

南京航空航天大学

硕士学位论文

新型无刷直流电机驱动系统研究

姓名：汪俊杰

申请学位级别：硕士

专业：电力电子与电力传动

指导教师：周波

20080101

摘 要

无刷直流电机既有交流电机结构简单、可靠性高等优点，又有传统直流电机运行效率高，调速性能好等优点，因此受到人们越来越多的关注。

本文主要致力于无刷直流电机新型驱动系统的研究。文章内容主要分为三个部分：无刷直流电机滑模控制的研究、无刷直流集成电机电磁场有限元建模仿真分析以及无刷直流集成电机系统的 EMC/EMI 设计。

本文首先介绍了无刷直流电机的基本结构和工作原理，在此基础上，以数字信号处理器 DSP 和可编程逻辑器件 CPLD 为核心，设计了无刷直流电机驱动系统，为实验研究提供了可靠的平台。

控制系统设计过程中对系统描述的不准确或系统在工作过程中参数的变化，将对系统的控制性能产生影响，使系统的控制效果偏离设计目标。因此，本文开展了无刷直流电机滑模控制的研究，采用滑模控制器，淡化控制对系统精确数学模型的依赖，克服系统参数变化对系统控制性能的影响，达到提高系统控制性能的目的。文中首先利用系统状态方程，推导了无刷直流电机驱动系统的滑模控制速度调节器，并通过引入前馈控制思想，对滑模控制器进行改进，进一步提高了控制性能，仿真和实验验证了滑模控制器的性能。

针对五种不同结构的无刷直流集成电机，本文采用 MAXWELL 软件建立了电机静磁场有限元仿真模型，对电机磁场进行了分析计算，给出了五种电机的磁场分布、气隙磁密、绕组电感、绕组磁链等基本静态特性。同时，通过 ANSOFT 电路仿真软件 SIMPLORER 与 MAXWELL 的联接，建立了无刷直流集成电机瞬态场仿真模型，对各电机的转矩输出进行了分析。结合静、瞬态场的仿真结果，文中对五种不同结构的电机进行了分析与对比，为电机方案的选型和改进提供了依据。

由于无刷直流集成电机驱动系统工作时会产生电磁干扰，因此，设计无刷直流集成电机驱动器时，必须考虑电磁兼容问题。本文对 EMC/EMI 进行了相关介绍，针对无刷直流集成电机驱动系统，进行了详细的 EMC/EMI 分析，并据此在无刷直流集成电机驱动系统的设计中采用了一些行之有效的 EMC/EMI 设计方法，以提高系统的电磁兼容性。

关键词：无刷直流电机，数字控制，滑模控制，前馈控制，有限元分析，电磁兼容

ABSTRACT

Brushless DC motor (BLDCM) has been researched by many scholars because of its simple structure, easy control and high reliability. In this thesis, a novel driver system for BLDC motor is developed. The main topics include sliding mode control for BLDC driver system, finite element analysis (FEA) for IMP(Integrated Motor/Propulsor), EMC/EMI design for IMP driver system and so on.

The operational principles of BLDC motor are introduced in this thesis. Based on it, a digital experimental test-bed on DSP and CPLD for BLDC motor driver system is built.

A research for sliding mode control used in BLDC driver system has been done depended on the test-bed. Because of the improper description for system model and the changes of parameters, the performance of BLDC driver system will be deteriorated. In order to eliminate decrease the influence of parameters variation and the system's improper description, a sliding model controller (SMC) with strong robustness is employed in this thesis. A new sliding mode controller composed of conventional sliding mode control with feedforward is used to improve its dynamic characteristic in this thesis. And the validity of the new controller is verified by simulation and experiment results.

The static characteristics of five types of IMP are analysed through two-dimensional FEA software MAXWELL of ANSOFT Corporation, including magnetic field distribution, winding inductances, winding flux linkages and so on. A transient FEA simulation model of IMP is built by the combination of circuit simulation software SIMPLORER and MAXWELL. It is used to analyse and compare the torque performance of the different IMPs, the results are given in thesis latter.

The electromagnetic interference is produced during the operation of the IMP driver. So the EMC/EMI problems should be considered during the designing. In this thesis, the EMC/EMI problems of IMP driver system have been analyzed, and the techniques to improve EMC have been introduced at last.

Key Words: BLDC motor, Digital control, Sliding model control, Feedforward control, Finite Element Analysis, EMC

图 表 清 单

图 2.1	无刷直流电机结构原理框图.....	9
图 2.2	无刷直流电机实际结构图.....	9
图 2.3	三相无刷直流电机半控桥控制原理图.....	10
图 2.4	转子位置及转动示意图.....	11
图 2.5	各相绕组导通示意图.....	11
图 2.6	六管全桥式电子换向器结构示意图.....	12
图 2.7	各相导通方式示意图.....	12
图 3.1	无刷直流电机驱动系统硬件框图.....	15
图 3.2	辅助电源电路图.....	16
图 3.3	主功率电路.....	17
图 3.4	位置传感器安装示意图.....	17
图 3.5	位置信号隔离电路.....	18
图 3.6	TLP250 驱动隔离电路.....	18
图 3.7	电流采样电路.....	19
图 3.8	数字控制的调理电路.....	19
图 3.9	模拟控制调理电路.....	20
图 3.10	改良后的模拟控制调理电路.....	20
图 3.11	绝对值电路输入信号.....	21
图 3.12	绝对值电路输出信号.....	21
图 3.13	电流故障保护电路.....	21
图 3.14	保护示警电路.....	22
图 3.15	DSP 数字控制电路结构框图.....	22
图 3.16	PWM 输出驱动电路和保护电路.....	23
图 3.17	CPLD 模块的系统功能框图.....	24
图 3.18	保护信号的数字滤波示意图.....	25
图 3.19	状态机功能示意图.....	25
图 3.20	系统初始化程序流程图.....	27
图 3.21	保护中断子程序流程图.....	27
图 3.22	系统自检初始化程序流程图.....	28

图 3.23	自检中断程序流程图.....	28
图 3.24	无刷直流电机驱动系统控制框图.....	28
图 3.25	捕获中断子程序流程图.....	29
图 3.26	速度参数计算子程序流程图.....	29
图 3.27	换向控制子程序流程图.....	29
图 3.28	A/D 中断子程序流程图.....	30
图 3.29	速度调节子程序流程.....	30
图 3.30	电流调节子程序流程.....	31
图 4.1	系统在状态空间中的运动轨迹及各状态点示意图.....	33
图 4.2	常见的两种滑模切换面设计.....	34
图 4.3	理想滑模开关状态与实际滑模开关状态示意图.....	36
图 4.4	滑模控制速度调节器框图.....	38
图 4.5	系统在滑模控制器控制下的相轨迹图.....	39
图 4.6	系统相轨迹与转速响应曲线示意图.....	40
图 4.7	前馈滑模控制器结构框图.....	41
图 4.8	滑模控制相轨迹和与其相对应的时域转速响应图.....	42
图 4.9	基于滑模控制的无刷直流电机驱动系统原理框图.....	43
图 4.10	定时器中断流程图.....	44
图 4.11	捕获中断流程图.....	44
图 4.12	滑模控制仿真模型结构框图.....	44
图 4.13	滑模控制器仿真模型结构框图.....	44
图 4.14	传统滑模控制 500r/min 时的转速曲线.....	45
图 4.15	传统滑模控制 1000r/min 时的转速曲线.....	45
图 4.16	传统滑模控制 500r/min 时的相轨迹.....	45
图 4.17	传统滑模控制 1000r/min 时的相轨迹.....	45
图 4.18	传统滑模控制 500r/min 改变滑模线的转速响应波形.....	46
图 4.19	传统滑模控制 1000r/min 改变滑模线的转速响应波形.....	46
图 4.20	传统滑模控制转速突变波形.....	46
图 4.21	滑模鲁棒性测试波形.....	47
图 4.22	前馈滑模控制 500r/min 时的转速曲线.....	48
图 4.23	前馈滑模控制 1000r/min 时的转速曲线.....	48
图 4.24	前馈滑模控制 500r/min 时的相轨迹.....	48

图 4.25	前馈滑模控制 1000r/min 时的相轨迹.....	48
图 4.26	前馈滑模控制转速突变波形.....	48
图 4.27	前馈滑模控制鲁棒性测试.....	49
图 4.28	传统滑模控制转速响应波形.....	50
图 4.29	传统滑模控制改变滑模线时的转速响应波形 ($n=500\text{r/min}$)	50
图 4.30	传统滑模控制改变滑模线时的转速响应波形($n=1000\text{r/min}$).....	50
图 4.31	传统滑模控制转速突变时的转速响应波形.....	50
图 4.32	传统滑模控制鲁棒性测试实验波形.....	51
图 4.33	前馈滑模控制转速响应波形.....	52
图 4.34	前馈滑模控制转速突变时的转速响应波形.....	52
图 4.35	前馈滑模控制鲁棒性测试实验波形.....	53
图 5.1	SIMPLOER有限元瞬态仿真模型.....	57
图 5.2	无刷直流集成电机结构图.....	58
图 5.3	32 极 96 槽电机截面图.....	59
图 5.4	32 极 96 槽电机绕组方式图.....	59
图 5.5	32 极 96 槽电机网格剖分示意图.....	60
图 5.6	32 极 96 槽电机磁力线分布图.....	60
图 5.7	32 极 96 槽电机局部磁场强度分布图.....	60
图 5.8	32 极 96 槽电机磁力线局部分布图.....	60
图 5.9	32 极 96 槽电机各部磁密曲线.....	61
图 5.10	32 极 96 槽电机三相磁链曲线.....	61
图 5.11	32 极 96 槽电机三相自感曲线.....	61
图 5.12	32 极 96 槽电机 1000r/min 时瞬态场仿真波形.....	62
图 5.13	32 极 96 槽电机 950r/min 时瞬态场仿真波形.....	63
图 5.14	32 极 99 槽电机截面图.....	64
图 5.15	32 极 99 槽电机绕组方式图.....	64
图 5.16	32 极 99 槽电机网格剖分示意图.....	65
图 5.17	32 极 99 槽电机磁力线分布图.....	65
图 5.18	32 极 99 槽电机局部磁场强度分布图.....	65
图 5.19	32 极 99 槽局部磁力线分布图.....	65
图 5.20	32 极 99 槽电机各部磁密曲线.....	66
图 5.21	32 极 99 槽电机三相磁链曲线.....	66

图 5.22	32 极 99 槽电机三相自感曲线.....	66
图 5.23	32 极 99 槽电机 1000r/min 时瞬态场仿真波形.....	67
图 5.24	32 极 99 槽方案电流斩波下瞬态场仿真波形.....	68
图 5.25	36 极 108 槽电机截面图.....	69
图 5.26	36 极 108 槽电机绕组方式图.....	69
图 5.27	36 极 108 槽电机网格剖分示意图.....	69
图 5.28	36 极 108 槽电机磁力线分布图.....	69
图 5.29	36 极 108 槽电机局部磁场强度分布.....	69
图 5.30	36 极 108 槽电机局部磁力线分布图.....	69
图 5.31	36 极 108 槽方案各部磁密曲线.....	70
图 5.32	36 极 108 槽电机三相磁链曲线.....	70
图 5.33	36 极 108 槽电机三相自感曲线.....	70
图 5.34	36 极 108 槽电机 1000r/min 时瞬态场仿真波形.....	71
图 5.35	36 极 108 槽电机 950r/min 时瞬态场仿真波形.....	72
图 5.36	36 极 111 槽电机截面图.....	73
图 5.37	36 极 111 槽电机绕组方式图.....	73
图 5.38	36 极 111 槽电机网格剖分示意图.....	73
图 5.39	36 极 111 槽电机磁力线分布图.....	73
图 5.40	36 极 111 槽电机局部磁场强度分布图.....	74
图 5.41	36 极 111 槽电机局部磁力线分布图.....	74
图 5.42	36 极 111 槽电机各部磁密曲线.....	74
图 5.43	36 极 111 槽电机三相磁链曲线.....	74
图 5.44	36 极 111 槽电机三相自感曲线.....	74
图 5.45	36 极 111 槽电机瞬态场仿真波形.....	75
图 5.46	36 极 111 槽电机电流斩波时瞬态场仿真波形.....	76
图 5.47	42 极 72 槽电机截面图.....	77
图 5.48	42 极 72 槽电机绕组方式图.....	77
图 5.49	42 极 72 槽电机网格剖分示意图.....	77
图 5.50	42 极 72 槽电机磁力线分布图.....	77
图 5.51	42 极 72 槽电机局部磁场强度分布图.....	78
图 5.52	42 极 72 槽电机磁力线局部分布图.....	78
图 5.53	42 极 72 槽电机各部磁密曲线.....	78

图 5.54	42 极 72 槽电机三相磁链曲线.....	79
图 5.55	42 极 72 槽电机三相自感曲线.....	79
图 5.56	42 极 72 槽电机 1000r/min 时瞬态场仿真波形.....	80
图 5.57	42 极 72 槽电机电流斩波时瞬态场仿真波形.....	81
图 6.1	电磁屏蔽机箱.....	86
图 6.2	电磁密封衬垫.....	86
图 6.3	电磁屏蔽视窗.....	86
图 6.4	电磁密封挡板.....	86
图 6.5	馈通滤波器.....	87
图 6.6	电源滤波器.....	87
图 6.7	扼流线圈.....	87
图 6.8	开阔地实验.....	87
图 6.9	电磁屏蔽暗室实验.....	87
图 6.10	GTEM 抗扰度测试设备.....	88
图 6.11	屏蔽与滤波的使用示意图.....	89
图 6.12	干扰耦合路径示意图.....	91
图 6.13	传导耦合的三种方式.....	91
图 6.14	辐射耦合的基本方式.....	91
图 6.15	模块电源使用电路.....	93
图 6.16	模块电源并联使用电路图.....	93
图 6.17	数字电源与模拟电源的连接示意图.....	94
图 6.18	扁平电缆线芯排布方式图.....	94
图 6.19	地线分流示意图.....	95
图 6.20	地线布局示意图.....	95
图 6.21	机箱信号接线示意图.....	96
图 6.22	吸收电路.....	97
图 6.23	系统整体布局图.....	97
表 3.1	滞环控制器真值表.....	25
表 3.2	驱动逻辑综合真值表.....	26
表 3.3	频率限制器真值表.....	26
表 4.1	滑模控制器参数取值表.....	39
表 5.1	无刷直流集成电机设计方案相关参数表.....	58

表 5.2	32 极 96 槽电机参数表.....	59
表 5.3	32 极 99 槽电机参数表.....	64
表 5.4	36 极 108 槽电机参数表.....	68
表 5.5	36 极 111 槽电机参数表.....	73
表 5.6	42 极 72 槽电机参数表.....	77
表 5.7	设计方案静态仿真对比表.....	81
表 5.8	设计方案瞬态仿真结果对比表.....	83

注 释 表

一、缩略词及其名称：

略写	英文名称	中文名称
BLDCM	Brushless DC Motor	无刷直流电机
EMC	Electro Magnetic Compatibility	电磁兼容
EMI	Electro Magnetic Interference	电磁干扰
EMS	Electro Magnetic Susceptibility	电磁敏感度
DSP	Digital Signal Processor	数字信号处理器
CPLD	Complex Programmable Logic Device	复杂可编程逻辑器件
DC-DC	Direct Current to Direct Current	直直变换
CPU	Central Processing Unit	中央处理器
PWM	Pulse Width Modulation	脉冲宽度调制
I/O □	Input/Output Port	输入/输出端口
IPM	Intelligent Power Module	智能功率模块
IMP	Integrated Motor/Propulsor	集成电机
PID 控制	Proportional-Integral-Differential control	比例积分微分控制
RAM	Random-access Memory	随机存储器
A/D □	Analog/Digital Port	模拟/数字接口
LED	Light-emitting Diode	发光二极管
SCI	Serial Communications Interface	串行通讯接口
CAP □	Capture Unit	捕获口
D/A □	Digital/Analog Port	数字/模拟接口
CMOS	Complementary Metal-Oxide-Semiconductor Transistor	互补型金属氧化物半导体
MIPS	Million Instructions Per Second	每秒百万条指令
DARAM	Double Access Random-access Memory	双口随机存储器
SARAM	Single Access Random-access Memory	单口随机存储器
EVA	Event Manager Modules A	事件管理器 A
EVB	Event Manager Modules B	事件管理器 B

CAN	Controller Area Network	控制器区域网
SPI	Serial Peripheral Interface	串行设备接口
VHDL	VHSIC Hardware Description Language	硬件描述语言
FEA	Finite Element Analysis	有限元分析
PCB	Printed Circuit Board	印刷电路板
SMC	Sliding-model Control	滑模控制

二、基本符号及其意义：

符号	意义	符号	意义
P	极对数	L	自感
Y	星型连接	M	互感
$U_a、U_b、U_c$	定子相绕组电压	p	微分算子
$i_a、i_b、i_c$	定子相绕组电流	d/dt	微分算子
R	电机相电阻	$a_1、a_2、b_1、b_2$	滑模控制参数
	电角度	$e_a、e_b、e_c$	定子相绕组反电势
ω	角速度	C_e	电机电势常数
ω_g	给定角速度	f_d	电机气隙磁通
T_{em}	电磁转矩	B	磁密
T_L	负载转矩	Length	长度
J	转动惯量	Flux	磁链
n	电机转速	T	电机转矩输出
c	滑模线斜率	t	积分器系数
$x_1、x_2$	系统状态变量	t	时间
$y_1、y_2$	比例滑模系数	s	滑模切换函数
K	前馈控制增益	s	滑模控制误差带

承 诺 书

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在导师指导下，独立进行研究工作所取得的成果。尽我所知，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享有著作权的内容。对本论文所涉及的研究工作做出贡献的其它个人和集体，均已在文中以明确方式标明。

本人授权南京航空航天大学可以有权保留送交论文的复印件，允许论文被查阅和借阅，可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或其它复制手段保存论文。

(保密的学位论文在解密后适用本承诺书)

作者签名：_____

日 期：_____

第一章 绪 论

1.1 无刷直流电机的特点

电机在人类社会中的应用已有近 100 多年的历史，电机的发展是从永磁电机开始的。诞生于 19 世纪 20 年代的第一台电机便是一台永磁发电机，但由于材料的制约，在随后的岁月里，永磁电机逐渐被电励磁电机所取代，而交流异步电机的出现并广泛应用，进一步压缩了永磁电机的应用空间。直至上世纪 60 年代，稀土永磁材料的出现，影响永磁电机广泛使用的材料问题得以基本解决，永磁电机又开始被广泛关注。但由于稀土材料昂贵的价格，永磁电机仅应用在对成本要求相对较低的场合。上世纪 80 年代初，新型永磁材料钕铁硼的出现，大大降低了永磁体的成本，永磁电机才在较多的场合得到了应用。

随着永磁电机的广泛应用，其本身的缺陷也逐渐体现出来。传统的永磁电机往往使用电刷这种机械部件作为换向器，在运行过程中，电刷带来了换向火花、电磁干扰等问题；同时，电刷换向器极易磨损，造成了永磁电机维护频率高，维护过程复杂；机械式电刷换向器还限制了电机转速的提高和体积的缩小。在这种情况下，伴随着电力电子技术的发展，一种采用电子换向装置的永磁直流电机 - 无刷直流电机出现了。

无刷直流电机是 20 世纪 60 年代出现的一种自整步永磁同步电机，是近年来得到长足发展和广泛应用的一种新型电机。

无刷直流电机与传统直流电机相比，其结构上有较大不同，无刷直流电机将传统直流电机定子上的永磁体转移到转子上，而将电枢绕组置于定子上，并采用电子换向装置取代传统直流电机的机械式电刷换向器，使无刷直流电机在运行时无换向火花和无线电干扰，长时使用无需更换电刷，电机使用寿命长。无刷直流电机紧凑的机械结构，使其能够更容易地实现小型化^[1]。

无刷直流电机相对于交流异步电机，具有高能量密度、高效率的特点，同时具有较好的调速性能。由于定子无励磁电流分量，具有较高的效率。无刷直流电机由传统直流电机衍生而来，其自身具有传统直流电机调速方便、性能优异的特点，通过调压调速方式即可实现转速的平滑调节。

综上所述，无刷直流电机相对于其它电机，有着其突出的优点。既具有交流电机结构简单、运行可靠、维护方便的优点，又具有传统直流电机运行效率高、调速性能好的优点，因此，在当今国民经济的各个领域都得到了广泛的应用。

1.2 无刷直流电机的应用与发展

由于无刷直流电机具有诸多优点，在航空、航天、家电、汽车、电力推进等领域应用广泛，并具有较好的发展前景。

无刷直流电机调速性能好、运行安静、效率高，非常适合作为家电类产品的直流驱动装置，例如电脑设备的散热装置。电脑的散热装置对驱动电机的要求较高，电机必须具有较小的体积和重量，同时，为了保证电脑内部其它电子设备的正常工作，特别是 CPU 及南北桥芯片的正常工作，用于电脑散热的驱动电机必须具有较小的电磁干扰。在无刷直流电机投入使用之前，此类产品往往采用传统直流电机作为驱动电机，传统直流电机的机械结构决定了它较难实现小型化；而且传统直流电机在换向时带来的电磁干扰问题，又影响了电脑内部其它电子设备的正常工作。另外，传统直流电机电刷寿命较短，又影响了散热装置的耐用性。而无刷直流电机易于小型化，既克服了传统直流电机的换向干扰问题，又具有较长的使用寿命，非常适合作为电脑散热装置的驱动电机，因此在这一领域得到了广泛的使用。目前，市场上较好的家用电脑、服务器大多采用无刷直流电机作为散热装置的驱动电机。

20 世纪以来，各种机动车辆已成为主要的交通工具，目前机动车辆大多采用内燃机作为动力来源，通过燃烧矿物燃料来获得动能。随着地球上矿物能源的不断减少和环境污染的不断加剧，内燃机驱动的机动车辆缺点已逐渐暴露出来，其不仅面对着能源短缺的困扰，还存在污染环境的弊端。随着技术的进步，采用电驱动的机动车辆取代采用内燃机驱动的机动车辆，已是汽车工业发展的必然趋势。

作为机动车辆驱动装置的电机比通常情况下使用的电机具有更高更复杂的要求：电动车辆用驱动电机必须能够频繁地启动/停车，能够快速提/降速，在低速运行时能够输出高转矩，具有高能量密度和高效率，以尽可能地降低车身的尺寸和重量；既需要有良好的动态性能，又需要有高稳态精度，且需要易于控制，结构简单，便于维护。无刷直流电机起动转矩大、运行效率高、调速性能好、使用寿命长的优点决定了它适合用于电动汽车领域^[48]。

目前，无刷直流电机驱动系统已在电动汽车领域得到了应用^[2-3]。世界各大汽车生产厂商纷纷推出了基于无刷直流电机的电驱车辆。如韩国起亚的混合动力车 Rio Hybrid、本田公司的 Insight 和 Civic 均采用了永磁无刷直流电机。在国内，清华 EV6580 电动汽车、深圳明华复合电动中巴也将无刷直流电机作为其动力的来源。

无刷直流电机的应用还被拓宽到电力推进领域。水下推进器由于其特殊的工作环境，从它一出现便开始采用电机作为其主要的动力来源。无刷直流电机问世之前，水下推进器采用的是传统直流电机，通过蓄电池来给电机提供电能，此时的水下推

进器往往采用有级调速方式,通过改变加在电机端蓄电池的数量来调整电机的转速。传统直流电机本身的缺点制约了水下推进器的发展。

无刷直流电机问世之后,这种新型电机很快被引入水下推进器的应用领域中。无刷直流电机的诸多优点,使其在水下推进器的应用中具有较大的优势。

近年来,一种模块化设计方法被引入到水下推进器的设计过程中^[4-6],这种基于模块化设计理念的电机驱动系统被称为电机/推进器一体化模块或集成电机(IMP),它将电机与推进器设计成一个整体,取消了原来电机与推进器之间的机械传动部分,大大简化了系统结构,提高了系统效率,是水下推进器发展的方向。无刷直流电机由于其结构上的特点,即定转子之间仅通过磁场相互联系,而无物理上的连接,更适合用于IMP系统中。采用无刷直流电机的IMP系统,可实现转速的无级调节,其较大的功率密度与较高的效率允许其拥有更大的出力并延长其在水下的工作时间,其较大的起动转矩保证了水下航行器较好的机动性能。因此,无刷直流集成电机驱动系统已成为一种高效的新型电机驱动系统而广受关注。

随着科技的发展,一系列新型控制方法与新型电机的问世和推广,使得在电机传动领域出现了交流传动取代直流传动、无机械式换向器电动机取代其它交流传动形式的发展趋势,而作为无机械式换向器电机杰出代表的无刷直流电机,发展前景是不言而喻的。

发展无刷直流电机对于我国具有重要意义。我国是世界上稀土储量最丰富的国家之一。丰富的稀土矿产资源为我国发展永磁电机提供了充分的物质保障,而我国在稀土永磁材料的研制和永磁电机开发上具有世界先进水平。因此,研究和推广无刷直流电机,能够充分发挥我国的矿产优势和技术优势,对我国的经济建设和国防建设均具有重要的现实意义。

1.3 无刷直流电机的研究现状

由于无刷直流电机具有较多的优点、良好的应用前景,国内外对其研究方兴未艾。纵观全局,目前对无刷直流电机的研究主要包括以下几个方面:

(1) 转矩脉动的抑制

无刷直流电机应用于高性能驱动系统,必须改善其转矩输出,减小转矩脉动。无刷直流电机转矩脉动的原因有多种,主要有^[7]:电磁因素引起的转矩脉动、电流换向引起的转矩脉动、齿槽引起的转矩脉动。电磁因素引起的转矩脉动主要是指由于电机自身设计的问题,导致无刷直流电机的反电势不是梯形波或使电机的反电势平顶区域不足 120° 电角度,从而导致电机运行时出现转矩脉动;电流换向引起的转矩脉动主要是指电机自身电感影响,阻碍电机换向时刻电流的变化,从而引起转

矩脉动；齿槽引起的转矩脉动主要是指电机永磁体与电枢表面磁导不均匀导致电机在转动过程中产生转矩脉动。为了克服无刷直流电机的转矩脉动，各国学者提出了很多行之有效的方法^[7-16]，如采用对电机本体进行优化设计的方法（改变磁极形状，增加极弧宽度）来削弱电磁因素引起的转矩脉动；采用设置斜槽结构的方法来削弱电机齿槽引起的转矩脉动；采用交、直流侧电流反馈控制的方法来削弱电机换向引起的转矩脉动等。

（2）无位置传感器技术

随着应用领域的拓宽，无刷直流电机开始被应用于恶劣环境、小型化或微型化领域，位置传感器成为了制约无刷直流电机在这些领域应用的主要因素。传统的位置传感器无法在诸如高温、低温、电磁场环境复杂、震动剧烈的场合正常工作。位置传感器的存在也影响了电机的进一步小型化。因此，抛弃位置传感器，实现无刷直流电机的无位置运行势在必行。目前，用于无刷直流电机的无位置传感器技术主要有^[17-21]：反电势检测法、续流二极管法、电感法和状态观测法。其中反电势检测法应用最为广泛。在无位置传感器研究方面，主要存在的问题是电机电枢反应对位置检测的影响以及电机低速时的位置检测。

（3）新型控制算法

随着现代调速技术的发展，交流调速系统开始逐渐取代传统的直流调速系统，成为调速领域的主流，而进一步提高交流调速系统的性能，是现代调速领域发展的客观要求。交流调速系统在近年来的发展过程中，其性能已有了较大的提高，而寻求性能优良的新型速度控制器是进一步提高交流调速系统性能的一条有效途径。

现代调速技术的发展使大量新型电机与新型电路得以应用。这些新型电机往往具有特殊的结构，其内部电磁场较为复杂，较难通过简单的方程对其进行准确描述；而新型电路往往工作在开关模式下，各开关元件的高频开通关断，使电路在特性上呈现出明显的非线性特征，由此组成的交流调速系统显现出多变量、非线性、高耦合的特点，较难对其进行准确的模型描述。而调速系统在工作过程中，电机及电子元件发热、电机磁饱和以及外部扰动等都会对调速系统产生影响，使系统自身参数发生变化（如电机自身绕组电阻值增加，电机的阻尼系数变化等）。对系统描述的不准确与系统参数的变化，将影响系统的控制性能，使系统的控制效果偏离设计目标。而作为新型驱动系统代表的无刷直流电机驱动系统，在控制上同样受到上述因素的影响。因此，需要寻找一种新的控制方法，淡化对系统精确数学模型的依赖，克服系统参数变化对系统控制性能的影响，达到提高系统控制性能的目的。

单片机与 DSP 等数字芯片的出现，实现了将电机控制方法放到软件中，通过编程来实现系统的控制策略。数字芯片的使用使得控制领域中的一系列先进控制方法

在无刷直流电机调速领域的应用成为可能。

目前,无刷直流电机应用的新型控制方法主要有^[22-26]:模糊控制、神经网络控制、自适应控制、滑模控制等。这些方法针对传统控制所存在的参数适应范围小、非线性系统中控制能力差、控制效果对模型精度依赖性强等缺点,通过引入现代控制方法中经典的模糊控制理论、神经网络理论、自适应控制理论,有效地改善了系统的控制效果。但这些控制自身仍存在一定的缺点,如模糊控制规律复杂;神经网络控制需要系统进行“学习”,调试周期长,且其算法对硬件要求较高;自适应控制对外界扰动敏感等。如何进一步改良这些控制算法,提高系统控制性能,已成为这一方向上的研究重点。

滑模控制脱胎于“砰-砰”控制,是一种基于变结构控制理论的新型控制方法,具有控制效果对系统模型依赖性不高、鲁棒性好的特点,是一种值得推广的控制方法。目前滑模控制还处在研究阶段,已引起了世界各国专家学者的关注^[27-40]。

(4) 新型换向器拓扑与容错技术

电子换向器拓扑的改进一向是驱动器领域发展的一个热点。目前,针对无刷直流电机驱动系统,广泛研究的新型拓扑是四管三相变换器^[41-43]。它通过两个串联电容来取代六管全桥变换器的第三个桥臂,通过对两相电流的滞环控制来实现对第三相电流的实时控制,是一种有应用价值的变换器。目前对于它的研究主要集中于电流控制方法和基于此变换器的转矩脉动抑制方法上。

容错技术是驱动器应用所必须考虑的问题,其发展始终伴随着驱动器的发展。容错技术种类繁多,按其作用的对象可分为功率电路的容错、控制电路的容错、位置传感器的容错和电机的容错等。目前,研究最多的是电机本体的容错。

(5) 电机/推进器一体化模块电机(IMP)及系统电磁兼容问题

IMP是模块化设计思想发展的产物,它是近几年国外出现的一种新型电力推进装置,它将电机与推进器合为一体,取消了其中的机械传动装置,大大提高了推进系统的效率,给电力推进领域带来了一次革命。

IMP装置最早由美国海军水下作战中心与宾西法尼亚州立大学应用研究实验室联合研制^[4],主要用于无人潜行器,起初使用的是永磁同步电机。随着IMP应用领域的扩大,IMP已从单一的驱动无人潜行器发展到驱动小型船舶、水下机器人、潜艇等,而无刷直流电机也成为它所采用的动力源之一。

IMP是一种具有广泛应用价值的新型驱动系统,其优良的性能必将得到广泛的应用,而将无刷直流电机应用其中,开展无刷直流集成电机的研究,对于增强我国国防实力、发展我国的船舶事业也有重要的意义。

目前,IMP装置的研制已广受各方的重视,但其研究仍处于起步阶段,对于IMP

的研究,涉及材料、工艺、流体力学、电力电子学、通讯、电磁场等相关方面与学科,而电机本体的设计及电磁场分析是其主要的研究内容之一。

由于集成电机将一部分机械部件融合到电机本体中,其基本结构往往具有特殊的外形及尺寸,与传统电机结构大相径庭,因此,其内部电磁场较为复杂。对集成电机的结构设计而言,分析其内部电磁场成为系统设计的重要部分。集成电机气隙磁场空间分布非常复杂,而且其磁链随着转子转动作周期性变化,若采用线性模型对系统进行研究必然会带来较大的误差,而采用通常的解析法或等效磁路法则很难准确计算电机的参数,为了准确地对集成电机电磁场进行分析,必须寻找一种新的分析方法。

“有限元”这个名词第一次出现于1965年,经过近四十年地发展,其理论和算法都已经日趋完善,并在工程上得到了广泛的应用。有限元的核心思想是结构的离散化,就是将实际结构假想离散为有限数目的规则单元组合体,实际结构的物理性能可以通过对离散体进行分析,得出满足工程精度的近似结果,来替代实际结构的分析,这样就可以解决很多实际工程中理论分析无法解决的复杂问题。

近年来,随着计算机技术的普及和计算速度的不断提高,有限元分析在工程设计和分析中得到了越来越广泛的重视,已经成为解决复杂工程分析计算问题的有效途径。一般情况下,在磁场分布和变化比较复杂并且非线性严重时,采用有限元分析十分有效,它可以准确计算电机的磁场分布和静态特性^[44-46]。

利用有效的有限元仿真工具,对无刷直流集成电机进行电磁场有限元仿真分析,并将仿真与设计紧密结合起来,通过仿真来指导设计,可以达到优化设计方案、减少设计成本、提高设计准确性、缩短设计周期的目的。因此,IMP的电磁场有限元建模与仿真研究成为了IMP设计中的一个重要的研究方向。

无刷直流集成电机驱动器的电磁兼容问题是IMP系统的另一个重要研究方向。

电气电子设备在使用过程中,会对电网及周边其它电气电子设备产生影响,同时,一台正在运行的电气电子设备,也往往会受到其它设备的影响。这些影响会对电气电子设备造成危害。无刷直流集成电机驱动系统也同样如此。因此,为了系统运行的可靠与安全,在系统设计时,必须考虑电磁兼容问题^[47]。

19世纪电力工业及电子工业发展的初期,电磁兼容问题就已经引起了业界的广泛重视。时至今日,电磁兼容问题已引起了广泛的关注,各国均对电磁兼容问题提出了相应的标准和规定,如TC65(国际电工技术委员会TC65专委会)制定的IEC801标准等。一系列标准的制定和实施指明了电磁兼容的含义和测量方法,对电气电子产品设备的开发应用提出了相应的电磁兼容要求。因此,在无刷直流集成电机驱动系统的研发过程中,采取相应的电磁兼容措施,是无刷直流集成电机驱动系统得以

应用的必然要求。

无刷直流集成电机驱动系统在工作时，带有较为丰富的电磁干扰。为了实现其功能，需要确保诸如 DSP 等较易受到电磁干扰影响的控制器件的长期稳定工作。因此，无刷直流电机驱动器的电磁兼容问题受到了学者们的广泛关注^[48-50]，在设计无刷直流集成电机驱动器时，也必须考虑电磁兼容问题。

1.4 本文的主要内容

针对无刷直流电机驱动系统的研究热点，本文主要对两大研究热点进行研究，一是无刷直流电机新型控制算法的研究；二是无刷直流集成电机电磁场有限元仿真分析及其系统电磁兼容问题的研究。

本文主要有七个章节，其内容如下：

（1）绪论

简要概述了课题的研究背景和意义，回顾了无刷直流电机的特点与发展，介绍了无刷直流电机的应用领域，并介绍了国内外无刷直流电机的研究现状。

（2）无刷直流电机的基本结构与工作原理

简要介绍了无刷直流电机的基本结构及其基本工作原理，分析了无刷直流电机的基本调速方式，为后续各章的研究奠定理论基础。

（3）无刷直流电机驱动系统的设计与实现

介绍了以 TI 公司的 TMS320LF2407A DSP 和 ALTERA 公司的 EPM3032A CPLD 为核心器件的硬件系统，并给出部分硬件电路原理图。然后介绍了无刷直流电机驱动系统的软件系统，给出了应用与此套平台的系统程序流程图。

（4）基于滑模变结构控制的无刷直流电机驱动系统

简要介绍了滑模控制的发展现状和基本理论。根据比例切换控制率设计了无刷直流电机的速度调节器。根据等效控制理论，通过滑模控制输出端的积分环节来减小系统抖振。同时，通过引入前馈控制思想，对传统滑模控制进行了改进，提高了系统的动态性能。最后，对传统滑模控制和新型前馈滑模控制进行了仿真和实验研究，验证了新型前馈滑模控制方法的有效性。

（5）无刷直流集成电机电磁场有限元仿真分析

简要介绍了 ANSOFT 软件，并分别介绍了利用 MAXWELL 与 SIMPLORER 建立电磁场有限元静、瞬态分析模型的方法。基于此方法，对五种不同设计的无刷直流集成电机进行了电磁场有限元静、瞬态仿真分析，并对各方案进行了对比研究，给出了相应的结论。

（6）无刷直流集成电机驱动系统的电磁兼容设计

简要介绍了 EMC/EMI 的基本概念，并针对无刷直流集成电机驱动系统的电磁兼容问题进行了分析，同时，针对无刷直流集成电机驱动系统进行了相应的电磁兼容设计。

(7) 总结

总结了本文的主要工作，并对下一阶段的工作进行了展望。

第二章 无刷直流电机的基本结构与工作原理

2.1 引言

随着新的高磁能积永磁材料和功率半导体等技术的飞速发展，在直流电机基础上诞生了一种新型电机 - 无刷直流电机（BLDCM），为了能够准确的获知无刷直流电机的特点，并对其进行有效的控制，就必须了解无刷直流电机的基本结构与工作原理，并在此基础上选择合适的控制方式。

本章将介绍无刷直流电机的基本结构及基本工作原理，并讨论其基本调速方式，为进一步研究奠定理论基础。

2.2 无刷直流电机的基本结构

无刷直流电机的结构原理如图 2.1 所示。它主要由电动机本体、位置传感器和电子换向器三部分组成。

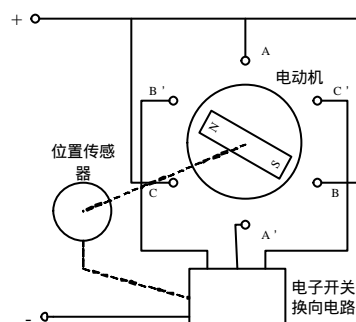


图 2.1 无刷直流电机结构原理框图

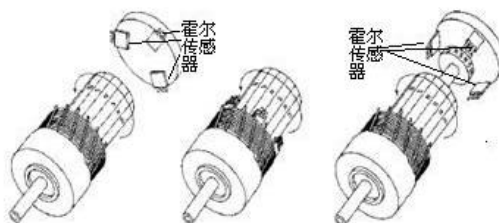


图 2.2 无刷直流电机实际结构图

无刷直流电机的本体在结构上与永磁同步机相似，其定子绕组一般制成多相（三相、四相不等），转子由永久磁钢按一定极对数（ $2P=2, 4, 6, \dots$ ）组成。其与永磁有刷电机中所使用的永久磁钢作用相似，均为在电机的气隙中建立足够的磁场，不同之处在于有刷直流电机的磁钢安装在定子上，而无刷直流电机的磁钢安装在转

子上^[1]。

位置传感器一般安装在端盖上,其作用是将电机转子的位置信号转换成电信号,以此作为电子换向器的换向信号(如图 2.2)。

无刷直流电机的电子换向器主要由功率逻辑开关单元和位置信号处理单元组成,它的主要作用是控制电机定子上各相绕组通电的顺序和时间。

2.3 无刷直流电机的工作原理

无刷直流电机为了实现无电刷换向,首先要把一般直流电动机的电枢绕组放在定子上,把永磁磁钢放在转子上。为了能产生单一方向的电磁转矩来驱动电机转子转动,无刷直流电机还要有电子换向器来使定子绕组产生的磁场和转动中的转子磁钢产生的永久磁场在空间上保持 90° 的平均电角度。这样就使得这两个磁场产生最大平均转矩而驱动电机不停地旋转。

以三相 Y 形绕组电机半控桥电路为例,简要说明无刷直流电机的工作原理。图 2.3 为三相无刷直流电机半控桥原理图。此处采用霍尔元件作为位置传感器(P1、P2、P3),Q1、Q2、Q3 为功率逻辑单元。

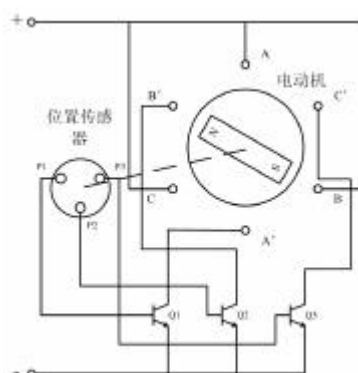


图 2.3 三相无刷直流电机半控桥控制原理图

三个霍尔传感器各差 120° 机械角度安装在端盖上。当转子处于图 2.4 (a) 位置时,霍尔传感器 P1 输出导通信号给 Q1,此时 A 相绕组通电,在绕组产生磁场的推动下,转子向逆时针方向转 120° ;此时 P3 输出导通信号,驱动 Q3 导通,C 相绕组导电,使转子继续向逆时针方向转 120° ;此时 P2 输出导通信号给 Q2,B 相绕组导电,转子继续逆时针转 120° 。周而复始,电机转子就不停地以逆时针方向旋转。图 2.4 显示了转子的位置和转动的情况。电机正常工作时,每相绕组分别导通 120° 电角度,见图 2.5。

