

普通高等教育“十二五”规划教材  
江苏高校优势学科建设工程资助项目

# 模拟结构 集成电路设计

李效龙 刘鲁涛 编著

MO NI JIE GOU  
JI CHENG DIAN LU SHE JI



机械工业出版社  
CHINA MACHINE PRESS



普通高等教育“十二五”规划教材  
江苏高校优势学科建设工程资助项目

# 模拟结构集成电路设计

## Structured Analog Integrated Circuit Design

李效龙 刘鲁涛 编著



机械工业出版社

由于集成电路设计耗时和繁琐,而且需要长期经验积累,因此人们需要一种通用的、简单的电路设计方法。本书介绍的模拟结构集成电路设计是在提出了模拟集成电路设计一般架构的基础上,对电路设计的实质,例如电路的拓扑结构、噪声、非线性失真、带宽、频率补偿以及直流偏置等进行较深入的讨论,并且以放大器(尤其是负反馈放大器)为例具体介绍结构化设计的步骤等,以帮助读者掌握这种策略性、系统性的电路设计方法。同时,这种方法还可以很容易地运用于放大器以外其他电路的设计。

本书可作为“模拟电子技术基础”后续课程的教材,为高等院校电子信息、通信工程以及微电子等专业本科高年级学生和研究生学习模拟集成电路设计提供指导,也可供从事模拟集成电路设计工作的工程师和科技人员参考。

本书配有免费电子课件,欢迎选用本书作教材的老师登录 [www.cmpedu.com](http://www.cmpedu.com) 注册下载。

## 图书在版编目(CIP)数据

模拟结构集成电路设计 / 李效龙, 刘鲁涛编著.

—北京: 机械工业出版社, 2011.8

普通高等教育“十二五”规划教材

ISBN 978-7-111-34503-9

I. ①模… II. ①李… ②刘… III. ①模拟集成电路—  
电路设计—高等学校—教材 IV. ①TN431.102

中国版本图书馆CIP数据核字(2011)第108412号

机械工业出版社(北京市百万庄大街22号 邮政编码 100037)

策划编辑: 贡克勤 责任编辑: 贡克勤

版式设计: 张世琴 责任校对: 樊钟英

封面设计: 路恩中 责任印制: 杨曦

保定市中国画美凯印刷有限公司印刷

2011年8月第1版第1次印刷

184mm×260mm·7.75印张·189千字

标准书号: ISBN 978-7-111-34503-9

定价: 20.00元

凡购本书,如有缺页、倒页、脱页,由本社发行部调换

电话服务

网络服务

社服务中心: (010) 88361066

门户网: <http://www.cmpbook.com>

销售一部: (010) 68326294

教材网: <http://www.cmpedu.com>

销售二部: (010) 88379649

读者购书热线: (010) 88379203

封面无防伪标均为盗版

# 前 言

电路设计实质上是一个用电子电路来实现数学函数的具体过程。理论上任何数学函数都可以在电路中实现。多数情况下，电路设计师先要将数学函数转化成容易在电路中实现的形式（比如微分方程），然后将这些转化了的函数以电路的形式集成在半导体（如硅片）上。实际上，在半导体上实现数学函数是一个近似而不精确的过程，其主要原因是电路中的有源器件如双极结型晶体管和场效应晶体管等都是非线性器件。而且这些有源器件不仅是信号处理器，更是信号发生器（它们在工作时会产生噪声）。所以，有源器件的非理想性（非线性和噪声等）使得用模拟电路实现数学函数成为一个困难而且复杂的过程。

遗憾的是，在过去的几十年中没有可以遵循的模拟集成电路设计方法。电路设计师们，尤其是刚入门的设计师，常常对如何正确地设计模拟电路感到困惑。虽然人们经过长期的实践探索，设计出了我们今天所看到的很多性能较高的电路。但是，随着制造工艺的发展、器件尺寸的缩小以及电源电压的降低，有些电路已变得不再实用了。这样，电路设计师们发现对原有的电路进行优化已不能满足要求，他们不得不花费大量的时间去重新摸索新的电路。例如有报道称，目前在全世界的范围内，有数以万计的工程师在设计振荡器。由此可见，即使是单个的模拟电路设计也是非常耗时耗力的。模拟集成电路设计的繁琐和耗时，不断变化的需求以及需要长期经验的积累等都使得很多有志于电路设计的年轻工程师对模拟集成电路设计望而却步。于是，更多的人开始思考这样一个问题：到底有没有一种通用的、简单的模拟集成电路设计方法，使得年轻的工程师有可能独立地、创造性地进行电路设计呢？

最早的模拟集成电路的设计方法是“进化法”（**Evolution Method**）。进化法开始于在整个电路“空间”中先找到类似的解决方案，在此基础上进行优化，然后再评估这些方案的性能。当然，这个进化过程也是相当耗时耗力的，尤其是在花费大量时间后发现设计方案不能满足性能要求时，设计师们不得不花更多的时间去重复同样的过程。

本书将介绍一种结构化、系统化的模拟集成电路设计方法，将其命名为“模拟结构集成电路设计”（**Structured Analog Integrated Circuit Design, SAICD**）。模拟结构集成电路设计是在提出了模拟集成电路一般架构的基础上，对电路设计的实质（**Insight**），例如电路的拓扑结构、噪声、非线性失真、带宽、频率补偿以及直流偏置等进行较深入的讨论，试图帮助读者掌握一种结构化的、系统性和策略性的模拟集成电路设计方法，从而能快速高效地完成电路设计。鉴于放大器的设计几乎涵盖了结构化设计方法的每一个设计步骤，因此本书将更多地以放大器（尤其是负反馈放大器）为例来具体介绍模拟结构集成电路设计的方法。当然，这种方法可以很容易地运用于其他电路的设计中。

