

摘要

步进电机是一种将脉冲信号转化为机械角位移或者线位移的控制电机,它能够在不涉及复杂反馈环路的情况下实现良好的定位精度,并由于具有价格低廉、易于控制、无积累误差等优点,在民用、工业用的经济型数控定位系统中获得了广泛的应用,具有较高的实用价值。

在步进电机的驱动技术中,细分驱动具有良好的控制效果,而将步进电机细分驱动控制电路集成在一块芯片中,可以使得步进电机在实现细分驱动,得到优良运行性能的同时,整个驱动电路系统的组成更为简单,可靠性更高,控制更为方便。本文在详细论述了步进电机细分驱动原理的基础上,设计了一款基于 PWM 控制的两相混合式步进电机细分驱动芯片。

本文首先介绍了步进电机工作原理和 PWM 控制技术,通过分析步进电机的各种驱动方式的优缺点,从而提出了细分驱动方式,并指出了细分驱动使电机运行更稳定的优势,在分析、比较几种电流控制型细分驱动方式的优缺点的基础上,提出了恒频脉宽调制型的细分驱动方案,并分析了该方案快慢续流的优劣,进而完成对二相混合式步进电动机细分驱动系统主电路的具体设计,包括高精度 BANDGAP 电路、高速 D 触发器、脉冲发生器及逻辑控制电路等子电路,并且加入了过温、欠压及过流保护电路。实现了恒频斩波、信号检测、功率放大、环形分配等功能。其中,由 EPROM 以及 3 位非线性 DAC 产生的拟正弦波变化的阶梯电平作为控制电机绕组电流的基准,通过 PWM 控制驱动器的开通和关断,使电机绕组电流按正弦规律变化,从而实现两相混合式步进电机的恒转矩 8 细分驱动。

通过仿真证明了设计方案的可行性和正确性,所设计的基于 PWM 控制的步进电机细分驱动控制电路可以实现结构简单、可靠性高、运行平稳的预定目标。

关键词: 步进电机 细分驱动 PWM H 桥驱动

Abstract

Stepping motor is a kind of controlling motors which can transform the pulse signal into mechanistic angular displacement or linear displacement. It can achieve a precise location without a complicated feedback loop. Also, it is widely used in economical digital location system for civilian and industry use, as it costs less, easy to control and free of error accumulation. In a word, it is highly practical.

Since microstepping drive behaves better in controlling among drive technique of stepping motor, integrated microstepping driver of stepping motor makes drive circuit simpler in structure, higher in security and more convenient in controlling as well as the microstepping drive is realized with excellent performance. The thesis expatiates on the principle of stepping motor microstepping drive and schemes out a two-phase hybrid stepping motor microstepping driver IC based on PWM.

In this paper, firstly the principles of stepping motor and the technique of PWM controlling are analyzed, and then different driving modes are introduced. Based on this, microstepping driving mode are put forward, and learning from the current lagging-loop control and invariable switch frequency control, frequency-fixing PWM driving method is put forward, therefore, the main circuit of 2-phase hybrid stepping motor system is designed, including high accuracy BANDGAP circuits. High speed D flip-flop, pulse generator, logic circuits and so on, and also over-temperature circuits, UVLO circuits, over-current circuits are added. The system can realize many functions such as fix-frequency plus width modulation, current sampling, power magnifying, ring distribution, producing control signal, and so on. Based on the principle analysis of subdivision drive of two-phase hybrid stepping motor, uses the simulant sinusoid ladder voltage that produced with EPROM and 3-bit nonlinear DAC as the reference current of winding of stepping motor, makes the current of winding of stepping motor to vary also as sinusoid by controlling the on or off time of driver with PWM, achieves the constant-torque 8 subdivision drive of stepping motor. The design of this IC was completed in accordance with the design flow of ASIC. The thesis expatiates on the module circuit of the IC and presents the simulation results.

The feasibility and validity of the design method and principle analysis were proved by the simulation results, and the microstepping driver IC of stepping motor

based on PWM in the thesis can reach the target that has simple configuration 、 high reliability and smooth operation.

Key words: Stepping motor microstepping drive PWM H bridge Driver

南开大学学位论文使用授权书

根据《南开大学关于研究生学位论文收藏和利用管理办法》，我校的博士、硕士学位获得者均须向南开大学提交本人的学位论文纸质本及相应电子版。

本人完全了解南开大学有关研究生学位论文收藏和利用的管理规定。南开大学拥有在《著作权法》规定范围内的学位论文使用权，即：(1)学位获得者必须按规定提交学位论文(包括纸质印刷本及电子版)，学校可以采用影印、缩印或其他复制手段保存研究生学位论文，并编入《南开大学博硕士学位论文全文数据库》；(2)为教学和科研目的，学校可以将公开的学位论文作为资料在图书馆等场所提供校内师生阅读，在校园网上提供论文目录检索、文摘以及论文全文浏览、下载等免费信息服务；(3)根据教育部有关规定，南开大学向教育部指定单位提交公开的学位论文；(4)学位论文作者授权学校向中国科技信息研究所和中国学术期刊(光盘)电子出版社提交规定范围的学位论文及其电子版并收入相应学位论文数据库，通过其相关网站对外进行信息服务。同时本人保留在其他媒体发表论文的权利。

非公开学位论文，保密期限内不向外提交和提供服务，解密后提交和服务同公开论文。
论文电子版提交至校图书馆网站：<http://202.113.20.161:8001/index.htm>。

本人承诺：本人的学位论文是在南开大学学习期间创作完成的作品，并已通过论文答辩；提交的学位论文电子版与纸质本论文的内容一致，如因不同造成不良后果由本人自负。

本人同意遵守上述规定。本授权书签署一式两份，由研究生院和图书馆留存。

作者暨授权人签字：_____

20 年 月 日

南开大学研究生学位论文作者信息

论文题目					
姓 名		学号		答辩日期	年 月 日
论文类别	博士 <input type="checkbox"/> 学历硕士 <input type="checkbox"/> 硕士专业学位 <input type="checkbox"/> 高校教师 <input type="checkbox"/> 同等学力硕士 <input type="checkbox"/>				
院 / 系 / 所			专 业		
联系电话			Email		
通信地址(邮编):					
备注:				是否批准为非公开论文	

注：本授权书适用我校授予的所有博士、硕士的学位论文。由作者填写(一式两份)签字后交校图书馆，非公开学位论文须附《南开大学研究生申请非公开学位论文审批表》。

南开大学学位论文原创性声明

本人郑重声明：所提交的学位论文，是本人在导师指导下，进行研究工作所取得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本学位论文的研究成果不包含任何他人创作的、已公开发表或者没有公开发表的作品的内容。对本论文所涉及的研究工作做出贡献的其他个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本学位论文原创性声明的法律责任由本人承担。

学位论文作者签名：

年 月 日

第一章 绪论

步进电机是一种将脉冲信号转化为机械角位移或者线位移的控制电机，与其他类型电机相比具有易于开环精确控制、无积累误差等优点，在众多领域中获得了广泛的应用。步进电机细分驱动技术是七十年代中期发展起来的一种可以显著改善步进电机综合使用性能的驱动控制技术^[1]。它是通过控制各相绕组中的电流，使它们按一定的规律上升或下降，即在零电流到最大电流之间形成多个稳定的中间电流状态，相应的合成磁场矢量的方向也将存在多个稳定的中间状态，且按细分步距旋转。其中合成磁场矢量的幅值决定了步进电机旋转力矩的大小，合成磁场矢量的方向决定了细分后步距角的大小。细分驱动技术进一步提高了步进电机转角精度和运行平稳性。

第一节 步进电机概述

基于电机的运动控制技术作为自动化领域的关键部分，在国民经济当中起着重要的作用。随着现代科学技术的进步，尤其是集成电路、电力电子器件、自动化控制理论等方面的进展，电机在其实际应用中已由过去简单地控制转动停止、以提供动力为目的的应用上升到对速度、加速度、位移和转矩等进行精确控制阶段，以便使被驱动的机械运动准确符合预想的要求。

步进电机正好能够很好地符合这种需求，它是一种将数字脉冲信号转化为机械角位移或者线位移的数模转换控制电机。通常所说的步进电机一般是指机电一体化设备包括步进电机及其驱动器，当步进电机驱动器接受到一个脉冲之后就驱动步进电机转动一个固定的角度即步距角^[2]，如图1.1所示。

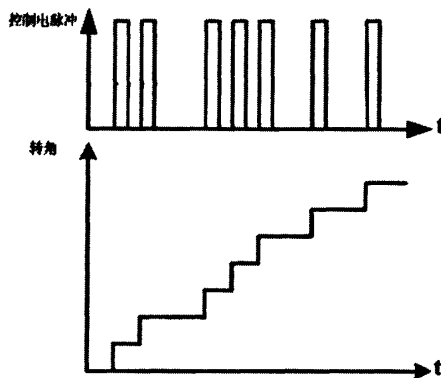


图1.1 步进电机的功用

步进电机不像其它电机那样连续旋转而是以一定的步距角一步一步做增量运动因此而得名。所以通过控制脉冲个数来控制步进电机转动的角位移，达到精确定位的目的；同时也可以通过控制脉冲的频率来控制步进电机转动速度和加速度，达到调速的目的。除此之外步进电机还具有以下一些优点^{[2][3][4]}：

(1) 无刷：步进电机是无刷结构电机，与带有换向器和电刷等易损部件的传统有刷电机相比而言可靠性更高；

(2) 与负载无关：不超载时步进电机能够按照设定的速度运行；

(3) 动态响应快：易于启动、停止和反转；

(4) 保持转矩：停止时能够自锁；

(5) 无累积误差：虽然步进电机每转动一步的角位移与标称的步距角具有一定的误差（3~5%），但是转动一周后累积的误差和为零；

(6) 步距角与环境无关：步进电机的固有步距角是由本身构造决定的，与温度、电压、电流等使用环境无关；

(7) 易于控制：只需控制脉冲的频率和个数，即可达到定位、调速目的；

(8) 价格低廉：步进电机相对于同样用于定位领域交、直流伺服电机而言具有较高的性价比。

正是由于这些优点，使得由步进电机及其驱动控制器构成的开环数控定位系统，既具有较高的控制精度，良好的控制性能，又能稳定可靠地工作。与同样应用于定位领域的交、直流伺服电机构成闭环伺服系统相比较而言，主要优势在于性价比高和驱动控制简单，但是性能上却具有以下明显的不足之[1~6]：

(1) 低速转动时振动和噪声都比较大；

(2) 输出力矩随着转动速度的升高而降低；

(3) 启动频率不能太高，否则会堵转并伴随有呼啸声；

(4) 速度突变较大时存在丢步和过冲现象；

(5) 最高运动速度较低，且高速运转时输出力矩小；

(6) 开环控制，不能保证实际转动的角度与设想的完全一致。

虽然步进电机有这些缺点，但是并不影响其在经济型的数控装置上的使用。现在比较常用的步进电机主要有反应式步进电机、永磁式步进电机和混合式步进电机。永磁式步进电机一般为两相，转矩和体积较小，步进角一般为7.5度或15度，振动和噪音小；反应式步进电机一般为三相，可实现大转矩输出，步进角一般为1.5度，但噪声和振动都很大；混合式步进电机混合了永磁式和反应式

的优点，步距角小、转矩大且振动、噪音小，它主要又分为两相和五相：两相步距角一般为1.8度而五相步距角一般为0.72度。

第二节 步进电机驱动概述

步进电机驱动技术的发展十分迅速。在我国步进电机的应用起步较早，但驱动技术的发展相对滞后，成为制约步进电机应用与发展的主要因素。最早应用的单电压串电阻等驱动方式，驱动电路中分立元件多，可靠性差，各厂家的技术规范和生产工艺等难以达到统一的标准，已逐渐淘汰。

近代步进电机的驱动技术的主流是“电流型”，常规的控制技术仅对绕组的电流进行通断控制，在转子齿数一定的条件下，增加相数才能提高电动机的分辨率。运用电流波形控制技术可方便地实现步进电动机细分驱动。步进电动机的细分驱动技术，从20世纪70年代开始研究，逐步发展到90年代完全成熟。我国对细分驱动技术的研究，起步时间与国外相差无几。细分驱动技术的广泛应用，使得电动机的相数不受步距角的限制，为产品设计带来方便。

目前在步进电机的驱动技术上，采用斩波恒流控制、正弦脉宽调制和细分技术以及最佳升降频控制，大大提高步进电机运行快速性和运转精度，使步进电机在中、小功率应用领域向高速且精密化的方向发展。在驱动电路中，目前较普遍采用的功率开关管是功率场效应管(MOSFET)，与原先采用大功率晶体管(CTR)相比有很多优点。性能更加优越的绝缘栅极晶体管(IGBT)也已应用于高速型及较大功率的步进电机驱动电路中。而把IGBT驱动电路及保护电路都集成在一起的智能IGBT模块，具有结构简单、性能稳定及运行可靠等优点，目前已开始应用于中、小功率的步进电机的驱动。

细分驱动又称为微步距驱动。在步进电机的驱动控制领域中，常采用方波脉冲控制来实现步进电机转子的运动。这种控制方式给步进电机的应用带来不少弊病。因此，人们提出降低或减少脉冲工作的驱动控制方法，最初出现的阶梯波脉冲细分控制，极大地改善了步进电机运行的平稳性，开始由于细分驱动线路十分复杂，应用得不多。随着计算机技术和微电子技术的发展，步进电机的细分驱动技术才引起了人们的关注。

步进电机各相绕组的电流是按照工作方式的节拍轮流通电的。绕组通电的过程非常简单，即通电-断电反复进行。我们知道，电磁力的大小与绕组通电电流的大小有关。当通电相的电流不是一次性上升到位，而断电相的电流也不是立即下降为0时，它们所产生的磁场合力，会使转子有一个新的平衡位置，这

个新的平衡位置在原来的步距角范围内。就是说，如果绕组中电流的波形不再是一个近似方波，而是一个分成 N 个阶梯的近似阶梯波，则电流每上升或降低一个阶梯时，转子转动一小步。当转子按照这样的规律转过 N 小步时，实际上相当于它转过一个步距角。细分驱动使得步距角更小了，可以大大提高对执行机构的控制精度，同时也可以减小或消除振荡、噪声和转矩波动。目前，较为先进的步进电机驱动控制器大多采用细分驱动方式^{[5][6]}。

第三节 国内外研究概况及发展趋势

我国对步进电动机的研究从 1958 年开始，步进电动机在工业上应用并获得发展始于 1970 年前后，1980 年以后，永磁步进电动机因低成本爪极结构，广泛应用于对性能要求不高和体积限制不大的场合，而混合式步进电动机成为办公自动化和工业自动化应用场合的主流，迅速发展形成规模生产，变磁阻型就大部分被混合型取而代之。发展到此时我国混合式步进电动机的技术，包括电机本体和驱动技术在内，都与国外产业的水平接近。混合式步进电动机是在永磁感应子式低速同步电动机的基础上发展起来的。二相混合式步进电机是上世纪 60 年代的美国专利，70 年代初因应用于计算机外设，且专利保护的取消而迅速发展。二相(四相)电动机典型结构是定子八个极，转子齿数为 50，整步方式工作时步距角为 1.8 度。70 年代中期提出的五相混合式步进电动机，与二相电动机相比，结构上没有太大的区别，主要是增加了相数，定子一般为 10 个极，最典型的转子齿数仍为 50。早期的混合式步进电机，在材料上应用较多的是铝镍钴永磁体，后来发展到新的永磁材料，主要是钕铁硼(NdFeB)材料的应用，简化了转子的结构^[7]。

功率或机座号相对较大的步进电动机，在工业控制系统中的应用日前正受到交流伺服电动机的威胁，有被取代的趋势。这主要因为步进电动机存在一些弱点如存在明显的振荡区、带惯量和过载能力小、快速性不足和效率低等。

对混合式步进电动机的控制绕组也可以使用双极性供电。为了简化驱动电路，将电机绕组采取双线并绕，一相绕组分成二相，其中之一正向通电，另一则反向通电，这样可单极性供电而达到正、反向励磁的目的。这种二相四绕组电动机有时也叫做四相电动机。最简单的四相单极性驱动电路，只要用四只功率开关管，结构简单，成本低，但是绕组空间利用率不高，在同一时间只有一半绕组通电起作用。随着电子技术的发展，电子元器件价格的降低，双极性驱

动电路也可以实现，但成本亦增加较多。

对步进电机及其控制驱动系统的研究表明，步进电机易于实现数字控制和微机控制，并且进行开环控制就能实现精确的转速控制或定位控制。现代步进电动机控制技术已发展到闭环控制方式，构成闭环失步检测系统等。但是在这个研究方向上，技术上一直没有太大的突破，也还不成熟，还没有得到很广泛的应用。这将是以后步进电机控制的发展趋势。而对于电机本体来讲，它的发展将依赖于新材料的应用和驱动技术的最佳配合。

步进电机是一种将电脉冲信号转换成相应的角位移（或线位移）的机电元件，它不能直接接到普通的交直流电源上工作，必须使用专用设备——步进电机驱动控制器。步进电机系统是由步进电机及其驱动器两部分构成的，随着新材料、电机设计与制造技术、电力电子技术、微电子技术、控制技术等的进步，步进电机系统取得了巨大的发展，在开环高分辨率定位系统中占据了主导地位。因此，步进电机的运行性能例如运行频率、输出力矩等，除受电机自身性能的影响外，还直接受驱动控制器的制约。图 1.2 表示常规开环步进电机驱动控制系统的基本组成。该系统包括步进电机、脉冲发生器、脉冲分配器、功率放大器以及直流功率电源等五个部分。步进电机伺服系统具有价格低、简单、可靠等交直流伺服系统无法比拟的优点，但由于它的运行速度低、驱动器效率低和发热量大等缺点，使它的使用范围受到限制。针对存在的问题，随着现代电力电子技术、微电子技术的发展，为步进电机驱动器性能的提高提供了条件，出现了许多步进电机驱动控制方式。

步进电机各相绕组之间，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，对一台步进电机的控制，就是按一定顺序向多相绕组通电，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。步进电机的驱动控制技术经过多年的发展，已形成一些相对固定的驱动方式。

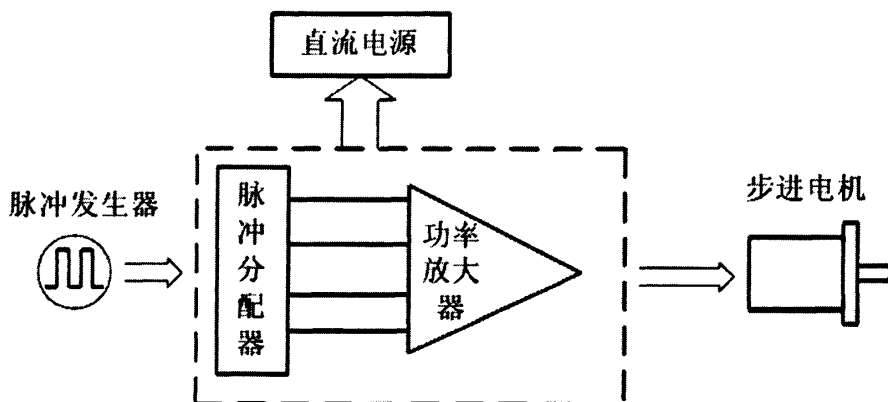


图 1.2 步进电机驱动控制系统的基本组成

驱动电路的集成化已成为一种趋势。目前，已有多种步进电机驱动集成电路芯片，它们大多集驱动和保护于一体。国外已做成的小功率步进电机专用集成电路驱动芯片，广泛应用于小型仪器仪表、计算机外围设备、机器人等领域。作为步进电机的驱动元件，它使控制系统的体积减小，可靠性提高，特别是易于与微处理器接口，对步进电机作细分驱动，使步进电机的分辨率大大提高，动态运行性能显著改善，并易于实现步进电机的闭环控制。

采用电流控制技术以及细分驱动技术，准确有效地控制电机绕组电流，进一步提高步进电机系统的运行性能和对控制要求的适应性，是步进电机驱动器发展的主要趋势，同时，集成化、模块化、低成本也是步进电机驱动器发展的必然趋势。集成化、模块化有利于提高驱动器的可靠性和电磁兼容性，减小驱动器的体积，进一步扩大步进电机的应用领域。

第四节 本课题的研究意义和目的

目前国内已有的步进电机驱动器，一般采用高低压驱动方式或者调频调压驱动式，这些驱动电路仅可实现基本步距的运行，电路构成复杂，而且多由分立元件组成，可靠性不高，还存在运行速度低、缺乏保护电路、驱动效率低和发热损耗大等缺点。随着微电子技术的发展，出现了集成化的驱动电路，但由于我国在电子材料与元器件、系统集成技术等基础工业水平和相关前沿领域与国际水平差距较大，所以步进电机驱动芯片主要依靠进口。而且，现有的许多步进电机驱动芯片，大多仅提供整步、半步控制选择，步进电机的运行性能并没有太大的提高。与这类驱动方式相比，细分驱动可使步进电机获得更小的步距

角、更高的分辨率，且运行更加平稳，因此，细分驱动具有更佳的控制效果。本课题的研究针对现在较为常用的两相混合式步进电机，旨在进行使步进电机优化运行的控制驱动 IC 的设计。

两相混合式步进电机是一种十分流行的步进电机，它既具有反应式步进电机的高分辨率，每转步数比较多的特点；又具有永磁式步进电机的高效率，绕组电感比较小的特点，应用十分广泛。基于此，本文设计了一款基于 PWM 控制，实现步进电机恒转矩细分驱动的 IC 芯片。

本课题所设计的步进电动机驱动芯片应具备以下特点：

- (1) 具有较大范围内的输出电流；
- (2) 具有细分驱动方式；
- (3) 内部具有 PWM 电流控制装置；
- (4) 具有过热保护等保护功能；
- (5) 使此电路达到可集成化的阶段。

第五节 本课题研究的主要内容

本课题以二相混合式步进电机为控制和驱动对象，采用细分驱动和恒频脉宽调制等先进技术，开发研制高性能的多细分的步进电机驱动器。目的是使混合式步进电机的低频性能和高频性能同时得到相应的改善。

本论文共分五个章节。第一章绪论叙述论文研究的背景、研究目的和意义，介绍了国内外步进电机以及步进电机驱动的研究现状；第二章介绍了混合式步进电机及其工作原理；第三章介绍 PWM 控制技术；第四章介绍了步进电机驱动系统，对几种步进电机驱动电路的性能进行了分类和性能比较；第五章是具体电路的实现及仿真；第六章对整体电路进行仿真验证；第七章对全文进行了总结。

第二章 混合式步进电机及其工作原理

第一节 步进电机的分类和工作原理

目前步进电机的种类繁多，性能特点也各有差异，但按照基本构造和工作原理可分为三种类型：反应式，即 VR 型 (Variable Reluctance)；永磁式 (亦称爪极式)，即 PM (Permanent Magnet)；混合式，即 HB (Hybrid) [7][18][19]。

反应式步进电机，其定转子均采用齿状结构，定子每个极上都绕有线圈，转子则是由软铁材料制成的。其基本原理是绕组通电励磁之后会产生一个转矩迫使转子转动到磁通路径磁阻最小的位置。为了更好的说明反应式步进电机的工作原理，图2.1展示了简化的三相反应式步进电机，其定子上有六个极，转子

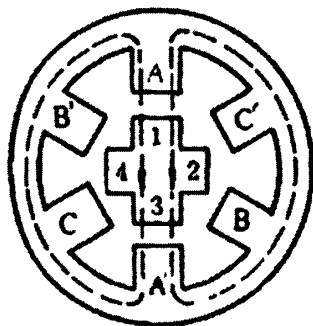


图2.1 三相反应式步进电机示意图

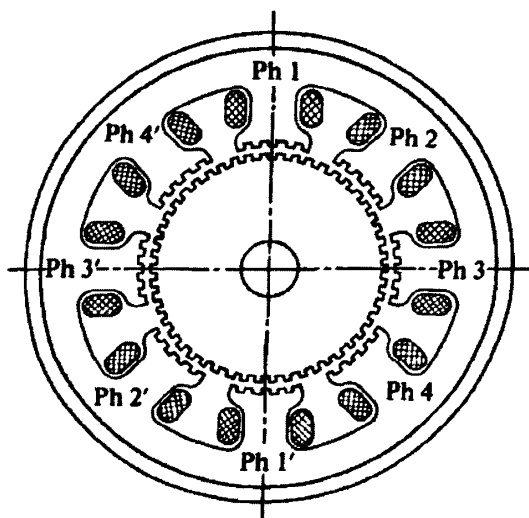


图2.2 四相反应式步进电机横截面示意图

只有四个小齿，步距角为 30° 。当绕组A-A'通电时，为了保持其磁通路径磁阻最小，将产生一个转矩迫使1、3与之对齐；接着若绕组A-A'断电、绕组B-B'通电，则转子将顺时针转动使得1、3与绕组B-B'对齐保持磁通路径磁阻最小。实际上的步进电机可通过增加定子极数或者转子的齿数来减少步距角，例如图2.2所示的是四相反应式步进电机的横截面示意图，其定子上有八个极，每个极上分布有5个小齿，转子有50个小齿，步距角为 1.8° 。

如图2.3所示，永磁式步进电机转子为N极、S极相间的永磁体，由于定子极冲制成爪型因而又名爪极式步进电机。其基本工作原理是转子上的永磁体建立的磁场和定子绕组电流激励的磁场相互作用，形成的同性相斥、异性相吸的电磁转矩，当绕组励磁产生的合磁场发生旋转时，转子也会跟着同步转动起来，如图2.4所示。