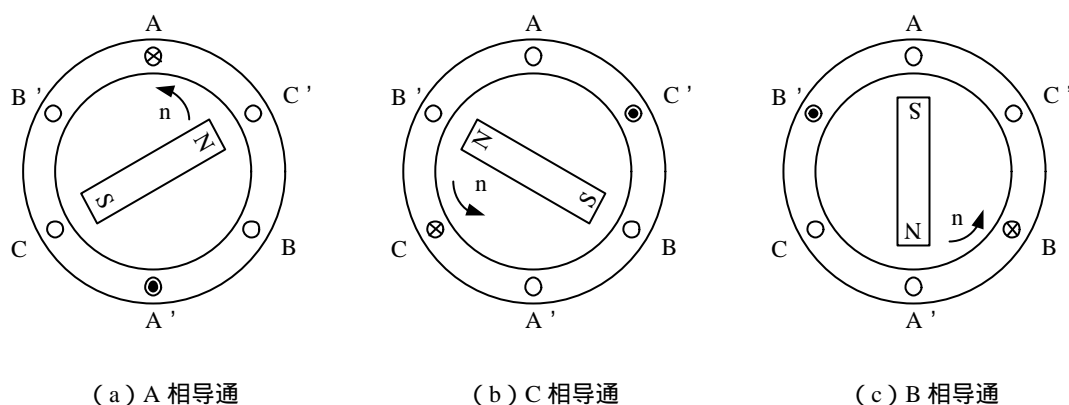


图 2.4 转子位置及转动示意图

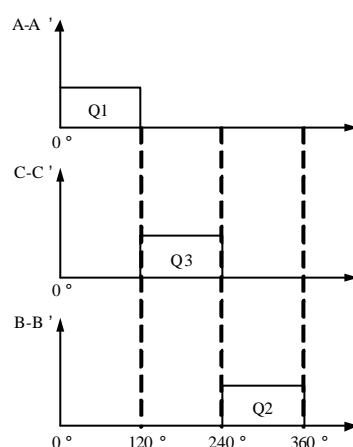


图 2.5 各相绕组导通示意图

显然，当无刷直流电机采用半桥控制器控制时，工作效率很低，在同一时刻，仅有一相绕组导通工作。为了提高无刷直流电机绕组的利用率，提高无刷直流电机的效率，必须采用全桥式逆变器结构作为无刷直流电机的电子换向器。

目前，在无刷直流电机应用领域，应用最为广泛的电子换向器是六管全桥逆变器。其结构如图 2.6 所示。其往往采用 120° 导通方式，即在一个电周期中，每相绕组正负各导通 120° ，在同一时刻，有两相绕组同时导通，且每 60° 电角度换向一次，各相导通示意图如图 2.7 所示。采用全桥逆变器的无刷直流电机在 120° 导通方式下，电机同时有两相绕组工作，提高了无刷直流电机的利用率，也提高了电机的出力和效率；同时，在该换向方式下，无刷直流电机同一桥臂的上下两管互差 60° 电角度导通，因此，在换向瞬间，不存在同一桥臂上下两管同时导通的情况，不必在控制上设置死区，简化了电路和控制方法，提高了系统的安全性。综上所述，采用六管全桥逆变器作为电子换向器并采用 120° 导通方式作为换向策略的无刷直流电机驱动系统，是一种具有较高效率和较好可靠性的驱动系统。

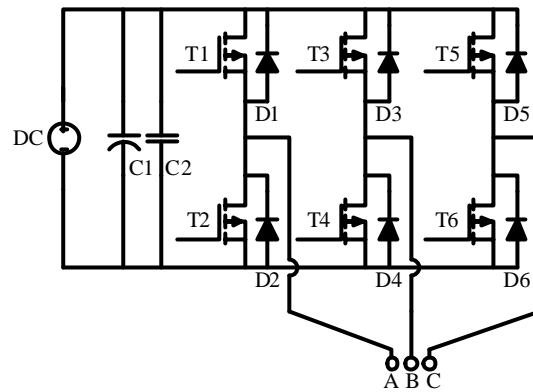


图 2.6 六管全桥式电子换向器结构示意图

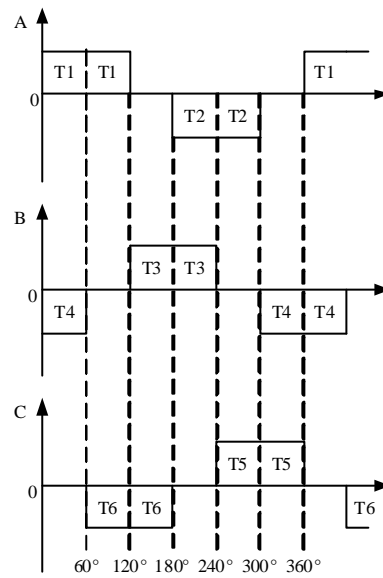


图 2.7 各相导通方式示意图

2.4 无刷直流电机的数学模型

以 120° 导通方式的 Y 形三相六状态无刷直流电机为例，本章对无刷直流电机进行了分析，并且假定：

- 1) 三相绕组完全对称，气隙磁场为方波，定子电流、转子磁场也对称分布。
- 2) 忽略齿槽、换向过程和电枢反应等的影响。
- 3) 电枢绕组在定子内表面均匀连续分布。
- 4) 磁路不饱和，不计磁滞损耗和涡流损耗。
- 5) 不计电机转动时的机械损耗和阻尼损耗。

在此基础上，列写三相绕组的电压平衡方程如下

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

式中： U_a 、 U_b 、 U_c 为定子绕组相电压（V）； i_a 、 i_b 、 i_c 为定子绕组相电流（A）； e_a 、 e_b 、 e_c 为定子绕组相反电势（V）； L 为每相绕组的自感（H）； M 为每两相绕组间的互感（H）； p 为微分算子 d/dt 。

三相绕组为 Y 形连接，且无中线，则列写电流方程得

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2.2)$$

又有

$$Mi_a + Mi_b + Mi_c = 0 \quad (2.3)$$

将式（2.2）、（2.3）代入式（2.1）得

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

无刷直流电机的电磁转矩由定子电流与转子磁钢的磁场共同作用产生，其表达式为

$$T_{em} = \frac{1}{w} (e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c) \quad (2.5)$$

运动方程为

$$T_{em} - T_L = J \frac{dw}{dt} = Jp w \quad (2.6)$$

其中： T_{em} 为电磁转矩， T_L 为负载转矩， w 为电机的机械角速度， J 为电机的转动惯量。

2.5 无刷直流电机的调速策略

对无刷直流电机的转速进行有效地调节，是无刷直流电机驱动系统的重要功能之一。而选择合适的调速策略，是实现无刷直流电机优良调速性能的保证。虽然无刷直流电机本质上是一种交流电机，但其由传统直流电机衍生而来，两者在调速策略上具有一定的相似性。目前，无刷直流电机使用的调速方式，主要有调压调速与调磁调速两种。

（1）调压调速

调压调速是无刷直流电机最常用的调速方式，其主要是通过改变加在电机电枢

绕组两端的电压来改变电机的转速，其通常是将电机的电压由额定电压向下调节，以控制电机转速由额定转速向下变化，这种调速方式能够实现驱动系统转速的大范围平滑调节，且具有较快的响应速度，属恒转矩调节。

（2）调磁调速

电机气隙磁通增加，电机转速下降；电机气隙磁通减小，电机转速上升。无刷直流电机由于磁场主要由永磁体产生，较难实现调磁调速。通常采用提前换向导通的方式，实现近似弱磁控制的效果。但弱磁调速属恒功率调节，采用弱磁控制来使电机转速上升，将会减小电机的实际出力。同时，无刷直流电机弱磁调速的速度调节范围小，动态响应慢，通常与调压调速配合使用。

综上所述，调压调速是无刷直流电机最常用、最可靠、最有效的调速方式，无刷直流电机无级调速系统一般采用调压调速。

调压调速系统的主要调节方式有以下几种：旋转变流机构调节方式、静止变流机构调节方式和 PWM 调节方式。

（1）旋转变流机构调节方式

旋转变流机构主要由一台原动机与一台发电机共同组成，其实际上是一组输出电压可调的发电机组。其能够很好地实现调压调速的功能，但其有体积庞大、系统复杂、维护不便的缺点，限制了它的应用。

（2）静止变流机构调节方式

静止变流机构是使用晶闸管的一种变流装置。其在调速性能、经济性和可靠性上都较旋转变流机构有优势，但其仍存在功率因素低、电压脉动大的缺点。

（3）PWM 调节方式

PWM 调节是一种根据能量冲量等效原理，通过将固定不变的系统电压斩成占空比可变的 PWM 波，通过改变占空比来改变电机电枢两端的平均电压的电压调节方式。其具有体积小、控制方便、调速性能好、成本低的优点，同时，其易与控制器构成闭环控制系统，控制方法灵活多变。

综上所述，无刷直流电机调速系统通常采用 PWM 调压调节方式，本文也是在 PWM 调压调节方式的基础上来构建无刷直流电机驱动系统的。

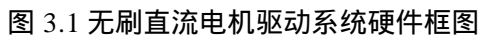
2.6 本章小结

本章分析了无刷直流电机的基本结构，介绍了其工作原理和数学模型，并简要分析了其使用的主要速度调节方式，给出了无刷直流电机工作时的状态方程描述，最终确定了建立无刷直流电机驱动系统所使用的基本调速策略 - PWM 控制，为下一步的研究奠定理论基础。

3.1 引言

3.2 无刷直流电机驱动系统的硬件设计

无刷直流电机驱动系统模块框图如图 3.1 所示,按功能大致可划分为以下几个部分:辅助电源、主功率电路、驱动隔离电路、调理及保护电路、DSP 数字控制电路、CPLD 逻辑综合电路。各部分既相互独立又互相依存,共同组成了无刷直流电机驱动系统。



辅助电源为系统各部分控制电路正常工作提供可靠的电源；主功率电路同时承担了整流与逆变的任务，为电机的正常运转提供能量，同时取代了传统直流电机上的电刷，作为电机的电子换向器；驱动隔离电路将系统计算获得的驱动信号相互隔离出来，并将信号功率增强，以确保能够正常的开通或关断功率管，同时它还通过光耦，隔离输入的位置传感器信号，确保位置信号不受干扰；调理电路将传感器测量的系统各参数值整定到控制电路所能处理的电压范围内，并消除其中存在的各种不必要的干扰和误差；保护电路确保系统在出现任何故障时能够及时停止运行，防止系统损坏；DSP 数字控制电路实现系统的各种控制算法，确保系统的正常运行；CPLD 逻辑综合电路依靠 VHDL 语言，实现系统的逻辑综合与处理。

3.2.2 辅助电源电路

本文所采用的辅助电源电路是基于 78、79 系列稳压芯片的线性电路，其电路拓扑如图 3.2 所示。

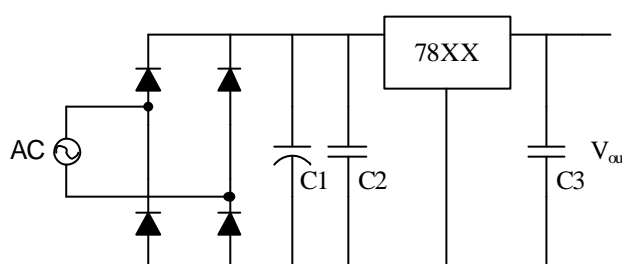


图 3.2 辅助电源电路图

虽然线性稳压芯片存在较大的功率损耗和较低的效率，在多数系统中不被作为电源的首选电路，但是，在小功率场合以及一些对效率要求不高的应用场合，线性电源芯片往往得以广泛的应用。

线性电源芯片正常工作时无需对其进行控制，工作稳定可靠，应用简单方便；同时，线性电源芯片能够十分方便地构建多路相互隔离的电源，其体积较开关电源小。

本章所设计的控制电路所需要的辅助电源对损耗和效率要求不高，也不需要太大的功率输出，简单、稳定、可靠是其唯一的要求，因此，本文采用线性电源芯片搭建辅助电源电路。

3.2.3 主功率电路

本章的主功率电路在功能上可以划分为两个部分：整流与逆变。系统采用整流滤波之后的电压供电。市电经四管整流桥整流，并通过一个大电容滤波后变为稳定的直流电。

系统的逆变电路采用最常用的六管全桥逆变电路。由于系统的功率较小，因此采用分离元件搭建主电路，并考虑抑制功率管在开通关断时产生的浪涌电压，采用一个 $2.2\mu\text{F}$ 的 CBB 电容来作为吸收电容，缓解系统所受的冲击。

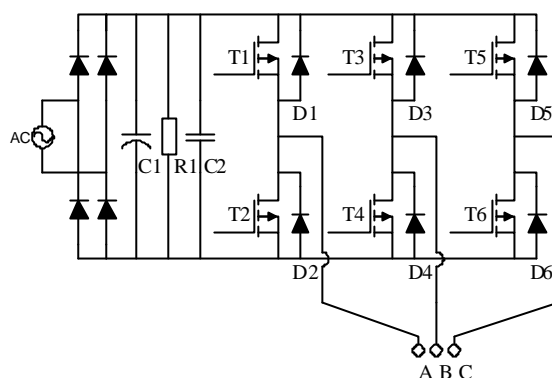


图 3.3 主功率电路

3.2.4 驱动隔离电路

驱动隔离电路的主要功能是实现对系统采样的位置信号及输出的驱动信号的隔离，并为主功率电路提供准确而大小合适的驱动信号。

无刷直流电机的正常运行需要获得实时的转子位置信息，在有位置传感器无刷直流电机驱动系统中，该信息由位置传感器来提供。常用的无刷直流电机位置传感器主要为霍尔型磁敏式位置传感器。该种位置传感器安装于电机内部，三个传感器各代表三相位置信号，互差 120° 机械角度安装，如图 3.4 所示。

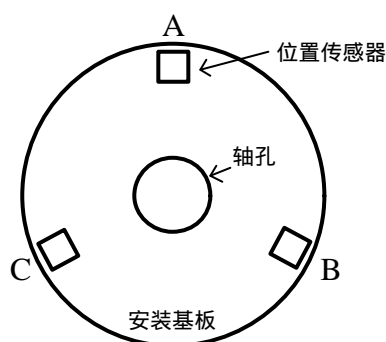


图 3.4 位置传感器安装示意图

安装于电机内部的位置传感器，在工作时往往会受电机内部电磁场信号的干扰，获得的位置信号往往会携带一些高频杂波，如果这样的信号不经处理便应用于系统，系统将无法正常运行。为了去除位置信号中的干扰，需要通过光耦隔离电路对信号进行隔离，电路如图 3.5 所示。同时，采用光耦隔离，也可防止因控制电路出现问题而使位置传感器失效或因位置传感器问题而导致控制电路的损坏。

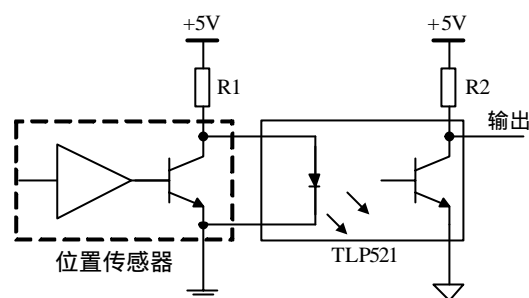


图 3.5 位置信号隔离电路

无刷直流电机的正常运转需要准确可靠的驱动信号，因此，无刷直流电机驱动系统必须具有一个可靠的驱动电路。该电路必须能够隔离不同功率管的驱动信号，还必须能够提供可靠的驱动能量以保证功率管的快速通断。

本文采用 TLP250 驱动光耦配合四路相互隔离的辅助电源来实现驱动信号的隔离，其电路如图 3.6 所示。TLP250 是东芝公司生产的一款用于电机驱动系统的驱动光耦，它具有较高的反应速度，能够满足功率管高速开关的需要；同时，具有隔离信号的能力，能够确保不同信号之间的可靠隔离；具有较强的驱动能力，能够可靠地驱动功率管开通关断；能够输出正逻辑信号，简化驱动信号的逻辑处理。

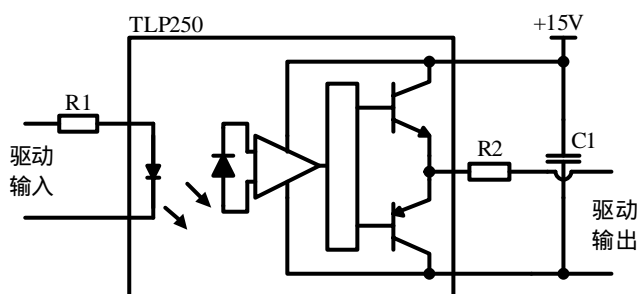


图 3.6 TLP250 驱动隔离电路

3.2.5 调理及保护电路

系统的调理电路主要用于对系统电气参数进行测量，并对测量所得的数据进行相应的处理（电平转换，滤波等），以满足系统控制的需要。调理电路的设计与系统控制方式的选择具有较大的关系，为了使系统在控制方式上更具灵活性，本系统的调理电路采用了可兼容多种控制方式的设计，可满足系统实现电流环模拟控制或电流环数字控制的需要。

调理电路主要由以下几部分组成：电流采样电路、数字控制调理电路、模拟控制调理电路。

（1）电流采样电路

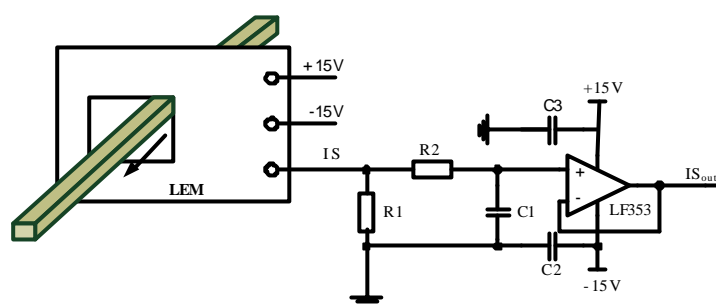


图 3.7 电流采样电路

电流采样电路如图 3.7 所示，它的主要作用是通过电流传感器对所采样的电流信号进行采样，并对采样的信号进行相应的处理。它由一个电流传感器和一个电压跟随电路组成，通过霍尔型电流传感器，实现对电流的实时检测。由于采样电阻上的电压值与实际检测的电流值成比例，检测该电压即可获得实际的电流值。检测得到的电压信号通过滤波电路滤去干扰毛刺后由电压跟随器处理，并提供给下一级电路。

当检测电流远小于窗口式电流传感器的电流量程时，可通过在窗口式电流传感器的窗口中绕制 N 匝线圈的方式来实现对电流信号的准确检测，此时检测到的电流大小即为实际的 N 倍，这种采样方式，可提高电流传感器的窗口槽满率，有利于提高电流传感器的测量精度。

(2) 数字控制调理电路

数字控制调理电路如图 3.8 所示，它的主要作用是将采样所得信号的电平值处理到 DSP 的 A/D 口可以接受的 0-3.3V 的电平范围内。

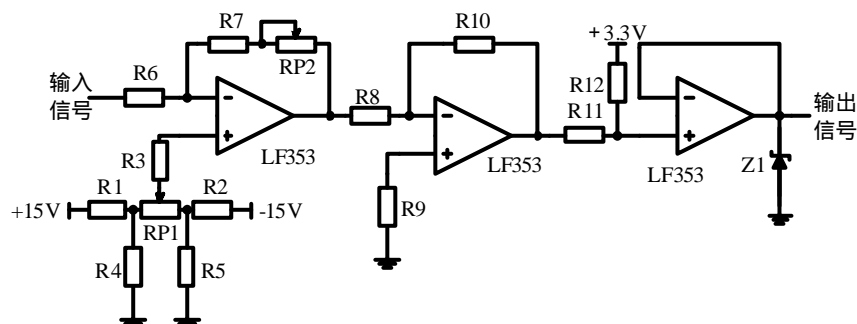


图 3.8 数字控制的调理电路

它由一个反相比例电路、一个等比例符号变换电路与一个电压跟随电路组成。反相比例电路的作用是对采样得到的电压进行比例缩放，并通过对运放正相端电位的调节来消除电路的零点漂移。由于反相比例电路会使电压信号的符号倒置，所以后续必须跟一个等比例的符号变换电路来保证输出的电压信号与输入的电压信号在符号上的一致性。在该电路之后，可通过串联一个由两个电阻组成的加法器来使信号处于 0-3.3V 之间，保证 DSP 芯片 A/D 口采样的需要。最后，处理后的信号经一

个电压跟随器与一个 3.3V 的稳压管（用于对 A/D 口进行过压保护）与 DSP 的 A/D 口直接相连。

（3）模拟控制调理电路

模拟控制调理电路如图 3.9 所示，它的作用是对采样得到的信号电平取绝对值，并调节信号电平的大小。它实际上是一个信号幅值可调的绝对值电路。它将采样得到的电压信号比例变化并取绝对值后，提供给模拟通道的滞环比较电路，同时，该信号也被送至故障检测电路，用于过流故障的检测。

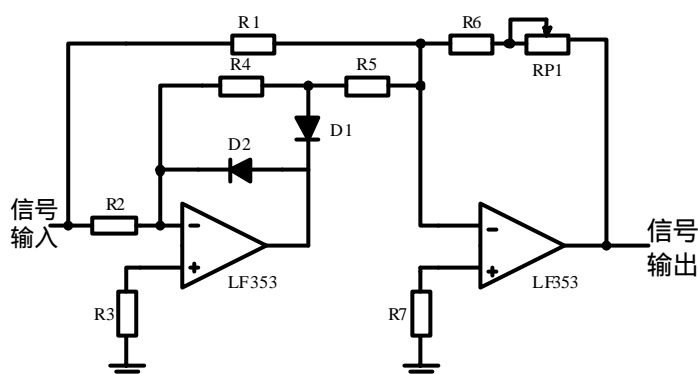


图 3.9 模拟控制调理电路

实际使用过程中，由于运放温漂及零漂影响，绝对值电路的零点往往会发生偏移；而电阻值之间的偏差，将会使得绝对值电路输出信号正负波头的幅值不等。为了消除上述影响，可将绝对值电路按图 3.10 所示进行改良，保证波形的调理质量。

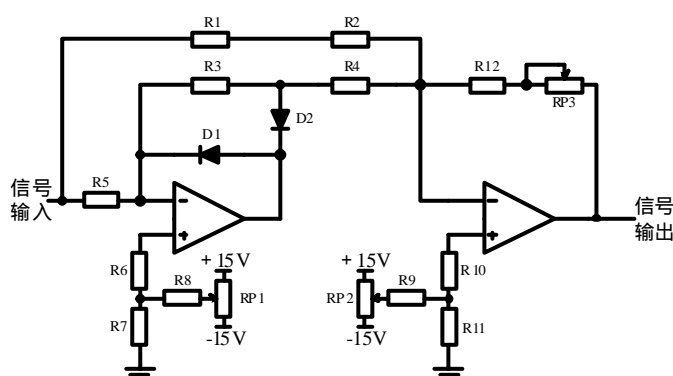


图 3.10 改良后的模拟控制调理电路

为验证绝对值电路的有效性，本章采用 ANSOFT 公司 SIMPLORER 电路仿真软件进行仿真，系统输入正弦电压信号，幅值为 4.5V、频率 50Hz，其输入波形如图 3.11 所示，绝对值电路输出波形如图 3.12 所示，从图中可以看出，当输入信号为正时，输出信号跟随输入信号；当输入信号为负时，输出信号是输入信号的反向，电路能够较好地完成绝对值操作。

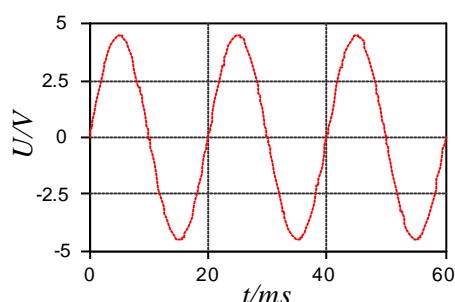


图 3.11 绝对值电路输入信号

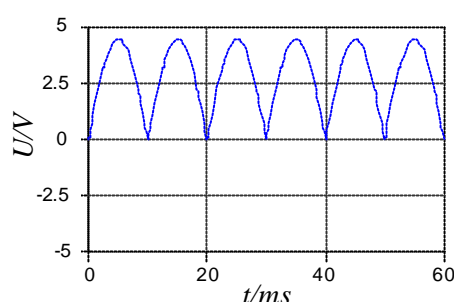


图 3.12 绝对值电路输出信号

保护电路的作用是对系统出现的各种不正常工作状态进行处理，它能够在系统出现故障时，及时停止系统运行，锁定故障信号，并给出相应的示警信息。

系统保护电路主要实现的是对过流故障的保护，其电路如图 3.13 所示，母线电流信号由安装在逆变器母线上的电流传感器测得，经过绝对值电路后，通过 LM311 与保护门限信号比较，获得相应的保护输出。

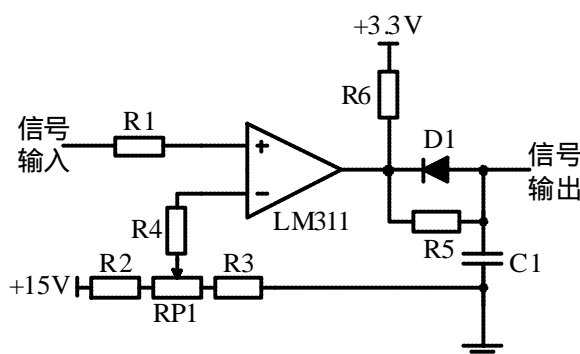


图 3.13 电流故障保护电路

为了可靠地保护系统安全，必须对故障信号进行锁存处理。本系统采用 CPLD 芯片来实现系统保护信号的锁存，其具体实现将在 3.2.7 节内详细介绍。

为了保护系统，被保持下来的保护信号，分别被送至 74HC245 及 DSP 的相应管脚。送入 74HC245 使能端的保护锁存信号，将封锁系统的驱动输出；而取非后的保护锁存信号送入 DSP 的 $\overline{\text{PDPINTA}}$ 引脚，将触发 DSP 的保护中断程序，停止 DSP 运行，封锁 DSP 的驱动输出。

在系统出现故障后，需要有相应的显示信号来提示操作人员迅速进行处理。因此，系统的保护电路必须具有故障显示的能力。本系统采用声光报警的形式来显示系统故障，其电路如图 3.14 所示。当系统保护时，被锁存的保护信号的反逻辑输出端 $\overline{\text{FAULT}}$ 输出低电平，点亮用于显示故障的发光二极管；而保护信号的正逻辑输出端 FAULT 输出高电平，导通三极管，触发蜂鸣器电路工作，发出声音报警信号。

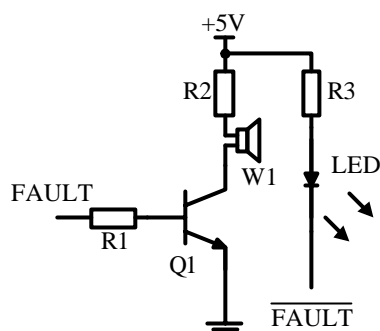


图 3.14 保护示警电路

3.2.6 DSP 数字控制电路

本系统采用 TI 公司的 DSP 芯片来构成其数字控制的核心。该部分主要包括 DSP 芯片、CPLD 芯片及外围辅助电路，其结构框图如图 3.15 所示。

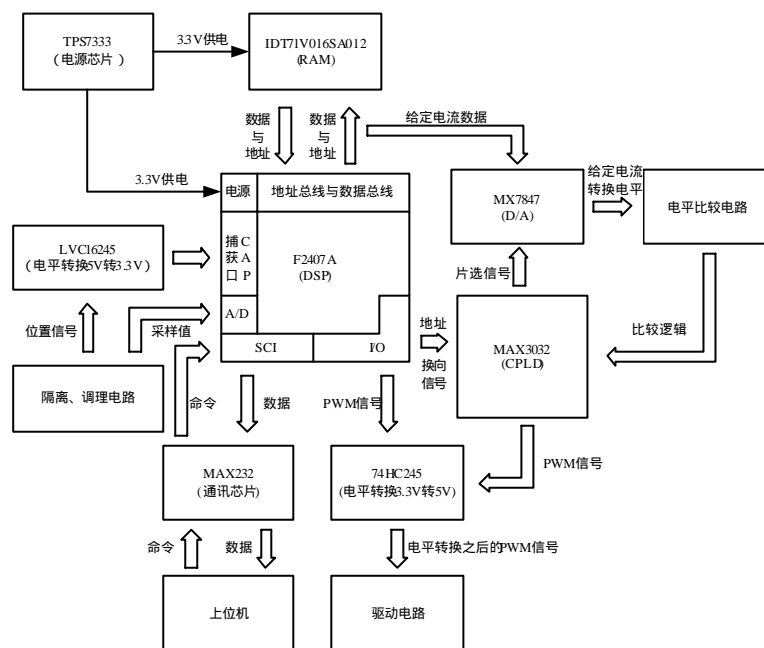


图 3.15 DSP 数字控制电路结构框图

DSP 芯片采用美国 TI 公司的 TMS320LF2407A 型芯片，该型芯片具有以下特点：

- 1) 采用高性能静态 CMOS 技术，使得供电电压降为 3.3V，减小了功耗，30MIPS 的执行速度使得指令周期缩短到 33ns，使其具有较高的实时控制能力。
- 2) 片内有高达 32KB 的 FLASH 程序存储器、高达 1.5KB 的数据/程序 RAM、544B 双口 RAM(DARAM)和 2KB 的单口 RAM(SARAM)。保证了程序存储及数据保存的需要。
- 3) 具有两个事件管理器模块 EVA 及 EVB，可方便地进行电机控制。
- 4) 可扩展 192K 字的外部存储空间。

5) 10 位 A/D 转换器最小转换时间为 500ns, 可选通过事件管理器来触发两个 8 位 A/D 转换器或一个 16 位 A/D 转换器, 满足实时采样的需求。

6) 具有控制器局域网 (CAN) 2.0B 模块、串行通信接口模块 (SCI)、16 位串行外设接口模块 (SPI), 能方便地进行通讯。

DSP 的供电采用 TPS7333 芯片, 该芯片可将由辅助电源提供的 5V 电平转换为精度较高的 3.3V 电平, 其精度及供电能力能够满足 DSP 正常工作的需要。而在数字电源与模拟电源之间串入高频磁珠进行滤波处理, 有效地防止电源之间的干扰。

DSP 芯片的片内存储单元已能满足程序编写基本运行时数据的存储要求, 为了增加系统的可靠性和扩展能力并方便调试, 系统在 DSP 片外外扩了 128KB 的双口 RAM(IDT71V016SA012)。

由于 DSP 各端口的输入输出信号均为 3.3V 电平, 而外部电路均为 5V 电平, 所以在设计时采用 LVTH16245 及 74HC245 芯片进行电平转换。

DSP 通过 MX7847 芯片进行 D/A 转换, 该芯片为 12 位双通道并行 D/A 转换芯片, 能够以较快的速度将 DSP 中的计算数值转换成模拟电平输出。通过它与外围的两个高速电压比较器 (LM311), 可构成模拟电流环, 实现电流环的模拟调节。

DSP 通过 MAX232 芯片与 DSP 自带的 SCI 通讯接口可以实现基于 RS232 标准的通讯功能, 能够方便地与上位机进行通讯。通过 DSP 自带的 SPI 接口, 也可实现与下位机之间的通讯。

DSP 通过 CPLD 芯片来实现大部分的逻辑处理及综合功能, 该部分将在 3.2.7 节中详细介绍。

本系统通过改良 DSP 驱动输出电路的方法来确保系统的运行安全。其电路如图 3.16 所示。

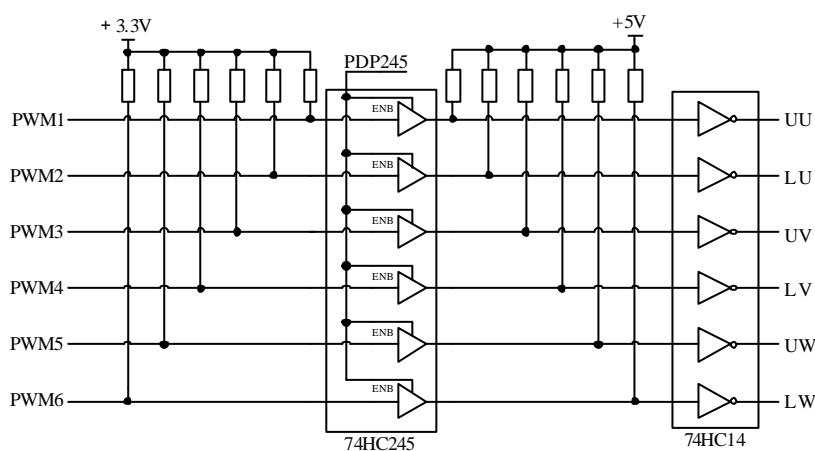


图 3.16 PWM 输出驱动电路和保护电路

DSP 芯片在程序未运行前, PWM 输出引脚呈现高阻态, 此时, 引脚的输出电平不确定, 若不固定驱动信号的电平, 系统在开机瞬间存在桥臂直通的危险。为了

确保系统开机瞬间的安全，本系统采用一个 10K 的排阻对六路驱动信号进行上拉处理。当系统开机时，由于各驱动引脚处于高阻态，通过上拉电阻上拉后各引脚的电平被固定为高电平，从而保证了系统的开机安全。

系统通过保护锁存电路的输出端输出驱动封锁信号来封锁系统的驱动输出。当系统保护时，保护锁存电路的输出端输出高电平给 74HC245 的使能端，此时 74HC245 的信号封锁功能被激活，74HC245 输出引脚停止向外输出电平信号，各输出引脚为高阻态。同样，为了保证系统在保护时不因电平不定而造成误导通，在 74HC245 的输出端必须添加上拉电路。

3.2.7 CPLD 逻辑综合的实现

本系统为了提高逻辑综合能力、减少元件个数、增加功能实现的灵活性，同时降低逻辑综合电路的设计难度，采用 CPLD 芯片来实现系统的大部分逻辑综合功能。

本系统的主要逻辑综合功能如下：模拟滞环斩波控制的实现、保护信号的防抖处理、模拟控制驱动信号的逻辑综合及频率限制、D/A 芯片地址译码及通道选择。

CPLD 模块的系统功能框图如图 3.17 所示。

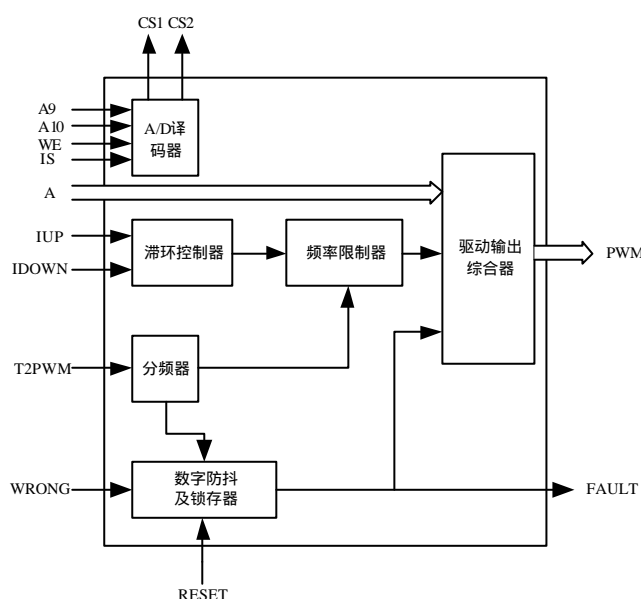


图 3.17 CPLD 模块的系统功能框图

（1）模拟滞环斩波控制的实现

本系统的内环模拟控制采用滞环控制方式，用于滞环信号逻辑综合的是由两块电压比较器芯片 LM311 提供的电压比较信号，分别对应滞环的上限与下限。

滞环控制器真值表如表 3.1 所示，其中 IUP 为上限比较信号，IDOWN 为下限比较信号， Q_n 为滞环控制器当前输出。 Q_{n-1} 为滞环控制器前一时刻输出。

表 3.1 滞环控制器真值表

IUP	IDOWN	Q_n	Q_{n-1}
0	0	1	X
0	1	1	1
0	1	0	0
1	1	0	X

(注：表中“X”表示信号为任意值。)

(2) 保护信号的防抖与锁存

直接锁存调理电路上获得的保护信号来进行系统保护，是不合适的。由于电路上的干扰等因素，调理电路上获得的保护信号往往带有“虚警”的可能，为了有效地排除“虚警”信号，可采用延时检测的方法对保护信号进行数字滤波，如图 3.18 所示。

在 CPLD 中，可采用 VHDL 语言编写状态机程序来实现保护信号的数字滤波，并实现对信号的锁存。状态机功能示意图如图 3.19 所示，图中 FAULT 为保护锁存输出信号，CLK 为采样脉冲信号，RESET 为状态机清零信号，WRONG 为保护信号输入。

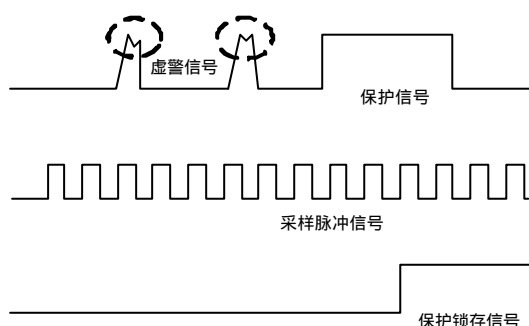


图 3.18 保护信号的数字滤波示意图

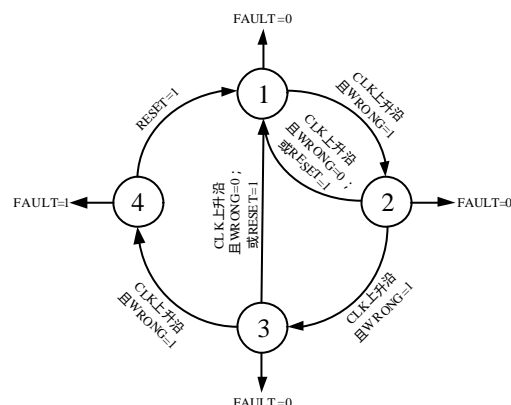


图 3.19 状态机功能示意图

(3) 模拟控制驱动信号的逻辑综合与频率限制

系统的模拟控制驱动信号主要由换向信号、PWM 斩波信号、保护锁存信号综合而成。信号合成的真值表如表 3.2 所示，其中 A 为换向信号，B 为限频后的 PWM 斩波信号，FAULT 为保护锁存信号，PWM 为模拟控制驱动输出信号。由于功率开关管对开关的最高频率有限制，过高的开关频率会导致开关管损耗增加，所以必须对驱动信号的频率进行限制。本系统采用边沿检测的方法来实现对驱动信号频率的限制。其真值表如表 3.3 所示，其中 Q 为斩波信号，PWMCLK 为采样时钟信号，

B_n 为频率限制器的当前输出信号， B_{n-1} 为频率限制器前一时刻的输出信号。

表 3.2 驱动逻辑综合真值表

A	B	FAULT	PWM
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	1
1	1	1	0

表 3.3 频率限制器真值表

Q	PWMCLK	B_n	B_{n-1}
0	上升沿	0	X
1	上升沿	1	X
0	下降沿	1	1
0	下降沿	0	0
1	下降沿	0	0
1	下降沿	1	1

(注：表中“X”表示信号为任意值。)

(4) D/A 芯片地址译码及通道选择

本系统采用的 D/A 芯片 MX7847，是 12 位双通道 D/A 转换芯片。该芯片在工作时，需要提供相应的通道选择信号，才能正常输出。将 DSP 的读写信号结合 ALTERA 公司的 EPM3032ATC44-10CPLD 芯片，可以很方便地实现 D/A 转换地址的译码。其 D/A 转换中译码电路的输入输出信号逻辑关系如式 (3.1) 所示。

$$\begin{cases} \overline{CS1} = \overline{IS} + \overline{WE} + A9 + A10 \\ \overline{CS2} = \overline{IS} + \overline{WE} + \overline{A9} + A10 \end{cases} \quad (3.1)$$

其中： $\overline{CS1}$ 、 $\overline{CS2}$ 为 D/A 转换芯片 MX7847 的通道 A、通道 B 的片选信号， \overline{IS} 为 TMS320LF2407A DSP 的 I/O 空间选通信号， \overline{WE} 为 DSP 写使能引脚，A9、A10 为 DSP 地址线。

当 \overline{IS} 和 \overline{WE} 为低时，若 $A9 = 0$ 、 $A10 = 0$ 时， $\overline{CS1} = 0$ 、 $\overline{CS2} = 1$ ，MX7847 的通道 1 输出更新，若 $A9 = 1$ 、 $A10 = 0$ 时， $\overline{CS1} = 1$ 、 $\overline{CS2} = 0$ ，MX7847 的通道 2 输出

更新。

3.3 无刷直流电机驱动系统的软件设计

系统的正常运行离不开可靠的软件支持。整个 DSP 软件系统程序包括主程序和中断服务子程序。主程序的主要功能有各种常量、变量、寄存器、I/O 口、SCI、事件管理器等的初始化以及转子初始检测；中断服务子程序主要功能是完成各信号的检测、实现系统的控制算法、对系统进行软件保护。

3.3.1 系统初始化程序

系统初始化程序流程如图 3.20 所示。通过系统的初始化程序，设定了系统各部分的功能与时序，保证了系统其它程序的正常运行和功能的正常实现。保护中断子程序是系统初始化过程中定义的最高优先级中断程序，作用是在系统出现故障时，停止系统的一切功能并禁止系统输出信号，其流程图如图 3.21 所示。

