

广播电视大学电气工程新技术继续教育用书

模拟集成电路及应用

● 张凤言 王建刚 编著

● 中国铁道出版社

中央广播电视大学电气工程新技术继续教育用书

模拟集成电路及应用

张凤言 王建刚 编著

中国铁道出版社

1989年·北京

内 容 简 介

本书是为中央广播电视大学电气工程新技术继续教育编写的主干课教材。书中以较大的篇幅重点介绍了MOS模拟集成电路及应用。全书共分八章,主要内容 包括:MOS模拟集成电路基础及运放、MOS电压比较器、MOS模拟开关的电路原理和特性、MOS乘法器、MOS锁相环路、MOS时基电路、MOS D/A和A/D转换器、开关电容电路等。为便于学员学习,各章后均附有思考题与练习题。

本书除可用作教材外,还可供从事电子、通信、自动控制等各类专业的科研与工程技术人员和大学本科高年级学生、研究生、教师学习参考。

中央广播电视大学电气工程新技术继续教育用书

模 拟 集 成 电 路 及 应 用

张凤言 王建刚 编著

中国铁道出版社出版、发行

责任编辑 傅希刚 封面设计 刘景山

中国铁道出版社印刷厂印

开本: 787×1092毫米 1/32 印张: 22.5 字数: 560 千

1990年2月 第1版 第1次印刷

印数: 1—65,000册 定价: 8.20 元

ISBN 7-113-00560-8/TP·56

前 言

随着半导体集成工艺和电路设计技术的迅速发展,模拟集成电路的品种和数量日益增多,集成度愈来愈高,所能完成的电路功能越来越复杂,其应用领域正在急速扩展。本书正是为使我国的电子技术适应模拟集成电路的蓬勃发展形势,为即将深入开展的电气工程新技术继续教育而编写的。其目的是,阐述模拟集成电路几个重要分支的基本电路原理,分析它们的主要特性,介绍它们在某些工程技术领域中的典型应用。本书在选材上注重先进性和科学性,同时强调实用性。

本书适合于从事电子、通信、自动控制等各类专业的科研与工程技术人员和教学人员(包括大学教师、研究生、本科高年级学生)使用。在使用本书之前,要求学员学习过大学(包括理、工科高校、广播电视大学、职工大学、夜大学等)模拟和数字电子线路或电子技术课程。

近年来,MOS器件在大规模集成电路中愈来愈显示出它的主流地位,并相继涌现出各种功能的MOS模拟集成电路。因此,本书第一章首先讨论MOS模拟集成电路基础及MOS运放、MOS电压比较器、MOS模拟开关的电路原理和特性,并举例介绍其应用;在以后各章又相应讨论了MOS乘法器、MOS锁相环路、MOS时基电路、MOS数-模转换器和MOS模-数转换器、开关电容电路等。MOS模拟集成电路及其应用在本书占有较大篇幅,是本书的重点。相信它在今后较长时间内对电气工程新技术继续教育会起到有益作用。

双极型模拟集成电路在今后仍会发挥巨大作用。鉴于介绍双极型集成运放的书籍和文献很多,且认为本书的读者已学习过有关内容,故本书未予讨论。但集成运放(包括双极型运放)的应用却贯穿本书的始末。

本书共有八章。每一章的内容都具有相对的独立性和完整性。当用本书作教学参考书或选修课教材时,可根据电子类、通信类、自动控制类各专业的不同教学要求,作适当而灵活的组合。

本书所编集的内容是作者近几年来在模拟集成电路这一领域中学习和研究工作的小结。

全书承中国人民解放军电子工程学院魏志源教授审阅,并提出了许多宝贵意见。中央广播电视大学赵元麟高级工程师为编写大纲提出了很多有益的建议。在此一并致以衷心感谢。

限于作者的水平和知识局限性,书中难免有错误或不妥之处,期待读者指正。

张凤言 王建刚

一九八八年八月于青岛

目 录

第一章 MOS 模拟集成电路	1
1.1 MOSFET	1
1.1.1 MOSFET的基本工作特性	2
1.1.2 MOSFET的交流等效模型	7
1.2 MOS模拟集成电路中的基本单元电路	8
1.2.1 MOS管电流源	8
1.2.2 MOS单级放大器	11
1.2.3 MOS源耦对与差分放大器	16
1.2.4 MOS输出级电路	18
1.3 MOS集成运算放大器	20
1.3.1 E/E型NMOS集成运放	21
1.3.2 E/D型NMOS集成运放	22
1.3.3 CMOS集成运放	29
1.3.4 斩波稳零式集成运放	33
1.3.5 MOS集成运放的应用	38
1.4 MOS集成电压比较器	43
1.4.1 自稳零MOS电压比较器	43
1.4.2 集成电压比较器5G14574	46
1.4.3 MOS电压比较器的应用	47
1.5 MOS模拟开关	53
1.5.1 MOSFET的开关特性与开关等效电路	53
1.5.2 CMOS四模拟开关的特性	55
1.5.3 四模拟开关的应用	57
1.5.4 多路模拟开关的电路与特性	67
1.5.5 多路模拟开关的应用	69
思考题与练习题	74
第二章 高性能放大器	79
2.1 高精度与高速度运算放大器	79
2.1.1 高精度运算放大器	79
2.2 高速运算放大器	87
2.3 高速低漂移运算放大器	90
2.4 半-保持门控运算放大器	91

