10^{13}}{2^n R_4 R_6 (C_4 + C_5)}$$

将图 8-13 示例的数值: $R_4=110\text{k}\Omega$, $R_6=39\text{k}\Omega$, $C_4=1.5\text{nF}$, $C_5=6.8\text{nF}$ 代入上式, 计算得 $K_A=2.7 \times 10^6 \text{s}^{-2}$ 。

例如, 在输入角的加速度为 100r/s^2 时, 引起输出角滞后误差为

$$\frac{100 \times 360 \times 60 \times 60}{2.7 \times 10^6} = 48''$$

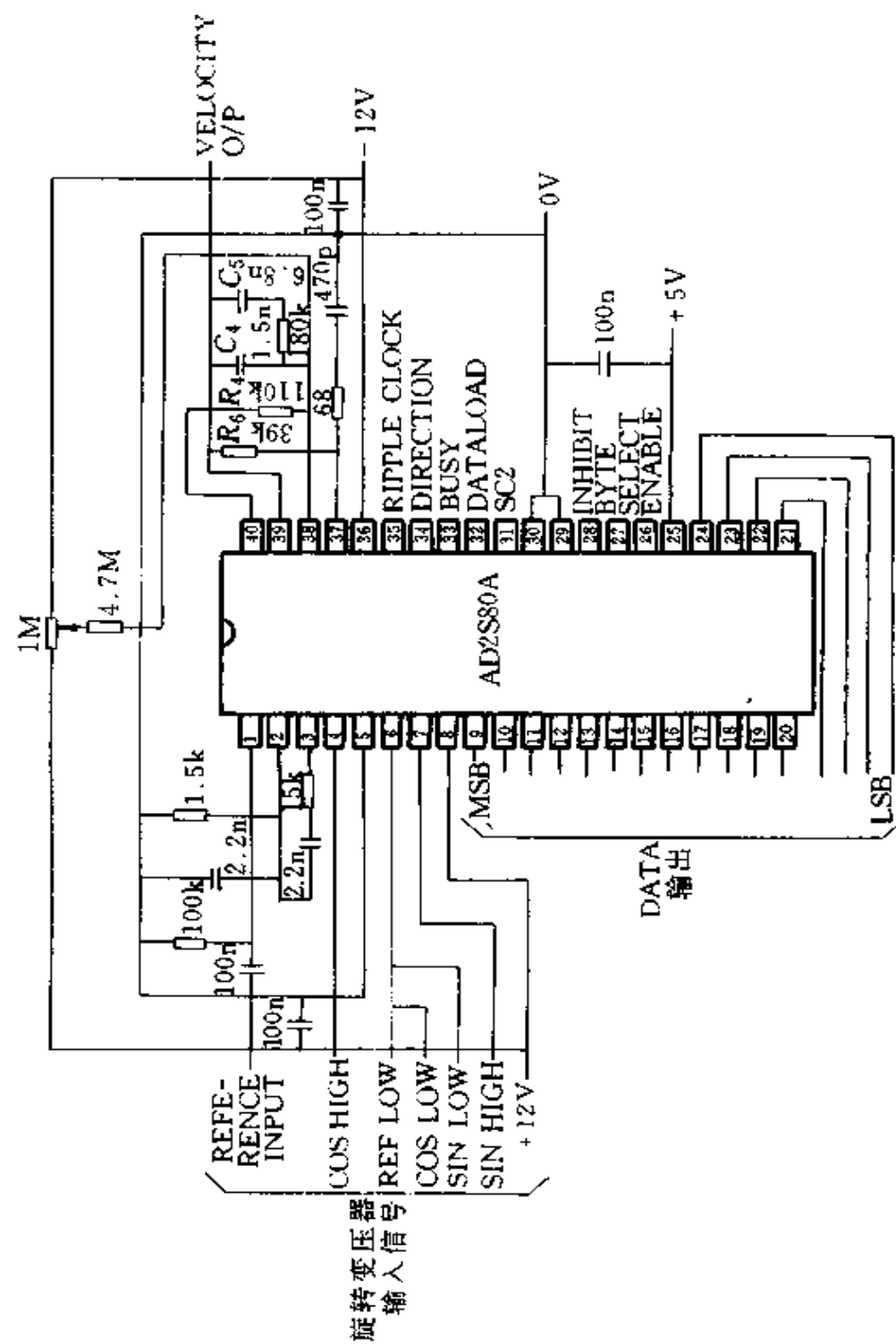


图 8-13 AD2S80A 典型连接电路

2. AD2S81A/AD2S82A RDC AD2S82A 与 AD2S80A 一样,是分辨率为 10、12、14、16bit 可选的单片 RDC。不同之处在于 AD2S82A 有两个新的引脚: VCO OUTPUT 和 COMPLEMENT, 并采用 44 引脚 PLCC 封装。

AD2S81A 是低成本的 12bit RDC, 采用 28 引脚 DIP 封装。这两种集成电路使用温度只有商业级的 $0\sim+70^{\circ}\text{C}$ 。

3. 应用电路 下面讨论与 AD2S80A 系列产品应用有关的几个问题。

(1) 与较高电压自整角机和旋转变压器的连接: 如前所述, AD2S80A 系列内部没有输入变压器, 标准的两路正余弦输入信号和基准信号电压均为 2V (有效值)。它们与标准的较高电压自整角机和旋转变压器连接时, 可借助于该公司的 5S70 系列和 5S72 系列隔离变压器, 按图 8-14 方式连接。5S70 用来连接自整角机时, 从 S1、S2、S3 端输入, 并将 6 脚和 9 脚短接, 如图虚线所示。用来连接旋转变压器时, 从 S1、S2、S3、S4 端输入。5S70 有适应线电压为 11.8、26、90V 的不同规格, 5S72 有适应电压为 11.8、26、115V 的不同规格 (均指基准频率为 400Hz 而言)。使用这两种隔离变压器的附加精度损失是 1.5'。

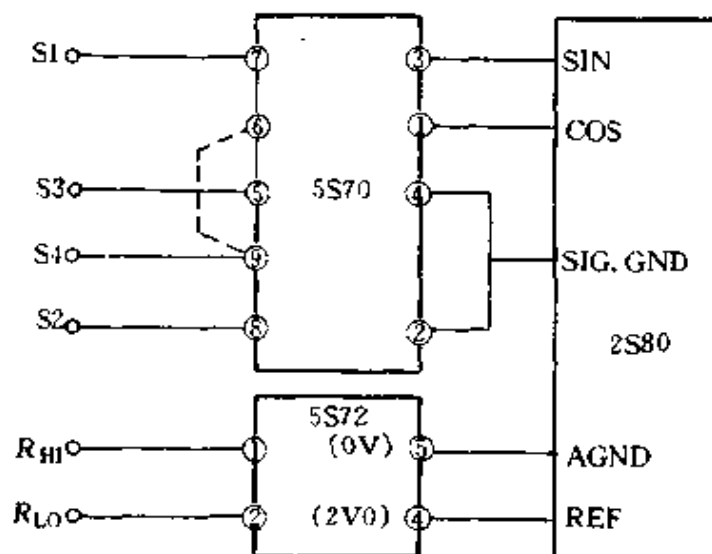


图 8-14 隔离变压器的连接

如果系统连接无隔离要求,对大于 2V 的旋转变压器,可用电阻分压方法解决。对于自整角机,则可按图 8-15 方法,用运算放大器构成所谓固态 SCOTT-T 电路。建议使用型号为 AD648 (双运算放大器)、AD712 (双运算放大器)、AD713 (四运算放大器) 等运算放大器。表 8-9 给出适应各种标准的自整角机电压推荐的电阻值。引入此电路也可改善输入到转换器的共模抑制比 (CMRR)。如果所用电阻误差控制在 0.01% 内, CMRR 典型值为 80dB, 最坏情况下, 有 68dB。由于电阻值存在一定的偏差, 会使转换器精度有所损失。如果电阻值偏差为 0.1%, 由此电路带来的角度误差约为 $2'$ (典型值), 最大约为 $7'$ 。利用图 8-15 中 COS 输出接 10 圈的可变电位器作微调, 调至两路信号平衡, 可使精度损失减小。

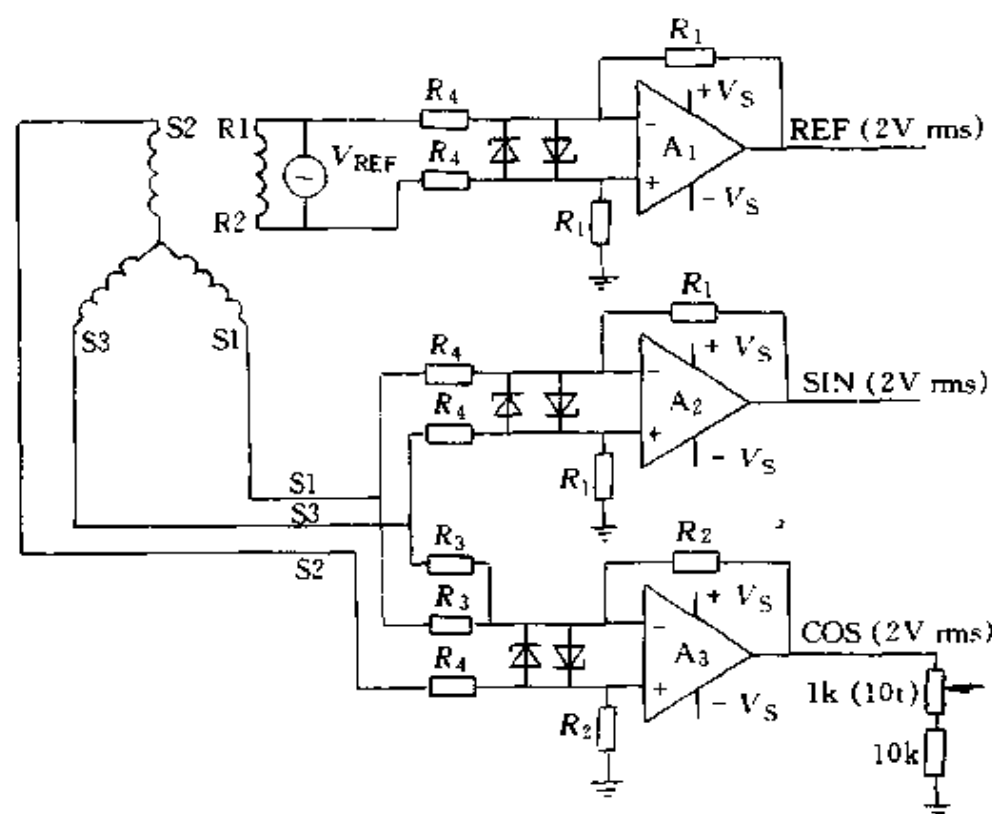


图 8-15 固态 SCOTT-T 电路

表 8-9 计算电阻值

(k Ω)

输入电压有效值/V	R_1	R_2	R_3	R_4
2.0	11	12.7	22.6	11.3
11.8	11	12.7	133	66.5
26	11	12.7	280	140
90	11	12.7	1180	590
110 (只用于基准电压)	11			620

(2) 利用 AD2S80A 作为 SSCT: 参照图 8-10, 如本节一开始已说明的, RDC 内基本部分是 SSCT。如果图 8-12AD2S80A 在 37 脚处断开, 不连接为闭环方式, 而只是从 SIN、COS 引脚输入 2V 的旋转变压器式信号, 从数据端 DB1~DB16 输入数字角 ϕ , 则从 AC ERROR O/P 端 (3 脚) 输出相当于控制变压器信号

$$2A\sin(\theta-\phi)\sin\omega t$$

式中 θ ——旋转变压器信号输入角;

ω ——基准信号的角频率;

A ——增益, 这里 $A=14.5$ 。

对于 $(\theta-\phi)$, 1bit 的 AC ERROR 输出电压 (有效值) 是

$$\begin{aligned}
 & 2 \times 14.5 \sin\left(\frac{360}{2^n}\right) \text{mV/bit} \\
 & = 178\text{mV/bit} \quad (\text{分辨率: 10bit}) \\
 & \quad 44.5\text{mV/bit} \quad (\text{分辨率: 12bit}) \\
 & \quad 11.125\text{mV/bit} \quad (\text{分辨率: 14bit}) \\
 & \quad 2.78\text{mV/bit} \quad (\text{分辨率: 16bit})
 \end{aligned}$$

为了使外面数据线的数字角 ϕ 能从转换器的 DB1~DB16 输入, 必须使用 DATA LOAD 端 (32 脚), 令其为逻辑 0, 将数据线上的数据装入计数器。为此事先令 ENABLE 端 (26 脚) 为逻辑 1, 使 DB1~DB16 呈高阻态, 然后变为逻辑 0, 让数据锁存。

仿此, AD2S82A 也可作为固态控制变压器使用。

(3) 外接转数或节距数计数器: 实际应用时, 需要对旋转变

压器的转数、感应同步器的节距数进行计数。利用外接计数器和一些门电路(见图 8-16),即可实现此要求。图 8-16 中,RC (RIPPLE CLOCK) 和 DIR (DIRECTION) 信号来自 RDC。

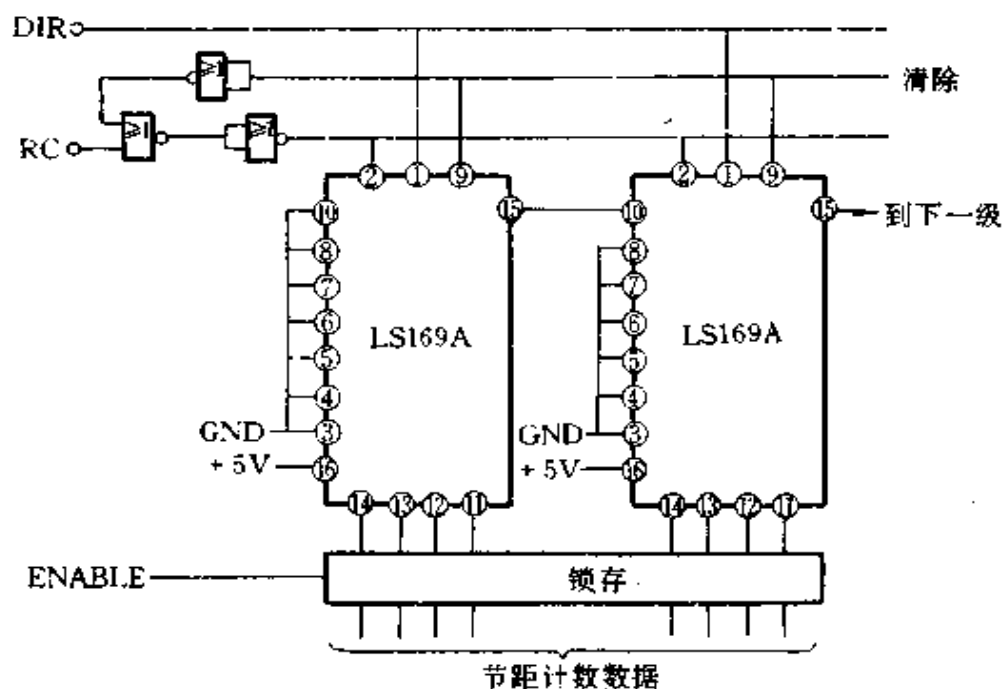


图 8-16 转数或节距计数电路

(4) 模仿增量编码器输出：光学或磁性增量式编码器通常输出两路正交的信号 A 和 B、一路每转一个脉冲的标志信号 MARKER。利用图 8-17 的电路，也可以将 RDC 输出信号改换成增量式编码器输出方式。利用最低位 LSB、次低位 (LSB-1) 输出和 BUSY 信号，以及 RC 信号可获得此三路信息。而用 DIR 输出提供附加的方向信息。对于普通的增量式编码器，方向信号需另加外接电路由判断 A 与 B 的相位关系得到。

(5) 用作感应同步器/数字转换器: 以直线式感应同步器为例, 它的定尺接收从 OSC 1758 振荡器来的励磁功率。此振荡器是混合集成电路, 产生两路相互正交的正弦波信号 REF1 和 REF2。将 REF1 接内部功率放大后, 由 AMP O/P 输出, 送至定尺。振荡器频率由电容 C_1 和 C_2 决定, 最高为 10kHz, 最大功率输出为 1.5W。从感应同步器输出的两路信号, 相当于旋转变压器输出的正弦和

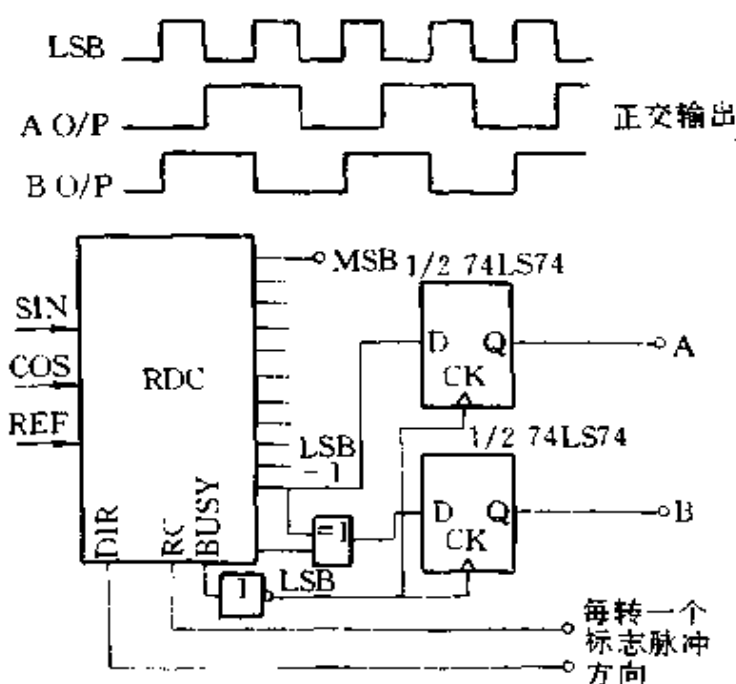


图 8-17 模仿增量编码器的输出

余弦两路信号，但信号电平很低，通常是毫伏级，需要将它们预先放大，再输入给 RDC。在图 8-18 的实用电路中，使用 IPA1764 混合式感应同步器专用前置放大器，提供信号的放大和必要的输出阻抗。它使用 $\pm 15\text{V}$ 电源。两通道放大器增益不平衡时会引入系统误差，因此要注意 IPA1764 增益偏差控制在 0.15% 之内，对于常用的节距等于 2mm 的感应同步器来说，只产生约 $0.23\mu\text{m}$ 的附加误差。两路相位失配在 1° 以内时，附加误差约为 $0.2\mu\text{m}$ 。IPA1764 两路输出阻抗小于 3Ω ，具有驱动电容值达 10^4pF 电缆的能力。因为直线感应同步器在机床上应用时，作坐标测量用的感应同步器与 RDC 之间有较远距离，需要用长电缆连接。感应同步器参考信号方到信号输出方的相移总是近于 90° ，利用 OSC 1758 的另一个信号 REF2 作为 AD2S80 的参考信号从 REFERENCE I/P 输入，相位关系合适。并且，利用定尺回路串联适当的电阻 (R_1)，调节输入电流，满足定尺励磁电流的要求。在这里，采用带屏蔽的电缆线和正确接地是十分重要的。

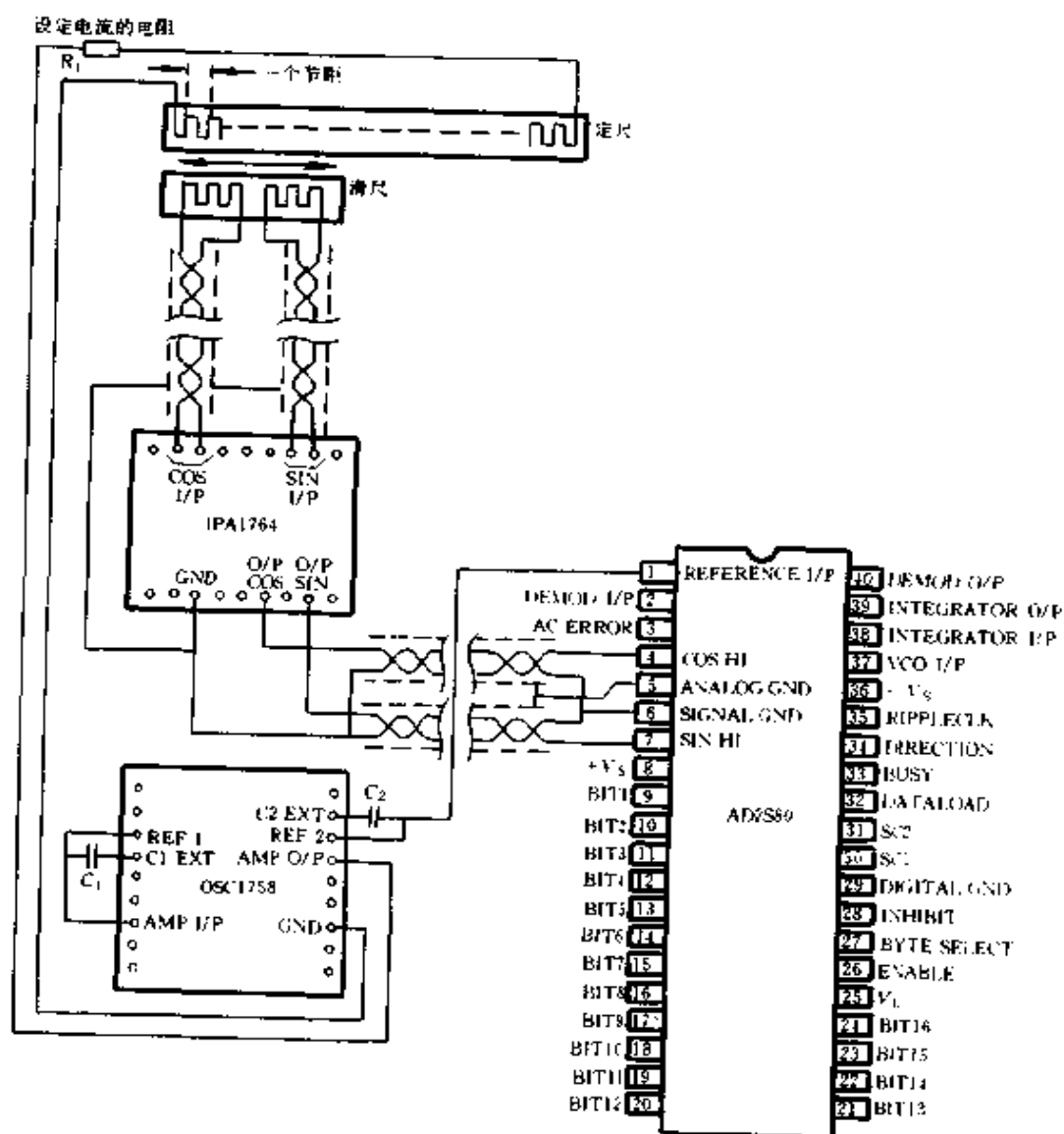


图 8-18 单片 RDC 用作感应同步器/数字转换器

(6) 在双速粗精系统中的应用电路：在高精度角位置检测和随动系统中，常采用所谓双速（双通道）系统，将测量分辨率提高到 20bit 以上。测量用的两台旋转变压器经机械齿轮升速，如图 8-19 那样用 32:1 的齿轮比升速，低速电机称为粗机，高速电机称为精机，也可以使用所谓电齿轮方式，即多极旋转变压器（如 32 对极的）与一对极旋转变压器同轴组合。

在这个应用例子里，利用 AD2S80A 和 AD2S81A 分别作精机和粗机的 RDC，利用 74LS83 和一些门电路组合逻辑来综合两个

转换器的输出。选择 AD2S80A 不同的分辨率 (12、14、16bit)，可得到合成的数字输出是 17、19 或 21bit。

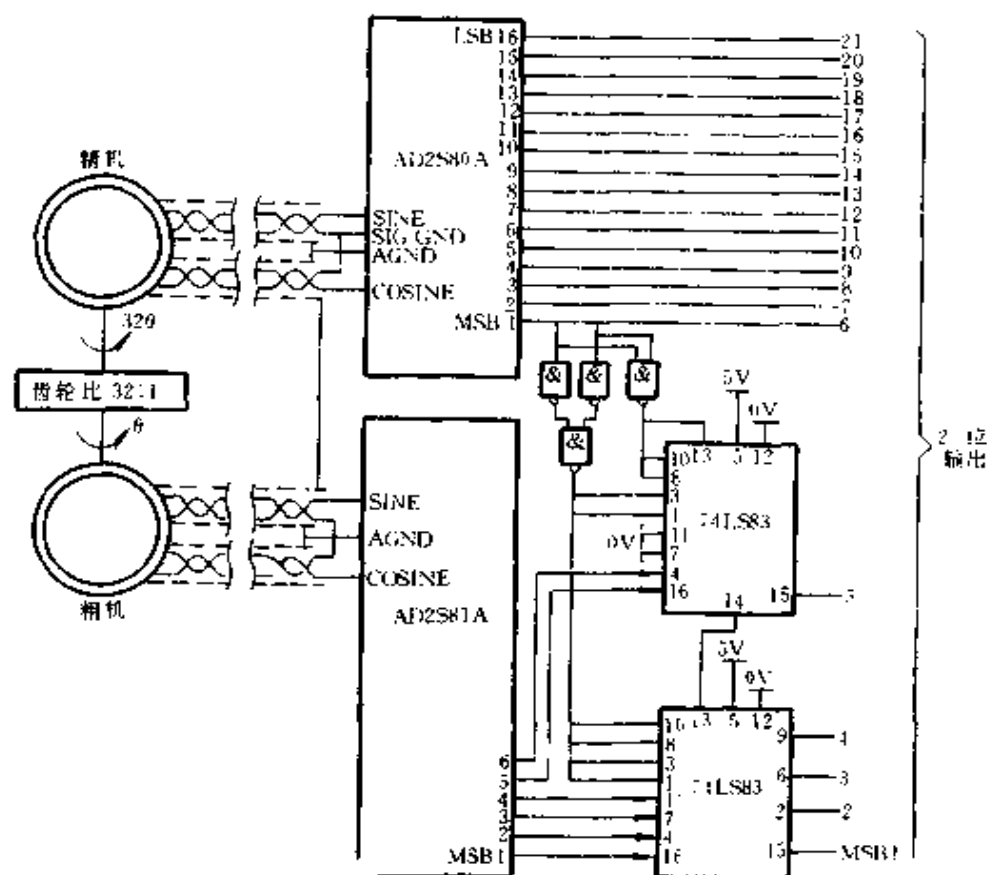


图 8-19 利用单片 RDC 的双速粗精系统

ANALOG DEVICES 公司还生产 TSL 1612 模块，它们是一种双速粗精系统处理器，适用于齿轮比（速比）为 36 : 1, 18 : 1, 9 : 1 的双速系统。

8.6 AD2S90 串行数据输出的 12bit RDC 单片集成电路

AD2S90 是一种分辨率为 12bit 的跟踪型旋转变压器/数字转换器。它不必像 AD2S80A 系列那样由用户设置外围元件就可工作。它使用 $\pm 5V \pm 5\%$ 双直流电源。它是按 ANALOG DEVICES 公司的 LC²MOS 工艺制作的单片集成电路，采用 20 引脚方形 PLCC 封装。这是一种将高精度双极型线性电路和低功耗 CMOS 逻辑电路相结合的混合技术工艺。

AD2S90 接收从旋转变压器来的信号 (SIN、COS 和 REF 输入) 它们的幅值为 $2V$ (有效值) $\pm 10\%$, 频率范围为 $3\sim 20\text{kHz}$, 采用 II 型伺服环的跟踪型转换原理, 将输入模拟角度信号转换成数字型轴角信号。由内部设置, 本转换器带宽为 1kHz , 最高跟踪速度为 375 r/s 。

输出轴角数字信息有两种方式, 这是 AD2S90 的特点。一个是绝对串行二进制输出 (12bit); 另一个是模仿增量式编码器输出: A、B 和 NM 信号, 等效于一个 1024 线增量式编码器。标志信号 NM 有三种脉宽可选。

此外, 还有一个模拟速度信号输出和一个表示转轴转向的方向信号 (DIR) 输出。

推荐工作条件:

功率电源直流电压 ($V_{\text{DD}}, V_{\text{SS}}$)	$\pm 5V \pm 5\%$
输入模拟电压有效值 (SIN, COS, REF)	$2V \pm 10\%$
输入模拟电压失真度	10%
输入信号与基准信号间相移	$\pm 10^\circ (\text{max})$
工作温度范围 (工业级)	$-40\sim +85^\circ\text{C}$

AD2S90 原理框图见图 8-20, 引脚功能说明见表 8-10。

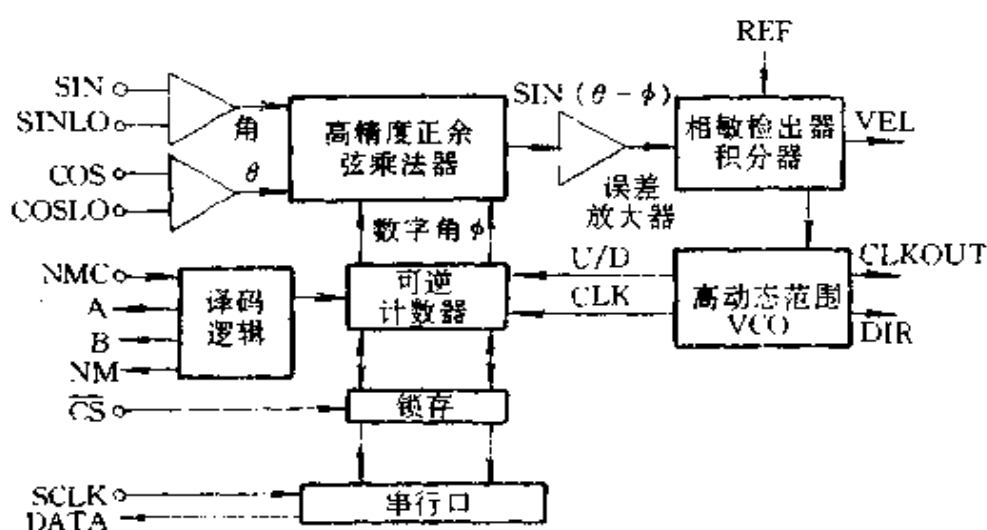


图 8-20 AD2S90 原理框图

表 8-10 AD2S90 引脚功能说明

引脚号	符 号	功 能 说 明
1	AGND	输入信号地, 基准信号地
2	SIN	正弦输入信号通道, 同相端
3	SINLO	正弦输入信号通道, 反相端
4	DATA	串行口数据输出, $\overline{CS}$ 为高电平时高阻态, $\overline{CS}$ 为低电平时使能
5	SCLK	串行口时钟
6	$\overline{CS}$	片选信号, 低电平有效
7	A	编码器 A 输出, A 超前于 B 表示转轴正转向
8	B	编码器 B 输出
9	NM	编码器标志输出
10	DIR	转向指令, 高电平表示正向, 低电平表示反向
11	DGND	数字地
12	V_{SS}	负电源
13, 14	V_{DD}	正电源
15	NMC	NM 脉宽控制端
16	CLKOUT	内部 VCO 时钟输出, 表示轴角速度
17	VEL	模拟角速度输出, 满量程 (FSD) 为 375r/s
18	REF	转换器基准信号输入, 即旋转变压器的原方激励信号
19	COSLO	余弦输入信号通道, 反相端
20	COS	余弦输入信号通道, 同相端

1. 工作原理和功能说明 AD2S90 工作原理与前述一般跟踪型 RDC 相同。从图 8-20 框图可见, 只增加了串行口电路和译码逻辑电路。

与一般的 RDC 不同, AD2S90 输出数字角信号不是多线的并行二进制数码, 而是采用串行口, 只有三根接口线: DATA、 $\overline{\text{CS}}$ 和 SCLK。当 $\overline{\text{CS}}$ 高电平时, DATA 输出口呈高阻态。直至 $\overline{\text{CS}}$ 变为低电平时, DATA 口被使能, 内部计数器的角度信息传输到串行口。在 SCLK 端施加外来时钟, 将数据读出。此时钟允许最高速率为 2MHz。为了保证完整地提取数据, 必须在 $\overline{\text{CS}}$ 变为低电平后至少 600ns 才施加 SCLK 脉冲。以后, 相对于每一个 SCLK 脉冲的后沿依次提取 12bit 的数据。第 12 个 SCLK 后沿以后, 至少过 100ns 方允许 $\overline{\text{CS}}$ 恢复高电平。如果用户要继续提取数据, $\overline{\text{CS}}$ 至少还要过 250ns 后方可再变为低电平。这样, 如果对 12bit 数据用 2MHz SCLK 提取, 每次所需时间约为

$$600 + (12 \times 500) + 250 + 100 \mu\text{s} = 6.95 \mu\text{s}$$

也就是说, 最高数据读取速度是 144KB/s。在图 8-21 给出一个串行读取周期定时图。在表 8-11 列出图 8-21 中所示时间规定。

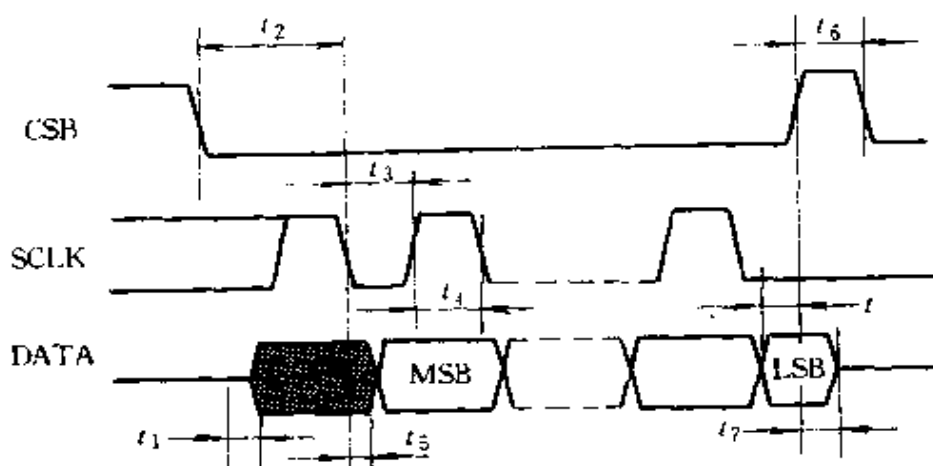


图 8-21 串行读取定时图

表 8-11 串行读取定时的说明

参数	时间/ns	说 明
t_1	150max	从 $\overline{CS}$ 低电平到 DATA 使能时间
t_2	600min	从 $\overline{CS}$ 低电平到第一个 SCLK 后沿时间
t_3	250min	SCLK 低电平时间
t_4	250min	SCLK 高电平时间
t_5	100max	从 SCLK 后沿到 DATA 有效的的时间
t_6	250min	$\overline{CS}$ 高电平宽度
t_7	150max	从 $\overline{CS}$ 转高电平到 DATA 变为高阻态的时间
t^*	100min	由用户决定的最小再读取时间

在 AD2S90 内的译码电路产生模仿 1024 线的增量编码器信号 A、B 和 NM，即旋转变压器每转一转，将有 1024 个 A 和 B 脉冲输出，和一个标志信号 NM 输出。NM 是绝对轴角位置通过零位时产生的。可利用 NMC 脚接入不同电平（ $+V_{DD}$ 、0、 $-V_{SS}$ ）得到 NM 的不同高电平宽度（分别为 90° 、 180° 、 360° ）。这里的度数是相对于 A 信号一个周期为 360° 而言的。波形图见图 8-22。

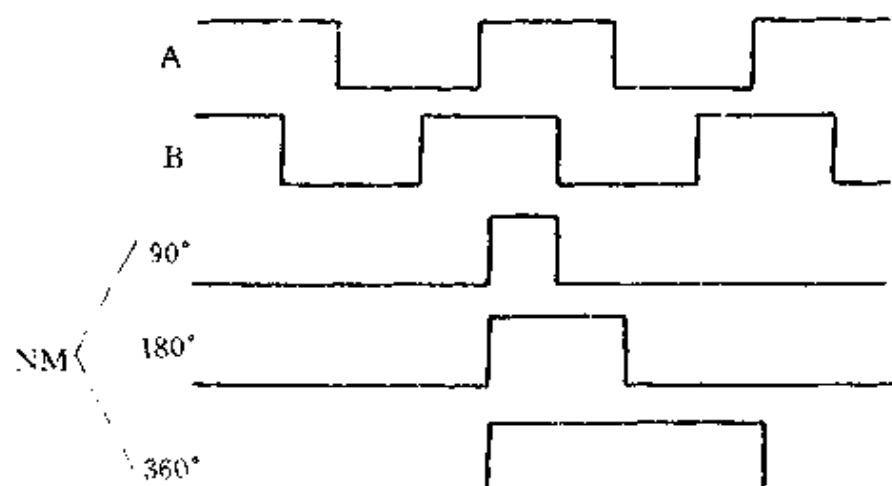


图 8-22 增量式编码器定时图

在 AD2S90 中, 每一个 LSB 增量对应一个 CLKOUT, 即 VCO 的一个输出时钟。最高 VCO 时钟频率为 1.536MHz。A 和 B 信号是由最低位 LSB 和次低位产生, 相当于 CLKOUT 的四分频信号, 所以, 其最高频率为

$$1.536\text{MHz}/4=384\text{kHz}$$

对应于轴角的转速为

$$n = \frac{384000 \times 60}{1024} \text{r/min} = 22500 \text{r/min}$$

作为对比, 真正的增量式光学编码器最高信号频率只是 20kHz (采用光电二极管) 到 125kHz (采用激光的)。一台 1024 线的激光编码器最高允许轴转速只有 7300r/min。

模拟测速直流电压 VEL 的最大输出为 $\pm 2.5\text{V}$, 正或负值表示正转和反转。每伏电压相当于转速 150r/s, 即 9000r/min。对应的测速斜率为 $0.11\text{mV}/(\text{r/min})$ 。

AD2S90 有固定的加速度因数 $K_A = 72.8 \times 10^6 \text{s}^{-2}$ 。当系统加速度为 100r/s^2 时, 转换器引起的轴角滞后误差为

$$\frac{100 \times 360 \times 60 \times 60}{72.8 \times 10^6} (") = 1.78"$$

2. 应用示例

(1) 用 AD2S90 构成数字旋转变压器: AD2S90 成本低, 可提供三线串行轴角信息和三线模仿增量式编码器信号的特别功能, 还可提供测速模拟信号 VEL 和方向信号 DIR 等功能。它采用方型小封装, 使它有可能直接安装在电机内部。美国生产自整角机类产品的著名厂家 Litton Clifton 公司将 AD2S90 与一台 11 号机座无刷旋转变压器组装为一个整体, 成为 DRBB-11 型数字旋转变压器。它比原来的电机只加长了 0.8in (约 20mm)。图 8-23 表示了它的内部电路框图。它还包含一片 AD712 双运算放大电路, 其中一个运算放大器接成文氏振荡桥产生基准电压信号, 另一个运算放大器作缓冲放大器, 供旋转变压器激励。

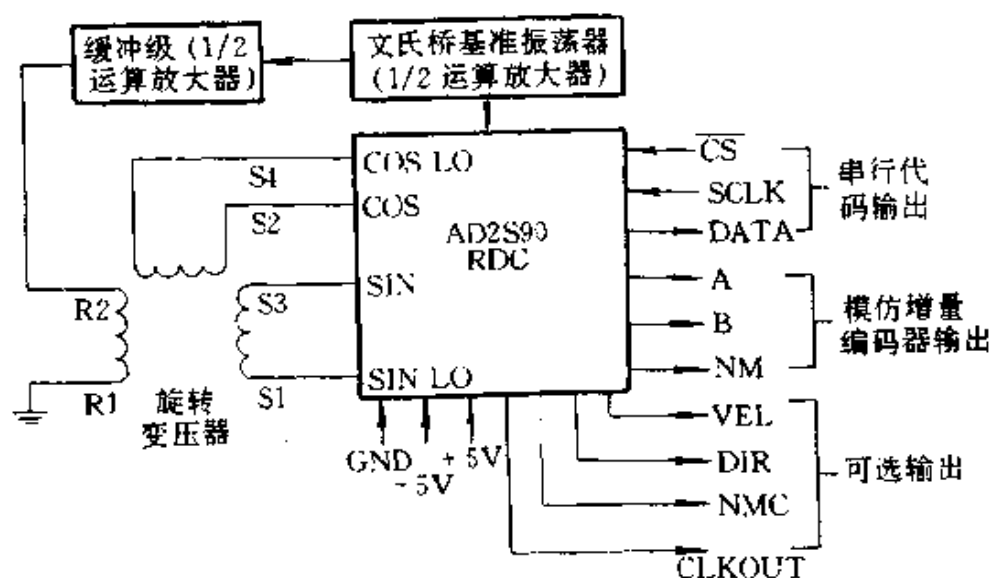


图 8-23 数字旋转变压器电路

此种数字旋转变压器适用于那些对成本更敏感的应用，如计算机外设、家用电器等。它也可用于汽车，用来测量车轮的转速。与常规的编码器相比，它更加结实牢靠，有较高精度和分辨率，可提供信号隔离和对无线电干扰信号有较高的共模抑制能力，并具有对电压变化以及恶劣的温度和湿度变化、冲击振荡耐受能力较强等优点。

像 LM628、LM629 那样的先进运动控制大规模集成电路，需要用增量式编码器作位置传感元件，在这样的系统里，改用 AD2S90 构成的数字旋转变压器是合适的，参见第 13 章的 LM628/LM629 运动控制处理器。

(2) 与 DSP 接口：AD2S90 可提供串行轴角数据，特别适合 DSP（数字信号处理器）的接口要求。目前，DSP 在运动控制的应用日益增多。

图 8-24 表示最常见的 TMS32020 数字信号处理器与 AD2S90 主要接口情况。TMS32020 的数据接收寄存器 (DRR) 由 SCLK 时钟作用接收从 AD2S90 的 DATA 来的串行数据。但 DRR 是 16 位的，为了获得 12 个有效位，DSP 必须执行三次右移，

第 1 位无效，最后 3 位将是零。当 16 位都接收后，TMS32020 产生一个内部中断信号从 DRR 读取数据。

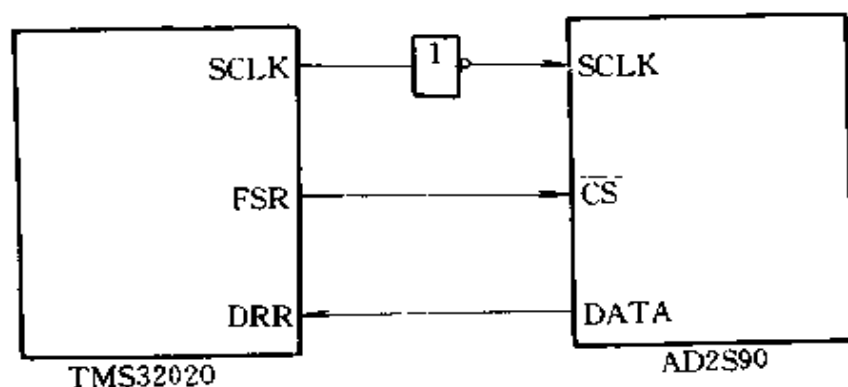


图 8-24 TMS32020/AD2S90 串行接口

其他的 DSP，如 ADSP-2101、2102、2105、2111，DSP 56000，NEC 7720，可仿照上例与 AD2S90 接口。

(3) 绝对轴角数据串行-并行转换：将 AD2S90 串行轴角数据转换为并行数据的方法有许多，定时数字脉冲信号可以用微处理器或硬件电路产生。图 8-25 展示使用硬件电路的例子。图 8-26 则是一个完整的电路图。我们使用两个 74HC595 作为移位寄存器、一个 74LS169 计数器/分频器、一个 74121 单稳态电路和一个延时电路。选择正确的输入时钟脉冲频率 (SCLK)，产生装入脉冲 (LOAD PULSE)、片选脉冲 ($\overline{CS}$)。

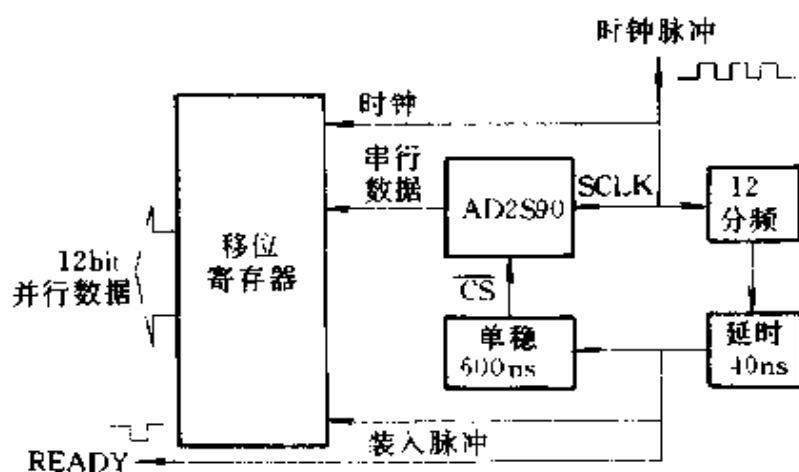


图 8-25 串行-并行转换框图

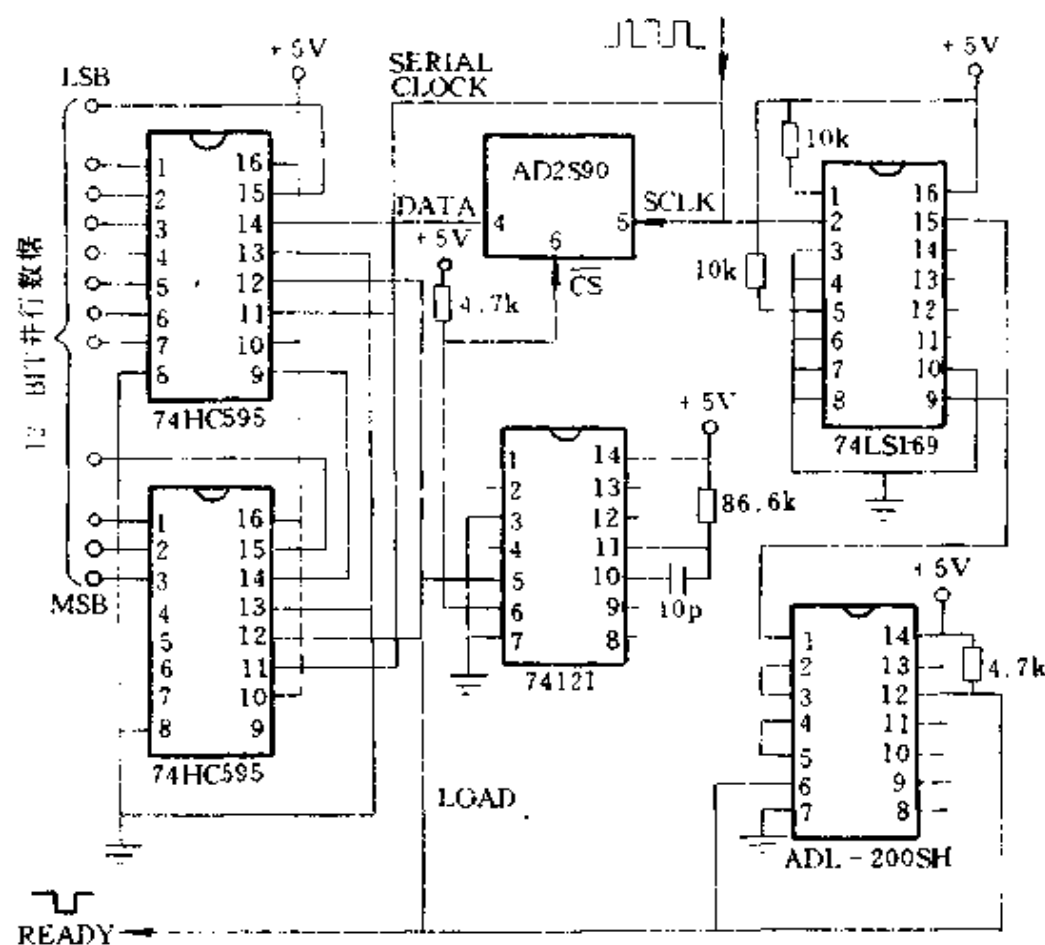


图 8-26 串行-并行转换电路

假如取 SCLK 频率为 653 kHz (占空比为 79%), 则 12bit 并行数据读出速率为 54416B/s。

(4) 远距离多路轴角信息传输: 当 $\overline{CS}$ 为高电平时, AD2S90 的 DATA 口维持高阻态。这就使用户有可能将多个旋转变压器的 AD2S90 轴角信息连接到共用的总线上远距离传输。图 8-27 表示四台旋转变压器和它们的 AD2S90 共用 SCLK、DATA 数据线和两条地址线的例子。四个旋转变压器用一个振荡器激励。地址线信号用一个 74HC139 组成的 2-4 译码器得到四个 AD2S90 的片选信号 $\overline{CS}_1$ 、 $\overline{CS}_2$ 、 $\overline{CS}_3$ 、 $\overline{CS}_4$ 。利用发送器和接收器, 在远方可得到四组轴角数据。

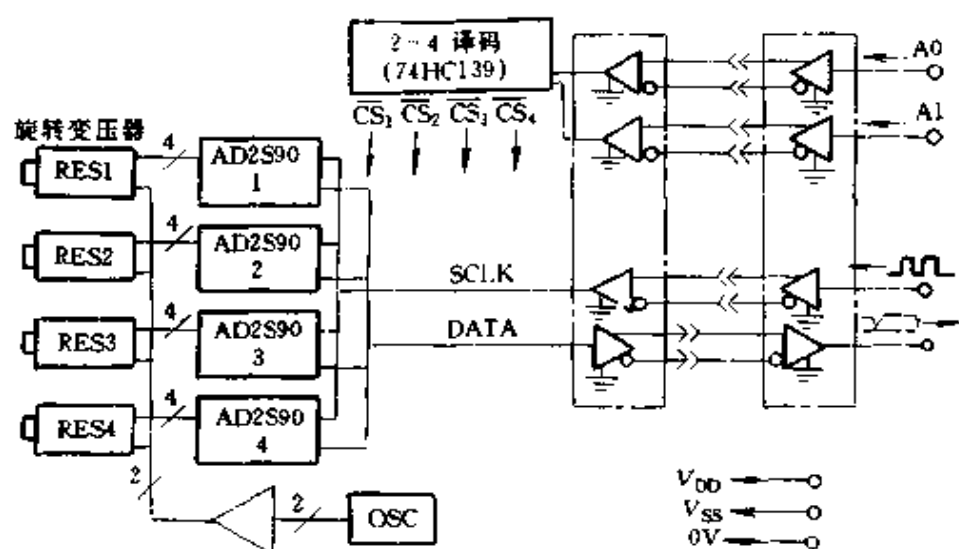


图 8-27 四路轴角信号的远距离发送

8.7 国产自整角机类转换器模块

为满足国内伺服系统计算机控制的需求,在 80 年代中期,中国船舶工业总公司 716 研究所开发了自整角机类转换器模块系列。表 8-12~表 8-16 分别给出了他们生产的 ZSZ 系列自整角机/数字转换器、XSZ 系列正余弦旋转变压器/数字转换器、SZZ 系列数字/自整角机转换器、SXZ 系列数字/旋转变压器转换器和 SCQ 双速处理器的主要技术数据。它们都封装在尺寸为 80mm×67mm×12mm 的方形模块里,此尺寸与美国 ANALOG DEVICES 公司 70 年代的模块尺寸相似,见表 8-5。这些系列模块分别与该公司的 SDC1700、1702、1704, RDC1700、1702、1704, DSC1705、1706, DRC1705、1706, TSL1612 等模块参数相同,可以替代或互换。

参考文献[45]给出了 14ZSZ1049 自整角机/数字转换器在随动系统应用的例子。

表 8-12 ZSZ 系列自整角机/数字转换器

技术规格 型号	输出分辨率 /bit	精度 /(°)	信号及参 考电压频率 /Hz	信号电压 (线电压) /V	信号阻抗 /kΩ	参考电压 /V	参考阻抗 /kΩ	跟踪速度	工作温度 /°C	尺寸 /mm	重量 /g
12ZSZ749	12	±10	400	90	200	115	270	30r/s	0~70	80×67 ×12	90
12ZSZ741	12	±10	400	11.8	27	26	56	30r/s			
12ZSZ759	12	±12	50	90	200	115	270	5r/s			
12ZSZ755	12	±12	50	53	120	115	270	5r/s			
14ZSZ749	14	±5	400	90	200	115	270	12r/s			
14ZSZ741	14	±5	400	11.8	27	26	56	12r/s			
14ZSZ759	14	±6	50	90	200	115	270	500°/s			
14ZSZ755	14	±6	50	53	120	115	270	500°/s			

注: 1. 精度: 是指于整个工作温度范围和频率变化±10%, 信号电压、参考电压的幅度变化±10%和信号及参考电压波形失真10%, 电源电压变化±5%下的精度。

2. 工作温度: 军品级除工作温度为-55~+105°C外, 其他技术参数与相应的民品级相同, 相应的军品级型号为12ZSZ1049、12ZSZ1041、12ZSZ1059、12ZSZ1055、...、14ZSZ1055。

表 8-13 XSZ 系列正余弦旋转变压器/数字转换器

技术规格 型号	输出分辨率 /bit	精度 /(°)	信号及参 考电压频率 /Hz	信号电压 /V	信号输入 阻抗 /k Ω	参考输入 电压/V	参考输入 阻抗 /k Ω	跟踪速度 /(r/s)	工作温度 /°C	尺寸 /mm	重量 /g
12XSZ741	12	± 10		11.8	27	11.8 或 26	26 或 56	30	0~70	80×67 ×12	90
12XSZ742	12	± 10		26	56	26	56	39			
12XSZ746	12	± 10		60	130	115	270	30			
12XSZ7411	12	± 10	400	115	270	115	270	30			
14XSZ741	14	± 5		11.8	27	11.8 或 26	26 或 56	12			
14XSZ742	14	± 5		26	56	26	56	12			
14XSZ746	14	± 5		60	130	115	270	12			
14XSZ7411	14	± 5		115	270	115	270	12			

表 8-14 SZZ 系列数字/自整角机转换器

技术规格 型号	输入 代码 /bit	输出 精度/(°)	参考输入 电压 /V	输出电压 (线电压) /V(rms)	负载能力 /VA	矢径偏差 (%)	工作温度 /°C	尺寸 /mm	重量/g
12SZZ749	12(并行自然 二进制码)	±8	115/ 400Hz	90	1.3	±0.1	0~70	80×67 ×21	225
12SZZ742	12			26					
12SZZ741	12			11.8					
12SZZ755	12			53					

表 8-15 SXZ 系列数字/旋转变压器转换器

技术规格 型号	输入 代码 /bit	输出 精度/(°)	参考输入 电压(400 Hz)/V	输出电压 (线电压) /V	负载能力 /VA	矢径偏差 (%)	工作温度 /°C	尺寸 /mm	重量/g
12SXZ741	12	±8	115	11.8	1.3	±0.1	0~70	80×67 ×21	225
12SXZ742				26					
12SXZ743				36					
12SXZ746				60					

注:XSZ、XXSZ、SZZ、SXZ 系列的军品级除工作温度为-55~+105°C 外,其他参数与相应的民品级相同。

表 8-16 SCQ 双速(粗/精)处理器

型号 技术规格	SCQ739			SCQ1039
速 比	36 : 1	18 : 1	9 : 1	
精 输 入/bit	14(并行自然二进制码)			
粗 输 入/bit	1~7(并行二进制码)	2~7(并行二进制码)	3~7(并行二进制码)	
组合输出/bit	1~19	2~19	3~19	
精 度	$\pm 1\text{LSB}$			
转换时间/ns	500			
电 源	+5V · 600mA			
工作温度/°C	0~+70			-55~+105
尺 寸/mm	80×67×12			
重 量/g	100			

注:1. 速比为 18 : 1 时,粗输入的 1~6bit 与模块粗输入端 2~7bit 对应相连。

2. 速比为 9 : 1 时,粗输入的 1~5bit 与模块粗输入端 3~7bit 对应相连。

第9章 霍尔集成电路及其应用

9.1 霍尔元件和霍尔电流传感器模块

霍尔元件以及磁敏二极管、磁敏三极管、磁阻元件(MR)及其集成电路都是磁敏传感元件。它们除了作磁场检测传感器之外,还借助磁场作为中介,用于电流的检测,以及在运动控制系统中作位移、物位、速度等机械量的检测,在无刷直流电动机、交流伺服电动机和开关磁阻电动机中作转子位置检测用。

霍尔元件是利用半导体材料在磁场中的霍尔效应原理工作的。霍尔元件是一种四端元件,两端是电流端,另外两端是电压端。当从电流端流过控制电流 I_C , 垂直于元件表面施加磁感应强度为 B 的磁场时,在电压端产生霍尔电压 V_H , 表示为

$$V_H = K_H I B$$

式中 K_H ——灵敏度系数, $[\text{mV}/(\text{mA} \cdot \text{T})]$, 它与所用材料性质及几何尺寸、温度等有关。

常见霍尔元件采用的半导体材料有砷化镓(GaAs)、锑化铟(InSb)、砷化铟(InAs)、锗(Ge)和硅(Si), 它们在灵敏度、直线性、温度系数及价格方面各有差异。例如, GaAs 有线性度好、温度系数小(典型值为 $-0.04\%/^{\circ}\text{C}$)、工作温度范围宽($-40 \sim +125^{\circ}\text{C}$)、频率特性好等特点, 但典型工况下输出霍尔电动势较低。而 InSb 的输出霍尔电压高(是 GaAs 的 $5 \sim 6$ 倍), 价格低, 但受温度的影响较大, 工作温度范围较窄。目前 InSb 霍尔元件用得最多, 见表 9-1。

市售霍尔元件采用陶瓷或塑料封装。例如, 东芝的 THS103A 封装尺寸为 $4\text{mm} \times 2.9\text{mm} \times 1.5\text{mm}$, 单边四引脚。TY220 为 $2.9\text{mm} \times 1.5\text{mm} \times 1.1\text{mm}$ 微型封装, 两侧各有两个引脚, 参见表 9-2。

表 9-1 日本几种霍尔元件的主要技术数据

材料	控制 电流 /mA	空载霍尔 电压 ($B=$ 0.1T/mV)	输入阻抗 / Ω	灵敏度/mV / ($\text{mA} \cdot \text{T}$)	不等位 电压 /mV	霍尔电压 温度系数 / $\% \cdot ^\circ\text{C}^{-1}$	产品型号 示例
InSb	5	250~550	240~550	50~1100	± 10	-0.1~ -1.3	旭化成公司 KH-400A
	10	80~300	10~30	80~300	± 10	-2.0	电气音响公司 SGF-MS-19F
GaAs	5	14~100	150~600	30~200	$\pm 20\%$	-0.06	东芝公司 THS101
	5	15~110	200~800	30~220	$\pm 20\%$	-0.05	胜利公司 VHG-110
	(6V)	90~135	500~1500	150~220	$\pm 15\%$	-0.06	松下电子公司 OH001
InAs	100	≥ 8.5	3	≥ 0.35	< 0.5	-0.1	EA218
	100	≥ 13	6.5	≥ 0.75	< 1	-0.07	FA24
Ge	20	≥ 5	40	≥ 2.5	-	-0.02	AG1

表 9-2 TY 系列锑化铟霍尔元件性能指标

型号	最大输入 电流/mA	最大输入 电压/V	霍尔电压/mV ($V_i=1\text{V}$, $B=50\text{mT}$)		不等位 电压 /mV		输入电阻 / Ω		温度系数 / $\% \cdot ^\circ\text{C}^{-1}$
			最小	最大	最小	最大	最小	最大	
TY211	20	2	30	75	-7	+7	240	550	-2
TY311									
TY220									
TY320									
TY300									

注：由南京中旭微电子有限公司生产，有不同封装形式。

霍尔元件已用来制作霍尔自整角机、霍尔旋转变压器、霍尔直流无刷测速发电机、霍尔无刷直流电动机、霍尔直流力矩电动

机等新型控制电机。霍尔元件在无刷直流电动机控制中应用参阅第3章。

在电动机控制用变流器、逆变器或变频器电路中，电流的测量与控制，对电力电子器件过电流的保护和 di/dt 的保护，近年普遍采用了霍尔电流传感器。和其他形式的电流传感器相比，其特点是与主回路隔离，对主回路参数几乎没有影响，不损耗主回路功率，响应时间快（达 $1\mu s$ ），频带宽，过载能力强，体积小，安装使用方便。以瑞士的 LEM 公司生产的电流传感器模块为代表。表 9-3、表 9-4 分别给出该公司 LT 和 LA 系列电流传感器模块的主要数据。

此种电流传感器是基于磁场伺服平衡原理工作的。它是由一个聚磁作用的开口磁环、绕在其上的二次线圈、在开口处放置的霍尔元件和一些电子电路组成的。该电路包括放大器和推挽输出级。被测电流 (I_P) 导线穿过磁环，电流产生磁场聚集在霍尔元件上，霍尔电压经放大在二次绕组上产生补偿电流 I_S ，此电流产生的磁场与主电流磁场平衡，完成一个反馈闭环控制。这样，霍尔元件只起了一个指示零磁通的作用。用一个合适阻值的电阻 R_M ，串接到二次绕组中，测量电阻上的电压降，即能反映主回路的电流。它是一个有源的测量模块，需要施加 $\pm 15V$ 直流电源。霍尔电流传感器模块原理见图 9-1。

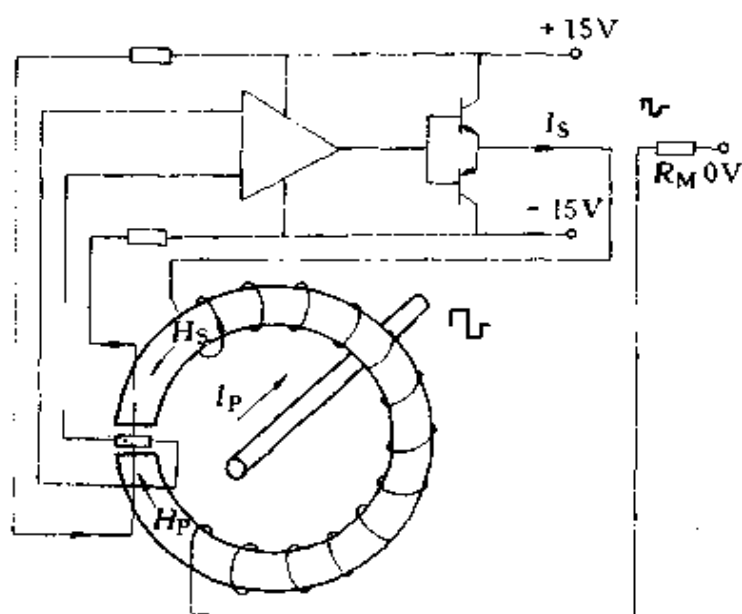


图 9-1 霍尔电流传感器模块原理图

南京中旭微电子有限公司生产 CS 系列霍尔电流传感器，测量精度为 1.5%，线性度为 0.5%，频率范围为 0~100kHz，工作

表 9-3 LT 系列电流传感器电参数表

型号	额定电流 I_N/A	测量范围 /A	精度/ $\%I_N$ (0~70°C)	穿孔 直径 /mm	匝数比	在额定电 流下的测量 电流/mA	内阻 R_i/Ω	电源电压 /V	绝缘性能/kV (50Hz, 有效 值, 1min)	重量 /g
LT80-P	80	$\pm (0\sim150)$	1	6.5	1:1000	80	30	± 15	3	50
LT120-TP	120	$\pm (0\sim180)$	1	—	1:1000	120	30	± 15	3	70
LT100-P	100	$\pm (0\sim150)$	1	10	1:1000	100	30	± 15	3	50
LT150-TP	150	$\pm (0\sim200)$	1	—	1:1000	150	30	± 15	3	80
LT100-S	100	$\pm (0\sim200)$	1	15	1:1000	100	25	$\pm (12\sim18)$	5	110
LT100-T	100	$\pm (0\sim200)$	1	—	1:1000	100	25	$\pm (12\sim18)$	5	230
LT200-S	200	$\pm (0\sim400)$	1	20	1:2000	100	35	± 15	6	140
LT200-T	200	$\pm (0\sim400)$	1	—	1:2000	100	35	± 15	6	360
LT300-S	300	$\pm (0\sim600)$	1	20	1:2000	150	35	$\pm (12\sim18)$	6	220
LT300-T	300	$\pm (0\sim600)$	1	—	1:2000	150	35	$\pm (12\sim18)$	6	440
LT500-S	500	$\pm (0\sim1000)$	0.5	25	1:5000	100	80	$\pm (15\sim24)$	6	400
LT500-T	500	$\pm (0\sim1000)$	0.5	—	1:5000	100	80	$\pm (15\sim24)$	6	1000
LT1000-SI	1000	$\pm (0\sim1500)$	0.5	40	1:5000	200	40	± 15	6	800
LT1000-TI	1000	$\pm (0\sim1500)$	0.5	—	1:5000	200	40	± 15	6	2000

表 9-4 LA 系列电流传感器电参数表

型 号	额定电流 I_N/A	测量范围 $/A$	精度 ($\%I_N$) ($-25 \sim 70^\circ C$)	匝数比	额定测量 电流 $/mA$	内阻 R_i/Ω	电源电压 $/V$	绝缘性能 $/kV$ (有效值, 50Hz, 1min)	重量 $/kg$
LA50-P	50	$\pm (0 \sim 70)$	± 0.5	1:1000	50	90	± 15	2	0.025
LA200-S	200	$\pm (0 \sim 400)$	± 1	1:1000	200	22	$\pm (12 \sim 18)$	5	0.4
LA200-T	200	$\pm (0 \sim 400)$	± 1	1:1000	200	22	$\pm (12 \sim 18)$	5	0.6
LA250-T	250	$\pm (0 \sim 500)$	± 1	1:5000	50	200	$\pm (15 \sim 24)$	10	1.2
LA400-T	400	$\pm (0 \sim 1000)$	± 0.5	1:5000	80	70	$\pm (15 \sim 24)$	6	1.2
LA600-S	600	$\pm (0 \sim 1500)$	± 1	1:5000	120	50	$\pm (15 \sim 24)$	6	2.3
LA600-T	600	$\pm (0 \sim 1500)$	± 0.5	1:5000	120	50	$\pm (15 \sim 24)$	12	2.2
LA800-T	800	$\pm (0 \sim 1500)$	± 0.5	1:5000	160	40	$\pm (15 \sim 24)$	12	2.6
LA800-T/SP5	1000	$\pm (0 \sim 1800)$	± 0.5	1:5000	200	40	$\pm (15 \sim 24)$	12	3.0
LA1500-S	1500	$\pm (0 \sim 3000)$	± 0.5	1:5000	300	25	$\pm (15 \sim 24)$	12	3.7
LA1500-T	1500	$\pm (0 \sim 3000)$	± 0.5	1:5000	300	25	$\pm (15 \sim 24)$	12	7.0
LA3000-S	3000	$\pm (0 \sim 3000)$	± 0.2	1:10000	300	35	$\pm (15 \sim 24)$	12	3.2
LA3000-T	3000	$\pm (0 \sim 5000)$	± 0.2	1:10000	300	35	$\pm (15 \sim 24)$	12	17.0
LA5000-T	5000	$\pm (0 \sim 8000)$	± 0.2	1:5000	1000	9	$\pm (15 \sim 24)$	12	20.0
LA10000-S	10000	$\pm (0 \sim 10000)$	± 0.2	1:10000	1000	25	$\pm (15 \sim 30)$	10	20.0
LA50000-S	50000	$\pm (0 \sim 60000)$	± 0.2	1:5000	10				100.0

温度为 $-25\sim+70^{\circ}\text{C}$ 。

此外，各厂商也生产霍尔电压传感器系列，可供选用。

9.2 霍尔集成电路

分立霍尔元件的霍尔输出电压较低，使用时都需要较多的外围电路。霍尔集成电路是将有关外围电路和霍尔元件集成在一起，组成一个有源的磁敏集成电路。通常，将霍尔元件、放大器、温度补偿电路、输出级、电源稳压电路等制作在同一硅片上，然后用陶瓷或塑料封装。霍尔集成电路的特点是：

- (1) 霍尔元件是在硅片表面外延层上制作的，故单晶性好，可做得很薄，提高了霍尔电压；
- (2) 采用现有成熟的集成制作工艺，便于批量生产，价格降低；
- (3) 内部含电流给定和放大器电路，有高灵敏度；
- (4) 包含更多功能，可直接与 TTL、CMOS 集成电路接口，有些甚至可直接驱动 LED、电磁线圈或电机绕组，使用方便，提高了可靠性。

按输出的不同，霍尔集成电路可分为两大类：

- 1. 线性型 线性型霍尔集成电路的输出电压与外磁场强度呈线性关系。
- 2. 开关型 开关型霍尔集成电路的输出只有两个状态，即高或低逻辑电平，当外磁场强度变化时，输出逻辑状态会翻转。它可分为单极性、双极性和锁存型霍尔开关。

下面主要介绍美国 Allegro Micro Systems 公司的霍尔集成电路。该公司前身是知名的 Sprague Semiconductor Group。其主要产品见表 9-5。部分国产霍尔集成电路也将同时介绍。

表 9-5 Allegro Micro Systems 公司主要霍尔集成电路产品

型 号	说 明
A3046 A3056 A3058	霍尔效应齿轮传感器，双极性开关与齿轮、永磁体配合组成转速、位置或定时传感器

(续)

型 号	说 明
UGN/UGS3059	交流耦合齿轮双极性霍尔开关
UGN3055	双线总线通信霍尔传感器, 开关型
UGN/UGS3013	开关型霍尔集成电路, 单极性
UGN/UGS3019	
UGN/UGS3020	
UGN/UGS3040	
* UGN/UGS3113	
UGN/UGS3119	
* UGN/UGS3120	
* UGN/UGS3140	
UGN/UGS3030	双极型霍尔开关
* UGN/UGS3130	
UGN/UGS3131	
A3121	单极型霍尔开关, 耐高温
UGN/UGS3132	高灵敏度双极性霍尔开关
UGN/UGS3133	
UGN3075	锁存型霍尔开关
UGN3076	
UGN3077	
* UGN3175	
* UGN3177	
A3185~A3189	锁存型霍尔开关, 耐高温
UGN3235	双输出霍尔开关
UGN3275	互补输出锁存型霍尔开关
* UGN3501	线性霍尔集成电路
* UGN3503	高灵敏度线性霍尔集成电路
* UDN3625	单相无刷直流电动机霍尔传感器和驱动器
* UDN3626	
UGQ5140	有保护功能的功率霍尔传感器
* UGN5275	互补功率输出锁存型霍尔集成电路

注: 有 * 标记的产品本书有详细介绍。

9.3 UGN3501/UGN3503 线性霍尔集成电路

UGN3501 是三端输出的线性霍尔集成电路。其原理见图 9-2。在一定磁感应强度范围内，其输出电压与外磁感应强度呈线性关系，输出特性见图 9-3。在零磁感应强度时，典型输出电压为 3.6V，典型斜率为 7V/T。

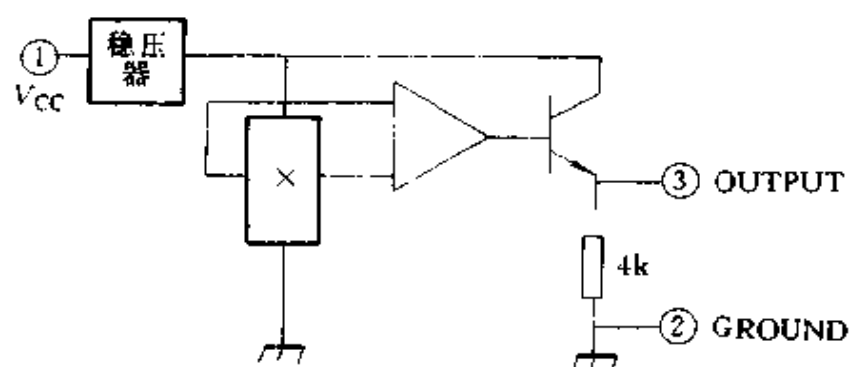


图 9-2 UGN3501 原理图

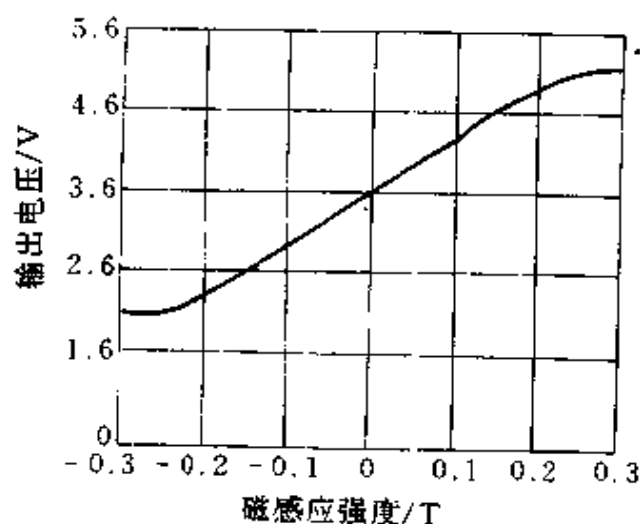


图 9-3 输出特性曲线

电路内部包括霍尔发生器、差分线性放大、射极跟随输出及稳压电源电路。允许最大输出电流为 4mA。工作环境温度为 0~+70℃。其电参数见表 9-6。

上海半导体器件十六厂生产类似的产品，型号为 SL-N3501。

表 9-6 UGN3501 电参数 (25°C, 12V)

参 数	符 号	单 位	指 标			试验条件
			最小	典型值	最大	
工作电压	V_{CC}	V	8		12	
电源电流	I_{CC}	mA		10	20	$V_{CC} = 12V$
静态输出电压	V_{OUT}	V	2.5	3.6	5.0	$B = 0T$
灵敏度	ΔV_{OUT}	V/T	3.5	7		$B = 0.1T$
带宽	BW	kHz		25		
输出噪声	e_n	mV		0.1		10Hz~20kHz
输出阻抗	R_{OUT}	Ω		100		

日本松下电工公司生产的 DN831、DN835 等线性霍尔集成电路, 适用于磁感应强度范围 $\pm 0.35T$, 使用电压为 5V, 灵敏度为 120V/T。

UGN3503 线性霍尔集成电路内部结构与 UGN3501 相似, 可工作于 $-20 \sim +85^{\circ}C$, 有较高灵敏度。其电参数见表 9-7。

表 9-7 UGN3503 电参数 (25°C, 5V)

参 数	符 号	单 位	指 标			试验条件
			最小	典型	最大	
工作电压	V_{CC}	V	4.5		6.0	
电源电流	I_{CC}	mA		9.0	14	
静态输出电压	V_{OUT}	V	2.25	2.50	2.75	$B = 0T$
灵敏度	ΔV_{OUT}	V/T	7.5	13.0	17.2	$B = 0 \sim \pm 0.09T$
带宽	BW	kHz		23		
输出噪声	e_n	μV		90		$BW = 10Hz \sim 10kHz$
输出阻抗	R_{OUT}	Ω		50		

南京中旭微电子有限公司生产类似的产品, 型号为 CS3501 和 CS3503。封装方式有两种: CI 陶瓷封装和 P 塑料封装。

9.4 UGN/UGS3100 系列开关型霍尔集成电路

如图 9-4 所示,该霍尔集成电路是将电源稳压器、霍尔电压发生器、温度补偿电路、信号放大器、施密特触发器和集电极开路

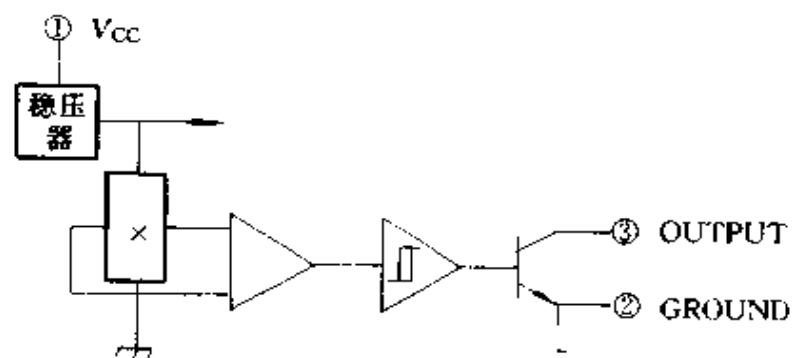


图 9-4 电原理图

输出级制作在一个硅片上。其输出特性呈有回差的继电特性,见图 9-5。当外加磁感应强度从负值向正值方向增加到某一 B_{OP} 值(称为动作值),输出由高电平翻转为低电平。如果磁感应强度由正值向负值方向降低,在小于 B_{OP} 一定数值的某一 B_{RP} 值(称为返回值)时,输出由低电平翻转回高电

