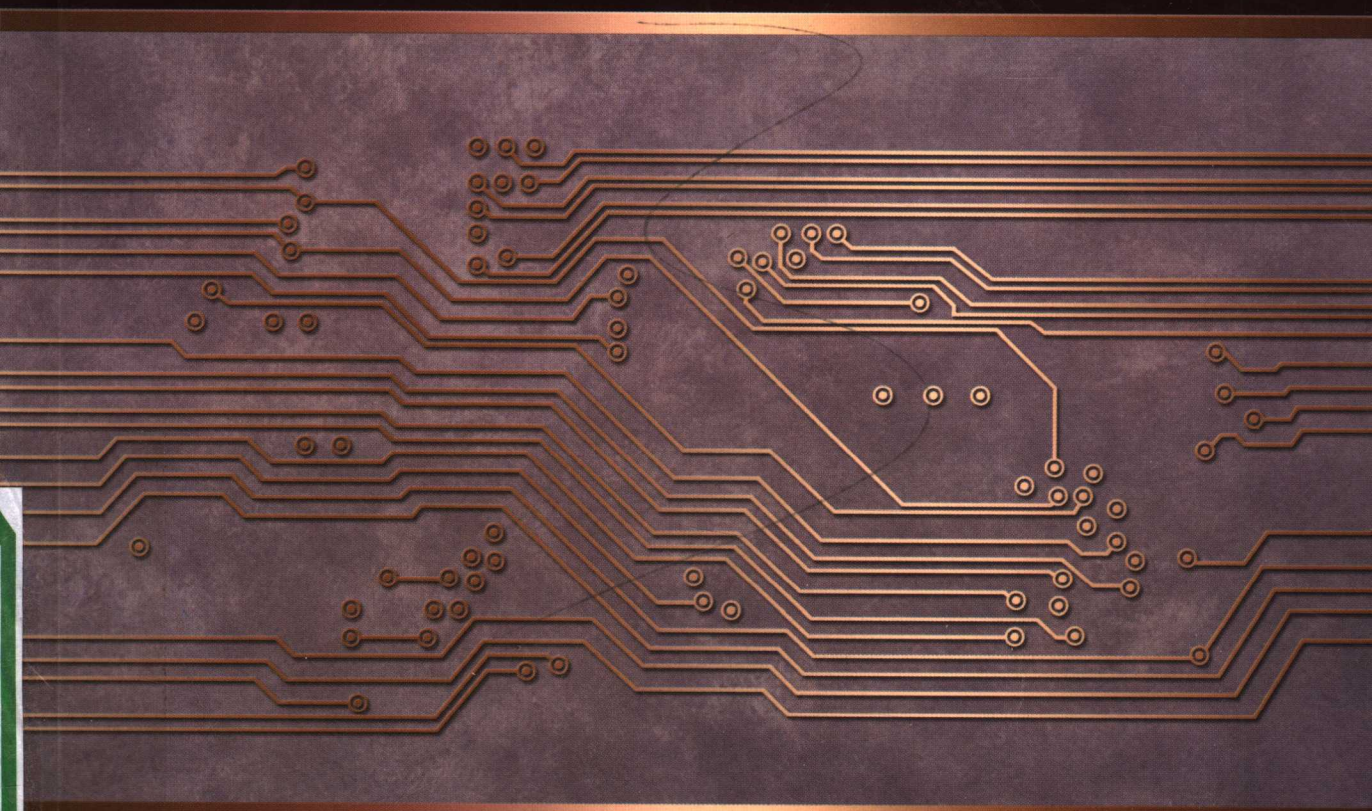


新编电气与电子信息类本科规划教材·电子电气基础课程

现代模拟集成电路

原理及应用

王卫东 编著



电子工业出版社

PUBLISHING HOUSE OF ELECTRONICS INDUSTRY

<http://www.phei.com.cn>

TN431.1/40

2008

新编电气与电子信息类本科规划教材·电子电气基础课程

现代模拟集成电路 原理及应用

王卫东 编著

電子工業出版社·

Publishing House of Electronics Industry

北京·BEIJING

内 容 简 介

本书是为了适应面向 21 世纪现代模拟集成电路课程教学改革的需要而编写的。主要内容包括：通用 MOS 模拟集成电路，电流模式电路基础，模拟集成乘法器，电流传输器与电流反馈运算放大器，集成跨导运算放大器，有源滤波器，开关电容电路，开关电流电路等。本书文字阐述详尽，公式简明易记，避免复杂繁冗的数学推导，易教易学。

本书可作为高等院校电子信息类专业本科生、研究生教材，也可供相关专业领域的科技人员参考。

未经许可，不得以任何方式复制或抄袭本书之部分或全部内容。
版权所有，侵权必究。

图书在版编目 (CIP) 数据

现代模拟集成电路原理及应用 / 王卫东编著. —北京：电子工业出版社，2008.4

(新编电气与电子信息类本科规划教材·电子电气基础课程)

ISBN 978-7-121-06210-0

I. 现… II. 王… III. 模拟集成电路—高等学校—教材 IV. TN431.1

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2008) 第 035529 号

策划编辑：韩同平

责任编辑：周宏敏

印 刷：北京市通州大中印刷厂

装 订：三河市鹏成印业有限公司

出版发行：电子工业出版社

北京市海淀区万寿路 173 信箱 邮编：100036

开 本：787×1092 1/16 印张：23.5 字数：602 千字

印 次：2008 年 4 月第 1 次印刷

印 数：4000 册 定价：38.00 元

凡所购买电子工业出版社图书有缺损问题，请向购买书店调换。若书店售缺，请与本社发行部联系，联系及邮购电话：(010) 88254888。

质量投诉请发邮件至 zltz@phei.com.cn，盗版侵权举报请发邮件至 dbqq@phei.com.cn。

服务热线：(010) 88258888。

前 言

随着半导体集成技术和微电路设计技术的迅速发展,模拟集成电路领域里的新器件、新技术不断涌现,模拟集成电路的品种和数量与日俱增,集成度越来越高,涌现出大量多功能的通用模拟集成电路及专用模拟集成电路。因此,无论是大中专院校电气工程类的学生,还是广大从事电子技术工程的人员都有必要加强模拟集成电路基础知识的学习,掌握其基本理论和应用理论,熟悉模拟集成组件构成的应用电路和分析方法,以便更好地应用模拟集成电路,充分发挥和开发模拟集成电路的各种功能。