本书共 9 章。第 1 章简要介绍了模拟结构集成电路设计的基础知识，如半导体器件

在模拟电路中的作用，分析和设计电路的辅助定理，链矩阵以及信号源的转移等。第2章从整体上讲述了模拟结构集成电路的设计原则、架构和方法等。第3~9章详细阐述了模拟结构集成电路设计的7个子步骤。其中第3章以负反馈放大器为例，介绍了电路的拓扑结构。第4章重点讨论了电路中的电噪声，包括噪声源以及转移，表征噪声的参数，噪声优化以及噪声抵消技术等。第5章论述了非线性失真的起因、测量及优化等。第6章简要介绍了几种估计电路带宽的方法。第7章介绍了电路中常用的几种频率补偿方法。第8章详细地阐述了电路的偏置设计方法及其流程。最后，在第9章简单讨论了电路综合性能的折中。

本书的第1、5、6、7章由刘鲁涛编写，其余各章由李效龙编写，全书由李效龙统稿。在本书的酝酿和编写过程中，得到了荷兰代尔夫特工业大学（TU Delft）C.J.M.Verhoven 博士的鼓励和支持。C.J.M.Verhoven 博士耐心地解答了作者在编写中遇到的诸多疑问，在此表示诚挚感谢。江苏科技大学的刘维亭教授、张允赛教授以及田雨波教授等对本书的编写给予了指导和大力支持。机械工业出版社的贡克勤老师对本书的出版给予了热情帮助。江苏科技大学电子信息学院的顾蓉、戴璐和曹宇鹏等同学参与了书稿的勘误工作。在此对他们表示由衷的感谢。

本书为江苏高校优势学科建设工程资助项目。

由于作者水平有限，恳请广大读者对书中的错误和不妥之处进行批评指正。请将建议或意见寄至 [lixiaolong@hotmail.com](mailto:lixiaolong@hotmail.com)。