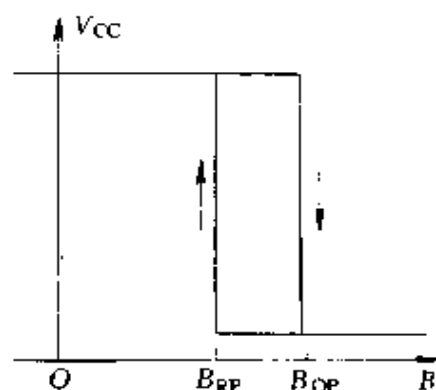


图 9-5 输出特性

平。 B_{OP} 和 B_{RP} 之差,称为回差 B_{hys} 。在 UGN/UGS3100 系列中,由此三个值的不同,决定了 UGN/UGS3113、UGN/UGS3120、UGN/UGS3130、UGN/UGS3140 的具体规格,见表 9-8 和表 9-9。

由于电路内包含电源稳压电路,使本电路可工作于 4.5~24V 宽变化范围电源电压。输出级灌电流能力为 20mA。该电路有较高温度稳定性,型号的前缀表示了其工作温度 (T_A) 范围的不同。

UGN: $-20\sim+85^{\circ}\text{C}$

UGS: $-40\sim+125^{\circ}\text{C}$

型号后缀有LT、LL、U和UA四种,表示不同封装尺寸和形状,包括表面安装和插装形式,便于用户选用。

表 9-8 电 特 性 (+25°C)

参 数	符号	单位	最小	典型	最大	测试条件
电源电压	V_{CC}	V	4.5		24	
输出饱和压降	V_S	mV		150	400	$I_{OUT} = 20\text{mA}$
输出漏电流	I_{off}	μA		1.0	10	$V_{OUT} = 24\text{V}$
电源电流	I_{CC}	mA		4.7	8.0	$V_{CC} = 4.5\text{V}$, 输出开路
输出上升时间	t_r	μs		0.04	2.0	$V_{CC} = 12\text{V}$, $R_L = 820\Omega$, $C_L = 20\text{pF}$
输出下降时间	t_f	μs		0.18	2.0	$V_{CC} = 12\text{V}$, $R_L = 820\Omega$, $C_L = 20\text{pF}$

表 9-9 磁 特 性 ($\times 10^{-4}\text{T}$)

参数	型 号	$T_A = +25^\circ\text{C}$		$T_A = -20 \sim +85^\circ\text{C}$		$T_A = -40 \sim +125^\circ\text{C}$	
		最小	最大	最小	最大	最小	最大
动作值 B_{OP}	UGN/UGS3113		450		510		
	UGN/UGS3120	70	350	70	425	35	450
	UGN/UGS3130		150		175		200
	UGN/UGS3140	70	200	45	260	45	270
返回值 B_{RP}	UGN/UGS3113	30		20			
	UGN/UGS3120	50	330	50	405	25	430
	UGN/UGS3130	-150		-175		-200	
	UGN/UGS3140	50	180	25	240	25	250

(续)

参数	型号	$T_A = +25^{\circ}\text{C}$		$T_A = -20 \sim +85^{\circ}\text{C}$		$T_A = -40 \sim +125^{\circ}\text{C}$	
		最小	最大	最小	最大	最小	最大
回差 B_{hys}	UGN/UGS3113	20		10			
	UGN/UGS3120	20		20		20	
	UGN/UGS3130	20		20		20	
	UGN/UGS3140	20		20		20	

UGN/UGS3100 系列开关型霍尔集成电路可直接替代较早的 UGN/UGS3000 系列。上海半导体器件十六厂 SL-N3000 和 SL-N3100 系列、南京中旭微电子有限公司 CS3000 系列开关型霍尔集成电路是与此相类似的产品。

此外, Allegro Micro Systems 公司还生产 A3121、A3122、A3123 等适用于 $-40 \sim +150^{\circ}\text{C}$ 温度范围的开关型霍尔集成电路。

9.5 UGN3175/UGN3177 锁存型霍尔集成电路

锁存型霍尔集成电路也是一种开关型电路, 特点是其动作值 B_{OP} 和返回值 B_{RP} 分别处在一象限和二象限中, 即分别对于 S 极和 N 极是对称动作的, 见图 9-6。其电特性和磁特性见表 9-10、表 9-11。

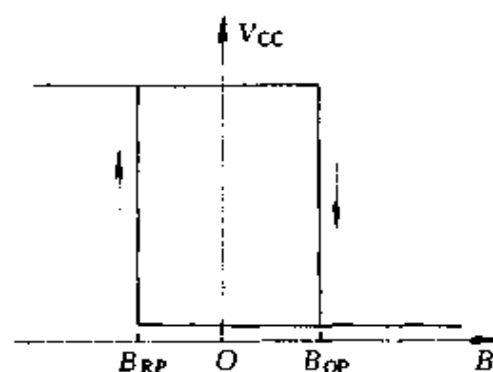


图 9-6 输出特性

表 9-10 电 特 性 (+25°C)

参 数	符号	单位	最小	典型	最大	测试条件
电源电压	V_{CC}	V	4.5		18	
输出饱和压降	V_{S}	mV		200	300	$I_{\text{OUT}} = 10\text{mA}$
输出漏电流	I_{off}	μA		0.05	5.0	$V_{\text{OUT}} = 18\text{V}$

(续)

参 数	符号	单位	最小	典型	最大	测试条件
电源电流	I_{CC}	mA		5.0	10	$V_{CC}=4.5V$, 输出开路
输出上升时间	t_r	μs		0.04	2.0	$V_{CC}=12V$, $R_L=1.1k\Omega$, $C_L=20pF$
输出下降时间	t_f	μs		0.18	2.0	$V_{CC}=12V$, $R_L=1.1k\Omega$, $C_L=20pF$

表 9-11 磁 特 性 ($\times 10^{-4}T$)

参 数	型 号	$T_A = +25^\circ C$			$T_A = -20 \sim +85^\circ C$		
		最小	典型	最大	最小	典型	最大
动作值 B_{OP}	UGN3175	25		170	15		180
	UGN3177	50		150	25		150
返回值 B_{RP}	UGN3175	-170		-25	-180		-15
	UGN3177	-150		-50	-150		-25
回差 B_{hys}	UGN3175	100	200		80	180	
	UGN3177	100	200		50	180	

此外, Allegro Micro Systems 公司还生产可用于高温条件的锁存型霍尔集成电路, 型号是 A3185、A3186、A3187、A3188、A3189。工作温度范围为 $-40 \sim +150^\circ C$ 。

国内上海半导体器件十六厂出品的 SL-N3075 和 SL-N3076、南京中旭微电子有限公司生产 CS3075 和 CS3076 锁存型霍尔集成电路性能指标与 UGN3075、UGN3076 相似, 见表 9-12。上述电路, 磁感应强度 B 以永磁体 S 极面对电路标志面时为正。

表 9-12 CS3075、CS3076 性能指标

型 号	电压 /V	B_{OP}/T		B_{RP}/T		B_{HYS}/T 最小	输出灌电流 /mA
		典型	最大	典型	最大		
CS3075	4.5~24	0.01	0.025	-0.01	-0.025	0.01	50
CS3076	4.5~24	0.01	0.035	-0.01	-0.035	0.01	50

上述各种开关型霍尔集成电路在应用时应注意不同型号产品对磁场极性反应的不同，它们可分为三类开关来考虑：

(1) 单极性开关，如 3113、3120、3140 等， B_{OP} 和 B_{RP} 均为正，仅对 S 极磁场变化产生开关动作，对 N 极磁场没有反应。它们适用于单极性磁场的检测。

(2) 双极性开关，如 3130 电路，由于最小回差是 0.020T，动作值 B_{OP} 可能是 $+0.015 \sim -0.013T$ ， B_{RP} 可能是 $+0.013 \sim -0.015T$ ，即动作值和返回值都可能在 S 极和 N 极下，适宜用于检测有 S 极和 N 极交替变化的磁场情况。

(3) 对称双极性开关。锁存型霍尔集成电路（如 3175）与普通双极性开关（如 3130）是有区别的，它的动作值在 S 极，返回值在 N 极下。在 S 极某一磁感应强度 ($\geq B_{OP}$) 下，IC 的输出是导通状态 (ON)，当 S 极逐渐离开 IC，磁感应强度为零时，IC 的输出仍然保持为 ON 状态，故名为“锁存型”。只有磁场转变为 N 极，并达到 B_{RP} 值时，IC 输出才翻转为截止状态 (OFF)。这种电路在 S-N-S-N 交替变化磁场下，输出波形占空比接近为 50%。因此，锁存型霍尔元件适合于有多极环型永磁转子的无刷直流电动机、速度传感器、轴角编码器的应用。

9.6 UGN5275K 互补功率输出锁存型霍尔集成电路

UGN5275K 锁存型霍尔集成电路是为无刷直流电动机专门设计的。如图 9-7 所示，其内部包含霍尔电压发生器、运算放大器、施密特触发器、电压调整器和两个 NPN 输出晶体管。集电极开路

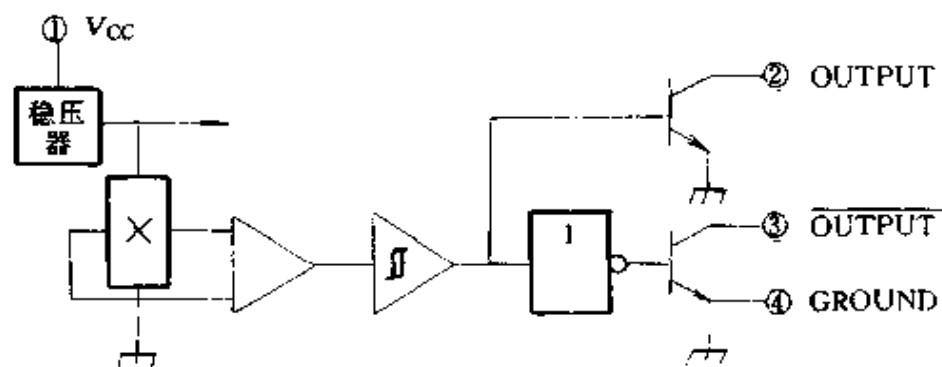


图 9-7 UGN5275K 框图

的两路输出，开路耐压为 60V，连续导通电流为 0.3A，导通压降典型值为 0.4V，峰值电流为 0.9A。可直接驱动两个绕组，方便地组成最少外接元件、低成本、单片电路的单相无刷直流电动机，见图 9-8。

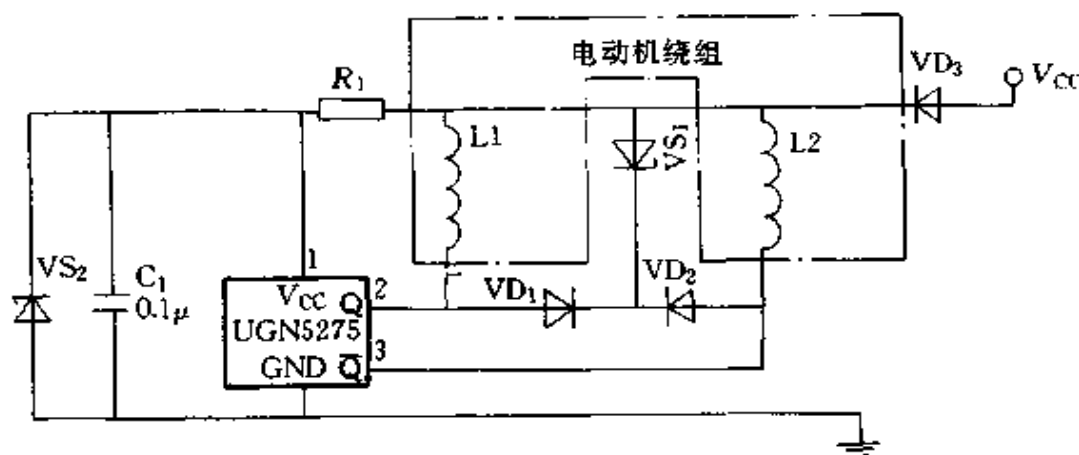


图 9-8 单相电动机双绕组驱动

输出 Q (2 脚) 和 $\bar{Q}$ (3 脚) 是互补的。当内部霍尔发生器感受到的磁感应强度超过动作值 B_{OP} ，Q 变为低电平，而 $\bar{Q}$ 约经 $1\mu s$ 时延后转变为高电平。反之，磁感应强度极性反回到 B_{RP} 值后，Q 变为高电平，而 $\bar{Q}$ 为低电平。由于电路内部设有温度补偿电路，在 $-20\sim+80^{\circ}C$ 工作温度范围内，能保持开关点的稳定。本电路供电电压为 $4.5\sim 14V$ 。 $T_A=+25^{\circ}C$ 时， $B_{OP}=0.0025\sim 0.025T$ 。 $B_{RP}=-0.025\sim 0.0025T$ ， $B_{HVS}\geq 0.01T$ 。

应用电路示例中， VD_1 、 VD_2 和 S_1 组成两绕组的续流电路和对尖峰感生电动势的钳位，以保护 IC 的输出晶体管。

使用本电路时要注意的，当电动机启动时，最大启动电流（由电动机用电源电压和绕组电阻决定）不应超过本 IC 的电流最大容许值。

9.7 UDN3625M/UDN3626M 单相无刷直流电动机 霍尔传感器和驱动器

UDN3625M 和 UDN3626M 是单片集成电路，适用于小型单相双绕组单极性驱动方式的无刷直流电动机。如图 9-9 所示，它内

部包括了一个高灵敏度霍尔传感器、换相逻辑、内部稳压调压电路、保护电路和输出驱动电路。内部保护包括过热保护、输出电流限制。UDN3625M 适用于 12V 电动机，工作电流小于 900mA；UDN3626M 适用于 24V 电动机，工作电流小于 400mA。最大负载电流典型值分别为 1.3A 和 600mA，这是由于内部电流检测电阻起作用，对电动机起动或堵转时进行限流，出现短路时进行保护。

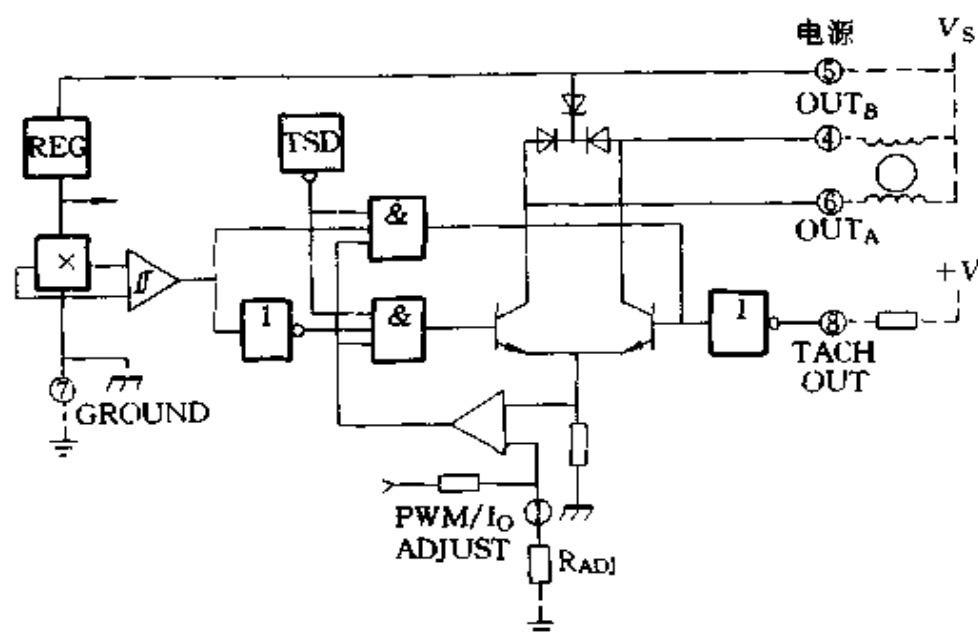


图 9-9 UDN3625M/UDN3626M 原理框图

电路采用 8 脚小型塑封结构，由于内藏有霍尔传感器，应直接安放在电动机内部，兼作转子位置传感器用。

1. 特点

- 内藏一个霍尔位置传感器
- 完整的单相无刷直流电动机全部控制电路，外接元器件少
- 有过热保护和过电流保护
- 有堵转状态指示
- PWM 速度控制

2. 引脚功能说明 UDN3625M 和 UDN3626M 有相同的引脚排列，其功能说明见表 9-13。其动作真值表见表 9-14。

表 9-13 引脚功能说明

引脚号	符 号	功 能 说 明
1	PWM/ I_a ADJUST	接 PWM 信号输入
4	OUT _B	接 B 绕组
6	OUT _A	接 A 绕组
5	SUPPLY	接电源 V_s
7	GROUND	地
8	TACH OUT	测速信号输出

表 9-14 真 值 表

磁 场	引 脚 号		
	1	6	4
$> +B_{OP}$	开路	L	H
$< -B_{OP}$	开路	H	L
任意	$< 0.3V$	H	H

霍尔传感器的动作值 $B_{OP} = 0.01T$ (典型值), 返回值 $B_{RP} = -0.01T$, 回差为 $0.02T$ 。以从底向上方向为磁场正方向。

图 9-9 中 REG 为内部稳压调压电路, 向逻辑部分供电。TSD 是热保护电路。

3. 在单相无刷直流电动机风扇中的应用 本电路典型应用是一种单相双绕组小型风扇, 由于对电机定子铁心进行特殊设计, 有不均匀气隙, 使单相工作方式也能将电动机起动工作, 应用电路见图 9-10。

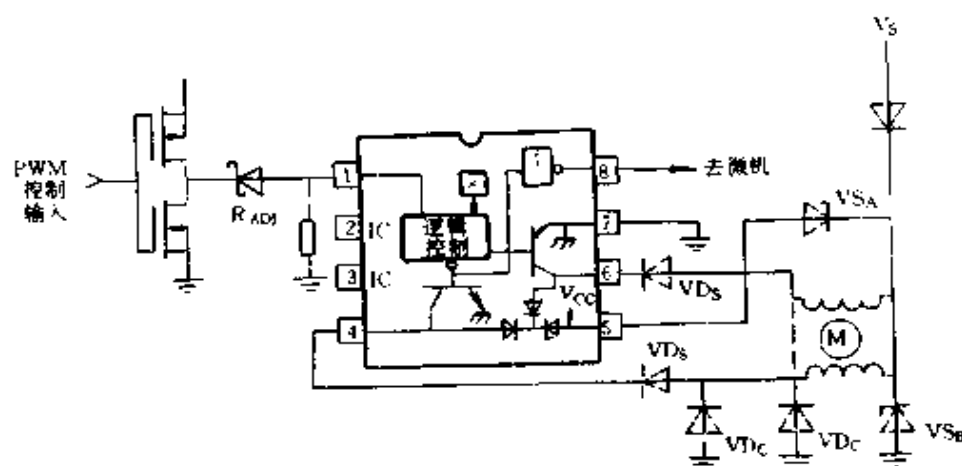


图 9-10 在风扇驱动中的应用

由于两绕组有强的耦合,它们交替工作时,与绕组连接的4脚或6脚有可能感应出负电压(低于地),对输出晶体管有危险。图中设二极管 VD_C 或 VD_S 是必要的。

选择接1脚的电阻 R_{ADJ} 可以调整限流值。PWM信号从1脚输入,控制速度用。8脚作为测速信号,输出脉冲给计算机,用于监控或稳速。当电动机堵转时,它输出高电平不变,指示电动机处于堵转状态。

在小型仪器装备中,通风冷却用途的小型风机逐步采用无刷直流电动机驱动的风机来替代普通交流电动机驱动的风机,使此种专用集成电路获得大量应用。

9.8 HAL×00 系列 CMOS 霍尔集成电路

目前市售霍尔集成电路基本上都是采用双极型或混合型结构,Intermetall公司的HAL×00系列霍尔集成电路则采用更高集成度的CMOS技术,相同功能的电路可集成在更加小的芯片上,使价格更为低廉。电路采用了比较完善的温度补偿和失调电压补偿,可在 $-40\sim+150^{\circ}\text{C}$ 宽工作温度范围内工作。采用表面安装塑料封装。该系列产品技术数据见表9-15。

表 9-15 数字型 CMOS 霍尔集成电路主要性能 ($\times 10^{-4}\text{T}$)

型 号	转换阈值	滞 环	工作方式
HAL100	± 135	45	单极
HAL101	± 150	135	单极
HAL102	± 65	45	单极
HAL103	± 110	135	锁存
HAL200	± 135	45	单极
HAL201	± 150	135	单极
HAL202	± 65	45	单极
HAL203	± 110	135	锁存
HAL300	$\pm 10\sim 60$	5~40	差分

HAL100~105 数字型霍尔集成电路是基本型,可用于计算机、工业控制和家用消费产品电子设备中作为速度和位置传感器,分别为单极、双极或锁存型的漏极开路霍尔开关,适用于静态或 50kHz 内交变磁场的检测,其温度曲线与商用永久磁铁温度系数相匹配,有模拟失调补偿。使用工作电压为 4.5~12V,封装方式为 TO92-UA 或 SOT-89A。其中 HAL105 温度范围较窄: 0~70°C,耐压为 18V,有电源反极性保护。

HAL200~204 数字型霍尔集成电路,其开关类型和工作特性同 HAL100 系列。为适应工业自动化领域需要,最高工作电压为 24V,有电磁兼容 (EMC)、耐静电干扰保护 (ESD)、过电压保护、电源极性反接和输出短路保护功能。

HAL300 型零漂移数字霍尔集成电路,内部含两个霍尔元件构成差分式霍尔开关,漏极开路输出。数字式失调补偿方式使在整个工作电压和温度范围内具有低的失调,如磁漂移最大为 2.5mT,典型值为 1mT。工作频率 105kHz。其余与 HAL200 型相同。

另有 HAL400 型是线性霍尔集成电路,差分模拟量输出与磁感应强度成正比,灵敏度典型值为 40mV/mT,工作频率为 100kHz,工作电压为 4.5~12V,采用 SOT-89A 四引脚封装。

第 10 章 开关电源脉宽调制器集成电路在电机控制中的应用

10.1 概述

通用的开关电源脉宽调制器集成电路有 TL494、SG3524、UC3842 等,它也可用于电动机的脉宽调制,实现对转速、电流的调节。和直流电动机、无刷电动机与步进电动机的专用 PWM 集成电路相比,它们只能实现单象限的控制,但其成本较低,且容易购得,有一定吸引力。和分立单元系统相比,在一个芯片内,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,芯片内还设置一些附加监控保护功能,使用这些集成电路获得更优良工作性能,提高了抗干扰能力和可靠性,系统结构更简洁,缩小了空间。

实践表明,TL494 无论在抗干扰能力方面,还是控制性能方面均优于 SG3524 等,故应用较多。

最后介绍开关电源在基极驱动电源中应用的一个示例。

10.2 TL494 在有刷和无刷直流电动机控制中的应用

TL494 是美国德州仪器 (Texas Instrument) 公司产品,原是为开关电源设计的脉冲宽度调节器。电路功能框图见图 10-1。16 脚集成电路内由一个振荡器、两个比较器 (死区时间比较器和 PWM 比较器)、两个误差放大器、一个触发器、双与门和双或非门、一个 +5V 基准电压源、两个 NPN 输出晶体管等组成。6 脚和 5 脚外接电阻 R_T 和 C_T 确定了振荡器产生锯齿波的频率 f_{osc} 。

$$f_{osc} = \frac{1.1}{R_T C_T}$$

式中, R_T 和 C_T 取值范围: $R_T = 5 \sim 100k\Omega$, $C_T = 0.001 \sim 0.1\mu F$ 。

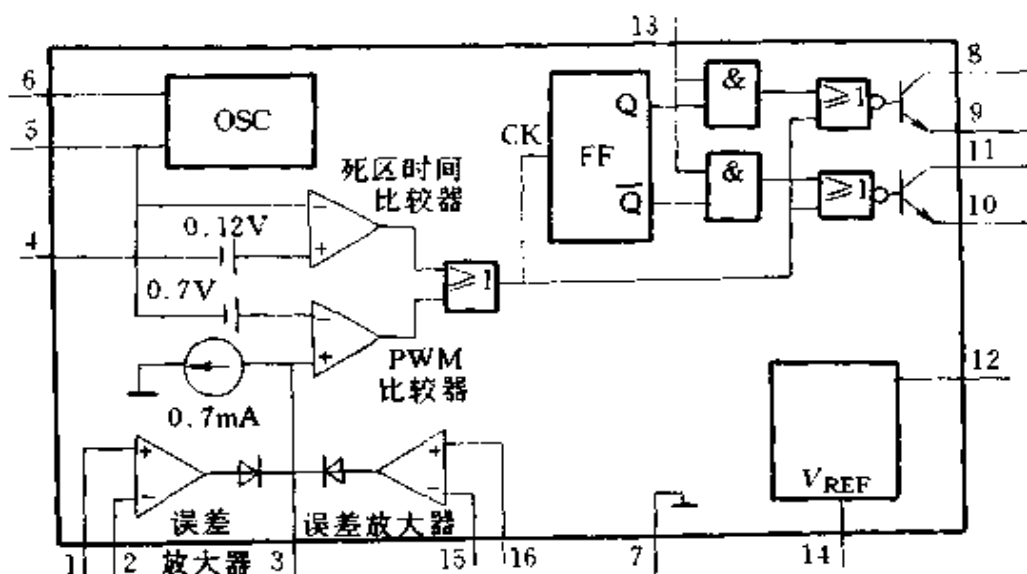


图 10-1 TL494 原理框图

输出调制脉冲宽度是由电容 C_T 端的正向锯齿波和 3、4 脚输入的两个控制信号综合比较后确定的。当外接控制信号大于 5 脚电压时，9 和 10 脚输出脉冲为低电平（设 9、10 脚为跟随器接法）。因此随着控制信号幅值的增加，TL494 输出脉冲占空比减小。13 脚用来控制输出模式。该端为高电平时，两路输出分别由触发器 Q 和 $\bar{Q}$ 端控制，形成双输出方式，即推挽型输出。此时 PWM 输出脉冲频率为振荡器频率的一半，最大占空比为 48%。若 13 脚为低电平时，触发器控制不起作用，两路输出相同，其频率与振荡器频率相同，最大占空比为 98%。此时两路可以并联输出，以增大驱动电流能力（约 400mA）。

4 脚为死区时间控制端，该端外接电平大小决定两路推挽输出方式下，在最大占空比时两脉冲之间的死区。4 脚为地电平时，死区时间为最小，可获得最大占空比。这一功能可用于逆变器控制，如两路输出用来控制上下两桥臂开关，可防止两开关在换相时出现直通。

两个误差放大器的同相和非同相输入端可分别接至基准信号和反馈信号，在电动机控制系统中常用作电压、速度、电流调节

器，完成闭环控制，或者作过电流、过电压、欠电压、过温等比较器，实现保护功能。

基准电压端 14 脚，输出电压为 $5V \pm 5\%$ ，温漂典型值为 $0.01\%/^{\circ}\text{C}$ 。可为上述调节器、保护比较器提供参考基准。

在有刷或无刷直流电动机速度控制系统中应用时（见图 10-2），利用其中一个误差放大器从 2 脚输入转速给定电压信号，1 脚输入转速反馈电压信号，此放大器作速度调节器使用，2-3 脚之间引入阻容校正。另一个误差放大器作限流保护比较器，从 16 脚引入电动机电流检测信号，从 15 脚输入规定限流值信号，此信号可从 14 脚内部基准电压源经电阻分压得到，使电动机起动、或过载、或故障时的过电流限制在安全范围之内，以保护电动机和功率开关管。在芯片内，由速度调节器输出控制得到 PWM 信号，此信号用来控制外接的功率级电路，以维持电动机的转速为恒值。

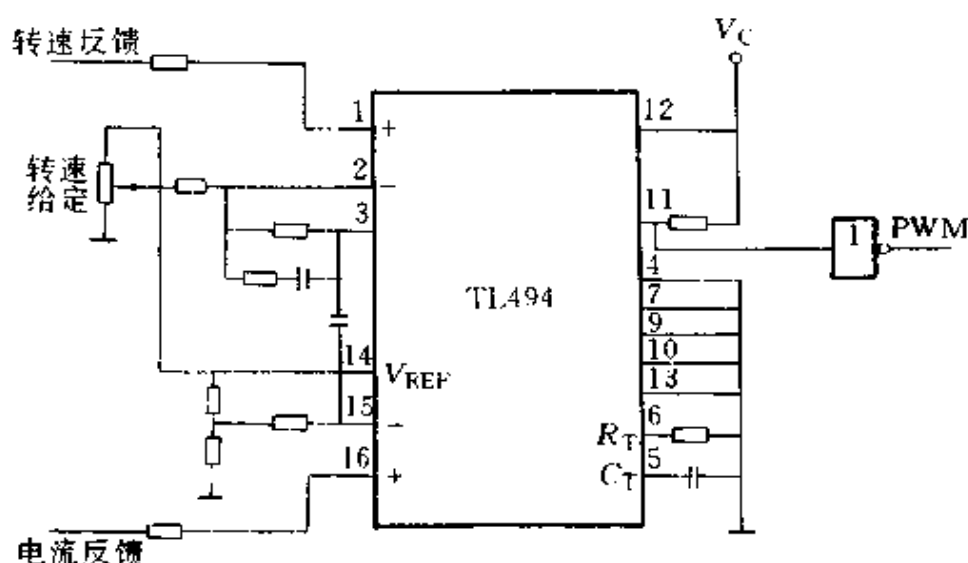


图 10-2 TL494 在直流电动机速度控制中的应用

在直流电动机（含无刷直流电动机）的双闭环调速控制系统中，速度调节器的输出为转矩（或电流）给定信号 I^* 。可利用 TL494 作为电流调节器和电流限制器（见图 10-3）。电流反馈检测信号 I 从 1 脚输入，指令电流 I^* 从 2 脚输入，此误差放大器连接

成PI调节器方式工作，产生PWM信号。这里用锯齿波作为比较波，其效果比三角波要好些，因为锯齿波后沿十分陡，避免由于开关时刻电流的波动而引起PWM信号发生多次通断的现象。

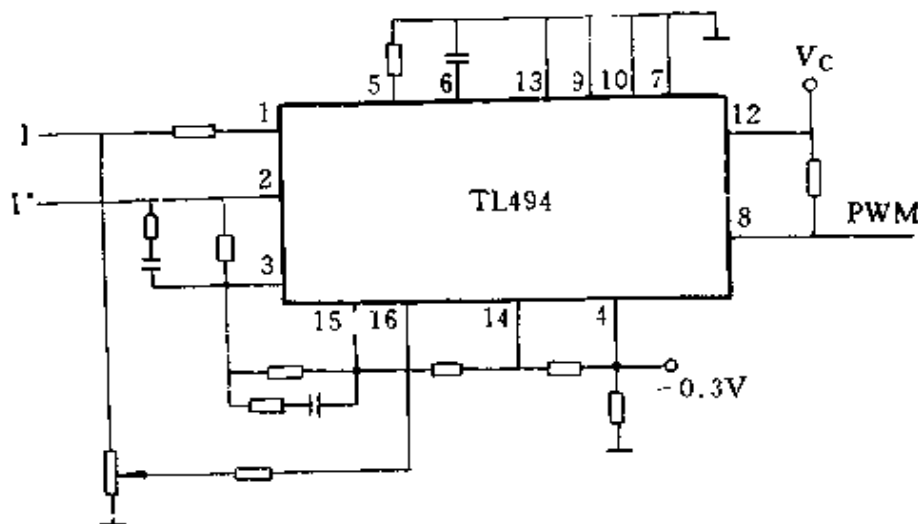


图 10-3 TL494 作电流调节器的应用

作电流调节器时，TL494 的死区时间是不希望有的。如果 4 脚接地，PWM 信号的最大占空比为 96%，即功率开关不可能完全导通，这对于电流跟踪控制应用是不利的。因为当系统突加给定时，若受控电流在一个脉冲周期内不能跟踪给定值，在电流上升过程中每个周期都有 4% 时间要强迫关断。如果调制频率较高，则此关断时间极短（例如 $f = 20\text{kHz}$ ，周期 $T = 50\mu\text{s}$ ， $4\%T = 2\mu\text{s}$ ），虽然对电流响应速度影响不大，但却造成了不必要的开关损耗。而且当开关器件在 $4\%T$ 的时间内还没有完全关断又被强迫开通时，其损耗更严重，甚至影响逆变器的工作安全。因此，要采取措施消除此死区。实验表明，在 4 脚加 -0.3V 电平时，即可将 PWM 信号最大占空比扩展到 100%。

为了得到两象限控制，还需从速度调节器产生反映转矩极性的信号，和 PWM 信号一起控制功率开关桥的换相，供给电动机正向或反向电流。

10.3 TL494 在步进电动机细分驱动中的应用

步进电动机采用细分驱动方式，将每个自然步距细分成若干个（数个或数百个）小步距（也称为微步矩）。其实质是对相绕组的电流进行斩波闭环调节。

图 10-4 给出磁阻式步进电动机一相绕组的功率驱动电路原理框图。相绕组 L 与大功率 MOSFET 管 VF_1 和 VF_2 串联至高电压电源，电阻 R_s 为电流采样电阻。电流采样信号经一阶低通滤波后送至 TL494 的一个误差放大器同相输入端，后者的反相输入端接计算机送来的指令电流信号。此指令电流信号是计算机按要求定位位置或轨迹运算出的数字信号再经 D/A 转换而得到的模拟量信号。TL494 的另一个误差放大器输入从计算机来的相序信号（即所谓环分信号），此信号确定该相是否应当导通或截止。TL494 输出 PWM 脉冲信号，经驱动电路驱动上侧的 VF_1 管，实现电流闭环跟踪控制。在连续运转时，指令电流信号呈阶梯状上升和下降，如图中所示。在闭环控制下，绕组相电流亦呈阶梯状上升或下降，可停留在任一阶梯台阶上。

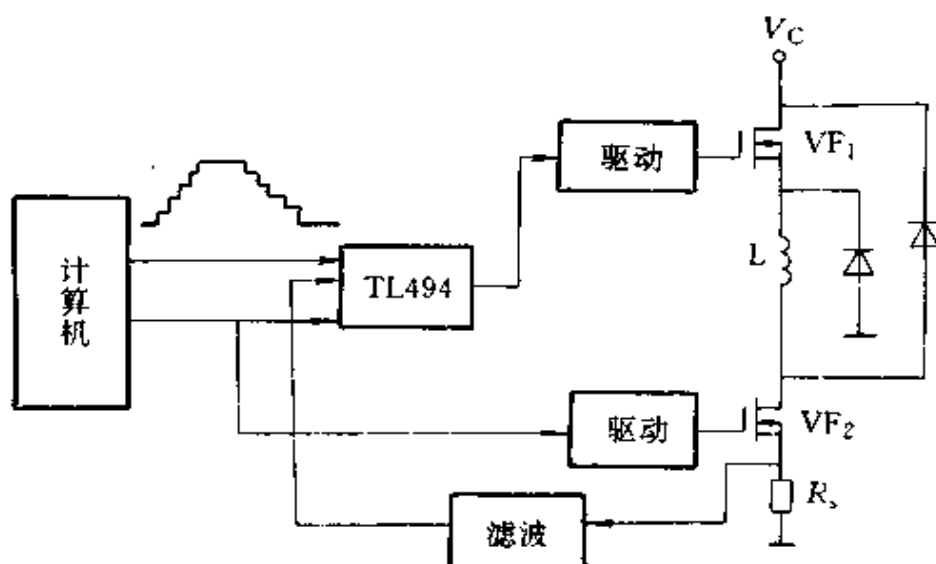


图 10-4 TL494 在步进电动机细分驱动中应用原理图

每相电路有各自的 TL494 实现各相的电流 PWM 闭环控制, 为了避免每相 PWM 频率不同而出现拍频噪声, 各相调制信号必须同步。即其中一相选择 R_T 和 C_T 后, 其他相的 TL494 只需将 5 脚都接到第一相 C_T 上即可实现外同步。

10.4 SG3524 在开关磁阻电动机调速控制中的应用

SG3524 是开关电源 PWM 控制集成电路, 较早期的也是常用的产品, 由硅通 (Silicon General) 公司生产, 对应于 UNITRODE 公司的 UC3524, 国产型号为 CW3524 (北京半导体器件五厂)。该单片集成电路包含了开关电源几乎全部的控制电路, 包括电压基准源 V_{REF} 、误差放大器 EA、可外设频率的振荡器 OSC、脉宽调制比较器 C、触发器、两个输出晶体管 V_A 和 V_B 、限流比较器 C_L 和输出关断电路等。它采用 16 引脚标准 DIP 封装。使用电压 V_{IN} 为 8~40V, 电流小于 10mA。

SG3524 是定频 PWM 电路。振荡器频率 f 由接引脚 6 和 7 的 R_T 和 C_T 决定。

$$f \approx \frac{1.18}{R_T C_T}$$

式中, R_T 的单位为 $k\Omega$, C_T 的单位为 μF , f 的单位为 kHz。

C_T 充电电流等于 $3.6V/R_T$, 为使充电电流在 $30\mu A \sim 2mA$ 之间, R_T 应在 $1.8 \sim 100k\Omega$ 之间选取。为了使振荡器脉冲宽度 $\geq 0.5\mu s$, 以保证每一个脉冲都能使触发器可靠翻转, C_T 应在 $1000pF \sim 0.1\mu F$ 之间选取。本电路推荐工作频率为 $100Hz \sim 300kHz$ 。在电容 C_T 上产生的线性斜坡的锯齿波信号与误差放大器输出的误差信号在 PWM 比较器比较, 产生脉宽调制信号。该电路可采用两种输出方式: 单端 PWM 输出方式, V_A 和 V_B 并联, 输出频率与振荡器频率 f 相同, 占空比变化范围为 $0 \sim 90\%$; 推挽输出方式, V_A 和 V_B 轮流导通, 输出脉冲频率为 $f/2$, 占空比变化范围为 $0 \sim 45\%$ 。 V_A 和 V_B 输出电流最大值为 100mA。

从图 10-5 可见, 误差放大器 EA 输出、限流比较器 C_L 输出和

关断电路晶体管集电极都同时接至 PWM 比较器的反相输入端 (9 脚)。这三个输出只要有一个为低电平, 都会使输出脉冲关断。从而可用来实现限流保护和关断控制。9 脚可用来控制误差放大器的增益或补偿。

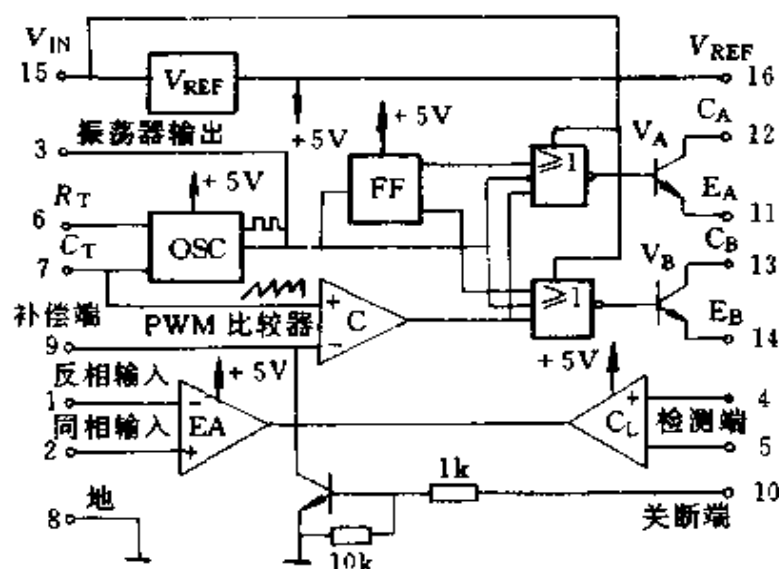


图 10-5 SG3524 原理框图

可将 SG3524 的 PWM 功能应用于开关磁阻电动机 (SRM) 双闭环调速系统中, 见图 10-6。给定速度信号和反馈速度信号比较

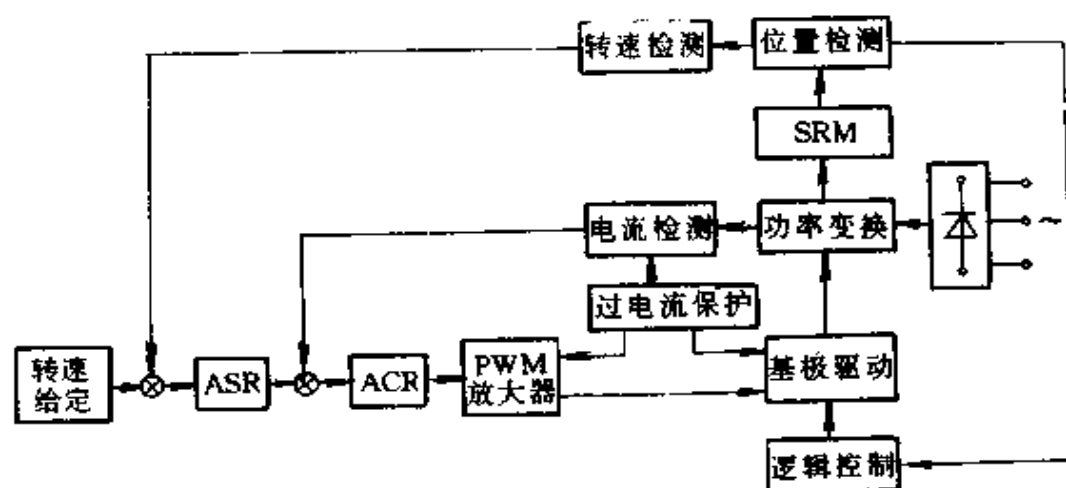


图 10-6 SRM 双闭环调速系统框图

后经速度调节器 ASR 输出送至电流调节器 ACR 的同相输入端，反馈电流信号则从反相输入端输入。电流调节器 ACR 输出作为 PWM 输入控制信号。电动机设置转子位置传感器，其输出除用来控制各相绕组的“换相”之外，由于信号频率和转速成正比关系，通过 F/V 变换电路，可得到速度反馈信号。

在这里，SG3524 只作为一个脉宽调制器使用。其误差放大器接成跟随器形式。如图 10-7 所示，ACR 输出接 2 脚作为 PWM 输入控制信号。 V_A 和 V_B 并联取单端输出方式。 S_1 闭合时，关断输出 PWM 脉冲，使电动机停转。

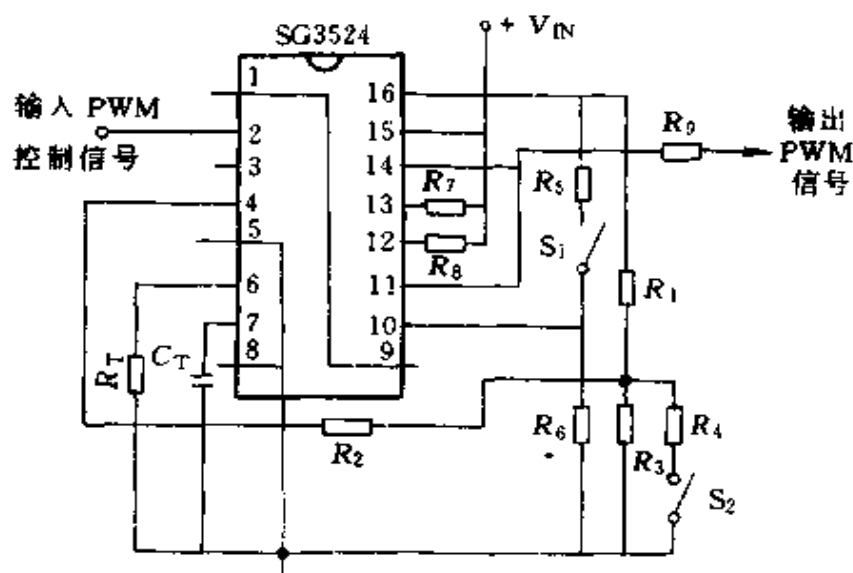


图 10-7 SG3524 的接线

显然，这样的应用方法同样适用于直流电动机和无刷电流电动机的控制。由于开关磁阻电动机绕组电流只是单方向的，所以采用开关电源 PWM 控制集成电路更加适合，更为简单。

10.5 UC3842 在三相逆变器基极驱动开关电源中的应用

用于交流电动机控制的三相逆变器，六个功率开关，无论采用的是功率晶体管、功率 MOSFET，还是 IGBT，它们的基极

(或栅极)驱动,大都需要几个相互隔离的直流电源。有些系统使用 50Hz 电网电压,由变压器多二次绕组输出的方法获得,但此变压器的体积和重量往往太大。替代的办法是采用开关电源脉宽调制集成电路的 DC/DC 转换电源。

下面介绍采用 UC3842 的基极驱动电源,它使用于某型三相交流伺服驱动器中。

UC3842 是一种单端隔离式电流型脉宽调制器集成电路,8 引脚双列直插式塑料封装,是 UNITRODE 公司的产品。硅通公司生产的相同的产品是 SG3842,我国北京半导体器件五厂同类产品型号为 CW3842。UC3842 的原理框图见图 10-8。

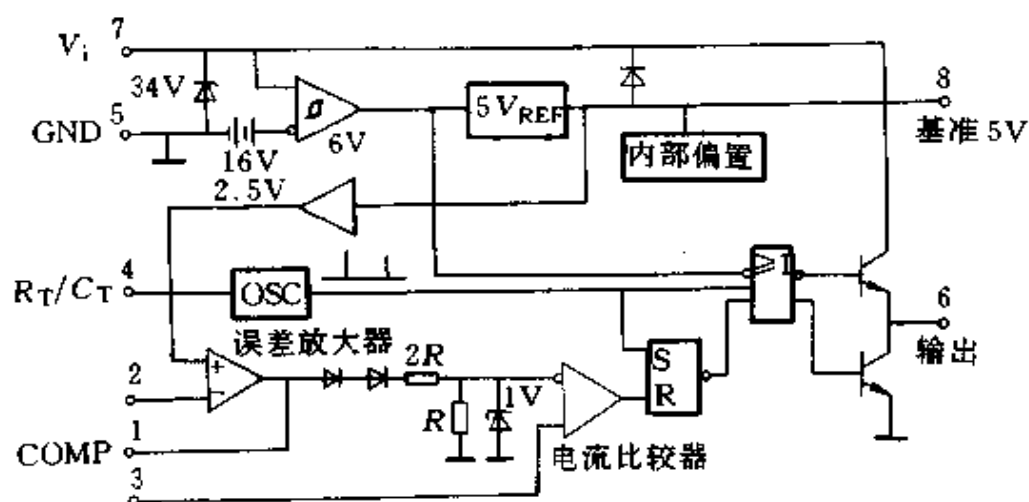


图 10-8 UC3842 原理框图

UC3842 的主要特点:

- 外接元件少,外围电路简单,价格便宜
- 无需输入变压器,起动电流小 ($<1\text{mA}$)
- 具有精密电压基准源 ($\pm 1\%$)
- 大电流 (1A) PWM 输出级,可直接驱动功率 MOS 管
- 有欠电压封锁、电流限制保护
- 工作频率可达 500kHz

UC3842 适用于 20~50W 小功率开关电源。在图 10-9 所示例

子中,利用 UC3842 误差放大器和比较器组成双闭环控制:从检测绕组来的代表输出电压的反馈信号从 2 脚输入,在误差放大器中与 2.5V 基准电压比较后产生误差电压,作为电流比较器输入。另一个是一次绕组电流(通过 R_s 检测)反馈信号从 3 脚进入,在电流比较器与误差电压比较,控制 RS 触发器,产生 PWM 信号,从 6 脚输出,经功率开关驱动高频变压器的一次绕组。双闭环控制结果,使输出电压在负载等因素变动情况下仍得到稳定输出。

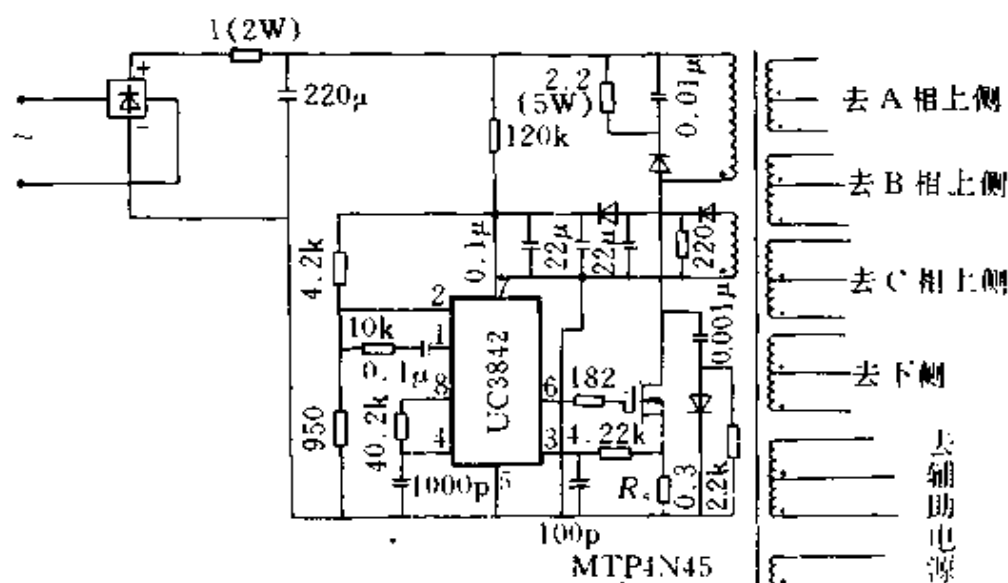


图 10-9 三相逆变器基极驱动开关电源示例

由于电流比较器输入端设置了 1V 钳位,当电流过大, R_s 上的电压超过 1V,脉宽调制器立即关闭,达到限流保护的目的。再加上欠电压保护,使 UC3842 的开关稳压电源工作可靠。

该例振荡器频率约为 45kHz,采用高频铁氧体 E 型磁心制作高频输出变压器,体积大为减小。几个二次绕组分别为三个供上侧开关的驱动电路电源,一个供下侧开关驱动电路共用的电源,另一些作为辅助电源。图中未画出整流和滤波部分。此开关电源可直接用于 220V 电网供电情况,不必输入变压器隔离。采用的 N 沟道功率 MOSFET 耐压应在 700V 以上。

类似电路也可用于大功率 H 桥四个功率开关基极(栅极)驱动电源,用于直流电动机或步进电动机相绕组驱动和控制。

第 11 章 智能功率集成电路

11.1 概述

功率集成电路 (PIC) 是 80 年代初出现的新型电子器件, 通常是指输出功率大于 1W 的集成电路。它是微电子技术和电力电子技术相结合的产物。它由功率器件和具有一定功能的电路组合在同一个硅片上或在同一个导热的绝缘衬底上而形成的。前者称为单片功率集成电路, 后者称为混合功率集成电路。单片功率集成电路分为两大类: 高压功率集成电路 (HVIC) 和智能功率集成电路 (Smart Power IC)。高压功率集成电路是横向高压器件 (承受高压的两个电极都从芯片的同一表面引出) 与起控制作用的数字逻辑电路或模拟电路单片集成。目前它的功率水平已达 25A/600V。智能功率集成电路大多是纵向功率器件 (管芯背面作为主电极, 通常它是集电极或漏极) 与逻辑或模拟控制电路、传感器电路和保护电路的单片集成。目前它的功率水平为 13A/110V 和 1A/550V。它们所采用的功率器件有双极型器件 (如晶体管、晶闸管)、单极型器件 (如场效应晶体管) 或复合器件 (如 BIMOS), 控制电路大部分采用 MOS 技术。

智能功率集成电路实现了集成电路功率化, 功率器件集成化和智能化, 使功率与信息控制统一在一个器件内, 成为机电一体化系统中弱电与强电的接口。它不但提供一定功率输出能力, 而且具有逻辑、控制、传感、检测、保护和自诊断等功能, 从而将智能赋予功率器件。通过智能作用对功率器件状态进行监控。例如, 负载开路、过电流、输出短路、电源短路、电源欠电压、过电压、过热等不正常故障出现, 电路即作出保护, 并输出故障诊断信号。大多数功率集成电路的输入都是 TTL 或 CMOS 电平兼

容，可以直接由微处理器控制，状态信息也可反馈至微处理器。

智能功率集成电路的使用给电机控制系统装置带来极大方便，简化开发和调整工作，缩小体积，减轻重量，提高可靠性和抗干扰能力，改善性能，而且也节约成本。

智能功率集成电路可分为模拟型和开关型两大类。模拟型以功率运算放大器集成电路为代表。开关型包括单开关的智能功率开关 (Smart Power Switch)、图腾结构的半桥功率开关、H 桥功率开关和三相逆变桥功率开关等。现分述如下。

11.2 功率运算放大器集成电路

单片功率运算放大器通常具有数安培、数十瓦的驱动能力，可用于交直流电动机驱动、伺服放大器、自整角机和旋转变压器的激励电源，代替一般微功率运算放大器和分立的晶体管功率放大器组合，简化了外围电路，改善了性能，增加了故障保护功能，提高了可靠性，减少了设计时间，而且由于可大批量生产，更加经济。线性工作的末级功率放大部分有较高的损耗，散热设计应给予足够重视。

11.2.1 LM12 功率运算放大器

LM12 是美国国家半导体公司 (NSC) 生产的大电流功率运算放大器。

在 $\pm 30\text{V}$ 供电电压下，LM12 输出最大电流为 $\pm 10\text{A}$ ，输出电压幅度为 $\pm 25\text{V}$ 。对于 4Ω 负载，可输出 80W 正弦波功率，失真度为 0.01% ，带宽为 60kHz 。其保护功能包括：

- 输入级保护
- 过热保护
- 欠电压保护
- 过电压保护
- 输出电流限制
- 动态安全区保护

当总电源电压低于 14V ，或出现过电压 (80V)，或壳温高于

150°C 时, 保护电路使输出开路。由瞬态峰值温度限制自动降低输出功率, 实现动态安全区保护。LM12 采用 TO-3 封装, 壳为 -V 电源脚, 四脚分别为 +V 电源、+IN 和 -IN (输入端)、OUT (输出端)。

在伺服系统中使用时, 常采用电流驱动接法。如图 11-1 所示, 输出电流 I_{OUT} 和输入信号 V_{IN} 成正比。电流驱动方式可降低由于电动机有较大电感而引起的相移, 有助于稳定伺服环。

$$I_{OUT} = \frac{R_2 V_{IN}}{R_1 R_6}$$

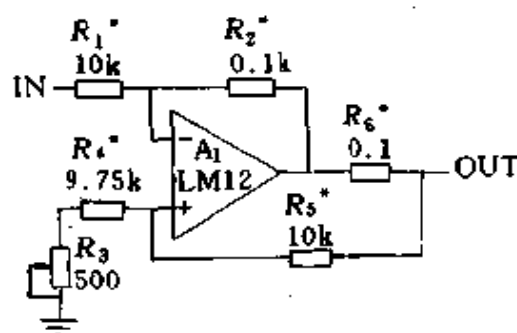


图 11-1 电流驱动方式接法

图中, 带 * 号的电阻为精密电阻, 用电位器 R_3 调整零位。

利用并联接法, 可增加输出功率。如图 11-2a 所示, 两个 LM12 采用跟随器接法, 输出端接相等的电阻 R_4 和 R_5 后并联在一起, 电压增益用一个 LM144 高压运算放大器来完成。图 11-2b 接法则省掉了一个运算放大器。

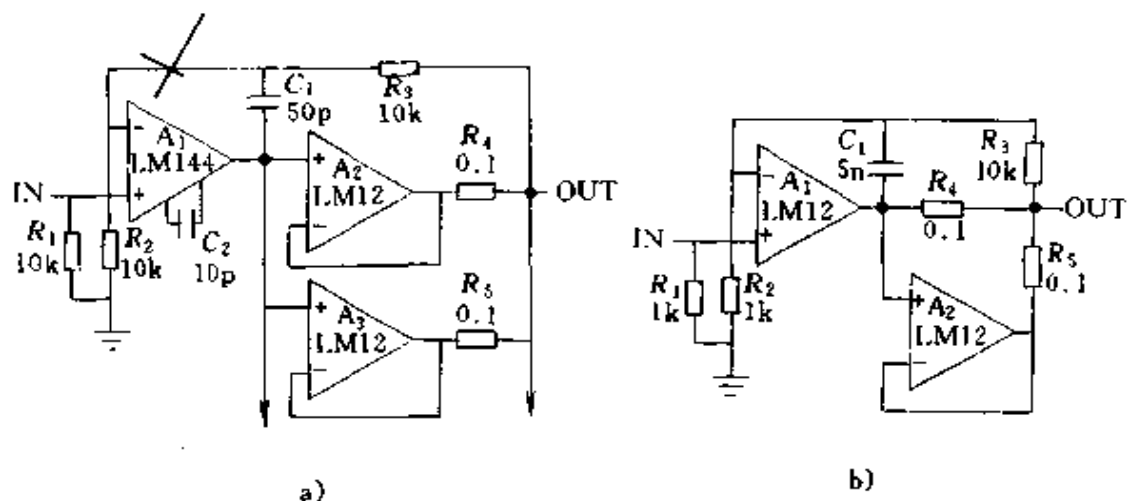


图 11-2 并联输出接法

如图 11-3 所示, 利用 LM12、LM107 可组成小功率直流伺服电动机-测速发电机伺服控制系统。其转速与输入电压信号 IN 成

正比。这里 LM12 是电流驱动接法，LM107 运算放大器作频率校正。

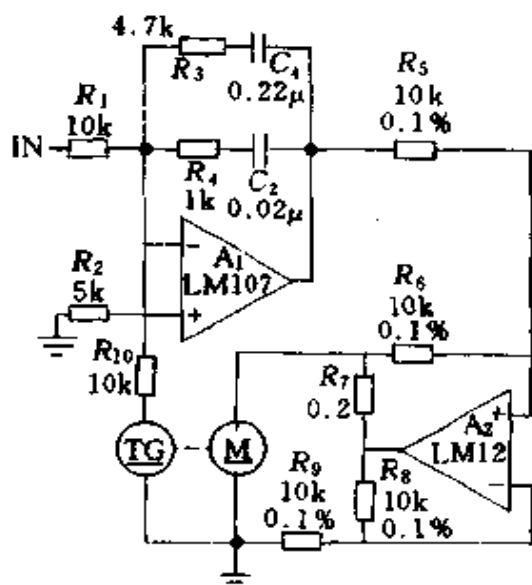


图 11-3 伺服控制系统接法

11.2.2 OPA541 和 OPA2541 功率运算放大器

美国 BURR-BROWN 公司生产的 OPA541 功率运算放大器的连续输出电流为 5A，峰值电流为 10A，电源电压最大为 $\pm 40V$ ，也可用 80V 以下单电源工作。采用两种封装方式：11 脚塑料封装和 TO-3 封装，分别称为

P 式或 M 式封装。

利用输出端外接一个电阻 R_{CL} 可实现电流限制，包括正向和负向电流的限制，以保护集成电路和外接电动机，见图 11-4。

限流电阻 R_{CL} (Ω) 与限流值 I_{LIM} 关系如下式所示：

$$R_{CL} = \frac{0.809}{I_{LIM}} - 0.057 \quad (\text{M 式封装})$$

$$R_{CL} = \frac{0.813}{I_{LIM}} - 0.02 \quad (\text{P 式封装})$$

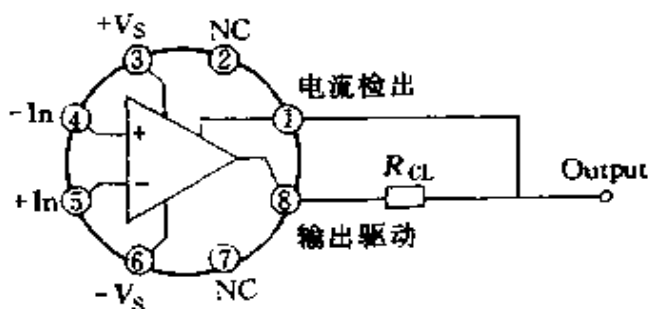


图 11-4 M 式封装引脚与限流连接图

输出端要与 1 脚电流检出端相连接。对 5A 限流, R_{CL} 值分别为 0.105Ω (M 式) 和 0.143Ω (P 式)。

OPA 2541 是双功率运算放大器集成电路。工作电源电压为 $\pm 40V$ 以下, 连续输出电流为 5A, 内部电流限制约为 6A, 采用 8 脚 TO-3 封装。全部电路与外壳绝缘。利用一片 OPA2541, 两个功率运算放大器分别接至电机两端进行桥式驱动, 实现对交直流电动机四象限控制、步进电动机细分驱动, 以及用作自整角机和旋转变压器的激励电源。下面是提供 36V、400Hz 旋转变压器激励电源的例子。

图 11-5 表示了 OPA2541 的两个功率放大器 A 和 B 的接线图。输出端 5 脚和 1 脚接旋转变压器原方两端, 采用桥式接法。放大器 A 接成文氏桥振荡器, 利用白炽灯 EL 的非线性电阻特性来控制回路增益, 以维持输出电压不变。由 R_1 、 R_2 、 C_1 、 C_2 网络组成正反馈有源滤波器, 决定输出正弦波的频率。 R_6/R_7 决定放大器 B 增益。四个二极管对输出电压进行钳位保护。 R_4C_3 、 R_5C_4 用作抑制噪声信号。用 OPA2541 组成的激励电源有良好的温度稳定性, 温度变化 $60^\circ C$ 时, 输出电压变化仅 0.05%。

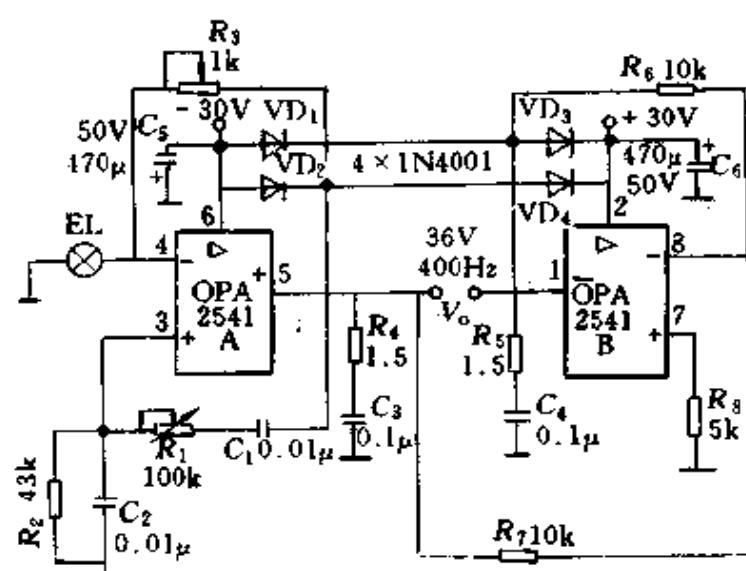


图 11-5 由单片 OPA2541 组成旋转变压器的激励电源

表 11-1 BURR-BROWN 公司生产的功率运算放大器
集成电路技术数据

型 号	额定输出		失调 电压 /mV	温漂 /μV · °C ⁻¹	频率响 应(单位 增益) /MHz	转换速 率/V· μs ⁻¹	开环 增益 /dB	封装 方式	备 注
	电压 /V	电流 /A							
OPA501M	±26	±10	5	40	1	1.35	98	TO-3	单功率运算放大器
OPA511M	±22	±5	10	65	1	1	91	TO-3	单功率运算放大器
OPA512BM	±35	±10	6	65	4	2.5	110	TO-3	单功率运算放大器
OPA512SM	±35	±15	3	40	4	2.5	110	TO-3	单功率运算放大器
OPA541M	±35	±5	1	30	1.6	6	90	TO-3	单功率运算放大器
OPA541AP	±30	±5	10	40	1.6	6	90	塑料封装	单功率运算放大器
OPA544F	±35	±2	—	—	—	8	—	塑料封装	单功率运算放大器
OPA2541M	±35	±5	1	30	1.6	8	90	TO-3	双功率运算放大器
3573M	±20	±2	10	65	1	2.6	94	TO-3	双功率运算放大器

11.2.3 SG3173/SG3172/SG3272 功率运算放大器

美国 Silicon General (硅通) 公司生产 SG3173 和 SG3172 单功率运算放大器、SG3272 双功率运算放大器。它们的技术数据见表 11-2。它们有内补偿、过电流和过热保护。利用 SG3272 双运算放大器可方便地接成桥式驱动, 在计算机外围设备中驱动微型直流电动机、在 3.5in (88.9mm) 硬盘驱动磁头定位的音圈电动机, 见图 11-6。

表 11-2 硅通公司生产的功率运算放大器技术数据

型 号	电压 /V	连续 电流 /A	峰值 电流 /A	失调 电压 /mV	失调 电流 /nA	转换 速率 /V·μs	开环 增益 /dB	引 脚 数	备 注
SG3173	50	3.5	5.0	10	250	0.5	75	5	单功率运算放大器
SG3172	18	2.0	3.0	10	250	0.5	110	5	单功率运算放大器
SG3272	18	1.0	1.5	15	200	1.6	90	8	双功率运算放大器

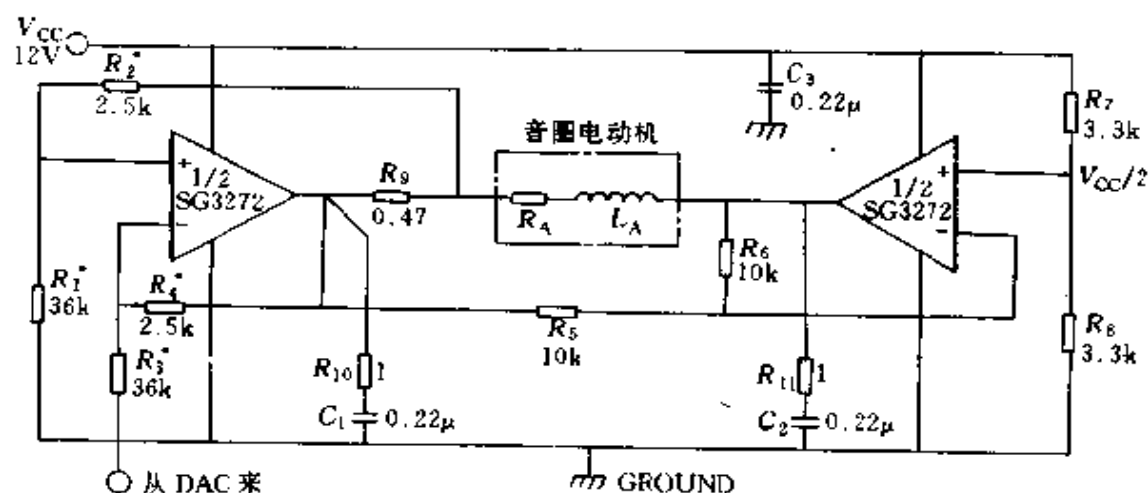


图 11-6 SG3272 在硬盘驱动中的应用

11.2.4 IN8500 系列功率运算放大器

由美国 INTERSIL 公司生产的 IN8510、IN8520、IN8530 单片功率运算放大器集成电路的工作电源电压为 $\pm 35\text{V}$ ，连续输出电流分别为 1、2 和 3A。它们是专门设计用于驱动直流伺服电动机、直线或旋转执行机构、电控阀门、XY 记录仪电动机。它们采用 8 脚 TO-3 封装。其输入电路相当于 741 差分放大器，其余电路为线性传输型功率放大器。当使用 $\pm 30\text{V}$ 电源时，对 10Ω 负载它们可提供输出电压的幅值达 $\pm 26\text{V}$ 。输出端 6 脚分别和 7 脚、5 脚之间用限流电阻 R 连接，以限制输出电流，完成安全区限制保护。例如，取 R 为 0.68Ω ，当输出不大于 25V 时，输出电流最大值不超过 15A 。这样，放大器在电动机堵转、起动、反转和输出对地短路时，都能进行限流保护，故障排除后又能自动恢复正常工作。

图 11-7 给出用 IN8510 组成的直流电动机功率 D/A 转换控制系统的示例。利用 INTERSIL 公司低功耗 DAC7520 型 D/A 转换器与 IN8510 系列功率运算放大器、一个 101A 运算放大器组成一个数字可编程功率驱动器。这个功率 D/A 转换器直接与微处理器或微计算机接口，组成一个完整的微机控制系统。图中 101A 运算放大器起缓冲和隔离作用，其反馈电阻在 DAC7520 芯片内，约为 $15\text{k}\Omega$ 。DAC7520 是 10 位乘法型 D/A 转换集成电路，4~13 脚为 10 位二进制数据输入端。15 脚接 $+10\text{V}$ 作基准电压 V_{REF} 。

IN8510 的反馈电阻取为 $30\text{k}\Omega$ ，功率运算放大器放大倍数为 3。

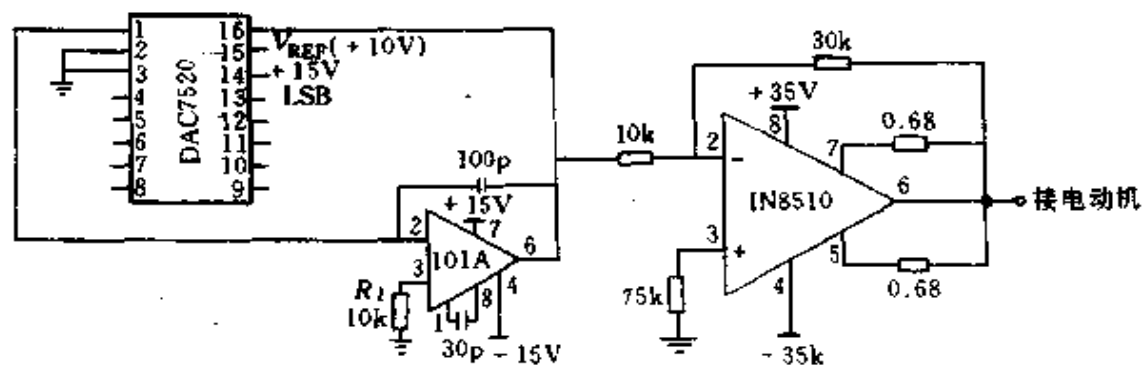


图 11-7 IN8510 和 DAC7520 组成的功率电动机驱动器

11.3 智能功率开关

智能功率开关包含有单个功率开关、缓冲驱动电路、控制电路和保护电路。它接受低电平控制信号来控制末级功率开关。由开关与电源高电位或低（地）电位的相对关系，可分为高侧（high-side）开关和低侧（low-side）开关。输出功率开关通常是 N 沟道功率 MOSFET，而控制电路常用低功耗 CMOS 电路，使用电压范围较宽。高侧开关的功率开关栅极偏置是由一个自激振荡器驱动的充电泵电路或自举电路提供的。被控负载接开关的源极和地。低侧开关栅极可直接由 CMOS 控制电路驱动，充电泵电路可省去，末级是漏极开路，负载由此接至正电源。

11.3.1 Smart SIPMOS 智能功率开关

德国 Siemens 公司生产 Smart SIPMOS 智能功率开关系列，见表 11-3。其中 BTS412B、BTS611、BTS925 智能功率开关原理框图见图 11-8～图 11-10。下面以 BTS412B 为例说明（见图 11-8）。BTS412B 是高侧智能功率开关，采用 TO-220 5 引脚封装。2 脚输入 CMOS 兼容电平控制信号，5 脚为功率输出接负载，4 脚是状态输出端。三者之间的关系见状态真值表。当负载开路、短路、芯片过热（ 150°C ）、电源欠电压（ $<4.9\text{V}$ ）或过电压（ $>42\text{V}$ ）都提供保护，并输出状态信号，电源欠电压或过电压故障排除后能

自动恢复。此外，它还提供下列保护：内部限流电路防止输出过电流；电源极性反接的保护；感性负载时瞬间输出端出现负值电平（-10V）的钳位保护；输入端防静电（ESD）保护。当负载电流达 19A（典型值）时，200ms 后，过电流保护动作。典型开通或关断时间为 60 μ s。

表 11-3 Siemens 公司的 Smart SIPMOS 智能功率开关

型 号	V_{BB} /V	I_L /A	$I_{L,rm}$ /A	R_{on} /m Ω	封装	脚数	备 注
BTS410D	>50	1.6	15	220	TO-220	5	高侧开关
BTS412A	>45	1	25	400	TO-220	5	高侧开关
BTS412B	>50	1.4	25	250	TO-220	5	高侧开关
BTS426	>40	5.9	40	60	TO-220	5	高侧开关
BTS432D	>50	9	40	38	TO-220	5	高侧开关
BTS542	>5	17	70	20	TO-218	5	高侧开关
BTS611	>40	2 $\times$ 1.8	2 $\times$ 11	2 $\times$ 200	TO-220	7	高侧双开关
BTS620	>40	2 $\times$ 3.5	2 $\times$ 22	2 $\times$ 100	TO-220	7	高侧双开关
BTS925	>50	5		75	TO-220	5	低侧开关
BTS250	>50	25	60	10	TO-218	5	低侧开关