历史上模拟集成电路多采用电压模式设计方法,即电路的信号用电压变量表达,电路的功能通过处理电压信号来实现。传统的有关模拟集成电路原理及应用方面的教材内容就是以电压模式模拟集成电路——集成电压运算放大器为主要代表的,并一直占据着统治地位。近十几年来,电流模式设计方法在模拟集成电路的设计中得到了重视和发展,并把模拟集成电路推进到了一个新阶段。在现代高速集成工艺技术的支持下,一些早期提出的电流模式的电路已经得到集成实现,还有一批新的有重要价值的电流模式标准部件已研制成功并趋于成熟,一些新型电流模式的电子系统正在开发中。理论和实践都证明,电流模式设计方法是模拟集成电路设计的重大突破,电流模式电路已经成为速度快、频带宽、线性好、电压低的新兴模拟集成电路的分支,具有广阔的发展前景。

编写本书的主要目的在于及时地反映学科发展,将电流模式电路知识引入到模拟集成电路原理及应用的教学中,包括电流模技术在模拟集成电路领域的新突破、新设计思想、新电路结构和新应用原理、它们是电子信息和电气工程类各专业本科生和研究生不可或缺的新知识。因此,将本书作为新型“现代模拟集成电路原理及应用”课程(限选或选修)的教材,对于促进课程改革、帮助学生开阔视野、更新知识、了解学科发展方向颇具意义此外对我国集成电路设计与生产、电子技术应用、电路和系统设计等领域的科技工作者也具有参考价值。通过阅读本书,可以掌握模拟集成电路(电压模式和电流模式)的基本概念和性能特点,了解现代模拟集成电路的应用潜力和发展前景,对电流模式设计方法和电路技术增添兴趣,促进这一新兴集成电路技术在我国更快发展。

本教材力求把模拟集成电路设计中已成熟的理论、传统设计方法及应用电路与当代模拟集成电路设计中的新技术、新方法及应用电路有效地结合起来介绍给广大学生及读者。本教材在编写过程中力求文字阐述详尽,公式简明易记,避免复杂繁冗的数学推导,不仅易教,更要易读、易学。总之,本教材力求做到增加可读性,减少学生阅读和学习的困难。

本书共分9章,第1章讨论MOS模拟集成电路基础,为后续章节中MOS集成电路的分析打下理论基础,同时介绍了MOS运算放大器、MOS电压比较器及MOS模拟开关电路;第2章对电流模式电路的原理和发展给出了概述,并介绍一些学习电流模式电路的基础知识,还对电压模式与电流模式放大器闭环特性进行了比较,介绍了电压模式电路与电流模式电路的互易变换;第3章讲述模拟集成乘法器,重点讨论目前具有实用性和代表性的电流模集成乘法器及其应用;第4章介绍电流传输器的多种型式,讲述电流传输器的基本概念,阐明其在各方面的基本应用。另外还介绍了电流反馈集成运算放大器的最新成果,对双极型电流反

馈集成运算放大器的电路进行了分析；第5章讲述集成跨导运算放大器（OTA）的基本概念及双极型集成 OTA 的电路结构，重点介绍几种 CMOS 跨导放大器电路；第6章讲述各类有源滤波器的原理、特性和设计方法，并重点介绍适于集成的有源连续时间滤波器；第7章讲述开关电容电路（SC）的基本概念、基本电路的工作原理、基本分析方法，分析 SC 电路构成的各种功能电路；第8章讲述一种电流模式的模拟取样数据信号处理新技术——开关电流电路（SI），重点介绍开关电流积分器和开关电流微分器的电路结构，以及以它们为基本单元设计的开关电流滤波器；第9章简单介绍了模拟集成电路设计软件的使用。

本书为广西高等学校“十一五”优秀教材建设项目。本教材的讲义已在作者所在校（桂林电子科技大学）2004、2005、2006 级硕士研究生及 2000 级以来的本科高年级学生试用。同行教师对教材提出了大量的修改意见，这些意见对提高教材的质量帮助很大。

本书第1章~第8章由王卫东编写，第9章由翟江辉编写，全书由王卫东定稿。在本书编写过程中，作者从所列参考文献中吸取了宝贵的成果和资料，在此谨向各参考文献的著、编、译者表示感谢。这里还要特别感谢桂林电子科技大学郑继禹教授和赵家宾教授，他们认真审阅了书稿并提出了一些宝贵的意见。作者还要感谢电子工业出版社韩同平编辑和周宏敏编辑对本书出版给予的支持和帮助。作者深知，模拟集成电路范围广，新知识多，我们对这一领域的学习和研究水平十分有限，书中一定有不少错误和不妥之处，希望读者给予批评指正。

编者于桂林

2007年12月17日

目 录

第 1 章 通用 MOS 模拟集成电路	(1)
1.1 MOSFET 的工作原理	(1)
1.1.1 N 沟道增强型 MOSFET	(2)
1.1.2 耗尽型 N 沟道 MOSFET	(6)
1.1.3 MOSFET 小信号模型	(8)
1.2 MOS 模拟集成电路中的基本单元电路	(14)
1.2.1 MOS 恒流源电路	(14)
1.2.2 MOS 单级放大电路	(16)
1.2.3 MOS 差分放大电路	(19)
1.2.4 MOS 输出级电路	(21)
1.3 CMOS 集成运算放大器	(23)
1.3.1 简单的 CMOS 集成运算放大器	(24)
1.3.2 CMOS 集成运算放大器	(25)
1.4 CMOS 集成电压比较器	(32)
1.4.1 电压比较器的基本概念	(32)
1.4.2 差分输入单片集成 CMOS 电压比较器	(35)
1.4.3 高精度自稳零 CMOS 集成电压比较器	(37)
1.5 MOS 集成模拟开关电路	(39)
1.5.1 MOSFET 的开关特性	(39)
1.5.2 单片集成 CMOS 模拟开关电路	(41)
习题 1	(49)
第 2 章 电流模式电路基础	(52)
2.1 电流模式电路的一般概念	(52)
2.1.1 概述	(52)
2.1.2 电流模式电路的特点	(53)
2.2 跨导线性 (TL) 的基本概念	(54)
2.2.1 跨导线性环路	(55)
2.2.2 由 TL 环路构成的电流模式电路	(58)
2.3 电压模式与电流模式放大器闭环特性的比较	(68)
2.3.1 放大器的概念及发展	(69)
2.3.2 4 种集成运放的闭环特性	(71)
2.4 电压模式电路与电流模式电路的互易	(81)
2.4.1 互易网络与伴随网络	(81)
2.4.2 伴随运算放大器	(84)
习题 2	(86)