2.2.1 采样-保持电路的工作原理及性能分析	92
2.2.2 采样-保持门控运算放大器电路	94
2.2.3 采样-保持门控运放的应用	97
2.3 可编程运算放大器	99
2.3.1 跨导型可编程运放F3080A	99
2.3.2 F3080A(F3080)的应用	100
2.3.3 可编程运算放大器功能组件	103
2.4 高性能通用测量放大器	108
2.4.1 基本型通用测量放大器	108
2.4.2 混合组装式通用测量放大器	114
2.4.3 具有共模自举的测量放大器	119
思考题与练习题	121

第三章 模拟乘法器和除法器125

3.1 模拟乘法器和除法器的基本概念与特性	125
3.1.1 模拟乘法器	125
3.1.2 乘法器的主要技术参数	127
3.1.3 模拟除法器	129
3.1.4 除法器的主要技术参数	130
3.2 多功能变换器	132
3.2.1 多功能变换器的工作原理	133
3.2.2 多功能变换器实际电路及主要性能指标	135
3.2.3 多功能变换器的功能及变换精度	136
3.3 对数-反对数式乘法器和除法器	139
3.3.1 工作原理	139
3.3.2 实际功能电路及主要技术性能	140
3.4 变跨导式除法器 and 乘法器	142
3.4.1 高性能二象限除法器	142
3.4.2 MC1596的原理和特性	143
3.4.3 流控吉尔伯特电路的工作原理	146
3.4.4 第一代变跨导式集成四象限乘法器MC1595	147
3.4.5 第二代和第三代变跨式四象限乘法器	149
3.5 MOS模拟集成乘法器	152
3.5.1 NMOS四象限乘法器原理与特性分析	152
3.5.2 CMOS线性化四象限乘法器原理	154
3.5.3 CMOS集成四象限乘法器电路分析	155
3.6 乘(除)法器在模拟信号处理中的应用	157
3.6.1 信号非线性函数运算	157
3.6.2 信号控制电路	157
3.6.3 测量电路	157

3.7 乘法器在频率变换中的应用	162
3.7.1 振幅调制电路	162
3.7.2 混频与倍频电路	167
3.7.3 解调电路	169
思考题与练习题	176
第四章 锁相环路	179
4.1 基本锁相环路原理与性能分析	179
4.1.1 锁相环路组成及相位模型	179
4.1.2 锁相环路的失锁状态与牵引捕获过程	185
4.1.3 锁相环路的线性相位模型和传输函数	187
4.1.4 锁相环路跟踪特性分析	189
4.2 通用双极型模拟集成锁相环路	198
4.2.1 鉴相器	198
4.2.2 压控振荡器VCO	198
4.2.3 通用单片集成锁相环路NE562	200
4.2.4 超高频通用单片集成锁相环路NE564	206
4.3 通用CMOS数字集成锁相环路	209
4.3.1 CMOS鉴相器(PD)	209
4.3.2 CMOS数字门电路构成的VCO	210
4.3.3 CMOS单片集成锁相环路CD4046	211
4.4 锁相环路的应用	212
4.4.1 锁相解调与调制技术	213
4.4.2 锁相频率合成技术	217
4.4.3 锁相接收机	220
4.4.4 在工业生产上的应用	221
思考题与练习题	221
第五章 集成稳压电路	224
5.1 概 述	224
5.2 串联调整式稳压器基础	225
5.2.1 基本型稳压器的的工作原理	225
5.2.2 串联调整式稳压器的电参数	230
5.3 串联调整式稳压器电路及应用	233
5.3.1 典型电路	233
5.3.2 应 用	236
5.4 开关稳压电源基础	243
5.4.1 开关稳压电源的组成及形式	243
5.4.2 电感输出电路的工作原理及分析	245
5.5 开关集成稳压器及其应用	250

5.5.1 集成脉冲宽度调制器CW1524	251
5.5.2 开关集成稳压器的参数	252
5.5.3 应用电路	252
思考题与练习题	254
第六章 时基电路	256
6.1 双极型单时基电路NE555	256
6.1.1 NE555的工作原理	256
6.1.2 NE555的特性和引出端的功能	258
6.2 CMOS双时基电路 ICM7556	259
6.2.1 ICM7556的工作原理	259
6.2.2 ICM7556的主要特性参数	260
6.3 时基电路的基本工作方式	261
6.3.1 单稳态多谐振荡器方式	261
6.3.2 双稳态工作方式	262
6.3.3 无稳态多谐振荡器方式	263
6.4 时基电路的应用	264
6.4.1 波形发生器	264
6.4.2 延时电路	269
6.4.3 变换电路	271
6.4.4 控制电路	275
6.4.5 报警电路	276
6.4.6 检测电路	278
思考题与练习题	280
第七章 数-模与模-数转换器	281
7.1 DAC的基本原理与特性	281
7.1.1 转换特性	281
7.1.2 主要转换电路形式及原理	282
7.1.3 DAC的主要特性参数	287
7.2 单片集成DAC及其应用	289
7.2.1 双极型单片集成电路AD DAC-08	290
7.2.2 CMOS单片集成DAC7520	292
7.2.3 DAC的应用电路	294
7.3 ADC的基本原理与特性	301
7.3.1 AD转换过程及特性	
7.3.2 主要转换方式及其原理	
7.3.3 ADC的主要特性参数	
7.4 单片集成ADC介绍	
7.4.1 双积分式单片集成ADC	