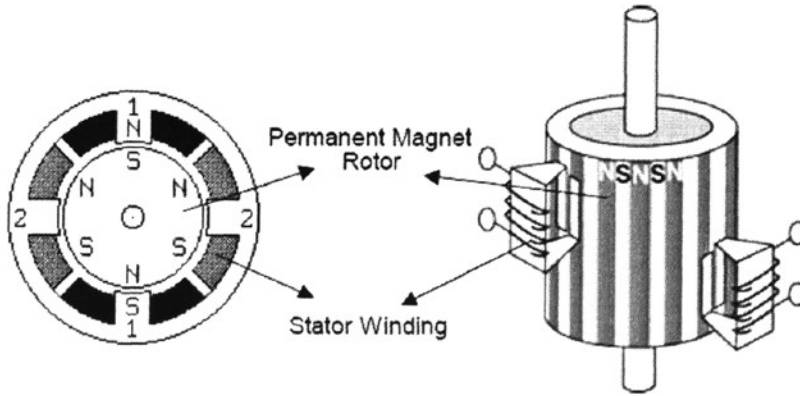


图2.3 永磁式步进电机结构示意图

永磁式步进电机的定子是由绕满漆包线的注塑骨架套在爪极板上构成的，当绕组通电励磁后定子上爪极就会被磁化为N极或者S极，从而与转子的N极和S极相互作用形成电磁转矩。永磁式步进电机相对于反应式步进电机来说，具有控制功率小、振动和噪音小的优点，但是由于其定子极数和转子极数相同，且转子永磁体要制成N、S密集相间的多对磁极比较困难，因而其步距角一般比较大。

混合式步进电机定子、转子铁芯均为齿状结构同反应式步进电动机结构非常相似，但是其转子带有永久磁钢具备永磁体的特性，所以混合式步进电动机可看作VR和PM两种步进电动机的组合。图2.4所示的混合式步进电机的详细的结构示意图。从图中可以看出混合式步进电机的定子是多个带有小齿且绕

有线圈的极子构成的，这个可以说和反应式步进电机是相同的，而转子则是由左右两边带有小齿的铁芯以及中间的永久磁钢构成，左右两个铁芯一边呈现 S 极另一呈现 N 极且相互错开 $1/2$ 个小齿齿距以便形成跟永磁式步进电机类似的 N、S 相间磁极。混合式步进电机的基本工作原理和永磁式步进电机一样，是靠

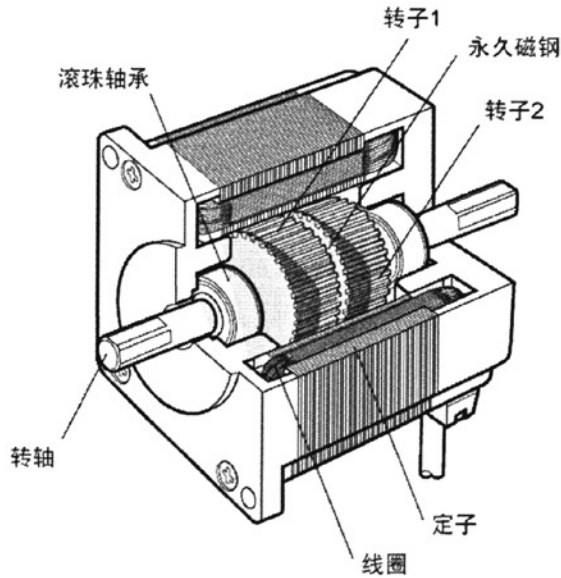


图 2.4 混合式步进电机结构示意图

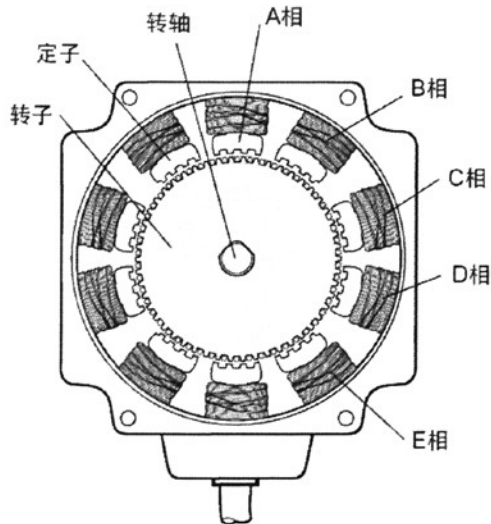


图 2.5 五相混合式步进电机横截面示意图

绕组通电之后激励的磁场与转子固有的磁场进行同性相斥、异性相吸的相互作用，形成电磁转矩促使转子转动，当定子绕组激励的合磁场发生旋转时定子也同步旋转。目前步进电机主要以定子 8 极、转子 50 齿的两相混合式步进电机和定子 10 极转子 50 齿的五相混合步进电机为主，图 2.5 和图 2.6 为各自的横截面示意图。

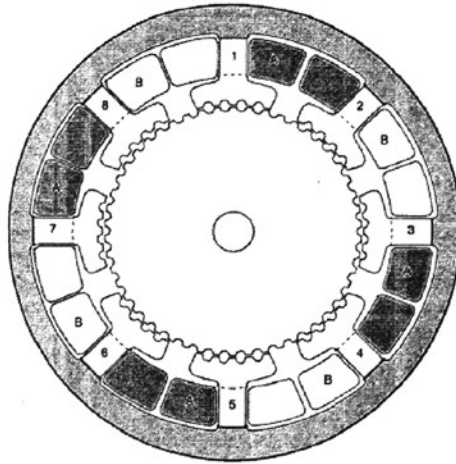


图 2.6 两相混合式步进电机横截面示意图

下面以反应式步进电动机为例介绍单三拍、六拍及双三拍通电方式的基本原理。

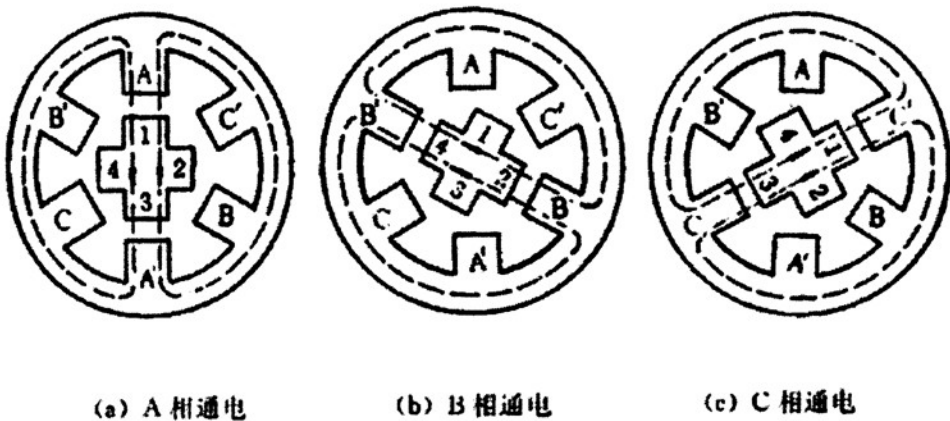


图 2.7 单三拍通电方式时转子的位置

2.1.1 单三拍通电方式的基本原理

设 A 相首先通电 (B、C 两相不通电), 产生 A-A' 轴线方向的磁通, 并通过转子形成闭合回路。这时 A、A' 极就成为电磁铁的 N、S 极。在磁场的作用下, 转子总是力图转到磁阻最小的位置, 也就是要转到转子的齿对齐 A、A' 极的位置 (图 2.7a); 接着 B 相通电 (A、C 两相不通电), 转子便顺时针方向转过 30°, 接着 C 相通电 (A、B 两相不通电), 转子便顺时针方向转过 30°, 它的齿和 C、C' 极对齐 (图 2.7c)。不难理解, 当脉冲信号一个一个发来时, 如果按 A→C→B→A→... 的顺序通电, 则电机转子便逆时针方向转动。这种通电方式称为单三拍方式^[2]。

2.1.2 六拍通电方式的基本原理

设 A 相首先通电, 转子齿与定子 A、A' 对齐图 2.8 (a)。然后在 A 相继续通电的情况下接通 B 相。这时定子 B、B' 极对转子齿 2、4 产生磁拉力, 使转子顺时针方向转动, 但是 A、A' 极继续拉住齿 1、3, 因此, 转子转到两个磁拉力平衡为止。这时转子的位置如图 2.8 (b) 所示, 即转子从图 2.8(a) 位置顺时针转过了 15°。接着 A 相断电, B 相继续通电。这时转子齿 2、4 和定子 B、B' 极对齐图 2.8 (c), 转子从图 2.8 (b) 的位置又转过了 15°。其位置如图 2.8 (d) 所示。这样, 如果按 A→A、B→B→B、C→C→C、A→A... 的顺序轮流通电, 则转子便顺时针方向一步一步地转动, 步距角 15°。电流换接六次, 磁场旋转一周, 转子前进了一个齿距角。如果按 A→A、C→C→C、B→B→B、A→A... 的顺序通电, 则电机转子逆时针方向转动, 这种通电方式称为六拍方式。

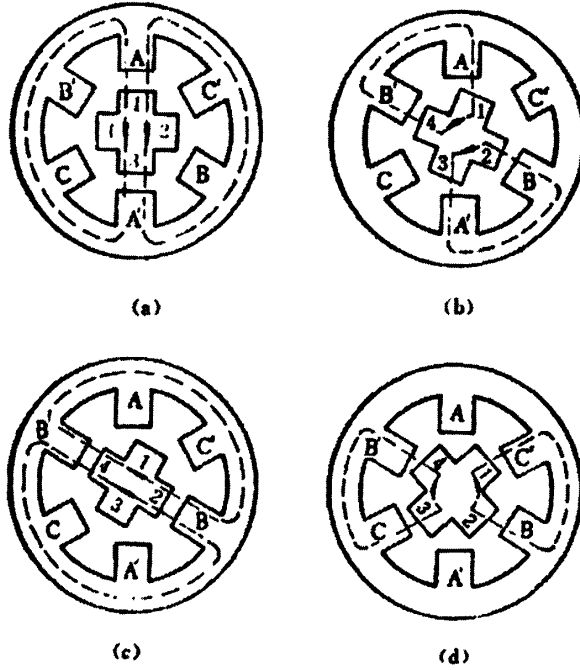
2.1.3 双三拍通电方式的基本原理

如果每次都是两相通电, 即按 A、B→B、C→C、A→A、B→... 的顺序通电, 则称为双三拍方式, 从图 2.8 (b), 和图 2.8 (d) 可见, 步距角也是 30°。因此, 采用单三拍和双三拍方式时转子走三步前进了一个齿距角, 每走一步前进了三分之一齿距角; 采用六拍方式时, 转子走六步前进了一个齿距角, 每走一步前进了六分之一齿距角。因此步距角 θ 可用下式计算^{[2][3]}:

$$\theta = 360^\circ / Zr \times m$$

式中 Z_r 是转子齿数； m 是运行拍数。

一般步进电动机最常见的步距角是 3° 或 1.5° 。由上式可知，转子上不只 4 个齿（齿距角 90° ），而有 40 个齿（齿距角为 9° ）。为了使转子齿与定子齿对齐，两者的齿宽和齿距必须相等。因此，定子上除了 6 个极以外，在每个极面上还有 5 个和转子齿一样的小齿。步进电动机的结构图如图 2.9 所示。



(a) A 相通电；(b) A、B 相通电；(c) B 相通电；(d) B、C 相通电

图 2.8 六拍通电是转子位置

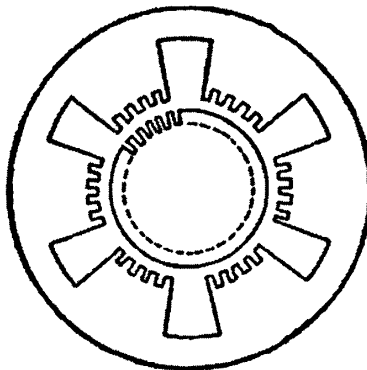


图 2.9 三相反应式步进电机结构图

第二节 步进电机特点

由上述的工作原理可以知道步进电机工作时每相绕组不是恒定地通电,而是通过“环形分配器”按一定规律轮流通电。步进电机这种轮流通电的方式称为“分配方式”。每循环一次所包含的通电状态数称为“状态数”或“拍数”。状态数等于相数的称为单拍分配方式,状态数等于相数的两倍的称为双拍制分配方式。不管分配方式如何,每循环一次,控制脉冲 U_k 的个数总等于拍数 N ,而加在每相绕组上的脉冲电压(或电流)的个数却等于一,因而控制脉冲频率 f 是每相脉冲电压(或电流)频率 f_1 的 N 倍。步进电机具有自锁能力。当控制电脉冲停止输入,而让最后一个脉冲控制的绕组继续通直流电时,则电机可以保持在固定的位置上,即停在最后一个脉冲控制的角位移的终点位置上,这样,步进电机可以实现停车时的转子定位。由于步进电机工作时的步数或转速度既不受电压波动和负载变换的影响(在负载允许范围内),也不受环境条件(温度、压力、冲击和振动等)变化影响,只与控制脉冲同步,同时它又能按照控制的要求,进行起动、停止、反转或改变转速。因此步进电机被广泛地应用于各种数字控制系统中^{[10][11][12][13]}。

步进电机的一些比较重要的参数在附录中予以介绍。

第三章 PWM 控制技术概述

PWM 控制在步进电机驱动芯片中的应用最为广泛，在大量应用的驱动电路中，绝大部分都是 PWM 控制。本章将简要介绍一下 PWM 控制技术。

PWM 控制就是通过控制半导体开关器件的导通与关断时间比，来对脉冲宽度进行调制的技术。也就是通过对一系列脉冲的宽度进行调制，来等效地获得所需波形（含形状和幅值）。

PWM 控制电路的特点主要是：可以得到相当接近正弦波的输出电压和电流，减少了谐波，功率因数高，动态响应快，电路结构简单。

第一节 PWM 控制的基本原理

在采样控制理论中，有一个重要的冲量等效原理：大小、波形不同的窄脉冲变量作用在具有惯性的环节上时，只要它们的冲量，（变量）对时间的积分相等，其作用效果基本相同。这里所说的效果基本相同，是指环节的输出响应波形基本相同。如果把各输出波形用傅里叶变换分析，则其在低频率段非常接近，仅在高频段略有差异。例如图 3.1 (a)、(b)、(c) 所示三个窄脉冲形状不同，但它们的面积（冲量）都等于 1，当它们加在具有惯性的同一环节上时，其输出响应基本相同。当窄脉冲变为图 3.1 (d) 的单位脉冲函数 $\delta(t)$ 时，环节的输出即为该环节的脉冲过渡函数。此原理可以成为面积等效原理，它是 PWM 控制技术的重要理论基础^[4]。

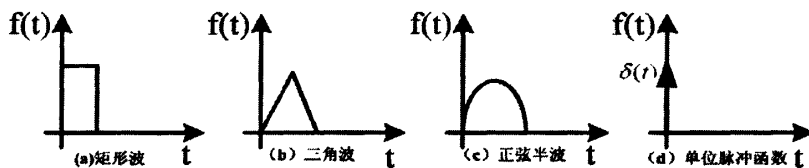


图 3.1 形状不同而冲量相等的窄脉冲

用一系列等幅不等宽的脉冲来代替一个正弦半波，如图 3.2 (a) 所示。把正弦半波分成 N 等份，就可以把正弦半波看成是由 N 个彼此相连的脉冲序列所组成的波形，这些脉冲宽度相等，都等于 π/N ，但幅值不等，并且脉冲顶部不是水平直线，而是曲线，各脉冲的幅值按正弦规律变化。如果把上述脉冲序列用同样数量的等幅而不等宽的矩形脉冲代替，使矩形脉冲的中点和相应正弦波部分面积（冲量）相等，就得到图 3.2 (b) 所示的脉冲序列，这就是 PWM 波形。可

以看出，各脉冲的宽度是按正弦规律变化的。

根据面积等效原理，PWM 波形和正弦半波是等效的。对于正弦波的负半周，也可以用同样的方法得到 PWM 波形。像这种脉冲宽度按正弦规律变化，而且和正弦波等效的 PWM 波形，也称 SPWM（Sinusoidal PWM）波形^{[10][11][12]}。

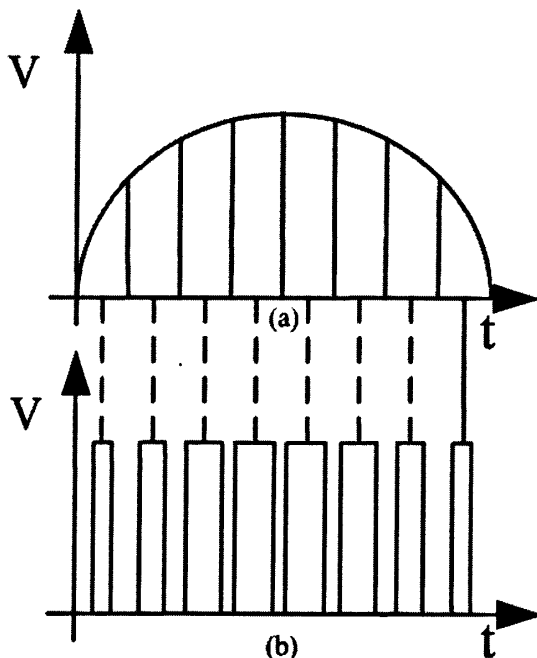


图 3.2 用 PWM 波形代替正弦半波

要改变等效输出正弦波的幅值时，只要按照同一比例系数改变上述各脉冲的宽度即可。PWM 波形可分为等幅 PWM 波和不等幅 PWM 波 2 种。不管是等幅 PWM 波，还是不等幅 PWM 波，都是基于面积等效原理来进行控制，因此其本质是相同的。由直流电源产生的 PWM 波通常是等幅 PWM 波。

第二节 正弦波脉宽调制（SPWM）方式

正弦波脉宽调制（SPWM）的控制思想，是利用开关器件，由控制线路按一定的规律控制开关器件的通断，从而在驱动电路输出端产生一组等幅不等宽的脉冲序列。其脉宽基本上按正弦分布，以此脉冲列来等效正弦电压波形。

正弦波脉宽调制是采用正弦波与等腰三角波相交的方案，确定各分段矩形脉冲的宽度。通常采用等腰三角形作为载波，因为等腰三角形上、下宽度与高度成线性关系，且左、右对称，当它与任何一个平缓变化的调制信号波相交时，

在交点时刻控制电路中开关器件的通断，就可以得到宽度正比于信号波幅值的脉冲，这正好符合 PWM 控制的要求。当调制信号波为正弦波时，多得到的就是 SPWM 波形。根据调制脉冲的极性可分为单极性和双极性调制两种

3.2.1 单极性正弦脉宽调制

图 3.3 为单向 H 桥 PWM 控制电路，负载为电感线圈，MOSFET 作为开关器件。对 MOSFET 的控制方法^{[4][5][6]}：

(1) 在正半周期，使 Ta2 和 Ta3 一直处于截止状态，而使 Ta1 一直保持导通，Ta4 交替通断。当 Ta1 和 Ta4 都导通时，负载上所加的电压为直流电源电压 V_{dc} 。Ta4 关断时，由于电感中的电流不能突变，负载电流将通过二极管 VD3 续流，负载上所加电压为 0。如负载电流较大，那么直到使 Ta4 再一次导通之前，VD3 一直持续导通；如负载电流较快地衰减到 0，在 Ta4 再次导通之前，负载电压也一直为 0。这样输出到负载上的电压 U 就有两种电平：0 和 V_{dc} 。

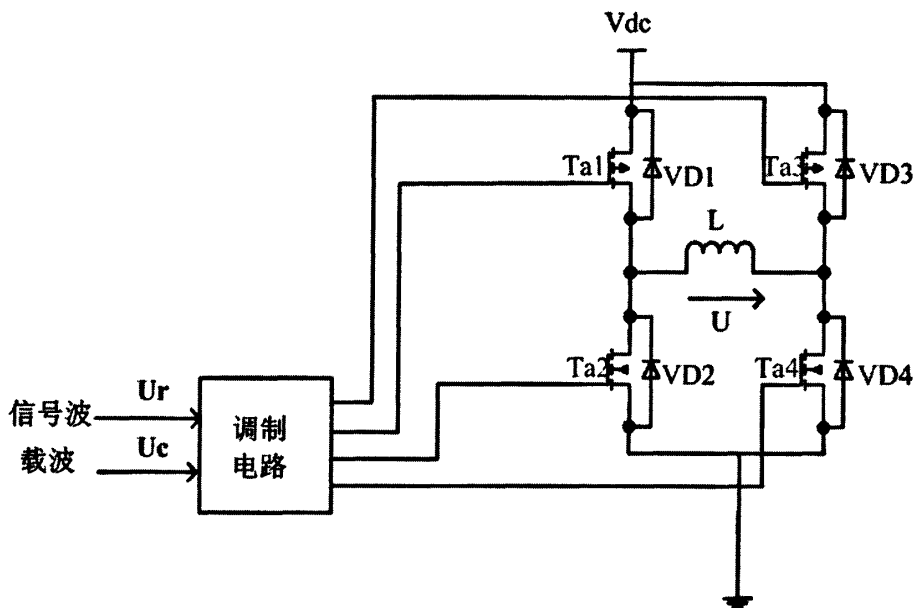


图 3.3 单相 H 桥 PWM 电路图

(2) 在负半周期，使 Ta1 和 Ta4 一直处于截止，而使 Ta2 保持导通，Ta3 交替关断。当 Ta2 和 Ta3 到导通时，负载上电压为 $-V_{dc}$ ，当 Ta3 关断时，VD4 续流，负载电压为 0。因此，在负载上可得到 3 种电平： $\pm V_{dc}$ 和 0。

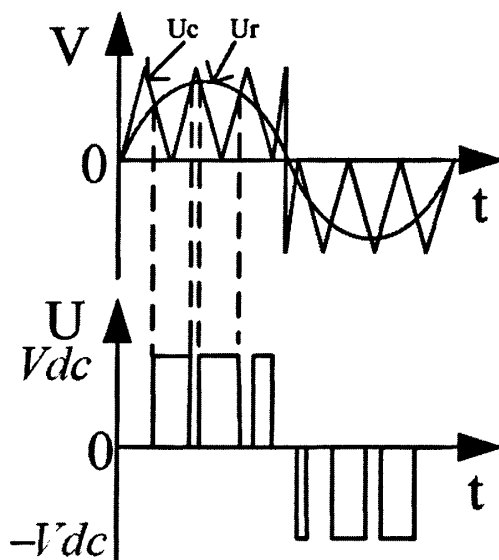


图 3.4 单极性 SPWM 控制方式波形

控制 Ta4 或 Ta3 通断的方法，如图 3.4 所示。调制信号波 U_r 为正弦波，载波信号 U_c 为三角波。 U_c 在 U_r 的正半周为正极性的三角波，在 U_r 负半周为负极性的三角波。在 U_r 和 U_c 的交点时刻，控制 MOSFET 管 Ta4 或 Ta3 的通断。在 U_r 的正半周，Ta1 保持导通，Ta2 保持关断，当 $U_r > U_c$ 时，使 Ta4 导通，Ta3 关断，负载电压 $U = V_{dc}$ ；当 $U_r < U_c$ 时，使 Ta4 关断，Ta3 导通， $U = 0$ 。在 U_r 的负半周，Ta1 关断，Ta2 保持导通，当 $U_r < U_c$ 时，使 Ta3 导通，Ta4 关断， $U = -V_{dc}$ ；当 $U_r > U_c$ 时，使 Ta3 关断，Ta4 导通， $U = 0$ 。这样，就得到了 SPWM 波形 U 。像这样在 U_r 的 $1/2$ 个周期内三角波载波只在一个方向变化，所得到输出电压的 PWM 波形也只在在一个方向变化的控制方式，称为单极性 SPWM 控制方式^[7]。

3.2.2 双极性正弦脉宽调制

和单极性 SPWM 控制方式不同的是双极性 SPWM 控制方式。图 3.3 所示的单相 H 桥 PWM 控制电路，在采用双极性控制方式时的波形，如图 3.5 所示。在双极性方式中 U_r 的 $1/2$ 个周期内，三角波载波是在正负两个方向变化的，多得到的 PWM 波形也是在 2 个方向变化的。在 U_c 的 1 个周期内，输出 PWM 波形只有两种电平： $\pm V_{dc}$ ，仍然在调制信号 U_r 和载波信号 U_c 的交点时刻控制个开关器件的通断。