第3章 集成模拟乘法器	(88)
3.1 模拟乘法器的基本概念与特性	(88)
3.1.1 乘法器的基本特性	(88)
3.1.2 乘法器的主要参数	(89)
3.2 模拟乘法器的基本单元电路	(91)
3.2.1 二象限变跨导模拟乘法器	(91)
3.2.2 压控吉尔伯特乘法器核心单元电路	(92)
3.2.3 流控吉尔伯特乘法器核心单元电路	(95)
3.3 MOS型集成模拟乘法器	(97)
3.3.1 NMOS集成乘法器	(98)
3.3.2 CMOS集成乘法器	(100)
3.4 单片集成模拟乘法器及其典型应用	(102)
3.4.1 MC1596/MC1496 及其应用	(102)
3.4.2 BG314 (MC1495/MC1595) 及其应用	(104)
3.4.3 第二代、第三代集成模拟乘法器	(109)
3.5 集成模拟乘法器的部分应用电路	(112)
3.5.1 集成模拟乘法器在运算电路中的应用	(112)
3.5.2 集成模拟乘法器在信号处理方面的应用	(118)
习题3	(131)
第4章 电流传输器与电流反馈运算放大器	(135)
4.1 引言	(135)
4.2 电流传输器端口特性	(135)
4.2.1 第一代电流传输器 (CCI)	(135)
4.2.2 第二代电流传输器 (CCII)	(136)
4.2.3 改进的第二代电流传输器	(137)
4.3 电流传输器的电路实现	(138)
4.3.1 CCI的实现电路	(138)
4.3.2 CCII的实现电路	(139)
4.3.3 全集成电流传输器	(143)
4.3.4 CMOS集成差动式电流传输器 (DVCCII)	(148)
4.4 电流传输器的基本应用原理	(150)
4.4.1 有源网络元件的模拟	(150)
4.4.2 模拟信号运算电路	(152)
4.4.3 正弦波振荡器	(154)
4.5 电流反馈运算放大器	(156)
4.5.1 CFA电路和模型	(157)
4.5.2 电流反馈运放的闭环特性	(161)
4.5.3 电流反馈运放特点综述和应用举例	(165)
习题4	(170)

第 5 章 集成跨导运算放大器	(171)
5.1 引言	(171)
5.2 双极型集成 OTA	(171)
5.2.1 OTA 的基本概念	(171)
5.2.2 双极型 OTA 电路结构	(172)
5.2.3 改进的双极型 OTA 电路	(175)
5.3 CMOS 集成跨导器	(177)
5.3.1 CMOS 跨导器概述	(177)
5.3.2 源耦差分对 CMOS 跨导器	(178)
5.4 扩大线性范围的 CMOS 跨导器	(182)
5.4.1 辅助源极耦合对 CMOS 跨导器	(182)
5.4.2 辅助电压源交叉耦合 CMOS 跨导器	(185)
5.4.3 补偿电流源 CMOS 跨导器	(188)
5.4.4 CMOS 对管交叉耦合跨导器	(190)
5.4.5 MOS 管线性组合单元的 CMOS 跨导器	(195)
5.5 OTA 电路的应用原理	(198)
5.5.1 增益可控电压放大器	(199)
5.5.2 有源网络元件的模拟	(200)
5.5.3 模拟信号运算电路	(202)
5.6 OTA 跨导控制电路	(205)
5.6.1 OTA 偏置电路及其模型	(205)
5.6.2 单 OTA 跨导控制电路	(206)
5.6.3 多 OTA 同步跨导控制电路	(207)
习题 5	(208)
第 6 章 有源滤波器	(210)
6.1 引言	(210)
6.2 滤波器的基础知识	(210)
6.2.1 滤波器的类型	(210)
6.2.2 滤波器的传输函数	(212)
6.2.3 频率变换	(215)
6.2.4 元件的阻抗变换	(221)
6.2.5 二阶滤波器	(222)
6.3 二阶 RC 有源滤波器	(226)
6.3.1 Sallen-Key 滤波器	(226)
6.3.2 多路负反馈滤波器	(230)
6.3.3 双积分回路滤波器	(233)
6.3.4 有源带阻滤波器	(238)
6.3.5 电流模式的 RC 滤波器	(240)
6.4 跨导-电容连续时间滤波器	(244)
6.4.1 OTA-C 滤波器的性能特点与设计方法概述	(244)

6.4.2	有源 RC 网络生成二阶 OTA-C 滤波器	(246)
6.4.3	信号流图法设计双二阶 OTA-C 滤波器	(249)
6.4.4	多环反馈法设计高阶 OTA-C 滤波器	(255)
习题 6		(259)
第 7 章	开关电容电路	(261)
7.1	开关电容电路的基本概念	(261)
7.1.1	开关电容电路的组成	(261)
7.1.2	基本开关电容单元	(262)
7.1.3	电荷守恒原理	(266)
7.2	开关电容电路的分析方法	(268)
7.2.1	s 域与 z 域之间的变换	(268)
7.2.2	开关电容电路输出信号的一般表示法	(271)
7.3	开关电容积分器	(272)
7.3.1	简单开关电容反相积分器	(272)
7.3.2	对寄生电容不敏感的开关电容反相积分器	(274)
7.3.3	同相积分器	(275)
7.3.4	开关电容差分积分器	(276)
7.3.5	比例积分器	(278)
7.3.6	双线性变换积分器	(279)
7.3.7	有损积分器	(279)
7.3.8	全差分开关电容积分器	(281)
7.3.9	开关电容积分器模块	(282)
7.4	开关电容滤波器	(283)
7.4.1	电阻替代法	(284)
7.4.2	基于 RLC 梯形滤波器的综合——跳蛙电路	(289)
7.4.3	z 域综合法	(292)
7.5	开关电容放大器	(294)
7.5.1	反相电压放大器	(295)
7.5.2	同相电压放大器	(296)
习题 7		(298)
第 8 章	开关电流电路	(300)
8.1	引言	(300)
8.2	开关电流技术基本原理	(301)
8.2.1	动态电流镜	(301)
8.2.2	开关电流存储与延迟单元电路	(306)
8.3	开关电流积分器	(309)
8.3.1	同相积分器	(309)
8.3.2	反相积分器	(315)
8.3.3	反相阻尼放大器	(316)
8.3.4	开关电流积分器模块	(319)

