

模拟电路讲义

上册

华为公司传输业务部

第1章常用晶体管原理简介	6
1.1背景	6
1.2准备知识: PN结简介	6
1.3双极型三极管 (Bipolarity Junction Transistor) 介绍	8
1.3.1BJT的分类、结构和原理简介	8
1.3.2BJT的伏安特性	9
1.3.2.1BJT的CE接法输出特性	10
1.3.2.2BJT的CE接法输入特性	11
1.3.3BJT的参数	12
1.3.4除CE接法外BJT的另外两种接法	13
1.3.5H参数数学模型	13
1.3.6实际应用中的一些考虑	14
1.3.6.1复合BJT的组态	14
1.3.6.2器件频率与极型选择	15
1.3.6.3大功率BJT的散热问题	16
1.4场效应晶体管 (Field Effect Transistor)介绍	16
1.4.1J-FET晶体管部分	17
1.4.1.1JFET的工作原理	17
1.4.1.2典型特性	18
(1) J-FET的输出特性曲线	18
(2) J-FET的转移特性曲线	20
1.4.1.3J-FET的常用参数	21
1.4.1.4J-FET等效电路数学模型	21
1.4.1.5实际应用中的问题	22
1.4.2MOSFET晶体管部分 (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)	22
1.4.2.1增强型MOSFET的器件结构和原理	22
1.4.2.2N沟道增强型MOS-FET的伏安特性曲线	23
1.4.2.3耗尽型MOSFET	24
1.4.2.4 MOS-FET的主要参数	25
1.4.2.5MOS-FET的等效数学模型	26
1.4.2.6MOS-FET在实际应用中的其他考虑	26
1.4.3VMOSFET简单介绍	26
1.4.3.1VMOS结构介绍:	27
1.4.3.1VDMOS结构介绍:	27
1.4.3.2VMOSFET的优点总结	28
第2章运算放大器简介	31
2.1运算放大器简介和指标定义	31
2.1.1运算放大器的简介	31
2.1.2运算放大器的内部结构	31
2.1.2.1运算放大器的指标定义	33
2.1.3通用型集成运算放大器	34
2.1.4专用型集成运算放大器	36
2.2运算放大器使用时的注意事项	36
2.2.1负反馈电路	36
2.2.2放大器电路稳定性的分析	37
2.2.2.1闭环增益	37
2.2.2.2闭环增益的计算	38

2.2.2.3放大器电路稳定性分析	39
2.3应用举例	41
第3章振荡器电路原理简介	44
3.1简述	44
3.2振荡器原理简介	44
3.2.1正弦振荡器	44
3.2.1.1自激振荡基本原理	44
3.2.1.2反馈型正弦波振荡器	44
3.2.1.3常用三点式振荡器	46
3.2.1.4LC选频网络	47
3.2.1.5典型集成LC振荡器介绍	49
3.2.1.6典型RC正弦波振荡器	51
3.2.1.7文氏电桥振荡器	52
3.2.1.8实用文氏电桥振荡器例图	53
3.2.1.9负阻型正弦波振荡器	53
3.2.1.10负阻振荡器的起振与平衡稳定条件	55
3.2.2[输出]多谐波振荡器	56
3.2.2.1以双BJT组成的50%DUTY CYCLE多谐波振荡器	56
3.2.2.2DUAL-BJT-MULTI-HARMONICS-OSCILLATOR	57
3.2.2.3将非门用做放大器组成的多谐振荡器	58
3.2.2.4以运算放大器电路组建的多谐振荡器	58
3.2.3实际设计应用中的问题	60
3.2.3.1电路形式的选择	60
3.2.3.2有源器件的选取	60
3.2.4振荡器调试时的注意点	60
3.2.4.1寄生振荡的产生原因与消除	60
3.2.4.2共用电源内阻耦合振荡	60
3.2.4.3器件寄生耦合	61
3.2.4.4器件引线、极间电容、接地电容构成的寄生振荡器	61
3.2.4.5负反馈转变成正反馈	62
3.2.4.6寄生振荡的判别	62
第4章锁相环设计	64
4.1模拟锁相环路一般原理	64
4.1.1组成	64
4.2环路稳定性	68
4.3环路噪声影响	70
4.3.1锁相环噪声与干扰的主要来源	70
4.3.1.1环路等效噪声带宽	70
4.3.1.2环路跳周	72
4.3.1.3压控振荡器相位噪声	72
4.4模拟锁相环参数一般计算方法	73
4.4.1K_0、K_d的计算	73
4.4.2ζ、ω_n参数的选定	73
4.4.3选择环路滤波器电容器C值，计算电阻R1和R2	73
4.5常用的环路滤波器	74
4.5.1有源滤波附加一节低通滤波器的方法	74
4.5.2有源比例积分滤波器附加两节低通滤波器的方法	75
4.6集成锁相环简介	76

4.6.1集成鉴相器	76
4.6.2集成压控振荡器	77
4.7锁相环路应用	78
4.7.1锁相环路的基本特性	78
4.7.1.1锁定特性	78
4.7.1.2载波跟踪特性	78
4.7.1.3调制跟踪特性	78
4.7.2锁相环在通讯中的应用	79
第5章A/D、D/A转换器设计	80
5.1模数(A/D)和数模(D/A)转换器概述	80
5.2A/D转换器部分	80
5.2.1A/D转换器的原理	80
5.2.1.1双积分式A/D转换器的转换原理	80
5.2.1.2逐次逼近式A/D转换器	82
5.2.1.3二进制斜坡式A/D转换器	83
5.2.1.1并行比较式A/D转换器	83
5.2.2A/D转换器类别及对比	84
5.2.3A/D转换器的主要性能指标	85
5.2.3.1量化误差与分辨率	85
5.2.3.2转换精度	85
5.2.3.3转换时间与转换速率	85
5.2.3.4电源抑制比	85
5.2.4A/D转换器选型一般原则	85
5.3 D/A转换器部分	86
5.3.1 D/A转换器的原理	86
5.3.1.1 解码原理	86
5.3.1.2 权电阻网络D/A转换器	86
5.3.1.3 T型R—2R电阻网络D/A转换器	87
5.3.2 D/A转换器类别及对比	87
5.3.3 D/A转换器的主要性能指标	88
5.3.3.1 静态参数	88
5.3.3.2 动态参数	88
5.3.4 D/A转换器选型一般原则	89
第6章滤波器	90
6.1概述	90
6.2滤波器的描述及设计	91
6.2.1滤波器的描述	91
6.2.2低通滤波器的设计	92
6.2.2.1给定技术指标	92
6.2.2.2设计传递函数	92
6.2.3设计高通、带通和带阻滤波器的传递函数的一般步骤	94
6.3几种典型模拟滤波器	94
6.3.1RC滤波电路	94
6.3.2LC滤波电路	95
6.3.3有源模拟滤波器	96
6.3.3.1一阶低通滤波器	96
6.3.3.2二阶有源低通滤波器	98
6.3.4Butterworth低通滤波器	98

6.3.5Chebyshev滤波器	99
6.3.6Bessel滤波器	100
6.3.7椭圆滤波器	100
6.4数字滤波器	100
第7章负反馈电路	102
7.1概述	102
7.2负反馈电路的作用	103
7.3四种类型负反馈电路的主要特征	103
7.3.1电压串联负反馈	103
7.3.2电流并联负反馈	104
7.3.3电压并联负反馈	105
7.3.4电流串联负反馈	105
7.4反馈电路的定性和定量分析	106
7.4.1反馈电路类型的判断	106
7.4.2反馈电路的分析方法	107
7.4.3近似计算法	107
7.4.4方块图法	108
7.5负反馈电路的稳定性	109
7.5.1自激振荡	109
7.5.2自激振荡的条件	109
7.5.3反馈放大器的稳定性判据	109
7.5.4反馈放大器的稳定裕度	110
7.5.5常用的消除自激振荡的方法	111
7.5.6滞后补偿	112
7.5.7超前补偿	113
7.5.8引入负反馈电路的一般原则	113

第1章 常用晶体管原理简介

1.1 背景

总体说来，凡是实际使用中的有源电路中往往都有半导体晶体管。在形形色色的电子世界中，晶体管是绝大部分电路功能的实现者，是电子电路设计者必须掌握的基本要素。只有正确地理解掌握了基本的电路器件，才能设计出符合目的的，功能正常、性能可靠的电路。在电子世界飞速发展的今天，掌握基本器件是正确、可靠地使用集成器件所必须的辅助条件。本文将列出几种最常用的晶体管器件进行简介。

1.2 准备知识：PN结简介

在硅[Si]、锗[Ge]、砷化镓[GaAs]等具有共价键的单晶本征半导体材料中，以特殊工艺[如高温扩散、离子注入等]“掺杂”进一定浓度 $[10^{-6} \sim 10^{-10}]$ 的其它特定原子，在不破坏原半导体共价键的情况下，使“杂质”原子在晶格的某些位置上替代原来材料的原子，因为原晶体的共价键结构的存在，以及杂质原子与晶体原子的自由电子数目不相等，那么在形成共价键后，杂质原子就会多出自由电子或者被共价键牵引而缺少了自由电子。从整个材料特性看来仍然对外界表现出电中性，但在晶格附近就会有多余的电子或者因缺少电子而形成了带正电的“空穴”。有“多余”电子的掺杂材料就称为Negative型半导体，带“空穴”的掺杂材料就称为Positive型半导体。

从电路结构上说来，PN结是一种特殊的材料接触结构：将P型半导体以及N型半导体以特定的工艺进行原子级结合就可以形成PN结，PN结有这样的特点：因P型半导体中的空穴、N型半导体中的电子互相“渗透”会形成一个接触电场，方向为从N端指向P端。当分别在P、N端加上电压时，PN结将表现出宝贵的单向导电性：P极加正电压，N极加负电压时接触电场被削弱，PN结导通；N极加正电压，P极加负电压时接触电场被增加，导致自由电子无法通过。在PN正向导通时，因接触电场的存在，将会在结上形成一固定压降，硅PN结的压降一般为0.6V左右，锗材料结的压降为0.3~0.5V左右。锗材料的温度敏感性很

强，其稳定性远远不如硅材料。PN结示意图如图1.1:

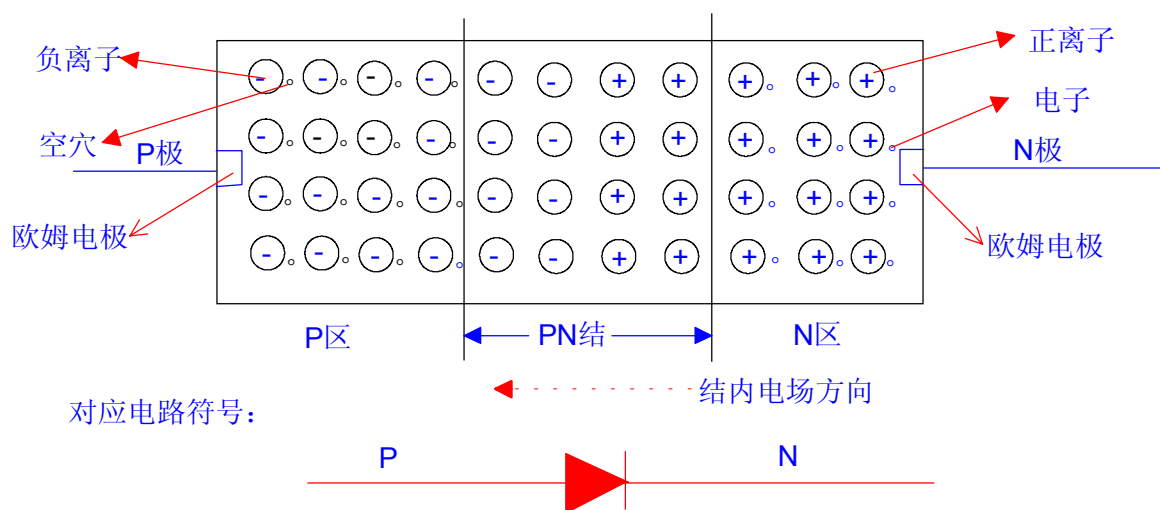


图1.1 PN结示意图

PN结的典型V-I特性曲线如图1.2:

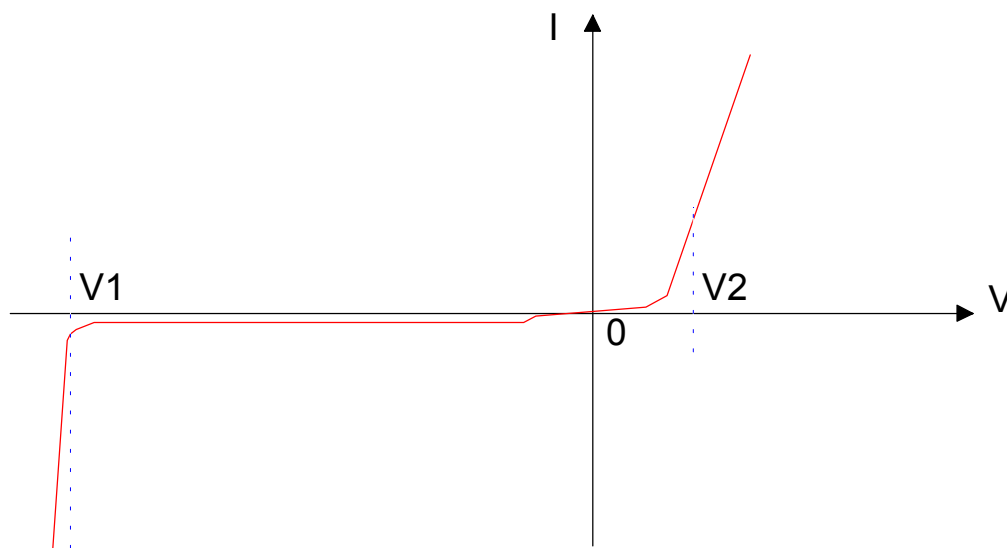


图1.2 PN结典型伏安特性

这是典型的PN结伏安特性。可见PN结在加以很大的反压时可以突然导通，导通电阻很小，导通电压为V1，在加以正压时，在一个比较小的电压上[V2]，PN结也开始相对缓慢导通。于电压V1处的导通称为反向击穿，击穿后若对电流不加以限制，很容易使PN过流烧毁，但电压V1比较稳定，这个特性被运用于稳压。V2处的导通称为正向导通，其电压对于硅管说来为0.6V左右，对于锗管说来为0.3~0.5V左右。V1的电压大小可以通过半导体加工工艺来改变，可以做到几伏到几千伏。

在PN区分别接上欧姆接触电极，就构成了各种“二极管”。

PN结的反向击穿从机理上说来有两种：齐纳击穿和雪崩击穿。

在掺杂浓度较高的条件下，PN结的宽度很小，较小的反向电压就可以形成很强的结内反向电场。若电场强度超过 10^{+6}V/m 时，有些共价键上的电子会被电场力拉出，载流子迅速增加。这种击穿被Zenar发现，其击穿电压与电流的关系不大，也就是说电压较稳。这种现象称为齐纳击穿。

在PN结宽度比较宽时，较高的反向结电压还不能产生过强的结内电场，但是由于载流子穿过结的路程比较长，不断被电场加速，将其它价电子“撞”出了共价键，产生新的电子-空穴对，这些载流子又去撞其它共价键不断产生“链式”反应，最后导致PN结反向电流剧烈增加。这种现象称为雪崩击穿。

一般对于反压小于4V的击穿称为齐纳击穿，反压大于7V的称为雪崩击穿，两者之间可能两种模式都存在。不管是哪种击穿，若击穿电流不加外界限制，最后都会因结温度过高而毁坏，若有外界电流限制，两种模式都不会损坏PN结。

从器件内“PN结”的数目看来，二极管属于单结器件。

1.3 双极型三极管（Bipolarity Junction Transistor）介绍

晶体三极管的出现具有划时代的意义，它使电子电路从电子管时代一下子跃进了“矿石”时代，大大推进了电子设备体积的缩小以及性能的提高，更进一步出现了集成芯片。以及今天的奔腾处理器这样高集成度的半导体芯片。

1.3.1 BJT的分类、结构和原理简介

BJT是指Bipolarity-Junction-Transistor，双极结型晶体管，又称为三极管。它与二极管的区别是有三个引出电极，基本组成结构仍然是PN结。如图1.3:

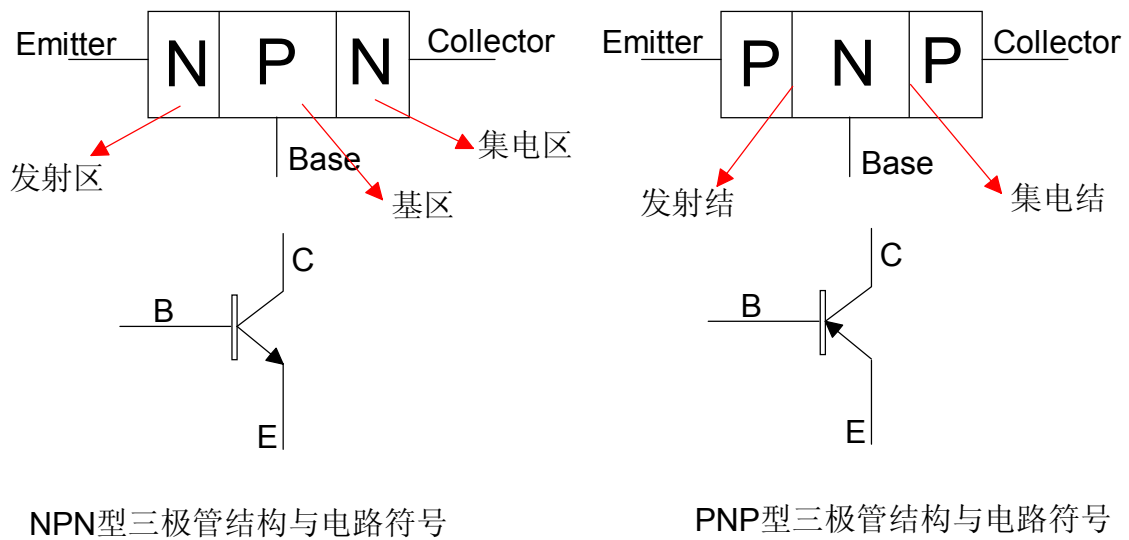


图1.3 Bipolarity Junction Transistor结构示意图

三极管在电子电路中贡献最大、最宝贵的特性是具有电流放大作用，其特性以NPN管简单示意如图1.4:

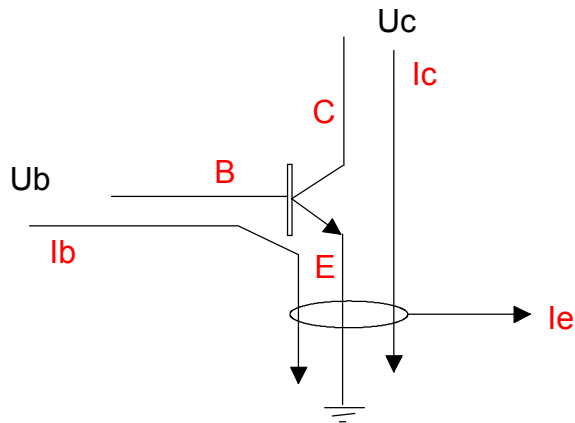


图1.4 电流放大特性示意图

由三极管中N、P、N，也即发射区半导体、基区半导体、集电区半导体的特殊处理工艺，使得BE结正偏置，BC结反偏置时 $[U_c > U_b]$ ，发射结将会有从基区流向发射区的基极电流 I_b ，同时集电结将会反向导通，形成集电极电流，从集电区经过基区流向发射极。基极电流与集电极电流叠加形成了发射极电流。因发射结、集电结的厚度不等影响了载流子的分配， I_b 、 I_e 、 I_c 之间将会有如下关系：

$$I_c = \beta \times I_b$$

$$I_e = I_c + I_b = (1 + \beta) I_b$$

$$1 + \beta = \alpha$$

从上边可以看出：只要满足偏置条件，集电极电流总是等于基极电流的一个常数倍 β ，这个常数可以通过加工工艺进行控制，其数值为几十到几千[超 β 管]。从转移关系看，可以说基极电流被三极管放大了 β 倍，成了集电极电流，假若将一个外界信号叠加到基极电流中，那么就可以从集电极得到被电流放大了 β 倍的输出信号。常数 β 称为共发射极电流放大系数。NPN以及PNP管仅仅在极性上相反，对电源的要求相反，其它分析相同。

1.3.2 BJT的伏安特性

器件的伏安特性是指器件的电压-电流转移关系。BJT的伏安特性主要用来定性说明晶体管各极电流与电压的关系，最常用的特性分为输入特性和输出特性两种。这里介绍应用最广泛的[Common--Emitter]共发射极接法的输出、输入特性曲线。

1.3.2.1 BJT的CE接法输出特性

首先画出BJT的CE测试接法示意图如图1.5：

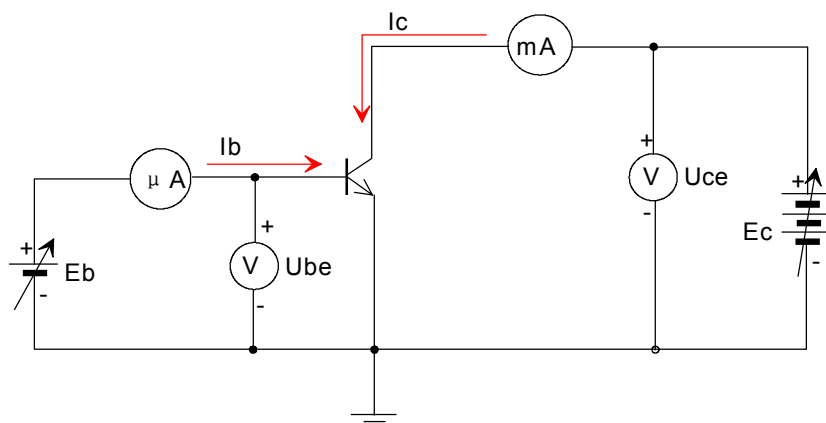


图1.5 BJT共发射极接法测试原理图

CE接法是指以基极和发射极作为输入回路，发射极和集电极作为输出回路，输入、输出回路公用了发射极。图中， E_b 将为基极提供合适的偏置电压， E_c 为集电极提供偏置电压； U_{ce} 指集电极与发射极之间的电压， U_{be} 指基极与发射极之间的电压。相应地， I_b 、 I_c 分别为流过基极、集电极的电流。

Bipolarity Junction Transistor的典型输出特性如图1.6：

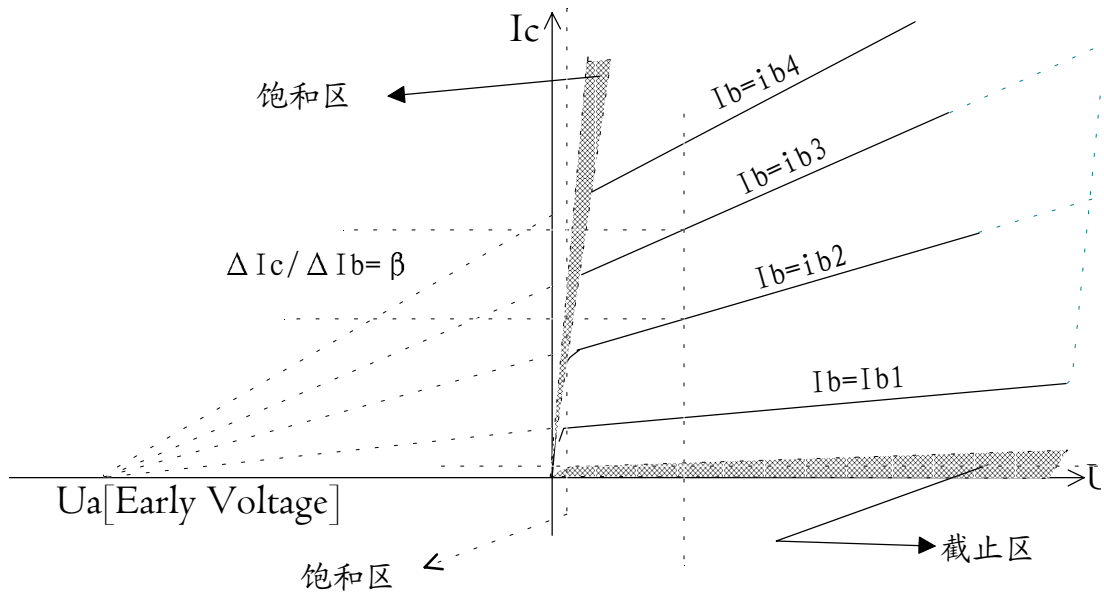


图1.6 BJT的典型输出特性图

横轴表示BJT的CE极之间电压，图中画出了四条曲线，分别对应不同的基极电流。纵轴表示集电极电流。共发射极电流放大系数 $\beta = \Delta I_c / \Delta I_b$ 。从图中可以看出，当 I_b 减小到一定值时，不管 U_{ce} 如何变化， I_c 趋向一个几乎不变的常数，这时定义BJT进入了截止状态，水平阴影区域表示BJT的截止区。当 U_{ce} 减小到一定值时，不管 I_b 如何变化， I_c 都不会按比例增加，[往往这时的 U_{ce} 接近或小于 U_{be}]，这时定义BJT进入了饱和状态。这两种状态在线性电路中都是有害的，它会破坏信号的完整性，因此应该设计正确的偏置，使BJT不进入这两种状态。在垂直和水平阴影两区之间的区域称为放大区，在这个区域中， I_c 正比于 I_b 。只要使 $0 < U_{be} < U_{beo}$ [门限电压]，就可以使 $I_e = 0$ 。这时的 $I_b = -I_{cbo}$ ， $I_c = I_{cbo}$ ， $I_b = -I_{cbo}$ 这条曲线是截止区与放大区之间的分界线。当 $I_b = 0$ 时 I_c 不一定等于0，此时的 I_c 记为 I_{eco} ，称为CE穿透电流，硅管的穿透电流往往小于1微安，锗管的为0.5~1.5mA，且会随温度的增加而增加。另外，当 U_{ce} 增加到一定值时， I_c 也突然增加，不受 I_b 的控制，这是因为CE极间发生击穿，击穿电压的大小与流过集电极的电流大小有关。CE击穿很容易损坏BJT，因此在实际电路中也要同时考虑 U_{ce} 的电压范围。

1.3.2.2 BJT的CE接法输入特性

请看图1.7:

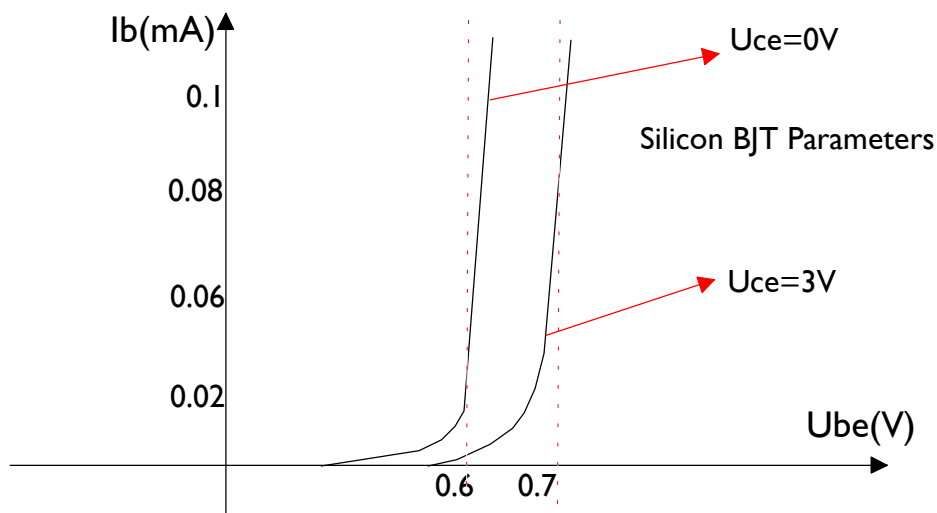


图1.7 BJTCE接法输入特性图示

CE接法输入特性是指以 U_{CE} 为参变量，输入电流 I_b 与输入电压 U_{be} 之间的关系曲线。

从图中可以看出CE接法的BJT输入特性有如下特点：

[1]当 $U_{ce}=0$ 时，输入特性与常规的二极管特性相似。因为此时的集电极与发射极等效为并联，BJT等效于两个并接的二极管。

[2]当 $U_{ce}>1V$ 时，特性曲线右移！ U_{be} 的值有所增加，这在设计精密电路时应该考虑到。

1.3.3 BJT的参数

BJT的参数是表明BJT性能的数据以及描述BJT安全使用范围的物理量，是正确、可靠使用BJT的基础。这里介绍几个常用、设计时必须了解的参数：

[1]共发射极电流放大系数 β 。它分为两种：直流 $\beta_d = I_c/I_b$ ，交流 $\beta_c = \Delta I_c/\Delta I_b$ ，它们可以从BJT的输出特性上算出来。

[2]BJT极间反向电流：

(a) I_{cbo} ，集电极、基极反向饱和电流，即发射极开路时，从集电极到基极的反向电流；

(b) I_{ceo} ，集电极、发射极穿透电流，即基极开路时，从集电极到发射极的泄露电流。

$$I_{ceo} = (1 + \beta_d) I_{cbo};$$

(c) I_{ebo} ，发射极、基极反向饱和电流，即集电极开路时从发射极到基极之间的反向电流；

(d) I_{cer} ，基极与发射极之间外接电阻 R 时的，从集电极到发射极之间的穿透电流。如果所接电阻 $R=0$ ，那么就得到 I_{ces} ， $I_{ces} \approx I_{cbo}$ 。

对以上各参数，测试时需强调“反向”，是指使被测PN结施加反向电压。

[3]BJT的几个极限参数：

极限参数对于实际设计时尤为重要，它们表明了器件所能承受的极限量，若超限使用，就会使器件失效或者发生不可恢复性损伤！

① BV_{cbo} -----发射极开路时的集电结反向击穿电压；

② BV_{ceo} -----基极开路时，集电极与发射极之间的击穿电压；

③ BV_{cer} -----B、E极间接有电阻时，集电极、发射极之间的击穿电压；

④ BV_{ces} -----B、E极间短路相接时，集电极、发射极之间的击穿电压；

⑤ BV_{cex} -----发射结施加反向电压时，集电极、发射极之间的击穿电压；

⑥ BV_{cbo} -----集电极开路时，发射结的反向击穿电压；

它们之间存在如下的关系：

$$BV_{cbo} > BV_{cex} > BV_{ces} > BV_{ceo}$$

⑦集电极最大允许耗散功率 P_{cm}

当三极管处于放大状态时，集电结上有较高反向电压，并且有较大电流流过，因此会有使集电极温度升高的功率耗散，这个功率称为 P_c ：

$$P_c \approx I_c \times U_{ce}$$

P_{cm} 是指在一定环境温度下集电结所能允许的最大安全耗散功率，在这个功率以下工作器件才会比较安全，否则会损坏或者严重短命。 P_{cm} 是受环境温度影响的，温度升高， P_{cm} 将会相应变小！

1.3.4 除CE接法外BJT的另外两种接法

在实际电路中，BJT以其不同的接法适用于不同的场合；前述的CE接法有较高的放大倍数以及适中的输入、输出阻抗，常用于主放大电路；除此之外，还有适用于高频电路的CB接法，适用于阻抗变换以及级间隔离的CC电路，下面画出简单的示意图来说明：

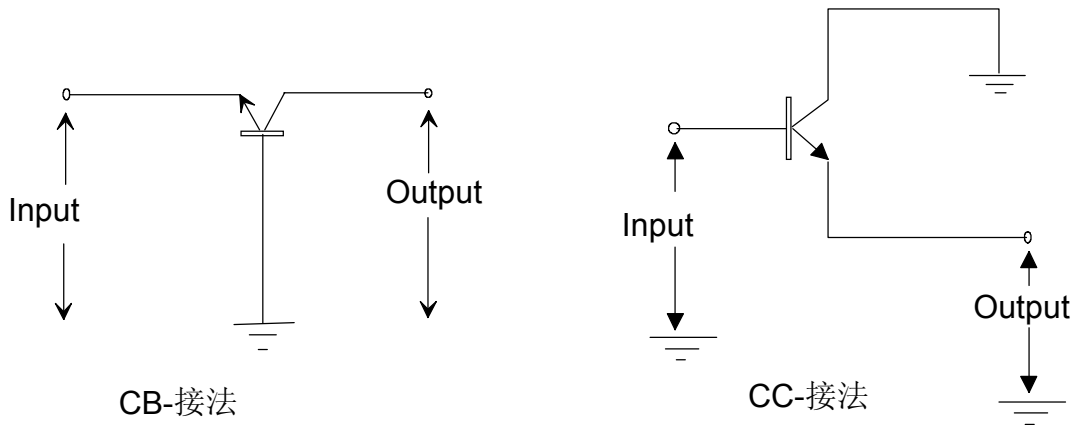


图1.8 BJT的Common Base & Common Collector接法交流等效原理图

图1.8中，左边的为BJT的CB接法交流等效，其输入、输出回路共用了基极；右边的为BJT的CC接法交流等效原理图，输入、输出回路共用了BJT的C极。其中，CB接法因其截止频率在三种接法中最高，往往用于高频放大器或者振荡器设计。CC接法即是射极跟随接法，它可以大幅度增加负载阻抗，常常用于需负载隔离的场所。关于三种电路的计算请参考书本，这里不再赘述。

1.3.5 H参数数学模型

BJT的H参数模型主要用于BJT的中频电路计算，是几种参数中，精度适中，相对方便的一种模型，下面介绍四个H参数的意义：

[1]----- $h_{ie} = \Delta U_{be} / \Delta I_b$ -----[$\delta U_{ce}=0$];-----单位为欧姆

[2]----- $h_{re} = \Delta U_{be} / \Delta U_{ce}$ -----[$\delta I_b=0$];-----无量纲

[3]----- $h_{fe} = \Delta I_c / \Delta I_b$ -----[$\delta U_{ce}=0$];-----无量纲

[4]----- $h_{oe} = \Delta I_c / \Delta U_{ce}$ -----[$\delta I_b=0$].-----单位为S

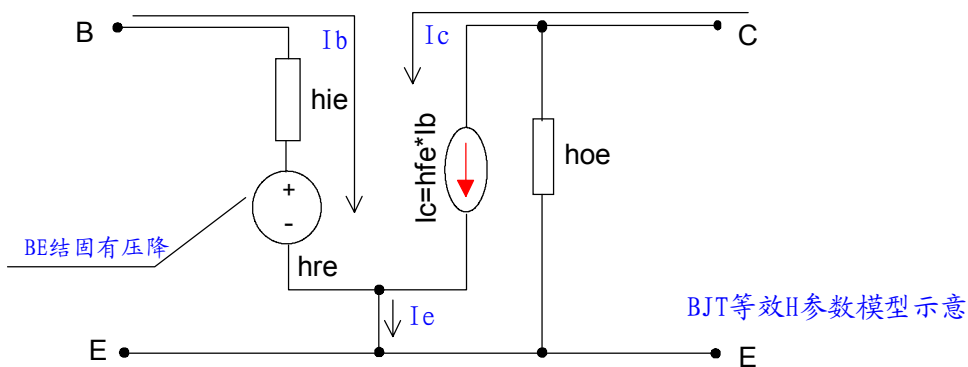


图1.9 等效H参数模型

图1.9中，对于工作频率尚未达到晶体管的 F_t 时， $h_{ie} = 26\text{mV}/I_b$ ，在计算交流电路时， H_{oc} 的值为几百K以上，可以忽略。BC结等效为受 I_b 控制的流控电流源。在工程估算中， h_{re} 也可以忽略。对于常规的锗管和硅管说来，硅管的计算精度会相对高一些，但计算中不可忽略硅管、锗管的BE结固有压降差。

1.3.6 实际应用中的一考虑

1.3.6.1 复合BJT的组态

在实际使用中，有时为了获得更高的等效电流放大系数或获得合适的极型等目的，可以将PNP、NPN管复合使用：

[A]NPN+PNP复合成高电流放大系数的NPN管：

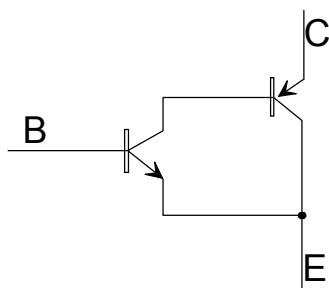


图1.10 NPN+PNP复合管

[B]PNP+NPN复合成高电流放大系数的PNP管：

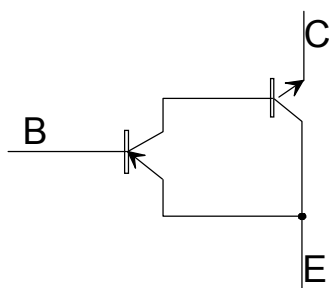


图1.11 PNP+NPN复合管

[C]PNP+PNP管复合成BE结压将增加两倍的高电流放大系数PNP管：

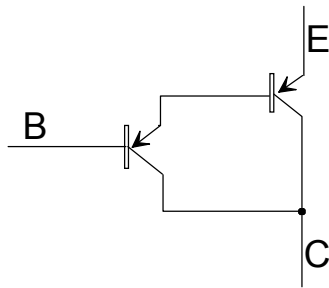


图1.12 PNP+PNP复合管

[D]NPN+NPN管复合成BE结压将增加两倍的高电流放大系数NPN管：

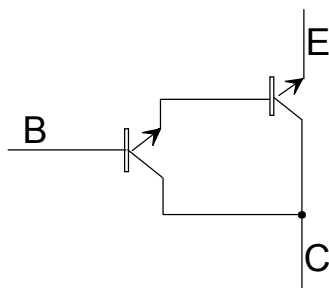


图1.13 NPN+NPN复合管

上面的四种组合是最简单的常用组合，其最大特点就是等效 $h_{fe} = h_{fe1} \times h_{fe2}$ ，其缺点是降低了工作速度，牺牲了温度稳定性以及等效穿透电流。在精度不是非常高的应用中，可以用于直流通放、电平位移、大功率管极性更改等等。在工作点计算时应将两者的H参数电路正确组合起来考虑。尤其要注意穿透电流的不良影响。