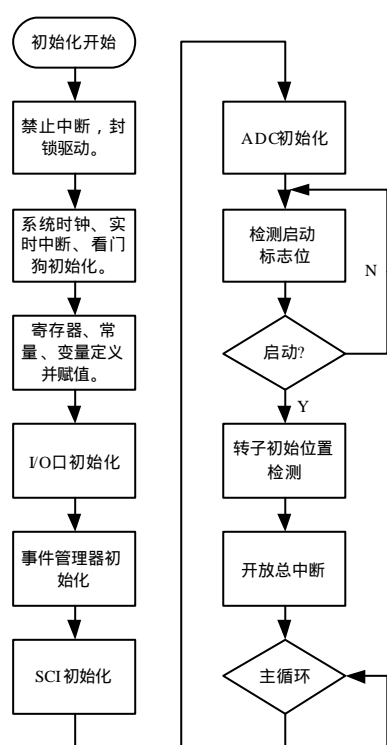


图 3.20 系统初始化程序流程图

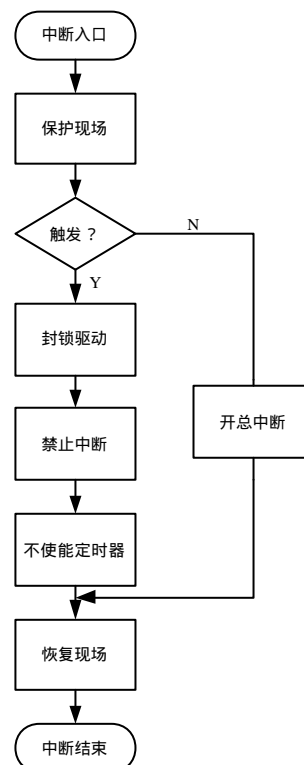


图 3.21 保护中断子程序流程图

3.3.2 系统自检程序

为了检测 DSP 数字控制系统的功能是否正常，需要设计相关程序对 DSP 系统的时钟、A/D 口、D/A 转换、PWM 输出、I/O 功能等进行检测。为了满足系统检测

需要，并在系统正常运行时不占用系统资源，本系统额外设计了一套用于系统检测的程序，配合系统的各部分接口硬件，可在需要的时候执行对系统的检测，且该程序相对简单，可移植性强。其程序流程如图 3.22、3.23 所示。

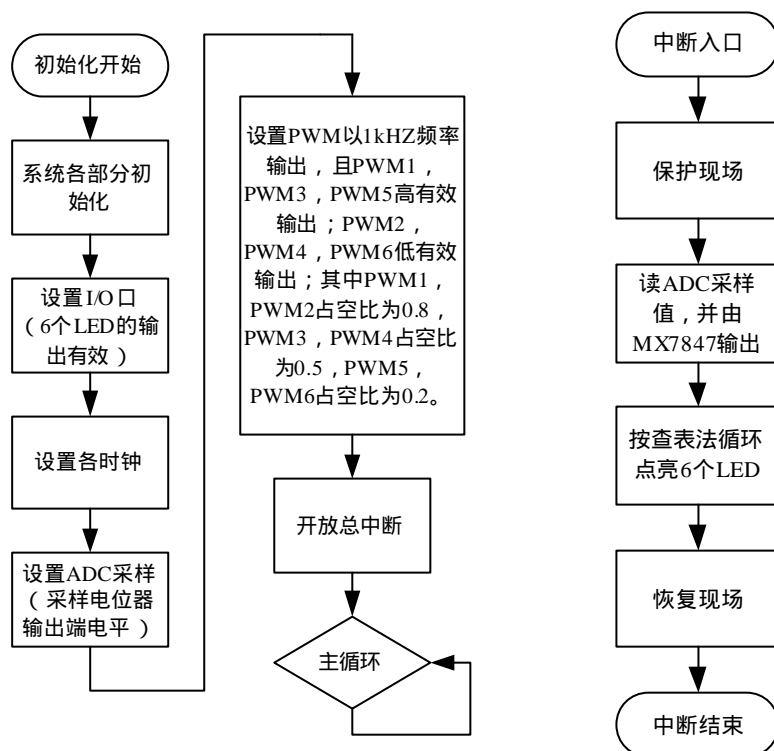


图 3.22 系统自检初始化程序流程图

图 3.23 自检中断程序流程图

3.3.3 系统调速程序

通过启动过程之后，软件进入实际运行阶段，此时，软件的主要工作为对电机的出力及转速进行调节。无刷直流电机驱动系统控制框图如图 3.24 所示。

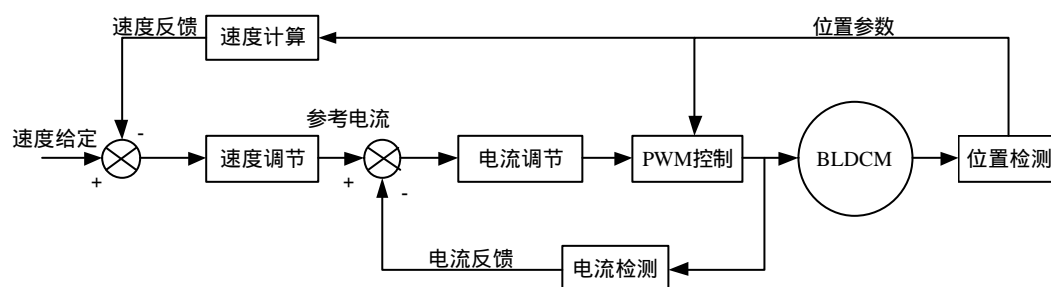


图 3.24 无刷直流电机驱动系统控制框图

转速调节的关键程序是捕获中断程序与 A/D 中断程序。捕获中断程序主要用于计算电机转速、控制电机换向，包括换向与速度计算两个子程序；A/D 中断程序主要用于电机转速及出力的调节，包括电机转速调节和电流调节两个子程序。

(1) 捕获中断程序

捕获中断子程序流程如图 3.25 所示；速度参数计算子程序流程如图 3.26 所示；换向控制子程序流程如图 3.27 所示。

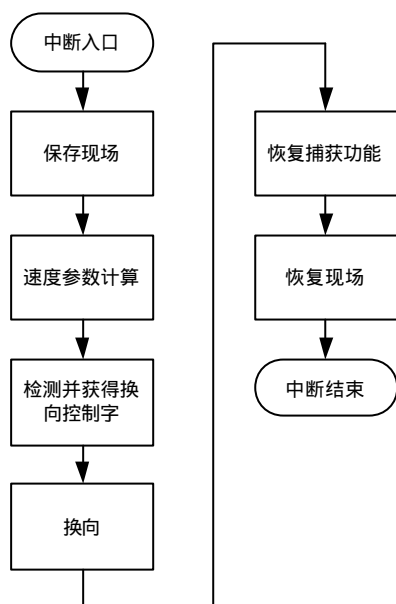


图 3.25 捕获中断子程序流程图

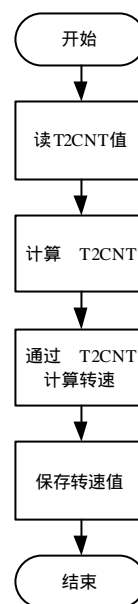


图 3.26 速度参数计算子程序流程图

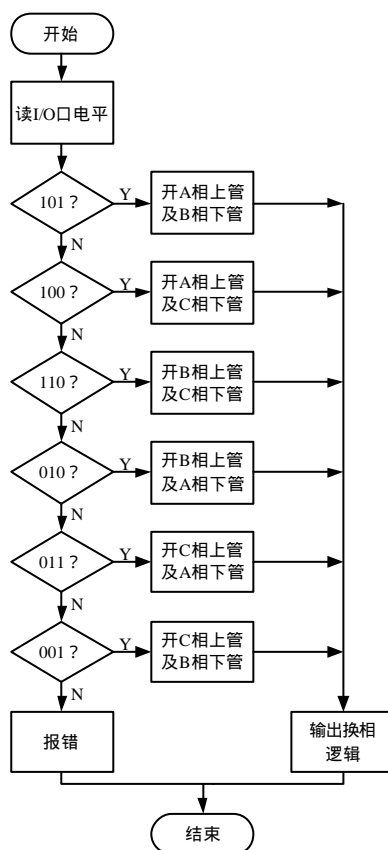


图 3.27 换向控制子程序流程图

(2) A/D 中断主程序

A/D 中断子程序流程图如图 3.28 所示；速度调节子程序流程如图 3.29 所示。电流调节子程序流程如图 3.30 所示。

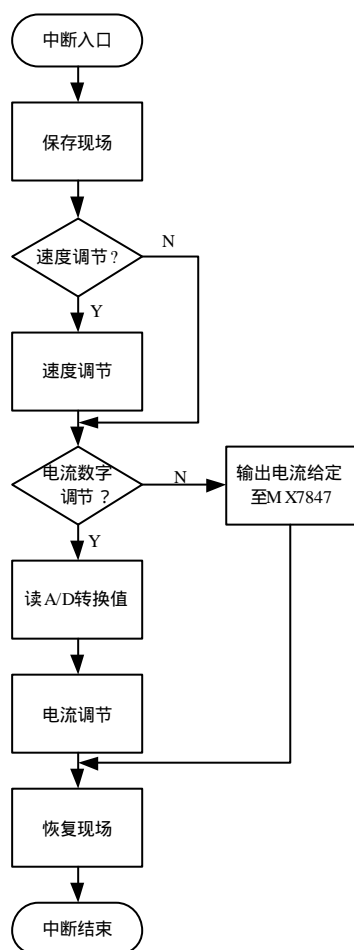


图 3.28 A/D 中断子程序流程图

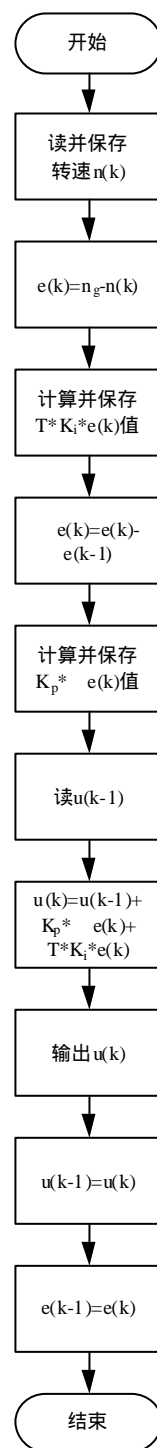


图 3.29 速度调节子程序流程

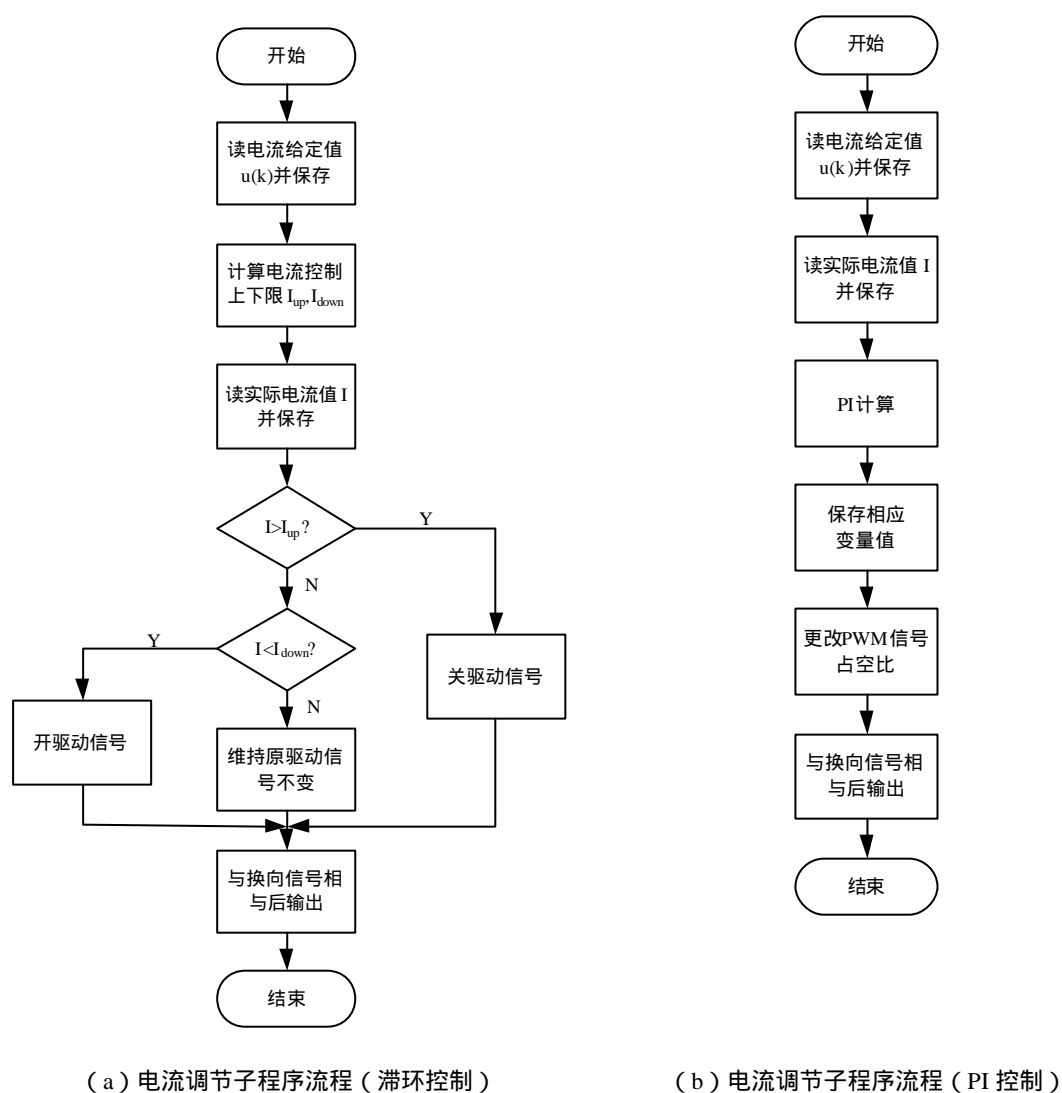


图 3.30 电流调节子程序流程

3.4 小结

本章主要设计了基于 DSP + CPLD 的无刷直流电机驱动系统实验研究平台，给出了部分硬件系统的原理图和软件流程图。为提高驱动系统的可靠性和控制性能，采取了下列措施：

- 1) 采用光耦对电机输入的位置信号进行隔离，有效减小了位置信号的干扰。
- 2) 对系统采用了两种控制方式：数字控制及数模混合控制，同时，在硬件设计上采用两套独立的驱动通道分别支持两种控制方式，系统控制灵活可靠。
- 3) 采用 CPLD 设计系统的逻辑处理功能，简化了电路设计，使系统构成更为灵活；利用 CPLD 设计了数字滤波电路，有效的改善了系统保护的可靠性。

第四章 基于滑模变结构控制的无刷直流电机驱动系统

4.1 引言

近年来,一种新型控制方法 - 滑模控制在电机控制领域受到了广泛的关注。滑模变结构控制具有对系统参数变化及外界扰动影响不敏感的突出特点,同时,滑模变结构控制不需要十分精确的数学模型,在实现过程中具有降阶解耦、算法简单的特点,且对硬件电路要求不高。以上优点使滑模变结构控制在电机控制领域具有广阔的应用前景。目前,滑模变结构控制在永磁同步电机控制中已得到了广泛的研究,而应用于无刷直流电机的研究仍处在起步阶段,仅有少量这方面的文章报道。

本章将对滑模控制在无刷直流电机驱动系统中的应用展开研究,介绍滑模控制器的构建方法,并通过引入前馈控制,来进一步提高传统滑模控制的性能。

4.2 滑模变结构控制的发展现状

滑模变结构控制本质上是一类特殊的非线性控制。这种控制与其它控制策略不同的是,控制器的结构能随着系统控制变量的状态发生变化,从而迫使系统按照预定的状态轨迹运动。

滑模控制出现于 20 世纪 50 年代,目前已成为一个相对独立的研究分支,在线性与非线性系统、连续与离散系统、确定性与不确定性系统、集中参数与分布参数系统、集中控制与分散控制系统中均有相应的研究,并在实际工程应用中逐渐得到推广,如电机与电力系统控制、机器人控制、飞机控制、卫星姿态控制等。

纵观滑模控制的发展过程,大致可将滑模控制的历史分为三个阶段^[30]:

(1) 1957-1962

滑模控制的起始阶段。前苏联学者 Utkin 和 Emelyanov 提出了滑模变结构控制的基本概念,其基本的研究对象为二阶线性系统。

(2) 1962-1970

开始对高阶线性系统进行研究,但仍限于单输入 - 单输出系统。主要研究方向为高阶线性系统在线性切换函数下控制受限问题。

(3) 1970 以后

在线性空间上研究线性系统的变结构控制。主要结论为变结构控制对摄动及干扰具有不变性。对滑模控制所产生的抖振进行了精确的分析和评估,提出了多种解决方案。对滑模的正常运动段进行研究,提出了趋近率的概念。同时,对离散系统

的抖振问题进行相应的研究，并成为这一阶段的研究重点。

近年来，滑模控制在电机调速领域得到了一定的应用与发展，在几种不同的电机控制系统中得到了应用。文献[31-35]分别介绍了滑模控制在永磁同步电机伺服系统及开关磁阻电机调速系统中的应用；文献[36-40]分别介绍了应用于无刷直流电机控制系统的滑模控制器；文献[36]研究了几种用于无刷直流电机调速系统的滑模控制器结构，并对它们分别进行了仿真；文献[37]阐述了滑模控制在无位置传感器无刷直流电机控制系统中的应用；文献[38]将模糊控制与滑模控制相结合，有效减小了系统抖振；文献[39]介绍了一种用于无刷直流电机控制系统的全局滑模控制器；文献[40]在滑模控制中引入了一种新型的转矩观测器，减小了控制系统的误差。但上述文献中所设计的滑模控制器，大多控制较复杂，实时性有待于改进。

4.3 滑模控制的基本理论

4.3.1 滑模控制的基本概念

在一般情况下，对于式(4.1)所示的系统，在状态空间中存在一个切换面 $s(x)$ ，将状态空间划分为两个部分。

$$\dot{x} = f(x) \quad (4.1)$$

则该系统在状态空间中的运动轨迹可分成以下四种类型：

- 1) 从状态空间趋向切换面；
- 2) 从切换面向状态空间发散；
- 3) 穿越切换面；
- 4) 维持在切换面上运动。

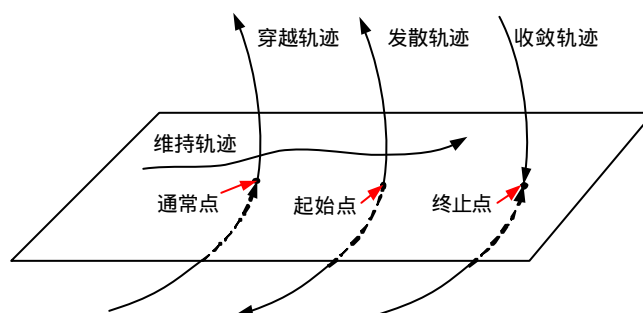


图 4.1 系统在状态空间中的运动轨迹及各状态点示意图

前三种运动轨迹与切换面存在的交点可分为终止点、起始点和通常点，如图 4.1 所示。起始点与通常点并无特别意义，而终止点则具有特殊的含义。若系统在状态空间中的某一区域中的点均为系统运动轨迹的终止点，那么，这个区域对于系统的

运动点来说具有吸引作用，系统的最终运动就会维持在该区域中，该区域即被称为滑模区，系统在该区域中的运动就被成为滑模运动。

设有一个系统

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u, t) \\ y = h(x) \end{cases} \quad \begin{matrix} x \in R^n & u \in R^m & t \in R \\ y \in R^L & n \geq m \geq L \end{matrix} \quad (4.2)$$

确定一个切换函数矢量

$$s = s(x) \quad s \in R^m \quad (4.3)$$

求解控制函数

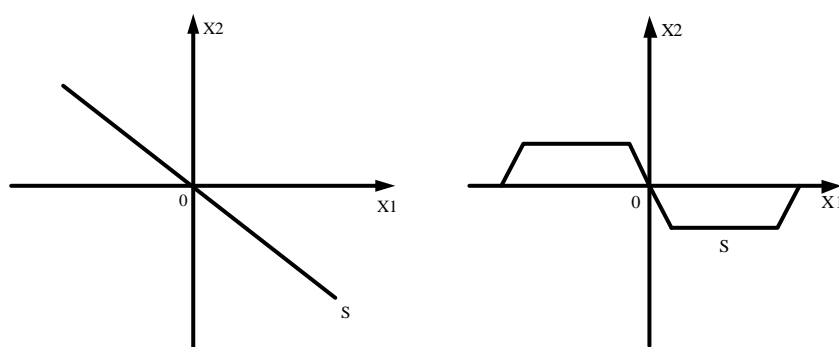
$$u_i = \begin{cases} u_i^+(x) & s_i(x) > 0 \\ u_i^-(x) & s_i(x) < 0 \end{cases} \quad (4.4)$$

其中， $u_i^+(x) \neq u_i^-(x) \quad (i=1, \dots, m)$ 。

若满足滑模的可达性条件 $\dot{s}s < 0$ ，则系统在切换面上会沿着固定的轨迹产生滑模运动，而由式(4.4)所描述的控制，称为滑模变结构控制，也称滑模控制。

4.3.2 滑模控制的运动轨迹设计

滑模控制的运动轨迹设计，即是对系统切换面的设计。滑模的切换面往往通过一个由系统各阶状态变量组成的函数来表示。滑模控制的切换面选择往往与系统的实际需要密切相关，所设计的运动轨迹往往与系统实际需要的运动轨迹相一致。图4.2所示为两种在不同领域中使用的滑模切换面。



(a) 速度控制系统滑模切换面设计

(b) 伺服系统滑模切换面设计

图 4.2 常见的两种滑模切换面设计

通常，单输入的滑模控制系统的切换面函数为系统各阶状态变量的线性组合。如式(4.5)所示

$$s = c^T x$$

$$\begin{aligned}
 &= [c_1, \quad c_2, \quad K \quad c_n] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ M \\ x_n \end{bmatrix} \\
 &= c_1 x_1 + c_2 x_2 + \Lambda + c_n x_n
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

令 $s=0$ ，可确定滑模控制的运动模态，即

$$c_1 x_1 + c_2 x_2 + \Lambda + c_n x_n = 0 \tag{4.6}$$

从式 (4.6) 可以看出 c_1 、 c_2 ... c_n 线性相关，取 $c_n=1$ ，因此切换函数可写为

$$s = c_1 x_1 + c_2 x_2 + \Lambda + c_{n-1} x_{n-1} + x_n \tag{4.7}$$

如果系统只存在两个状态变量 x_1 和 x_2 ，则系统的滑模面可以表示为

$$s = c_1 x_1 + x_2 \tag{4.8}$$

对式 (4.7) 所示的系统切换函数的设计主要为对系数 c_i 的设计，合理的 c_i 是滑模控制器优良控制性能的保证。

4.3.3 滑模控制的基本控制率

在实际滑模控制中，主要有以下几种控制方法：

(1) 常值切换控制

$$u_i = \begin{cases} K_i^+(x) & \text{当 } s_i(x) > 0 \\ K_i^-(x) & \text{当 } s_i(x) < 0 \end{cases} \tag{4.9}$$

(2) 函数切换控制

$$u_i = \begin{cases} u_i^+(x) & \text{当 } s_i(x) > 0 \\ u_i^-(x) & \text{当 } s_i(x) < 0 \end{cases} \tag{4.10}$$

(3) 比例切换控制

$$\begin{aligned}
 u_j &= f_{ij} x_i \\
 f_{ij} &= \begin{cases} a_{ij} & \text{当 } x_i s_i(x) > 0 \\ b_{ij} & \text{当 } x_i s_i(x) < 0 \end{cases}
 \end{aligned} \tag{4.11}$$

其中： a_{ij} 及 b_{ij} 都是实数。

(4) 趋近律控制

1) 等速趋近律控制

$$\frac{ds}{dt} = -\epsilon \text{sign}(s) \tag{4.12}$$

其中： $e > 0$ 。

2) 指数趋近律控制

$$\frac{ds}{dt} = -e \operatorname{sign}(s) - ks \quad (4.13)$$

其中： $e > 0$ ， $k > 0$ 。

3) 幂次趋近律控制

$$\frac{ds}{dt} = -e|s|^a \operatorname{sign}(s) \quad (4.14)$$

其中： $e > 0$ ， $0 < a < 1$ 。

4) 一般趋近律控制

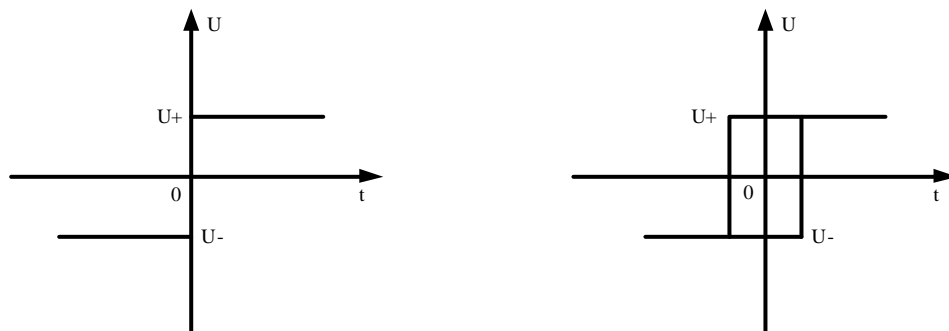
$$\frac{ds}{dt} = -e \operatorname{sign}(s) - f(s) \quad (4.15)$$

其中： $f(0)=0$ ，且当 $s \neq 0$ 时， $sf(s) > 0$ 。

4.3.4 滑模控制的抖振问题

滑模控制自身的抖振问题是滑模控制的基本问题，是制约滑模控制应用的主要因素之一。

对于一个理想的滑模变结构系统，如果控制器在切换过程中具有理想的开关特性（即在时间与空间上不存在滞后，如图 4.3（a）所示），且系统状态测量精确无误，控制量不受限制，则滑模运动总是降维的光滑运动，并渐进稳定于原点，不会出现抖振。但对于一个现实中的滑模系统，特别是离散的滑模控制系统，这些条件无法完全满足，控制器的开关在时间与空间上存在滞后（如图 4.3（b）所示），则抖振必然存在，且只能被削弱，无法消除。



（a）理想滑模开关状态

（b）实际滑模开关状态

图 4.3 理想滑模开关状态与实际滑模开关状态示意图

目前，产生抖振的原因有以下几种：

1) 时间滞后开关；

- 2) 空间滞后开关；
- 3) 系统惯性影响；
- 4) 离散系统本身造成的抖振。

针对抖振产生的原因，经过多年的研究，许多学者提出了在不同角度上的解决方案，如采用准滑模态的方法，对滑模控制器的设计上采用连续函数近似，并改善滑模运动的边界层，以此来改善滑模控制在滑模线两侧的非连续性；通过趋近率控制，改善滑模控制的运动品质，削弱滑模控制在穿越滑模线时的加速度；根据等效控制理论，采用滤波的方法，对滑模控制器输出进行观测，以削弱控制器输出的开关特性；采用现代控制方法（如模糊控制、神经网络控制等）与滑模控制相结合，依靠其它控制方法的优良特性来削弱系统抖振等^[30]。

4.3.5 等效控制

采用滑模变结构的非连续性控制，当系统运动点在控制器的开关作用下沿滑模平面运动时，可认为它是在某一连续控制作用下实现该运动的，该连续控制量被称为等效控制量。理论上，等效控制可获得与开关控制同样的性能且不存在抖振问题。实际中，等效控制的函数近似等于控制的平均值。

4.4 基于滑模控制的速度调节器设计

4.4.1 基于比例切换控制率的传统滑模控制速度调节器设计

滑模控制器不仅控制方法简单，而且设计也较一般控制器方便。利用无刷直流电机数学模型，即可对无刷直流电机驱动系统的滑模控制器进行设计。

令 $x_1 = w_g - w_m$ ， $x_2 = \dot{x}_1$ ，并忽略电机的摩擦阻尼，可得无刷直流电机控制系统的状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -b \end{bmatrix} u \quad (4.16)$$

其中： w_g 为给定角速度， w_m 为实际角速度， u 为控制器输出， b 为一正数。

由电机运动方程式（2.6），并对其两边求导可得

$$\ddot{w}_m = \frac{k_t}{J} i \quad (4.17)$$

其中： k_t 为电磁转矩常数， J 为转动惯量， i 为给定电流输出。则由式（4.16）与式（4.17）可得

$$-bu = -\frac{k_t}{J} \dot{i} \quad (4.18)$$

即

$$\dot{i} = \frac{Jb}{k_t} u \quad (4.19)$$

令 $\frac{u}{\dot{i}} = t$, 则

$$b = \frac{k_t}{Jt} \quad (4.20)$$

根据比例切换控制律, 令滑模控制器输出为

$$u = y_1 x_1 + y_2 \dot{x}_1 \quad (4.21)$$

代入式 (4.19) 得

$$\dot{i} = \frac{Jb}{k_t} (y_1 x_1 + y_2 \dot{x}_1) \quad (4.22)$$

为了满足滑模控制系统的稳定性和滑模的可达性, 必须满足

$$S \cdot \dot{S} < 0 \quad (4.23)$$

令滑模线为 $S = cx_1 + \dot{x}_1 = 0$, 将式 (4.16)、(4.19)、(4.20)、(4.21)、(4.22)

代入式 (4.23) 得控制器的参数取值范围为

$$y_1 = \begin{cases} a_1 > 0 & \text{当 } Sx_1 > 0 \\ b_1 < 0 & \text{当 } Sx_1 < 0 \end{cases} \quad (4.24)$$

$$y_2 = \begin{cases} a_2 > \frac{Jtc}{k_t} & \text{当 } Sx_2 > 0 \\ b_2 < \frac{Jtc}{k_t} & \text{当 } Sx_2 < 0 \end{cases} \quad (4.25)$$

同时, 对式 (4.22) 两边积分, 可得电流内环控制器的给定 i 的表达式

$$i = \frac{1}{t} \int (y_1 x_1 + y_2 \dot{x}_1) \quad (4.26)$$

通过上述设计, 得到的滑模控制速度调节器如图 4.4 所示。

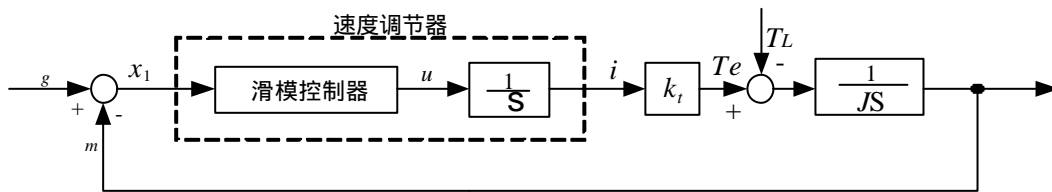


图 4.4 滑模控制速度调节器框图

由上述控制器的表达式, 可得系统在滑模控制器控制下, 在相平面中的运动轨迹, 如图 4.5 所示。

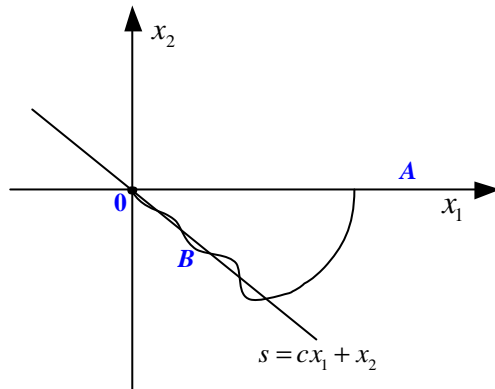


图 4.5 系统在滑模控制器控制下的相轨迹图

由图 4.5 可知，相域坐标轴与滑模线将整个相平面划分为六个部分，根据滑模控制器的上述表达，在相平面的六个区域中，滑模控制器的参数取值如表 4.1 所示。

由图 4.5 与表 4.1 可知，相平面内关于原点呈中心对称的区域（I 与 IV，II 与 V，III 与 VI），控制器参数具有相同的取值，说明在这些区域中，控制器的作用是相同的。而控制器在整个相平面中仅有三种取值方式，即 (a_1, a_2) 、 (a_1, b_2) 、 (b_1, a_2) 。

表 4.1 滑模控制器参数取值表

区间	s	x_1	x_2	sx_1	sx_2	y_1	y_2
I	>0	>0	>0	>0	>0	a_1	a_2
II	>0	>0	<0	>0	<0	a_1	b_2
III	<0	>0	<0	<0	>0	b_1	a_2
IV	<0	<0	<0	>0	>0	a_1	a_2
V	<0	<0	>0	>0	<0	a_1	b_2
VI	>0	<0	>0	<0	>0	b_1	a_2

图 4.6 为系统在滑模控制器作用下的相轨迹及与其对应的转速响应示意图。当系统处于图 4.6 (a) 所示的无超调的运行状态时，系统在相平面内仅处于 II、III 两个区域，此时控制器的取值仅有 (a_1, b_2) 、 (b_1, a_2) 两种情况。在区域 II 内，控制器输出为 $u = a_1 x_1 + b_2 \dot{x}_1$ ，系统在控制器作用下向滑模面运动，而当系统运行状态越过滑模面时，系统处于区域 III 内，此时，控制器参数发生改变，输出变为 $u = b_1 x_1 + a_2 \dot{x}_1$ ，系统运行状态迅速从滑模面下方折返，并趋向滑模面，由此往复，最终使系统的运行状态固定在滑模线附近，并沿滑模线滑向状态原点。当系统稳定运行时，系统状态始终稳定在状态原点附近。

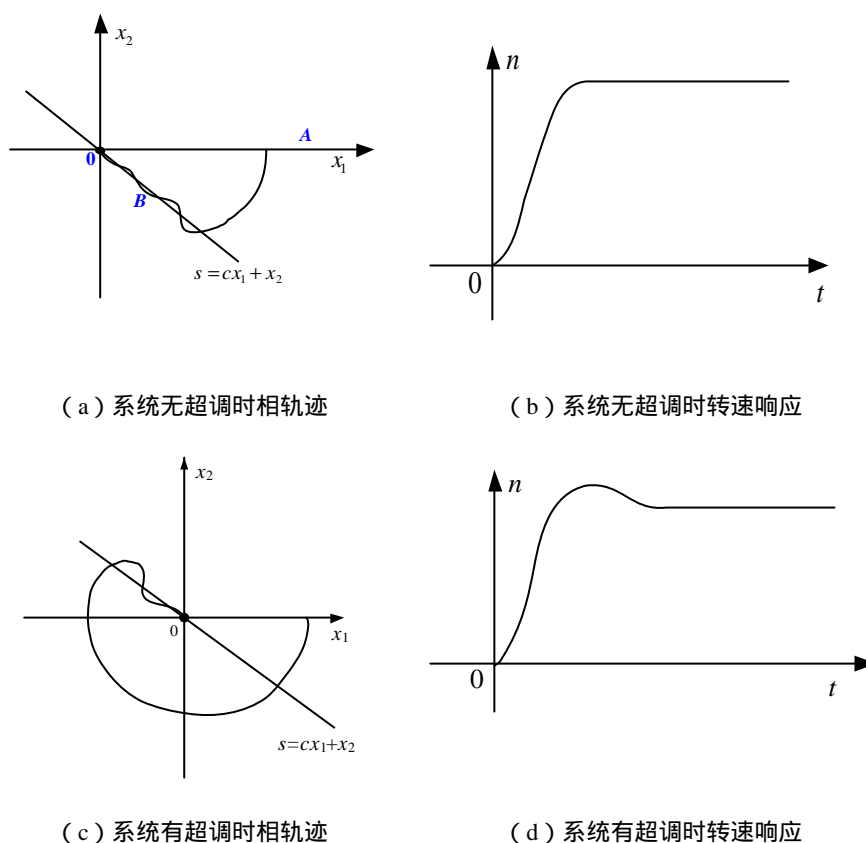


图 4.6 系统相轨迹与转速响应曲线示意图

当系统处于图 4.6 (c) 所示的有超调运行状态时，系统的运动在相平面中处于 II、III、IV、V、VI 区域。此时控制器的取值有 (a_1, a_2) 、 (a_1, b_2) 、 (b_1, a_2) 三种组合。在区域 II、III 内的控制器参数取值与无超调运行时相一致，而当系统处于区域 IV 时，控制器输出为 $u = a_1 x_1 + a_2 \dot{x}_1$ ，此时，系统状态在控制器作用下迅速逼近处于相平面第二象限的滑模线，从而产生超调，当系统状态进入第二象限后，系统运行于区域 V、VI。区域 V、IV 中控制器具有与区域 II、III 中相同的作用，迫使系统沿着第二象限中的滑模线运行，并最终达到状态原点。

4.4.2 基于前馈控制的新型滑模控制速度调节器设计

采用传统滑模控制设计的速度调节器，其不足之处是在滑模控制之后存在一个积分环节。虽然根据等效控制原理，该积分环节并不影响滑模的特性，同时，还能起到平滑控制作用，减小滑模控制抖振的作用，但其本身的积分作用会影响系统的响应速度，不利于提高系统的快速性。

因此，为了削弱传统滑模控制器中积分作用的影响，提高系统的响应速度，在滑模控制器的设计中，需要采用一种新的方法来对积分作用进行补偿。

前馈控制是一种基于复合控制思想的控制方法，通过控制量的前馈环节，能够

有效地提高系统的反应速度，具有实现简单，易与不同控制方法结合的优点，被广泛用于控制系统的改进。因此，本章通过利用前馈控制与传统滑模控制相结合的方法，来改善传统滑模控制的性能。

针对前馈控制的设计思想，可将滑模控制器按转速误差的大小分为两个部分，并采用不同的控制策略，组成前馈滑模控制器。前馈滑模控制器结构如图 4.7 所示，控制器输出如式 (4.27) 所示

$$u = \begin{cases} y_1 x_1 + y_2 x_2 + Ks & |x_1| > s \\ y_1 x_1 + y_2 x_2 & |x_1| \leq s \end{cases} \quad (4.27)$$

其中： $K > 0$ ， $s > 0$ ， $s = w_g \times 1/16$ 为误差带。当系统转速误差大于给定转速的 1/16 时，前馈控制作用于系统，补偿系统积分环节的影响，改善滑模控制的性能；当系统的转速误差小于给定转速的 1/16 时，前馈作用撤去，仅有滑模控制作用，从而保证了滑模控制的特性。因此，前馈滑模控制器既保留了滑模控制原有的优点，又提高了传统滑模控制的性能。

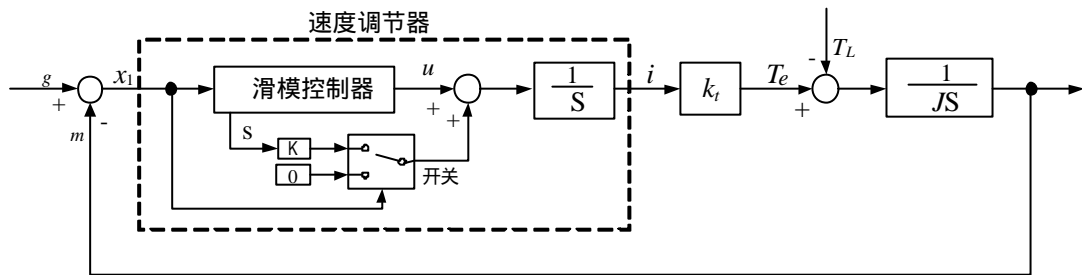


图 4.7 前馈滑模控制器结构框图

4.4.3 两种滑模控制器的比较

由于传统滑模控制器与前馈滑模控制器在结构上存在不同，因此，这两种控制器在控制效果上存在差异。图 4.8 为滑模控制相轨迹图与时域转速响应图。对于式 (4.24) ~ (4.26) 所描述的传统滑模控制器控制下系统的滑模运动，系统初始时刻处于图 4.8 (a) 中的 A 点，系统按相轨迹 AB 向滑模线运动，此过程对应时域图中电机的起动过程，即图 4.8 (b) 中曲线的 AB 段，电机转速快速上升；当系统轨迹越过 B 点时，控制器结构开始不断改变，系统在滑模控制器的作用下开始沿着滑模线滑向系统相轨迹原点 0，此过程系统转速按指数曲线的形式接近给定转速；当到达 0 点时，电机转速跟踪到给定转速，其在转速波形上可表示为图 4.8(b) 中的 BO₁ 段；最后，在相轨迹中，系统停留在 0 点附近振荡，在时域中此阶段为电机的稳态运行过程，即图 4.8 (b) 中 O₁ 之后的曲线，此阶段电机转速维持在给定转速附近，并持续稳定运行。

在前馈滑模控制系统中，当转速误差大于 B 时，前馈环节作用于系统，系统在相平面内沿轨迹 ACD 迅速运动，并在 C 点开始进入滑模态；当滑过 D 点后，系统转速误差小于 B ，前馈作用撤消，系统沿轨迹 DO 滑向 O 点，直至滑到 O 点并停留在 O 点附近振动。同样，前馈滑模控制相轨迹中的轨迹 AC 段，在时域中是电机转速快速上升的过程，即图 4.8 (d) 中的轨迹 AC 。在 AC 段内时，由于前馈环节的补偿作用，电机的转速变化率较大，电机转速上升较快；而当系统在 CO 段轨迹中运行时，系统进入滑模态运动，电机转速按指数曲线的形式缓慢趋向给定转速，即图 4.8 (d) 中的 CO_2 段。