8.3.5 双线性变换积分器	(320)
8.4 开关电流微分器	(321)
8.4.1 反相微分器	(322)
8.4.2 通用反相微分器模块	(324)
8.4.3 同相微分器	(326)
8.4.4 通用同相微分器模块	(328)
8.5 开关电流滤波器	(329)
8.5.1 基于积分器的双二阶滤波器	(329)
8.5.2 基于微分器的双二阶滤波器	(331)
8.5.3 跳蛙结构开关电流滤波器的设计方法	(333)
8.6 开关电流电路误差机理及其电路改进技术	(336)
8.6.1 有限输出-输入电导比误差	(336)
8.6.2 电荷注入误差(时钟馈通误差)	(342)
8.6.3 失配误差	(346)
8.6.4 电子噪声误差	(348)
习题 8	(349)
第 9 章 模拟集成电路设计软件使用简介	(350)
9.1 模拟集成电路设计流程	(350)
9.2 电路图输入和编辑	(350)
9.2.1 创建单层原理图(schematic)	(351)
9.2.2 创建 Symbol	(353)
9.2.3 创建层次化电路图	(353)
9.3 电路仿真	(354)
9.3.1 仿真的基本步骤	(354)
9.3.2 波形计算器的使用	(356)
9.4 版图的绘制	(357)
9.4.1 工艺库的配置	(357)
9.4.2 绘制版图	(357)
9.5 版图的验证	(359)
9.5.1 DRC 验证	(359)
9.5.2 版图提取和 LVS 验证	(359)
9.5.3 后仿真	(360)
9.6 CMOS 运算放大器设计实例	(360)
参考文献	(363)

第 1 章 通用 MOS 模拟集成电路

自 20 世纪 80 年代以来,大规模 MOS 集成电路发展十分迅速,使 MOS 集成电路在当代大规模集成电路中占据主流地位。本章首先简要讨论 MOSFET 的工作原理,对构成 MOS 模拟集成电路的基本单元电路做一些分析与介绍。在此基础上,讨论 MOS 集成运放、电压比较器、模拟开关等通用 MOS 模拟集成电路。

1.1 MOSFET 的工作原理

虽然结型场效应管 (JFET) 的输入电阻一般可达 $10^6 \sim 10^9 \Omega$,然而这个电阻从本质上来说是 PN 结的反向电阻,由于 PN 结在反向偏置时总会有一定的反向电流存在,这就限制了输入电阻的进一步提高。与 JFET 不同, MOS 场效应管的栅极处于不导电(绝缘)状态,它是利用半导体表面的电场效应进行工作的,也称为表面场效应器件,所以输入电阻可大大提高,最高可达 $10^{15} \Omega$ 。

MOS 场效应管是以二氧化硅为绝缘层的金属-氧化物-半导体 (Metal-Oxide-Semiconductor) 场效应管,简称为 MOSFET。MOSFET 的栅极与沟道之间由绝缘层隔离,输入电阻比 JFET 高得多。此外, MOSFET 因集成工艺简单,集成密度很大,所以是现代超大规模集成电路的主角。

MOSFET 有增强型和耗尽型两类,其中每一类又有 N 沟道和 P 沟道之分,其电路符号如图 1.1 所示。增强型是指栅源电压 $u_{GS}=0$ 时, MOSFET 内部不存在导电沟道,即使漏源间加上电源电压 u_{DS} ,也没有漏源电流产生,即 $i_D=0$ 。例如,对于 N 沟道增强型,只有当 $u_{GS}>0$ 时才有可能产生漏源电流 i_D 。耗尽型是指当栅源电压 $u_{GS}=0$ 时, MOSFET 内部已有导电沟道存在,若在漏源间加上适当的电源电压 u_{DS} 时,就有漏极电流产生,即 $i_D \neq 0$ 。

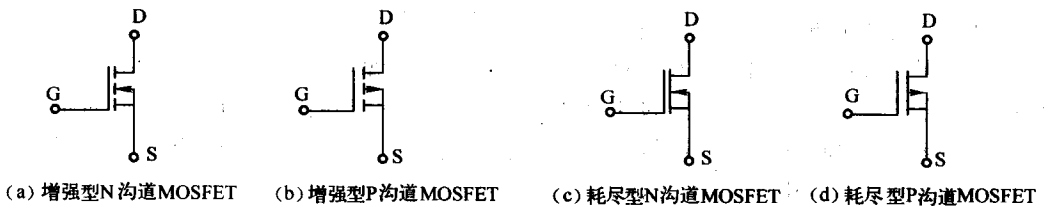


图 1.1 MOSFET 的电路符号

MOSFET 的类型分为以下几种:

- 增强型 N 沟道 MOS 管 (E 型 NMOSFET);
- 增强型 P 沟道 MOS 管 (E 型 PMOSFET);
- 耗尽型 N 沟道 MOS 管 (D 型 NMOSFET);
- 耗尽型 P 沟道 MOS 管 (D 型 PMOSFET)。