7.4.2 逐次逼近式集成ADC	317
思考题与练习题	318
第八章 开关电容电路	321
8.1 开关电容电路的基本概念	321
8.1.1 开关电容电路的组成	321
8.1.2 开关电容电路的时钟信号	323
8.1.3 开关电容模拟电阻	323
8.1.4 一阶开关电容低通滤波器	328
8.1.5 电荷守恒原理	330
8.2 基本开关电容电路	333
8.2.1 反相开关电容积分器	333
8.2.2 差动开关电容积分器	336
8.2.3 开关电容放大器	337
8.2.4 开关电容延时器	339
8.2.5 开关电容模拟乘法器	341
8.3 开关电容滤波器	344
8.3.1 概 述	344
8.3.2 开关电容滤波器电路示例	347
思考题与练习题	350
参考文献	351

第一章 MOS模拟集成电路

按照场效应晶体管 (Field Effect Transistor, 缩写为FET) 的结构和工作原理, FET可分为结型场效应管 (JFET) 和绝缘栅场效应管 (IGFET) 两种类型。在IGFET中, 最常用的是由金属、氧化物和半导体作成的器件, 称为金属-氧化物-半导体 (Metal-Oxide-Semiconductor) FET, 简写为MOSFET。

与双极型晶体管 (BJT) 相比, MOSFET具有以下明显优点: MOS器件的功耗可以很低, 从而使大规模集成电路的功耗小、散热和封装容易; MOS工艺简单, 集成密度远高于BJT工艺; MOSFET的 SiO_2 栅层有极高的绝缘电阻, 它的输入偏流小至 10^{-12}A 以下, 且与工作电流大小无关, 从而使它的输入电阻高达 $10^{12}\Omega$ 以上; MOS器件的抗辐射能力较高。

因此, MOS器件一直成为集成电路, 特别是数字集成电路优先选用的元件, 并且在近年来的大规模集成电路发展中占据主流地位。由MOS器件构成的模拟集成电路, 如集成运放、电压比较器、模拟开关、时基电路、开关电容滤波器、模拟乘法器、锁相环路、数-模和模-数转换器、脉冲编码调制和译码器、声音信号处理电路…已广泛步入实用阶段, 并且仍在继续发展中。在通信、图象、声音、雷达信号处理以及其他技术领域, 将有效的模拟信号处理技术与成熟的数字信号处理技术相结合, 已形成有效和可靠的单片集成系统。上述MOS模拟集成电路又是单片模拟集成系统中的重要组成单元电路。

本书的目的不是介绍模拟集成系统, 而是已经单片生产的可以构成模拟系统的一些重要单元电路, 所以, 熟悉和掌握本书所论及的模拟集成电路的原理与应用, 将为今后熟悉模拟集成系统打下基础。

本章将集中介绍几种MOS模拟集成电路, 如集成运放、集成电压比较器和模拟开关的原理与应用, 并为此首先介绍MOS模拟集成电路基础——MOSFET的重要特性和基本单元电路。其他MOS模拟集成电路将分别在以后各章中陆续介绍。

1.1 MOSFET

按照MOSFET的导电沟道, 可分为N沟道MOSFET (NMOS) 和P沟道MOSFET (PMOS); 按照沟道形成机理, NMOS和PMOS又可分别分为增强型和耗尽型两种。因此, 组合起来, 就有四种MOSFET。图1.1.1是MOSFET的电路符号, 它们是两种常用的符号, 一种符号如1.1.1(a)所示, 另一种符号如图1.1.1(b)所示。本书采用图1.1.1(a)所示符号。

因MOS管的源极和漏极一般是可以互换的, 故MOS管的箭头不画在源极上, 而是标在衬底线上。箭头向里指的为N沟道MOS管, 箭头向外指的为P沟道MOS管。漏极和源极一般不标出, 根据在电路中所接电位的高低来判别哪个是漏极, 哪个是源极。NMOS管的漏极接高电位, 源极接低电位; PMOS管的漏极接低电位, 源极接高电位。