1.3.6.2 器件频率与极型选择

这里的器件频率主要是指在设计电路时，正确地选择器件的极限工作频率，使得计算值尽量与实际情况相符合，保证在线性电路中的信号不发生畸变。常规原则是：器件的截止频率 F_t 最好能大于信号的最高频率十倍以上。但并不是截止频率越高就越好，太高的器件频率不但是成本浪费，还会使电路增加自激振荡的机会。

极型选择是指BJT是用PNP还是NPN管。这应该在确定电源形式时同时考虑。有些三极管的外壳与某个电极相连，对于硅管来说往往是集电极。在需要以某极接地时应考虑这个因素。

1.3.6.3 大功率BJT的散热问题

在功率放大器中，晶体管因BC结反向电压可观，本身要消耗一部分直流功率，称为管子的热管耗。若管耗超过它的散热能力，其结温就免不了要升高。结温升高会引起集电

极电流增加，进一步使结温增加，形成恶性循环。结温升高到极限值之外，就免不了会烧坏。这称为管子的热击穿。结温的升高程度和集电极功耗 P_c 以及管子本身的散热条件有关。设计中应仔细考虑管子的热阻情况。

当晶体管中的各种电流都为零时，管子的结温 T_j 等于环境温度 T_a 。晶体管工作时，结温增加， $T_j > T_a$ 。只要结温 T_j 小于管子允许的最大结温 T_{jm} ，那么由于 T_j 的升高，温差增加，散热功率也会增加，最终会在某一个结温下达到热平衡，这时的集电极功耗等于热散失功率，结温就不会再升高，并且满足如下关系：

$$P_c = P = (T_j - T_a) / R_t$$

其中 R_t 表示晶体管的热阻。上边的关系显然仅在 $T_j < T_{jm}$ 时成立。如果集电极功耗 P_c 很大，管子热阻 R_t 也很大，使得当结温升高到 T_{jm} 时还不能达到热平衡，那么集电结将会因为过热而被损坏。

当 T_a 、 R_t 确定时，为了不使 T_j 超过 T_{jm} ，集电极功耗不能超过集电极允许最大直流功耗 P_{cm} ，即是：

$$P_{cm} = (T_{jm} - T_a) / R_t$$

其中的 T_{jm} 取决于半导体材料，锗管的 T_{jm} 大约为75~100摄氏度，硅管的大约为175~200摄氏度；热阻 R_t 取决于管子的结构、体积大小。一般小功率管的 R_t 为0.2~1℃/mW。很明显环境温度越高，允许集电极最大功耗越小。晶体管参数中的 P_{cm} 是指环境温度为25度条件下测量得到的。在实际使用时最起码要满足 $P_c < 0.9P_{cm}$ 。对于瓦级以上的晶体管还应该设计正确的散热片来降低热阻。

1.4 场效应晶体管 (Field Effect Transistor)介绍

场效应晶体管与BJT在工作过程中有很大区别：BJT中的电荷载体是空穴或被击出的少量的“少子”，FET中的电荷则是数目相对多几个数量级的自由电子，“多子”。

1.4.1 J-FET晶体管部分

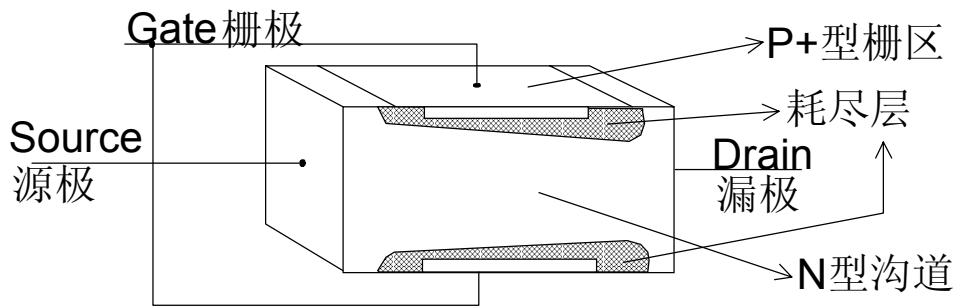


图1.14 J-FET结构示意图

图1.14是N沟道J-FET的半导体结构示意图，图1.15是J-FET的电路符号：

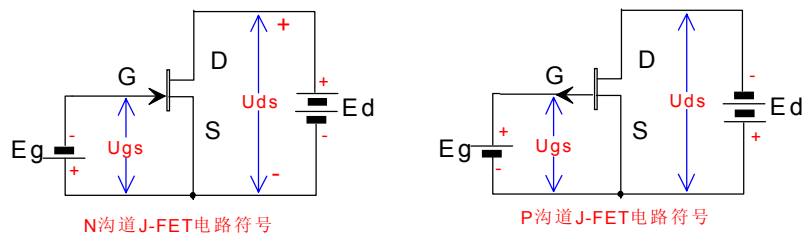


图1.15 J-FET的电路符号示意图

1.4.1.1 JFET的工作原理

这里以N沟道J-FET来说明。如图1.15所示，J-FET正常工作时，栅极G与源极S之间的电压必须为反向，称为栅极电压，常用 U_{gs} 来表示；漏极与源极之间的电压称为漏极电压，常用 U_{ds} 来表示。 U_{ds} 的极性应是：漏极为正，源极为负。对于P沟道J-FET，电压要求正好相反。这样就使得两个PN结都加上了反压，而且因为漏极电位比源极电位高，所以PN在靠近漏极一端的反向电压 $[E_g + E_d]$ 大于靠近源极一端的反向电压 $[E_g]$ 。PN结的方向电压增加时，其耗尽层要加厚，因此，在靠近漏极一端，耗尽层最宽，而靠近源极一端，耗尽层最窄。图1.14中的阴影区就是耗尽层示意。

由于强大的反向电场作用，耗尽层中几乎无载流子，是高阻区；夹在两个耗尽层中间的是具有丰富自由电子的低阻导电沟道。由欧姆定律可知，沟道电流的大小取决于沟道两端的电压和沟道的直流电阻的大小。J-FET通过改变施加在PN结上的反向偏压（栅极电压）的大小来改变耗尽层的宽度，进而改变沟道的宽度和直流电阻，从而可以控制沟道电流。据此可以组成J-FET放大器，如下图示：

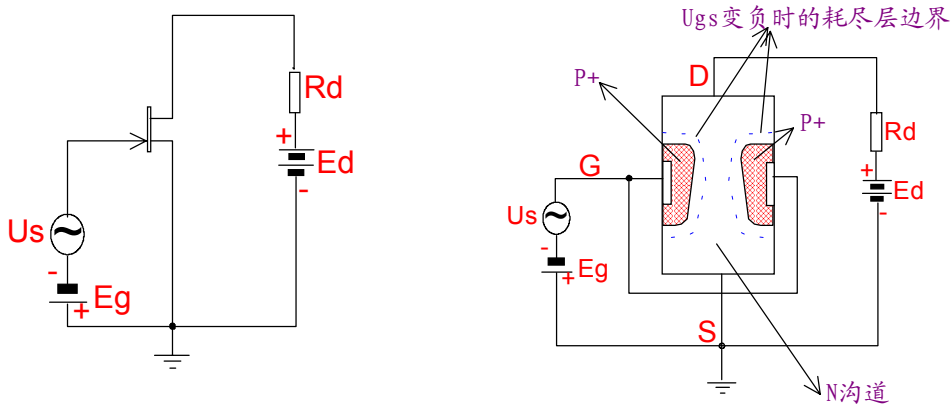


图1.16 J-FET放大器电路组态

图1.16中，N沟道J-FET的栅源极之间接有直流反向偏置电压 E_g 和交流小信号电压 U_s ，在漏源及之间接有漏极电阻 R_d 和直流电源 E_d 。信号变化时， U_{gs} 改变， I_d 相应改变， R_d 两端电压成比例改变，当 E_g 、 E_d 、 R_d 选取合适的值时，这个电路就可以像BJT一样实现电压放大的目的。可以看出FET是电压控制型器件，正常放大时，GS之间始终处于反向偏置状态，结中只有很小的反向电流，其直流输入电阻可以达到 $10^{+8} \sim 10^{+12} \Omega$ 。

P沟道J-FET的工作原理与N沟道相同，仅仅使用时要求电源以及偏置极性相反，但需注意 U_p （夹断电压）极性也相反了。

1.4.1.2 典型特性

(1) J-FET的输出特性曲线

J-FET的输出特性曲线是指一组 U_{gs} 固定为不同值时的 $I_d \sim U_{gs}$ 关系曲线，即：

$I_d = f(U_{gs}, U_{ds})$ 函数关系。请看图1.17：

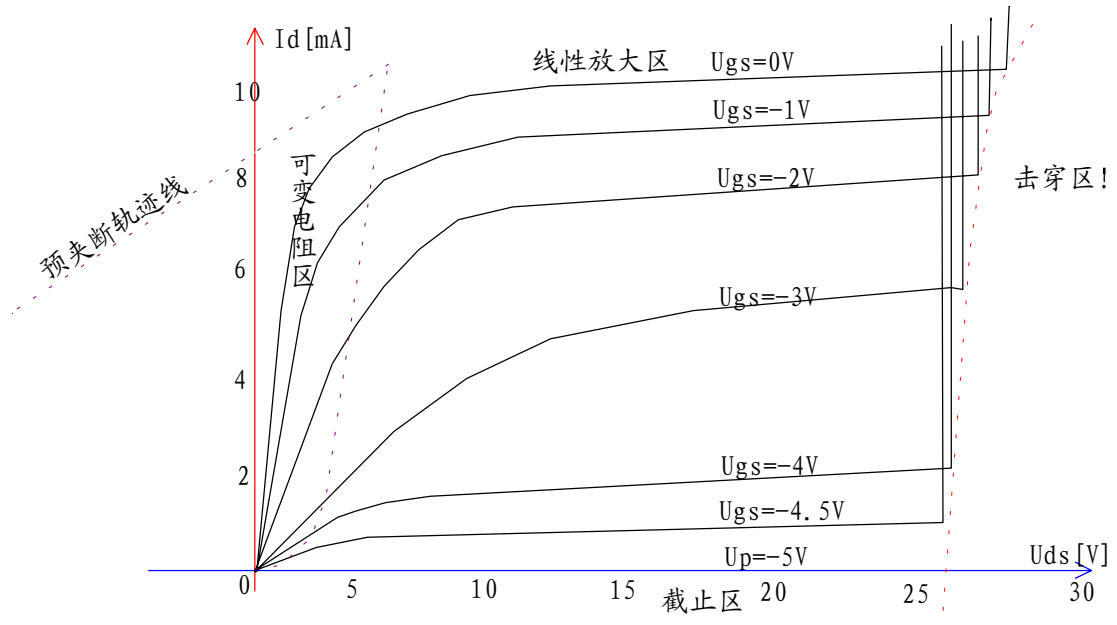


图1.17 N沟道J-FET输出特性曲线

从图1.17可以看出，N沟道J-FET输出特性曲线分为四个区域：可变电阻区、线性放大区、截止区、击穿区。

[1]截止区特点：当 $U_{gs} = -5V$ 时， $I_d = 0$ ，这时由于两个PN结的反向偏置电压都很大，导致N型沟道的宽度接近零，如图1.18：

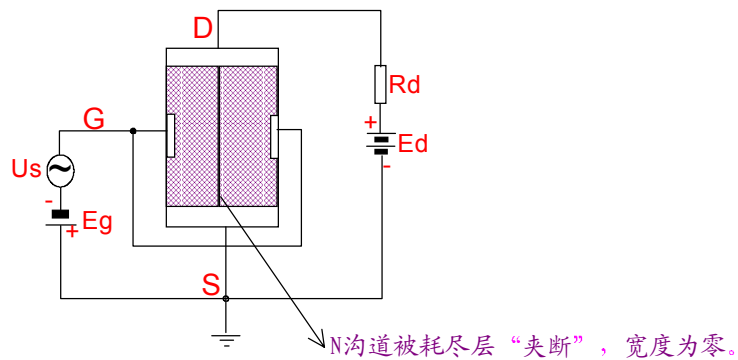


图1.18 N沟道J-FET处于截止区时的夹断沟道示意图

习惯上将J-FET刚刚截止时的栅压称为夹断电压，用 U_p 表示。从图中可以看出耗尽层加宽，N沟道被夹断。

[2]可变电阻区。从图1.17中的“可变电阻区”部分曲线可以看出：在此区域内，输出曲线是直的，而且不同的 U_{gs} 对应不同的斜率，可见在此区域内， U_{gs} 可以控制DS之间的电阻。从这个方向讲来，此时的J-FET等效为一个压控可变电阻器。 U_{gs} 越负，电阻值越大。

[3]线性放大区, [见图1.19示意]当 U_{gs} 高于截止栅极电压时, 随着 U_{ds} 的增加, 当 U_{ds} 增加到 $U_{ds}=-U_p$ 时, 场效应管出现“预夹断”。此时, 因预夹断区的电阻远远大于剩余的N沟道电阻, 增加的电压基本上都消耗在预夹断区上, N沟道上的电压基本不变, 因此 U_{ds} 之间出现了恒流特性。图1.17中曲线几乎水平部分的斜率就是预夹断区电阻。在这个区域内, I_d 只受 U_{gs} 控制, U_{gs} 越大, I_d 饱和电流越大, 且成比例变化。J-FET用做放大器时, 必须被偏置到这个区域。

[4]在线性放大区内, 若 U_{ds} 再继续增加, PN结上的反向电压越来越大, U_{dg} 若超过PN结的反向击穿电压, PN结将发生击穿。 U_{gs} 越大, 发生击穿时的 U_{ds} 越大, 从图1.17中可以看出。

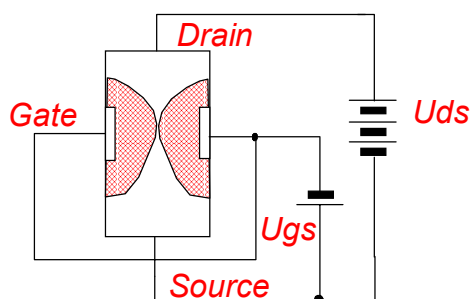


图1.19 N沟道J-FET预夹断示意图

(2) J-FET的转移特性曲线

这里的转移特性曲线, 特指J-FET在线性放大区时, 在固定 U_{ds} 电压条件下, I_d 与 U_{gs} 的函数关系: $I_d=f_2(U_{ds}, U_{gs})|U_{ds}$ 固定。请图1.20:

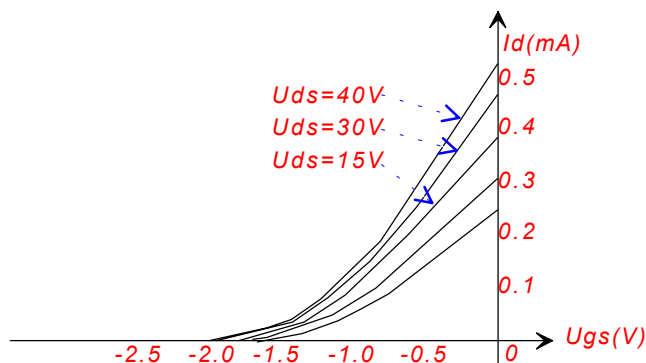


图1.20 I_d 与 U_{gs} 之间的函数关系

图1.20 画出了一个N沟道J-FET的转移特性曲线， U_{ds} 固定不变，维持20V， U_{gs} 越负， I_d 越小， $U_{gs}=0V$ 时的漏极电流称为饱和电流，一般用 I_{dss} 表示。当 $U_{gs}=U_p=-2V$ 时，J-FET被夹断， $I_d=0mA$ 。转移特性曲线可以表示成如下公式：

$$I_d = I_{dss} (1 - U_{gs}/U_p)^2$$

此公式可以用来计算J-FET的直流工作点，显然是在恒流区成立。

1.4.1.3 J-FET的常用参数

[1]饱和漏极电流 I_{dss} 。是指在 $U_{gs}=0V$ ， $U_{ds} \geq |U_p|$ 时的漏极电流 I_d 值。

[2]夹断电压 U_p 。是指当 U_{ds} 固定时，使得 $I_d=0$ 时的栅源电压值；

[3]直流输入电阻 R_{gs} ，它等效于栅极直流电压 U_{gs} 与栅极直流电流 I_g 之比，

J-FET的 R_{gs} 往往在 $10^{+8} \sim 10^{+12} \Omega$ 之间。

[4]栅源击穿电压 BV_{gs} ，指PN结反向电流突增时的 U_{gs} 值；

[5]漏源击穿电压 BV_{ds} ，是指使PN结发生雪崩击穿时的 U_{ds} 电压值；

[6]最大直流功耗 $P_{dm}=I_d \times U_{ds}$ ；

[7]跨导 G_m ，是指 U_{ds} 为常数时，漏极电流的交流变化量与栅源电压的交流变化量之比： $g_m = \Delta I_d / \Delta U_{gs}$

[8]输出电阻 R_{ds} ，是指在线性放大区， U_{gs} 为常数时， U_{ds} 的交流微变量与 I_d 的交流微变量之比： $R_{ds} = \Delta U_{ds} / \Delta I_d$ ；

[9]动态导通电阻 R_{on} ：特指在可变电阻区，当 U_{gs} 为常数时， U_{ds} 微变量与 I_d 微变量之比： $R_{on} = \Delta U_{ds} / \Delta I_d$ ；

[10]极间电容：J-FET的三个电极之间的电容： C_{gs} 、 C_{ds} 、 C_{dg}

1.4.1.4 J-FET等效电路数学模型

精确说来，FET是个非线性器件，但对交流小信号来说，它可以等效为一个线性等效电路：

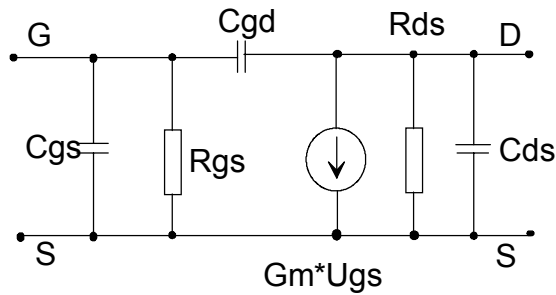


图1.21 FET线性等效电路

该模型可以用于小信号电路计算，其中的极间电容在低频和直流电路中可以忽略。 R_{gs} 是J-FET栅源之间交流输入电阻，它与直流输入电阻 R_{gs} 同数量级，但比直流 R_{gs} 大一些，在加了正常直流偏置电路后，栅源之间外接电阻一般比 R_{gs} 小得多。计算中可以认为 R_{gs} 开路，忽略其影响。

1.4.1.5 实际应用中的问题

因J-FET的 R_{gs} 很高，在使用时首先应注意无静电操作，否则很容易发生栅极击穿；另外就是在设计电路时应仔细考虑各极限参数，不能超出范围。将J-FET当作可变电阻使用时应保证器件有正确的偏置，不能使之进入恒流区。

1.4.2 MOSFET晶体管部分 (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)

MOS-FET从本质上看也属于“多子”器件，但从控制机理上说它又不同于J-FET。MOS-FET的栅极与管子其它部分绝缘，靠栅源极间电场来控制载流子的运动。

1.4.2.1 增强型MOSFET的器件结构和原理

下面仍然以N沟道型MOSFET来说明：

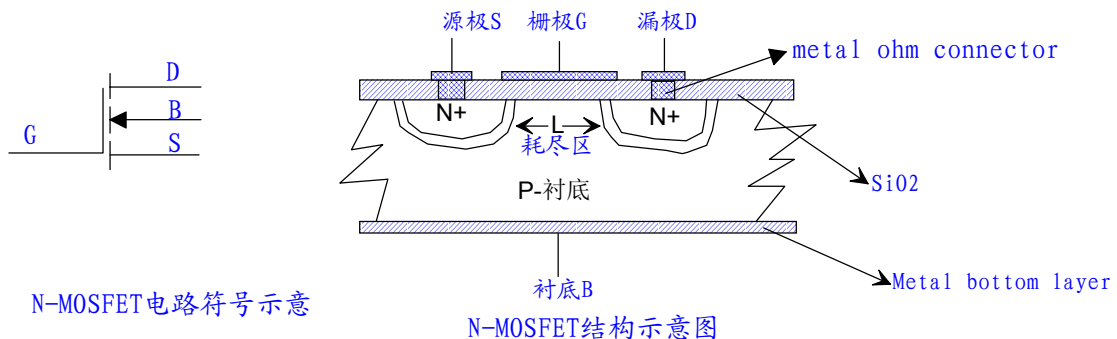


图1.22 N-MOSFET结构示意图

如图1.22所示，MOS-FET是以一块掺杂浓度比较低的P型硅片作为衬底，并使用扩散工艺制作两个高掺杂浓度的N型半导体区域，在这两个区域上引出两个欧姆接触电极，分

别称为源极S、漏极D。在S、D之间的衬底表面覆盖一层二氧化硅绝缘层，在此绝缘层上面沉积出金属铝层并引出电极，称为栅极G。因二氧化硅是绝缘体，所以栅极和其它各电极之间是相互绝缘的。故称这种FET为绝缘栅型场效应管。在最底层的金属衬底上引出另外一个电极B，称为背面栅极极，它主要用于在集成IC中生成隔离岛。

MOS-FET也是电压控制型晶体管，栅极虽然与其它部分绝缘，但可以通过电场来影响载流子的运行，请看图1.23：

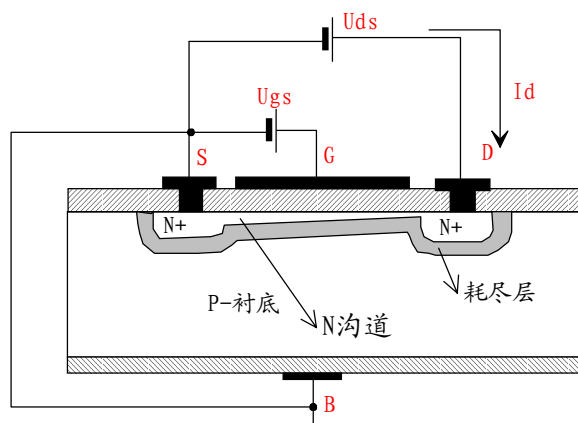


图1.23 N-MOS-FET工作原理示意图

若 U_{gs} 等于零，则MOS-FET等效为一个共阳极二极管，B是公共阳极，S、D分别为两个阴极。不论S、D两极间加那种极性的电压，都不会有导通电流产生，这时可以认为此MOS-FET是截止的。当将背栅B与源极短接，同时给G、S之间加上正电压时， U_{gs} 就被施加到衬底与栅极之间，那么就会产生一个与P+衬底表面垂直的电场。当 U_{gs} 超过某一临界值之后，垂直电场强度达到一定值，较多的电子就会被吸引到P型硅的表面，在两个 N^+ 岛间形成导电的N沟道。这样S、D、N沟道形成一体，它们仅仅与下面的 P^+ 型硅形成PN结。当漏极、源极之间施加正向电压时，此PN结反向截止。所以漏区、源区、N沟道区下面存在一层耗尽区，把它们与背栅衬底隔离开。此时，若在漏极、源极之间加上正向电压，就会有不经过衬底的电流由源区经N沟道到达漏区，形成漏极电流 I_d 。习惯上将刚开始出现N沟道时的 U_{gs} 称为开启电压，用 U_t 表示。

1.4.2.2 N沟道增强型MOS-FET的伏安特性曲线

转移特性曲线，请看图1.24：

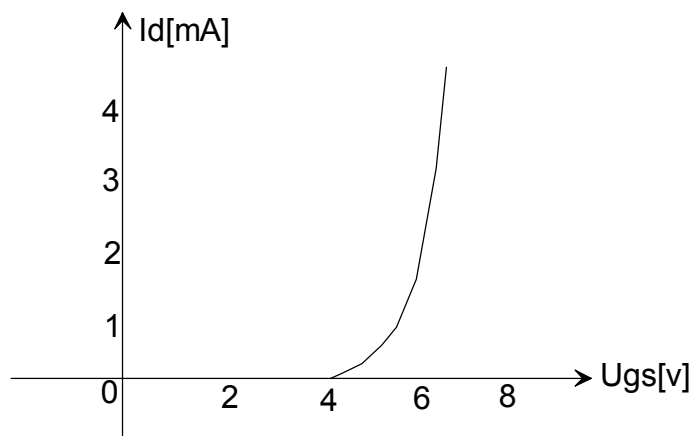


图1.24 N-MOS-FET转移特性

从图1.24中可以看出其主要特点如下：

[1]当 $0 < U_{gs} < U_t$ 时， $I_d = 0$ 。尽管 $U_{gs} > 0$ ，但无栅极电流。

[2]当 $U_{gs} > U_t$ 时，导电沟道建立， $I_d > 0$ ，外加的正栅极电压越大，沟道越宽，沟道电阻越小， I_d 越大，MOS管处于导通状态，这时将有下面的关系式成立：

$$I_d = I_{dx} \left\{ 1 - \left[\frac{(U_{gsx} - U_{gs})}{(U_{gsx} - U_t)} \right] \right\}^2$$

式中 I_{dx} 为对应于某一栅极电压 U_{gsx} 的 I_d 值。要求满足 $U_{ds} > (U_{gs} - U_t)$

输出特性曲线见图1.25：

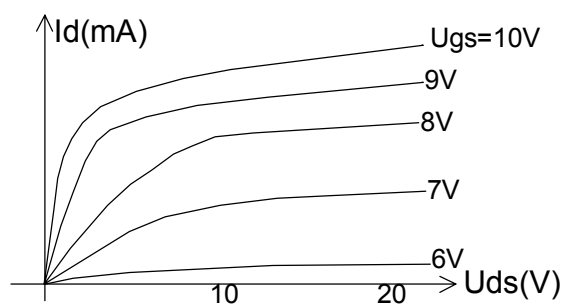


图1.25 N沟道增强型MOS-FET输出特性示意图

从图1.25可以看出，在恒流区内， I_d 受控于 U_{gs} 。曲线中同时存在有可变电阻区、恒流区、截止区。

1.4.2.3 耗尽型MOSFET

上面介绍的是增强型N沟道MOS-FET的简单工作原理，对于P沟道的增强型MOS-FET来说，其偏置极性相反，原理相同。

增强MOS-FET的特点是，N沟道的建立是 U_{gs} 的贡献，没有 $U_{gs} > U_t$ ，导电沟道就无法建立，D、S之间就不会有导通电流。与增强型MOS-FET相比，另有一种MOS-FET，称

为耗尽型MOS-FET，它在制造过程中，在二氧化硅绝缘层中掺进大量正离子，形成一个正电中心，产生了指向P型硅表面的垂直电场，在 U_{gs} 为零时，D、S之间已经有N沟道形成，若外加 U_{gs} 大于零，导电沟道加宽，当 U_{gs} 为负值，负到一定值时，正电中心形成的垂直电场被抵消，导电沟道消失。此时的 U_{gs} 也被定义成夹断电压，记为 U_t 。耗尽型MOS-FET的特性曲线类似于增强型MOS-FET，只是出现了负偏置需求，请看图1.26的典型特性曲线：

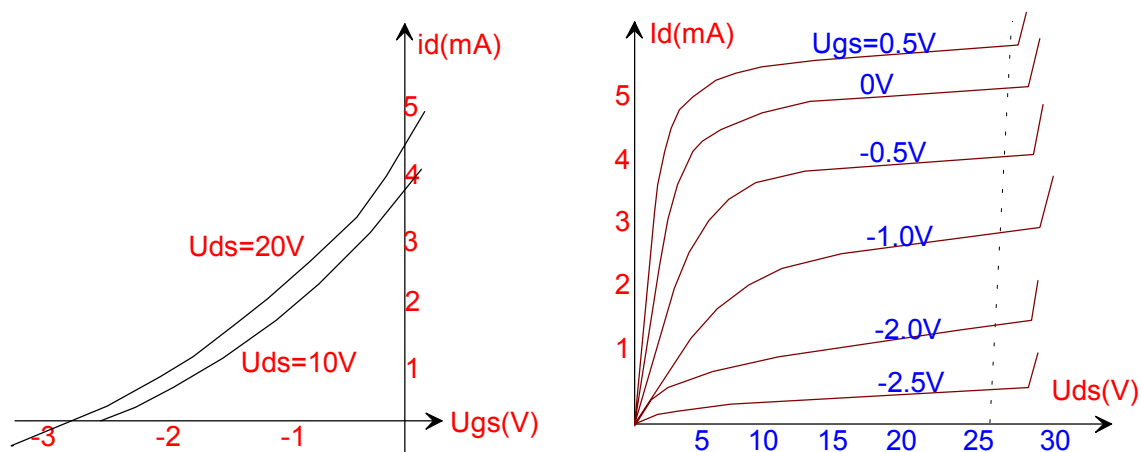


图1.26 N沟道耗尽型MOS-FET特性曲线示意图

对于P沟道的MOS-FET，偏置电压极性要求正好与N沟道MOS-FET的相反。不再重复。

1.4.2.4 MOS-FET的主要参数

[1]饱和漏极电流 I_{dss} ，是指在 $U_{gs}=0V$ ， $U_{ds}>|U_p|$ 时的 I_d 值，是耗尽型管的参数。

[2]夹断电压 U_p ，是指 U_{ds} 固定时，使得耗尽型MOS-FET的 I_d 几乎为零时的栅源极间电压值。

[3]开启电压 U_t ，是指 U_{ds} 固定时，使得增强型MOS-FET开始导电的栅源极间电压值。

[4]直流输入电阻 R_{gs} ，它等于栅极直流电压 U_{gs} 与栅极电流之比，MOS-FET的 R_{gs} 在 $10^{+10} \sim 10^{+15} \Omega$ 之间。

[5]栅源极间击穿电压 BV_{gs} ，是指G、S间发生击穿时的 U_{gs} 电压值。

[6]最大功耗 $P_{dm}=I_d U_{ds}$ 。

[7]跨导 G_m ，是指 U_{ds} 、 U_{bs} 为常数时，漏极电流的变化量与栅源极间电压变化量之比。本质为转移特性曲线工作点处的斜率。

[8]输出电阻 R_{ds} ，是指恒流区，当 U_{gs} 、 U_{bs} 为常数时， U_{ds} 的变化量与 I_{ds} 变化量之比。本质意义是输出特性曲线工作点处的斜率。

[9]动态导通电阻 R_{on} ，是指在可变电阻区，当 U_{ds} 、 U_{bs} 为常数时， U_{ds} 变化量与 I_{ds} 变化量之比，可以证明 $R_{on}=1/G_m$ 。

[10]背栅跨导 G_{mb} ，是指 U_{ds} 、 U_{gs} 为常数时， U_{bs} 变化量与 I_d 变化量之比。

[11]极间电容，是指MOS-FET三个引脚之间的寄生电容： C_{gs} 、 C_{ds} 、 C_{dg} ，以及背栅与其它电极之间的电容： C_{bd} 、 C_{bg} 、 C_{bs} 。

1.4.2.5 MOS-FET的等效数学模型

考虑到高频应用时的情况，画出MOS-FET完整的等效电路如图1.27：

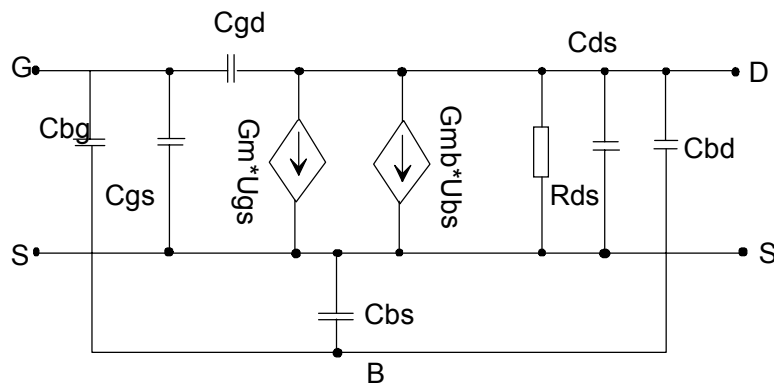


图1.27 MOS-FET完整等效电路示意图

对于上面的等效电路，仍然可以看出是两个压控电流源组成的简单线性电路网络。若使用中、低频率回路中，各极间电容在计算时可以忽略，在高频电路中必须全部参加计算。

1.4.2.6 MOS-FET在实际应用中的其他考虑

MOS-FET在使用中除了正确选择参数以及正确的计算外，最值得强调的仍然是防静电操作问题。MOS-FET的栅源之间距离很短，又是绝缘状态，很少量的电荷就足够将绝缘栅击穿而使MOS-FET失效。在实验操作中，MOS管曾被戏称为“摸死”管，就是为了强调其对静电敏感性极高。在电路调试、焊接、安装过程中，一定要严格按照防静电程序操作。

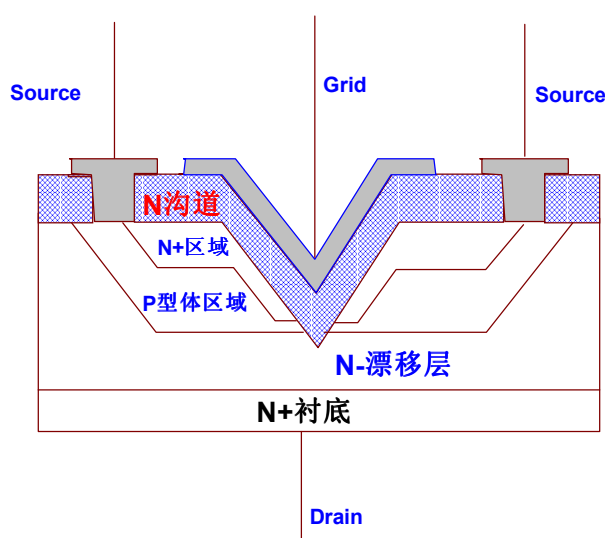
对于大功率MOS-FET，应类似于大功率BJT一样注意散热问题。

对于高频应用场合的MOS-FET，因其G、S之间的阻抗极高，对电场干扰非常敏感，故若使用高频MOS-FET作为高频前端放大器，电路一定要设计良好的电场屏蔽结构。

1.4.3 VMOSFET简单介绍

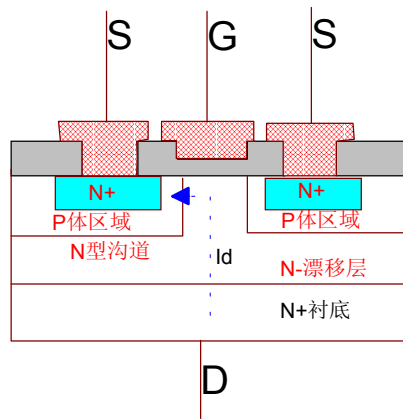
MOS器件在刚开始阶段一直用于小功率电路，自从VMOS技术被移植到MOS功率器件后，使得半导体功率器件得到很大突破：MOSFET虽然漏极电流可达到数安培，漏源电压也可达到100V以上，但由于漏源导通电阻大、频率特性差、硅片面积利用率低等缺点，使得MOSFET在功率上有很大限制。VMOSFET保留了MOSFET的全部优点，而且具有短沟道、高电阻漏极漂移区和垂直导电电路等特点，大大提高了器件的耐压能力、电流处理能力和开关速度，使MOS器件从小功率范围跨进大功率器件行列。现在为止，VMOSFET的耐压水平已经提高到1000V以上，电流处理能力能达到几百安培。VMOSFET具有VVMOS、VDMOS两种结构：

1.4.3.1 VVMOS结构介绍：



上图画出了VVMOS管的结构示意图，这种结构是在N+衬底的N-外延层上，先后进行P型区N+型区两次扩散，然后利用晶体硅的各向异性刻蚀技术，造出V型槽。槽的开口深度由开口宽度决定，槽壁与硅平面成 54.7° 角。沟道长度由扩散的深度差决定，在1~2微米之间。漏极从芯片的背面引出。这种结构第一次改变了MOSFET的电流方向，电流不在是沿表面水平方向流动，而是从N+源极出发，经过与表面成 54.7° 度的沟道流到N-漂移区，然后垂直地流动到漏极。