作者  
2011年7月

# 目 录

## 前言

## 第 1 章 模拟结构集成电路设计基础..... 1

### 1.1 模拟结构集成电路设计的基础知识..... 1

#### 1.1.1 半导体器件在模拟结构集成电路设计中的作用..... 1

#### 1.1.2 模拟结构集成电路设计的辅助定理..... 3

#### 1.1.3 链矩阵..... 8

#### 1.1.4 信号源的转移..... 10

### 1.2 模拟结构集成电路设计的内涵..... 12

## 第 2 章 模拟结构集成电路设计方法..... 13

### 2.1 Nullor..... 13

#### 2.1.1 Nullor 的概念..... 13

#### 2.1.2 Nullor 的综合..... 13

### 2.2 模拟结构集成电路设计的原则..... 14

#### 2.2.1 简单原则..... 14

#### 2.2.2 正交原则..... 15

#### 2.2.3 层次原则..... 16

### 2.3 模拟结构集成电路设计的架构..... 16

### 2.4 模拟结构集成电路设计的流程..... 17

#### 2.4.1 设计的出发点——电路的性能指标..... 17

#### 2.4.2 宏观设计——电路拓扑结构的筛选..... 18

#### 2.4.3 Nullor 的外围电路设计..... 19

#### 2.4.4 设计 Nullor 的输入级——噪声..... 19

#### 2.4.5 设计 Nullor 的输出级——失真..... 20

#### 2.4.6 电路的带宽估计..... 20

#### 2.4.7 电路的频率补偿..... 21

#### 2.4.8 电路的偏置设计..... 21

#### 2.4.9 电路的性能折中..... 22

## 第 3 章 电路拓扑结构..... 23

### 3.1 电路拓扑结构的选择..... 23

### 3.2 负反馈放大器的拓扑结构..... 23

#### 3.2.1 基本放大器..... 23

#### 3.2.2 负反馈放大器..... 24

#### 3.2.3 负反馈放大器的结构化设计..... 25

#### 3.2.4 负反馈放大器的设计实例..... 29

## 第 4 章 电噪声..... 33

### 4.1 噪声源..... 33

### 4.2 噪声模型..... 33

### 4.3 表征噪声的参数..... 35

### 4.4 噪声源的转移..... 36

### 4.5 噪声的优化..... 39

### 4.6 噪声抵消技术..... 41

#### 4.6.1 噪声抵消技术的原理..... 41

#### 4.6.2 噪声抵消技术的实现电路..... 42

### 4.7 噪声举例..... 44

## 第 5 章 非线性失真..... 48

### 5.1 非线性失真的起因..... 48

### 5.2 非线性失真的测量..... 50

### 5.3 非线性失真的优化..... 53

## 第 6 章 带宽估计..... 59

### 6.1 带宽..... 59

### 6.2 估计带宽的方法..... 60

#### 6.2.1 系统函数法..... 60

#### 6.2.2 开路—短路法..... 62

#### 6.2.3 开路时间常数和短路时间常数法..... 63

#### 6.2.4 环路增益与其极点的乘法..... 66

## 第 7 章 频率补偿..... 71

### 7.1 频率补偿的目的..... 71

### 7.2 频率补偿的模型及其有效性..... 71

### 7.3 根轨迹频率补偿方法..... 72

#### 7.3.1 极点分裂法..... 73

#### 7.3.2 极点零点对消法..... 74

#### 7.3.3 阻性扩频法..... 75

#### 7.3.4 虚零点法..... 75

<b>第 8 章 偏置设计</b> .....	83	8.4.3 改变器件的类型.....	96
8.1 偏置设计的基本理念.....	83	8.5 偏置环的实现.....	97
8.1.1 偏移量.....	83	8.5.1 偏置环滤波器.....	97
8.1.2 浮点.....	84	8.5.2 偏置环设计.....	98
8.1.3 偏置设计的流程.....	84	8.6 偏置源的实现.....	98
8.2 偏置源与偏置环.....	85	8.6.1 电压源设计.....	98
8.2.1 有源器件的偏置源.....	85	8.6.2 电流源设计.....	100
8.2.2 有源器件的偏置环.....	86	8.7 偏置设计实例.....	101
8.2.3 无源器件的偏置.....	88	<b>第 9 章 性能折中</b> .....	107
8.2.4 偏置环对信号行为的影响.....	88	9.1 工艺选择的折中.....	107
8.3 偏置环的简化.....	89	9.2 器件参数的折中.....	109
8.3.1 偏置环的建立.....	89	9.3 电路性能的折中.....	110
8.3.2 电流偏置环.....	90	9.3.1 LNA 设计中的折中.....	111
8.3.3 电压偏置环.....	92	9.3.2 Mixer 设计中的折中.....	111
8.4 偏置源的简化.....	94	9.3.3 LO 设计中的折中.....	112
8.4.1 电压偏置源的转移.....	94	9.3.4 PA 设计中的折中.....	113
8.4.2 电流偏置源的转移.....	95	<b>参考文献</b> .....	115

# 第 1 章 模拟结构集成电路设计基础

## 1.1 模拟结构集成电路设计的基础知识

本节将引导读者认识一些在模拟结构集成电路设计中常用到的基础知识，如半导体器件在模拟结构集成电路设计中的作用、模拟结构集成电路设计的辅助定理、链矩阵以及信号源的转移等。这些知识在本书中将会被反复使用。

### 1.1.1 半导体器件在模拟结构集成电路设计中的作用

半导体器件大体上可以划分为两类：一类是无源器件（Passive Elements），包括电阻（Resistor）、电容（Capacitor）、电感（Inductor）、变压器（Transformer, TF）、转换器（Gyrator），以及由传输线（Transmission Lines, TL）组成的器件等；另一类是有源器件（Active Elements），包括二极管（Diode）、双极结型晶体管（Bipolar Junction Transistor, BJT）和场效应晶体管（Field Effect Transistor, FET）等。下面分别讨论这些器件在电路中的作用。

#### 1. 无源器件

##### (1) 电阻

电阻在电路中的作用如图 1.1 所示。

- 1) 分压：图 1.1a 中， $R_{B1}$  和  $R_{B2}$  对电源  $V_{CC}$  分压，得到  $V_B = V_{CC}R_{B2} / (R_{B1} + R_{B2})$ ；
- 2) 分流：图 1.1b 中， $R_C$  和  $R_L$  对受控电流源  $g_m u_{be}$  分流；
- 3) 将电压转化为电流：图 1.1b 中， $R_s$  和  $r_\pi$  将电压  $u_s$  转化为电流  $i_b$ ；
- 4) 将电流转化为电压：图 1.1b 中， $R_C$  和  $R_L$  将电流  $g_m u_{be}$  转化为电压  $u_o$ 。

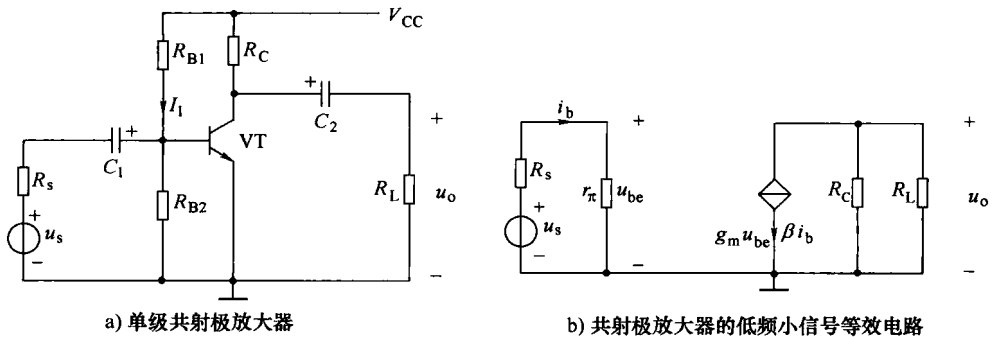


图 1.1 电阻在电路中的作用

##### (2) 电容和电感

电容和电感是对偶器件，其作用可以根据容抗和感抗（ $X_C$  和  $X_L$ ）来确定，见表 1.1。



## 2 模拟结构集成电路设计

表 1.1 电容和电感在电路中的作用

电容 ( $C$ )	电感 ( $L$ )
隔直流 ( $X_C = \infty$ )	隔交流 ( $X_L = \infty$ )
通交流 ( $X_C = 0$ ) (耦合/退耦或旁路)	通直流 ( $X_L = 0$ )
有限阻抗 ( $0 < X_C < \infty$ )	有限阻抗 ( $0 < X_L < \infty$ )
与 $L$ 组成谐振网络	与 $C$ 组成谐振网络