在全NMOS管集成电路中, 为简单起见, MOS管的衬底和箭头不画出, 如图1.1.2所

示。仍按电极所接电位的高低判别漏极或源极。

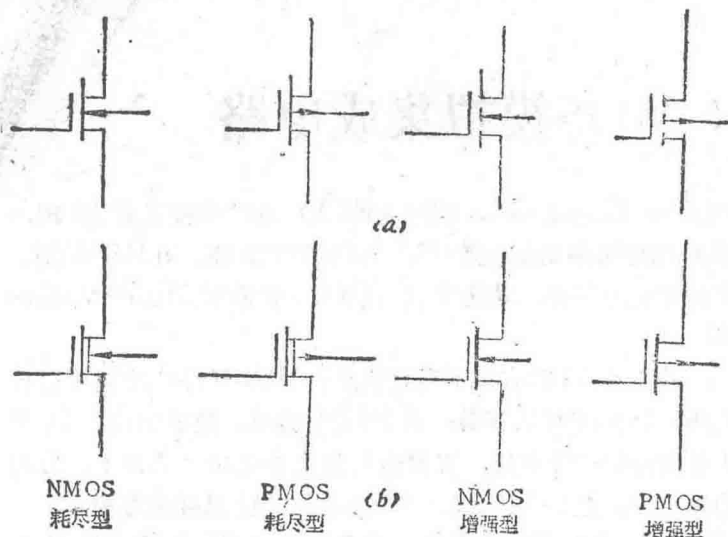


图1.1.1 MOSFET的电路符号

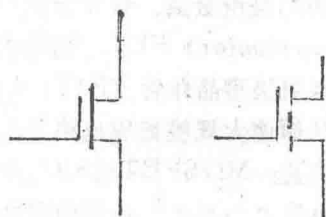


图1.1.2 全NMOS电路中的符号

1.1.1 MOSFET的基本工作特性

一、伏安特性和基本关系式

四种MOSFET的转移特性和输出特性如图1.1.3所示。下面以NMOS管为例来讨论它的基本关系式。

1. 可变电阻区

当增强型NMOS管的 $v_{GS} > V_T$ (开启电压), 但 $v_{DS} < (v_{GS} - V_T)$ 时, 因 v_{DS} 很小, MOS管工作在可变电阻区。在此区, 漏极电流 i_D 与漏源电压 v_{DS} 和栅源电压 v_{GS} 都有关系, 其关系式为

$$i_D = \beta_n \left[(v_{GS} - V_T) v_{DS} - \frac{1}{2} v_{DS}^2 \right] \quad (1.1.1)$$

式中

$$\beta_n = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \quad (1.1.2)$$

称为NMOS管的增益系数(单位为 mA/V^2)。 μ_n 是NMOS管沟道中的电子迁移率(约 $600 \text{ cm}^2/\text{V} \cdot \text{s}$)。 C_{ox} 是氧化层单位面积的电容 [约为 $(3 \sim 4) \times 10^{-8} \text{ F/cm}^2$]。 W 为沟道宽度, L 为沟道长度。当器件的 $\frac{W}{L}$ 一定时, β_n 是个常数。

在 v_{DS} 很小时, 式 (1.1.1) 中的 $\frac{1}{2} v_{DS}^2$ 可以忽略, 式(1.1.1)可简化为

$$i_D \approx \beta_n (v_{GS} - V_T) v_{DS} \quad (1.1.3)$$

在 v_{GS} 为某一固定值时, 可得所对应的线性电阻值 r_{ds} 。

$$r_{ds} = g_{ds}^{-1} = \left(\frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \right)_{v_{GS} = \text{const}}^{-1} = \frac{1}{\beta_n (V_{GS} - V_T)} \quad (1.1.4)$$

2. 当 $v_{GS} > V_T$, $v_{DS} = (v_{GS} - V_T)$ 时, 导电沟道正好被夹断, i_D 开始进入饱和区。以

$v_{DS} = v_{GS} - V_T$ 代入式 (1.1.1) 可得到相应的基本关系式

$$i_D = \beta_n \left[(v_{GS} - V_T)^2 - \frac{1}{2} (v_{GS} - V_T)^2 \right] = \frac{1}{2} \beta_n (v_{GS} - V_T)^2 \quad (1.1.5)$$