1.4.3.1 VDMOS结构介绍：



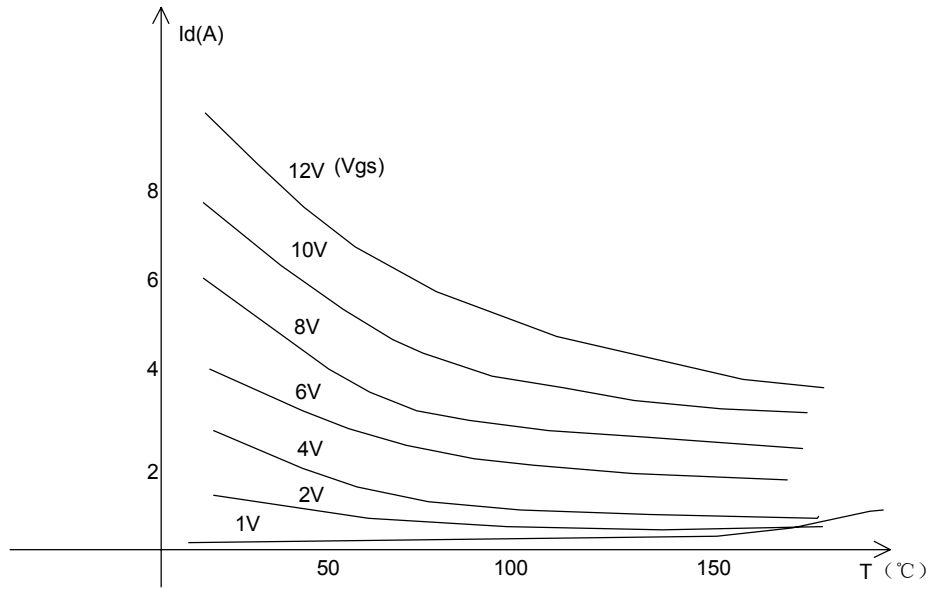
上图简单画出了VDMOS管的结构示意，VDMOS管主要应用在大功率场合。VDMOS的意思是垂直导电双扩散结构，与VVMOS管不同，它不利用V型导电槽构成导电沟道，而是利用两次扩散形成的P型区和N+型区，在硅片表面处的结深度之差形成导电沟道。电流在沟道内沿表面流动，然后垂直地被漏极接收。VDMOS是MOS管大功率化迈出的一大步。

VDMOS管的衬底是重掺杂单晶硅片，其上外延生长一个高阻N-型层[最终成为漂移区，该层电阻率以及外延厚度决定了器件的耐压水平]，在N-外延上经过P型和N型的两次扩散，形成N+__N-__P__N+结构。如果在P型区做金属欧姆接触电极，就构成了双极型NPN晶体管，实际上，P区并不直接引出电极，而是形成一个MOS栅结构。若电流 I_d 从N+漏极沿图中的虚线经过N-区流向N+源极时，间隔着一个P型体区，由两次扩散形成的结深度差形成沟道。栅极为零偏压时， I_d 被P型体区阻隔，漏源之间的电压 V_{ds} 加在P__N-反向结上，整个器件处于阻断状态。当栅极正偏压超过阈值电压 V_t 时，沟道由P型变成N+区型，这个反型的沟道成为了 I_d 的电流通道，整个器件又处于导通状态。它依靠N+型沟道来导电，所以称之为N沟道VDMOS管。若将各个半导体层型全部更换称反型，就得到P沟道VDMOS管。因为电子的迁移率比空穴高三倍左右，从而减小导通电阻或增加导通电流，或减小硅面积都常用N沟道工艺。若需要P沟道器件时，成本价格都会比较高。

1.4.3.2 VMOSFET的优点总结

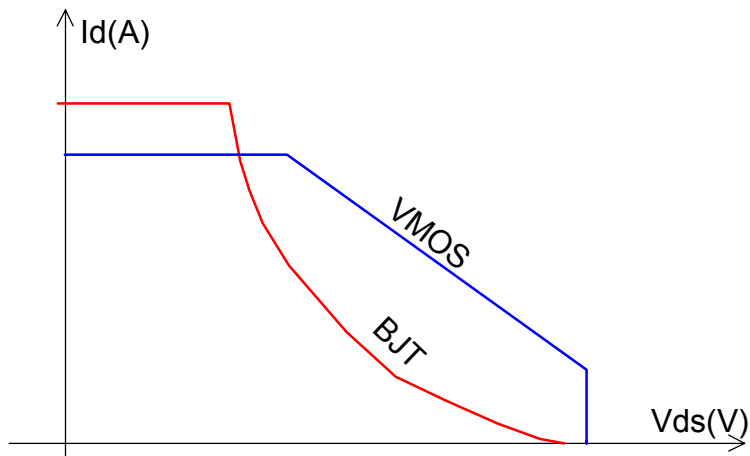
- [1] 高输入阻抗、低驱动电流
- [2] 开关速度快、高频特性好
- [3] 负电流温度系数、无热恶性循环，热稳定型优良

请看下面的示意图：



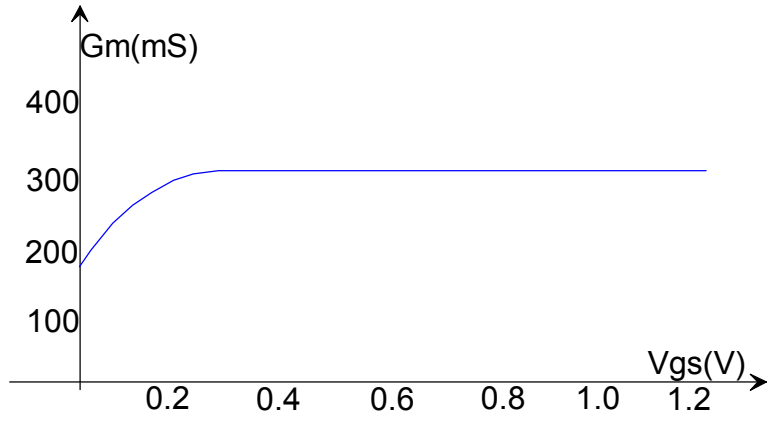
VMOS's 负温度系数示意图

[4]安全工作区域大 :因VMOS器件的温度系数是负值，不存在局部热点和电流集中等问题，只要合理设计偏置，可以从根本上避免二次击穿。因此VMOS管的安全工作区域比BJT管的要大：



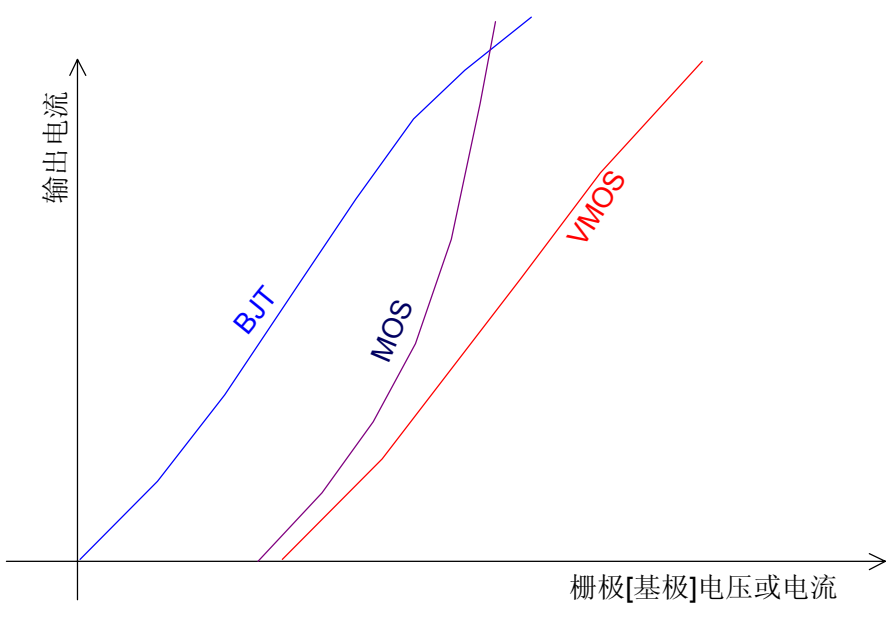
VMOS's Safe Operation Area

[5]高线性化的跨导 G_m ：VMOS器件具有短沟道，当 V_{gs} 上升到一定值后，跨导 G_m 即为恒定值。而传统的MOS管因为沟道长，不容易出现沟道饱和效应，所以 I_d 与 V_{ds} 的平方成正比， G_m 随 V_{gs} 的增大而增大。请看下面的示意图：



VMOS跨导高线性示意

[6]近乎线性的转移特性，放大信号时失真极小：



转移特性比较示意图

第2章 运算放大器简介

2.1 运算放大器简介和指标定义

2.1.1 运算放大器的简介

运算放大器的种类有很多，具体实现的电路上也千差万别，但是基本结构差不多。如图2.1所示：

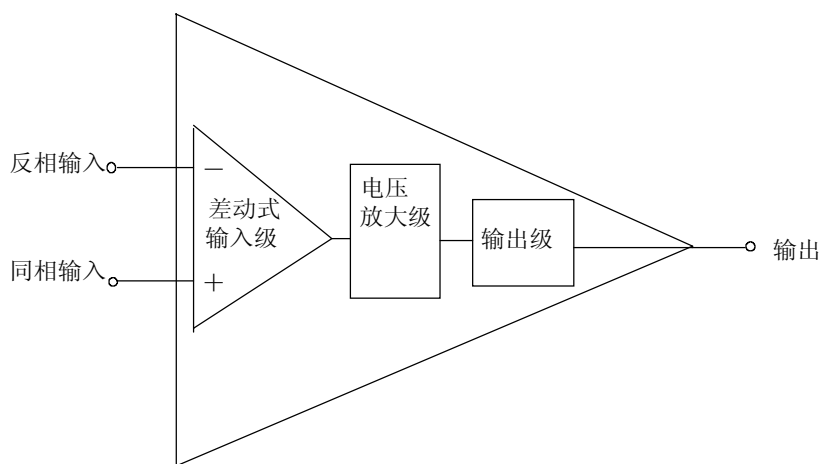


图2.1 运算放大器基本结构

2.1.2 运算放大器的内部结构

在图2.1中，差分放大级主要是提高共模抑制比，电压放大级主要是提高电压放大倍数，输出级一般用于提高输出功率。可以说，运算放大器是差分放大器的直接应用。

图2.2给出了一个简单的运算放大器的原理图。

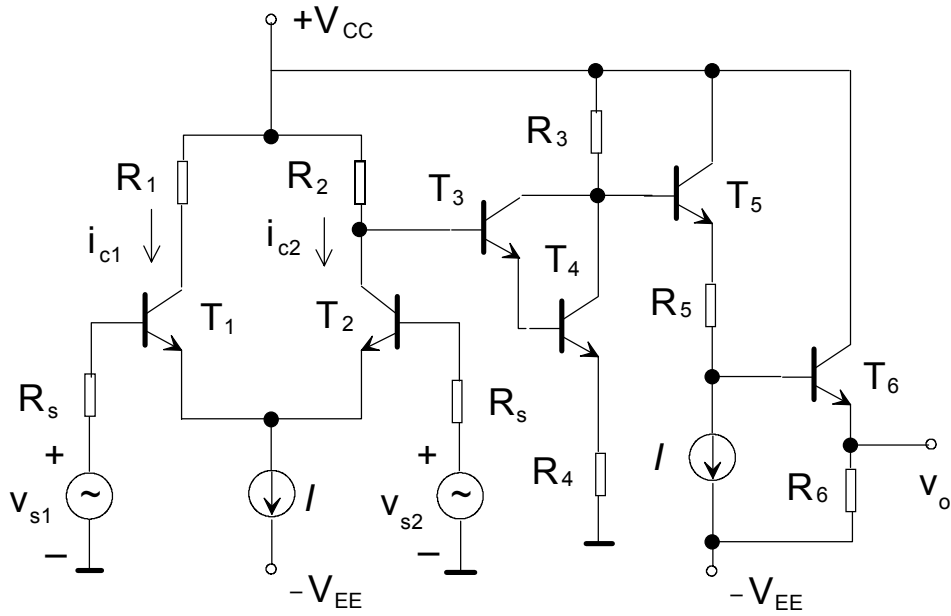


图2.2 运算放大器原理图

在图2.2中， R_1 、 R_2 、 T_1 、 T_2 、 R_s 构成了第一级，即差动式输入级，它也是一个基本的差分放大器。这一级是集成放大器的核心和基础的部分。下面将其单独取出，分析一下（见图2.3）：

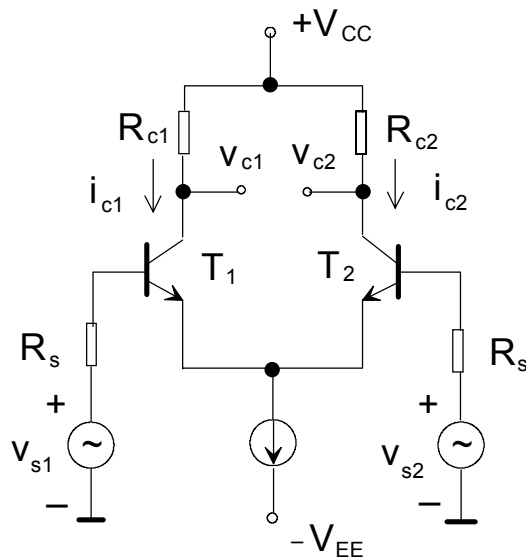


图2.3 差分式输入级

从图2.3中可以看出，它是由两个特性相同的半导体三极管 T_1 、 T_2 组成的对称电路，电路参数也对称，即 $R_{c1}=R_{c2}=R_c$ 等。电路中有两个电源 $+V_{CC}$ 和 $-V_{EE}$ 。两管的发射级连接在一起并接恒流源 I 。

当没有输入信号，即 $v_{s1}=v_{s2}=0$ 时，由于电路完全对称，这时

$$i_{c1}=i_{c2}=I_c=I/2,$$

$$R_{c1} \times i_{c1} = R_{c2} \times i_{c2},$$

$$v_o = v_{c1} - v_{c2} = 0。$$

由此可知，输入信号为零时，输出信号电压也为零。

当在电路的两个输入端各加一个大小相等极性相反的信号电压，即： $v_{s1} = -v_{s2} = v_{sd}/2$ ，一管电流将增加，另一管电流则减小，所以输出信号电压 $v_o = v_{c1} - v_{c2} \neq 0$ ，即在两输出端间有信号电压输出。

电压放大级由 T_3 、 T_4 组成复合管共射极电路。

由 T_5 、 T_6 的两级射极跟随器构成电路的输出级，它不仅可以提高带负载的能力，而且可进一步使直流电位下降，以达到输入信号电压 v_s 为零时，输出电压 $v_o = 0$ 。

2.1.2.1 运算放大器的指标定义

运算放大器的指标有很多。我们一般设计时需要考虑到指标有以下几种：

(1) 输入偏置电流 (Input bias current)

这一指标的符号一般为 I_{IB} ，它一般是指集成运放输出电压为零时，两个输入端静态电流的平均值。

(2) 输入失调电流 (Input offset current)

这一指标的符号一般为 I_{IO} ，它是指集成运放的输出电压为零时流入放大器两输入端的静态电流之差。

(3) 输入失调电压 (Input offset voltage)

这一指标的符号一般为 V_{IO} 。通常，集成运放在输入电压为零时，也存在一定的输出电压。在室温（25℃）及标准电源电压下，输入电压为零时，为使集成运放的输出电压为零，在输入端加的补偿电压叫做失调电压。需要指出的是，在实践中，对高放大倍数的运算放大器进行偏置补偿十分困难，因为很小的错误调节也会导致过补偿或欠补偿，由此进一步形成被高度放大的差动信号。另一个问题是偏置电压对温度的依赖性，在数据手册称

之为偏置电压的温度漂移。因此，补偿总是在一个温度上最佳。若温度变化，又会形成误差电压。

(4) 最大上升速度

最大上升速度是指放大器在闭环状态下，输入为大信号时，放大器输出电压对时间的最大变化速度。

(5) 输入、输出电阻

在输入端必须对共模电阻（数据手册中经常称为 R_{cm} ）与差动电阻 R_d 两者加以区别。对于运算放大器的控制来说，电阻 R_d 上的电压降起决定性作用，该电阻上的电压降被放大。运算放大器的输入电阻在低频上很大，且随着频率的升高而减小。随着频率的升高，输出电阻呈感性且阻值增大。

(6) 开环差模电压增益

开环增益因运算放大器电容的影响而与频率相关。数据手册中给出的数值只适用于直流电压信号或很低的频率。

(7) 单位增益带宽和开环带宽

单位增益带宽是指运放在开环差模电压增益下降到0dB时的频率。开环带宽则是指开环差模电压增益下降3dB时所对应的频率。这两个参数实际上说明了开环增益的频率响应。

2.1.3 通用型集成运算放大器

通用型集成放大器是指那些在一般情况下应用范围较广、产品数量较多、价格较便宜的集成放大器。通用型的集成放大器按其发展可分为四个阶段。

第一个阶段的产品以1965年美国研制出的 $\mu A709$ 。该电路采用了横向PNP管、微电流恒流源、共模负反馈，并建立了标准的直流供电电压（ $\pm 15V$ ）。开环差模电压增益、输入电阻、失调电压及其温漂等项性能都还比较好。

第二代通用型集成放大器以1968年问世的 $\mu A741$ 产品为代表。它的重要标志是在电路中普遍使用了有源负载。因而与第一代产品相比较，它获得了更高的开环差模电压增益。

1972年问世的AD508为第三代通用集成放大器。第三代集成放大器的重要标志是它的输入级采用了超 β 晶体管，其 $\beta = 2000 \sim 10000$ ，并且在版图设计中考虑了热反馈效应，因此它的失调电压、失调电流及其温漂和共模抑制比等均比第二代有较大改善。

第四代集成运算放大器的主要特点是利用斩波稳零技术来抑制温漂。另外，它在集成度方面，已经达到中大规模的水平，在性能方面已经接近理想的集成运放。代表产品有HA2900、SN62088、ICL7650等。

以ICL7650为例，可以了解斩波稳零技术。

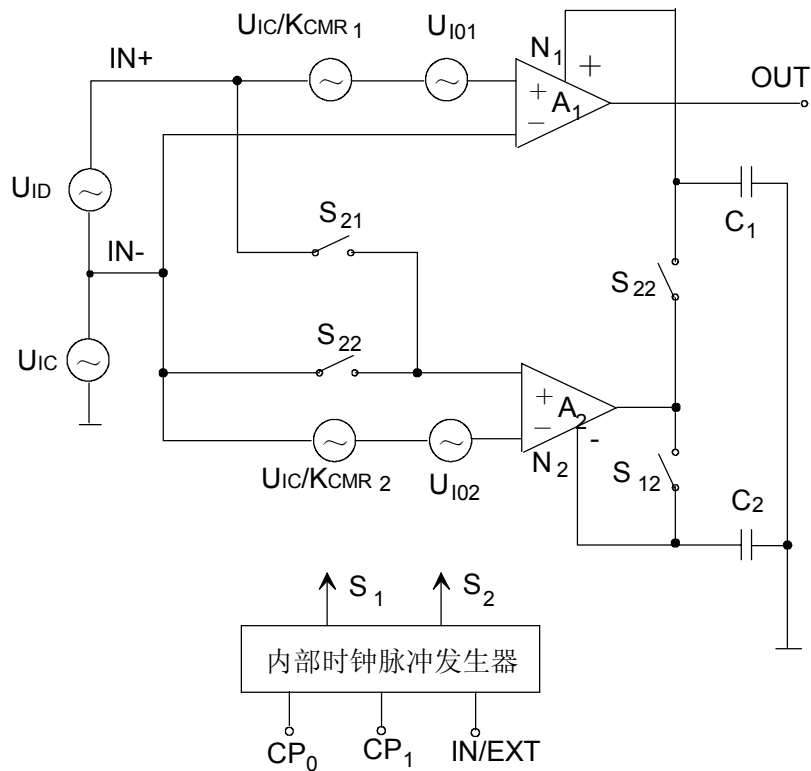


图2.4 ICL7650原理示意图

图2.4中， A_1 为主放大器， A_2 为校零放大器。它们各有三个输入端，除了与普通放大器一样具有反相输入端和同相输入端外，还各有一个校零输入端 N_1 和 N_2 。

斩波放大器一般分两个工作阶段。

在采样阶段，时钟脉冲将 S_{11} 和 S_{12} 接通、 S_{21} 和 S_{22} 断开。由图2.4可知，这时 A_2 的两个输入端短接， A_2 的输出全部反馈到它的校零输入端 N_2 ，而且电容器 C_2 与 A_2 的输出端连在一起。可见，在时钟控制的这段时间内，将 A_2 的输出误差电压（由 U_{102} 与 U_{IC} 引起）寄存在电容器 C_2 上。

在动态校零阶段，时钟脉冲将 S_{11} 、 S_{12} 断开， S_{21} 、 S_{22} 接通。由图2.4可知， A_1 、 A_2 放大器的输入端相互并联，差模输入信号 U_{ID} 和共模输入信号 U_{IC} 同时加在 A_1 和 A_2 的输入端。由此可以得出结论，失调电压 U_{101} 在 A_1 输出端产生的电压 $A_{O1} \times U_{101}$ 折合到输入端的总失调电压为：

$$U_{10} = A_{O1} \times U_{101} / (A_{O1} \times A_{O2}) = U_{101} / A_{O2}$$

A_{O2} 一般很高，因此，它比一般的集成放大器的失调电压要小得多，通常不需要调零。

2.1.4 专用型集成运算放大器

专用型集成运算放大器是指某一方面的性能参数很优良，以满足某些专门要求的集成运算放大器。下面分别介绍：

(1) 高阻型

输入电阻为 $10^7 \Omega$ 以上的集成放大器定为高阻型放大器。为了获得高输入电阻，通常在集成放大器的输入级采用超 β 管或场效应管等措施来实现。

(2) 高精度型

所谓高精度集成放大器实际上就是低失调、低漂移、低噪声、高增益、高共模抑制比的放大器。为了获得高精度放大器，可以采用斩波稳零技术，也可对集成放大器的输入级进行专门设计，使其精度提高。

(3) 高速型

这类放大器要求转换速率 $>30V / \mu s$ ，最高可达几百伏特 / 微秒，单位增益带宽 $>10MHz$ 。一般用于快速A/D和D/A转换器、有源滤波器、高速采样保持电路、锁相环、精密比较器和视频放大器。实现高速的主要措施是，在信号通道中尽量采用NPN型管，以提高转换速率；同时加大工作电流，以使电路中各种电容的电压变化加快；或在电路结构上采用FET和BJT相兼容，或用全MOSFET结构，使电路的输入动态范围加大，因而电路转换速率也增加。

(4) 高压型

高压型集成放大器是为了满足高输出电压或高输出功率的要求而设计的。专用高压型集成运算放大器是由电路结构解决高压问题，它主要是利用电路中晶体管的CB结的高耐压性能，横向PNP管的高耐压性能，或是利用单管串接方法来提高耐压。对于电路中部分管子的耐压性能和功耗电流的限制，通常采用一些特殊保护电路加以解决，这样，在高压型集成放大器中也允许低耐压管子的存在，而不会因为电压的提高使功耗加大。

另外，还有程控型、跨导型、电流差动型等类型的运放。

2.2 运算放大器使用时的注意事项

2.2.1 负反馈电路

运算放大器的应用时，一般应用负反馈电路。

凡是将放大电路输出量（电压或电流，直流或交流）的一部分或全部，通过一定的电路（称为反馈电路），以一定的方式（串联或并联），反送到放大电路的输入电路，减小净输入量，从而使输出量比无反馈时也随之减小的反馈称为负反馈。

实际运用过程中，可以根据定义来判断电路是否是负反馈，具体判断时通常采用瞬时极性法：

（1）先假定外加输入量的瞬时极性，在某瞬时输入量增大用+号表示，减小用-号表示。

（2）根据信号正向传送时放大通路输出量与输入量的相位关系，确定该瞬间输出量的极性。

（3）根据信号反向传送时反馈通路的输出量（即反馈信号）与输入量（即取样信号）的相位关系，确定该瞬时反馈量的极性。

（4）根据反馈量与外加输入量在输入电路相互作用的结果，确定反馈极性。

如下图2.5所示：

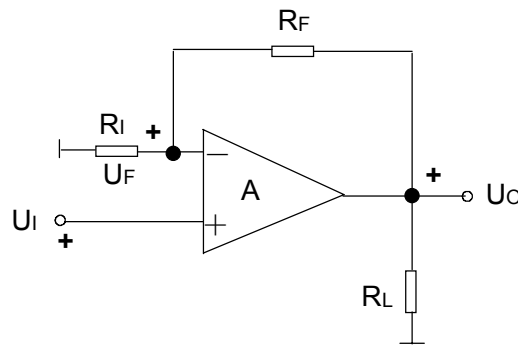


图2.5 负反馈示意图

假设在某瞬间 U_i 增大，在图2.5中用+表示，因为 U_i 加在放大器A的同相输入端，所以在该瞬间信号正向传送到输出端，使 U_o 也增大，该电路的反馈通路由电阻网络 R_i 和 R_F 组成，所以该瞬间信号反向传送到反相输入端的反馈电压，即 R_F 上的电压 U_F 也增大，由于 U_F 和 U_i 在输入电路相互作用的结果使净输入电压在该瞬时比无反馈时减小，因此可判断此反馈为负反馈。

2.2.2 放大器电路稳定性的分析

2.2.2.1 闭环增益

一般放大器的分析都是基于交流反馈进行，这是方便分析电路的稳定和噪声的影响。通常将具体的交流负反馈放大电路用方块图表示。这是因为无论哪种交流负反馈放大电路，它们都是由放大通路和反馈通路两部分组成，如图2.6所示：

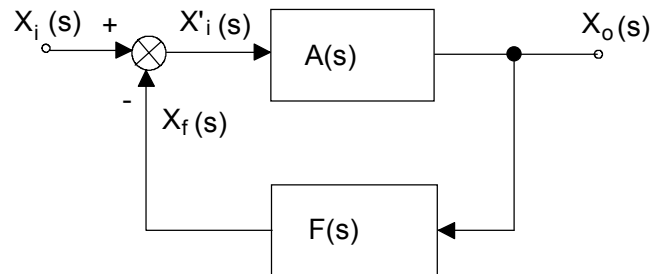


图2.6 负反馈方框图

由此，可以写出闭环的增益

$$A_f(s) = X_o(s)/X_i(s) = A(s)/(1 + A(s)F(s)) \quad (2.1)$$

其中， $A(s)$ 为开环增益。式2.1很重要，它是分析放大电路稳定性的基础。

从式2.1中，我们可以得出以下结论：

(1) 当 $1 + A(s)F(s) > 1$ 时，则 $A_f(s) < A(s)$ ，说明引入了负反馈后，使增益变小。

(2) 当 $1 + A(s)F(s) \gg 1$ 时，则

$$A_f(s) = A(s)/(1 + A(s)F(s)) \approx 1/F(s) \quad (2.2)$$

式2.2说明，这时闭环增益 $A_f(s)$ 几乎只取决于反馈系数 $F(s)$ ，且与开环增益 $A(s)$ 的具体数值无关。此时，我们称放大器为深度负反馈。众所周知，集成运算放大器的开环增益若是足够大的，那么很容易引入深度负反馈。

(3) 当 $1 + A(s)F(s) < 1$ 时，则 $A_f(s) > A(s)$ 。说明在这种情况下，形式上的负反馈已经转化为实质上的正反馈，正反馈使增益变大。

(4) 当 $1 + A(s)F(s) = 0$ 时，则 $A_f(s) \rightarrow \infty$ 。这说明在没有外加输入信号时，也会有输出信号。这种现象称为反馈放大电路的自激振荡现象。对于放大电路而言，自激振荡破坏了正常的放大工作状态，因此，反馈放大电路必须避免出现自激振荡。

通常， $1 + A(s)F(s)$ 称为负反馈放大电路的反馈深度。

2.2.2.2 闭环增益的计算

一般情况下，放大器处于深度负反馈。此时，放大电路的闭环增益为 $1/F(s)$ 。但在实际中，很少去算 $1/F(s)$ 的，而是根据深度负反馈的“虚短”、“虚断”的概念进行计算。

深度负反馈时， $1 + A(s)F(s) \gg 1$ ，则必然 $A(s)F(s) \gg 1$ ，而 $A(s)F(s) = X_f(s)/X'_i(s)$ ， $X_i(s) = X_f(s) + X'_i(s)$ 所以在深度负反馈条件下， $X_f(s) \gg X'_i(s)$ ， $X_i(s) = X_f(s)$ 。

对于深度串联负反馈，则有 $U_i(s) = U_f(s)$ 。

对于深度并联负反馈，则有 $I_i(s) = I_f(s)$ 。

如图2.7所示：

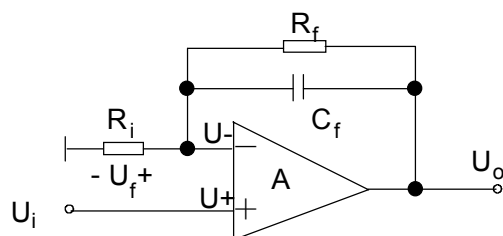


图2.7 虚短、虚断示意图

U_i 加在同相输入端，同相输入端电压 $U_+ = U_i$ ，反馈电压 U_f 加在反相输入端，反相输入端电压 $U_- = U_f$ ，因 $U_i \approx U_f$ ，故 $U_+ \approx U_-$ 。可见，此时集成放大器两个输入端之间近似短路，但不是真正的短路。这种似短路而又非短路的情况称为“虚短路”，简称“虚短”。又因集成放大器的差模输入电阻 R_{id} 很大，所以在 $U_{id} = U_+ - U_- \approx 0$ 时，还可以近似认为流入集成放大器同相输入端电流 I_+ 和流入反相输入端电流都近似为零，但又不是真正的断路，简称“虚断”。

根据这两点可以很方便地算出放大器电路的闭环增益。需要注意一点，在计算中，大多采用拉氏变换，即采用含微分算子 s 的表达式，这样，电容的阻抗 $Z_c = 1/(sC)$ ，电感的阻抗 $Z_l = sL$ 。

如图2.7所示，由于虚断，可以认为 $U_-/R_i = (U_o - U_-)/(R_f // Z_c)$ 。其中 $R_f // Z_c$ 表示 R_f 和 Z_c 并联。由于虚短， $U_i = U_+ = U_-$ 。所以有：

$$U_i/R_i = (U_o - U_i)/(R_f/sC_f/(R_f + 1/sC_f))。$$

从而可以算出闭环增益:

$$A_f = U_o / U_i = (1 + R_f / R_i / (1 + sR_f C_f)) \approx 1 / F(s) \quad (2.3)$$

2.2.2.3 放大器电路稳定性分析

放大器稳定性的分析, 都是基于式2.1的。一般是应用放大器的频率响应, 借助波特图进行分析的。

放大器对不同频率的正弦信号的稳态响应称为频率响应。放大器的频率响应可直接由放大器的放大倍数对频率的关系来描述, 即

$$A_v(\omega) \angle \phi(\omega) \quad (2.4)$$

其中 $A_v(\omega)$ 表示电压放大倍数的模与频率 f 的关系, 称为幅频响应, 而 $\phi(\omega)$ 表示放大器输出电压与输入电压之间的相位差与频率的关系, 称为相频响应, 两者综合起来可全面表征放大器的频率响应。通常, 幅频响应采用分贝表示放大倍数。它和相频响应分别会在两张半对数坐标纸上。这种半对数坐标图, 就是频率采用对数分度, 而幅值(以dB表示的电压增益)或相角则采用线性分度。这两张频率响应曲线图称为对数频率响应或波特图。实际运用中, 波特图不用逐点描绘曲线, 而是采用折线近似。

从前面的分析中, 可知 $1 + A(s)F(s) = 0$ 时, 放大器电路会发生自激振荡。放大器稳定性分析, 就是分析 $1 + A(s)F(s)$ 是否等于(或小于)0。将拉氏变换转换为傅式变换, 即用 $j\omega$ 代替 s 带入表达式中即可。自激振荡时, $A(j\omega)F(j\omega) = -1$ 。这有两个条件, 一是 $|A(j\omega)F(j\omega)| = 1$, 二是 $\angle A(j\omega)F(j\omega) = -180^\circ$ 。

因此, 自激振荡或正反馈表现在波特图上即幅频响应图中, $20\lg |A(j\omega)|$ 和 $20\lg |F(j\omega)|$ 曲线相交时, 对应频率处的相角 $\leq -180^\circ$ 。

下面采用折线法画出图2.7电路的波特图, 如图2.8所示:

由于一般情况下, $R_f/R_i \gg 1$, 所以 $F(s) \approx R_f/R_i / (1 + sR_f C_f)$ 。

现分析幅频响应, 近似画出 $20\lg |F(j\omega)|$ 的曲线。根据式2.3, 可得

$$20\lg |F(j\omega)| = -20\lg |R_f/R_i / (1 + j\omega R_f C_f)|。$$

当 $\omega \ll 1/R_f C_f$ 时, $20\lg |F(j\omega)| \approx -20\lg |R_f/R_i|$,

当 $\omega \gg 1/R_f C_f$ 时, $20\lg |F(j\omega)| \approx -20\lg |R_f/R_i / (j\omega R_f C_f)|。$

因此，在波特图中， $\omega < 1/R_f C_f$ 时， $20\lg |F(j\omega)|$ 表现为一条直线， $\omega > 1/R_f C_f$ 时， $20\lg |F(j\omega)|$ 表现为一条斜线，相交点的频率应为 $\omega = 1/R_f C_f$ ，如图2.8所示。

同样的道理当 $\omega \ll 1/R_f C_f$ 时， $\angle F(j\omega) = \angle R_f/R_i = 0^\circ$ ，当 $\omega \gg 1/R_f C_f$ 时， $\angle F(j\omega) = \angle R_f/R_i // (j\omega R_f C_f) = -90^\circ$ ，当 $\omega = 1/R_f C_f$ 时， $\angle F(j\omega) = -45^\circ$ 。但是，在分析稳定时，主要是检查 $\angle A(j\omega)F(j\omega)$ 。这就要知道放大器的开环增益的幅频曲线，这一般可以从器件资料中查到。举例而言，我们假设某一放大器的开环增益如图2.8所示：

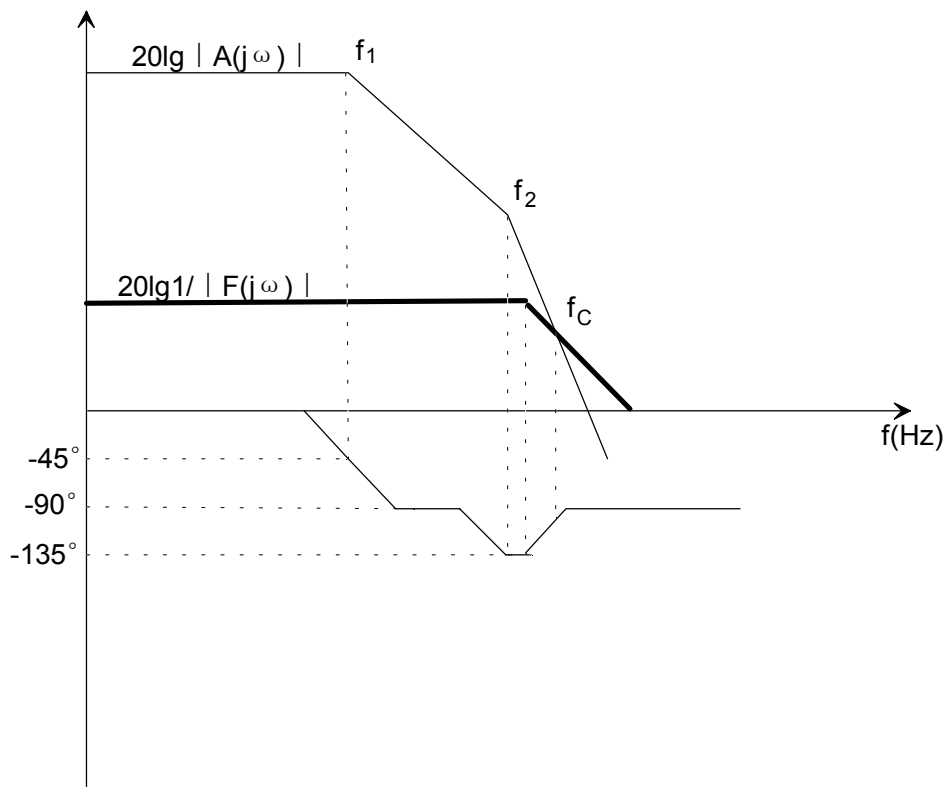


图2.8 波特图

图中，粗黑线表示 $20\lg 1/|F(j\omega)|$ ，相频特性是根据 $20\lg |A(j\omega)F(j\omega)| = 20\lg |A(j\omega)| - 20\lg 1/|F(j\omega)|$ 得出的。可以看到 $20\lg |A(j\omega)|$ 与 $20\lg 1/|F(j\omega)|$ 的曲线相交时，对应的相角大约为 $-100^\circ > -180^\circ$ ，电路是稳定的。但是我们可以看出，在 f_c 之前，相角达到了 -135° 。如果 $20\lg 1/|F(j$

ω) | 曲线的拐点再往高频移动一些时, f_c 之前或 f_c 对应的相角就有可能达到 -180° , 从而使电路处于不稳定状态。

2.3 应用举例

图2.9给出了一个应用的例子:

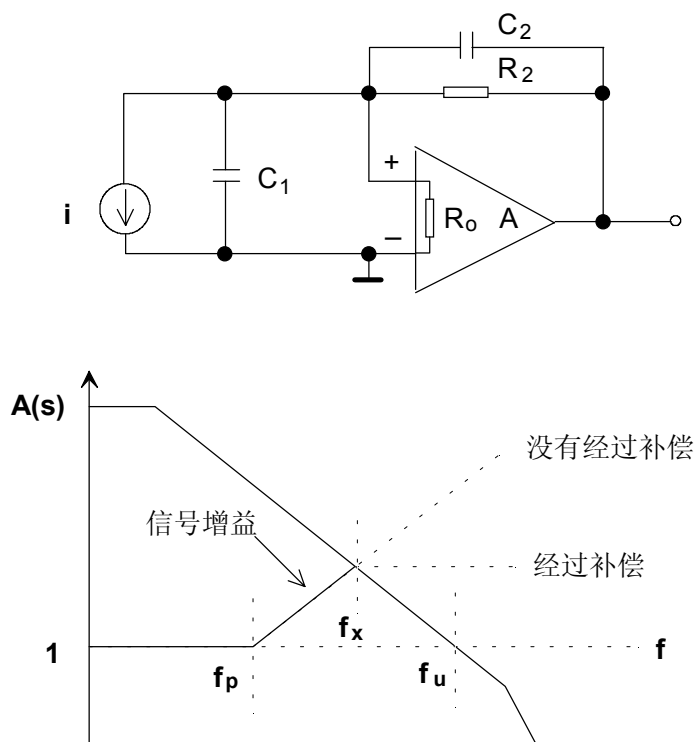


图2.9 放大器应用

在图2.9中, 在波特图中的信号增益曲线上, 输入电容 C_1 在 f_p 处形成了一个极点, 频率 f_p 可以给出:

$$f_p = 1 / (2 \pi (R_o \parallel R_2) C_1) \approx 1 / (2 \pi R_2 C_1) \quad (2.5)$$

如果不在电路中进行补偿的话, 频率 f_x 处的相移会接近 -180° , 因而会引起不稳定和振荡。因此我们在电路中增加了电容 C_2 , 使信号增益增加了一个零点, 并使零点对应的特征频率为 f_x :

$$f_x = 1 / (2 \pi R_2 C_2) \quad (2.6)$$

这样, 将会在 f_x 处产生 45° 的相角裕度, 从而使系统稳定。

尽管增加 C_2 也会稍稍减小极点的频率，但如果保证 $C_2 \ll C_1$ 的话，那么 f_x 就是 f_p 和 f_u 的几何平均。其中 f_u 是放大器的单位增益带宽频率。即：

$$f_x = (f_p \times f_u)^{1/2} \quad (2.7)$$

根据式2.6和式2.7，可以知道 C_2 应取的值：

$$C_2 = (C_1 / (2 \pi R_2 \times F_u))^{1/2} \quad (2.8)$$

假如 $C_1=20\text{pF}$ ， $R_2=500\ \Omega$ ， $f_u=200\text{MHz}$ ，根据式2.5~2.8，我们可以算出

$f_p=16\text{MHz}$ ， $f_x=57\text{MHz}$ 。

而 $C_2=5.6\text{pF}$ ，实际应用中，取这附近的值，在进行一下实验验证即可。

【参考文献】

<<电子技术基础>>康华光主编，高等教育出版社

<<基本电路>>克劳斯·贝伊特，沃尔夫冈·施姆希，科学出版社

<<信号放大电路>>杨世成，电子工业出版社

<<High Speed Operational Amplifiers>>Walt Kester

第3章 振荡器电路原理简介

3.1 简述

在通信电子系统中，普遍应用了一种在没有外界输入信号的情况下能自行产生周期性交变信号输出的电子电路，那就是所称的振荡器电路。振荡器的种类很多，按原理可以分为反馈振荡器和负阻振荡器两类；按其输出频率可以分为低频、高频、微波三类；按输出波形可以分为正弦波振荡器和非正弦振荡器。他们可以作为信号源、定时源、能量变换电路、频谱变换电路参考等等，在通信系统中的用途非常广泛。本文将列出几种最常用的振荡器，旨在简要说明振荡器电路的原理，以利于在电路设计时正确设计所需的振荡器和避免对电路有害的“寄生振荡”。

3.2 振荡器原理简介

3.2.1 正弦振荡器

3.2.1.1 自激振荡基本原理

对于任何一个带限网络说来，若在其通频带内有增益大于0dB的频率点，那么将这个带限网络的输出、输入端通过一个全通网络相连，通过全通网络的相位调整，使得对于该带限网络说来增益大于0dB的频率点信号是同相相接，那么这个网络就会发生自激振荡。

也即是说，在网络的输入口不施加输入信号，其输出端就会有幅度、频率都稳定的交变信号输出。

3.2.1.2 反馈型正弦波振荡器

图3.1所示为一个施加了正反馈的的放大器框图：

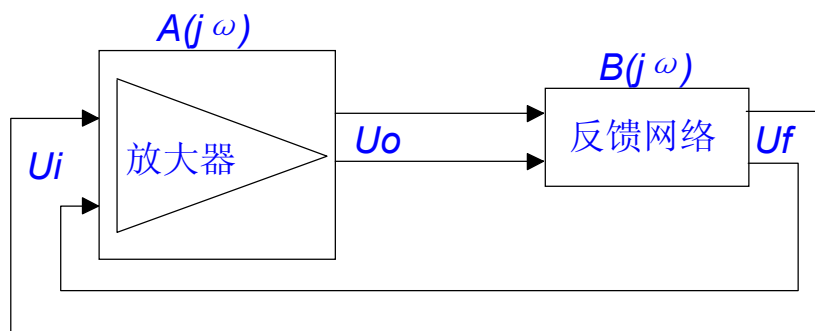


图3.1 正反馈的的放大器框图

图3.1中，放大器的输出、输入端通过反馈网络首尾相连，构成了一个反馈环路。对于这个环路说来，对于恒定幅度的输出信号 U_o ，若反馈网络的输出电压 U_f 和放大器的输入电压 U_i 的幅度相等、相位相同，那么对于放大器回路说来，即使没有任何外加电压， U_o 也能维持稳定的信号输出。如果 U_o 、 U_i 的相位相同，但是幅度却不同，那么有两种可能的情况：一是 $U_f > U_i$ ，那么每经过一个反馈循环， U_o 的信号幅度就会增加，在整个电路中将会发生增幅振荡。二是 $U_f < U_i$ ，在这种情形下，每经过一个振荡周期， U_o 的信号幅度都会有所减小，信号最终会消失，回路将会停留在稳定的直流静止状态。对于情况一来说，在实际电路中， U_o 的幅度也不会无限制增加，振荡幅度最终会因为电子器件的非线性、有限的动态范围而被限制于一个极限值上，此时的振荡频率、输出幅度维持不变。对于图3.1中的放大器说来，其放大系数（电压转移特性）为：

$$U_o(j\omega)/U_i(j\omega) = A(j\omega) = A(\omega)e^{j\phi_A(\omega)}$$

反馈系数为：

$$U_f(j\omega)/U_o(j\omega) = B(j\omega) = B(\omega)e^{j\phi_B(\omega)}$$

考察放大系数与反馈系数的乘积：

$$A(j\omega)*B(j\omega) = A(\omega)*B(\omega)e^{j[\phi_A(\omega)+\phi_B(\omega)]} = U_f(j\omega)/U_i(j\omega)$$

对应前面的分析， $U_f(j\omega)=U_i(j\omega)$ 或者 $U_f(j\omega)>U_i(j\omega)$ ，回路都可以发生振荡，所以回路可以发生自激振荡的条件是：

$$A(j\omega)*B(j\omega)\geq 1$$

也可以写成：

$$A(j\omega)*B(j\omega)\geq 1 \text{-----} (3.1)$$

$$\text{和 } \phi A(\omega)+\phi B(\omega)=\phi AB(\omega)=2n\pi (n=0、1、2..)\text{---} (3.2)$$

式(3.1)称为起振必须的幅度条件，式（3.2）称为起振必须的相位条件。

对于正弦振荡器，为了使得输出信号 U_o 只有单一的频率，式（3.1）、式(3.2)只允许在某一个频率点上成立。所以振荡器正反馈环路中必须有选频特性，使得电路振荡在设定频率点上。选频网络还可以滤除器件因进入非线性区而产生的谐波，提高输出信号质量。

实际电路设计中的选频网络常用组态有：LC选频网络、RC选频网络。LC选频网络容易达到较高的Q值，容许器件进入强非线性区，但对于低频振荡器说来，LC器件的体积受限，不容易做小，因此LC振荡器一般用于设计高频振荡器，RC振荡器一般工作于低频点。

3.2.1.3 常用三点式振荡器

晶体三极管因其增益适中、工作频带宽、体积小巧，实际电路设计中常常用它构成简洁可靠的三点式LC振荡器，是各种振荡器的主流电路。其交流等效电路组态见图3.2：

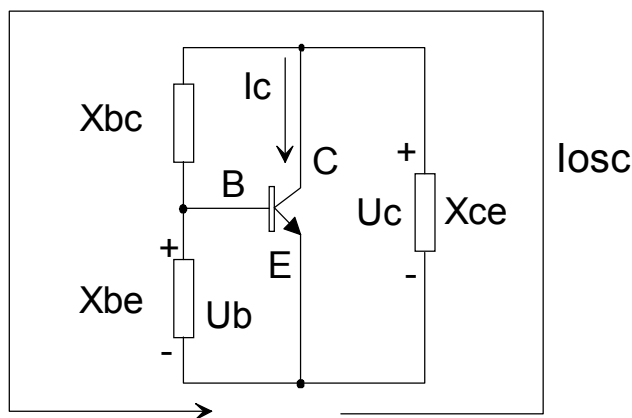


图3.2 三点式振荡器交流等效电路

图3.2所示即是三点式LC振荡器的交流等效电路，交流等效电路与实际的原理图不同，它是依据交流等效原则对原理图的一种简化，交流等效原则是：

- (1) 旁路电容器等效为短路线；
- (2) 扼流电感等效为开路；
- (3) 偏置电阻从电路中取消。

三点式LC振荡器的本质为：由三极管构成的单管放大器+LC选频反馈网络，在正确的组态下，两者共同构成振荡器回路。

三点式振荡器中的LC选频网络形式一般选取如下两种，见图3.3：

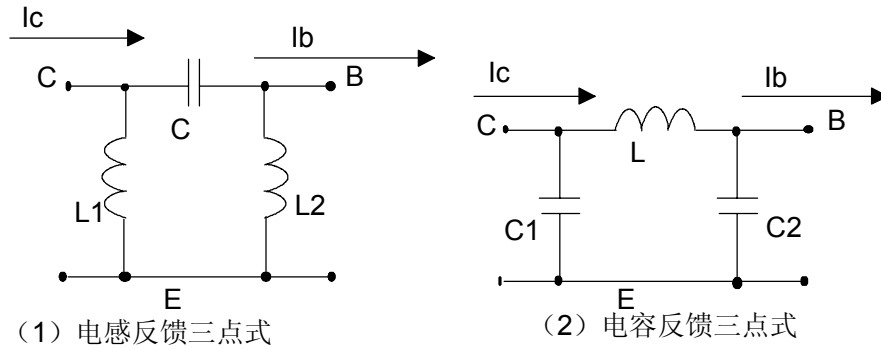


图3.3 三点振荡器

3.2.1.4 LC选频网络

图3.3中的L1、L2、C，或者C1、C2、L就是图3.2中的 X_{bc} 、 X_{be} 、 X_{ce} ，因回路要工作在谐振状态，那么必须成立： $X_{bc}+X_{be}+X_{ce}=0$ ，因此他们不能同时为感抗或者容抗，必须由两种不同性质的电抗同时组成。图3.2中电感反馈网络的组态是“高通滤波器”，不利于滤除电路中的谐波，因此振荡器输出频谱不好，故电容反馈式LC网络更加常用。

如何组合三个电抗器件才能使电路满足正反馈条件呢？请看图3.4：

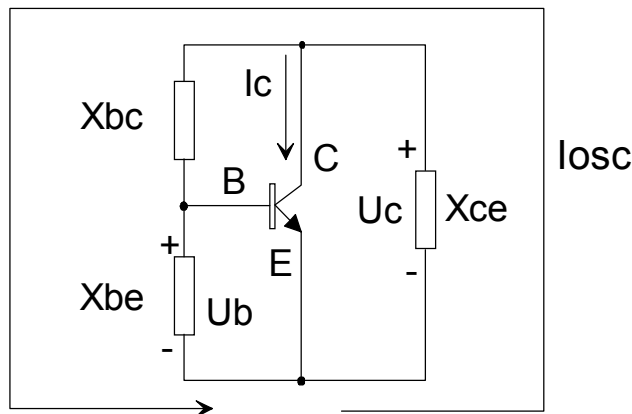


图3.4 电抗示意图

根据 $X_{bc}+X_{be}+X_{ce}=0$ ，要求 U_b 与 $-U_c$ 同相，设回路的振荡电流为 I_{osc} ，因 $U_b=jX_{be}I_{osc}$ ， $U_c=-jX_{ce}I_{osc}$ ，因此要求 U_b 与 $-U_c$ 同相就是要求 jX_{be} 与 jX_{ce} 同相，那么

X_{bc} 必须与 X_{ce} 的性质相同， X_{bc} 的性质与前二者相反。这就是人们总结出来的“射同它异”原则。

图3.4中，在弱耦合条件下， X_{be} 与 X_{ce} 的比值基本决定了电压反馈比。

下面列出实际电路中最常用的两种电容反馈三点式振荡器：

(1) Clapper Oscillator (克拉波振荡器)

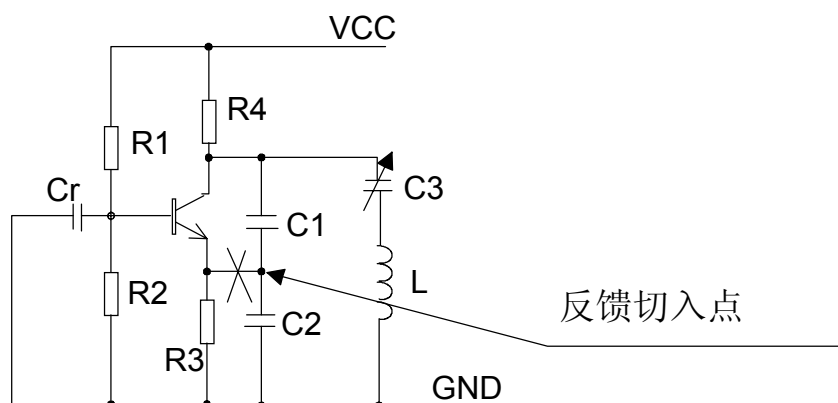


图3.5 Clapper Oscillator

图3.5即为Clapper振荡器，电路。R1、R2、R3、R4是三极管的直流偏置电阻，使三极管获得正常的工作点，工作于放大区，Cr是基极旁路电容，目的是使三极管基极获得交流地电位，组成高频共基极放大器，放大器的输入端就是图3.5中打叉的节点，输出端是三极管的集电极。电路的相位条件自然满足“射同它异”原则；幅度条件是需保证共基极放大器的闭环功率增益大于0dB，按照这样的依据去计算回路器件值就可以确保电路能够起振。C1、C2、C3、L的器件值决定了振荡回路的工作频率。根据交流等效原则，可以知道这是一个电容反馈三点式振荡器。C2与C1的容抗比值决定了电路的电压反馈系数，调整它们的比例可以改变振荡幅度。与图2的不同之处是：在回路中多了一个与电感L相串联的电容C3，通过调整C3，可以连续改变振荡频率。因电压反馈系数固定，所以在调整振荡频率时电路不易停振。但是在调整C3的同时引起了振荡回路的器件接入系数，引起了振荡回路有源器件的负载发生改变，振荡输出幅度也相应发生变化。因此Clapper振荡器虽然不容易停振，但实际应用中最好用于定频，不适合用作波段振荡器。

(2) Ciller Oscillator (西勒振荡器)

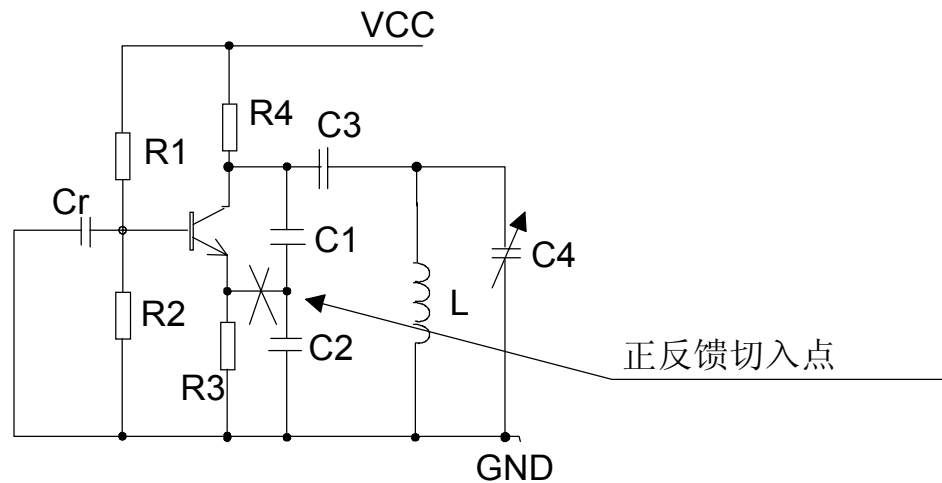


图3.6 Ciller Oscillator Schematic

Ciller振荡器类似于上面的Clapper振荡器，其放大电路仍为三极管组成的共基极放大器，计算依据相同。它与Clapper振荡器的最大区别之处在于：在振荡回路中的电感L上并联了一个可变电容器C4，C3、C4的数量级相同，都比C1、C2小很多（实际设计中一般取10倍就可以了）。由于C1、C2的容量较大，因此三极管CE、BE上的振荡电压比L两端的电压幅度小很多。有源器件仅仅接入了振荡回路的很小一部分，振荡回路有很稳定的电压反馈比（决定于C1、C2），在调节振荡频率时，电路不易停振。因C3、C4比C1、C2小很多，所以振荡回路总电容等效为 $C_z=C_3+C_4$ ，电路振荡频率由C3、C4、L共同决定。因C3容抗很大，故调整C4使振荡频率发生改变时三极管的负载电阻几乎不变，所以在频率调节过程中振荡输出频率保持不变。因此，Ciller电路适合做频率连续可变的波段振荡器。

上述两种LC振荡器，若将可变电容换成变容二极管，就可以组成VCO。将并联振荡回路 X_{CE} 用石英晶体替代，就构成了晶体振荡器（工作于晶体的感性区），在晶体回路中串联变容二极管，就构成了常用的压控晶振。

3.2.1.5 典型集成LC振荡器介绍

与分立器件振荡器相比较，集成振荡器除了频率上限较低外，有电路一致性高、电路更加可靠、调试容易、工作稳定等优点。这里选取最常用的单片集成振荡器E1648为代表，作简单介绍。如图3.7:

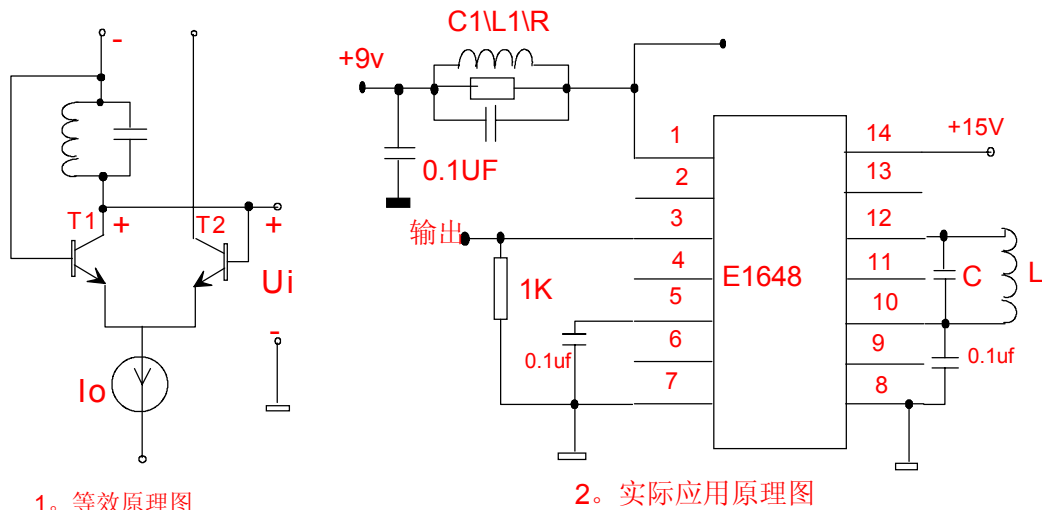


图3.7 单片集成LC振荡器

如图3.7，E1648内部主要由差分对振荡电路、偏置电路和放大电路组成，它可以产生正弦振荡信号输出，在不同的设置下也可以产生方波输出。上图给出了差分对振荡电路的等效示意图，由电流源组成的各级偏置电路省略。

E1648振荡器的核心回路由恒流源 I_o 、三极管T1、T2组成，它们共同组成了完整的正反馈电路：设某瞬间电路热噪声 U_i 加在T2基极的电压极性为正，经过T1、T2差分放大后T1集电极电位上升，它与 U_i 同相，施加于T2的基极，因此形成了正反馈。T1、T2的差分输出特性为双曲线正切特性，起振时的振荡电压工作在差分放大器输入特性的最大跨导处，很容易满足幅度条件而振。[由此看出在使用差分放大器时，为避免自激振荡，应对端输出信号尽量与反极性输入端隔离]振荡器起振后，因为电路的正反馈，振荡幅度将不断增加，随着振荡幅度的增加，差分放大器的跨导不断减小，差分放大器的放大倍数不断减小，振荡幅度的增加逐渐变缓慢，最后晶体管进入截止区，幅度增加到最大而稳定下来。

E1648的振荡频率 f 由10脚和12脚之间的外接振荡回路的LC器件值共同决定，也与两管脚之间的输入电容 C_i 有关：

$$f=1/\{2\pi [L(C+C_i)]^{1/2}\}。$$

改变外接LC值可以改变振荡频率，将外接电容器C改成变容二极管就可以做成压控振荡器（VCO）。E1648的最高工作频率为225M_H。在E1648芯片内部有两级放大电路，在第一脚接+5V电压时，放大后的信号内部射随器输出，即芯片的第三脚。输出幅度可以达到0.75V_{p-p}。若要获得更大的输出电压和输出功率，可以在芯片的1脚外接+9V电源和外接并联谐振回路（C1//L1//R），将外接并联谐振回路的谐振频率调节到振荡频率上，芯片内的NPN管就组成了一个谐振功率放大器。在工作频率为100M时，可以产生5mW的

输出功率。在芯片5脚外加控制电压，使恒流源 I_0 加大，差分振荡器的振荡幅度也增加，在外加直流电压足够大时，芯片将输出方波信号。

3.2.1.6 典型RC正弦波振荡器

采用LC器件作为振荡电路的反馈网络可以达到很高的输出频率，器件比较容易实现小体积。但当要求振荡器输出几十或者几百赫兹的信号时，LC器件的器件取值将会很大，很难实现实用的产品，此时采用RC选频网络就会有很大的优势。RC反馈振荡器与LC反馈振荡器的最大区别是振幅的稳定机理。LC振荡器利用器件的非线性稳幅，但RC振荡器就不允许有源器件进入非线性区，因若器件进入非线性区后RC负反馈的效果就会减小，电路振荡不稳，输出波形也会严重失真。所以实际应用中RC反馈振荡器往往采用可变增益或限幅电路进行稳幅。图3.8列出常用RC反馈网络的幅频特性：

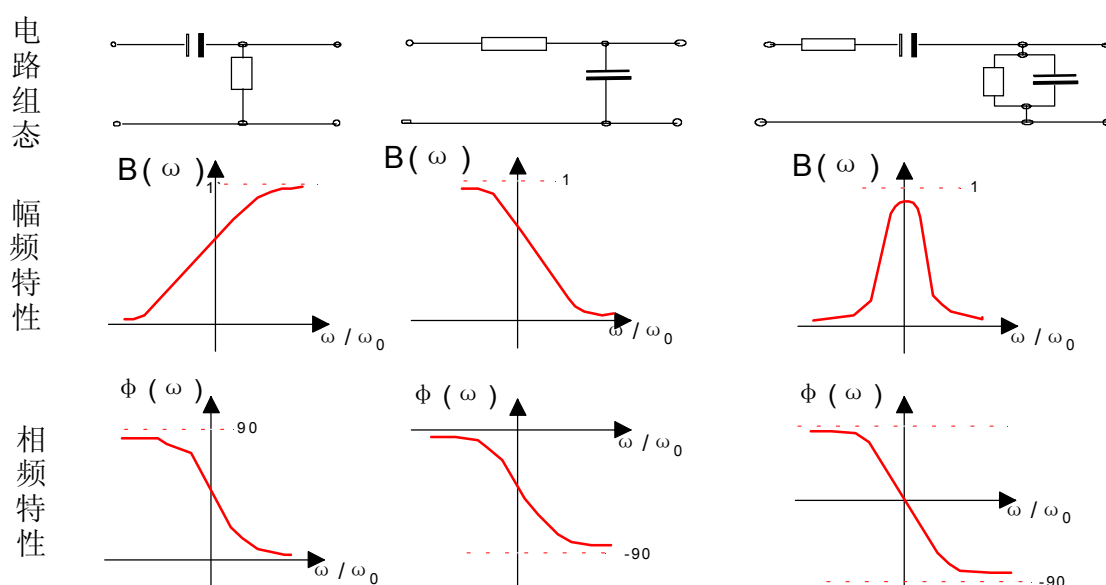


图3.8 RC网络特性示意

由图3.8可以看出，RC网络可以有效地控制交流信号的相移，若将之应用到振荡回路中的反馈网络，可以使环路满足振荡所需的相位条件而实现振荡。下面简单介绍实际电路中应用最广泛的文氏电桥振荡器。下图给出文氏电桥振荡器的基本电路组态，它是由运算放大器以及正负两个反馈网络构成。R1、C1、R2、C2组成RC选频网络作为振荡器的正反馈网络，使电路获得相位条件。RF1、RF2组成负反馈回路使电路满足一定的幅度条件。正负反馈网络构成了一个电桥。如图3.9:

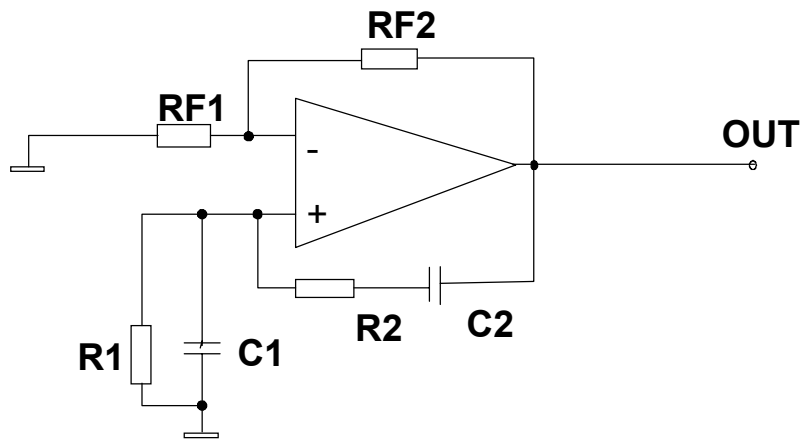


图3.9 正负反馈网络构成了一个电桥

3.2.1.7 文氏电桥振荡器

文氏电桥振荡器的原理简单说来是：正反馈臂R1、R2、C1、C2是带通网络，增益与信号频率相关，负反馈臂RF1、RF2是全通网络，增益为常数。正反馈具有带通特性，若将参数计算成使得正反馈网络在幅频峰值点的幅度大于负反馈网络，那么电路就会形成振荡了。正反馈网络与负反馈网络的关系示意如图3.10：

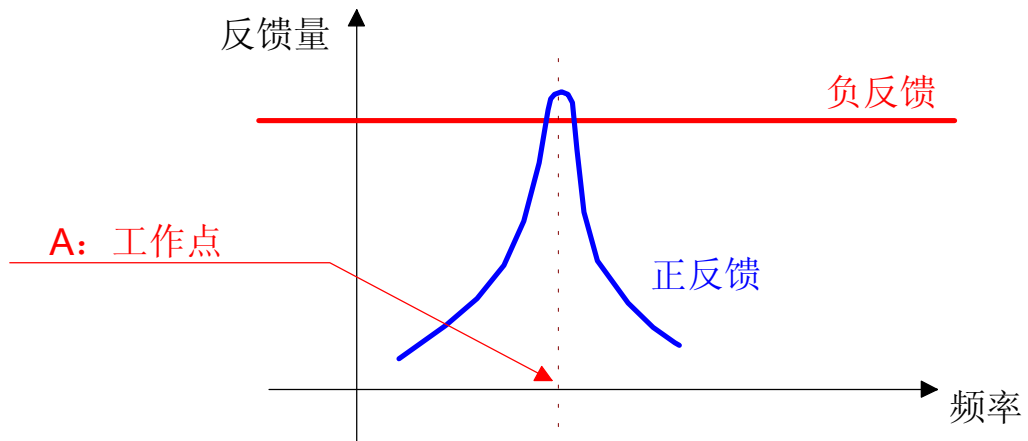


图3.10 正负反馈关系示意

为计算方便，通常取 $R_1=R_2$ 、 $C_1=C_2$ ， $\omega_0=1/RC$ ，那么

正反馈臂传递函数为：

$$B_+ = 1/[3+j(RC\omega + 1/RC\omega)] = 1/[3+j(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)]$$

当 $\omega = \omega_0$ 时， B_+ 达到最大值 $1/3$ ，电路的反馈系数为：

$$AB = A(B_+ - B_-) = A[1/3 - RF1/(RF1+RF2)]$$

因振荡器的幅度条件是 $AB \geq 1$ ，那么要求：

$$B = R_{F1} / (R_{F1} + R_{F2}) \leq 1/3 - 1/A$$

因运算放大器的开环放大倍数 A 是一个很大的数值，很难通过精确计算参数或手动调节来满足上述反馈条件，但在负反馈回路上加受控于输出幅度的非线性器件就很容易满足了，使正负反馈几乎相等，振荡器将会输出失真系数很小的正弦波。对于振荡频率很低的电路，要求负反馈臂的时间常数远大于信号周期，这样振荡波形就不会影响负反馈臂的非线性器件了。实际应用中通常采用JFET替代电桥中的 R_{F1} ，使JFET的漏源电阻受控于振荡器的输出幅度就可以实现输出良好的振荡。为使输出波形良好，要求负反馈臂的时间常数远远大于振荡周期。图3.11是实际应用原理图：

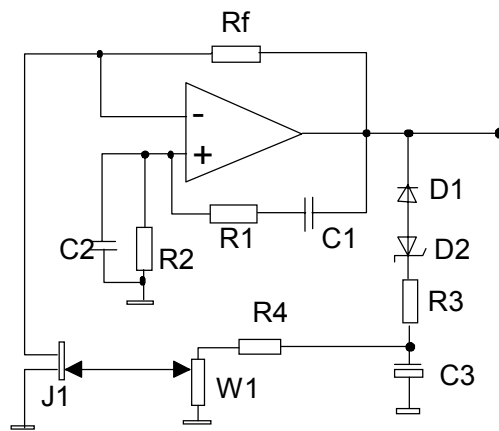


图3.11 实际应用原理图

3.2.1.8 实用文氏电桥振荡器例图

如上图，在负反馈臂中，以一P沟道 J-FET，替代负反馈臂下端电阻。J1的漏源等效电阻由栅地之间的反向电压控制。图中的D1用作输出信号的峰值检波，稳压管D2决定了振荡器输出幅度。该电路可以输出波形良好的正弦波。

3.2.1.9 负阻型正弦波振荡器

具有负的微变电阻特性的电子器件称为负阻器件。在一个LC或者谐振腔振荡回路中，若以负阻器件与消耗能量的常规电阻相抵消，使得振荡回路无能量消耗，那么电路也能维持正常的振荡。显然，在实际电路中，负阻器件肯定是有源器件。由这种形式构成的振荡器即为负阻振荡器，它主要工作在100MHz以上的超高频段。最早期的负阻振荡器采用隧道二极管作为负阻器件。现代的几十GHz振荡源的有源电路很多都采用负阻器件。

典型负阻器件的V-A特性有两种，如图3.12：

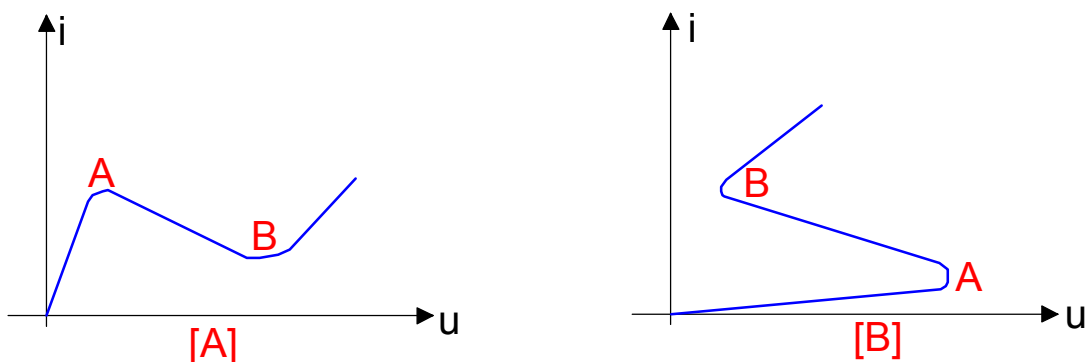


图3.12 负阻器件特性示意图

如图3.12，共有两种典型的负阻特性，它们的共同点是其伏安特性曲线中都有负斜率值的AB段。它们两者的主要区别是：图[A]，一个电流值对应一个以上的电压值，但一个电压值只对应一个电流值；图[B]相反，一个电压值对应一个以上的电流值，但一个电流值仅仅对应一个电压值。[A]对应的器件称为电压控制型负阻器件；[B]称为电流控制型负阻器件。这两种器件在应用时与电源的连接方式不同。对于电压控制型负阻器件，施加于器件两端的电压必须恒定才能使器件出现负阻特性，对于电流控制型负阻器件，应使通过它的电流为恒定值。

典型电压控制型负阻器件为隧道二极管，电流控制型负阻器件有单晶体管（也称双基极二极管）、雪崩管、双向负阻管（BNRT）等等。

反馈型负阻振荡器依靠LC振荡回路中的电感和电容交换能量的规律得到正弦振荡，再借助于正反馈将直流电能在回路电压的控制下转换为交流电能补充给振荡回路。负阻型振荡器与反馈型LC正弦波振荡器的区别在于向LC回路补充能量的方式不同。前者依靠负微变特性，后者依靠在回路交变电压控制下将直流电能转变为交流电能，补充给LC回路。

下面介绍负阻器件与振荡回路的连接方式。对于电压控制型负阻器件应该用低内阻的电压源供电，对于电流控制型负阻器件应该用高内阻的电流源供电。振荡回路与负阻器件的连接有两种形式：一种是与负阻器件串联；一种是与负阻器件并联，如图3.13，R表示回路中的损耗电阻。

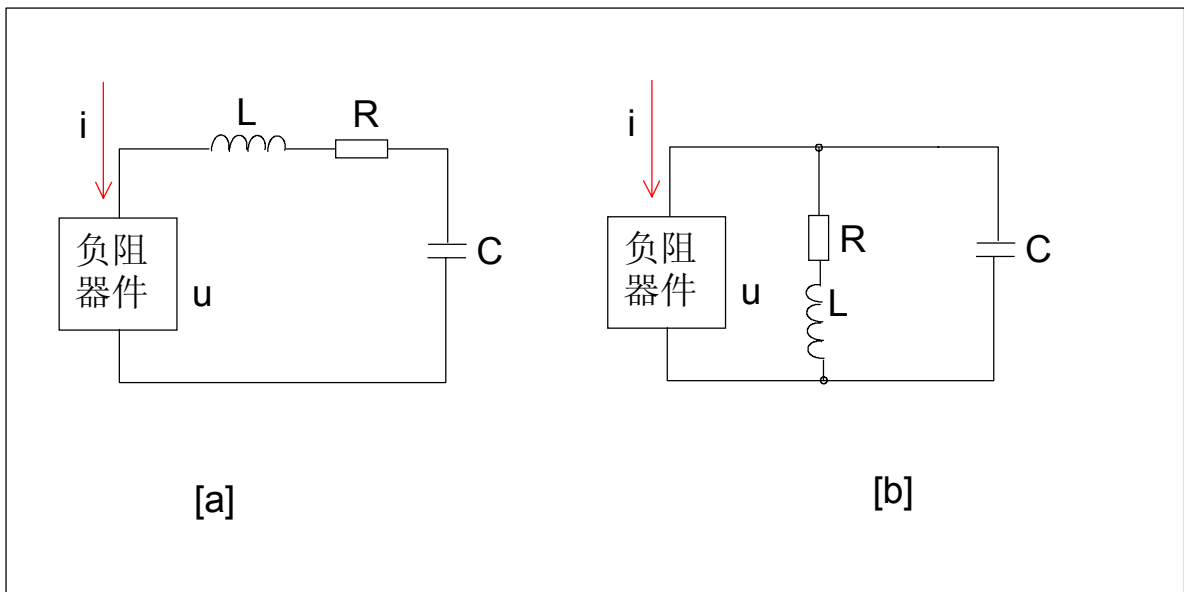


图3.13 振荡回路与负阻器件的连接

如前述，电压控制型负阻器件要求工作于恒压情况才能保证器件有确定的工作状态，即确保器件工作于负阻区。对于负阻器件说来，LC振荡回路可以看作是负阻器件的交流信号控制电源。因而当构成一个负阻振荡器时，对于电压控制型负阻器件，应该使施加在器件两端的电压较为稳定。而对于电流控制型振荡器，应该使通过器件的电流较为稳定。因此，我们通过比较两种LC振荡回路电流、电压的恒定程度就可以知道上图中的两种振荡器属于什么类型了。[a]描述的振荡器应该使用电流控制型负阻器件，[b]中描述的振荡器应该采用电压控制型负阻器件。