本节以增强型 N 沟道和耗尽型 N 沟道 MOSFET 为例,讲述 MOSFET 的工作原理与

特性。读者可用对比的方法理解 P 沟道 MOSFET。

1.1.1 N 沟道增强型 MOSFET

1. 结构

如图 1.2 (a) 所示为增强型 N 沟道 MOSFET 的结构示意图。它以一块掺杂浓度较低、电阻率较高的 P 型硅半导体薄片作为衬底，利用扩散的方法在 P 型硅中形成两个高掺杂的 N^+ 区，分别作为源极 (S) 和漏极 (D)。再在 S 和 D 两电极之间的 P 型衬底表面上利用氧化工艺生成一层很薄 (几十纳米) 的二氧化硅 (SiO_2) 绝缘层， SiO_2 的上面制作一层金属铝，由此引出栅极 (G)。显然，栅极与其他两个电极是相互绝缘的，故称为绝缘栅极。另外，在衬底的另一侧也引出一个电极，称为衬底电极，用 B 表示。在分立元件的电路中，衬底电极一般与源极相连。N 沟道 MOSFET 的符号如图 1.2 (b) 所示。箭头方向表示由 P (衬底) 指向 N (沟道)；间断线表示栅源电压 $u_{GS}=0$ 时 FET 内部不存在导电沟道。对于 P 沟道 MOSFET，其箭头方向与上述相反。

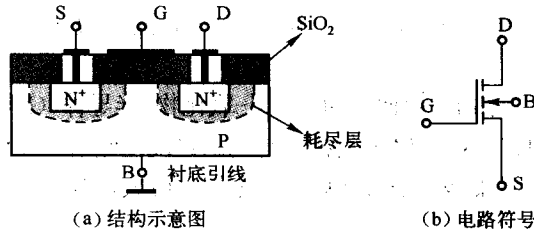


图 1.2 增强型 N 沟道 MOSFET

这种绝缘栅 FET 从上到下具有金属 (铝) - 氧化物 (SiO_2) - 半导体 (衬底) (Metal-Oxide-Semiconductor) 三层结构，所以称为 MOSFET。

2. 工作原理

MOSFET 是利用栅源电压的大小来改变半导体表面感生电荷的多少，从而控制漏极电流的大小。实现这种控制作用可以有多种方式，现在从增强型 N 沟道 MOSFET 开始讨论。当 $u_{GS}=0$ 时，管子漏极与源极之间为 N-P-N 所形成的两个串接的背靠背 PN 结，此时不论漏源两极间外加何种极性电压，都会因其中有一个 PN 结外接反向电压而使漏极电流为零，即在 $u_{GS}=0$ 时漏源间没有导电的沟道， $i_D=0$ ，如图 1.2 (a) 所示。

(1) 导电沟道的形成

如图 1.3 所示，如果在栅源间加一个正电压 $u_{GS}>0$ ，由于 S 极与 B 极 (衬底电极) 相连，在 u_{GS} 的作用下，就会在二氧化硅绝缘层内产生一个垂直于硅衬底表面的电场。在此电场的作用下，二氧化硅绝缘层下面的 P 型硅衬底中的多子 (空穴) 被向下排斥。随着 u_{GS} 逐渐增加，电场也随之加强。由半导体能带理论可知： u_{GS} 增大到某一个值时，电场会将 P 型硅中的少子 (自由电子) 大量吸引到衬底上表面，使衬底上表面形成一层以自由电子为载流子的导电层 (因导电层与 P 型衬底的导电类型相反)，通常称为反型层，如图 1.3 所示。由于反型层属于电子导电 (N) 型半导体层，而漏区和源区也是 N 型半导体，因此，反型层与漏区和

源区之间不再有 PN 结势垒，而形成导电沟道。换言之， u_{GS} 产生的反型层把源和漏连接起来，形成宽度均匀的导电 N 沟道，自由电子是沟道内的主要载流子。从外电路来看，源和漏极之间就是一个沟道电阻。如果此时在漏、源两极间外加电压 u_{DS} ，就会有电流流过 N 沟道，在外电路形成漏极电流 i_D 。

反型层刚形成时，所对应的栅源电压 u_{GS} 称为开启电压，用 $U_{GS(th)}$ 表示。由以上分析可知，欲使管子导电，必须使 u_{GS} 的值大于开启电压 $U_{GS(th)}$ ，形成导电沟道。基于这种原因，我们把这种场效应管称为增强型 MOSFET。如果 $u_{GS} < U_{GS(th)}$ ，反型层消失，无导电沟道，增强型 N 沟道 MOSFET 处于全夹断状态。

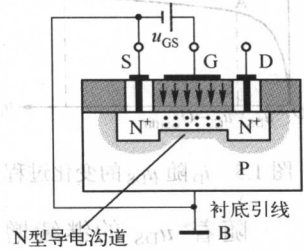


图 1.3 导电沟道的形成

显然，随着 u_{GS} 继续增大，反型层内的自由电子数增多，相当于 N 沟道加厚，沟道电阻变小，在同样的 u_{DS} 作用下所形成的漏极电流就会增大。由此可见，就 u_{GS} 控制 i_D 的内部机理而言，MOSFET 是依靠 u_{GS} 改变反型层内感应电荷的多少来改变沟道宽窄的，从而实现了对漏极电流的控制。

既然 $u_{GS} > U_{GS(th)}$ 是 N 型反型层（即 N 沟道）形成的条件，该条件也可以说成是：二氧化硅层两边的电位差大于开启电压 $U_{GS(th)}$ 是 N 沟道形成的条件。认识到这一点对下面分析 u_{DS} 对沟道的影响十分重要。

(2) i_D 和导电沟道随 u_{GS} 和 u_{DS} 的变化

当 $u_{GS} > U_{GS(th)}$ 时，即导电沟道形成以后， u_{GS} 的变化会引起整个导电沟道宽度的变化，即导致漏源间沟道电阻大小的变化。而 u_{DS} 的变化也会使靠近漏端的沟道发生变化，使沟道成为非均匀沟道。

设 u_{GS} 固定在大于 $U_{GS(th)}$ 的某一常数值上，如图 1.3 所示。这时导电沟道已经形成，如果在漏源间加上电压 u_{DS} 后，就有漏极电流 i_D 产生。由于 S 极与衬底电极 B 相连， u_{DS} 也同时加在 D-B 之间的 PN 结上。为了保证漏极与衬底之间无电流，所对应的 PN 结应该反偏，即要求 N 沟道 MOSFET 的 u_{DS} 应为正极性。由于 u_{DS} 沿着 N 沟道从漏端 D 到源端 S 存在电位差，使二氧化硅绝缘层两边的电位沿着 N 沟道从漏端 D 到源端 S 的不同位置上产生电位降落。但栅极与源极之间的电位差始终保持为 u_{GS} ，而栅极与漏极之间的电位差却为 $u_{GD} = u_{GS} - u_{DS}$ ，即漏端二氧化硅层两边的电位差小于源端。根据前面节的讨论可知，二氧化硅层两边的电位差越大，反型层越宽，即导电沟道越宽。因此，从源端到漏端的沟道宽度由宽变窄，如图 1.4 (a) 所示。