这个方程式也可以用来表示在忽略沟道调制效应 ($\lambda = 0$, 见下文) 条件下的漏极特性。

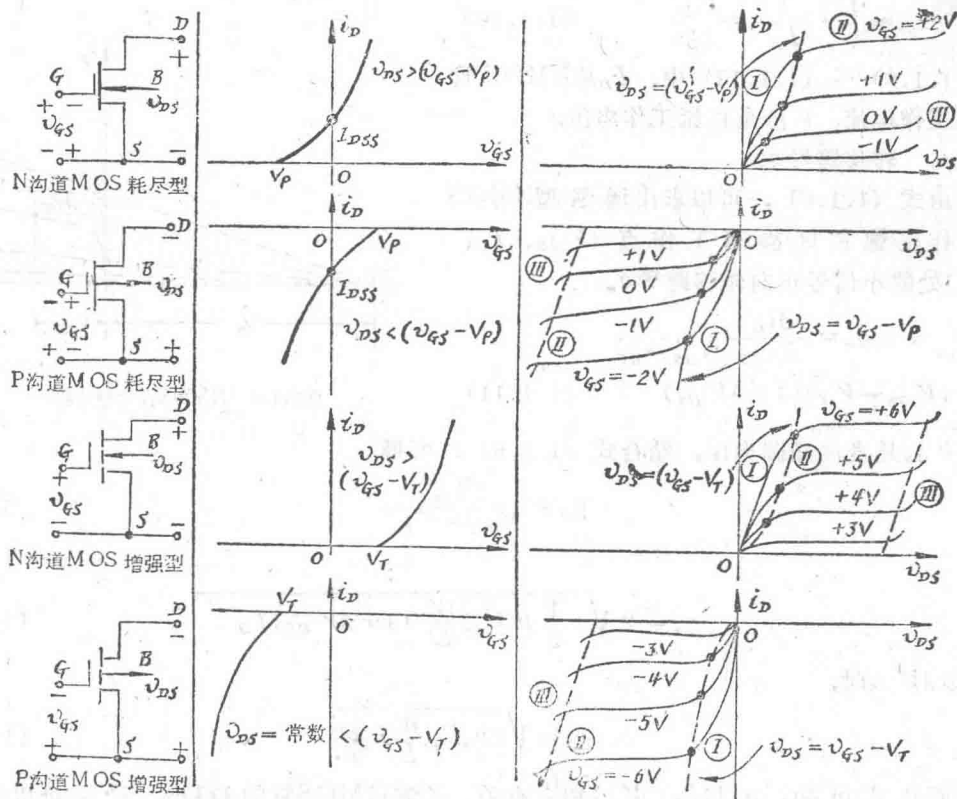


图1.1.3 MOSFET的转移特性和输出特性

3. 当 $v_{GS} > V_T$, $v_{DS} > (v_{GS} - V_T)$ 时, NMOS管工作在饱和区, i_D 随 v_{DS} 增加而略增。这种现象称为沟道调制效应, 类似于BJT中的基区宽度调制效应。因随 v_{DS} 的增大, 漏极区附近的耗尽区增加, 沟道有效长度缩短, 但沟道区的电压降仍近似为 $(v_{GS} - V_T)$, 故 i_D 随 v_{DS} 的增加而增大。在饱和区的关系式为

$$i_D = \frac{1}{2} \beta_n (v_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda v_{DS}) \quad (1.1.6)$$

式中 λ 称为沟道调制系数。MOS管的沟道长度越短, v_{DS} 引起的沟道调制效应越严重。L 在 $10\mu\text{m}$ 左右时, λ 的典型值为 $\frac{1}{100\text{V}}$, 与式 (1.1.6) 相对应的输出特性示于图1.1.4。

由式 (1.1.6) 可求出MOS管在饱和区的动态电导 g_d ,

$$g_d = \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} = \frac{1}{2} \beta_n (v_{GS} - V_T)^2 \lambda \quad (1.1.7)$$

将静态工作点电流时的方程式 (1.1.6) 代入上式, 可得在 I_D 、 V_{DS} 偏置下的 g_d ,

$$g_d = \frac{\lambda I_D}{1 + \lambda V_{DS}} \quad (1.1.8)$$

在饱和区静态工作点附近的动态电阻 r_{ds} 则为

$$r_{ds} = \frac{1}{g_{ds}} = \frac{1 + \lambda V_{DS}}{\lambda I_D} \quad (1.1.9)$$

一般情况下, $\lambda V_{DS} \ll 1$, 故令 $V_A = \frac{1}{\lambda}$, 称为厄尔利电压, 则

$$r_{ds} \approx \frac{1}{\lambda} \cdot \frac{1}{I_D} = \frac{V_A}{I_D} \quad (1.1.10)$$

式 (1.1.8) ~ (1.1.10) 中, I_D 是 NMOS 管直流工作电流, V_{DS} 是直流工作电压。

4. 转移跨导 g_m

由式 (1.1.6), 可以求出增强型 NMOS 管工作在饱和区静态工作点 (V_{GS} 、 I_D 、 V_{DS}) 处的小信号正向转移跨导 g_m

$$g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_{v_{DS}=V_{DS}} = \beta_n (V_{GS} - V_T) (1 + \lambda V_{DS}) \quad (1.1.11)$$

式中 V_{GS} 是直流栅源电压, 结合式 (1.1.6), 可得

$$g_m = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_T} \quad (1.1.12)$$

或

$$g_m = 2 \sqrt{\frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (1 + \lambda V_{DS}) I_D} \quad (1.1.13a)$$

当 $1 \gg \lambda V_{DS}$ 时,

$$g_m = \sqrt{2 \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D} \quad (1.1.13b)$$

由上面几式可知: g_m 与 I_D 、 V_{DS} 和 $\frac{W}{L}$ 有关。长沟道 MOS 管的 λ 很小, λV_{DS} 可以忽略。因此, 要增大 g_m , 则要增大工作电流 I_D 或增加 $\frac{W}{L}$ 。

5. 耗尽型 NMOS 管的基本关系式

耗尽型 NMOS 管的转移特性和输出特性示于图 1.1.3 中。在饱和区, 忽略沟道调制效应 (即 $\lambda = 0$), i_D 与 v_{GS} 的关系式为

$$i_D \approx \frac{1}{2} \beta_n (v_{GS} - V_P)^2 \quad (1.1.14)$$

若同时考虑 v_{DS} 的影响, 则可近似表示为

$$i_D \approx \frac{1}{2} \beta_n (v_{GS} - V_P)^2 (1 + \lambda v_{DS}) \quad (1.1.15)$$

有时, 式 (1.1.14) 也可表示为

$$i_D \approx I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_P} \right)^2 \quad (1.1.16)$$

式中

$$I_{DSS} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} V_P^2 \quad (1.1.17)$$