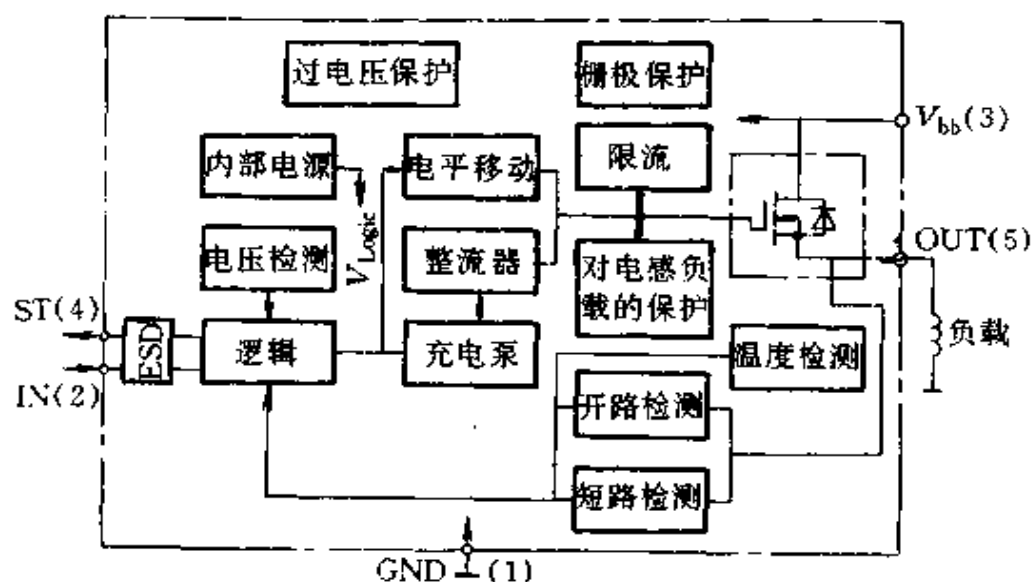


图 11-8 BTS412B 高侧智能功率开关

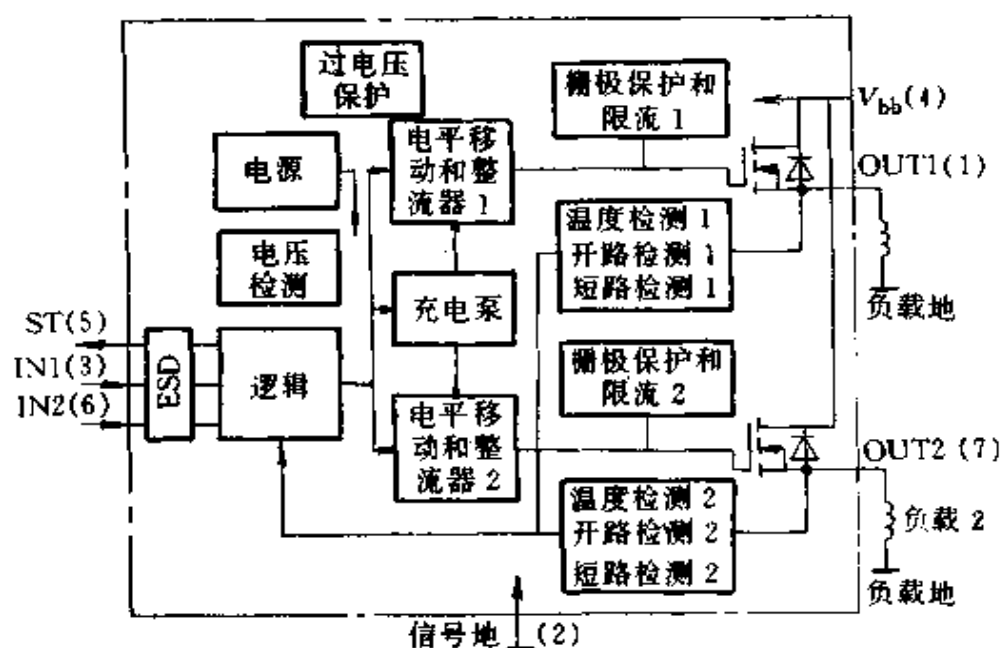


图 11-9 BTS611 高侧双智能功率开关

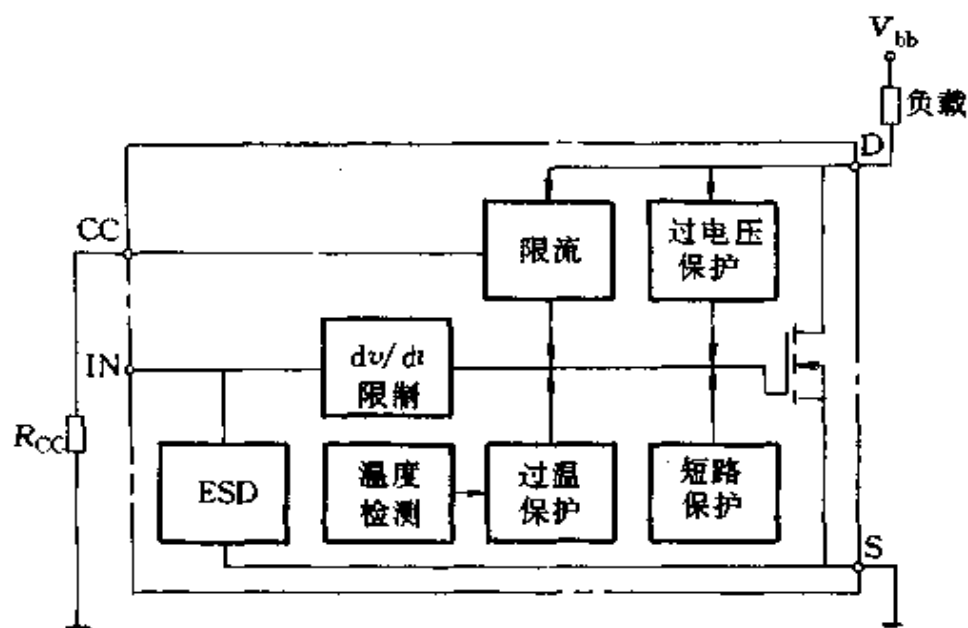


图 11-10 BTS925 低侧智能功率开关

表 11-4 BTS412B 状态真值表

	输入电平 IN	输出电平 OUT	状态电平 ST
正常运行	L	L	H
	H	H	H

(续)

	输入电平 IN	输出电平 OUT	状态电平 ST
负载开路	L	高阻	L
	H	H	H
输出对地短路	L	L	H
	H	L	L
输出对 V_{bb} 短路	L	H	L
	H	H	H
芯片过温	L	L	L
	H	L	L
电源欠电压	L	L	L
	H	L	L
电源过电压	L	L	L
	H	L	L

用两个 BTS412B 作高侧开关和两个 BUZ71L 功率 MOSFET (50V、0.1 Ω) 作低侧开关, 可组成 H 桥双向直流电动机驱动电路, 见图 11-11。该电路是为某电气自动门设计的, 连续电流达 6A。

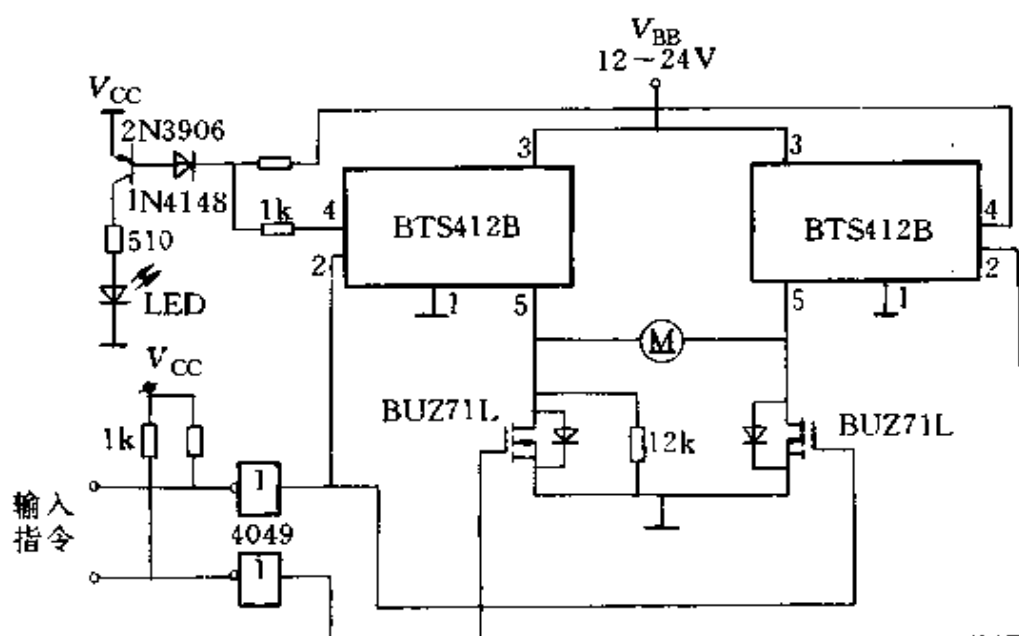


图 11-11 由 Smart SIPMOS 组成的 H 桥驱动电路

四桥臂开关直接由 CMOS 逻辑电平控制。两个 BTS412B 状态输出由或逻辑驱动一个晶体管，由 LED 显示故障状态。左桥臂中点对地接 $12\text{k}\Omega$ 电阻是当 H 桥四个开关都关断时，不会被 BTS412B 误认为是负载开路。一旦负载开路发生，右边的 BTS412B 可检测出来并发出故障信号。

11.3.2 其他厂商生产的智能功率开关

美国 UNITRODE 公司生产的智能功率开关采用 NPN 达林顿管，UC3720 包含有一个高侧开关和四个低侧开关。每个开关有自身限流保护，还有电源欠电压、过热保护。它设有故障状态和负载状态两个输出信号端，适用于四相步进电机单极性驱动。表 11-6 给出几种规格产品。

表 11-5 NSC 公司生产的智能功率开关技术数据

型 号	电压/V	连续电流/A	峰值电流/A	说 明
LM1921	4.5~26	1.0	2.0	高侧，TO-220，
LM1950	4.75~26	0.75	1.4	高侧，TO-220，
LM1951	4.5~26	1.0	2.5	高侧，TO-220，故障状态输出
LMD18400	6~26	1.0	3.0	四高侧，DIP，20 脚，三态输出，故障状态输出，过热状态输出

表 11-6 UNITRODE 公司生产的智能功率开关技术数据

型 号	电压/V	连续电流/A	峰值电流/A	说 明
UC395	36	1.0		低侧
UC3728	46	1.0	1.5	双开关, 可接为低侧或高侧开关, PWM 电流控制
UC3720	50V	1.0 4.5	1.5 8.0	四低侧和一高侧开关

美国国家半导体公司 (NSC) 的 LM1921/LM1950/LM1951 采用晶体管开关。而 LMD18400 包含四个 N 沟道共漏极 DMOS 晶体管开关。每个开关都有过电压、过电流和过热保护。每个开关设置有瞬态功率传感电路, 它计算出漏源极之间的电压和流过的电流的乘积, 把功耗限制到安全水平。此器件还有“睡眠”工作方式, 使供电电流降低到 $10\mu\text{A}$ 。串行自诊断数据输出口提供 11 个信息, 包括四个开关的 ON/OFF 状态和故障状态、芯片温度、电源过电压信息。另外, 还有一个总系统故障标志输出口和一个过热标志输出口。四个功率输出适用于驱动四相步进电动机。

DMOS 功率开关 ON 状态电阻有正温度系数, 四个开关可以任意并联, 以增大负载电流, 因此用单片 LMD18400 可驱动一台、两台、四台小型直流电动机。从输入端输入 PWM 控制信号可实现电动机的调速控制, 见图 11-12 和图 11-13。

LM1951 是高速 (达 50kHz) 高侧智能开关。它可提供下列故障保护并有故障指示输出: 输出端对地短路或对正极电源短路、负载开路、过电流、过电压、超温。它适用于阻性和感性负载驱动,

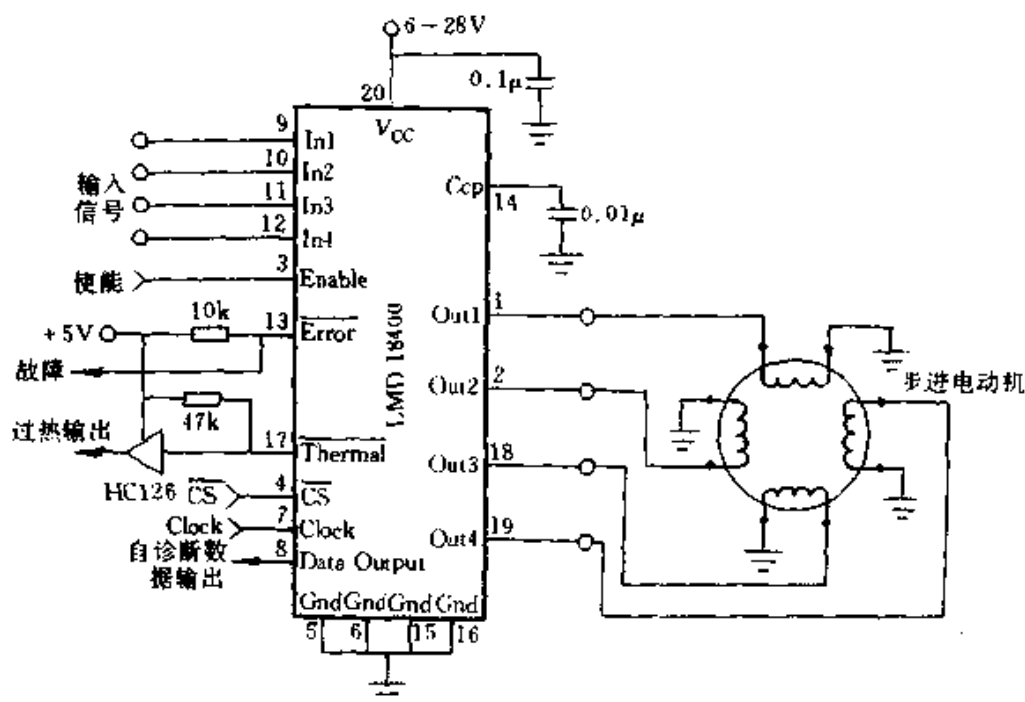


图 11-12 LMD18400 用于四相步进电动机驱动

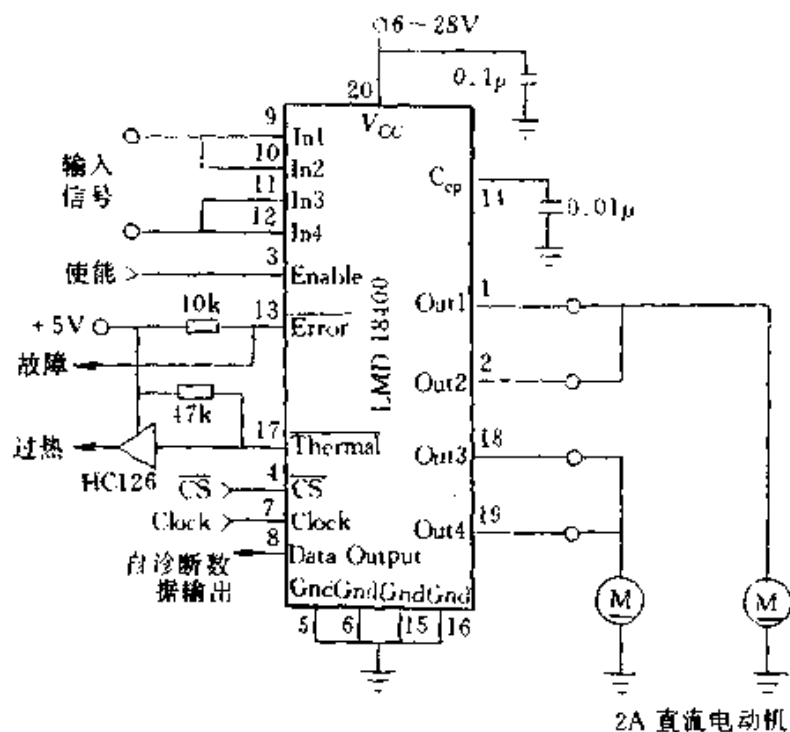


图 11-13 LMD18400 用于小型直流电动机驱动

输出有一30V 钳位，使感性负载快速放电，输入控制端对 TTL/CMOS 兼容，有 ESD（防静电）保护。表 11-7 给出 LM1951 的真值表。

表 11-7 LM1951 状态真值表

	输入端	输出端	故障指示
正常	L	L	H
	H	H	H
过电压	L	L	L
	H	L	L
过热	L	L	L
	H	L	L
输出对地短路	L	L	H
	H	L	L
输出对正电源短路	L	H	L
	H	H	L
过载	L	L	H
	H	H	L
限流	L	L	H
	H	H	L

MOTOROLA 公司生产的智能功率开关集成电路商品名为 SMARTMOS。它的高侧功率开关（如 MPC1510）、低侧功率开关（如 MPC1700），都是 TO-220、5 脚封装，输出功率级是 N 沟道 DMOS，控制电路是 CMOS/BiCMOS。MPC1700 输出级漏源击穿电压为 100V，正常工作电流为 15A，电流限制值为 22A。MPC1700 有 PWM 功能。内部振荡器产生一个 0.45~4.5V 斜坡电压，它的频率由 2 脚外接电容 C_T 决定。4 脚 VIN 输入电压在 PWM 比较器中与斜坡电压进行比较，产生 PWM 脉冲。脉冲占空比为 0~100%，与输入电压从 0.45~4.5V 变化成良好线性关系。保护功能包括电流限制、热限制和双脉冲抑制。末级采用带电流检测的 SENSEFET 场效应晶体管，其特殊结构将电流信号转换为电压信号送到限流电路，放大后与基准值比较。过电流时，产生复位脉冲至触发器 R 端，使电流得到限制。不需外接取样电阻，简化了结构，减少了热损耗。典型应用是小型直流电动机的开环或闭环控制，用于汽车、家用电器或工业应用。使用电源电压（5 脚） V_{DD} 为 10.8~16.5V，其应用电路见图 11-14。

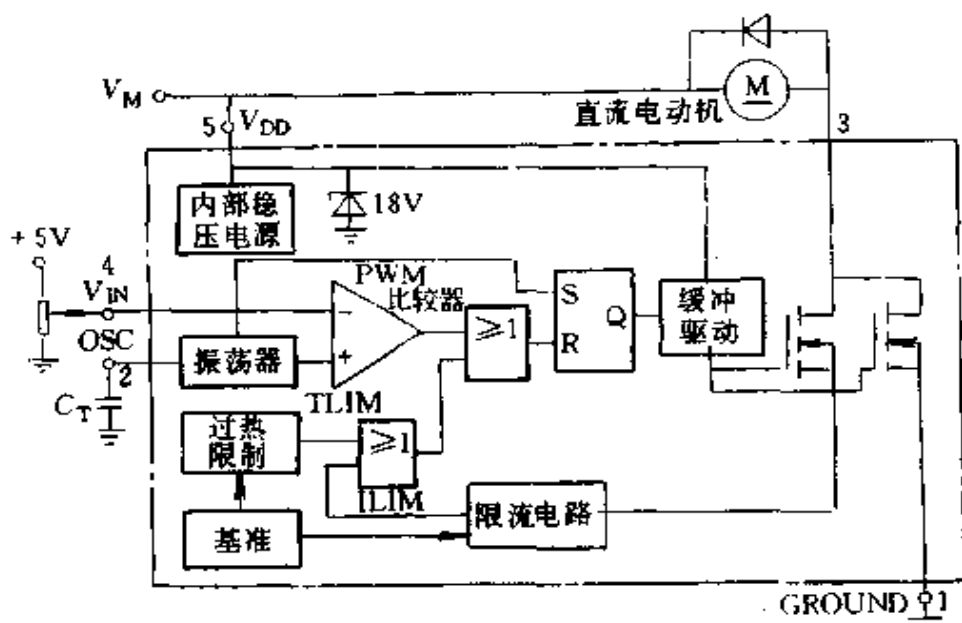


图 11-14 MPC1700 在直流电动机开环控制中应用

TPD1008S 和 TPD1009S 是日本东芝公司生产的高侧功率开关，有过电流、过热、过电压保护功能，和输出开路或短路诊断功能，并输出故障信号，在输出端还有电压钳位（ -12V ）保护。

11.4 半桥、H 全桥功率开关集成电路

H 桥功率开关常用于可逆直流电动机、音圈电动机、步进电动机相绕组的双极性驱动。半桥功率开关，即推挽式功率开关可用作这些电动机绕组 T 型驱动，或用两个半桥构成一个 H 全桥。三个半桥可构成一个三相逆变桥，以驱动三相交流电动机。

一些半桥和 H 桥功率集成电路技术数据见表 11-8。它包括有半桥、双半桥、四半桥，单 H 桥、双 H 桥等，功率级有达林顿晶体管的或 DMOS 结构的。它们都有较完善的基极（或栅极）驱动电路，包括 DMOS 上桥臂驱动用充电泵电路，防止上下桥臂在转换时直通的联锁保护电路，还有各种对电压、电流，温度的监控保护电路，从而提高了集成电路的可靠性。它们有高的开关速度，适用于开关型控制方式。

表 11-8 半桥、H 桥功率集成电路

生产厂商	型号	类型	电压 /V	连续 电流 /A	峰值 电流 /A	开关 时间 /ns	封装 引脚数	特 点
SGS	L293B L293E	四半桥, 晶体管	36	1.0	2.0	250	DIP16/20	过热保护, L293E 有外接电阻端供电电流
	L293C L293D	四半桥, 晶体管	50	0.6	1.2	250	DIP16/20	过热保护, 每个半桥有独立使能控制端, L293D 输出含钳位二极管
	L298N	双 H 桥, 晶体管	46	2.0	3.0	200	①/15	过热保护
	L6202	单 H 桥, DMOS	52	1.5	5.0	200	DIP18	过热保护、防直通, 可接电流检测电阻
	L6203	单 H 桥, DMOS	52	3.0	5.0	200	①/11	过热保护, 防直通, 可接电流检测电阻
	L293	四半桥, 晶体管	36	1.0	2.0	250	DIP16/-	过热保护, L293E 有外接电阻端供电电流
UNITRODE	L298	双 H 桥, 晶体管	46	2.0	3.0	200	①/15	过热保护, L298D 带输出钳位二极管
	LM18293	四半桥, 晶体管	36	1.0	2.0	250	DIP16/-	过热保护, L293E 有外接电阻端供电电流
	LM18298	双 H 桥, 晶体管	46	2.0	3.0	250	①/15	过热保护
	LMD18200 LMD18201	单 H 桥, DMOS	55	3.0	6.0	400	①/11	过电压、过电流、过热保护, 过热报警标志
	LMD18245	单 H 桥, DMOS	55	3.0	6.0	400	①/15	过电压、过电流、过热保护, 过热报警标志, 4 位 D/A 转换
N.S.C								

(续)

生产厂商	型号	类型	电压 /V	连续 电流 /A	峰值 电流 /A	开关 时间 /ns	封装 引脚数	特 点
Allegro	UDQ2943E	半桥, 晶体管	24	1.0			TO-220/5	过电压、短路、直通保护, 死区时间 2 μ s
	UDN2953B UDN2954W	单 H 桥, 晶体管	50	2.0	3.5	1000	DIP16/12	PWM, 过热、直通保护, 限流, 内含钳位二极管
	UDN2998W	双 H 桥, 晶体管	50	2.0	3.0		①/12	过热、防直通保护, 内含钳位二极管, 外接电流检测电阻
SILICON GENERAL	SG3625A	半桥, 晶体管	40	2.0	3.0		①/5	过热保护, 三态输出, 内含钳位二极管
	SG3650	半桥, 晶体管	35	2.0	5.0		①/5	过热保护, 三态输出, 内含钳位二极管
MOTOROLA	MPC1710	单 H 桥, DMOS	4.8~6	1.0	3.0		①/16	欠电压锁定保护, 输出地与逻辑地分开, 正反转, 制动控制
Siemens	TLE4203	单 H 桥, 晶体管	5~26	4.0	6.0		①/7	欠电压、过热、输出对电源及地短路保护, 防直通, 有续流二极管

① 采用特殊封装方式。

11.4.1 L293/L293E/L298 H 桥驱动器

这三种功率集成电路包含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，用来驱动单极性的绕组（四相步进电动机绕组）或四台不可逆直流电动机控制。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。L293E 和 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。L293E 每半桥有一个电流引脚，而 L298 则每个桥有一个电流引脚。

L293E 或 L298 可与 L297 或 L6505 步进电动机电流控制器集成电路配合构成一个完整的两相步进电动机恒流斩波驱动电路（参见 5.7 节）。图 11-15 是使用 L6506 与 L298 组成的步进电动机驱动系统。

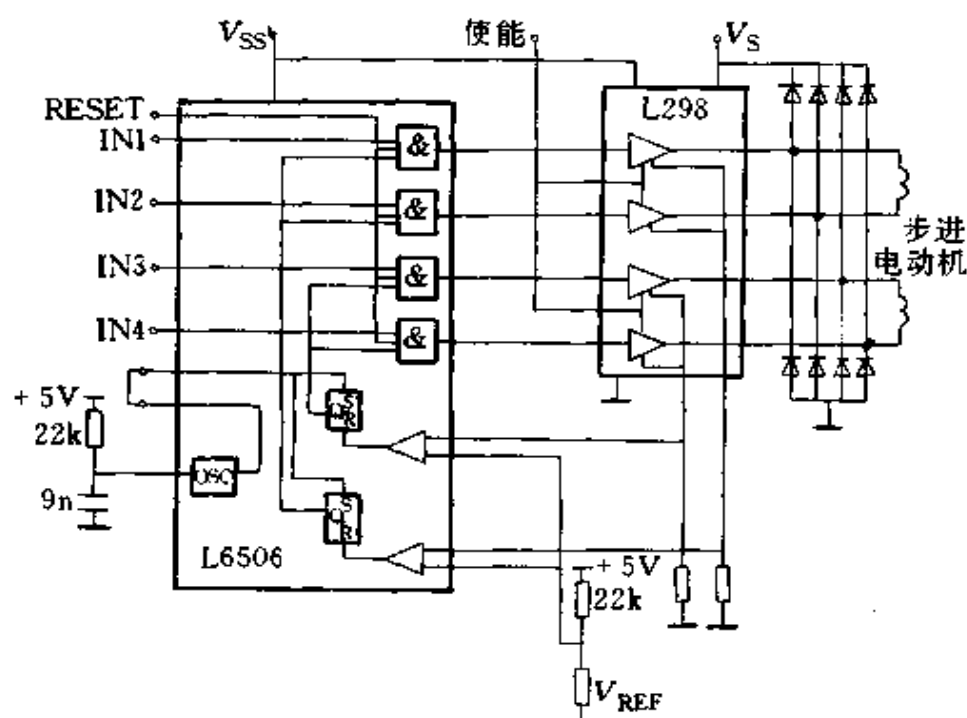


图 11-15 L298 驱动两相步进电动机

11.4.2 LMD18200/LMD18201/LMD18245 H 桥驱动器

NSC 公司生产的 LMD18200 系列单 H 桥驱动器系列工作电

压达 55V，连续工作电流为 3A，峰值电流为 6A。它有低的导通电阻，LMD18200 的 $R_{DS(on)} = 0.3\Omega$ 。在同一芯片上制作了 BiCMOS 控制电路和 DMOS 功率器件。它们可用来驱动直流电动机、步进电动机或其他感性负载，适用于位置、速度伺服控制，计算机用打印机、绘图机、机器人的控制。

图 11-16 给出 LMD18200 功能框图。

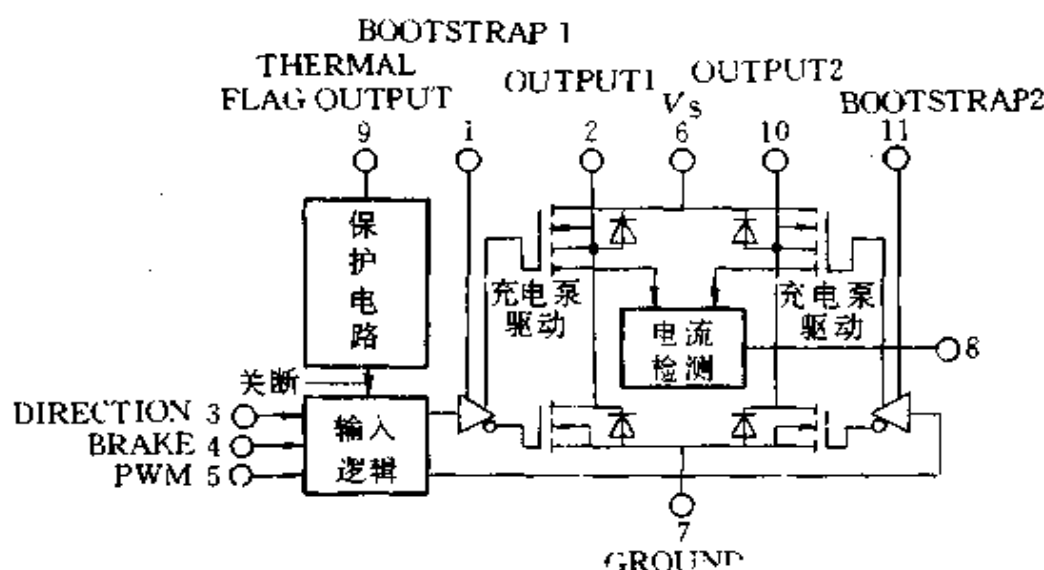


图 11-16 LMD18200 功能框图

末级 H 桥高侧 DMOS 功率器件要求其栅极驱动电压大于电源正级电位约 8V 以上才能导通。为此该集成电路设置了内部充电泵电路，它由一个 300kHz 振荡器控制，充电泵电容被充电至 14V 左右。此栅极驱动电压上升时间典型值为 $20\mu s$ ，适用于工作频率 1kHz 左右情况。如果要求更高开关工作频率，需要外接自举电容。推荐用两个 10nF 电容器分别接于 1、2 脚和 10、11 脚之间，使栅压上升时间在 100ns 以下，允许开关工作频率达 500kHz。外接电容形成第二个充电泵电路，大的电容值提供足够的能量向功率器件栅极寄生输入电容快速充电，以得到快得多的上升时间。

为了防止感性负载开关工作时瞬态过电压对功率器件的损害，四功率开关都设置有钳位保护二极管，它们的反向恢复时间

对上桥臂开关二极管约为 70ns, 对下桥臂开关二极管约为 100ns。

该集成电路有过电压、过电流和过热保护功能。LMD18200 内设置有电流检测电路, 功率输出电流 1A 对应 8 脚输出电流 $377\mu\text{A}$ 。它有良好的线性关系和精确度。由 8 脚对地串联一个合适的电阻, 正常输出电流时使 8 脚电压约为 5V 左右。应注意的是, 电流检测信号不能反映续流时的输出电流。保护电路设置的过电流阈值约为 10A 左右, 当电动机出现短路、堵转等过载情况时, 会自动关断输出的功率开关。但内电路会周期性地使功率开关恢复正常工作方式。如果过电流仍照旧发生, 最后由过热保护动作来关闭整个集成电路。

该芯片设置有过温检测电路, 当结温到达 145°C 时, 由 9 脚发生过热报警信号, 它是集电极开路晶体管输出, 可用来向主计算机提出中断请求。系统可适当减低负载电流或命令系统停机。结温达到 170°C 时关断输出功率开关。

该电路工作于高频开关状态, 建议在电源 V_s 引脚 6 与地之间并联 $1\mu\text{F}$ 左右的高频瓷介电容器。若驱动大电流感性负载, 还要并联大电解电容, 每 1A 负载电流至少要 $100\mu\text{F}$, 用作感性负载续流的吸收电容。

输入控制信号包括方向(DIRECTION, 3 脚)、制动(BRAKE, 4 脚)和 PWM (5 脚)。PWM 控制可采用两种方式。

方式 1: PWM 信号从 3 脚输入, 而 5 脚接高电平。50% 占空比 PWM 信号对应于零驱动, 平均负载电流为零。而大于 50% 占空比的 PWM 信号对应于正向电流, 负载电流从 2 脚向 10 脚方向流过。小于 50% 占空比的 PWM 信号对应于负向电流, 从 10 脚向 2 脚方向流过。

方式 2: 3 脚输入符号信号, 逻辑 1 表示正向, 逻辑 0 表示反向。5 脚输入 PWM 信号, 其占空比与负载电流大小成正比关系。

LMD18201 有相似的功能。不同之处是没有内部电流检测, 可由 7 脚对地串接电流检测电阻代替, 8 脚改为逻辑地。

图 11-17 和图 11-18 给出该集成电路应用于直流电动机转矩

调节和速度调节的原理图。PWM 控制采用方式 1。图中 LM3525A 是一个通用型 PWM 控制器。在转矩调节图中, 8 脚引出电流检测信号提供转矩反馈, 在转速调节图中, 以一直流测速发电机提供转速反馈, 它的转速灵敏度为 $1\text{V}/(\text{r}/\text{min})$ 。

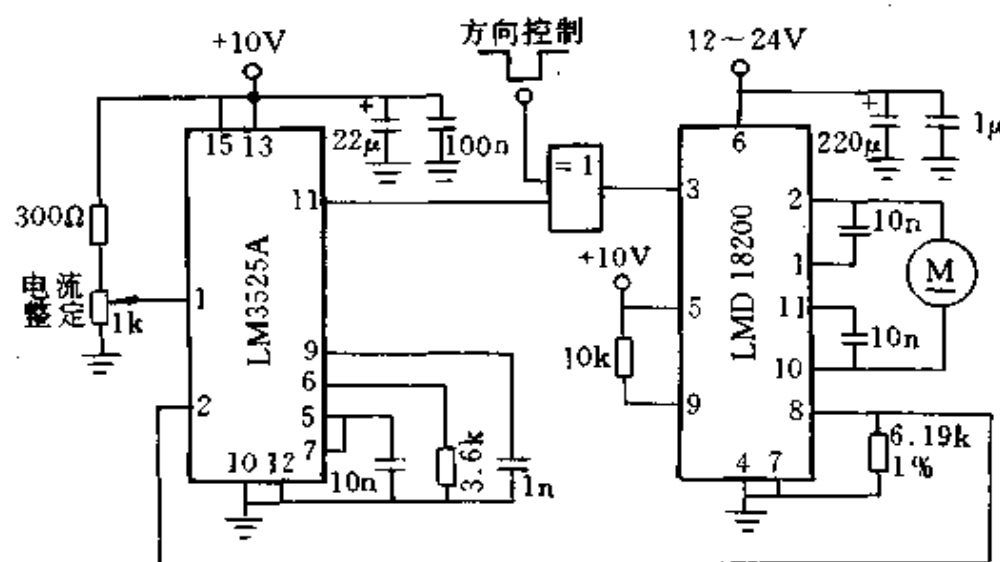


图 11-17 LMD18200 在转矩调节中应用

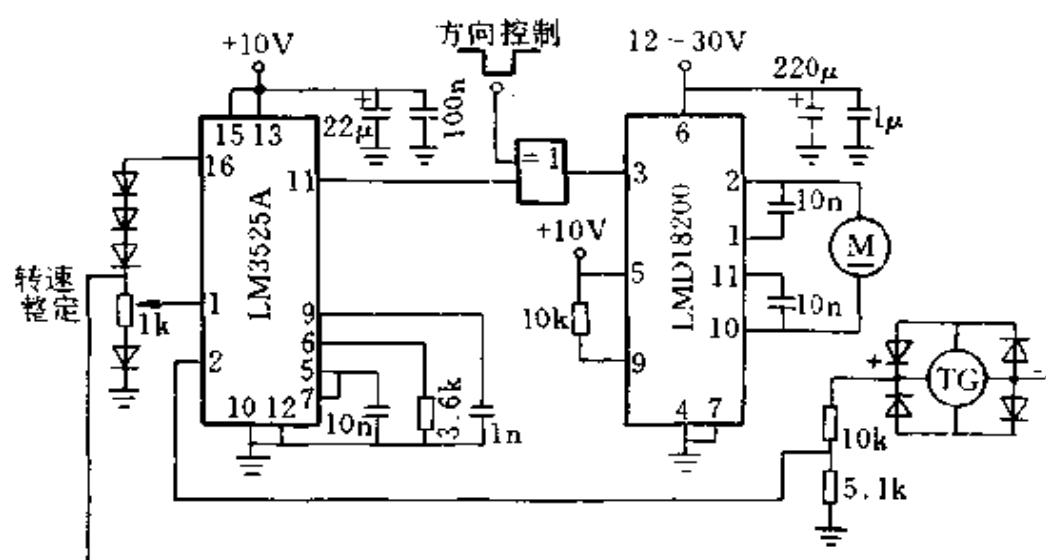


图 11-18 LMD18200 在转速调节中应用

若系统需要制动功能, 可使用制动脚 4, 使电动机两端被短接制动。4 脚高电平为制动, 但同时要求 5 脚也为高电平。若 3 脚

(方向) 为高电平, 两个上桥臂开关导通; 若 3 脚为低电平, 两个下桥臂开关导通, 使电动机短接制动。如果 4 脚高电平, 但 5 脚 (PWM 脚) 为低电平, 全部四个桥臂开关关断, 不能实现制动, 电动机滑行到停止。

表 11-9 三输入逻辑真值表

PWM (5 脚)	方向 (3 脚)	制动 (4 脚)	H 桥输出状态
H	H	L	正向电流
H	L	L	负向电流
L	×	L	两上桥臂导通
H	H	H	两上桥臂导通
H	L	H	两下桥臂导通
L	×	H	四桥臂同时关断

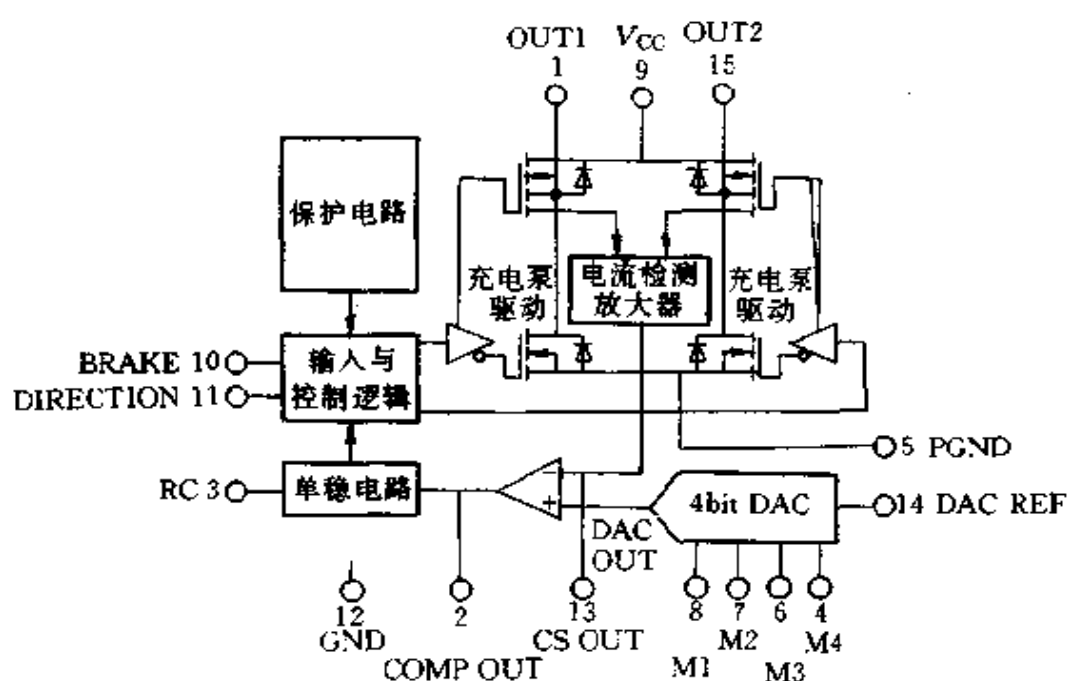


图 11-19 LMD18245 原理框图

图 11-19 是 LM18245 H 桥电动机驱动器原理框图。

LMD18245 与 LMD18200 相比,有下列的改变:内部包括了固定关断时间的电流斩波器电路,电流指令是 4 位二进制数 M4 (MSB)到 M1 (LSB),内部设有 4 位 D/A 转换器;不必外接 PWM 信号;内部设置的电流检测放大器输出一个电流信号,它与 H 桥输出电流有正比关系,典型值为 $250\mu\text{A/A}$;由 13 脚 (CS OUT) 串接一个电阻到地,可得电流检测电压信号,作为内部电流比较器输入,它与 DAC OUT 比较,经单稳电路得到 PWM 信号,对 H 桥输出电流进行斩波控制;利用 14 脚输入 DAC REF 电压作为 D/A 转换基准电压,DAC OUT 输出 D/16 模拟量电流指令信号,D 为对应于输入二进制指令的十进制数 $D=0\sim 15$ 。如果利用两个 LMD18245 驱动两相步进电动机,容易由主计算机控制,实现半步、1/4 步或微步距控制。需要更高分辨率的微步距控制时,可外接 D/A 转换器从 14 脚输入。3 脚外接 RC 网络决定单稳的时间 t_d 。

$$t_d = 1.1RC$$

t_d 即为固定关断时间。

使用两片 LMD18245 可驱动两相步进电动机。图 11-20 是驱动一台 200 步/r 典型混合式两相步进电动机的例子,额定电压和电流分别为 12V、0.95A,每相电感为 12mH,电阻为 12Ω 。设置单稳延时时间 $50\mu\text{s}$ 。4 位 D/A 转换得到 1/16 的电流分辨率,可实现 4 细分正余弦微步距驱动,将一个步距 (90° 电角度) 细分为 22.5° 微步距。在表 11-10 中给出一个周期内共 16 步,1 相 (余弦相) 和 2 相 (正弦相) 应当输入电流指令数据 (D 为对应的十进制数) 和方向 (DIRECTION) 信号。正常工作时 BRAKE=0。相绕组电流 $I=0.0625D$ (A)。从上到下顺序为正转,反方向顺序为反转。

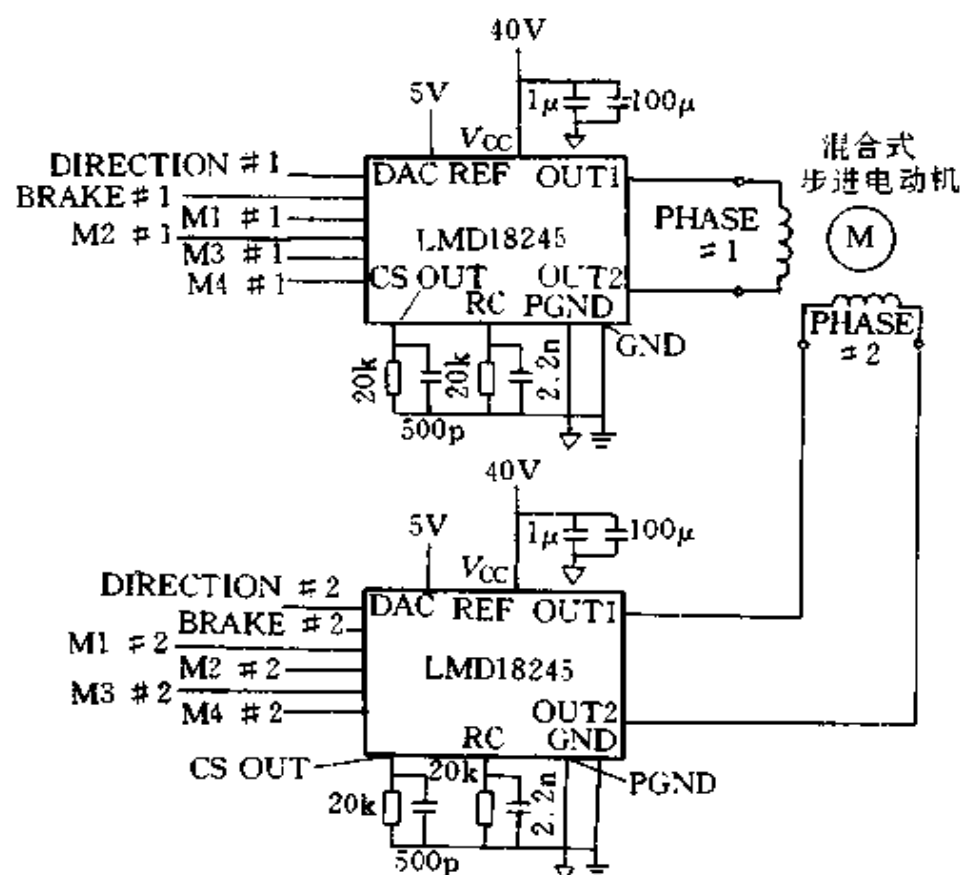


图 11-20 LMD18245 在两相步进电动机驱动中应用

表 11-10 两相步进电动机 4 细分电流指令

转角 $\alpha / (^{\circ})$	1 相			2 相		
	$ \cos \alpha $	D	方向	$ \sin \alpha $	D	方向
0	1	15	1	0	0	1
22.5	0.924	14	1	0.383	6	1
45	0.707	11	1	0.707	11	1
67.5	0.383	6	1	0.924	14	1
90	0	0	0	1	15	1
112.5	0.383	6	0	0.924	14	1
135	0.707	11	0	0.707	11	1
157.5	0.924	14	0	0.383	6	1
180	1	15	0	0	0	0

(续)

转角 $\alpha / (^{\circ})$	1 相			2 相		
	$ \cos\alpha $	D	方向	$ \sin\alpha $	D	方向
202.5	0.924	14	0	0.383	6	0
225	0.707	11	0	0.707	11	0
247.5	0.383	6	0	0.924	14	0
270	0	0	1	1	15	0
292.5	0.383	6	1	0.924	14	0
315	0.707	11	1	0.707	11	0
337.5	0.924	14	1	0.383	6	0

11.4.3 TLE4203 H 桥功率开关驱动器

SIEMENS 公司生产的 TLE4203 是带续流二极管的 H 桥开关驱动器，两个输入端分别用来控制两个半桥，保护功能包括欠电压、过温关断和防止输出端对电源或对地短路。输入电路有 0.7V 滞环的施密特触发电路，有较强抗干扰能力，允许输入信号电压范围为 $-10 \sim +40\text{V}$ ，与电源电压无关。

图 11-21 给出半桥电原理图。每个半桥 NPN 功率晶体管推挽输出级基极驱动电路设有联锁比较器 K1 和 K2，当 IC 在高频工作时，起防止上下开关直通作用。否则，直通电流可在数百纳秒内达到很大数值，使开关功耗增加，发热严重，效率降低，甚至损坏功率晶体管。其作用解说如下：两个比较器设置有基准电压 V_{REF} ，它们的输出 V_{K1} 和 V_{K2} 交叉耦合到与门输入端。假设初状态时，控制信号 V_{in} 为 0，输出电流 I_o 为反向，即 V_1 截止、 V_2 导通工作。当需要换相，即变为 V_2 截止、 V_1 导通。控制信号 V_{in} 变为 1。由于晶体管电荷存储效应， V_2 的 $V_{\text{BE}2}$ 逐步下降，但集电极电流 I_o 则很快降低到低值。此时 K2 还保持低电平封锁上与门。只有当 $V_{\text{BE}2}$ 降至 $V_{\text{REF}2}$ 以下时，比较器 K2 才翻转为 1，允许晶体管 V_1 导通， I_o 变为正向。图 11-22 表示了联锁电路工作时的有关部分波形。

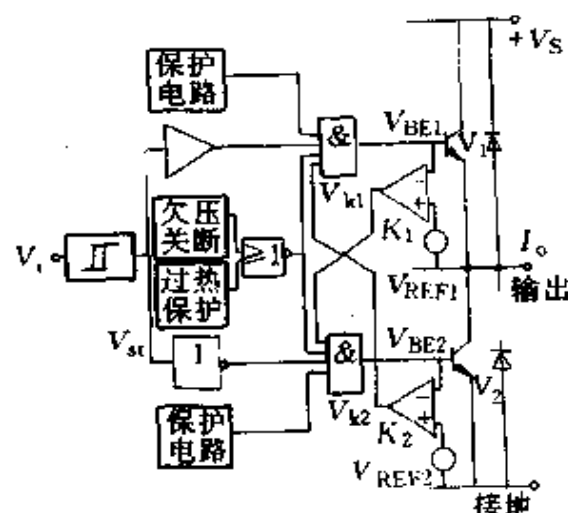


图 11-21 TLE4203 推挽输出
联锁电路

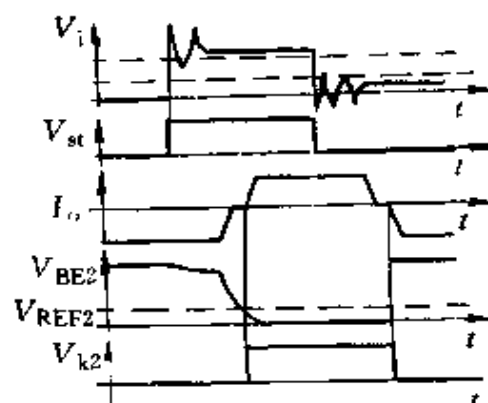


图 11-22 联锁电路
工作波形

11.4.4 L295 双开关型线圈驱动器

开关型线圈驱动器的末级功率输出与半桥驱动器相似，也有一个高侧开关和一个低侧开关，但它们与半桥电路不同，被驱动线圈与两个开关是串联关系。以 L295 为例说明其特点。

L295 包含两个线圈驱动器，它直接与微处理机的逻辑电平接口，控制线圈的开或关，并以斩波方式控制线圈电流。需要两个电源：功率电源（46V）和逻辑电源（12V）。每通道具有连续电流为 2.5A，峰值电流为 3A 的能力，有过热保护。L295 原理框图及连接电路见图 11-23。

L295 每通道包含三个与微处理机输出兼容的输入信号：

$\overline{EN}$ ——片使能信号，低电平有效；

V_{in1} （或 V_{in2} ）——该通道使能信号，高电平有效；

V_{REF1} （或 V_{REF2} ）——模拟输入，决定输出峰值电流。例如，4 脚外接电流检测电阻 R_{s1} ，则峰值负载电流

$$I_{p1} = \frac{V_{REF1}}{R_{s1}}$$

若 5 脚开路或连接至 V_{SS} （逻辑电源），内部设置使 $V_{REF} = 2.5V$ 。

其他几种开关型线圈驱动集成电路及主要数据见表 11-11。

表 11-11 开关型线圈驱动集成电路

生产厂商	型 号	类型	电压 /V	连续 电流 /A	峰值 电流 /A	开关 时间 /ns	封装 引脚数	特 点
SGS	L294	单开关	50	4.0	4.5		11	输出过载、短路、 过热保护, 电流斩波 控制
	L295	双开关	46	2.5	3.0		15	过热保护, 电流斩 波控制, 电流值设定 可变
	L6212	单开关	50	6.0	6.5		15	输出过载、短路、 过热保护, 电流斩波 控制
UNITRODE	L295	双开关	46	2.5	3.0		15	同 SGS
Allegro	UDN2961B	单开关	45	3.4	4.0	600	16	过热保护, 内部电 流检测, 两种电流衰 减方式, PWM 电流 斩波
	UDN2962W	双开关	45	3.0	4.0	1000	12	内有钳位二极管, 滞环方式电流斩波 调制, 滞环大小可选

11.5 智能三相逆变桥功率集成电路和智能功率模块

在第 3 章所述的无刷直流电动机驱动器集成电路属于三相逆变桥功率集成电路, 可用于数十瓦电动机的直接驱动。

交流电动机调速在现代家用电器和工业机械中的应用日渐增多。但由于以分立元件为主, 其成本问题限制了它的应用。一些公司开发了单片三相交流电动机逆变器功率集成电路, 可满足近百瓦功率交流电动机调速驱动的需要。据 1993 年报导东芝公司生产的耐压为 500V、输出每相电流为 1A 的单片三相逆变器集成电路就是一例。

它在一个硅片上集成了六个横向 IGBT、六个快速二极管组成的三相逆变桥, 还有栅极驱动电路、逻辑控制电路和保护电路,

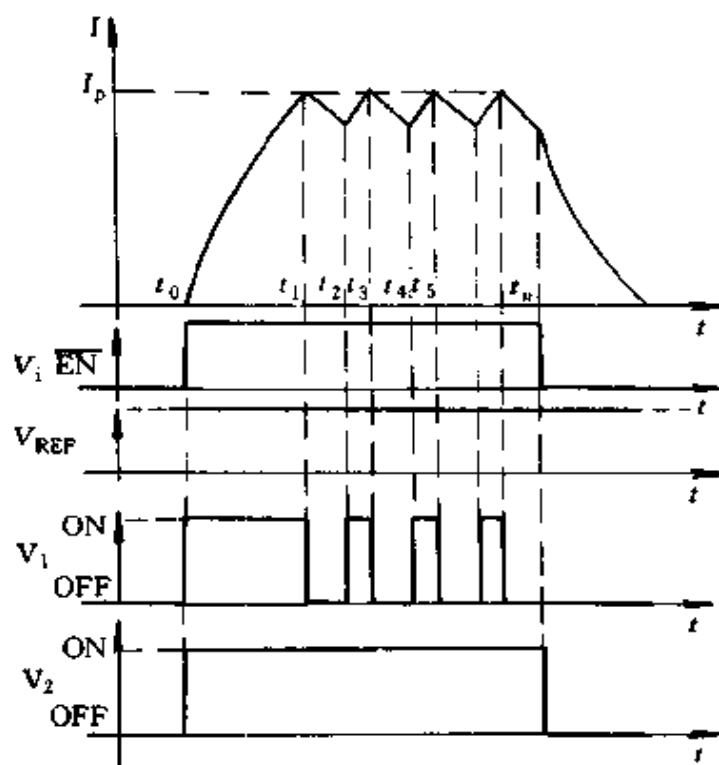


图 11-24 电流斩波控制波形

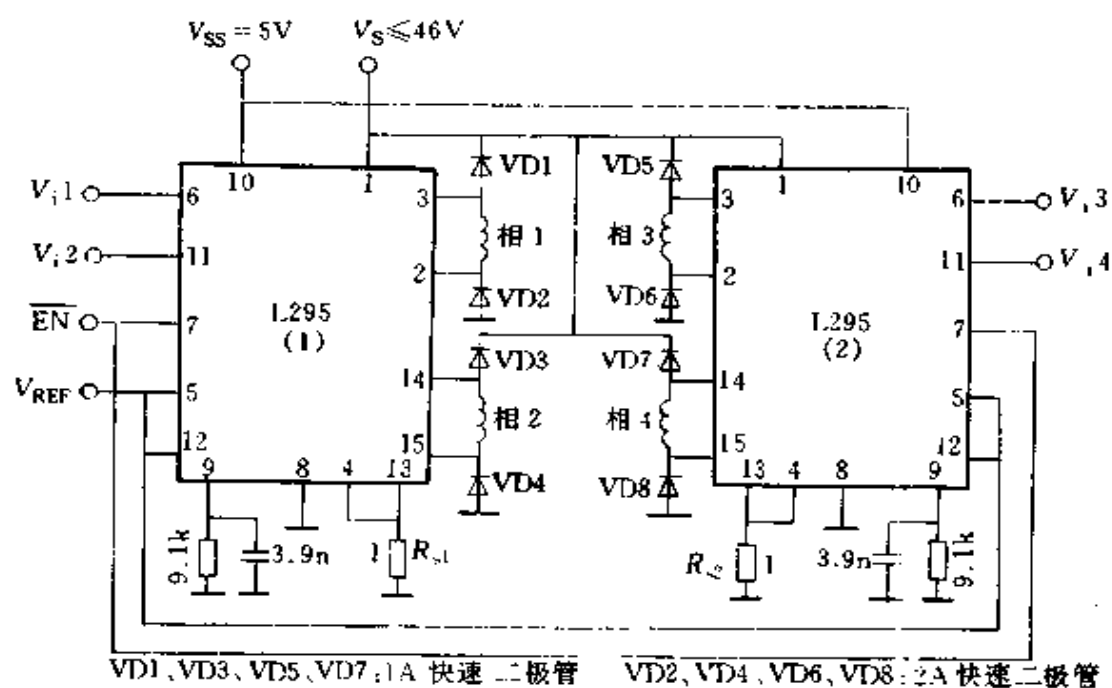


图 11-25 L295 在四相步进电机驱动中的应用

见图 11-26 点划线框内。只需外加少量外围元件即可构成一个完整的三相无刷直流电动机调速驱动系统，使体积和成本大幅度降低，甚至可以直接安装到电动机内部组成一体化部件。该芯片采用基于硅直接接合技术的隔离方法，使高电压功率级与低电压控制级间耐压达 800V 以上。为高侧 IGBT 栅极驱动设置了电平转换电路和自举电路，外接自举电容 C 推荐值为 $1\mu\text{F}$ 。保护电路包括欠电压、过热和过电流保护。电动机采用 PWM 速度控制，调制频率为 16kHz。由于功率级耐压为 500V 以上，不必使用变压器，从单相电网直接整流后向本电路供电。再用一个低压 12V 直流电源，经内部 5V 电源稳压后，向逻辑控制部分供电，以降低损耗。日立公司于 1994 年也相继推出 550V、1A 相似功能的单片三相逆变器集成电路。

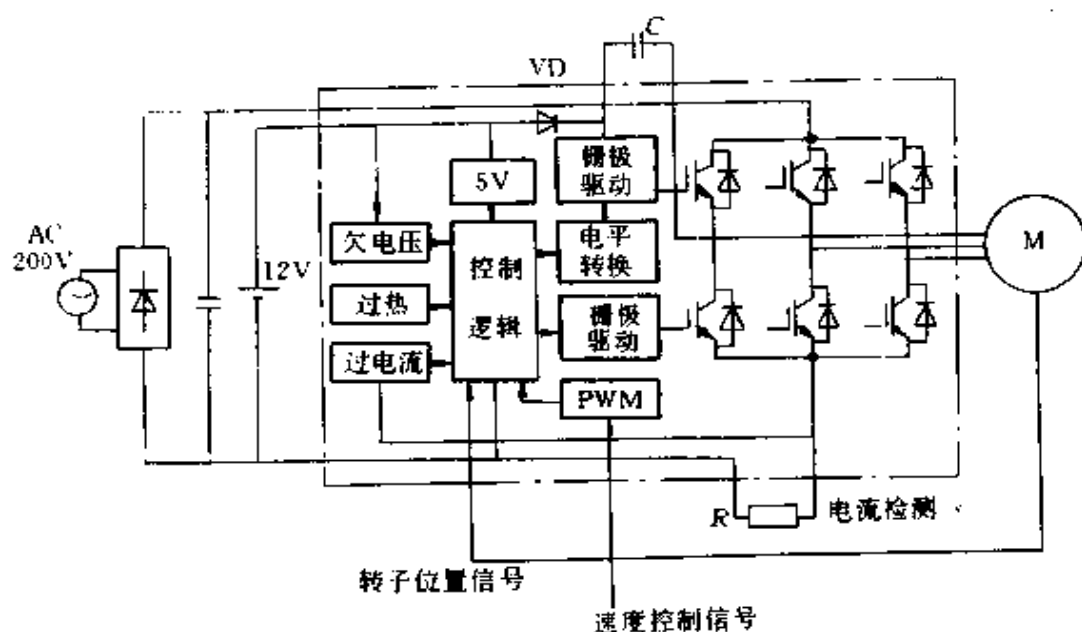


图 11-26 三相逆变器功率集成电路及外围元件

为满足更大功率驱动要求，近年一些公司开发了“智能功率模块”（IPM）。这种新型电力电子器件，将功率变换、栅极驱动和保护电路集为一体，不同于一般功率模块。例如，日本三菱电机公司的 PM50 RHA120 智能功率模块，由 IGBT 功率开关构成三

相逆变部分和再生制动部分，它们的栅极驱动电路和保护电路已集成化。保护包括驱动欠电压、开关过电流、桥臂短路及过热等系统保护功能。使用时只需用少量连线，提供控制部分的电源，输入相应开关量控制信号即可。大大减少了系统设计时间，提高了系统抗干扰能力和可靠性。该 IPM 耐压为 1200V，额定工作电流为 50A，开关时间 $t_{on} = 2\mu s$ ， $t_{off} = 3.5\mu s$ 。它可用于开关频率为 20kHz 以上、7.5kVA (5.5kW) 三相交流电动机变频调速控制。图 11-27 给出了含制动电路的 IPM 原理框图。

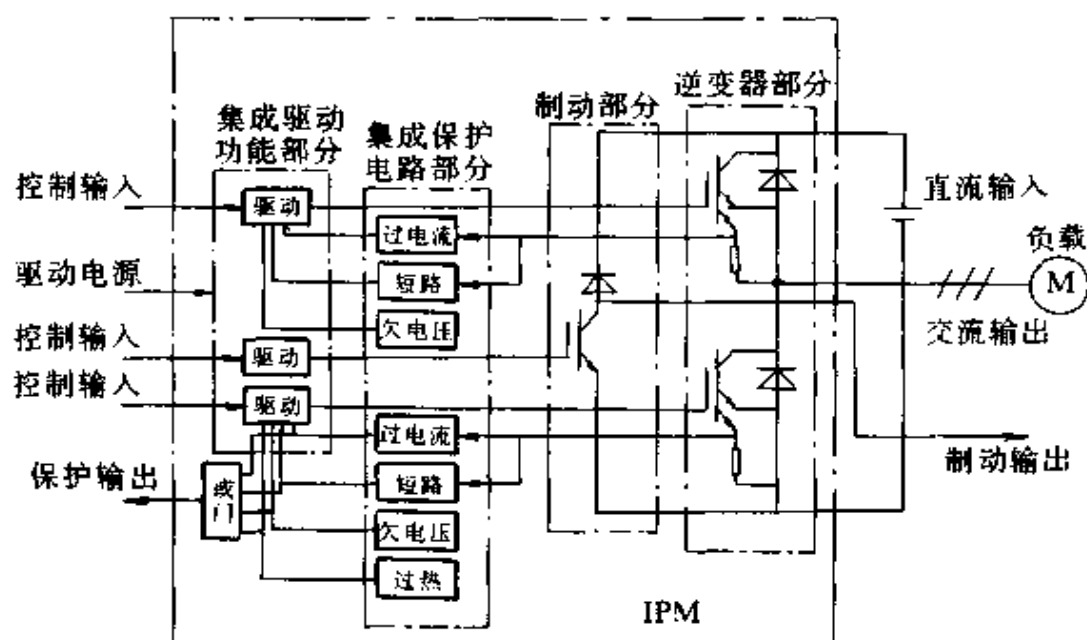


图 11-27 IPM 的基本结构

三菱电机公司第三代 IPM 系列有如下主要特点：

(1) 采用低饱和压降、高开关速度、内设低损耗电流传感器的 IGBT 功率器件。该电流传感器是射极分流式，采样电阻上流过的电流很小，但与开关流过的大电流成确定比例关系，从而可代替一般要外接的电流互感器、霍尔电流传感器等检测元件。

(2) 采用单电源、逻辑电平输入、优化的栅极驱动。实行 RTC（实时逻辑栅压控制）模式，以严密的时序逻辑，对过电流、短路、过热、欠电压等故障进行总监控保护。光耦合输入、带 RC 信号干

扰抑制和电源干扰抑制。

(3) 提供系统故障输出, 向系统控制器提供报警信号。对输出三相故障, 如桥臂直通、三相短路、对地短路故障也提供良好保护。

该公司智能功率模块已有完整系列, 电压有 600V 和 1200V 两个等级, 电流包括 10~600A 多种规格, 其技术数据见表 11-12。

表 11-12 三菱电机公司 IPM 系列主要数据

型 号	额定电压 /V	额定电流 /A	适用电动机 功率/kW	输出电压 /V	备 注
PM10CHA060	600	10	0.4	220	3 相
PM15CHA060	600	15	0.75	220	3 相
PM20CHA060	600	20	1.5	220	3 相
PM30RHC060	600	30	2.2	220	3 相, 含制动电路
PM50RHA060	600	50	3.7	220	3 相, 含制动电路
PM50RHB060	600	50	3.7	220	3 相, 含制动电路
PM75RHA060	600	75	5.5/7.5	220	3 相, 含制动电路
PM100DHA060	600	100	11	220	1 相
PM150DHA060	600	150	15	220	1 相
PM200DHA060	600	200	22	220	1 相
PM300DHA060	600	300	30	220	1 相
PM400DHA060	600	400	37	220	1 相
PM600HHA060	600	600	45/55	220	1/2 相
PM10RHB120	1200	10	1.5	440	3 相, 含制动电路
PM15RHB120	1200	15	2.2	440	3 相, 含制动电路
PM25RHB120	1200	25	3.7	440	3 相, 含制动电路
PM50RHA120	1200	50	7.5	440	3 相, 含制动电路
PM75DHA120	1200	75	15	440	1 相
PM100DHA120	1200	100	18.5/22	440	1 相
PM200DHA120	1200	200	30/37	440	1 相
PM300HHA120	1200	300	45/55	440	1/2 相

第 12 章 功率半导体器件驱动专用集成电路

12.1 概述

自从 1955 年人类发明第一只功率整流器至今,经过近 40 年的发展,一个新兴的高技术学科——电力电子学(Power Electronics)已形成了较庞大的阵容,该学科中的电力半导体器件是最活跃的领域,至今已出现了功率晶闸管、功率晶体管、功率绝缘栅双极晶体管(IGBT)、功率场效应晶体管(MOSFET)、功率场控晶闸管(MCT)、功率静电感应晶体管(SITH)等近 50 个品种的电力半导体器件。由于这些半导体器件的性能日趋完善,其容量不断扩大,为电动机的转速、转矩等控制带来了极大的方便,使电动机的转速、功率、转矩等控制装置的体积日益缩小,而静态指标不断提高。本章在前述 11 章介绍的直流电动机控制及交流电动机控制专用集成电路基础上,主要介绍用于较大功率电动机控制的电力电子开关专用控制及驱动集成电路。

与所有电力半导体器件一样,功率开关的控制及驱动专用集成电路几十年来一直在不断地发展着,经过近 40 年的历程,功率开关的驱动电路基本上已告别了由分立器件构成的触发或驱动电路而经历了中小规模集成电路到超大规模集成电路的变化。如今用于功率开关的电力半导体器件触发或驱动的专用集成电路可以用很便宜的价格购得。本章以几种晶闸管、功率晶体管、功率 MOSFET 和 IGBT 的驱动电路为例,介绍功率器件控制及驱动专用集成电路的工作原理及应用注意事项,并举例说明其在工业中的具体应用。

由于功率器件的专用控制及驱动集成电路种类繁多,内部结构及性能指标各不相同,限于篇幅,本节仅以表 12-1 简要列出常

用的这些专用控制及驱动电路的型号、性能特点、极限参数、生产厂家和经销单位。然后详细介绍几种具有代表性产品的应用技巧。

表 12-1 常用功率器件的控制及驱动专用集成电路的特点和极限参数

类别	型号	主要特点及性能	极限参数	生产厂家或供货商家
功率晶闸管移相触发专用集成电路	KJ001 KC01	双列直插 14 或 18 引脚封装, 输出脉宽 $100\mu\text{s}$ ~ 3.3ms 可调, 用于单相半波可控整流电路, 双电源工作	工作电压: $\pm 15\text{V}$ 负载能力: 15mA	航天部 691 厂 陕西高科电力 电子公司
	KJ004 KJ009 KC09 KC04	适用于单相、三相全控桥式供电装置中作晶闸管的双路脉冲移相触发, 本身输出两路相差 180° 的移相脉冲, 双列直插 16 引脚封装, 正负双电源工作, 移相范围大于 170°	工作电源电压: $\pm 15\text{V}$ 同步电压可为任意值 脉冲宽度: $400\mu\text{s}$ ~ 2ms 负载能力: 15mA	航天部 691 厂 上海电器科学 研究所 陕西高科电力 电子公司
	KJ005 KC05	是 KJ006 的一种特殊情况, 没有自生电源, 不能直接用在交流用电的场合, 在外加同步信号和直流电源情况下, 可用于双向晶闸管或反并联晶闸管的相位控制	工作电源电压: $+15\text{V}$ 输出脉冲宽度: $100\mu\text{s}$ ~ 2ms 负载能力: 200mA	航天部 691 厂 上海电器科学 研究所 陕西高科电力 电子公司
	KJ006 KC06	适用于交直流电源直接供电的双向晶闸管或反并联晶闸管线路的交流相位控制, 不需同步信号及输出脉冲变压器和外接直流工作电源便可由交流电网直接供电, 具有移相控制电压与同步电压失去交点后保证不丢失脉冲的失交保护功能、输出电流大的特点, 可用于半控或桥式全控线路的相位控制, 16 引脚双列直插式封装	自生直流电源: $+12\text{V}$ ~ 14V 外接直流电源电压: $+15\text{V}$ 最大负载能力: 200mA 输出脉冲宽度: $100\mu\text{s}$ ~ 2ms	上海电器科学 研究所 航天部 691 厂 陕西高科电力 电子公司

(续)

类别	型号	主要特点及性能	极限参数	生产厂家或供货商家
功率晶闸管移相触发专用集成电路	KJ008 KJ007 KC07 KC08	晶闸管过零触发器,可使双向晶闸管在电源电压或电流为零的瞬间进行触发,采用标准的双列直插式 14 引脚封装,可用于温度控制、单相或三相电机和电器的无触点开关控制	最大负载能力: 50mA 零检测端输入 最大电流: 8mA 工作电源电压: +12~+16V	航天部 691 厂 上海电器科学研究所 陕西高科电力电子公司
	KJ041 KC041	六路双脉冲形成器,具有双脉冲形成和电子开关控制封锁功能,使用两块有电子开关控制的 KJ041 电路组成逻辑控制,适用于电机正反转控制系统	工作电源电压: +15V 脉冲输出负载能力: 20mA 控制端正向电流: 3mA	
	KJ042 KC042	适用于三相或单相晶闸管可控电路的脉冲列调制源,脉冲占空比可调,输出脉冲调节范围宽,可用作方波发生器,双列直插式 14 引脚封装	工作电源电压: +15V 输入端正向电流: 2mA 最大输出负载能力: 12mA 调制脉冲频率: 5~10kHz	
	TCA785 KJ785	单片晶闸管移相触发集成电路,输出两路相差 180°的触发脉冲,可在 0~180°之间移相,可用来控制晶闸管或晶体管,引脚与 TCA780、TCA780A 完全互换	工作电源电压: -0.5~+18V 最大脉冲负载电流: 400mA 输出脉冲宽度: 30μs~180°-α 同步输入电流: 500μA	德国 Siemens 公司 陕西高科电力电子公司

(续)

类别	型号	主要特点及性能	极限参数	生产厂家或供货商家
功率晶闸管移相触发专用集成电路	TC787	采用先进的 IC 工艺设计制作,可单电源亦可双电源工作,适用于三相晶闸管的移相触发,是 TCA785 及 KJ 系列触发电路的换代产品,一片电路可取代三块 TCA785 与 KJ041 及 KJ042 或五块 KJ 系列电路组合才具有的功能	工作电源电压: $V_{DD}=0.5\sim 18V$ 输入端电压: $-0.5V\sim V_{DD}$ 最大脉冲负载能力: 300mA 同步信号频率: 10~1000Hz	陕西高科电力 电子公司
	TH101	适用于单相、三相全控桥式供电装置中作晶闸管的双路脉冲移相触发,输出两路相差 180°的移相脉冲,不需要外围电路,使用十分方便,单列直插式 16 引脚厚膜集成电路封装	工作电源电压: $\pm 15V$ 同步电压: 30V 锯齿波幅度 > 10V 输出脉冲宽度: 400 μ s ~ 2ms 输出脉冲电流幅值: $\geq 1A$	陕西高科电力 电子公司
	TH103	采用混合厚膜集成电路工艺技术制造,抗干扰能力强,体积小,输出六路相隔 60°的触发脉冲,适用于三相全控桥式整流电路,双反星形带平衡电抗器电路和三相半控桥整流电路中作晶闸管的触发,输出为脉冲列,可使脉冲变压器的体积缩小,且不需功率放大便可直接带动脉冲变压器,输出峰值电流最大可达 2A,适用于直接触发 1500A 以内的晶闸管。自身具有封锁逻辑,可用来进行故障状态下的保护	工作电源电压: $+8\sim +18V$ 同步电压: 三相均为 30V 移相控制电压: 0~12V 输入脉冲幅值: 最大值 > 2A 输出脉宽: 100 μ s ~ 1ms	陕西高科电力 电子公司 西安电力电子技术设备开发公司

(续)

类别	型号	主要特点及性能	极限参数	生产厂家或供货商家
功率晶闸管移相触发专用集成电路	KM-18-3	单列直插式厚膜电路封装, 外形尺寸及引脚间距符合国际标准, 内部由TCA785、运算放大器、晶体管 and 阻容元件构成, 输出脉冲电流可达 1.5A, 且应用了补脉冲, 输出为双脉冲, 内部加入了抗干扰电路, 抗干扰能力强	电源电压: +15V 同步电压: 任意值 移相范围: 180° 输出脉冲幅度: $\geq 12V$ 输出脉冲前沿: $\leq 1\mu s$ 允许使用温度: $-10 \sim +70^{\circ}C$	陕西高科电力 电子公司 西安科谊电子 有限公司
大功率晶体管(GTR)的基极驱动集成电路	UAA4002	标准双列直插式 16 引脚单片集成电路, 可对被驱动 GTR 进行快速有效的分散式就地保护, 并保证被驱动 GTR 运行于准饱和的理想临界状态	工作电源电压: $-6 \sim -7V$ $+8 \sim +10V$ 正向驱动电流 最大值: 1.5A 反向驱动电流 最大值: 3.5A	法国 THOMO- SON 公司 陕西高科电力 电子公司
	UAA40-03	标准双列直插式 16 引脚单片集成电路, 可对被驱动 GTR 进行最优驱动及完善的保护, 保证被驱动 GTR 运行于临界饱和的理想状态, 自身含有 PWM 脉冲形成单元, 故与 GTR 配合特别适用于直流斩波器系统	工作电源电压: $-5 \sim -7V$ $+8 \sim +12V$ 正向驱动电流 最大值: 1.5A 反向驱动电流 最大值: 3.5A 输出 PWM 脉 冲频率: 100Hz~几千赫兹	法国 THOMO- SON 公司

(续)

类别	型号	主要特点及性能	极限参数	生产厂家或供货商家
大功率晶体管(GTR)的基极驱动集成电路	HL201	HL201 适用于 75A 以内的 GTR 直接驱动, 属国内首创, 达到国际 80 年代末先进水平, 内部设置了微分变压器实现信号隔离, 具有响应速度快的优点, 有贝克钳位端可实现贝克钳位, 双电源工作, 输入与输出间绝缘隔离, 单列直插式 16 引脚厚膜电路封装	工作电源电压: $-5 \sim -7V$, $+8 \sim +10V$ 输入驱动信号: $>10V$, $<5mA$ 最大输出电流: $\geq \pm 2.5A$ 输入输出间隔离电压: $\geq 2500V$	陕西高科电力 电子公司
	HL202	在 HL201 的基础上增加了退饱和保护和负电源电压的欠电压保护, 内置光耦合器实现信号隔离, 隔离性好, 输出功率大, 可驱动 100A 以内 GTR, 附加放大后可驱动 400A 以内的 GTR, 单列直插式 20 引脚标准厚膜电路封装	工作电源电压: $+8 \sim +10V$ $-5.5 \sim -7V$ 最大输出电流 $>2.5A$ 负电源欠电压保护电压: $5 \pm 0.5V$ 输入驱动信号: $>13V$, $<50mA$	
大功率门极可关断(GTO)晶闸管门极驱动集成电路	HL301	专为 GTO 晶闸管门极驱动而设计的厚膜前级驱动器, 它能产生触发 GTO 晶闸管驱动器的三组触发脉冲, 可用来组装 600A 及 600A 以上的 GTO 晶闸管门极驱动器, 使 GTO 晶闸管驱动器的可靠性增加, 把驱动器中触发部分所占的位置大大减小, 为在 GTO 晶闸管驱动器中增加更多的保护、显示功能创造了条件, 标准的单列直插式 20 引脚厚膜电路封装	工作电源: 两个独立的 15V 直流 输入驱动信号: $>13V$, $<20mA$ 输入输出隔离电压: $>2500V$ 正强脉冲触发信号: 高电平为 $+11V$, 2A, 低电平为 $-3V$, 1A	

(续)

类别	型号	主要特点及性能	极限参数	生产厂家或供货商家
大功率 MOSFET 和 IGBT 栅极驱动集成电路	HL401	具有响应迅速、隔离电压高、抗干扰性能好等优点,适用于 IGBT、MOSFET 的驱动,性能优于三菱公司的 M57957L, 内置微分变压器实现信号隔离,开通延迟及上升延迟时间之和小于 $0.5\mu\text{s}$, 关断延迟时间及下降时间 $<1\mu\text{s}$, 输出正负脉冲电流的峰值电流大,适用于 600V、300A 及 1200V、150A 以内的 IGBT 驱动	供电电压: $+15\sim+18\text{V}$, $-6\sim-12\text{V}$ 输出峰值电流 (40kHz、脉宽 $2\mu\text{s}$ 时): $>\pm 2.5\text{A}$ 输入输出隔离电 压: $>2500\text{V}$ 工作频率: 40kHz 输入输出响应时 间: $<1\mu\text{s}$	陕西高科电力 电子公司
	IR2110	应用独有的高压集成电路及无闩锁 CMOS 技术生产的 MOSFET 及 IGBT 专用驱动集成电路,内部为自举操作设计了悬浮电源,可驱动逆变器中同桥臂的两个 IGBT 或 MOSFET,标准双列直插式 14 引脚封装	输出门极驱动电 流最大值: 2A 最高工作频率: $>40\text{kHz}$ 最高通断电压: 500V 输入与 CMOS 及 TTL 兼容	美国国际整流 器公司 陕西高科电力 电子公司
	IR2125	高速高压 MOS 门极驱动器集成电路,可直接用于母线工作电压为 500V 的系统中,驱动 N 沟道 MOSFET 或 IGBT 一单元,内部含有故障封锁端,单一标准的双列直插式 8 引脚封装集成电路	可工作母线最高 工作电压: 500V 输入与 TTL 及 CMOS 兼容 自身工作电源电 压: $V_B=0.5\sim 20\text{V}$ 输出驱动电流: $V_O=V_B\pm 0.5\text{V}$	

(续)