### (3) 变压器和转换器

变压器和转换器是互补器件，变压器的作用如图 1.2 所示。

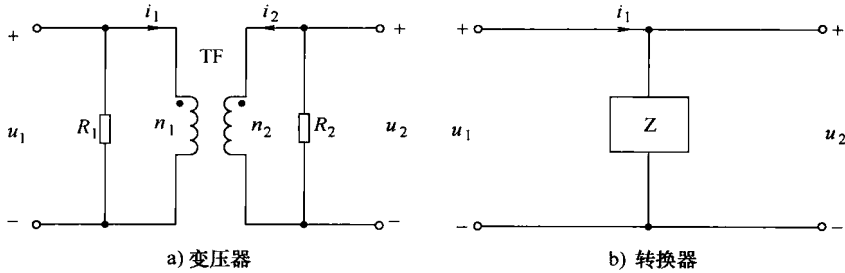


图 1.2 变压器与转换器在电路中的作用

1) 变压: 图 1.2a 中,  $u_2 = (n_2 / n_1)u_1$ ;

2) 变流: 图 1.2a 中,  $i_2 = (n_1 / n_2)i_1$ ;

3) 阻抗变换: 图 1.2a 中,  $R_2 = (n_2 / n_1)^2 R_1$ ;

4) 将差分信号转换为单端信号: 图 1.2a 中,  $u_1$  双端输入,  $u_2$  单端输出; 或将单端信号转换为差分信号: 图 1.2a 中  $u_1$  单端输入  $u_2$  双端输出。

电路中的转换器是一个虚拟器件, 其功能如下:

1) 将电压转换为电流, 图 1.2b 中,  $i_1 = u_1 / Z$ ;

2) 将电流转换为电压, 图 1.2b 中,  $u_2 = i_1 Z$ 。

因此, 电阻  $R$  是最简单的转换器。当然, 理论上转换器也可以由有源器件实现。

### (4) 传输线

传输线可以构成以上所介绍的所有无源器件以及多个无源器件的组合, 如电阻、电容、电感、变压器和转换器等, 因而其在射频 (Radio Frequency, RF) 和微波 (Microwavc) 等高频电路中得到广泛应用。

## 2. 有源器件

### (1) 二极管

1) 开关、整流、检波、限幅和钳位 (单向导电性);

2) 稳压 (击穿特性);

3) 可变电容 (电容特性);

4) 其他特殊用途, 如发光、光电转化等。

(2) 双极型晶体管 (BJT) 和场效应晶体管 (FET)

BJT 和 FET 在电路中的作用如图 1.3 所示<sup>⊖</sup>。

1) 放大: BJT 工作在放大区, FET 工作在饱和区, 例如图 1.3 中的 VF<sub>1</sub>、VF<sub>2</sub>;

2) 开关或可变电阻: BJT 工作在饱和区, FET 工作在线性区, 例如图 1.3 中的 VF<sub>3</sub>;

3) 直流电流源: 此时晶体管 BJT 和 FET 中有直流信号, 而对交流信号 BJT 和 FET 则近似断路, 例如图 1.3 中的 VF<sub>4</sub>、VF<sub>5</sub> 和 VF<sub>6</sub>;

4) 有源负载: 此时, 对直流信号 BJT 和 FET 相当于电流源, 对交流信号 BJT 和 FET 则相当于负载, 例如图 1.3 中的 VF<sub>7</sub> 和 VF<sub>8</sub>。

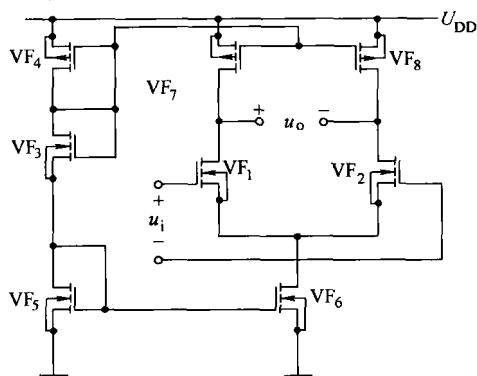


图 1.3 BJT 和 FET 在电路中的作用

### 1.1.2 模拟结构集成电路设计的辅助定理

由于工艺中寄生器件的存在, 即使最简单的电路, 其分析和设计也是相当复杂的。怎样透过这些繁琐的表象, 一窥电路的实质呢? 最常用的方法就是简化。这里介绍几个电路中常用的简化规则, 如简化“定理”、 $g_m$  定理、密勒定理等, 它们都能极大地简化电路的分析和设计。

#### 1. 简化“定理”

1) 如果  $c \gg a$ , 则取  $c = 10a$ ; 如果  $c \ll a$ , 则取  $c = 0.1a$ ;

2) 如果  $c = a \pm b$ , 且  $a \gg b$ , 则  $c \approx a$ 。

准确地说, 简化“定理”是一个工程上常用的简化计算的“潜”规则, 而不是真正意义上的定理。但是这个规则却是电路分析和设计的有效工具。现举两例来说明。

【例 1.1】 已知某单级放大器电压增益的频率响应为  $A_u(f) = \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_H}}$ , 试画出其幅频

响应曲线。

【解】

(1) 当  $f = f_H$  时, 有

$$|A_u(f)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_H}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$A_u = 20 \lg \frac{1}{\sqrt{2}} = -3 \text{dB}$$

(2) 当  $f \ll f_H$  时, 根据简化“定理”, 取  $f = 0.1f_H$ , 有

<sup>⊖</sup> 与 PMOS 基于 N 阱构造类似, 在有些 CMOS 工艺中, NMOS 是基于单独的 P 阱构造的。此时, NMOS 的 B 极可与 S 极直接相连, 从而消除了体效应。本书中的 NMOS 均采用这种结构。

$$|A_v(f)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_H}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{10}\right)^2}} \approx 1$$

$$A_v = 0\text{dB}$$

(3) 当  $f \gg f_H$  时, 根据简化“定理”, 取  $f = 10f_H$ , 有  $|A_v|/\text{dB}$

$$|A_v(f)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_H}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (10)^2}} \approx \frac{1}{10}$$

$$A_v = 20\lg\frac{1}{10} = -20\text{dB}$$

则该单级放大器的幅频响应曲线如图 1.4 所示。

【例 1.2】在图 1.1 所示的单级共射极电路中, 设  $I_B = 5\mu\text{A}$ ,  $U_{BE} = 0.8\text{V}$ ,  $U_{CC} = 4\text{V}$ ,  $r_\pi = 1\text{k}\Omega$ 。试确定  $R_{B1}$  和  $R_{B2}$  的值。