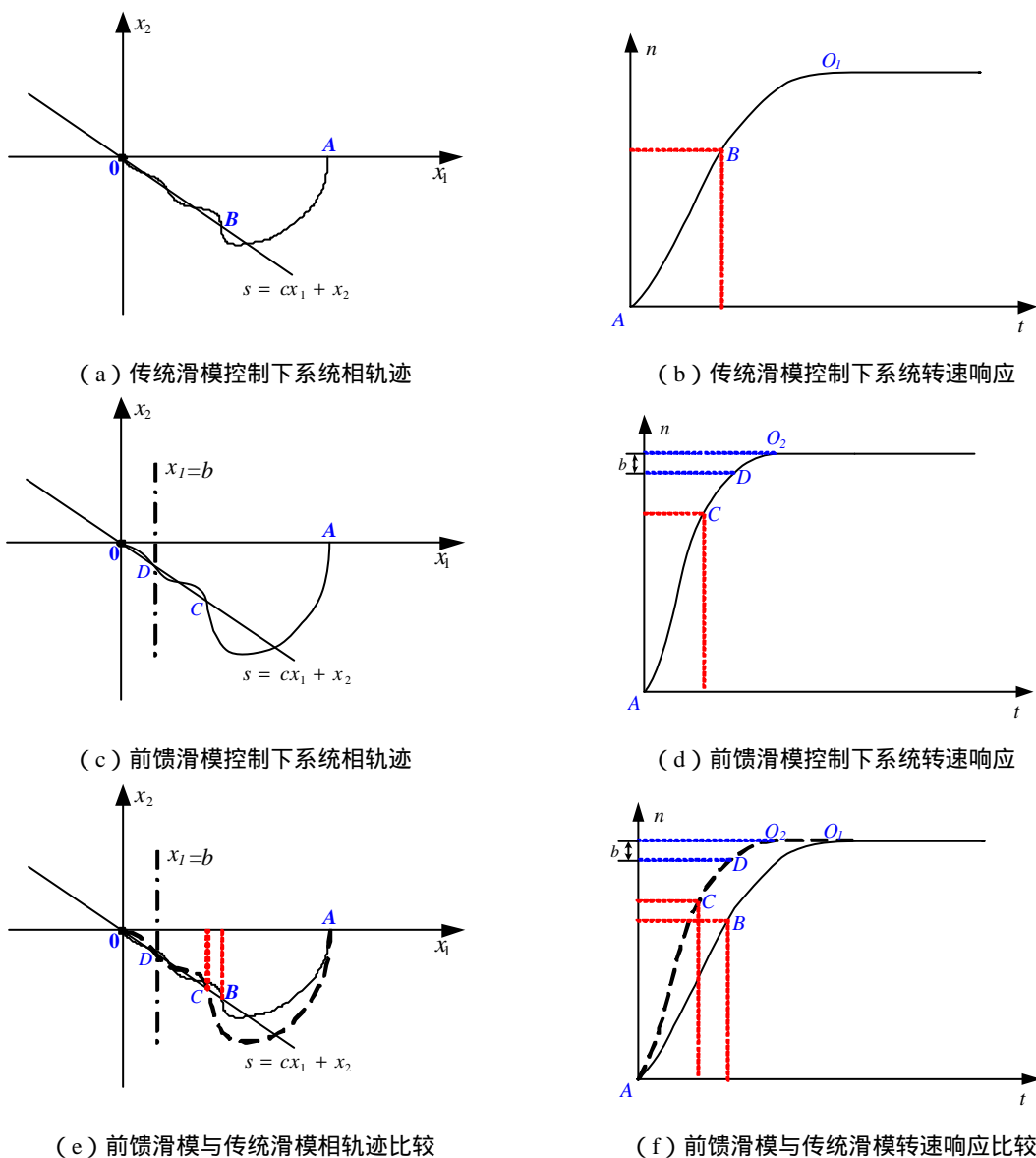


图 4.8 滑模控制相轨迹和与其相对应的时域转速响应图

传统滑模控制器与前馈滑模控制器在相平面上的对比如图 4.8 (e) 所示，在时域上的对比如图 4.8 (f) 所示，其中实线为传统滑模控制，虚线为前馈滑模控制。

由图 4.8 (e) 可知, 系统在两种滑模控制器分别作用下, 在 C 点之前, 前馈滑模控制器控制下的电机具有较大的转速变化率。因此, C 点之前的运动, 前馈滑模控制器控制下的系统所耗时间较短; 而在 C 点之后, 两种滑模控制器控制下的系统均已进入滑模运动, 两者运动轨迹近似相同, 所以两者在此过程中所耗时间基本相等。因此, 前馈滑模控制器控制下的系统响应时间较短, 具有较好的快速性。

4.5 滑模控制的软件设计

基于滑模控制的无刷直流电机驱动系统如图 4.9 所示。其外环控制器输出作为电流内环控制器的给定, 而电流内环控制器的输出与保护信号和换向信号相与之后作为全桥逆变电路各功率管的驱动信号。

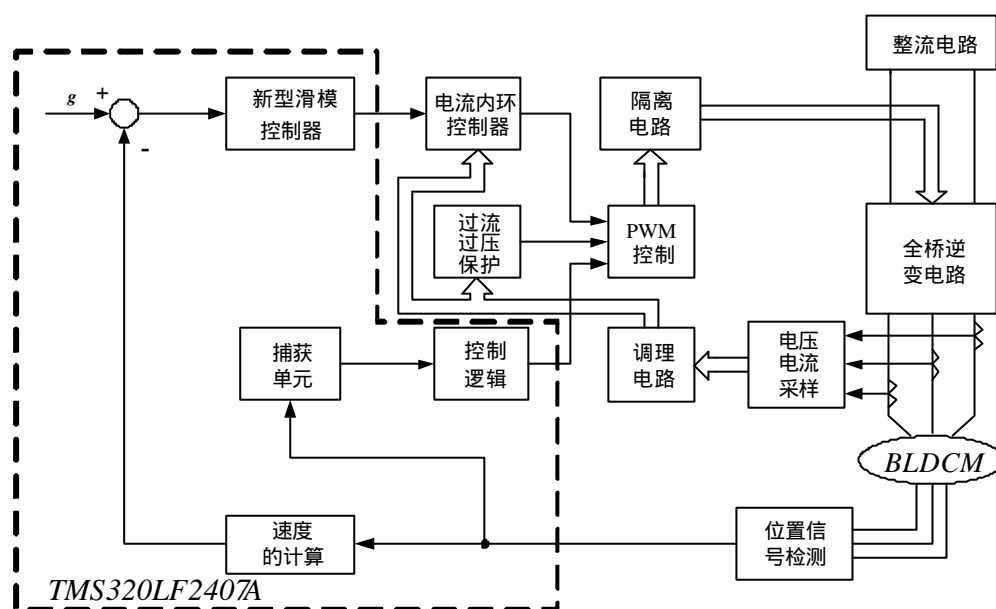


图 4.9 基于滑模控制的无刷直流电机驱动系统原理框图

基于滑模控制的无刷直流电机驱动系统定时器中断程序流程与捕获中断程序流程如图 4.10 与图 4.11 所示。

4.6.1 传统滑模控制

图 4.14、4.15 分别为基于传统滑模控制 500r/min 和 1000r/min 时的转速响应曲线(滑模线斜率 $c=10$)。从图中可以看出,给定转速为 500r/min 的上升时间为 300ms, 1000r/min 时的上升时间为 380ms, 系统的响应速度较慢, 转速没有超调。传统滑模控制输出端的积分环节, 减小了系统抖振, 但也使得转速上升时间较长。

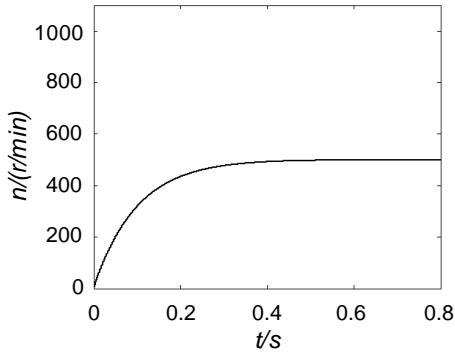


图 4.14 传统滑模控制 500r/min 时的转速曲线

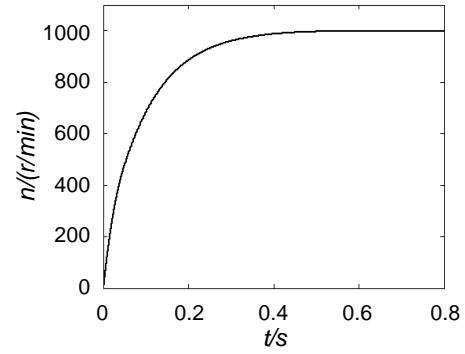


图 4.15 传统滑模控制 1000r/min 时的转速曲线

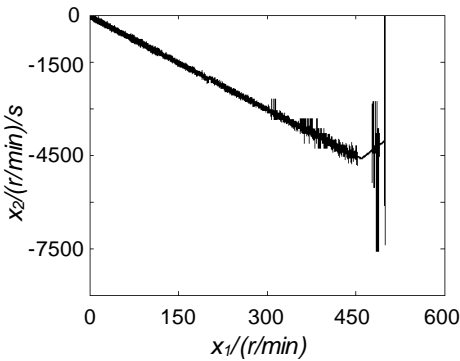


图 4.16 传统滑模控制 500r/min 时的相轨迹

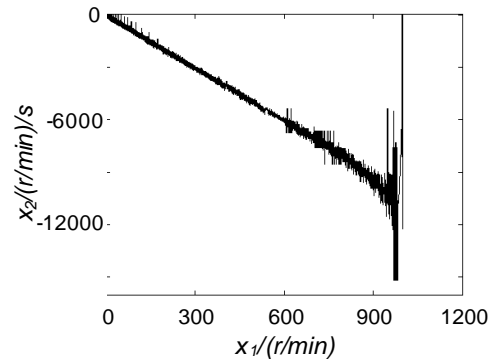


图 4.17 传统滑模控制 1000r/min 时的相轨迹

由图 4.16、4.17 可知, 当系统给定转速为 500r/min 时, 系统在转速误差为 450r/min (横轴所示) 左右时进入滑模线; 给定转速为 1000r/min 时系统在转速误差为 800r/min 左右切入滑模线。当系统的运动轨迹进入滑模线后, 将按设定的轨迹运动。从图中还可以看出, 转速加速度随着转速误差的减小而减小, 从而保证系统实际转速跟踪给定转速, 最终到达相轨迹原点 (即系统实际转速跟踪到给定转速, 并保持转速稳定)。

图 4.18、4.19 为改变滑模线后系统转速响应波形 (此时滑模线斜率 $c=5$) , 与图 4.14、4.15 比较可以看出, 滑模线斜率 c 不同, 系统的上升时间不同。 c 越大, 系统的上升时间越短, 系统速度上升越快。这说明系统进入滑模态后, 系统转速上升时间的长短与滑模线的斜率 c 有关, c 越大, 系统速度上升越快, 系统上升时间

越短。但是，不能为了单纯地提高系统响应速度，而任意增大 c 的取值。当 c 过大时，由于系统惯性作用，系统运动轨迹很容易从图 4.5 中的 III 区间滑入 IV 区间，使系统必须经过多次振荡才能进入滑模线，系统相轨迹也会因此而转变为螺旋线，使系统的运行呈现出阻尼振荡的形态，影响系统的运动品质。

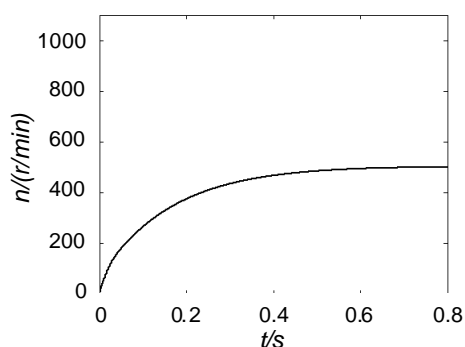


图 4.18 传统滑模控制 500r/min 改变滑模线的转速响应波形

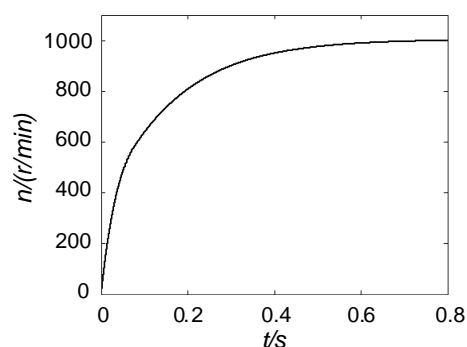
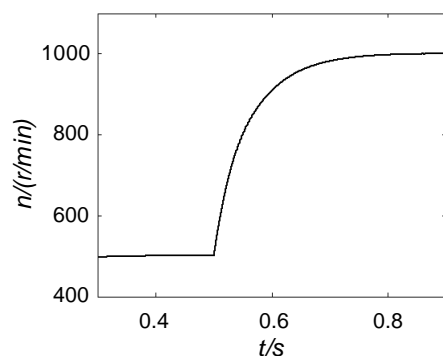
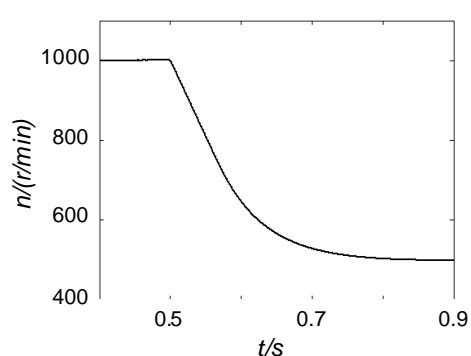


图 4.19 传统滑模控制 1000r/min 改变滑模线的转速响应波形



(a) 500r/min 1000r/min

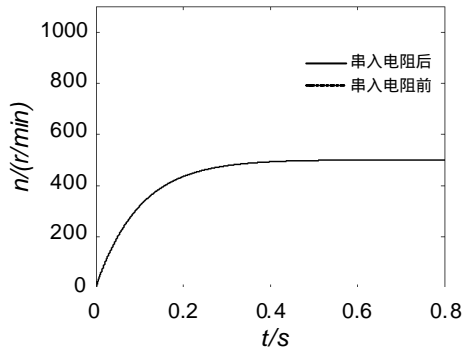


(b) 1000r/min 500r/min

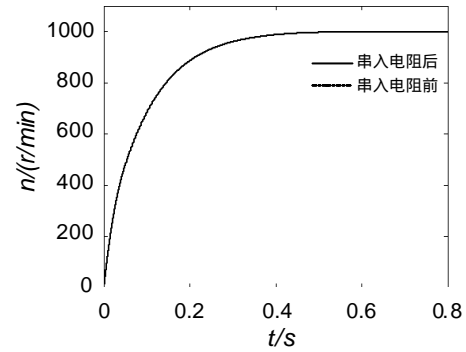
图 4.20 传统滑模控制转速突变波形

图 4.20 是传统滑模控制下电机转速突变的仿真波形，可见当给定转速发生突变，滑模控制器仍能够保证系统准确地跟踪给定，说明滑模控制器具有较好的鲁棒性。

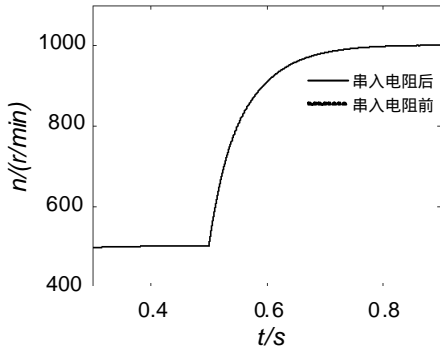
在电机的实际运行过程中，由于电机长时运行，电机绕组的电阻值会因电机的温度升高而变大，从而使电机本体参数发生变化。为了验证滑模控制器对电机自身参数变化的鲁棒性，在仿真中将电机的相电阻改变为 1.65Ω （实际为 1.40Ω ），来模拟实际运行过程中电机自身电阻的改变。仿真结果如图 4.21 所示，可见电机参数变化对电机的转速响应曲线基本无影响，说明了传统滑模控制器对系统参数变化不敏感，具有较好的鲁棒性。



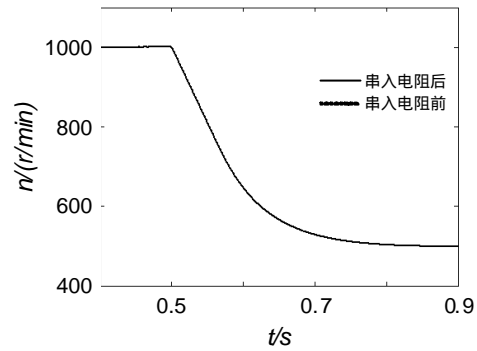
(a) 500r/min 串电阻的转速响应波形



(b) 1000r/min 串电阻的转速响应波形



(c) 500r/min 1000r/min 串电阻的转速响应波形



(d) 1000r/min 500r/min 串电阻的转速响应波形

图 4.21 滑模鲁棒性测试波形

4.6.2 前馈滑模控制

由于传统滑模控制的上升时间较长，为提高系统的动态响应性能，本章引入前馈控制来改进传统滑模控制器。图 4.22、4.23 是前馈滑模控制在转速分别为 500r/min 和 1000r/min 时的转速响应曲线，其中 500r/min 时上升时间为 180ms，1000r/min 的上升时间为 230ms。与图 4.14、4.15 相比，前馈滑模控制的转速上升时间明显缩短。图 4.24、4.25 为转速为 500r/min 和 1000r/min 时对应的相轨迹曲线，图中上方相轨迹为传统滑模控制，下方相轨迹为前馈滑模控制，虚线为滑模线 s 。在前馈滑模控制中，转速为 500r/min 时系统在转速误差 140r/min 时进入滑模线；转速为 1000r/min 时系统在转速误差为 150r/min 左右切入滑模线。与传统滑模控制相比，前馈滑模系统进入滑模线时转速误差较小，且其未进入滑模态时，其运动轨迹一直在传统滑模控制下方，说明在相同的转速误差下，前馈滑模控制与传统滑模控制相比具有较大的转速变化率，因此，其上升时间也较传统滑模控制短。同时，通过相轨迹还可以看出，前馈滑模最终仍沿滑模线运行，说明传统滑模控制引入前馈控制环节组成前馈滑模控制器之后，其运动品质获得了提高，但并未改变滑模控制的本质。

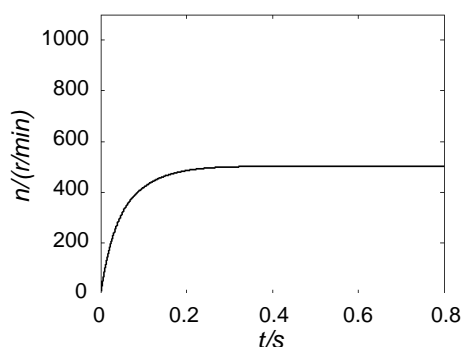


图 4.22 前馈滑模控制 500r/min 时的转速曲线

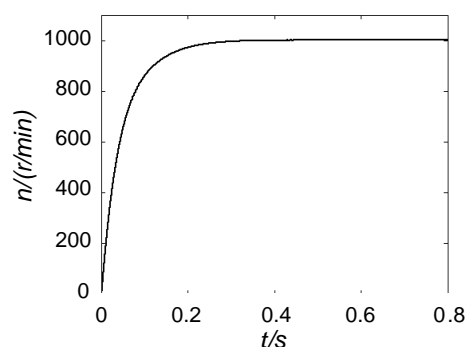


图 4.23 前馈滑模控制 1000r/min 时的转速曲线

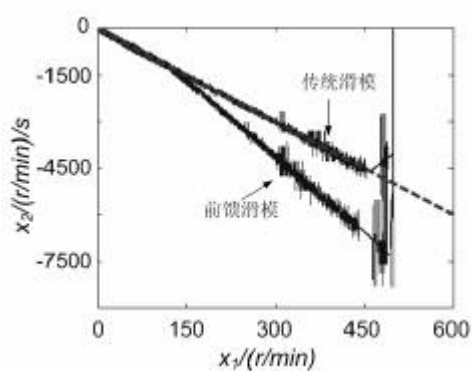


图 4.24 前馈滑模控制 500r/min 时的相轨迹

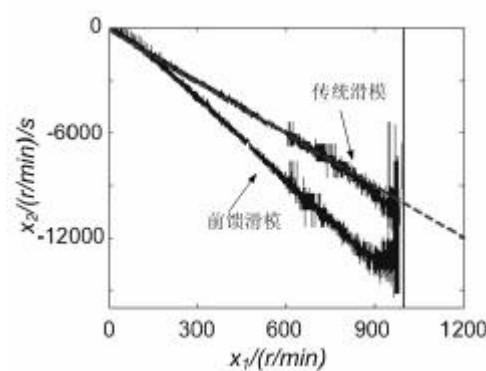
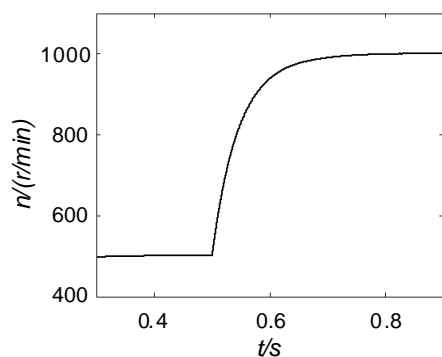
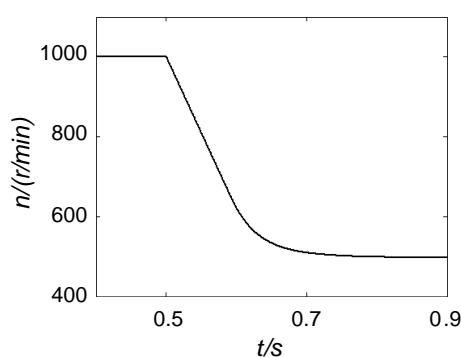


图 4.25 前馈滑模控制 1000r/min 时的相轨迹

图 4.26 是前馈滑模控制下电机转速突变的仿真波形,可见当给定转速发生突变,滑模控制器仍能够保证系统准确的跟踪给定,说明控制器具有较好的鲁棒性。图 4.27 为系统相电阻改为 1.65Ω 后的速度响应曲线,由图可知,电机相电阻改变后,转速响应曲线无明显变化,表明系统在引入前馈控制后,并没有改变滑模控制的本质,前馈滑模控制器对系统参数变化仍不敏感,仍具有较好的鲁棒性。

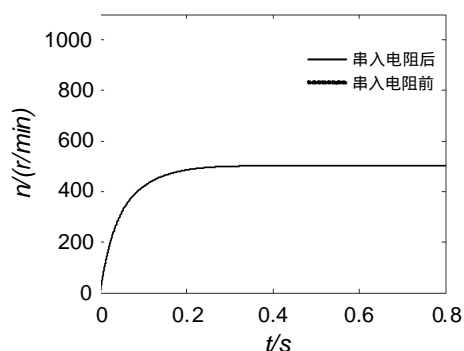


(a) 500r/min 1000r/min

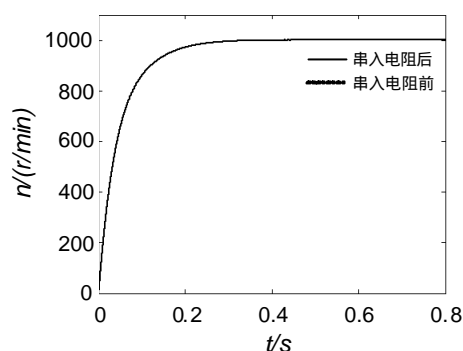


(b) 1000r/min 500r/min

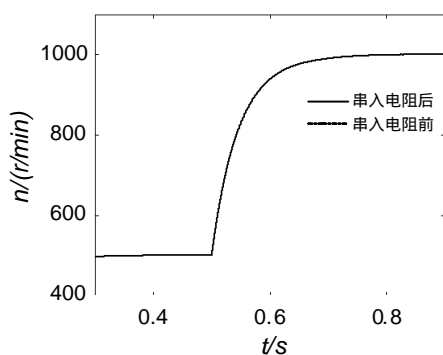
图 4.26 前馈滑模控制转速突变波形



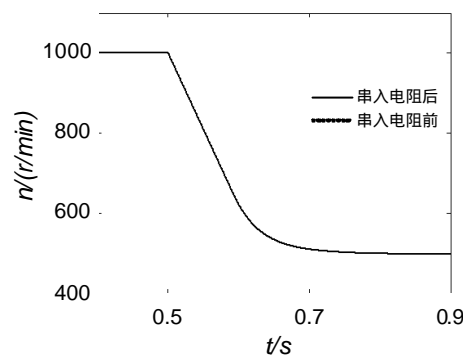
(a) 500r/min 时串电阻转速响应波形



(b) 1000r/min 时串电阻转速响应波形



(c) 500r/min 1000r/min 时串电阻转速响应波形



(d) 1000r/min 500r/min 时串电阻转速响应波形

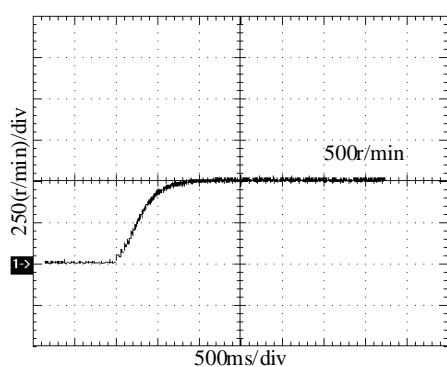
图 4.27 前馈滑模控制鲁棒性测试

4.7 实验结果

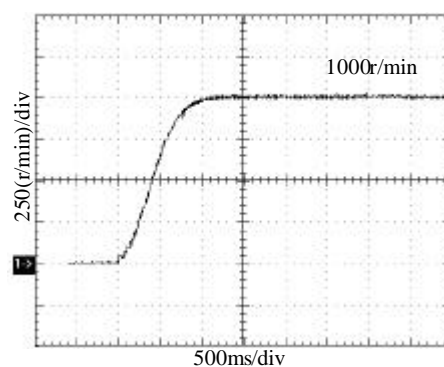
在理论分析和系统仿真的基础上，本章使用 DSP 搭建无刷直流电机驱动系统数字控制实验平台，并在不同转速下进行实验研究。

4.7.1 传统滑模控制的实验结果

图 4.28 为系统采用传统滑模控制时转速响应波形（滑模线斜率 $c=10$ ），可以看出，转速基本无超调，稳态误差较小。但系统的上升时间较长，其主要原因是系统采用等效控制策略，利用积分环节来削弱抖振，使得系统响应速度变慢。图 4.29、4.30 分别为系统在给定转速为 500r/min 与 1000r/min 时，仅改变滑模线斜率的实验波形（ $c=5$ ）。与图 4.28 比较可见，当 c 取值较小时，系统的响应速度较慢，这与仿真分析的结果是一致的。



(a) 500r/min



(b) 1000r/min

图 4.28 传统滑模控制转速响应波形

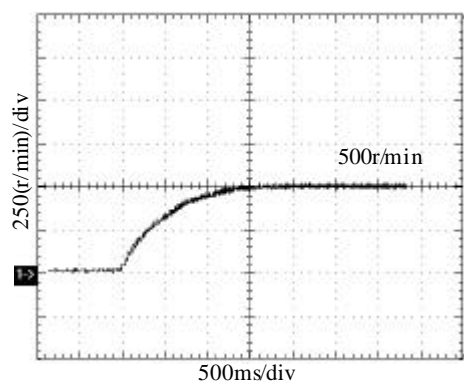


图 4.29 传统滑模控制改变滑模线时的转速响应波形 (n=500r/min)

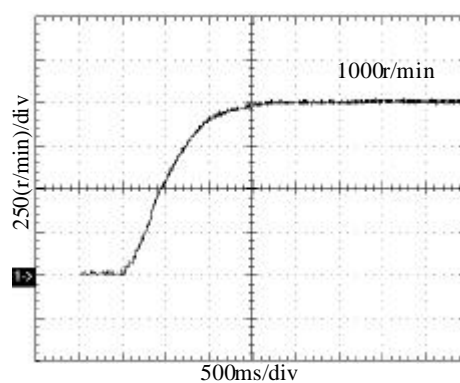
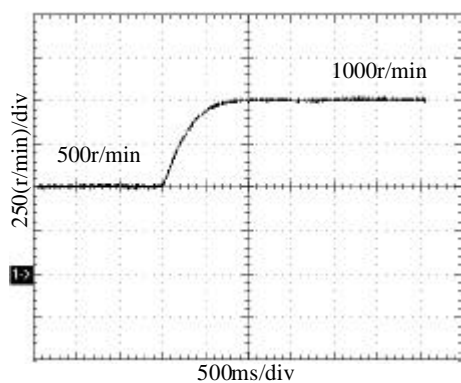
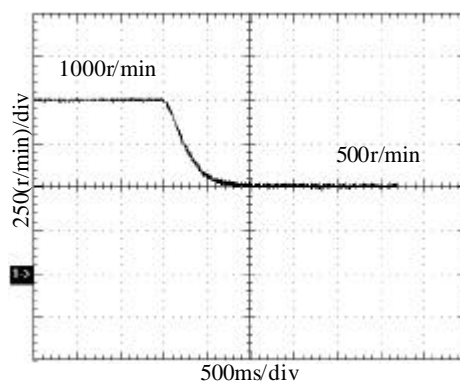


图 4.30 传统滑模控制改变滑模线时的转速响应波形 (n=1000r/min)

图 4.31 为系统转速突变的实验波形。可见，在转速突变的情况下，传统滑模控制器能够很好的控制系统转速，并使其有效地跟踪给定，说明控制器具有较好的鲁棒性。但同样由于积分作用影响，系统响应的过渡时间较长。



(a) 500r/min 1000r/min



(b) 1000r/min 500r/min

图 4.31 传统滑模控制转速突变时的转速响应波形

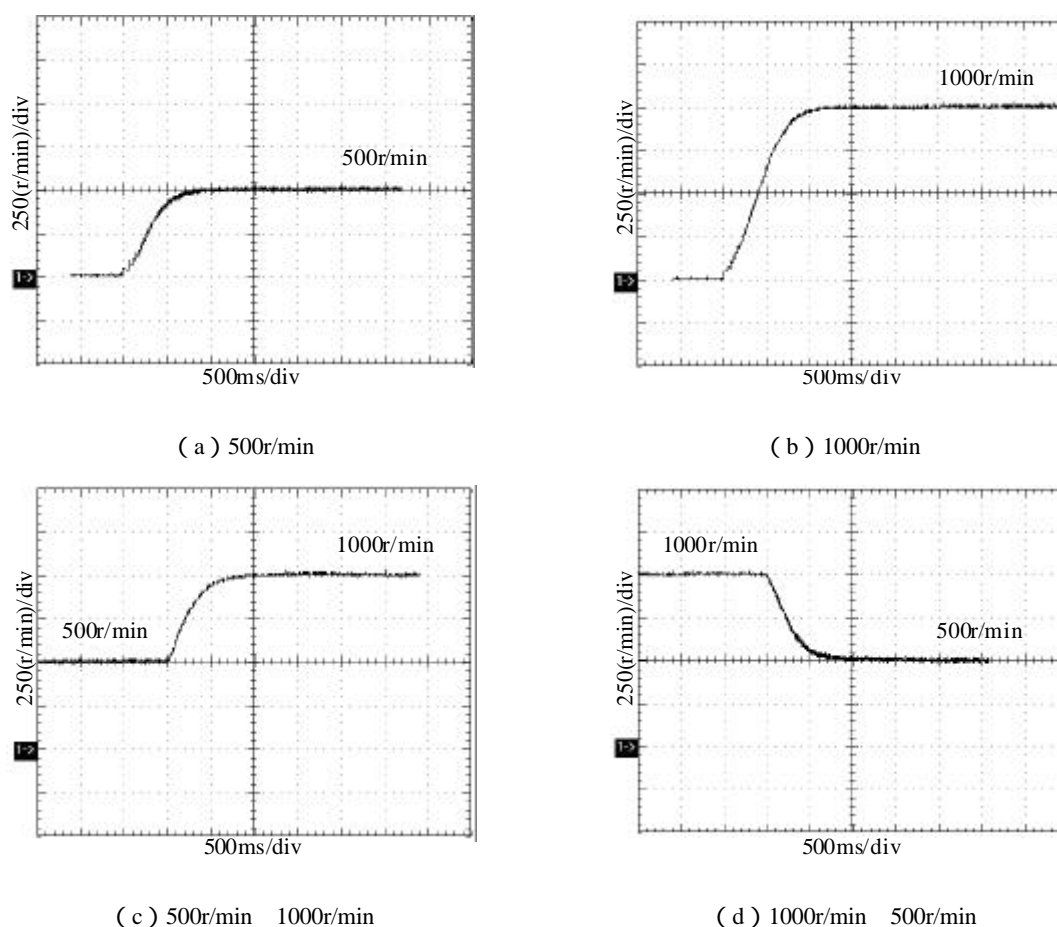


图 4.32 传统滑模控制鲁棒性测试实验波形

本章采用在电机每相各串入 0.25Ω 的电阻来模拟电机本体参数的改变，并对传统滑模控制器进行实验。图 4.32 为串入电阻后的无刷直流电机驱动系统在传统滑模控制下转速响应的实验波形。可见，不论是电机起动实验还是电机转速突变实验，与未串入电阻前相比（图 4.28、图 4.31），转速响应波形基本一致，说明传统滑模控制对系统自身参数变化不敏感，具有较好的鲁棒性。

4.7.2 前馈滑模控制的实验结果

为了削弱积分作用的影响，提高传统滑模控制系统的响应速度，本章引入前馈控制，构成新型前馈滑模控制器。图 4.33、4.34 分别为前馈滑模控制下系统在转速恒定与转速突变情况下系统的速度响应波形。与图 4.28、4.31 相比较可见，系统的上升时间与过渡时间均有不同程度的减小，说明前馈控制能够削弱传统滑模控制中积分作用的影响，提高系统的响应速度。在图 4.34 中，虽然系统转速突变时，由于前馈滑模控制器控制作用稍强，导致了转速响应波形略有超调，但是前馈滑模控制器仍有效地提高了系统的响应速度。

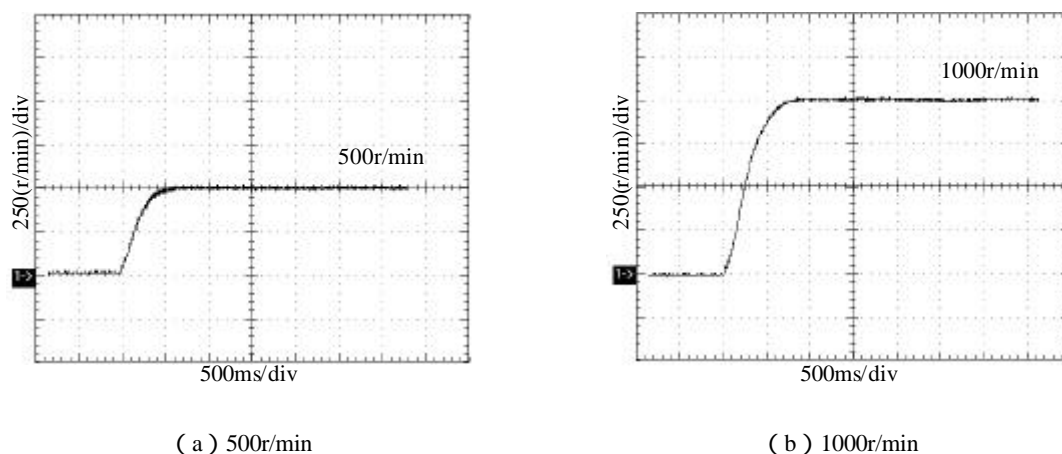


图 4.33 前馈滑模控制转速响应波形

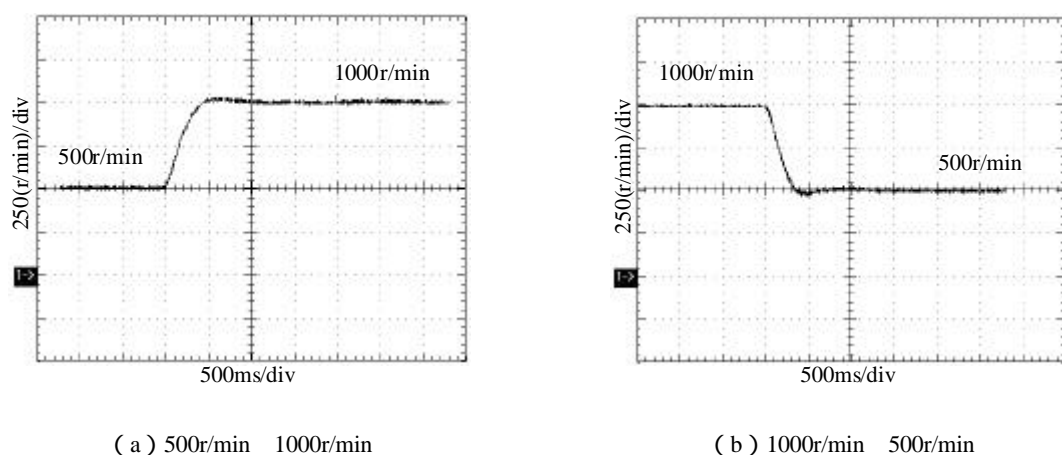
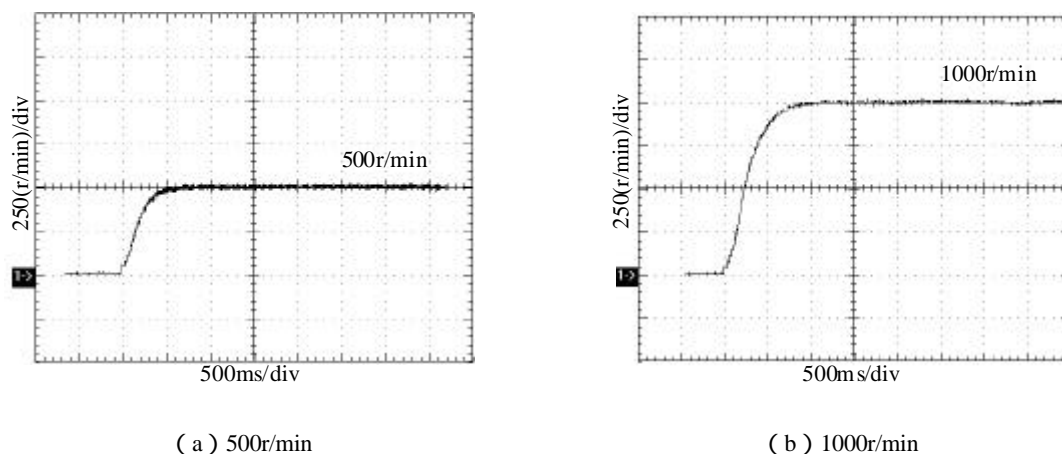


图 4.34 前馈滑模控制转速突变时的转速响应波形

同样，通过转速突变实验，可以发现前馈滑模控制下的系统在转速突变的情况下能够准确地实现跟踪，说明了前馈滑模控制器具有较好的鲁棒性；采用串电阻的方法来模拟电机本体参数变化，发现各转速响应波形均无明显变化，说明前馈滑模控制对系统参数变化具有较好的鲁棒性。综上所述，前馈滑模控制器有效地改善了系统响应速度，但并未改变滑模控制器的鲁棒性。



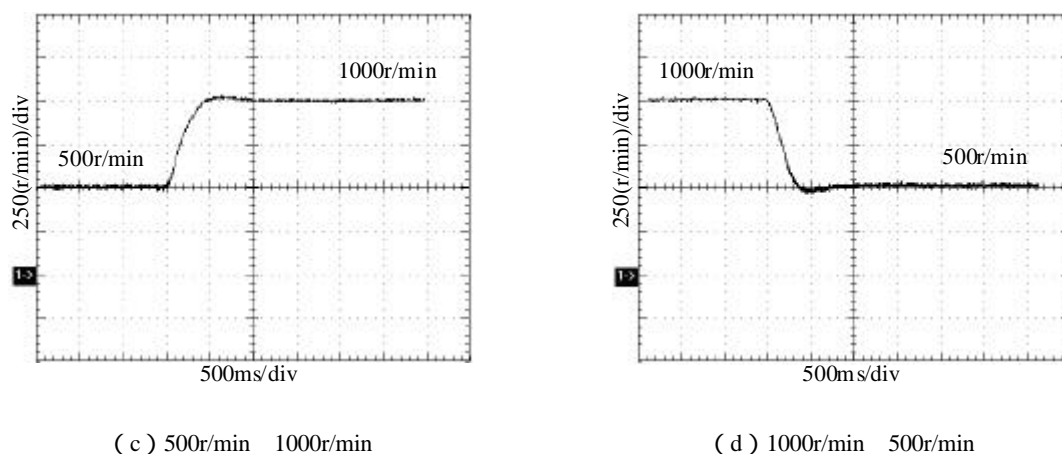


图 4.35 前馈滑模控制鲁棒性测试实验波形

4.8 小结

本章对滑模控制进行研究，设计了基于传统滑模控制和基于前馈滑模控制的无刷直流电机驱动系统的速度调节器，并在理论分析、数字仿真和系统实验上进行了对比，得出如下结论：

- 1) 利用滑模控制可达性条件，得到了滑模控制参数的取值范围。
- 2) 积分环节可以减小滑模控制抖振，但使转速上升时间变长，而前馈滑模控制器能够有效地削弱积分作用的影响，加快系统的响应速度。
- 3) 对系统在不同转速下以及参数变化的情况进行仿真与实验，验证了速度调节器的有效性和鲁棒性。

第五章 无刷直流集成电机电磁场的有限元仿真

5.1 引言

目前被应用于各领域的电机驱动装置，往往采用分离式结构设计，即电机与所驱动的机械部件分开，通过传动轴等机械部件相联并靠机械动力传输机构传递动力。因此，传统电机驱动装置不利于减小体积重量、简化机械结构、提高效率 and 可靠性。为了解决这个问题，近年来一种被称为集成电机（IMP）、具有特殊结构的电机驱动装置被提出来，并开始得到了应用。

无刷直流集成电机由于自身的特殊结构，造成其内部电磁场分布相对复杂，而对其内部电磁场进行准确地分析，是确保电机设计合理的重要手段。对电机的电磁场进行分析，往往采用线性磁路法，但在结构相对特殊，电磁场分布相对复杂的场合，线性磁路法无法满足分析的需要，而有限元法却能够对这些场合进行准确地分析，借助于 ANSOFT 公司开发的基于电磁场数值计算方法的有限分析软件——MAXWELL，能够提供一种方便快捷且准确的仿真环境，可以准确分析集成电机内部电磁场的分布情况，能自动计算电机的自感、磁链等参数。同时，结合 ANSOFT 公司的另一款电路仿真软件——SIMPLORER，便可以搭建 IMP 电机驱动系统的瞬态模型，将电磁场仿真与电路、控制系统仿真结合起来，对 IMP 驱动系统进行有效且真实的仿真研究。