类别	型号	主要特点及性能	极限参数	生产厂家或供货商家
大功率 MOSFET 和 IGBT 栅极驱动集成电路	IR2121	与 IR2125 配合使用, 可用来驱动逆变桥中低端的 MOSFET 或 IGBT 一单元, 标准的双列直插式 8 引脚封装, 输入与 CMOS 及 TTL 兼容, 输出具有较高的电流缓冲器, 可极大地减小被驱动 MOSFET 或 IGBT 的损耗, 同时自身具有故障封锁端, 可用来进行故障状态下的保护	工作电源电压: 20V 门极驱动电压范围: 3~20V 输入输出延迟时间: 140ns 工作温度: -55~150°C	美国国际整流器公司 陕西高科电力电子有限公司
	IR2130	高压高速 MOSFET 及 IGBT 驱动集成电路, 标准的双列直插式 28 引脚封装。内部有六个独立的通道, 可直接用来驱动三相逆变桥中的三个高压侧及三个低压侧 MOSFET 或 IGBT, 用于母线电压为 600V 的系统中。内部互锁逻辑为同桥臂两功率器件提供了 2 μ s 的互锁间隔, 本身具有欠电压及过电流封锁逻辑	高压工作: 600V 输出驱动能力: 250~500mA 自举工作电压范围: -5~600V 输入驱动电压范围: 10~20V 欠电压封锁门檻电压: 8.65V	
	IR2132	应用自举悬浮技术设计的高速高压六输出 MOSFET 或 IGBT 栅极驱动集成电路, 自身具有欠电压及过电流封锁逻辑, 内部有互锁逻辑, 可为被驱动逆变桥中同桥臂的两个功率器件提供合适的互锁时间间隔, 可直接用来驱动三相桥式逆变器中的六个 N 沟道 MOSFET 或 IGBT, 标准的双列直插式 28 引脚或 44 线 PLCC 封装	工作母线电压: 625V 输出驱动能力: 200~420mA 输出驱动电压: 10~20V 输出脉冲开通及关断时间: $t_{on} = 120ns$, $t_{off} = 94ns$ 死区时间: 0.8 μ s	

(续)

类别	型号	主要特点及性能	极限参数	生产厂家或供货商家
大功率 MOSFET 和 IGBT 栅极驱动集成电路	IR2151	应用悬浮及自举技术设计,可用于母线工作电压为 600V 的场合,内部具有封锁逻辑和 PWM 脉冲形成单元,是为单相半桥逆变器驱动而设计的,可直接驱动单相半桥逆变器中的两个 MOSFET 或 IGBT,标准的双列直插式 8 引脚封装,为了避免逆变桥中同桥臂的两个功率器件发生直通短路,内部电路可为被驱动的两个栅极信号提供 1 μ s 的互锁间隔时间	工作母线电压: 600V 占空比: 50% 输出电压: 10~15V 上升及下降时间 典型值: 100ns (上升) 与 50ns (下降) 死区时间: 1 μ s	美国国际整流器公司 陕西高科电力电子公司
	IR2155	应用高压悬浮工艺制作的廉价功率 MOSFET 及 IGBT 栅极驱动器,它可同时驱动逆变桥中同桥臂的两个上通道及下通道的 MOS 栅功率器件,自身集成有振荡源,可产生 PWM 脉冲,输出 PWM 脉冲的占空比可以在 0~99% 范围内调节,内部集成的互锁逻辑可保证被驱动逆变桥的上下两个 MOS 栅功率器件的栅极信号之间具有 1 μ s 的互锁延时,标准的双列直插式 8 引脚封装	工作母线电压: 600V 振荡频率: 直流~80kHz 占空比 (最大): 99% 死区时间: 1 μ s	

(续)

类别	型号	主要特点及性能	极限参数	生产厂家或供货商家
大功率 MOSFET 和 IGBT 栅极驱动集成电路	M57962L	专为 N 沟道功率 IGBT 驱动而设计的单列直插式 14 引脚厚膜集成电路, 输入与输出经光耦合器隔离, 可用来驱动 600V、400A 以内的 IGBT 或 1200V、400A 以内的 IGBT 一单元, 内部集成有短路保护逻辑, 输入与 TTL 及 CMOS 电平均兼容	输入与输出隔离电压: 2500V 工作电源电压: 18~15V 工作频率: 20kHz	日本三菱公司 陕西高科电力 电子公司
	EXB850	专为驱动 600V、150A 及 1200V、75A 以内的 IGBT 设计的单列直插式 15 引脚厚膜驱动电路, 驱动电路的信号延迟 $<4\mu\text{s}$, 适用于高达 10kHz 的开关操作系统工作, 内部集成有过电流保护及封锁逻辑	工作电源电压: 20V 最大负载能力: 32mA 最高工作频率: 15kHz	日本富士公司 陕西高科电力 电子公司
	EXB851	专为驱动 600V、400A 及 1200V、300A 以内的 IGBT 设计的单列直插式 15 引脚厚膜驱动电路, 驱动电路的信号延迟 $<4\mu\text{s}$, 适用于高达 10kHz 的开关操作系统工作, 内部集成有过电流保护及故障低速切断封锁逻辑	工作电源电压: 20V 最大负载能力: 54mA 最高工作频率: 15kHz	

(续)

类别	型号	主要特点及性能	极限参数	生产厂家或供货商家
大功率 MOSFET 和 IGBT 栅极驱动集成电路	EXB840	为驱动高达 150A、600V 的 IGBT 和 75A、1200V 的 IGBT 而设计的单列直插式 15 引脚厚膜驱动电路, 驱动电路的信号延迟 $< 1\mu\text{s}$, 适用于高达 40kHz 的开关电路中工作, 内部集成有故障及低速切断封锁逻辑	工作电源电压: 20V 最大负载能力: 25mA 最高工作频率: 40kHz	日本富士公司 陕西高科电力电子子公司
	EXB841	设计用来驱动功率为 600V、400A 及 300A、1200V 以内的 IGBT, 驱动电路信号延迟 $\leq 1\mu\text{s}$, 适用于高达 40kHz 的开关电路中工作, 内部集成有过电流保护及故障低速切断逻辑, 管脚排列为标准的单列直插式 15 引脚厚膜集成电路	工作电源电压: 20V 最大负载能力: 47mA 最高工作频率: 40kHz	
	HL402A HL402B	具有降栅压及软关断双重保护功能, 它的降栅压延迟时间、降栅压时间、软关断斜率均可通过外接电容器进行整定, 能适应不同饱和和压降 IGBT 的驱动, 且内置有静电屏蔽层的高速光耦合器实现信号隔离, 抗干扰能力强, 响应速度快, 隔离电压高, 采用标准的单列直插式 17 引脚厚膜工艺封装, 可直接驱动 150A、1200V 以内的 IGBT	工作电源电压: V_{CC} 为 15 ~ 18V, V_{EE} 为 -10 ~ -12V 输入驱动信号: $\geq 10\text{mA} \sim \leq 20\text{mA}$ 降栅压及软关断 门槛, $8 \pm 0.5\text{V}$ 和 $8.5 \pm 0.8\text{V}$ 降栅压报警信号 延迟时间及软关断 信号延迟时间: $\leq 1\mu\text{s}$	陕西高科电力电子子公司

(续)

类别	型号	主要特点及性能	极限参数	生产厂家或供货商家
大功率栅极驱动集成电路和IGBT	HL403	是在 HL402 的基础上对外附加功放晶体管改型而成为 15~18V, V_{EE} 为 10~12V 的, 输出峰值电流可达 6A/2 μ s, 可直接驱动 200~600A/1200V 的 IGBT 管, 其余参数同 HL202	工作电源电压: V_{CC} 输出峰值电流 (频率 40kHz 脉宽 2 μ s 时): 6A	陕西高科电力电子公司

12.2 KJ004 晶闸管移相触发集成电路

KJ004 晶闸管移相触发集成电路是国内在 1980 年前后开发生产的双列直插式集成电路, 适用于单相、三相全控桥式晶闸管电力电子设备中作晶闸管的双路脉冲触发, 它与国产的 KC04 晶闸管集成移相触发器引脚及性能完全互换, 是目前国内晶闸管控制系统中广泛应用的集成电路之一。

1. 基本设计特点

(1) 输出两路相位互差 180° 的移相脉冲, 可以方便地构成全控桥式晶闸管触发器线路;

(2) 输出负载能力大, 移相性能好, 正负半周脉冲相位均衡性好;

(3) 移相范围宽, 对同步电压要求低, 有脉冲列调制输出端等功能与特点。

2. 引脚排列、功能、用法及主要限制数据 KJ004 为标准的双列直插式 16 引脚集成电路, 它的引脚排列见图 12-1, 各引脚的名称、功能及用法见表 12-2。

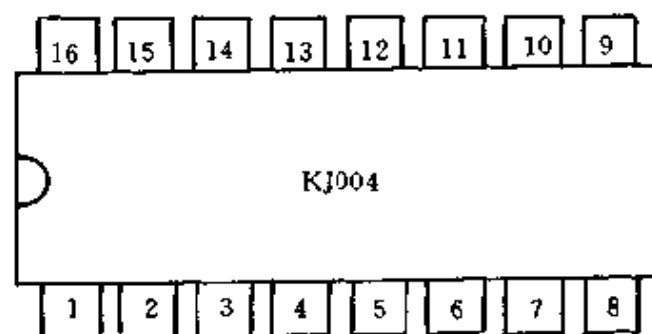


图 12-1 KJ004 的引脚排列 (腿朝下)

表 12-2 KJ004 的引脚说明

引脚号	符号	功 能	用 法
1		同相脉冲输出端	接正半周导通晶闸管的脉冲功率放大器及脉冲变压器
2	NC	空脚	
3	C_T	锯齿波电容连接端	通过电容接 4 脚
4	V_T	同步锯齿波电压输出端	通过电阻接移相综合端
5	V_-	工作负电源输入端	接用户系统负电源
6	NC	空脚	
7	GND	地端, 为整个电路的工作提供一参考地端	应用中接用户的控制电源地端
8	V_T	同步电源信号输入端	应用中接用户同步变压器的二次侧, 同步电压为 30V
9	V_z	移相、偏置及同步信号综合端	使用中分别通过三个等值电阻接锯齿波、偏置电压及移相电压
10	NC	空脚	
11	V_P	方波脉冲输出端, 该端的输出信号反映了移相脉冲的相位	应用中通过一电容接 12 脚
12	V_w	脉宽信号输入端, 该端与 11 脚所接电容的大小反映了输出脉冲的宽度	应用中分别通过一电阻与电容接正电源及 11 脚
13	V_C	负脉冲调制及封锁控制端, 通过该端输入信号的不同, 可对负输出脉冲进行调制或封锁	应用中接调制脉冲源输出或保护电路输出
14	V_{C+}	正脉冲调制及封锁控制端, 通过该端输入信号的不同可对输出脉冲进行调制或封锁	应用中接调制脉冲源输出或保护电路输出

(续)

引脚号	符号	功 能	用 法
15	out -PV	反向脉冲输出端	接负半周应导通晶闸管的脉冲功率 放大器及脉冲变压器
16	V _{cc}	系统工作正电源输入端	使用中接控制电路电源

主要限制数据

工作电源电压： $\pm 15\text{V}$

同步输入允许最大电流值：6mA

输出脉宽：400 μs ~2ms

最大负载能力：100mA

3. 内部结构及工作原理：KJ004 的内部结构见图 12-2。从图可见，该电路由同步检测电路、锯齿波形成电路、偏移电压、移相电压及锯齿波电压综合比较放大电路和功率放大电路组成。它

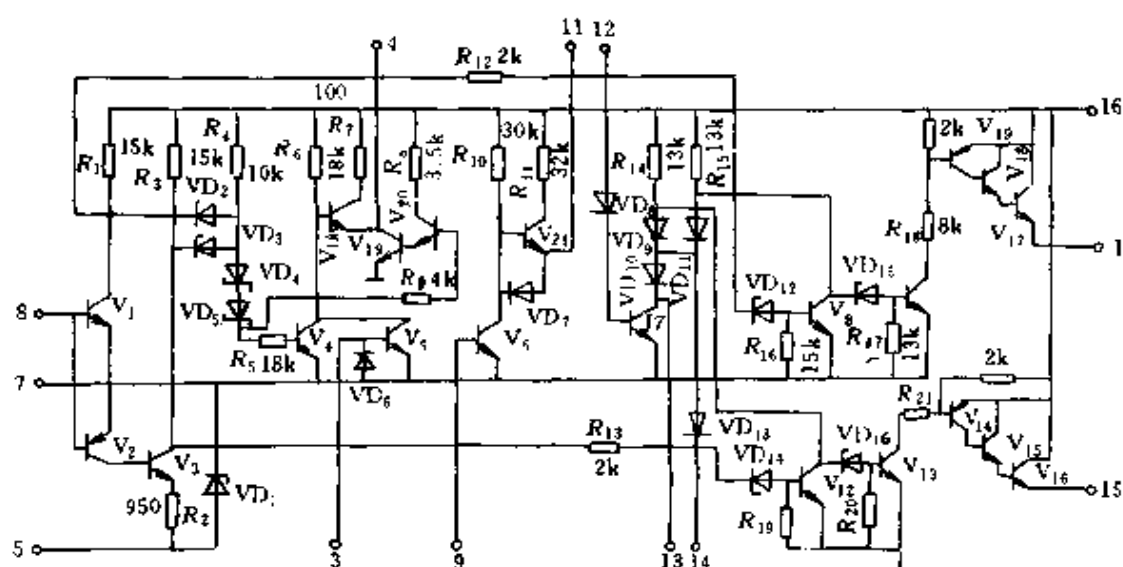


图 12-2 KJ004 的内部结构及工作原理图

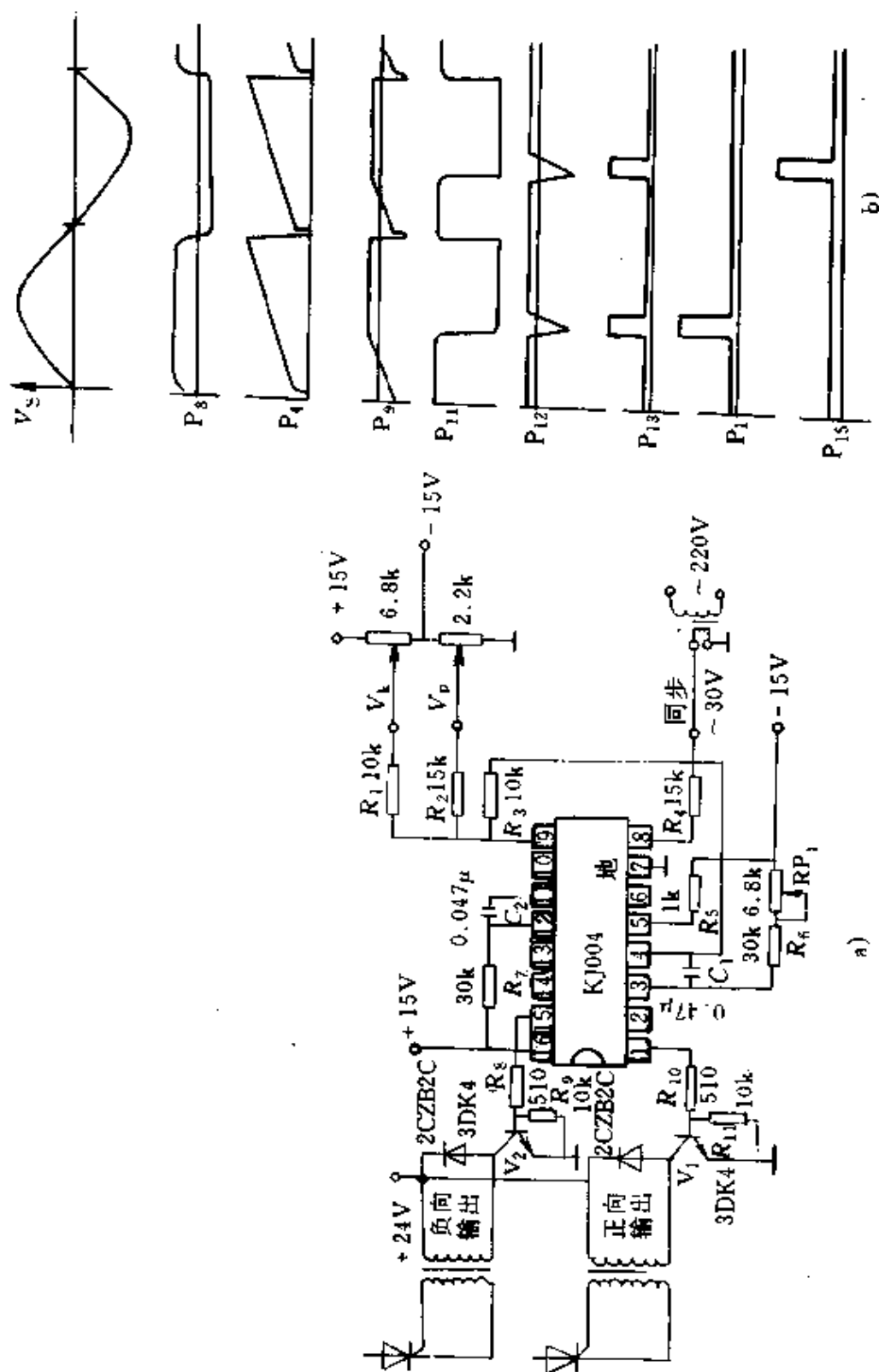


图 12-3 KJ004 的典型应用图

a) 接线图 b) 波形

的典型应用电路见图 12-3a, 各引脚波形见图 12-3b (P_8 即指 8 脚, 余同)。其工作原理: 锯齿波的斜率决定于外接电阻 R_6 、 RP_1 流出的充电电流和积分电容 C_1 的取值, 对于不同的移相控制电压 V_k , 只要改变权电阻 R_1 、 R_2 的比例、调节相应的偏移电压 V_P , 同时调整锯齿波斜率电位器 RP_1 , 便可以在不同的移相控制电压时获得整个移相范围内的移相。KJ004 触发电路为正极性, 即移相电压增加, 导通角增大。图中 R_7 和 C_2 形成微分电路, 改变 R_7 和 C_2 的值, 可获得不同的脉宽输出, 随着输入同步电压与 8 脚之间串联电阻 R_4 取值的不同, 其同步电压数值可取任意值。

4. 推荐工作条件及主要参数的选取 KJ004 管脚 8 与同步电源之间串联的电阻 R_4 的阻值可按下式计算, 其较理想的推荐工作条件参数见图 12-3。

$$R_4 = \frac{\text{同步电压}}{2 \sim 3} \times 10^3$$

其中, R_4 的单位为 Ω 。

5. 应用举例 KJ004 的独特结构使其可用于单相桥式、三相全桥或半控桥式晶闸管整流及三相交流调压系统中作为晶闸管的移相触发集成电路。图 12-4 给出了这种应用的一个实例。图中三片 KJ004 与一片 KJ041 及一片 KJ042 配合完成三相桥式全控整流电路中的六个晶闸管的移相触发功能, 该整流电路的输出直接供给直流电动机实现电枢调压调速功能。图中 KJ042 用来产生高频调制脉冲, 而 KJ041 用来完成双脉冲形成, 保证加到每个晶闸管门极上的触发脉冲为双窄脉冲, 以满足电阻或电感或反电动势负载对触发脉冲宽度的不同需要。图 12-4b 中的 $P_1 \sim P_{15}$ 是 KJ004 各引脚的波形。 A_6 及 A_{12} 为对应 A 相的功率放大晶体管 V_{12} 、 V_{15} 的集电极输出, 并经脉冲变压器整形后加到晶闸管上的触发脉冲波形。

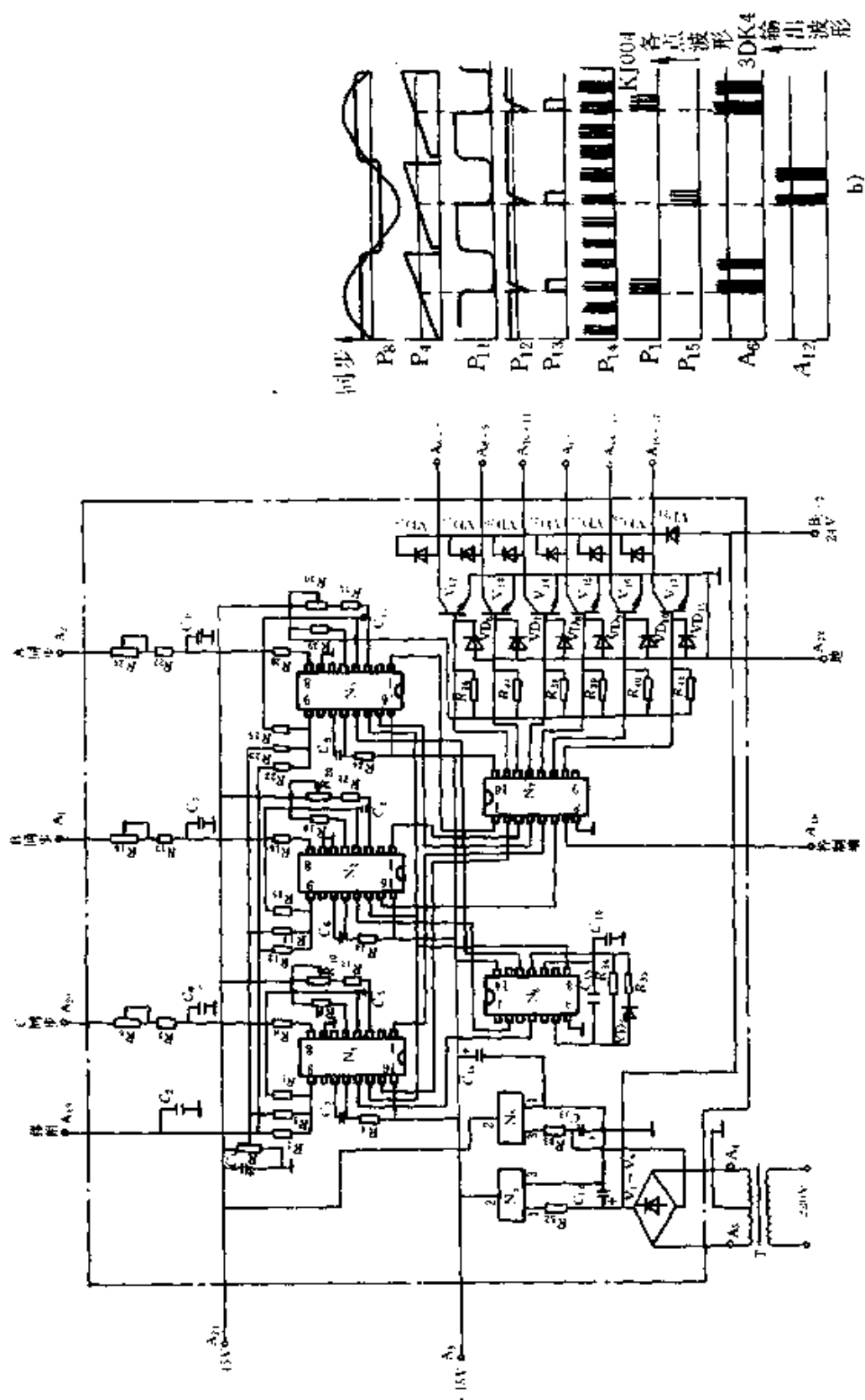


图 12-4 三相全控桥式电路中六个晶闸管的移相触发电路

a) 原理接线图 b) 触发波形

N₁~N₆—KJ004 N₁~7815 稳压器 N₅—7915 稳压器 N₆—KJ042 N₇—KJ041

12.3 TCA785 晶闸管和晶体管移相触发控制集成电路

TCA785 是德国 Siemens 公司于 1988 年前后开发的第三代晶闸管单片移相触发集成电路，它是取代 TCA780 及 TCA780D 的更新换代产品，其引脚排列与 TCA780 及 TCA780D 和国产的 KJ785 完全相同，因此可以互换。目前它在国内变流行业中已广泛应用。与原有的 KJ 系列或 KC 系列晶闸管移相触发电路相比，它对零点的识别更加可靠，输出脉冲的齐整度更好，而移相范围更宽，且由于它输出脉冲的宽度可人为自由调节，所以适用范围较广。

1. 基本设计特点 它的基本设计特点有：能可靠地对同步交流电源的过零点进行识别，因而可方便地用作过零触发而构成零点开关，具有宽的应用范围，可用来触发普通晶闸管、快速晶闸管、双向晶闸管及作为功率晶体管的控制脉冲，故可用于由这些电力电子器件组成的单管斩波、单相半波、半控桥、全控桥或三相半控、全控整流电路及单相或三相逆变系统或其他拓扑结构电路的变流系统，它的输出输入与 CMOS 及 TTL 电平兼容，具有较宽的应用电压范围和较大的负载驱动能力，每路可直接输出 250mA 的驱动电流，其电路结构决定了自身锯齿波电压的范围较宽，对环境温度的适应性较强，可应用于较宽的环境温度范围（ $-25\sim+85^{\circ}\text{C}$ ）和工作电源电压范围（ $-0.5\sim+18\text{V}$ ）。

2. 引脚排列及各引脚的功能和用法 TCA785 是双列直插式的 16 引脚大规模集成电路，它的管脚排列见图 12-5。各引脚的名称、功能和用法如下：

引脚 16 (V_s)：电源端。TCA785 的电源范围为 $-0.5\sim+18\text{V}$ ，应用中

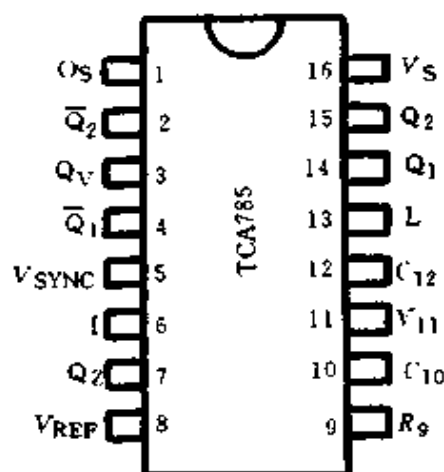


图 12-5 TCA785 的引脚排列
(腿朝下)

一般取 $+8\sim+18\text{V}$ 。

引脚1 (O_s): 接地端。应用中与直流电源 V_s 、同步电压 V_{SYNC} 及移相控制信号 V_{11} 的地端相连接。

引脚4 ($\overline{Q}_1$) 和 2 ($\overline{Q}_2$): 输出脉冲 1 与 2 的非端。该两端可输出宽度变化的脉冲信号, 其相位互差 180° , 两路脉冲的宽度均受非脉冲宽度控制端 13 脚 L 的控制, 它们的高电平的最高幅值为电源电压 V_s , 允许最大负载电流为 10mA , 若该两端输出脉冲在系统中不用时, 电路自身结构允许其开路。

引脚14 (Q_1) 和 15 (Q_2): 输出脉冲 1 和 2 端。该两端也可输出宽度变化的脉冲, 相位同样互差 180° , 脉冲宽度受它们的脉宽控制端引脚 12 (C_{12}) 的控制, 两路脉冲输出高电平的最高幅度为 V_s , 允许最大脉冲负载为 400mA , 低电平脉冲的电压幅值最低为 0.3V , 允许最大灌电流负载为 250mA 。

引脚13 (L): 非输出脉冲宽度控制端。该端允许施加电平的范围为 $-0.5\text{V}\sim V_s$, 当该端接地时, $\overline{Q}_1$ 、 $\overline{Q}_2$ 为最宽脉冲输出, 而当该端接电源电压 V_s (最大 18V) 时, $\overline{Q}_1$ 、 $\overline{Q}_2$ 为最窄脉冲输出。

引脚12 (C_{12}): 输出 Q_1 、 Q_2 脉宽控制端。应用中, 通过一电容接地, 电容 C_{12} 的电容量范围为 $150\sim 1000\text{pF}$, 当 C_{12} 在 $150\sim 1000\text{pF}$ 范围内变化时, Q_1 、 Q_2 输出脉冲的宽度亦在变化, 该两端输出窄脉冲的最窄宽度为 $100\mu\text{s}$, 而输出宽脉冲的最宽宽度为 $760\mu\text{s}$ 。

引脚11 (V_{11}): 输出脉冲 Q_1 、 Q_2 或 $\overline{Q}_1$ 、 $\overline{Q}_2$ 移相控制直流电压输入端。应用中, 通过输入电阻接用户控制电路输出, 当 TCA785 工作于 50Hz , 且自身工作电源电压 V_s 为 15V 时, 则该电阻的典型值为 $15\text{k}\Omega$, 移相控制电压 V_{11} 的有效范围为 $0.2\text{V}\sim V_s-2\text{V}$, 当其在范围内连续变化时, 输出脉冲 Q_1 、 Q_2 及 $\overline{Q}_1$ 、 $\overline{Q}_2$ 的相位便在整个移相范围内变化, 其触发脉冲出现的时刻为

$$t_{rr} = (V_{11}R_9C_{10})/(V_{\text{REF}}K)$$

式中 R_9 、 C_{10} 、 V_{REF} ——连接到 TCA785 的 9 脚的电阻、10 脚的电容及 8 脚输出的基准电压;

K ——常数。

为降低干扰，应用中 11 脚通过 $0.1\mu\text{F}$ 的电容接地，通过 $2.2\mu\text{F}$ 的电容接正电源。

引脚 10 (C_{10})：外接锯齿波电容连接端。 C_{10} 的实用范围为 $500\text{pF} \sim 1\mu\text{F}$ 。该电容的最小充电电流为 $10\mu\text{A}$ 。最大充电电流为 1mA ，它的大小受连接于 9 脚的电阻 R_9 控制， C_{10} 两端锯齿波的最高峰值为 $V_s - 2\text{V}$ ，其典型后沿下降时间为 $80\mu\text{s}$ 。

引脚 9 (R_9)：锯齿波电阻连接端。该端的电阻 R_9 决定着 C_{10} 的充电电流

$$I_{10} = V_{\text{REF}} K / R_9$$

连接于 9 脚的电阻亦决定了 10 脚锯齿波电压幅度的高低。

$$V_{10} = V_{\text{REF}} K t / (R_9 C_{10})$$

电阻 R_9 的应用范围为 $3 \sim 300\text{k}\Omega$ 。

引脚 8 (V_{REF})：TCA785 自身输出的高稳定基准电压端。负载能力为驱动 10 块 CMOS 集成电路，随着 TCA785 应用的工作电源电压 V_s 及其输出脉冲频率的不同， V_{REF} 的变化范围为 $2.8 \sim 3.4\text{V}$ ，当 TCA785 应用的工作电源电压为 15V ，输出脉冲频率为 50Hz 时， V_{REF} 的典型值为 3.1V ，若用户电路中不需要应用 V_{REF} ，则该端可以开路。

引脚 7 (Q_z) 和 3 (Q_v)：TCA785 输出的两个逻辑脉冲信号端。其高电平脉冲幅值最大为 $V_s - 2\text{V}$ ，高电平最大负载能力为 10mA 。 Q_z 为窄脉冲信号，它的频率为输出脉冲 Q_2 与 Q_1 或 $\overline{Q_1}$ 与 $\overline{Q_2}$ 的两倍，是 Q_1 与 Q_2 或 $\overline{Q_1}$ 与 $\overline{Q_2}$ 的或信号， Q_v 为宽脉冲信号，它的宽度为移相控制角 $\varphi + 180^\circ$ ，它与 Q_1 、 Q_2 或 $\overline{Q_1}$ 、 $\overline{Q_2}$ 同步，频率与 Q_1 、 Q_2 或 $\overline{Q_1}$ 、 $\overline{Q_2}$ 相同，该两逻辑脉冲信号可用来提供给用户的控制电路作为同步信号或其他用途的信号，不用时可开路。

引脚 6 (I)：脉冲信号禁止端。该端的作用是封锁 Q_1 、 Q_2 及 $\overline{Q_1}$ 、 $\overline{Q_2}$ 的输出脉冲，该端通常通过阻值 $10\text{k}\Omega$ 的电阻接地或接正电源，允许施加电压范围为 $-0.5\text{V} \sim V_s$ ，当该端通过电阻接地，且

该端电压低于 2.5V 时, 则封锁功能起作用, 输出脉冲被封锁。而该端通过电阻接正电源, 且该端电压高于 4V 时, 则封锁功能不起作用。该端允许低电平最大灌电流为 0.2mA, 高电平最大拉电流为 0.8mA。

引脚 5 (V_{SYNC}): 同步电压输入端。应用中需对地端接两个正反向并联的限幅二极管, 该端吸取的电流为 $20 \sim 200 \mu\text{A}$, 随着该端与同步电源之间所接的电阻阻值的不同, 同步电压可以取不同的值, 当所接电阻为 $200\text{k}\Omega$ 时, 同步电压可直接取 $\sim 220\text{V}$ 。

3. 内部结构及工作原理简述 TCA785 的内部结构框图见图 12-6。它由零点鉴别器 ZD、同步寄存器 SR、恒流源 SC、控制比较器 CC、放电晶体管 VD、放电监控器 DM、电平转换及稳压电路 PC、锯齿波发生器 RG 及输出逻辑网络 LN 等九个单元组成。它的工作过程为来自同步电压源的同步电压经高阻值的电阻后送给电源零点鉴别器 ZD, 经 ZD 检测出其过零点后送同步寄存器寄存, 同步寄存器中的零点寄存信号控制锯齿波发生器, 锯齿波发生器的电容 C_{10} 由电阻 R_9 决定的恒流源 SC 充电, 当电容 C_{10} 两端的锯齿波电压 V_{10} 大于移相控制电压 V_{11} 时, 便产生一个脉冲信号送到输出逻辑单元, 由此可见, 触发脉冲的移相是受移相控

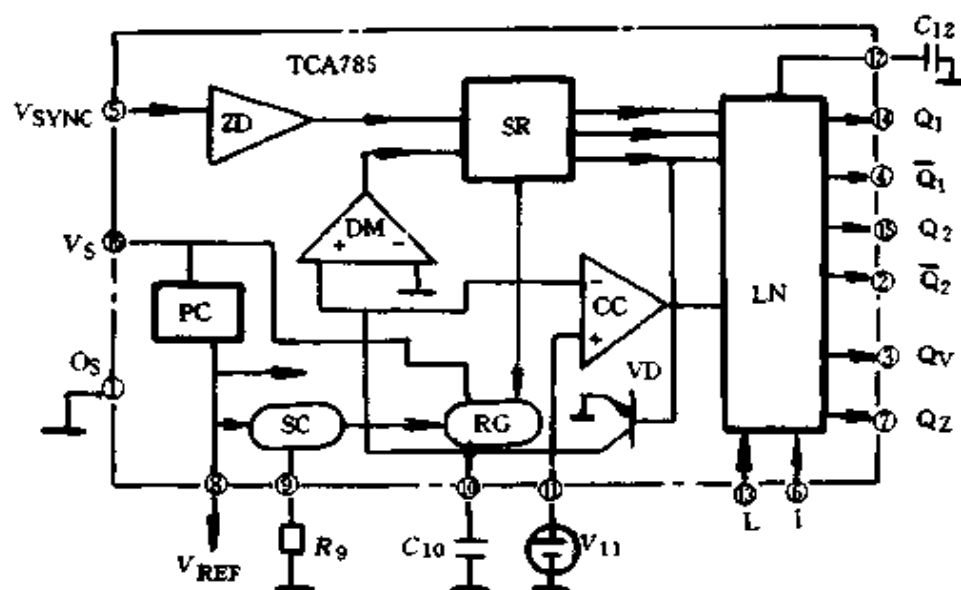


图 12-6 TCA785 的内部结构原理示意图

制电压 V_{11} 的大小控制，因而触发脉冲可在 $0^\circ \sim 180^\circ$ 范围内移相。对每一个半周，在输出端 Q_1 和 Q_2 出现大约 $30\mu s$ 宽度的脉冲，该脉冲宽度可由 12 脚的电容 C_{12} 扩展到 180° ，如果 12 脚接地，则输出脉冲 Q_1 、 Q_2 的宽度为 180° 的宽脉冲，图 12-7 给出了 TCA785 各主要管脚的输入输出电压波形。

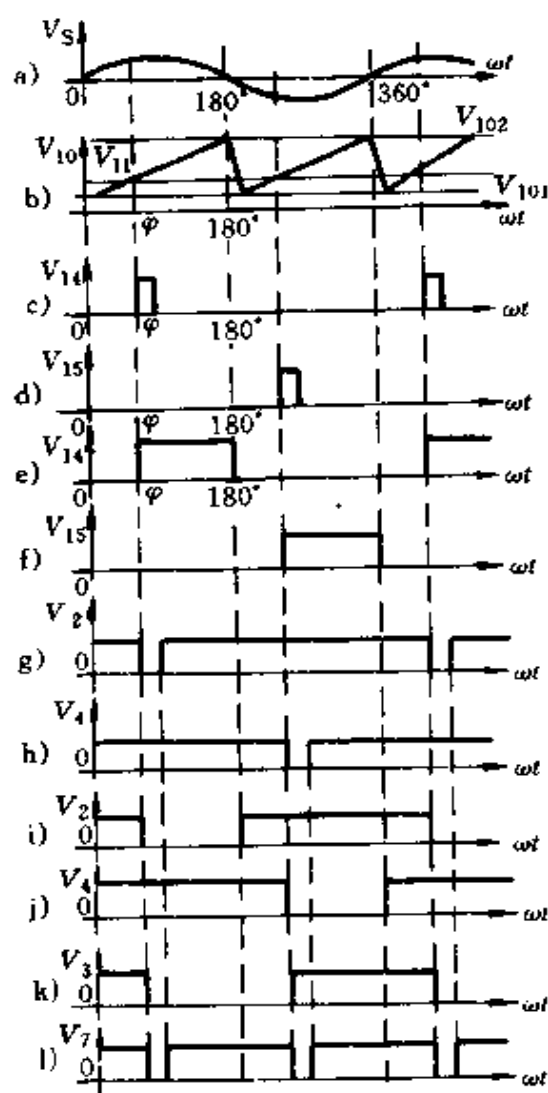


图 12-7 TCA785 各主要管脚的输入、输出电压波形

a) 同步电压 b) 锯齿波电压 V_{10} 及移相控制电压 V_{11} (V_{101} 为最小锯齿波电压, V_{102} 为最大锯齿波电压) c) Q_2 (管脚 12 接电容) d) Q_1 (管脚 12 接电容) e) Q_2 (管脚 12 接地) f) Q_1 (管脚 12 接地) g) $\bar{Q}_2$ (管脚 13 接地) h) $\bar{Q}_1$ (管脚 13 接地) i) $\bar{Q}_2$ (管脚 13 接 V_S) j) $\bar{Q}_1$ (管脚 13 接 V_S) k) Q_V l) Q_Z

4. 典型应用举例 由于 TCA785 自身的优良性能, 决定了它可以方便地用于主电路为单个晶闸管或晶体管, 单相半控桥、全控桥及三相半控桥、全控桥及其他主电路型式的电力电子设备中触发晶闸管或晶体管, 进而实现用户需要的控温、调压、直流调速、交流调速、直流输电等目的。限于篇幅, 本文仅举几例说明其应用。

(1) 用于温控系统。温度控制在电力电子技术领域中有着广泛的应用, 如晶闸管及晶体管等电力电子器件制造工艺中的扩散、烧结; 晶闸管出厂寿命测试的热疲劳、高温阻断试验等等, 都需要精确的温度控制, 图 12-8 给出了 TCA785 用于这类系统中触发双向晶闸管来控温的

详细电路图, 图中应用 TCA785 输出的 Q_1 及 Q_2 脉冲分别在交流电源的正负半周来直接触发晶闸管, 移相控制电压 V_{11} 来自温度调节器 TA 的输出, TCA785 自身的工作电源直接由电

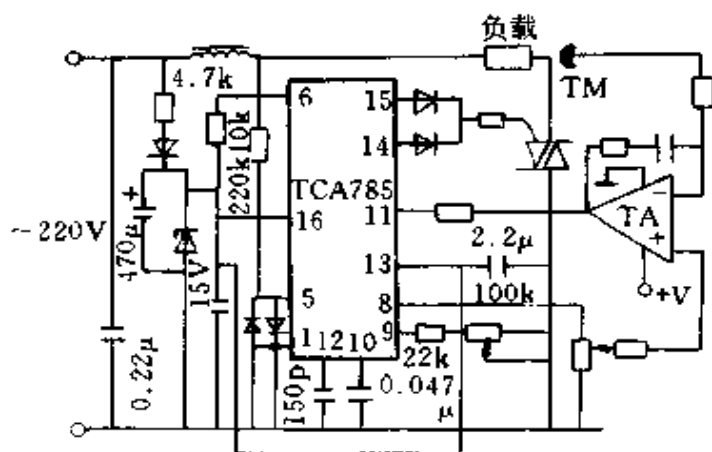


图 12-8 TCA785 在温度控制系统中的应用

网电压半波整流滤波、稳压管稳压后得到, 这种结构省去了常规需要的控制变压器, 使整个电路得以简化, 温度反馈应用温度传感器得到, 故这种温控系统有较高的控温精度。

(2) 用于晶闸管交流调压系统。晶闸管交流调压系统在大功率电解电镀装置和交流电动机的调压调速系统中有着广泛的应用, TCA785 用于这种系统的原理电路见图 12-9。图中仅给出了应用一片 TCA785 构成的单相交流调压电路原理图, 应用相同的三块电路便可构成三相交流调压系统。图中为了增强触发能力, 便于应用大功率晶闸管, 对 TCA785 的输出能力进行了扩大, 且采用脉冲变压器隔离, 使主回路与移相控制电路完全隔离。

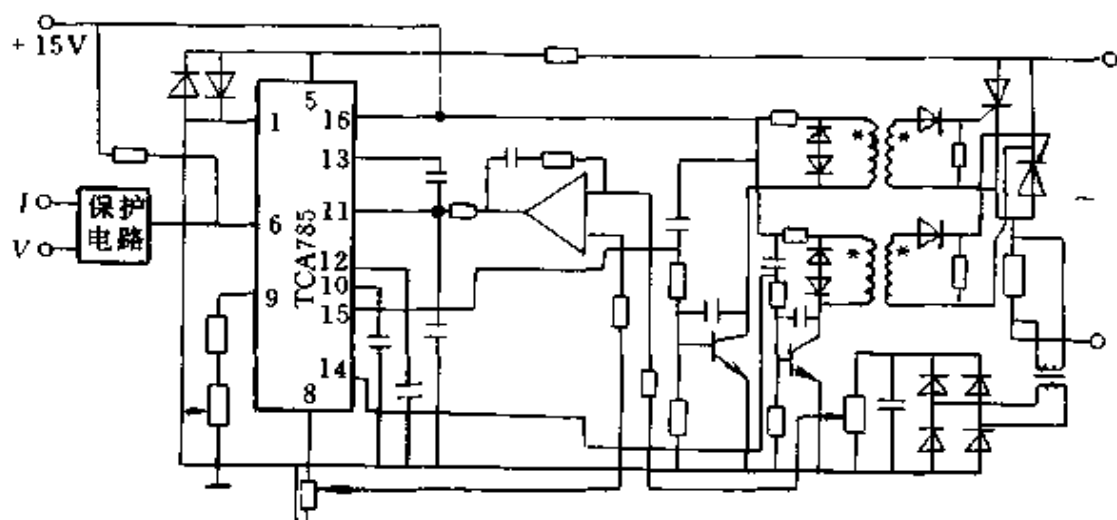


图 12-9 TCA785 在晶闸管交流调压系统中的应用

(3) 用于单相、三相桥式半控、全控整流电路中。由于 TCA785 可输出两路相位互差 180° 的脉冲信号，所以可方便地用于单相全控、单相半控桥或全控桥式整流电路中，三片 TCA785 可用于三相半波、三相桥式全控或半控整流电路中。图 12-10 以一片 TCA785 用于单相半控整流电路为例给出了 TCA785 的这种应用示图。为简化电路，图中仅用了一个脉冲变压器。

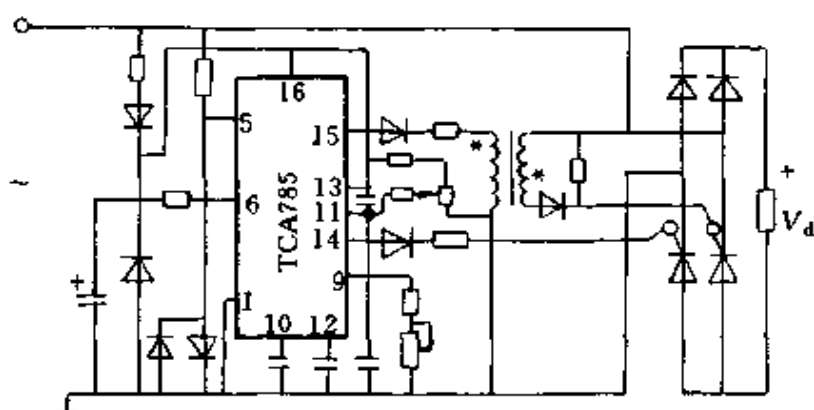


图 12-10 TCA785 在单相半控整流系统中的应用

(4) 用于 AC-DC-AC 电源变换系统中，AC-DC-AC 电源变换系统是变频电源、变频调速、不间断电源等电力电子装置中经常用到的方案，TCA785 由于自身移相范围可达 $0^\circ \sim 180^\circ$ ，故可方便地用于这种系统中，图 12-11 给出了六片 TCA785 用于三相变频

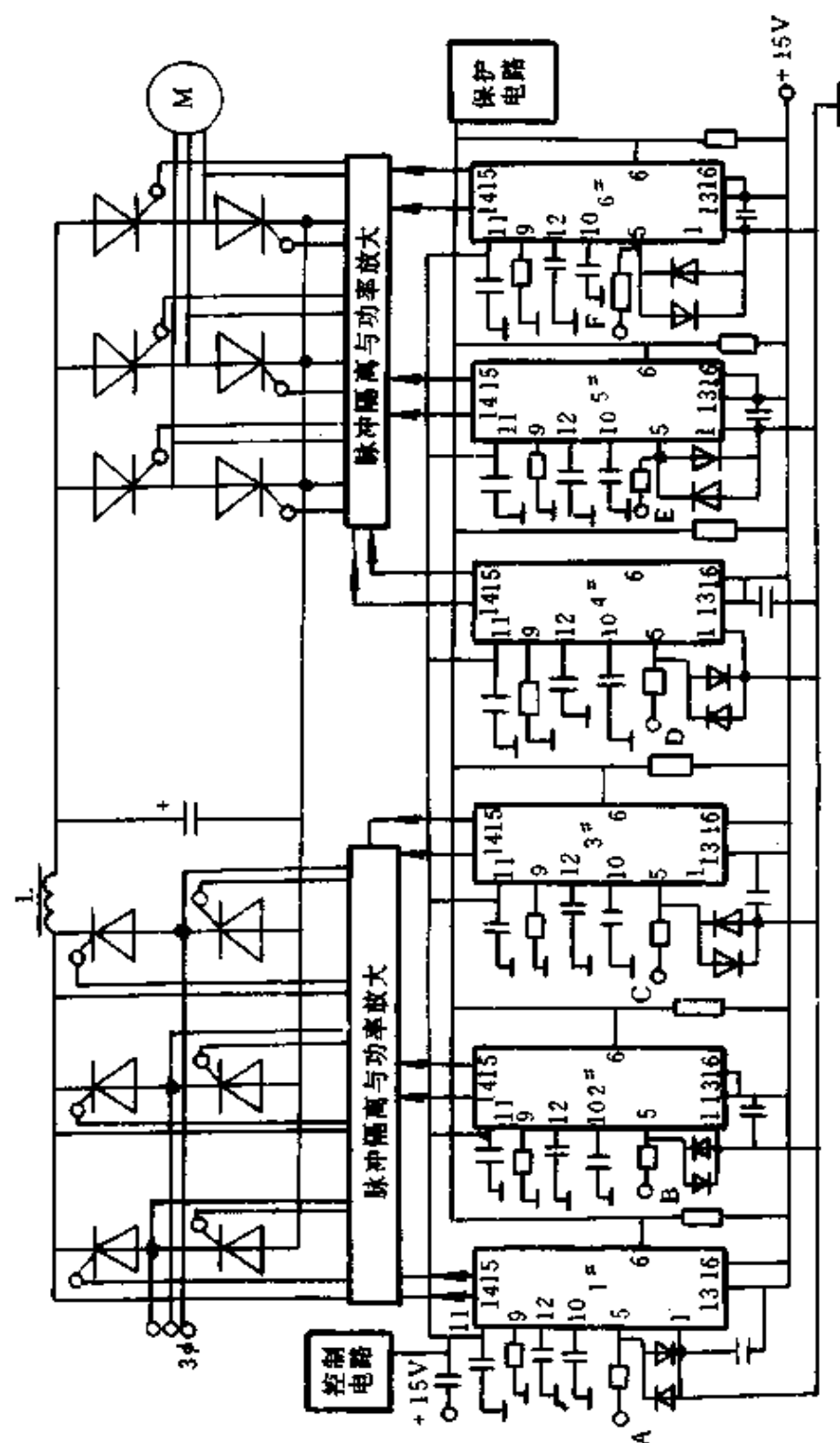


图 12-11 六片 TCA785 用于三相 AC-DC-AC 电源变换系统中的原理图

调速系统中的原理图，图中1[#]、2[#]、3[#]TCA785的移相控制角为0~90°，而4[#]、5[#]、6[#]TCA785的移相控制角为90°~180°，各TCA785的同步电压均来自同步变压器。

12.4 TH103 三相全控及半控晶闸管移相触发单片厚膜集成电路

TH103厚膜集成电路是参照国内外最新型晶闸管移相触发集成电路技术开发研制的，是国家“八五”科技攻关的新产品，由国内集成电路专业生产厂家采用混合厚膜集成电路工艺制造，具有可靠性高、抗恶劣环境能力强、体积小等优点，现已批量投放国内市场。它可输出六路互相间隔60°的触发脉冲，适合于三相全控桥整流电路、双反星形带平衡电抗器整流电路和三相半控桥整流电路及三相交流调压系统中用作晶闸管的移相触发单元。

1. 基本设计特点 TH103为单电源工作，电源电压范围为8~18V，它输出六路脉冲的移相范围不小于170°，它的触发电路相对于移相控制电压为正极性，即移相电压增加，导通角增大，其输出波形为调制脉冲列，因而可极大地减小外接脉冲变压器的体积及尺寸。同时，由于其输出电流的峰值最大可达2A，因而不需增加功率放大环节就能直接带动脉冲变压器，实现对1650A以下晶闸管的直接触发，故可极大地减小控制触发板的尺寸，提高整个电路系统的可靠性。TH103输出六路脉冲的均衡度较高，其最大不均衡度小于2°，它输出脉冲的宽度可通过9脚对地的外接电容C进行任意整定。

2. 管脚排列、引脚功能和用法及主要参数限制 TH103为23脚单列直插式厚膜集成电路封装，引线脚的间距符合国际标准，为2.54mm。它的引脚排列见图12-12，各引脚的名称、功能及用法说明可见表12-3。

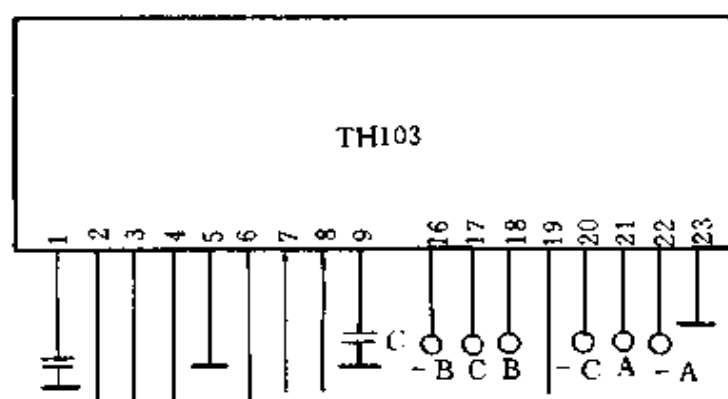


图 12-12 TH103 的引脚排列

表 12-3 TH103 的引脚名称、功能用法及限制

引脚号	符号	名 称	用 法	参数极限
1	V_{CC}	电源端	正电源输入端,接用户电源	8~18V
2	a	A 相同步电压输入端	通过一可调的 4.7k Ω 电位器接用户同步变压器二次侧	有效值为 30V
3	b	B 相同步电压输入端		
4	c	C 相同步电压输入端		
5	GND_1	控制电源地端	接用户电源地	
6	V_K	移相控制电压输入端	接用户给定或闭环调节器输出	$0 \sim \frac{2}{3} V_{CC}$
7		脉冲封锁端	接低电平输出脉冲,高电平输出脉冲封锁,应用中接用户保护电路输出	0 或 V_{CC}
8	V_C	输出脉冲控制端	接地输出单脉冲列,接高电平输出双脉冲列,应用中一般接高电平	0 或 V_{CC}
9	C_X		根据用户对脉冲宽度的要求来调节电容的大小	0.15 μ F ~ 3300pF
10~15	NC	空脚		

(续)

引脚号	符号	名 称	用 法	参数极限
16	-B /-B,A	三相全控桥中六号晶 闸管触发脉冲输出端	接三相全控桥中六号晶闸 管触发的脉冲变压器	幅值 2A
17	C /C,-B	三相全控桥中五号晶 闸管触发脉冲输出端	接三相全控桥中五号晶闸 管触发的脉冲变压器	
18	B /B,-A	三相全控桥中三号晶 闸管触发脉冲输出端	接三相全控桥中三号晶闸 管触发的脉冲变压器	
19	V _{DD}	输出功率放大级电源 端	接+24V 电源	24V
20	-C /-C,B	三相全控桥中二号晶 闸管触发脉冲输出端	接三相全控桥中二号晶闸 管触发的脉冲变压器	幅值 2A
21	A /A,-C	三相全控桥中一号晶 闸管触发脉冲输出端	接三相全控桥中一号晶闸 管触发的脉冲变压器	幅值 2A
22	-A /-A,C	三相全控桥中四号晶 闸管触发脉冲输出端	接三相全控桥中四号晶闸 管触发的脉冲变压器	幅值 2A
23	GND ₂	输出功率放大级电源 地端	应用中与 GND ₁ 引脚 5 同 时接电源公共地端	

3. 内部结构及工作原理简介

(1) 内部结构: TH103 的内部结构及工作原理见图 12-13, 从图可显而易见, 在它的内部集成有三个同步滤波环节、三个过零检测及锯齿波形成单元、三个抗干扰及脉冲形成网络、一个脉冲发生器、一个脉冲整形及分配环节和一个脉冲功放环节。

(2) 工作原理简述: TH103 的工作原理可从图 12-13 分析得到。来自同步变压器的三相电压, 经同步滤波环节滤去波形上叠加的谐波成分后, 提供给三个过零检测及锯齿波形成单元, 三路过零检测及锯齿波形成单元检测出同步电压的过零点并锁定, 根据过零点识别同步电压的正负极性, 再按该识别得到的极性去控制集成于各自单元内部的恒流源, 以便给本单元内部的锯齿波电

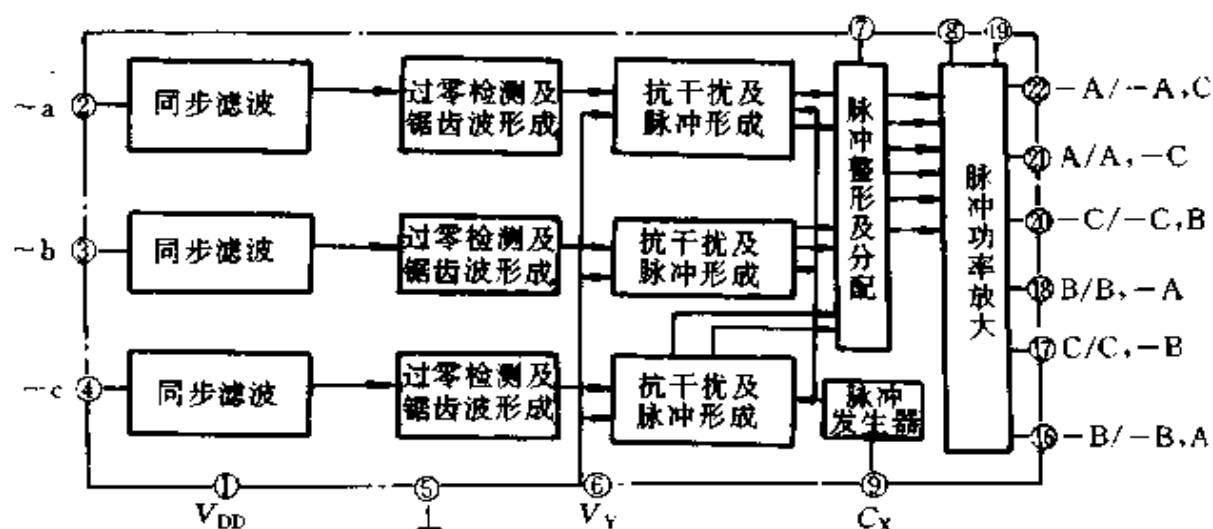


图 12-13 TH103 的内部结构及工作原理图

容充电，随着同步电压的周期性变化，便可在三路过零检测及锯齿波形成单元的输得到三路周期性变化且彼此相差 120° 的线性度很好的锯齿波，该三路锯齿波提供给三路抗干扰及脉冲形成单元与 6 脚输入的移相电压信号 U_k 比较，比较器输出控制集成于三路抗干扰及脉冲形成单元内部的脉冲形成环节形成触发脉冲，并经脉冲形成环节内的调制器根据脉冲发生器输出的高频脉冲频率 ($5 \sim 10\text{kHz}$) 调制成脉冲列，该三路脉冲列提供给脉冲整形及脉冲分配网络进一步整形，以提高脉冲前后沿陡度并形成补脉冲，进而分配成六路触发脉冲，最后在脉冲整形及分配环节的输得到六路彼此互差 60° 的双脉冲列，该六路脉冲列经脉冲功率放大电路进行功率放大后，直接在 TH103 的 22、21、20、18、17、16 脚输出，并可直接带动脉冲变压器来触发三相全控桥式或其他拓扑结构电路中的六个晶闸管。

TH103 的上述工作原理决定了其在电力电子成套装置中应用十分方便，避免了用户在使用 KJ004 或 TCA785 时需多片电路和需要外接锯齿波形成电路的定时电阻及电容的麻烦。

4. 典型应用线路及实用举例

(1) 典型应用接线图及推荐使用参数：图 12-14 给出了

TH103 的典型应用接线图，图中给出了其推荐使用参数。其中 TP 为脉冲变压器，其匝比可选 3 : 2 或 2 : 1。+15V 及 +24V 电源来自用户系统的直流供电电源，一般可为直流整流电源或开关电源。而三相同步电压均选自三相同步变压器的二次侧，接于脉冲变压器二次侧的二极管及电阻电容用来完成对输出脉冲的整形，并保证降低被触发晶闸管门阴极之间的阻抗，使触发可靠，防止系统中干扰造成的误触发。

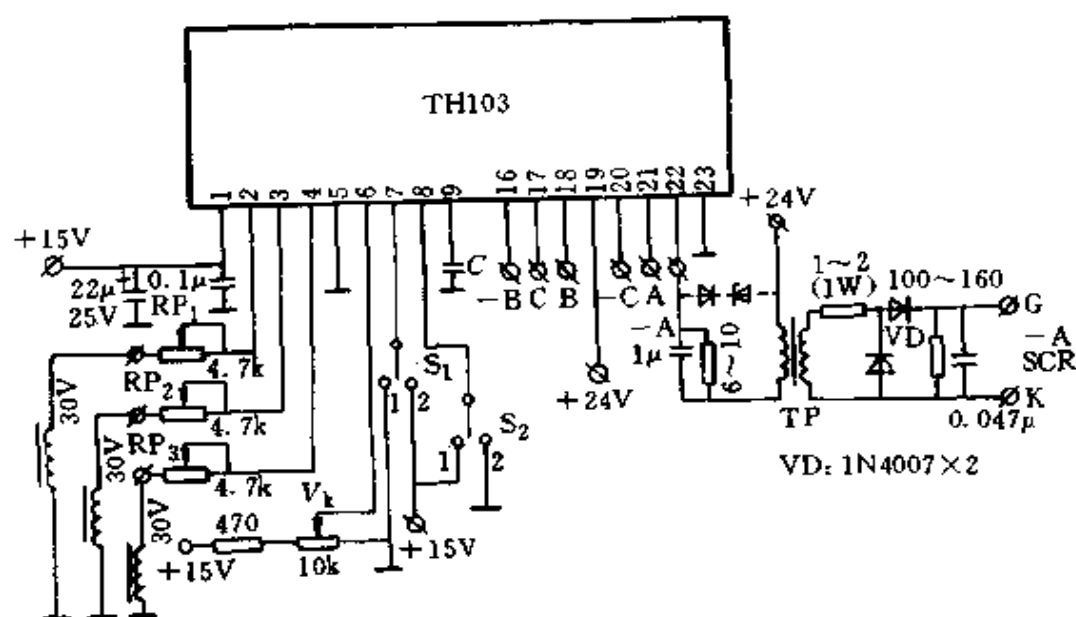


图 12-14 TH103 的典型应用接线图

注：虚线所画稳压管与二极管已封装在厚膜电路中。

(2)在三相交流电动机调压调速系统中应用：图 12-15 给出了 TH103 用于三相交流异步电动机调压调速系统中的原理简图。图中，TH103 的 6 脚输入的移相控制电压来自给定积分器，该给定积分器用来实现软起动，防止全压起动对电动机所拖动负载的冲击，而 TH103 的 7 脚接过电流过电压及过热等故障保护电路，一旦发生故障，则可快速地封锁脉冲。该系统中的控制部分选用单一直流电源工作。TH103 的三相同步信号来自同步变压器，它工作在双窄脉冲列模式下，故脉冲变压器的体积可以做得较小，随着主电路中所选用晶闸管 $VT_1 \sim VT_6$ 容量的不同，该系统可实现

几十瓦至上千千瓦电动机的交流调压调速。

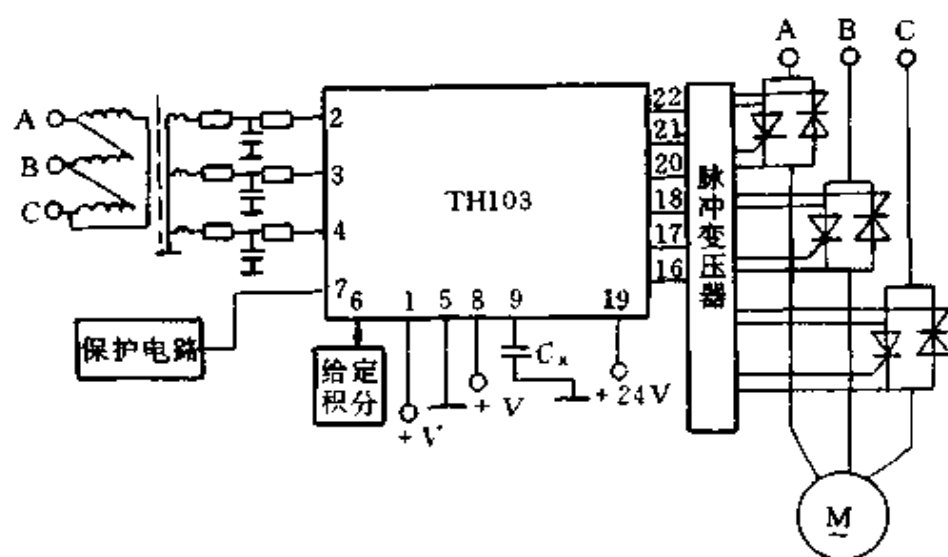


图 12-15 TH103 在三相交流电动机调压调速系统中的应用

12.5 TC787/TC788 高性能移相触发集成电路

TC787 及 TC788 是采用独有的先进 IC 工艺技术参照国外最新集成移相触发集成电路而设计的单片集成电路。它可单电源工作，亦可双电源工作，主要适用于三相晶闸管移相触发和三相功率晶体管脉宽调制电路，以构成多种交流调速和变流装置，它们是目前国内市场上广泛流行的 TCA785 及 KJ（或 KC）系列移相触发集成电路的换代产品，与 TCA785 及 KJ（或 KC）系列集成电路相比，具有功耗小、功能强、输入阻抗高、抗干扰性能好、移相范围宽、外接元件少等优点，而且装调简便，使用可靠，只需要一块这样的集成电路，就可以完成三块 TCA785 与一块 KJ041、一块 KJ042 或五块 KJ（三块 KJ004、一块 KJ042、一块 KJ041）（或 KC）系列器件组合才能具有的三相移相功能。因此 TC787、TC788 可广泛应用于三相全控、三相半控、三相过零等电力电子、机电一体化产品的移相触发系统，从而取代 TCA785、KJ009、KJ004、KJ041、KJ042 等同类电路，为提高整机寿命、缩小体积、降低成本提供了一种新的更加有效的途径。

1. 基本设计特点

(1) TC787 适用于主功率器件是晶闸管的三相全控桥或其他拓扑电路结构的系统中作为功率晶闸管的移相触发电路。而 TC788 适用于以功率晶体管 (GTR) 或绝缘栅双极晶体管 (IGBT) 为功率单元的三相全桥或其他拓扑结构电路的系统中作为脉宽调制波产生电路, 且任一种芯片均可同时产生六路相序互差 60° 的输出脉冲。

(2) TC787 及 TC788 在单双电源下均可工作, 使其适用电源的范围较广泛, 它们输出三相触发脉冲的触发控制角可在 $0 \sim 180^\circ$ 范围内之间连续同步改变。它们对零点的识别非常可靠, 使它们可方便地用作过零开关, 同时器件内部设计有移相控制电压与同步锯齿波电压交点 (交相) 的锁定电路, 抗干扰能力极强。电路自身具有输出禁止端, 使用户可在过电流、过电压时进行保护, 保证系统安全。

(3) TC787 及 TC788 分别具有 A 型及 B 型器件, 使用户可方便地根据自己应用系统所需要的工作频率来选择 (工频时选 A 型器件, 中频 $100 \sim 400\text{Hz}$ 时选 B 型器件)。同时, TC787 输出为脉冲列, 适用于触发晶闸管及感性负载; TC788 输出为方波, 适用于驱动晶体管。因两种集成块管脚完全相同, 故增加了用户控制用印制电路板的通用性, 使同一印制电路板只需要互换集成块便可用于控制晶闸管或晶体管。

(4) TC787 或 TC788 可方便地通过改变 6 脚的电平高低来设置其输出为双脉冲还是单脉冲。

2. 引脚排列、引脚功能和用法及主要参数限制 TC787 及 TC788 是一标准双列直插式 18 引脚的集成电路。它的引脚排列见图 12-16, 各引脚的名称、功能及用法如下。

(1) 同步电压输入端: 引脚 1 (V_c)、引脚 2 (V_b) 及引脚 18 (V_a) 分别为三相同步输入电压连接端, 应用中分别接经输入滤波后的同步电压, 同步电压的峰峰值应不超过 TC787 或 TC788 的工作电源电压 V_{DD} 。

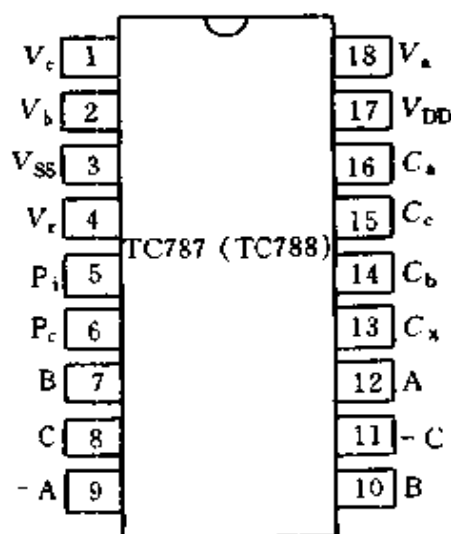


图 12-16 TC787 (或 TC788) 的引脚排列 (腿朝下)

(2) 脉冲输出端：在半控单脉冲工作模式下，引脚 8 (C)、引脚 10 (B)、引脚 12 (A) 分别为与三相同步电压正半周对应的同相触发脉冲输出端，而引脚 7 ($-B$)，引脚 9 ($-A$)，引脚 11 ($-C$) 分别为与三相同步电压负半周对应的反相触发脉冲输出端。当 TC787 或 TC788 被设置为全控双窄脉冲工作方式时，引脚 8 为与三相同步电压中 C 相正半周及 B 相负半周对应的两个脉冲输出端，引脚 12 为与三相同步电压中 A 相正半周及 C 相负半周对应的两个脉冲输出端，引脚 11 为与三相同步电压中 C 相负半周及 B 相正半周对应的两个脉冲输出端，引脚 9 为与三相同步电压中 A 相同步电压负半周及 C 相电压正半周对应的两个脉冲输出端，引脚 7 为与三相同步电压中 B 相电压负半周及 A 相电压正半周对应的两个脉冲输出端，引脚 10 为与三相同步电压中 B 相正半周及 A 相负半周对应的两个脉冲输出端，应用中均接脉冲功率放大环节或脉冲变压器。

(3) 控制端

1) 引脚 5 (P_i) 为输出脉冲禁止端。该端用来进行故障状态下封锁 TC787 或 TC788 的输出，高电平有效，应用中接保护电路的输出。

2) 引脚 14 (C_b)、引脚 15 (C_c)、引脚 16 (C_a) 分别为对应三相同步电压的锯齿波电容连接端。该端连接的电容值的大小决定了移相锯齿波的斜率及幅值, 应用中分别通过一个相同容量的电容接地。

3) 引脚 6 (P_c) 为 TC787 或 TC788 工作方式设置端。当该端接高电平时, TC787 或 TC788 输出双脉冲; 而当该端接低电平时, 输出单脉冲。

4) 引脚 4 (V_r) 为移相控制电压输入端。该端输入电压的高低, 直接决定着 TC787 或 TC788 输出脉冲的移相范围, 应用中接给定环节输出, 其电压幅值最大为 TC787 或 TC788 的工作电源电压 V_{DD} 。

5) 引脚 13 (C_x)。该端连接的电容 C_x 的容量决定着 TC787 或 TC788 输出脉冲的宽度, 电容的容量越大, 则脉冲宽度越宽。

(4) 电源端: TC787 或 TC788 可单电源工作, 亦可双电源工作。单电源工作时引脚 3 (V_{SS}) 接地, 而引脚 17 (V_{DD}) 允许施加的电压为 8~18V。双电源工作时, 引脚 3 (V_{SS}) 接负电源, 其允许施加的电压幅值为 -4~-9V, 引脚 17 (V_{DD}) 接正电源, 允许施加的电压为 +4~+9V。

3. 内部结构及工作原理简介 TC787 或 TC788 的原理框图见图 12-17。从图可见, 在它们内部集成有三个过零和极性检测单元、三个锯齿波形成单元、三个比较器、一个脉冲发生器、一个抗干扰锁定电路、一个脉冲形成电路、一个脉冲分配及驱动电路。它们的工作原理可简述如下: 经滤波后的三相同步电压通过过零和极性检测单元检测出零点和极性后, 作为内部三个恒流源的控制信号。三个恒流源输出的恒值电流给三个等值电容 C_a 、 C_b 、 C_c 恒流充电, 形成良好的等斜率锯齿波。锯齿波形成单元输出的锯齿波与移相控制电压 V_r 比较后取得交相点, 该交相点经集成块内部的抗干扰锁定电路锁定, 保证交相唯一而稳定, 使交相点以后的锯齿波或移相电压的波动不影响输出。该交相信号与脉冲发生器输出的脉冲 (对 TC787 为调制脉冲, 对 TC788 为方波) 信号经

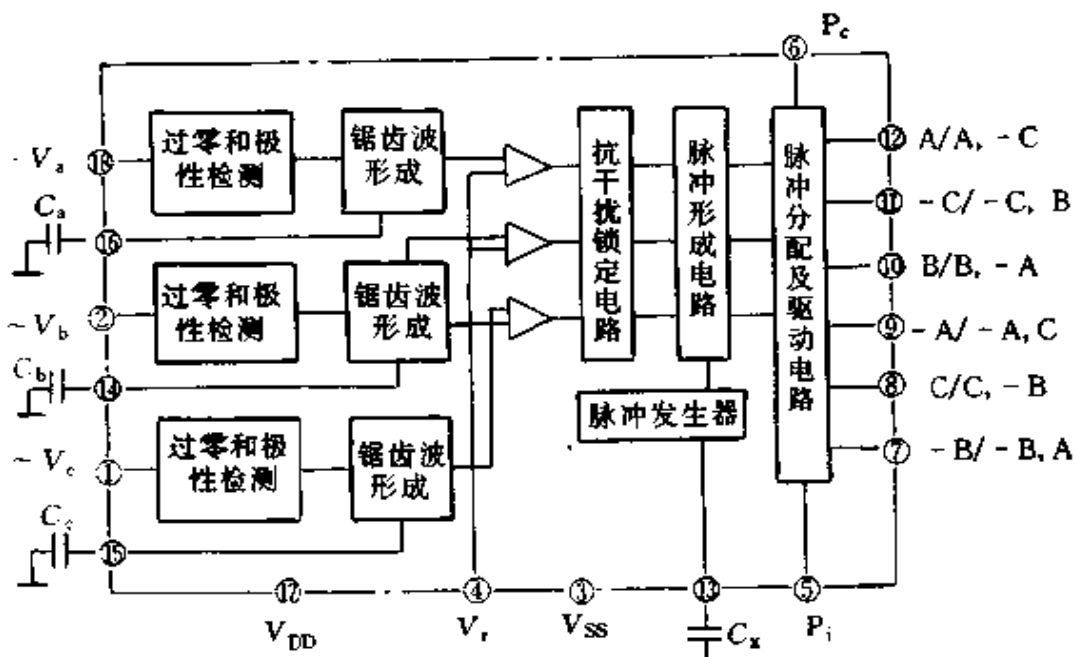


图 12-17 TC787 或 TC788 原理框图

脉冲形成电路处理后变为与三相输入同步信号相位对应且与移相电压大小适应的脉冲信号送到脉冲分配及驱动电路。假设系统未发生过电流、过电压或其他非正常情况，则引脚 5 禁止端的信号无效，此时脉冲分配电路根据用户在引脚 6 设定的状态完成双脉冲（引脚 6 为高电平）或单脉冲（引脚 6 为低电平）的分配功能，并经输出驱动电路功率放大后输出，一旦系统发生过电流、过电压或其他非正常情况，则引脚 5 禁止信号有效，脉冲分配及驱动电路内部的逻辑电路动作，封锁脉冲输出，确保集成块的 12、11、10、9、8、7 六个引脚输出全为低电平。

4. TC787 或 TC788 应用举例 TC787、TC788 独特巧妙的设计，使它们可方便地用于主功率器件为普通晶闸管，双向晶闸管、门极可关断晶闸管、非对称晶闸管的电力电子设备中。而 TC788 可用于主功率器件为功率晶体管，功率场效应晶体管、功率 IGBT 或功率 MCT 的电力电子设备中。限于篇幅，本节仅以 TC787 为例，说明其应用。

(1) TC787 在三相两重桥有源逆变系统中的应用：图 12-18 给

出了两片 TC787 用于主功率器件为晶闸管的三相两重桥变频系统中的原理图。该系统可用于大功率内燃机、发电机、电动机、直流调速、交流调速装置的出厂功率试验系统中回收电能。该系统中两片 TC787 分别用来作为两个逆变桥中的 12 个晶闸管的移相触发电路，两片 TC787 均选用单电源工作，且均为全控双脉冲工作方式。图中，变压器 TY_1 为同步变压器，它为两片 TC787 提供两组三相同步信号，而输出变压器 TY_2 是用来把两个逆变桥输出的方波电压叠加成阶梯波馈送给电网，以减少进入电网的高次谐波对电网的污染，同时用来把逆变电压与主电网电压进行匹配。图中的直流电压 V_d 可为实验系统中的直流发电机的输出，也可为实验系统中的三相交流电经晶闸管装置整流后的直流电压。