【解】该偏置电路应满足以下两个条件: 首先, 流过  $R_{B1}$  的电流  $I_1$  要远大于  $I_B$ , 即

$$I_1 \gg I_B$$

根据简化“定理”, 取  $I_1 = 10I_B = 50\mu\text{A}$ ; 其次, 直流偏置电阻不应当影响交流性能, 故有

$$R_{B1} // R_{B2} = \frac{R_{B1}R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \gg r_\pi$$

根据简化“定理”, 取  $R_{B1} // R_{B2} = 10r_\pi = 10\text{k}\Omega$ 。又已知

$$U_{BE} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} U_{CC} = 0.8\text{V}$$

可得

$$R_{B1} = 4R_{B2}$$

从而可计算出

$$R_{B2} = 12.5\text{k}\Omega$$

$$R_{B1} = 50\text{k}\Omega$$

这样, 由电源所能供给偏置电路的最小电流为

$$\frac{U_{CC}}{R_{B1} + R_{B2}} = \frac{4\text{V}}{62.5\text{k}\Omega} = 64\mu\text{A}$$

该值大于  $I_1 = 50\mu\text{A}$ , 因此满足要求。

## 2. $g_m$ 定理 (吸收定理)

在电路中, 如果 BJT 的基极 B 或 FET 的栅极 G 交流接地, 则从 BJT 的发射极 E 或从 FET 的源极 S 看到地的阻抗约等于  $\frac{1}{g_m}$ 。

【证】电路如图 1.5a 和图 1.5b 所示, 分别画出两种电路的小信号等效电路如图 1.6a 和图 1.6b 所示。

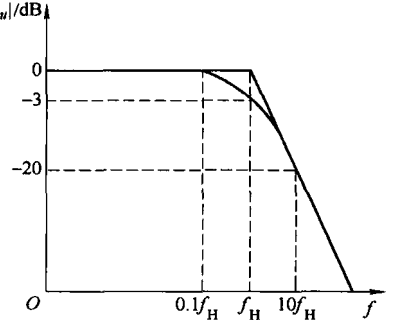


图 1.4 单级放大器的幅频响应曲线

对两电路输入端加测试信号  $u_t$ ，设测试电流为  $i_t$ 。在图 1.6a 中，有

$$R_i = \frac{u_t}{i_t} = \frac{u_t}{\left(\frac{-u_t}{r_\pi}\right) - (-g_m u_t)} = \frac{1}{\frac{1}{r_\pi} + g_m} \approx \frac{1}{g_m}$$

在图 1.6b 中，有

$$R_i = \frac{u_t}{i_t} = \frac{u_t}{-(-g_m u_t)} = \frac{1}{g_m}$$

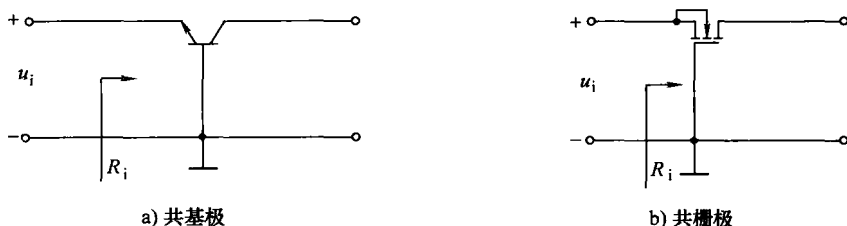


图 1.5 共基极和共栅极放大电路

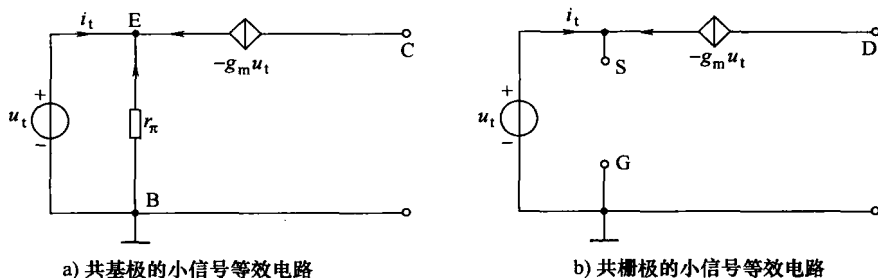


图 1.6 小信号等效电路

需要指出的是，在 BJT 中

$$g_m = \frac{I_C}{U_T} \tag{1.1}$$

当 FET 工作在饱和区时

$$g_m = \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right) (U_{gs} - U_{TH}) = \frac{2I_D}{U_{gs} - U_{TH}} = \sqrt{2\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right) I_D} \tag{1.2}$$

而当 FET 工作在线性区时

$$g_m = \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right) U_{DS} \tag{1.3}$$

式 (1.1) 与式 (1.2) 比较，对于给定的电流，BJT 的  $g_m$  要比 FET 的  $g_m$  大 ( $U_{gs} - U_{TH} \gg U_T$ )，故在相当条件下，从 BJT 的发射极看进去的阻抗要比从 FET 看进去的阻抗小。