本章将利用 ANSOFT 电磁场有限元仿真分析工具，对无刷直流集成电机本体进行有限元建模与仿真，以获得设计方案不同的几种无刷直流集成电机的内部磁场分布情况以及自感、磁链等具体参数；同时利用 MAXWELL 与 SIMPLORER 软件强大的联机仿真能力，将机械场、电场、磁场与控制结合起来，建立无刷直流集成电机驱动系统的有限元瞬态场路耦合模型，对各设计方案进行仿真分析与对比研究，以期通过仿真为无刷直流集成电机的设计与选型提供理论依据。

5.2 有限元仿真软件简介

5.2.1 MAXWELL 2D 软件简介

MAXWELL 2D 为 ANSOFT 公司的二维电磁场分析软件，它为电磁场研究人员提供了强大的磁场分析工具，缩短了研究开发时间，并可用于验证开发方案的可行性。在低频范围内，MAXWELL 为低频装置（如电机等设备）的仿真、优化及内部

磁场的分析提供了强有力的支持。

用 MAXWELL 软件进行电机仿真分析具有如下优点：

1) 可以通过易用的 WINDOWS 用户界面来进行系统模型的分析。模型参数的确定快速而方便。

2) 拥有强大的材料库，包含多种常用材料，也可通过软件自行设定材料参数。

3) MAXWELL 可以与多种仿真软件或来自测试仪器的数据进行数字结合仿真。例如，利用 MATLAB 强大的数字运算功能，来增强仿真的精确性和灵活性。

MAXWELL 在电磁场仿真领域中表现卓越，设计者可以通过 MAXWELL 的强大功能来对电磁和机电元件进行设计，并能够在较短时间内达到设计目的。

在现代工业中，电动机、变压器等电磁元件及设备的应用愈发广泛。由于设计者对于电磁场分析要求的不断提高，对于先进且便于使用的数字仿真软件的需求也显著增长。而 MAXWELL 致力于提高软件的实用性，并扩展软件的数字化功能，其在这两方面的突出优势，得到了广大工程人员的普遍赞誉。

5.2.2 SIMPLORER 软件简介

SIMPLORER 软件是 ANSOFT 公司的一款电路分析与仿真软件，它为电路设计人员提供了强大的电路设计与分析工具，适用于各种电路及其控制方案的设计与理论验证。它与其它电路仿真软件所不同的是，SIMPLORER 能够与 MAXWELL 连接，搭建横跨电场与磁场的耦合场瞬态仿真模型，实现电路、控制、磁场三方的同时仿真，具有较高的仿真精度，十分适合用于电机控制系统的仿真分析。

用 SIMPLORER 软件进行电路仿真分析具有以下优点：

1) SIMPLORER 软件拥有丰富的器件库，可在最大范围内满足仿真的需要。

2) SIMPLORER 软件拥有众多的控制元件库，可用于构建各种控制系统，在控制算法的仿真方面较其它软件简单方便。

3) 系统模型的分析可以通过易用的 WINDOWS 用户界面来进行。在设计环境中，工程人员可以快速方便地确定模型参数。

4) 器件基于实际情况设计，仿真结果真实可信。

5) 可与多种软件联机仿真，特别是与 MAXWELL 2D 联机，可对电机驱动系统进行准确的有限元瞬态分析。

5.3 集成电机控制系统场路耦合仿真模型的建立

5.3.1 基于 MAXWELL 2D 有限元电机静态模型的建立

建立电机模型是电机仿真的第一步，只有保证电机模型的准确才能保证电机特性仿真的准确。下面利用 MAXWELL 2D 建立电机的二维有限元模型。具体建模过程如下：

- 1) 确定电机结构尺寸数据，画出电机截面图模型。模型也可以是电机模型一个对称单元，但必须在边界条件中设定主从边界。
- 2) 确定电机材料属性，如定子、转子、磁钢、气隙的材料等。
- 3) 确定有限元计算的边界条件和励磁电源参数等。
- 4) 设定求解参数，如设定产生转矩、力的部分，并设置电枢的回路路径等。
- 5) 设置求解器，并进行有限元网络剖分。有限元网络剖分分为自适应剖分和手动剖分。对于自适应有限元网络剖分，需要设置迭代次数、误差精度等。
- 6) 开始有限元计算。

5.3.2 基于 MAXWELL 2D 有限元瞬态模型的建立

下面利用 MAXWELL 2D 建立电机的瞬态场有限元模型。具体建模过程如下：

- 1) 确定电机结构尺寸数据，画出电机截面图模型。
- 2) 确定电机材料属性，如定子、转子、磁钢、气隙的材料等。
- 3) 确定有限元计算的边界条件和电机绕组参数等。
- 4) 设定电机的转动边界（BAND）及电机的机械参量。
- 5) 设置求解器，并进行有限元网络剖分。对于自适应有限元网络剖分，需要设置迭代次数、误差精度等。
- 6) 开始有限元计算。

5.3.3 基于 SIMPLORER 的有限元瞬态模型的建立

采用仿真软件 MAXWELL（有限元电磁场仿真软件）与 SIMPLORER（电路仿真软件）可共同构建 IMP 电机控制系统的 Transient FEA（瞬态电磁场有限元仿真）模型，并通过 SIMPLORER 与 MAXWELL 的联机仿真，来获得所设计电机的仿真结果。联机仿真模型如图 5.1 所示。

仿真步骤如下：

- 1) 利用电机的设计参数，在 RMXPT 中绘制电机结构图，并进行电机参数的快速仿真，以获得电机的每相电阻、每相漏感等基本仿真参数。
- 2) 将 RMXPT 中绘制的电机结构图导入 MAXWELL，并在 MAXWELL 中搭建电机瞬态电磁场有限元仿真模型。
- 3) 在 SIMPLORER 中搭建电机控制及主功率电路模型，并将 MAXWELL 中的瞬态电磁场有限元仿真模型导入 SIMPLORER 中。

4) 联机仿真。

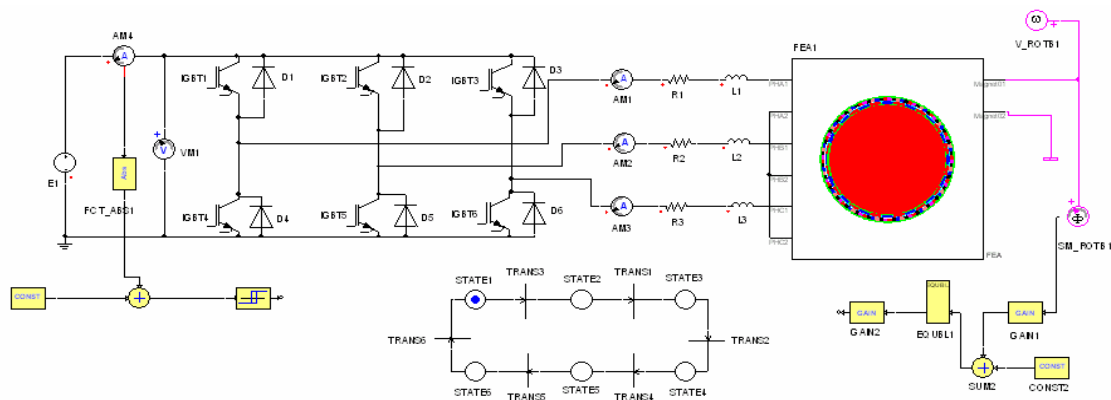


图 5.1 SIMPLORER 有限元瞬态仿真模型

仿真条件如下：

- 1) 计及电路元件本身的损耗。
- 2) 主功率电路采用三相全桥电路结构，电机采用 120° 导通方式换向。
- 3) 控制系统采用单电流环控制，并采用母线电流滞环控制方式。
- 4) 各电机处于恒转速运行状态，转速恒定为 1000r/min。
- 5) 计及电机本身的漏感及内阻。

5.4 无刷直流集成电机多极多槽结构与多方案仿真分析

集成电机是一种新型的具有特殊结构的电机驱动系统。它可由目前所见的各种电机形式构成。它与传统电机驱动系统不同的是，它将电机与所驱动的机械系统进行集成设计，利用所驱动的机械系统在结构上与电机部分结构的相似性，直接将机械系统集成成为电机自身的结构，如定子、转子等。由此，集成电机省去了传统电机驱动系统中的机械传动部分，有效减小了系统的体积重量；同时，由于没有传动轴等机械传动机构，在能量传递过程中，集成电机与传统电机相比，具有较小的功率损耗和较高的效率；集成电机集成了传统电机系统中较多的机械部件，使得整个系统结构紧凑而无多余的活动部件，系统结构简单、可靠性高、可维护性强；另外，集成电机的开发往往与电力电子学及电机学相结合，采用性能优异且易于控制的电机作为其基本的结构形式，使得系统控制方便可靠，并易于通过采用新型控制方法来提高系统性能。

无刷直流集成电机作为一种新型的电机驱动系统，其结构如图 5.2 所示，相对于其它电机驱动系统，具有一定的特殊性。无刷直流集成电机往往作为水下推进设备的动力源使用，其往往按照泵喷推进器的形式，采用内转子结构，整个转轴被设计成螺旋桨的形状而转子磁钢安装在螺旋桨轮缘上，为了防止水流腐蚀转子磁钢，

螺旋桨轮缘采用密封材料密封；电机定子与泵喷推进器的导流罩设计为一体，并将定子铁芯与电枢绕组安装在导流罩内并密封；电机电缆与传感器接线通过静叶栅与导流罩与设备内部的控制器相连。因此无刷直流集成电机受泵喷推进器要求的影响，其定子轭、转子轭与磁钢厚度都有一定限制，在电机设计允许的情况下，要求定子轭厚度与定子齿高尽可能小^[6]；而无刷直流集成电机多使用多极多槽结构，使电机结构相对复杂，因此，对无刷直流集成电机进行电磁场有限元静瞬态分析具有一定的必要性。

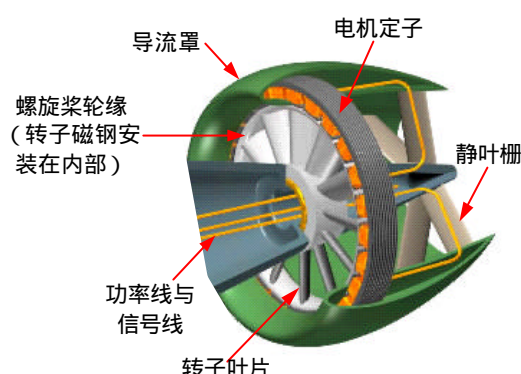


图 5.2 无刷直流集成电机结构图

无刷直流集成电机在方案设计时，往往会采用不同的多极多槽方案进行设计，对于不同的设计方案，存在选优的问题，而采用有限元仿真工具，对不同方案进行仿真分析，能够方便快捷地进行方案选优；同时，通过仿真，能够清晰地指明电机设计过程中存在的问题和不足，为电机设计方案的改进提供支持。

本文所分析的五种无刷直流集成电机，由相关研究所设计，其相关参数如表 5.1 所示。在这些方案中，包含了多极多槽结构，分数槽绕组结构，短距、整距与长距绕组结构等特殊的机械结构，为了准确获知各方案的基本性能和优劣，对其进行有限元仿真并进行相应的对比分析十分必要。

表 5.1 无刷直流集成电机设计方案相关参数表

方案	方案 1	方案 2	方案 3	方案 4	方案 5
极数	32	32	36	36	42
槽数	96	99	108	111	72
工作转速 (r/min)	1000	1000	1000	1000	1000
输入电压 (V)	100	100	100	100	120
额定功率 (kW)	11	11	11	11	11
绕组形式	整距	分数槽短距	整距	分数槽短距	分数槽长距

5.4.1 32 极 96 槽方案

(1) 电机基本结构

方案 1 电机采用 32 极 96 槽方案，定子采用双层绕组排列。定子材料为 1J22，转子材料为 D23，电机具体参数如表 5.2 所示。图 5.3 为电机的截面图，电枢绕组排列方式如图 5.4 所示。

表 5.2 32 极 96 槽电机参数表

极数	32	定子材料	1J22
槽数	96	转子材料	D23
定子内径(mm)	380	磁钢材料	NdFe30
定子外径(mm)	408	匝数	32
转子内径(mm)	350	并联支路数	1
转子外径(mm)	372	并联导体数	15
磁钢厚度(mm)	5	节距	3 (整距)
磁钢长度(mm)	29.1868	电枢绕组电流密度 (A/mm ²)	9.3144
气隙宽度(mm)	4		
电机铁芯长度(mm)	69		

(注：电枢绕组电流密度值为恒功率负载 11kW 时的值。)



图 5.3 32 极 96 槽电机截面图

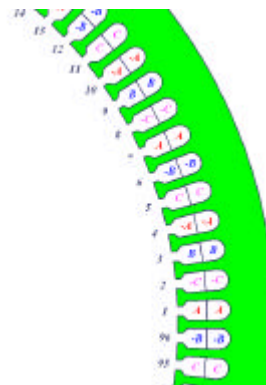


图 5.4 32 极 96 槽电机绕组方式图

(2) MAXWELL 静磁场分析

采用 MAXWELL 软件进行二维静态电磁场有限元分析结果如下。图 5.5 为电机有限元时所采用的网格剖分示意图，在有限元仿真时，采用 6 级 QUAD TREE 形式的网格剖分。从图 5.5 可见，在电机的气隙、定子齿槽等磁场分布复杂的区域，网格剖分较精细，而在磁场分布相对简单的区域，如转轴等，网格剖分较粗糙。这种剖分方式既保证了仿真精度（磁场复杂处细剖），又较好地兼顾了仿真的速度（磁场简单处粗剖），适合系统仿真的需要。图 5.6 ~ 5.8 显示了电机内部磁场的分布。

从图 5.6 可以看出，电机内部的磁场由多个密闭的磁力线回路组成，而图 5.8 显示了在每一个密闭的电磁回路中，磁力线总是从 N 级磁钢发出，经过气隙、定子齿部、定子轭部、定子齿部、气隙、S 极磁钢、转子轭部，最终回到 N 极磁钢的。

由图 5.7 所示的电机局部磁场强度分布可见，电机每个磁极所正对的定子齿具有较强的磁密，这是由于大量的磁力线通过该位置造成的。虽然磁力线都经过电机定子轭部与转子轭部，但这两处显然与定子齿相比具有较大的宽度，因此这两处的磁密要相对弱些。

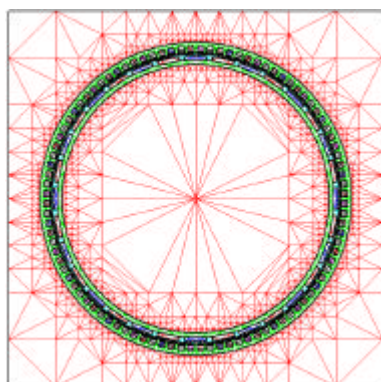


图 5.5 32 极 96 槽电机网格剖分示意图

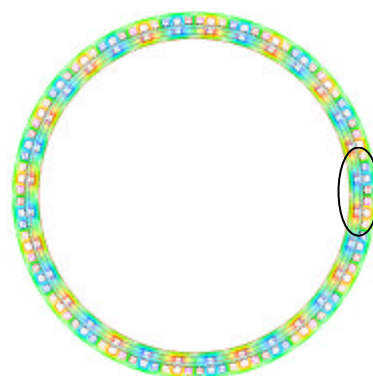


图 5.6 32 极 96 槽电机磁力线分布图

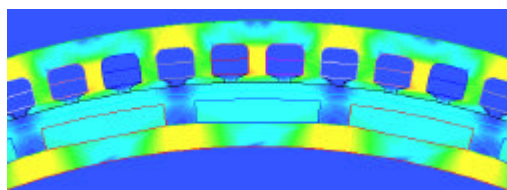


图 5.7 32 极 96 槽电机局部磁场强度分布图

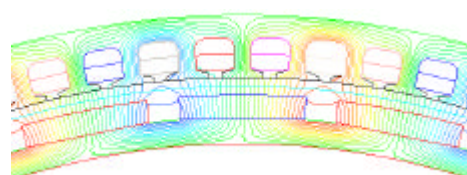


图 5.8 32 极 96 槽电机磁力线局部分布图

由图 5.8 可见，在电机转子磁钢之间，存在漏磁现象。集成电机由于结构的关系，磁钢与磁钢之间的间隙较小，磁力线能够通过磁钢之间的间隙与相邻的磁钢形成磁路，从而形成漏磁现象。漏磁问题将导致电机有效磁密降低。为此，在设计电机时，可通过优化极弧系数的方法来获取较为理想的漏磁系数，尽量减小漏磁。

图 5.9 显示了电机中各部分的磁密，可见，电机气隙磁密随气隙周长呈周期变化，在正对转子磁钢的区域，由于大部分磁力线从此处通过，因此气隙磁密值较大且变化不大，而磁钢间隙所对区域，由于通过的磁力线较少，气隙磁密值较小。这与图 5.8 所示的磁力线分布情况是一致的。从图 5.9 (b) ~ 5.9 (d) 所示的各部分磁密曲线可见，电机定子齿、定子轭、转子轭磁密未达饱和，因此，可通过减小转子轭厚，增加磁钢厚度的方法来提高气隙磁密。

图 5.10 显示了电机的三相磁链波形，可见，电机各相磁链的上升沿与下降沿各点斜率变化不大，而磁链顶部呈类似正弦曲线的形状，这说明电机的反电势较接近梯形波。图 5.11 显示了电机的三相自感的分布情况，可见，电机的三相自感在不同

位置的值相差很小，电机自感基本为一常数。

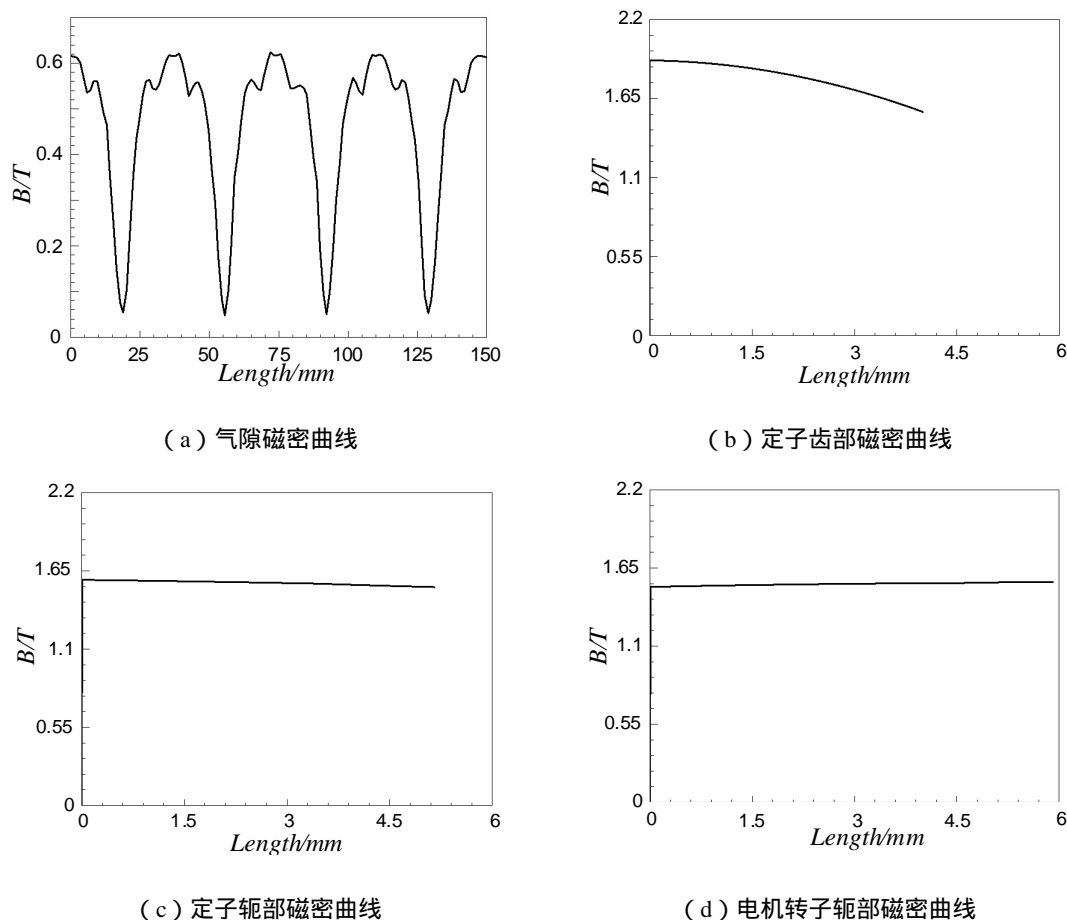


图 5.9 32 极 96 槽电机各部磁密曲线

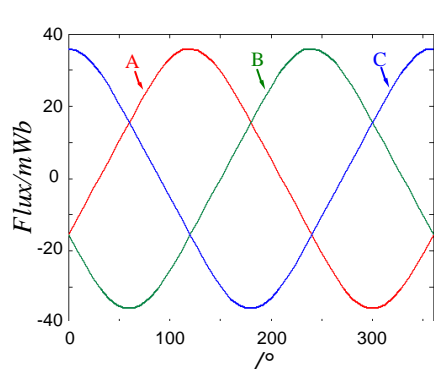


图 5.10 32 极 96 槽电机三相磁链曲线

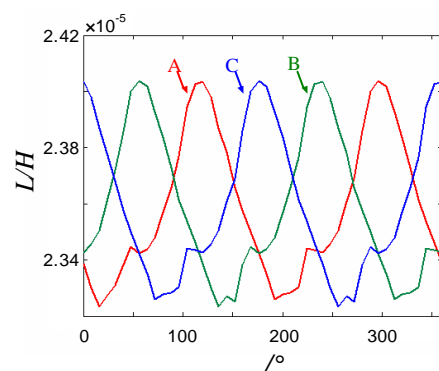


图 5.11 32 极 96 槽电机三相自感曲线

(3) SIMPLORER 与 MAXWELL 2D 联机瞬态场仿真

为了验证电机在 1000r/min 工作转速下的出力情况，对电机进行瞬态场有限元分析。通过对 1000r/min 恒速负载下运行的电机瞬态场的分析，可以发现，该设计方案设计的电机在 1000r/min 情况下运行，出力将大为减小。电机反电势幅值过高是其无法在 1000r/min 情况下正常出力的主要原因。在不改变电机结构的前提下，为

了使电机能够正常出力，可通过提高系统电压或降低电机的工作转速来实现。由于系统电压固定，因此，仅能降低电机的工作转速，来提高电机出力。

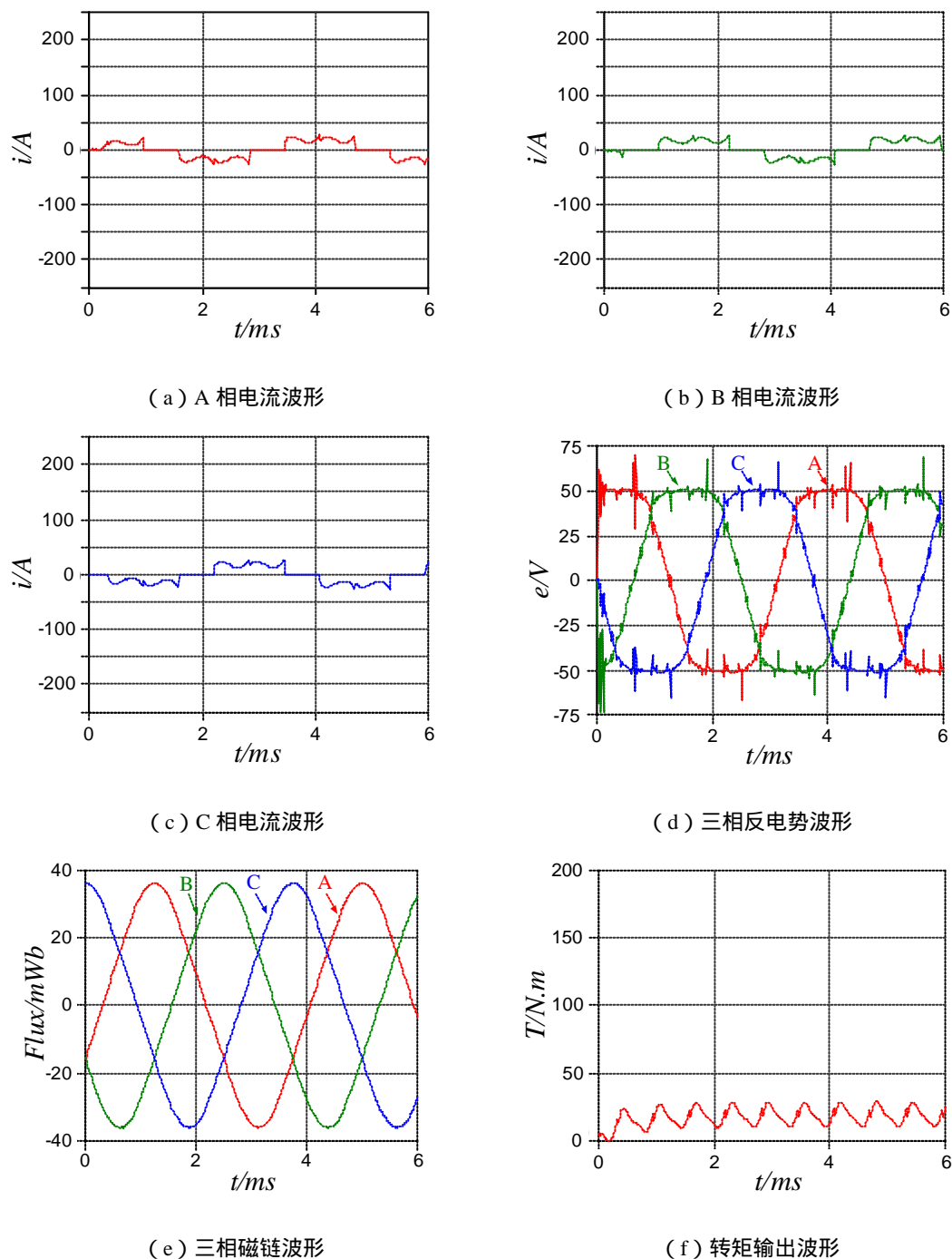


图 5.12 32 极 96 槽电机 1000r/min 时瞬态场仿真波形

图 5.13 为电机在 950r/min 恒速负载下运行的瞬态场仿真波形。通过仿真可知，将电机工作转速下降 50r/min 后，电机的反电势略有下降，而电机的电流得到了较大的提升，从而使电机转矩输出提高了将近 1 倍。可见，降低电机工作转速，可以有效的提高电机出力，而在电机工作转速无法改变的情况下，该电机只能通过修改

相应的设计，适当减小反电势幅值，才能正常输出。

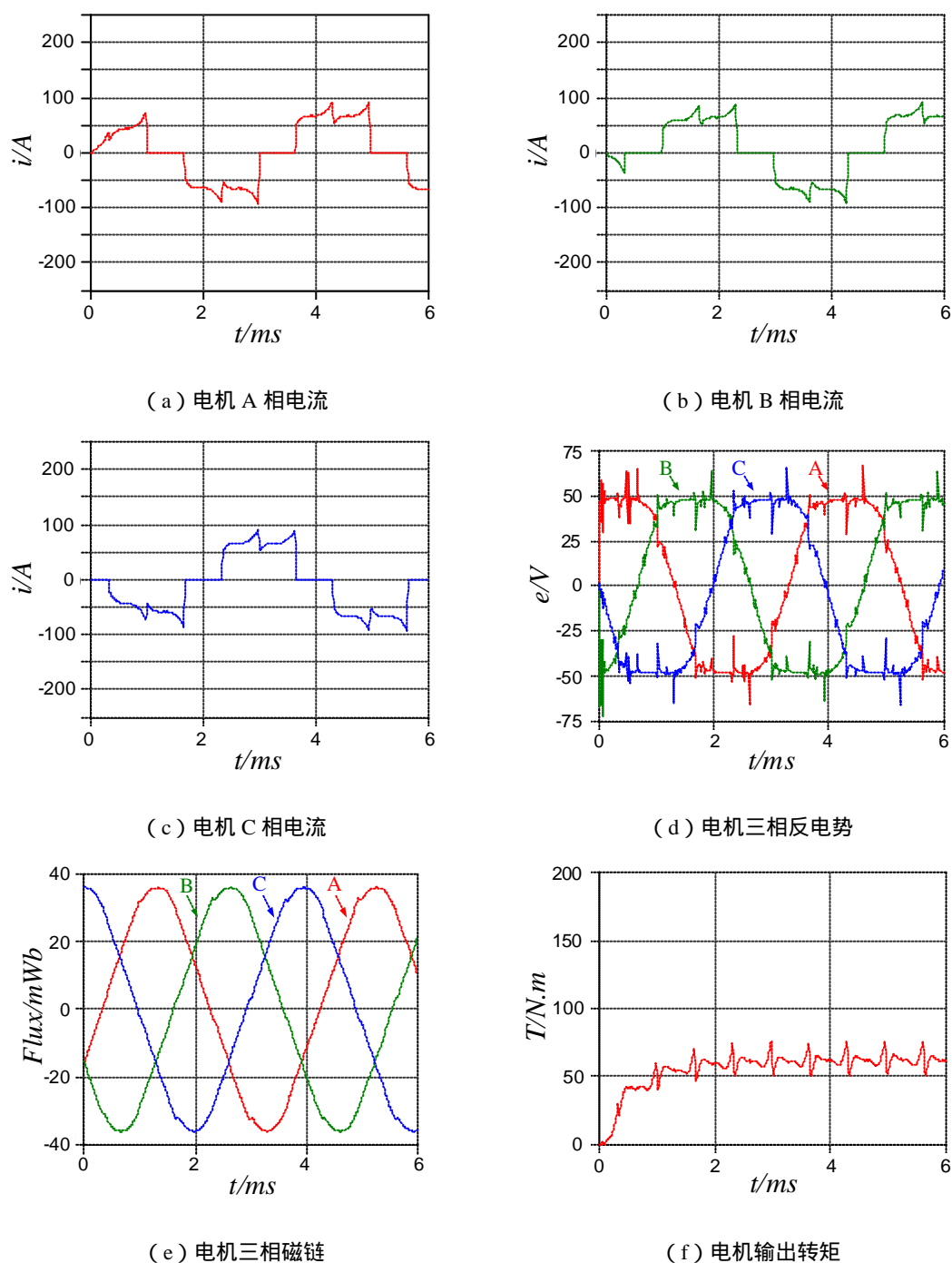


图 5.13 32 极 96 槽电机 950r/min 时瞬态场仿真波形

5.4.2 32 极 99 槽方案

在传统电机中，电机的每极每相槽数均为整数，这样的绕组被称为整数槽绕组，而每极每相槽数不为整数的绕组，被称为分数槽绕组。无刷直流集成电机在设计绕组分布时，往往采用分数槽绕组设计。方案 2 采用的正是分数槽绕组。

分数槽绕组与整数槽绕组比较，具有以下优点：

- 1) 电枢冲片的齿槽数减少，便于电枢冲片与铁芯制作。
- 2) 能显著缩短电枢线圈的端部长度，节省铜材；并可以减小电枢的漏抗，增加电动机出力，提高灵敏度和效率。
- 3) 减小齿槽效应引起的转矩脉动。

(1) 电机基本结构

方案 2 电机采用 32 极 99 槽方案，定子采用双层绕组排列。电机参数如表 5.3 示。

表 5.3 32 极 99 槽电机参数表

极数	32	定子材料	1J22
槽数	99	转子材料	D23
定子内径(mm)	380	磁钢材料	NdFe30
定子外径(mm)	406	匝数	33
转子内径(mm)	350	并联支路数	1
转子外径(mm)	372	并联导体数	15
磁钢厚度(mm)	5	节距	3 (短距)
磁钢长度(mm)	29.1868	电枢绕组电流密度 (A/mm ²)	9.37412
气隙宽度(mm)	4		
电机铁芯长度(mm)	62		

(注：电枢绕组电流密度值为恒功率负载 11kW 时的值。)

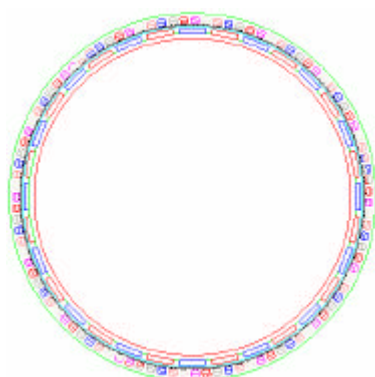


图 5.14 32 极 99 槽电机截面图

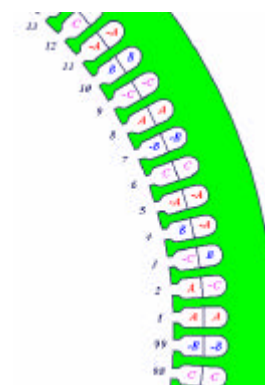


图 5.15 32 极 99 槽电机绕组方式图

(2) MAXWELL 电磁场分析

采用 MAXWELL 软件进行二维静态电磁场有限元分析结果如下。

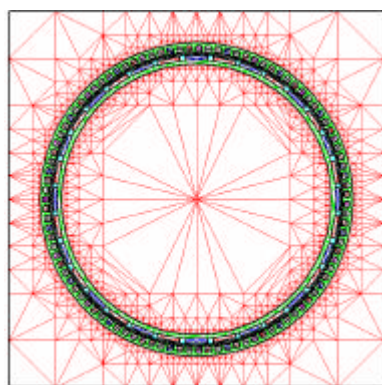


图 5.16 32 极 99 槽电机网格剖分示意图

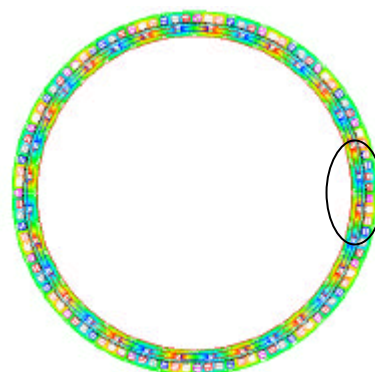


图 5.17 32 极 99 槽电机磁力线分布图

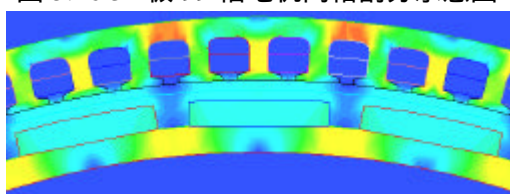


图 5.18 32 极 99 槽电机局部磁场强度分布图

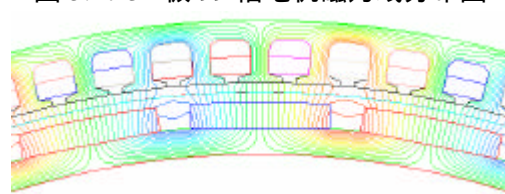
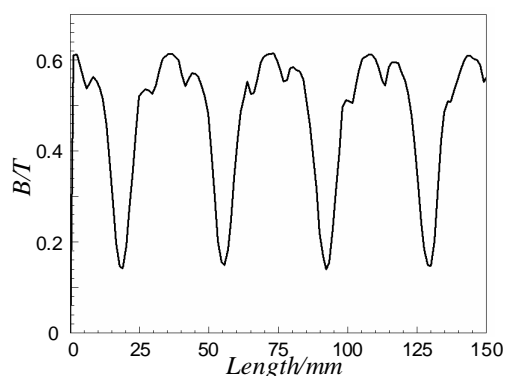


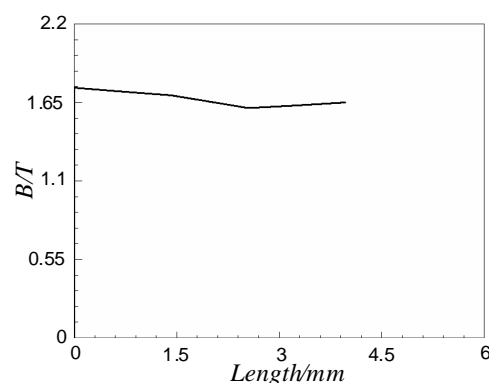
图 5.19 32 极 99 槽局部磁力线分布图

图 5.17~5.19 显示了电机内部磁场的分布。显然，电机内部的磁力线回路与方案 1 相似。由图 5.18 所示的电机局部磁场强度分布可见，该电机磁密较大的地方是电机的定子轭部，由于电机内部大部分磁力线通过电机定子轭部，而该方案设计的定子轭厚与定子齿宽一致，略小于转子轭厚，因此电机定子轭部的磁密较大。由图 5.19 可见，在电机转子磁钢之间，同样存在漏磁现象，亦可通过优化电机极弧系数来削弱漏磁。

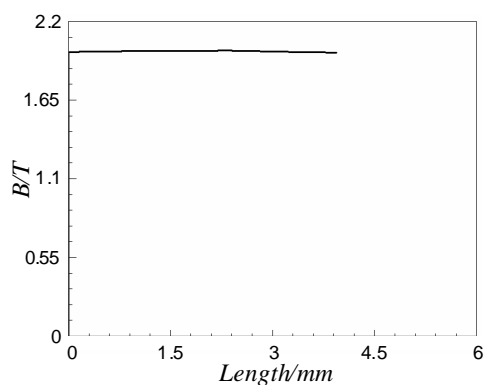
电机各部分磁密曲线如图 5.20 所示。电机的三相磁链、自感曲线如图 5.21、5.22 所示。可见，电机的三相磁链较方案 1 更接近于正弦，因此，其反电势波形较类似于正弦。电机的自感也基本为一常值。



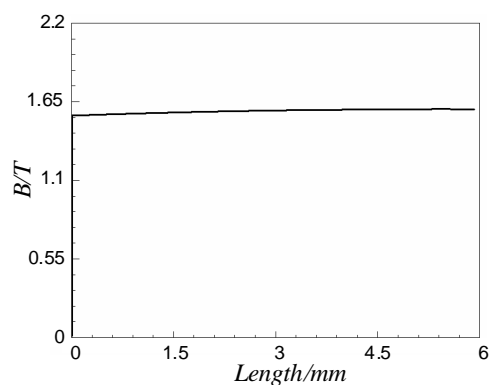
(a) 气隙磁密曲线



(b) 定子齿磁密曲线



(c) 定子轭磁密曲线



(d) 转子轭磁密曲线

图 5.20 32 极 99 槽电机各部磁密曲线

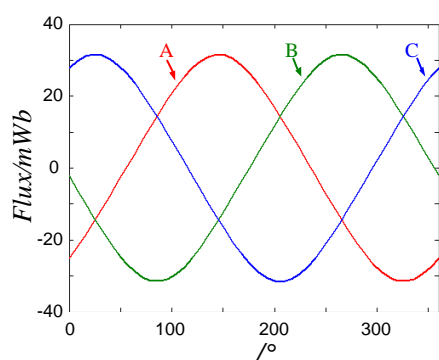


图 5.21 32 极 99 槽电机三相磁链曲线

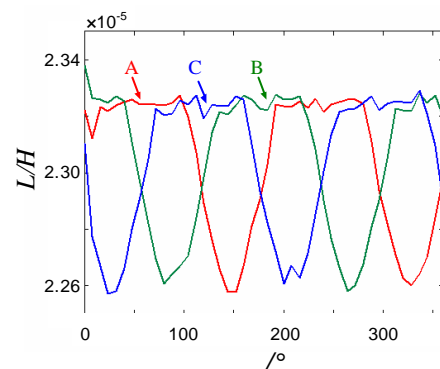
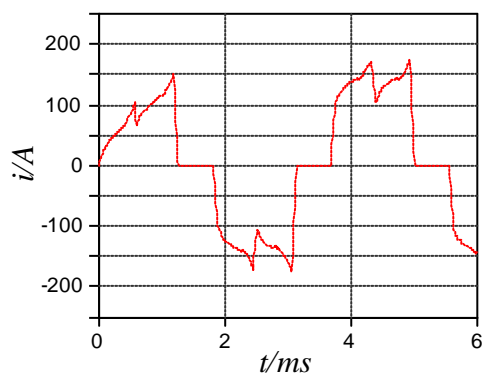


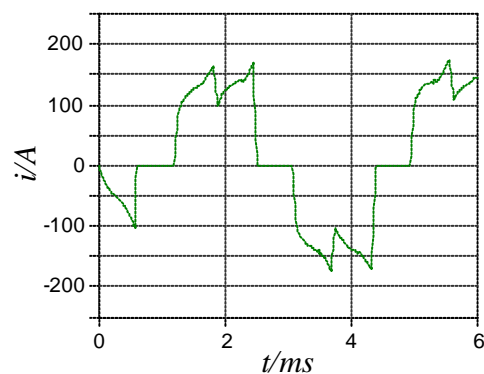
图 5.22 32 极 99 槽电机三相自感曲线

(3) SIMPLORER 与 MAXWELL 2D 联机瞬态场仿真

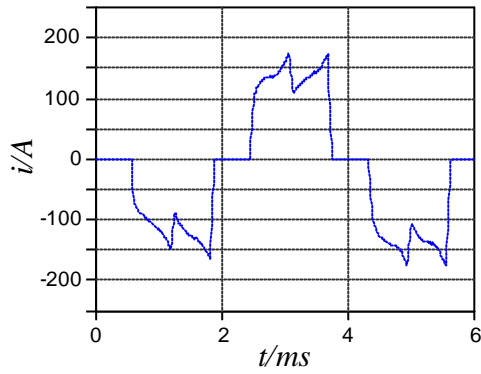
为了验证电机在 1000r/min 工作转速下的出力情况，对电机进行瞬态场有限元分析。由图 5.23 可见，电机在 1000r/min 时能够正常出力，其转矩输出平均值可达 110.03N.m，峰值输出可达 132.456N.m，转矩输出范围为 85 ~ 132.456N.m，基本可实现 11kW 输出。由此可知，适当减小电机有效铁芯长度，在反电势幅值略有减小的情况下，大幅提高电流幅值，能够实现提高电机出力的目的。