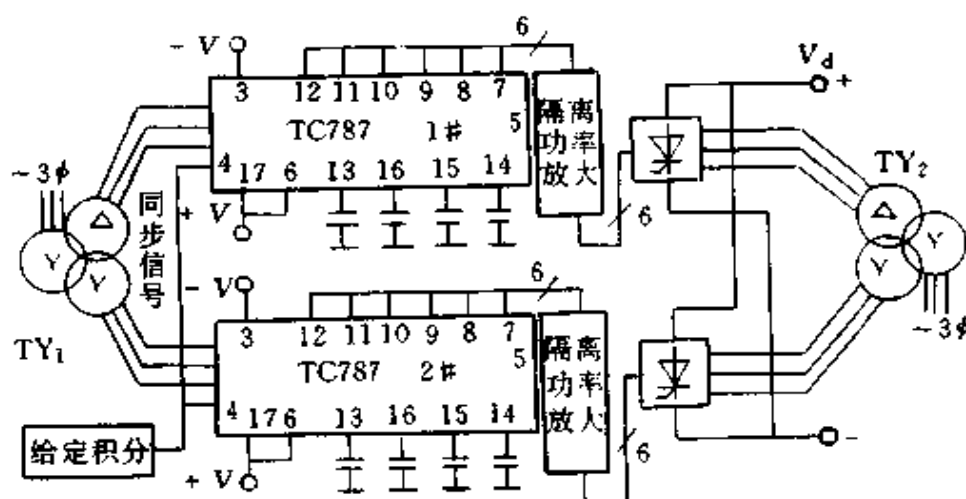


图 12-18 TC787 在晶闸管三相两重桥有源逆变系统中的应用

(2) 多片 TC787 在大功率可控整流装置中的应用：大功率整流装置是电化学、冶金等行业常用的设备，这种应用领域多为低压大电流。受国内目前晶闸管单个容量的限制，往往采用多相整流，以扩大其输出容量。图 12-19 给出了四片 TC787 用于 24 相大功率整流电路中的原理图。图中 TC787 的给定均来自给定积分环节的输出，且均为双电源工作，系统中主整流变压器二次侧的四组三相电源各组相位依次相差 15° ，整流输出为 24 脉波的直流电压。

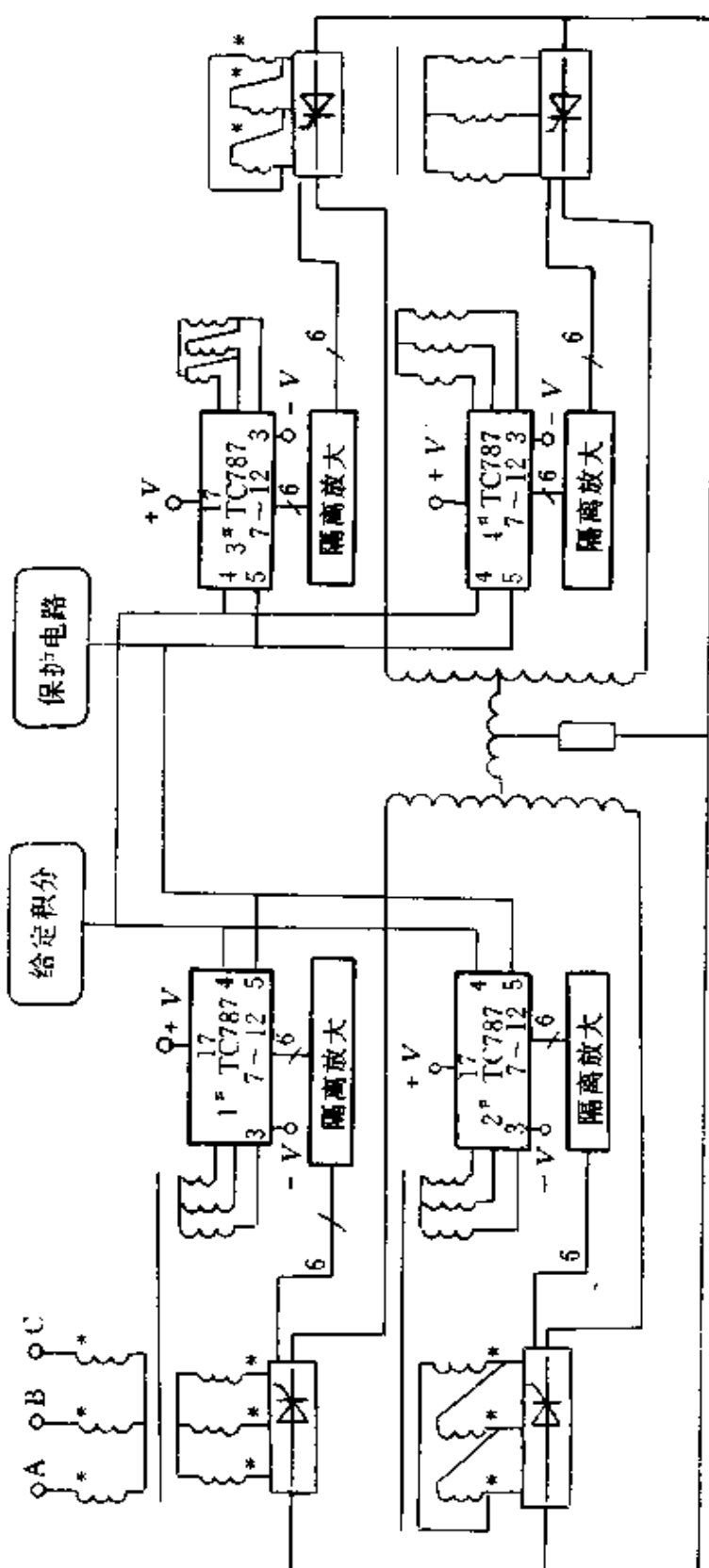


图 12-19 多片 TC787 在多相整流电路中的应用

12.6 HL202 GTR 基极驱动厚膜集成电路

功率晶体管应用的关键问题是其基极驱动电路的最优设计和其完整快速的主电路保护。驱动电路不好，常常会造成大功率晶体管的损坏。大功率晶体管对驱动电路有许多特殊的要求。为了解决其驱动问题，国内外许多电力半导体器件生产厂家，科研单位开发了众多功率晶体管的高性能驱动电路，本节介绍性能优良的 HL202 功率晶体管厚膜驱动器。HL202 是在 HL201 基础上改进开发的，它自身除具有 HL201 所具有的一切优点外，又增加了退饱和及负电源电压的欠电压保护功能，它可实现对被驱动 GTR 的过电流快速分散就地保护，一旦被驱动功率晶体管因过电流而退饱和，其集射极电压将迅速上升到某值（该值可由 HL202 电路的外接元件进行调整）时，HL202 能在 $3\mu\text{s}$ 内自动封锁正向驱动电路，在被驱动功率晶体管的基射极施加负驱动电压，使被驱动大功率晶体管可靠关断。另一方面，当 HL202 工作的负电源电压低于 5V 时能自动封锁输出脉冲，实现负电源电压的欠电压保护功能。该厚膜驱动电路的开发成功属国内首创，填补了国内空白，达到了国际 90 年代初先进水平。

1. 主要设计特点 HL202 的主要设计特点有：内部集成有光耦合器，实现信号隔离，隔离电压可达 2500V 以上，从而满足了其用于晶体管逆变系统时被驱动的多个晶体管发射极电位不等的需要。同时它的内部设计有抗被驱动的功率晶体管过饱和的贝克钳位电路，用户可在贝克钳位端外接高反压快速二极管实现贝克钳位，防止被驱动的功率晶体管的过饱和。另一方面，它的内部还设计有退饱和的保护功能，一旦被驱动的功率晶体管因过电流或其他原因退饱和，内部电路可保证在 $3\mu\text{s}$ 内切断正向驱动电流，防止被驱动的功率晶体管退出饱和区进入放大区而遭受二次击穿损坏，因而应用 HL202 来驱动功率晶体管可使被驱动的功率晶体管运行于临界饱和的最优状态。HL202 采用双电源工作，其输出功率大，可直接驱动电流容量在 100A 以内的三级或两级达林顿。

晶体管，附加放大后可驱动容量为 150~400A 以内的功率晶体管，为防止工作负电源电压不足造成的晶体管关断过程中基射极负偏压不足造成的不可靠关断，在 HL202 的内部还设计有自身工作负电源电压的欠电压保护电路，一旦负电源电压比额定值低 0.5V，则负电源电压保护电路动作，封锁被驱动功率晶体管的驱动脉冲，保证被驱动的晶体管不再导通。

2. 引脚排列、名称、功能和用法及主要参数限制 HL202 是一个 20 引脚的厚膜集成电路，它采用单列直插式标准封装。它的外形尺寸及排列见图 12-20。对各引脚的名称、功能及用法和主要参数限制可叙述如下。

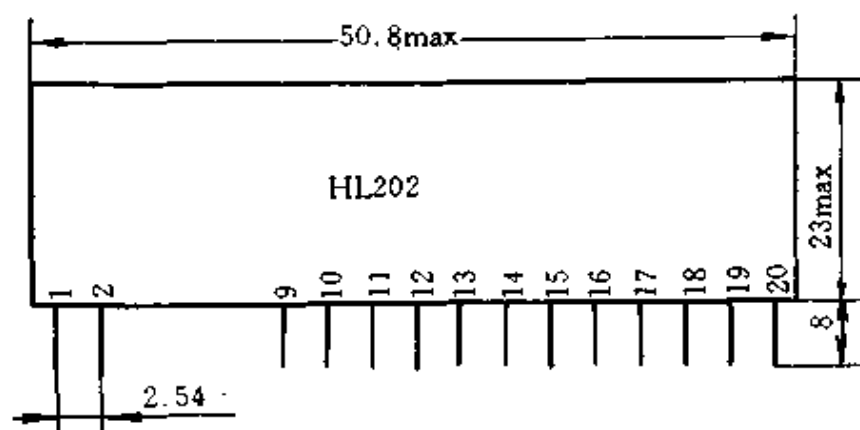


图 12-20 HL202 的引脚排列图

(1) 驱动信号输入端：引脚 1、2 为 HL202 的驱动信号输入端，应用中引脚 1 接用户脉冲形成部分输出，其参数限制为 0V 或 13V；而引脚 2 通过电阻电容接用户控制脉冲形成部分的电源，其参数要求为 +15V，同时引脚 2 还通过电阻与电容接用户控制电源的地。

(2) 电源端：引脚 20 为驱动电路正电源连接端，应用中接用户被驱动的功率晶体管提供的隔离电源，其参数要求为 +9V。

引脚 17 为驱动电路负电源连接端，应用中接用户为被驱动的功率晶体管提供的与引脚 20 电源共地的负隔离电源，其参数限制

为 $-5.5\sim-6\text{V}$ 。

(3) 地端：引脚 12 为驱动电路参考地端，应用中直接接被驱动功率晶体管的发射极。

(4) 控制端：引脚 9 为退饱和保护死区时间设置端。该端所接电容的大小决定了 HL202 在保护后输出脉冲的最窄宽度，应用中通过 $0.047\mu\text{F}$ 的电容接负电源。

引脚 10 为退饱和电压检测输入端。该端通过一并联的电阻与电容接 13 脚，通过 13 脚检测到的实际 V_{CE} 电压值提供给内部的负饱和电路，其典型参数：电容为 $0.047\mu\text{F}$ 、电阻为 100Ω 。

引脚 16 为退饱和保护门槛电压设置端。该端外加电压的大小决定了退饱和动作的快慢，应用中通过一固定端分别接正负电源，而可调端接该端的电位器。为保证该端电压的可调范围及灵敏度，外接电位器最好选用多圈电位器，其电阻值应选 $0.5\sim 1\text{k}\Omega$ 。

引脚 13 为贝克钳位输出端。该端可使过驱动电流流入被驱动的功率晶体管的集电极，对基极驱动电流的分流实现贝克钳位，防止被驱动功率晶体管的过饱和。同时该端还为退饱和保护提供一个实际检测信号。应用中，该引脚通过一个快恢复二极管接至被驱动功率晶体管集电极。对二极管的要求是其耐压 V_{RRM} 大于被驱动晶体管工作母线电压的 $2\sim 3$ 倍，而其恢复时间 $t_{\text{rr}}\leq 1\mu\text{s}$ 。

(5) 输出端：引脚 15 为正驱动电流输出端，当 HL202 用来驱动电流容量小于 50A 的功率晶体管时，该端直接接被驱动功率晶体管的基极。若 HL202 用来经功率放大后驱动电流容量在 $150\sim 400\text{A}$ 以内的功率晶体管时，该端接外接功率放大的 NPN 晶体管的基极。

引脚 14 接输出级互补功率放大的 NPN 开关晶体管集电极，该端外接电阻 R_{c} 值的大小决定着 HL202 输出的正向驱动电流值，应用中，当 HL202 直接驱动容量为 50A 以下的功率晶体管时，一般 R_{c} 取 $5\sim 10\Omega$ ，该端通过一电阻接 HL202 工作的正电源，该电阻的取值随被驱动的功率晶体管的容量不同而不同。而当 HL202 经功率放大后用来驱动容量在 $150\sim 400\text{A}$ 以内的功率晶

晶体管时,该端外接功率放大开关晶体管的集电极后接正电源。

引脚 17 接输出级互补功率放大 PNP 开关晶体管集电极,该端到负电源之间连接电阻 R_{c2} 值的大小决定着 HL202 输出的负向驱动电流值,应用中,当 HL202 直接驱动容量为 50A 以下的功率晶体管时,该端通过一电阻 R_{c2} 接 HL202 工作的负电源,对该电阻的取值要求 $R_{c2} > R_{c1}$,而当 HL202 经功率放大后用来驱动容量为 150~400A 以内的功率晶体管时,则该端直接接外接功率放大 PNP 管集电极后接 HL202 工作的负电源。

引脚 18 为负基极电流输出端,当 HL202 直接用来驱动电流容量为 50A 以下的功率晶体管时,该端直接通过一防止基极电流振荡的小电感接引脚 15 后,通过一个 1Ω 的电阻接被驱动的功率晶体管基极,而当 HL202 用来经功率放大后驱动电流容量为 150~400A 以内的功率晶体管时,该端接外接 PNP 功率放大开关晶体管的基极。

引脚 19 为退饱和保护信号引入端。该端为 HL202 的退饱和保护电路提供一个实际集射极电压的输入信号。应用中,它一方面通过一阻值为 100Ω 的电阻接 HL202 的工作正电源;另一方面,通过一个快恢复二极管接至被驱动的功率晶体管的集电极。对该二极管的要求是,反向耐压 V_{RRM} 大于被驱动的功率晶体管工作母线电压的 2~3 倍,而其恢复时间小于 $1\mu s$ 。

3. 内部结构及工作原理简析 HL202 的内部结构和原理框图见图 12-21,在它的内部集成有两个光耦合器 VL_1 、 VL_2 ,两个小功率开关晶体管 V_1 与 V_2 ,及一个脉冲整形逻辑 A 和一个脉冲匹配、保护和封锁逻辑 S,它的工作原理可简析如下。

用户脉冲形成部分的输出脉冲接 HL202 的引脚 1,在该脉冲的高电平区间,上部光耦合器 VL_1 截止,下部光耦合器 VL_2 中的二极管导通发光,其电流流通过径为引脚 1→引脚 2 后经过电阻与电容加速网络到脉冲形成部分的地。此时光耦合器 VL_2 二次侧晶体管饱和导通,输出地电平,经脉冲整形环节后,脉冲匹配及保护网络输出低电平,末级功率放大管 V_1 截止, V_2 导通,给被驱

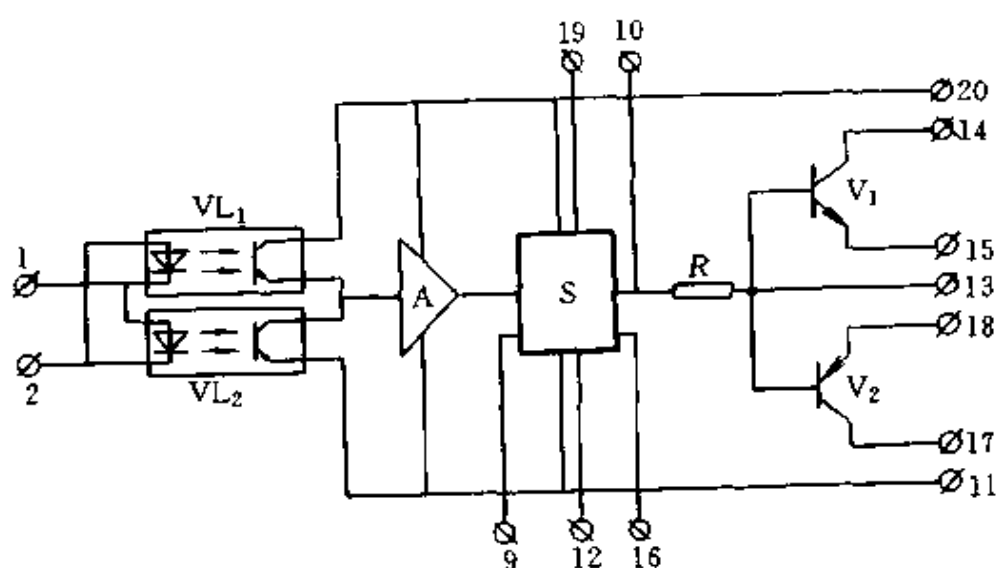


图 12-21 HL202 原理框图

动的晶体管基射极施加一负偏置电压，保证被驱动大功率晶体管可靠截止。另一方面，当脉冲形成环节输出为低电平时，光耦合器 VL_1 中的发光二极管导通而发光（光耦合器 VL_2 中的发光二极管因受反压而截止，相应的其二次侧晶体管也截止），其二次侧晶体管饱和导通，脉冲整形环节输出高电平，设被驱动大功率晶体管未退饱和，则退饱和保护电路不动作。同时由于 HL202 工作的负电源电压未出现欠电压，欠电压保护环节亦不动作，脉冲匹配及保护网络输出高电平，末级功率放大电路中的 NPN 晶体管 V_1 导通，PNP 晶体管 V_2 截止，向被驱动大功率晶体管基极提供足够的驱动电流，保证被驱动大功率晶体管运行于准饱和状态。一旦被驱动大功率晶体管退饱和或 HL202 工作负电源电压低于 $-4.5V$ ，则脉冲匹配及保护封锁逻辑 S 输出低电平，晶体管 V_2 导通， V_1 截止。由上述的分析可知，被驱动大功率晶体管基射极反偏而可靠截止。

4. 应用注意事项

(1) 当 HL202 管脚 9 的外接电容 C_1 为 $0.047\mu F$ 时，退饱和保护动作的延迟时间为 $3\mu s$ ，也就是说，在被驱动大功率晶体管退

饱和 $3\mu\text{s}$ 之后, HL202 能自动封锁正向驱动电流, 退饱和的动作延迟时间大小与电容 C_1 的容量成比例地变化, C_1 越大则延迟时间越长, 若被驱动的功率晶体管导通时的冲击电流较大, 则应适当延长死区时间。

(2) 退饱和保护门槛电平在引脚 16 悬空时为 5V, 当需改变退饱和保护电平时, 需外接电位器来改变引脚 16 的电平。

(3) 引脚 18 所接的电感 L 约为几微亨, 选择适当的电感值可使被驱动的功率晶体管的关断过程最优, 并可避免被驱动的功率晶体管基极电流的振荡。

(4) 引脚 14 的外接串联电阻 (Ω) 的取值为

$$R_{c1} = (V_{CC} - V_{CES} - V_{BE}) / I_{B1}$$

式中 V_{CC} ——HL202 工作的正电源电压;

V_{CES} ——HL202 内部末级功率放大 NPN 开关晶体管 V_1 的饱和压降;

V_{BE} ——被驱动的功率晶体管的基射极电压降, 对三级达林顿管, 约为 2.1V, 对两级达林顿管, 约为 1.4V, 单管 GTR 约为 0.7V;

I_{B1} ——被驱动的功率晶体管所希望的基极驱动电流。

当被驱动的功率晶体管的基极电流为 0.5~1.5A 时, R_{c1} 约为 5~10 Ω 。

(5) 引脚 17 的外接电阻 R_{c2} 决定着被驱动的功率晶体管关断过程中的负电流大小, 较小的 R_{c2} 可使 HL202 提供较大的负关断电流, 加速被驱动的功率晶体管的快速关断, 减小关断损耗。但过快的关断反而会减小被驱动的功率晶体管的反向安全工作区, 过大的 R_{c2} 将使被驱动的功率晶体管的关断过程变长, 增加了关断过程中的损耗, 甚至不能保证被驱动的功率晶体管可靠关断。因而 R_{c2} 的取值要综合考虑关断损耗、反向安全工作区、关断时间等众多因素, 一般取 $R_{c2} > R_{c1}$ 。

(6) HL202 合理应用的接线和推荐参数见图 12-22。用它驱动大功率晶体管时, 被驱动的大功率晶体管退饱和后的保护波形见

斩波调速系统的原理图。图中应用 SG3524 内部的运算放大器构成闭环调节器，而以其内部的比较器实现了集中过电流保护，因而该系统具有较好的稳速效果和较大的调速范围。该应用中，HL202 工作的正电源电压选为 9V，负电源电压选为 6V，电阻 R_{c1} 选为 10Ω ，电阻 R_{c2} 选为 15Ω ，欠饱和保护的延时时间选为 $1.5\mu s$ ，因而决定了 C_1 为 $0.22\mu F$ ，由于被驱动功率晶体管为 50A 的容量，直流母线电压为 220V，故应用 HL202 直接输出来驱动 GTR，贝克钳位及退饱和检测用快恢复二极管均选为 800V 1A 的 MUR180，其反向恢复时间为 35ns，图中的反馈信号来自霍尔电压传感器 TV 的二次侧。

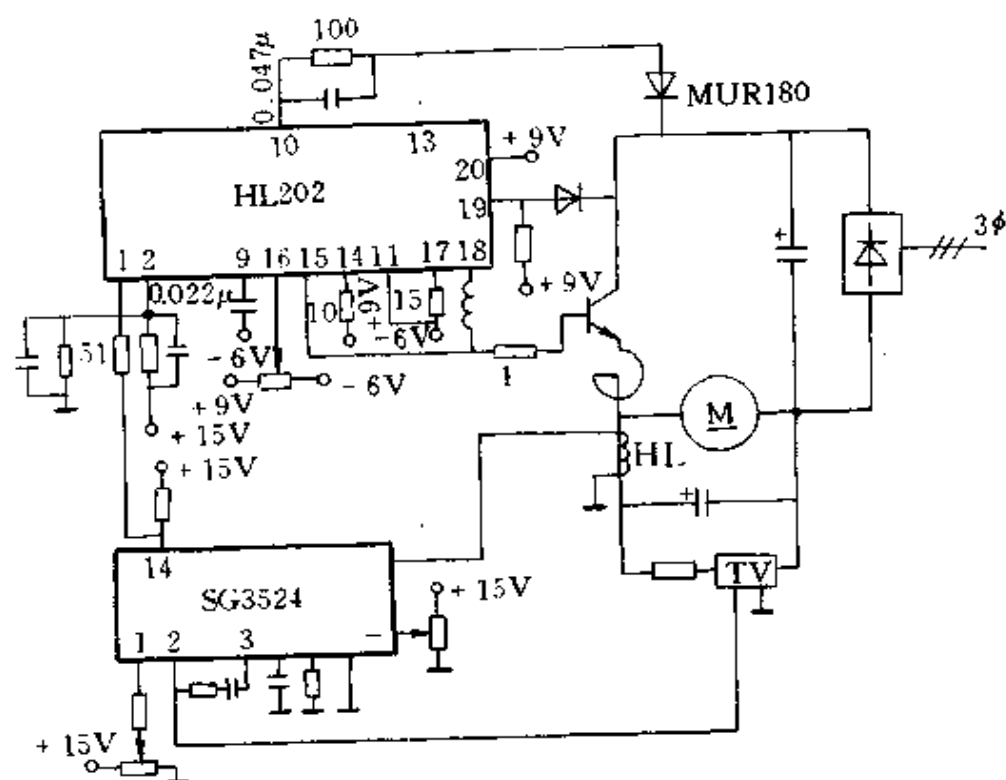


图 12-24 HL202 用于直流电动机斩波调速系统中的原理图

12.7 UAA4002 GTR 基极驱动和保护集成电路

UAA4002 是法国汤姆森半导体公司 (THOMSON SEMI-CONDUCTOR COMPANY) 于 1984 年前后开发并投放市场的，

封装于 CB-79 芯片上的塑封 16 引脚双列直插式集成电路。它的设计体现了对功率晶体管的最优基极驱动和其完整快速的综合保护这两个双重要求功能，实现了对被驱动的功率晶体管“主动分散保护”这一新概念。无论晶体管的应用环境多么恶劣，都可使晶体管设备的性能明显改善。UAA4002 完善的设计使其可对被驱动的功率晶体管实现过电流、最大导通时间、最小导通时间、欠饱和、过饱和及驱动电源正负电压欠电压保护和芯片自身工作温度的检测和保护等功能。

1. UAA4002 的主要设计特点

(1) UAA4002 可为用户脉冲形成部分与被驱动的功率晶体管之间提供理想的匹配，它是一个智能接口，其输入与 TTL 电平及 CMOS 电平均兼容，其输入信号与输出信号之间的延时时间可人为调节。

(2) 能把接收到的、以逻辑信号输入的功率晶体管的导通信息，转变为加到功率晶体管上的基极电流，来保证开关晶体管运行于临界饱和的最佳状态时，从而显著减少了开关晶体管关断过程中的存储时间。UAA4002 可为开关晶体管提供一个最大为 0.5A 的正向基极驱动电流，且电路自身的设计保证了这一电流值可以通过增加一个或几个外部晶体管加以放大。

(3) UAA4002 可为开关晶体管提供一个幅值为 3A 的反向基极电流，这一电流值足以使晶体管快速关断，保证了晶体管集电极电流的下降时间极短，从而显著减少了关断损耗。同样，反向基极电流亦可增加一个或几个外部晶体管来放大。

(4) UAA4002 应用封装于它内部的高速逻辑处理器来保护开关晶体管。在晶体管导通过程中，该处理器监控晶体管的集射结饱和压降和晶体管的集电极电流，同时也监控本集成块工作的正负电源电压和芯片的工作温度。该逻辑处理器的最大和最小导通时间可由用户设定。此外，在功率晶体管导通过程中，若发生任一非正常情况，UAA4002 就存储了错误的信息，并将其存储到该导通周期末，这样就避免了任何可导致晶体管“重新开通”的

可能。

(5) UAA4002 的有些功能是可删除的，用户可根据实际需要取舍。

2. 引脚排列、名称、功能和用法

UAA4002 为标准双列直插式 16 引脚封装的集成电路，它的引脚排列见图 12-25。各引脚名称、功能和用法叙述如下：

(1) 输出端：引脚 1 是反向基极驱动电流输出端。当 UAA4002 用来驱动电流容量为 50A 以下的达林顿晶体管时，该脚直接与驱动功率晶体管的基极相连接；而当 UAA4002 经功率放大后用来驱动容量大于 50A 的达林顿晶体管时，该端与功率放大单元第一级的 PNP 晶体管基极相连接。引脚 16 (I_{B1}) 是正向基极驱动电流输出端，当 UAA4002 用来直接驱动电流容量小于 50A 的功率达林顿晶体管时，该端通过一个外接电阻 R_B 与被驱动的功率晶体管的基极相连接，而当 UAA4002 用来经功率放大后驱动电流容量大于 50A 的功率晶体管时，该端通过一外接电阻接功率放大级第一个 NPN 开关晶体管的基极。

(2) 控制端：引脚 7 (R_T) 为 UAA4002 内部偏置电流与逻辑处理器工作时间设置端，可通过一外接电阻 r_T 接地，电阻 r_T 的大小在 UAA4002 的工作中起着重要的作用，它决定该集成块工作偏置电流 I 的大小和 UAA4002 的其他外围参数以及 UAA4002 内部逻辑处理器的最小导通时间 t_{onmin} 和最大导通时间 t_{onmax} 。

$$I = 5 / r_T \text{ (k}\Omega\text{)} \quad (\text{mA})$$

$$t_{onmin} = 0.06 \times r_T \text{ (k}\Omega\text{)} \quad (\mu\text{s})$$

为了确保功率晶体管开关辅助网络的电容充分放电，逻辑处理器应确保输出脉冲有一最小脉宽 t_{onmin} ，因此 t_{onmin} 必须至少为 RCD 网络时间常数的四倍。

引脚 8 (C_T) 是 UAA4002 的最大导通时间 t_{onmax} 设置端，通过

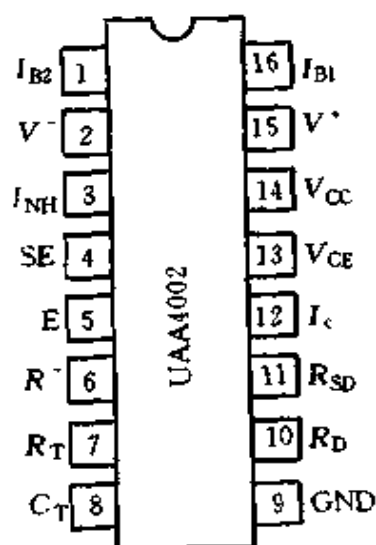


图 12-25 UAA4002 的引脚排列（腿朝下）

—外部电容 C_T 接地。 t_{onmax} 对 UAA4002 的可靠安全正常工作有重要的作用, 在每次导通周期开始时, C_T 由一恒流 $I/2$ 充电, 当 C_T 两端的电压达到 5V 时, 逻辑保护单元便停止输出高电平脉冲。如通过斩波器电路来限制功率传递或防止 UAA4002 工作于脉冲模式时, 因传输信号中断而引起被驱动的晶体管的错误持续导通。 t_{onmax} 与 C_T 的大小有关系, 即

$$t_{onmax} (\mu s) = 2r_T (k\Omega) C_T (\mu F) \times 10^{-3}.$$

t_{onmax} 功能可通过短接电容 C_T 删除。

引脚 4 (SE) 是工作方式选择控制端, 随着在该端施加信号的不同, UAA4002 有“电平”和“脉冲”两种不同的工作模式。若在 SE 端加一逻辑高电平或通过阻值最小为 4.7k Ω 的电阻把该端接到正电源, 则 UAA4002 被置为电平工作模式, UAA4002 的脉冲工作模式, 可通过在 SE 端施加一交变脉冲信号, 或在该端接一逻辑低电平, 或把该端直接接本集成块工作的地端 (9 脚) 来实现。

引脚 3 (I_{NH}) 为删除或降低功率晶体管导通能力控制端, 在 UAA4002 内部集成有一个可储存被驱动的晶体管导通期间所产生的任何删除信息, 直到下一个驱动导通的脉冲出现的 RS 触发器, 引脚 3 与 CMOS 和 TTL 电平均兼容, 在该端接一逻辑高电平时, 则可停止被驱动晶体管的导通, 若在该端接一逻辑电平高低相间的脉冲信号 (最小脉宽不小于 100ns), 则可降低被驱动的开关晶体管的导通能力, 对系统中不需用此功能时, 可将该端接地来删除。

引脚 10 (R_D) 为延时控制端, 其功能为 UAA4002 的输出与输入信号前沿之间提供 1~12 μs 的延时, 可通过外接电阻 r_D 接地来实现此功能。延时功能避免了在若干个晶体管的顺序控制中所有晶体管同时导通的危险。在不需要延时功能的场合, 可通过把 R_D 端接正电源 V_{CC} 来删除, 延时时间 T_D 的大小与外接电阻 r_D 的大小有关, 即

$$T_D (\mu s) = 0.05 \times r_D (k\Omega)$$

(3) 输入端: 引脚 6 (R^-) 是负电源电压监控保护动作门槛

电平设置端,通过外接电阻 r^- 与负电源 V^- 相连,随着负电源电压的绝对值 $|V^-|$ 的大小不同,可选取不同的外接电阻 r^- (反之亦然)。若负电源电压的绝对值 $|V^-| < V_R$, 则该集成块内部的逻辑处理器便自动封锁 UAA4002 的输出脉冲,对负电源电压的监控,避免了在 UAA4002 的脉冲工作模式下,因负封锁脉冲幅度不够,而导致功率晶体管持续导通的危险,保证了功率晶体管的正确开关。电压 V_R 的大小可用下式表示:

$$V_R = r^- \times \frac{10}{r_T} - |V^-|$$

为了保证本集成块的内部电路 V_R 为 5V 的恒值,就必须要求负电源电压最小值为:

$$|V^-|_{\min} = 10 \times \frac{r^-}{r_T} - 5$$

负电源电压的监控功能可通过把 R^- 端直接接地或负电源 V^- 来删除。

引脚 13 (V_{CE}) 是被驱动功率晶体管集电极发射极间电压检测输入端,通过一正极接到该端,而负极接到功率晶体管集电极的二极管与被驱动的晶体管相连。当晶体管导通时,该二极管导通, V_{CE} 上的电压与晶体管集射极电压相同,当晶体管关断时,二极管也关断, V_{CE} 上的电压与该集成电路的正电源电压 V_{CC} 相同,在晶体管导通期间,一个比较器监控管脚 V_{CE} 上的电压。当功率晶体管的集射结电压 V_{CE} 大于 11 脚 (R_{SD}) 设定的电压 V_{RSD} 时,则 UAA4002 的内部逻辑处理器便通过封锁其输出脉冲来保护功率晶体管,因而可对功率晶体管进行任何欠饱和保护(如基极驱动电流不足或集电极电流过载引起的晶体管的欠饱和)。11 脚 (R_{SD}) 为被驱动的功率晶体管退饱和保护门槛设置端,该端设置的门槛电压决定着被驱动的功率晶体管欠饱和的动作门限,其门槛值的高低与该端到地之间所接的电阻 r_{sd} 的值有关系:

$$V_{RSD} = 10 \frac{r_{sd}}{r_T}$$

当该端悬空时,则 UAA4002 内部就自动地把欠饱和门槛电压设置为 5.5V,在不加外部电路的条件下,欠饱和保护的最低门槛电压为 5.5V,欠饱和保护功能可通过直接将 R_{SD} 端接负电源 V^- 来删除。

引脚 12 (I_c) 是功率晶体管集电极电流限制保护输入端。该端直接接到晶体管发射极的分流器或电流互感器的一个输出端 (其另一端接地),UAA4002 内部的比较器对此端输入的电流进行监控,一旦其大于设定值,则 UAA4002 内部的逻辑处理器便通过封锁 UAA4002 的输出信号来停止功率晶体管的导通,从而对晶体管进行过电流保护。若不用时,可把 I_c 端直接接地来删除。

引脚 14 (V_{CC}) 是正电源电压监控输入端。该端与正电源输入端 V_{CC} 共用,此监控功能是不能被删除的,且 UAA4002 的内部电路结构保证了当 UAA4002 的正电源电压低于 7V 时,其内部逻辑处理器便封锁 UAA4002 的输出信号来停止功率晶体管的导通,从而对晶体管进行过电流保护。若不用该保护时,可把 I_c 端直接接地来删除。

引脚 5 (E) 是功率晶体管的基极驱动信号输入端,接光耦合器或脉冲变压器的二次侧,通过光隔离或脉冲变压器来实现与脉冲形成部分的隔离,在电平工作模式下,E 端信号的脉冲宽度应不小于 300ns,在脉冲工作模式下,E 端信号正负脉冲的幅度必须大于 $\pm 2V$ 而小于电源电压的绝对值 V_{CC} 和 $|V^-|$,且正负脉冲的宽度都必须大于 100ns。

(4) 电源端:引脚 14 (V_{CC}) 是正电源电压输入端,通常取 10~15V。

引脚 2 (V^-) 是负电源电压输入端,负电源电压的合适值为 $-4\sim-5V$,在没有负电源的场合,可通过一正极接 UAA4002 9 脚 (地端),而负极接于该端和正电源地的二极管上的反偏压来代替。

引脚 15 (V^+) 是 UAA4002 输出级电源输入端,通过一个外接电阻接到正电源 V_{CC} 。

(5) 地端：引脚 9 (GND) 是提供整个 UAA4002 工作的参考地电平。

3. 内部结构及工作原理简介 UAA4002 的内部结构及工作原理简图见图 12-26。从图可显见，在 UAA4002 的内部集成有自身工作电源电压 V_{CC} 检测及 V^- 检测的两个单元、一个输入接口逻辑、一个逻辑处理器、一个输出脉冲最大导通时间 $t_{on(max)}$ 和一个输出脉冲最小导通时间 $t_{on(min)}$ 设置单元、两个用来进行过电流或欠饱和保护的比较器、一个正向输出脉冲放大与一个负向输出脉冲放大网络。

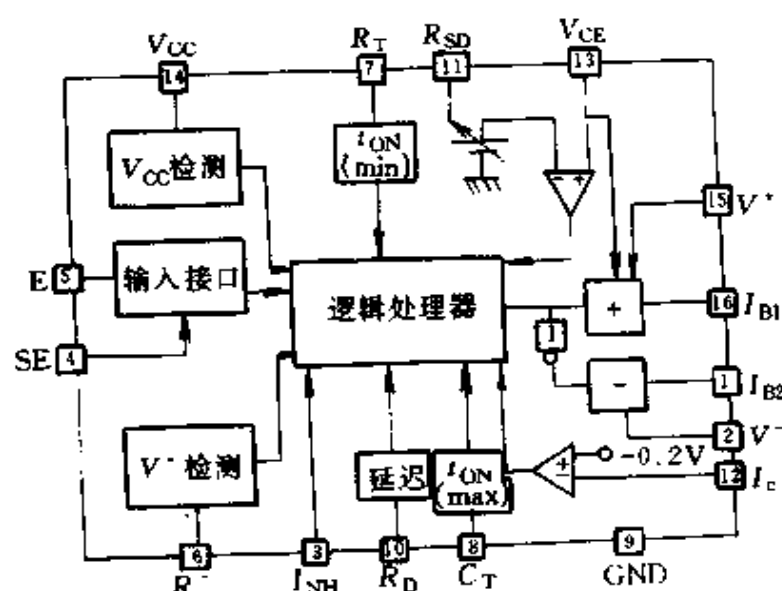


图 12-26 UAA4002 原理框图

UAA4002 的工作原理可简析为：来自用户的控制脉冲形成单元的脉冲，经 UAA4002 内部的输入接口电路，根据其 4 脚的电平高低所设定的工作模式，实现匹配后提供给逻辑处理器，假设进行欠饱和保护及过电流保护的两个比较器都未翻转，也就是说被驱动的大功率晶体管未发生欠饱和及过电流等故障，则逻辑处理器根据用户在其 10、8 和 2 脚所设定的延迟时间，以最大或最小脉宽输出对应的正向驱动脉冲，该驱动脉冲经集成于 UAA4002 内部的正向末级功率放大晶体管放大后，向被驱动的

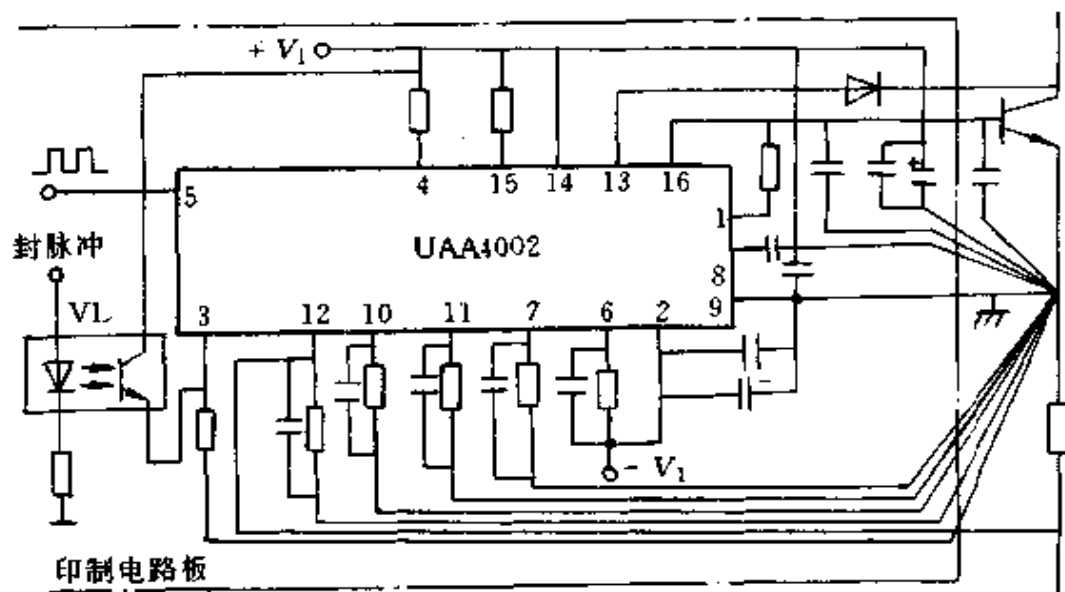
功率晶体管的基极提供合适、足够的正向驱动电流和电压，确保被驱动的功率晶体管运行于临界饱和的最优状态，从而减小被驱动的功率晶体管的工作损耗，提高其开关频率，实现最佳驱动。一旦发生过电流或欠饱和故障，则 UAA4002 输出级中的下端晶体管导通，负电源电压加到被驱动的功率晶体管的基极，从而产生一幅值较高的负基极电流 I_{B2} ，迅速抽出存储在驱动晶体管基射结的电荷，使被驱动的功率晶体管快速关断，保证被驱动的功率晶体管不会损坏。另一方面，若发生用户系统故障，则外保护电路翻转，只要 UAA4002 3 脚得到一高电平信号，则逻辑处理单元输出便为低电平，此时 UAA4002 仅向被驱动的功率晶体管提供负向驱动电流和在被驱动的功率晶体管基射极之间加一负偏压，确保被驱动的功率晶体管处于可靠截止状态，防止任何可导致其导通损坏的可能。

4. UAA4002 的应用注意事项

(1) UAA4002 除在前面 2 条中所介绍的保护功能外，它的内部还集成有自身工作正电源电压 V_{CC} 监控功能，当 V_{CC} 小于 7V 时，UAA4002 内部的逻辑处理器可保证其不输出正向驱动信号，且这一电压阈值是不可调的。

(2) UAA4002 内部还集成有自身极度过热保护功能，一旦 UAA4002 芯片的温度超过 150°C ，则 UAA4002 便自动切断输出脉冲，一旦芯片温度降低到极限温度以下，输出驱动脉冲就又重新出现。这一功能可用来防止 UAA4002 输出因任何原因对地短路而造成的芯片损坏。

(3) UAA4002 应用中必须正确配线。合理的布线应以功率晶体管的发射极作为中心接地点，且在 UAA4002 的各保护门槛设置电阻两端并联去耦电容、UAA4002 自身工作电源对地及 UAA4002 输出的 16 脚与地之间并联必要的去耦电容，且去耦电容必须是低电感量和低串联电阻值的高质量电容，该电容以无感卷绕的聚丙烯或聚乙烯电容为最好，这个合理的布线可以用图 12-27 来说明。



• 图 12-27 UAA4002 应用中的合理布线图

(4) 坚持 t_{onmin} 运行状态的克服: 有时应用 UAA4002 于开关电路中时, 由于电路中干扰等因素的存在, 会引起 UAA4002 的诸多保护中的某一个动作, 这表现在 UAA4002 坚持 t_{onmin} 工作, 即总输出最小脉宽, 为了排除干扰, 需寻找干扰源, 这就要求逐个地将保护功能删除, 直到获得了被驱动的晶体管的正常导通时, 此时删除的保护功能便是受到干扰而引起误动作的那一个。

(5) 抗过饱和器件的删除: UAA4002 的常规应用中, 开关晶体管 (被驱动的开关晶体管) 的基极电流是自动调节的, 被驱动的功率晶体管处于临界饱和状态, 但当被驱动的晶体管的工作频率很低时, 开关损耗微不足道, 此时主要损耗是低导通损耗, 因而可人为地删除抗过饱和网络, 使被驱动的功率晶体管运行于过饱和状态。实现此目的的方法有两个: 一是把 UAA4002 V_{ce} 管脚与被驱动的功率晶体管集电极的二极管断开, 并直接把 V_{ce} 管脚与 V^+ 管脚相连后通过一电阻接 V_{cc} (见图 12-28), 此种处理方法的缺点是在被驱动晶体管退饱和以后不能进行快速有效的保护, 图 12-29 给出了删除抗过饱和网络又保留退饱和和保护功能的连接图。图中给二极管 VD_3 串联连接了两个二极管 VD_1 和 VD_2 ,

UAA4002 产生的电流由电阻 R 确定, 集射极电压仍被监控, 尽管 UAA4002 管脚 V_{CE} 端与被驱动的晶体管集电极之间的压差等于三个二极管的电压阈值, 但由于被驱动的晶体管工作于过饱和状态, 这不会引起被驱动的晶体管退饱和后保护不了的问题。

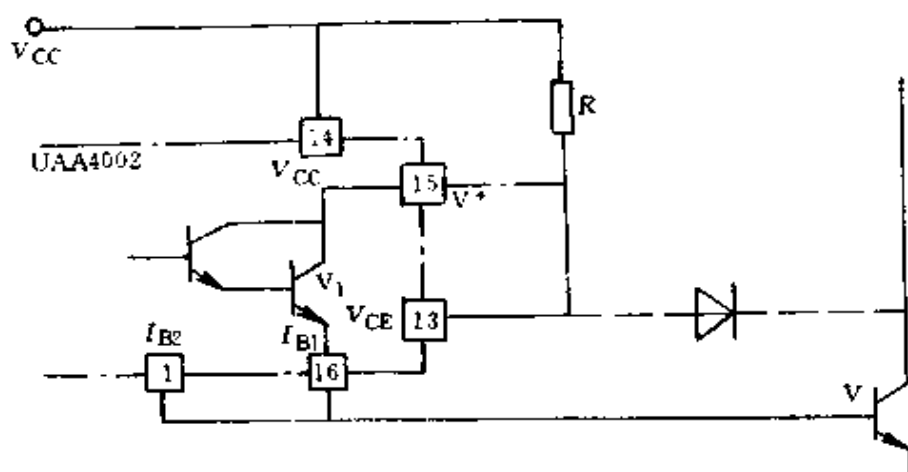


图 12-28 抗过饱和功能的直接删除电路原理图

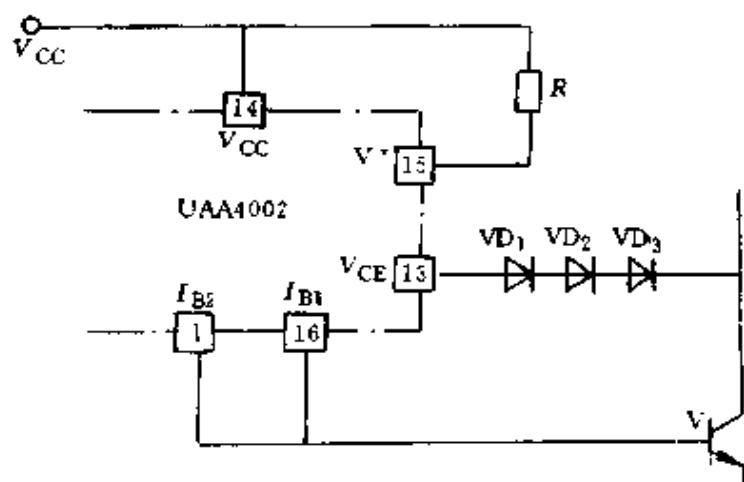
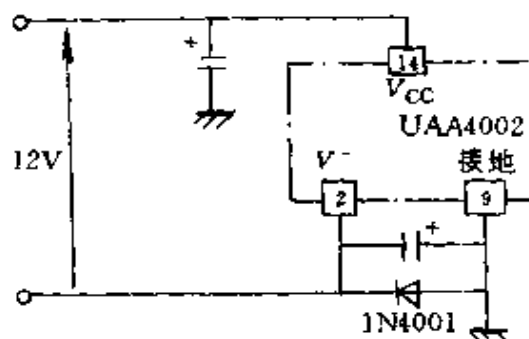


图 12-29 具有退饱和保护的抗过饱和功能删除电路原理图

(6) 电压阈值超过 5.5V 的退饱和保护电路: 实际应用中, 当 UAA4002 用来驱动多级达林顿晶体管时, 正常工作情况下, 被驱动功率晶体管的集射极饱和电压有可能大于 5.5V, 此时若直接应用 UAA4002 的 R_{SD} 端 (11 脚) 来设置欠饱和保护门槛电压, 便无法使被驱动功率晶体管正常工作, 其原因在于此时要求 R_{SD}

端的等效门槛电压高于 5.5V, 图 12-30 给出了设计等效门槛电压为 10V 的一种方案, 图中检测的门槛电压在 LM339 比较器的反向输入端设置, 在图示参数下, 该等效欠饱和保护门槛电压为 10V。只要引脚 V_{CE} 上的电压低于 10V, 则比较器的输出便为低电平, 引脚 R_{SD} 上的电压近似为 -4V, 退饱和保护功能被删除, 一旦 V_{CE} 上的电压超过 10V, 比较器输出即改变状态, 退饱和保护功能动作, 故随被检测。

图 12-30 用比较器来设置 UAA4002 的欠饱和保护
门檻电压高于 5.5V 的电路图



(8) 应用 UAA4002 来驱动功率场效应晶体管 (MOSFET) 或绝缘栅双极晶体管 (IGBT)

5. UAA4002 应用举例 UAA4002 的独特设计,使其可方便地用于主功率器件为功率晶体管的开关电源、斩波器、中频电源、交流调速、直流调速、DC/DC 变流器等电力电子设备中,限于篇幅仅举几例说明其应用。

461

位控工作方式，用来控制 HEF4752V 所需要的输入信号 I、L、K、CW。整个系统的控制程序存放在 EPROM 中，用户要求的控制状态及频率给定分别经 8255 可编程输入输出接口的 A 口和 B 口送入微机，由 8031 的 CPU 经过运算、判断转化为相应的时间常数送入 8254 可编程计数器，经 8254 计数分频后给 HEF4752V 提供其所需要的四路时钟输入。这里单片机完成的作为：启动、停止 HEF4752V 的工作、改变 HEF4752V 的输出脉冲相序、过电流保护、过电压保护、显示、低频补偿、频率给定、时间常数的转换及有关闭环调节等，而 UAA4002 用来对 HEF4752V 输出的脉冲进行功率放大，完成对晶体管的最优基极驱动，其负电源由阳极接到脉冲变压器二次侧的地，而阴极由接到 UAA4002 引脚的两个相串联的二极管上的压降来提供，此种结构省去了通常需要的负电源。上述结构决定了晶体管基极驱动信号的调频范围为 4 ~ 71.3Hz（在正弦调制条件下），且具有较高的频率分辨率。

(2) 在直流电动机的 PWM 调速系统中应用：直流电动机的 PWM 调速在位置伺服系统、机器人系统等领域得到了广泛的应用，如果在这些系统中用 UAA4002 来代替分立器件或其他电路构成的基极驱动电路来驱动功率晶体管，将会极大地简化基极驱动电路的设计，提高基极驱动电路的集成度、可靠性、快速性、稳定性及抗干扰性，图 12-34 给出了 UAA4002 用于直流电动机 PWM 调速系统中的简化原理图。图中，四片 UAA4002 均设置为

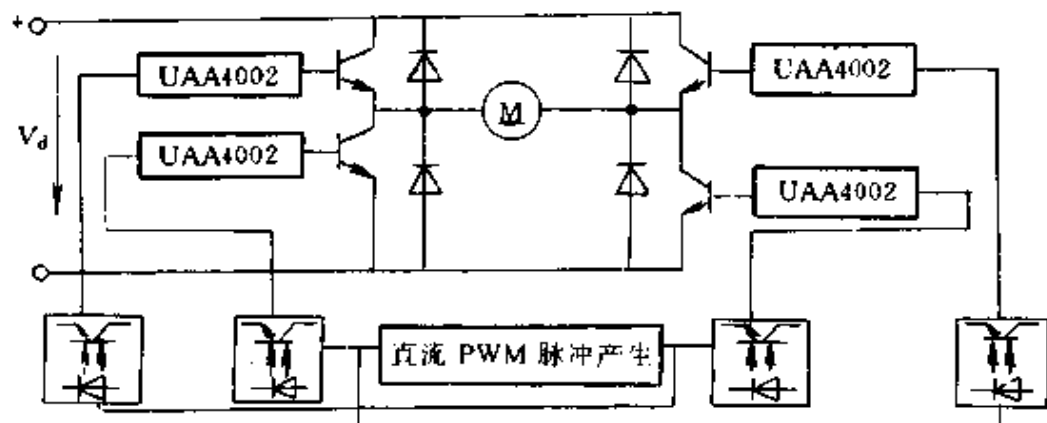


图 12-34 UAA4002 用于直流电动机 PWM 调速系统中的原理图

脉冲工作模式，且采用光隔离器作为主电路与脉冲形成部分的隔离器件。随着主电路中所用功率晶体管的不同，该系统可用来驱动功率为几百瓦~几十千瓦的直流电动机。

12.8 IR2110 高性能 MOSFET 和 IGBT 驱动集成电路

IR2110 是美国国际整流器公司 (International Rectifier Company) 利用自身独有的高压集成电路及无闩锁 CMOS 技术于 1990 年前后开发并投放市场至今独家生产的大功率 MOSFET 和 IGBT 专用驱动集成电路。经过近五年的发展，国际整流器公司依靠自身在高频 MOS 门器件及其驱动电路方面雄厚的技术实力和生产工艺，已批量推出了 IR21 系列近几十种功率 MOS 器件的驱动电路，其技术处于世界先进行列。IR2110 的研制成功，使 MOSFET 和 IGBT 的驱动电路设计大为简化，加之它可实现对 MOSFET 和 IGBT 的最优驱动，又具有快速完整的保护功能，因而它的应用可极大地提高控制系统的可靠性并极大缩小控制板的尺寸。

1. 主要设计特点和性能

(1) IR2110 内部应用自举技术来实现同一集成电路可同时输出两个驱动逆变桥中高压侧与低压侧的通道信号，它的内部为自举操作设计了悬浮电源，悬浮电源保证了 IR2110 直接可用于母线电压为 $-4 \sim +500\text{V}$ 的系统中来驱动功率 MOSFET 或 IGBT。同时器件本身允许驱动信号的电压上升率达 $\pm 50\text{V}/\mu\text{s}$ ，故保证了芯片自身有整形功能，实现了不论其输入信号前后沿的陡度如何，都可保证加到被驱动 MOSFET 或 IGBT 栅极上的驱动信号前后沿很陡，因而可极大地减少被驱动功率器件的开关时间，降低开关损耗。

(2) IR2110 的功耗很小，故可极大地减小应用它来驱动功率 MOS 器件时栅极驱动电路的电源容量。从而可减小栅极驱动电路的体积和尺寸，当其工作电源电压为 15V 时，其功耗仅为 1.6mW 。

(3) IR2110 的合理设计,使其输入级电源与输出级电源可应用不同的电压值,因而保证了其输入与 CMOS 或 TTL 电平兼容,而输出具有较宽的驱动电压范围,它允许的工作电压范围为 5~20V。同时,允许逻辑地与工作地之间有 $-5\sim+5\text{V}$ 的电位差。

(4) 在 IR2110 内部不但集成有独立的逻辑电源与逻辑信号相连接来实现与用户脉冲形成部分的匹配,而且还集成有滞后和下拉特性的施密特触发器的输入级,及对每个周期都有上升或下降沿触发的关断逻辑和两个通道上的延时及欠电压封锁单元,这就保证了当驱动电路电压不足时封锁驱动信号,防止被驱动功率 MOS 器件退出饱和区、进入放大区而损坏。

(5) IR2110 完善的设计,使它自身可对输入的两个通道信号之间产生合适的延时,保证了加到被驱动的逆变桥中同桥臂上的两个功率 MOS 器件的驱动信号之间有一互锁时间间隔,因而防止了被驱动的逆变桥中两个功率 MOS 器件同时导通,发生直流电源直通而短路的危险。

(6) 由于 IR2110 是应用无闩锁 CMOS 技术制作的,因而决定了其输入输出可承受大于 2A 的反向电流。它的最高工作频率较高,内部对信号的延时极小。对两个通道来说,其典型开通延时为 120ns,而关断延时为 94ns,且两个通道之间的延时误差不超过 $\pm 10\text{ns}$,因而决定了 IR2110 可用来实现最高工作频率大于 1MHz 的门极驱动。

(7) 再应看到 IR2110 的输出级采用推挽结构来驱动所需驱动功率 MOSFET 或 IGBT,因而它可输出最大为 2A 的驱动电流,且开关速度较快,当所驱动的功率 MOS 器件的栅极等效电容为 1000pF 时,该开关时间的典型值为 25ns。

2. 封装形式、引脚名称、功能和用法及主要参数限制
IR2110 是一个 14 引脚的标准双列直插式高压、高速大规模集成电路。它的引脚排列见图 12-35,各引脚的名称、功能和用法简介如下。

引脚 10 (HIN) 及引脚 12 (LIN) 分别为驱动逆变桥中同桥

臂上下两个功率 MOS 器件的驱动脉冲信号输入端，应用中接用户脉冲形成部分的对应两路输出，对此两个信号的限制为 $V_{SS} - 0.5V \sim V_{CC} + 0.5V$ ，这里 V_{CC} 与 V_{SS} 分别为连接到 IR2110 的引脚 13 (V_{SS}) 与引脚 9 (V_{DD}) 端的电压值。

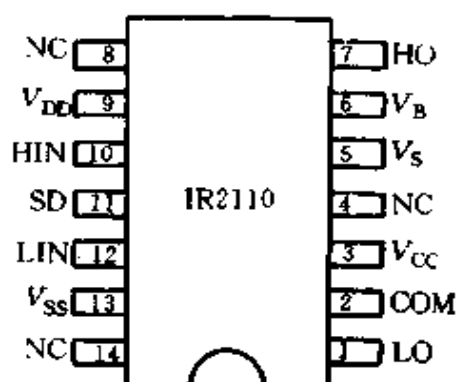


图 12-35 IR2110 的引脚排列（腿朝下）

引脚 11 (SD) 为保护信号输入端。

当该脚接高电平时，IR2110 的输出信号全被封锁，其对应输出端恒为低电平，而当该端接低电平时，则 IR2110 的输出跟随引脚 10 与 12 而变化，应用中该端接用户故障（过电流、过电压）保护电路。对该端信号的限制同 LIN 及 HIN 端。

引脚 6 (V_B) 与引脚 3 (V_{CC}) 分别为上下通道互锁输出级电源输入端。应用中引脚 3 直接接用户提供的输出级电源正极，且通过一个较高品质的电容接引脚 2，而引脚 6 通过一阴极连接到该端阳极连接到引脚 3 的高反压快恢复二极管与用户提供的输出级电源相连，对 V_{CC} 的参数要求为大于或等于 $-0.5V$ ，而小于或等于 $+20V$ 。

3. 工作原理简介 IR2110 原理框图见图 12-36。从图显而易见，其内部集成有一个逻辑信号输入级及两个独立的、分别以高压、低压为基准的输出通道，它的主要构成有三个独立的施密特触发器、两个 RS 触发器、两个 V_{DD}/V_{CC} 电平转换器、一个脉冲放大环节、一个脉冲滤波环节、一个高压电平转换网络及两个或非门、六个 MOS 场效应晶体管、一个具有反相输出的与非门、一个反向器和一个逻辑网络。

IR2110 的工作原理可简述如下：两个输出通道（上通道及下通道）的控制脉冲通过逻辑电路与输入信号相对应，当保护信号输入端为低电平时，同相输出的施密特触发器 SM 输出为低电平，两个 RS 触发器的置位信号无效，则两或非门的输出跟随 HIN 及 LIN 变化，控制信号有效；而当 SD 端输入高电平时，因 SM 输出

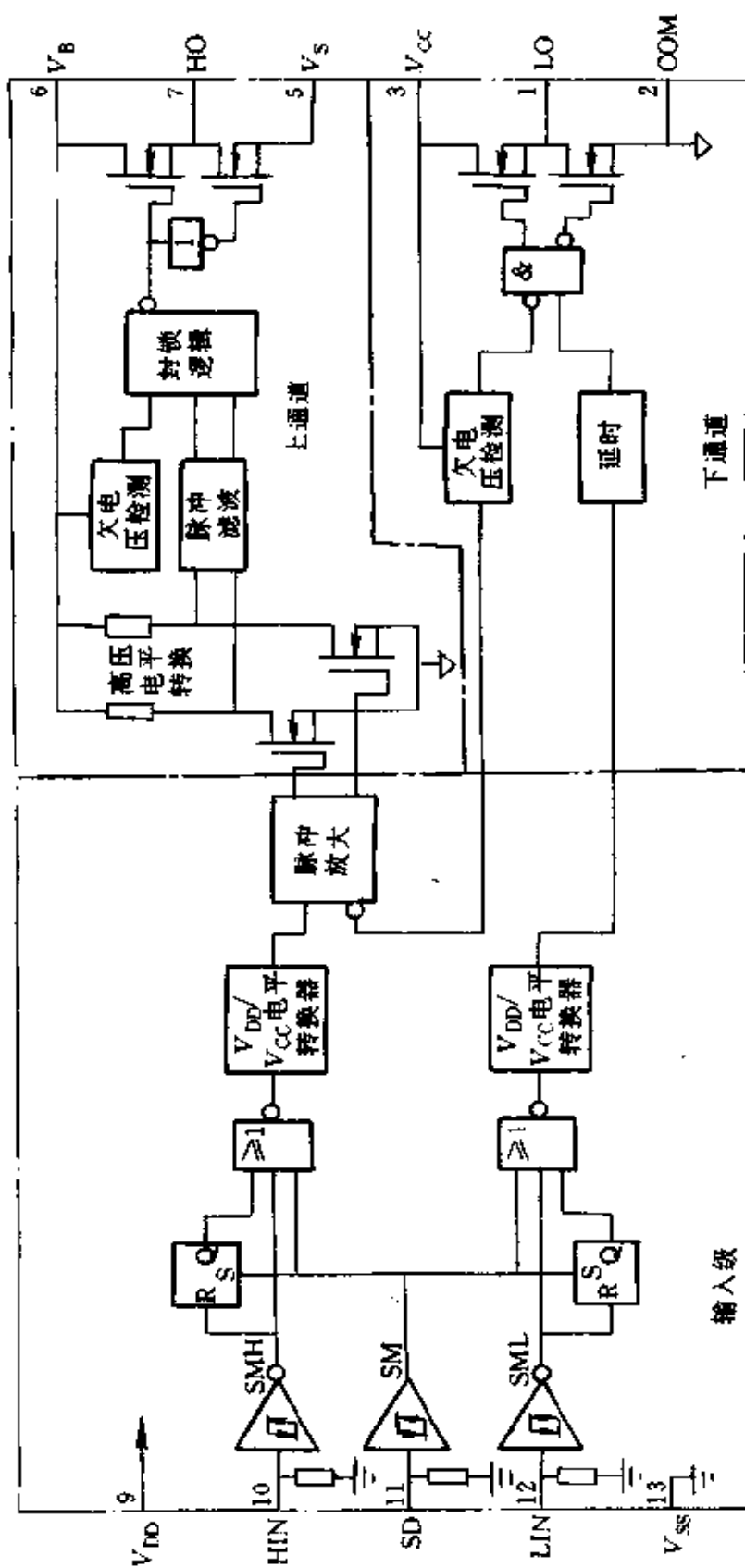


图 12-36 IR2110 的原理框图

高电平，两个 RS 触发器置位，两或非门输出恒为低电平，控制输入信号无效，此时即使 SD 变为低电平，但由于 RS 触发器由 Q 端维持高电平，所以两或非门输出将保持低电平，直到施密特触发器 SMH 和 SML 输出脉冲的上升沿到来，两个或非门才因 RS 触发器翻转为低电平而跟随 HIN 及 LIN 变化，由于逻辑输入级中的施密特触发器具有 $0.1V_{DD}$ 的滞后带，因而整个逻辑输入级具有良好的抗干扰能力，并可接受上升时间较长的输入信号，再则逻辑电路以其自身的逻辑电源为基准，这就决定了逻辑电源可用比输出工作电源电压低得多的电源电压。为了将逻辑信号电平转变为输出驱动信号电平，片内应用了两个抗干扰性能很好的 V_{DD}/V_{CC} 电平转换电路，该电路的逻辑地电位 (V_{SS}) 和功率电路地电位 (COM) 之间允许有 $\pm 5V$ 的额定偏差，因此决定了逻辑电路不受由于输出驱动开关动作而产生的耦合干扰的影响。集成于片内下通道内的延时网络实现了两个通道的传输延时，此种结构简化了控制电路时间上的要求；两个通道分别应用了两个相同的交替导通的推挽式连接的低阻场效应晶体管，该两个场效应晶体管分别由两个 N 沟道的 MOSFET 驱动，因而其输出的峰值电流可达 2A 以上，由于这种推挽式结构，所以驱动容性负载时上升时间比下降时间长。对于上通道，很窄的开通和关断脉冲由脉冲发生器产生，并分别由 HIN 的上升和下降沿触发，脉冲发生器产生的两路脉冲用以驱动两个高压 DMOS 电平转换器，该两个转换器接着又对工作于悬浮电位上的 RS 触发器进行置位或复位，这便是以地电位为基准的 HIN 信号的电平转换为悬浮电位的过程。由于每个高压 DMOS 电平转换器仅在 RS 触发器置位或复位时开通一段很短的开关脉冲时间，因而使功耗达到最小。再则， V_s 端快速 dV/dt 瞬变产生的 RS 触发器的误触发可通过一个鉴别电路与正常的下拉脉冲有效地区别开来。这样，上通道基本上可承受任意幅值的 dV/dt 值，并保证了上通道的电平转换电路即使在 V_s 端电压降到比 COM 端还低 4V 时仍能正常工作。对于下通道，由于正常时 SD 为低电平， V_{CC} 不欠电压，所以施密特触发器 SML 的输出使

下通道中的或非门输出跟随 LIN 而变化, 此变化的逻辑信号经下通道中的 V_{DD}/V_{CC} 电平转换器转换后加给延时网络, 由延时网络延时一定的时间后加到与非门电路, 其同相和反相输出分别用来控制两个互补输出级中的低阻场效应晶体管驱动级中的 MOS 管, 当 V_{CC} 低于电路内部整定值时, 下通道中的欠电压检测环节输出, 在封锁下通道输出的同时封锁上通道的脉冲产生环节, 使整个芯片的输出被封锁; 而当 V_B 欠电压时, 则上通道中的欠电压检测环节输出仅封锁上通道的输出脉冲。

4. 应用注意事项 IR2110 独特的结构决定了它通常可用于驱动单管斩波、单相半桥、单相全桥、三相全桥逆变器或其他电路结构中的两个相串联或以其他方式连接的高压 N 沟道功率 MOSFET 或 IGBT, 其下通道的输出直接用来驱动逆变器 (或以其他方式连接) 中的功率 MOSFET 或 IGBT, 而它的上通道的输出则用来驱动需要高电位栅极驱动的高压侧的功率 MOSFET 或 IGBT, 在它的应用中需注意下述问题:

(1) IR2110 的典型应用连接见图 12-37。通常, 它的输出级的工作电源是一悬浮电源, 这是通过一种自举技术由固定的电源得来的。充电二极管 VD 的耐压能力必须大于高压母线的峰值电压, 为了减小功耗, 推荐采用一个快恢复的二极管。自举电容 C 的值

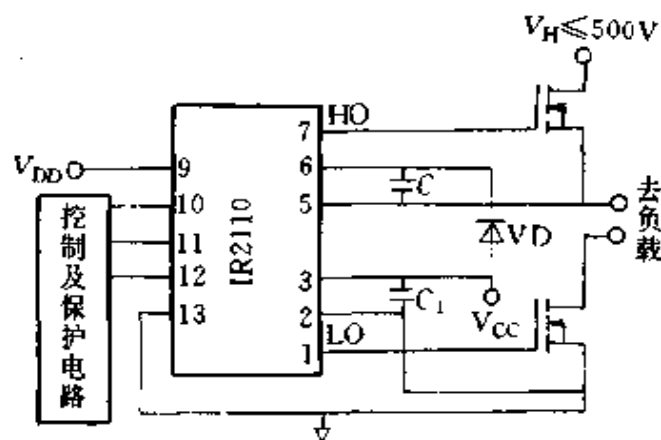


图 12-37 IR2110 应用的典型连接图

依赖于开关频率, 占空比和功率 MOSFET 或 IGBT 栅极的充电需要, 应注意的是电容两端耐压不允许低于欠电压封锁临界值, 否则将产生保护性关断。对于 5kHz 以上的开关应用, 通常采用 0.1 μ F 的电容是合适的。

(2) 为了向需开关的容性负载提供瞬态电流, 应用中应在 V_{CC} 和 COM 间、 V_{DD} 和 V_{SS} 间连接两个旁路电容, 这两个电容及 V_B 和 V_S 间的储能电容都要与器件就近连接。建议 V_{CC} 上的旁路电容用一个 0.1 μ F 的陶瓷电容和一个 1 μ F 的钽电容并联, 而逻辑电源 V_{DD} 上有一个 0.1 μ F 的陶瓷电容就足够了。

(3) 大电流的 MOSFET 或 IGBT 相对需要较大的栅极驱动能力, IR2110 的输出即使对这些器件也可进行快速的驱动。为了尽量减小栅极驱动电路中的电感, 每个 MOSFET 应分别连接到 IR2110 的 2 脚和 5 脚作为栅极驱动信号的反馈。对于较小功率的 MOSFET 或 IGBT 可在输出处串一个栅极电阻, 栅极电阻的值依赖于电磁兼容 (EMI) 的需要、开关损耗及最大允许 dv/dt 值。

(4) IR2110 的总功耗是高压母线电压、 V_{CC} 和 V_{DD} 电压、开关频率、占空比、传输栅极驱动电量、工作结温的函数, 总功耗可分为两部分: 高压开关损耗和低压损耗, 高压开关损耗可通过下式计算:

$$P_{D(HV)} = V_H I_{LK} d + (V_{B_{on}} + V_{B_{off}}) Q_P f$$

式中 V_H —— 高压母线电压;

I_{LK} —— V_B 到地的漏电流;

d —— 高压侧开关通断的占空比;

Q_P —— 高压电平转换脉冲电量;

$V_{B_{on}}$ 及 $V_{B_{off}}$ —— 开通脉冲及关断脉冲的平均电压;

f —— 高压通道的开关频率。

显见, $V_H I_{LK} d$ 为静态高压开关损耗, 而 $(V_{B_{on}} + V_{B_{off}}) Q_P f$ 为动态高压开关损耗。由于电平转换损耗通常比漏电损耗要大得多, 因而静态损耗通常可忽略。实验证明: 当 V_B 为定值时, 对容性负载来说, 在一定的工作温度下, 随着被驱动的 MOSFET 或 IGBT

工作开关频率的提高，在固定的高压母线电压 V_H 下， P_D 值将线性增大，并且随着被驱动的 MOSFET 或 IGBT 工作电路中高压母线电压的提高 P_D 亦增大，然而实际上，在电平转换期间， V_S 是变化的。

低压功耗可用下式来计算：

$$P_{D(LV)} = V_B I Q_{tot} + 2V_{bias} Q_g f + V_{bias} Q_{cmos} f$$

式中 V_{bias} ——低压偏压，假设 $V_{DD} = V_{CC} = V_{BS}$ (V_{BS} 为 IR2110 上通道输出功率放大级的工作电源电压，即图 12-37 中电容 C 两端的电压；

$I Q_{tot}$ ——总静态电流；

Q_g ——每次驱动 MOSFET 传输的栅极电量；

f ——开关频率；

Q_{CMOS} ——与内部 CMOS 电路有关的开关损耗电量。

显见，式中 $V_B I Q_{tot}$ 为静态低压损耗，而 $2V_{bias} Q_g f + V_{bias} Q_{cmos} f$ 为动态低压开关损耗。由于此时静态损耗通常比动态损耗小得多，因而可忽略静态损耗。实验证明，在 $V_{DD} = V_{CC} = V_{BS}$ 条件下，对一定的容性负载来说，随着开关频率的提高， $P_{D(LV)}$ 值线性增大，并且随着容性负载电容值的增大， $P_{D(LV)}$ 亦增大。

5. 应用举例 IR2110 可用于单管斩波电路、单相半桥、单相全桥逆变器、三相全桥逆变器以及其他拓扑电路结构的电路中，限于篇幅本文仅举三例说明其应用。

(1) 由单管 MOSFET 构成的斩波器系统中的应用：IR2110 用于这种线路时的连接见图 12-38。图中，悬浮电源 V_B 也是通过自举技术获得的， C 为自举电容， VD 为充电二极管， VD_1 为续流二极管。在这种应用中，IR2110 仅用了—个单独的电源 V_{CC} ，下通道的输入直接接地，其逻辑电路电源与主电路为共地电位。

(2) 在正向逆变器系统中应用：IR2110 用于这种线路时的接线见图 12-39，在该应用中，IR2110 的下通道及上通道共用一个输入脉冲信号，因而决定了其输出 HO 与 LO 同相位。该逆变器的工作原理为，当上通道输出 HO 为高电平时， VF_1 导通，此时因下通

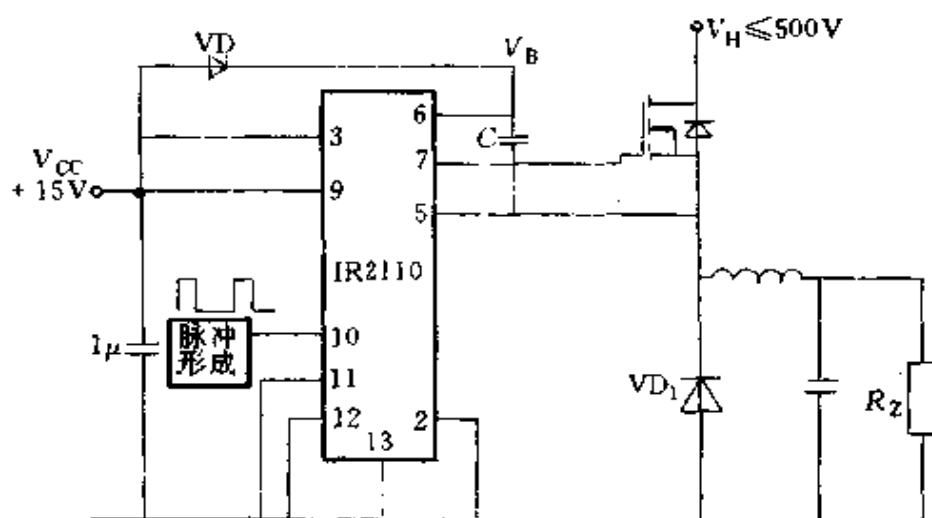


图 12-38 IR2110 用于单管斩波器系统的原理图

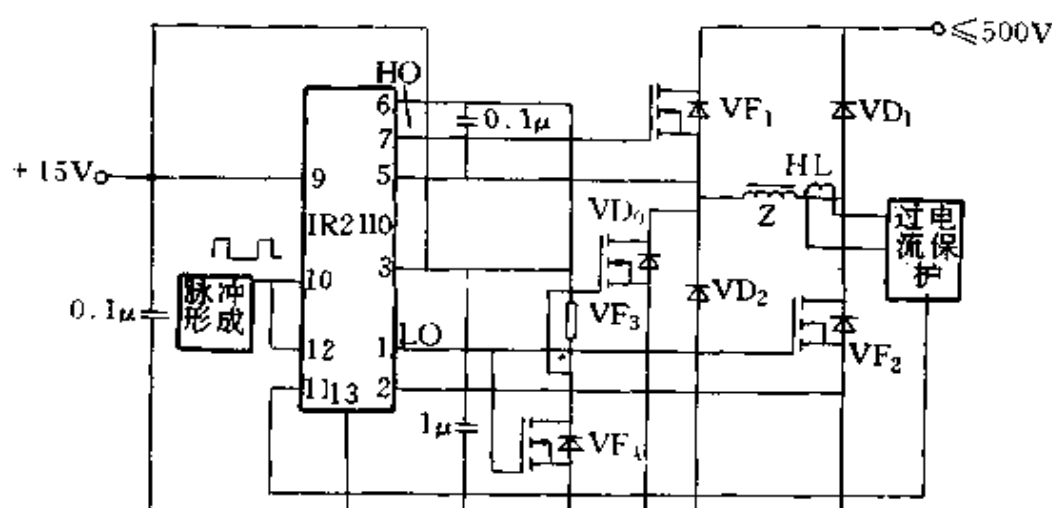


图 12-39 IR2110 用于正向式逆变器系统中的原理图

道输出 LO 亦为高电平，因而 VF_1 导通， VF_3 关断， VF_2 导通，电流经高压电源 HV、场效应晶体管 VF_1 、负载 Z 及场效应晶体管 VF_2 流通。而当上侧通道的输出 HO 及下侧通道的输出 LO 为低电平时， VF_1 及 VF_4 关断， VF_3 导通，感性负载 Z 的续流通路为 VF_3 、Z 及 VD_1 到高压电源。由此可见，这种逆变器无论输入控制信号为高电平还是低电平，在负载 Z 上的电流及电压都为一种正方向（从左到右），所以称为正向式逆变器，图中 HL 为负载电流取样环节。它的作用为向保护电路提供一个过电流保护信号，以