3.2.1.10 负阻振荡器的起振与平衡稳定条件

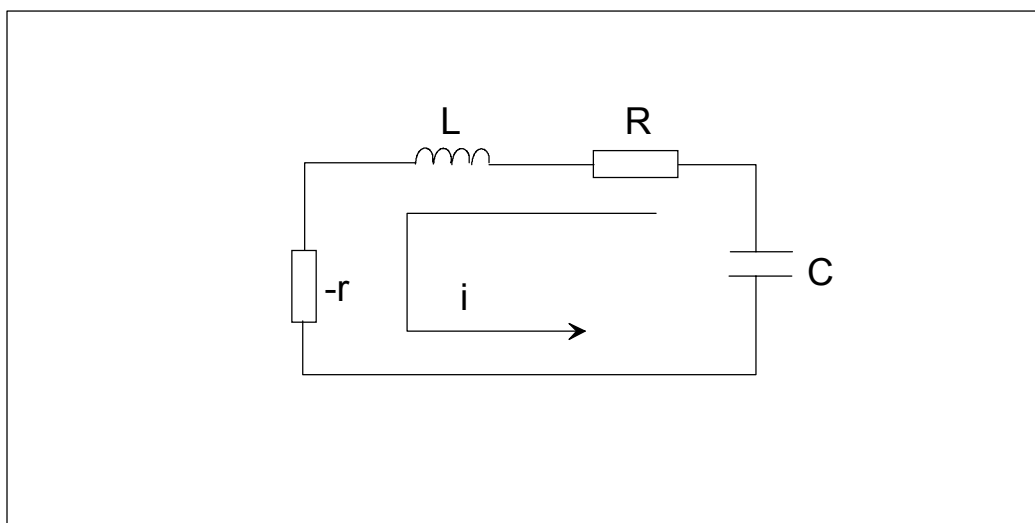


图3.14 起振与平衡条件

如图3.14，将负阻器件用电阻-r代替，便得到等效电路。电流控制型负阻振荡器的起振条件是负阻器件的等效电阻绝对值大于与其串联的正电阻，平衡条件是两者相等。电压控制型负阻振荡器的起振条件是负阻器件的等效负电阻绝对值小于与之并联的正电阻，平衡条件是两者之值相等。要想使振荡稳定下来，两种类型的负阻振荡器的振幅稳定条件也不相同。对于电流控制型负阻振荡器，振幅稳定条件应该是负阻器件的等效负电阻绝对值随振荡电流幅度的增大而减小，即：

$$dr/di < 0$$

对于电压控制型负阻振荡器，其振幅稳定条件应该是使负阻器件的等效负电阻绝对值随振幅的加大而加大，即：

$$dr/du > 0$$

图3.15给出一个隧道二极管负阻振荡器实例：

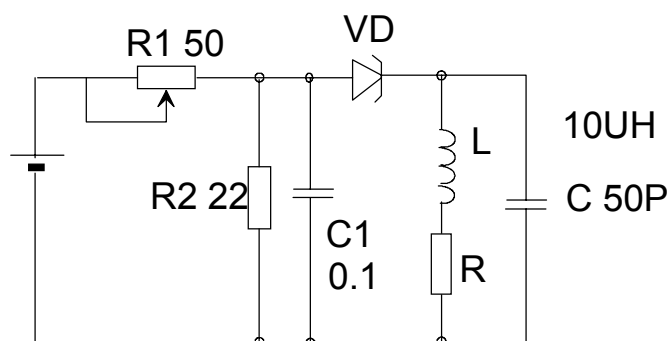


图3.15 负阻OSC实例

图3.15是一个实际使用中的负阻振荡器。图中R1为直流降压电阻，R2很小，用以获得低阻的等效直流电压源，电容器C1用作交流旁路。从交流等效电路看来，负阻器件与LC回路并联。回路的振荡频率即为 $f_0 = \{2\pi [L(C+C_d)]^{1/2}\}^{-1}$ 其中C_d是负阻器件-隧道二极管的等效极间电容。起振条件为： $|rd| < (\omega_0 L)^2 / R$ 。

3.2.2 [输出]多谐波震荡器

广义地讲来，凡是输出信号含有丰富谐波[频谱]成分的自激震荡器都可以称为多谐波振荡器。在实际应用中，往往将输出信号为方波的振荡器称为多谐振荡器，这是因为方波经过傅立叶变换后可以发现有无穷多个正弦波成分。在振荡器电路设计中，只要使用非线性有源器件以及设置足够大的正反馈系数，都可以使电路在“截止”与“饱和”两种状

态之间发生震荡，输出沿速度一定的“多谐波”。下面分别列举几种多谐振荡器做简要介绍。

3.2.2.1 以双BJT组成的50%DUTY CYCLE多谐波振荡器

采用将两级BJT组成的单管反相放大器首尾相接的方法，可以很容易设计出一个占空比为50%的方波振荡器。可以作用于对定时要求不严格的脉冲或时钟源。请看图3.16:

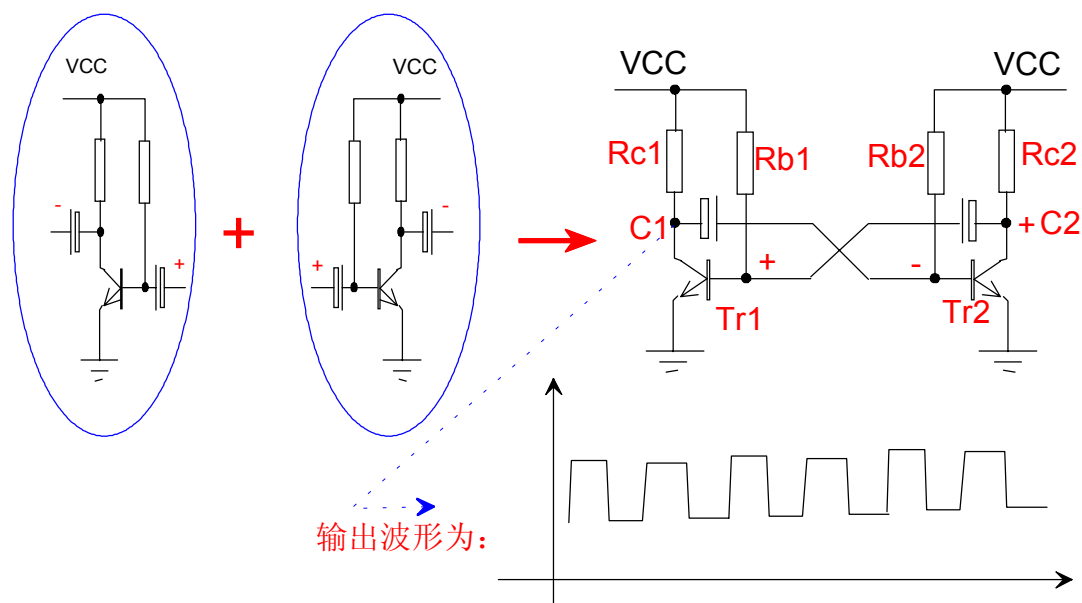


图3.16 两级BJT组成的占空比为50%的方波振荡器

3.2.2.2 DUAL-BJT-MULTI-HARMONICS-OSCILLATOR

如上图，将两个用三极管组建的反向放大器首尾相接，就组成了一个正反馈震荡环。因电容器C1、C2的存在，使得频率越高的分量相移越小，正反馈越强。显然回路工作频率受限于BJT的共发射极截止频率。将电路两边的器件值对称选择，可以输出50%的方波。电路为什么会输出方波而不输出正弦波呢？假设某时刻，上图中TR2的集电极电位因电路热噪声的扰动而上升，那么这个电位变化会立即通过电容器C2的耦合而使得TR1的集电极电位同时下降，TR1的集电极电位下降又将被C1耦合到TR2的基极，使得TR2的基极电位下降，Tr2集电极电位上升速度将会进一步增加。因整个反馈环路无选频特性，强烈的上述正反馈过程将会使TR2迅速进入截止区，TR1同时进入饱和导通区。进入饱和或截止区的时间基本取决于BJT的器件CE截止频率。在（截止|饱和）过程中，C1将通过TR1的C、E极、Rb2以及电源组成的回路放电；C2将通过电源、RC2、TR1的BE结组成的回路充电。一段时间后RC2、C2TR1-BE结、电源充电回路达到最大值，C2中的电流变成

零，TR1的集电极电位开始上升，并迅速进入截止，TR2迅速进入饱和。此过程不断重复，形成了周期性震荡。因电路在结构上对称，所以在任何一个BJT的集电极上都可以输出方波信号，但两个BJT的集电极输出信号反相。输出信号沿的反转速度取决于BJT本身的共发射极截止频率，在忽略BJT进入饱和和截止时的载流子渡越时间的情况下，选用高截止频率的BJT，那么输出方波的周期近似为 $2RC$ 。若输出信号的沿速度不够快，可以在后级增加施密特整形电路进行缓冲输出。

3.2.2.3 将非门用做放大器组成的多谐振荡器

如下图，若将一个非门的输入输出端通过电阻连接，那么因为负反馈作用，非门的输入端将会被偏置在非门的翻转电压上，此时的非门变成了一个反向放大器。类似于上面介绍的BJT多谐振荡器，通过电容器将这两个非门反向放大器首尾相接，同样可以组成多谐振荡器，如图3.17:

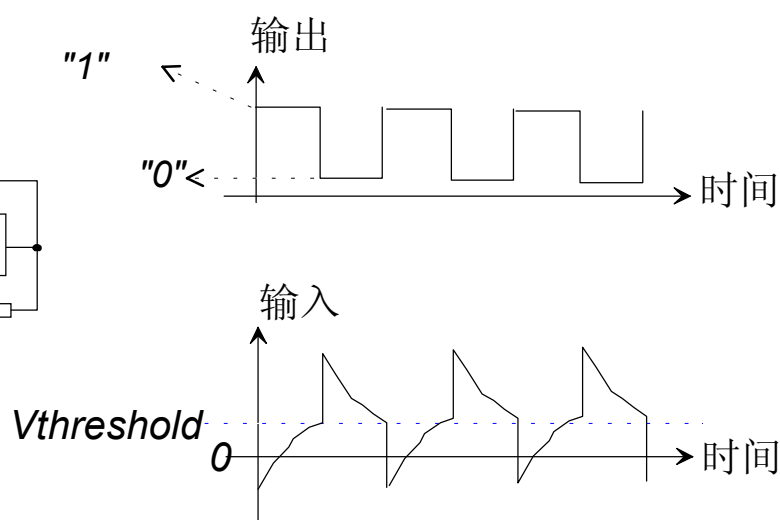


图3.17 非门组成多谐振荡器

在器件值对称的条件下，可以粗算出此种多谐震荡器的输出信号周期是 $T_{ocs}=0.44RC$ ，占空比仍然是50%。这种电路可以用做对频率精度要求不高的脉冲源。若要求一定的频率，可以用石英晶体代替两个电容器中的一个，此时电路工作在有选频网络条件下，工作频率为晶体标称频率，输出波形为正弦。

3.2.2.4 以运算放大器电路组建的多谐振荡器

将运算放大器接成正反馈形式，也可以组建多谐振荡器，如图3.18:

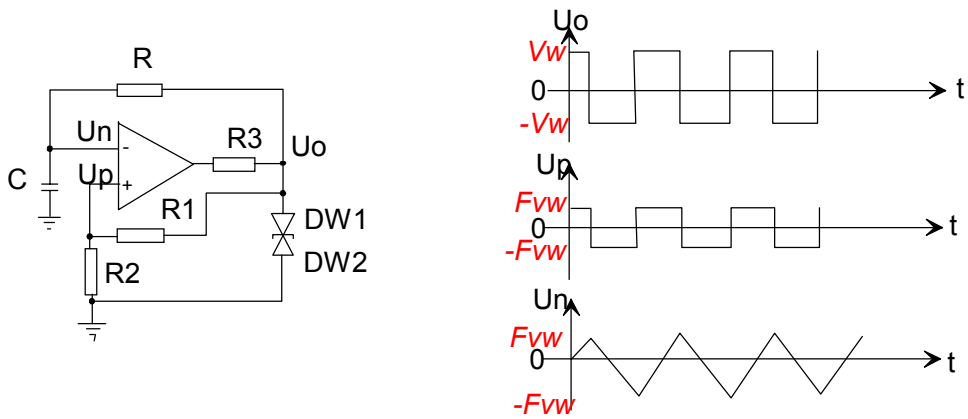


图3.18 运算放大器组建多谐振荡器之一

借助于三要素法可以算出震荡周期 $=2RC \times \ln(1+2R2/R1)$, $R1$ 、 $R2$ 若选取合适的阻值, 使反馈系数 $F=0.47$, 那么震荡周期可以简化为 $T=2RC$.

此电路有这样的特点: [1]调试方便, 改变 $R2$ 或者 R 都可以方便地改变震荡频率;

[2]震荡周期与输出幅度没有关系, 震荡频率的稳定性仅仅取决于电容器和稳压管的器件稳定性。

[3]占空比为50%。

在积分臂 R 内串二极管, 还可以组成占空比可变的的多谐振荡器:

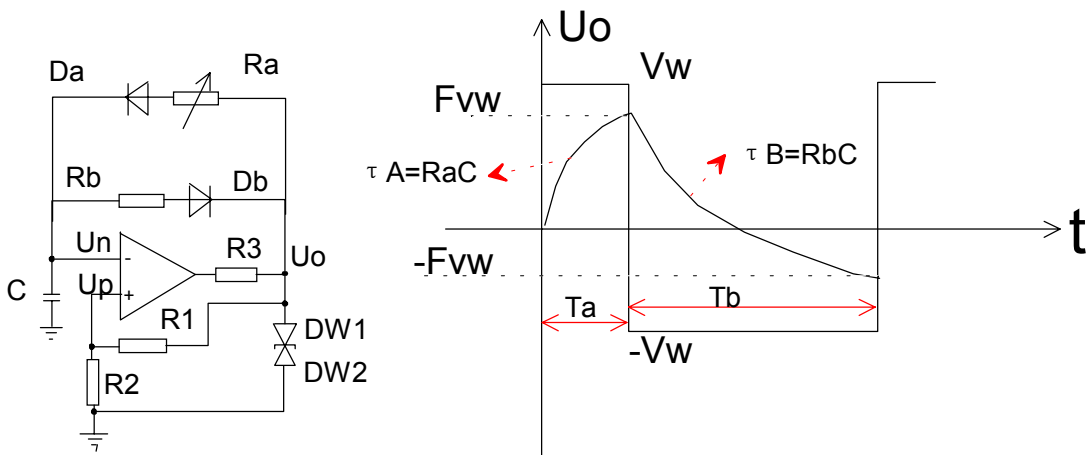


图3.19 运算放大器组建多谐振荡器之二

因为 C 的冲放电回路不对称, 导致占空比可通过 R_a 、 R_b 来设置:

$$T_{pa} = R_a \times C \times \ln(1+2R2/R1)$$

$$T_{pb} = R_b \times C \times \ln(1+2R2/R1)$$

$$f=1/(T_{pa}+T_{pb})=1/[(R_a+R_b)\times C\times \ln(1+2R_2/R_1)]$$

3.2.3 实际设计应用中的问题

3.2.3.1 电路形式的选择

实际设计中首先分析振荡器工作的频率，根据其频率值决定选取LC振荡器或是RC振荡器或是负阻振荡器或其它形式等。再者根据对输出频率的稳定度决定采用振荡电路的形式，如Clapper、Ciller、晶体谐振器、温补晶体等等。具体情况具体对待。文中对于RC振荡器仅仅例举了最常用的文氏桥电路。RC振荡器种类很多，总的说来属于反馈振荡器。利用RC器件对相位的控制，以及与运放相结合，可以组合出多种形式的振荡器以及输出多种波形。

3.2.3.2 有源器件的选取

从原则上讲来，有放大能力的有源器件，以及运放都可以用来组成振荡器。选择的依据以工作频率为主。一般说来单管振荡器的振荡频率比运放组成的振荡器工作频率高得多。当使用单管组成振荡器时，管子的特征频率 $F_t > (2\sim 10) f_0$ ， f_0 是工作频率。使用运放时，运放的增益带宽积BW应该大于两倍的工作频率。当所需输出频率在几KHz以下时往往采用运放比较合适，输出频率在几MHz和几十MHz以上时采用单管振荡器比较合适，当输出频率在几十GHz时采用负阻振荡器比较合适，此时的振荡回路往往采用微波谐振腔。

3.2.4 振荡器调试时的注意点

振荡器调试的主要内容是振荡频率、输出波形、振幅、稳定度等。它们之间往往相互影响，调试时必须有清晰的振荡器原理，在理论指导下全局考虑。如：振幅大时输出波形失真也会比较大，当这两个指标互相矛盾时调节方向就应该转移到减小反馈系数或改变反馈网络来解决。对于工作于高频段的振荡器，在调试时还应该特别注意仪器和环境对振荡回路的影响。测试仪器的探头输入电容将改变回路特性，影响振荡频率以及反馈系数，必要时可以考虑用串联小电容以及采用高阻探头来解决。

3.2.4.1 寄生振荡的产生原因与消除

寄生振荡指非符合设计目的而出现的，因电路的寄生参数而形成的正反馈而发生的电路的一种异常振荡状态。寄生振荡可以在任何有源电路中发生，电路中一旦发生了寄生振荡，就会影响电路的正常工作，严重时会使电路的设计功能完全失效。

3.2.4.2 共用电源内阻耦合振荡

回路共用电源的几种形式：

- ◆ 不经过稳压的整流供电；
- ◆ 经过线性稳压后供电；
- ◆ 整流或者稳压后经过LC或者RC去耦滤波给前级电路供电。

直接由线性稳压电路作为总供电电源时，“电源”具有很低的低频内阻，电路出现低频寄生耦合的机会比较少。若为去除回路间高频耦合而采用了不合适的RC或者LC滤波器，那么有可能产生比较大的低频耦合。因为在低频频率上，电容器的阻抗增加，去耦滤波器的去耦作用减弱。后级电路的工作电流在电源内阻上产生压降，经过去耦滤波器耦合到电路前级，同时还附加一定的相移。如果各级电路不是直接耦合，那么经由电源系统的耦合电路还将产生附加相移。这样，再加上供电电路固有的内部反馈环路，有可能使电路满足振荡条件而发生1Hz以下的超低频寄生振荡。消除这种有害现象的方法是：增加RCL的值或者进行它们的参数调整以破坏其相位条件。最终破坏振荡条件，使电路进入稳定。

通过公用电源除了低频寄生振荡外还有可能形成MHz量级的高频寄生振荡。产生这种振荡的原因有如下几种情况：

- ◆ 线性稳压集成电路的内阻随着工作频率的增加而增加，因为稳压器内部误差调整电路的增益随工作频率的升高而降低。
- ◆ 电源滤波电容器的封装电感感抗随工作频率升高而升高；
- ◆ 电源供电电路的引线电感的存在。

在计算电源滤波器时，往往采用CLC“ π ”型滤波器加上一个或数个大容量的钽或者电解电容。应特别注意的是， π 型滤波器同时是一个很好的谐振回路，它的谐振频率不应该接近或与电路的工作频率相等，否则就会失去滤波作用，大大增加寄生振荡的机会。在PCB设计中，对于仅仅需要相同电压的回路，因公用电源而连接起来，并无信号的输入输出关系，那么应对其电源、地进行隔离，分割是比较有效的方法，可以消除有害的公共阻抗。对于滤波良好的回路，其电源、地的交流电位应是相同或相异极小的。

3.2.4.3 器件寄生耦合

器件之间的寄生杂散耦合有电场耦合、磁场互感耦合等等。两个靠近的器件之间往往同时存在静电场以及互感耦合。尤其对于包含有磁性材料的器件，磁互感会更加严重，如果它们之间的距离不能被放置得很远，那么使两者的磁场正交排布可以比较容易解决问题。缩短器件的体积和引线更加有利于减小电场耦合。在具有弱信号以及高增益的PCB上，电路布局务求输入、输出端的最大距离处理。若因受到体积限制而不能做到最远排布时，应做好各部分的屏蔽处理。电场屏蔽材料应选用高导电率的材料如铜箔或者铝材等

等,静电屏蔽应该接至电路的交流地。磁屏蔽应选用磁导率高的材料。磁屏蔽的效果不但与材料的导磁率高低有关,还与屏蔽层的厚度、结构等有关。

3.2.4.4 器件引线、极间电容、接地电容构成的寄生振荡器

这些情况往往会因器件分布参数的存在而构成频率达几百兆的振荡器,用低速的示波器无法观察到振荡的存在(因探头影响了振荡回路而停振),用一些间接的方法可以观察:如器件的接法正确、无损坏,但工作异常,电流失控、温度出奇地偏高,用万用表笔接触器件引脚会改变器件的工作电流等。这些都间接地表明了器件存在寄生振荡。消除这类振荡的方法是减小分布参数:采用体积更小的器件、缩短引线、改变器件在PCB上的排布等。这样处理后,寄生振荡回路的频率升高,当频率高至器件的截止频率外时,寄生振荡会因为无法满足正反馈条件而消失。当因PCB布局限制而使得无法缩短器件之间的引线时,可以在引线中串联消振电阻,降低引线的Q值,其最终效果是降低了振荡电路的增益,可以有效地消除寄生振荡。从消除寄生振荡有效性的角度看,消振电阻的阻值越大越有利于消除寄生振荡,但阻值过大了就会对正常信号形成衰减,需根据实际情况选取折中的值。

3.2.4.5 负反馈转变成正反馈

在前述的情况中,产生寄生振荡的正反馈环是指在设计之外因非意料因素而形成的振荡。而我们这里强调的是针对某功能需求而设计的负反馈环路,因设计的反馈类型是负反馈,自然不需要振荡。但若闭环增益过高,同时环内放大器级数有三级以上,那么由于器件本身以及其它相移的积累,很容易使得环路对某些频率来说变成了正反馈,若同时闭环增益也满足条件,那么就会在电路中激发起振荡,这是我们设计目的之外的,也可以说是寄生振荡。在这种情况下,可以在反馈环内的某一级增加频率补偿元件。一般说来,将频率补偿器件介入频带最窄的一级可以最容易破坏自激的相位条件,对于器件内部相移无法估算的情况,可以在实际调试中更换补偿器件值来实现。

3.2.4.6 寄生振荡的判别

在一个设计不好的电路中往往同时存在电路噪声与寄生振荡,只有正确判断出了寄生振荡才可以采取有效的方法来消除它,因此我们因该首先将噪声与寄生振荡区别开。

常见干扰的特点如下:

(A) 电源传导噪声。对于50Hz市电经过一、二次变换而获得的直流电源说来,往往会有50Hz、50Hz谐波、DC/DC转换的几百kHz的噪音、市电负载变化引起的随机起伏噪声等,这些信号在电路上主要表现为共模干扰,在经过不对称导体后也可以转化为差模干扰,对增益模块产生很大影响。

(B) 器件本身的噪声。这些指器件的热噪声、散弹噪声、接触不良产生的微放电噪声等等。这些噪声的波形都有随机性，杂乱无章，没有周期性，不易优化，但可以通过选择器件来解决。

(C) 空间电磁噪声。意指在被测电路的周围存在电磁辐射源，它的辐射信号被回路接收到，并被放大，影响电路的正常运行。这可以通过判断周边电磁环境或进屏蔽室操作来判断。

寄生振荡的特点：

(A) 绝大部分寄生振荡是周期性的，可以在示波器上看出清晰的周期性波形；

(B) 若电路中的寄生反馈很强，电路会出现间歇振荡，但仍然是周期性的；

(C) 绝大部分的因分布参数引起的寄生振荡的回路Q值不高，因此很少寄生振荡的波形是完美的正弦波，失真都很严重，振荡波形很容易受测试仪器以及电路接触导体的影响。

(D) 有些寄生振荡幅度很小，叠加在有用信号上，但其频率往往比有用信号高很多。

这里仅仅列出了寄生振荡的一般规律，对于实际电路，寄生振荡情况比较随机，我们应将普遍规律应用到具体事物上进行分析，具体情况具体对待，不能拘泥于规范意识中。

第4章 锁相环设计

4.1 模拟锁相环路一般原理

4.1.1 组成

锁相环路是一个闭环的相位控制系统,他的基本构成如图4.1所示。这个负反馈系统是由鉴相器(PD)、环路滤波器(LF)和电压控制振荡器(VCO)三个基本部件组成的。下面分别介绍基本部件在环路中的作用。

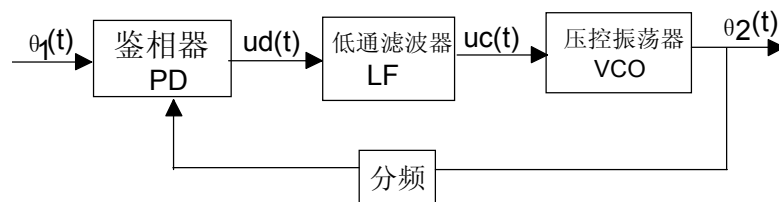


图4.1 锁相环基本原理框图

鉴相器是一个相位比较装置,用来检测输入信号的相位 $\theta_1(t)$ 与反馈信号相位 $\theta_2(t)$ 之间的相位差 $\theta_e(t)$ 。输出一个对应与两信号相差的误差电压 $U_d(t)$ 。

环路滤波器具有低通特性,它可以起到低通滤波器的作用,更重要的是它对环路参数调整起着决定性的作用。环路滤波器是一个线性电路,常用的环路滤波器有RC积分滤波器、无源比例积分滤波器和有源比例积分滤波器三种。

1、RC积分滤波器

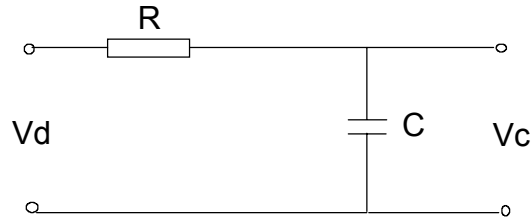
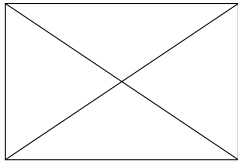


图4.2 RC滤波器

传递函数:



式中: $\tau = RC$

2、无源比例积分滤波器

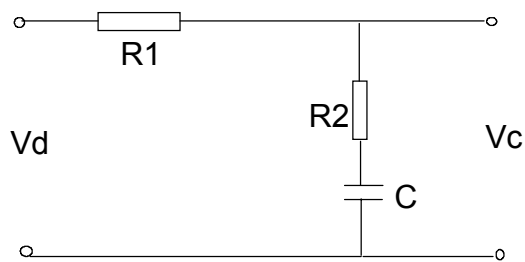
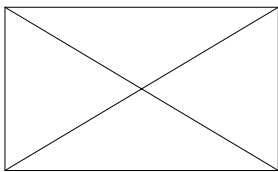


图4.3 无源比例积分滤波器

传递函数为:



式中: $\tau_1 = R_1 C$, $\tau_2 = R_2 C$

3、有源比例积分滤波器

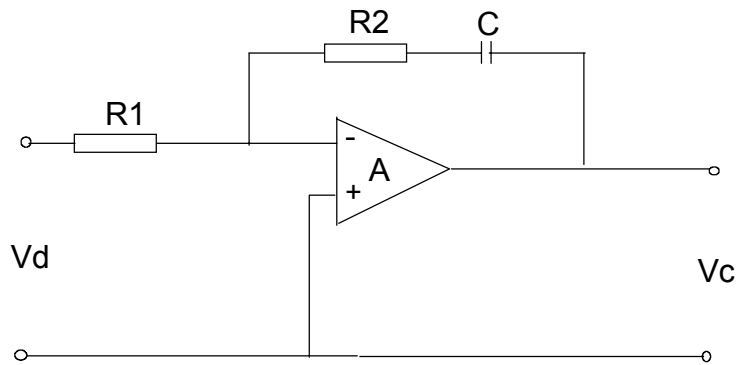
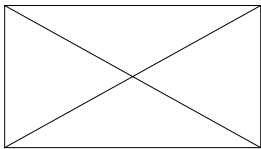


图4.4 有源比例积分滤波器

传输函数为：



式中： $\tau_1=R1C$ ， $\tau_2=R2C$

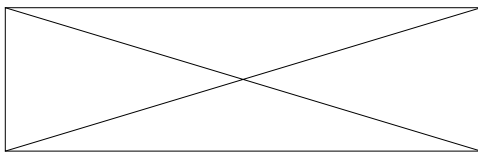
压控振荡器是一个电压--频率变换装置，在环路中作为被控振荡器，它的频率随振荡器输入控制电压 $U(t)$ 线性变化，即：

$$\omega = \omega_0 + K_0 U_c(t)$$

式中 K_0 为压控振荡器的控制灵敏度。

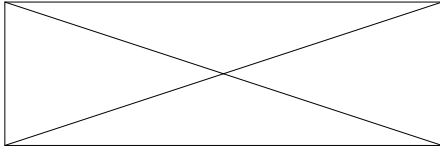
环路特性分析

锁相环路是一个非线性系统，它的状态必须用一个非线性微分方程来描述，即：



在分析环路某些性能时，如果环路中产生的相位差不大，则可以近似的把环路作为线性系统分析。

环路参数分析锁相环路对固定频率的输入信号锁定时，工作在稳定工作点附近，有一个不大的稳态相差，在弱干扰和噪声的作用下，情况也是这样。在这种条件下，环路工作方程中的 $\sin\theta_e$ 可以近似为 θ_e ，于是环路方程变成线性微分方程。



相应的锁相环线性相位模型如图4.5所示:

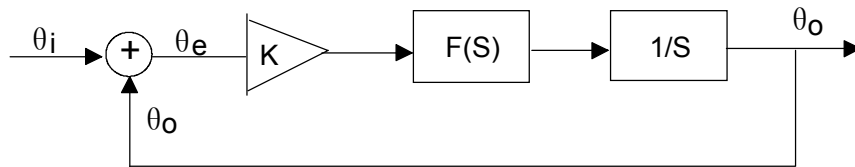
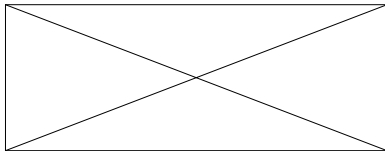
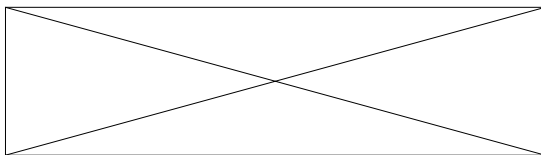


图4.5 锁相环线性相位模型

开环传递函数为:

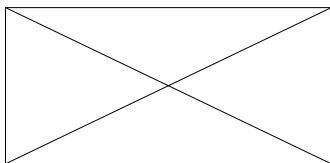


闭环传递函数为:

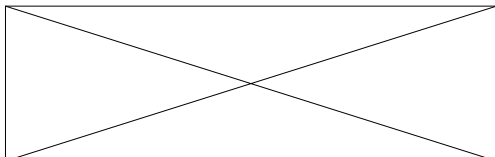


用环路固有频率 ω_n 和阻尼系数 ζ 表示传递函数,常用的三种滤波器环路传递函数为:

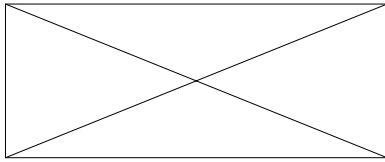
RC积分滤波器传递函数:



无源比例积分滤波器传递函数:



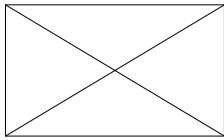
有源比例积分滤波器传递函数:



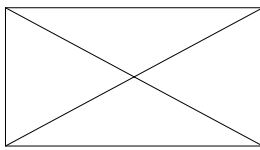
不同滤波器环路参数计算公式为：

1、RC滤波器环路：

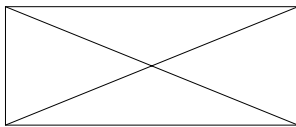
固有频率



阻尼系数

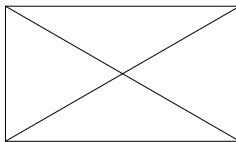


频率响应相位

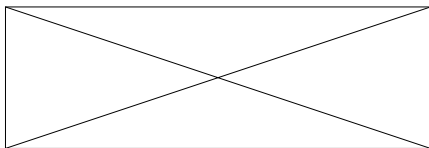


2、无源比例积分滤波器环路：

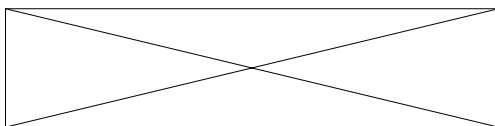
固有频率



阻尼系数

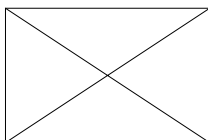


频率响应相位

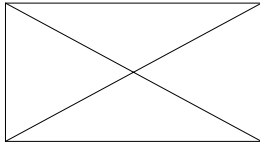


3、有源比例积分滤波器环路

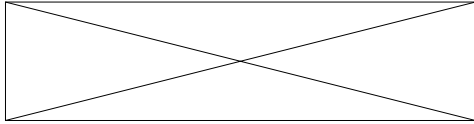
固有频率



阻尼系数



频率响应相位



4.2 环路稳定性

由于锁相环是一种反馈系统，这种系统就存在有不稳定的可能性。假设外来的干扰，使环路的相位偏离了原来的平衡状态，如果干扰消失后，环路仍然恢复到原来的平衡状态，则环路是稳定的，反之，环路是不稳定的。锁相环是一个非线性系统，非线性系统平衡状态的稳定性不仅与系统本身的参数有关，而且与外加干扰强度有关。对于锁相环路，强干扰作用，会使环路失锁，进入“捕捉状态”。所以这里的稳定性，指“同步状态”下弱干扰的稳定性。

判断稳定性的方法常用的有：劳斯-霍尔维茨准则，奈奎斯特准则，伯德准则和根轨迹准则。下面主要介绍伯德准则。

如果锁相环在开环情况下，是稳定的，那么系统闭环后仍然稳定的充分必要条件是：在开环伯德图上，当 $20\lg|H_o(j\omega)| \geq 0$ ， $\angle H_o(j\omega) > -\pi$ 。

如将 $|\log H_o(j\omega_T)|=1$ 所对应的频率 ω_T 称为增益临界频率， $\angle H_o(j\omega_K) > -\pi$ 所对应的频率 ω_K 称为相位临界频率，那么上述条件可改用下面两个式子表示：

$$|\log H_o(j\omega_T)|=1$$

$$\angle H_o(j\omega_K) > -\pi$$

或：

$$\angle H_o(j\omega_K) = -\pi$$

$$|H_o(j\omega_T)| < 1$$

稳定环路和非稳定环路伯德图4.6表示如下：

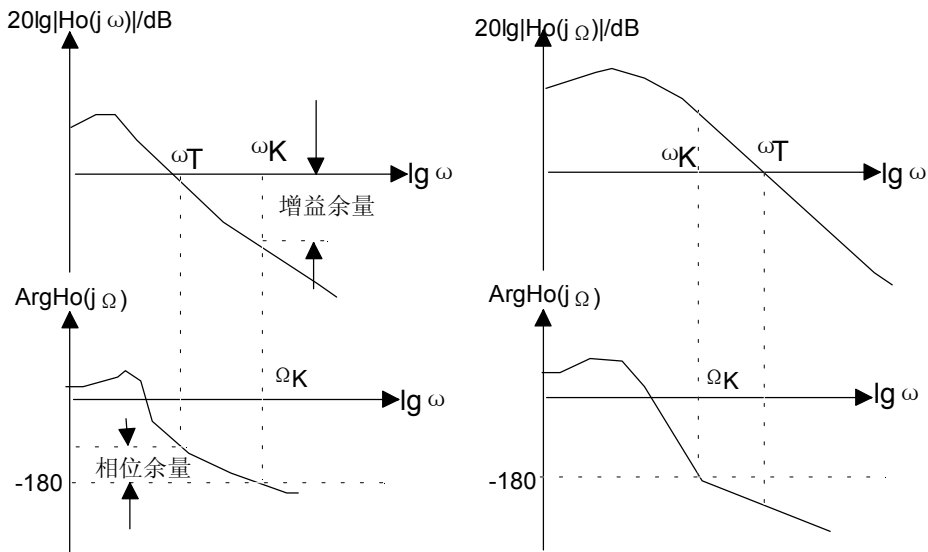


图4.6 稳定环路和非稳定环路德伯图

上图还表明了环路稳定的程度，即稳定余量。稳定余量分别有增益余量和相位余量，

$\angle H_o(j\omega_T)$ 与 $-\pi$ 之间的差值称为相位余量， $|H_o(j\omega_K)|$ 与1之比的分贝数称为增益余量，这两者共同表示了系统稳定的程度。相位余量越大，偏离不稳定工作的条件越远，系统稳定度就越好。