**【例 1.3】** 图 1.7 所示为长尾电路 (未画出其偏置电路)，已知 FET  $VF_1$  和  $VF_2$  的跨导均为  $g_m$ 。试求其电压增益。

**【解】** 电路中的信号源  $u_s$  加在  $VF_1$  上会产生交流电流  $i_d$ 。 $i_d$  主要流过两条支路，一条为  $r_o$ ，另一条为  $VF_2$ 。根据  $g_m$  定理，从  $VF_2$  的源极看到地的阻抗为  $1/g_m$ 。由于  $1/g_m \ll r_o$ ，故

$i_d$  的绝大部分会流过  $VF_2$ ，此时  $r_o$  相当于开路。其小信号等效电路为图 1.7b 所示。于是可得

$$A_u = \frac{u_o}{u_s} = \frac{g_m \frac{u_s}{2} R_D}{u_s} = \frac{1}{2} g_m R_D$$

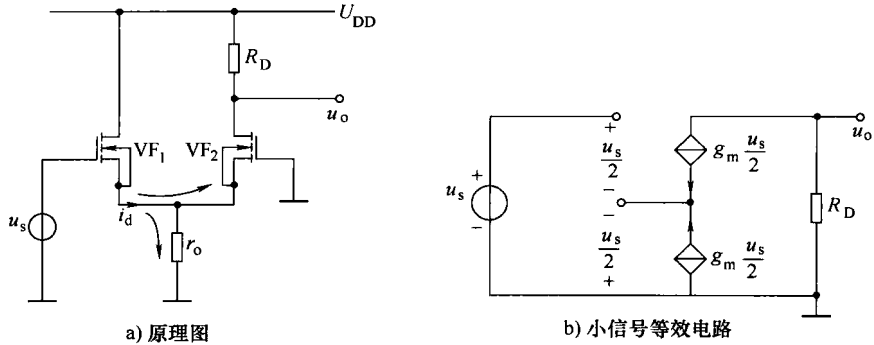


图 1.7 长尾电路

可见，与单级共射极/共源极电路相比，长尾电路以两倍的功耗，以及近两倍的芯片面积，换取了对信号的同相放大。

### 3. 密勒定理

1) 图 1.8 电路中，若图 a 可以转换成图 b，且有  $A_u = \frac{V_y}{V_x}$ ，则  $Z_1 = \frac{Z}{1-A_u}$ ， $Z_2 = \frac{Z}{1-A_u^{-1}}$ ，且  $Z = Z_1 + Z_2$ 。

2) 图 1.8 电路中，若图 c 可以转换成图 d，且有  $A_i = \frac{I_2}{I_1}$ ，则  $Y_1 = \frac{Y}{1-A_i}$ ， $Y_2 = \frac{Y}{1-A_i^{-1}}$ ，且  $Y = Y_1 + Y_2$ 。

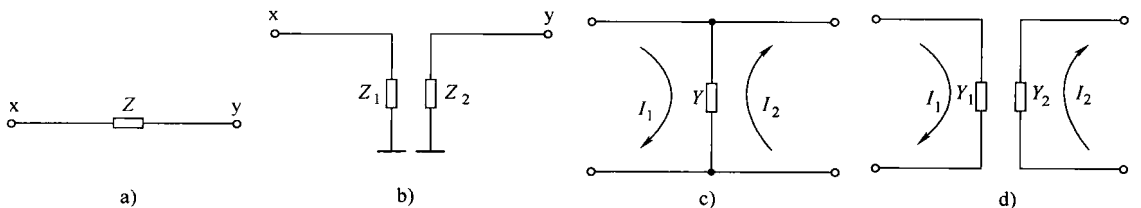


图 1.8 密勒定理及其对偶

【证】 根据等效电路原则，图 1.8a、b 中流出节点 x 的电流应相等，即

$$\frac{V_x - V_y}{Z} = \frac{V_x}{Z_1}$$

则

$$Z_1 = \frac{V_x}{V_x - V_y} Z = \frac{Z}{1 - V_y/V_x} = \frac{Z}{1 - A_u}$$

同理，有

$$Z_2 = \frac{Z}{1 - A_u^{-1}}$$

且

$$Z_1 + Z_2 = Z \left( \frac{1}{1 - A_u} - \frac{1}{1 - A_u^{-1}} \right) = Z$$

在图 1.8c 和图 1.8d 中, 导纳  $Y$  和  $Y_1$ 、 $Y_2$  两端的电压应相等, 即

$$\frac{I_1 - I_2}{Y} = \frac{I_1}{Y_1}$$

则

$$Y_1 = \frac{Y}{1 - I_2/I_1} = \frac{Y}{1 - A_u}$$

同理, 有

$$Y_2 = \frac{Y}{1 - A_u^{-1}}$$

且

$$Y = Y_1 + Y_2$$

**【例 1.4】** 如图 1.9 所示, 若  $A_u = \frac{V_y}{V_x}$ , 求  $Z_1$  和  $Z_2$ 。

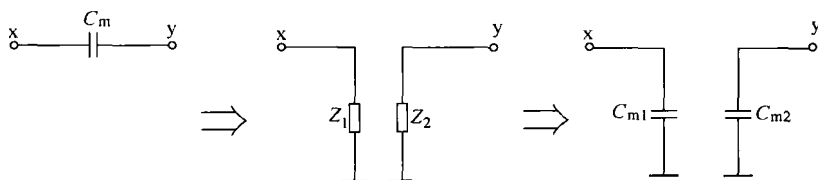


图 1.9 密勒电容的转化

**【解】** 根据密勒定理, 有

$$Z_1 = \frac{Z}{1 - A_u} = \frac{1}{sC_m} = \frac{1}{sC_m(1 - A_u)}$$

$$Z_2 = \frac{Z}{1 - A_u^{-1}} = \frac{1}{sC_m(1 - A_u^{-1})}$$

则  $Z_1$  仍为电容, 容值为  $C_{m1} = (1 - A_u)C_m$ ,  $Z_2$  也为电容, 容值为  $C_{m2} = (1 - A_u^{-1})C_m$ 。密勒定理常用来化简 BJT 中的  $C_{bc}$  ( $C_{\mu}$ ) 或 FET 中的  $C_{gd}$ 。