进行过电流保护。

(3) 两片 IR2110 相结合控制 H 桥中的四个大功率 MOSFET (或 IGBT): 这种电路常用于可逆直流调速系统、不间断电源、VVVF 电源等领域。IR2110 用于这种电路中的原理见图 12-40。图中, 负载 Z 可以为直流电动机, 也可以为 VVVF 电源中的滤波器和变压器等。TA 为电流取样环节, 由此构成过电流保护, 而 V_i 为电压反馈信号, 它可以用来构成闭环调压网络。该电路的工作原理可简述如下: 在控制电路输出的上和下通道输入信号的作用下, VF_1 、 VF_2 和 VF_3 、 VF_4 交替轮流导通, 从而在负载 Z 上形成一个交替变化的交流电压和电流。

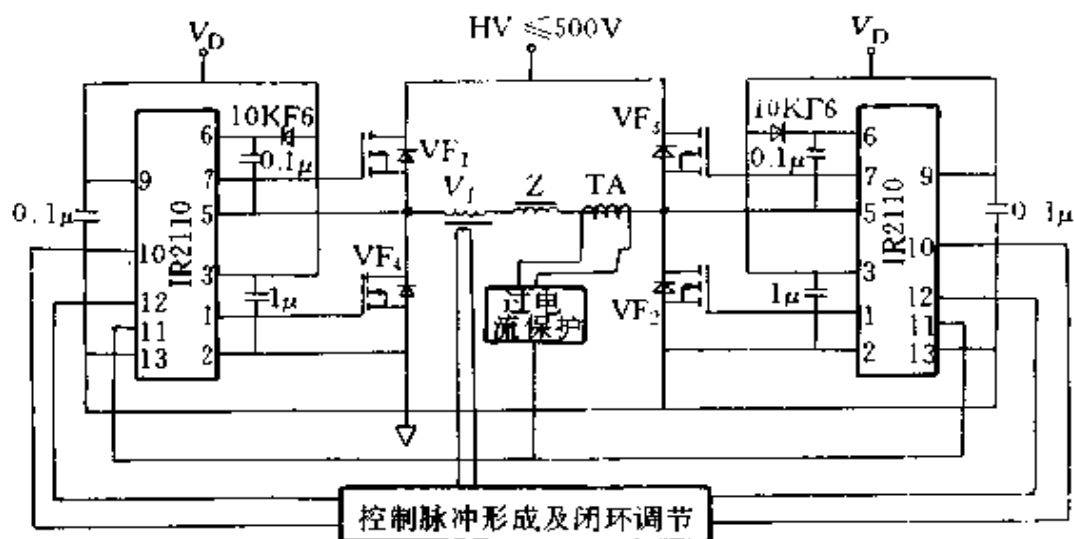


图 12-40 两片 IR2110 用于 H 型桥式逆变器系统时的原理图

12.9 IR2130 高性能集成六输出高压 MOS 栅极驱动器

IR2130 是美国国际整流器公司继 IR2110 之后于 1991 年推出并至今独家生产的 MOS 功率器件专用栅极驱动集成电路, 一片 IR2130 可取代三片 IR2110, 且仅需一个输入级电源。

1. 主要设计特点 IR2130 的工作结温范围为 $-55 \sim +150$ $^{\circ}\text{C}$, 工作频率从几十赫兹到上百千赫兹, 其独特的设计使它可用来

驱动工作在母线电压不高于 600V 的电路中的功率 MOS 器件。其可输出的最大正向峰值驱动电流为 250mA，而反向峰值驱动电流为 500mA。它的内部设计有过电流、过电压及欠电压保护，封锁和指示网络，使用户可方便地用来保护被驱动的功率 MOS 管。加之，内部自举技术的巧妙运用，使它可用于高压系统，它还可对同一桥臂上下两功率 MOS 器件的栅极驱动信号产生 $2\mu\text{s}$ 的互锁延时时间。它自身工作电源的电压范围较宽，为 3~20V，在它的内部还设有与被驱动的功率器件所通过的电流成线性关系的电流放大器，电路设计还保证了内部的三个通道中的高压侧驱动器与低压侧驱动器可单独使用，使用户既可仅用其内部的三个高压侧驱动器，亦可只用其内部的三个低压侧驱动器，并且输入信号与 TTL 及 CMOS 电平兼容。

2. 引脚排列、名称、功能及用法和参数限制与推荐工作条件 IR2130 是一标准的双列直插式 28 引脚集成电路。其引脚排列见图 12-41，各引脚的名称、功能、用法及推荐工作条件如下。

(1) 输入端：

1) 引脚 28 (V_{B1})、引脚 24 (V_{B2})、引脚 20 (V_{B3}) 为悬浮电源连接端。该三端的作用表现在为集成于 IR2130 内部的驱动变流器中三个高压侧功率管的驱动器提供电源，实用

中，分别与三个阳极都接 IR2130 工作电源 V_{CC} (引脚 1) 的高反压快恢复二极管中的一个的阴极相连，且该三个引脚分别通过一自举电容接对应的引脚 26 (V_{S1})、引脚 22 (V_{S2}) 或引脚 18 (V_{S3})。

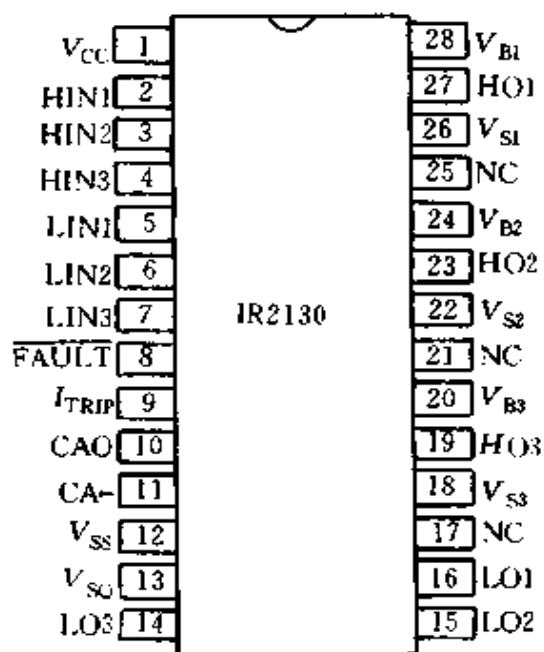


图 12-41 IR2130 引脚排列(腿朝下)

2) 引脚 2 (HIN1)、引脚 3 (HIN2)、引脚 4 (HIN3) 为驱动变流器中三个高压侧功率管的对应信号输入端, 实用中, 与六路脉冲形成电路中输出的三个高压侧功率管驱动信号相连接。

3) 引脚 5 (LIN1)、引脚 6 (LIN2)、引脚 7 (LIN3) 为驱动变流器中三个低压侧功率管的对应信号输入端, 实际应用中, 接六路脉冲形成电路中输出的三个低压侧功率管驱动信号。

4) 引脚 9 (I_{TRIP}) 为过电流信号检测输入端。该端的作用是通过输入电流信号来完成过电流或直通短路保护, 实用中, 接电流检测环节 (分流器或互感器) 的输出。

5) 引脚 11 (CA-)、引脚 13 (V_{SO}) 为电流放大器信号检测输入端。该两端可用来完成电流信号输入, 引脚 11 (CA-) 为反相端, 而引脚 13 (V_{SO}) 为同相端, 应用中分别接电流检测环节输出的负端及正端。

(2) 输出端:

1) 引脚 27 (HO1)、引脚 26 (V_{S1})、引脚 23 (HO2)、引脚 22 (V_{S2})、引脚 19 (HO3)、引脚 18 (V_{S3})、引脚 16 (LO1)、引脚 15 (LO2)、引脚 14 (LO3)、引脚 13 (V_{SO}) 为六路驱动器输出端。该几个端的作用是把经过 IR2130 内部逻辑处理过的六路驱动信号加到变流器中六个对应的功率管的栅射极 (或栅源极、栅阴极) 上, 应用中 HO1、HO2、HO3 接变流器高压侧三个功率管的栅极, 而对应的 V_{S1} 、 V_{S2} 、 V_{S3} 接高压侧三个功率管的射极 (或源极、阴极); LO1、LO2、LO3 分别接与 HO1、HO2、HO3 相对应的变流器中低压侧三个功率 MOS 功率器件的栅极, V_{SD} 同时接低压侧三个功率 MOS 管的射极 (或源极、阴极)。

2) 引脚 8 ($\overline{\text{FAULT}}$) 为过电流、直通短路及过电压、欠电压保护输出端, 该端提供一个过电流、直通或过电压、欠电压保护的指示信号, 应用中, 接指示用发光二极管或用户系统封锁端。

3) 引脚 10 (CAO) 为 IR2130 内部电流放大器的输出端, 该端可提供正比于负载电流的电压信号, 使用户可用来与引脚 11 (CA-) 端构成调节器, 应用中, 该端输出信号可接用户系统进行

显示,亦可构成调节器后接用户系统来实现输出稳流控制等功能。

(3) 电源端: 引脚 1 (V_{CC})、引脚 12 (V_{SS}) 分别为电源连接端, 该两端的作用是为 IR2130 提供一工作电源, 当 IR2130 选正电源工作时, 引脚 1 接正电源, 而引脚 12 接电源地。IR2130 在制作中因工艺原因, 它的引脚中还有三个空脚, 即引脚 17、21、25。

(4) 参数限制: IR2130 的输入、输出管脚及应用电源的参数限制见表 12-4。

表 12-4 IR2130 的参数限制

符 号	参数限制范围
V_{B1}, V_{B2}, V_{B3}	$V_{S1}, V_{S2}, V_{S3} - 0.5V \sim V_{S1}, V_{S2}, V_{S3} + 20V$
V_{S1}, V_{S2}, V_{S3}	$V_{SO} - 5V \sim V_{SO} + 600V$
$V_{HO1}, V_{HO2}, V_{HO3}$	$V_{S1}, V_{S2}, V_{S3} - 0.5V \sim V_{B1}, V_{B2}, V_{B3} + 0.5V$
V_{CC}	$-0.5 \sim 20V$
V_{IN} (HIN-, LIN, I_{TRIP})	$-0.5V \sim V_{CC} + 0.5V$
dv_{DS}/dt	$50V/\mu s$
P_D	$1.5W$
V_{CA-}	$-0.5V \sim V_{CC} + 0.5V$
V_{CADO}	$-0.5V \sim V_{CC} + 0.5V$

(5) IR2130 的推荐工作参数见表 12-5。

表 12-5 IR2130 的推荐工作条件

管 牌 号	推荐工作条件
V_{B1}, V_{B2}, V_{B3}	$V_{S1}, V_{S2}, V_{S3} + 10V \sim V_{S1}, V_{S2}, V_{S3} + 20V$
V_{S1}, V_{S2}, V_{S3}	$V_{SO} - 5V \sim V_{SO} + 600V$
$V_{HO1}, V_{HO2}, V_{HO3}$	$V_{S1}, V_{S2}, V_{S3} \sim V_{B1}, V_{B2}, V_{B3}$
V_{CC}	$10 \sim 20V$
V_{CO1}	$V_{SO} \sim V_{CC}$
V_{IN}	$V_{SS} \sim 5V$

(续)

管脚号	推荐工作条件
V_{CA-}	$V_{SS} \sim 5V$
V_{CAO}	$V_{SS} \sim 5V$
V_{FAULT}	$V_{SS} \sim V_{CC}$

3. 工作原理 IR2130 的原理框图见图 12-42。从图可显见, 在它的内部集成有一个电流比较器 CC、一个电流放大器 CA、一个自身工作电源欠电压检测器 UVD、一个故障逻辑处理单元 FL、及一个封锁逻辑 CL, 除上述外, 它的内部还集成有三个输入信号处理器 ISG、三个脉冲处理和电平移位器 PGLS、三个高压侧驱动信号锁存器 LT、三个高压侧驱动信号的欠电压检测器 UVDR 及六个低阻抗输出驱动器 DR 和一个或门电路 OR。

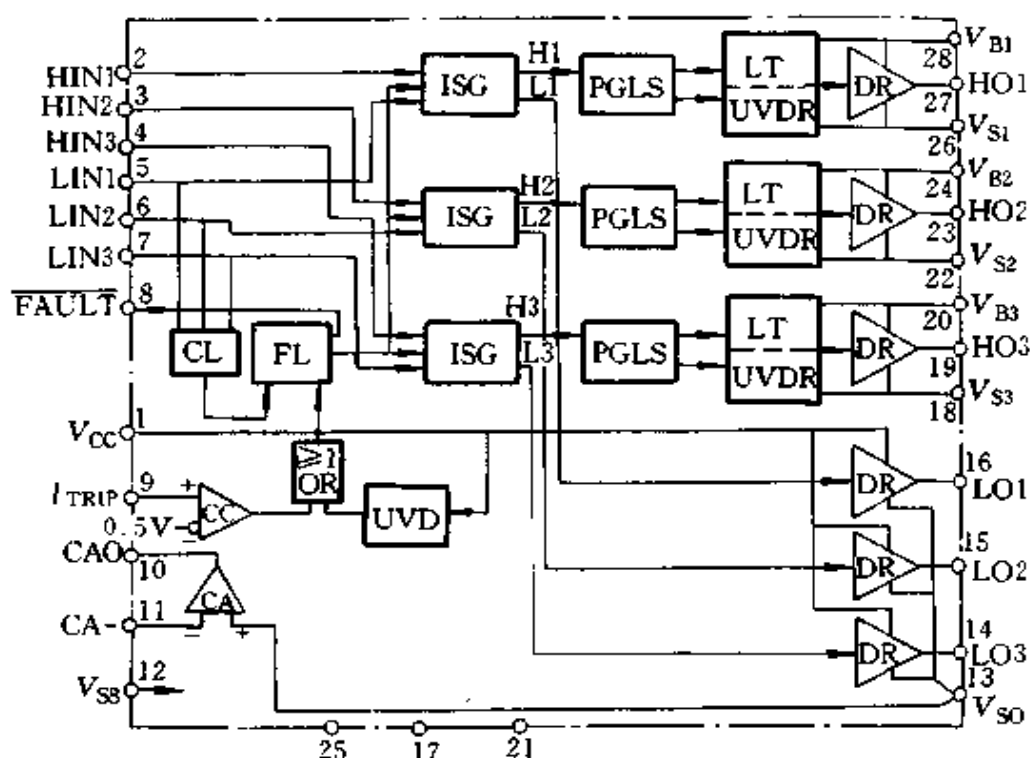


图 12-42 IR2130 原理框图

IR2130 的工作原理简析如下: 正常工作时, 当外部电路不发生过电流、直通故障, 且 IR2130 的工作电源 V_{CC} 不欠电压, 以及

脉冲处理和电平移位器 PGLS 输出的高压侧栅极驱动信号不发生欠电压情况时,则从封锁逻辑 CL 故障逻辑处理单元 FL 及欠电压检测器 UVD 和 UVDR 来的封锁信号均为无效。从脉冲形成部分来的六路脉冲信号,经三个输入信号处理器,按真值表处理之后,变为六路输出脉冲,其对应的驱动三路低压侧功率 MOS 管的信号,经三路输出驱动器功率放大后,直接送往被驱动功率 MOS 器件的栅源极。而另外三路高压侧驱动信号 H1、H2、H3 先经集成于 IR2130 内部的三个脉冲处理和电平移位器 PGLS 中的自举电路进行电位变换,变为三路电位悬浮的驱动脉冲,再经对应的三路输出锁存器锁存,并经严格的驱动脉冲欠电压与否检验之后,送到输出驱动器进行功率放大,最后才加到被驱动的功率 MOS 器件的栅源极。一旦外电路发生过电流或直通,即电流检测单元送出的信号高于 0.5V 时,则 IR2130 内部的比较器 CC 迅速翻转,促使故障逻辑处理单元 FL 输出低电平,一则封锁三路输入脉冲处理器 ISG 的输出,使 IR2130 的输出全为低电平,保证六个被驱动的功率 MOS 器件的栅源极迅速反偏而全部截止,保护功率管;另一方面,经 IR2130 的 8 脚输出信号,封锁脉冲形成部分的输出或给出声光报警。若发生 IR2130 的工作电源欠电压,则欠电压检测器 UVD 迅速翻转,同以上的分析一样,可得到被驱动 MOS 功率器件全部截止而得到可靠保护,并从 8 脚得到故障信号的结果。

再有当 IR2130 因某种原因驱动高压侧功率管的某路自举电源工作电压不足时,则该路的驱动信号检测器 UVDR 迅速动作,封锁该路的输出,保护该路所驱动的功率 MOS 器件不因驱动信号幅值不足而损坏。还有,当用户脉冲形成环节输出发生故障,IR2130 接收到变流器中同一桥臂上、下主开关功率器件的栅极驱动信号都为高电平时,则内部的巧妙设计可保证该通道实际输出的两路栅极驱动信号全为低电平,从而可靠地保护该桥臂上的两个功率 MOS 器件,防止驱动信号有误而引起的直通现象的发生。

4. 应用注意事项 IR2130 独特的设计使其可方便地用来驱动三相全桥或其他拓扑结构电路中的六个 N 沟道功率 MOSFET

或 IGBT，由于应用场合多为高频领域，加之 IR2130 的电源设计为单电源工作，故在实际应用中应注意许多问题，概括来讲有以下几点：

(1) 因 IR2130 内部的三路驱动高压侧功率 MOS 器件的输出驱动器的电源是通过自举技术来获得的，所以连接到固定电源的二极管其反向耐压必须大于被驱动的功率 MOS 器件工作的主电路中的峰值母线电压，且为了防止自举电容两端电压的放电，二极管应选高频快恢复二极管。另一方面，自举电容的容量取决于被驱动的功率 MOS 器件的开关频率、导通关断的占空比及栅极电容充电电流的需要。为防止自举电容放电造成其两端电压低于欠电压保护动作的门槛电压值，电容的取值应充分大，当被驱动的功率 MOS 器件的开关频率大于 5kHz 时，该电容值应不小于 $0.1\mu\text{F}$ ，且以瓷片电容为好。

(2) 为满足自举电容充电及电容负载接通与断开的需要，通常应在 IR2130 的 V_{CC} 端与 V_{SS} 端并接其位置尽可能靠近 IR2130 的钽电容，该电容的容量应为自举电容的 10 倍以上，为减少栅极驱动回路中电感的影响，每一个高压侧驱动器的自举电容应直接接于其相应的 V_{B} 与 V_{S} 端之间。

(3) IR2130 的静态功耗为 40mW，在环境温度为 25°C 时，它可承受 1W 的功耗。IR2130 的 8 脚是故障输出端，内部电路结构使该脚连接在一个源极接于 V_{SS} (12 脚) 而漏极开路的 MOS 管上，因该 MOS 管内部的二极管具有负的温度系数，这相当于 IR2130 内部集成着一个温度计，故可以向 8 脚输入 1mA 的电流来测试芯片的温度。

(4) 由于应用中，IR2130 是用户逻辑部分与功率变换部分的接口，故应用中，逻辑信号地线与主功率电源的地线应合理布置，为减少交叉干扰，既要避免因布线原因引起的负载电流在信号回路中流动引起的共模干扰，还应使负载回路的引线尽可能的短，以减少回路电感，同时还应在大电流母线的开关点上增加必要的去耦来减少电感引起的尖峰电压，再有还应在高 dv/dt 点与低压信

号电路间增加足够的屏蔽,以及设计系统中的控制变压器、线圈之间与铁心之间的电压梯度应取尽量小的值,以避免分布电容引起的耦合电流流入敏感的信号电路。

(5) 应用中还应注意的另一个问题是,保持功率 MOS 开关器件集射极(或漏源极、阳阴极)间的电压上升率尽可能小,这样既可减少主电路母线上的尖峰电压,还可保持整个系统的效率。

(6) 当 IR2130 与被驱动的功率 MOS 器件之间的距离较远(如超过 150mm 时),IR2130 输出到被驱动的功率 MOS 器件栅射极(或栅源极、栅阴极)之间的引线应采用绞线与同轴电缆屏蔽线。

(7) 由于 IR2130 内部的六个驱动器输出阻抗较低,直接应用它来驱动功率 MOS 器件会引起被驱动的功率 MOS 器件的快速开通和关断,这有可能造成被驱动功率 MOS 器件漏源极间电压的振荡。这样,一则会引起射频干扰;二则有可能造成功率 MOS 器件遭受过高的 dv/dt 而击穿损坏。为避免此现象的发生,通常可在被驱动的功率 MOS 器件栅极与 IR2130 的输出之间串联一个 $15\sim 22\Omega$ 、功率为 $1/4W$ 的无感电阻(对电流容量较小的功率 MOS 器件,该电阻值可增加到 $30\sim 50\Omega$)。

(8) 在 IR2130 用于电动机调速系统中时,由于负载电感较大,当变流器中的某个主功率 MOS 开关器件关断时,负载电流会通过逆变桥中与主功率开关器件并联的二极管续流,若在这时与续流二极管同桥臂的另一个主功率 MOS 器件驱动导通,则在该续流二极管反向恢复关断的时间内将会有一宽度很窄而幅值很大的短路电流通过该桥臂,同样这将产生射频干扰,并引起该桥臂两个功率 MOS 器件集射(或漏源、阳阴)极两端电压的振荡,导致过高的 dv/dt 损坏该功率 MOS 器件。解决这一问题的方法,同样是在被驱动的功率 MOS 器件的栅极串联一合适的无感电阻。

5. 应用举例 IR2130 的上述优点使它可方便地用于直流斩波调速、直流伺服系统、三相变频电源、功率开关电源以及变频电源、不间断电源(UPS)和交流调速系统中,限于篇幅仅举三例说明其应用。

(1) 在六阶梯波三相固定频率输出电源系统中应用:图 12-43

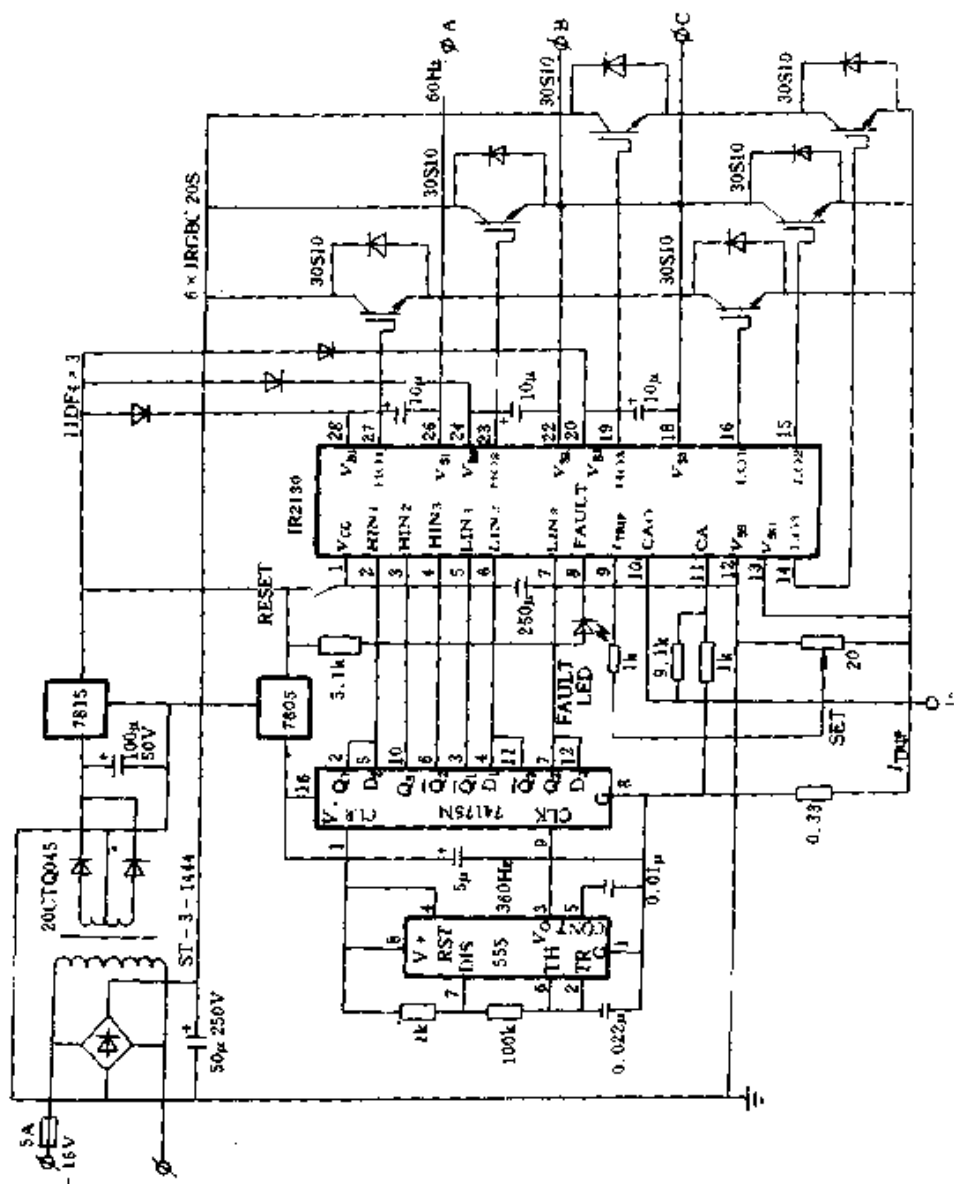


图 12-43 IR2130 在三相固定频率输出的电源系统中应用接线图

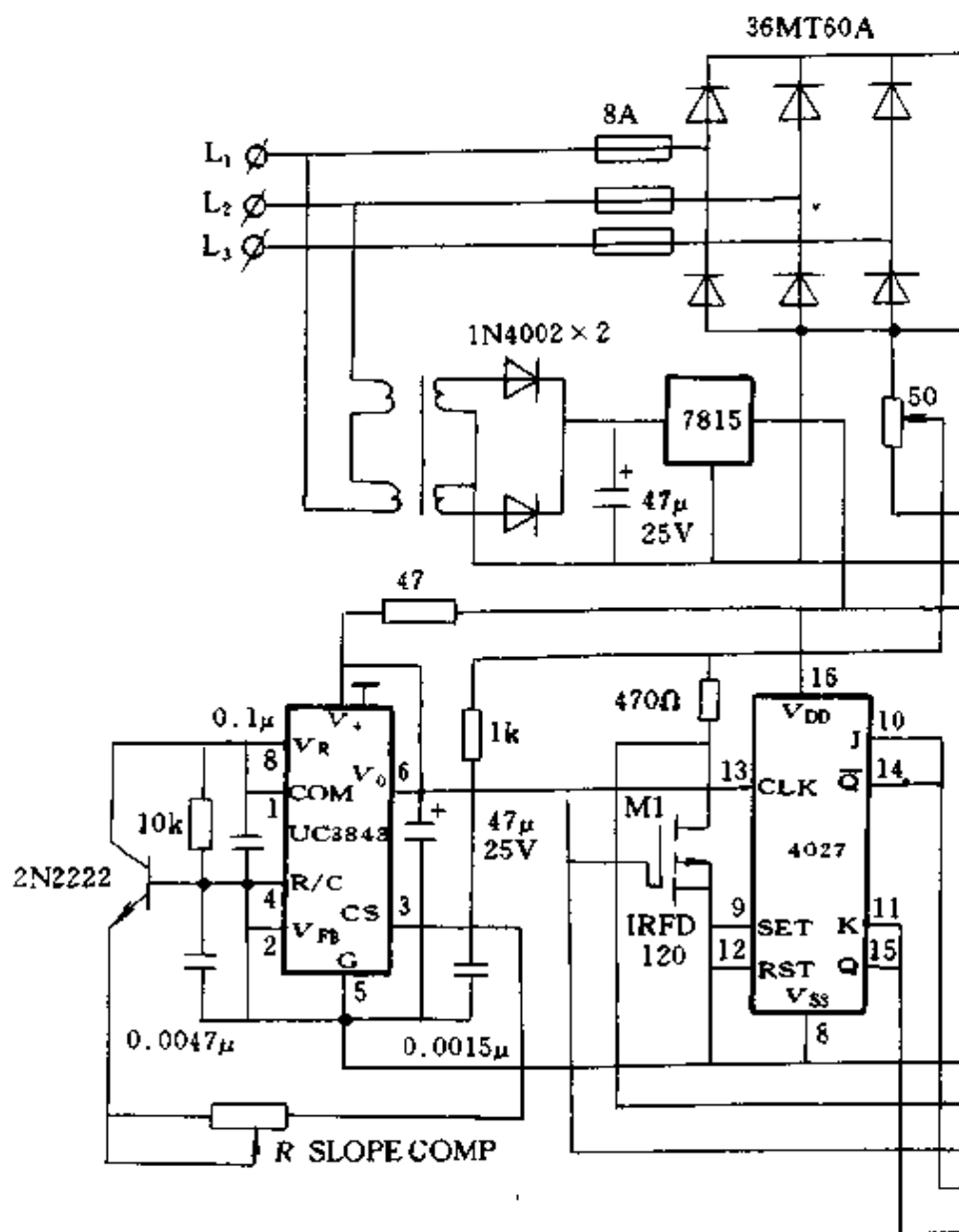
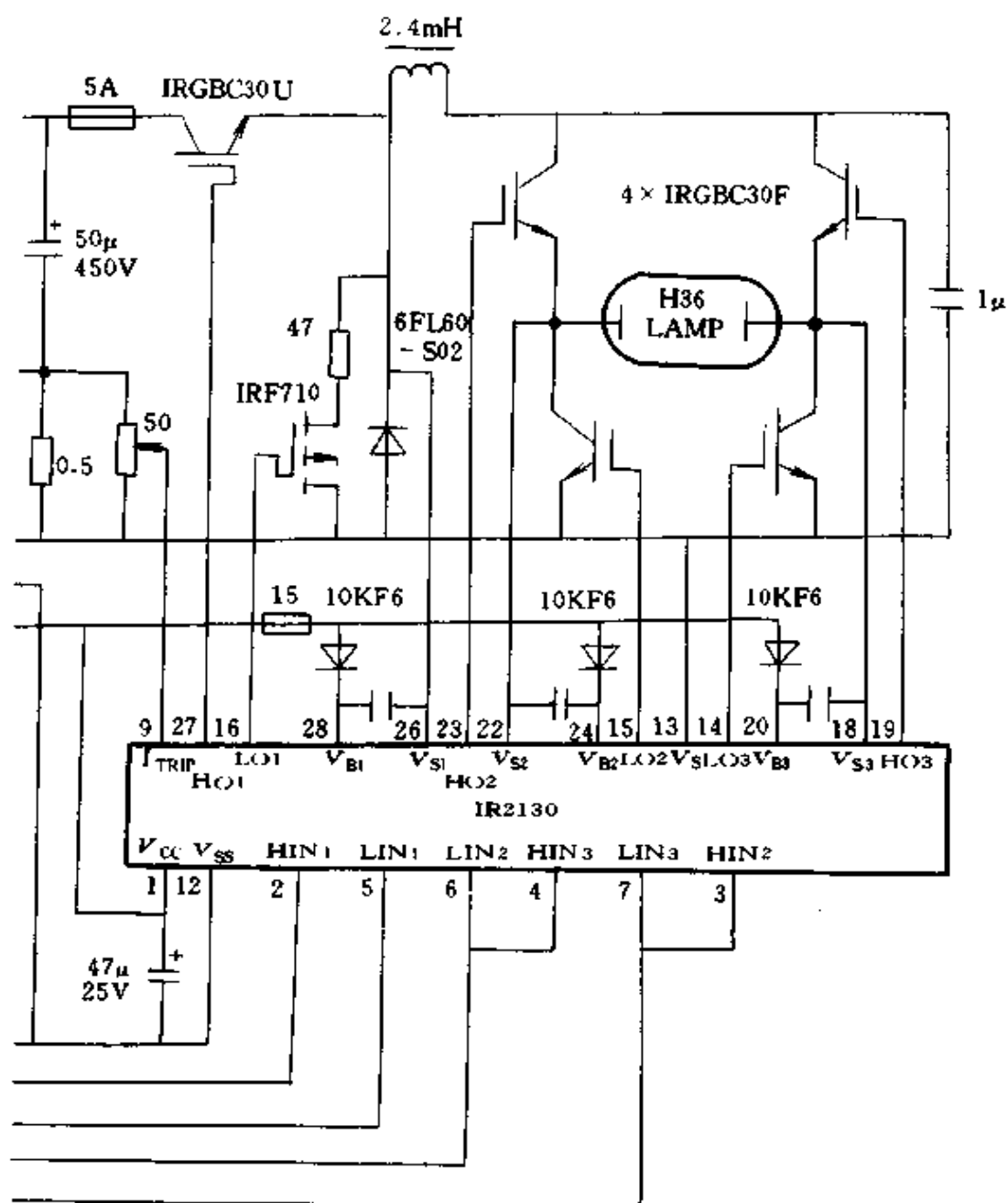


图 12-44 IR2130 用于 1kW 高



压汞灯镇流器系统的原理图

给出了一个典型的三相固定频率输出电源的原理图。图中, IR2130 自身工作的电源来自 7805 三端稳压器, 其输入脉冲来自 74175N 六分频器, 而 555 非稳态多谐振荡器用作固定频率发生器, 它输出六倍输出频率的固定频率。显而易见, 图中应用分流器来测取负载电流的大小, 且 IR2130 输出的故障信号直接用来驱动发光二极管进行故障显示。该电源可用来进行功率试验, 并可用来把工频交流电变为 60Hz 交流电作为兵工、航天系统实验室中的供电电源。

(2) 在 1kW 高压汞灯镇流器系统中应用: 图 12-44 给出了 IR2130 用于一个 1kW 高压汞灯镇流器系统的原理图。图中, IR2130 不仅用来驱动一个单相全桥逆变器中的四个 IGBT 管, 而且也用来驱动高压侧的斩波器, 三相交流输入经不控整流后变为 510V 直流电压, 经此斩波器斩波并滤波后提供给后续电路, 单相逆变器的输出直接驱动 1kW 灯泡。该系统中, IGBT 的工作频率均为 25kHz, 由于正常工作时高压汞灯需要恒流源, 故 UC3843 PWM 集成电路工作为电流型, 图中, 场效应晶体管 V_{F1} 是为了满足 IR2130 的负逻辑工作需要而添加的。该系统中, 因斩波后的滤波电容仅为 $1\mu\text{F}$, 所以全桥逆变器的输入电压实际的占空比为 50% 的方波。这样带来的一个很大优点在于, 虽然 IR2130 内部的最大互锁时间仅为 $2\mu\text{s}$, 即使发生瞬时负载短路, 也因主电路工作为恒流源而不致烧功率 IGBT。

(3) 与单片机及 SLE4520 相结合, 在三相电动机变频调速系统中的应用: 由于 SLE4520 可通过改变其内部的四位分频控制器的分频系数而改变其输出 SPWM 脉冲的频率, 因此其与 IR2130 相结合可方便地用于工频或中频及高频电动机变频调速系统中。在这些系统中, 主电路开关器件可为功率 MOSFET, 亦可为功率 IGBT、MCT 等。图 12-45 给出了以单片机最小系统作为 SLE4520 三相高频 SPWM 集成块的外围支持来产生六路 SPWM 脉冲波, 而由 IR2130 完成三相逆变器中六个主功率 IGBT 驱动的三相电动机变频调速系统的原理图, 图中, HL 为霍尔电流传感器, 它把

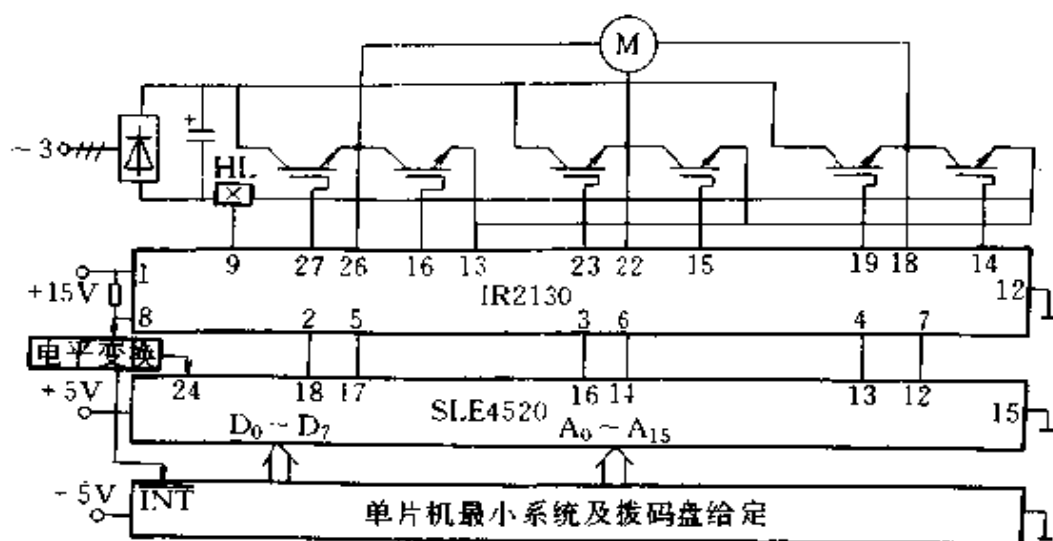


图 12-45 IR2130 与单片机及 SLE4520 相结合用于三相变频系统图

检测到的过电流或短路电流信号提供给 IR2130 内部的比较器使之翻转输出故障信号，既可用于封锁 SLE4520 的输出，又向单片机申请中断，单片机响应后即进行中断处理，并完成相应的操作。

12.10 HL402 具有自保护功能的 IGBT 驱动器集成电路

HL402 驱动器是国家“八五”攻关新成果、1995 年国家级新产品。它具有先降栅压、后软关断的双重短路保护功能，其降栅压延迟时间、降栅压时间、软关断斜率均可通过外接电容器进行整定，因而能适应不同饱和压降的 IGBT 的驱动和保护。它的研制成功，填补了国内空白，达到国际 90 年代的先进水平。

1. 基本设计特点和参数限制及电特性

(1) 基本设计特点 HL402 内置有静电屏蔽层的高速光耦合器实现信号隔离，抗干扰能力强，响应速度快，隔离电压高。它具有对被驱动功率 IGBT 进行降栅压、软关断双重保护功能，在软关断及降栅压的同时，能输出报警信号，实现封锁脉冲或分断主回路的保护；它输出驱动电压幅值高，正向驱动电压可达 15~17V，负向驱动电压可达 10~12V，因而可用来直接驱动容量为 150A/1200V 以下的功率 IGBT。

(2) 参数限制

1) HL402 的极限参数如下:

- ① 供电电压 $V_C = 30V$ (V_{CC} 为 $15 \sim 18V$, V_{EE} 为 $-10 \sim -12V$)
- ② 光耦输入峰值电流 $I_I = 20mA$
- ③ 正向输出电流 $+I_G$ 为 $2A$ (脉宽 $< 2\mu s$, 频率为 $40kHz$, 占空比 < 0.05 时)
- ④ 负向输出电流 $-I_G$ 为 $2A$ (脉宽 $< 2\mu s$, 频率为 $40kHz$, 占空比 < 0.05 时)

⑤ 输入输出隔离电压 V_{ISO} 为工频、 $1min$ 、 $2500V$

2) HL402 的推荐工作参数如下:

- ① 电源电压 $V_C = 25V$ ($V_{CC} = +15V$, $V_{EE} = -10V$)
- ② 光耦合器输入峰值电流 $I_I = 10 \sim 12mA$

3) HL402 的电特性如下:

- ① 输出正向驱动电压 $+V_G \geq V_{CC} - 1V$
- ② 输出负向驱动电压 $-V_G \geq U_{EE} - 1V$
- ③ 输出正电压响应时间 $t_{ON} \leq 1\mu s$ (输入信号上升沿 $< 0.1\mu s$, $I_I = 0 \rightarrow 10mA$)
- ④ 输出负电压响应时间 $t_{off} \leq 1\mu s$ (输入下降沿 $< 0.1\mu s$, $I_I = 10 \rightarrow 0mA$)
- ⑤ 软关断报警信号延迟时间 $t_{ALM1} < 1\mu s$ (不包括光耦合器 LV_1 的延迟), 输出电流 $< 20mA$
- ⑥ 降栅压报警信号延迟时间 $t_{ALM2} < 1\mu s$ (不包括光耦合器 LV_2 的延迟), 输出电流 $< 5mA$
- ⑦ 降栅压动作门槛电压为 $8 \pm 0.5V$ (V_{CE})
- ⑧ 软关断动作门槛电压为 $8.5 \pm 0.8V$ (V_{CE})
- ⑨ 降栅压幅值为 $8 \sim 10V$

2. 引脚排列、功能及用法 HL402 的外形尺寸及管脚排列见图 12-46。它采用单列直插式标准 17 引脚厚膜集成电路封装, 对外引线共有 15 个引脚, 各引脚的名称、功能及用法如下。

引脚 17: 内置静电屏蔽层的高速光耦合器阳极连接端, 应用

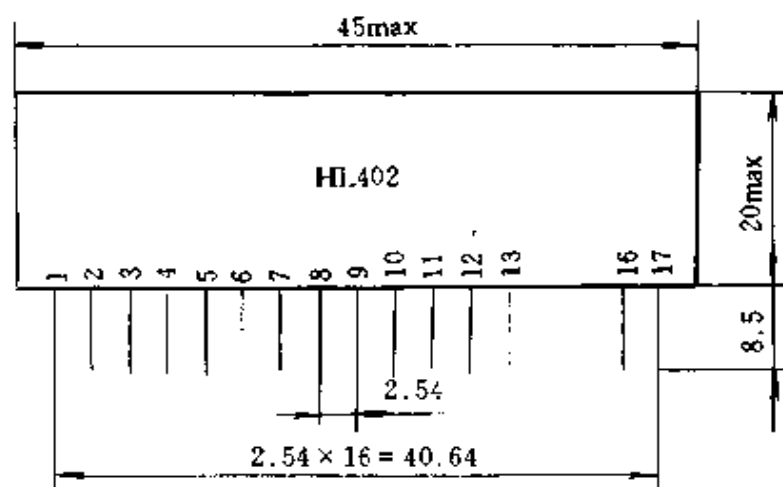


图 12-46 HL402 的外形尺寸及管脚排列图

中，通过一电阻接正电源，亦可通过一电阻接用户脉冲形成单元输出端，要求提供的电流幅值为 12mA，无论是接用户脉冲形成部分的输出还是接正电源，串入的电阻值可按下式计算：

$$R = V_{IN} - 2V / 12mA$$

引脚 16：内置静电屏蔽层的高速光耦合器阴极连接端，应用中直接接用户脉冲形成部分的输出（当 17 脚通过电阻接正电源时），亦可直接接控制脉冲形成部分的地（当 17 脚接脉冲形成部分的脉冲输出时）。

引脚 2：被驱动的 IGBT 脉冲功率放大输出级正电源连接端，应用中接驱动输出级电源，要求提供的电压为 +25~+28V。

引脚 4：被驱动的 IGBT 脉冲功率放大输出级正电源参考地端。

引脚 5、10：为软关断斜率电容器 C_s 连接端（其 10 脚在 HL202 内部已与 4 脚接通），该两端所接电容量的大小决定着被驱动的 IGBT 软关断斜率的快慢，推荐值为 1000~3000pF。

引脚 11、10：降栅压延迟时间电容器 C_d 的连接端。该两端所接电容器电容量的大小决定着降栅压延迟时间的长短，该电容推荐值为 0~200pF，当该电容值的电容量大时，短路电流峰值较大，所以此电容一般可不接。

引脚 12、10：降栅压时间定时电容器 C_7 的连接端，当该电容器较大时，降栅压时间较长后被驱动的 IGBT 才关断，这意味着造成被驱动的 IGBT 损坏的危险性在增加，所以 C_7 的值不能取得太大；但 C_7 的值也不能取得太小，过小的 C_7 将造成被驱动的 IGBT 快速降栅压后关断，这有可能导致回路中的电感因被驱动的 IGBT 快速关断而引起过高的 di/dt 产生尖峰过电压 Ldi/dt 击穿被驱动的 IGBT，所以 C_7 的取值要适当，一般推荐使用值为 $510\sim 1500\text{pF}$ 。

引脚 1：驱动输出脉冲负端连接端，使用时接被驱动的 IGBT 的发射极。

引脚 3：驱动输出脉冲正极连接端，使用中经电阻 R_G 后直接接被驱动的 IGBT 的栅极，电阻 R_G 的取值随被驱动的 IGBT 容量的不同而不同。当被驱动的 IGBT 为 $50\text{A}/1200\text{V}$ 时， R_G 的典型值为 $0\sim 20\Omega/1\text{W}$ 。

引脚 9：降栅压信号输入端，使用中需经快恢复二极管接至被驱动的 IGBT 的集电极，当需要降低动作门槛电压值时，可再反串入稳压二极管（稳压管的阴极接 9 脚）。需要注意的是，该快恢复二极管必须是高压、超高速快恢复型，其恢复时间应不超过 50ns ，经反串稳压二极管后，由原来的动作门槛电压（ 8.5V ）减去稳压管的稳压值即为新的门槛电压，降栅压功能可通过将 13 脚与 10 脚相短接而删除。

引脚 6：软关断报警信号输出端，最大负载能力为 20mA 。它可作为被驱动的输入信号封锁端，可通过光耦合器（6 脚接光耦合器阴极）来封锁控制脉冲形成部分的脉冲输出，亦可通过光耦合器来带动继电器分断被驱动的 IGBT 所在的主电路。

引脚 8：降栅压报警信号输出端，最大输出电流为 5mA 。该端可通过光耦合器（8 脚接光耦合器阴极）来封锁控制脉冲形成部分的脉冲输出，亦可通过光耦合器来带动继电器分断被驱动的 IGBT 所在的主回路。

引脚 5：软关断斜率电容器 C_5 的接线端及驱动信号封锁引入

端,使用中,可通过光耦合器二次侧并联于 C_5 两端(集电极接 5 脚,发射极接 10 脚,发光二极管接用户集中封锁信号输入)来直接封锁被驱动的 IGBT 的脉冲输出。

引脚 7: 空脚。

3. 工作原理 HL402 原理框图见图 12-47。图中, VL_1 为静电屏蔽的光耦合器, 它用来实现与输入信号的隔离。由于它具有静电屏蔽, 因而显著提高了 HL402 抗共模干扰的能力。图中 V_2 为脉冲放大器, 晶体管 V_3 、 V_4 实现驱动脉冲功率放大, V_5 为降栅压比较器, 正常情况下, 由于 9 脚输入的 IGBT 集电极电压 V_{CE} 不高于 V_5 的基准电压 V_{REF} , V_5 不翻转, 晶体管 V_6 不导通, 故从 17、16 脚输入的驱动脉冲信号经 V_2 整形后不被封锁, 该驱动脉冲经 V_3 、 V_4 放大后提供给被驱动的 IGBT 驱动 IGBT 导通或关断, 一旦被驱动的 IGBT 退饱和, 则 9 脚输入的集电极电压取样信号 V_{CE} 高于 V_5 的基准电压 V_{REF} , 比较器 V_5 翻转, 输出高电平, 使晶体管 V_6 导通, 由稳压管 VD_2 将驱动器输出的栅极电压 V_{CE} 降低到

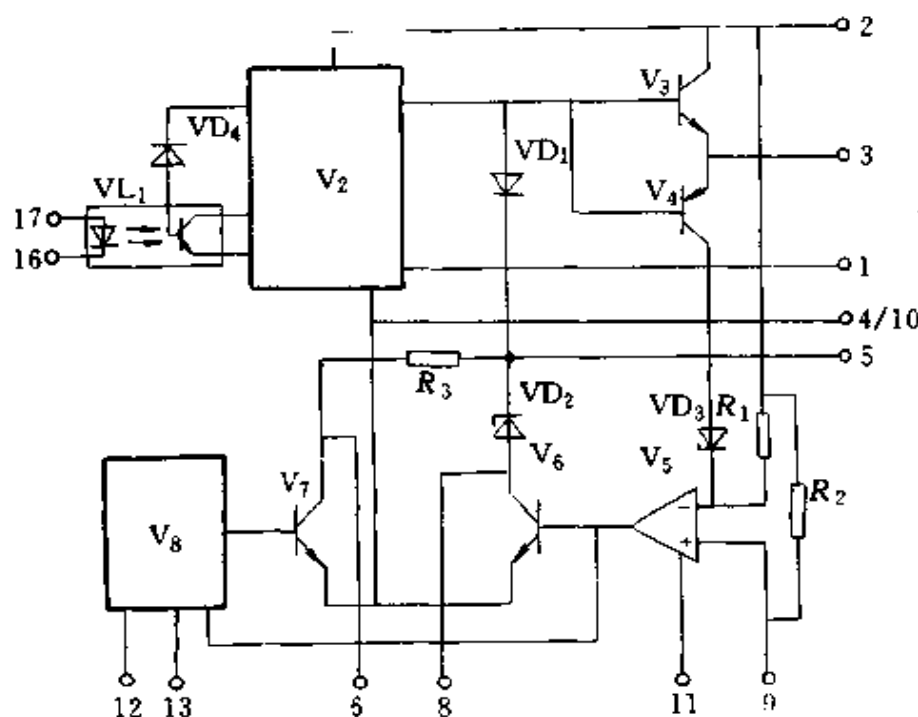


图 12-47 HL402 的内部结构及工作原理图

10V, 此时, 软关断定时器 V_6 在降栅压比较器 V_5 翻转达到设定的时间后, 输出正电压使晶体管 V_7 导通, 将栅极电压软关断降到 IGBT 的栅极-发射极阈值电压, 给被驱动的 IGBT 提供一个负的驱动电压, 保证被驱动的 IGBT 可靠关断。图 12-48 给出了 HL402 正常工作时的波形, 而图 12-49 给出了 HL402 保护动作后的输出波形。

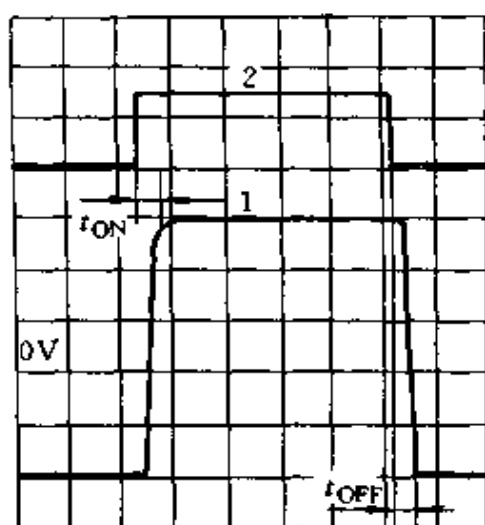


图 12-48 HL402 的正常工作波形

1— V_{GE} (10V/diV) 2— V_{in} (10V/diV)
 t —2 μ s/diV

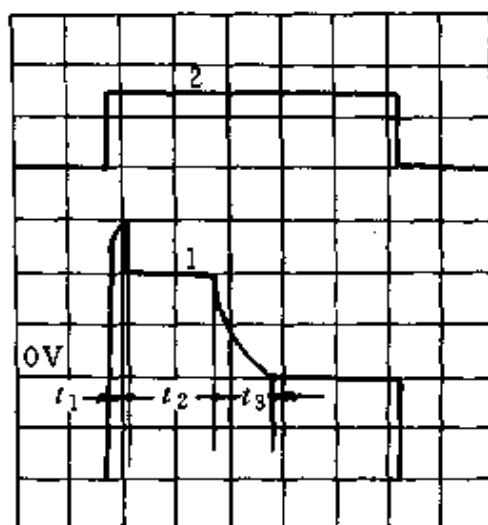


图 12-49 HL402 保护动作后的输出波形

1— V_{GE} (10V/diV) 2— V_{in} (10V/diV)
 t —5 μ s/diV

4. 使用注意事项 HL402 在使用中应注意下列问题:

(1) HL402 正常应用的典型接线见图 12-50, 图中的 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4 需尽可能靠近 HL402 的 2、1、4 脚安装。

(2) 为尽可能避免高频耦合及电磁干扰, 由 HL402 输出到被驱动 IGBT 栅射极的引线, 需要采用双绞线或同轴电缆屏蔽线, 其引线长度不超过 1m。

(3) 由 HL402 的 9、13 脚接至 IGBT 集电极的引线, 必须单独分开走, 不得与栅极及发射极引线绞合, 以免引起交叉干扰。

(4) 在典型接线图中, 光耦合器 VL_1 可输入脉冲封锁信号, 当

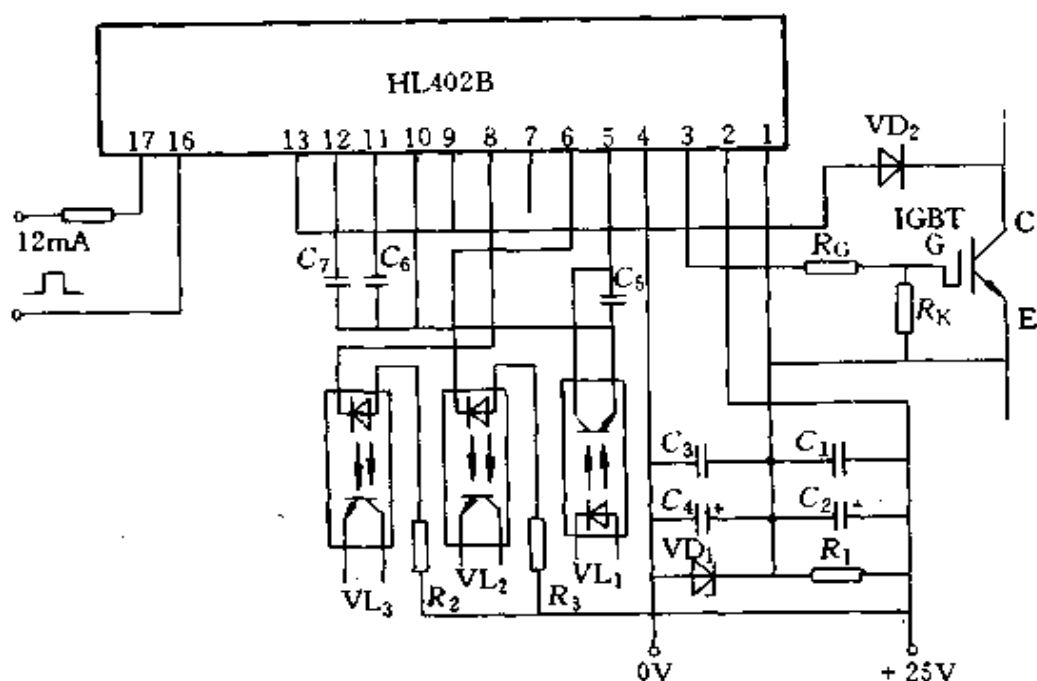


图 12-50 HL402 正常应用的典型接线

VL₁ 导通时, HL402 输出脉冲立即被封锁至 -10V。光耦合器 VL₂ 提供软关断报警信号, 它在驱动器软关断的同时导通光耦合器 VL₃, 提供降栅压报警信号。

(5) 在不需封锁及报警信号时, VL₁、VL₂、VL₃ 可不接。

(6) 在高频应用时, 为了避免 IGBT 受到多次过电流冲击, 可在光耦合器 VL₂ 输出数次或一次报警信号后, 将输入 16、17 脚间的信号封锁。

(7) 使用中, 通过调整电容器 C₅、C₆、C₇ 的值, 可以将保护波形中的降栅压延迟时间 t_1 、降栅压时间 t_2 、软关断斜率时间 t_3 调整至合适的值。

(8) 对于低饱和压降的 IGBT ($V_{CES} \leq 2.5V$), 可不接降栅压延迟时间电容器 C₆, 从而使降栅压延迟时间 t_1 最小。在此种情况下, 降栅压时间定时电容器 C₇ 取 750pF 便可得到降栅压定时时间为 6μs。软关断斜率电容器 C₅ 可取 1000pF 左右, 由此决定的软关断时间 t_3 为 2μs。

(9) 对于中饱和压降的 IGBT ($2.5V \leq V_{CES} \leq 3.5V$), 一般推

(10) 对于高饱和压降的 IGBT ($V_{CES} \geq 3.5V$), C_5 、 C_6 、 C_7 推荐取值分别为: C_6 取 $200pF$, C_7 取 $1200pF$, C_5 取 $3000pF$, 此时降栅压延迟时间 t_1 约为 $2\mu s$, 降栅压时间 t_2 约为 $10\mu s$, 软关断时间 t_3 约为 $4\mu s$ 。

(11) 在高频使用场合, 出现软关断时能封锁输入信号的应用电路见图 12-51。图中, LM555 在电源合闸时置“1”, 输入信号 V_{IN} 通过 4081 与门进入 HL402 的 17、16 脚。当出现软关断时, 光耦合器 VL₁ 导通, 晶体管 V₂ 截止, V₂ 集电极电压经 10kΩ 电阻、330pF 电容延迟 5μs 后, 使 LM555 置“0”, 通过 4081 与门将输入信号封锁, 此电路延迟 5μs 动作是为了使 IGBT 软关断后再停止输入信号, 避免立即停止输入信号造成的硬关断。图中, C₁、C₃ 的典型值为 0.1μF, C₂、C₄ 为 100μF/25V, VD₄、VD₅ 可取 0~5V。

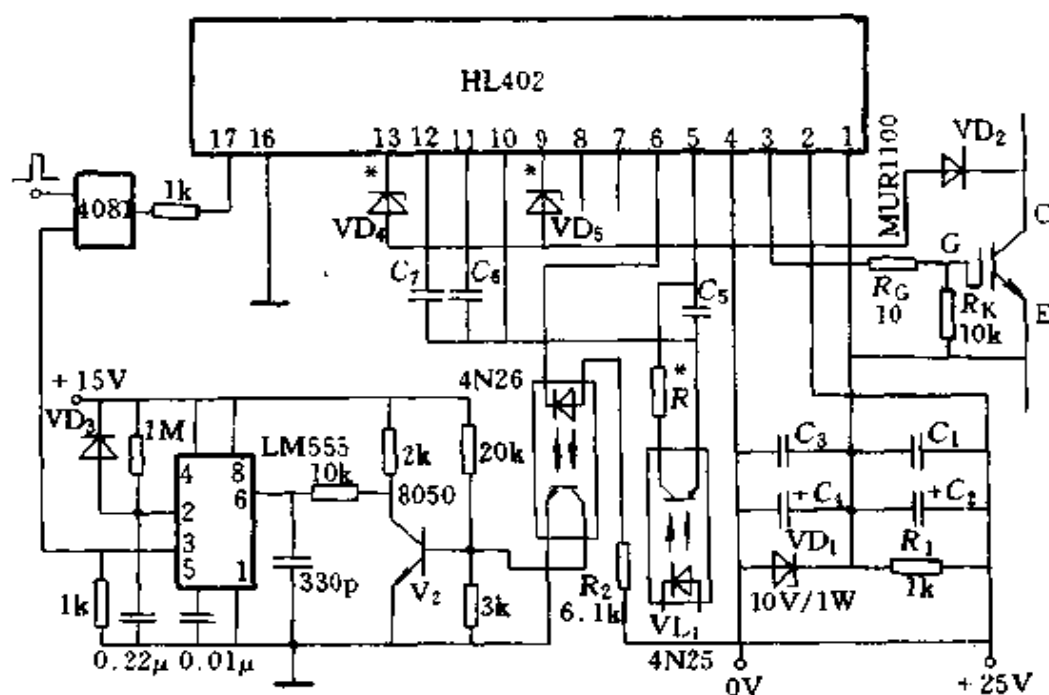


图 12-51 高频领域 HL402 的正确应用接线图

5. 应用举例 HL402 的优良性能, 决定了它可用于一切主功

率器件为 IGBT 的电力电子变流系统中作为驱动电路，以完成对 IGBT 的最优驱动，防止 IGBT 的击穿损坏，本文列举几个例子说明其在电力电子变流系统中的应用。

(1) 在开关电源系统中应用：功率开关电源是通信、邮电、电力等领域的常用设备，过去开关电源一般主功率器件都用 MOSFET，由于半导体材料及工艺水平的制约，至今功率 MOSFET 要么就是低压大电流（如 200A/50V），要么就是高压小电流（如 10A/1000V），这就为制作大功率开关电源应用功率 IGBT 展现了广阔的前景。图 12-52 给出了应用四片 HL402 来完成开关电源系统中四个功率 IGBT 驱动的开关电源系统的原理图。图中 IGBT 的驱动脉冲由 SG3526 来产生，HL 为霍尔电流传感器，它用来进行过电流、短路等故障的保护。

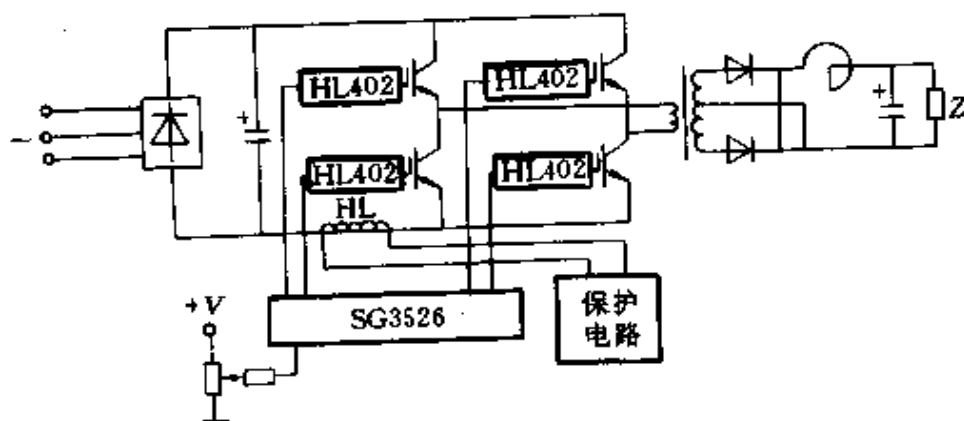


图 12-52 多片 HL402 在开关电源系统中应用示例

(2) 在直流斩波电源系统中应用：直流斩波系统是直流调速系统中的常用方案，随着功率 IGBT 容量的不断扩大，为其在直流斩波系统中的应用展现了广阔的前景。HL402 可用于此类系统来完成功率 IGBT 的驱动。图 12-53 给出了直流斩波调速系统中应用 HL402 驱动 IGBT 的原理图。该系统是闭环稳速系统，其速度的反馈信号来自测速传感器，可通过调节 TL494 PWM 调制器的输出 PWM 脉冲的宽度来实现直流电动机转速的调节，因而本系

统可获得很宽的调速范围和较高的调速精度。

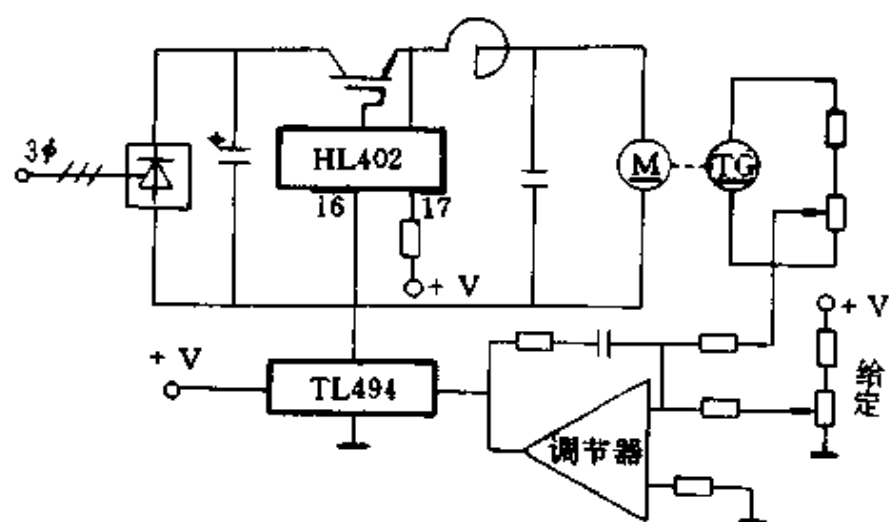


图 12-53 HL402 在直流斩波系统中应用示例

第 13 章 运动控制和电动机控制专用微处理器

13.1 概述

运动控制器通常是以微处理器为核心,由计算机编程、运动轨迹设计,向伺服电动机或步进电动机发出运动指令,实现被控对象的位置、速度、加速度控制。运动控制器可分为“箱式”、“卡式”和“单片”三个层次。这里介绍的是单片大规模集成电路的运动控制器。实际上,它是一种专用微控制器。

表 13-1 给出了 LM628/LM629、HCTL-1100 和 GL-1200 三种单片运动控制器集成电路的主要数据比较。如图 13-1 所示,它们从主计算机接收控制指令,从伺服电动机的增量编码器接收位置信息,向伺服电动机功率驱动电路输出运动指令。对于伺服电动机位置闭环系统来说,它们主要是完成了位置环电路作用,可称为数字伺服运动控制器。它们适用于直流伺服电动机、无刷直流伺服电动机和步进电动机的闭环伺服控制。而 GL-1200 步进伺服控制器则将一个直流伺服电动机闭环控制转换成类似对一台步进电动机开环控制一样,使主控制器的控制算法得以简化。

表 13-1 三种运动控制器主要数据比较

型 号	GL-1200	HCTL-1100	LM628/LM629
商品名称	步进伺服控制器	通用运动控制器	运动控制处理器
生产厂商	Galil Motion Control	Hewlett packard	National Semicouductor
控制器速度/MHz	10	2	6
环路采样时间	10MHz	64 μ s~2.048ms	341 μ s
与主计算机接口	脉冲	8bit 并行	8bit 并行
专用 I/O 口	Error, inhibit	2 个输入, 2 个输出	8 输出

(续)

型 号	GL-1200	HCTL-1100	LM628/LM629
给电动机控制输出	位置误差, 阻尼信号	8bit 并行, 换向信号	8bit 单行口(LM628)
PWM 输出	有	有	有(LM629)
速度图发生器	无	有	有
主计算机中断	无	有	有
错误处理	有	Stop 和 LIMIT 标志	有
指令结构	脉冲	6bit 地址, 8bit 数据	8bit 总线(2~14B)
增量编码器和译码器	是	是	是
施转变压器或绝对编码器	否	否	否
译码器动态范围/bit	12	24	32
位置与速度控制模式	是	是	是
最大距离(计数)	600000	± 8388609	± 1073741824
最高速度/计数 $\cdot s^{-1}$		$31 \sim 1.25 \times 10^6$	± 750000
轨迹参数	—	4 种模式	15/16bit
算法	PD	领先	PID
滤波器系数/bit	—	8	16
输出分辨率/bit	8	8	8 或 12, 可选
电源电压/V	5	5	5
封装	28 脚 DIP	40 脚 DIP	28 脚 DIP

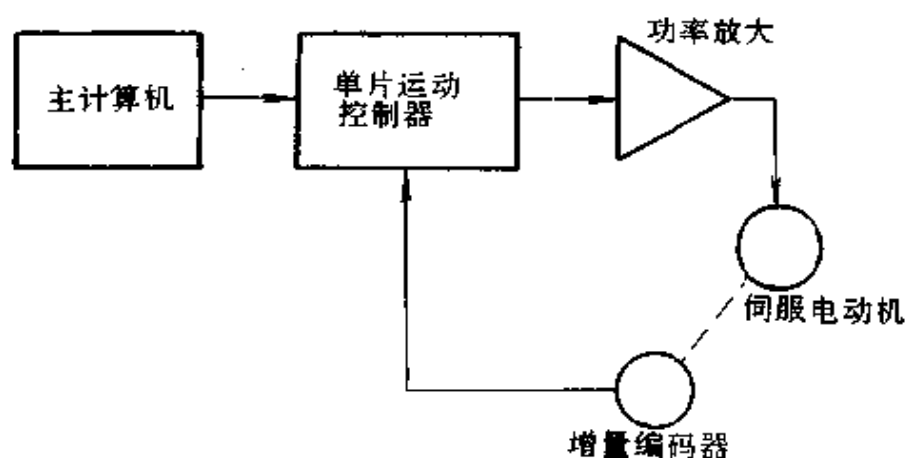


图 13-1 用单片运动控制器构成的闭环系统

CY500 和 PPMC 系列集成电路是专门为步进电动机设计的智能控制器。它们从主计算机接收步进数、以及起动频率、最高频率、加减速斜率等运动参数，经运算再向步进电动机驱动电路发出适当的脉冲分配指令或步进脉冲指令，完成所需的步进运动。

AD2S100 是为异步或同步电动机矢量转换而设计的，可用于这些交流电动机的矢量控制。

本章最后介绍几种电动机控制专用微处理器。它们可用于交流异步电动机变频控制、交直流伺服电动机和步进电动机的控制。

13.2 HCTL-1100 通用型运动控制集成电路

由美国惠普 (HEWLETT PACKARD) 公司生产的 HCTL-1100 通用型运动控制集成电路是该公司原有的 HCTL-1000 电路的增强型，是利用本公司的 HP CMOS 工艺制造的。它适用于对直流伺服电动机、无刷直流伺服电动机和步进电动机的位置伺服或速度控制。通常，这样的运动控制系统的控制指令来源于主处理器，另外只需要一片 HCTL-1100、一个放大器和一个装有增量编码器的电动机就可构成一个完整的系统，模拟量速度反馈元件或补偿元件是不需要的。此芯片提供了所有与数字运动控制有关的功能，这些功能如果让主处理器来完成会占用大量机时，所以它的使用可将主处理解放出来，进行其他任务工作。所有控制参数都可以由程序设定，使用很少的外围元件就能灵活地和快速地完成一个特定要求的设计。此集成电路典型应用例子是打印机等计算机外设、医疗设备、材料处理机，以及其他工业自动化控制装备和系统。

特点：

- 低功耗 CMOS 工艺
- 四种位置或速度控制方式
- 可编程的数字滤波器和换向器
- 8bit 并行口输出和 PWM 电动机指令接口
- 多个 HCTL-1100 同时使用的 SYNC 同步引脚

- TTL 电平兼容
- 100kHz~2MHz 运行
- 增量编码器输入
- 两种封装方式，即 40 脚 PDIP 和 44 脚 PLCC

1. 工作原理 HCTL-1100 主要用来控制直流电动机、无刷直流电动机和步进电动机，实现位置和速度控制。其内部原理框图见图 13-2。它从主处理器获得控制指令。它与主处理器的接口是一个 8bit 的双向地址/数据复用总线。另外，从增量编码器两个正交脉冲信号输入系统位置反馈信息。编码器信号被正交译码，进行可逆计数，在一个 24bit 计数器中保存绝对位置信息。

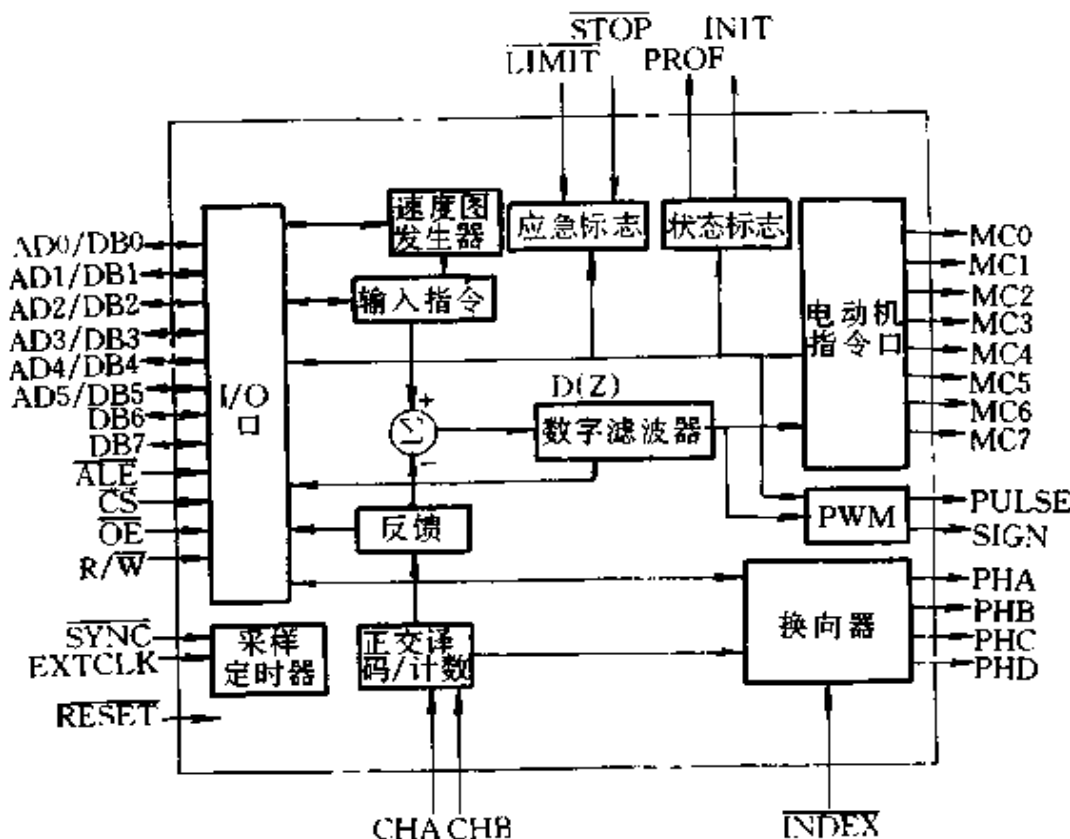


图 13-2 HCTL-1100 原理框图

HCTL-1100 可执行下列四种控制算法，这四种控制模式可由用户进行选择：

- (1) 位置控制；

- (2) 比例速度控制；
- (3) 梯形速度图（点位）控制；
- (4) 有线性加速连续速度图的积分速度控制。

内部的位置速度图发生器计算出必需的速度图，提供给梯形速度图控制和积分速度控制。HCTL-1100 将期望的位置（或速度）值与实际的位置（或速度）值进行比较，并通过可编程数字滤波器 D(Z) 计算出所需的给电动机的补偿指令。此指令是经 8bit 电动机指令口和 PWM 口（以脉冲调宽信号方式）输出的。

HCTL-1100 具有为无刷直流电动机和步进电动机运转所需的电子换向功能。它利用增量编码器的位置信息，使电动机获得正确的通断相序。内部的换向器是可编程的，以适应大多数不同电动机与编码器联合使用的要求。其内的相位重叠和相位超前控制功能也是可编程的，可用来改善电动机的转矩脉动问题和提高高速性能。

HCTL-1100 还提供一些标志信号，例如，有两个外部可用的标志信号：轮廓标志和初始化标志，用户由此可检查控制器的状态。还有两个应急输入端： $\overline{\text{LIMIT}}$ 和 $\overline{\text{STOP}}$ 。在紧急情况下，用户可使用它们来中断本集成电路的运行。

2. 引脚功能的说明 表 13-2 给出两种不同封装方式的引脚号、引脚符号和功能的简要说明，详细说明如下。

表 13-2 HCTL-1100 引脚与功能说明

引脚号		符 号	功 能 说 明
PDIP	PLCC		
2~7	3~8	AD0/DB0 ~AD5/DB5	地址/数据总线——8bit I/O 口的低 6 位，是地址/数据复用
8, 9	9, 10	DB6, DB7	数据总线——8bit I/O 口的前 2 位，仅作数据传输
31, 30	34, 33	CHA, CHB	从增量编码器来的两路正交信号输入端
33	36	INDEX	增量编码器的标记脉冲输入端
37	41	R/W	读/写指令输入端，决定 I/O 口数据交换方向

(续)

引脚号		符 号	功 能 说 明
PDIP	PLCC		
38	42	$\overline{\text{ALE}}$	地址锁存使能端, 使外数据总线低 6 位数据进入内部地址锁存
39	43	$\overline{\text{CS}}$	片选, 由 R/W 端状态执行 I/O 操作
40	44	$\overline{\text{OE}}$	输出使能, 将内部输出锁存的数据输到外部数据总线, 完成一个读操作
14	15	$\overline{\text{LIMIT}}$	限位开关
15	16	$\overline{\text{STOP}}$	停止标志
36	40	RESET	内部电路硬复位
34	37	EXTCLK	外时钟输入端
11, 35	12, 38	V_{DD}	电源, +5V
10, 32	1, 11 23, 35	GND	地
1	2	$\overline{\text{SYNC}}$	用来使多片 HCTL-1100 采样定时器同步
	17-39	NC	空脚
18~25	20~22 24~28	MC0~MC7	电动机指令口, 8bit 输出口, MC7 是 MSB
16	18	PULSE	脉宽调制信号输出口, 其占空比正比于电动机指令的幅值
17	19	SIGN	与 PWM 信号配合, 给出符号/方向
26~29	29~32	PHA~PHD	换向器 A、B、C、D 相使能输出
12	13	PROF	一种状态标志, 它显示控制器正在执行梯形速度图模式
13	14	INIT	一种状态标志, 它显示控制器处于初始化模式 (INIT/IDLE)