I_{DSS} 是 $v_{GS} = 0$ 时的饱和漏极电流。式 (1.1.14) ~ (1.1.17) 中的 V_P 是耗尽型 MOS 管的

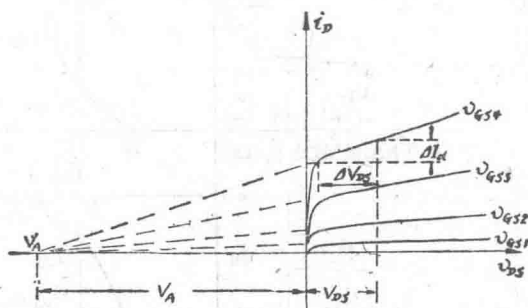


图 1.1.4 NMOS 管的输出特性

夹断电压。它们都是耗尽型FET的重要特性参数。

二、MOSFET的体效应和背栅控制特性

上面所讨论的MOS管特性及基本关系式是源极与衬底处在同一电位时的特性。在MOS集成电路中,许多管子做在同一块衬底上,因此就不能将所有MOS管的源极与公共衬底相连,这使有些NMOS管的衬底相对源极加了反向偏压 V_{BS} 。在 $V_{BS} < 0$ 时,由图1.1.5可以看出, N^+P 结的耗尽区在P型衬底区扩展,耗尽区变宽。在 $V_{BS} = 0$ 时,若栅压 V_{GS} 不变,则栅极上正电荷量不变。但在 $V_{BS} < 0$ 下要维持导电沟道中的电荷数量不变,就必须增加栅压 V_{GS} 。假若在 $V_{BS} = 0$ 和 $V_{GS} = V_T$ 时出现N型沟道,那么,在 $V_{BS} < 0$ 下,就必须 $V_{GS} > V_T$ 才能出现导电N沟道。这种现象称衬底调制效应。它可表示成开启电压 V_T 随衬底负偏压的数值增加而增加,用下面的关系式表示NMOS增强型管的 V_T :

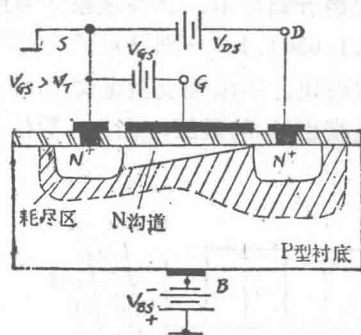


图1.1.5 NMOS管的衬底调制效应

$$V_T = V_{T0} + \Delta V_T = V_{T0} + \gamma(\sqrt{2\phi_f - V_{BS}} - \sqrt{2\phi_f}) \quad (1.1.18)$$

对于P沟道增强型MOS管, $\Delta V_T < 0$, 即

$$\Delta V_T = -\gamma(\sqrt{2\phi_f - V_{BS}} - \sqrt{2\phi_f}) \quad (1.1.19)$$

上面二式中, V_{T0} 是 $V_{BS} = 0$ 时的阈值电压, $2\phi_f$ 为表面势, γ 称为体效应系数。

通过上面的分析可知,若NMOS工作在动态条件下, $|V_{BS}|$ 增加时, V_T 增加,在 v_{GS} 不变时,则 $(v_{GS} - V_T)$ 减小。 v_{GS} 增加, i_D 增大;而 $|v_{BS}|$ 增加时, i_D 减小。可见, v_{BS} 对 i_D 有控制作用,因而称B极为背栅。

背栅 v_{BS} 控制 i_D 的作用可用背栅跨导 g_{mb} 来表征,即 $g_{mb} = \frac{\partial i_D}{\partial v_{BS}}$ 。通常用跨导比 η ,即 g_{mb} 与转移跨导 g_m 的相对关系来说明背栅控制能力

$$\eta = \frac{g_{mb}}{g_m} = \frac{\partial i_D / \partial v_{BS}}{\partial i_D / \partial v_{GS}} = \frac{\frac{\partial i_D}{\partial V_T} \cdot \frac{\partial V_T}{\partial v_{BS}}}{\frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}}}$$

根据式(1.1.6)求出 $\frac{\partial i_D}{\partial V_T}$ 为

$$\frac{\partial i_D}{\partial V_T} = -2\sqrt{\frac{1}{2}\beta_n(1+\lambda V_{DS})I_D} = -g_m = \frac{-\partial i_D}{\partial v_{GS}}$$

因此

$$\eta = -\frac{\partial V_T}{\partial v_{BS}}$$

利用式(1.1.18),便求出 η 的数值(一般约为0.1~0.3)

$$\eta = -\frac{\partial V_T}{\partial v_{BS}} = \frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_f - V_{BS}}} \quad (1.1.20)$$

$$g_{mb} = \eta g_m \quad (1.1.21)$$

背栅控制特性表明MOS管的四极管作用,这是BJT所没有的。这一优点对MOS模拟集成电路的设计十分有用。

三、MOSFET亚阈区的导电特性

上述MOSFET的特性均是假设MOS管的 $v_{GS}=V_T$ 时才有 i_D ，即认为 $v_{GS}=V_T$ 时才形成表面反型层导电沟道，这称为强反型近似。但实际上，MOS管存在弱反型区，在 $v_{GS}<V_T$ 时，就已经开始导电，这种现象称为亚阈区导电效应。这是MOS集成电路的有用工作区。

图1.1.6和1.1.7分别显示了典型NMOS和PMOS器件在不同 $\frac{W}{L}$ 时的亚阈区导电特性。从图可以看出，不象强反型近似的那样： $v_{GS}<V_T$ 时 $i_D=0$ ， $v_{GS}>V_T$ 时， $i_D \neq 0$ ；也难以确切地指出 V_T 的数值；在 v_{GS} 数值上大到一定值(1V多)就有了 i_D ，只不过数值小到nA数量级。