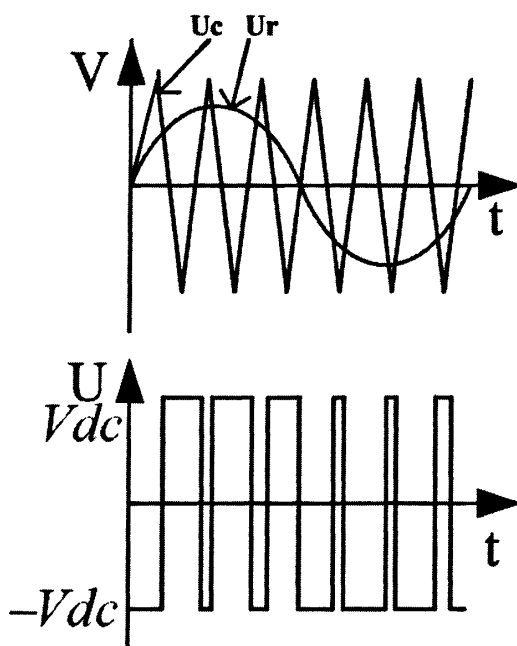


图 3.5 双极性 SPWM 控制方式波形

在 U_r 的正、负半周，对个开关器件的控制规律相同。当 $U_r > U_c$ 时，给 Ta1 和 Ta4 以导通驱动信号，给 Ta2 和 Ta3 以关断信号，输出电压 $U = V_{dc}$ 。当 $U_r < U_c$ 时，给 Ta2 和 Ta3 以导通信号，给 Ta1 和 Ta4 以关断信号，输出电压 $U = -V_{dc}$ 。可以看出，在同一半桥上、下两个桥臂 MOSFET 的驱动信号极性相反，处于互补工作方式。在感性负载情况下，若 Ta1 和 Ta4 处于导通状态时，给 Ta1 或 Ta4 以关断信号，而给 Ta2 和 Ta3 以开通信号后，则 Ta1 和 Ta4 立即关断。因感性负载电流不能突变，Ta2 和 Ta3 并不能立即导通，二极管 VD2 和 VD3 导通续流。当感性负载电流较大时，直到下一次 Ta1 和 Ta4 重新导通前，负载电流方向始终未变，VD2 和 VD3 持续导通，而 Ta2 和 Ta3 始终未开通；当负载电流较小时，在负载电流下降到 0 之前，VD2 和 VD3 续流，之后 Ta2 和 Ta3 开通，负载电流反向。不论 VD2 和 VD3 导通还是 Ta2 和 Ta3 开通，负载电压都是 $-V_{dc}$ 。从 Ta2 和 Ta3 开通向 Ta1 和 Ta4 开通切换时，VD1 和 VD2 的续流情况和上述情况相似，不再累述。

第四章 步进电机驱动系统

步进电机系统是由步进电机及其驱动电路构成的。近二十年来,电力电子技术、微电子技术和微处理器技术的飞速发展,极大地推动了步进电机开环驱动技术的进步,并使之在不断完善中趋于成熟。步进电机驱动技术的发展,在使得步进电机系统获得更加广泛应用的同时,也使得步进电机与其驱动电路装置日益成为不可分割的一个整体。步进电机驱动电路的设计与改进,需要对步进电机运行机制和具体结构设计的透彻了解与深入分析。同时,步进电机系统的性能和运行品质在很大程度上取决于其驱动电路的结构和性能,同一台电机配以不同类型的驱动电路,其性能会有较大差异。抛开驱动电路来谈步进电机的性能是不完全的。

本章介绍步进电机的开环驱动技术,首先简要介绍步进电机开环驱动的原理和基本实现方法,随后分析了目前普遍采用的几种步进电机驱动技术,包括单电压驱动方式、高低电压驱动方式、调频调压驱动方式、斩波恒流驱动方式和细分驱动技术。

第一节 步进电机开环驱动电路的基本结构

首先应指出的是,步进电机是一种低速永磁同步电机。应用最为广泛的混合式步进电机在运行原理上,可以看做是多极对数的永磁同步电机,其极对数等于混合式步进电机的转子齿数。按照普遍永磁同步电机驱动电路设计思想设计驱动电路,给步进电机定子各相绕组通以对称正弦交流电,步进电机也是可以运行的。只是由于步进电机的特殊结构使之较其他种类的电机更加适合于开环定位和低速开环调速的应用场合,为了适合于这样的应用场合,其驱动电路装置具有了不同于一般种类电机驱动电路的特点^[3]。

4.1.1 步进电机开环驱动的基本原理

步进电机开环驱动的基本原理与普通永磁同步电机是相通的。三相永磁同步电机定子绕组通以对称三相正弦交流电,产生旋转的定子磁场,带动永磁转子旋转并输出力矩带动负载运动。步进电机,如其名所示,是步进运行的。为了产生这种步进运行,其定子磁场也应该是步进式旋转的,即定子磁场的旋转不再是连续的,而是一步一步跃进的。按照一定的顺序给步进电机定子各相绕

组通以阶跃式的交流电，就可以产生这种“步进旋转磁场”。下面以二相步进电机为例说明步进电机旋转磁场的产生过程。

图 4.1 给出了二相步进电机定子磁场矢量示意图，途中 A、B 所示分别为定子 A 相、B 相绕组分别单独通电产生的定子磁场矢量方向。如果在 A、B 两相绕组中通以对称二相正弦交流电，将产生圆形旋转磁场。而如果按照 $A-B-\bar{A}-\bar{B}-A$ ……的顺序依次对 A 相、B 相绕组分别单独通以确定幅值的直流电，就将产生四步一循环的步进旋转的定子磁场，步进角度为 90° 电角度。其中 \bar{A} 、 \bar{B} 表示该绕组反向通电。

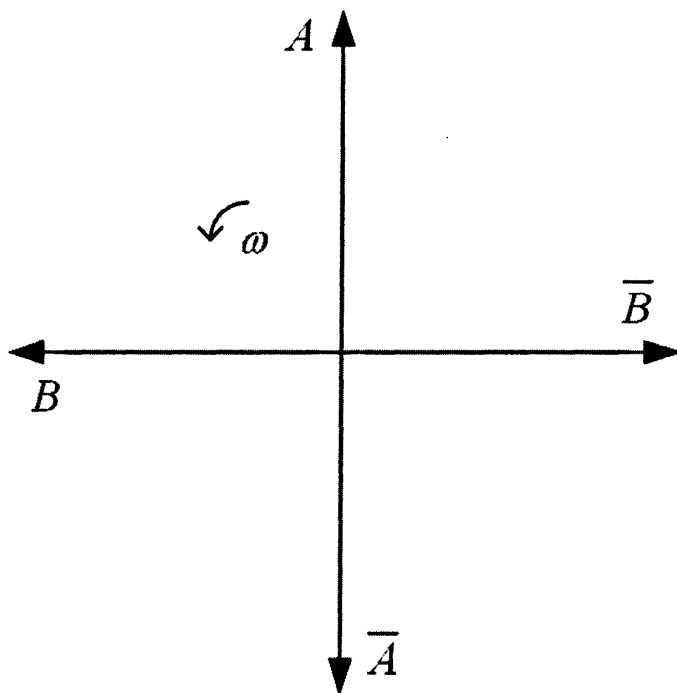


图 4.1 二相步进电机定子磁场矢量示意图

具体来说，假定电机初始通电状态是 A 相绕组正向通电，B 相绕组不通电；A 相绕组中流过正向电流，B 相绕组电流为零，此时定子磁场矢量方向为图 4.1 所示的 A 矢量方向，并稳定在该方向不变直到下一步开始时刻。下一步，通电状态切换为 B 相绕组正向通电，A 相绕组不通电；A 相绕组中的正向电流通过与主电路功率器件（通常为 MOSFET）反并联的续流二极管续流并逐渐衰减为零，B 相绕组中流过正向电流，定子磁场矢量方向由 4.1 所示的 A 矢量方向跃进

到 B 矢量方向，并稳定在该方向不变，逆时针旋转了 90° 电角度。定子磁场的跃进带动永磁转子旋转，转子同样转过 90° 电角度，经过一个机械动态过程后稳定在改位置不变，直到下一个开始时刻。这样电机转子就转过了“一步”。

实际上由于定子绕组电感的作用，无论 A 相绕组电流的衰减过程，还是 B 相绕组电流的正向增大过程，都不会是瞬时完成的；所以定子磁场矢量方向由图 4.1 所示的 A 向 B 方向的跃进也不是瞬时完成的，有一个与电流变化基本同步的动态过程。

下一步，通电状态切换为 A 相绕组反向通电，B 相绕组不通电；A 相绕组中流过反向电流，B 相绕组中的正向电流通过续流二极管续流并逐渐衰减为零，定子磁场矢量方向逆时针旋转 90° 电角度，由图 4.1 所示的 B 矢量方向跃进到 \bar{A} 矢量方向，并稳定在该方向不变。电机转子跟随定子磁场的变化，同样逆时针转过 90° 电角度，即“一步”。同样地，当通电状态切换为 B 相绕组方向通电，A 相绕组不通电时，定子磁场矢量方向逆时针旋转 90° 电角度，由图 4.1 所示的 \bar{A} 矢量方向跃进到 \bar{B} 矢量方向，转子同步旋转。下一步，通电状态又切换为 A 相绕组正向通电，B 相绕组不通电，如此循环下去。图 4.2 给出了与图 4.1 相对应的定子绕组端电压波形示意图。

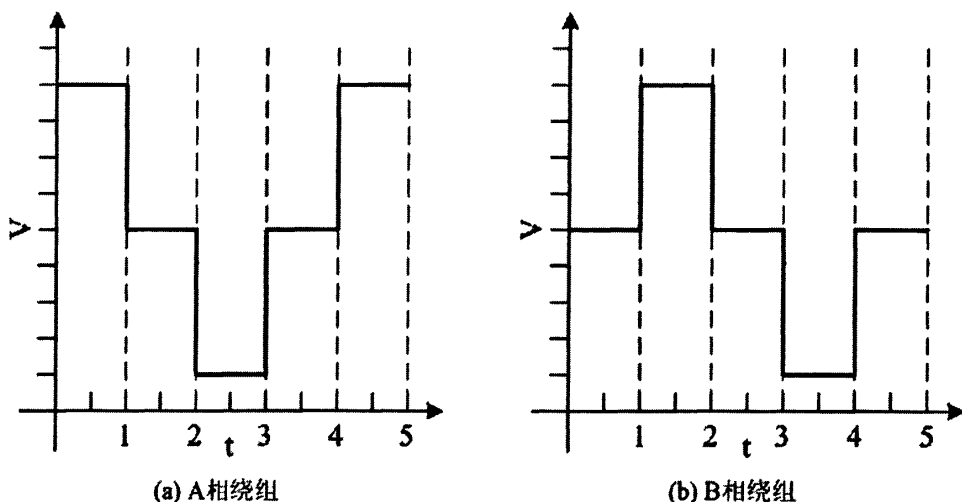


图 4.2 二相步进电机定子绕组端电压波形示意图

上述说明了二相步进电机四步一循环的运行过程。图 4.3 给出了二相步进电机的另一种循环运行过程，图中除了 A 、 B 、 \bar{A} 、 \bar{B} 四个矢量方向之外，还给出了 AB 、 $\bar{A}\bar{B}$ 、 $\bar{A}\bar{B}$ 、 $A\bar{B}$ 四个矢量方向，构成了八步一循环、每步 45° 电角度的运行过程。 AB 、 $\bar{A}\bar{B}$ 、 $\bar{A}\bar{B}$ 、 $A\bar{B}$ 四个矢量方向分别对应的定子绕组通电状态为 AB 、 $\bar{A}\bar{B}$ 、 $\bar{A}\bar{B}$ 、 $A\bar{B}$ 。其中 $\bar{A}\bar{B}$ 表示 A 相绕组反向通电，B 相绕组正向通电；其他类推。这样，八步一循环时电机定子绕组的通电顺序为 A — AB — B — $\bar{A}\bar{B}$ — \bar{A} — $\bar{A}\bar{B}$ — \bar{B} — $A\bar{B}$ — A ……。其具体工作过程和上述四步一循环工作过程类似，不再累述。图 4.4 给出了与图 4.3 相对应的定子绕组端电压示意图。

上述二相步进电机四步一循环的运行过程，通常称为“整步运行”；八步一循环的运行过程，通常成为“半步运行”。为了充分利用电机容量，增大输出力矩，二相步进电机整步运行通常采用的定子绕组通电顺序为 AB — $\bar{A}\bar{B}$ — $\bar{A}\bar{B}$ — $A\bar{B}$ — AB ……。

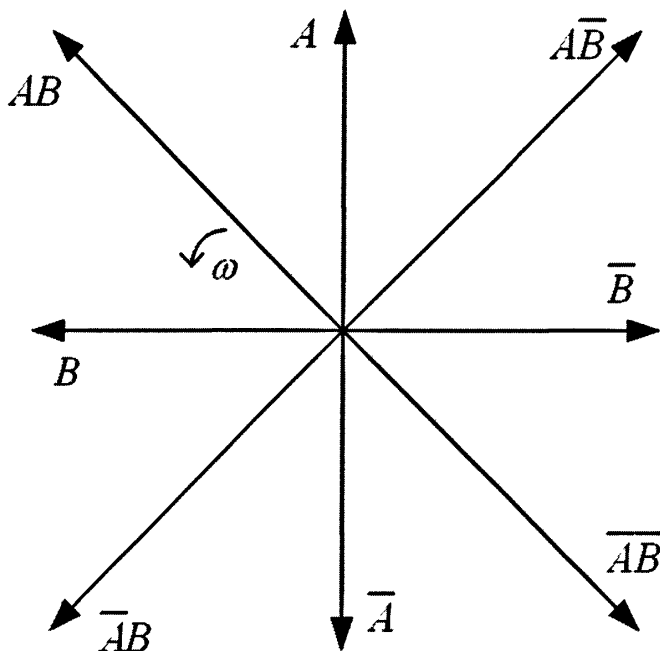


图 4.3 二相步进电机定子磁场矢量示意图

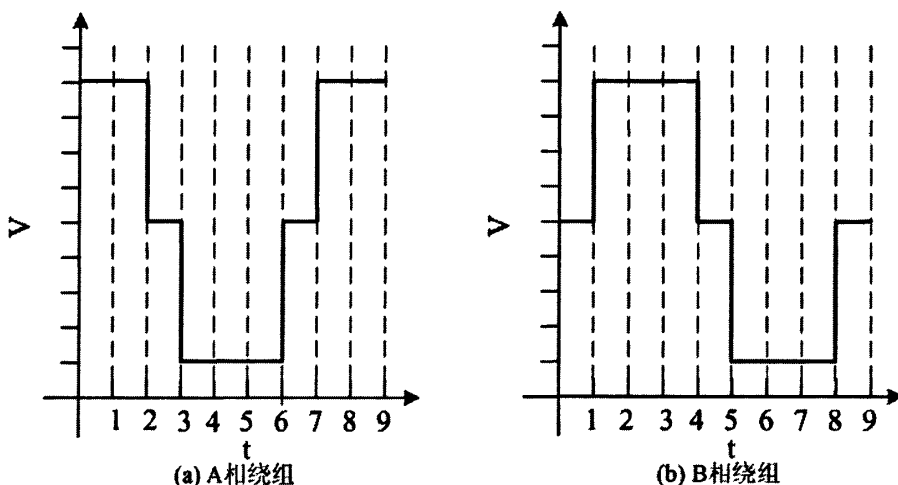


图 4.4 二相步进电机定子绕组端电压波形示意图

4.1.2 步进电机开环驱动电路的基本结构

步进电机开环驱动电路以控制脉冲序列为输入，输出直接与步进电机定子绕组相连，输出适当的电压、电流驱动电机转动。输入控制脉冲序列与步进电机步进电机的转动角度严格对应，一个控制脉冲对应电机转过一步；控制脉冲序列的频率决定了电机的转速。

由 4.1.1 节分析可知，驱动电路不仅应该包含由功率开关器件构成的驱动主电路，还应该包含一个逻辑单元。该逻辑单元存储定子绕组通电顺序（例如上述的 $A-AB-B-\bar{A}B-\bar{A}-\bar{A}\bar{B}-\bar{B}-A\bar{B}$ ），并在输入脉冲序列的作用下输出当前定子绕组通电状态，控制主电路功率开关器件的导通与关断。该逻辑单元在步进电机驱动电路中特称为“环形分配器”。图 4.5 给出了步进电机开环驱动电路的基本结构图，图中 f_{cp} 为输入控制脉冲序列^[27]。

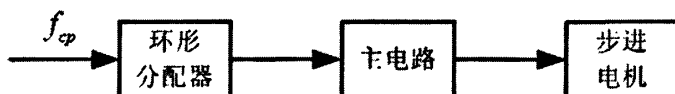


图 4.5 步进电机开环驱动电路的基本结构框图

目前，主电路通常由适当功率等级的 MOSFET 构成，其结构形式主要有两种：H 桥和半 H 桥（又称多相桥），分别如图 4.6、图 4.7 所示。H 桥一相绕组驱动电路由四个 MOSFET 构成，目前二相步进电机驱动通常采用 H 桥结构，二相绕组需要八个 MOSFET。半桥结构每相绕组需要两个 MOSFET 驱动，通常用于三相、无相或更多相数步进电机的驱动，以减少功率器件的数量，降低成本。半桥结构中定子绕组的连接形式可以有多种。对于三相电机而言，可以是星接或角接，有五星形、五边形、五角形三种不同的连接方法。同一台电机采用不同的绕组连接方法，对驱动电路输出驱动电压、电流幅值的要求不同。采用 H 桥结构，每相定子绕组电流可以独立控制，有可能达到比半桥结构更好的系统性能^[28]。

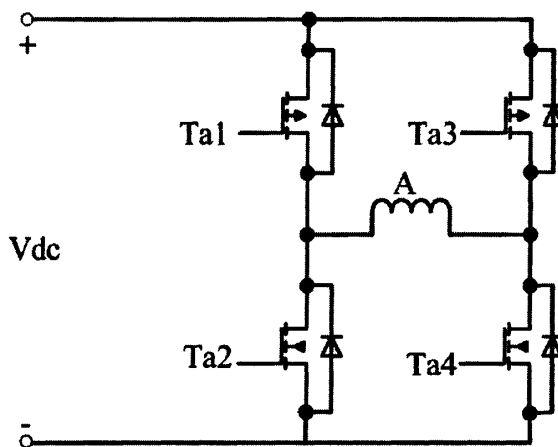


图 4.6 H 桥主电路结构图

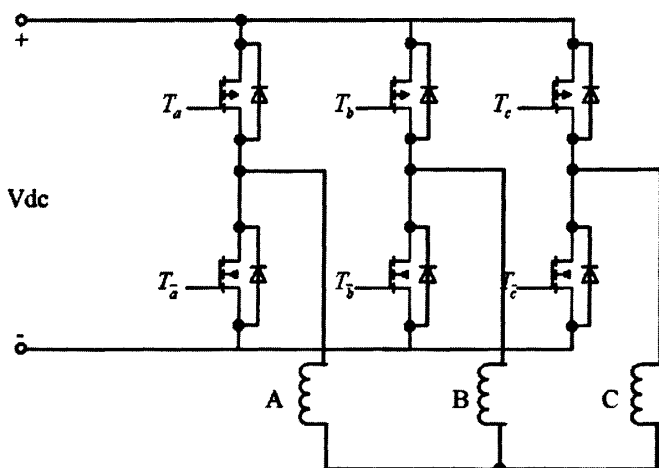


图 4.7 半桥主电路结构图

采用图 4.5 形式的驱动电路驱动步进电机，就构成了最基本的步进电机系统。但是，该系统存在固有的缺陷，使之不能实际应用。最显著的缺陷是，低速时由于电机绕组反电势幅值小且一步持续时间长，导致定子绕组电流过大，电机发热严重，驱动电路功率等级增大，系统效率显著降低。为了克服这一缺点，需要在图 4.5 的基础上增加控制环节。

最直接的想法是低速时采用低电压驱动电机，随转速升高逐渐加大驱动电压幅值。由于步进电机的转速正比于驱动电路输入控制脉冲序列 f_{cp} 的频率，所以这种控制方法被成为“调频调压法”。本章后面会介绍调频调压法驱动电路。

另一类想法则是基于对电流的控制，既然电机绕组电流过大，那么就可以引入电流闭环控制，通过对某些电路参数的控制达到控制电流的目的。实际应用中，这一思想的具体变形式是斩波恒流驱动法。本章后面会介绍这种驱动电路。应指出的是，虽然引入了电流闭环控制，但是在电流闭环之外并没有转矩、转速、位置闭环，电流闭环控制的电流给定值是事先人为给定的。所以从电机系统转速控制、位置控制的角度来讲，这样的系统仍然属于开环驱动系统的范畴。

第二节 混合式步进电机的驱动电路分类和性能比较

步进电机传统的基本的驱动方式有单电压驱动(分为不串电阻和串电阻)、高低压驱动(分为不带电流检测和带电流检测)、调频调压驱动和斩波恒流驱动。下面将逐一进行介绍。

4.2.1 单电压驱动方式

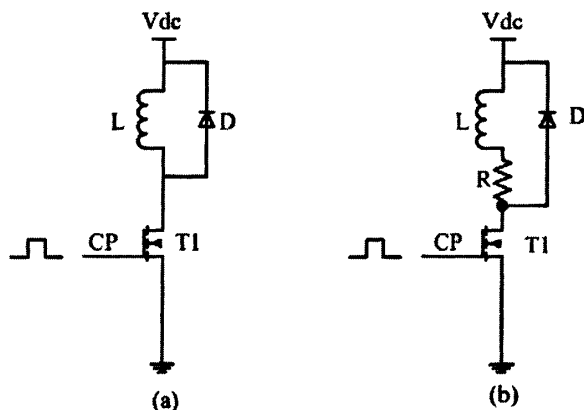


图 4.8 单电压驱动的单元线路

所谓单电压驱动，是指在步进电机绕组工作过程中，只用一个方向电压对绕组供电。其原理线路如图 4.8 所示，当输入脉冲信号 CP 为高电平时，MOSFET 管饱和导通，若忽略其饱和压降则电源电压全部作用在电机绕组上。流经绕组中的电流以时间常数 L/R (L 为绕组的电感， R 为绕组的电阻) 上升，直到达到额定电流。当电机高速运行时，流经绕组的电流还未上升到额定电流就被关断，相应的平均电流减少而导致输出转矩下降。单电压驱动方式的特点有：线路简单，成本低；低频时响应较好；有共振区；高频时带载能力迅速下降。它的整体性能较差，所以在实际中应用较少，但是它是最基本最简单的驱动系统。为改善高速运行的电机转矩特性，也就是为了减小图 4.8 (a) 所示的驱动方式回路的电气时间常数，通常在电枢绕组回路中串入电阻 R ，电路如图 4.8 (b) 所示。这样就使得回路中的电流上升速度加快，电流振荡相比较不串电阻时也大幅度减少。不过这种驱动方式的缺点也很明显，它损耗大，效率低，电源提供的功率大部分都消耗在串联电阻上。所以单电压驱动方式电路一般仅适合于驱动小功率步进电机或对步进电机运行性能要求不高的情况^[29]。

4.2.2 高低电压驱动方式

要想改善驱动器的高频特性，就必须提高导通相电流的前沿，也就是必须要提高电源电压。但电压的提高会使相绕组电流过大(低频时)，而要限制电流必然要串电阻，串电阻又引起发热。

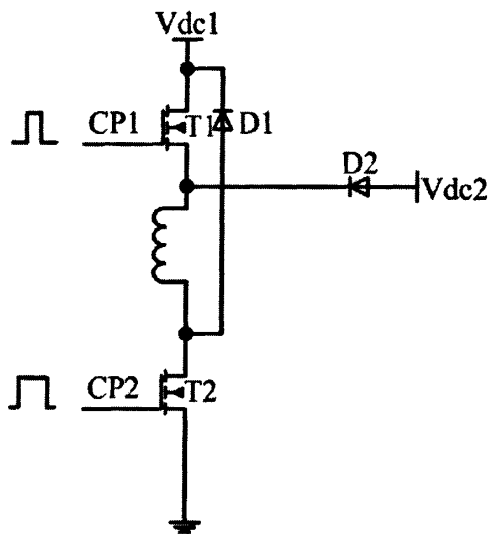


图 4.9 高低电压驱动线路图

高低压驱动的思想是，不论电动机工作频率多大，当相绕组导通时，高压功率管和低压功率管同时导通，但在导通相的前沿加到绕组上的电压仅为高端电压，用来提高电流的前沿上升率，而当电流上升到额定值时，高压功率管关闭，只剩下低压功率管继续导通用额定电压供电以维持相电流。高低压驱动的线路原理图如图 4.9 所示，所使用的两种电压电源是步进电动机额定电压和比它高几倍的电源电压。这种方式的特点是功耗较低，高频运行时电机的转矩特性较好，启动和运行频率得到较大的提高。缺点是低频共振现象仍然存在。另外由于电机旋转反电势、相间互感等因素的影响，易使电流波形在高压工作结束和低压工作开始的衔接处呈凹形，致使电机的输出转矩有所下降。针对这种情况发展出来带有多次电流检测的高低压驱动方式。它相当于在原来高低压驱动电路的基础上多加了一个电流检测控制线路，可以根据绕组电流的值来控制高压电源的通断，使高压电源在绕组通电的时间里不是一次接通，而是根据电流值多次接通和断开，这就可使绕组电流始终维持在额定值附近，有效消除这种电流波顶下凹的现象。高低压驱动方式常用于大功率驱动电源。

4.2.3 调频调压驱动方式

采用高低压驱动方式可以使注入电机绕组的电流有较快的上升沿，提高了电机的高频工作能力，但这样做的后果一般都会带来低频振动加剧。为了减小低频振动，应使电机低速时绕组电流上升前沿较平缓，这就要求驱动器对绕组提供的电压与电机运行的频率建立直接联系。调频调压驱动方式可以较好地满足这一要求，其基本思想是：随着步进电机运行频率的提高，同时提高功率放大电路的电源电压，以补偿因运行频率上升造成的输出转矩下降；当步进电机的运行频率降低时，同时降低功率放大电路电源电压。因电压随频率而变，故既可增加高频输出转矩，又能避免低频可能出现的震荡。调频调压驱动电路原理图如图 4.10 所示。