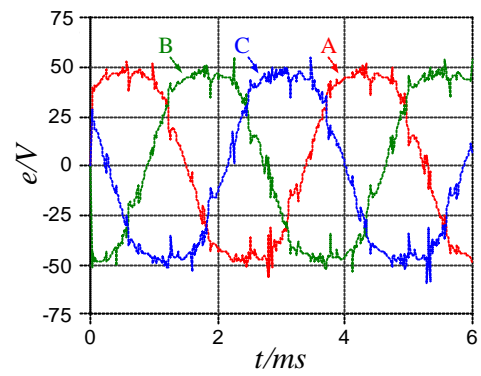
(a) A 相电流波形



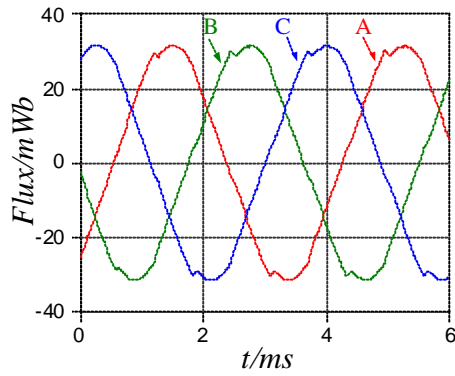
(b) B 相电流波形



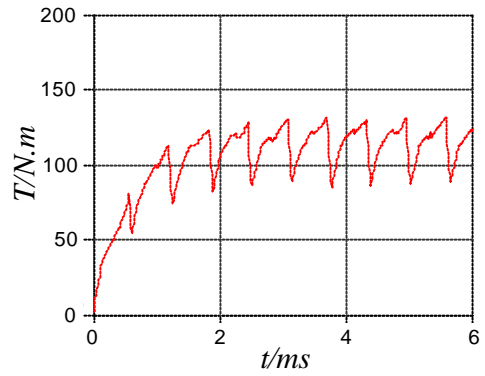
(c) C 相电流波形



(d) 三相反电势波形



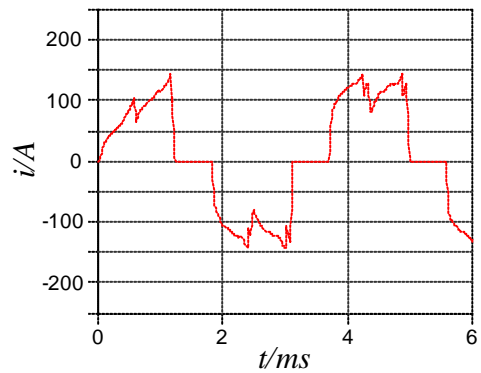
(e) 三相磁链波形



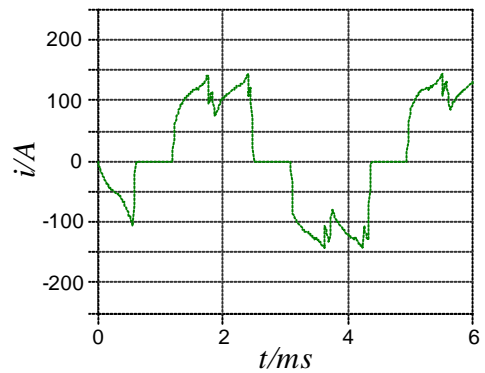
(f) 转矩输出波形

图 5.23 32 极 99 槽电机 1000r/min 时瞬态场仿真波形

图 5.24 所示为电机输入峰值功率为电机额定功率的 1.25 倍，转速为 1000r/min 时电机瞬态场仿真波形。通过图 5.24 可见，在此工作状态下，电机电流略有斩波，从而使电机电流下降，达到调节电机出力的目的。



(a) A 相电流波形



(b) B 相电流波形

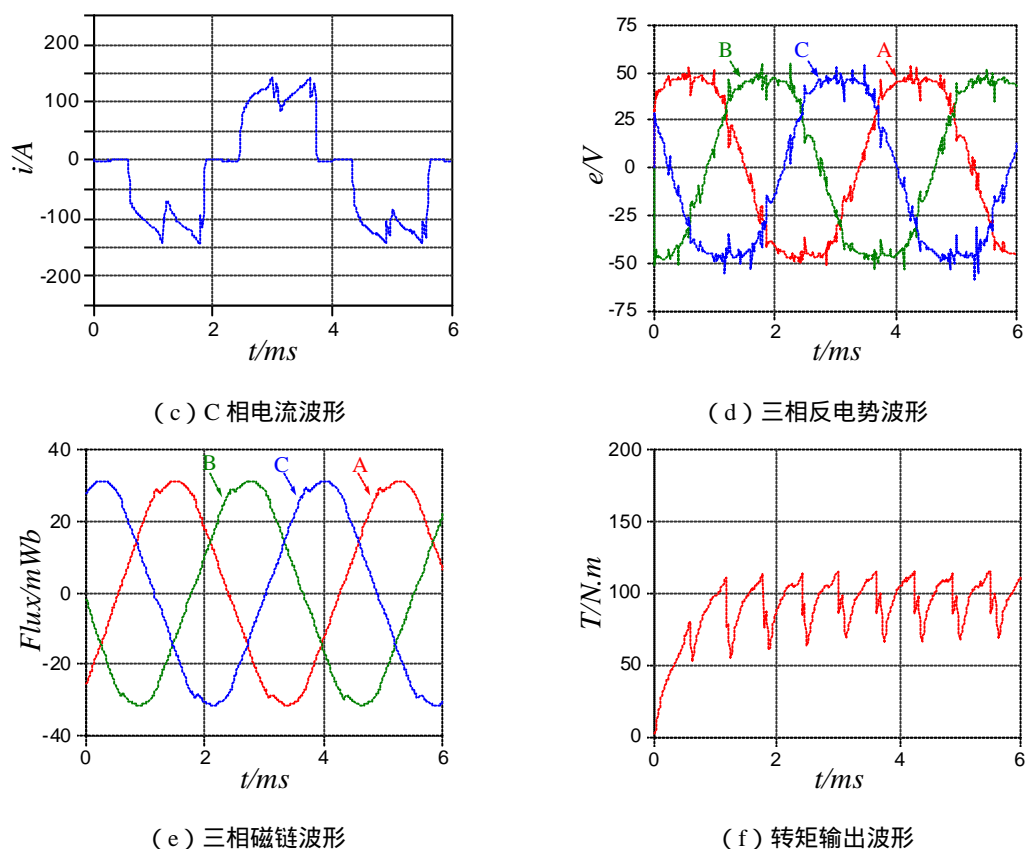


图 5.24 32 极 99 槽方案电流斩波下瞬态场仿真波形

5.4.3 36 极 108 槽方案

(1) 电机基本结构

方案 3 电机结构及绕组排列方式如图 5.25、图 5.26 所示。

表 5.4 36 极 108 槽电机参数表

极数	36	定子材料	1J22
槽数	108	转子材料	D23
定子内径(mm)	380	磁钢材料	NdFe30
定子外径(mm)	406	匝数	36
转子内径(mm)	350	并联支路数	1
转子外径(mm)	372	并联导体数	15
磁钢厚度(mm)	5	节距	3 (整距)
磁钢长度(mm)	25.9494	电枢绕组电流密度 (A/mm ²)	9.59465
气隙宽度(mm)	4		
电机铁芯长度(mm)	62		

(注：电枢绕组电流密度值为恒功率负载 11kW 时的值。)



图 5.25 36 极 108 槽电机截面图

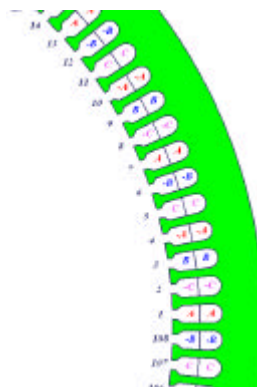


图 5.26 36 极 108 槽电机绕组方式图

(2) MAXWELL 电磁场分析

采用 MAXWELL 软件进行二维静态电磁场有限元分析结果如下。由图 5.29 所示的电机局部磁场强度分布可见，该电机磁密较大的地方是电机的定子轭部，由图 5.30 可见，在电机转子磁钢之间，同样存在漏磁现象。

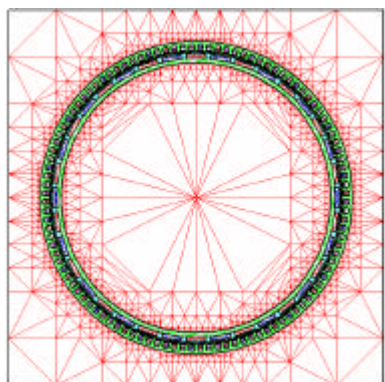


图 5.27 36 极 108 槽电机网格剖分示意图

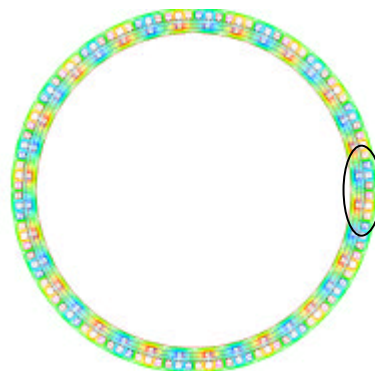


图 5.28 36 极 108 槽电机磁力线分布图

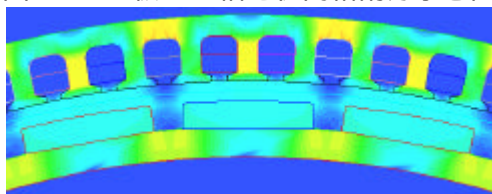


图 5.29 36 极 108 槽电机局部磁场强度分布

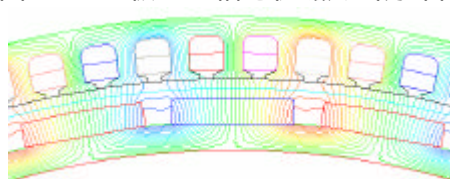
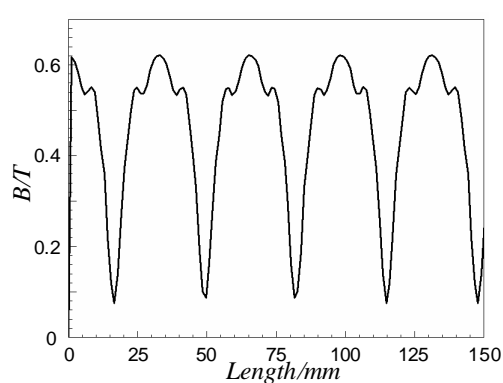
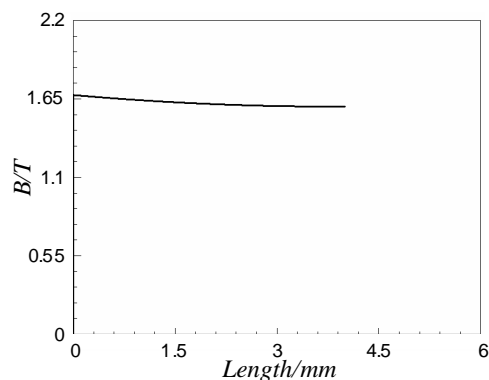


图 5.30 36 极 108 槽电机局部磁力线分布图

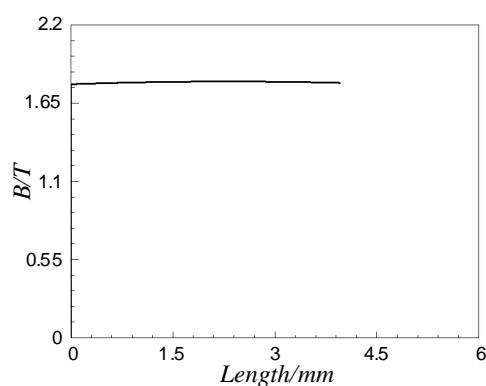
电机气隙磁密曲线、定子齿磁密曲线、定子轭磁密曲线、转子轭磁密曲线如图 5.31 所示；电机的三相磁链、自感曲线如图 5.32、5.33 所示。



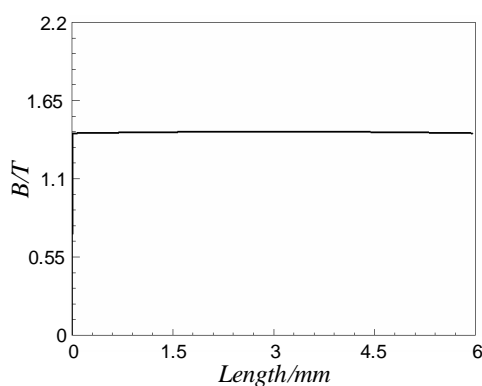
(a) 气隙磁密曲线



(b) 定子齿磁密曲线



(c) 定子轭磁密曲线



(d) 转子轭磁密曲线

图 5.31 36 极 108 槽方案各部磁密曲线

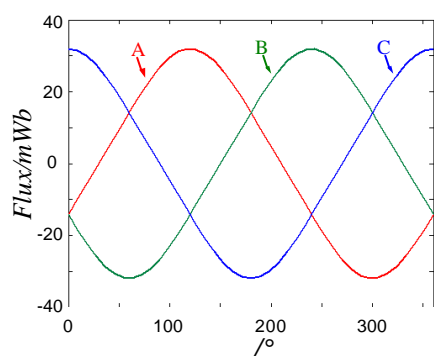


图 5.32 36 极 108 槽电机三相磁链曲线

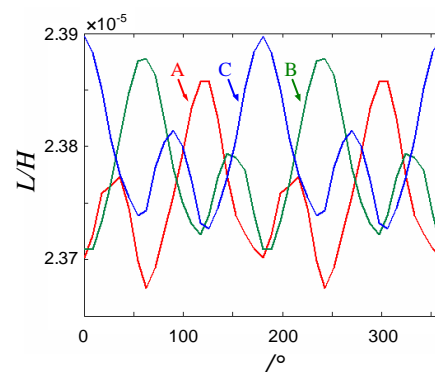


图 5.33 36 极 108 槽电机三相自感曲线

(3) SIMPLORER 与 MAXWELL2D 联机瞬态场仿真

该方案的仿真结果如下所示，其中图 5.34 (a) ~ 5.34 (c) 为电机在 1000r/min 时的三相电流波形；图 5.34 (d) 为三相反电势波形；图 5.34 (e) 为三相磁链波形；图 5.34 (f) 为转矩输出。

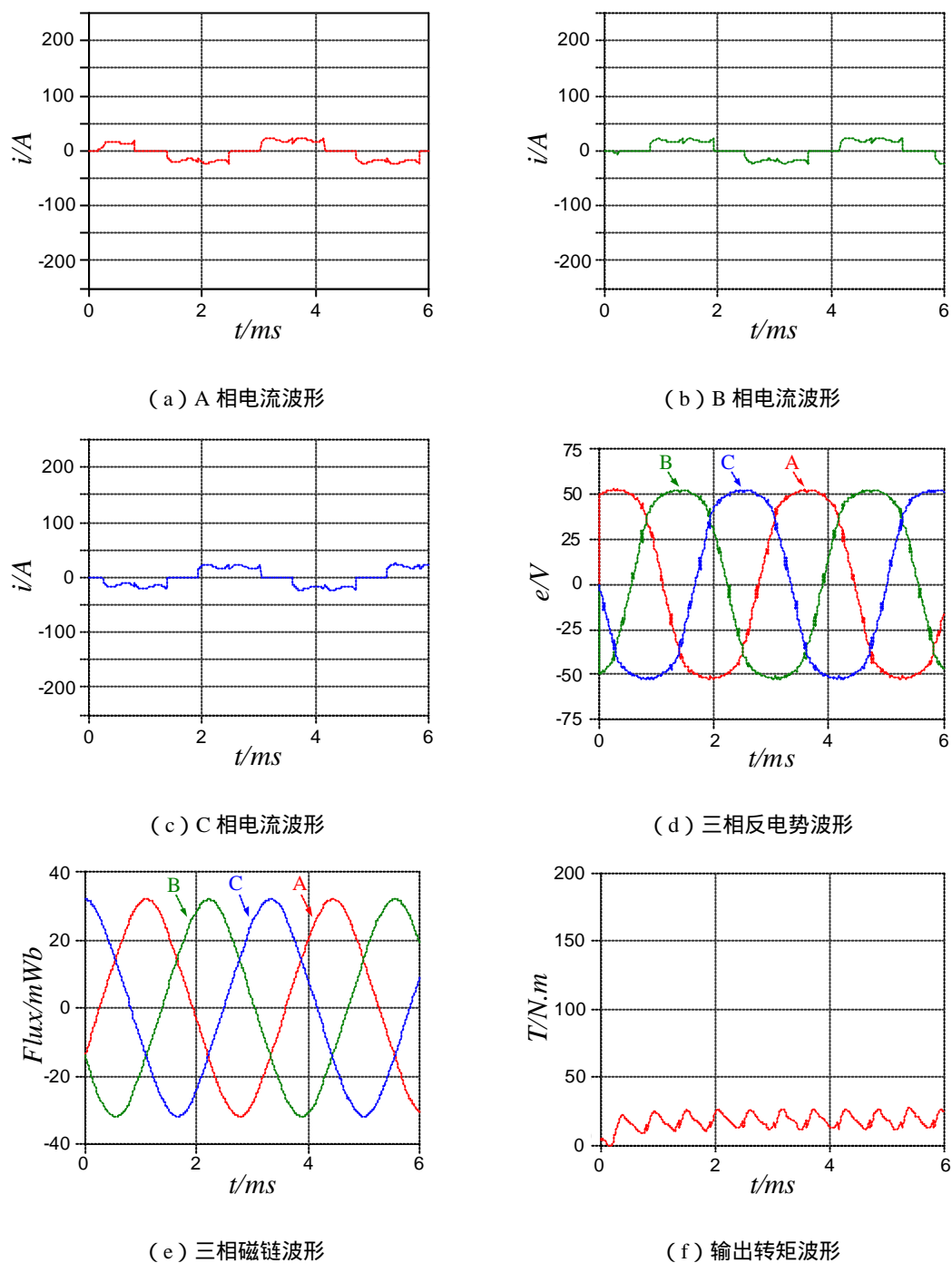


图 5.34 36 极 108 槽电机 1000r/min 时瞬态场仿真波形

由反电势波形与转矩输出波形可知，该方案设计的电机，在输入电压为 100V，电机转速为 1000r/min 时，电机出力无法达到 11kW。这与方案 1 的情况相类似，反电势幅值设计过高，导致了电机无法正常出力。

同样，将电机转速工作点下移 50r/min，通过瞬态场有限元仿真，可得仿真波形如图 5.35 所示。转速下降之后，输出转矩与电流都得到一定的提高。

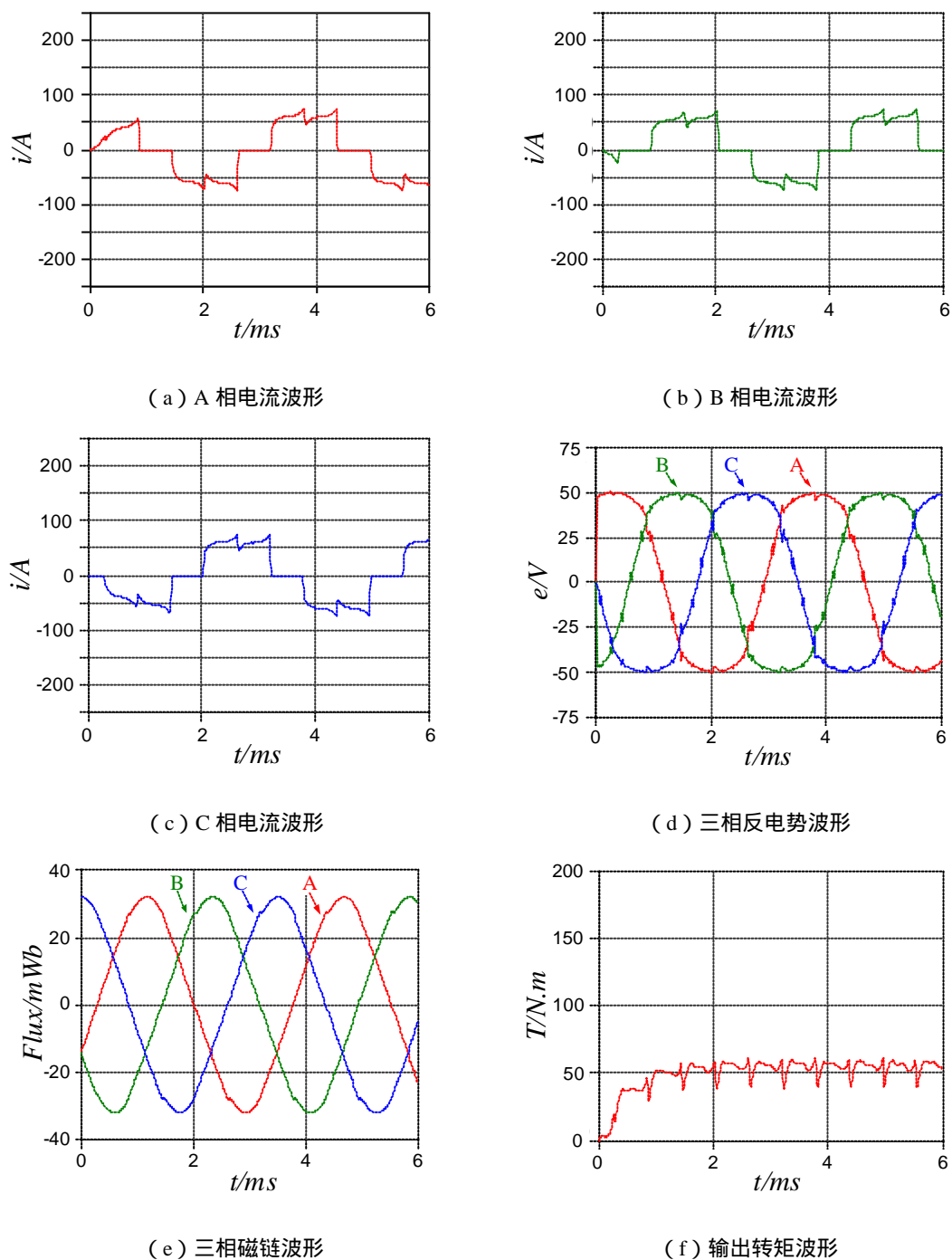


图 5.35 36 极 108 槽电机 950r/min 时瞬态场仿真波形

5.4.4 36 极 111 槽方案

(1) 电机基本结构

方案四电机采用 36 极 111 槽方案，定子采用双层绕组排列，图 5.36 为电机的截面图，电枢绕组排列方式如图 5.37 所示。

表 5.5 36 极 111 槽电机参数表

极数	36	定子材料	1J22
槽数	111	转子材料	D23
定子内径(mm)	380	磁钢材料	NdFe30
定子外径(mm)	406	匝数	37
转子内径(mm)	350	并联支路数	1
转子外径(mm)	372	并联导体数	15
磁钢厚度(mm)	5	节距	3 (短距)
磁钢长度(mm)	22.7101	电枢绕组电流密度 (A/mm ²)	9.7931
气隙宽度(mm)	4		
电机铁芯长度(mm)	62		

(注：电枢绕组电流密度值为恒功率负载 11kW 时的值。)

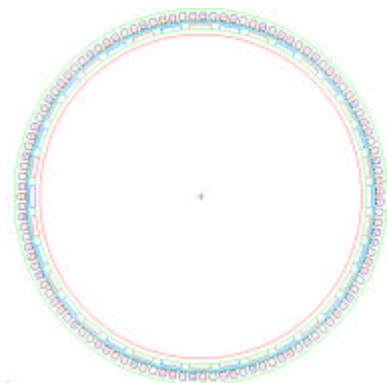


图 5.36 36 极 111 槽电机截面图

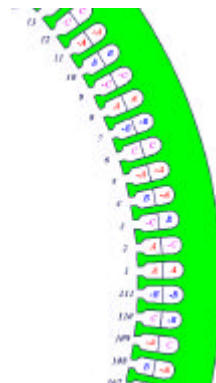


图 5.37 36 极 111 槽电机绕组方式图

(2) MAXWELL 电磁场分析

采用 MAXWELL 软件进行二维静态电磁场有限元分析结果如下。网格剖分如图 5.38 所示。图 5.40 显示了电机内部磁密的分布，图 5.39、5.41 显示了电机内部磁力线的分布。

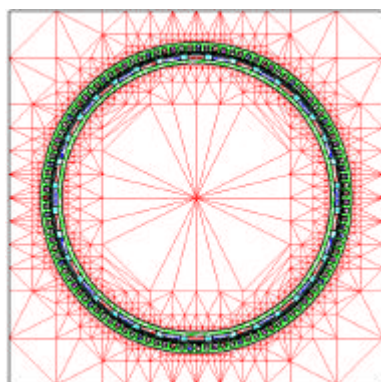


图 5.38 36 极 111 槽电机网格剖分示意图

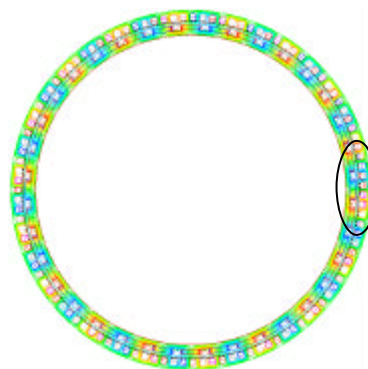


图 5.39 36 极 111 槽电机磁力线分布图

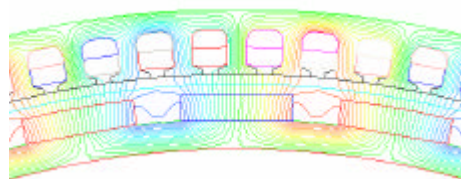
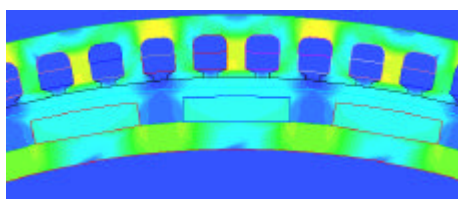
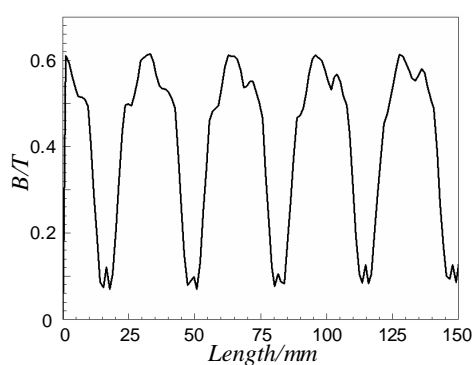
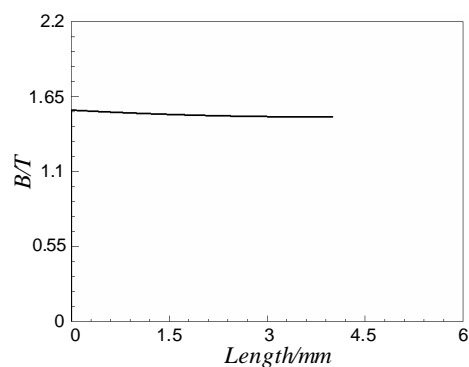


图 5.40 36 极 111 槽电机局部磁场强度分布图 图 5.41 36 极 111 槽电机局部磁力线分布图

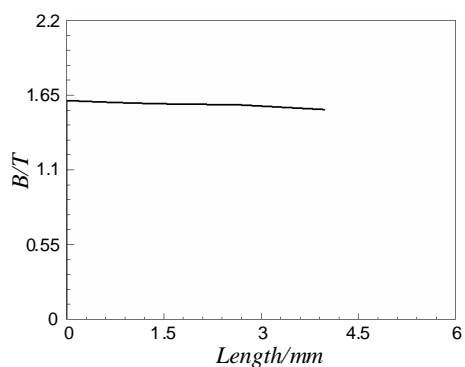
电机各部分磁密曲线如图 5.42 所示；电机的三相磁链、自感曲线如图 5.43、5.44 所示。



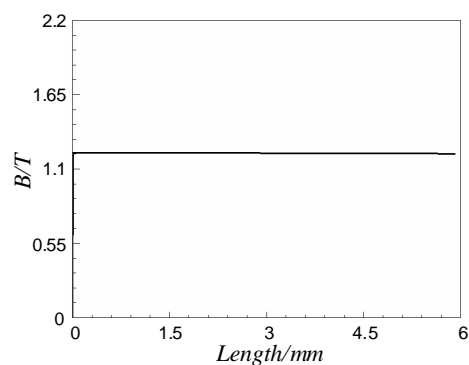
(a) 气隙磁密曲线



(b) 定子齿磁密曲线



(c) 定子轭磁密曲线



(d) 转子轭磁密曲线

图 5.42 36 极 111 槽电机各部磁密曲线

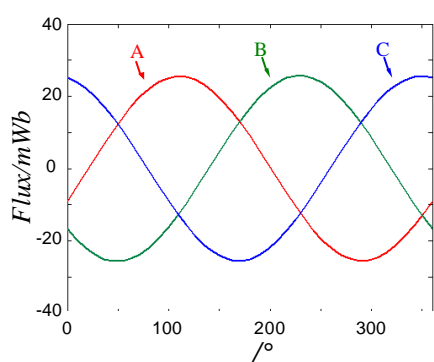


图 5.43 36 极 111 槽电机三相磁链曲线

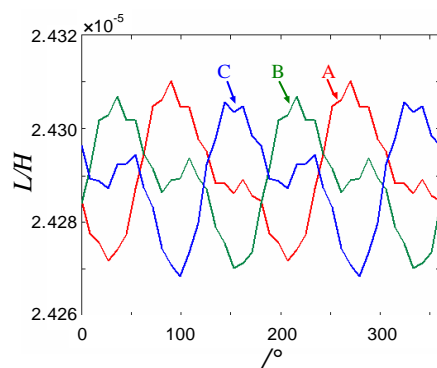


图 5.44 36 极 111 槽电机三相自感曲线

由图 5.42 可知，方案 4 电机的转子轭部磁密较小，可通过减小转子轭厚，增加

磁钢厚度的方法来提高气隙磁密。由图 5.43 可见，方案 4 电机的磁链较接近正弦，因此，其反电势也较接近正弦。

(3) SIMPLORERE 与 MAXWELL 2D 联机瞬态场仿真

该方案的仿真结果如下所示。由于电机较小的反电势，电机电流能够上升到一个较大的值，从而保证了电机在 1000r/min 时的出力。而电机反电势较为接近正弦，使得电机转矩输出存在较大的转矩脉动。

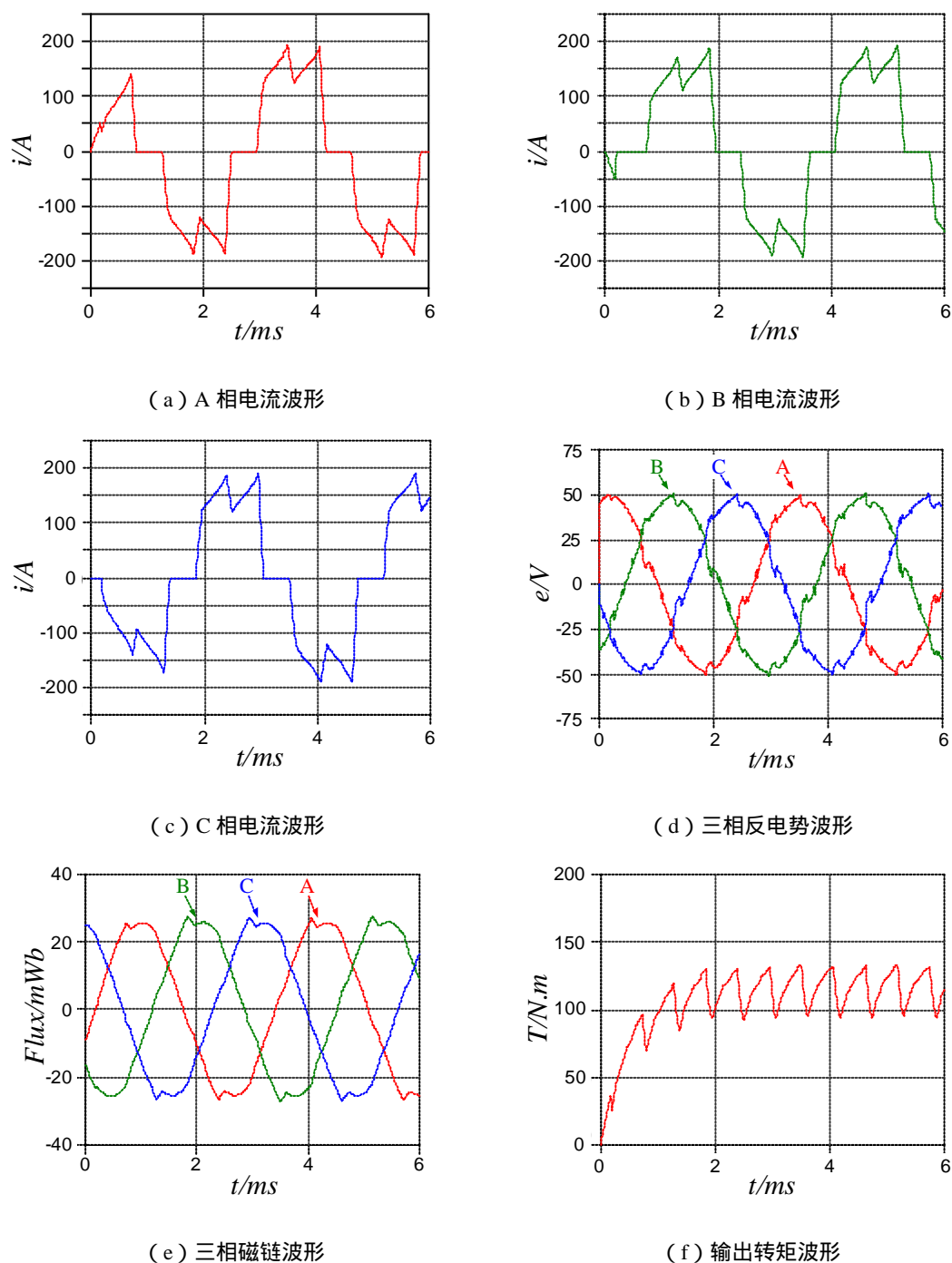


图 5.45 36 极 111 槽电机瞬态场仿真波形

同样，控制系统输入功率峰值为电机设计额定功率的 1.25 倍，对电机在电流斩波时的运行情况进行仿真，其结果如图 5.46 所示。可见在此情况下，电机电流的斩波情况优于方案 2，电机转矩输出得到了有效的控制。

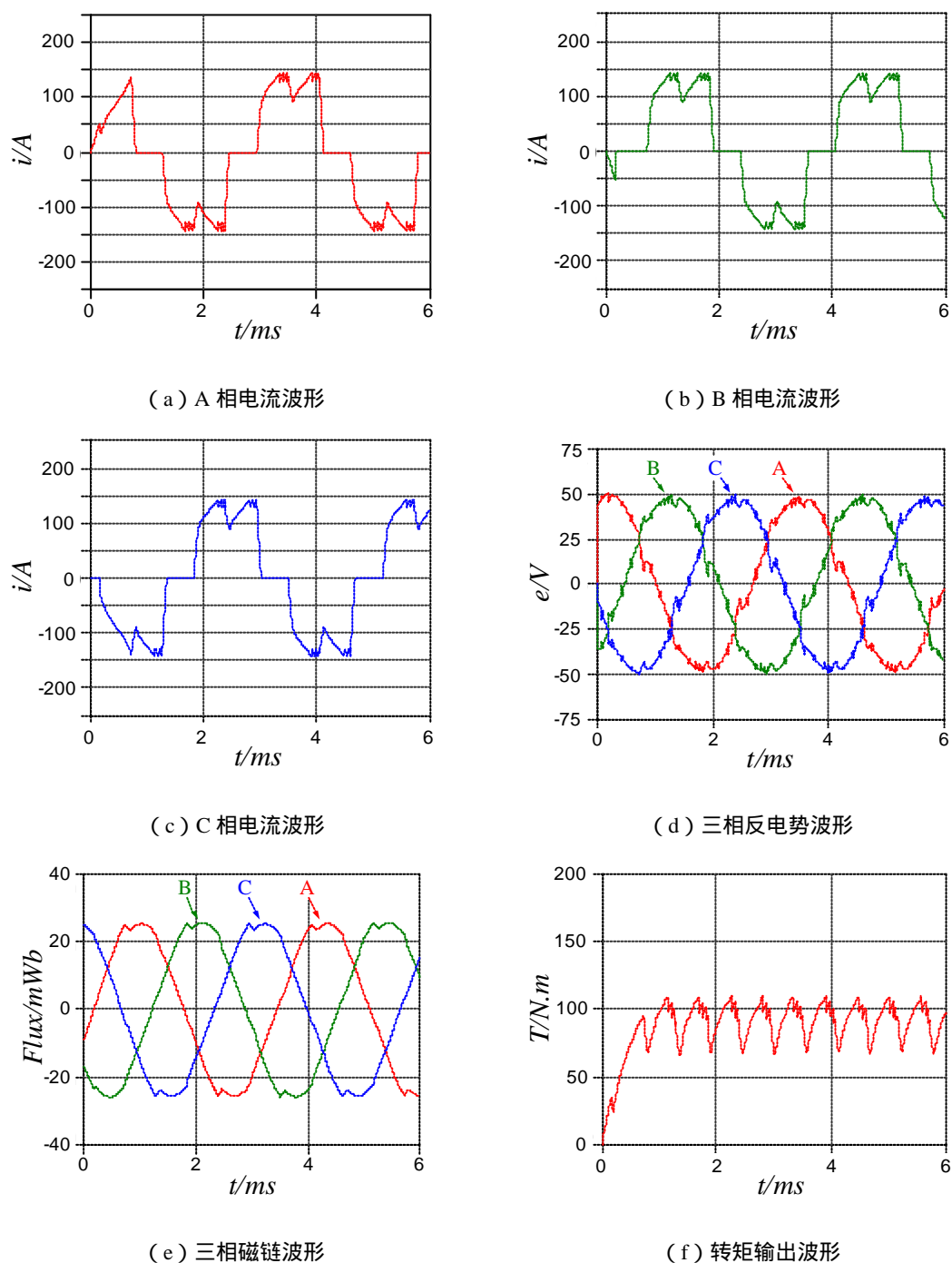


图 5.46 36 极 111 槽电机电流斩波时瞬态场仿真波形

5.4.5 42 极 72 槽方案

(1) 电机基本结构

方案五电机采用 42 极 72 槽方案，定子采用双层绕组排列。图 5.47 为电机的截面图，电枢绕组排列方式如图 5.48 所示。

表 5.6 42 极 72 槽电机参数表

极数	42	定子材料	1J22
槽数	72	转子材料	D23
定子内径(mm)	380	磁钢材料	NdFe30
定子外径(mm)	410	匝数	48
转子内径(mm)	350	并联支路数	1
转子外径(mm)	370	并联导体数	12
磁钢厚度(mm)	5	节距	2 (长距)
磁钢长度(mm)	22.1275	电枢绕组电流密度 (A/mm ²)	10.0365
气隙宽度(mm)	5		
电机铁芯长度(mm)	55		

(注：电枢绕组电流密度值为恒功率负载 11kW 时的值。)



图 5.47 42 极 72 槽电机截面图

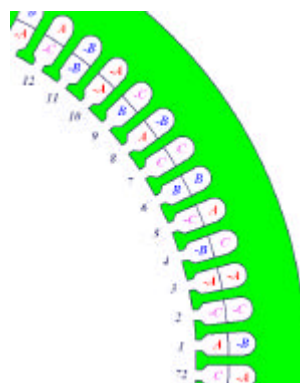


图 5.48 42 极 72 槽电机绕组方式图

(2) MAXWELL 电磁场分析

采用 MAXWELL 软件进行二维静态电磁场有限元分析结果如下。

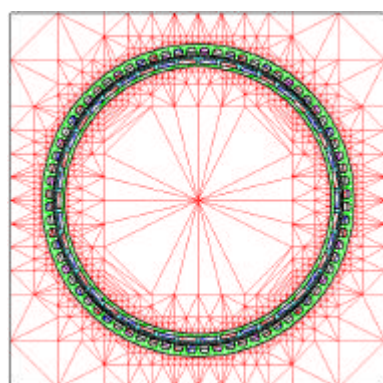


图 5.49 42 极 72 槽电机网格剖分示意图

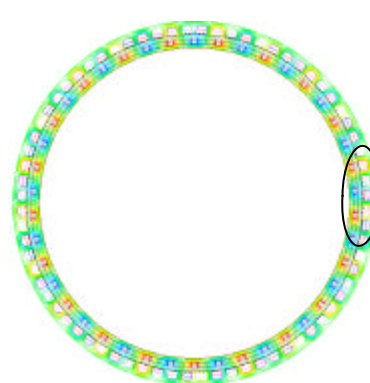


图 5.50 42 极 72 槽电机磁力线分布图

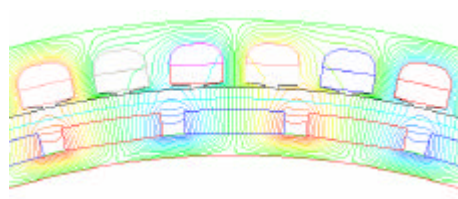
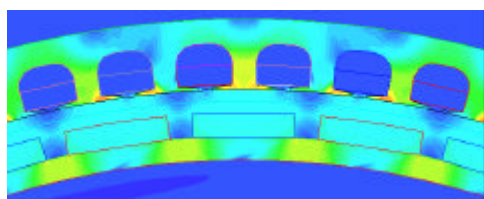
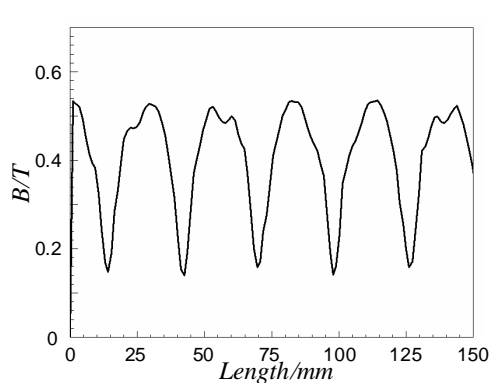
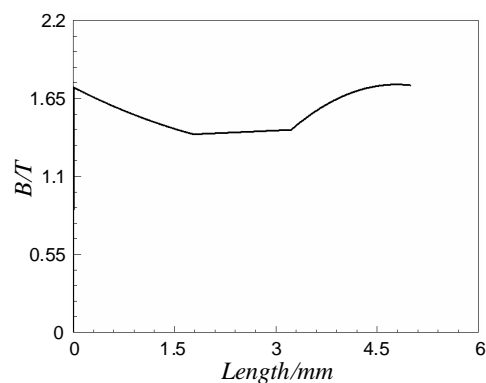