4.3 环路噪声影响

锁相环路在实际应用中不可避免的受到噪声与干扰的影响，根据环路应用场合的不同，噪声与干扰的来源与种类很多，图4.7表示出了几种主要的噪声与干扰来源：

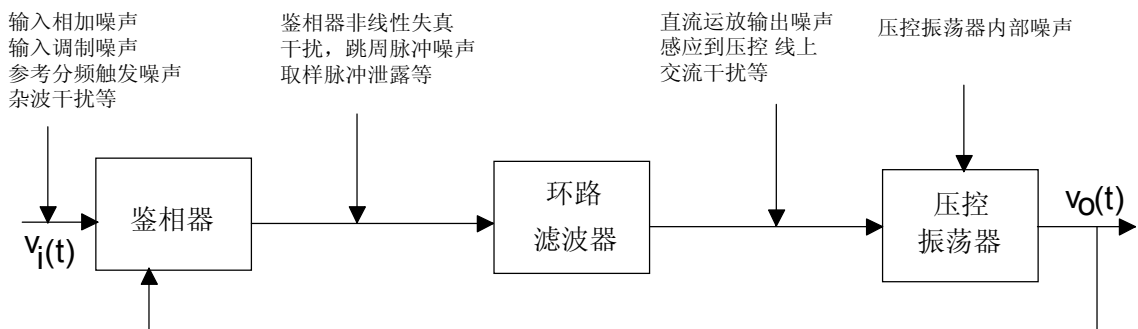


图4.7 锁相环的噪声与干扰来源

4.3.1 锁相环噪声与干扰的主要来源

噪声与干扰的作用于环路，会增加捕获的困难，降低跟踪性能，使输出的相位做随机的抖动。较强的干扰与噪声，将使环路发生跳周，失锁的可能性增大。

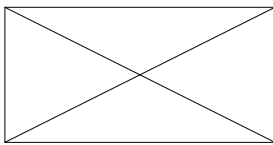
下面主要介绍两种噪声：相加噪声和振荡器内部噪声对环路的影响。

4.3.1.1 环路等效噪声带宽

环路等效噪声带宽定义为：

环路噪声带宽 B_L 反映了环路对输入噪声的滤除能力， B_L 越小，环路滤除噪声的能力就越强。采用不同的滤波器，其闭环传递函数不同，因此算出的等效噪声带宽 B_L 的值也不同，下面给出他们的 B_L 值。

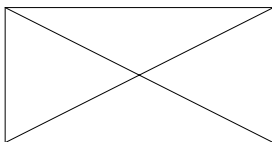
(1) 没有环路滤波器的环路



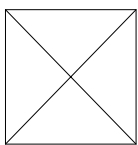
$$K=K_dK_o \text{ (下同)}$$

从上式可看出： B_L 与 K 成正比，若为了改善环路其它性能而增加 K 时， B_L 也随之增大，结果对噪声滤除性能变坏，所以一阶环应用很少。

(2) 采用RC积分滤波器的二阶环

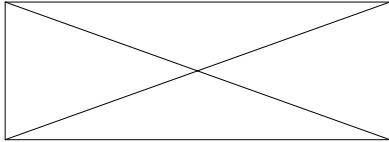


根据 ω 和 ζ 的计算公式， B_L 可表示为：

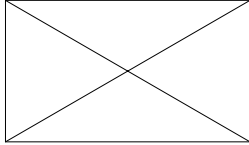


由此可见，当 K 相同时，采用简单的RC积分滤波器的二阶环与一阶环具有相同的等效噪声带宽。

(3) 采用无源比例积分滤波器的二阶环



(4) 采用理想积分滤波器的二阶环



采用理想积分滤波器的二阶环路或一般高增益的二阶环路，其环路噪声带宽 BL 与阻尼系数 ζ 的关系如图4.8所示。

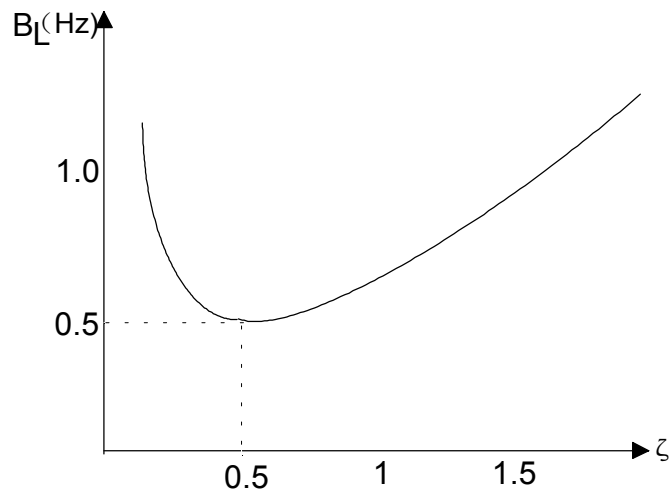


图4.8 BL 与 ζ 关系曲线

在 $\zeta = 0.5$ 处， BL 有一最小值 $B_{Lmin} = \omega n/2$ 。从抑制白噪声的角度来说，选择 $\zeta = 0.5$ 为最佳，但考虑到过度过程不宜太长，则还需加大阻尼。通常取 $0.25 < \zeta < 1$ 的范围。

4.3.1.2 环路跳周

产生跳周的主要原因是相当于在鉴相器输出端出现尖脉冲，此尖脉冲若不能被环路滤波器滤除，加到压控振荡器上，会引起压控振荡器的输出相位发生跳变，当这个突变超过 2π 时，即为跳周。发生跳周就意味着失锁。在噪声的情况下，不存在绝对不失锁的环路，只是几率大小不同。

4.3.1.3 压控振荡器相位噪声

压控振荡器相位噪声主要有闪烁调频噪声；白调频噪声；闪烁调相噪声和白调相噪声。

理论分析证明， ω_n 越大，环路对压控振荡器相位噪声的抑制作用越强。

环路对输入相加噪声的过滤是依靠环路的闭环频率特性 $H(j\omega)$ 完成的，由于 $H(j\omega)$ 具有低通特性，故相加噪声通常有称为低通型相位噪声，环路对压控振荡器内部噪声的过滤是依靠环路的误差频率特性 $H_e(j\omega)$ ，由于 $H_e(j\omega)$ 具有高通特性，故压控振荡器噪声通常又称为高通型相位噪声。

从上面的分析知，为使低通型相位噪声输出小，应尽量减小环路噪声带宽 B_L （或 ω_n ）；反之，为使高通型相位噪声输出小，应尽量加大噪声带宽 B_L （或 ω_n ）。因此对环路带宽提出了矛盾的要求，所以为了保证环路总输出相位噪声最小，对环路噪声带宽应折中考虑。

4.4 模拟锁相环参数一般计算方法

目前使用较多的锁相环路形式为(部分数字锁相环)，图4.9是它的原理框图：

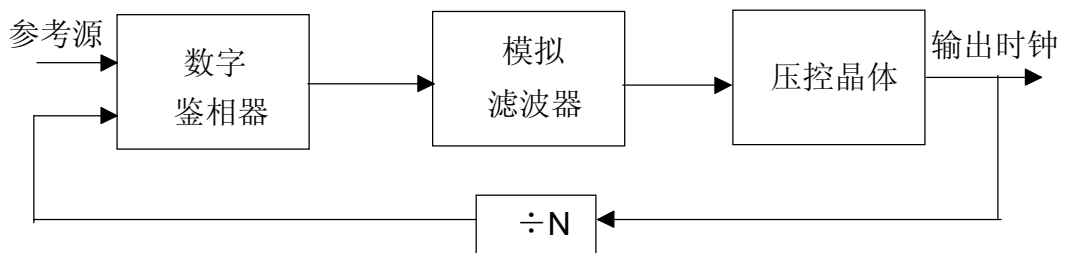


图4.9 常用环路构成

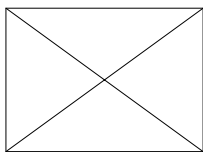
4.4.1 K_0 、 K_d 的计算

一般门数字鉴相器的鉴相灵敏度

$$K_d = \frac{|V_m|}{2\pi}$$

V_m 为鉴相器输出高低电平的差值。

压控振荡器的压控灵敏度：



Δf_{vco} 为压控振荡器输出范围，

ΔV_{vco} 为压控电压范围。

4.4.2 ζ 、 ω_n 参数的选定

ζ 值的大小直接影响环路的瞬态特性。根据前面的公式分析， ζ 值太大，环路的低通滤波性能差， ζ 值太小，瞬态特性有较大的过冲，将使捕捉时间加长，通常选择 $\zeta=0.5\sim 0.707$ 为宜。

ω_n 值的大小同样影响捕捉时间与环路滤波能力，通常在快捕带范围内，捕捉时间约为 $1/\omega_n$ 。

4.4.3 选择环路滤波器电容器C值，计算电阻R1和R2

电容C的容量选择与R1和R2的阻值许可范围有关，而R1和R2的阻值许可范围又同鉴相器输出阻抗、理想放大器的输入与输出阻抗有关。一般R1和R2许可范围为1K到1M欧姆，所以C值可在几千到几万皮法范围内选择。结合前面的计算公式，就可以得到环路参数。

4.5 常用的环路滤波器

实际应用中，环路滤波器多为有源低通滤波器，基本电路如图4.10:

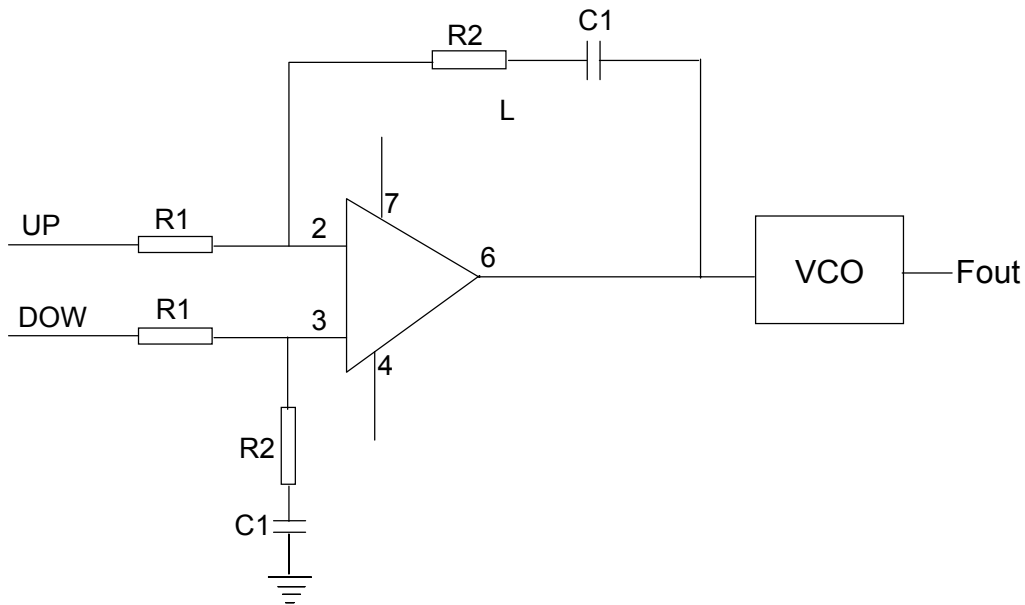
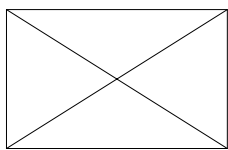


图4.10 基本环路滤波器

为了增加对噪声和干扰的滤波作用，有时要在环路中增加辅助滤波器。环路中辅助滤波器都是低通型的，它可以增强对纹波的基波电压的滤除作用，若增加一节RC辅助滤波器，其电压传递函数为



式中： $\tau_a = R_a C_a = 1/\omega_c$ 为辅助RC低通滤波器的时间常数； ω_c 为辅助滤波器的截止频率。通常根据使辅助RC滤波器对纹波成分有足够的抑制，又能确保环路有 $30^\circ \sim 60^\circ$ 的相位余量来计算 ω_c 。当 $\omega_c > 5\omega_n$ 时，辅助滤波器附加极点对原来二阶环路性能的影响就可以不考虑，仍可按原来二阶环来分析。

辅助滤波器的形式主要有以下几种。

4.5.1 有源滤波附加一节低通滤波器的方法

有两种有源滤波附加一节低通滤波器的方法，分别如图4.11和4.12所示：

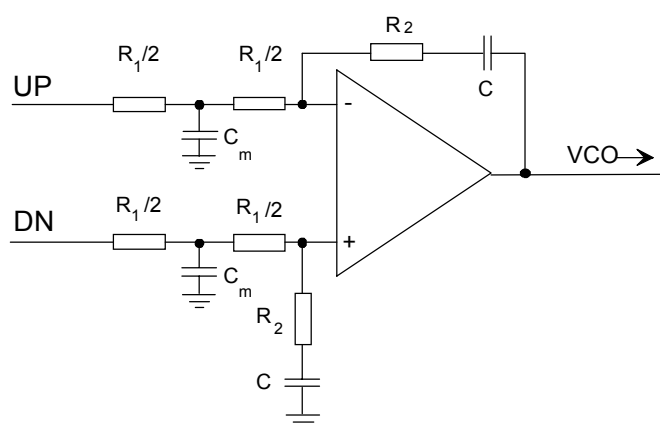


图4.11 有源附加一节低通滤波器 (a)

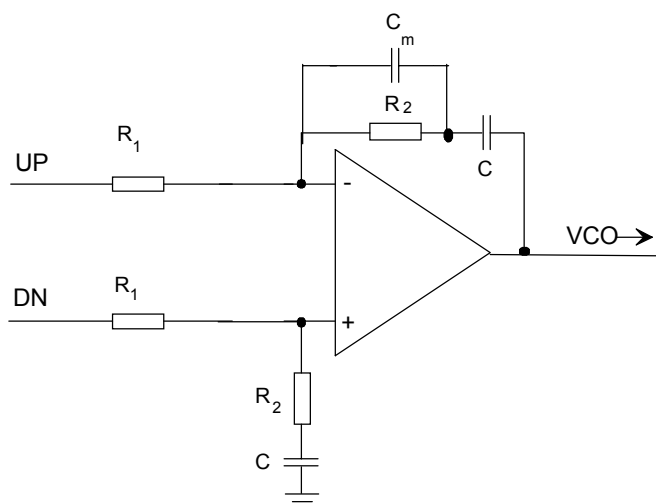


图4.12 有源附加一节低通滤波器 (b)

4.5.2 有源比例积分滤波器附加两节低通滤波器的方法

有源比例积分滤波器附加两节低通滤波器的方法如图4.13所示：

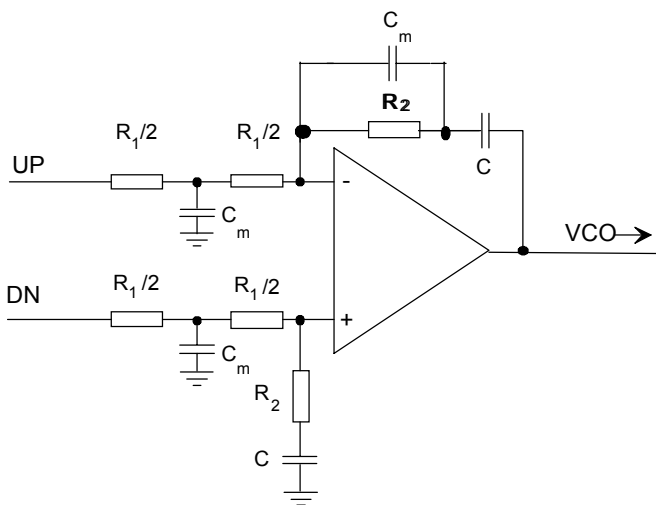


图4.13 附加两节低通滤波器

4.6 集成锁相环简介

目前利用线性集成电路技术，可以方便、经济的把锁相环制成单片形式。单片集成锁相环是将锁相环路的重要部件鉴相器、压控振荡器以及某些特殊的器件，集成在同一芯片上。

4.6.1 集成鉴相器

鉴相器是锁相环路三个最基本的部件之一，用来比较输入信号与压控振荡器输出信号的瞬时相位，产生一个相应于两信号相位差的误差电压输出，在锁相环路中，它完成相位差——电压的变换作用。

在不同用途中，对鉴相器的要求主要有：

- 1、鉴相特性形状；
- 2、鉴相特性斜率和鉴相灵敏度；
- 3、最高工作频率；
- 4、对输入信号的泄漏；
- 5、鉴相器的门限；
- 6、鉴相能力；

鉴相器的具体线路很多，考虑到宜于集成化，单片集成鉴相器主要有：

- 1、相乘鉴相器：包括双平衡差分模拟相乘器和电流比率（线性化）模拟相乘器等；
- 2、门鉴相器：包括或门，异或门，与非门，或非门和异或非门等；
- 3、数字式鉴相器：包括触发器型鉴相器和电压型、电流型数字式鉴相器等。

下面介绍一下常用的鉴相器——门鉴相器。

随着数字锁相环的发展，现在的锁相环路中的鉴相器基本上都是门电路或触发器电路实现的。门电路常见的有或门和异或门；触发器有D触发器，RS触发器等。

现在的鉴相器均有鉴频鉴相功能，其鉴频鉴相特性如图4.14所示。

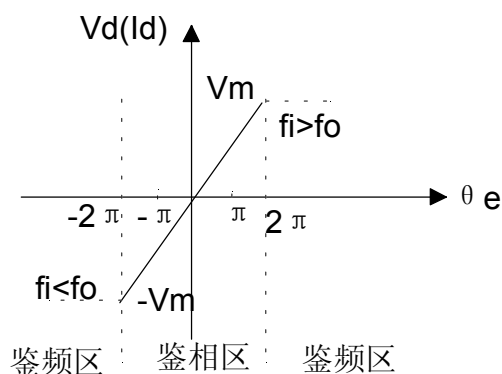


图4.14 鉴频鉴相特性

图4.15是一个典型的鉴频—鉴相电路：

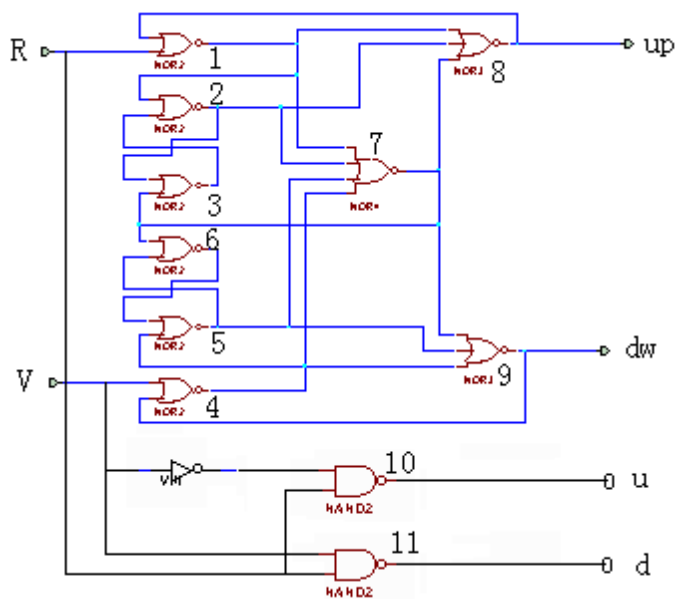


图4.15 典型的鉴频鉴相电路

数字鉴相器I是一个鉴频鉴相器。它由九个TTL与非门组成，2，3门和5，6门分别构成两个R-S触发器，上下两部分电路完全对称。8门或9门输出宽度正比于两鉴相信号相差和频差的开关信号。鉴相器II由两个TTL与非门10，11和一个反向器组成。在环路中，它通常用于正交锁定或锁定指示器。

4.6.2 集成压控振荡器

压控振荡器的作用是完成电压与频率的变换，压控振荡器主要有以下一些指标：

- 1、控制灵敏度：指单位电压引起的频率变化量；
- 2、线性度：指输入控制电压与输出振荡频率的控制特性偏离直线的程度；
- 3、线性范围：指电压—频率控制保持线性的控制电压范围；
- 4、最大频偏：即最大控制电压作用下的最大频偏量；
- 5、最高工作频率；
- 6、频率稳定度：指振荡频率随各种因素（如环境温度、电源电压等）变化的情况，

包含短期稳定性和长期稳定度

- 7、频谱纯度：包括相位噪声与各种杂散；
- 8、调制带宽：指控制电压频率的上限。

目前大量集成的压控振荡器的产品，主要有：

- 1、晶体压控振荡器（VCXO）；
- 2、LC压控振荡器（LCVCO）；
- 3、压控多谐振荡器（VCM）。

晶体振荡器频率稳定度最高，但是它的频率控制范围小，控制特性的线性最差，控制灵敏度也最低。压控多谐振荡器尽管频率稳定度最差，且只能产生方波，但它可控范围最大、线性度最好，控制灵敏度最高。LC压控振荡器的性能介于两者之间。

振荡器特性在手册的振荡器部分已经详细，这里不再赘述。

4.7 锁相环路应用

4.7.1 锁相环路的基本特性

锁相环路处于正常工作状态（“锁定”或“跟踪”）时，它具有如下一些特性：

4.7.1.1 锁定特性

环路对输入的固定频率锁定以后，两信号的频差为零，只有一个很小的稳态剩余相差。由于锁相环路具有可以实现理想的频率锁定这一特性，使它在自动频率控制和频率合成技术等方面获得了广泛的应用。

4.7.1.2 载波跟踪特性

环路能跟踪输入信号频率载波的慢变化，即使输入信号暂时消失，输出信号也能保持对输入信号的锁定。这一特性通常用于对信号的提取和提纯。

4.7.1.3 调制跟踪特性

环路能跟踪输入信号变化（如宽带调频信号的瞬时频率等），所以环路具有调制跟踪特性。

4.7.2 锁相环在通讯中的应用

现代通讯技术广泛的使用锁相环路。主要有：

- 1、解调技术
- 2、调制技术
- 3、稳频技术
- 4、微波技术
- 5、自动调谐跟踪
- 6、锁相式频率合成技术
- 7、数字式锁相解调
- 8、数字式位同步器

【参考书目】

- 1、《集成锁相环路---原理、特性、应用》万心平 张厥盛 编著 人民邮电出版社
- 2、《锁相环路原理与应用》郑继禹 万心平 张厥盛 编著 人民邮电出版社

第5章 **A/D、D/A**转换器设计

5.1 模数（**A/D**）和数模（**D/A**）转换器概述

模数（**A/D**）和数模（**D/A**）转换器在系统中的位置如图5.1所示。

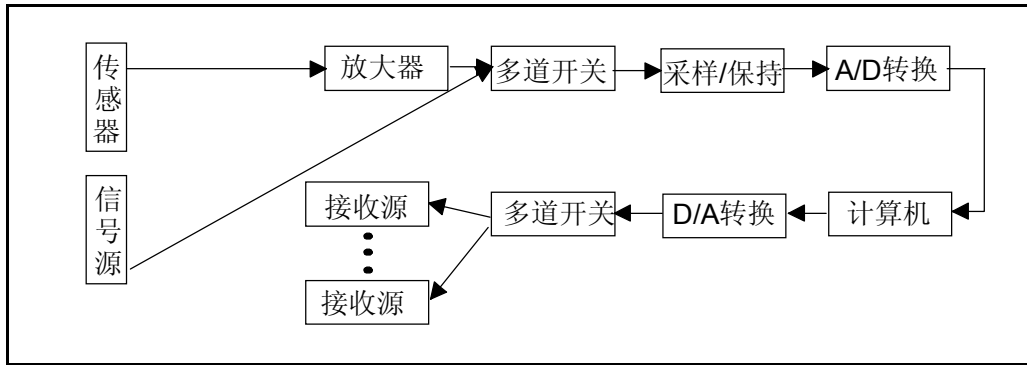


图5.1 A/D和D/A在系统中的位置

图5.1为A/D和D/A在系统中的典型应用示例。多通道模拟开关可以实现多个输入模拟量之间的切换。无论A/D转换器的转换速度有多快，完成一次转换总是要占用一段时间的。这样，为了保证转换器能稳定可靠地工作，往往通过采样开关（或采样保持器），先对连续信号进行采样，即只在转换周期中一段很短时间间隔完成对输入信号的测量。因而采样保持电路实现对连续信号的采集，采样过程要符合采样定理才能恢复出输入的连续信号。为了从采样信号中完全恢复连续信号，采样信号的重复频率至少应为要恢复的连续信号的最高有效频率（包括噪声在内）的2倍，这就是采样定理。经过A/D转换器后变为量化的数字信号进入计算机进行信息提取和处理。将处理过的数字量变成模拟量输出，这就是D/A转换。

5.2 A/D转换器部分

5.2.1 A/D转换器的原理

A/D转换器(模数转换器)是将模拟信号变换成相应的数字信号的装置。

5.2.1.1 双积分式A/D转换器的转换原理

这种转换实际上是一种V/T（电压/时间）的转换。典型的双积分式A/D转换器的基本组成可以用图5.2表示，它的一次转换基本工作原理可以分成三个工作阶段来描述。

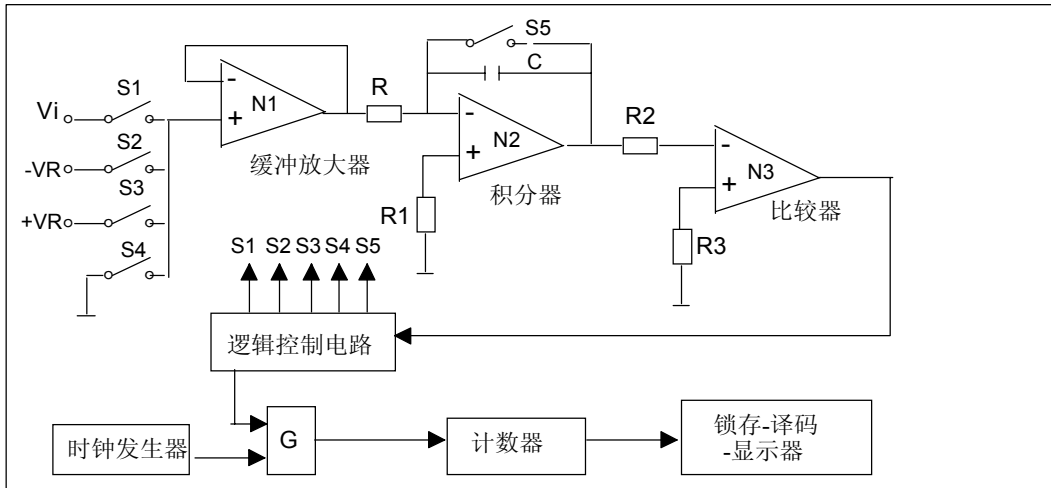


图5.2 双积分式A/D转换器基本组成

第一阶段 T_1 ：模拟开关 S_1 导通，其余各模拟开关断开，此阶段为对输入电压积分采样阶段。通常，在进入此阶段之前，积分器的输出已被复零，所以当输入电压 V_i 为正时，积分器输出向负渐增；当输入电压 V_i 为负时，积分器输出向正渐增。如图5.3所示。

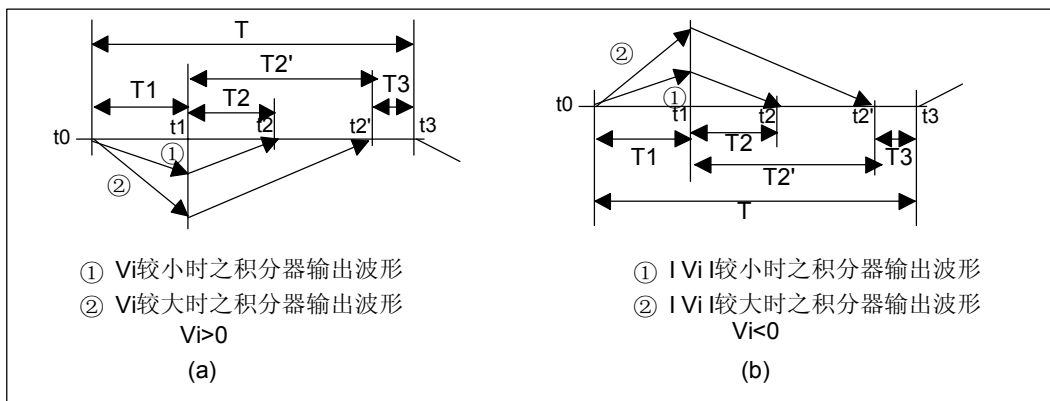


图5.3 积分器输出电压波形图

采样阶段所经历的时间 T_1 ($T_1 = t_1 - t_0$) 是一常数，它常以计数器对时钟脉冲频率 f_{cp} 计数来确定。例如，以计数器从0累计到 N_1 所对应的时间 $N_1 T_{cp} = N_1 / f_{cp}$ 作为 T_1 ，即以计数器从0计到 N_1 所经历的时间作为对输入电压的积分阶段。

在第二阶段 T_2 ($T_2 = t_2 - t_1$)：模拟开关 S_2 或 S_3 导通，其余开关断开，此阶段为对参考电压回积阶段。此阶段所采用的回积电压极性与第一阶段即积分采样阶段相反，由此来决定 S_2 和 S_3 的通断。其目的是把第一阶段累积的电荷在第二阶段回放掉。

根据第一阶段累积的电荷和第二阶段释放的电荷相等，通过计算即可得出如下结论：

$$(V_R T_2 - \underline{V}_i T_1) / (RC) = 0$$

其中 \underline{V}_i 表示 T_1 阶段中 V_i 的积分平均值，若输入电压 V_i 为常值，则 $\underline{V}_i = V_i$ 。

也就是说，电容上的充电电压等于放电电压，即

$$T_2 = T_1 V_i / V_R$$

如果 T_2 也用同一时钟脉冲 f_{cp} 对计数器测量，则在此阶段中计数器所累计的数

$N_2 = T_2 f_{cp}$ ，将此关系和 $N_1 = T_1 f_{cp}$ 一起代入上式，即可得

$$N_2 = N_1 V_i / V_R$$

结果表明，计数器在 T_2 阶段中所累计的时钟脉冲个数 N_2 正比于被测电压在 T_1 阶段中的平均值 V_i 。

第三阶段 T_3 ：模拟开关 S_4 和 S_5 导通，其余断开，此阶段为复零与准备阶段。

5.2.1.2 逐次逼近式A/D转换器

图5.4是逐次逼近式A/D转换器结构框图，一般由电压比较器N1、D/A转换器、控制逻辑、移位寄存器和输出锁存器等组成。它的工作过程是这样的：当出现启动脉冲时，移位寄存器和锁存器全清为零，故D/A输出也为零。当第一个时钟脉冲到达时，最高位移位寄存器被置成1，这时D/A转换器输入为1000000，转换输出电压 E_0 为其满刻度的一半，它与输入电压进行比较，若 $V_i > E_0$ ，则锁存器高位将1锁存（否则不锁存），移位寄存器右移1位，此时输出为11000000，它所转换的电压 E_0 再与输入电压 E_i 进行比较，若 $E_0 < V_i$ ，则锁存器将该位1锁存（否则不锁存），这时移位寄存器又右移1位。上述过程重复进行，直至移位寄存器右移溢出为止，这时右移脉冲就作为A/D转换结束信号EOC，锁存器锁存结果就是A/D转换的结果。如果A/D转换位数为N，则转换时间为N + 1个时钟脉冲。

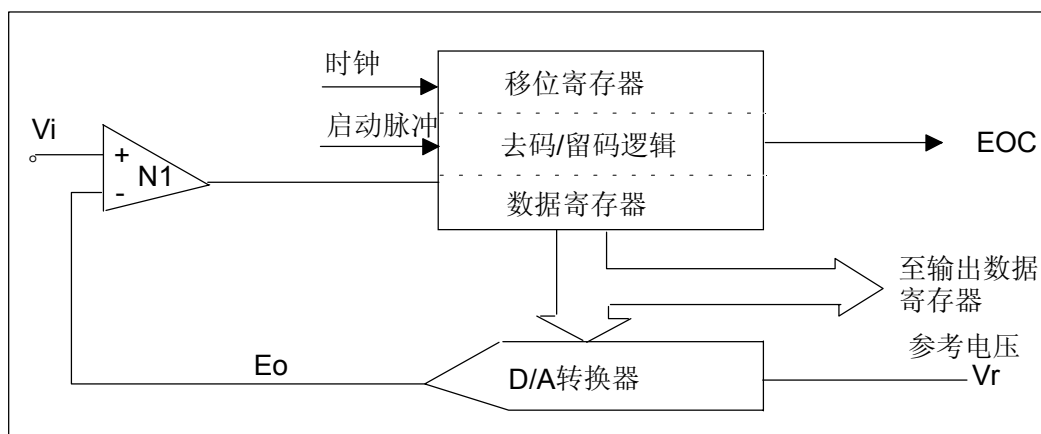


图5.4 逐次逼近式A/D转换器结构图

5.2.1.3 二进制斜坡式A/D转换器

二进制斜坡式A/D转换器的基本电路如图5.5所示。它由D/A转换器、二进制计数器、控制门、比较器和控制逻辑等部分组成。其中，D/A转换器可以是二进制加权电阻网络，也可以是T型R—2R网络（图中为后者），其输出可以是电流，也可以是电压（图中表示为电压输出）。当启动脉冲到来时，二进制计数器清零，门打开，此时输入电压 V_i 和D/A转换器输出进行比较，若 $V_i > E_0$ ，则比较器输出为1时钟脉冲通过门使二进制计数器计数一次；此时计数器和D/A转换器再转换成电压输出， E_0 又和 V_i 比较，若 $V_i > E_0$ ，则时钟脉又通过门使计数器计数一次。此过程一下地持续到DAC输出电压 E_0 等于输入电压 V_i 为止，这时比较器输出相等信号（“0”），关闭计数门，同时送到控制逻辑，使其发出转换结束EOC信号，这时二进制计数器的值就是转换结果。由于此法是DAC产生一个增长的斜坡电压，该电压和输入电压不断比较，故而得名斜坡法，图5.5（b）示出了其转换时间图。

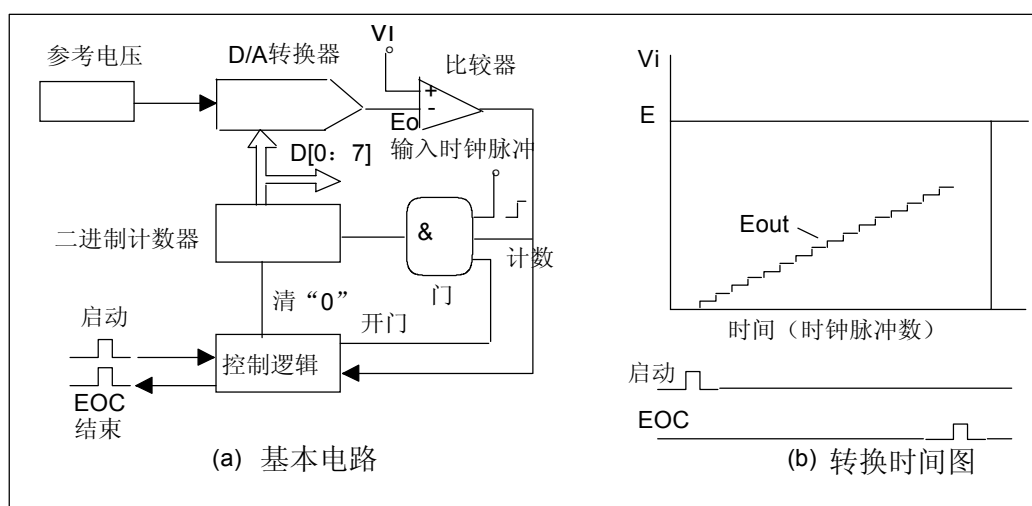


图5.5 二进制斜坡式A/D转换器原理

5.2.1.1 并行比较式A/D转换器

并行比较式A/D转换器电路的基本组成如图5.6所示。这种电路结构， n 位的A/D转换器需要用 $2^n + 1$ 个电阻串联合成分压器，上、下两端两个电阻的阻值为 $R/2$ ，其余 $2^n - 1$ 个电阻的阻值均为 R ，分压器上加参考电压 V_R 。显然，除了上、下两端的两个电阻以外，其余各电阻上电压降均为 $V_R/2^n$ 。也就是说，此分压器把参考电压 V_R 分成了 2^n 个

分层的量化电压，上、下两端的两个电阻各分得半层的量化电压，对应 $1/2\text{LSB}$ 。这样的配置可实现 $1/2\text{LSB}$ 偏置，使量化误差变成 $\pm 1/2\text{LSB}$ 。