这种驱动器使得加到电动机绕组的电压随着 CP 脉冲的频率而成线性变化。这就保证在电动机工作频率较低时，绕组供电电压也较低。使绕组导通电流的前沿上升平缓；而在工作频率较高时，绕组得到的供电电压成线性升高，使电流前沿不断增加。线路中是靠电压调整器的作用，使加到驱动器的直流电压随频率作正比变化。这个调整器是处于开关工作状态，开关的频率由锯齿波发生器的周期决定。CP 脉冲对驱动级的作用除与前述多种驱动线路相同之外，还被送入积分器进行积分，形成与 CP 脉冲频率成正比的直流电平送入比较器中，这

个电平与锯齿波发生器发出的锯齿波进行比较，形成控制电压调整器的斩波脉冲。斩波脉冲的频率与锯齿波发生器的频率相同，而脉冲宽度与 CP 脉冲的频率成正比。当 CP 脉冲频率较低时，比较器输出较窄的斩波脉冲，电压调整器的开通时间较短，经滤波网络平滑后送给驱动器较低的电压。当 CP 脉冲频率较高时，比较器输出较宽的斩波脉冲，调整器开通时间较长，经平滑后送驱动器较高的电压。这种驱动器的主回路实际上是一个开关稳压电源，电压输出随电动机运行频率成线性变化。

调频调压驱动基本克服了单电压驱动和高低压驱动的不足，矩频特性较好，能够在较宽的频率范围内运行。但是这种驱动方式线路比较复杂，在实际运行时需要针对不同参数的电机相应地调整电压 V_{dc} 与输入控制脉冲频率的特性。

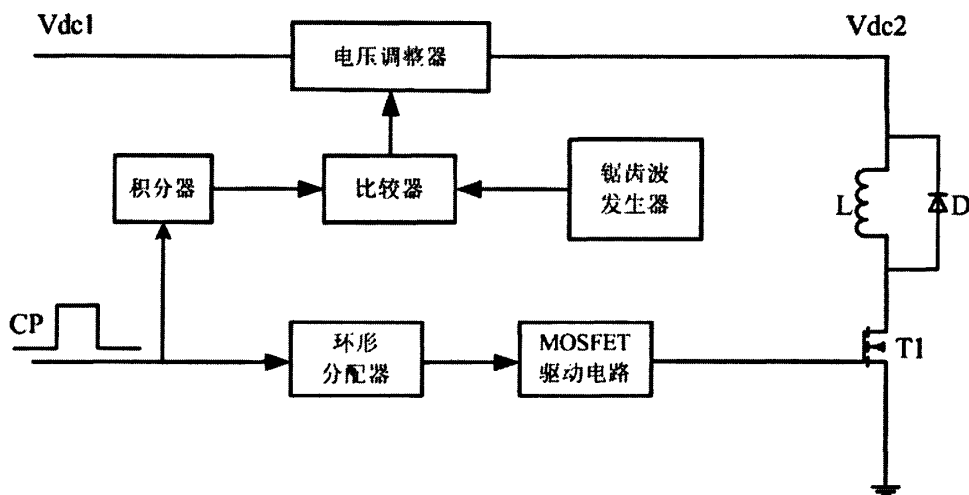


图 4.10 调频调压驱动原理图

4.2.4 斩波恒流驱动方式

以上驱动线路所采取的多种措施，大多只有一个目的，这就是要使导通相不论在锁定、低频或高频工作时都保持额定值。斩波恒流驱动方式可较好地解决这个问题并提高步进电机的效率和力矩。斩波型驱动大体上可分为两种：一种是斩波恒流驱动，另一种是斩波平滑驱动。较泛应用的是斩波恒流驱动，恒流斩波功放的优点为^{[221][23]}：

- (1) 各相斩波频率相同，有效地抑制了因各相斩波频率不同而产生的噪声；
- (2) 斩波频率高，消除了音频噪声，电机运行时安静无污染；
- (3) 高频运行时电流平滑，高频性能好；

(4) 斩波频率和脉宽可调，容易调整最佳运行状态；

斩波恒流驱动电路的主回路由高压晶体管、电动机绕组、晶体管串联而成。与高低压驱动器不同的是，低压管发射极串联一个小的电阻接地，电动机绕组的电流经这个小电阻通地，小电阻的压降与电动机绕组电流成正比，所以这个电阻称为采样电阻。

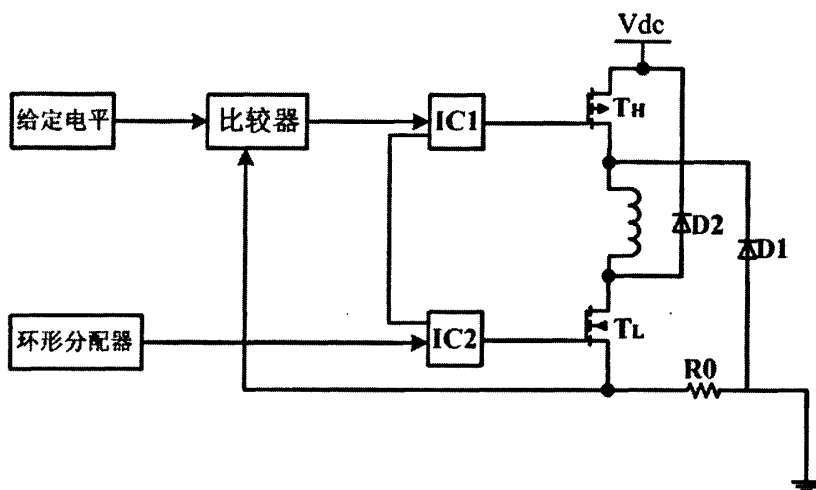


图 4.11 斩波恒流驱动原理图

斩波恒流驱动原理图如图 4.11 所示。IC1 和 IC2 分别是两个控制门，控制 T_H 和 T_L 两个晶体管的导通和截止。由环形分配器来的相绕组导通脉冲，送到门 IC2 和 IC1 中，通过 IC2 直接开通晶体管 T_L ，而门 IC1，除环形分配器来的信号之外，还有一路信号来自比较器。比较器的两个输入端，其中之一接给定电平，另一个接来自取样电阻的电压信号。在环形分配器导通脉冲到来之前，IC1 和 IC2 都处于关门状态， T_H 和 T_L 都截止，采样电阻中无电流流过，反馈到比较器的输入信号为零，比较器输出高电平。当环形分配器输出导通信号时，高电平使 IC1 和 IC2 门打开，输出电平使 T_H 和 T_L 两管导通，高电压经 T_H 向电动机绕组供电。由于电动机绕组有较大电感，所以电流成指数上升，但所加电压较高，所以电流上升较快。取样电阻上的电压代表了电流的大小。当电流超过所设定值时，比较器输入的取样电压超过给定电压，比较器翻转，输出变低电平，从而 IC1 输出高电平，关断高压管 T_H 。此时磁场能量将使绕组电流按原方向继续流动，经由低压管 T_L 、取样电阻、地线、二极管 D。构成的续流回路消耗磁场的能量。此时电流将按指数曲线衰减，逐渐下降。当取样电阻上得到的电压小于

给定电压时，比较器又翻转回去，输出低电平，打开高压管，电源又开始向绕组供电，电流又会上升。如此反复，电动机绕组的电流就稳定在由给定电平所决定的数值上，形成小小的锯齿波。当环形分配器输出低电平时，高低压管都截止，此时绕组的续流与高低压时相同，经 D1,D2 向电源泄放。泄放回路的特点与高低压驱动时基本相同。

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

在环形分配器所给出的相绕组导通时间内，电源电压并不是直向绕组供电，而只是一个个的窄脉冲，总的输入能量是各脉冲时间的电压与电流乘积积分的总和，与其它几种驱动方式比较，取自电源的能量大幅度下降。因此，这种驱动器有很高的效率。

这种驱动器的另一优点是减少电动机共振现象的发生。由于电动机共振的根本原因是能量过剩，而斩波恒流驱动输入的能量是自动随着绕组电流调节。能量过剩时，续流时间延长，而供电时间减小，因此可减小能量的积聚。实验线路的测试表明，用这种驱动器驱动步进电动机，低频共振现象基本消除，在任何频率下，电动机都可稳定运行。

上述斩波恒流驱动中，斩波频率是由绕组的电感、比较器的回差等诸因素决定，没有外来的固定频率。这种斩波电路称为自激式斩波恒流电路，如果用其它办法形成固定的频率来斩波，称为他激式。

恒流斩波驱动方式是在专用集成电路中最常用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，由电流检测器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经过某一规定时间后，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，这种方式使步进电动机电流的大小和波形是可控的。如果电流的基准值可以设定和控制，结合后面的内容，也就是通过可实现半步、1/4 步和微步距控制。

第三节 步进电机的细分驱动技术

前面分析了步进电机整部、半步运行的工作过程。整部运行，电机定子各绕组按照一定次序轮流通电，是定子磁场产生步进旋转，带动转子做相应的步进运动。定子绕组通电次序循环一周，定子磁场转过 360° 电角度，电机转子转过一个齿距。将多相定子绕组组合在一起，按照一定的逻辑循环轮流通电，定子磁场同样是步进旋转，只是步距减小一半，就得到了半步运行方式。每次通电，施加的绕组端电压都是固定值。如果忽略绕组电流的动态变化过程，则绕组电流的幅值总是在 0 和最大值（正向或反向）之间跃变。由此可以看出，在传统开环驱动方式中，仅对相绕组的电流进行通断控制，由此得到的电机通电状态组合的数目（也就是每一通电循环中转子的旋转步数）是有限的，取决于电机组数；其机械步距角与电机相数和转子齿数严格对应。为得到不同的步距角必须改变电机结构。在转子齿数一定的条件下，增加相数才能提高电机的分辨率。例如五相混合式步进电机比二相电机增加了相数，提高了分辨率，许多运行性能得到提高^[30]。

是否可以在不改变电机结构的前提下，获得更小的步距角呢？这可以通过改进驱动电路中对绕组电流的控制方式来实现，也就是细分驱动技术。

4.3.1 步进电机的细分驱动原理

细分驱动技术是一种电流波形控制技术。其基本思想是控制每相绕组电流的波形，使其阶梯上升或下降，即在 0 和最大值之间给出多个稳定的中间状态，定子磁场的旋转过程中也就有了多个稳定的中间状态，对应于电机转子旋转的步数增多、步距角减小。具体来讲，以 4.1 节所述的二相步进电机工作过程为例，

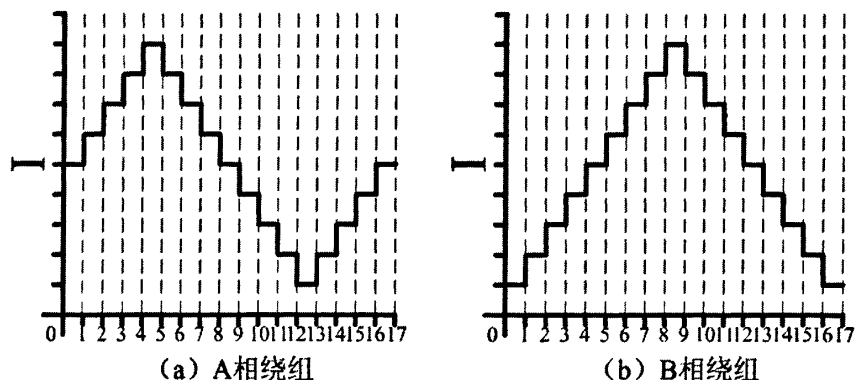


图 4.12 二相步进电机细分驱动定子绕组电流给定波形示意图

按照半步运行方式得到的电机定子绕组端电压理想波形状态与图 4.4 基本一致。

事实上,图 4.4 所示波形形状可以看做是半步运行方式绕组电流开环控制的给定波形,我们希望通过图 4.5 所示的基本驱动电路的控制得到这样的绕组电流,进而得到图 4.3 所示的定子磁场矢量步进式运动。应用细分驱动技术,可以将图 4.4 所示绕组电流波形形状变化为图 4.12 所示波形,并通过绕组电流的闭环控制使其如图 4.12 给定波形那样阶梯上升、下降,由此得到的定子磁场矢量的步进旋转大致如图 4.13 所示,得到每循环(齿距)16 步的步进运动。与半步运行相比,步距角减小了一半,步数增加了一倍。

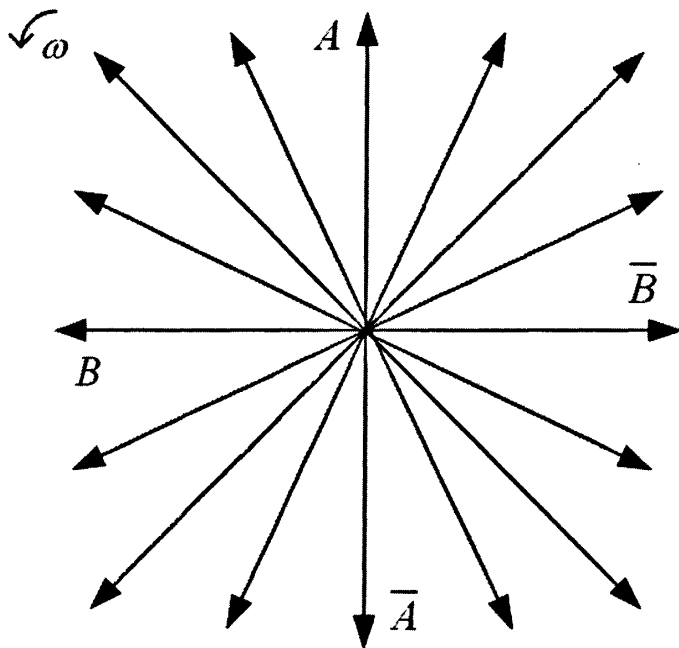


图 4.13 二相步进电机定子磁场矢量示意图

在细分过程中,电流合成矢量等幅均匀旋转,保证了电机内部合成磁场强度的等幅均匀旋转,这样电机转矩做到了等幅均匀旋转。步进电机的细分驱动,实际上就是通过对步进电机绕组电流的控制,使步进电机内部的合成磁场为均匀的圆形旋转磁场,从而实现步进电机步距角的细分。一般情况下,合成磁场矢量的幅值决定了步进电机旋转力矩的大小,相邻两合成磁场矢量之间的夹角大小决定了步距角的大小。因此,要想实现对步进电机的恒转矩细分驱动,必须合理控制电机绕组中的电流,使步进电机内部合成磁场的幅值恒定,而且每个脉冲

所引起的合成磁场的角度变化也要均匀。根据细分原理, 细分实质上是在细分数和时序状态控制下给步进电机各相注入不同比例大小的电流。

由上述说明可知, 细分驱动是跟踪给定电流波形的相绕组电流的闭环控制。控制电路根据预先设定的电流给定波形和输入控制脉冲序列的状态, 实时给出当前步各相绕组电流的给定值与电流反馈值比较, 改变主电路 MOSFET 驱动脉冲宽度, 控制相绕组电流为给定值。图 4.14 给出了细分驱动电路的结构框图。图中 EPROM 用来存储电流给定波形, EPROM 输出相应的电流给定值数字量, 经过 D/A 转换得到电流给定值模拟量, 与反馈值比较得到电流误差值, 该误差值经过电流控制器、PWM 控制单元的作用改变 MOSFET 驱动脉冲的宽度, 控制绕组电流给定值^{[16][17]}。

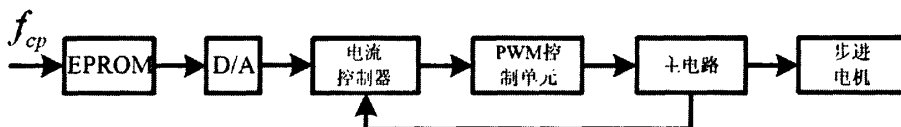


图 4.14 步进电机细分驱动电路的基本结构框架图

采用电流波形控制技术后, 可以方便地实现细分驱动, 即使相数少的电机, 也可以提高分辨率, 在必要时可以很高, 达到接近连续运行控制器的状态, 称为“类伺服”特性。细分驱动是步进电机驱动技术的一次飞跃。它是在对步进电机运行原理深刻认识的基础上提出的, 可以说是矢量控制的开环应用。细分驱动技术从 20 世纪 70 年代开始研究, 逐步发展到 20 世纪 90 年代完全成熟。

4.3.2 细分驱动控制方式及实现

细分驱动方式将原来的矩形脉冲变为由数个微小增量递增或递减来形成, 可以在不改变电机内部参数和结构的情况下减小步距角。细分驱动技术的应用, 使步进电动机定位分辨率和低速运行平稳性有很大提高, 负载能力也有所增加。对混合式步进电动机的微步驱动控制主要体现为对其绕组电流的精确控制, 因此微步驱动技术主要是电流的控制技术^{[31][32]}。

细分驱动电路按系统电流开环控制和闭环控制可以分为直接 SPWM 控制方式和电流追踪型控制方式。

由第三章介绍可知直接 SPWM 控制方式就是将给定正弦电压信号用三角载

波调制成相应脉冲宽度的 SPWM 波控制信号, 直接控制各功率管的导通和关断, 从而控制各相绕组的电流。这种控制方式可以直接控制绕组上的电压, 但是由于绕组电感的非线性影响, 电流畸变较大, 电机平稳性差。而电流追踪型控制方法则是以给定电流为依据, 将其与实际电流相比较而产生的脉宽调制的方法, 这种方法实现了对绕组电流的闭环控制, 可以消除绕组的感性对电流的非线性影响, 提高了对电机绕组电流的控制精度。

本文讨论属于电流追踪型控制的细分驱动方式, 即电流滞环控制方法、固定开关频率控制方法, 通过比较这两种方法的优缺点从而在二者基础上提出了恒频脉宽调制控制方法。

(一) 电流滞环控制方法

以单相滞环电流跟踪型 PWM 控制电路为例, 其电路结构如图 4.15 所示, 图中作为给定的负载相电流参考值 i_r , 也即是负载电流跟踪的目标。为了避免

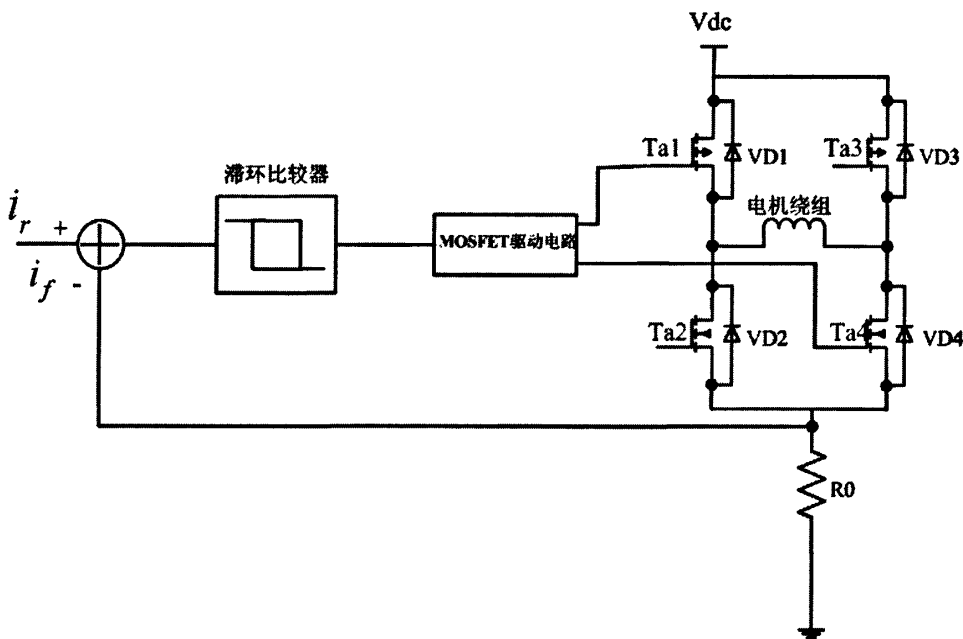


图 4.15 滞环电流跟踪型 PWM 控制电路

开关变换的速度过快, 在 i_r 的基础上设计了上、下两个误差滞环, 分别为 $(i_r + \Delta)$ 和 $(i_r - \Delta)$ 。当负载电流 $i_f > i_r + \Delta$ 时, 关断 Ta4, 电机绕组电压为 0, 绕组上的电流开始下降, 当负载电流 $i_f < i_r - \Delta$ 后, Ta4 导通, 电机绕组电压为 V_{dc} , i_f 又开始上升。这样, 通过滞环比较器控制 Ta1、Ta4 的通断, 就可以使 $|i_f - i_r| < \Delta$,

如图 4.16 所示, 从而实现了负载电流 i_f 对 i_r 的跟踪。如果 i_r 为正弦波, 则 i_f 也近似为正弦波。

滞环电流跟踪型 PWM 控制器通过负载电流 i_f 与指令电流 i_r 的比较产生输出 PWM 脉冲, 因此 PWM 脉冲的频率 (即 MOSFET 管的开关频率) f_s 并不固定, 它主要与以下因素有关。

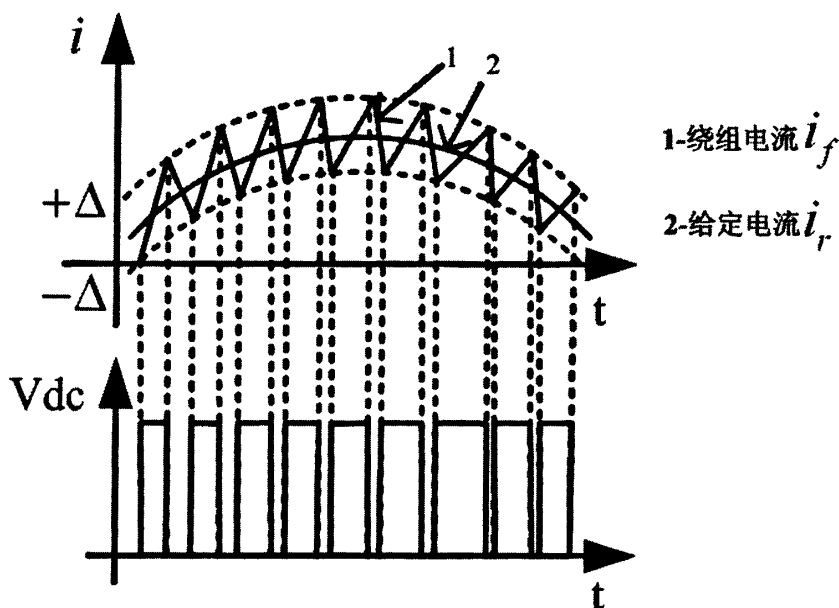


图 4.16 滞环电流跟踪型 PWM 控制电路波形

(1) f_s 与电流滞环的宽度 Δ 成反比, 滞环宽度 Δ 越小, f_s 越大。虽然减小滞环宽度 Δ 可以提高负载电流的跟踪精度, 但由于开关频率 f_s 也会随着增大, 因此必须合理设计滞环宽度 Δ , 以兼并开关频率和跟踪精度两方面的要求。

(2) 控制直流输入电压 V_{dc} 越大, 负载电流上升和下降速度越快, i_f 到达滞环上限和下限的时间就越短, 因此 f_s 会随 V_{dc} 的增大而增大。

(3) 负载电感越大, 负载电流 i_f 的变化率越小, 到达滞环上限或下限的时间也就越长, f_s 越小。

(4) f_s 与指令电流 i_r 的变化率 di_r/dt 的大小也有关, di_r/dt 越大 (比如在正弦波的过零点附近), f_s 越小。

由于滞环电流跟踪型 PWM 控制电路的开关频率受诸多因素的影响并不固定, 所以具有固定滞环宽度的电流跟踪型控制器存在明显缺陷, 即在不同的条

件下驱动器的开关频率的变化和差异很大。如果在某些运行点的频率过高，就会威胁到开关器件的安全工作，相反如果用这些运行点的频率作为限制驱动器的开关频率和设计 PWM 控制策略的依据，那么在其他工作点就可能因为开关频率太低而影响电流的波形。

(二) 固定开关频率型

在二相混合式步进电机的实际驱动中，最好是选择一个固定开关频率，以减少噪声和开关损耗。图 4.17 就是一种固定开关频率型微步驱动方式。它将正弦电流信号与实测电流信号经过比例积分器比较以后再与一个固定开关频率的

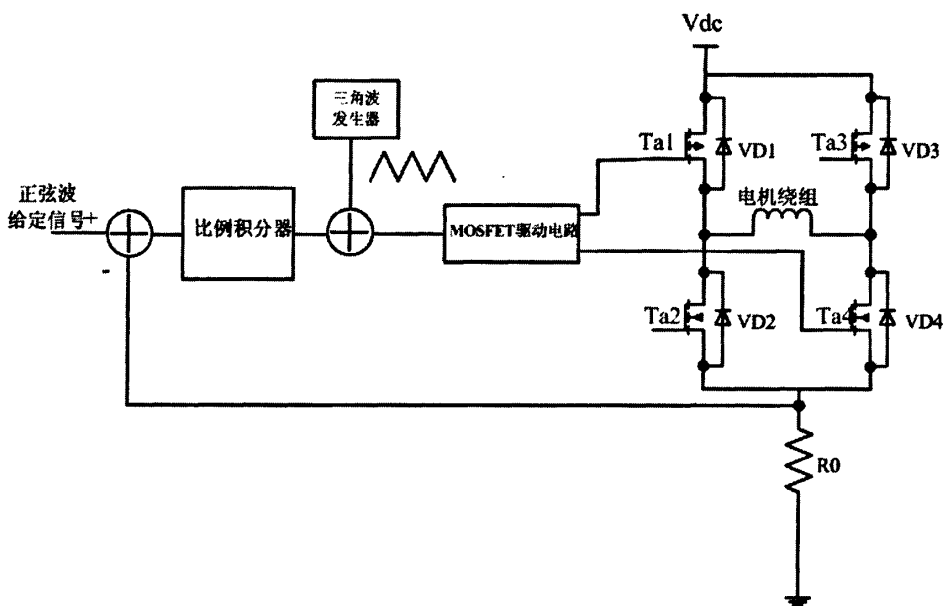


图 4.17 固定开关频率 PWM 控制电路

三角波信号相比较，产生 PWM 波。在本质上，经比例积分器处理后的电流误差信号就是正弦调制波，而三角波信号是载波信号。如果给定信号大于实测信号，误差信号为正，经过正弦波与三角波调制后，使 S1、S2 导通，从而使绕组电流增加；反之，使绕组电流减小。图 4.18 为电路波形。