$\overline{\text{SYNC}}$ 脚用来使两片以上集成电路同步工作。它只是在 INIT/IDLE 模式下才有效。当此脚为低电平时, 内部采样定时器被清零, 待此引脚恢复到高电平时, 内部采样定时器迅速开始计

数。应用时，将系统所有电路的 $\overline{\text{SYNC}}$ 脚短接在一起，由主处理器送入同步信号脉冲，令所有控制器同步化。

$\overline{\text{LIMIT}}$ 和 $\overline{\text{STOP}}$ 脚是两个应急状态时使用的输入端，输入低电平时有效。如果不用，应接到正电源。在任何工作模式下，只要将 $\overline{\text{LIMIT}}$ 拉至低电平，本芯片即进入INIT/IDLE模式，清除电动机指令使电动机停转。但另外三种控制模式标志（ F_0 、 F_3 、 F_5 ）都不会被清除。通常， $\overline{\text{LIMIT}}$ 置为低电平后，用户还应清除所有控制模式标志，然后进行下步工作。

$\overline{\text{STOP}}$ 脚在应急时施以低电平，使内部的停止标志置位。它只有在积分速度控制模式下才有效。随之，系统减速到停止，并维持在指令速度为零的状态。

要注意的是，当应急状态解除，向这两个引脚端施加高电平信号的同时，必须向状态寄存器（R07H）执行一个写操作，无论写入任何字都可将内部应急标志清除。这个字的低四位还用来重置状态寄存器。

CHA、CHB和 $\overline{\text{INDEX}}$ 脚是增量式光电编码器信号的输入端。在A和B通道内部设有正交译码器，将信号四倍频，送到24bit位置计数器进行计数。例如，一个500脉冲/r的编码器即可获得2000个/r的计数。当通道B领先于通道A时，进行加计数，反之为减计数。 $\overline{\text{INDEX}}$ 标记信号只供给换向器部分，作内部环形计数器的基准点。此环形计数器跟踪转子位置，不致于产生累积误差。

8bit电动机指令口是由R08H寄存器组成，它直接接至MC0~MC7，MC7是最高位。R08H可写入和读出，但只有在INIT/IDLE模式时方能写入。在四种控制模式下，HCTL-1100控制器将电动机指令写入R08H。

PULSE和SIGN脚是脉宽调制输出口的两个引脚端。为控制电动机提供另一种输出信号：PWM信号和极性信号。信号来自寄存器R09H。

PHA~PHD脚是换向器输出端，仅在驱动无刷直流电动机或步进电动机时使用。四脚输出按一定顺序对多相电动机的各绕组

进行激励。

3. 操作流程图 由用户选择, HCTL-1100 可执行三种建立程序和四种控制模式。这三种建立程序是:

- 复位 (RESET)
- 初始化 (INIT/IDLE)
- 对齐 (ALIGN)

由用户选用的四种控制模式已在工作原理中列出。本芯片利用下面三种操作之一完成从一种控制模式切换到另一种控制模式:

- (1) 由用户写入程序计数器;
- (2) 由用户写入标志寄存器 (R00H) 来设置或清除 F0、F3 或 F5 标志;
- (3) 当某些初始条件已由用户提出, HCTL-1100 自动进行切换。

图 13-3 表示了建立程序和控制模式切换流程图, 以及它们所需要的指令, 现分述如下。

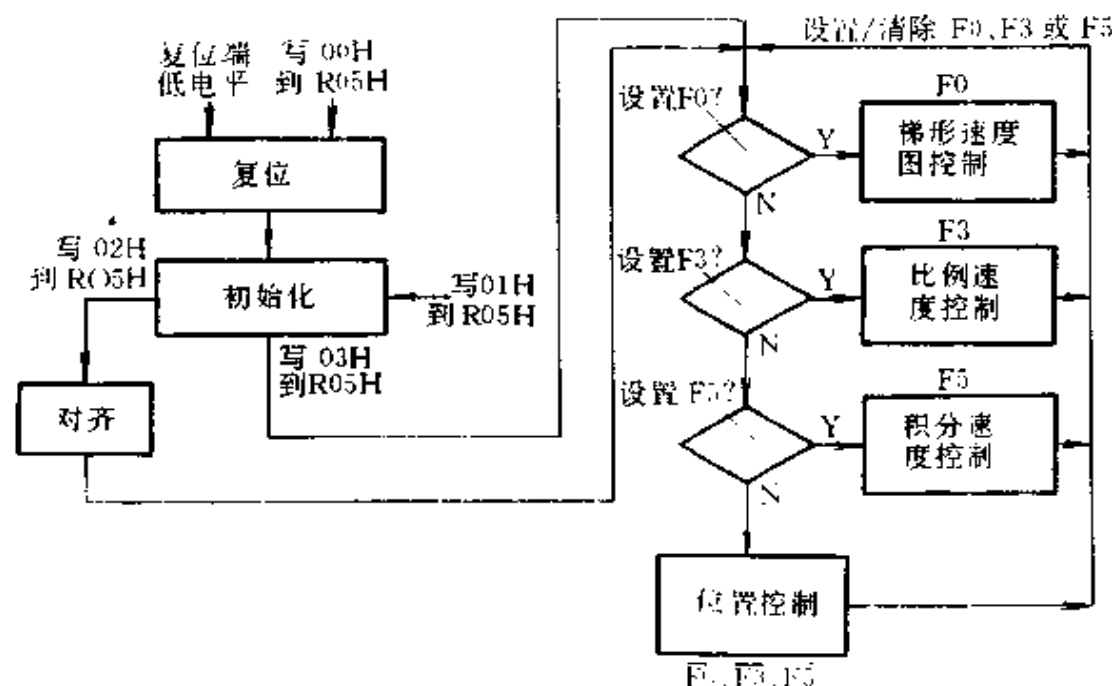


图 13-3 操作流程图

(1) “复位”可采取两种方式进行:

- 硬复位——将 $\overline{\text{RESET}}$ 脚置低电平;
- 软复位——将 00H 写入到寄存器 R05H。

(2) “初始化”采用下面方法执行:

- 将 01H 写入到寄存器 R05H;
- 令 $\overline{\text{LIMIT}}$ 脚为低电平。

在初始化后可设置完成:

- INIT/IDLE 标志 (F1) 被置位;
- PWM 口 (R09H) 被置位为 00H, 零指令;
- 电动机指令口 (R08H) 被置位为 80H (128D), 零指令;
- 原存在数字滤波器中的采样数据被清除。

(3) “对齐”是采用将 02H 写入到寄存器 R05H 而执行的。对齐方式仅在需要使用 HCTL-1100 的换向器功能时才需执行。它使多相电动机定转子间相对位置与 HCTL-1100 内部换向器一致。

完成对齐方式后, 系统自动转到“位置控制模式”。

(4) “控制模式”: 由标志寄存器 (R00H) 的控制标志 F0、F3、F5 哪一个被置位即确定那种控制模式将要执行。将 03H 写入寄存器 R05H, 即进入控制模式。

1) “位置控制模式”: 这种模式 $F0=F3=F5=0$ 。

“位置控制模式”完成点位控制, 但不规定速度分布图。用户设定一个新的 24bit 的位置指令, 控制器将它与当前的 24bit 实际位置进行比较, 计算出误差, 发出电动机的控制指令, 使系统到达新位置。然后, 系统被锁定到此位置上, 直到新位置指令的到来。

最大位移是 7FFFFFFH (8388607D)。

“位置控制模式”程序示例:

(开始)

硬复位 (进入 INIT/IDLE 模式)

滤波器、定时器、指令位置寄存器初始化

将 03H 写入寄存器 R05H (进入位置控制模式)
将预期指令位置写入指令位置寄存器
(控制器工作使系统到达新位置)
继续写入新位置指令
⋮

(结束)

2) “比例速度模式”: 设置 $F0=0$, $F3=1$, $F5=0$ 。

速度值指令以双字节 16bit 送入寄存器 R24N (MSB) 和 R23H (LSB)。比例速度控制模式完成电动机速度控制到达预期速度, 然后稳速工作, 等待下一个速度指令的到来。

“比例速度模式”程序示例:

(开始)

硬复位
滤波器、定时器、指令位置寄存器初始化
将 03H 写入寄存器 R05H
写入期望的指令速度值
设置 F3 (开始比例速度控制)
(系统加速到预定速度, 稳速)
继续写入新的指令速度值
⋮

(结束)

3) “积分速度模式”: 设置 $F0=F3=0$, $F5=1$ 。

积分速度控制模式按用户设定的加速度将系统加速到设定速度。用户可随时改变指令速度和指令加速度来改变系统的速度。两个速度之间的加速是线性的。

“积分速度模式”程序示例:

(开始)

硬复位
滤波器、定时器、指令位置寄存器初始化
将 03H 写入寄存器 R05H

写入期望的加速度
写入期望的最终速度
设置 F5 标志（积分速度控制开始）
（系统以规定加速度线性加速至规定速度）
继续写入新加速度和速度值
：

（结束）

4) “梯形速度图模式”：设置 $F0=1$ ， $F3=F5=0$ 。

梯形速度图控制是使系统运动速度符合规定的梯形或三角形速度图而完成点位控制。用户需要设定所期望的最终位置、加速度和最高速度。控制器自动计算出所需的速度图来满足给定数据要求。如果运动到规定距离一半以前，系统已经升速至最高速度，此速度图就是梯形的；否则将是三角形的。图 13-4 表示了这两种不同情况。

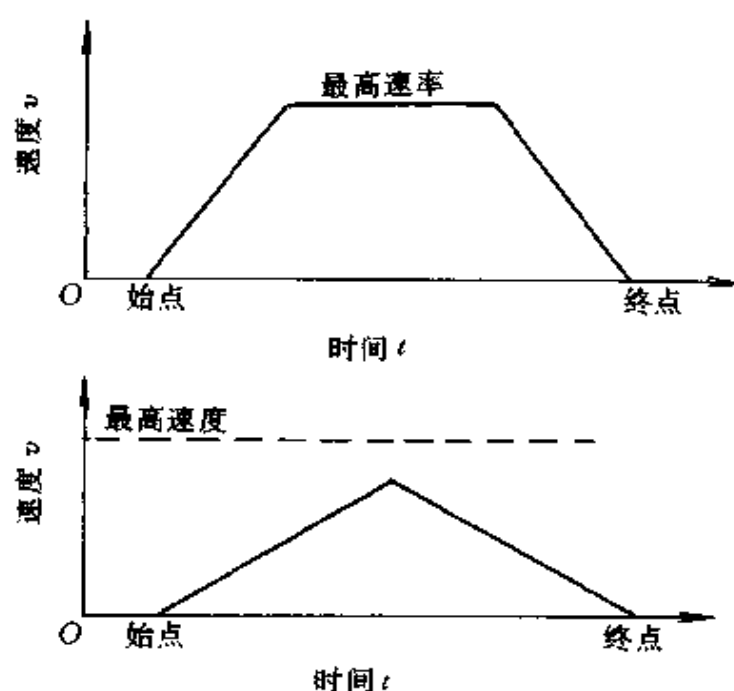


图 13-4 梯形速度图控制模式两种情况

从图 13-4 可知，对于三角波速度图情况，由用户设置 $F0$ 后，系统以规定加速度线性加速到一半距离处速度未能达到最高速

度,即以规定加速度相等的减速度开始线性减速到达最终位置。由 HCTL-1100 控制器将 F0 清除,控制器返回“位置控制模式”。

“梯形速度图模式”程序示例:

(开始)

硬复位

滤波器、定时器、指令位置寄存器初始化

将 03H 写入寄存器 R05H

写入期望的加速度

写入期望的最高速度

写入期望的最终位置

设置 F0 (梯形速度图模式控制开始, PROF 脚变为高电平; 运动完成, PROF 变为低电平)

继续写入新加速度、速度、位置指令

⋮

(结束)

4. 应用 HCTL-1100 与主计算机是通过双向复用 8bit 数据总线进行通信的,还有四个 I/O 控制线 ($\overline{ALE}$ 、 $\overline{CS}$ 、 $\overline{OE}$ 和 R/W) 来执行数据的传送,见图 13-5。由主计算机控制 HCTL-1100 的工作。

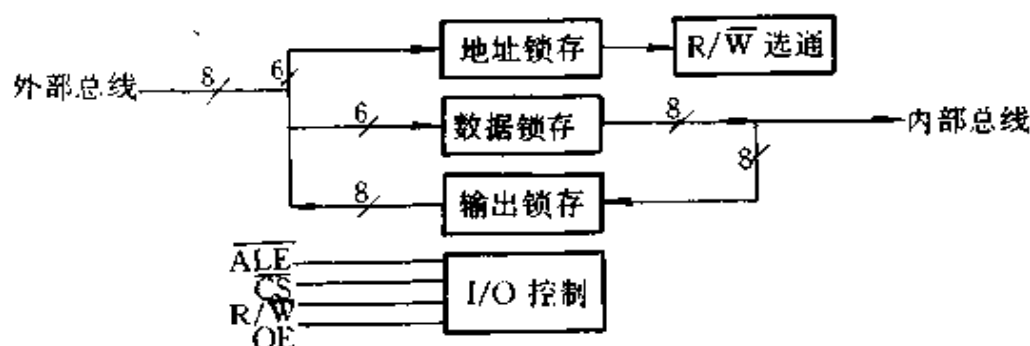


图 13-5 HCTL-1100 I/O 口框图

HCTL-1100 的 8bit 电动机指令口 (MC0~MC7) 适宜外接 8bit D/A 转换器 (DAC), 得到双极性输出。图 13-6 给出它与 D/A 转换器接口的典型接法。图中, MC1408 D/A 转换器的数字输

入端直接与 HCTL-1100 电动机指令口连接。此 D/A 转换器的输出电流 (I_O 端) 经 LF356 运算放大器转换为输出电压 V_{OUT} 。利用调节 RP_0 和 RP_1 控制运算放大器的偏移电压和增益。

图 13-7 表示了利用 HCTL-1100 的 PULSE 和 SIGN 脚与 H 桥连接的例子。它使用两个 UDN2950Z 半桥功率集成电路来驱动直流伺服电动机。

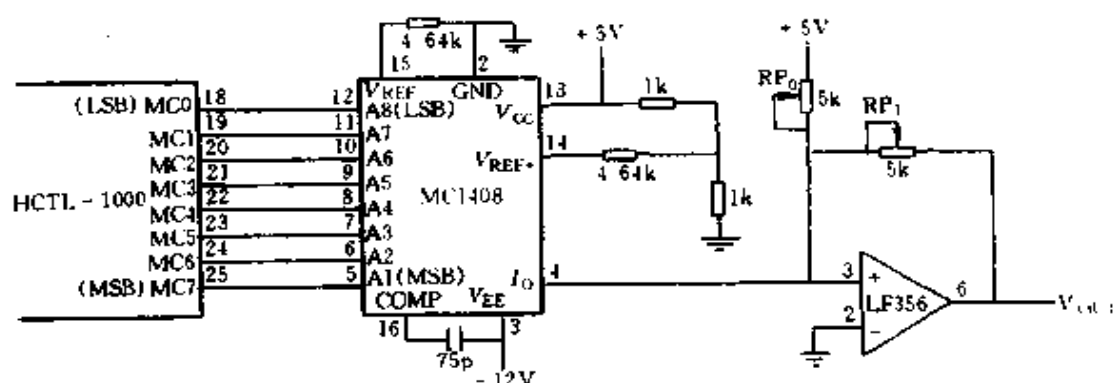


图 13-6 HCTL-1100 与 DAC 接口

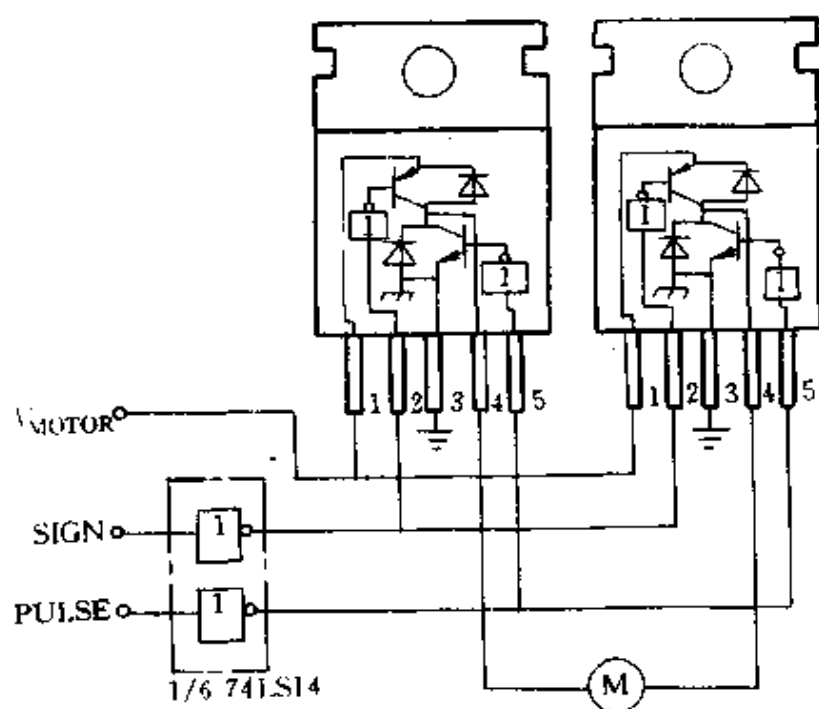


图 13-7 HCTL-1100 与双半桥集成电路的连接

13.3 LM628/LM629 运动控制处理器

LM628 和 LM629 集成电路是专用运动控制处理器，是为使用增量式编码器作位置反馈信号的各种直流或无刷直流伺服电动机伺服系统或其他伺服机构而设计的。利用一个 D/A 转换器、一个功率放大器、一台直流电动机、一个增量编码器和一片 LM628 电路就可构成一个伺服系统。LM628 有 8bit 的输出，用来驱动 8bit 或 12bit 的 D/A 转换器。8bit 的 I/O 口容易接收主计算机来的高级指令集信号。典型系统框图见图 13-8。这个系统亦可用 LM629 集成电路代替 LM628 集成电路，不同的只是其输出不是给 D/A 转换器的 8bit 信号，而是两根信号线的 PWM 信号，用来直接送给 H 桥功率开关作 PWM 控制。一根信号是 PWM 幅值信号 (8bit 分辨率)，另一根是符号线。两集成电路是 NMOS 结构，采用 28 脚双列直插式封装，如图 13-9 所示的 LM628N 或 LM629N。而 LM629M 是 24 脚表面安装式封装。型号后缀 6 或 8 分别表示其工作时钟频率为 6MHz 或 8MHz。工作温度范围为 $-40\sim+85^{\circ}\text{C}$ 。使用 5V 单电源。

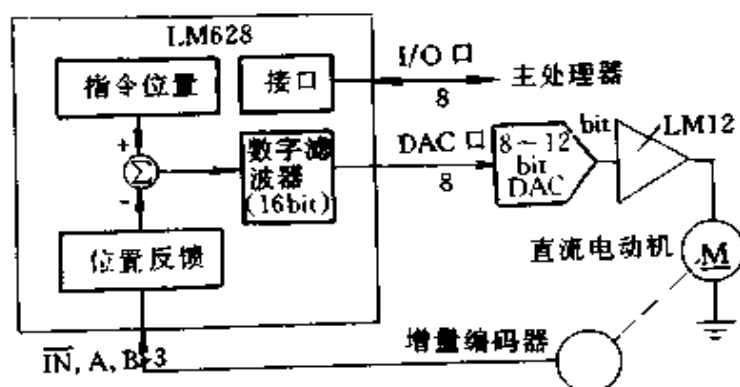


图 13-8 典型系统框图

1. 特点

- 32bit 的位置、速度、加速度寄存器
- 16bit 的可编程数字 PID 滤波器

- 可编程微分采样间隔
- 8bit 或 12bit D/A 转换器输出数据 (LM628)
- 8bit 符号和幅值 PWM 输出数据 (LM629)
- 内部梯形速度图发生器
- 速度、目标位置和滤波器参数在运动过程中可以改变
- 位置或速度控制方式
- 实时可编程的主计算机中断
- 8bit 并行异步主计算机中断
- 与增量式编码器接口

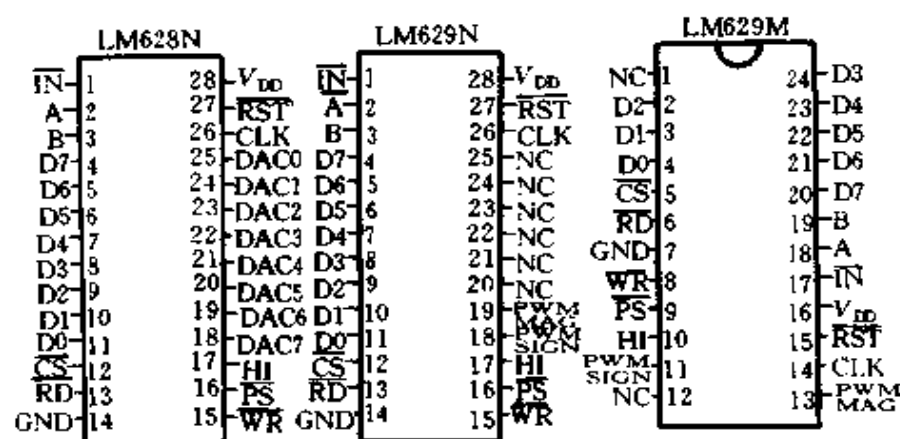


图 13-9 引脚图

2. 引脚说明 下面以 28 脚的 LM628N 为例说明各引脚的功能。

引脚 1 ($\overline{\text{IN}}$): 接收从增量编码器来的标记 (index) 信号。

引脚 2 和 3 (A、B): 接收从增量编码器来的两个正交信号。当电动机正转时, 2 脚信号应超前于 3 脚信号 90° 。

引脚 4~11 (D0~D7): 连接主计算机或主处理器的 I/O 口。利用 $\overline{\text{CS}}$ (12 脚)、 $\overline{\text{PS}}$ (16 脚)、 $\overline{\text{RD}}$ (13 脚) 和 $\overline{\text{WR}}$ (15 脚) 可向 LM628 写入指令和数据, 或从 LM628 读出状态字节和数据。

引脚 12 ($\overline{\text{CS}}$): 片选输入, 用来选用该 LM628 读写操作。

引脚 13 ($\overline{\text{RD}}$): 用来读出状态和数据。

引脚 14 (GND): 电源地。

引脚 15 ($\overline{WR}$): 用来写入指令和数据。

引脚 16 ($\overline{PS}$): 用来选择指令口或数据口。当 $\overline{PS}$ 为低电平时, 向指令口写入指令, 或从指令口读出状态, 当 $\overline{PS}$ 为高电平时, 经数据口写入或读出数据。

引脚 17 (H1): 高电平有效, 通知主计算机中断条件已具备。

引脚 18~25 (DAC0~DAC7): DAC 输出口。

对于 LM628 (8bit 输出方式), 输出锁存数据给外接 D/A 转换器。18 脚是 MSB, 25 脚是 LSB。

对于 LM628 (12bit 输出方式), 18~23 脚输出 6bit 数据。18 脚是 MSB, 23 脚是 LSB。24 脚低电平时输出低位 6bit 数据, 高电平时输出高位 6bit 数据。25 脚信号正跳沿用来选通这些数据, 见图 13-10。

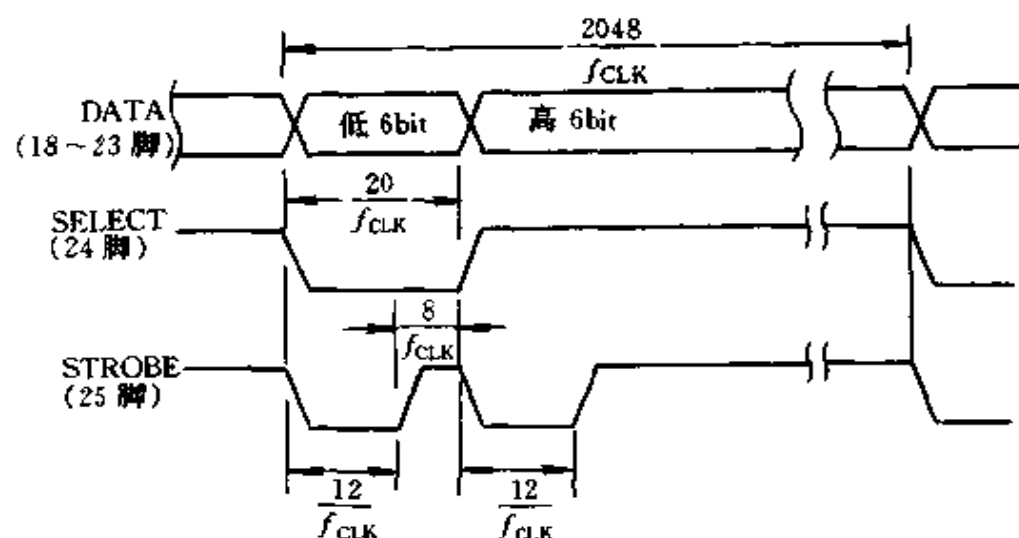


图 13-10 12bit 输出方式时序图

引脚 26 (CLK): 系统时钟输入端。

引脚 27 ($\overline{RST}$): 复位输入端。

引脚 28 (V_{DD}): 电源, 电压为 +4.5~5.5V, $\leq 100\text{mA}$ 。

LM629N 与 LM628N 引脚的不同之处仅在于 17 脚为 PWM SIGN, 18 脚为 PWM MAG, 分别输出 PWM 的符号和脉冲串, 其余引脚相同。

3. 工作原理 系统框图如图 13-8 所示, LM628 通过其 I/O 口与主计算机通信, 计算梯形速度图和数字滤波。用一个增量编码器反馈实际位置。不论是位置控制还是速度控制方式, 这个梯形速度图发生器计算出需要的梯形速度分布图。在运作时, LM628 进行预定位置(速度图发生器计算的位置)与实际位置的减法运算, 此位置误差经数字 PID 滤波器处理后输出, 由外接 D/A 转换器和功率放大, 驱动电动机到达预定位置。表 13-3 给出 LM628/LM629 的主要综合性能数据。

表 13-3 LM628/LM629 主要性能数据

位置范围	-1073741824~+1073741823 数
速度范围	0~1073741823/2 ¹⁶ 数/采样, 即 0~16383 数/采样, 分辨率 1/2 ¹⁶ 数/采样
加速度范围	0~16383 数/采样 ² , 分辨率 1/2 ¹⁶ 数/采样 ²
工作方式	位置控制和速度控制
控制算法	比例、积分、微分 (PID)
采样间隔 (t_s)	微分: $2048/f_{CLK} \sim 2048 \times 256/f_{CLK}$ (对于 $f_{CLK}=8\text{MHz}$, 即 256~65536 μs) 比例、积分: $2048/f_{CLK}$

(1) 位置反馈接口: 增量编码器三个信号 A、B 和 $\overline{IN}$ 接至 LM628。两个正交信号用来跟踪电动机的绝对位置, 它们组成四个不同逻辑状态, 此逻辑状态的每一次改变, 相应的 LM628 内位置寄存器增加或减少一个数。这样, 系统分辨率比该编码器条纹数高四倍。编码器信号输入与 LM628 的时钟同步。

$\overline{IN}$ 信号是每一转出现一次低电平的脉冲信号。当编码器三个信号都是低电平时产生 index 信号送内部专门的寄存器 index, 记录电动机的绝对位置。于是有

$$\text{index} = \overline{A} \cdot \overline{B} \cdot \overline{IN}$$

(2) 速度图的产生: 梯形速度图发生器计算出期望位置与时间关系。在位置控制方式时, 主计算机确定了加速度(减速度)、

最高速度和最后位置。LM628 则利用这些信息使电动机以规定加速度加速到最高速度，或开始减速，直至停到规定的最终位置上。图 13-11a 表示这种简单的梯形速度图情况，减速度和加速度相等。但在运动过程中，最高速度或目标位置允许改变，电动机相应地进行加速或减速，见图 13-11b。

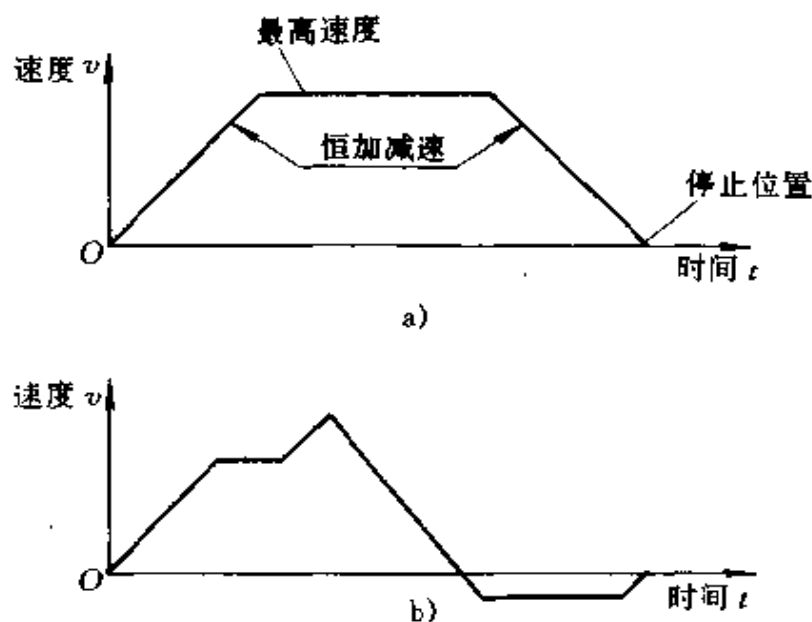


图 13-11 两种典型速度图

在速度控制方式时，电动机以规定加速度加速至规定速度，并维持这个速度直至指令结束。如果运动存在扰动，其长时间的平均速度仍维持为恒值。

运动轨迹参数是 32bit 值。下例表示由期望的运动如何设置轨迹参数：用带有每转 500 线编码器的电动机，要求以 1r/s^2 加速度加速至 600r/min ，最后减速并精确地停在离起始位置 100r 的位置。轨迹参数计算如下：

令 P ——目标位置（单位：编码器计数）

R ——每转计数（编码器线数 $\times 4$ ）

则 $R = 500 \times 4 = 2000$

$P = 2000 \times 100 = 200000$

写入 P （码）= 00030D40（hex 码写入 LM628）

令 v ——速度 (单位: 计数/采样)

t_s ——采样时间 (s)

对于 6MHz 时钟, $t_s = 341\mu\text{s}$

C ——转换系数, $C = 1\text{min}/60\text{s}$

则 $v = Rt_s C \times \text{期望的转速}$

$$= 2000 \times 341 \times 10^{-6} \times \frac{1}{60} \times 600 \text{ 计数/采样} = 6.82 \text{ 计数/采样}$$

换算 $v = 6.82 \times 65536 = 446955.52$

取整 $v = 446956$

写入 v (码) = 0006D1EC (hex 码写入 LM628)

令 A ——加速度 (单位: 计数/采样²)

$A = Rt_s t_s \times \text{期望的加速度}$

$$A = 2000 \times 341 \times 10^{-6} \times 341 \times 10^{-6} \times 1 \text{ 计数/采样}^2$$

$$= 2.33 \times 10^{-4} \text{ 计数/采样}^2$$

换算 $A = 2.33 \times 10^{-4} \times 65.536 = 15.24$

取整 $A = 15$

写入 A (码) = 0000000F (hex 码写入 LM628)

上述计算中, 速度和加速度都乘以 $65536 = (2^{16})$, 是为了提高其分辨率设计的。见表 13-3。经这样换算后的小数在取整时舍去。写入 LM628 的 P 、 V 、 A 都应是 hex 码。

(3) PID 补偿滤波器: LM628 用一个数字 PID 滤波器来补偿被控制的闭环系统。在预定位置上, 对于任何扰动, 电动机都产生一个转矩来保持此位置。此回复转矩正比于位置偏差加上偏差的积分和微分。LM628 给电动机的输出信号可表示为

$$u(n) = K_p e(n) + K_i \sum_{n=0}^n e(n) + K_d [e(n') - e(n' - 1)]$$

式中 n ——第 n 次采样;

n' ——以微分采样速率的采样;

K_p 、 K_i 、 K_d ——由用户设定的滤波参数。

第一项是比例项, 回复转矩正比于位置误差 $e(n)$, 就类似于

弹簧服从的虎克定律。第二项是积分项，回复转矩随时间而增大，使系统静态位置误差为零。对于负载是恒转矩情况，得到零位置误差。第三项是微分项，对应的回复转矩分量与位置误差变化率成正比。与此项相关的采样间隔是由用户选择的。LM628 有能力满足系统的惯性矩（机械时间常数）大范围的变化，并使差分计算很好地接近于连续微分计算。

电路内的位置误差信号为 16bit，送给数字滤波器。首先乘以系数 K_p ，得到比例项；此误差信号加上先前的误差累计形成积分信号；由选取的采样间隔，将先前误差减去现在的误差形成微分信号。全部乘法运算按 16bit 进行。其乘积只取低 16bit。由输出方式的不同，取高 8 位或高 12 位作为 LM628 输出，成为控制电动机的信号。

(4) DAC 输出口：LM628 的 DAC 输出口可提供锁存 8bit 并行输出或双重 12bit 输出。这个 DAC 输出数据是移位二进制码。对于 8bit 码，其零点是 80hex，对于 12bit 码，零点是 800hex。当输出数据小于零点时，使电动机产生的是负转矩，大于零点的数数据，则产生正转矩。

LM629 的 DAC 输出口提供 PWM 符号与大小 (8bit) 信号，用来直接驱动开关型功率放大器。图 13-12 给出 PWM MAG 输出信号波形，19 脚输出不同占空比的方波，图中没有画出符号 (18) 脚输出波形。

4. 用户指令集 LM628 的用户指令集见表 13-4。这些指令包括下列功能：初始化、中断控制、滤波器控制、轨迹控制、数据报告。其

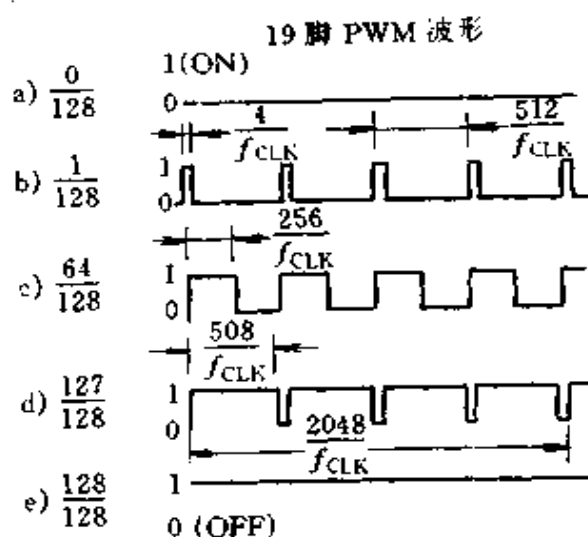


图 13-12 LM629 的 PWM MAG 输出信号波形

中一些指令是单独的，而另一些指令需要一个支持数据结构。例如，指令 STT 不需附加数据，而指令 LFIL 则需要附加上微分项采样间隔和滤波器参数等数据。

表 13-4 LM628 用户指令集

指 令	型 式	说 明	hex	数据字节
RESET	初始化	复位	00	0
PORT8		选择 8-bit 输出	05	0
PORT12		选择 12 bit 输出	06	0
DFH		定义原点	02	0
SIP	中断	设定 index 位置	03	0
LPEI		误差中断	1B	2
LPES		误差停	1A	2
SBPA		设定断点，绝对	20	4
SBPR		设定断点，相对	21	4
MSKI		屏蔽中断	1C	2
RSTI		复位中断	1D	2
LFIL	滤波器	装入滤波器参数	1E	2~10
UDF		修改滤波器参数	04	0
LTRJ	轨迹	装入轨迹数据	1F	2~14
STT		起动	01	0
RDSTAT	报告	读状态字节	—	1
RDSIGS		读信号寄存器	0C	2
RDIP		读 index 位置	09	4
RDDP		读预定位置	08	4
RDRP		读实际位置	0A	4
RDDV		读预定速度	07	4
RDRV		读实际速度	0B	2
RDSUM		读积分和	0D	2

5. 应用 图 13-13 表示了一个最小系统结构例子。LM628 用

8bit 并行总线与主计算机接口。地址线经译码后作为 LM628 的 $\overline{CS}$ 输入；地址的 LSB 直接驱动 $\overline{PS}$ 输入。LM628 8bit DAC 输出接 D/A 转换器，送 LM12 线性功率放大器驱动直流伺服电动机。

图 13-14 表示 LM629 的 PWM 输出直接驱动 LM18298 双 H 桥电路情况。后者是开关型功率放大器，两个 H 桥并联工作，驱动一台小型直流伺服电机。LM629 也可以用于无刷直流电动机的驱动控制。例如，采用 LM621 无刷直流电动机集成电路即可实现。

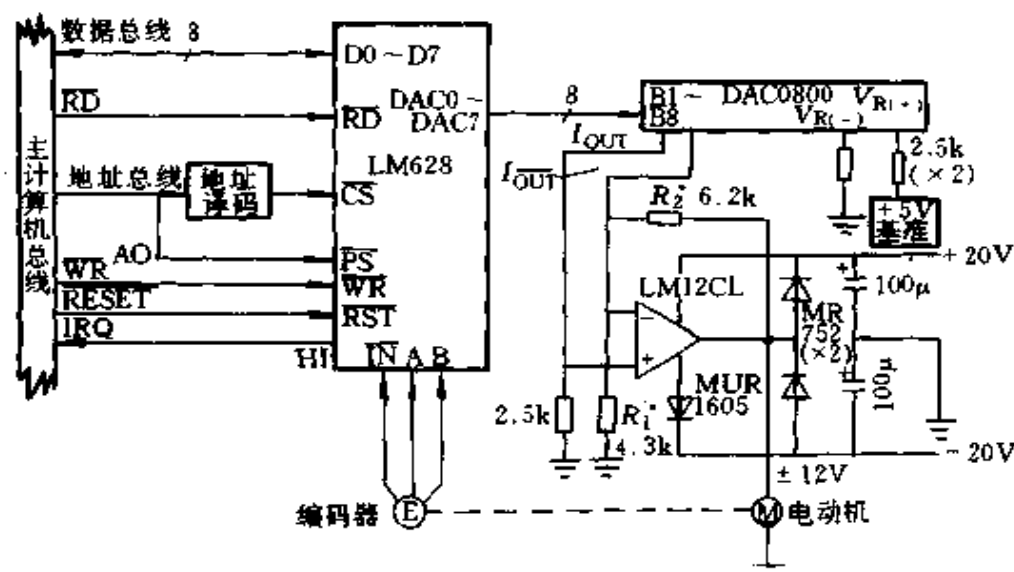


图 13-13 LM628 构成最小系统

$$\text{注: } A_v = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 2.4 \quad \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 2.5 \text{ k}\Omega$$

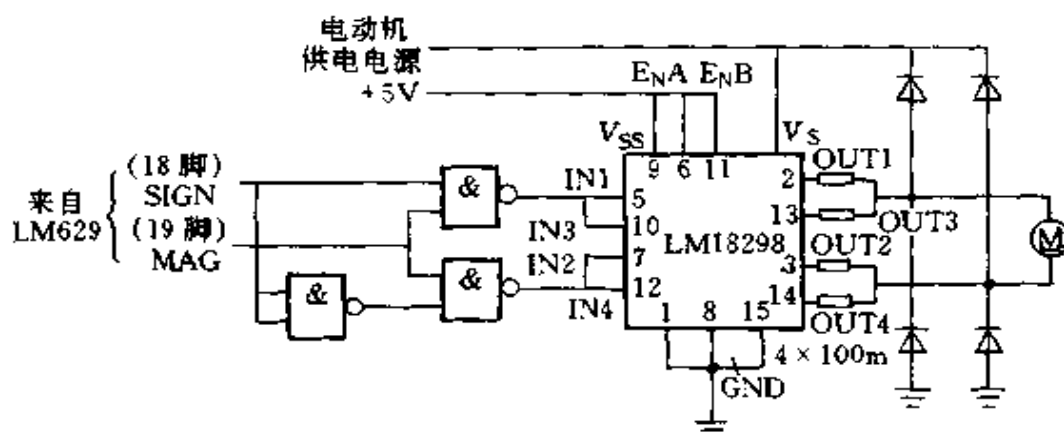


图 13-14 LM629 PWM 驱动

13.4 GL-1200 步进伺服控制器

1. 直流电动机步进化控制系统 在位置伺服控制系统设计时,人们经常面临对步进电动机系统和直流伺服系统的选择。这选择包括对运动控制快速性的要求、精度、成本、设计和调整复杂性等方面的考虑。步进电动机系统本质上是一个数字部件,它直接接受脉冲序列,可开环控制,不需反馈元件,系统设计较简单,容易调整,成本较低。但步进电动机系统输出功率较小;工作速度较低,一般不超过 2000r/min;低速运行平滑性差,还可能出现谐振而失步;在高速工作时转矩下降;堵转工作发热严重;系统效率低;响应快速性较差。如果采用微步距驱动或闭环控制等新技术,性能会有所改善,但成本会明显增高。如果选用直流伺服系统,运动性能会有很大改善,但系统复杂,成本增加,设计和调整比步进电动机系统要困难一些,而且其控制器部分成本也随之加大。

利用 GL-1200 专用集成电路构成的直流电动机步进化控制系统,是一个折中的方案。它采用增量式编码器作为反馈元件。和步进电动机系统相似,接受从主控计算机来的脉冲序列指令,不但得到位置误差,还可以得到阻尼信号,因而不必使用测速发电机。它可使用适用于步进电动机系统的控制器和软件,设计和调整比较简易,系统成本较低。利用这个系统,直流电动机的控制就像步进电动机一样。它既可以用作位置控制,也可以用作锁相速度控制。

这个新系统适用于那些步进系统已不能满足要求、而若选用常规闭环直流伺服系统又嫌太昂贵的场合。

2. GL-1200 脉冲输入式伺服控制器 图 13-15 表示采用 GL-1200 专用芯片组成步进伺服控制系统的框图,图中也表示了芯片内的主要组成。

GL-1200 是一个 28 脚双列直插塑料封装芯片,见图 13-16。其内部包括一个指令位置寄存器、一个反馈位置寄存器、一个位

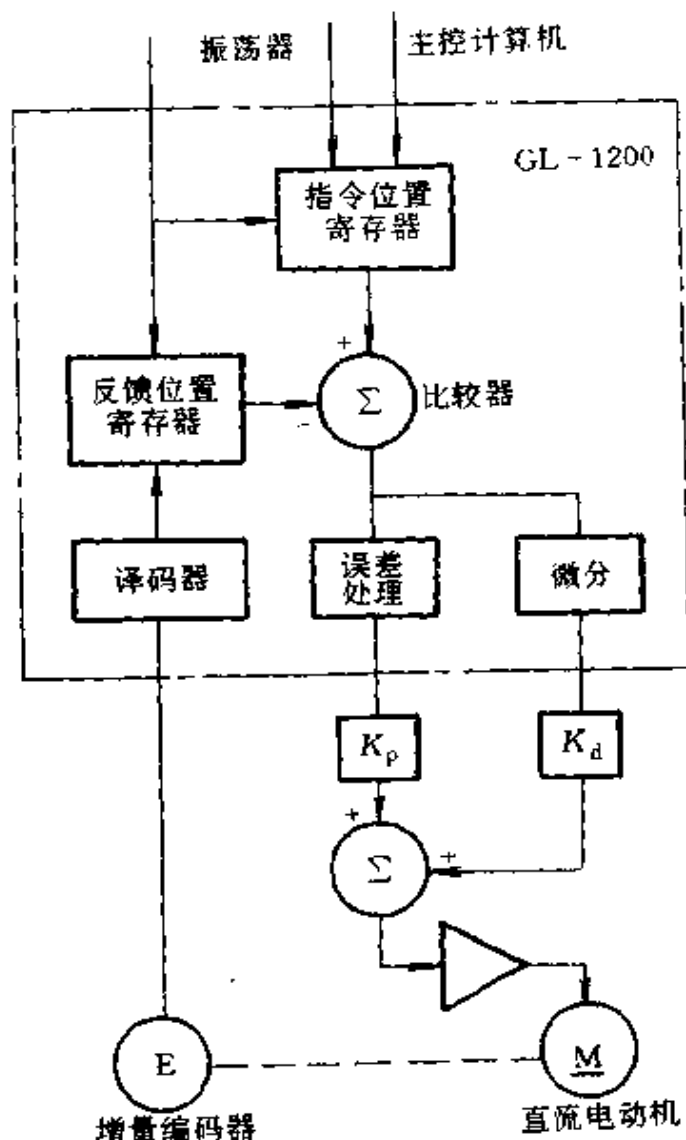


图 13-15 直流电动机步进伺服控制系统

置反馈信号译码器、一个比较器、一个误差处理环节、一个微分器，寄存器是 12bit 的。从上位机来的脉冲序列位置指令从 8 或 9 脚进入指令寄存器。从增量编码器来的双通道脉冲序列从 11 和 12 脚进入译码器，得到四倍频的位置信息和方向信息。例如，若编码器是每转 500 脉冲的话，进入反馈寄存器的实际位置信号相应为每转 2000 脉冲，增加了系统的分辨率，两寄存器的数据不断被采样送给比较器，得到数字位置误差 (PE)。采样频率很高，典型值为 5MHz，比系统带宽高得多。数字位置误差 (PE) 的低 8bit

被误差处理环节转换为脉宽调制 (PWM) 信号, 从 3 脚输出 (MC 信号)。同时, 还计算出位置误差的微分, 它代表了运动速度, 从 6 和 7 脚送出, 作为系统阻尼用。它们一个正比于正速度, 另一个正比于负速度。两个信号在外接运算放大器中转换成模拟阻尼信号。用另一个运算放大器可以将位置误差和阻尼信号合成为一个模拟信号, 用来控制末级功率放大器, 驱动直流电动机。(参见图 13-17)。系统的增益和阻尼可由 R_D 和 R_G 两个电阻来调节, 以优化系统的性能。

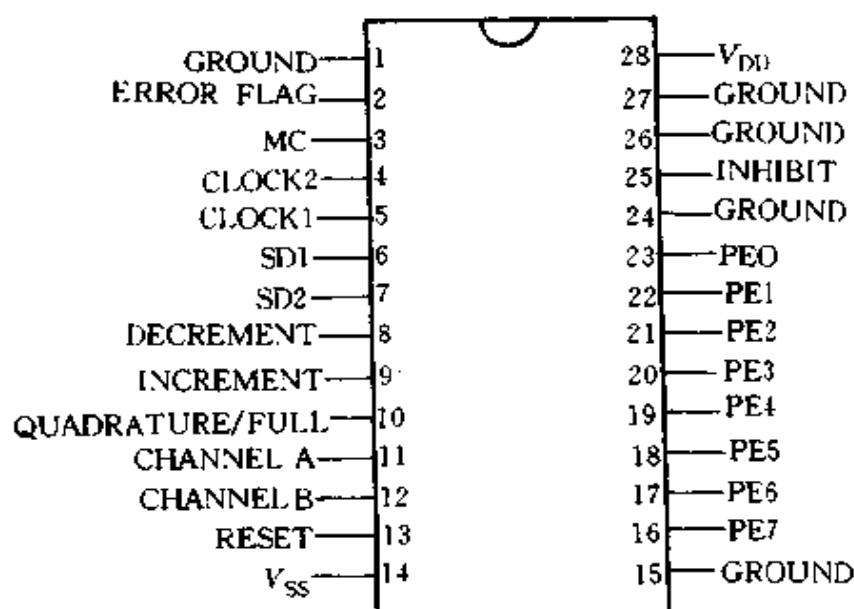


图 13-16 GL-1200 管脚图

GL-1200 是一个脉冲跟踪型控制器。输入一个脉冲指令, 对应于电动机运动一步 (上例中, 对应于 $1/2000r$)。运动的速度取决于输入脉冲的频率。作为速度控制系统用时, 它是一个宽速度范围的锁相稳速系统。速度误差为零, 因为反馈频率被锁定到输入的指令频率上。典型的调速范围可达 $100000:1$ 。

位置误差 (PE) 在 8bit 范围内线性变化, 即 ± 127 。若误差过大, 2 脚 (ERROR FLAG) 给出低电平信号, 发出警告。同时, 也可以由 16~23 脚信号来对系统位置误差进行连续的监视。

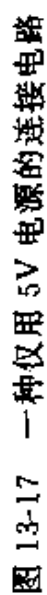


图 13-17 一种仅用 5V 电源的连接电路

3. 引脚的功能说明

(1) 输入信号

引脚 5 (CLOCK1): 外接时钟信号。对于 GL-1200, 最高频率为 5MHz。

引脚 4 (CLOCK2): 不用作外接时钟时, 可按图 13-18 在 4 和 5 脚间接 LC 电路, 以得到工作时钟。

引脚 9 (INCREMENT) 和引脚 8 (DECREMENT): 正向和反向位置指令脉冲输入端, 对脉冲上升沿有效。

引脚 11 (CHANNEL A) 和引脚 12 (CHANNEL B): 双通道增量式编码器输入端, 允许最高频率 75kHz。

引脚 10 (QUADRATURE/FULL): 高电平时, 编码器信号四倍频; 低电平时, 不倍频。

引脚 13 (RESET): 位置寄存器复位信号输入端。复位时, MC 处于高阻态。

引脚 25 (INHIBIT): 禁止输入端, 使 MC 处于高阻态。

(2) 输出信号:

引脚 3 (MC): 脉宽调制的位置误差信号。

引脚 6 (SD1) 和引脚 7 (SD2): TTL 电平的阻尼信号。

引脚 16~23 (PE0~PE7): 8bit 位置误差监视端。

引脚 2 (ERROR FLAG): 误差标志端, 低电平时表示位置误差已超出 8bit。

输入脉冲指令除正向脉冲和反向脉冲输入方式之外, 也可以采用方向信号 (DIRECTION) 和脉冲信号 (PULSE) 输入方式。图 13-19 表示了外接附加电路。

4. 控制算法 由于系

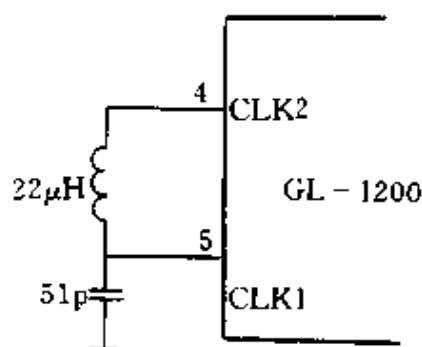


图 13-18 利用 LC 电路产生 5MHz 时钟

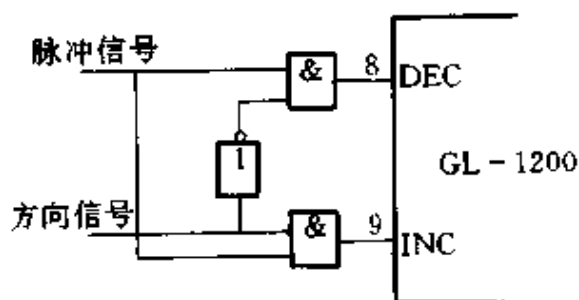


图 13-19 另一种指令信号输入方式

统的采样频率足够高，本系统可按连续系统分析。控制器的传递函数为

$$G(s) = \frac{M}{PE}(s) = K_p + sK_d$$

式中 PE ——位置误差

M ——给功率放大器的电压信号。

$$M = K_p (PE) + K_d \frac{d}{dt} (PE)$$

式中 K_p 、 K_d ——增益系数和阻尼系数。

对于图 13-17 的电路，在 $R_d = 26.2k\Omega$ 时，有

$$K_p = \frac{10}{128} V/\text{脉冲} = 0.078 V/\text{脉冲}$$

$$K_d = 0.1 V/kHz$$

5. 应用示例 由 GL-1200 组成的步进直流电动机伺服系统用于 16in (406.4mm) 天文望远镜，是一个典型示例。原先采用步进电动机系统，需要两套减速器，低速用于跟踪，高速用于快速定位。低速时有振荡。后改用步进伺服控制器，振荡消除了，且只需一套减速器。低速可达每天一转，用来跟踪行星，十分钟一转用来跟踪像彗星等慢速移动的星体，而快速定位速度可达 6000r/min，步进电动机是不可能达到的。为适应这样宽的速度范围，编码器信号在低速时经四倍频处理，在高速时则不倍频。

13.5 CY500 系列智能步进电动机控制器

由美国控制微系统公司 (Cybernetic Micro Systems, Inc.) 生产的 CY500 系列智能步进电动机控制器是一种 8bit 专用单片微计算机。它们采用高级语言指令对四相步进电动机的方向、加速度、速度和位置进行控制。在开发阶段，用户可选择二进制代码或 ASCII 代码，在 ASCII 键盘上进行开发。这些 LSI 芯片均使用 5V 单电源，采用 40 脚 DIP 封装。

此系列包括四种控制器产品

CY500 存储程序的步进电动机控制器

CY512 智能步进电动机位置控制器

CY525 智能步进电动机斜坡控制器

CY545 高性能步进电动机系统控制器

表 13-5 给出了此四种集成电路控制器的主要性能。

下面以 CY512 为例进行介绍。

表 13-5 四种智能步进电动机控制器的主要性能

性 能	CY500	CY512	CY525	CY545
基本性能:				
最高步进速率/ $\times 10^3$ 步/s	2	5	10	27
最大步进数 ($\times 10^3$)	64	64	64	16000
高级语言指令数	21	25	26	28
程序存储/B	18	48	60	64K
加减速曲线	指数型	指数型	线性型	线性型
电动机运行:				
脉冲信号和方向信号输出		•	•	•
四相信号输出	•	•	•	
两相、四相电动机兼容	•	•	•	•
三相、五相电动机兼容		•	•	•
整步	•	•	•	•
半步	•	•	•	•
1/4 步			•	•
微步				•
单步	•	•	•	•
连续步进	•	•	•	•
恒速步进和加减速	•	•	•	•
低功耗“锁定”				•
电动机开/关输出				•
限位检出	•	•	•	•
指令接口:				
串行接口				•
并行接口	•	•	•	•
二进制或 ASCII 数据结构	•	•	•	•

(续)

性 能	CY500	CY512	CY525	CY545
内部存储程序	•	•	•	
外部存储程序				•
直接指令模式	•	•	•	•
拨码盘输入				•
外接显示				•
独立工作		•		•
程序性能:				
列出程序存储缓冲器内容		•	•	•
显示步进数、速率、加速斜率		•	•	•
显示当前位置		•	•	•
执行存储程序	•	•	•	•
可编程的时延	•	•	•	•
程序循环最高次数		256	256	64000
可编程的 I/O 线	1	1	1	16
程序标号			•	
程序执行时输入指令			•	
多片控制器同步信号	•	•	•	•
运动控制性能:				
可编程的起动速率和加减速斜率	•	•	•	•
可编程的最高速率	•	•	•	•
软件方向控制	•	•	•	•
自动判向		•	•	•
可编程步进数	•	•	•	•
绝对位置步进	•	•	•	•
急停	•	•	•	•
闭环速率控制		•	•	
外接方向控制	•			•
程序完成指示	•	•	•	•

注 • 表示“是”、“有”、“能够做”； ◦ 表示“尚可”或加辅助电路可实现。

1. CY512 智能步进电动机位置控制器 CY512 控制器对

CY500 进行了改进，它利用并行 TTL 电平输入端与任意计算机连接，数个输入和输出端作为辅助控制接口，高级语言指令的程序可存储在其内部一个程序缓冲器中，并由指令使之执行。它的 TTL 电平输出可用来控制由功率晶体管或晶体管阵列组成的四相步进电动机驱动电路。它还能自动判断为了到达目标位置，步进应当是正转还是反转的。

(1) CY512 控制器的特点：

- ASCII—十进制或二进制通信
- 25 个高级语言指令
- 有存储程序的能力
- 整步和半步工作可选
- 绝对/相对位置模式可选
- 有可编程输出线
- 两种中断请求输出
- 比 CY500 有更好的线性升减速斜坡
- 比 CY500 有更高的速率分辨率
- 可编程的时延
- 软件方向控制
- 硬件或软件的起/停控制
- 有急停功能
- 有循环和跳转指令
- 可检验内部寄存器或缓冲存储器内容

(2) CY512 的引脚号和符号（见表 13-6）。

表 13-6 CY512 的引脚功能说明

引脚号	符 号	功 能 说 明
1	I/O REQUEST	输入/输出请求
2, 3	XTAL	接石英谐振器 (2~11MHz)
4	$\overline{\text{RESET}}$	复位端
5, 9, 25	NC	空脚
6	$\overline{\text{TERMINATE/ABORT}}$	终止/急停

(续)

引脚号	符 号	功 能 说 明
7, 20	GND	地
8	$\overline{\text{INSTROBE}}$	输入选通
10	$\overline{\text{OUTSTROBE}}$	输出选通
11	CLK/15	时钟信号 15 分频后输出端
12~19	DB ₀ ~DB ₇	双向并行数据总线
21~24	$\phi 1 \sim \phi 4$	给步进电动机的驱动信号
26, 40	V _{CC}	+5V 电源
27	$\overline{\text{BUSY/READY}}$	忙/准备
28	DO-WHILE	程序循环监测
29	$\overline{\text{SLEW}}$	最高速率指示输出端
30	STEP INHIBIT	禁止步进输入端
31	$\overline{\text{PROG}}$	编程模式
32	$\overline{\text{RUN}}$	程序执行模式
33	DIRECTION	转向输出端
34	PROGRAMMABLE OUTPUT	可编程输出
35	$\overline{\text{PULSE}}$	步进脉冲输出端
36	ASII/ $\overline{\text{BIN}}$	ASII/二进制模式选择输入端
37	$\overline{\text{MOTION COMPLETE}}$	运行完毕指示
38	WAIT PROGRAM	等待
39	I/O SELECT	输入/输出选择端

(3) 内部结构: CY512 内部结构包括以下几部分:

- 输入数据及命令子系统。
- 输出数据子系统。给出四相步进电动机驱动电路的四个输出信号, 还有 $\overline{\text{PULSE}}$ 和 DIRECTION 信号输出, 用于非四相电动机驱动的需要。
- 程序参数存储子系统。寄存用户设定的步进数、步进速率和加速斜率等参数。还有一个 16 位的当前位置寄存器, 在进行正向或反向步进的同时, 对此寄存器计数器进行加减计数。
- 程序存储缓冲器子系统。存储用户设定的指令程序, 其容

量为 48B。

• 模式标志和模式选择子系统。在执行命令期间选择工作模式，进行数据和输入信号的解释并完成正确的操作。

• 位置寄存器。寄存绝对位置数值。

(4) 高级语言指令和编程例子：CY512 有 25 条高级语言指令，它们以 ASCII 代码表示。它们是：

- 1) A (At home) ——置当前位置为零位；
- 2) B (Bit set) ——置可编程输出端为高电平；
- 3) C (Clear bit) ——可编程输出端复位；
- 4) D (Do it now) ——开始执行程序；
- 5) E (Enter) ——进入编程模式；
- 6) F (Factor) ——设置步进速率系数；
- 7) G (Go) ——步进运动开始；
- 8) H (Halfstep) ——设置半步工作模式；
- 9) I (Initialize) ——初始化，关闭输出端，整个控制器复位；
- 10) J (Jump to address) ——跳转到规定的程序缓冲器地址；
- 11) L (Loop) ——按规定次数重复执行程序段；
- 12) N (Number of steps) ——设置步进数；
- 13) O (Offset) ——设置下一个步进信号值；
- 14) P (Position) ——设置目标位置值；
- 15) Q (Quit) ——停止程序输入模式转为命令模式；
- 16) R (Rate) ——设置最高步进速率；
- 17) S (Slope) ——设置步进加速（或减速）斜率；
- 18) T (Loop till) ——重复执行程序直至 28 脚为低电平；
- 19) U (Untill) ——直至 38 脚等待端变为低电平时，停止执行程序；
- 20) V (Verify) ——检验内部缓冲器内容；
- 21) W (Wait) ——直至 38 脚等待端变为高电平，开始执行程序；
- 22) X (Expend) ——按规定的时问 (ms) 延时；

- 23) + (CW) ——设置顺时针方向步进;
- 24) - (CCW) ——设置逆时针方向步进;
- 25) 0 (Command) ——停止执行程序, 返回指令输入模式。

图 13-20 表示采用 ASCII 码键盘 CY512 最简单的开发系统。它可以有三种工作模式:

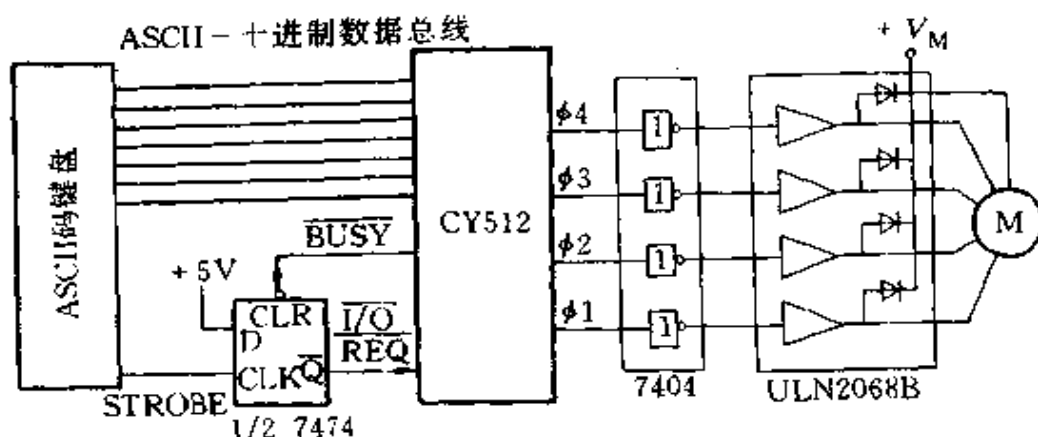


图 13-20 采用 ASCII 码键盘的开发系统

1) 立即命令执行模式。用户用键盘键入 ASCII 码指令和 ASCII-十进制的步进参数, 即可直接控制步进电动机运动。

2) 编程输入模式。将用户程序键入, 存于 CY512 存储缓冲器内。

3) 存储程序的执行。只要键入 Q $\checkmark$ (退出编程模式) 和 D $\checkmark$ (开始执行程序) 即可。

下面给出一个编程例子。考虑对一同类工件的焊接程序, 它有 6 个间距均为 20 步的焊点, 在每个焊点, 控制器接通外控制线 5s, 进行焊接操作。六个焊点完成后, 电动机应退回原点位置, 等候下一工件加工。在入装程序前先设置步进最高速率、加减速斜率和速率系数等参数。此程序如下所示:

```

S  2 $\checkmark$ 
R  180 $\checkmark$ 
F  1 $\checkmark$ 
A $\checkmark$ 

```

} 设置步进运动参数

设定当前位置为原点

E✓	进入编程模式，存储下列程序：
N 20✓	一次走 20 步
+✓	顺时针方向
G✓	开始步进
C✓	打开外控制线
X 5000✓	延时 5s
B✓	关闭外控制线
L 6, 4✓	循环 6 次到地址字节 4（即 G✓）
P 0✓	完成 6 次焊接后返回原点
W✓	等待，直至 38 脚变为高电平为止
T✓	重复执行程序直至 28 脚为高电平
O✓	编程结束，返回命令模式
Q✓	退出编程模式

在指令模式情况下，用 VERIFY（校验）指令可校验内部寄存器和程序缓冲器的内容：

V 0✓	读出当前位置
V 1✓	读出程序缓冲器内存储的程序。上例程序将读出如下：

4EH	14H	00H	2BH	47H	43H	58H	88H	13H	...
N	20	+	G	C	X	5000	...		

V 3✓	读出步进数、斜率、速率和系数当前的值。上例程序将读出如下：

14H	00H	02H	B4H	01H
20	2	180	1	
(N)	(S)	(R)	(F)	

CY512 除如上述用 ASCII 码键盘组成实时控制系统之外，也可以与其他计算机的 8bit 数据 I/O 口连接，作为计算机的一个智能外设工作。此时一台计算机可控制多个 CY512，从而可控制多台步进电动机。此外，还可以将开发好的程序装入 PROM 或 EPROM，与 CY512 组成一个独立工作的步进电动机控制系统。

2. CY545 高性能步进电动机系统控制器简介 CY545 是单片 CMOS 大规模集成电路, 它可用于两相、三相、四相、五相步进电动机的控制。它可与任何计算机通过 8bit 并行数据总线或 RS-232 兼容串行口接口。此外, 它还可以支持 64KB 的外接 RAM、EPROM 或 EEPROM 而独立工作。CY545 的最大步进数达 16×10^6 , 最高步进速率达 27×10^3 步/s 加速曲线是线性的。运动参数可由其指令设定, 也可由外接的拨码盘设定。给电动机驱动电路的控制信号是脉冲信号和方向信号, 步进电动机可工作于整步、半步、1/4 步或微步方式。它可外接 8bitLED 或 LCD 显示数据。利用外接电路可实现手动控制步进起/停、方向及步进速率。手动速率允许范围为 1Hz~1kHz。

13.6 PPMC 101C/PPMC 102A/PPMC 103A 智能步进电动机控制器

PPMC 10×× 系列智能步进电动机控制器是一种适用于三相、四相和五相步进电动机, 与 8 位微型计算机接口的专用单片大规模集成电路。

它们从微型计算机接收控制指令, 可完成下列工作模式:

- 单步运动
- 恒速运动
- 加减速运动
- 恒速步进到限位点停止
- 恒速步进到原点
- 高速步进至限位点再减速停止
- 减速停
- 急停

利用这些工作模式的组合, 可实现步进电动机各种复杂的运动。

它们向外接的步进电动机功率驱动电路提供两种形式的控制信号: 一种是步进脉冲 $\overline{P-OUT}$ 、方向信号 $CCW/\overline{CW}$; 另一种是各

相控制信号 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 和 S_5 。后一种可由程序设定，以适应步进电动机的不同激励方式的要求。

对三相和四相步进电动机，实现 2 相或 1-2 相激励，对五相电动机，可实现 2 相或 2-3 相激励。

步进运动的步进数、起动速率、最高速率、加减速脉冲数等数据可由程序设定。这三种芯片的参数范围如下。

最大步进数：16777216（即 2^{24} ，三字节）

最大步进速率：5000 脉冲/s (PPMC101C)

10000 脉冲/s (PPMC102A)

19000 脉冲/s (PPMC103A)

加减速步进数：4~8160 (PPMC101C/102A)

4~11220 (PPMC103A)

使用电源 5V $\pm$ 5%

电流：125mA (max) (PPMC101C/102A)

30mA (max) (PPMC103A)

使用晶体振荡器频率：1~6MHz (PPMC101C)

1~11MHz (PPMC102A)

1~12MHz (PPMC103A)

1. 引脚功能说明 三种芯片均采用 40 脚 DIP 封装，它们的引脚排列也是相同的，可直接替换。仅有一点不同，PPMC 103A 的 36 脚用作辅助输出，而对于另两种芯片，此 36 脚为空脚。引脚及功能说明见表 13-7。

表 13-7 引脚功能说明

引脚号	符 号	I/O	功 能 说 明
2, 3	X1, X2	I	石英振荡器连接端
4	$\overline{\text{RESET}}$	I	复位输入端，低电平有效
6	$\overline{\text{CS}}$	I	片选，低电平有效
8	$\overline{\text{RD}}$	I	读选通，低电平有效
9	AO	I	地址 0
10	$\overline{\text{WR}}$	I	写选通，低电平有效

(续)

引脚号	符 号	I/O	功 能 说 明
11	SYNC	O	定时输出
12—19	D ₀ ~D ₇	I/O	数据总线, 8bit I/O 口
21	$\overline{L_4}$	I	反向高速限位输入
22	$\overline{L_3}$	I	正向高速限位输入
23	$\overline{L_2}$	I	反向限位输入
24	$\overline{L_1}$	I	正向限位输入
27	$\overline{P-OUT}$	O	步进脉冲输出
28	CCW/ $\overline{CW}$	O	逻辑 0—正向, 1—反向
29	HOLD	O	电动机“锁定”状态输出
30	S ₅	O	电动机第 5 相输出
31	S ₄	O	电动机第 4 相输出
32	S ₃	O	电动机第 3 相输出
33	S ₂	O	电动机第 2 相输出
34	S ₁	O	电动机第 1 相输出
35	$\overline{INT}$	O	中断信号
36	AUX OUT	O	辅助输出 (仅对 PPMC103A)
37	MON	I	控制电动机开/关 逻辑 0—电动机关 逻辑 1—电动机开
38	$\overline{CNP}$	I	原点限位信号输入
39	CLOCK	I	外时钟输入
26, 40	V _{CC}	I	+5V
7, 20	GND	I	地
1, 5, 26	NC1	I	用 3.3k Ω 电阻接 V _{CC} 或空脚开路
25	NC2	O	空脚开路

2. PPMC 与主 CPU 的通信 PPMC 集成电路与 8bit 主 CPU

的通信指令见表 13-8。它可分为三种模式。

(1) 初始化：在输入操作指令前，首先需要按下列次序进行初始化，并设定电动机相数、激励方式、运动参数等。

1) 输入初始化指令

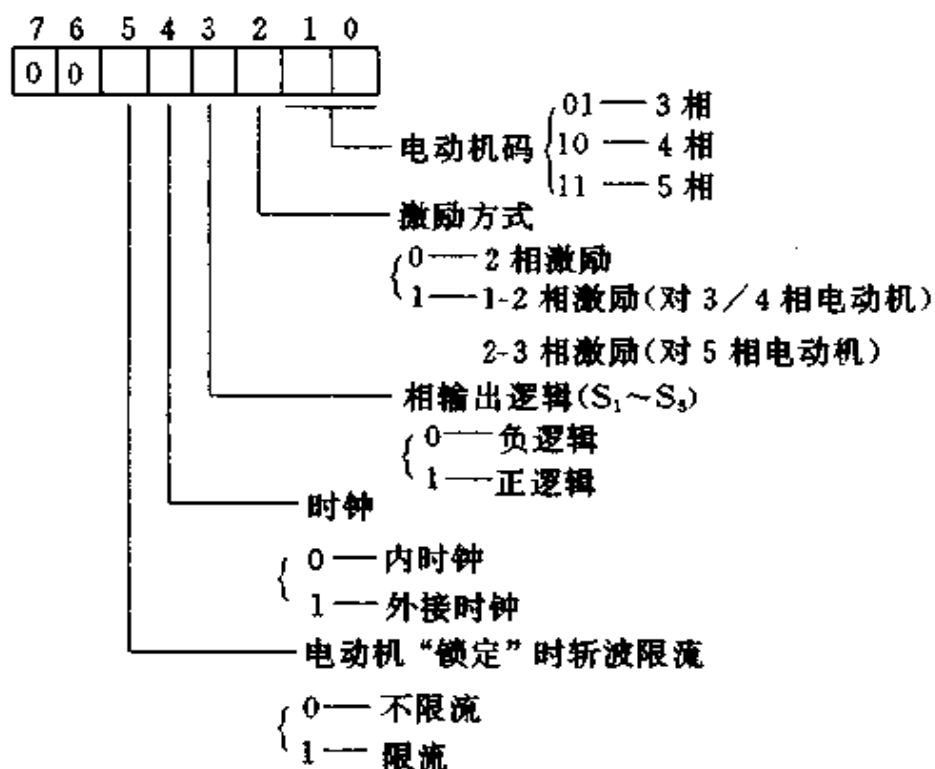


表 13-8 PPMC 指令表

		指 令 数 据	
初 始 化	初始化指令	1	0 0 × × × × × ×
	初始化数据	2	自启动速率
		3	高速速率
		4	} 加减速脉冲数 低字节 高字节
		5	
操 作 指 令	急停	1	0 1 × × × 0 0 0
	减速停	1	0 1 × × × 0 0 1
	单步	1	0 1 × × × 0 1 0
	加减速运动	1	} 低字节 总步进数中字节 高字节
		2	
		3	
		4	

(续)

		指 令 数 据	
操 作	恒速运动	1	01×××100
		2	恒速速率
		3	低字节
		4	总步进数 中字节
		5	高字节
指 令	恒速到限位点	1	01×××101
		2	恒速速率
	运动到高速限位点	1	01×××110
	恒速运动到原点	1	01×××111
		2	恒速速率
读寄存器指令	读终了状态	1	10000000
	读输入信号	1	10000001
	读输出信号	1	10000010
	读剩余步进脉冲数	1	10000011

通常，步进电动机的停转，又称为“锁定”状态，绕组还导通，流过额定电流，来维持转子停于规定位置。这样有可能引起绕组温升过分增高。在本芯片中，为避免此现象，在指令的第5位取为1时，内部产生一个固定频率PWM斩波信号控制绕组电流下降到某一数值。此限流是以较小的斩波开关占空比实现的。对于PPMC101C，斩波频率为2.2kHz，占空比约为30%；对于PPMC102A，斩波频率为4kHz，占空比约为35%。对于PPMC103A，斩波频率和占空比另由用户的“开关速率控制指令”来设定。

下面2)~5)是初始化数据输入。

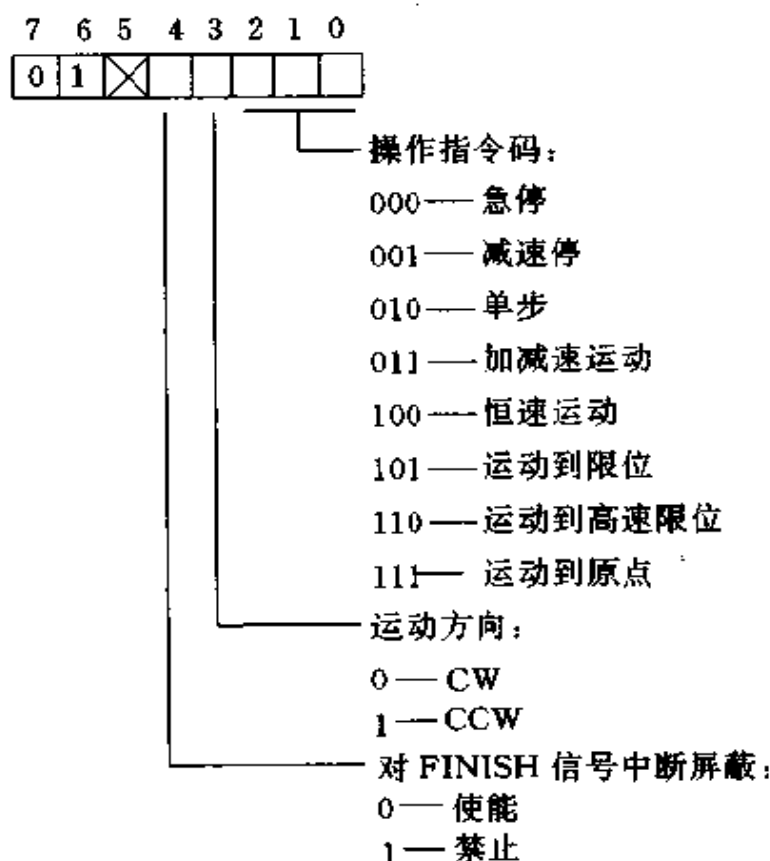
- 2) 输入自起动速率的脉冲比——RA_{max}
- 3) 输入最高速率的脉冲比——RA_{min}
- 4) 输入加减速的脉冲比——低字节
- 5) 输入加减速的脉冲比——高字节