**【例 1.5】** 图 1.10 所示为共模输入、单端输出的放大电路。设  $VF_1$  和  $VF_2$  完全对称, 其跨导均为  $g_m$ 。求电压增益  $A_u = u_o / u_i$ 。

**【解】** 根据密勒定理, 图 1.10a 所示电路可转化成为完全对称的两个半边电路, 每个半边电路都是典

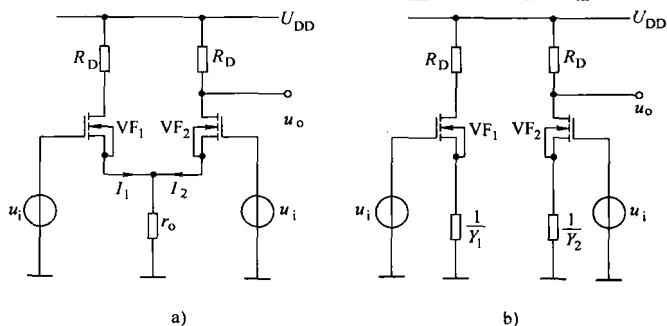


图 1.10 共模输入、单端输出放大电路

型的源极带电阻的共源极电路，如图 1.10b 所示。则

$$A_i = \frac{-I_2}{I_1} = -1$$

$$Y_1 = \frac{Y}{1 - A_i} = \frac{Y}{2} = \frac{1}{2r_o}$$

$$Y_2 = \frac{1}{1 - A_i^{-1}} = \frac{Y}{2} = \frac{1}{2r_o}$$

于是可得

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{g_m R_D}{1 + g_m \left( \frac{1}{Y_1} \right)} = -\frac{g_m R_D}{1 + 2g_m r_o}$$

### 1.1.3 链矩阵

与其他二端口网络参数（如  $Z$ 、 $Y$  和  $H$  参数等）类似，链矩阵（Chain Matrix）（也称为  $ABCD$  矩阵）是电路分析的有效工具。链矩阵确定的是二端口网络的输入电压及输入电流与输出电压及输出电流间的关系，即

$$\begin{pmatrix} u_i \\ i_i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_o \\ i_o \end{pmatrix} \quad (1.4)$$

式中

$$A = \left. \frac{u_i}{u_o} \right|_{i_o=0}$$

$$B = \left. \frac{u_i}{i_o} \right|_{u_o=0}$$

$$C = \left. \frac{i_i}{u_o} \right|_{i_o=0}$$

$$D = \left. \frac{i_i}{i_o} \right|_{u_o=0}$$

需要指出的是，输入电流的方向是流进二端口网络，而输出电流的方向是流出二端口网络，如图 1.11 所示。在一个由多个二端口网络组成的级联系统中，如果每个子二端口网络都能用其链矩阵来表示，则整个系统的链矩阵等于各子端口网络的链矩阵之积。因此，用链矩阵描述级联系统非常方便。

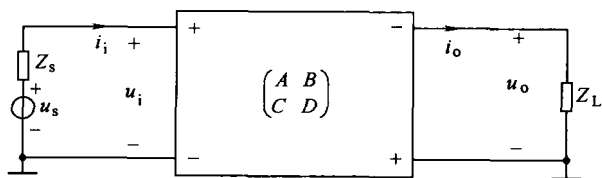


图 1.11 二端口网络的链矩阵

链矩阵也可以用来计算二端口网络的输入阻抗、输出阻抗以及系统传输方程等。其中输入阻抗  $Z_i$  和输出阻抗  $Z_o$  可以分别表示为

$$Z_i = \frac{AZ_L + B}{CZ_L + D} \quad (1.5)$$

和

$$Z_o = \frac{B + DZ_s}{A + CZ_s} \quad (1.6)$$

而系统传输方程则可以表示为

$$\frac{u_o}{u_i} = \frac{Z_L}{AZ_L + B + CZ_s Z_L + DZ_s} \quad (1.7)$$

有源器件和无源器件的小信号动态性能，也可以用链矩阵来描述。例如 Nullor（将在下一章中介绍）的链矩阵为

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{\text{Nullor}} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (1.8)$$

它的4个矩阵元素都是零。BJT单级共射极放大器的链矩阵为

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{\text{BJT}} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{g_m r_o} & -\frac{1}{g_m} \\ -\left(\frac{1}{\beta_f} + \frac{j\omega}{\omega_T}\right) \frac{1}{r_o} & -\left(\frac{1}{\beta_f} + \frac{j\omega}{\omega_T}\right) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{\text{CE}} & B_{\text{CE}} \\ C_{\text{CE}} & D_{\text{CE}} \end{pmatrix} \quad (1.9)$$

式中， $g_m$ 为跨导； $r_o$ 为BJT的输出阻抗（ $r_{ce}$ ）； $\beta_f$ 为前向电流放大倍数； $\omega_T$ 为BJT的截止角频率。

同样，FET单级共源极的链矩阵为

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{\text{FET}} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{g_m r_{ds}} & -\frac{1}{g_m} \\ -\frac{j\omega}{\omega_T} \frac{1}{r_{ds}} & -\frac{j\omega}{\omega_T} \end{pmatrix} \quad (1.10)$$