很明显，开关频率就是三角波信号的固定频率，三角波频率越高，绕组中形成的电流波形的正弦度越好。比例积分器可以调整电流误差，从而使电动机的电流大小和相位误差最小。比例积分的系数直接影响着电路的电流跟踪性，选择较理想的系数，将大大提高电机的细分驱动性能。另外，还要对三角波进行调节，使之与比例积分器输出的电流相匹配。与滞环型相比较，固定开关频率型具有很好

的跟踪性和稳定的开关频率, 但需要额外的三角波发生器和 PI 调节器。

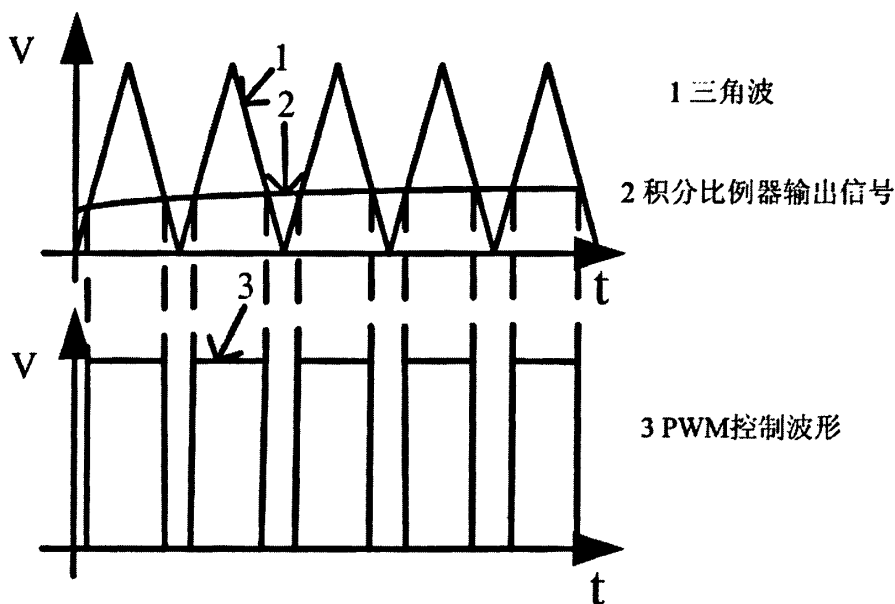


图 4.18 固定开关频率 PWM 控制电路波形

(三) 恒频脉宽调制型

滞环电流跟踪型 PWM 控制电路简单, 负载电流响应快, 固定开关频率型 PWM 控制电路在噪声和电流谐波方面更好一些, 但是这两种方式都需要完整的检测电流, 但是二相混合式步进电动机驱动器采用的是全 H 桥主电路, 要检测到完整的电流并不容易。采用单个取样电阻检测时, 只有 H 桥导通时, 检测电阻上才有电流正常流过; 在续流时检测电阻上无电流流过。采样后, 连续电流波形变成了离散的波形。使用霍尔元器件可以得到完整的电流波形, 但是会增加驱动器的成本。

如果可以直接利用不连续的检测电流信号进行 PWM 斩波控制来实现细分驱动, 那么以上所有的问题都可以得到缓解。在固定开关频率的细分驱动中, 其载波作用的三角波通常都采用图 4.19 所示的锯齿波, 上升沿为斜线, 下降沿为陡峭的直线。当电流误差信号小于三角波上升沿时, 将产生高电平控制功率开关管导通, 而下降沿一到就控制开关管关断。可见, 利用三角波的上升沿同误差信号相比较就可以确定绕组的开通时间, 三角波下降沿可以确定同一周期的定时关断。而误差信号与三角波相比较时所用到的波形正是开关管续流时的电流波形。也就是说, 开通时间是由续流时的检测波形所决定的, 在实际运行

中真正需要的是关断时候的电流波形。因此，不完整的电流检测波形是不能直接用于固定开关频率型的斩波控制中的。

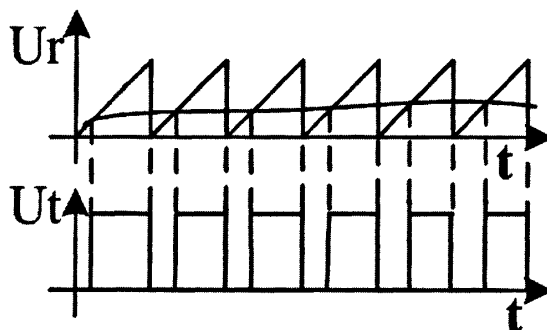


图 4.18 固定开关频率型斩波控制

从以上分析可以看出，如果在控制中做到只需要导通时候的电流波形，就可以解决电流检测波形不连续带来的问题。如果将上面的锯齿波改为图 4.20 所示的上升沿陡峭，下降沿为斜线的锯齿波，就可以使每个周期绕组定时开通，而通过调节下降沿来确定本周期的导通时间，这样就可以不需要续流时的检测电流信号，只需要检测电阻可以检测到的导通时的电流波形。

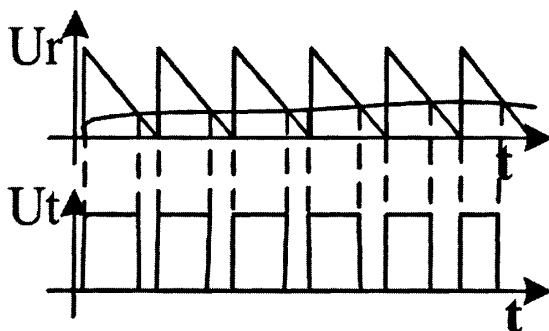


图 4.20 改进后的固定开关频率型斩波控制

当采用如上这种波形时，又会发现功率开关管刚关断又导通的现象，这是由于关断后的检测信号不正确使得误差信号再次低于三角波的缘故。为此，还应该考虑在本周期内再加一个闭锁电路。

可见，使用非完整检测电流波形的关键就是定时开通，关断闭锁。而 D 触发器可以满足这样的要求，本文利用 D 触发器完成了具有以上特点的细分驱动电路的设计，本文称之为恒频脉宽调制型。这种方式不用滞环比较器，而是

设置一个固定时钟，以固定的采样周期对指令信号和被控制变量进行采样，并根据二者的偏差来控制电路中开关器件的通断，使被控制量跟踪指令信号。这种驱动方式就是本文要设计的恒频脉宽调制细分驱动方式。本电路以恒定的频率，每周期开始时控制绕组导通，然后再以导通时的检测电流与给定电流比较，如果小于给定电流则持续导通，如果大于给定电流则关断功率开关管，并且在一周期内维持关断。这样只需要绕组导通时的电流，就可以直接利用非完整的电流波形来进行控制。

下一章将就具体电路进行设计和分析。

第五章 驱动电路的具体设计

第一节 系统总体结构与工作原理

前一章提高过，在电流控制型的斩波方式中，固定开关频率型和电流滞环控制型斩波方式都要求能够得到电流反馈的完整波形，但是对于 H 桥逆变电路加检测电阻的电路方式，要得到完整的电流波形并不是很容易。如果要使用这种非连续的检测电流信号，本文有一种思路，那就是定时导通，然后再利用导通时的电流控制每周期开关管的关断，关断以后还要在本周期内实现闭锁不再导通。

本文设计的恒频脉宽调制型的斩波方式可以实现这种控制策略。基本电路结构图(以一相为例)如图 5.1 所示。

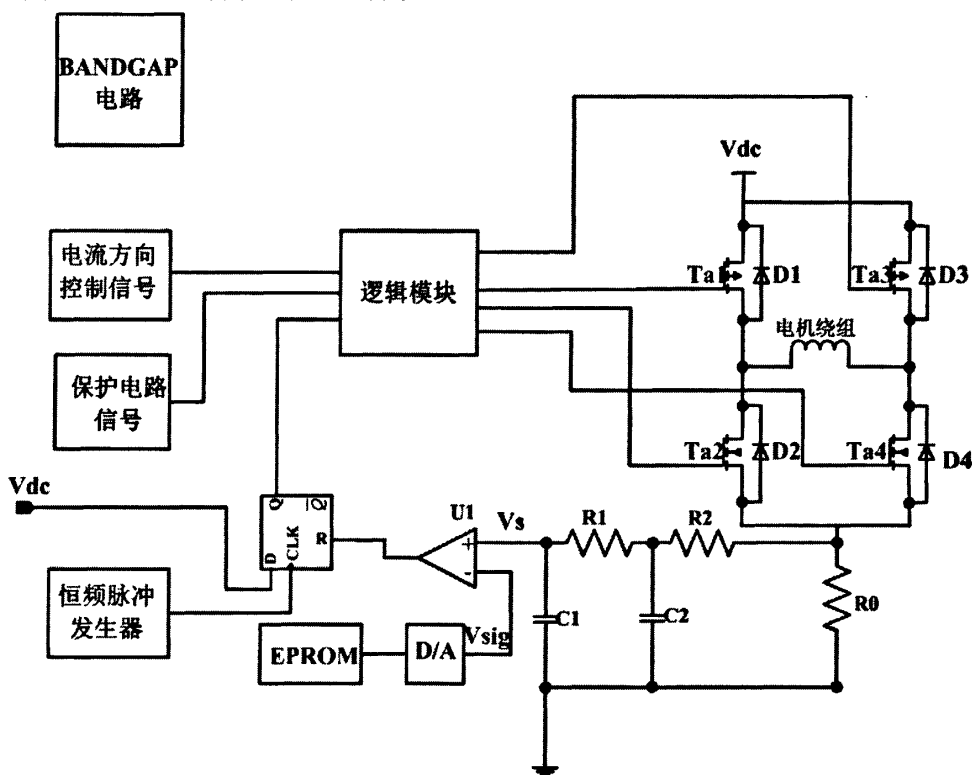


图 5.1 系统整体电路

其中，MOSFET 管 Ta_1 、 Ta_2 、 Ta_3 、 Ta_4 及续流二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 组成了全 H 桥的主回路； V_{sig} 为由控制电路给定的参考电压信号， R_0 为低值无感的电流检测电阻； U_1 为 PWM 比较器，可将采样电流同参考电流信号进行 PWM

比较；有预置复位端的 D 触发器中，D 端输入为高电平，复位端 CRL 接比较器的输出，时钟端 CKL 接恒频斩波的脉冲信号，Q 端输出斩波驱动信号。斩波驱动信号与控制电路给出的相导通信号相互作用可以控制 H 桥对角线桥臂上各开关管的通断。

工作过程如下：当正向导通信号为高电平时（也就是要控制绕组正向导通时），恒频脉冲来到，D 触发器的 Q 端反映 D 端信号，输出高电平，控制 H 桥电路中的开关管开通，使电动机绕组导通，电流上升；在恒频脉冲周期中，将绕组电流在检测电阻上产生的电压 V_s 与给定电压信号 V_{sig} 相比较，当 V_s 小于 V_{sig} 时，比较器 UI 输出为负，对 Q 端输出不影响，D 触发器输出仍然反映 D 端信号，为高电平，绕组持续导通，电流一直上升；而一旦检测到 V_s 达到或超过 V_{sig} ，比较器 UI 输出立刻为正，通过 D 触发器的复位端 CLR 使 Q 端输出为低电平，即 $Q=0$ ，从而关断 H 桥，绕组电流通过续流二极管续流下降，此时，不论检测信号与给定信号相比较之后为多大，都不能使 H 桥开通。直到下一个恒频斩波脉冲的上升沿到来时，Q 端才又被置位，电机绕组重新导通，并在该脉冲周期内进行同样的比较。当反向导通信号为高电平时（也就是要控制绕组电流反向导通时），工作过程与上述相同，只是 H 桥中完成斩波功能的 MOS 管不同。本文中当电流控制信号为高电平时 Ta1 和 Ta4 两个管子工作，当控制信号为低电平时，Ta2 和 Ta3 两个管子工作。这种对绕组电流的控制是一种非线性调节的过程，它是在每一个恒频斩波周期中进行的，从关断到开通只能在每一个恒频脉冲的上升沿进行，而从开通到关断则可以在每一个斩波周期内一旦发生过流的任何瞬间（比较器输出为低电平）完成，是一种逐个脉冲比较的 PWM 斩波方法。其中，恒频脉冲信号的作用是定时导通斩波的功率 MOS 管，在它的上升沿到来时，D 触发器的 Q 端输出高电平，使功率 MOS 管导通，绕组电流上升。也就是说，恒频脉宽调制型电路具有以下功能：以恒定的频率，每周期开始时控制绕组导通，然后再以导通时的检测电流与给定电流相比较，如果小于给定电流则持续导通，如果大于给定电流则关断功率开关管，并且在本周期内恒关断。下一个周期持续触发导通，使绕组电流跟踪给定电流值。这样，就做到了只需要绕组导通时的电流，而不需要绕组在续流阶段的电流，可以采用不连续的检测波形。恒频脉宽调制斩波方式产生的 PWM 斩波信号，直接利用采样电阻上的检测电压值和给定参考电压值相比较，没有使用三角波载波，具有电流滞环型 PWM 控制器较为简单的优点；而 PWM 控制波形由外接恒频斩波脉冲决定，频

率在大部分时间内可以保持恒定，也借鉴了固定开关频率恒频斩波的一些优点。

恒频脉宽调制细分驱动是一种电流控制型的驱动方式，对绕组电流的控制归根结底是通过控制电机绕组两端的端电压来完成，而只有合理的控制全 H 桥主电路中各功率 MOS 开关管的导通与关断才能控制端电压，从而控制绕组电流。对功率 MOS 管的通断控制在实际的主电路中可以表现为一系列不同的电路拓扑结构模式，以及这些拓扑结果模式之间的转换^{[25][26][27][28]}。

以电动机一相电流正半波的控制为例，主要拓扑结构模式如图 5.2 所示。

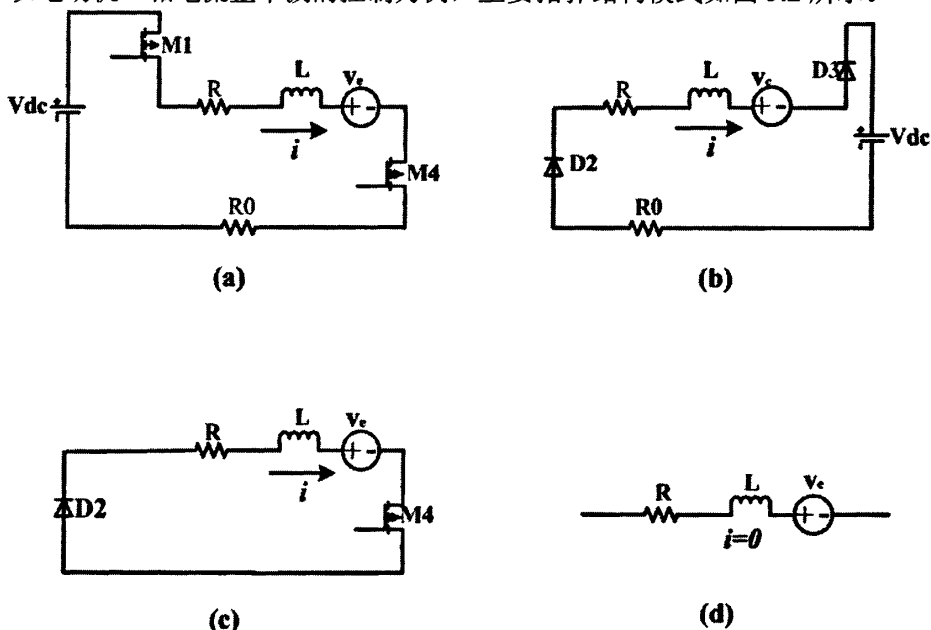


图 5.2 电路结构模式

其中，图 5.2 (a) 对应主电路中 H 桥对角线上的 M1、M4 开关管均开通，绕组正向导通的情况；图 5.2 (b) (c) 对应绕组正向导通中实际电流超过给定信号值时的续流情况；图 5.2 (d) 则对应绕组中无电流的情况。按照续流方式的不同，控制方式主要分为快续流方式和慢续流方式。

快续流控制方式时指采用全 H 桥对角线上的上下桥臂同时斩波的方法。图 5.2 (b) 即是快续流时的电路图，电路回路有绕组支路电感寄生电阻 R、L、 V_c 、续流二极管 D2、D3、检测电阻 R0 和电源 Vdc 构成，当图 5.2 (a) 中的绕组电流超过给定电流值时，MOS 管 M1、M4 均关断，在电感的作用下，绕组电流经二极管 D2、D3 流向电流，发生续流。由于这种续流方式上下桥臂同时截止，属于有源续流，能够将能量回馈到电源，因此电流下降速度很快，称之为快续流。

慢续流是由全 H 桥对角线上桥臂斩波、下桥臂导通引起的。图 5.2 (c) 即为慢续流时的电路图，电路回路有绕组支路电感寄生电阻 R、L、 V_e 及 D2、M4 构成。当图 5.2 (a) 中的绕组电流超过给定电流值时，只有上桥臂的 M 管关断，绕组电流经过二极管 D2、下桥臂的 M4 管续流。续流回路不经过检测电阻和功放电源，属于无源续流，是一种慢续流。

由于本文中绕组电感值较大，采用慢续流方式时，绕组电流波形不能跟上给定波形，所以本文采用快续流方式，本文后面讲给出快续流和慢续流的仿真对比图形。

在这种恒频脉宽调制型的细分驱动方式中，通过改变检测电阻和给定电压信号，就可以在电动机的绕组上获得所需要的不同大小和形状的电流感应波形。在本文第二章的研究中，已经确定了采用正余弦的绕组电流波形，也就是相差 90° 的两个正弦波来实现二相混合式步进电动机的细分驱动。本文中 V_{sig} 的正余弦波形信号都有 EPROM 和 D/A 产生。

由于功率开关管和电路寄生参数的存在以及可能在极短时间内上、下桥臂间的同时导通等因素的作用，检测电阻 R_0 检测到的电动机绕组电流信号中包含有许多尖峰和毛刺，这些尖峰和毛刺容易引起 PWM 比较器的误动作，这种误动作会导致电机失控。因此，在电流检测取样环节之后必须采用滤波电路。本文中由 R_1 、 R_2 、 C_1 和 C_2 组成了简单的二阶无源低通滤波器。

第二节 BANDGAP 电路

本文中所有偏置电压偏置电流均有 BANDGAP 电路产生，基准电路的精度很大程度上决定了整体电路的精度和稳定型，本文通过串联二极管等方法从而获得了高精度的 BANDGAP 电路。

5.2.1 带隙基准电压

V_{be} 具有负的温度系数： $\sigma V_{be} = -V_T \ln n$ ，具有正的温度系数。利用上述正、负温度系数的电压，可以设计出一个零温度系数的基准电压： $V_{ref} = \alpha_1 V_{be} + \alpha_2 V_T \ln n$ 。

因为在室温下 $\sigma V_{be} / \sigma T \approx -1.5 \text{ mV/K}$ ， $\sigma V_T / \sigma T \approx +0.087 \text{ mV/K}$ ，令 $\alpha_1 = 1$ ，选择 $\alpha_2 \ln n$ 使得 $\alpha_2 \ln n * 0.087 \text{ (mV/k)} = 1.5 \text{ (mV/K)}$ ，也就是 $\alpha_2 \ln n \approx 17.2$ ，可得零温度系数的电压基准 $V_{ref} \approx V_{be} + 17.2 V_T$ 。

实现电路如下图 5.3 所示，运放 A 以 V_X 和 V_Y 为输入，通过电流方式经过电阻反馈回来，使得 $V_X = V_Y$ ，这样 $I = (V_X - V_{BE1}) / R_1 = (V_{BE0} - V_{BE1}) / R_1 = V_T \ln n / R_1$ ，

因此输出电压 $V_{ref} = V_{be0} + V_T \ln n \cdot R_2 / R_1$ 。由上面推导可知，将 $\ln n \cdot R_2 / R_1$ 设为 17.2，就可以获得常温下为零温度系数的带隙基准 V_{ref} 。

图 5.3 所示的电路中，由运放产生的反馈信号回到了自己的两个输入端。其负反馈系数 $\beta_N = (1/g_{m1} + R_1) / (1/g_{m1} + R_1 + R_3)$ ，而正反馈系数为： $\beta_P = (1/g_{m0}) / (1/g_{m0} + R_2)$ 。

为了确保总是负反馈， β_P 必须小于 β_N ，且最好选取 $\beta_P \approx (1/2) \cdot \beta_N$ ，以便电路在有电容负载时的瞬态响应还能保持良好的性能。

许多时候需要与绝对温度成正比的偏置电流，即 PTAT (proportional to absolute temperature) 电流。如果两个双极晶体管工作在不相等的电流密度下，或者集电极电流不等的情况下，它们的基极-发射极电压的差值就与绝对温度成正比。如图 5.4 电路所示，若 M1、M2 和 M3 相同，则可知产生 PTAT 电流 $I = V_T \ln n / R_1$ 。

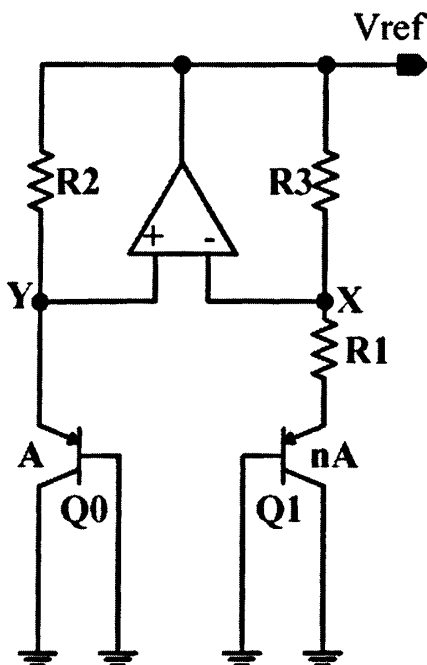


图 5.3 采用运放结构的带隙基准电路

图 5.4 的电路也可以很容易地改为产生带隙基准电压的电路。如图 5.5 所示，

机制，图 5.6 中 R2、M2 和 M3 组成启动电路。该带隙基准电压电路中的运放采用二极管连接作为负载的二级结构形式，由于二极管的阻抗为 $1/g_m$ ，其值比较小，所以在其节点出产生的极点比较远，可以忽略，所以不用进行额外补偿。由于在 MOS 晶体管的栅氧化层和硅衬底的界面处在硅单晶的边界，因而出现许多“悬挂”键，产生额外的能态，当有电荷载流子运动到这个界面时，有一些被随即的俘获，随后又被这些能态释放，结果在漏电流中产生“闪烁”噪声。与热噪声不同，闪烁噪声的平均功率不容易预测。根据氧化物-硅界面的“清洁度”，闪烁噪声取值可以显著不同，并且随 CMOS 工艺的不同而改变。闪烁噪声

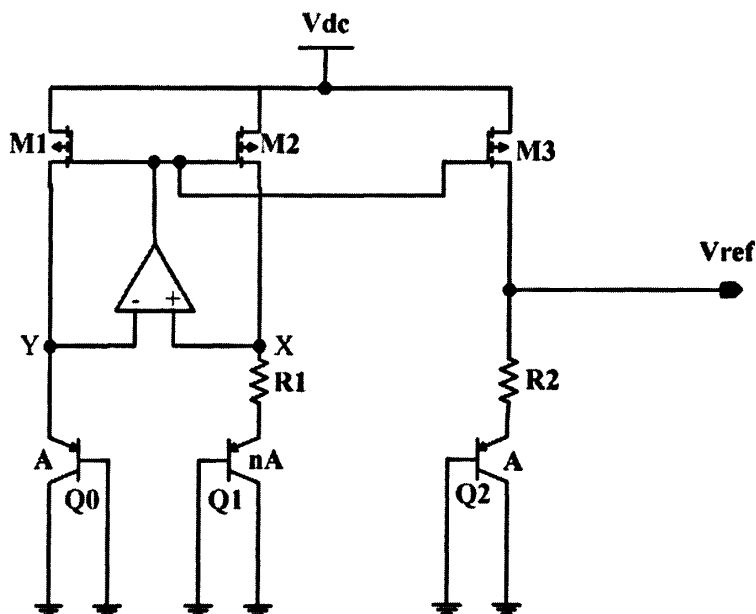


图 5.5 PTAT 带隙基准电路

可以更容易地用一个与栅极串联的电压源来模拟，近似地由下式给出^[33]：

$$\overline{V_n^2} = \frac{K}{C_{ox}WL} \frac{1}{f} \quad (5.2)$$

式中 K 是一个与工艺有关的常量，数量级为 $10^{-25} V^2 F$ ，此方法假设了 1Hz 的带宽，由于与悬挂键相关的俘获-释放现象在低频更常发生，正因如此，闪烁噪声也叫 1/f 噪声。公式 5.2 与 WL 的反比关系表示：要减小 1/f 噪声的方法，就是必须增加器件面积。PMOS 器件由于输运空穴是在“埋沟”中，也就是在距硅-