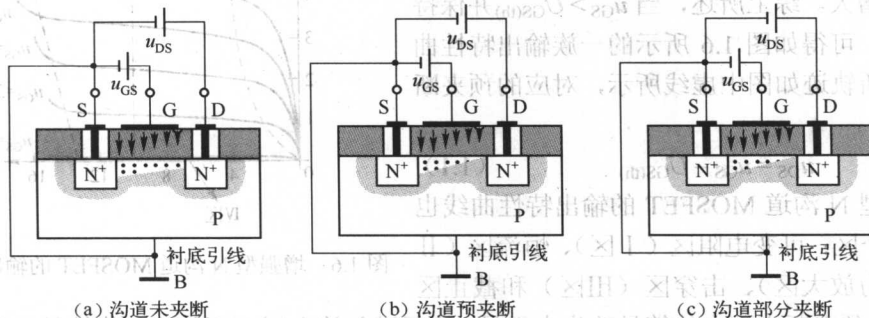


图 1.4 u_{DS} 对导电沟道的影响

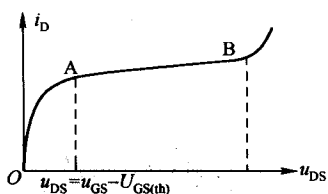


图 1.5 i_D 随 u_{DS} 的变化过程

当 u_{DS} 的值较小时, 满足条件 $u_{GD} = u_{GS} - u_{DS} > U_{GS(th)}$, 此时漏源两端二氧化硅层两边的电位差都大于开启电压 $U_{GS(th)}$, 尽管整个沟道宽窄不一, 但仍是连续的。可近似认为沟道电阻变化不大, 即 i_D 随 u_{DS} 近似呈线性增加。但随着 u_{DS} 增大, 漏端沟道明显变窄, 沟道电阻显著增大, i_D 随 u_{DS} 增加变缓, 即 i_D 随 u_{DS} 呈非线性关系。可用图 1.5 所示的 OA 段来表示上述 i_D 随 u_{DS} 的变化过程。OA 段反映了沟道未夹断区间的伏安特性。

随着 u_{DS} 的继续增大, 由于源端二氧化硅层两边的电位差不变, 而漏端二氧化硅层两边的电位差则随 u_{DS} 的增加进一步减小。当 u_{DS} 增加到使 $u_{GD} = u_{GS} - u_{DS} = U_{GS(th)}$ (即漏端二氧化硅层两边的电位差恰好等于开启电压 $U_{GS(th)}$, 如 $U_{GS(th)} = 4V$, $u_{GS} = 6V$, $u_{DS} = 2V$) 时, 则漏端处的反型层消失, 换句话说, 靠近漏端的沟道厚度变成零, 如图 1.4 (b) 所示。这就是增强型 MOSFET 沟道的预夹断状态, 对应于图 1.5 所示曲线中的 A 点。

预夹断后, 若 u_{DS} 再继续增加, 将使 $u_{GD} = u_{GS} - u_{DS} < U_{GS(th)}$, 夹断点会沿沟道向源端 S 处延伸, 有效沟道长度减小, 如图 1.4 (c) 所示, 这就是增强型 MOSFET 沟道的部分夹断状态。由于夹断区为高阻区, 所以, 预夹断后 u_{DS} 增加的那部分电压几乎都降落在夹断区上, 而未夹断沟道中的电压基本维持不变。从外电路看, 漏极电流 i_D 基本不随 u_{DS} 的增加而上升, 近似趋于饱和, 对应于图 1.5 中的 AB 段。AB 段曲线随 u_{DS} 增加略微斜升, 这是因为 u_{DS} 的增加使沟道有效长度减小时沟道电阻略有减小, 使沟道电流略有增大, 这就是所谓的沟道调制效应。

经过 B 点后, 若 u_{DS} 继续增加, 使漏端与衬底之间 PN 结的反向电压增加到击穿电压值后, 会造成 PN 结反向击穿而使 i_D 剧增, 这就是管子的击穿区域。实际工作时应避免管子工作在此区域。

3. 输出特性曲线

从增强型 N 沟道 MOSFET 的工作原理不难看出, 在不同的 u_{GS} 值下, i_D 随 u_{DS} 的变化均有图 1.5 所示的变化规律。差异仅在于: u_{GS} 越大, 漏源之间的导电沟道越宽, 沟道电阻越小, 在相同的 u_{DS} 下, 漏极电流 i_D 越大。另外, 由于发生预夹断时, $u_{GD} = U_{GS(th)}$, 即 $u_{GD} = u_{GS} - u_{DS} = U_{GS(th)}$ 。由此可知, u_{GS} 越大, 预夹断所需的 u_{DS} 也会有所增大。综上所述, 当 $u_{GS} > U_{GS(th)}$ 并保持不同值时, 可得如图 1.6 所示的一族输出特性曲线。预夹断轨迹如图中虚线所示, 对应的预夹断方程为

$$u_{DS} = u_{GS} - U_{GS(th)} \quad (1.1)$$

增强型 N 沟道 MOSFET 的输出特性曲线也可分成 4 个区: 可变电阻区 (I 区)、恒流区 (II 区, 也称为放大区)、击穿区 (III 区) 和截止区 (IV 区)。将预夹断方程中的等号改为大于号, 管子进入放大区 (恒流区); 将等号改为小于号, 管子进入可变电阻区。增强型 N 沟道 MOSFET 各工作区的条件列于表 1.1。