式中， $r_{ds}$ 为FET的沟道电阻。

BJT差分对的链矩阵可用单级共射极表示为

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{\text{DIF}} = \begin{pmatrix} A_{\text{CE}} & 2B_{\text{CE}} \\ \frac{C_{\text{CE}}}{2} & D_{\text{CE}} \end{pmatrix} \quad (1.11)$$

可以看出该矩阵中只有 $B$ 和 $C$ 与单级共射极不同。无源器件中，转换器（传输系数为 $Z$ ）和变压器（匝数比 $n$ ）的链矩阵分别为

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_Z = \begin{pmatrix} 0 & Z \\ 1/Z & 0 \end{pmatrix} \quad (1.12)$$

和

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{\text{TF}} = \begin{pmatrix} n & 0 \\ 0 & 1/n \end{pmatrix} \quad (1.13)$$

**【例 1.6】** BJT单级共射极放大器简化的小信号模型如图 1.12 所示。试计算其链矩阵。

**【解】** 这里  $r_\pi$  和  $C_\pi$  分别是基—射极间的电阻和电容。将单级共射极看做是二端口网络，可

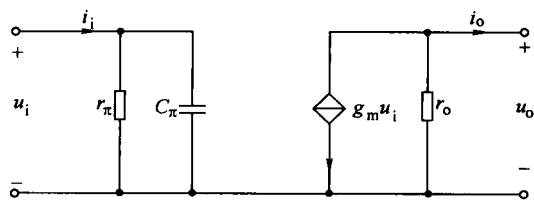


图 1.12 BJT 单级共射极放大器简化的小信号模型



根据定义计算出单级共射极的  $ABCD$  矩阵，分别为

$$A = \left. \frac{u_i}{u_o} \right|_{i_o=0} = \frac{u_i}{-g_m u_i r_o} = -\frac{1}{g_m r_o}$$

$$B = \left. \frac{u_i}{i_o} \right|_{u_o=0} = \frac{u_i}{-g_m u_i} = -\frac{1}{g_m}$$

$$C = \left. \frac{i_i}{u_o} \right|_{i_o=0} = \frac{i_i}{-g_m \frac{r_\pi}{1+sC_\pi r_\pi} i_i r_o} = -\left( \frac{1}{g_m r_\pi} + \frac{sC_\pi}{g_m} \right) \frac{1}{r_o} = -\left( \frac{1}{\beta_f} + \frac{j\omega}{\omega_T} \right) \frac{1}{r_o}$$

$$D = \left. \frac{i_i}{i_o} \right|_{u_o=0} = \frac{i_i}{-g_m \frac{r_\pi}{1+sC_\pi r_\pi} i_i} = -\left( \frac{1}{\beta_f} + \frac{j\omega}{\omega_T} \right)$$

### 1.1.4 信号源的转移

通过 Blakesley 传输<sup>[1]</sup>，单个的电压源和电流源都可以转移到与其直接相连的网络中，即信号源转移 (Source Shift)。根据基尔霍夫定律，一个电压源可以被转移到与其直接相连的其他支路中去。如图 1.13 所示，电压源  $U_1$  从位于节点 1、4 间的支路被转移到另外两个支路 2、4 和 3、4 中了。值得指出的是，转移到新支路中的电压源在数值上与原电压源大小相等，并且转移后其极性保持不变。这样，一个电压源被转移到  $n$  个支路中后就产生了  $n$  个与原电压源完全相同的电压源，因此这些电压源是相关源。转移的结果，原支路中的电压源就不存在了，如图 1.13b 所示。

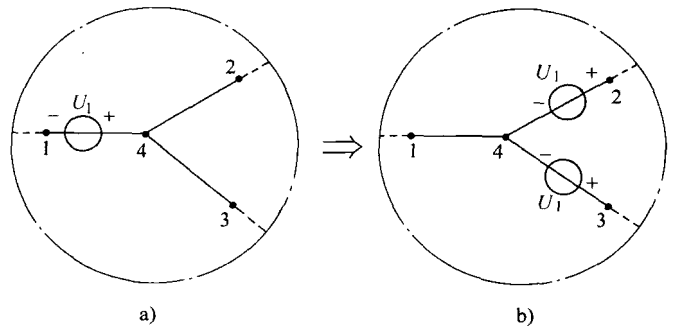


图 1.13 电压源的转移

同理，一个电流源也可以通过一个公共点转移。如图 1.14 所示，节点 1、2 间的电流源  $I_1$ ，可以被节点 1、3 和 2、3 间的电流源所取代，这里节点 3 是公共点（通常情况下是参考地）。转移到新的节点之间的电流源在数值上与原电流源大小相等，并且其方向应保持与原电流源方向的一致。在图中，电流流出节点 1，流入节点 2。这样的转移不应当断开两个原节点间的连接，否则会改变基尔霍夫定律。

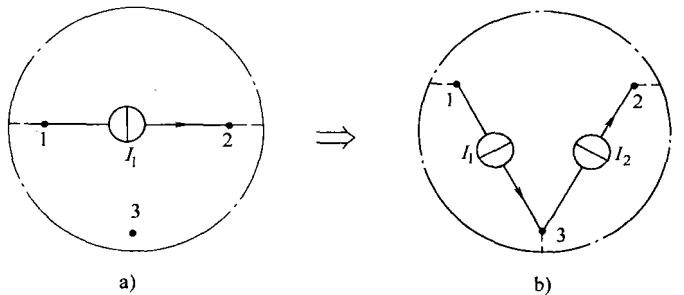


图 1.14 电流源的转移