氧化物界面有一定距离的地方，所以 PMOS 器件的 $1/f$ 噪声要比 NMOS 的低。

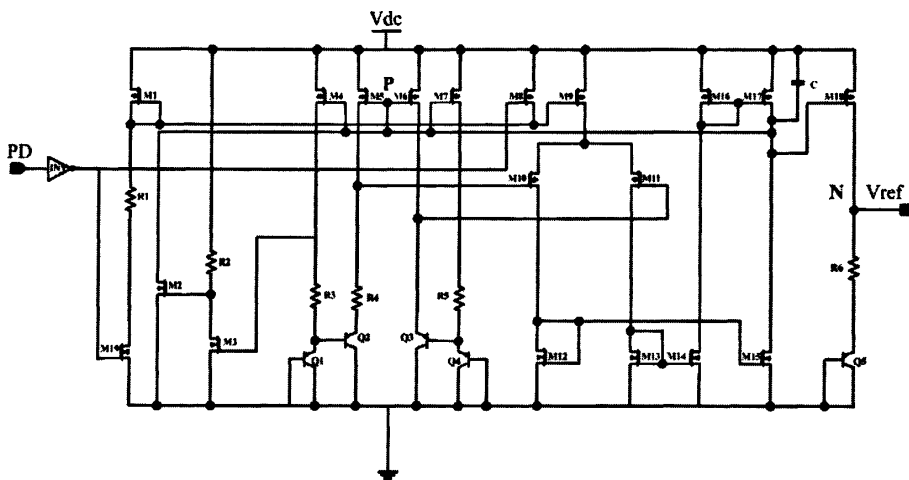


图 5.6 带隙基准电压电路

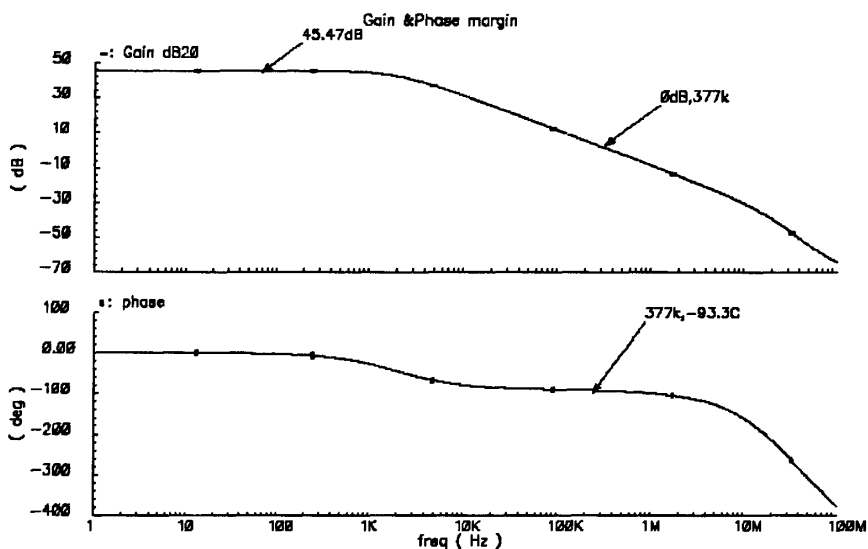


图 5.7 运放幅频/相频特性

为了减小闪烁噪声，该电路中的运放输入管采用 PMOS 管，输入对管 WL 设置大一些，既可以减小闪烁噪声，又可以增大运放的增益。运算放大器是带隙基

准电压电路的关键部分之一，它决定了带隙基准电压输出的精度和稳定性，图 5.7 给出了运放的幅频-相频特性，运放开环增益为 45.47dB，0dB 带宽为 377K，相位裕度为 86.7°。

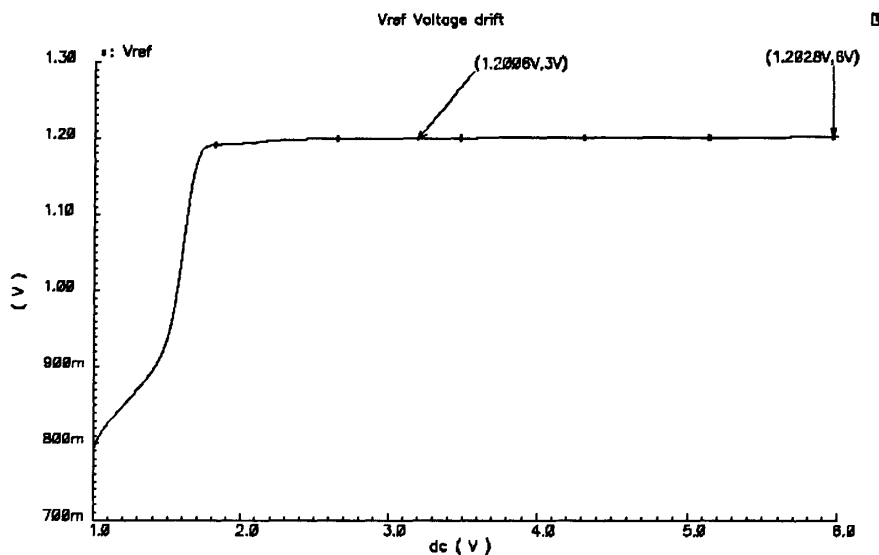


图 5.8 Vref 直流电压特性、

Q1 和 Q2、Q3 和 Q4 组成级联二极管，其中 Q1 的发射区有效面积为 Q3 的 8 倍，Q1 和 Q2 的反射区面积相等，Q3 和 Q4 的发射区面积相等。当电路平衡时：

$$I_4 R_4 + V_{be1} + V_{be2} = V_{be3} + V_{be4} \quad (5.3)$$

$$I_4 = \frac{\Delta V_{be31} + \Delta V_{be42}}{R_4} = \frac{2V_T \ln 8}{R_4} = I_6 \quad (5.4)$$

推导可得：

$$V_{ref} = V_{be5} + I_6 R_6 = V_{be5} + \frac{2V_T \ln 8}{R_4} R_6 \quad (5.5)$$

将设为 $\frac{2 \ln 8}{R_4} R_6 = 17.2$, 就可以获得常温下为零温度系数的带隙基准 V_{ref} 。图 5.8

和图 5.9 分别为基准电压的电压特性和温度特性, 如图 5.8 所示, 当直流电压从 3V 变化到 6V 时, V_{ref} 仅变化 2.2mV 达到 0.7mV/V, 如图 5.9 所示, 温度从 -40°C 到 125°C 变化时, V_{ref} 温度系数为 $7\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ 。

尽管基准产生器是低频电路, 但它们可能影响使用此基准的电路的速度; 另外, 不同模块可能会通过基准的一些连线产生“串扰”。这些问题的出现是因为基准电压产生器的输出阻抗是有限的, 特别是如果它包含运算放大器的话。

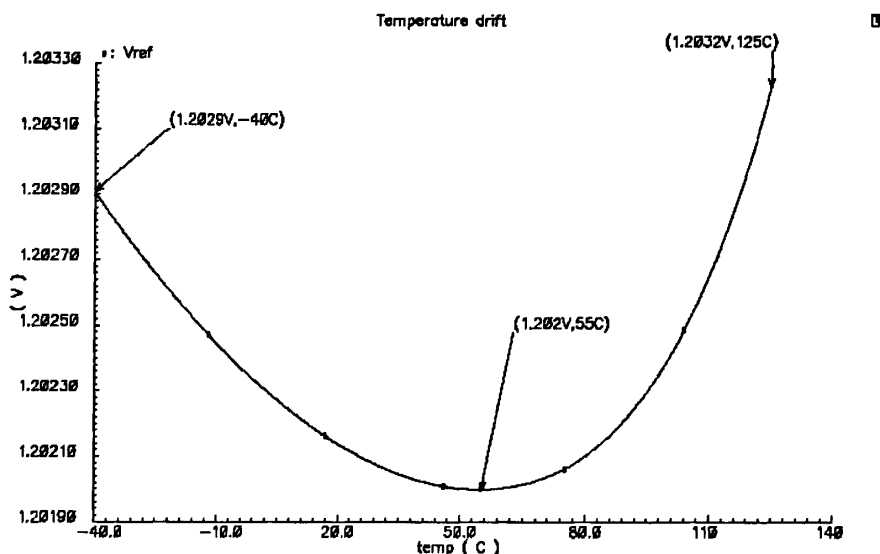


图 5.9 V_{ref} 温度特性

如图 5.6 所示, 假设结点 N 的电压受到以 M_{18} 为电流源的电路的严重干扰, 对于 V_N 的快速变化, 运放无法保持 V_P 固定不变, 使 M_3 的偏置电流会有很大的瞬态变化。而且, 如果运放的响应很慢, P 点过渡的持续时间可能会相当长。因此, 在基准产生器中许多应用需要高速的运放^{[34][35]}。

高速运放会增大功耗, 在低功耗系统中不可行。另外一种方法, 可以将电路的关键结点, 如图 5.6 中的 P 点, 通过大电容 C_B 旁路来抑制外界干扰的影响。

采用这种方法要注意运放的稳定性不应由于加了电容而降低，由于本文中运放采用二极管为负载的二级结构，所以增加 C_B 只是增加了主极点处的输出电容。

在室温下，电源电压加上一个 AC 小信号，测量基准电压的输出变化，仿真结果如图 5.10 所示，1KHz 下对电源的抑制为-63.45dB。

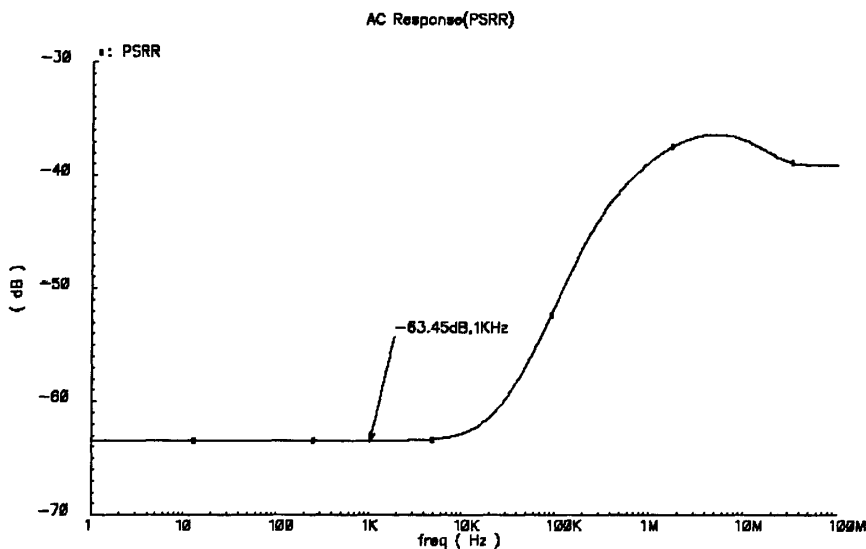


图 5.10 电源抑制比

5.2.2 电流基准

如果有一个精确的电压基准 V_{ref} ，利用运放的虚短虚断特性，镜像一个 V_{ref} ，除以电阻 R ，就可以得到一个较为精确的电流，如上图 5.11A 和 B 两个电路所示。 V_{ref} 的误差以及运放的 offset 与电阻的误差相比均可以忽略，所以，该结构获得的电流的误差主要来源于电阻（温度特性和工艺误差）。要想获得高精度的电流基准，将电阻 R 进行 trimming 或者将其外接即可。

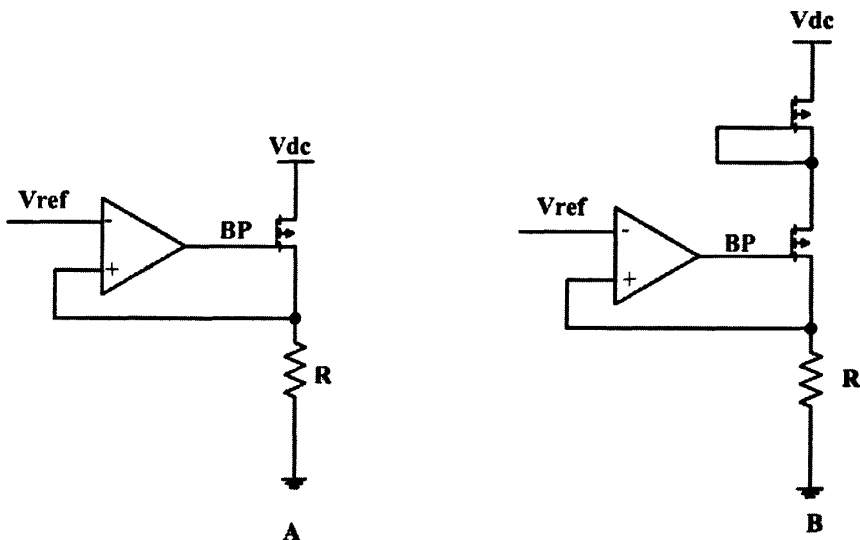


图 5.11 电流基准电路

图 5.12 是本文中产生 I_{ref} 的具体电路，该电路还产生三角波发生器所需要的三个直流电压 V_h 、 V_l 和 V_t 。 I_{ref1} 的温度特性如图 5.13 所示在 $-40^{\circ}\text{C}\sim 125^{\circ}\text{C}$ 的温度变化范围内基准电流仅仅变化 $0.8\mu\text{A}$ 。图 5.12 中运算放大器如图 5.13 所示，采用折叠运算放大器可以使得偏置简单且不需要补偿电路，节省了面积，图 5.15 为图 5.14 运算放大器的增益及相位裕度仿真图，其增益为 58.73dB ， 0dB 带宽为 3.245M ，相位裕度为 82.07° 。

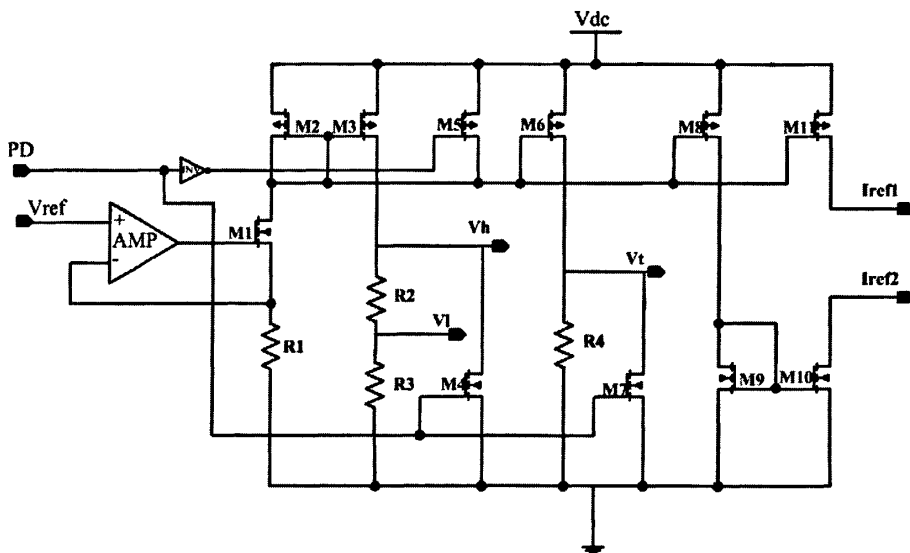


图 5.12 I_{ref} 产生电路

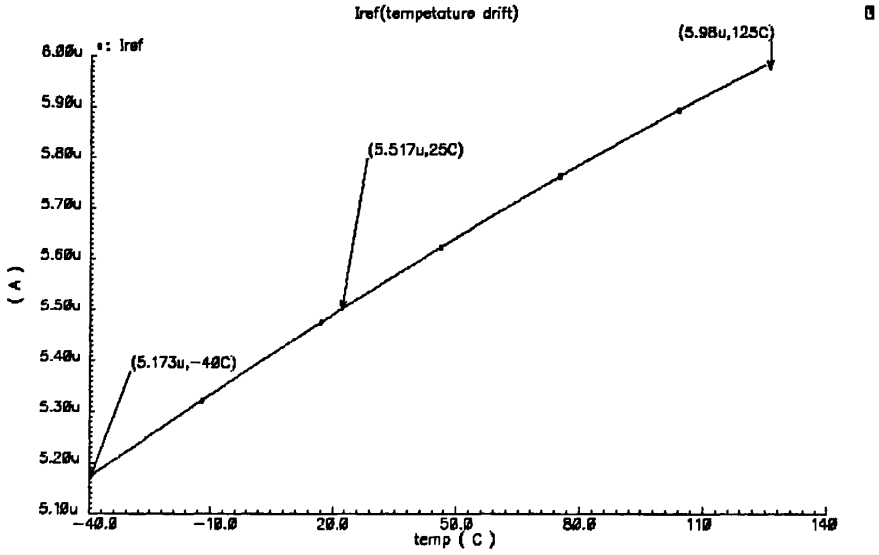


图 5.13 Iref 温度特性

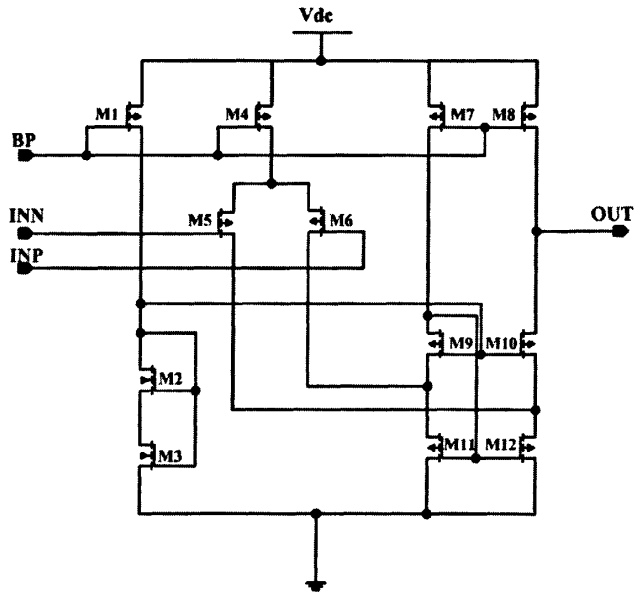


图 5.14 Iref 电路中运算放大器

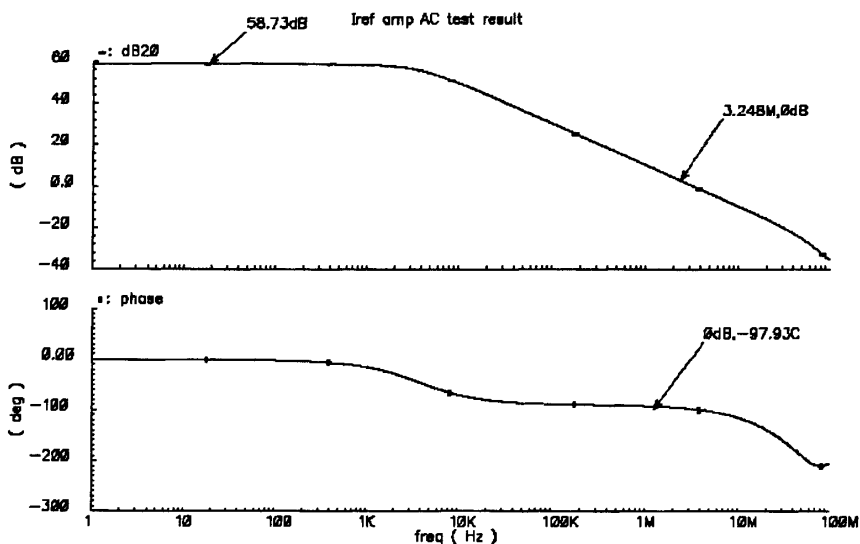


图 5.15 IREF—AMP 仿真结果

第三节 比较器

比较器是一个可以比较两个输入模拟信号并由此产生一个二进制输出的电路。图 5.16 为本文采用的两级开环比较器电路图，下面简要介绍其工作原理。

M5 和 M7 通过镜像 BANDGAP 电流而分别形成该电路两级的电流源 I5 和 I7，我们选择一个直流电平作为输入，并找出其他比这一直流电平高或低的电平作为输入时第一级和第二级的输出电压。

首先假设 M2 的栅压等于直流电压 V_{g2} ，且流过 M1 的电流 $I_1 < I_5$ ，流过 M2 的电流 $I_2 > 0$ 时，M1 的栅压 $v_{g1} > V_{g2}$ 。在这种情况下，M4 处在饱和区， $I_4 = I_3 = I_1$ 并且大于 I_2 。在 M6 的栅极有第一级的输出电容 C1，由于差分电流流入 C1， v_1 增大。随着 v_1 不断增大，M4 将进入放大区，切 $I_4 < I_3$ 。当 M4 的源、漏电压降到 $I_4 = I_2$ 时，第一级的输出电压 v_1 稳定。这一电压值为：

$$V_{dc} - V_{sd4}(\text{饱和}) < v_1 < V_{dc}, v_{g1} > V_{g2}, I_1 < I_5 \text{ 及 } I_2 > 0 \quad (5.6)$$

在公式 5.6 成立的情况下， V_{sd6} 小于 $|V_{TP}|$ ，M6 将截止，此时输出电压为：

$$V_{out1} = 0, v_{g1} > V_{g2}, I_1 < I_5 \text{ 及 } I_2 > 0 \quad (5.7)$$

如果 $v_{g1} \gg V_{g2}$, 则 $I_1=I_5$, $I_2=0$, $v_1=V_{dc}$, 且 V_{out1} 仍然等于 0.