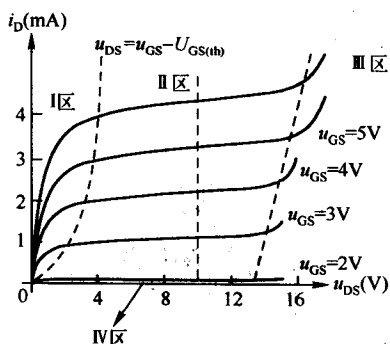


图 1.6 增强型 N 沟道 MOSFET 的输出特性曲线

表 1.1 增强型 N 沟道 MOSFET 各工作区的条件

类 型	可变电阻区 (未夹断)	预夹断状态	恒流区 (饱和区)	截止区 (全夹断区)
增强型 N 沟道 MOSFET	$u_{GS} > U_{GS(th)} > 0$ $u_{DS} < u_{GS} - U_{GS(th)}$ $u_{GD} > U_{GS(th)}$	$u_{GS} > U_{GS(th)} > 0$ $u_{DS} = u_{GS} - U_{GS(th)}$ $u_{GD} = U_{GS(th)}$	$u_{GS} > U_{GS(th)} > 0$ $u_{DS} > u_{GS} - U_{GS(th)}$ $u_{GD} < U_{GS(th)}$	$u_{GS} < U_{GS(th)}$ $u_{DS} > 0$

4. 增强型 N 沟道 MOSFET 大信号特性方程

(1) 可变电阻区

增强型 NMOS 管工作在 $u_{GS} > U_{GS(th)}$ 和 $u_{DS} < u_{GS} - U_{GS(th)}$ 条件下, 因 u_{DS} 的数值较小, MOSFET 的大信号特性可由萨氏方程来表示:

$$i_D = \beta_n \left[(u_{GS} - U_{GS(th)}) u_{DS} - \frac{1}{2} u_{DS}^2 \right] \quad (1.2)$$

式 (1.2) 中, β_n 是管子的增益系数, 单位为 mA/V^2 :

$$\beta_n = \mu_n C_{OX} \frac{W}{L} \quad (1.3)$$

式 (1.3) 中, μ_n 是 MOS 管沟道中电子的迁移率 [$\mu_n = 600 \sim 800 \text{cm}^2 / (\text{V} \cdot \text{s})$]; C_{OX} 是 SiO_2 氧化层单位面积电容量, $C_{OX} = (3 \sim 4) \times 10^{-8} \text{F/cm}^2$; W/L 是沟道宽度与长度之比, 简称宽长比。在 W/L 一定时, β_n 是常数。

在 u_{DS} 很小时 (如 $u_{DS} < 0.1\text{V}$), 式 (1.2) 中的 u_{DS}^2 项可以忽略, 式 (1.2) 简化为

$$i_D = \beta_n (u_{GS} - U_{GS(th)}) u_{DS} \quad (1.4)$$

由式 (1.4) 可以看出, 当 $u_{GS} = U_{GS}$ (为某一固定值) 时, i_D 与 u_{DS} 呈线性关系。MOSFET 可等效为受 u_{GS} 控制的可变电阻 r_{ds} , 其值为

$$r_{ds} = \left. \frac{\partial u_{DS}}{\partial i_D} \right|_{u_{GS}=U_{GS}} = \frac{1}{\beta_n (U_{GS} - U_{GS(th)})} \quad (1.5)$$

(2) 饱和区

在 $u_{GS} > U_{GS(th)}$ 的条件下, 当 $u_{DS} = u_{GS} - U_{GS(th)}$ 时, 导电沟道刚好开始夹断 (预夹断状态或临界饱和状态), i_D 处于临界恒流状态, 以 $u_{DS} = u_{GS} - U_{GS(th)}$ 代入式 (1.2) 后, 可得临界饱和状态的特性方程为

$$i_D = \beta_n \left[(u_{GS} - U_{GS(th)})^2 - \frac{1}{2} (u_{GS} - U_{GS(th)})^2 \right] = \frac{1}{2} \beta_n (u_{GS} - U_{GS(th)})^2 \quad (1.6)$$

当 $u_{DS} > u_{GS} - U_{GS(th)}$ 时, i_D 进入恒流区。但事实上由于随着 u_{DS} 的增加, 有效沟道长度变短, i_D 随 u_{DS} 的增加稍有增加, 与此对应的输出特性曲线略有斜升 (如图 1.5 所示)。当考虑到沟道长度的调制效应后, MOSFET 管在恒流区的大信号特性方程通常可表示为

$$i_D = \frac{1}{2} \beta_n (u_{GS} - U_{GS(th)})^2 (1 + \lambda u_{DS}) \quad (1.7)$$

式中, λ 是沟道调制系数。L 越短, u_{DS} 引起的沟道调制效应越严重, L 在 $10\mu\text{m}$ 左右, λ 约为 $(100\text{V})^{-1}$ 。另外, $\frac{1}{\lambda}$ 相当于 BJT 的厄尔利 (Early) 电压 U_A 。

由式 (1.7) 可以看出, 当不考虑沟道长度的调制效应时, 即 $\lambda = 0$ 时, 可得

$$i_D = \frac{1}{2} \beta_n (u_{GS} - U_{GS(th)})^2 = I_{DSS} \left(\frac{u_{GS}}{U_{GS(th)}} - 1 \right)^2, \quad u_{GS} > U_{GS(th)} \quad (1.8)$$

式中, $I_{DSS} = \frac{1}{2} \beta_n U_{GS(th)}^2$, I_{DSS} 是 $u_{GS} = 2U_{GS(th)}$ 时的 i_D 值。

与式 (1.2)、式 (1.7) 相应的输出特性与图 1.6 所示曲线相似。式 (1.8) 相应的增强型 N 沟道 MOSFET 的转移特性曲线如图 1.7 所示, 该曲线也可以在输出特性曲线的恒流区作一垂线, 得到 i_D 与 u_{GS} 的一组对应值, 再描出曲线。显然, 在忽略沟道调制效应后, 增强型 MOSFET 的转移特性满足平方律关系。

一般规定沟道电流 i_D 的正方向是从漏极流向源极, 按此规定, P 沟道管的 $i_D < 0$, 所以 P 沟道的 i_D 取负值, 其转移特性曲线如图 1.8 所示。从图 1.7 和图 1.8 所示的转移特性上可以看出, 增强型 MOSFET 具有栅源电压对漏极电流的控制能力。