图 5.51 42 极 72 槽电机局部磁场强度分布图 图 5.52 42 极 72 槽电机磁力线局部分布图

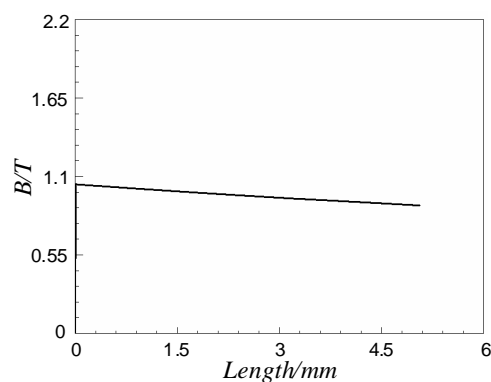
由图 5.51 可知,电机的定子轭部磁密较小,且电机各部磁密均较小,仅在电机定子极靴部存在一个磁密较大的区域,这是由电机定子极靴的特殊结构所引起的。该设计方案中定子极靴端面较宽而厚度较小,大量磁力线通过极靴两端,在极靴上产生了一个具有较大磁密的区域。由图 5.52 可见,该方案的漏磁比较严重,电机在磁极之间的漏磁比其它方案严重。同时,在电机定子极靴部,部分磁力线通过较宽的定子极靴与磁钢形成闭合磁路,并未与定子电枢绕组匝链,从而削弱了电机的有效磁密。



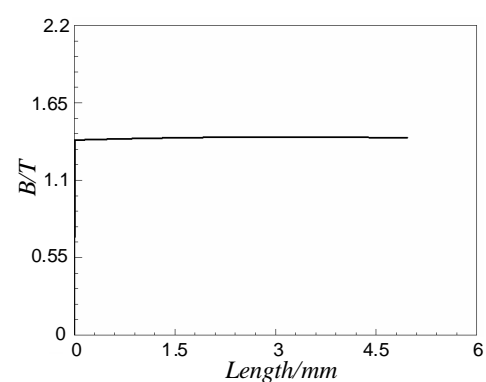
(a) 气隙磁密曲线



(b) 定子齿磁密曲线



(c) 定子轭磁密曲线



(d) 转子轭磁密曲线

图 5.53 42 极 72 槽电机各部磁密曲线

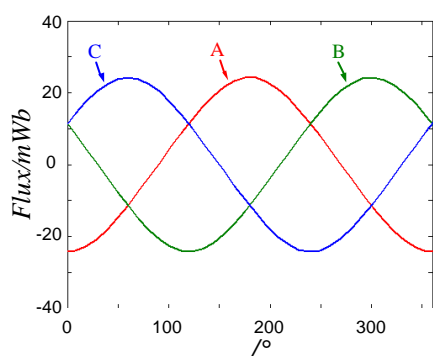


图 5.54 42 极 72 槽电机三相磁链曲线

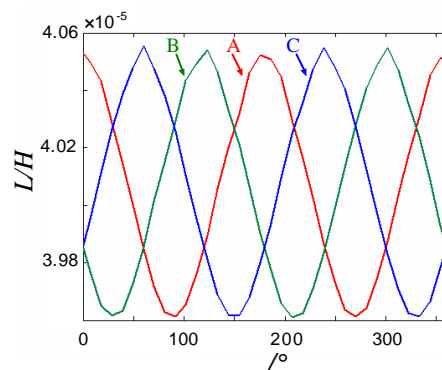
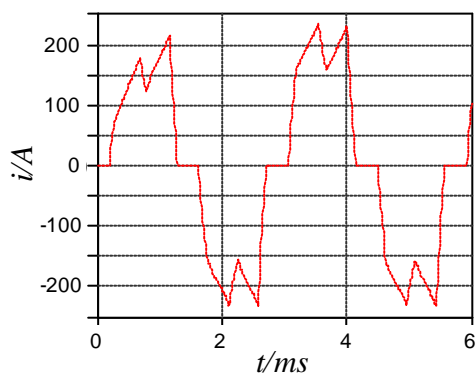


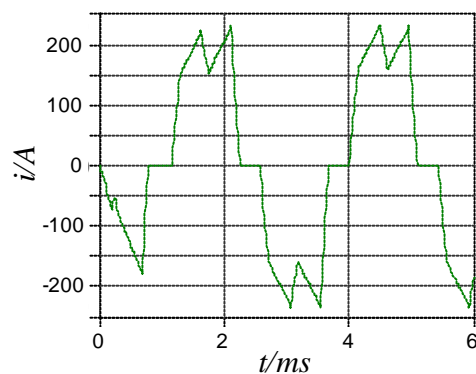
图 5.55 42 极 72 槽电机三相自感曲线

(3) SIMPLORER 与 MAXWELL 2D 瞬态场仿真

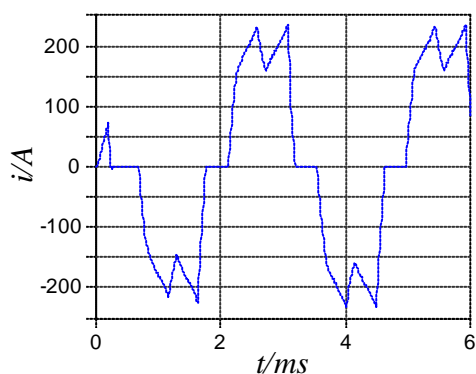
该方案的仿真结果如下所示。由于该方案的系统电压为 120V，比上述各方案大 20V，因此，电机运行时的电流幅值最大，由于该电机的反电势与上述四种方案相差不大，使该电机的输出转矩为各方案中最大。



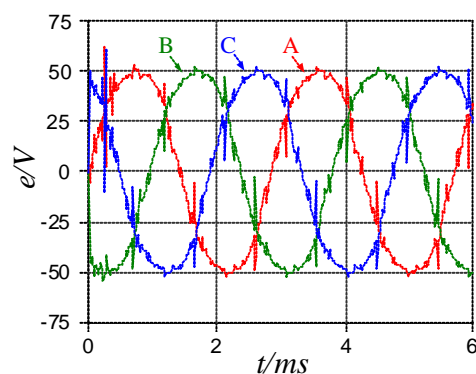
(a) A 相电流波形



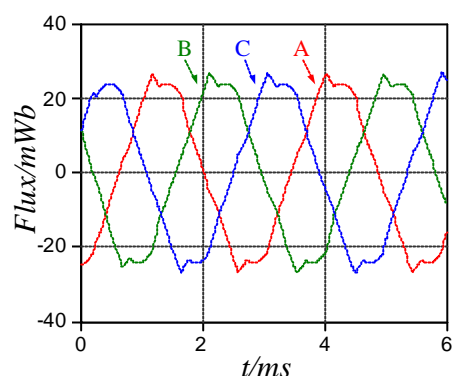
(b) B 相电流波形



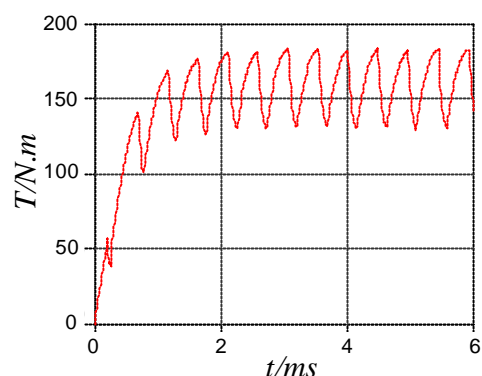
(c) C 相电流波形



(d) 三相反电势波形



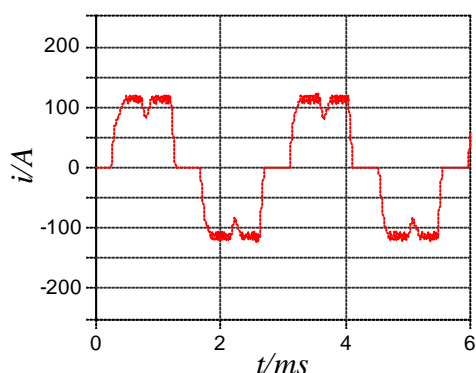
(e) 三相磁链波形



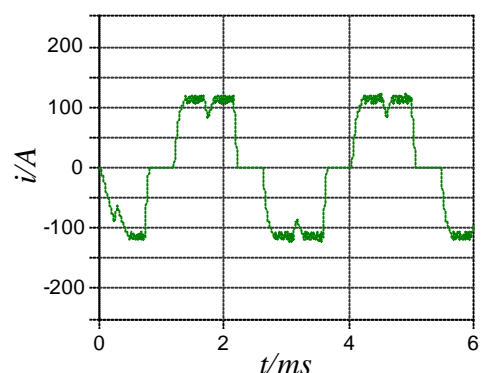
(f) 输出转矩波形

图 5.56 42 极 72 槽电机 1000r/min 时瞬态场仿真波形

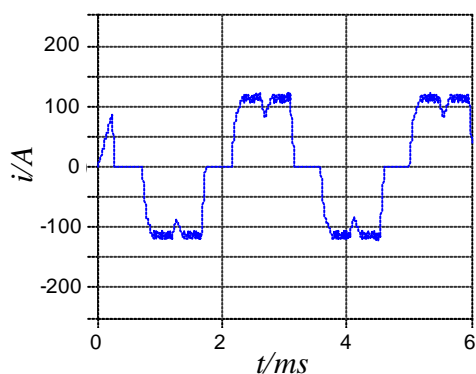
同样，通过限制系统最大输入功率来对系统进行仿真，以分析电机对转矩输出的控制效果。由三相电流可知，该方案设计的电机，其电流斩波情况最好。在电流斩波区域，电机的转矩输出较为平稳，仅在电机换向时刻，转矩输出才存在一个缺口，由图 5.57 (f) 可知，电机输出转矩得到了有效的控制。



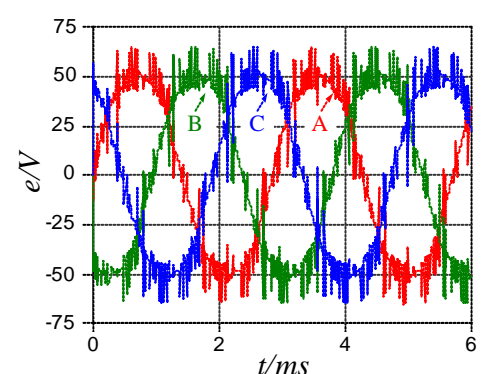
(a) A 相电流波形



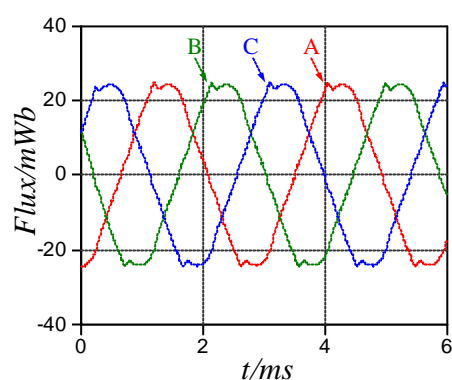
(b) B 相电流波形



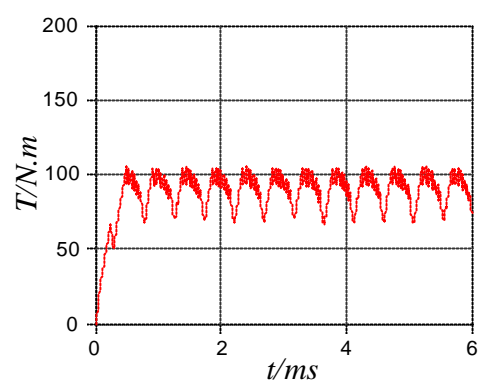
(c) C 相电流波形



(d) 三相反电势波形



(e) 三相磁链波形



(f) 输出转矩波形

图 5.57 42 极 72 槽电机电流斩波时瞬态场仿真波形

5.5 方案对比

5.5.1 静磁场方案对比

各方案设计参数对比如表 5.7 所示。

表 5.7 设计方案静态仿真对比表

方案		方案 1	方案 2	方案 3	方案 4	方案 5
基本参数	电机极数	32	32	36	36	42
	电枢槽数	96	99	108	111	72
	电压 (V)	100	100	100	100	120
	电枢宽度 (mm)	69	62	62	62	55
仿真结果	漏磁现象	较少	较少	较少	较少	较多
	气隙磁密变化范围 (T)	0.055~0.62	0.14~0.62	0.07~0.62	0.07~0.62	0.14~0.535
	定子齿最大磁密 (T)	1.925	1.76	1.7	1.54	1.76
	定子轭最大磁密 (T)	1.595	1.98	1.76	1.595	1.045
	转子轭最大磁密 (T)	1.55	1.54	1.43	1.21	1.375

表 5.7(续)：

仿真结果	自感变化范围 (μH)	23.23~24.04	22.58~23.28	23.67~23.90	24.27~24.31	39.61~40.56
	磁链变化范围 (Wb)	-0.0358~0.0360	-0.0315~0.0315	-0.0319~0.0319	-0.0257~0.0257	-0.0243~0.0243
	气隙平均磁密 (T)	0.46307	0.47613	0.46562	0.41213	0.40522

对比分析表 5.7 可以得到以下几点结论：

1) 5 种设计方案下，电机的气隙磁密平均值较为接近。受气隙长度限制，气隙磁密难以提高。由于转子轭部磁密还可以提高，所以可以适当减小转子轭厚，从而增大磁钢厚度，以提高气隙磁密。

2) 5 种方案均存在漏磁现象，42 极 72 槽方案漏磁现象尤其严重，漏磁现象削弱了电机有效磁密，应在设计时通过优化极弧系数以获取较为理想的漏磁系数，尽量减小漏磁。

3) 42 极 72 槽方案定子极靴较薄，造成极靴端部磁场强度较高，易造成该处磁场局部饱和。同时，通过该极靴的部分磁力线未与电枢绕组匝连，造成该极靴端面上存在无效磁通，削弱了电机的有效磁密。

4) 各方案电机的电枢绕组匝数较少，因此电机自感值较小。

5) 除方案 1 外，其它方案磁链波形接近正弦，造成电机反电势波形正弦化。

6) 方案 1 与方案 3 的反电势值设计过高，不利于电机的正常出力。

5.5.2 瞬态场方案对比

五种设计方案对比如表 5.8 所示，可以得到以下几点结论：

1) 对比 5 种设计方案，可以发现方案 1 与方案 3 由于反电势幅值过大，致使电机在工作转速 1000r/min 时无法正常出力，而其余各方案基本能达到设计的指标。

2) 方案 1 的转矩输出平均值最小，方案 5 的转矩输出平均值最大。

3) 从上面分数槽绕组设计的仿真结果看，采用分数槽绕组设计的电机（方案 2、方案 4、方案 5）仍存在较大的转矩脉动，因此，可考虑在设计时采用定子斜槽来进一步削弱齿谐波，降低电机转矩脉动值。

4) 从各电机的输出功率来看，方案 2、方案 4、方案 5 的功率输出可达到设计的 11kW 值。对比方案 2、方案 4 与方案 5，由于方案 5 的反电势大小与方案 2、方案 4 接近，而方案 5 的端电压为 120V，比方案 2、方案 4 大了 20V，因此，方案 5 电枢绕组电流上升的空间较方案 2、方案 4 大的多，显然方案 5 的电机具有较大的

功率输出余量，而方案 2、方案 4 的电机则功率输出余量略显不足。

5) 对比各方案的反电势，方案 2~5 的反电势明显呈现正弦化，反电势过于正弦化的电机可采用类似于永磁同步电机的控制方式来控制（矢量控制、直接转矩控制、SPWM 控制），以获得较好的性能，但这样就削弱了无刷直流电机控制简单的优点，使控制复杂。而若采用 120° 导通方式控制，则不利与电机转矩脉动的抑制。

表 5.8 设计方案瞬态仿真结果对比表

方案		方案 1	方案 2	方案 3	方案 4	方案 5
基本参数	极数	32	32	36	36	42
	槽数	96	99	108	111	72
	输入电压 (V)	100	100	100	100	120
仿真结果	输出功率 (W)	1557.49	11516.84	1749.04	12123.93	16752.43
	正常工作转速 (r/min)	低于 1000	可达 1000	低于 1000	可达 1000	可达 1000
	转矩平均值(N.m)	14.88	110.03	16.71	115.83	160.05
	转矩输出范围(N.m)	9.4~28.95	84.6~132.47	9.2~29.438	94~133.66	130~183.36

5.6 总结

本章介绍了应用于电机电磁场有限元仿真分析的 ANSOFT 软件 MAXWELL 以及应用于电路与控制系统仿真分析的软件 SIMPLORER，并介绍了应用该两款软件对电机电磁场进行有限元静、瞬态分析的方法。利用该方法，对五种具有特殊结构的无刷直流集成电机设计方案进行了仿真分析和对比研究，所得结论如下：

- 1) 给出了各部分详细的仿真数据，为电机方案选型和设计修改提供了参考。
- 2) 给出了各设计方案在电磁场上的共同特点：各部分磁密较低、存在较明显的漏磁现象、自感值较小。
- 3) 指出了电机在设计时，可通过优化极弧系数，来减小电机漏磁。
- 4) 指出了电机在设计时需要优化电机结构，改善反电势波形及幅值，以确保电机正常出力并减小电机转矩脉动。
- 5) 指出了电机在设计时可减小电机转子轭厚，增加磁钢厚度，以提高电机气隙磁密。

第六章 无刷直流集成电机驱动系统的电磁兼容设计

6.1 引言

电气电子设备在使用过程中，会产生大量的电磁干扰信号，将影响设备的正常运行，并可能对设备造成一定的危害。因此，在设计电气电子设备时，必须考虑电磁兼容问题。

无刷直流集成电机驱动系统由于其在结构上的特殊性与复杂性，在工作时带有较多的电磁干扰；而无刷直流集成电机驱动系统的工作环境，又要求系统必须具有较好的电磁兼容性能，以满足无刷直流集成电机驱动系统高可靠性的要求。因此，在设计无刷直流集成电机驱动器时，必须考虑电磁兼容问题。

本章将针对电磁兼容问题进行相应的介绍，并介绍电磁兼容设计的相关方法和手段。结合无刷直流集成电机驱动系统，本章将就电磁兼容问题对系统进行 EMC/EMI 分析，明确无刷直流集成电机驱动系统内部的干扰源、干扰传播路径、易干扰设备，并针对这三个方面，分别介绍在系统设计时所采用的抑制干扰源，阻断干扰传播路径，保护易干扰设备的方法。

6.2 电磁兼容技术简介

6.2.1 电磁兼容的相关定义

在电磁兼容领域，EMC、EMI、EMS 是经常被提到的名词。

EMI (Electro Magnetic Interference)是指电磁干扰，指任何能使设备或系统性能降低的电磁现象。它按不同的分类方式可分为：自然干扰、人为干扰；有意干扰、无意干扰；连续干扰、瞬态干扰；传导干扰、辐射干扰等类型。人们所广泛接受的一种分类方式是按干扰信号耦合方式分类，将其分为传导干扰和辐射干扰。

所谓传导干扰是指干扰源产生的干扰信号通过电网、导线等一系列与其它设备直接相连的路径传播并干扰其它设备。这种干扰在生活中出现及其普遍，如在电视机附近使用电动剃须刀，造成电视机屏幕出现雪花等。

而辐射干扰是指干扰源产生的干扰信号以电磁波的形式向外传播，并干扰其它设备。如雷电使收音机产生杂音，摩托车在附近行驶后电视画面出现雪花，拿起电话后听到无线电声音等。

EMS (Electro Magnetic Susceptibility) 指电磁敏感度，其意是指设备因电磁能

量干扰而性能下降的容易程度。简单来说,EMS 就是指设备对电磁干扰信号“免疫力”的强弱,显然电磁敏感度越高,设备越易受到电磁干扰;而电磁敏感度越低,设备越不易被干扰。

EMC (Electro Magnetic Compatibility) 指电磁兼容性。其意指设备既不对其它设备产生干扰,也不受其它设备干扰的能力。因此,EMC 包括两个方面的要求:一方面是指设备在正常运行过程中对所在环境产生的电磁干扰不能超过一定的限值;另一方面是指设备对所在环境中存在的电磁干扰具有一定程度的抗扰度。具体来讲,EMC 问题包含了以下的诸多方面:电磁能量的检测、抗电磁干扰性试验、检测结果的统计处理、电磁能量辐射抑制技术、雷电和地磁等自然电磁现象、电场磁场对人体的影响、电场强度的国际标准、电磁能量的传输途径、相关标准及限制等。

6.2.2 电磁兼容技术的发展历程

电磁兼容技术是经射频干扰技术(RFI)、电磁干扰技术(EMI)延拓生成的新技术分支。随着利用电磁效应工作的电气电子设备的广泛应用,电磁干扰现象所带来的问题也愈发明显,这对我们周边的电磁环境带来了很多不利的影响,造成了所谓电磁环境“污染”。

电磁干扰首先由英国科学家亥维赛(O.Heaviside)发现,在其 1881 年发表的文章《论干扰》中,第一次对电磁干扰现象进行了研究,并首先提出了电磁干扰的相关定义;随后,法拉第(M.Faraday)与麦克斯韦(J.C.Maxwell)在电磁场方面的研究进一步证明了亥维赛的理论的正确性,法拉第发现电磁感应定律,确认了电场与磁场之间能够相互转化,而麦克斯韦指出了电场与磁场之间的相互耦合关系,并指出了电磁场在空间的传播方式。电磁感应定律与麦克斯韦电磁波理论的提出,为研究电磁干扰现象提供了理论基础。1888 年赫兹(H.R.Hertz)第一次用实验证明了电磁波的存在,同时也第一次获得了 EMI 问题的实验论据,电磁波的发现及 EMI 实验数据的取得,为电磁干扰的存在提供了事实依据^[49]。

20 世纪以来,伴随着广播、通信等无线电技术的发展,电磁干扰问题日趋突出,为了保证各种电子设备和系统能正常可靠地工作,上世纪三十年代,国际电工委员会与国际广播联盟在相关组织的建议下,联合有关的国际组织,成立了国家无线电干扰特别委员会,并首次制定了 EMI 方面的国际标准,对 EMI 的世界性有组织研究就此展开。20 世纪 40 年代,电磁兼容概念的提出,电磁兼容学科形成,对电磁兼容的研究开始系统化,研究重点也从电磁干扰问题向电磁兼容性问题过渡。20 世纪 80 年代以来,伴随着电子技术向高频率、宽频带、高集成度、高可靠性和高精度方向的发展,及其应用领域的日益扩展,如何在复杂的电磁环境中达到设备共存状

态已成为目前电磁兼容研究领域的重点^[49]。

6.2.3 电磁兼容技术的研究现状

目前，对 EMC 的研究主要集中在以下几个方面：电磁干扰源的研究；电磁干扰传播特性的研究；设备抗干扰能力的研究；电磁污染的研究；EMC 测量、分析、预测及设计的研究。

而在这些方面中，目前研究比较多的是电磁干扰传播特性的研究，主要研究的热点是电磁干扰源的屏蔽技术。

电磁兼容技术在硬件方面的工作主要是：采用屏蔽、滤波、接地等技术，隔离电磁干扰的传播路径，以及改进硬件设计和控制电路，对电磁干扰源进行削弱；研发和使用相关的检测设备，对产品的电磁兼容性能进行测试。在软件方面，主要是应用或开发相应的电磁干扰及电磁兼容设计分析软件、测试软件和预测软件。

目前，电磁兼容技术在硬件方面的发展已日趋成熟，大量应用于电磁兼容领域的硬件产品被开发出来并得以大规模使用。新材料和新加工工艺的出现，使得电磁兼容领域的产品体积越来越小，而效果越来越好。这些产品主要是采用屏蔽和滤波技术，来实现对电磁干扰信号的隔离。



图 6.1 电磁屏蔽机箱



图 6.2 电磁密封衬垫

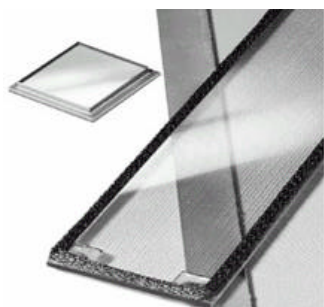


图 6.3 电磁屏蔽视窗

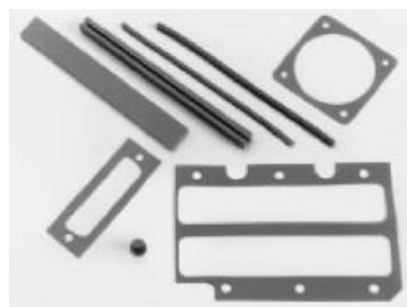


图 6.4 电磁密封挡板

应用于滤波领域的产品主要是各种滤波器和扼流线圈；应用于屏蔽领域的产品主要是各种电磁屏蔽衬垫和电磁屏蔽导管，以及一些带电磁屏蔽功能的箱体。图 6.1 为带电磁屏蔽功能、应用于复杂电磁环境下的电磁屏蔽机箱，图 6.2 为目前广泛使

用的各种电磁密封衬垫，图 6.3 为应用于显示领域的电磁屏蔽视窗，图 6.4 为应用于机箱密封的接口电磁密封挡板。图 6.5 ~ 图 6.7 所示为各类滤波器及扼流圈。



图 6.5 馈通滤波器



图 6.6 电源滤波器



图 6.7 扼流线圈

为了能够准确地检测电磁干扰，并对产品的电磁兼容性能作出准确的评估，开发相应的电磁兼容测试设备和测试方法已成为电磁兼容领域的重要研究内容。目前广泛采用的电磁兼容测试方法主要有电磁发射实验及敏感度和抗扰度实验。



图 6.8 开阔地实验



图 6.9 电磁屏蔽暗室实验

电磁发射实验主要测试的是设备工作时 EMI 的大小，需要在特定的环境或专门的实验室中进行，目前应用最广泛的是开阔地实验和电磁屏蔽暗室实验。图 6.8 所示为开阔地实验示意图，图 6.9 为电磁屏蔽暗室实验示意图。

电磁敏感度及抗扰度实验主要测试的是设备的 EMS 性能，其可在普通环境下进行测试。图 6.10 所示为 GTEM 抗扰度测试设备。



图 6.10 GTEM 抗扰度测试设备

随着 EMC 研究的不断深入，研究的技术领域涉及的学科范围越来越广泛。分析方法也从解析方法发展到数值计算方法，如矩量法、有限元法、时域有限差分法等，这些方法均已在电磁兼容领域得到了广泛的应用，并出现了一些分析计算电磁兼容特性的软件。如电磁兼容预测软件 SEMCAP（系统间电磁兼容分析程序）和 EIMCAP（系统内电磁兼容分析程序），已大约可以处理 240 个发生器和 120 个接收器。而一些公司推出的商业化小型电磁兼容分析与预测软件，如 EMAS、ARIES、UWAVELAB、SI3D、HFSS、Ensemble 等，已在业界得到了广泛应用^[49]。

6.3 无刷直流集成电机驱动系统的电磁兼容设计

6.3.1 电磁兼容设计简介

电磁干扰存在三个主要因素：干扰源、噪声耦合路径、接受机（被干扰设备）。显然，对这三个方面中的任一方面采取切实可行的措施即可有效地削弱或消除电磁干扰。因此，电磁兼容设计的主要任务可归纳为以下三点：抑制干扰源、切断耦合路径、改善设备的 EMS。

（1）抑制干扰源

抑制干扰源是最有效的电磁兼容设计手段之一。所谓抑制干扰源就是指通过分析电子设备可能存在的电磁干扰源及其性质，采取相应手段削弱或消除电磁干扰源的影响。

在抑制干扰源方面，可对设备的设计过程与调试过程分别采取措施。在设备设计过程中，必须明确设备的工作环境和设备的电磁兼容要求，分析设备在工作过程中可能出现的潜在干扰源，并通过改进控制算法（如采用软开关技术，改进频率调制方式等），或改进设计电路（如采用具有低 EMI 的电路拓扑、采用各种吸收电路等），来消除或部分消除可能出现的电磁干扰。在设备调试过程中，针对具体出现

的电磁干扰，可通过对受到电磁干扰的电路及电子元器件的表现进行分析，确定干扰源的所在及干扰源的性质，并据此采取相应措施削弱干扰源。

(2) 切断耦合路径

对于一些无法采用相应手段进行抑制，或采用了相应的抑制手段但效果不明显的干扰源，切断其向外传播的耦合路径是一种有效抑制电磁干扰的手段。而对于一些对电磁干扰信号相对敏感的设备，切断其从外部接收电磁干扰信号的路径，也是一种避免其受到干扰的有效手段。

切断干扰的耦合路径，主要采用滤波、屏蔽的方法来实现。

EMC 设计中所采用的滤波方法主要是通过滤波器，将线路中的干扰信号滤除。常常在设备的进出线端采用滤波器滤除通过导线传播的 EMI 信号。

EMC 设计中所采用的屏蔽方法主要是采用金属或导电箱体，将电子设备与外界环境完全隔离开来，使设备产生的电磁干扰信号无法传播出箱体；同时，也保证外部的电磁干扰信号无法传入箱中。

在实际应用中，屏蔽和滤波两种方法是交错使用的，如图 6.11 所示。实际设备中的滤波器常常安装在具有较好电磁屏蔽能力的环境中，以提高滤波效果；而用于屏蔽电磁干扰信号的箱体，由于其与外部不可避免的存在导线与外部连接（如面板通讯线，电源线等），电磁干扰信号能够通过从这些导线传播。因此，为了获得较好的电磁屏蔽性能，往往在这些导线进出机箱的开口处使用滤波器，以防止干扰信号通过导线传播。

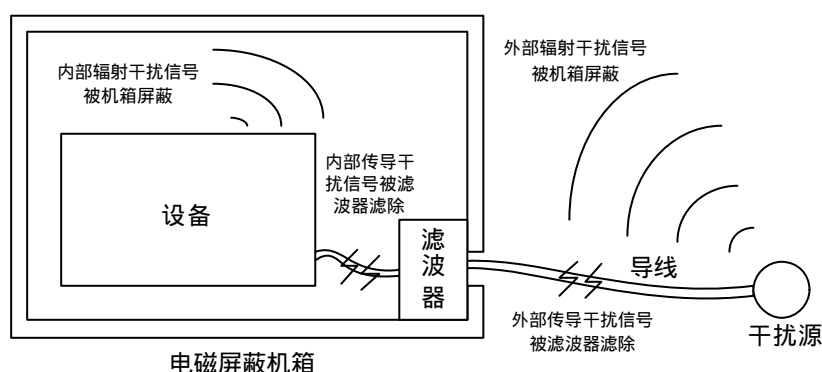


图 6.11 屏蔽与滤波的使用示意图

(3) 改善设备的 EMS

降低设备的电磁敏感度，可通过选用对电磁信号不敏感的元器件，采用对电磁信号不敏感的线路设计来实现。通过改善电子设备的线路布局，有效地减小设备的“天线效应”。同时，通过分析设备的工作环境，分析其电磁干扰信号的频带。在设计设备时，有意识地调整设备的电路参数，避开相对于该频带敏感的区域，均可

使设备具有较低的 EMS。

6.3.2 无刷直流集成电机驱动系统的 EMC/EMI 分析

无刷直流集成电机驱动系统包括无刷直流集成电机本体、各类传感器及控制器。无刷直流集成电机驱动系统由于其自身高度集成化、各部分连接紧密、结构紧凑、内部电磁环境复杂，极易发生 EMC/EMI 问题；其控制系统也易受干扰；另外，其安装及使用的场合周围，往往存在许多其它电子设备和传感器，这些设备较易受到无刷直流集成电机驱动系统工作产生的电磁干扰信号的影响。

为了保证无刷直流集成电机驱动系统的正常工作，同时，保证其周边设备的正常使用，在设计无刷直流集成电机驱动系统时，必须考虑系统的电磁兼容问题。而考虑系统的电磁兼容设计，首先必须分析系统的 EMC/EMI。

(1) 无刷直流集成电机驱动系统的干扰源

按其在空间上所处的不同位置，无刷直流集成电机驱动系统的干扰源可分为控制器内干扰源及控制器外干扰源两部分。

无刷直流集成电机驱动系统控制器主要包括以下几个部分：辅助电源、控制电路、调理电路、驱动隔离电路。辅助电源是控制器中的主要干扰源之一。系统为了提高效率，采用开关电源作为系统的辅助电源。开关电源工作时，由于内部功率器件的高频开关，会产生较强的电磁干扰信号，以电磁波的形式向外界传播。同时，开关电源输出的电源信号中，不可避免地含有一定的干扰，这些干扰会随着电源线路传播到控制器各处。控制电路上同样存在电磁干扰源。数字控制器输出的高频信号将通过传导路径，向外辐射电磁干扰信号。

无刷直流集成电机驱动系统控制器外的干扰源主要有以下几个：无刷直流集成电机、主功率电路和附近的其它电子设备。

无刷直流集成电机由于其自身结构独特，其内部电磁场较为复杂，且存在较多的漏磁，因此，工作时将产生较强的电磁干扰信号向外传播；主功率电路是系统的另一大干扰源，开关器件构成的主功率电路在开关时产生的开关噪声，以及主功率电路上的寄生电感在功率管工作时产生的浪涌电压，均会对系统产生影响；外部其它电子设备工作时产生的电磁干扰信号，将与系统发生耦合，从而干扰系统的正常运行。

(2) 无刷直流集成电机驱动系统的干扰耦合路径

系统的电磁干扰耦合路径如图 6.12 所示，其方式主要有两种：传导耦合与辐射耦合。传导耦合是指电磁干扰信号通过导线等回路从干扰源传播到被干扰设备，辐射耦合是指电磁干扰信号在空间中以电磁波的形式从干扰源发射，并最终被被干扰

设备所接收。

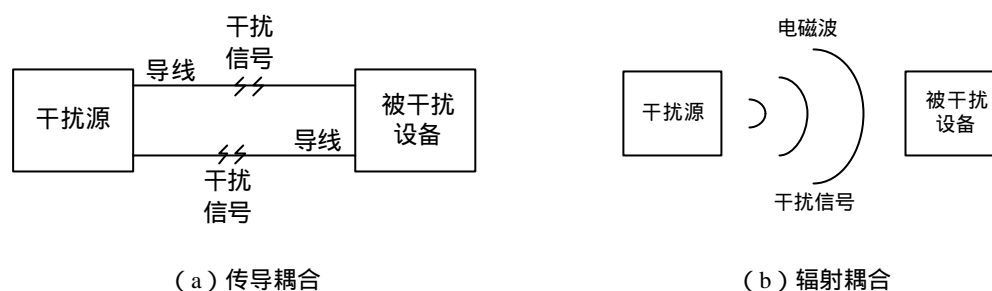


图 6.12 干扰耦合路径示意图

传导耦合是无刷直流集成电机驱动系统最主要的干扰耦合方式。传导耦合在系统中主要表现为电阻耦合、电容耦合与电感耦合，其等效电路如图 6.13 所示。

这三种耦合产生的干扰效果并不相同。电阻耦合主要是使系统产生地点电位漂移，从而引发系统共模及差模干扰。电容耦合与电感耦合主要是通过电路中元件的瞬时脉冲信号，造成元件上出现浪涌电流或高达上百伏的干扰电压信号。

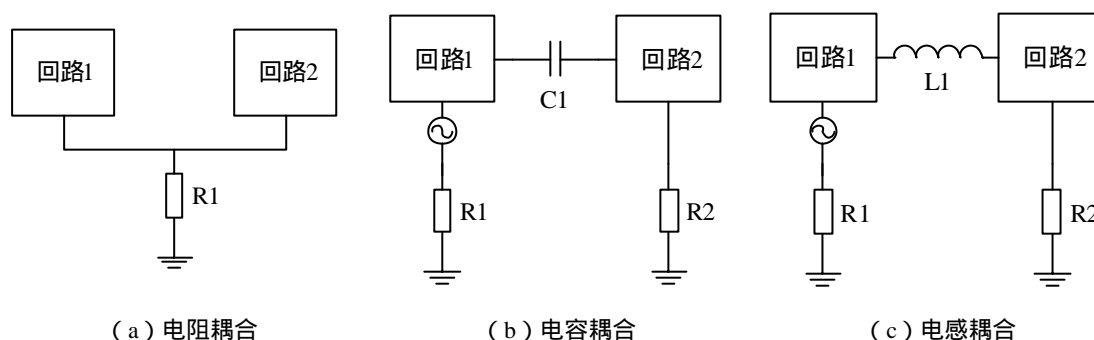


图 6.13 传导耦合的三种方式

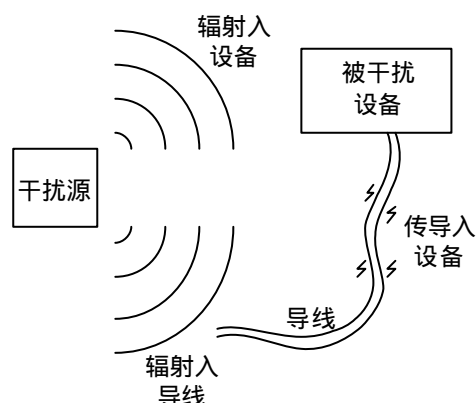


图 6.14 辐射耦合的基本方式

系统的辐射耦合是系统干扰的次要耦合方式。电磁辐射既可直接与易干扰设备耦合，也可耦合入电子线路，从而通过传导耦合方式进入易干扰设备（如图 6.14 所示）。

(3) 无刷直流集成电机驱动系统的易干扰设备

无刷直流集成电机驱动系统的易干扰设备主要有各类数字控制芯片、传感器及主功率电路。

系统中的瞬态脉冲干扰将严重影响数字芯片数据的传输和芯片的正常工作状态。虽然各类数字芯片用高、低电平来表示二进制数据，并通过各种电路来描述信号的特征，本身具有很强的抗干扰能力，但在高频电路中易受到瞬态脉冲的干扰，具体表现在：时钟电路输出不正常，波形紊乱；芯片读写信号出现误码，从而使读入或写出的数据出现错误；输出的 PWM 信号中带有大量“毛刺”，波形出现畸变；DSP 等数字控制器失控，程序跑飞；数字保护电路随机出现误保护现象等。

系统中的电磁波将干扰系统中的传感器。出现的现象是电流传感器检测到的波形出现畸变，位置传感器中信号畸变及带有大量“毛刺”。

系统中的电感耦合干扰将对功率管产生影响，其表现为功率器件误导通或功率器件损坏；耦合产生的瞬时高压将影响到各类芯片的使用安全，若不注意将极易引起芯片的损坏。

6.3.3 无刷直流集成电机驱动系统控制器的电磁兼容设计

在充分了解和分析了无刷直流集成电机驱动系统的 EMC/EMI 问题之后，便可以对症下药，通过相应的措施来改善系统的 EMC/EMI。

(1) 控制器辅助电源的 EMC/EMI 设计

本系统需要多路不同电平的辅助电源来维持系统正常工作的电能供应。针对电源中可能出现的电磁干扰源及电磁干扰路径，本系统采取了以下措施来削弱电磁干扰的影响：

1) 为了保证电源的 EMC/EMI 符合设备要求，选用 DC-DC 电源模块作为辅助电源的主要器件。DC-DC 电源模块工作稳定，输出准确，能满足设备的供电需要，同时 DC-DC 电源模块外壳一般为金属外壳，具有较好的散热性能并能起到有效的电磁隔离作用，使模块内外的电磁场无法通过电磁波相互耦合，减小了模块对外界的辐射干扰。另外，模块在出厂时，往往经过了严格的 EMC/EMI 测试，其电磁兼容性能能够得到可靠的保证。

2) 将用于不同电路的电源相互隔离，防止干扰信号通过传导耦合的方式在各个电源中相互传播。

3) 在电源模块的输入端安装输入电容和瞬态抑制二极管，如图 6.15 所示。模块电源输入端的输入电容 C1 一般采用大容量铝电解电容，更推荐使用金属膜电容，这种电容具有较好的温度特性，具有较大的电压爬升速率，同时具有较低的 ESR。该电容能够有效维持电源模块输入电压的稳定；同时，可以降低反串干扰，提高系