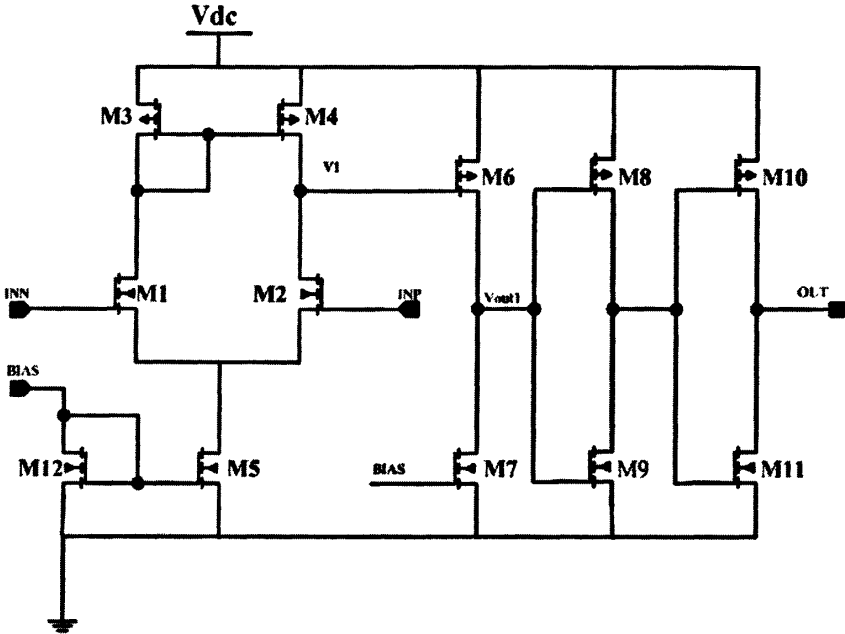


图 5.16 两级开环比较器电路

然后, 假设 M2 的栅压仍等于直流电压 V_{g2} , 但当 $I_1 > 0, I_2 < I_5$ 时, $v_{g1} < V_{g2}$. 在这种情况下, $I_4=I_3=I_1 < I_2$, 同时 v_1 减小。当 $v_1 \leq V_{g2} - V_{TN}$ 时, M2 处在放大区。随着 v_1 持续降低到 $V_{ds2} < V_{ds2}$ (饱和), M1 的电流持续降低知道 $I_1=I_2=I_5/2$, 在这一点上 v_1 稳定。此时,

$$V_{s2} < v_1 < V_{s2} + V_{ds2} (\text{饱和}), v_{g1} < V_{g2}, I_1 > 0 \text{ 及 } I_2 < I_5 \quad (5.8)$$

在公式 5.8 的条件下, 输出电压 V_{out1} 将接近 V_{dc} 。如果 $v_{g1} \ll V_{g2}$, 刚才的结果仍然有效, 知道 M1 或 M2 的源电压使 M5 离开饱和区。如果出现这种情况, 则 I_5 降低, v_1 接近 0 且 V_{out1} 接近 V_{dc} 。

如果 M1 栅极等于直流电压 V_{g1} , 可以重复上面的过程, 对第一级和第二级的初始输出状态进行考察。首先, 假设 $v_{g1}=V_{g1}$, $v_{g2} > V_{g1}$, $I_2 < I_5$ 且 $I_1 > 0$ 。只要 M4 处于饱和区, 由 $I_1 < I_2$ 可得 $I_4 < I_2$ 。因此, 由于差分电流流出 C1, v_1 降低, 随着 v_1 的降低, M2 将进入放大区, 且 I_2 将降低到 $I_1=I_2=I_5/2$ 处, 此时 v_1 稳定, 其值为:

$$V_{s2}(I_5/2) < v_1 < V_{s2}(I_5/2) + V_{ds2} (\text{饱和}), v_{g2} > V_{g1}, I_1 > 0 \text{ 及 } I_2 < I_5 \quad (5.9)$$

在公式 5.9 的条件下, 输出电压 V_{out1} 将接近 V_{dc} 。如果 $v_{g2} \gg V_{g1}$, 以上结论

仍然有效,知道 M1 或 M2 的源电压使 M5 离开饱和区。如果发生这种情况,则 I5 降低, v1 接近 0, Vout1 接近 Vdc。

接下来,假设 vg1 仍然等于 Vg1,但 vg2<Vg1, I1<I5 且 I2>0。I1>I2 得到 I4>I2 并使 v1 增大。只要 M4 处于饱和区, I4>I2。当 M4 进入放大区, I4 将下降直至 I4=I2, 在这一点上 v1 稳定, 且

$$V_{dc}-V_{sd4}(\text{饱和}) < v_1 < V_{dc}, v_{g2} < V_{g1}, I_1 < I_5 \text{ 及 } I_2 > 0 \quad (5.10)$$

在公式 5.10 的条件下, vsg6 的值小于 $|V_{TP}|$, M6 将截止, 此时输出电压为:

$$V_{out1}=0, v_{g1} < V_{g1}, I_1 < I_5 \text{ 及 } I_2 > 0 \quad (5.11)$$

如果 vg2 《Vg1, 则 I1=I5, v1=Vdc, Vout1 仍然是 0。

M8、M9、M10 和 M11 为两个反相器,其作用是整流、增加驱动能力。M10 和 M11 的宽长比应为 M8 和 M9 宽长比的几倍。

若设比较器输出高电平为 V_{OH} , 输出低电平为 V_{OL} , 比较器增益有如下关系:

$$A_v = \frac{V_{OH} - V_{OL}}{V_{IH} - V_{IL}} \quad (5.12)$$

其中, V_{IH} 和 V_{IL} 是输出分别达到上限下限所需的输入电压差。这种输入变化成为比较器的精度。增益是描述比较器工作的重要特性,因为它定义了输出能够在两个二进制状态之间改变所必须的最小输入变化量(精度)。

由于反相器很难偏置在饱和区,所以本文中比较器所测增益都是测得 Vout1 处的增益,而非 Vout 处的增益。比较器的增益为:

$$A_v(0) = g_{m1} \cdot (r_{o2} \parallel r_{o4}) \cdot g_{m6} (r_{o6} \parallel r_{o7}) \quad (5.13)$$

其中, $g_{m1} = \sqrt{2\left(\frac{W}{L}\right)_n \mu C_{ox} I_n}$, $r_{on} = \frac{1}{\lambda I_n}$, $\lambda \propto 1/L$, 由于 λ 比 g_m 更强烈地依赖于

L, 所以增加 L 会增大增益,而且增益随着 I 的增大而减小,图 5.17 为比较器的增益曲线。

一般设置 M6 与 M3、M4 匹配, M7 与 M5 匹配,可以使得比较器的上升时间下降时间一致,图 5.18 为比较器的占空比仿真曲线,选取一个正选信号和一个直流信号作为输入端,输出 Vout 的占空比为 50.8%。

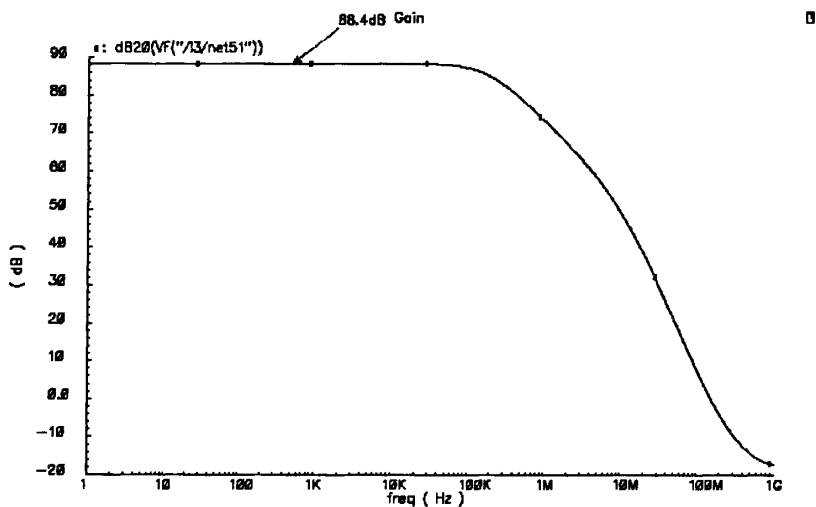


图 5.17 比较器增益曲线

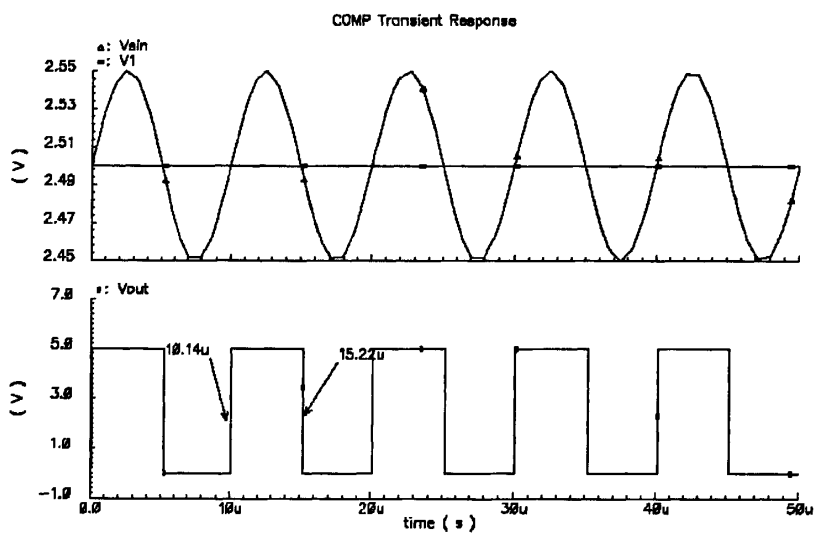


图 5.18 比较器占空比仿真曲线

第四节 D 触发器

为了提高电机的稳定性以及很好的跟踪给定信号波形的能力，要求反馈信号能迅速的给到控制端，这不但要求比较器速度要快，还要求 D 触发器速度要快，本文给出了告诉 D 触发器的设计方案

图 5.19 是利用 CMOS 传输门构成的 D 触发器结构，其中 Tra-inv 为反向传输门，其电路图如图 5.20 所示，其相当于一个反相器加上两个控制端——CP 和 CP₋，当 CP=1, CP₋=0 时，该电路等效为一个反相器，OUT=IN⁻，当 CP=0, CP₋=1 时，传输门截止，反向传输门电流对寄生电容的充电速度很快，比图 5.21 这种传输门要快得多，从而可以使得 D 触发器达到高速的效果。

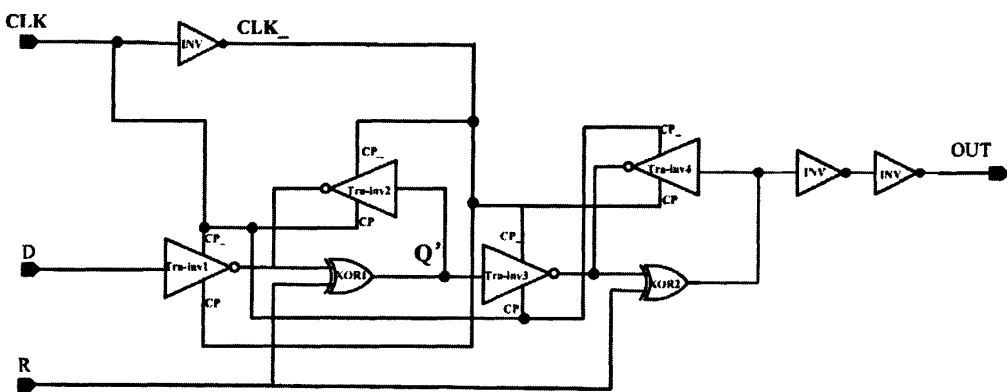


图 5.19 利用 CMOS 传输门的 D 触发器

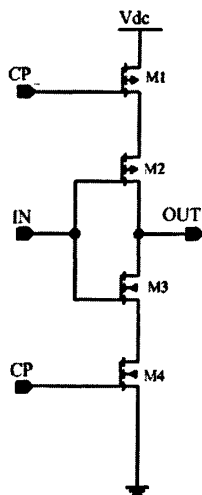


图 5.20 Tra—inv 电路图

从图 5.19 可以看出,反向传输门 Tra-inv1、Tra-inv2 和 XOR1 构成了主触发器,反向传输门 Tra-inv3、Tra-inv4 和 XOR2 构成了从触发器。Tra-inv1 和 Tra-inv3 分别构成为主触发器和从触发器的输入控制门。

R 为复位控制端,当 R=1 时,输出 0,当 R=0 时,XOR1 和 XOR2 可以认为是两个反相器。

CLK=0, CLK_=1 时, Tra-inv1 导通, Tra-inv2 截止, D 端的输入信号送入主触发器中,使 $Q'=D$ 。但这时主触发器尚未形成反馈连接,不能自行保持, Q' 跟随 D 端的状态变化。同时,由于 Tra-inv3 截止, Tra-inv4 导通,所以从触发器维持原状态不变,而且它与主触发器之间的联系被 Tra-inv3 所切断。

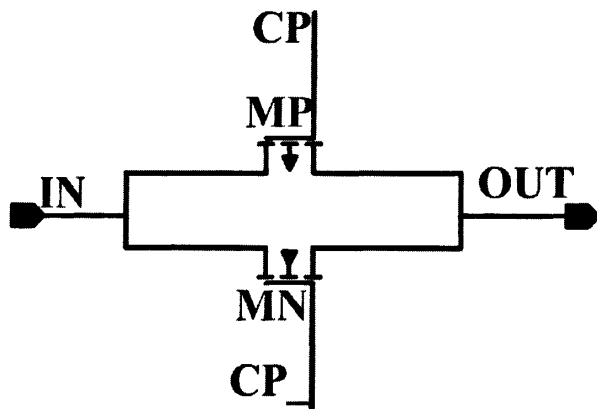


图 5.21 传输门电路图

当 CLK 上升沿到达时(即 CLK 跳变为 1, CLK_跳变为 0), Tra-inv1 截止, Tra-inv2 导通。由于门 XOR1 的输入电容存储效应, XOR1 的输入电压不会立刻消失,于是 Q' 在 Tra-inv1 切断前的状态被保存下来。同时,由于 Tra-inv3 导通, Tra-inv4 截止,主触发器的状态通过 Tra-inv3 和 XOR2 送到了输出端,使 $OUT=Q'=D$ (CLK 上升沿到达时 D 的状态)。

可见,此触发器动作的特点是输出端状态转换发生在 CLK 的上升沿,而且触发器所保存下来的状态仅仅取决于 CLK 上升沿到达时的输入状态。图 5.22 是电路的仿真波形图。

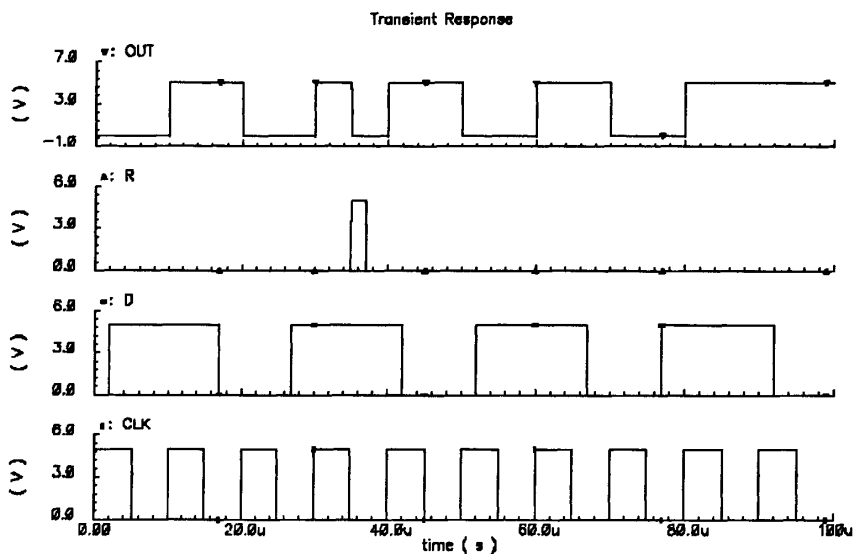


图 5.22 D 触发器仿真波形

第五节 脉冲发生器

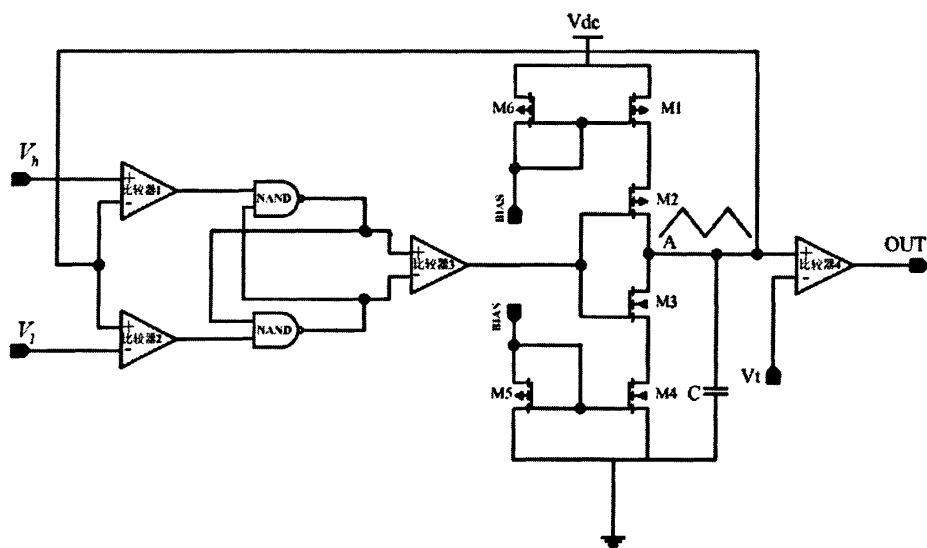


图 5.23 脉冲发生器电路

本文中脉冲发生器由一个三角波发生器和一个比较器组成，通过固定电压对三角波进行斩波而得固定频率固定占空比的脉冲，如图 5.23 所示，M1 和 M4 为两个电流源，BIAS 电路有 BANDGAP 电路产生，为了产生等腰三角形的波形，使 M1 和 M4 两个电流源值相等，A 点初始电压为零，此时比较器 1 输出为 1，比较器 2 输出为 0，比较器 3 输出为 0，此时 M2 打开，M3 关闭，电流源 M1 通过 M2 给电容充电，A 点电压开始升高，其电压为：

$$V_A = \frac{I_{BIAS} \cdot t}{C} \quad (5.14)$$

由公式 5.14 可知 A 点电压直线上升，斜率与控制电流 I_{BIAS} 和外接电容 C 有关，当 A 点电压升到 V_l 时，比较器 2 输出 1，比较器 1 输出 0，此时比较器 3 输出依然是 0，M1 依旧通过 M2 给电容充电，直到 A 点电压升到 V_h ，此时比较器 1 输出为 0、比较器 2 输出为 1，则比较器 3 输出为 1，此时 M3 打开，M2 关闭，电容通过 M3 向电流源 M2 放电，A 点电压开始下降，其电压为：

$$V_A = -\frac{I_{BIAS} \cdot t}{C} \quad (5.15)$$

当 A 点电压下降到 V_l 时，比较器 1 输出为 1，比较器 2 输出为 0，则比较器 3 输出为 0，此时 M2 打开，M3 关闭，电流源 M1 又开始通过 M2 对电容充电，如此反复则可以生成固定周期的三角波，本文中三角波频率为 $f = 200k$ ，所以周期为 $T = 5\mu s$ ，电流源电流值由前面的 BandGAP 电流产生， $I_{BIAS} = 5\mu A$ ，通过公式 1、公式 2 可得外接电容为：

$$C = \frac{I_{BIAS} \cdot \frac{T}{2}}{V_h - V_l} \quad (5.16)$$

为了产生固定的占空比，可用一恒定电压 V_t 对三角波进行斩波，本文所需脉冲发生器的占空比为 90%，所以有：

$$V_t = \frac{1}{10}(V_h - V_l) + V_l \quad (5.17)$$

图 5.24 为 A 点电压波形及产生的占空比为 90% 的脉冲波形。

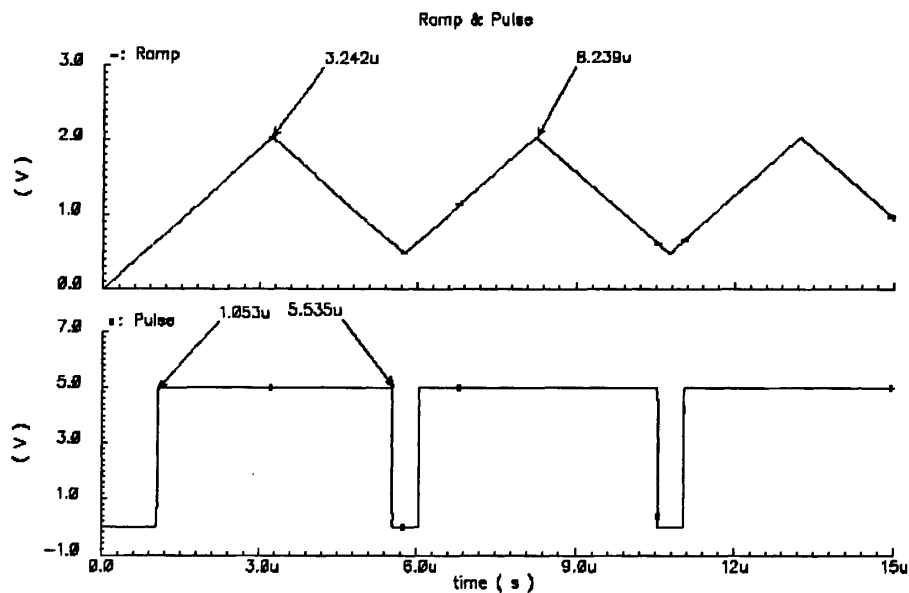


图 5.24 脉冲波形

第六节 过温保护

因为芯片中集成了高电压和大电流的功率开关电路,会产生很大的功耗,而随着功耗的增加,芯片的温度变化也会较大。过高的温升将会导致对温度敏感的半导体器件(MOS管、三极管)、电容等元器件的失效,因此必须使用过温保护电路,使芯片的温度控制在允许的范围之内,才能保证它的可靠性和稳定性。

本文利用与绝对温度成正比的电流源(PTAT 电流源),实现了一个具有迟滞功能(关断和开启阈值可调)的过温保护电路。

图 5.25 为过温保护电路的具体实现电路,电路由 PTAT 电流源和一个比较器组成,PTAT 电流源由 BANDGAP 电路产生,本文中 PTAT 电流为:

$$I_{PTAT} = \frac{2V_T \ln 8}{R} \quad (5.18)$$

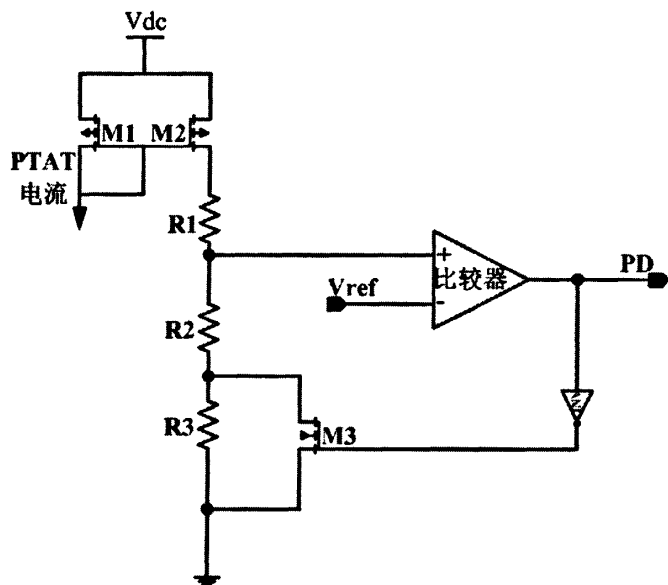


图 5.25 过温保护电路

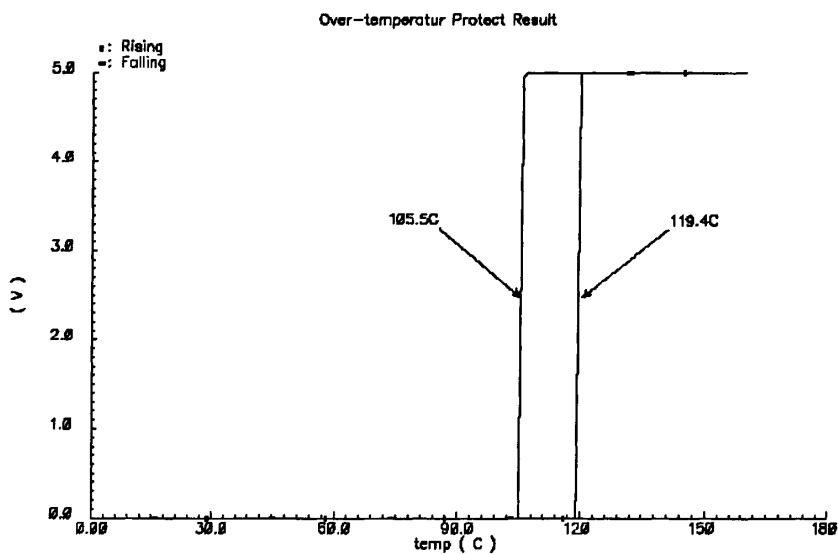


图 5.26 过温保护电路仿真图形

由于 $\partial V_T / \partial T \approx +0.087\text{mV/K}$ ，所以随着温度的上升， I_{PTAT} 会增加，于是电阻 R2、

R3 上的电压会增大, V_{ref} 由 BANDGAP 电路产生与温度无关, 当温度上升到电阻上的电压超过 V_{ref} 的值时, 比较器输出高电平, 整个电路关断, 为了防止电路震荡, 加入了 M3 管和电阻 R3, 当温度由低到高的时, $PD=0$, M3 打开, R3 短路, 若设置温度 T1 为截止温度, 则当温度上升到 T1 时, R2 上电压正好等于 V_{ref} , 若没有 M3 和 R3, 温度稍微回落比较器翻转, 则会产生震荡, 加入了 M3 和 R3, 使得温度下降到 T2 比较器才会翻转, 达到了迟滞的作用, 图 5.26 为电路的仿真图。

第七节 欠压保护电路

一个电路系统在工作的时候, 电压的稳定尤为重要。虽然芯片工作在 2V 的低电压下不会被烧毁, 但是长时间的低电压工作不可避免的会对芯片造成不良影响, 系统稳定性也会变得很差, 所以需要使用欠压保护电路避免电路工作在这种情况下。

欠压保护也称为低电压保护, 指的是稳压电源由于某种原因(如电源由电池供电, 电池电压过低)使输出电压降到某极限值时, 欠压保护电路能自动检测到电源电压的不足, 并将稳压电源切断并保持切断状态(锁存), 等电源电压上升到极限值以上某一个值时, 电路可恢复供电。这是保证不因工作电压过低而造成电路工作不正常或电路性能超差的保护措施。

本文具体电路设计中, 使用比较器将采样来的电源电压信号与基准电压源产生的基准信号进行比较, 以此来判断是否欠压, 如图 5.27 所示, 其中基准电压由前文 BandGAP 电路产生。

R1、R2 和 R3 对电源电压进行取样, 当测到电源电压低于设定值时, 比较器翻转, $UVLOOUT=1$, 并且 $UVLOOUT$ 接 PD 端, 此时整个电路关断, 为了防止电压稍高于设定值比较器翻转从而产生震荡, 本文加入了 M3 和 R3 进行迟滞防止震荡的产生, 只有当电压高于设定值以上的一个值时, 比较器才会翻转输出 $UVLOOUT=0$, M2 的作用是防止 V_{ref} 未升到额定值而电路工作的状态, V_{ref} 由 BANDGAP 电路产生, 当 V_{ref} 为达到固定值时, M2 不导通, 此时同样输出 $UVLOOUT=1$ 关断整个电路。图 5.28 为电路的仿真结果。