对于 n 位的A/D转换器来说，分压器把 V_R 分成 2^n 个相等的电压分层，其中有一层再分成两半，并分布在上、下两端。分压器上除两端之外的各分段点输出电压（自 q 到 b ）分别为： $V_R/(2*2^n)$ 、 $3V_R/(2*2^n)$ 、 $5V_R/(2*2^n)$ 、...、 $(2n+1)V_R/(2*2^n)$ 。这 2^n 个量化的参考电压被同时送到 2^n 个电压比较器 $C_1 \sim C_{2^n}$ ，与输入模拟电压 V_i 进行比较，于是立即可得出 V_i 处于哪一个电压分段。图5.6中采用了段鉴别与门来识别 V_i 属哪一段的电压分层。经过图中所示这种逻辑处理后的段信号，必定只有一个对应的与门输出端为1，因此可用一般的 2^n 线/ n 编码器逻辑电路实现编码逻辑功能，把段信号转换成二进制数码输出。图中位于最上面的0号比较器是用来鉴别过量程用的，当输入 $V_i > V_r$ 时，0号比较器发出“1”信号，标志过量程。

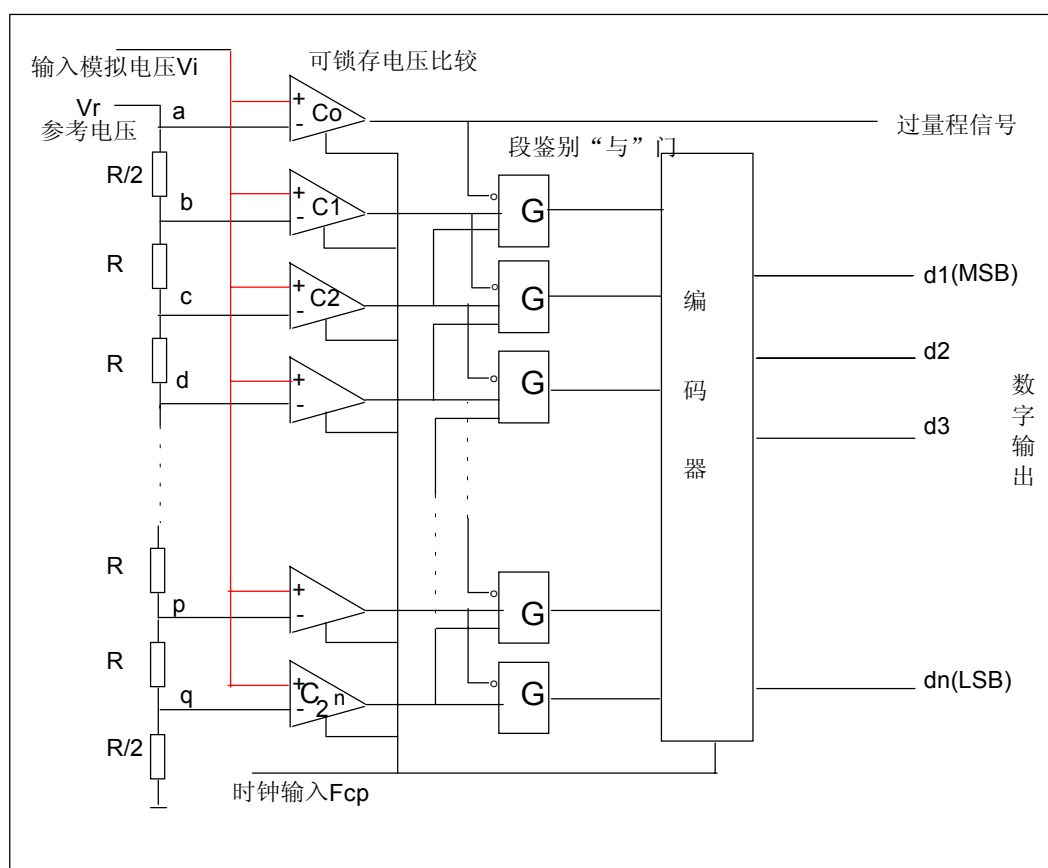


图5.6 n 位并行式A/D转换器电路组成原理

5.2.2 A/D转换器类别及对比

1、双积分式A/D转换器具有转换精度高、灵敏度高、抑制干扰能力强，造价低等优点。其主要缺点是转换速度低。

2、逐次逼近式A/D转换器转换速度较快，转换精度较高。它与双积分式A/D转换器相比抗干扰能力较差，价格也较高。

3、二进制斜坡式A/D转换器与逐次逼近式A/D转换器相比，速度慢得多，目前不常用。

4、并行比较式A/D转换器具有转换速度高的优点。其缺点是组成电路复杂，价格昂贵。

5.2.3 A/D转换器的主要性能指标

5.2.3.1 量化误差与分辨率

A/D转换器的分辨率习惯上以输出二进制的位数或BCD码位数表示。

量化误差和分辨率是统一的。量化误差是由于有限数字对模拟数字进行离散取值（量化）而引起的误差。因此，量化误差理论上为一个单位分辨率，即 $\pm 1/2\text{LSB}$ 。提高分辨率可减少量化误差。

5.2.3.2 转换精度

A/D转换精度反映了一个实际A/D转换器在量化值上与理想A/D转换器进行模/数转换的差值，可表示成绝对误差或相对误差，与一般测试仪表的定义相似。

5.2.3.3 转换时间与转换速率

转换时间被定义为A/D转换器完成一次完整的测量所需要的时间，即从输入端加入信号到输出端出现相应数码的时间。通常，转换速率是转换时间的倒数。

5.2.3.4 电源抑制比

电源抑制比（PSRR）反映A/D转换器对电源电压变化的抑制能力，用改变电源电压使数据发生 $\pm 1\text{LSB}$ 变化时所对应的电源电压变化范围来表示。

5.2.4 A/D转换器选型一般原则

选择A/D转换器时需要考虑的问题有：

（1）A/D转换器应用的系统、输出数据的位数（分辨率）、系统要达到的精度和线性。

（2）输入A/D转换器的输入信号范围、极性、信号的驱动能力。

(3) 对转换器输出的数字代码及其逻辑电平的要求。是否需要带输出锁存或三态门？是否通过计算机接口电路？是用外部时钟、内部时钟还是不用时钟？输出代码需要二进制码，还是BCD码？是串行，还是并行？

(4) 系统是在静态条件下还是在动态条件下工作？带宽要求如何？要求A/D转换器的转换时间为多少？采样速率为多少？是高速应用还是低速应用？

(5) 要求参考电压是内部的还是外加的？是固定的还是可调（或可变）的？

5.3 D/A转换器部分

5.3.1 D/A转换器的原理

5.3.1.1 解码原理

D/A转换的基本原理涉及到代数基本定律，即任意一个非负整数A，总可以用一个t进制数表示为

$$A = a_i t^n + a_{i-1} t^{n-1} + \cdots + a_1 t^1 + a_0 t^0$$

式中，t表示进制数；n表示位数； a_i 表示t进制数代码（ $i = 0, 1, 2, \cdots, n$ ）。显然，上式是一个代数多项式。对于t进制数的一个代码 a_i 一般有 $0 \leq a_i \leq t - 1$ ，因此A为二进制数时 $t = 2$ ， $0 \leq a_i \leq 1$ ，即代码 a_i 非“0”即“1”。

如果将上式中的A看作要转换的模拟量，则可用加权方式来实现，即将上式等号右边数字量位上的代码，按加权成为一个以某一量纲作参考的电压或电流量。

5.3.1.2 权电阻网络D/A转换器

一种工作原理简明的权电阻网络D/A转换电路如图5.7所示。由于运算放大器的虚短作用，权电阻网络的负载电阻可视作零（虚地）。根据反相加法放大器输入电流求和的特性，不难得出输出电压为

$$V_0 = -I_{\Sigma} R_f = -2Vr (a_n 2^{-1} + a_{n-1} 2^{-2} + \cdots + a_1 2^{-n}) / R$$

在实际应用中，一般将 R_f 取成 $R/2$ ，这样上式就可写成

$$V_0 = -Vr (a_n 2^{-1} + a_{n-1} 2^{-2} + \cdots + a_1 2^{-n})$$

由此可见，利用图5.7的电路可实现D/A转换。

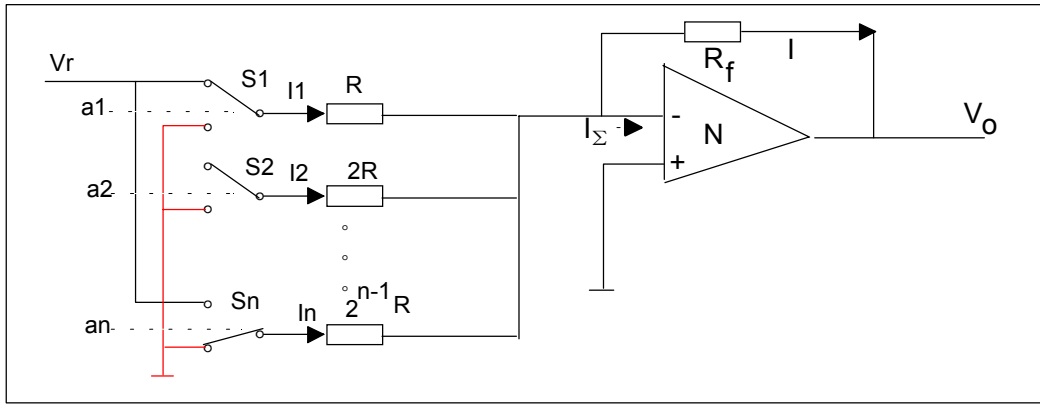


图5.7 权电阻D/A转换电路

5.3.1.3 T型R—2R电阻网络D/A转换器

图5.8所示是一种实用且工作原理简明的T型电阻网络D/A转换电路。在该电路中，仍依靠运算放大器的虚短特性，使R—2R电阻网络的输出以短路方式工作。由图可知，不论各开关处于何种状态，S1~Sn的各点电位均可认为0（虚地或实地）。这样，从右到左观察图中之N、M、…、B、A各点，从各点向右看对地的电阻值均为R；从左到右分析，可得出各路的电流分配，其规律是 $I_R/2$ 、 $I_R/4$ 、…、 $I_R/2^{n-1}$ 、 $I_R/2^n$ ，也满足按权分布的要求。从而可得

$$V_0 = -V_R (a_n 2^{-1} + a_{n-1} 2^{-2} + \dots + a_1 2^{-n}) / R$$

由此可见，利用图5.8的电路也可实现D/A转换。

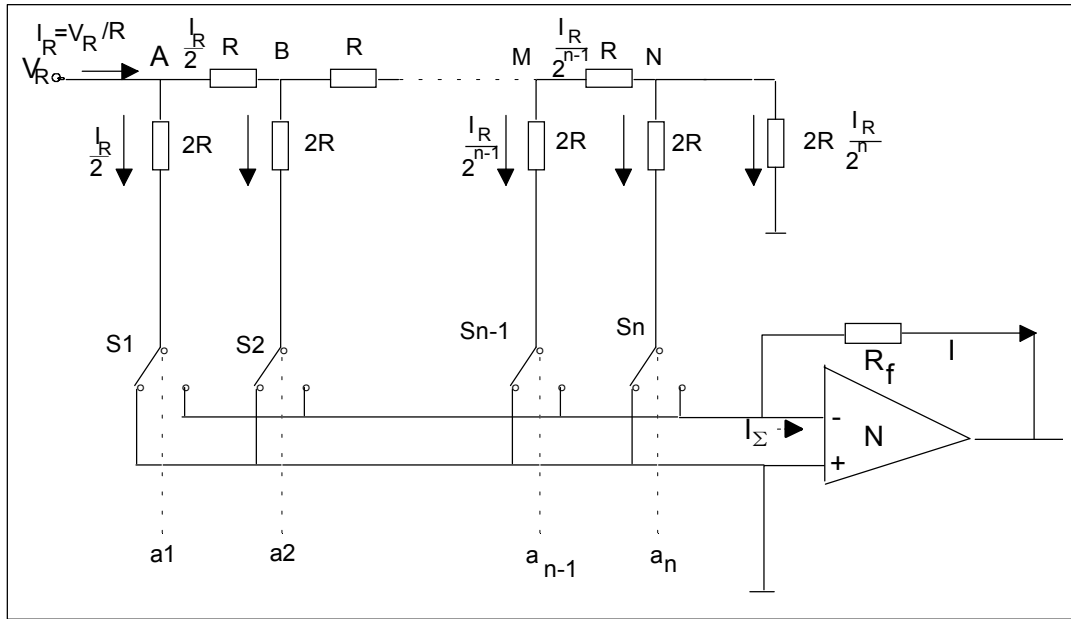


图5.8 T型R—2R电阻网络D/A转换电路

5.3.2 D/A转换器类别及对比

目前集成D/A转换器按其制作工艺划分，目前有双极型和CMOS型两类。电阻网络有采用离子注入或扩散电阻条的，但高精度的D/A转换网络多采用薄膜电阻。高速双极型D/A转换器，目前大多采用不饱和晶体管电流模拟开关，其建立时间（稳定时间）可缩短到数十至数百纳秒。CMOS型D/A转换器中采用CMOS模拟开关及驱动电路，虽然这种电路有制造容易、造价低的优点，但转换速度目前尚不如双极型的高。

5.3.3 D/A转换器的主要性能指标

5.3.3.1 静态参数

1、分辨率

分辨率即输入数字发生单位数码变化时，所对应输出模拟量（电压或电流）的变化量。在实际使用中，表示分辨率高低更常用的方法是采用输入数字量的位数。位数越高分辨率越高。

2、精度

D/A转换器的转换精度与D/A转换集成芯片的结构和接口配置的电路有关。一般说来，不考虑其它D/A转换误差时，D/A转换器的分辨率即为其转换精度。

3、失调误差

失调误差是指数字输入全为0码时，模拟输出值与理论输出值之偏差。对于单极性D/A转换，模拟输出的理想值为0 V；对于双极性D/A转换，此理想值为负域满量程。

4、增益误差

增益误差是指实际转换的增益与理论增益之间的偏差值。在一定温度下，该误差也可以通过外部调整措施实现补偿。

5、温度系数

温度系数是指在规定的温度使用范围内，温度每变化1摄氏度，增益、零点、精度等参数的变化量。

6、馈送误差

馈送误差是指杂散信号通过D/A器件内部电路耦合到输出端而造成的误差。

7、线性误差

D/A转换的理想特征应是线性的，但实际上存在误差，模拟输出偏离理想输出的最大值为线性误差。

5.3.3.2 动态参数

1、建立时间

建立时间 t_s 是描述D/A转换速率快慢的一个重要参数，一般指的是输入数字量变化后，输出模拟量稳定到相应数值范围内所经历的时间。输入数字从全0变到全1（或从全1变到全0）时，建立时间最长，称为满量程变化的建立时间。一般器件手册上给出的都是满量程变化建立时间。

2、尖峰

尖峰是输入数码发生变化时刻产生的瞬时误差。尖峰的持续时间虽然很短（一般为数十纳秒数量级），但幅值可能很大，在有些应用场合必须采取措施加以避免。

5.3.4 D/A转换器选型一般原则

选择D/A转换芯片时，主要考虑芯片的性能、结构及应用特性。在性能上必须满足D/A转换的技术要求；在结构和应用特性上应满足接口方便、外围电路简单、价格低廉等要求。

1、D/A转换器的主要性能指标

所有性能指标在器件手册上都会给出，在选择时主要考虑的是以位数表现的转换精度和转换时间。

2、D/A转换芯片的主要结构特性与应用特性选择

D/A转换器的特性主要表现为芯片内部结构的配置状况。它对D/A转换接口电路设计带来很大影响，主要有：

(1) 数字输入特性。数字输入特性的选择包括接收数码制、数据格式以及逻辑电平等。

(2) 数字输出特性。目前多数D/A转换器件均属电流输出器件，手册上通常给出在规定的输入参考电压及参考电阻下的满码（全1）输出电流，另外还给出最大输出短路电流以及输出电压允许范围。

(3) 锁存特性及转换控制。D/A转换器的这两个特性将直接影响与CPU的接口设计。

(4) 参考源。D/A转换中，参考电压源是唯一影响输出结果的模拟参数。

第6章 滤波器

6.1 概述

滤波器的功能是让指定频段的信号能顺利通过，而对其他频段的信号起衰减作用。其基本含义就是对波的一种过滤。例如在有光放大器的光纤通信系统或者波分复用中，接收端往往会放有光滤波器，其作用就是去除无用光放大器的自发辐射噪声或者其他的光信号成分。当希望检测的光信号经过光检测器转换成的电信号后，这个电信号中往往仍然含有对我们的光通信系统不利的频率成分，例如往往混有光检测器和放大器的散粒噪声以及波形畸变产生的其他不利的频率成分，需要靠滤波器来把这些成分去除，同时通过不同的滤波特性可以对信号起到整形的作用，最后再进入判决电路。

本文主要介绍电信号的滤波，电信号的滤波器中又分为信号选择滤波器和EMI滤波器，本文重点介绍信号选择滤波器。

滤波器以按不同的分类方法进行分类：按组成电路的元件的不同，滤波器可以分成RC、RLC、LC、晶体滤波器、陶瓷滤波器、机械滤波器等；按是否含又有源器件可以分成有源滤波器和无源滤波器；按允许通过的频率范围，滤波器又可以分为低通、高通、带通和带阻滤波器等；按对信号的响应特性可以分成线性滤波器和非线性滤波器；按截止频率附近幅频特性或相频特性的不同，滤波器又可以分为巴特沃斯(Butterworth)滤波器、切比雪夫(Chebyshev)滤波器、椭圆滤波器、贝塞耳(Bessel)滤波器等。这些滤波器由于均是对模拟信号进行处理，因此又统称为模拟滤波器。

另一大类滤波器是数字滤波器，数字滤波器利用数字计算机的强大计算能力，通过一定的算法实现对信号的滤波。数字滤波器可以实现模拟滤波器的功能，实现低通、高通、带通和带阻滤波，以及巴特沃斯(Butterworth)、切比雪夫(Chebyshev)、椭圆、贝塞耳(Bessel)滤波。数字滤波器按实现方法的不同又分为有限冲击响应滤波器和无限冲击响应滤波器。

不论以上滤波器的实现是模拟方式还是数字方式，都属于经典滤波器的范畴。经典滤波器假定信号中 useful 成分和需要去除的成分各自占有不同的频带，当信号通过滤波器可以将有用成分保留而去除其他成分，但是当信号和噪声的频谱相互重叠时，经典滤波器无法将两者区分。

现代滤波器理论研究的主要内容则是从含有噪声的数据记录(又称时间序列)中估计出信号的某些特征或信号本身。一旦信号被估计出，那么估计出的信号将比原信号有高的信

噪比。现代滤波器将信号和噪声都视为随机信号，利用他们的统计特征（例如自相关函数，功率谱等）导出一套最佳的估值算法，然后用硬件或软件实现。其基本特征是利用统计理论来处理滤波问题。

现代滤波器中有维纳(Wiener)滤波器、卡尔曼(Kalman)滤波器、自适应滤波器。

6.2 滤波器的描述及设计

6.2.1 滤波器的描述

滤波器的特性可以用传递函数来描述，传递函数是滤波器输出复振幅与输入复振幅的比值，根据滤波器的传递函数的不同可以将滤波器分成一阶、二阶、高阶滤波器。

传递函数 $T(S)$ 是 S 的实系数的有理函数，即它总可以表示成二个 S 的实系数多项式的比。其一般形式为：

$$T(S) = (a_n S^n + a_{n-1} S^{n-1} + a_{n-2} S^{n-2} + \dots + a_1 S + a_0) / (b_m S^m + b_{m-1} S^{m-1} + b_{m-2} S^{m-2} + \dots + b_1 S + b_0)$$

其中： a_n 、 b_m 不等于零，且全部系数均为实数。

如果将其分子和分母多项式进行因式分解，则 $T(S)$ 可以表示为另一种形式，即：

$$T(S) = (a_n (S - z_1)(S - z_2) \dots (S - z_n)) / (b_m (S - p_1)(S - p_2) \dots (S - p_m))$$

其中， z_1 、 z_2 、 \dots 、 z_n 为 $T(S)$ 的零点， p_1 、 p_2 、 \dots 、 p_m 为 $T(S)$ 的极点。

传递函数的零、极点可以标在 S 平面上，称为 $T(S)$ 的零极点图；传递函数的零点(极点)对于实轴呈对称分布。

对于稳定的网络，其传递函数的性质将受到更多的限制，总结如下：

- ◆ 它是 S 的实系数的有理函数；
- ◆ 复数极点和零点必然共轭出现；
- ◆ 它没有 S 右半平面上的极点；
- ◆ 在虚轴上无极点；
- ◆ 其零点位置没有限制。

具有以下形式的传递函数称为双二次函数：

$$T(S)=K(S^2+cS+d)/(S^2+aS+b)$$

任何一个传递函数都可以表示为若干和双二次函数之积的形式。在有源滤波器的设计中，往往是以双二次函数作为基本单元来构成具体的滤波电路。

6.2.2 低通滤波器的设计

滤波器的设计一般要经过三个步骤：

- ◆ 根据实际的需要提出和确定技术指标；
- ◆ 由技术指标设计传递函数；
- ◆ 将设计出的传递函数实现为实际电路。

6.2.2.1 给定技术指标

滤波器的技术指标，一般是从实际需要出发给出的技术要求。一般这个技术指标是对电压衰减特性提出的。例如对与低通滤波器的技术要有：通带截止频率 ω_p ，通带最大衰减 a_{max} ，阻带截止频率 ω_s ，阻带最小衰减 a_{min} 。

6.2.2.2 设计传递函数

由于 $T(S)$ 是 S 的实系数有理函数，从而电压衰减函数 $D(S)=1/T(S)$ 也为 S 的实系数有理函数。因此电压衰减特性 $20\lg|D(j\omega)|$ 是一个以 ω 为变量的连续曲线，只要这个电压衰减曲线是在技术指标容许的范围之中，就认为这个传递函数 $T(S)$ 是符合要求的。有给定的技术指标要求寻求传递函数 $T(S)$ 的过程称为逼近问题(即近似问题)。

传递函数的主要设计步骤为：

1、将给定的电压衰减技术指标进行频率归一化，使电压衰减

$$a(\omega)=20\lg|D(j\omega)|=10\lg|D(j\omega)|^2=10\lg[1+|K(j\omega)|^2]$$

变成形式：

$$a(\Omega)=20\lg|D(j\Omega)|=10\lg|D(j\Omega)|^2=10\lg[1+|K(j\Omega)|^2];$$

2、寻找一个模函数 $|K(j\Omega)|^2$ ，使 $a(\Omega)$ 满足给定的电压衰减技术指标；

3、由 $|K(j\Omega)|^2$ 求得 $|D(j\Omega)|^2$: $|D(j\Omega)|^2=1+|K(j\Omega)|^2$;

4、由 $|D(j\Omega)|^2$ 求出相应的电压衰减函数 $D(S)$;

5、 $T(S)=1/D(S)$ 。

由于 $|K(j\Omega)|$ 函数可以有許多不同的选择,因而产生了多种 $D(S)$ 的设计方法,其中常用的有Butterworth近似、Chebyshev近似、椭圆近似、Bessel近似。

Butterworth近似: Butterworth近似选用的 $|K(j\Omega)|$ 可表示为:

$$|K(j\Omega)|=\varepsilon\Omega^n$$

n 为滤波器的阶数, ε 为常数因子。巴特沃思滤波器在 $\omega=0$ 处有最为平坦的衰减特性,但是其在通带内衰减在 ω 趋于 ω_p 时却增加较快,巴特沃思的时延特性优于切比雪夫滤波器的时延特性。

Chebyshev近似:

Chebyshev近似选用的 $|K(j\Omega)|$ 可以表示为:

$$|K(j\Omega)|^2=\varepsilon^2 C_n^2(\Omega)$$

式中 ε 为实数因子。

椭圆近似:

根据公式 $a(\Omega)=10\lg[1+|K(j\Omega)|^2]$ 可知,当 $|K(j\Omega)|$ 为零时, $a(\Omega)$ 也为零;当 $|K(j\Omega)|$ 为无穷大时, $a(\Omega)$ 也为无穷大。因此 $a(\Omega)$ 和 $|K(j\Omega)|$ 具有相同的零点和极点。

对于巴特沃斯近似,有

$$|K(j\Omega)|^2=\varepsilon^2\Omega^{2n}$$

其零点全部集中在 $\Omega=0$ 处,其极点全部集中在 $\Omega=\infty$ 大处,从而对应的 $a(\Omega)$ 也在 $\Omega=0$ 处为零,在 $\Omega=\infty$ 处为无穷大,即 $a(\Omega)$ 为一个单调上升曲线。

对于切比雪夫近似,有

$$|K(j\Omega)|^2=\varepsilon^2 C_n^2(\Omega)$$

由于其零点分散地分布在通带 $[0,1]$ 区间中且 $|K(j\Omega)|^2$ 呈等幅度的摆动(通带等波动),所以 $a(\Omega)$ 在通带中也具有分散分布的零点且为等波动。但 $|K(j\Omega)|^2$ 的极点全部集中在 $\Omega=\infty$ 处,从而 $a(\Omega)$ 的极点全部集中在无穷大频率处,因此阻带中的 $a(\Omega)$ 为一单调上升的曲线。

在这两种近似中，由于 $|K(j\Omega)|$ 的极点都在 $\Omega=\alpha$ 的频率点处，因而 $a(\Omega)$ 只能逐增加到无穷频率处才增到无穷大，所以在阻带边界频率处的衰减不大。如果要增加附近的衰减，只有提高阶数 n 。但是阶数 n 的增加会耗费更多的元件和产生其它一些问题，因而提高阶数并不是很好的方式。

如果特征函数的模函数 $|K(j\Omega)|$ 所具有的极点能够在阻带中也分散分布，而且在附近的阻带中有合适的极点，则在此处的衰减将会有大大增加。椭圆近似就是依据这种思想提出的。

椭圆近似的特点是在阻带中具有有限的频率处的“衰减极点”，这意味着其电压衰减函数也是一个具有有限的频率极点的有理函数。由于靠近 Ω_s 处的极点 Ω_{p1} 的存在，使 Ω_s 处的电压衰减大为增加。显然，如果没有这个有限频率处的衰减极点， Ω_s 处的电压衰减一定要小得多。这一点意味着对于给定的电压衰减指标要求，椭圆近似所需要的阶数一定要比巴特沃思和切比雪夫近似的阶数要小，因此椭圆近似所需要的元件数最少，最为经济。

Bessel近似：Bessel近似不仅从衰减特性考虑，更主要的是从时延特性考虑去寻求传递函数，力求传输无畸变。无畸变衰减网络的要求的电压衰减函数是一个超越函数，可以用Bessel函数来逼近。Bessel滤波器的特点是在低频段的群时延特性极为平坦。但是当频率增大时，其衰减增长不快。

传递函数的实现：对于上一步得出的传递函数 $T(S)$ ，可采用有源元件和无源元件来实现，即将传递函数实现为具体的电路。通过DSP也可以实现传递函数。

6.2.3 设计高通、带通和带阻滤波器的传递函数的一般步骤

- ◆ 将高通、带通和带阻滤波器的技术要求变换成对低通滤波器的技术要求；
- ◆ 按低通滤波器的技术要求设计低通滤波器的传递函数；
- ◆ 将低通滤波器的传递函数变换成高通、带通和带阻的传递函数。

设计过程要经过的两次变换称为频率变换。

6.3 几种典型模拟滤波器

6.3.1 RC滤波电路

RC低通滤波器的基本结构如图6.1所示：

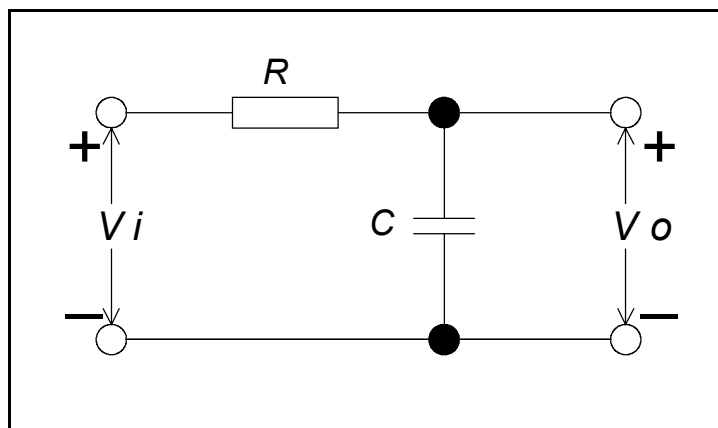


图6.1 RC低通滤波器的基本结构

RC低通滤波器的频率响应曲线，可以通过简单的计算得出。从其幅频曲线和相频曲线主要有如下特征：

1、上限频率 $f=1/(2\pi RC)$ 。上限频率之前幅度变化接近于0dB，之后幅度按斜率-20dB/十倍频。

2、相位从0.1f处的0度滞后后到10f处的90度滞后。

实际的工作中具体选择R、C的值时，不仅要考虑R、C的频率特性，需要将信号源的内部阻抗和负载的阻抗考虑进去。

1、C值的选取：C不能选的太小，否则负载电容对滤波电路的影响很大，一般IC的输入电容往往有1~10pF的输入电容。C值选的太大，则会影响滤波电路的高频特性，因为大电容的高频特性一般都不好。

2、R值的选取：R值过小会加大电源的负载，R值过大则会消耗较多的能量。

RC滤波电路的最大缺陷就是他不仅消耗我们希望抑制的信号能量，而且也消耗我们希望保留的信号能量。另外由于受电容高频特性的限制也不能用在太高频的场合，例如数MHz以上需要用LC滤波器。

将R和C的位置互换可以得到RC高通滤波器，其频率响应与低通滤波器正好相反。

6.3.2 LC滤波电路

LC滤波电路应用较广泛，我们的单板的电源滤波电路多采用LC滤波电路。LC滤波电路可以分成：L型、 π 形、T型、梯形。最简单的K型低通滤波器如图6.2所示：

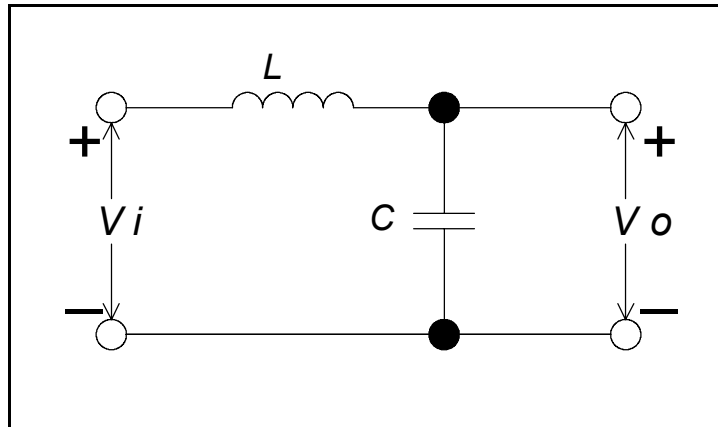


图6.2 简单的K型低通滤波器

L型低通滤波器的频率响应曲线，可以通过简单的计算得出。

L型滤波器的L和C的选取除要象RC滤波器一样注意L和C的频率特性外，还需要注意阻抗匹配问题：当终端阻抗比滤波器特性阻抗小时，Q值小于1，特性曲线呈圆弧状；终端阻抗比滤波器特性阻抗大时，特性曲线产生尖峰。

π 型滤波器和T型滤波器有相同的衰减率，梯形滤波器为多个L型滤波器的串联，具有更高的衰减率。

无源LC滤波电路的灵敏度低，稳定性好。缺点是电感元件体积很大，成本较高，电感元件有时还需要磁屏蔽。

将电感和电容的位置互换可以得到相应的高通滤波器。

6.3.3 有源模拟滤波器

如前所述，滤波器的设计最终需要物理实现，一般可以将复杂的高阶滤波器分解成一阶或二阶的滤波器加以实现。因此必须熟悉一些典型的一阶和二阶滤波器的电路实现方法。在有源模拟滤波器的设计中，运算放大器占有重要的位置。这里主要介绍由运放和一些简单无源器件构成的一阶和二阶有源滤波器。