在PPMC芯片，步进电动机速率(pps)是以输入一定的脉冲比(RA)来决定的。它们与基本时钟频率的关系如下式所示：

$$\text{pps} = \frac{f_0}{\text{RA}}$$

基本时钟频率可由晶体振荡器和内部分频产生。对于 PPMC101C, 振荡器为 6MHz, $f_0=12.5\text{kHz}$; 对于 PPMC102A, 振荡器为 11MHz, $f_0=22.9\text{kHz}$ 。对于 PPMC103A, 振荡器为 12MHz, $f_0=25\text{kHz}$ 。通常选择脉冲比范围 $\text{RA}=255\sim 20$, 它们的步进速率范围分别是 $49\sim 625$ 、 $89\sim 1140$ 、 $98\sim 1250\text{Hz}$ 。如果由 39 脚输入外接时钟, 这三种芯片外接时钟分别为 100、200、250kHz, 同样选择脉冲比范围 $\text{RA}=255\sim 20$ 的话, 它们的步进速率范围分别是 $392\text{Hz}\sim 5\text{kHz}$ 、 $784\text{Hz}\sim 10\text{kHz}$ 、 $980\text{Hz}\sim 12.5\text{kHz}$ 。

(2) 输入操作指令: 由输入操作指令决定步进电动机 8 种运动模式。操作指令格式如下:



PPMC 设置四个限位输入端 ($\overline{\text{L}}_1\sim\overline{\text{L}}_4$) 和一个原点限位输入端 ($\overline{\text{CNP}}$)。它们对应的实际限位开关分布见图 13-21。 $\overline{\text{L}}_1$ 和 $\overline{\text{L}}_2$ 是极限限位位置, 它应在 $\overline{\text{L}}_3$ 、 $\overline{\text{L}}_4$ 外面, 原点开关放在 $\overline{\text{L}}_3$ 、 $\overline{\text{L}}_4$ 内。 $\overline{\text{L}}_3$ 、 $\overline{\text{L}}_4$ 为

高速限位开关信号。

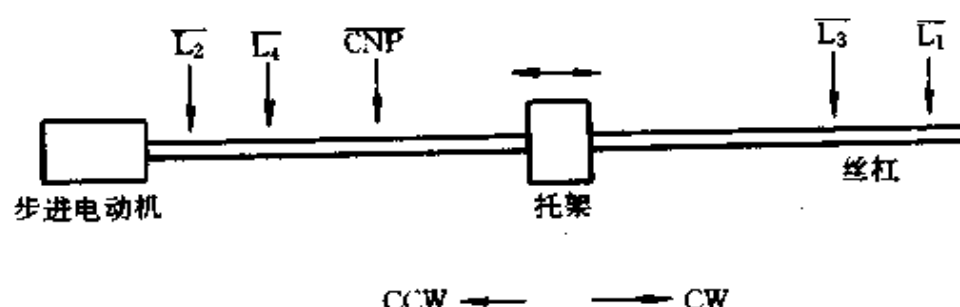


图 13-21 限位开关的布置

如果操作指令是 $01 \times \times \times 111$ ，电动机以恒速运动到达原点位置，一旦 $\overline{\text{CNP}}$ 信号输入，马上停止。如果操作指令是 $01 \times \times \times 101$ ，电动机以恒速运动到达极限限位点，输入 $\overline{\text{L}_1}$ 或 $\overline{\text{L}_2}$ 信号，马上停止。如果操作指令是 $01 \times \times \times 110$ ，电动机原以高速运动，到达高速限位开关处，输入 $\overline{\text{L}_3}$ 或 $\overline{\text{L}_4}$ 信号后，切换为减速运动到停止。

加减速运动是常用的模式。写入加减速操作指令后，还需要输入总步进数数据。它由三个字节组成，依低、中、高字节顺序写入。连同初始化数据输入的其他运动参数（起动速度、最高速度、加减速的脉冲数），即可确定此段运动。加减速运动可受到 $\overline{\text{L}_1}$ 、 $\overline{\text{L}_2}$ 、 $\overline{\text{L}_3}$ 、 $\overline{\text{L}_4}$ 限位的保护。

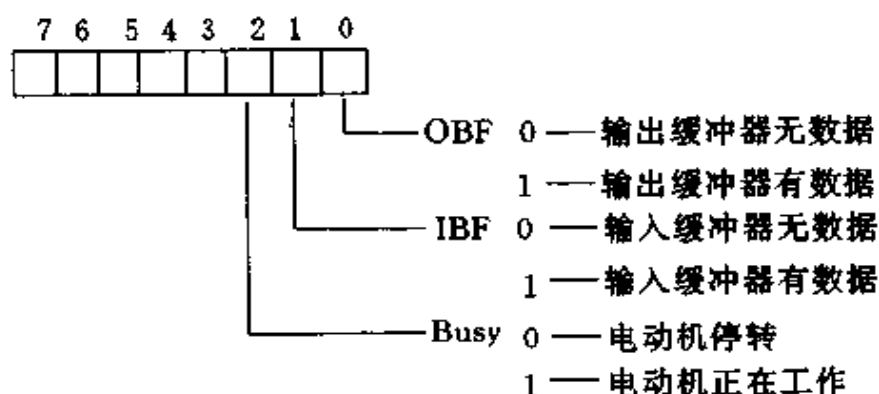
对于恒速运动模式，还需写入一个字节的恒速脉冲比数据和三个字节的总步进数数据。选择的步进速度应低于自起动速度。 $\overline{\text{L}_1} \sim \overline{\text{L}_4}$ 限位对此模式也有作用。

(3) 读写寄存器：CPU 通过 $\overline{\text{CS}}$ 、 AO 、 $\overline{\text{RD}}$ 、 $\overline{\text{WR}}$ 读写 PPMC 内的寄存器，见表 13-9。

表 13-9 读写寄存器操作

$\overline{\text{CS}}$	AO	$\overline{\text{RD}}$	$\overline{\text{WR}}$	说 明
1	X	X	X	失能
0	0	0	1	读数据
0	1	0	1	读状态
0	0	1	0	写数据
0	1	1	0	写指令

芯片内设置有“状态寄存器”，其低三位分别是 OBF (Output Buffer Full) IBF (Input Buffer Full) 和 Busy (Motor Busy) 标志。



先要对状态寄存器三个标志位进行判定，以确定数据读写条件是否成立。

读的条件：Busy=0

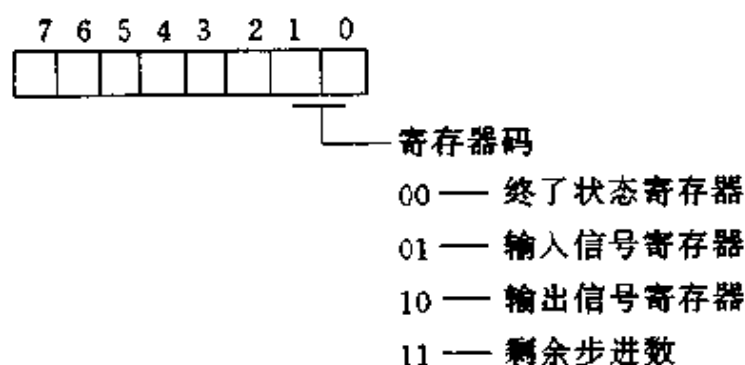
OBF=1

写的条件：Busy=0

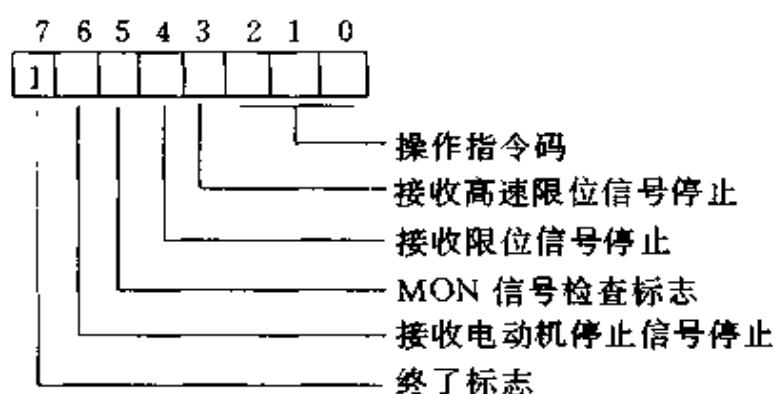
IBF=0

当 Busy=1 时，表示电动机正在工作，只允许写入立即停止或减速停止两个指令，其他指令不能写入。

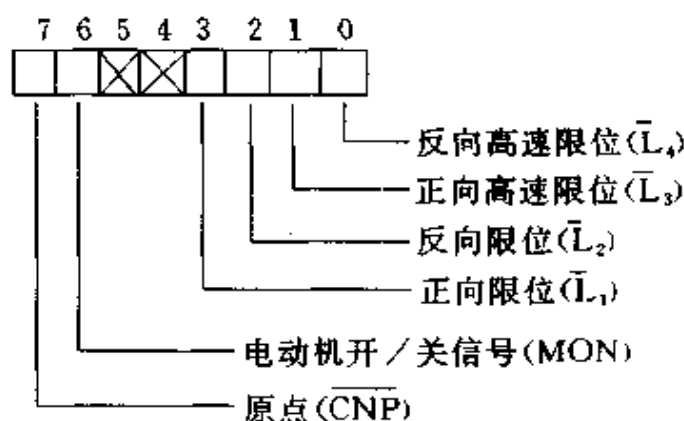
主 CPU 完成了“输入操作指令”后，可输入“读寄存器指令”，然后读取三个状态寄存器数据和剩余脉冲数数据。“读寄存器指令”格式如下：



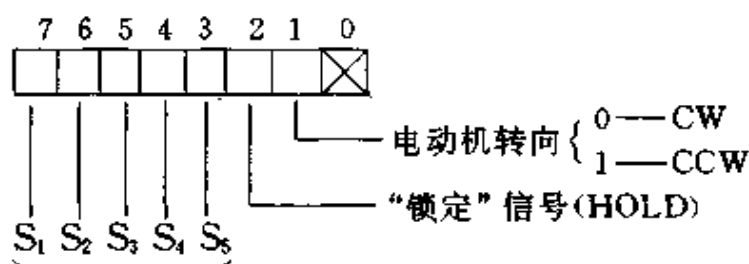
“终了状态寄存器”包含如下信息：



“输入信号寄存器”的内容：



“输出信号寄存器”的内容：



给步进电动机的相输出信号

“剩余步进数寄存器”表示了电动机停止时尚未完成的步进数。例如，以恒速运动或加减速运动操作指令工作时已输入总步进数，但由于限位开关或急停信号作用而停止，会出现这种情况。剩余脉冲数用三个字节表示。如果需要继续完成剩余步进数运动，则将此剩余数输入，重新起动电动机，直至此寄存器数据为零。

PPMC 芯片可以与 Intel8080、MOTOROLA6800、Z80 等单片微型计算机接口，也可以与 IBM PC、APPLEII 等个人计算机

接口。图 13-22 显示出它与 IBM PC 接口的例子，外围附加电路是不多的。

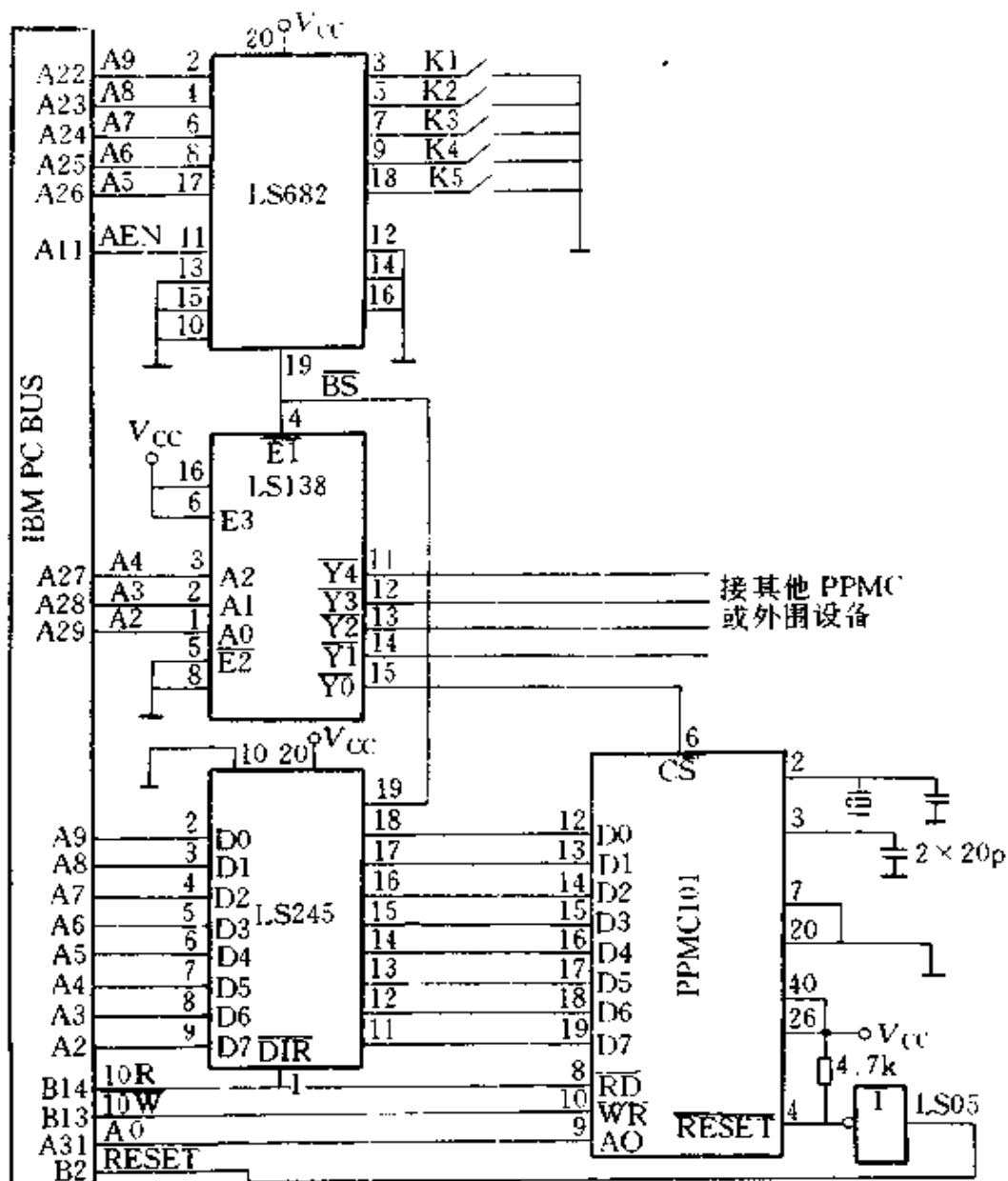


图 13-22 PPMC 与 IBM PC 接口示例

3. 与步进电动机驱动器的接口 如前所述, PPMC 输出 $S_1 \sim S_5$ 相输出信号可直接控制功率驱动级, 可省去脉冲分配电路。利用初始化指令可设定相输出信号是正逻辑或负逻辑。但是, $S_1 \sim S_5$ 逻辑分配信号基本上是为单极性驱动设计的。为了增加用户使用

灵活性，PPMC 另外还输出一组步进脉冲 $\overline{P-OUT}$ 信号和方向 $\overline{CCW/CW}$ 信号。用户按需要另外设置脉冲分配器电路。例如，在双极性驱动、恒流斩波驱动及其他相数、其他激励方式等特殊驱动方式时采用。

图 13-23 展示了 PPMC 外接 UCN 5804 四相步进电动机驱

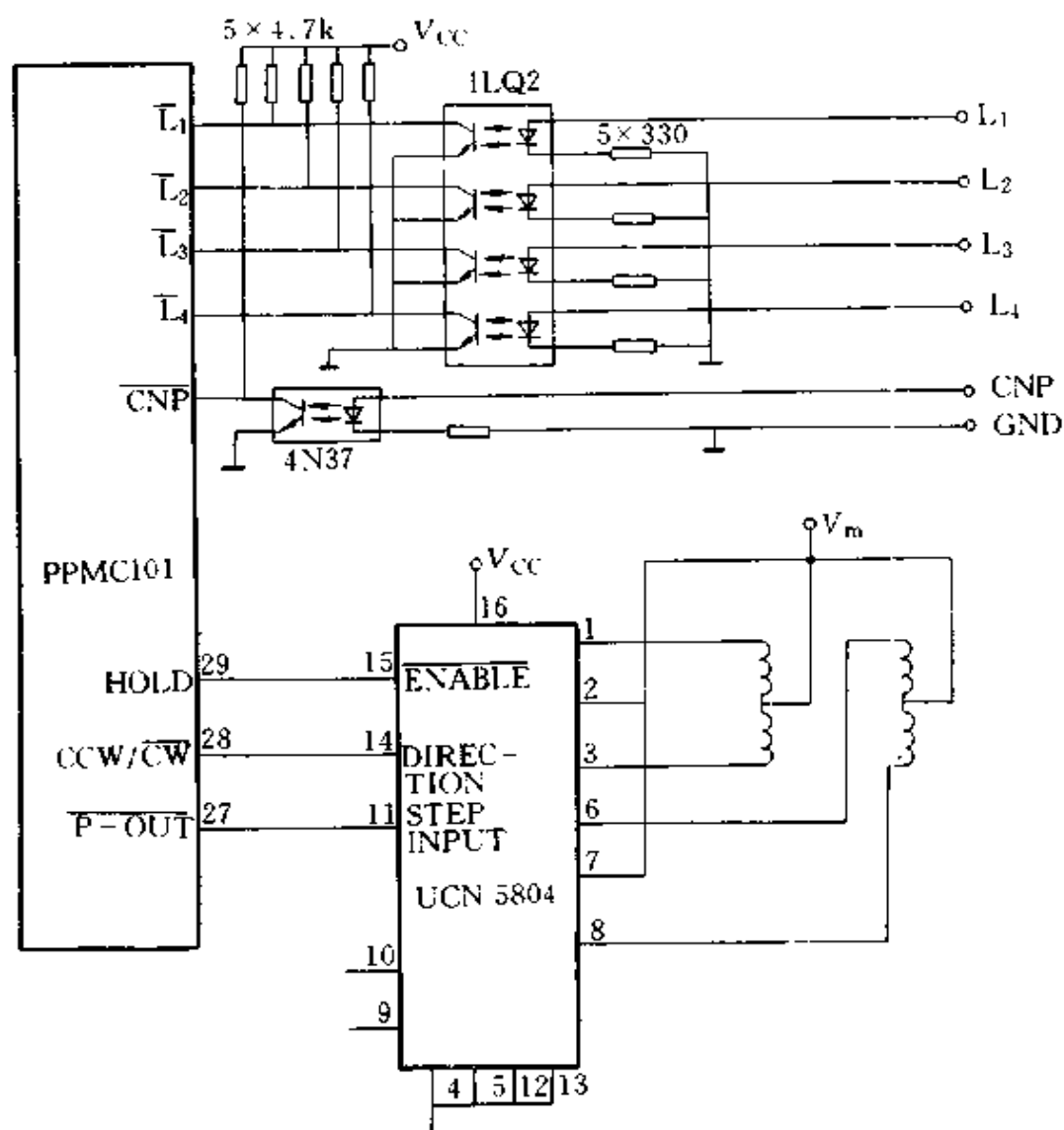


图 13-23 PPMC 与步进电动机专用驱动集成电路的连接

动集成电路的示例。它利用了 $\overline{P-OUT}$ 、 $\overline{CCW/CW}$ 和 HOLD 输出。利用 UCN5804 的 9 和 10 脚逻辑电平可以设置电动机作两相整步、单相整步、半步等三种不同激励方式运动。在此图中，还显

示了五种限位开关与 PPMC 之间经光耦合器的连接情况。UCN 5804 说明详见第 5 章 5.3 节。

13.7 AD2S100 交流矢量处理器

AD2S100 集成电路可实现三相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 可用于交流异步电动机和直流永磁无刷电动机的控制, 包括矢量控制。后者适用于各种应用场合, 例如采暖空调、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。

从图 13-24 可见, 在本电路内包括两种变换。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_{ds} 和 V_{qs} 表示) 转换为 V'_{ds} 和 V'_{qs} , 这个变换可表示如下式:

$$V'_{ds} = V_{ds} \cos \phi - V_{qs} \sin \phi$$

$$V'_{qs} = V_{ds} \sin \phi + V_{qs} \cos \phi$$

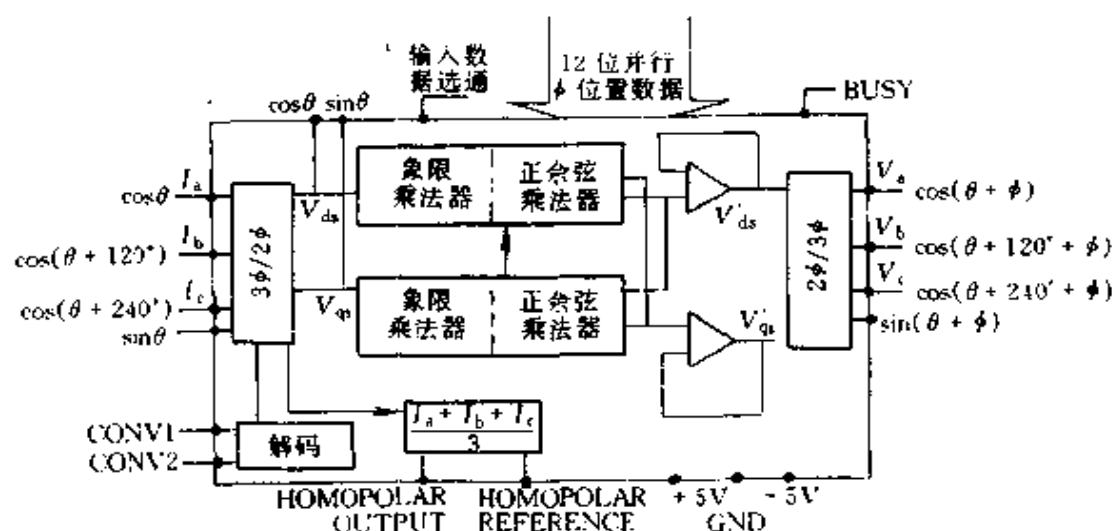


图 13-24 AD2S100 原理框图

这里的 $\sin \phi$ 和 $\cos \phi$ 是 AD2S100 将输入角 ϕ (12 位并行二进制位

置数据)转换产生的信号。然后由 V'_{ds} 、 V'_{qs} 经第一种变换的逆变换,得到新的三相信号。

本电路可接受三相信号输入、三相系统中的两相信号输入或正交两相信号输入。HOMOPOLAR OUTPUT 被用来检查三相输入信号是否平衡,正常时它应为零。

1. 封装与引脚 本电路采用 44 脚塑料封装 (P-44A), 见图 13-25。引脚说明见表 13-10。表中未列的引脚号为空脚。使用 $\pm 5V$ 电源, 输入信号正常电压端最大为 $\pm 3.3V$, 高电压端最大为 $\pm 4.25V$, 直流 $\sim 50kHz$ 。矢量变换后输出三相信号的幅值误差典型值为 0.35%, 角度误差典型值为 $9'$ (频率小于 600Hz 时)。

表 13-10 引脚功能说明

引脚号	符 号	功 能 说 明
3	STROBE	转换开始
4	V_{DD}	正电源 (+5V)
5	V_{SS}	负电源 (-5V)
6	PH/OP4	输出端 $\sin(\theta + \phi)$
7	PH/OP1	输出端 $\cos(\theta + \phi)$
8	PH/OP3	输出端 $\cos(\theta + 240^\circ + \phi)$
9	PH/OP2	输出端 $\cos(\theta + 120^\circ + \phi)$
10	AGND	模拟地
11	PH/IP4	$\sin\theta$ 输入
12	PH/IPH3	$\cos(\theta + 240^\circ)$ 输入, 高电压
13	PH/IP3	$\cos(\theta + 240^\circ)$ 输入
14	PH/IPH2	$\cos(\theta + 120^\circ)$ 输入, 高电压
15	PH/IP2	$\cos(\theta + 120^\circ)$ 输入
16	PH/IPH1	$\cos\theta$ 输入, 高电压
17	PH/IP1	$\cos\theta$ 输入
19	V_{SS}	负电源
20	HPREF	Homopolar Reference
21	HPOP	Homopolar Output
22	HPFILT	Homopolar Filter

(续)

引脚号	符 号	功 能 说 明
23	CONV1	} 选择输入方式
24	CONV2	
25	COS	cos 输出
26	SIN	sin 输出
27	DB12	} DB1-MSB
⋮	⋮	
38	DB1	
41	V _{DD}	正电源
42	DGND	数字地
44	BUSY	高电平表示转换正在进行

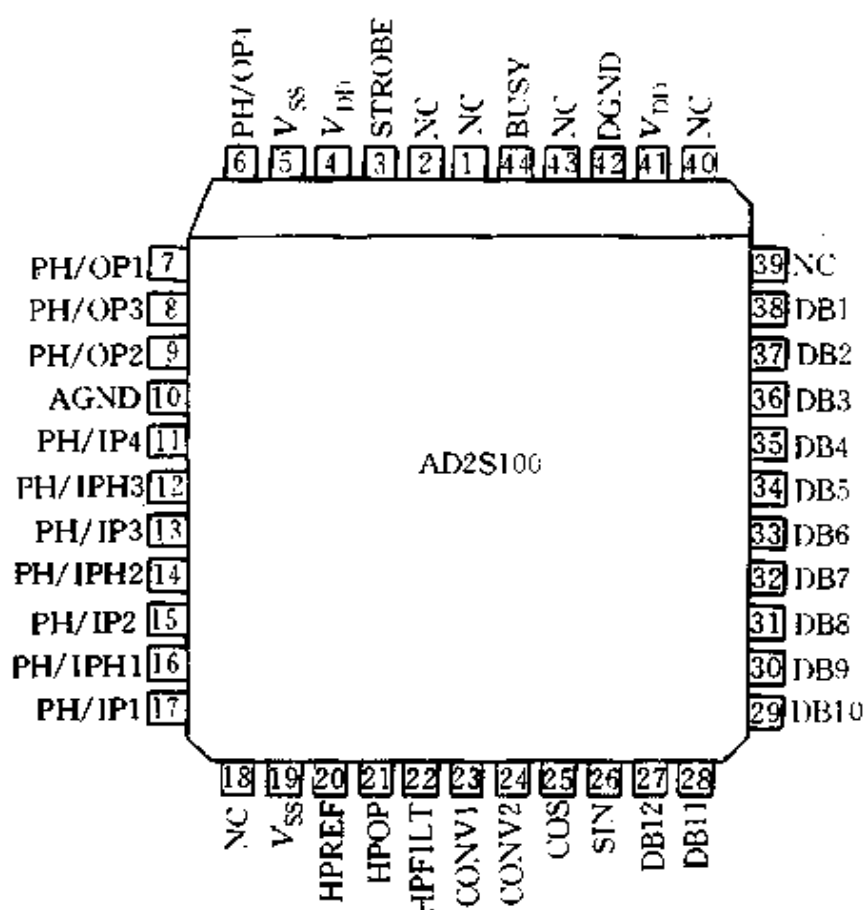


图 13-25 引脚图

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，第 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 13-11。

表 13-11 输入方式选择

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，正常电压或高电压	DGND	V_{DD}
方式 3	三相，二输入，正常电压	V_{DD}	V_{DD}

2. 工作原理 交流电动机定子电流矢量 i_s 可以用三相电流 i_{as} 、 i_{bs} 、 i_{cs} 表示为

$$i_s = i_{as} + ai_{bs} + a^2i_{cs}$$

式中 $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$

$$a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}}$$

它也可以由直角坐标表示为

$$i_s = i_{ds} + ji_{qs}$$

在交流电动机矢量控制中， i_{ds} 为磁通电流分量、 i_{qs} 为转矩电流分量。上式表示了三相-两相变换，它由 AD2S100 框图左边的 $3\phi/2\phi$ 变换部分完成。

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 来实现。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

$$i'_{ds} + ji'_{qs} = (I_{ds} + jI_{qs}) e^{j\phi}$$

这里， $e^{j\phi}$ 是核心算子。 ϕ 表示运动转子的角位置（数字），于是有

$$e^{j\phi} = \cos\phi + j\sin\phi$$

经运算得

$$i'_{ds} = I_{ds}\cos\phi - I_{qs}\sin\phi$$

$$i'_{qs} = I_{ds}\sin\phi + I_{qs}\cos\phi$$

用矩阵表示为

$$\begin{bmatrix} i'_{ds} \\ i'_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\phi & -\sin\phi \\ \sin\phi & \cos\phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix}$$

上述矢量旋转运算由 AD2S100 内几个乘法器完成。在框图右边再进行一次 $2\phi/3\phi$ 变换。

3. 应用 AD2S100 在交流电动机控制应用举例如下。

(1) 交流异步电动机转差控制：在这种调频控制中，其控制策略是保持较小的转差以得到较高的功率因数和较小的电流。如图 13-26 所示，以转差频率 ω_2 和电流幅值 $|I|$ 为控制指令，在微处理器产生两个正交信号 $I\sin\theta$ 和 $I\cos\theta$ 。这里 $\theta = \omega_2$ 。数字轴位置角 ϕ 是由旋转变压器和 RDC（旋转变压器/数字转换器）得到，也可以由增量编码器和计数器获得。由上述信号，在 AD2S100 中产生供给逆变器的工作指令，即三相电流信号，包括相角、幅值和频率等参数。这种恒转差频率控制有良好的转矩控制能力和高效率，它适合于对动态响应要求不高的场合，如泵、风机和压缩机的控制。

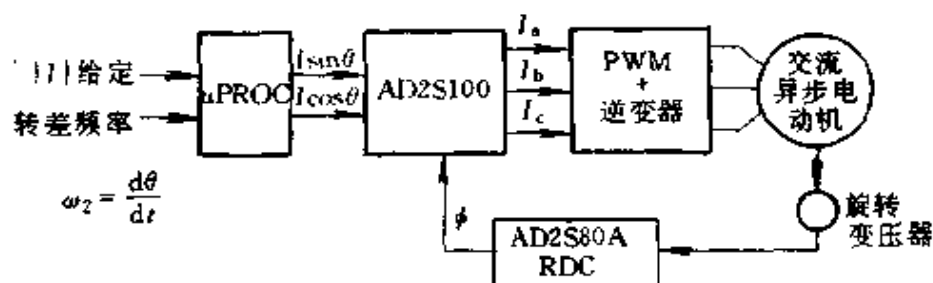


图 13-26 异步电动机转差频率控制

(2) 永磁交流伺服电动机磁场定向控制：采用磁场定向控制的永磁交流伺服电动机驱动适用于数控机床进给、工业机器人关节控制、主轴控制。这种伺服控制有大的转矩/惯量比、高峰值转矩，快速加减变速、高刚度。

如图 13-27 所示，伺服电动机轴上的旋转变压器输出经 AD2S82 变换为数字轴角位置 ϕ 和角速度 ω 信息。角速度指令 ω_{ref} 与反馈 ω 比较，经 PI 调节产生转矩电流 I_{qref} 信号。系统设有两个

AD2S100, 实现磁通电流和转矩电流独立控制, 并且包括弱磁控制, 维持较高功率因数。

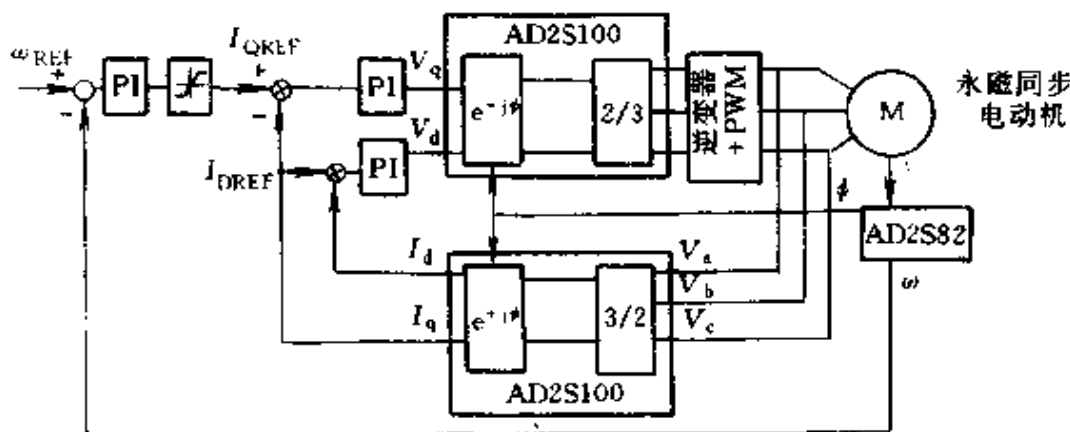


图 13-27 永磁伺服电动机磁场定向控制

(3) 异步电动机直接磁场定向速度控制: 如图 13-28 所示, 点划线框图内为矢量控制部分。这个异步电动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 是电动机角速度 ω_m 和转差角速度 ω_s 之和, 即

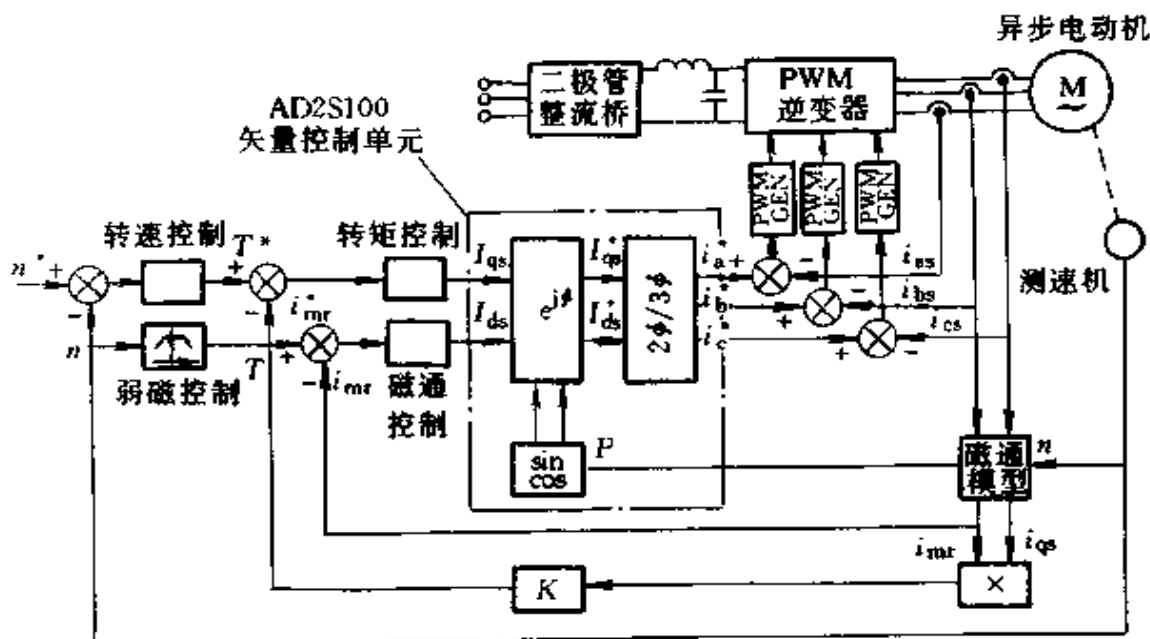


图 13-28 异步电动机直接磁场定向速度控制

$$\omega_p = \omega_m + \omega_s$$

由磁通模型产生转子电流 i_{mr} 和转矩电流分量 i_{qs} 。它们进入乘法器得到实际的电动机转矩 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动机在恒转矩区以外获得更高的运行转速。

异步电动机磁场定向控制可以使异步电动机控制性能达到直流电动机的水平。目前，大多数都采用微处理器 (μP) 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 $100\mu s$ (μP) 或 $40\mu s$ (DSP) 降低到 $2\mu s$ ，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 13-29)，用两个 AD2S100 作为矢量协处理器，完成两次矢量旋转运算。

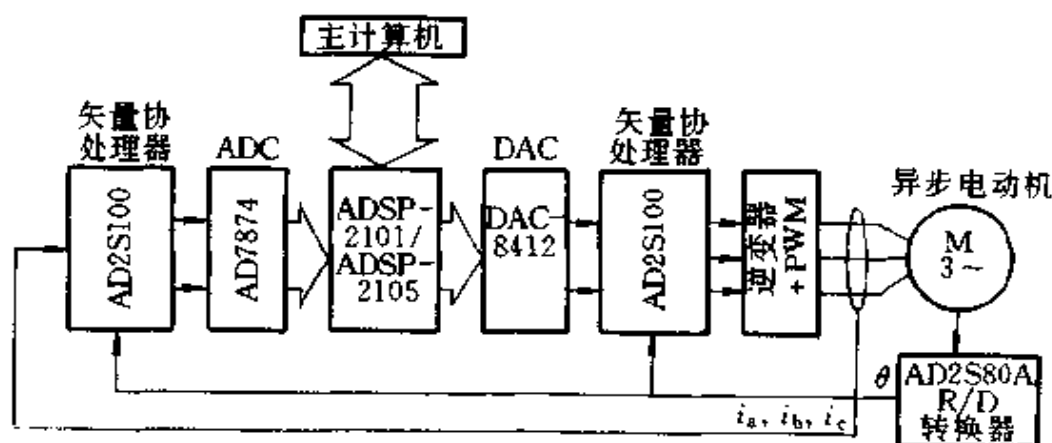


图 13-29 先进运动控制系统

13.8 几种电动机控制专用单片微处理器

目前，我国研制的电动机微机控制系统，大多采用 8031、8098、Z80 等通用微处理器芯片，或使用通用 DSP (数字信号处理器)，由于这些芯片并非为电动机控制专门设计的，为了实现电动机控制某些功能，不得不增加较多的外围元器件，必须以多片集成电路方能构成完整的控制系统。

近年,国外著名半导体集成电路厂商为满足高性能电动机控制的需要,推出了一些电动机控制专用单片微处理器。它们可适用于变频驱动的交流电动机或交流伺服电动机、采用斩波器驱动的直流伺服电动机或步进电动机的控制,也可用于 UPS 电源、逆变器电焊机的控制。下面对它们作一简介。

表 13-12 给出美国 INTEL 公司的 $8\times 196\text{MC}$ 系列、日本电气公司 (NEC) 的 PD78366 系列和日本日立公司的 SH7000 系列电动机控制专用单片微处理器的主要性能指标。这些性能指标包括与实现复杂功能、快速性、系统保护相关的基本命令数、执行时间和内存容量;包含乘除法命令或带符号的乘除法命令、积和运算命令等特殊命令;包括用于电动机电流、电压信号、传感器信号和外部输入模拟型指令信号的 A/D 转换接口;专门为电动机 PWM 控制的波形生成硬件,设定 PWM 调制方式、调制频率和死区时间;可处理过电压、过电流、过热、短路等非正常状态的中断功能;以及同步或非同步串行通信接口,和开发环境等。

表 13-12 三种电动机控制专用单片微处理器

型 号		$8\times 196\text{MC}$	PD78366	SH7034
生 产 厂		INTEL	NEC	HITACHI
命 令	基本命令数	112	115	
	乘除法命令	$16\times 16: 14\text{CLK}$	$16\times 16: 15\text{CLK}$	$16\times 16: 3\text{CLK}$
	执行时间	$32/16: 24\text{CLK}$	$32/16: 43\text{CLK}$	
	特别命令	32 位加减运算 带符号除法	16 位字批传送位操作 积和演算	带符号除法 积和演算
内 存	通用寄存器	232B	128B	$32\text{bit}\times 16$
	RAM	256B	24KB	4KB
	内存容量	64KB	64KB	4GB
	内部 ROM	16KB	48KB	64KB
I / O 端子	总端子数	46	57	40
	A/D 变换 变换时间	$8/10\text{bit}$ 8 通道可设定	$8/10\text{bit}$ 8 通道 $15.25\mu\text{s}$	10bit 8 通道 $6.7\mu\text{s}$
	PWM 输出	8bit 2 通道	$8/10\text{bit}$ 2 通道	
	光电编码器输入	有	有	有

(续)

型 号		8×196MC	PD78366	SH7034
波形生成器	生成器输出	6 通道任意调制		
	最高分辨率	125ns	62.5ns	50ns
	调制频率	20kHz 以上	20kHz 以上	20kHz 以上
中断功能	保护	有	有	有
	中 断 源			
	外部	2	4	9
	内部	10	12	31
串行接口	内/外部	4	2	
	宏指令支援数	12	15	
	同步串行	无硬件单元, 但 备有软件处理	1 通道	2 通道, 同/非同可指定
开发环境	非同步串行		1 通道, 并有 波特发生器	
	在线仿真器性能	一般	较强	
	C 语言支援		可	可

INTEL 的 8×196MC 系列有 3 种型号: 80C196MC (无内部 ROM), 83C196MC (备有 16KB 一次性写入的内部 ROM), 87C196MC (备有 16KB 可重写的内部 ROM)。

NEC 的 PD78366 系列有 3 种型号: PD78365 (无内部 ROM, 可接外部 ROM), PD78366 (备有 32KB 一次写入的内部 ROM), PD78368 (备有 48KB 可重写的内部 PROM)。

日立公司的 SH7000 系列微处理器是为交流伺服系统专门设计的。它除了 PWM 波形生成器外, 还包含了位置控制环、速度控制环和电流控制环, 以及光电编码器接口、相电流反馈 A/D 转换器等交流电动机伺服控制必需的环节, 见图 13-30。它的 CPU 采用 RISC (简化指令系统计算机) 命令方式, 内存容量达 4GB, 内有乘法器硬件单元, 16×16 乘法运算仅需 3 个时钟时间, 是性能先进的专用微控制器。

三菱电机公司的 M37704 和 M37705 系列 16bit 单片计算机适于带有电动机控制任务的办公室、商务和工业控制设备使用, 例如复印机、打印机、打字机、文字处理机、传真机, 以及医疗器

械、数控装置和通用逆变器等。

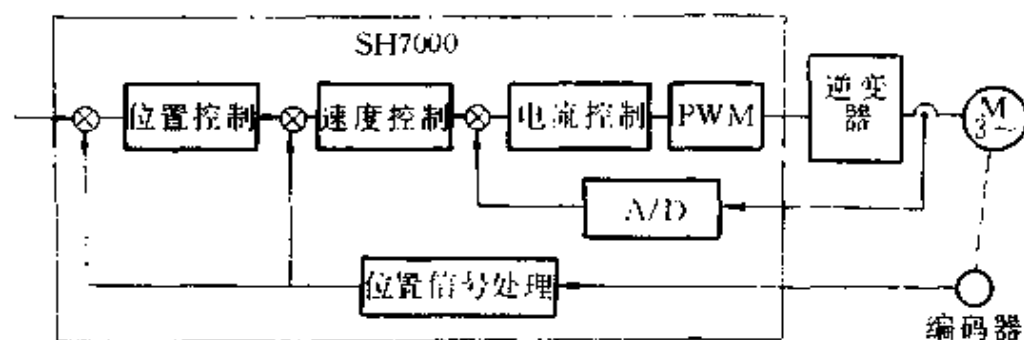


图 13-30 SH7000 系统结构框图

M37704 和 M37705 基本功能相似，封装方式前者为 80 脚方形平面封装，而后者为 64 脚 DIP 封装。其主要型号见表 13-13。

表 13-13 M37704/M37705 的型号规格

型 号	ROM	RAM	时钟频率	备 注
M37704M2	16KB	512B	8MHz	
M37705M2				
M37704M2A	16KB	512B	16MHz	
M37705M2A				
M37704S1	—	512B	8MHz	外部 ROM
M37705S1				
M37704S1A	—	512B	16MHz	
M37705S1A				
M37704E2	16KB	512B	8MHz	一次性写入 ROM (OTP)
M37705E2				
M37704E2A	16KB	512B	16MHz	
M37705E2A				

以 M37704 系列为例，其主要性能特点：

- 基本指令数 103 个
- 存储器容量
 - ROM 16KB
 - RAM 512B
- 指令执行时间 4CLK
- 中断功能

19 个中断源

7 个优先级

• 16 位多功能定时器 共 8 个

定时器 A (带 I/O 端口) 5 个

定时器 B (带输出端口) 3 个

• 12 位看门狗定时器 1 个

• 8 位 A/D 转换器 8 通道

• 可编程输入/输出口 9 组

P3 4bit×1

P0~P2, P4~P8 8bit×8

• 串行通信口 2 个

利用 M37704/M37705 的电动机控制功能时, 可选择下列四种工作方式:

1. 三相逆变器控制波形输出方式 按此种工作方式, 从 P5₅、P5₄、P5₃、P5₂、P5₁、P5₀ 六个引脚依次输出给三相逆变器的上桥臂和下桥臂功率开关的控制信号 U、V、W 和 $\bar{U}$ 、 $\bar{V}$ 、 $\bar{W}$ 。它们都是被载波频率脉宽调制的, 死区时间可以设定。利用引脚 P6₂ 设置为低电平可关断此六个输出。

2. 步进电动机控制波形输出方式 按此种工作方式, 从两组引脚 P6₀、P5₆、P5₅、P5₄ 和 P5₃、P5₂、P5₁、P5₀ 输出两组四相脉冲信号, 可用于两台四相步进电动机控制。这些信号被 PWM 控制, 也可用 P6₂ 施加低电平关断输出信号。

3. 相位差检出功能 当需要对电动机进行恒速控制时, 利用此种工作方式, 测量基准频率信号与电动机反馈速度频率信号两者之间的相位差和它们之间的超前或滞后相位关系。基准频率信号由本微处理器产生, 反馈信号由 P6₅ 脚输入。此功能可用于速度控制与指示。

4. 两相正交脉冲信号处理功能 在位置伺服系统中, 利用此种工作方式, 从光电编码器来的两相正交脉冲信号由输入端输入, 检测电动机转速的大小和方向。M37704 有三组引脚端 P5₄ 和 P5₅,

P5₆ 和 P5₇, P6₀ 和 P6₁ 可用; M37705 仅第一组引脚可用。P6₀ 和 P6₁ 的一组有四倍频功能, 另两组则为正常功能。

图 13-31 给出利用一片 M37704 控制一台三相异步电动机进行变频调速控制的例子。例中采用三菱电机公司 PM15CEA060 智能功率模块 (15A, 600V) 作功率驱动器, 驱动一台三相 750W 电动机。功率模块与微处理器之间用光耦合隔离连接。模块的 F₀ 端是它的过电流、短路、过热或欠电压保护动作时产生的故障信号, 用来反馈给微处理器。从 M37704 的 P7₀ 和 P7₁ 两个 I/O 端, 输入一定电平 (图中用电位器给出) 分别控制死区时间和输出频率。可调频率范围为 10~100Hz, 分辨率为 1Hz。载波频率为 3.6kHz。死区时间和输出频率可在显示器中显示出来。这里只是一个简单例子, 改变设计, 可扩大调速范围, 提高分辨率、改变载波频率, 得到一个优良性能的交流变频调速控制系统。

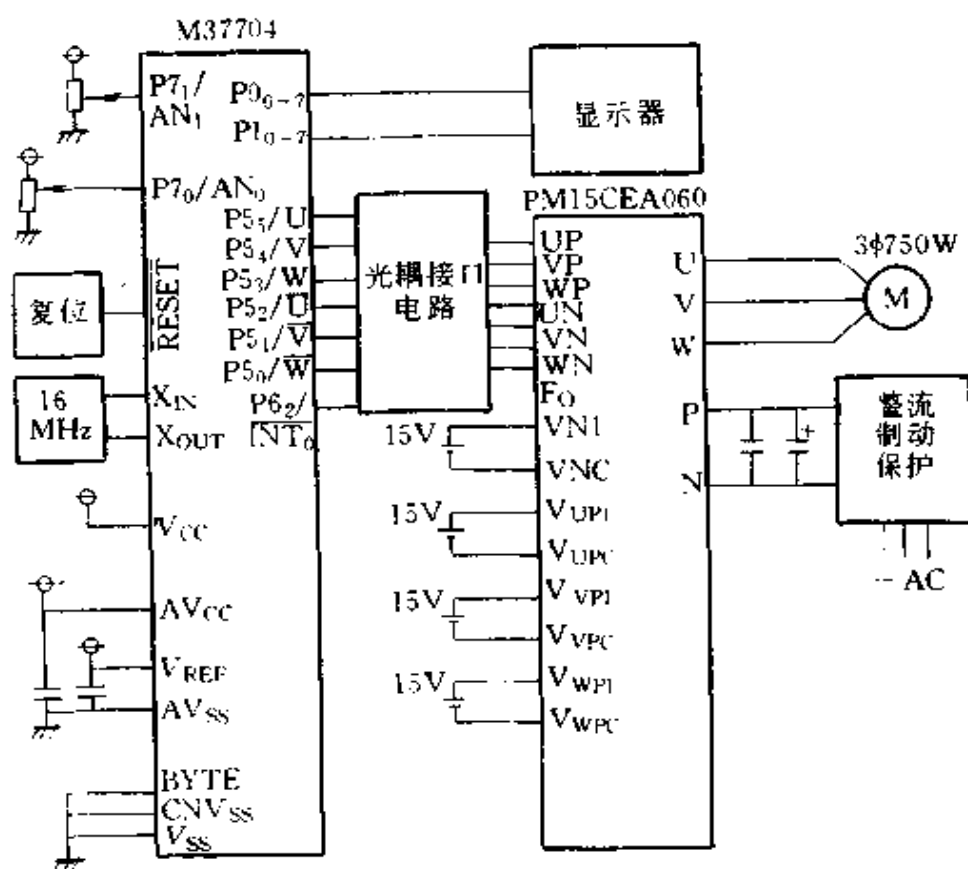


图 13-31 M37704 在三相异步电动机变频调速的应用

附录 电机控制专用集成电路型号索引

型 号	章 节 号	型 号	章 节 号
1S14	8.4	12ZSZ741	8.7
1S20	8.4	12ZSZ749	8.7
1S24	8.4	12ZSZ755	8.7
1S40	8.4	12ZSZ759	8.7
1S44	8.4	14XSZ741	8.7
1S60	8.4	14XSZ7411	8.7
1S61	8.4	14XSZ742	8.7
1S64	8.4	14XSZ746	8.7
1S74	8.4	14ZSZ741	8.7
5G1413	5.2	14ZSZ749	8.7
5G8713 *	5.2	14ZSZ755	8.7
12SXZ741	8.7	14ZSZ759	8.7
12SXZ742	8.7	74HC4046	4.2
12SXZ743	8.7	74HCT4046	4.2
12SXZ746	8.7	80C196MC *	13.8
12SZZ741	8.7	83C196MC *	13.8
12SZZ742	8.7	87C196MC *	13.8
12SZZ749	8.7	3573M	11.2
12SZZ755	8.7	A3046	9.1
12XSZ741	8.7	A3056	9.1
12XSZ7411	8.7	A3058	9.1
12XSZ742	8.7	A3121	9.1
12XSZ746	8.7	A3122	9.4

(续)

型 号	章 节 号	型 号	章 节 号
A3123	9.4	BTS432D	11.3
A3185	9.1	BTS542	11.3
A3186	9.1	BTS611	11.3
A3187	9.1	BTS620	11.3
A3188	9.1	BTS925	11.3
A3189	9.1	CD4046	4.2
A8901	3.1	CD74HC4046	4.2
A8902 *	3.10	CD74HCT4046	4.2
A8925	3.1	CH224	5.1
A8980	3.1	CH250	5.1
AD2S100 *	13.7	CH5081 *	4.2
AD2S80 *	8.5	CS3075 *	9.5
AD2S81 *	8.5	CS3076 *	9.5
AD2S82 *	8.5	CS3503	9.3
AD2S90 *	8.6	CS3591	9.3
ADSP-2101	8.6	CW3524	10.4
ADSP-2102	8.6	CY500	13.5
ADSP-2105	8.6	CY512 *	13.5
ADSP2111	8.6	CY525	13.5
AN6657 *	2.9	CY545	13.5
AN6657S *	2.9	DAC7520	11.2
AN8290NS *	3.9	DN831	9.3
BTS250	11.3	DN835	9.3
BTS410D	11.3	DRC10500 *	8.3
BTS412A	11.3	DRC1705 *	8.3
BTS412B *	11.3	DRC1706 *	8.3
BTS426	11.3	DRC1745 *	8.3

(续)

型 号	章 节 号	型 号	章 节 号
DRC1746 *	8.3	HA13455	3.1
DSC-544	8.3	HA13457	3.1
DSC1705 *	8.3	HA13481	3.1
DSC1706 *	8.3	HA13484	3.1
DSP56000	8.6	HA13501S	3.1
EL2007	2.1	HA13601	3.1
EL2036	2.1	HAL100 *	9.10
EL2037	2.1	HAL101 *	9.10
EL3036	2.1	HAL102 *	9.10
EL3037	2.1	HAL103 *	9.10
EL3038	2.1	HAL200 *	9.10
EXB840	12.1	HAL201 *	9.10
EXB841	12.1	HAL202 *	9.10
EXB850	12.1	HAL203 *	9.10
EXB851	12.1	HAL300 *	9.10
GL-1200 *	13.4	HCDX3106	8.2
HA13403	3.1	HCTL-1000	13.2
HA13406	3.1	HCTL-1100 *	13.2
HA13412	3.1	HEF4752 *	6.2
HA13421	5.1	HIP40111S	3.1
HA13426	3.1	HL201	12.1
HA13431	3.1	HL202 *	12.6
HA13432	3.1	HL402 *	12.10
HA13439	3.1	HMSDC-8700	8.4
HA13440	3.1	HRCT3006	8.2
HA13441	3.1	HSCDX-14 *	8.2
HA13442	3.1	HSCT3006	8.2

(续)

型 号	章 节 号	型 号	章 节 号
IM2000	5.1	KJ009	12.1
IN8510 *	11.2	KJ041	12.1
IPA1764	8.5	KJ042	12.1
IR2110 *	12.8	KJ785 *	12.3
IR2121	12.1	KM-18-3	12.1
IR2125	12.1	L2617 *	5.10
IR2130 *	12.9	L2617A *	5.10
IR2132	12.1	L290 *	2.3
IR2151	12.1	L291 *	2.3
IR2155	12.1	L292 *	2.3
IXMS150 *	5.9	L293B *	11.4
J691	4.2	L293E *	11.4
KC01	12.1	L294	11.4
KC04	12.1	L295 *	11.4
KC041	12.1	L297 *	5.7
KC042	12.1	L298 *	5.7
KC05	12.1	L298N *	11.4
KC06	12.1	L6202	11.4
KC07	12.1	L6203	11.4
KC08	12.1	L6212	11.4
KC09	12.1	L6230	3.1
KJ001	12.1	L6231	3.1
KJ004 *	12.2	L6232	3.1
KJ005	12.1	L6233	4.1
KJ006	12.1	L6235	3.1
KJ007	12.1	L6236	3.1
KJ008	12.1	L6506	5.1

(续)

型 号	章 节 号	型 号	章 节 号
LA5527	2.1	LMD18400 *	11.3
LA5528	2.1	LS7260 *	3.2
LA5540	2.1	LS7261 *	3.2
LA5550	2.1	LS7262 *	3.2
LB1662	3.1	LS7263 *	3.3
LB1670M	3.1	LS7264 *	3.3
LB1673	3.1	LS7362	3.1
LB1684	3.1	M37704E2	13.8
LB1687	3.1	M37704E2A	13.8
LB1693	3.1	M37704M2 *	13.8
LB1810M	3.1	M37704M2A	13.8
LB1813M	3.1	M37704S1	13.8
LM107	11.2	M37704S1A	13.8
LM12 *	11.2	M37705E2	13.8
LM18293	11.4	M37705E2A	13.8
LM18298	11.4	M37705M2	13.8
LM1921	11.3	M37705M2A	13.8
LM1950	11.3	M37705S1	13.8
LM1951 *	11.3	M37705S1A	13.8
LM565	4.1	M51712	3.1
LM621 *	3.8	M51728 *	4.4
LM628N *	13.3	M51970 *	2.7
LM629M *	13.3	M51971 *	2.7
LM629N *	13.3	M54543L	2.1
LMD18200 *	11.4	M54544	2.1
LMD18201 *	11.4	M54546AL	2.1
LMD18245 *	11.4	M54549AL	2.1

(续)

型 号	章 节 号	型 号	章 节 号
M54640P	5.1	ML4411 *	3.12
M54641L	2.1	ML4412	3.1
M54644BL	2.1	ML4420	3.1
M54646BP	5.1	ML4510	3.1
M54649L	2.1	ML6035	3.1
M54670	5.1	MM54HC4046	4.2
M54671SP	5.1	MP6901	4.5
M54672SP	5.1	MPC1510	11.3
M54685L	2.1	MPC1700 *	11.3
M54687FP	2.1	MPC1710	11.4
M56635	3.1	MPC1710B	1.3
M56638	3.1	MPC1711	1.3
M56733	3.1	MPC1713	1.3
M56743	3.1	MPC1715	1.3
M57962L	12.1	MPC1716	1.3
MA818 *	6.5	MPC1718	1.3
MB86521P	5.1	MPC1720	1.3
MC14046 *	4.2	MPC1721	1.3
MC33030 *	2.2	MPC1721A	1.3
MC33033 *	3.4	MPC1722	1.3
MC33034 *	3.4	MPC1723	1.3
MC33035 *	3.4	MPC1724	1.3
MC33039 *	3.4	MPC1725	1.3
MC3479	5.1	MPC1726	1.3
MC3479C	5.1	MPC1727	1.3
MC4044 *	4.2	MPC1730	1.3
MC4344 *	4.2	MPC1731	1.3

(续)

型 号	章 节 号	型 号	章 节 号
MPC1732	1.3	OPA541AP	11.2
MPC1735	1.3	OPA541M *	11.2
MPC1737	1.3	OPA544F	11.2
MPC1740	1.3	OSC1758	8.5
MPC1760	1.3	PBL3717A *	5.6
MPC17A10	1.3	PD78365 *	13.8
MPC17A38	1.3	PD78366 *	13.8
MPC17A85	1.3	PD78368 *	13.8
MPM3003	3.4	PM100DHA060	11.5
MSDC-700	8.4	PM100DHA120	11.5
MSM5810	4.1	PM10CHA060	11.5
MSM5814	4.1	PM10RHB120	11.5
MSM5816	4.1	PM150DHA060	11.5
MSM5819	4.1	PM15CHA060	11.5
MTD1110 *	5.5	PM15RHB120	11.5
MTD1120 *	5.5	PM200DHA060	11.5
MTD1120F *	5.5	PM200DHA120	11.5
MTD2001 *	5.5	PM20CHA060	11.5
MTD2003 *	5.5	PM25RHB120	11.5
MTD2003F *	5.5	PM300DHA060	11.5
NE565	4.1	PM300HHA120	11.5
NEC7720	8.6	PM30RHC060	11.5
OPA2541M *	11.2	PM400DHA060	11.5
OPA501M	11.2	PM50RHA060	11.5
OPA511M	11.2	PM50RHA120	11.5
OPA512BM	11.2	PM600HHA060	11.5
OPA512SM	11.2	PM75DHA120	11.5

(续)

型 号	章 节 号	型 号	章 节 号
PM75RHA060	11.5	SDC1740	8.4
PMM8713 *	5.2	SDC1741	8.4
PMM8714 *	5.2	SDC1742	8.4
PMM8723 *	5.2	SG-D200	5.1
PPMC101C *	13.6	SG1173	11.2
PPMC102A *	13.6	SG1731 *	2.4
PPMC103A *	13.6	SG2173	11.2
RDC-19100 *	8.4	SG3172 *	11.2
RDC1740	8.4	SG3173 *	11.2
RDC1741	8.4	SG3272 *	11.2
RDC1742	8.4	SG3524 *	10.4
SAA1027	5.1	SG3635A	11.4
SAA1042 *	5.4	SG3650	11.4
SCD410	8.2	SG3718	5.6
SCD60	8.2	SH7000 *	13.8
SCD612	8.2	SI7200E	5.1
SCDX40	8.2	SI7230E	5.1
SCDX410	8.2	SI7230M	5.1
SCDX412	8.2	SI7300A	5.1
SCDX60	8.2	SI7500A	5.1
SCDX610	8.2	SL-N3075	9.5
SCDX612	8.2	SL-N3076	9.5
SCQ1039	8.7	SL-N3501	9.3
SCQ739	8.7	SLE4520 *	6.3
SCT40	8.2	STK6103	2.1
SCT412	8.2	STK6105	2.1
SCT610	8.2	STK6215	2.1

(续)

型 号	章 节 号	型 号	章 节 号
STK6217	2.1	TA7279P	2.1
STK6722H	5.1	TA7288	2.1
STK6822H	5.1	TA7289P/F	1.3
STK6855	2.1	TA72919P/F	1.3
STK6875	2.1	TA7291P	2.1
STK6877	2.1	TA7354P	1.3
STK6962	5.1	TA7712	3.1
STK6965	2.1	TA7712P	1.3
STK6966	2.1	TA7715P	1.3
STK6981H	5.1	TA7733F	1.3
STK6982H	5.1	TA7736P	1.3
TA7245	3.1	TA7745	3.1
TA7247	3.1	TA7745F	1.3
TA7247AP	1.3	TA7774P	5.1
TA7248 *	5.8	TA7774P/F	1.3
TA7248P	1.3	TA8302P	1.3
TA7256P	2.1	TA8401F	1.3
TA7257P	2.1	TA8402F	3.1
TA7259	3.1	TA8407P/F	1.3
TA7259P/F	1.3	TC5081 *	4.2
TA7260	3.1	TC787 *	12.5
TA7261	3.1	TC788 *	12.5
TA7262	3.1	TC9142 *	4.5
TA7262P/F	1.3	TC9193 *	4.5
TA7267BF	1.3	TC9203 *	4.5
TA7267BP	2.1	TCA1560	5.1
TA7272P	1.3	TCA1561	5.1

(续)

型 号	章 节 号	型 号	章 节 号
TCA3727	5.1	TLE4203 *	11.4
TCA785 *	12.3	TLE4727	5.1
TCA955 *	2.6	TMS32020	8.6
TD-100	8.3	TPD1008S	11.3
TD-101	8.3	TPD1009S	11.3
TD62803P	5.1	TSL1612	8.5
TDA1041	2.1	U2350	2.1
TDA1085A *	7.1	U2351	2.1
TDA1085C *	7.1	UAA4002 *	12.7
TDA1151	2.1	UAA4003	12.1
TDA1185A *	7.2	UC3517	5.1
TDA1533	4.1	UC3620 *	3.5
TDA5140 *	3.11	UC3622	3.1
TDA5141 *	3.11	UC3623 *	3.5
TDA5142T *	3.11	UC3625 *	3.6
TDA5143	3.1	UC3633 *	4.3
TDA5144	3.1	UC3634 *	4.3
TDA5145	3.1	UC3635 *	4.3
TDA7271	2.1	UC3637 *	2.5
TDA7272 *	2.8	UC3655	3.1
TDA7274	2.1	UC3717 *	5.6
TDA7275	2.1	UC3717A *	5.6
TDA8115	2.1	UC3720 *	11.3
TH101	12.1	UC3728	11.3
TH103 *	12.4	UC3770A *	5.6
TL376	5.1	UC3770B *	5.6
TL494 *	10.2	UC3842 *	10.5

(续)

型 号	章 节 号	型 号	章 节 号
UC395	11.3	UGN3130 *	9.4
UCN4202A	5.1	UGN3131	9.1
UCN4204B	5.1	UGN3132	9.1
UCN5804B *	5.3	UGN3133	9.1
UDN2936 *	3.7	UGN3140 *	9.4
UDN2953B	11.4	UGN3175 *	9.5
UDN2954W	11.4	UGN3177 *	9.5
UDN2961B	11.4	UGN3235	9.1
UDN2962W	11.4	UGN3275	9.1
UDN2998W	11.4	UGN3501 *	9.3
UDN3625	3.1	UGN3503 *	9.3
UDN3625M *	9.7	UGN5275K	9.6
UDN3626	3.1	UGQ5140	9.1
UDN3626M *	9.7	UGS3013	9.1
UDQ2943Z	11.4	UGS3019	9.1
UGN3013	9.1	UGS3020	9.1
UGN3019	9.1	UGS3030	9.1
UGN3020	9.1	UGS3040	9.1
UGN3030	9.1	UGS3059	9.1
UGN3040	9.1	UGS3113 *	9.4
UGN3055	9.1	UGS3119	9.1
UGN3059	9.1	UGS3120 *	9.4
UGN3075	9.5	UGS3130 *	9.4
UGN3076	9.5	UGS3131	9.1
UGN3077	9.1	UGS3132	9.1
UGN3113 *	9.4	UGS3133	9.1
UGN3119	9.1	US3140 *	9.4
UGN3120 *	9.4	ZPS-101 *	6.4

注：型号后带 * 号的集成电路本书作详细介绍。

参 考 文 献

- 1 Frank G. Motor-control semiconductors drive motor revolution. *Electronic Design*. 1988 April 14
- 2 ICs simplify motion control and power electronic systems. *PCIM*. 1986 (4)
- 3 陈伯时. 电气自动化在 90 年代的现状与发展. 第六届全国电气自动化电控系统学术年会论文集. 1992
- 4 谭建成. 运动控制技术及其进展. *电机电器技术*. 1992 (4)
- 5 加藤一. 小型モータ制御用 IC (2 版). 東京: 工業調査会. 1988
- 6 MOTION CONTROL APPLICATION MANUAL. SGS GROUP OF COMPANIES. 1987
- 7 Product catalog. Silicon General Semiconductors. 1990/1991
- 8 Power IC's Databook. National Semiconductors. 1993
- 9 Power Semiconductor Applications. Philips Semiconductors. 1992
- 10 Integrated and discrete semiconductors. Allegro Micro Systems. Inc. 1993
- 11 Product and Applications Handbook 1993-1994. UNITRODE IC Corp.
- 12 Bipolar audio and associated ICs. MATSUSHITA ELECTRONICS Corp. 1992
- 13 Micro Linear Corporation Databook. Micro Linear. 1993
- 14 Integrated circuits databook supplement Vol. 33b. BURR-BROWN Corp. 1990
- 15 MOTOROLA SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA. MOTOROLA INC. 1990
- 16 谭建成. 运动控制专用集成电路及应用. *微电机*. 1992 (3) ~ 1994 (4)
- 17 陈伯时. 电力拖动自动控制系统. 北京: 机械工业出版社. 1992
- 18 秦继荣等. 现代直流伺服控制技术及其系统设计. 北京: 机械工业出版社. 1993
- 19 谷腰欣司. DCモータの制御回路设计. 東京: CQ 出版社. 1985
- 20 Antonio. M. Smart power IC supplies quiet, linear brushless motor drive. *PCIM*. 1988 (3)

- 21 谭建成. 用一个 IC 的无刷直流电动机稳速电路. 微特电机. 1982 (2)
- 22 Tal J. Speed control by phase-locked servo systems--New possibilities and limitation. IEEE Trans. on IECl. 1977, 24 (1)
- 23 谭建成. 数字锁相环稳速控制. 控制微电机. 1979 (3)
- 24 陈智文. 锁相器 MC14046 及其在微型马达速度精密控制中的应用. 电子技术应用. 1989 (2)
- 25 谭建成. 步进电动机正余弦细分微步距驱动. 控制微电机. 1978 (4)
- 26 王鸿钰. 步进电机控制技术入门. 上海: 同济大学出版社, 1990
- 27 LSI circuit for AC motor speed control. Technical publication M82-0015. Mullard Limited
- 28 丁学文. PWM 大规模集成电路和它在三相交流电机变频调速中的应用. 电力电子技术. 1986 (1)
- 29 Walter S. Digital sine-wave synthesis using the SLE4520 Pulse-width modulator. Siemens Component. 1986 (2)
- 30 王兴亚. ZPS-101 脉宽调制 (PWM) 信号发生器使用说明书. 重庆钢铁设计院
- 31 Starr B. G. 用于逆变器-交流电机调速系统的 PWM 大规模集成电路. 国外电力电子技术. 1986 (3)
- 32 Report on the Applications of MA818. University of Bristol.
- 33 王聪. 新型的三相 PWM 集成电路 MA818 及其应用. 电子技术应用. 1993 (4)
- 34 李宏. 三相高频脉宽调制器-SLE4520 及其在电力电子技术中的应用. 电力电子技术. 1992 (2)
- 35 MOTOROLA Linear/Inter face Devices. MOTOROLA Inc. 1991
- 36 DATA ACQUISITION COMPONENTS AND SUBSYSTEMS. ANALOG DEVICES, Inc. 1980
- 37 DATA CONVERSION PRODUCTS DATABOOK. ANALOG DEVICES, Inc. 1989/1990
- 38 Synchro and Resolver Conversion. ANALOG DEVICES, Inc. 1980
- 39 谭建成. 固态自整角机和自整角 (旋变) 与数字的转换. 微电机. 1990 (1)
- 40 谭建成. 一种基于 ROM 的数字-自整角机转换器. 电子工业部第 21 研究所建所 30 周年学术报告论文集. 1993

- 41 Paulm. Digital resolver emulates absolute and incremental encoders. PCIM. 1993 (4)
- 42 DATA CONVERTERS Product Catalog. ILC DATA DEVICE Corp. 1984
- 43 SYNCHRO CONVERSION HANDBOOK. ILC DATA DEVICE Corp. 1985
- 44 Synchro converters/displays/encoders. Computer Conversions Corp. 1985
- 45 张晓光等. 轴角数字转换器及其与 80C196KC 单片机接口技术. 电气传动. 1995 (6)
- 46 孙泽生等. TL494 用于永磁无刷电机的电流跟踪控制. 第三届中国交流电机调速传动学术会议论文集. 1993
- 47 叶治政等. 通用型 PWM TL494 在 SPWM 电源中的应用. 电力电子技术. 1991 (3)
- 48 王宏华. 开关型磁阻电动机调速系统. 电气自动化. 1995 (1)
- 49 王楚清. 大功率双运算放大器. 电子技术. 1992 (1)
- 50 李峻等. 直流伺服电动机用功率运算放大器的驱动方法. 微电机. 1995 (1)
- 51 Steven H. Chopper Amplifier IC increases high-speed torque of bipolar stepper motor. PCIM. 1993 (5)
- 52 山口好広. 500V-1A ワンチップインバータ IC. 東芝レヒ"ユー. 1993 (1)
- 53 荒川秀俊. AC 200V 対応三相インバータ IC. OHM 1994 (6)
- 54 倪本来. 第三代 IGBT 模块和第三代 IPM. 全国电源技术年会论文集. 1995
- 55 章进清等. IGBT 智能模块的驱动控制电路. 电力电子技术. 1995 (4)
- 56 集成电路产品手册 (第四分册). 航天工业部 691 厂. 1988
- 57 李宏. 高性能集成移相触发器-TCA785 及应用. 集成电路应用. 1992 (4)
- 58 李宏. 采用 UAA4002 构成的开关晶体管最佳基极驱动和保护电路. 国外电力电子技术. 1989 (4)
- 59 李宏. 大规模集成电路 UAA4002 及应用. 电气自动化. 1991 (4)
- 60 李宏. 用 UAA4002 驱动的单管 GTR 直流斩波调速系统. 电气自动化.

- 1993 (5)
- 61 李宏. 高性能晶闸管电力回收装置. 电气传动自动化. 1995 (3)
 - 62 李宏. TC787, TC788 移相触发器. 电气自动化. 1995 (5)
 - 63 李宏. 高性能大功率 MOSFET 和 IGBT 驱动 IC—IR2110 及应用. 集成电路应用. 1991 (6)
 - 64 李宏. 高性能集成六输出高压 MOS 门极驱动器—IR2130 及其在电力电子技术中应用. 电气传动自动化. 1994 (2)
 - 65 盛祖权. 具有完善保护功能的 IGBT 驱动器 HL402. 大连: 中国第四届交流调速年会论文集. 1995
 - 66 IGBT 厚膜驱动器 HL402B, HL403B 使用说明书. 西安电力电子技术研究所资料. 1996
 - 67 TH 系列厚膜电路使用说明书. 西安电力电子技术研究所资料. 1995
 - 68 Peter N W. Electronic Ballasts Using the Cost-saving IR2155 Driver. International Rectifier Application Notes. AN-995
 - 69 IR2151 Self-Oscillating Half-Bridge Driver. International Rectifier Data Sheet. No. PD-6-034.
 - 70 IR125 Current-limiting MOS Gate Drivers. International Rectifier Preliminary Date Sheet. No. PD-6017
 - 71 IR2121 Current-limiting MOS Gate Drivers. International Rectifier Preliminary Date Sheet. No. PD-6018
 - 72 Werner s. Chip Sets for Digital Servo Motion Controllers. PCIM. 1988 (5)
 - 73 徐锡林. 专用的单片微计算机-步进电机控制器. 微特电机. 1986 (1)
 - 74 Cybernetic Micro Systems Control ICs. Cybernetic Micro Systems, Inc. 1990
 - 75 Wade L. F. Stepping Out with Servo. Machine Design. 1988 (9)
 - 76 机电一体化技术手册编委会编. 机电一体化技术手册. 北京: 机械工业出版社. 1994
 - 77 杨耕等. 用于电动机控制的几种新型单片微处理器. 电气传动. 1995 (1)

《电气自动化新技术丛书》

目 录

- 大功率交-交变频调速及矢量控制技术(第2版) 马小亮著 已出版
- 可编程序控制器及其应用 宣练中、王燕生等编 已出版
- 电气传动的脉宽调制控制技术 吴守箴、臧英杰著 已出版
- 智能控制系统及其应用 王顺晃、舒迪前编著 已出版
- 异步电动机直接转矩控制 李凤编 已出版
- 模糊控制原理与应用 诸静等著 已出版
- 开关型磁阻电动机调速控制技术 王宏华编著 已出版
- 滑模变结构控制 王丰尧编著 已出版
- 系统最优化及控制 符曦编著 已出版
- 通用变频器及其应用 满永奎、韩安荣、吴成东编著 已出版
- 计算机辅助设计技术与应用 杨竞衡主编 已出版
- 电力电子场控器件及其应用 张立、黄两一等编著 已出版
- 直流无刷电动机原理及应用 张琛编著 已出版
- 预测控制系统及其应用 舒迪前编著 已出版
- 现代计算机数控系统 冯勇、霍勇进编著 已出版
- 同步电动机调速系统 李志民、张遇杰编著 已出版
- 现代矿井提升机电控系统 王清灵、龚幼民编著 已出版
- 电力电子器件及其应用 李序葆、赵永健编著 已出版
- 交流步进传动系统 孙鹤旭等 已出版
- 无速度传感器矢量控制原理与实践 冯焱生编著 已出版
- 机器人控制技术 孙迪生、王炎编著 已出版
- 带钢热连轧计算机控制 刘玠、孙一康等编著 已出版
- 电机控制专用集成电路 谭建成主编 已出版
- 执行电动机 王季秩、曲家骥编著 已出版
- MATLAB语言与自动控制系统 魏克新、王云亮、陈志敏编著 已出版

- 电控设备可靠性工程技术 徐平、李全灿编著 已出版
- SPWM 变频应用技术 张燕宾编著 预计 1998 年 1 月出版
- 控制系统的故障诊断和容错控制 闻新、张洪钺、周露编著 预计 1998 年 1 月出版
- 神经元网络控制 王永骥、涂健编著 预计 1998 年 1 月出版
- 交、直流传动系统的自适应控制 夏超英编著 预计 1998 年 4 月出版
- 交流调速系统 陈伯时、陈敏逊编著 预计 1998 年 4 月出版
- 交流伺服系统原理及应用 徐殿国、高波、王炎编著 预计 1998 年 4 月出版
- 现代电力电子器件应用导则 王正元编著 预计 1998 年 4 月出版
- 直流调速系统全数字控制 叶王、皮壮行、马济泉、余锡仁编著 预计 1998 年 4 月出版
- 工业计算机网络与多媒体技术 张浩、张民编著 预计 1998 年 4 月出版
- 谐波抑制和无功功率补偿 王兆安、杨君、刘进军编著 预计 1998 年 4 月出版
- 交流电机数字控制系统 李永东、王长江编著 预计 1998 年 4 月出版
- 伺服控制系统中的传感器 曲家骥、王季秩编著 预计 1998 年 4 月出版
- 新型 PID 控制及其应用 陶永华编著 预计 1998 年 4 月出版
- 电力牵引交流传动与控制 黄济荣编著 预计 1998 年 8 月出版

注：电气自动化新技术丛书由机械工业出版社出版，新华书店发行、经售。在新华书店购不到时，可与中国自动化学会电气自动化专业委员会邮购部（300180 天津市津塘路 174 号，电话（022）24962354 联系购买。