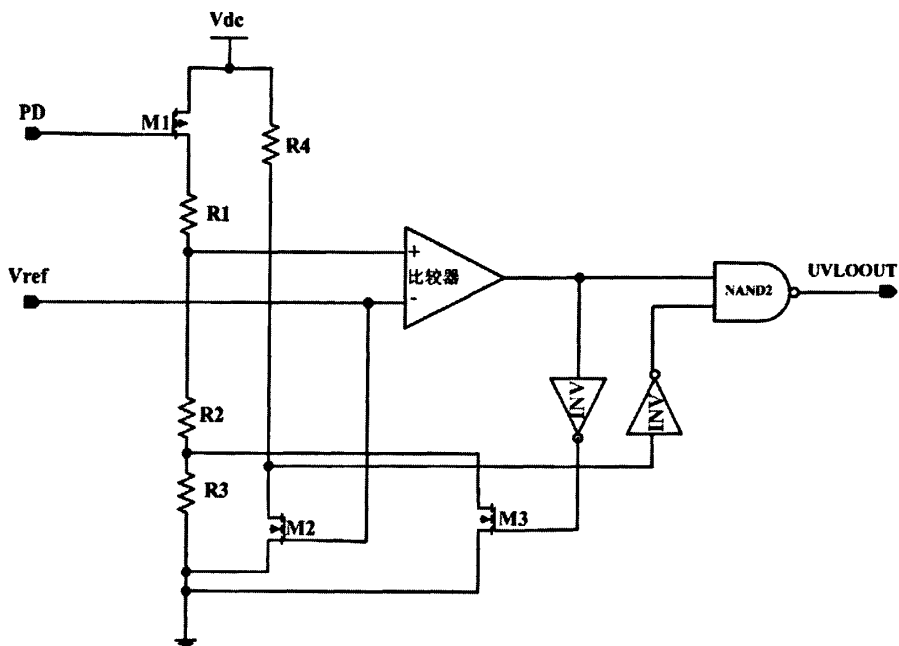


图 5.27 欠压保护电路

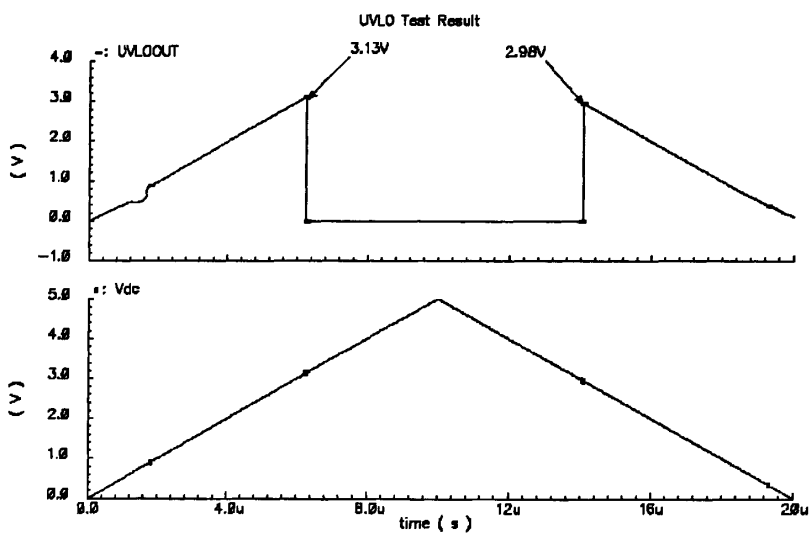


图 5.28 欠压保护电路仿真结果

第八节 逻辑电路及过流保护电路

逻辑电路由四个与非门和四个缓冲器构成，如图 5.29 所示，A 的高低电

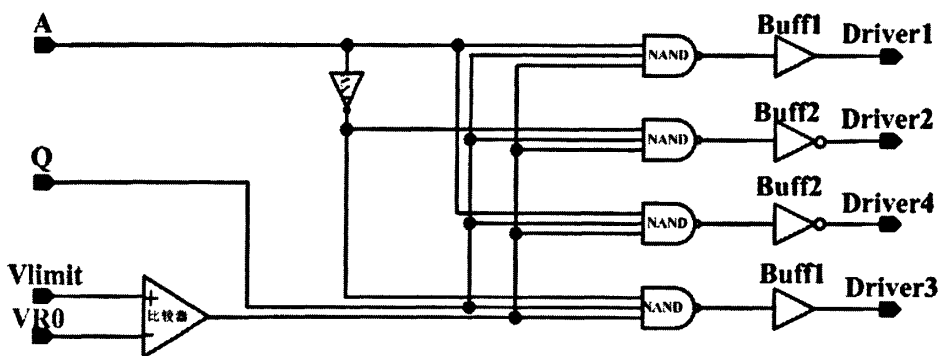


图 5.29 逻辑电路

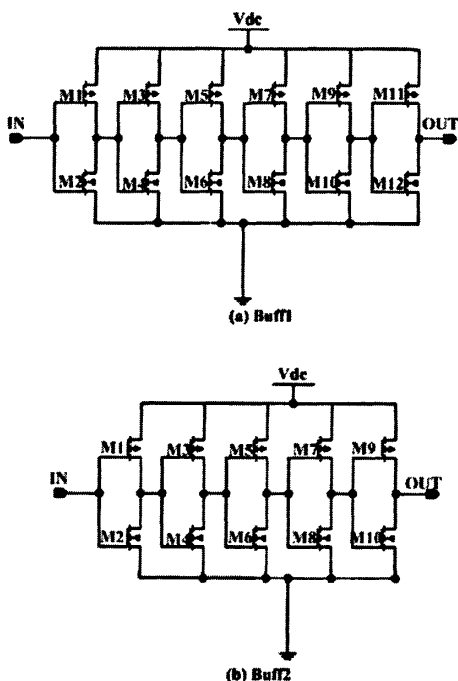


图 5.30 缓冲器电路实现图

平决定输出到电机绕组的电流方向，同一时刻只有对角线上的两个功率管同时导通。过大的电流会使管子损坏，所以加入了过流保护电路，当电流超过

设置的极限值时候，电阻 R0 上电压超过 Vlimit，比较器输出低电平，所有管子全部关断，从而对芯片起到保护作用。由于四个功率管的尺寸很大，所以要加入缓冲期 Buff1 和 Buff2 来增大驱动能力，Buff1 和 Buff2 的电路如图 5.30 所示。

第六章 整体电路功能仿真

图 6.1 和 6.2 为本文电路中的 A 相电流正向流通时分别采用慢续流和快续流时的仿真结果,其中 V_{sig} 为由 EPROM 和 DAC 产生的拟正弦阶梯电压基准波形, I_{ind} 为电机绕组线圈波形,通过对比可以看到,当电路采用慢续流方式时绕组电流不能跟上给定信号,一个显著的缺陷是电感上的电流值不能降到 0,原因就是,慢续流为无源续流,电流衰减慢,而图 6.2 中可以看到绕组电流良好的跟随了给定信号波形,可以看到 I_{ind} 为拟正弦波形且波形平稳,没有大的抖动和失真达到了运行平稳的设计目的和要求。

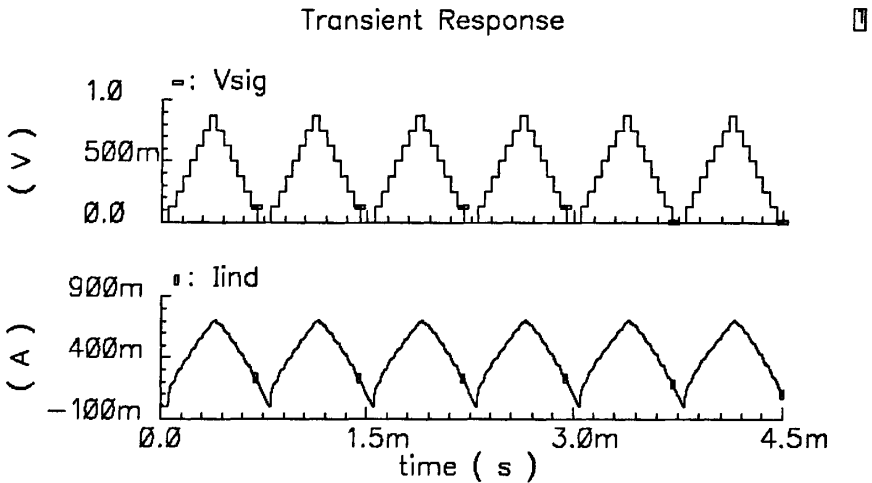


图 6.1 慢续流方式下整体仿真电路

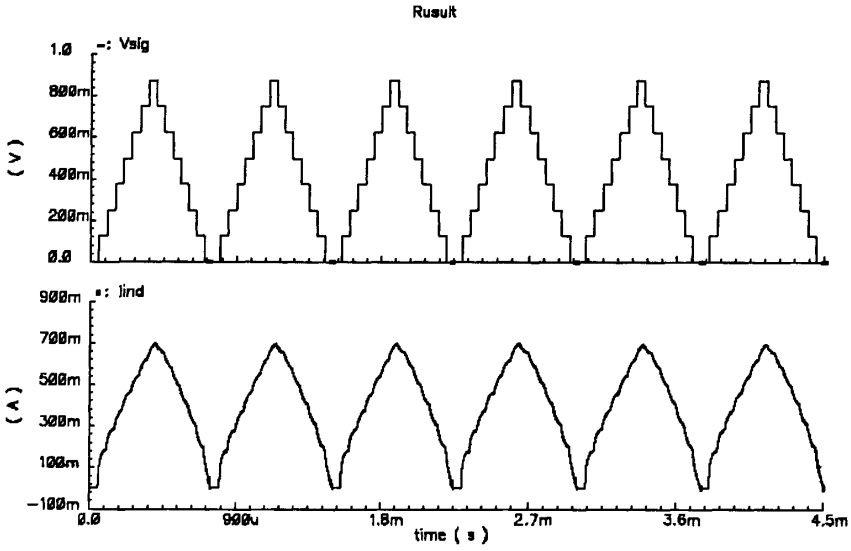


图 6.2 快续流方式下整体仿真电路

第七章 总结

本文研究的对象是基于 PWM 控制的多细分步进电机驱动器,主要做了以下工作:

1. 广泛查阅国内外资料,对步进电动机及其各种特性有了全面的了解。深入研究了二相混合式步进电动机和细分驱动等原理,并且介绍了 PWM 控制技术,提出正弦波脉宽调制 (SPWM) 的控制思想。

2. 介绍了多种步进电机的驱动方式,分析了它们各自的优缺点,着重介绍了电流控制型细分驱动方式如电流滞环控制型和固定开关频率型,在分析它们的特点的与不足的基础上提出了恒频脉宽调制型的驱动方案。

3. 完成了对芯片主电路的设计,其中包括 BANDGAP 电路、脉冲发生器、D 触发器、逻辑电路等子电路,同时为了对电路进行良好的保护加入了过流、过温及欠压保护电路。

由于时间有限,本文还有一些后续工作未做,比如对于给定信号波形,如果细分的更多是不是更接近正弦波,还有,如果选择闭环控制是不是可以控制电机的速度和位置等,这都是本课题可以改进和研究的后续工作方向。

参考文献:

- 【1】 刘慧娟, 张威.电机学与电力拖动基础. 北京: 国防工业出版社, 2007
- 【2】 陈隆昌, 陈筱艳.控制电机.西安: 西北电讯工程学院出版社, 1983
- 【3】 史敬灼.步进电机伺服控制技术.北京: 科学出版社, 2006
- 【4】 金海明, 郑安平.电力电子技术.北京: 北京邮电大学出版社, 2006
- 【5】 钟仁人.步距角任意细分的步进电动机电流波形的讨论.微特电机, 1996.3
- 【6】 晋兆琼等.基于单片机的步进电机细分驱动的实现.电气自动化, 2000.6
- 【7】 蔡耀成.电动机国内为近期发展展望.微特电机, 2000.5
- 【8】 张永军等.反应式步进电机可变细分驱动电源的开发研制.电机与控制学报, 1998.6
- 【9】 Wale, J.D.; Pollock, C.; Hybrid stepping motors and drives.Power Engineering Journal. Volume 15, Issue 1, Feb 2001 Page(s):5 – 12
- 【10】 杨和平. 步进电机的特点及应用. 黑龙江科技信息, 2007, 2
- 【11】 曲学基, 曲敬铠, 于明扬等.电力电子整流技术及应用.北京: 电子工业出版社, 2008
- 【12】 王宗培.开关混合式电动机的研究.微电机, 1995, 3
- 【13】 郭宏.步进电机的闭环控制系统.微电机, 1993, 1
- 【14】 陈百碌等.脉宽调制斩波型步进电机细分驱动器.微电机, 1992, 2
- 【15】 顾绳谷.电机及拖动基础.北京: 机械工业出版社, 1981
- 【16】 张炳佳.步进电机 H 桥驱动电路设计.长沙电力学院学报, 2006, 11
- 【17】 李杨.二相混合式步进电动机 SPWM 细分驱动.微特电机, 2002, 6
- 【18】 王泮海.电力拖动自动控制系统.北京: 机械工业出版社, 1992
- 【19】 杨晓沸.步进电机细分控制的 PWM 实现.电机技术, 2008, 5
- 【20】 王玉琳.步进电机可变细分驱动器.微特电机, 2005, 4
- 【21】 叶树林. 步进电机均匀细分控制的研究.微特电机, 1998, 1
- 【22】 孟军.二相步进电机细分驱动的设计与实现.电机技术, 2007, 12
- 【23】 王志超.两相混合式步进电机细分驱动.信息与电子工程, 2008, 12
- 【24】 王利婷.斩波横流细分驱动.内蒙古石油化工, 2007, 8
- 【25】 Bellini, A.; Concari, C.; Franceschini, G.; Toscani, A.; Mixed-Mode PWM for High-Performance Stepping Motors.Industrial Electronics, IEEE Transactions on Volume 54, Issue 6, Dec. 2007 Page(s):3167 – 3177

- 【26】 Tozune, A.; Sakamoto, M.; Characteristics of permanent-magnet type 3-phase stepping motor. Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95., Conference Record of the 1995 IEEE Volume 1, 8-12 Oct. 1995 Page(s):748 - 755 vol.1
- 【27】 de Lucena, S.E.; Kaiser, W.; Stepping-Motor-Driven Constant-Shear-Rate Rotating Viscometer Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on Volume 57, Issue 7, July 2008 Page(s):1338 – 1343
- 【28】 Vadell, J.E.; Chiang, L.E.; Stepping motor driving by controlled-energy discharge Industrial Electronics, IEEE Transactions on Volume 46, Issue 1, Feb. 1999 Page(s):52 – 60
- 【29】 Wang Xu; Huang Kaizheng; Xu Bin; Design for Step Motor Control System of Automatic Biochemistry Analyzer. Electronic Measurement and Instruments, 2007. ICEMI '07. 8th International Conference on Aug. 16 2007-July 18 2007 Page(s):1-607 - 1-612
- 【30】 Shi, K.L.; Hui Li; Optimized PWM strategy based on genetic algorithms. Industrial Electronics, IEEE Transactions on Volume 52, Issue 5, Oct. 2005 Page(s):1458 – 1461
- 【31】 Jing Kang; Hong-ying Hu; Guang-yao Meng; Study of Improving Stepping Motor Torque-Frequency Characteristic by Feedback Control of High and Low Voltage Driving Circuit. Industrial Electronics and Applications, 2007. ICIEA 2007. 2nd IEEE Conference on 23-25 May 2007 Page(s):1989 – 1993
- 【32】 Kuert, C.; Jufer, M.; Perriard, Y.; New method for dynamic modeling of hybrid stepping motors. Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the Volume 1, 13-18 Oct. 2002 Page(s):6 - 12 vol.1
- 【33】 B. Razavi. Design of Analog CMOS Integrated Circuits. McGraw-Hill, 2001.
- 【34】 Phillip E. Allen, Douglas R. Holberg. CMOS Analog Circuit Design. 2nd ed. 北京：电子工业出版社，2002
- 【35】 P. R. Gray and R. G. Meyer, Analysis and Design of Analog Integrated Circuits. 4th ed 北京：高等教育出版社，2003

致谢

在此论文结束之际，我首先要向导师戴宇杰教授、张小兴教授、吕英杰副教授给予我悉心的指导和帮助表示感谢。他们开阔的学术视野和严谨的治学态度给予我很大的鼓励和帮助。在这几年时间里，他们不仅传授给我专业知识和处理问题的思想方法，而且教会了我作为一名科技工作者应当具有的严谨的治学态度，这些，相信会对我将来的生活、学习、工作都会产生巨大的影响！

感谢谌老师在生活学习上对我的关心和指导。

很荣幸我有机会能够进入南开大学微电子研究中心从事研究与学习工作。这里有很多跟我有同样目标的同道中人，其中一些人他们远比我有多经验的。很多人为我论文的创作都给予了无私的帮助，使我能顺利地整个硕士学业的研究工作。

感谢南大强芯公司的林鹏程、邹玉峰、赵立明、张小虎、孙俊岳以及其他同事，与他们进行的学术交流与讨论帮助我解决了很多实际问题，使我受益匪浅，没有他们的帮助与指点，我的论文工作也许不能如此顺利地顺利完成。

感谢师兄樊博、王洪来、杨俊焱，张慧泉以及师姐毕胜兰、董静飞、程兆贤在生活上的帮助与学习上的指点。

感谢我的同学王彦浩、卓越、陈冠旭、张杰、李周群、张红丽、吴文欢、张松、刘刚、樊磊、钟会新、王本川以及师弟师妹们，感谢他们在研究生期间给我带来的快乐和温暖，使我在轻松的环境中完成了本论文的写作。

感谢我的父母家人，他们的无私付出使我可以安心读书，对他们的感激无以言表。

最后，感谢南开大学多年来的培养，感谢曾经教育我和帮助我的老师们，感谢所有帮助过我的人。

附录 步进电机参数

步进电机的静态指标术语:

相数: 产生不同对极 N、S 磁场的激磁线圈对数, 是指电机内部的线圈组数, 目前常用的有二相、三相、四相、五相步进电机。电机相数不同, 其步距角也不同, 一般二相电机的步距角为 $0.9^\circ / 1.8^\circ$ 、三相的为 $0.75^\circ / 1.5^\circ$ 、五相的为 $0.36^\circ / 0.72^\circ$ 。在没有细分驱动器时, 用户主要靠选择不同相数的步进电机来满足自己步距角的要求。如果使用细分驱动器, 则‘相数’将变得没有意义, 用户只需在驱动器上改变细分分数, 就可以改变步距角。目前应用最广泛的是两相和四相, 四相电机一般用作两相, 五相的成本较高。

拍数: 完成一个磁场周期性变化所需脉冲数或导电状态用 n 表示, 或指电机转过一个齿距角所需脉冲数, 以四相电机为例, 有四相四拍运行方式即 AB-BC-CD-DA-AB, 四相八拍运行方式即 A-AB-B-BC-C-CD-D-DA-A。

固有步距角: 对应一个脉冲信号, 电机转子转过的角位移用 θ 表示。 $\theta = 360$ 度 (转子齿数 J * 运行拍数), 以常规二、四相, 转子齿为 50 齿电机为例。四拍运行时步距角为 $\theta = 360$ 度 / (50 * 4) = 1.8 度 (俗称整步), 八拍运行时步距角为 $\theta = 360$ 度 / (50 * 8) = 0.9 度 (俗称半步)。这个步距角可以称之为‘电机固有步距角’, 它不一定是电机实际工作时的真正步距角, 真正的步距角和驱动器有关。

定位转矩 (DETENT TORQUE): 电机在不通电状态下, 电机转子自身的锁定力矩 (由磁场齿形的谐波以及机械误差造成的), DETENT TORQUE 在国内没有统一的翻译方式, 容易使大家产生误解; 由于反应式步进电机的转子不是永磁材料, 所以它没有 DETENT TORQUE。

最大静转矩: 也叫保持转矩 (HOLDING TORQUE), 电机在额定静态电作用下 (通电), 电机不作旋转运动时, 电机转轴的锁定力矩, 即定子锁住转子的力矩。此力矩是衡量电机体积 (几何尺寸) 的标准, 与驱动电压及驱动电源等无关。通常步进电机在低速时的力矩接近保持转矩。由于步进电机的输出力矩随速度的增大而不断衰减, 输出功率也随速度的增大而变化, 所以保持转矩就成为了衡量步进电机最重要的参数之一。比如, 当人们说 2N.m 的步进电机, 在没有特殊说明的情况下是指保持转矩为 2N.m 的步进电机。虽然静转矩与电磁激磁安匝数成正比, 与定齿转子间的气隙有关, 但过份采用减小气隙, 增加激磁安匝来提高静力矩是不可取的, 这样会造成电机的发热及机械噪音。

最大静力矩的选择:

步进电机的动态力矩一下子很难确定,我们往往先确定电机的静力矩。静力矩选择的依据是电机工作的负载,而负载可分为惯性负载和摩擦负载二种。单一的惯性负载和单一的摩擦负载是不存在的。直接起动时(一般由低速)时二种负载均要考虑,加速起动时主要考虑惯性负载,恒速运行进只要考虑摩擦负载。一般情况下,静力矩应为摩擦负载的2-3倍内好,静力矩一旦选定,电机的机座及长度便能确定下来(几何尺寸)

步进电机动态指标及术语

步距角精度:步进电机每转过一个步距角的实际值与理论值的误差。用百分比表示:误差/步距角*100%。不同运行拍数其值不同,四拍运行时应在5%之内,八拍运行时应在15%以内。一般步进电机的精度为步进角的3-5%,且不累积。

失步:电机运转时运转的步数,不等于理论上的步数。称之为失步。步进电动机正常工作时,每接收一个控制脉冲就移动一个步距角,即前进一步。若连续地输入控制脉冲,电动机就相应地连续转动。步进电动机失步包括丢步和越步。丢步时,转子前进的步数小于脉冲数;越步时,转子前进的步数多于脉冲数。一次丢步和越步的步距数等于运行拍数的整数倍。丢步严重时,将使转子停留在一个位置上或围绕一个位置振动。

失步原因及解决方法

1. 转子的加速度慢于步进电动机的旋转磁场

转子的加速度慢于步进电动机的旋转磁场,即低于换相速度时,步进电动机会产生失步。这是因为输入电动机的电能不足,在步进电动机中产生的同步力矩无法使转子速度跟随定子磁场的旋转速度,从而引起失步。由于步进电动机的动态输出转矩随着连续运行频率的上升而降低,因而,凡是比该频率高的工作频率都将产生丢步。这种失步说明步进电动机的转矩不足,拖动能力不够。解决方法:①使步进电动机本身产生的电磁转矩增大。为此可在额定电流范围内适当加大驱动电流;在高频范围转矩不足时,可适当提高驱动电路的驱动电压;改用转矩大的步进电动机等。②使步进电动机需要克服的转矩减小。为此可适当降低电动机运行频率,以便提高电动机的输出转矩;设定较长的加速时间,以便转子获得足够的能量。

2. 转子的平均速度高于定子磁场的平均旋转速度

转子的平均速度高于定子磁场的平均旋转速度,这时定子通电励磁的时间较长,大于转子步进一步所需的时间,则转子在步进过程中获得了过多的能量,使得

步进电动机产生的输出转矩增大，从而使电动机越步。当用步进电动机驱动那些使负载上、下动作的机构时，更易产生越步现象，这是因为负载向下运动时，电动机所需的转矩减小。解决方法：减小步进电动机的驱动电流，以便降低步进电动机的输出转矩。

3. 步进电动机及所带负载存在惯性

由于步进电动机自身及所带负载存在惯性，使得电动机在工作过程中不能立即起动和停止，而是在起动时出现丢步，在停止时发生越步。解决方法：通过一个加速和减速过程，即以较低的速度起动，而后逐渐加速到某一速度运行，再逐渐减速直至停止。进行合理、平滑的加减速控制是保证步进驱动系统可靠、高效、精确运行的关键。

4. 步进电动机产生共振

共振也是引起失步的一个原因。步进电动机处于连续运行状态时，如果控制脉冲的频率等于步进电动机的固有频率，将产生共振。在一个控制脉冲周期内，振动得不到充分衰减，下一个脉冲就来到，因而在共振频率附近动态误差最大并会导致步进电动机失步。解决方法：适当减小步进电动机的驱动电流；采用细分驱动方法；采用阻尼方法，包括机械阻尼法。以上方法都能有效消除电动机振荡，避免失步现象发生

失调角：转子齿轴线偏移定子齿轴线的角度，电机运转必存在失调角，由失调角产生的误差，采用细分驱动是不能解决的。

最大空载起动频率：电机在某种驱动形式、电压及额定电流下，在不加负载的情况下，能够直接起动的最大频率。

最大空载的运行频率：电机在某种驱动形式，电压及额定电流下，电机不带负载的最高转速频率。

运行矩频特性：电机在某种测试条件下测得运行中输出力矩与频率关系的曲线称为运行矩频特性，这是电机诸多动态曲线中最重要的，也是电机选择的根本依据，当速度越大，其输出力矩越小，当步进电机转动时，电机各相绕组的电感将形成一个反向电动势；频率越高，反向电动势越大。在它的作用下，电机随频率（或速度）的增大而相电流减小，从而导致力矩下降。其它特性还有惯频特性、起动频率特性等。电机一旦选定，电机的静力矩确定，而动态力矩却不然，电机的动态力矩取决于电机运行时的平均电流（而非静态电流），平均电流越大，电机输出力矩越大，即电机的频率特性越硬。曲线 3 电流最大、或电压最高；曲线 1 电流最小、或电压最低，曲线与负载的交点为负载的最大速度

点。要使平均电流大，尽可能提高驱动电压，使采用小电感大电流的电机。

电机的共振点：步进电机均有固定的共振区域，二、四相感应子式步进电机的共振区一般在 180-250pps 之间（步距角 1.8 度）或在 400pps 左右（步距角为 0.9 度），电机驱动电压越高，电机电流越大，负载越轻，电机体积越小，则共振区向上偏移，反之亦然，为使电机输出电矩大，不失步和整个系统的噪音降低，一般工作点均应偏移共振区较多。

电机正反转控制：当电机绕组通电时序为 AB-BC-CD-DA 为正转，通电时序为 DA-CA-BC-AB 时为反转。最简单的反向是将 A+,A-和 B+,B-对调即可。

个人简历、学术论文与研究成果

个人简历：商和忠，男，1983年3月2日出生于河北省黄骅市，汉族。2006年7月毕业于南开大学微电子专业，获理学学士学位，2009年6月于南开大学获微电子学和固体电子学硕士学位，主要研究方向为模拟集成电路设计。

学术论文：商和忠，戴宇杰，张小兴，吕英杰。高效率降压DC-DC开关电源的实现，南开大学学报（已投稿，待发表）。