统工作的稳定性。输入端的瞬态抑制二极管 Z1，可以有效抑制电路中因感性耦合造成的瞬态尖峰电压，保护电源模块的使用安全。

4) 电源在并联使用时，各模块采用故障隔离二极管 D1、D2 相互隔离，电路如图 6.16 所示。故障隔离二极管能够有效地防止因系统中某些模块出现短路故障时造成其余模块输入电压的突降，同时，也能有效地防止输入出现反压。

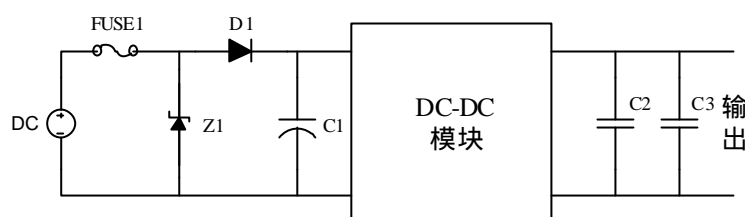


图 6.15 模块电源使用电路

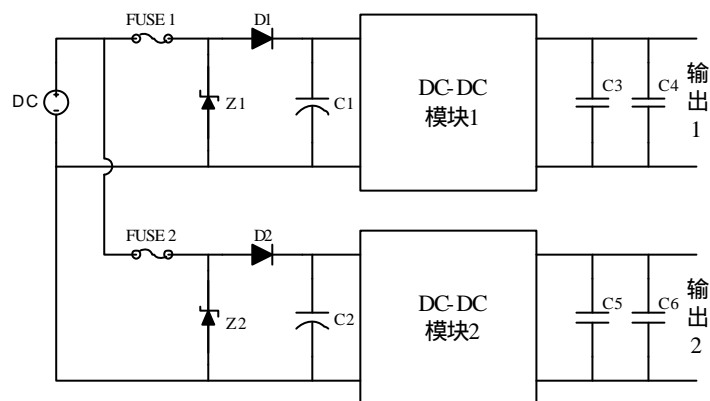


图 6.16 模块电源并联使用电路图

5) 电源输出引线采用排线设计，并保证电源正极与对应的地线相邻，以减小“天线效应”的影响。

6) 电源输出采用滤波电容（图 6.16 中的 C3、C5）和高频旁路电容（图 6.16 中的 C4、C6）并联设计，以滤除输出中的干扰。

7) 尽量缩短电源输出与负载之间的距离，增大导线截面积，以减小接线电阻对负载调整率的影响。

(2) 控制器线路的 EMC/EMI 设计

由于系统的主要电路都在 PCB 板上，因此，对系统线路的 EMC/EMI 设计主要就是对各 PCB 板进行 EMC/EMI 设计。本系统采用以下方法来提高 PCB 的 EMC/EMI 性能：

1) 对最重要的数字控制电路板，采用四层板设计。采用四层板设计数字控制电路，能够确保板上的电源线、地线具有较大的导通截面积和较小的导通阻抗，有效减小电路中因阻性、容性与感性耦合所带来的电磁干扰。同时，采用四层板设计使电源回路面积最小，有效削弱了“天线”效应，使板上向外辐射的电磁波与电路板从

外界吸收的电磁波都大大降低，有效削弱了电路板的电磁耦合能力。另外，采用四层板设计使电路中各电子元件可以从最近的地方获得供电，从最近的地方接地，减小了芯片供电线路的阻抗。

2) 将强、弱电信号与数、模电信号分开布局，这样能够有效防止两者之间的相互干扰。同时，采用地线将两者分隔开来，进一步隔离两者之间的关系。合理布局各部分电路，尽可能将相同功能的电路放置在同一区域内，以减小环路面积。

3) 在各电源输入端，通过并联两个电容来对电源信号进行处理，消除其中的干扰信号。一般采用一个大容量的钽电容与一个小容量的聚酯电容进行并联，大容值钽电容用于电路去耦，小电容用于干扰信号旁路。

4) 对板上的地线与电源线，按区域不同划分开来，数字地与模拟地，数字电源与模拟电源之间通过串联一个铁氧体磁珠来隔离，以消除两种电源与地线中的干扰信号（如图 6.17 所示）。

5) 板上各芯片的供电端与地端之间，并联一个小容值的旁路电容，该电容应与芯片管脚尽可能靠近，以旁路线路中的干扰。

6) 信号线应紧靠地线布局，并确保其远离大电流线与电源线。应优化信号线的走线路径，使其走线尽可能短，并尽量减少过孔数目。

7) 不相容的信号线应尽量相互远离，而且尽量避免平行走线，PCB 正反两面的信号线应相互垂直。

8) 不同的工作区域边缘，采用地线隔离，不同地的 PCB 区域，采用敷铜处理。

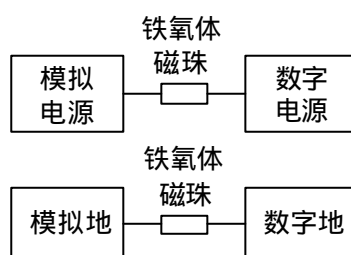


图 6.17 数字电源与模拟电源的连接示意图

9) 避免时钟信号换层。

10) 采用扁平电缆连接时，注意电缆中信号线与地线的合理布局（如图 6.18 所示）。

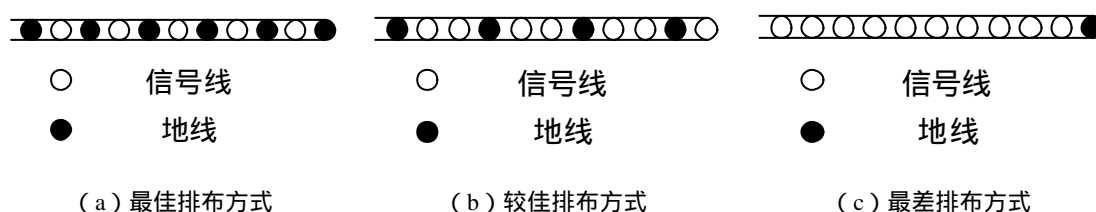


图 6.18 扁平电缆线芯排布方式图

(3) 控制器的接地设计和电磁屏蔽设计

接地设计的目的是消除各支路电流在公共地线上产生的噪声电压，避免形成地环路。为此，控制电路的接地设计中采取了以下措施：

- 1) 通过将强弱电地线、数模电地线、安全地、信号地等地线分线来减少公共地阻抗（如图 6.19 所示）。
- 2) 通过采用光耦隔离不同地的信号，来实现阻隔地环流的目的。
- 3) 注意板上地线的布局，地线尽可能按电路类型分块布局，以减小导线回路面积，防止各部分之间电磁耦合（如图 6.20 所示）。

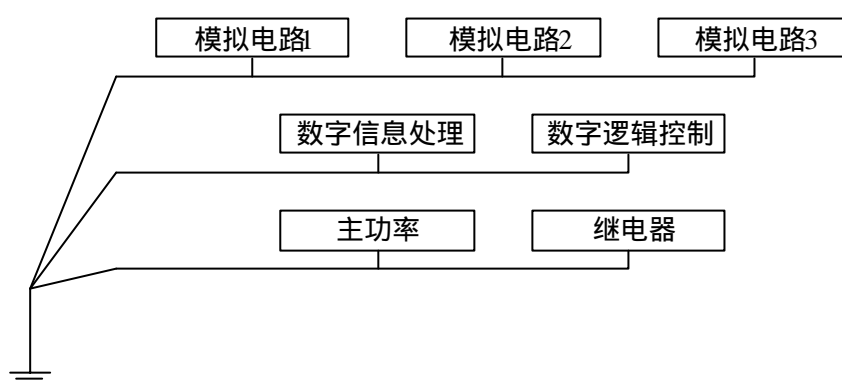


图 6.19 地线分流示意图

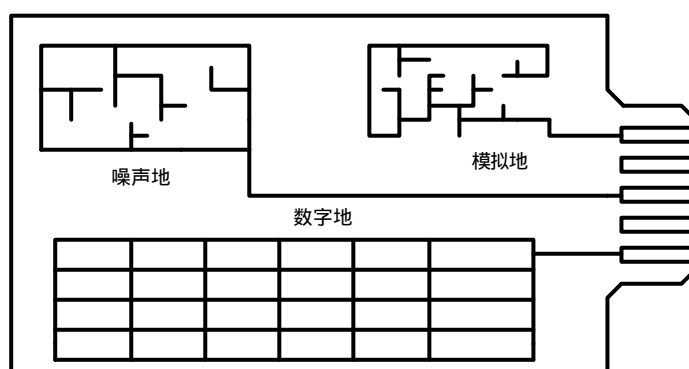


图 6.20 地线布局示意图

电磁屏蔽设计主要是通过采用导电或隔磁材料制成的密闭容器，来实现容器内外电磁环境的隔离。控制电路通过以下手段来实现屏蔽：

- 1) 控制电路、调理电路、辅助电源水平分层放置在一金属盒内，屏蔽其与外界的电磁干扰。
- 2) 辅助电源板与控制板、调理板之间通过一块敷铜板隔离，敷铜板的铜箔层与金属盒相连。
- 3) 采用焊接的方法将机箱的永久连接处密封；在如机箱面板、开关安装孔、进出线孔洞、视窗安装孔等处，用导电胶条或导电金属指簧作为电磁屏蔽衬垫，以保

证这几处的电磁屏蔽性能。

4) 对出入机箱的信号, 均通过馈通滤波器, 其具体连接方式如图 6.21 所示, 防止机箱内外的电磁干扰信号通过接插件与导线出入机箱。

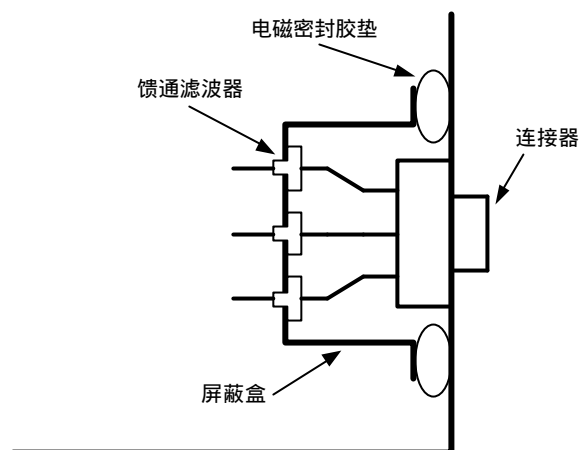


图 6.21 机箱信号接线示意图

6.3.4 无刷直流集成电机驱动系统整机的电磁兼容设计

无刷直流集成电机驱动系统整机的电磁兼容设计, 目的是对整个系统的布局进行设计并考虑系统与外部的电磁屏蔽, 使系统达到较好的电磁兼容效果。

(1) 功率母线设计

在功率器件的开关过程中, 由于功率母线上的寄生电感, 容易引起功率电路的浪涌电压, 而在使用大电流功率电路时, 浪涌电压的产生会对功率电路带来极为不利的影响, 严重时甚至会损坏功率器件。由于无刷直流集成电机系统的主功率电路呈现低压大电流的特性, 因此, 在设计主功率母线时, 必须考虑抑制浪涌电压。

为了降低浪涌电压的影响, 需要降低功率回路的电感。这就需要一种特殊的母线结构来适应大电流工作的低母线电感电路的需求。而传统的电缆显然无法满足这一要求, 所以, 本系统在设计时, 采用扁而宽的铜排作为主功率母线, 这种母线结构具有低阻抗低寄生电感的特性, 十分适用于大电流的场合。

(2) 吸收回路设计

虽然采用铜排功率母线设计能够有效地减小线路上的寄生电感, 但逆变器具有较高的开关频率, 而线路上很小的寄生电感也可能引起很高的尖峰电压, 为了避免尖峰电压对电路的影响, 必须在功率电路上设置吸收电路。

功率模块电路有三种常用的吸收电路结构, 如图 6.22 所示。图 6.22(a) 为 RCD 吸收电路, 图 6.22(b) 为单电容吸收电路, 图 6.22(c) 为交叉嵌位式 RCD 吸收电路。本系统选用三菱公司的六管 IPM 模块作为主电路, 因此选用电容型吸收电路, 电容采用高频无感吸收电容, 其电路结构简单、安装方便, 适合用于六管 IPM 模块。

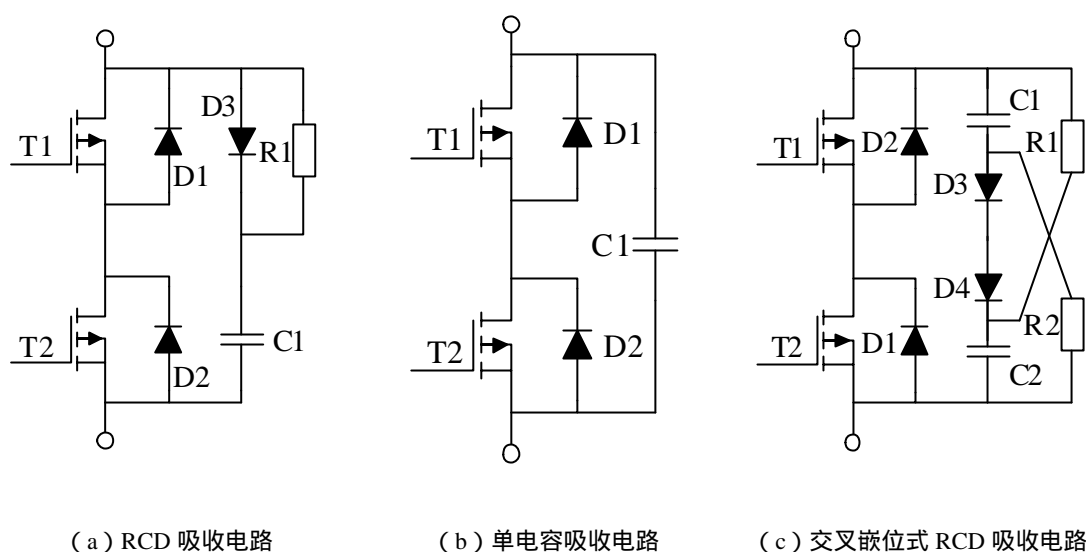


图 6.22 吸收电路

(3) 整体电磁兼容布局

无刷直流集成电机驱动系统结构紧凑，内部电磁环境复杂，因此，对其进行合理而科学的电磁兼容布局设计，能够有效减小电磁干扰，提高其电磁兼容性能。

系统在设备整体中的布局如图 6.23 所示。通过采用金属隔板与设备的金属外壳相连，有效保证了系统在设备中的电磁屏蔽，隔离了系统与外部环境之间的电磁联系，削弱了系统与外部的电磁耦合能力。

在系统内部，将控制器、主功率电路、电机本体三者隔离开来，防止了三者之间的相互干扰。同时，使用金属箱将控制器与其它设备屏蔽，防止了控制器在工作中受到其它设备的干扰。

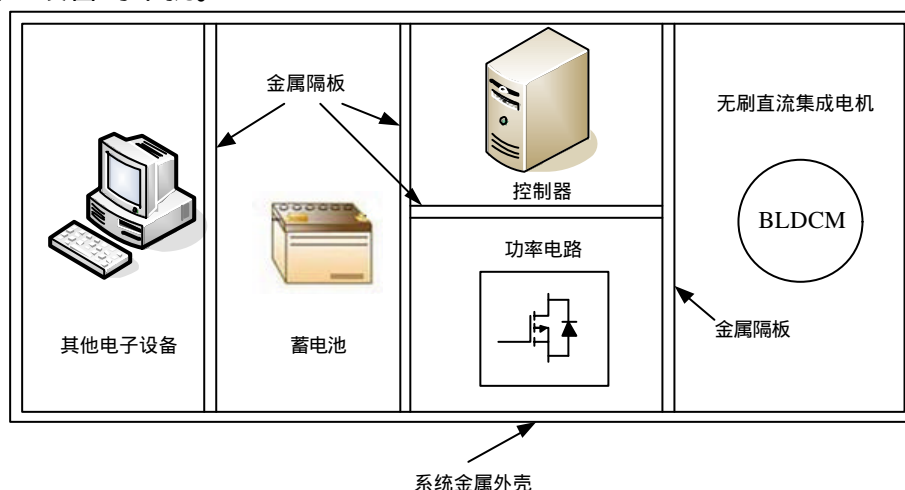


图 6.23 系统整体布局图

在选用功率器件时，采用大容量的 IPM 模块作为系统的主电路，简化了功率电路的设计；同时，IPM 本身设计时已考虑了电磁兼容问题，其驱动电路经过严格的

EMC/EMI 测试，具有较好的电磁兼容性能。

功率模块的驱动信号、故障检测信号在于其它电路相连时，均通过光耦隔离，消除了地线回路噪声问题。

位置传感器的信号通过电磁屏蔽电缆传播，有效减少了周边环境电磁波耦合入其中的可能，电流传感器信号线与电源线采用双绞线连接，减小了等效“天线”回路面积，削弱了“天线”效应。

6.4 本章小结

本章介绍了电磁兼容的基本概念与电磁兼容的发展概况，介绍了电磁兼容领域应用的相关器件和设备，同时，通过对无刷直流集成电机系统的 EMI/EMC 分析，得到了以下结论：

1) 无刷直流集成电机驱动系统的主要干扰源是辅助电源、集成电机、主功率电路及系统外部其它干扰设备。

2) 无刷直流集成电机驱动系统电磁干扰的主要耦合方式有两种，分别为传导耦合与辐射耦合。

3) 无刷直流集成电机驱动系统中的易干扰设备为各类数字控制芯片、传感器及主功率电路。

由此，本章主要采用以下手段来提高无刷直流集成电机驱动系统电磁兼容性能：

1) 选择具有较好 EMI/EMC 性能，并通过严格 EMI/EMC 测试的元件（IPM、DC-DC 模块等）削弱系统的干扰源。

2) 利用屏蔽及滤波技术，阻断干扰传播路径并保护易干扰设备。

3) 优化电路布局及系统布局，减少空间布局所带来的电磁干扰问题。

第七章 总结

7.1 本文的主要工作

本文主要围绕无刷直流电机驱动系统，分别针对目前无刷直流电机驱动系统研究领域中的两大热点问题，即无刷直流电机新型控制算法与无刷直流集成电机驱动系统展开研究。主要研究内容涉及基于 DSP 与 CPLD 无刷直流电机驱动系统实现；无刷直流电机滑模控制算法的研究与实现；无刷直流集成电机电磁场有限元静、瞬态建模与分析；无刷直流集成电机驱动系统电磁兼容问题的研究等。论文的主要内容概述如下：

1) 阐述了无刷直流电机的特点、应用领域及发展现状。同时介绍了无刷直流电机国内外研究热点和现状。

2) 分析了无刷直流电机的基本结构、介绍了其工作原理、并简要分析了其使用的主要速度调节方式，最终采用 PWM 控制作为无刷直流电机驱动系统所使用的基本调速策略。

3) 设计了基于 DSP 与 CPLD 的无刷直流电机驱动系统数字控制实验平台，并给出了各部分的电路图。将全数字控制和数模混合控制两种控制方式在控制系统上实现硬件集成，使系统控制可靠，方法灵活。利用绝对值电路对检测的电流信号进行处理，简化了模拟电流内环控制电路。采用 CPLD 设计系统的逻辑处理功能，简化了电路设计。对保护电路进行了改进，利用 CPLD 设计了数字滤波电路，有效地改善了系统保护的可靠性。

4) 针对滑模控制进行研究，设计了基于传统滑模控制的无刷直流电机速度调节器，推导了滑模控制的参数取值范围；针对采用等效控制理论削弱滑模控制抖振后带来的响应速度变慢的问题，将前馈控制引入滑模控制器中，设计了新型前馈滑模控制器，提高了系统的响应速度；对系统进行了仿真与实验，验证了前馈滑模控制的有效性。

5) 利用 ANSOFT 电磁场有限元分析软件，对五种不同结构的无刷直流集成电机进行电磁场有限元静、瞬态建模与分析。利用静磁场仿真计算给出的各方案电机的磁密曲线、磁场分布曲线、自感曲线与各相磁链曲线，指出了各方案电磁场的分布规律，比较了各电机不同位置的磁密分布情况。通过电磁场瞬态仿真得到了各方案的转矩、电流与反电势波形。最后，给出了仿真得到的各部分参数的详细数据，为无刷直流集成电机设计方案选型与改进提供理论依据及数据支持。

6) 介绍了电磁兼容的基本概念,并对无刷直流集成电机驱动系统的电磁兼容问题进行了分析,指出了无刷直流集成电机驱动系统的主要干扰源、干扰传播路径和易干扰设备。在此基础上,采用选择具有较好 EMI/EMC 性能,并通过严格 EMI/EMC 测试的元件(IPM、DC-DC 模块等)来削弱系统的干扰源;通过隔离及滤波来阻断干扰的传播路径并保护易干扰设备;优化电路布局与系统整体布局,削弱由于布局不合理而造成的电磁干扰等方式,对无刷直流集成电机驱动系统进行了电磁兼容设计。

7.2 需进一步的研究工作

本文对无刷直流电机的研究取得了一些阶段性的成果,为后续的研究奠定了基础。但由于笔者的水平和时间限制,有些问题还需要进一步的研究:

1) 对滑模控制进一步进行研究,利用现代控制算法,如模糊控制、神经网络控制等,与滑模控制相结合,构成新型控制器,进一步提高滑模控制的性能。

2) 利用 ANSOFT 软件对无刷直流集成电机的本体结构设计进一步进行分析,利用 ANSOFT 软件的 3D 仿真功能,对电机的端部效应进行仿真研究;通过 MAXWELL 与 SIMPLORER 联机搭建无刷直流集成电机控制模型,将电机的控制、电路、磁场结合起来进行仿真分析。

参考文献

- [1] 张琛, 直流无刷电动机原理及应用, 北京, 机械工业出版社, 2004
- [2] 梅小安, 张乃平, 世界电动汽车结束发展状况及趋势, 汽车研究与开发, 2004, (2): 19-23
- [3] 陈清泉, 孙逢春, 祝嘉光, 现代电动汽车技术, 北京, 北京理工大学出版社, 2004
- [4] 李锡群, 王志华, 电机/推进器一体化装置(IMP)介绍, 船电技术, 2003, (2): 5-31
- [5] 袁林兴, 稀土永磁无刷直流鱼雷推进电机控制系统设计研究, [硕士学位论文], 西安, 西北工业大学, 2006
- [6] 安斌, 石秀华, 新型水下集成电机推进器的特种电机研究, 微特电机, 2005, 1: 8-10
- [7] 纪志诚, 姜建国, 沈艳霞, 永磁无刷直流电动机转矩脉动及其抑制方法, 微特电机, 2003, 5: 33-37
- [8] 张晓峰, 吕征宇, 基于级联式拓扑的消除无刷直流电机传导区转矩脉动方法, 电工技术学报, 2007, 22(1): 29-33
- [9] 林平, 韦鲲, 张仲超, 新型无刷直流电机换向转矩脉动的抑制控制方法, 电机工程学报, 2006, 26(3): 153-158
- [10] 齐容, 林辉, 陈明, 无刷直流电机换向转矩脉动分析与抑制, 电机与控制学报, 2006, 10(3): 287-290
- [11] 张晓峰, 胡庆波, 吕征宇, 基于 BUCK 变换器的无刷直流电机转矩脉动抑制方法, 电工技术学报, 2005, 20(9): 72-76
- [12] Yong Liu, Zhu ZQ, Howe D, Commutation-Torque-Ripple Minimization in Direct-Torque-Controlled PM Brushless DC Drives, Industry Applications, IEEE, 2007, 43(4): 1012-1021
- [13] Parag Upadhyay, K. R. Rajagopal, Torque Ripple Minimization of Interior Permanent Magnet Brushless DC Motor Using Rotor Pole Shaping, Power Electronics, Drives and Energy Systems, 2006 International Conference, 2006: 1-3
- [14] Dae-Kyong Kim, Kwang-Woon Lee, Byung-Il Kwon, Commutation Torque Ripple Reduction in a Position Sensorless Brushless DC Motor Drive, Power Electronics, IEEE, 2006, 21(6): 1762-1768
- [15] Ki-Yong Nam, Woo-Taik Lee, Choon-Man Lee, et al, Reducing Torque Ripple of Brushless DC Motor by Varying Input Voltage, Magnetics, IEEE, 2006, 42(4): 1307-1310
- [16] Zhang Lei, Qu Wenlong, Commutation Torque Ripple Restraint in BLDC Motor over Whole Speed Range, ICEMS, 2005: 1501-1506
- [17] 李先祥, 王宪生, 朱自芳, 基于数字信号处理器永磁无刷电机无位置检测器控制系统设计,

- 电机与控制应用, 2007, (2): 32-34
- [18] 邹利平, 杨向宇, 曹江华, 无刷直流电动机无传感器转子位置估计方法, 微电机, 2006, 39(1): 18-20
- [19] 张磊, 瞿文龙, 陆海峰, 一种新颖的无刷直流电机无位置传感器控制系统, 电工技术学报, 2006, 21(10): 26-30
- [20] Su G J, McKeever J W, Low-cost sensorless control of brushless dc motors with improved speed range, Transactions on Power Electronics, IEEE, 2004, 19(2): 296-302
- [21] Shao J, Nolan D, Hopkins T, A novel microcontroller-based sensorless brushless dc(BLDC) motor drive for automotive fuel pumps, Industry Applications, IEEE, 2003, 39(6): 1734-1740
- [22] 夏长亮, 郭培健, 史婷娜, 等, 基于模糊遗传算法的无刷直流电机自适应控制, 中国电机工程学报, 2005, 25(11): 129-133
- [23] 亓涛, 姚晓东, BP 网络在无刷直流电机参数辨识与控制中的应用, 微电机, 2005, 38(6): 58-60
- [24] 程伟, 徐国卿, 冯江华, 等, 基于BP网络的电动汽车用无刷直流电机转矩角控制技术研究, 电工技术学报, 2006, 21(3): 62-66
- [25] 夏长亮, 文德, 范娟, 等, 基于 RBF 神经网络的无刷直流电机无位置传感器控制, 电工技术学报, 2002, 17(3): 26-29
- [26] 夏长亮, 李志强, 王明超, 等, 基于RBF神经网络在线辨识的永磁无刷直流电机单神经元PID模型参考自适应控制, 电工技术学报, 2005, 20(11): 65-69
- [27] 王丰尧, 滑模变结构控制, 北京, 机械工业出版社, 1998
- [28] 田宏奇, 滑模控制理论及其应用, 武汉, 武汉出版社, 1995
- [29] 姚琼荟, 黄继起, 吴汉松, 变结构控制系统, 重庆, 重庆大学出版社
- [30] 刘金琨, 滑模变结构控制 MATLAB 仿真, 北京, 清华大学出版社, 2005
- [31] 马义方, 蔡际令, 汪雄海, 伺服系统的自适应模糊滑模最优控制研究, 浙江大学学报, 2006, 40(6): 1032-1035
- [32] 李君, 李毓洲, 无速度传感器永磁同步电机的 SVM-DTC 控制, 中国电机工程学报, 2007, 27(3): 28-33
- [33] Tzh-Shien Chuang, Charles Pollock, Robust Speed Control Of a Switched Reluctance Vector Drive Using Variable Structure Approach, IEEE Transactions On Industrial Electronics, 1997, 44(6): 800-808
- [34] Song Chi, Longya Xu, Position Sensorless Control of PMSM Based on a Novel Sliding Mode Observer over Wide Speed Range, IPEMC, 2006, (3): 1-7

- [35] Ogasawara K, Murata T, Tamura J, et al, High Performance Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Magnetic Energy Model by Sliding Mode Control, Power Electronics and Applications, 2005: 11-14
- [36] 宋受俊, 张智慧, 无刷直流电动机的变结构控制, 中小型电机, 2005, 32(5): 26-29
- [37] Long Bo, Cao BingGang, JiangHui, et al, Position Tracking Controlling System Of Position Sensorless BLDCM By Using SMC, Mechatronic And Embedded Systems And Applications, Proceedings Of The 2nd IEEE/ASME International Conference, 2007: 1-5
- [38] Hailong Song, Yong Yu, Ming Yang, et al, A Novel SMC-Fuzzy Speed Controller For Permanent Magnet Brushless DC Motor, IEEE, APEC'03, 2003, 1(1): 281-285
- [39] Choi HyeungSik, Park Yong-Heon, Cho Yongsung, et al, Global sliding-mode control Improved design for a brushless DC motor, Control Systems Magazine, IEEE, 2001, 21(3): 27-35
- [40] 夏长亮, 刘军华, 俞卫, 等, 基于扩张状态观测器的永磁无刷直流电机滑模变结构控制, 中国电机工程学报, 2006, 26(20): 139-143
- [41] 符强, 林辉, 四开关三相无刷直流电机的直接电流控制, 电机工程学报, 2006, 26(4): 149-153
- [42] Lee Byoung-Kuk, Kim Tae-Hyung, Mehrdad Ehsani, On the feasibility of four-switch three-phase BLDC motor drives for low cost commercial applications: topology and control, IEEE transactions on power electronics, 2003, 18(1): 164-172
- [43] Park Sang-Hyun, Kim Tae-Sung, Ahn Sung-Chan, et al, A simple current control algorithm for torque ripple reduction of BLDCM using four-switch three-phase inverter, IEEE Trans Power Electron, 2003, 12(8): 574-579
- [44] 何东霞, 史朝晖, 黄守道, 等, MAXWELL 2D 瞬态场在电机参数计算中的应用, 微电机, 2006, 39(4): 16-18
- [45] 唐民, 阎治安, 基于 MAXWELL 2D 的单相永磁同步电动机仿真研究, 微电机, 2005, 38(6): 28-30
- [46] 周会军, 丁文, 鱼振民, 基于 ANSOFT MAXWELL 2D 的开关磁阻电机仿真研究, 微电机, 2005, 38(6): 10-12
- [47] 穆斯塔法, 开关电源(SMPS)电磁干扰(EMI)问题的研究, [博士学位论文], 杭州, 浙江大学, 2002
- [48] 袁沂辉, 永磁无刷直流电机控制系统研究, [硕士学位论文], 武汉, 华中科技大学, 2004
- [49] 周扬, 基于 DSP 控制的电动车的两轮驱动研究, [硕士学位论文], 杭州, 浙江大学, 2005
- [50] 顾铭, 无刷直流电机控制系统设计, [硕士学位论文], 大连, 大连理工大学, 2006
- [51] 马长山, 永磁式双凸极电机新型驱动系统研究, [博士学位论文], 南京, 南京航空航天大学, 2007

致 谢

论文搁笔之际，回首近三年的硕士生涯，首先感谢恩师周波教授，感谢周老师在论文选题、研究和撰写等方面的悉心指导，课题的顺利完成也凝聚着导师的心血和汗水。周老师渊博的学识、严谨的治学作风、勤奋踏实的工作态度给我留下了深刻的印象；周老师展现的严以律己、为人谦和的处事风格，使我在学习中受益匪浅。

课题的顺利开展，得益于实验室良好的学术范围，每次讨论都得到不同的收获，非常感激能有幸和大家一起学习生活。感谢马长山、魏佳丹、吕飞、任海英、张乐、方斯琛、赵刚、姜雷、杨超，论文中许多问题的解决得益于与你们的交流和探讨，感谢你们多方面的支持和无私帮助；感谢洪春梅老师、尹航、宋飞、仇红奎、李丹、黄佳佳等同学给予的关心和帮助，与你们相处的日子非常愉快。对曾经教导和培养我多年的师长、鼓励和帮助我的朋友表示诚挚的谢意。

在多年的求学生涯中，深深感谢父母的养育和教导之恩，感谢父母给我莫大的支持和关爱，是你们给我勇往直前的力量和信心。

谨以此文献给所有关心我的老师、同学、朋友和亲人们！

最后，向百忙之中审阅此文的专家、教授们致以深深的谢意！

汪俊杰

2008 年 1 月于南京航空航天大学
航空电源航空科技重点实验室

在学期间的研究成果以发表的学术论文

研究成果：

[1] 汪俊杰，周波，马长山，基于前馈控制的 BLDCM 滑模变结构调速系统研究[J]，电工技术学报，已采用

[2] 汪俊杰，周波，马长山，无刷直流电机的新型滑模变结构控制[C]，第十七中国电源学会全国电源技术年会论文集，2007：266-269，已发表

新型无刷直流电机驱动系统研究

作者: [汪俊杰](#)
学位授予单位: [南京航空航天大学](#)

相似文献(10条)

1. 期刊论文 [王烁, 田书林, 戴志坚, Wang Shuo, Tian Shulin, Dai Zhijian 基于A3988电机驱动芯片的电机控制电路设计 - 国外电子测量技术](#) 2010, 29 (7)

直流电机因其具有结构原理简单、体积小、调速方便和低功耗等特点,因而在医疗器械、汽车制造行业和航空航天等领域中被广泛使用.介绍了基于A3988电机驱动芯片的电机控制电路的设计,给出了通过FPGA来设计和实现刹车功能和位置控制功能. A3988电机驱动芯片具有负载能力强、体积小的优点,但是芯片本身不能直接驱动电机实现刹车功能,本文给出了使用FPGA控制电路来控制A3988电机驱动芯片,实现刹车功能的方法.

2. 期刊论文 [龚鹏, 陈慧岩, 黄奇志, GONG Peng, CHEN Hui-yan, HUANG Qi-zhi 电机驱动转阀控制的车辆行星变速箱自动换挡技术 - 北京理工大学学报](#) 2006, 26 (8)

为了实现液压转阀控制的车辆行星变速箱的自动换挡操纵,分析了液压转阀换挡装置的工作特性,采用普通直流电机作为转阀驱动机构的设计方案.在原有液压操纵系统的基础上加装了自动换挡操纵系统,并制定了相应的自动换挡控制策略.实车试验表明,电机驱动的转阀换挡机构可以满足自动换挡控制的需要,不仅简化了操作,提高了整车的综合性能,而且对同类型换挡装置的自动控制具有借鉴意义.

3. 学位论文 [陈安红 电动汽车电机驱动控制系统研究](#) 2006

随着汽车保有量的不断增加,环境污染和石油资源匮乏日益显著,电动汽车因其具有绿色环保和能源利用效率高等优点,引起了世界各国的广泛关注.电力驱动技术是制约电动汽车发展的三大关键技术之一,因而研究电动汽车电机驱动控制系统具有重要意义.

本文以电动汽车电机的选型和功率匹配为目的,通过对电动汽车用电机和控制技术的分析,选用永磁直流电机作为电机驱动系统的电机,在此基础上对电动汽车动力性能与电机功率特性的匹配进行了研究;通过对永磁直流电机的运行特性的分析和电机驱动控制方案的比较,确定了电机电流的闭环控制策略,建立了电机驱动控制的数学模型,通过对该模型的动态特性的研究,证明该系统是稳定可控的;从硬件和软件两个方面研究了电机驱动系统控制器的设计,硬件设计方面主要包括提出了基于LPC2119的控制器硬件设计的总体方案,主控制回路功率器件和保护电路的设计,电机电流检测电路和电子油门的设计和LPC2119最小系统设计,在软件设计方面主要有增量式PI控制算法的设计,给出了PWM输出程序、主控制程序和中断程序设计的流程图;结合电动汽车试验台和电动汽车电机及其控制器试验相关标准的要求,提出了电机驱动控制系统的台架试验方案.

4. 会议论文 [王爱龙, 熊光煜 直流电机驱动带式输送机系统的动态分析](#) 1994

5. 学位论文 [胡庆波 混合动力汽车驱动的电功率管理研究](#) 2007

随着能源、环保等问题的日益突出,混合动力电动汽车已成为近年来发展迅速的一种新型汽车,是21世纪最具发展潜力的绿色清洁汽车.电力驱动系统作为混合动力汽车的核心部分,主要涉及到储能元件的功率变换、电机驱动等技术.本文针对混合动力车载电力驱动装置中的关键技术,从以下几个方面展开研究:车载储能单元技术经济性分析以及充电管理技术、双向大功率DC-DC变换电路及其软开关方案、电流型控制策略及其电路损耗分析、无刷直流电机驱动拓扑及其控制策略.

1、本文首先列举了各种蓄电池以及超级电容器的工作特点.根据性能互补引入了混合储能的工作方式,并针对功率脉动型负载,分析了各种储能元件的容量配置方案.另外,结合具体应用实例,对蓄电池单独储能和混合储能方式进行了定量分析.同时,结合实际的充电电路,本文研究了正常充电情况下最小充电电势的确定方法.并根据混合动力系统充电管理技术的要求,提出了断续电流的数字控制策略和基于电量控制的快速充电方式.

2、本文对三种具有双向升降压功能的电路进行了比较研究,主要从有源器件的电气应力以及无源元件的体积、电气应力等方面进行.另外,在常规ZCT软开关电路的基础上研究了两种改进型ZCT方案,减少了主管的电流应力.同时,针对数字控制下的电流采样问题,本文研究了一种改进型电流采样策略,并提出数控系统最高采样频率的概念.在研究了IGBT开关损耗与续流二极管的互相关系后,本文指出IGBT开关损耗与续流二极管开关特性存在互相制约,无法通过加快换流速度来降低开关损耗.并且针对恒频、变频控制,分别研究了两种控制策略下的电路损耗情况,进而提出恒电流脉动的变频控制策略.

3、本文研究了无刷直流电机的两种驱动方式,主要从控制策略、电感损耗、转矩脉动以及系统效率等方面进行了比较研究.并且对七管驱动方式下的换相转矩脉动提出了一种双级调制策略,同时采用电流预测控制技术有效抑制了电路的LC谐振现象.另外,本文在整个调速范围内计算了无刷电机的换流角,并提出了最佳换相点的概念.通过最佳换相点控制可以在整个速度范围内减少因换相过程造成的转矩下降.针对无刷直流电机的两种恒功率调速策略,本文分析了相电感对其的影响,进而可以根据相电感来选择恒功率调速策略.从降低电路成本考虑,本文提出了一种七管电流型变流器拓扑,该电路结合了全控器件IGBT以及半控器件SCR的工作特点,能同时满足电机恒转矩、恒功率的应用要求.

4、本文研究了驱动系统的两种故障,即电机反接制动过程中的过电流故障和相序故障.指出在反接制动中电动势短接回路的存在是造成再生电流失控的根本原因,并提出了相应的双管调制策略.针对相序故障,本文分析了故障检测原理并提出自恢复策略. 5、本文完成了50kw混合动力驱动装置的工程样机,并进行了大量的实验研究,取得了满意的结果.

研究混合动力中的电力驱动技术,在学术上有助于完善和发展电力电子技术,解决大功率变换装置中存在的系统效率、拓扑选择、控制策略等问题.在工程上可以为混合动力车辆提供相关的设计指导,并能针对具体的功率变换问题提出相应的解决方案.本文以驱动装置性价比最优为目的展开相关研究,力求使混合动力汽车具有最好的经济性能和社会效益.

6. 期刊论文 [潘海鸿, 段素强, 陈琳, PAN Haihong, DUAN Suqiang, CHEN Lin 一种新的连续性血液净化设备滚压泵直流电机驱动方法 - 生物医学工程研究](#) 2008, 27 (1)

根据实际连续性血液净化设备(CRRT),选用滚压式血泵和直流电机搭建试验平台,按照CRRT机对血液流量、流速可调和时间稳定要求,采用LM2678设计接口简单、易于控制的滚压式血泵直流电机新型功率驱动电路.由试验数据得到功率驱动电路在空载和带负载时输入、输出电压特性曲线(分3个工作区);采用线性回归方法,分别构建正常工作(线性区)时这两种情况下系统特性的拟合曲线方程.试验结果表明:新型功率驱动电路的输入电压和输出电压具有良好线性关系,通过改变驱动电路输出电压,稳定调节直流电机转速,从而实现调节CRRT血泵流量.

7. 学位论文 [王跃龙 无刷直流直线电机驱动列车的研究与特性分析](#) 2003

该文就无刷直流直线电机的特性和驱动系统进行了研究,内容包括:(1)自行设计制作了用永磁无刷直流直线电机驱动的列车样机,并利用霍尔元件作为位置信号检测,用AT89C2051单片机作为无刷直流直线电机的控制器,对其软件进行编写与调试,搭建了系统全桥驱动电路.(2)利用Ansoft软件中的Maxwell 2D磁场有限元分析软件进行电机磁场分析、静态电磁力的仿真计算以及电机线圈自感的计算.(3)建立了无刷直流直线电机的数学模型并实验测取了电机的自感,并与计算值进行了比较.(4)利用Maxwell 2D Transient对电机的动态过程进行仿真,将部分仿真结果与样机的实测结果进行了对比分析.

8. 期刊论文 [大功率直流电机驱动电路的设计 - 机械与电子](#) 2009 (10)

以N沟道增强型场效应管为核心,基于H桥PWM控制原理,利用光电隔离器设计了一种大功率直流电机驱动控制电路,该电路能够很好地满足直流电机正反转控制和调速的需要.实验表明该驱动控制电路具有结构简单、驱动能力强、功耗小和成本低的特点.

9. 学位论文 [席军强 电机驱动式自动离合器可行性研究](#) 1998

10. 期刊论文 [Rosario Ruggeri, Giovanni Torrisi 让汽车直流电机驱动变得更安全 - 电子设计应用](#) 2009 (9)

越来越多的大功率直流电机被用于各种汽车设备中,汽车厂商降低汽车自重的要求也影响到电机的尺寸.在此过程中,如何使汽车直流电机驱动变得更加简单和安全成为工程师面临的挑战.本文以座椅安全带预紧器和靠背调座椅电机为例,基于L99H01设计了解决挑战的方法.

本文链接: http://d.g.wanfangdata.com.cn/Thesis_D053469.aspx

授权使用: 合肥工业大学(hfgydx), 授权号: d15d0d8c-fe17-4c9a-b17d-9ea700a06355

下载时间: 2011年3月15日