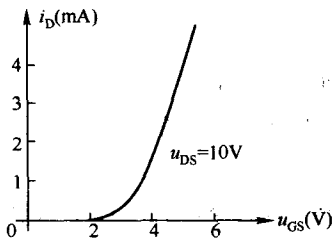


图 1.7 增强型 N 沟道 MOSFET 的转移特性曲线

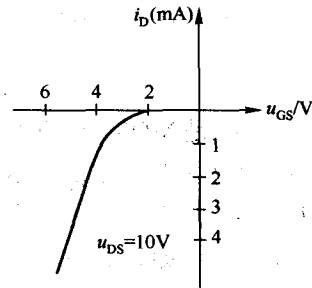
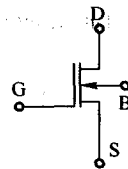
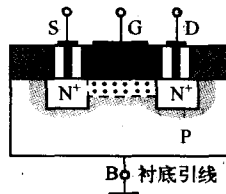


图 1.8 增强型 P 沟道 MOSFET 的转移特性曲线

1.1.2 耗尽型 N 沟道 MOSFET

1. 结构和工作原理

耗尽型 N 沟道 MOSFET 的结构与增强型相同, 但制造耗尽型 N 沟道 MOSFET 时, 在栅极下面的二氧化硅层中掺入了大量正离子, 如图 1.9 (a) 所示。这样, 即使在 $u_{GS} = 0$ 时, 正离子所产生的电场也会吸引足够多的自由电子到衬底表面, 或者说衬底表面会因正离子的作用而感应出较多的自由电子而形成反型层 (即原始的导电沟道)。这种原始导电沟道与增强型管子在 $u_{GS} > U_{GS(th)}$ 时产生的沟道没有什么不同。若此时外加 u_{DS} , 就能产生漏极电流 i_D 。耗尽型 N 沟道 MOSFET 的电路符号如图 1.9 (b) 所示。



(a) 耗尽型 N 沟道 MOSFET 结构示意图; (b) 耗尽型 N 沟道 MOSFET 电路符号

图 1.9 耗尽型 N 沟道 MOSFET

如果外加正的栅源电压 ($u_{GS} > 0$), 则随着 u_{GS} 的增大, 作用到二氧化硅层的电场强度增大, 沟道变厚, 沟道电阻则减小。因此, 在相同的 u_{DS} 下, 其漏极电流 i_D 将增大, 虽然 u_{GS} 为正值时, 由于有二氧化硅绝缘层的隔离并不会产生栅极电流。

如果外加负的栅源电压 ($u_{GS} < 0$), 因外加负偏压 u_{GS} 削弱了正离子感应的电场强度, 使反型层减弱, 沟道变薄, 沟道电阻增大。因而在相同的 u_{DS} 作用下产生的漏极电流将减小。但是, 当 u_{GS} 负值达到一定数值时, 它产生的电场完全抵消了正离子感应的电场, 使反型层消失, 沟道全夹断, 漏极电流 i_D 为零。我们把反型层 (原始沟道) 刚消失时所对应的栅源电压 u_{GS} 称为耗尽型 MOSFET 的夹断电压, 用 $U_{GS(off)}$ 表示。

可见, 耗尽型 MOSFET 在 u_{GS} 为正或为负时均能实现对漏极电流的控制作用, 从而使它的应用更为灵活。

除了 u_{GS} 的取值范围不同外, 耗尽型 MOSFET 的工作原理与增强型 MOSFET 在导电沟道形成之后的工作原理完全相同, 即 u_{GS} 和 u_{DS} 对导电沟道及漏极电流 i_D 的影响同样经历沟道连续-沟道的预夹断-沟道的部分夹断-反向击穿这些过程, 可采用对照的方法来理解耗尽型 MOSFET 的工作原理, 这里不再赘述。

2. 静态特性曲线

耗尽型 N 沟道 MOSFET 的特性曲线如图 1.10 所示, 其中图 1.10 (a) 为转移特性曲线, 图 1.10 (b) 为输出特性曲线。由转移特性曲线可以看出, 这种管子的栅源电压 u_{GS} 既可取正值也可取负值。输出特性曲线也分为 4 个区: 可变电阻区、恒流区、击穿区和截止区, 各个工作区的偏置条件见表 1.2。其预夹断方程为

$$u_{DS} = u_{GS} - U_{GS(off)} \quad (1.9)$$

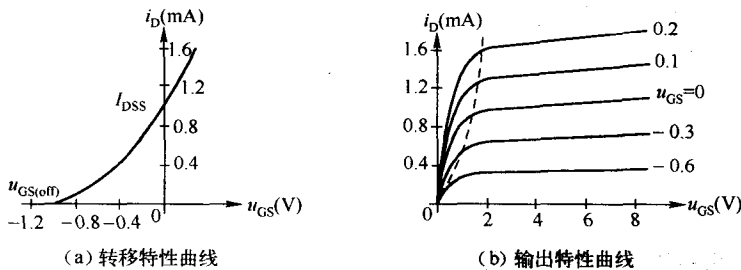


图 1.10 耗尽型 N 沟道 MOSFET 的特性曲线

表 1.2 耗尽型 N 沟道 MOSFET 各工作区的偏置条件

类型	可变电阻区 (未夹断)	预夹断状态	恒流区 (饱和区)	截止区 (全夹断区)
耗尽型 N 沟道 MOSFET	$u_{GS} > U_{GS(off)}$ $u_{DS} < u_{GS} - U_{GS(off)}$ $u_{GD} > U_{GS(off)}$	$u_{GS} > U_{GS(off)}$ $u_{DS} = u_{GS} - U_{GS(off)}$ $u_{GD} = U_{GS(off)}$	$u_{GS} > U_{GS(off)}$ $u_{DS} > u_{GS} - U_{GS(off)}$ $u_{GD} < U_{GS(off)}$	$u_{GS} < U_{GS(off)} < 0$ $u_{DS} > 0$ $u_{GD} < U_{GS(off)}$

当考虑到沟道长度的调制效应后, 耗尽型 MOSFET 在恒流区的大信号特性方程与增强型 MOSFET 有类似的表达式, 通常可表示为

$$i_D = \frac{1}{2} \beta_n (u_{GS} - U_{GS(off)})^2 (1 + \lambda u_{DS}) \quad (1.10)$$