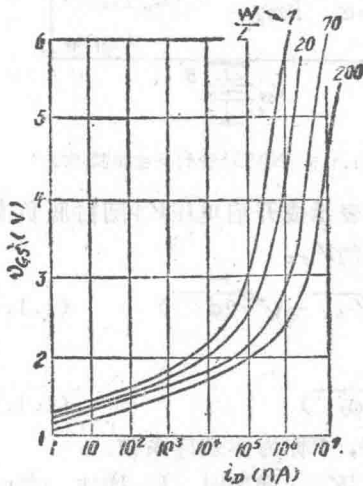


图1.1.6 NMOS管特性

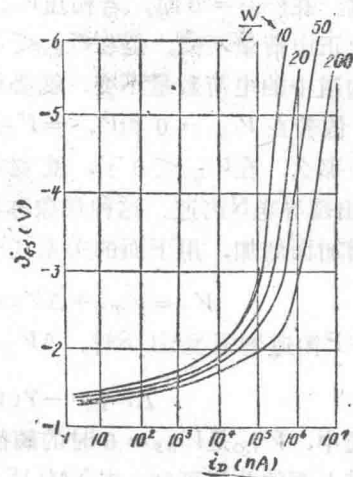


图1.1.7 PMOS管特性

在亚阈区， i_D 与 v_{GS} 是指数关系，典型值是， v_{GS} 变化100mV， i_D 变化约10倍。亚阈区 i_D 的表示式为

$$i_D = (I'_{DS}) \exp \frac{v_G}{nV_T} \left(\exp \frac{-v_S}{V_T} - \exp \frac{-v_D}{V_T} \right) \quad (1.1.22)$$

式中

$V_T = \frac{kT}{q}$ (常温下 $V_T=26\text{mV}$)， v_G 、 v_S 、 v_D 分别为栅极、源极、漏极对衬底的电位， n 是与衬底调制效应有关的指数因子， n 约为1.5~3。 I'_{DS} 是与管子工艺参数有关的起始电流。当 $v_{DS} \gg V_T$ (26mV)时，漏极电流 i_D 与漏极电位 v_D 无关。

在亚阈区的栅极跨导 g_{mG} 由式(1.1.22)求得

$$g_{mG} = \frac{\partial i_D}{\partial v_G} = \frac{I_D}{nV_T} \quad (1.1.23)$$

而源极电导 g_{mS} 为

$$g_{mS} = \frac{\partial i_D}{\partial v_S} = \frac{I_D}{V_T} \quad (1.1.24)$$

将式(1.1.22)与众所周知的BJT正向工作区的Ebers-Mo11模型相比，可见它们有类似的传输特性；将式(1.1.23)和(1.1.24)与大家熟知的BJT的转移跨导 $g_{mBJT} = \frac{I_C}{V_T}$ 相比，可见MOS管在亚阈区的传输跨导特性更接近于BJT。 V_T 典型值为26mV，对NMOS管， nV_T 典型值是60mV，对PMOS管， nV_T 典型值是40mV。若采用同一个标准，即跨导电流比来比较它们的放大能力，由

$$\frac{g_{mG}}{I_D} = \frac{1}{nV_T} \text{ 和 } \frac{g_{mBJT}}{I_C} = \frac{1}{V_T}$$

可知, 在亚阈区MOS管的放大能力接近于BJT。这一特点在MOS模拟集成电路中得到应用。但亚阈区的存在, 说明MOS器件不是一个理想开关, 这又是MOS数字集成电路所不希望的。

四、MOSFET的噪声特性

MOS器件的沟道电阻是由沟道体电阻, 漏、源极区欧姆接触电阻等所组成的实体电阻, 故产生热噪声, 这是MOS管的主要噪声源之一。MOS管的热噪声(白噪声)等效到输入端的噪声电压值为下式所表示

$$\overline{v_{N_r}^2} = 4kT \left(\frac{2}{3} \frac{1}{g_m} \right) \Delta f \quad (1.1.25)$$

式中 k 是波尔兹曼常数; T 是绝对温度; g_m 是跨导; Δf 是等效噪声频带宽度。

热噪声正比于MOS管的 W/L 、工作温度、工作电流 I_D 及噪声频带等。例如氧化层厚度 $1200 \text{ \AA}$, $\frac{W}{L}=10$, $I_D=50 \mu\text{A}$ 的NMOS管, 其白噪声等效噪声电压约为 $\frac{10^{-8}\text{V}}{\sqrt{\text{Hz}}}$ 。

MOS管的第二种噪声源是与MOS器件表面有关的低频噪声, 称为 $\frac{1}{f}$ 噪声。它是MOS管低频应用时的主要噪声源。其输入等效噪声电压表示式为

$$\overline{v_{N_f}^2} = \frac{K}{g_m^2} \cdot \frac{I_D^0}{f} \Delta f \quad (1.1.26)$$

式中系数 K 是由器件决定的参数。

上述两种噪声是彼此独立的, 因而也可用一个总的等效噪声电流源来表示, 在漏极工作电流为 I_D 时,

$$\overline{i_{N_d}^2} = \underbrace{4kT \left(\frac{2}{3} \right) \frac{1}{g_m} \Delta f}_{\text{热噪声}} + \underbrace{K \frac{I_D^0}{f} \Delta f}_{1/f \text{ 噪声}} \quad (1.1.27)$$

MOS管的另一种噪声是栅极漏电流 I_G 所产生的散粒噪声, 可用 $\overline{i_{N_g}^2}$ 来表示:

$$\overline{i_{N_g}^2} = 2qI_G \Delta f \quad (1.1.28)$$

MOS管的散粒噪声比BJT的要小得多, 在MOS管噪声源中, 散粒噪声可以忽略。在信号源电阻很低时, BJT的噪声性能要优于MOS管, 在源电阻很大时, MOSFET的噪声性能要大大优于BJT。MOS管与其表面状态有关的 $\frac{1}{f}$ 噪声较为严重, 其低频噪声特性还不如JFET。例如某MOS管中频段区的 $\frac{1}{f}$ 噪声等效电压为 $\frac{5\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}$, 但在 $f=10\text{Hz}$ 时, 却会骤增到 $\frac{800\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}$ 。在低漂移高精度放大器、音频滤波器、A-D转换器等MOS模拟电路中, 噪声是经常考虑的重要问题。

1.1.2 MOSFET的交流等效模型

一、MOS管的等效电容

在MOSFET中有五个分布电容, 它们可分别等效为 C_{bd} , C_{bs} , C_{gs} , C_{gd} , C_{db} , 如图1.1.8所示。其中 C_{bs} 和 C_{bd} 分别是衬底与源极区、衬底与漏极区的反偏PN结的势垒电容。而 C_{gs} 和 C_{gd} 分别是金属栅极与源极区、栅极与漏极区之间的电容(以二氧化硅为介质)。 C' 为栅极与沟道重叠部分的电容; C_{db} 为沟道耗尽层电容; C' 与 C_{db} 串联起来等效为 $C_{db'}$ 。

在栅电容 C_{gs} 、 C_{gs} 、 C_{gd} 中包括不随MOS管偏压变化的成分和随偏压变化的成分。其中栅极与漏极区、源极区、导电沟道之间以 SiO_2 为介质的那部分电容是不随偏压变的，容值决定于 SiO_2 的介电常数、厚度以及与各极区重叠的面积。栅氧化层与沟道形成的电容随偏压而变。

MOS管的电容对MOS模拟电路的交流特性和瞬态响应起决定性作用。

二、MOSFET的小信号交流等效模型

当MOSFET在直流偏置的基础上并工作在饱和区时（如图1.1.9所示），其小信号交流等效电路如图1.1.10所示。图中 g_m 是正向传输跨导，在已知工作电流 I_D 和管子工艺参数条件下，由式（1.1.12）或（1.1.13）计算 g_m ； g_{mb} 是背栅电压 v_b 控制漏极信号电流 i_d 的背栅跨导，由式（1.1.20）和（1.1.21）来计算 g_{mb} ； r_{ds} 表征漏极和源极的动态电阻，可按式（1.1.9）或（1.1.10）计算 r_{ds} ；其他电容的意义如图1.1.8中所描述。

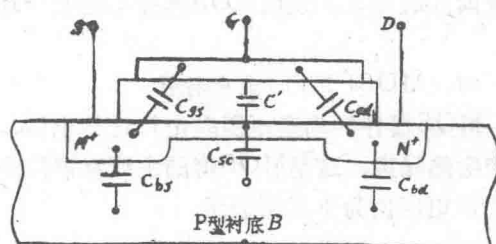


图1.1.8 MOS管中的电容分布

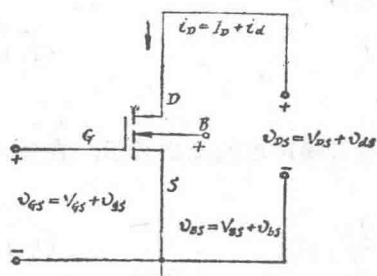


图1.1.9 共源小信号放大电路中的MOS管

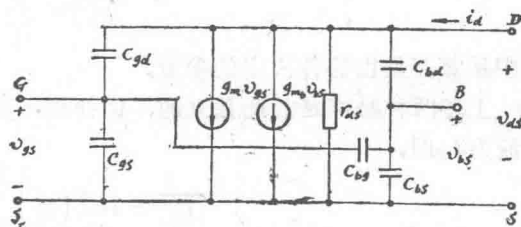


图1.1.10 MOS管小信号等效电路

等效电路中的所有交流参数都与MOS管的工艺参数密切相关，有些参数还与直流工作电流密切相关。

1.2 MOS模拟集成电路中的基本单元电路

无论单片MOS模拟集成电路，还是大规模MOS模拟集成系统，都是由最基本的单元电路构成的。构成MOS模拟集成电路的常用单元电路有电流源（负载和偏置）电路，基本放大电路，源极耦合差分放大电路，输出级电路等。本节阐述它们的工作原理，分析它们的特性。这对掌握MOS模拟集成电路的原理和应用是很有益处的。

1.2.1 MOS管电流源

MOS模拟集成电路中广泛采用各种电流源电路，它们不仅可作为放大电路的偏置电路，也可作放大器的有源负载。

一、基本电流源

图1.2.1所示镜象电流源是最基本的电流源。设 M_1 和 M_2 完全对称并工作在饱和区。 I_1