6.3.3.1 一阶低通滤波器

在RC低通滤波器的输出端加一个电压跟随器，即可以构成一个简单的一阶有源低通滤波器。

如图6.3所示，有

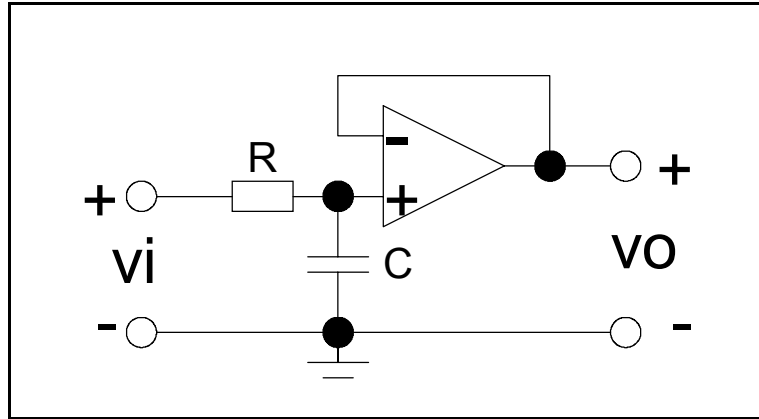


图6.3 简单的一阶有源低通滤波器

如图6.3所示，有

$$V_o(S) = V_i(S) \cdot (1/SC) / (R + 1/SC) = V_i(S) / (1 + SRC);$$

电路的传递函数直接可得： $T(S) = V_o(S) / V_i(S) = 1 / (1 + (S/\omega_p))$

式中 $\omega_p = 1/RC$ ，称为特征角频率。由于传递函数的分母为S的一次幂，称为一阶有源低通滤波器。

其幅频特性和相频特性如图6.4所示：

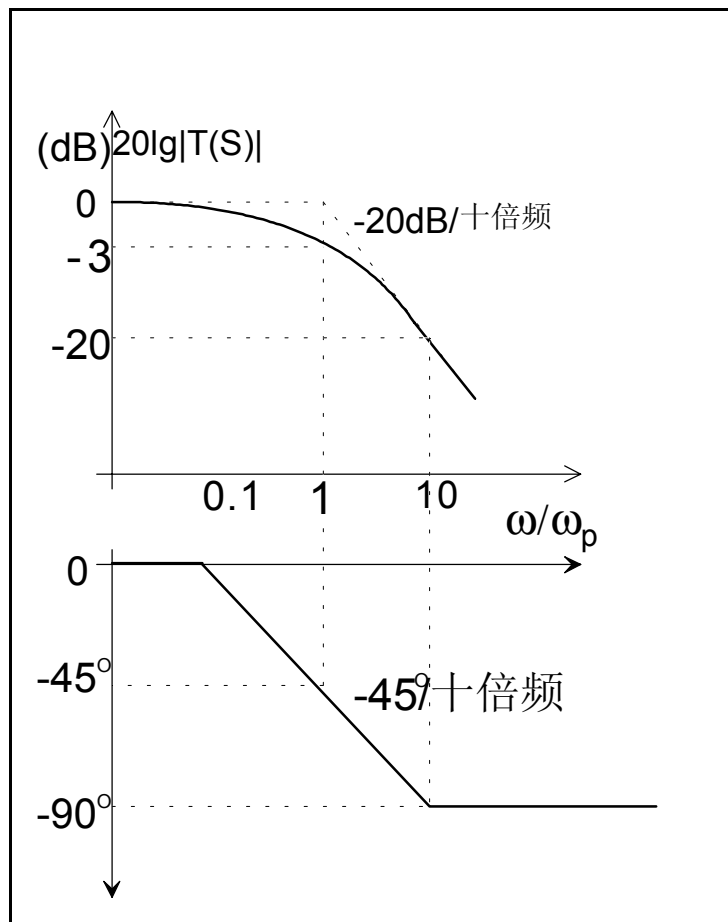


图6.4 一阶低通滤波器的幅频特性和相频特性

其响应与RC无源低通滤波器一样，只是增加了带负载的能力。

6.3.3.2 二阶有源低通滤波器

上面的一阶低通滤波器的衰减斜率为-20dB/十倍频，选择性较差。采用如图6.5的电路则可以得到改进：

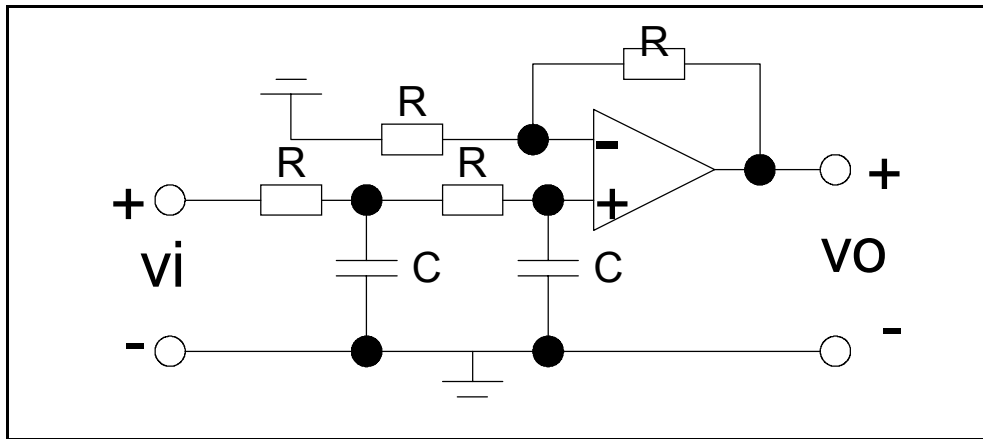


图6.5 二阶低通滤波器

电路的传递函数 $T(S)=V_o/V_i=A_{up}/(1+3SRC+(SCR)^2)$ 为二阶的。

通带截止频率为 $\omega_p=0.37/(R \times C)$ ，从幅频特性的斜率为-40dB/十倍频。

6.3.4 Butterworth低通滤波器

巴特沃思滤波器的幅频特性是单调的，且在通带内比较平坦。高阶巴特沃思滤波器的幅频特性仍然是单调的，且在通带内更为平坦。

如前所述，巴特沃思滤波器的幅频特性一般可表示为：

$$|A_u(\omega)|^2 = A_{up}^2 / (1 + (\omega/\omega_p)^{2n})$$

其幅频特性如图6.6所示：

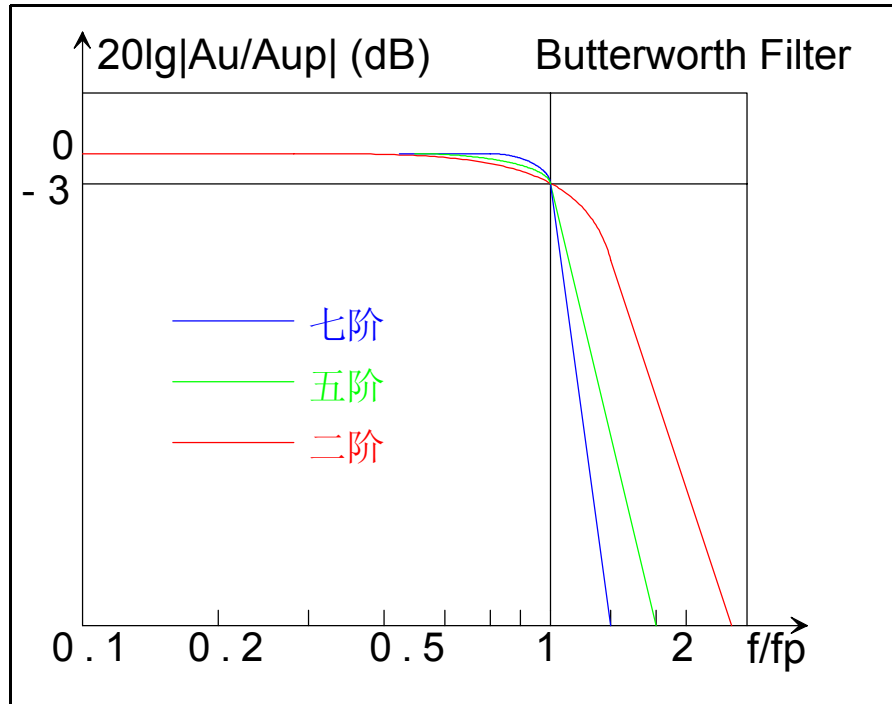


图6.6 巴特沃思滤波器的幅频特性

6.3.5 Chebyshev滤波器

Chebyshev的幅频通带范围内有起伏，但在 $\omega > \omega_p$ 且接近 ω_p 时下降较陡。其幅频特性一般可表示为：

$$|A_u(\omega)|^2 = K^2 A_{up}^2 / (1 + [\epsilon C_n(\omega/\omega_p)]^2)$$

其幅频特性如图6.7所示：

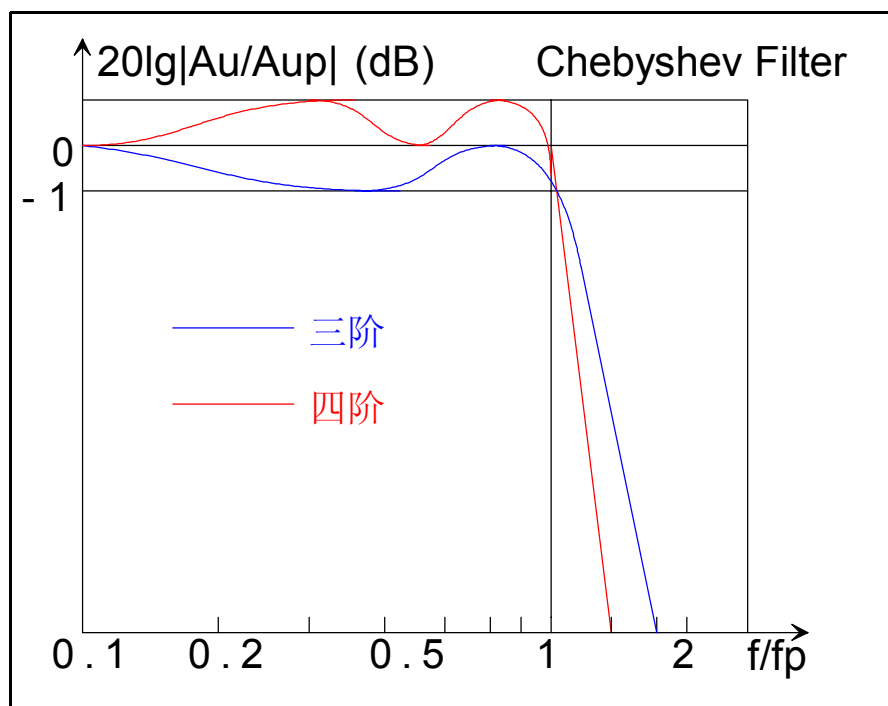


图6.7 Chebyshev滤波器的幅频特性

6.3.6 Bessel滤波器

贝塞尔滤波器的特点是相频特性在一段频率范围内线性度较好，且相移比巴特沃思或切比雪夫的相移小，同时其阶跃响应没有过程现象。

6.3.7 椭圆滤波器

椭圆滤波器由于在阻带内有衰减极点，幅频特性在过渡带内下降比上三种滤波器都快。椭圆滤波器在通带内也有波动。

实际应用中需要根据侧重点的不同选用合适的滤波方式。

6.4 数字滤波器

现在的数字滤波器都可以采用专用的数字信号处理(DSP)芯片实现。用数字滤波器可以实现模拟电路的滤波功能，一般的现代滤波器也都用数字滤波器来实现。

一个滤波系统可以从时域和频域两个不同的角度来描述。对于模拟滤波器而言，其时域描述要用到微分方程，其频域描述要用到拉氏变换。对数字滤波器而言，其时域和频域描述则分别用到差分方程和Z变换。这是由于数字滤波器处理的是离散时间信号，输入和输出信号之间的动态变化增量是有限量，不是无穷小量，不能表示成对时间求导数的微分方程形式，只能用差分方程来描述。

直接解差分方程的问题是比较复杂的，可以用Z变换将其简化成代数方程，即把时域问题转换成Z域问题。为了分析离散时间信号的频谱特性需要用到傅立叶变换，可以通过快速傅立叶变换算法实现。

用数字滤波器实现方法上有两种方法，无限冲击响应(IIR)滤波器和有限冲击响应(FIR)滤波器。FIR滤波器可以实现给定的频率特性直接进行设计，而IIR滤波器目前最常用的方法是利用已经成熟的模拟滤波器的设计方法来进行设计。用数字滤波器可以实现Butterworth滤波器、Chebyshev滤波器、Bessel滤波器、椭圆滤波器，也可以实现模拟的高通、带通及带阻滤波器。

现代滤波器处理的是随机信号，随机信号无法用确切的数学公式来描述，也不能确切的加以预测，只能用统计的方法来研究。随机信号可以分为平稳随机信号和非平稳随机信号。

由于待测信号和附加噪声都是随机的，我们不可能采用经典滤波器的方法来得到有用信号，而只能根据随机信号的测量数据和所掌握的信号与附加噪声的统计特性，对随机信号的过去、当前或未来值作出尽可能接近真值的估计。这就是随机信号的统计滤波。

根据统计估计理论，统计估计可以分为平滑(Smoothing)、滤波(filtering)和预测(prediction)三种情况。平滑是指根据过去和当前的测量数据对信号在过去某时刻的值作出估计。滤波是指根据过去和当前的测量数据对信号的当前值作出估计。由于滤波所掌握的信息少于平滑，其难度要大于平滑。预测是指根据过去和当前的测量数据对信号的未来值作出估计，预测的难度大于前两者。从严格的统计估计理论的观点来看，平滑、滤波和预测是三个不同的概念。但是，在实际工作中往往把三者都看成是一种广义的滤波。

信号估值理论研究的是如何对混有随机噪声的随机信号或随机信号的参量进行估计，并是估计值尽可能接近真值。由于在实际上我们获得的数据是有限的，只能从有限的的数据中来估计功率谱。功率谱估计是一个十分活跃的研究领域。通过估计信号的功率谱，可以设计出适当的滤波器实现信号的滤波。

维纳滤波器参数是固定的，适用于平稳随机信号；卡尔曼滤波器参数是时变的，适用于非平稳随机信号。但是只有在信号和噪声的统计特性先验已知的情况下，这两种滤波器才能获得最优滤波。但实际情况中常常无法获得这些统计特性或者统计特性是随时间变化的，这时自适应滤波器可以提供很好的滤波性能。

【参考文献】

- 1、《滤波技术》张菝华 林辛编 人民邮电出版社 1994年第1版
- 2、《数字滤波与卡尔曼滤波》蒋志凯 编著 中国科学技术出版社 1993年 第1版
- 3、《电子技术基础(模拟部分)》康华光 主编 高等教育出版社 1988年 第3版
- 4、《模拟电子技术基础》童诗白主编 高等教育出版社 1996年 第2版
- 5、《数字信号处理--理论、算法与实现》胡广书编著 清华大学出版社 1997年 第1版

第7章 负反馈电路

7.1 概述

电子电路理论中的反馈是指将输出量（电压或电流）的一部分或全部，按一定的方式送回到输入回路，来影响输入量（电压或电流）的一种连接方式。电路的输出不仅决定于输入，还决定于输出本身，这就有可能使电路能自动地根据输出本身的情况来调整输出，从而达到改善电路性能的目的。

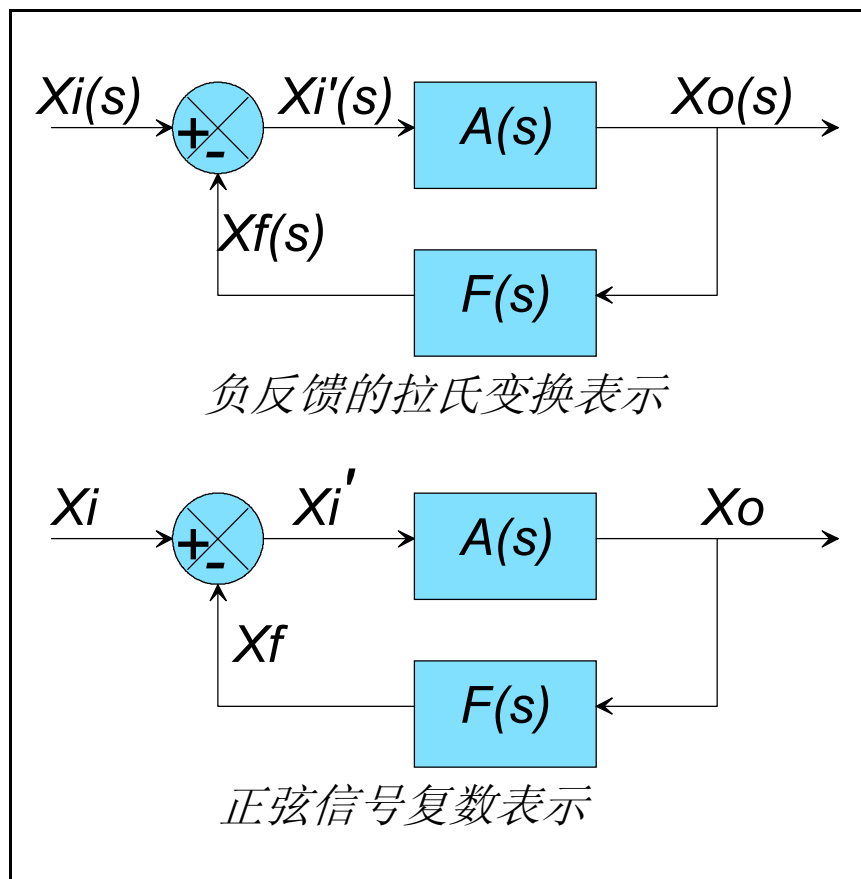


图7.1 负反馈示意图

如图7.1所示，可得到如下基本关系：

$$A_f = A / (1 + AF)$$

接入反馈后，放大电路的放大倍数是不带反馈时放大倍数的 $1/(1+AF)$ ，通常把 $|1+AF|$ 称为反馈深度。

使用这个基本关系式时要特别注意：

这个关系式得出的条件是信号流向只按箭头标示的方向进行，相反的方向不能进行。

实际的开环放大器中，往往存在着内部反馈。同时反馈网络中的无源器件也是双向的，即会把信号由输出端传向输入端，也会把信号由输入端传向输出端。

实际的反馈网络除了起反馈作用以外，也总在开环放大器的输入端和输出端上起着负载的作用。因此在使用以上基本关系式之前需要把这种负载作用提到开环放大器中。

从以上公式可以做出如下分析：

1)当 $|1+AF|>1$ 时， $|A_f|<|A|$ ，当引入负反馈后放大倍数下降。

2)当 $|1+AF|\gg 1$ 时， $|A_f|\sim 1/F$ ，放大电路的反馈系数几乎只决定于反馈网络的反馈系数。反馈网络多是无源网络，反馈系数只与网络中的元件的数值有关，是比较稳定的。 $|A_f|$ 越大，越容易满足上面的条件。一般满足 $|1+AF|>10$ 的负反馈就可以称为深度负反馈。

3)当 $|1+AF|<1$ 时， $|A_f|>|A|$ ，实质上是正反馈。

4)当 $|1+AF|=0$ 时， $|A_f|=\infty$ 。即使没有输入信号，也有输出信号，出现了自激振荡。

7.2 负反馈电路的作用

- 1、提高放大电路的放大倍数的稳定性；
- 2、减小非线性失真；
- 3、抑制噪声；
- 4、扩展频带；
- 5、对输入电阻和输出电阻的影响。

7.3 四种类型负反馈电路的主要特征

7.3.1 电压串联负反馈

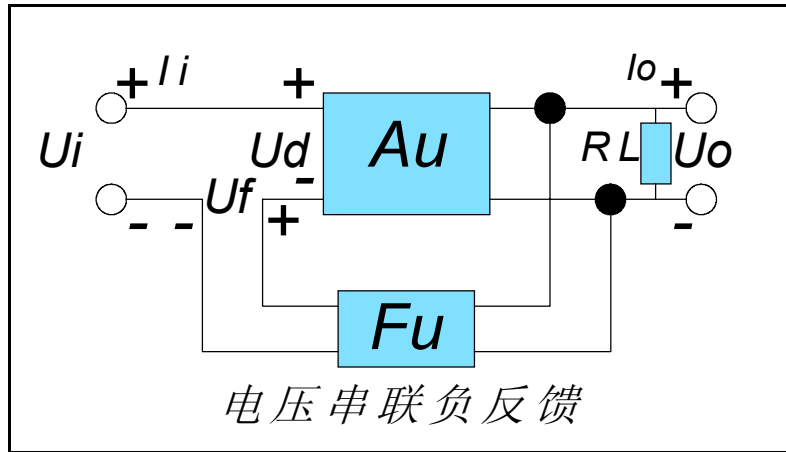


图7.2 电压串联负反馈

电压串联负反馈放大电路的主要性能指标如下：

- ◆ $A_u = U_o / U_d$; $F_u = U_f / U_o$;
- ◆ 负反馈放大器的电压放大倍数 $A_{uf} = A_u / (1 + A_u F_u)$;
- ◆ 负反馈放大器的电流放大倍数 $A_{if} = A_i$;
- ◆ 稳定量 A_{uf} : $(d|A_{uf}| / |A_{uf}|) / (d|A_u| / |A_u|) = 1 / (1 + A_u F_u)$;
- ◆ 负反馈放大器的输入阻抗 $Z_{if} = Z_i (1 + A_u F_u)$;
- ◆ 负反馈放大器的输出阻抗 $Z_{of} = Z_o / (1 + A_{uo} F_u)$ ，电压负反馈能使输出电压比较稳定，意味着输出阻抗的减小。

7.3.2 电流并联负反馈

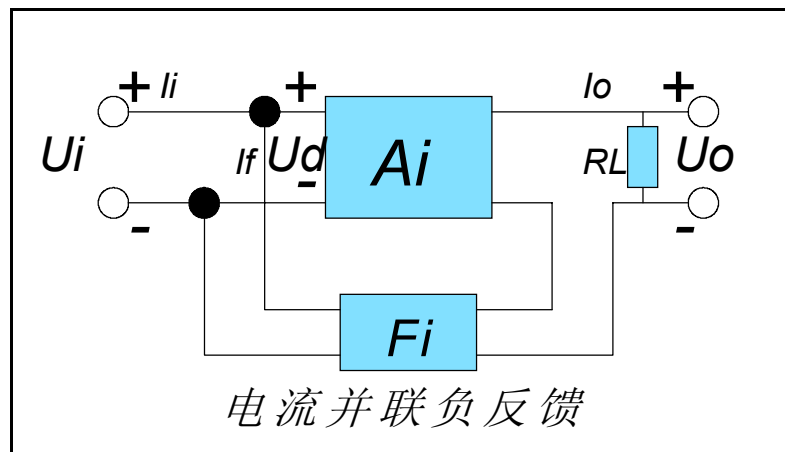


图7.3 电流并联负反馈

电流并联负反馈放大电路的主要性能指标如下：

- ◆ 负反馈放大器的电流放大倍数 $A_{if} = A_i / (1 + A_i F_i)$;
- ◆ 负反馈放大器的电压放大倍数 $A_{uf} = A_u$;
- ◆ 稳定量 A_{if} : $(d|A_{if}|/|A_{if}|) / (d|A_i|/|A_i|) = 1 / (1 + A_i F_i)$;
- ◆ 负反馈放大器的输入阻抗 $Z_{if} = Z_i / (1 + A_i F_i)$;
- ◆ 负反馈放大器的输出阻抗 $Z_{of} = Z_o / (1 + A_{is} F_i)$

7.3.3 电压并联负反馈

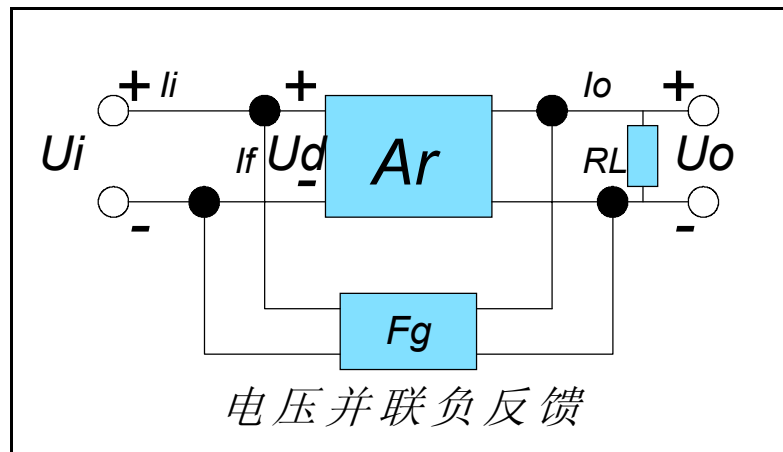


图7.4 电压并联负反馈

电压并联负反馈电路的主要性能指标如下：

- ◆ 负反馈放大器的互阻放大倍数 $A_{rf} = A_i / (1 + A_r F_g)$;
- ◆ 负反馈放大器的电压放大倍数 $A_{uf} = A_u$;
- ◆ 负反馈放大器的电流放大倍数 $A_{if} = A_i / (1 + A_r F_g)$;
- ◆ 稳定量 A_{rf} : $(d|A_{rf}|/|A_{rf}|) / (d|A_r|/|A_r|) = 1 / (1 + A_r F_g)$;
- ◆ 负反馈放大器的输入阻抗 $Z_{if} = Z_i / (1 + A_r F_g)$;
- ◆ 负反馈放大器的输出阻抗 $Z_{of} = Z_o / (1 + A_{ro} F_g)$;

7.3.4 电流串联负反馈

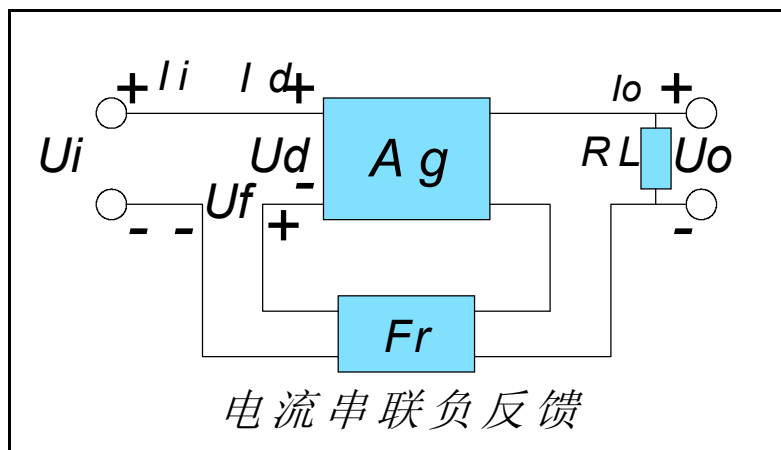


图7.5 电流串联负反馈

电流串联负反馈放大电路的主要性能指标如下：

- ◆ 负反馈放大器的互导放大倍数 $A_{gf} = A_g / (1 + A_g F_r)$;
- ◆ 负反馈放大器的电压放大倍数 $A_{uf} = A_u / (1 + A_g F_r)$;
- ◆ 负反馈放大器的电流放大倍数 $A_{if} = A_i$;
- ◆ 稳定量 A_{gf} : $(d|A_{gf}|/|A_{gf}|) / (d|A_g|/|A_g|) = 1 / (1 + A_g F_r)$;
- ◆ 负反馈放大器的输入阻抗 $Z_{if} = Z_i (1 + A_g F_r)$;
- ◆ 负反馈放大器的输出阻抗 $Z_{of} = Z_o (1 + A_{gs} F_r)$ 。

7.4 反馈电路的定性和定量分析

7.4.1 反馈电路类型的判断

判断电路中是否存在反馈的依据是是否存在反馈通路。

对于四种反馈类型的判断，一般是首先判断是电压反馈还是电流反馈，然后判断是串联比较还是并联比较(反馈信号是电压还是电流)，最后判断是正反馈还是负反馈。

判断是电压反馈还是电流反馈的方法是：将负载 R_L 短路；若此时反馈消失，则为电压反馈；如果将负载 R_L 开路，反馈消失，则为电流反馈。

判断是串联反馈还是并联反馈的方法是：将反馈放大器的输入端短路，此时如果反馈信号作用不到基本放大器的输入端，则为并联反馈；若反馈信号仍能做用到基本放大器的输入端，则为串联反馈。

一般用瞬时极性法判断反馈的极性：首先假定将反馈通路的在反馈通路与输入回路的连接处短开；再假定输入信号瞬时值有一个变化量，然后分析这个变化量经过放大再反馈回来将对原来的输入量产生什么样的影响。若其趋势使输入量变化的趋势得到加强则为正反馈；反之，使输入量变化的趋势受到削弱则为负反馈。

另外反馈还可以分为交流反馈和直流反馈，交流反馈总的说来会影响电路的交流性能，直流反馈影响电路的直流性能。

7.4.2 反馈电路的分析方法

反馈电路的分析方法很多，主要有解析法、方块图法、回路增益法、近似计算法、信号流图法。

解析法：具有反馈的放大电路可以通过电路的电压、电流关系列出一组方程式，通过解方程得到需要的关系。这种方法得到的关系式比较精确。缺点是运算复杂而且各个物理量之间的物理概念不清楚。利用计算机辅助分析的手段可以解决运算复杂的问题。

方块图法：前面已经指出，用基本关系式 $A_f=A/(1+AF)$ 来求反馈放大电路的放大倍数时，要求A只包含正向传递的部分，F只包含反向传递的部分，然而实际电路几乎都很难将两者截然分开。方块图法的思想是首先将反馈电路划分成基本放大器部分和反馈网络部分，然后进行简化，最终实现单向化。这种方法的物理意义清楚。缺点是考虑反馈网络对基本放大电路的影响时，要根据反馈的组态进行，比较烦琐。

回路增益法：如果我们只需要知道 $1+AF$ 的大小，则可以直接求AF的乘积(即回路增益)而不必分别求A和F。方法是在合适的地方(通常是反馈引回的地方)将反馈回路断开，并将断开处的输入阻抗作为F的负载。在断开处加电压或电流，同时另 $U_i=0$ ，即可以得到AF。

近似计算法：在许多情况下，负反馈放大器的反馈满足深度反馈的条件。在这种条件下，可以通过近似简化计算。

7.4.3 近似计算法

在许多情况下，负反馈放大器满足深度负反馈的条件。这种情况下，AF的乘积比1大得多。于是可以对前面提到的四种负反馈放大电路的计算公式进行简化。

- 对于电压串联负反馈电路，有：

$$A_u F_u = (U_o / U_d) * (U_f / U_o) = U_f / U_d \gg 1$$

$$\text{即 } U_f \gg U_d$$

$$\text{则 } U_i = U_d + U_f \sim U_f$$

$$A_{uf} = U_o / U_i \sim U_o / U_f = 1 / F$$

◆ 对于电流并联负反馈电路，有：

$$A_i F_i = (I_o / I_d) * (I_f / I_o) = I_f / I_d \gg 1$$

即 $I_f \gg I_d$

则 $I_i = I_d + I_f \sim I_f$

$$A_{if} = I_o / I_i \sim I_o / I_f = 1 / F_i$$

◆ 对于电压并联负反馈电路，有：

$$A_r F_g = (U_o / I_d) \times (I_f / U_o) = I_f / I_d \gg 1$$

即 $I_f \gg I_d$

则 $I_i = I_d + I_f \sim I_f$

$$A_{rf} = U_o / I_i \sim U_o / I_f = 1 / F_g$$

◆ 对于电流串联负反馈电路，有：

$$A_g F_r = (I_o / U_d) \times (U_f / I_o) = U_f / U_d \gg 1$$

即 $U_f \gg U_d$

则 $U_i = U_d + U_f \sim U_f$

$$A_{gf} = I_o / U_i \sim I_o / U_f = 1 / F_r$$

7.4.4 方块图法

如前面所提到的，方块图法的指导思想是将反馈放大器划分为基本放大器和反馈网络两部分，通过求出基本放大器的放大倍数A和反馈网络的反馈系数F，则可以通过基本关系式算得 A_f 。

负反馈放大器划分为基本放大器和反馈网络的原理和法则：

在找出负反馈放大器的放大器部分和反馈网络部分后，主要的问题是如何将由于反馈网络的存在而导致的对放大器部分的负载效应计入放大器部分形成基本放大器也获得新的反馈网络，这个新的反馈网络已经不包含反向传输。一般的方法是：

求基本放大器的输入电路部分：如果是电压反馈，则令 $U_o=0$ ，即将输出端对地短路；如果是电流反馈，则令 $I_o=0$ ，即将输出回路开路。

求基本放大器的输出电路部分：如果是并联反馈，则令 $U_i=0$ ，即将输入端对地短路；如果是串联反馈，则令 $I_i=0$ ，即将输入回路开路。

经过以上处理获得的基本放大器的输入输出阻抗已经计入了反馈网络的负载效应，基本放大器的方向传输也被忽略；同时反馈网络的正向传输也被忽略，但不改变它的输入端和输出端的负载状态。

划分基本放大器和反馈网络的思路也可以用来计算反馈放大器输入阻抗和输出阻抗。

7.5 负反馈电路的稳定性

7.5.1 自激振荡

虽然增加负反馈放大器的反馈深度可以增加改善放大器的性能，但是反馈太深，却可能导致放大器工作的不稳定。原因是放大器的放大倍数A以及反馈网络的反馈系数F都是有一定的频率特性的，反馈过深可能导致在某些频率范围产生自激振荡。

7.5.2 自激振荡的条件

自激振荡的条件为 $AF=-1$ ，即：

$$|AF|=1$$

$$\arg AF = \pm(2n+1) \times \pi \quad n=0, 1, 2, 3, \dots$$

当相位条件满足之后，只要 $|AF|>1$ ，放大器就会产生自激振荡，其输出幅度逐步增大直至到达放大器的非线性区，形成等幅振荡，此时 $|AF|=1$ 。

为了避免在放大器中产生自激振荡，一般不应该使反馈放大器中的的放大器级数超过三级。当级数超过三级时，就要限制反馈深度，否则需要加入相位补偿网络，以破坏自激条件。

7.5.3 反馈放大器的稳定性判据

可以通过研究环路增益AF的幅频特性和相频特性，即利用它的波特图来判断负反馈放大电路是否产生自激振荡。

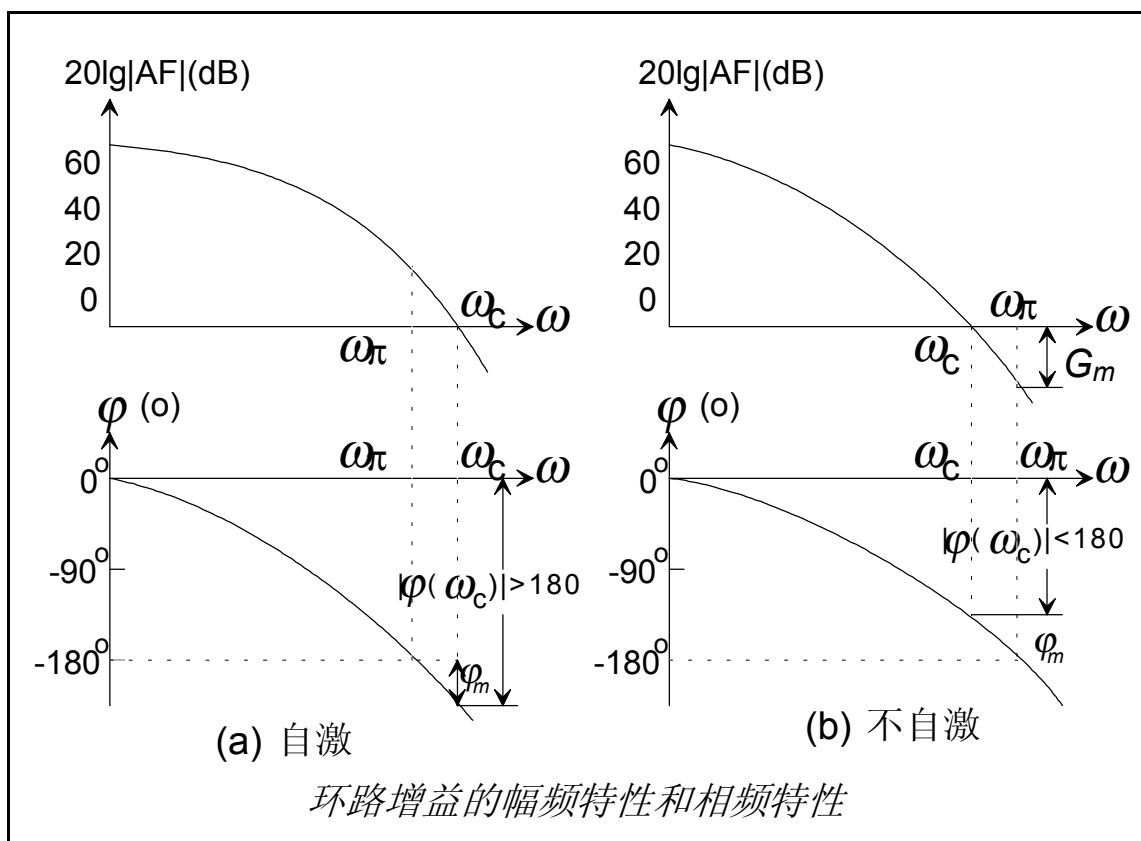


图7.6 环路增益的幅频特性和相频特性

图7.6中 ω_p 为相位交界角频率， $|\angle(\omega_p)|=180^\circ$ ；

ω_c 为增益交界角频率，在此角频率，环路增益 $|AF|=1$ ，即 $20\lg|AF|=0\text{dB}$ 。

对于图7.6(a)，当 $\omega=\omega_\pi$ 时， $20\lg|AF|>0\text{dB}$ ，所以电路产生自激振荡；也可以用 ω_c 判断，当 $\omega=\omega_c$ 时，若 $|\varphi(\omega_c)|\geq 180^\circ$ ，则电路将产生自激振荡。或者说环路增益具有的幅频特性和相频特性是 $\omega_c\geq\omega_\pi$ ，则该电路自激。反之，当 $\omega_c<\omega_\pi$ 时，电路不自激，见图7.6(b)。

7.5.4 反馈放大器的稳定裕度

为了衡量反馈系统稳定性的好坏，引出两个质量指标：

(1)相位裕度 φ_m

当 $\omega=\omega_c$ 时， $|\varphi(\omega_c)|$ 应小于 180° ，放大器才稳定，通常用相位裕度 φ_m 来表示稳定的程度。它定义为

$$\varphi_m=180^\circ-|\varphi(\omega_c)|$$

对于稳定的反馈放大器， $|\varphi(\omega_c)| < 180^\circ$ ，故 $\varphi_m > 0$ ， φ_m 越大表示电路越稳定，通常要求 $\varphi_m \geq 45^\circ$ 。

(2) 增益裕度 G_m

当 $\omega = \omega_\pi$ 时，要求 $20\lg|AF| < 0\text{dB}$ ，放大器才能稳定工作，通常用增益裕度 G_m 来表示稳定的程度，它定义为

$$G_m = 20\lg|AF|_{\omega=\omega_\pi} (\text{dB})$$

显然，对于稳定的放大器， G_m 为负值。 G_m 越负，表示越稳定。通常要求 $G_m \leq -10\text{dB}$ 。

对于大多数情况，反馈网络是由电阻网络组成的，可以直接利用开环增益的幅频特性和相频特性来分析闭环增益的稳定性。在开环增益的幅频特性作出一条 $20\lg(1/|F|)$ 的水平线，与开环增益幅频特性曲线相交，其交点满足 $|AF|=1$ ，这一点所对应的频率即为 ω_c 。

如果这时对应的相频特性 $|\varphi(\omega_c)| < 180^\circ$ ，则放大器不自激；若 $|\varphi(\omega_c)| \geq 180^\circ$ 则自激。

对于深度反馈， $A_f = 1/F$ ，即 $20\lg(1/|F|)$ 近似等于闭环增益(dB)。

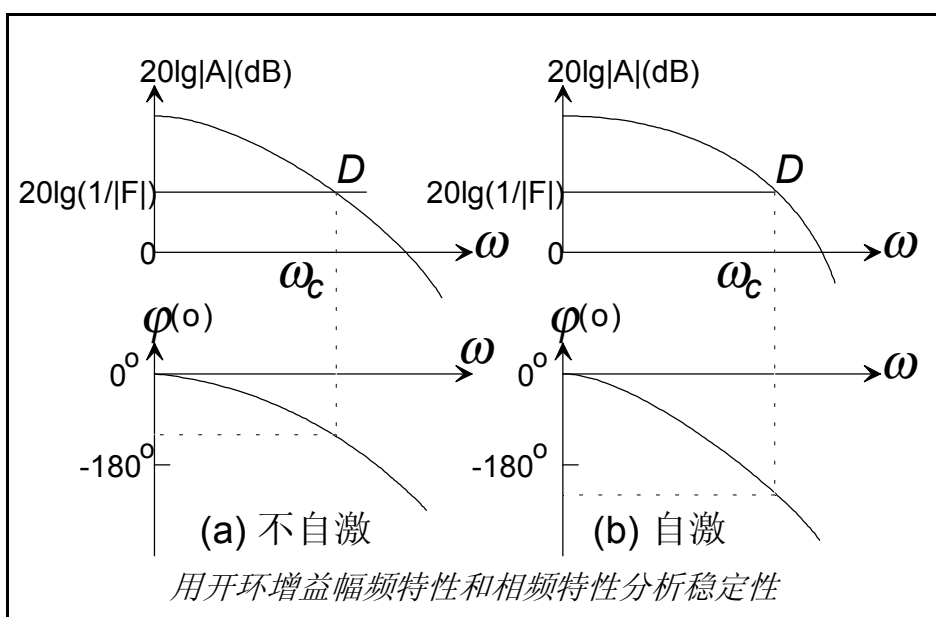


图7.7 开环增益幅频特性和相频特性

7.5.5 常用的消除自激振荡的方法

常用的方法是相位补偿法，就是通过增加一些元件改变电路参数而使频率特性发生变化，破坏自激振荡条件。

相位补偿技术的基本思想就是设法拉开第一个频率极点频率和第二个极点频率之间的频率间隔。也就是加长开环增益函数幅频特性波特图以-20dB/十倍频程速率下降的那一段宽度。如果补偿后开环增益函数幅频特性波特图在0dB以上均以-20dB/十倍频程速率下降，则称为全补偿。

7.5.6 滞后补偿

主极点补偿：这种补偿方法是将一个补偿电容并接到基本放大器中产生第一个极点频率的回路中，把第一个极点频率压低。引入补偿电容后， $f_{p1}' < f_{p1}$ ，而补偿前后 f_{p2} 不变，因此这种方法是以牺牲带宽为代价的。如图7.8所示：

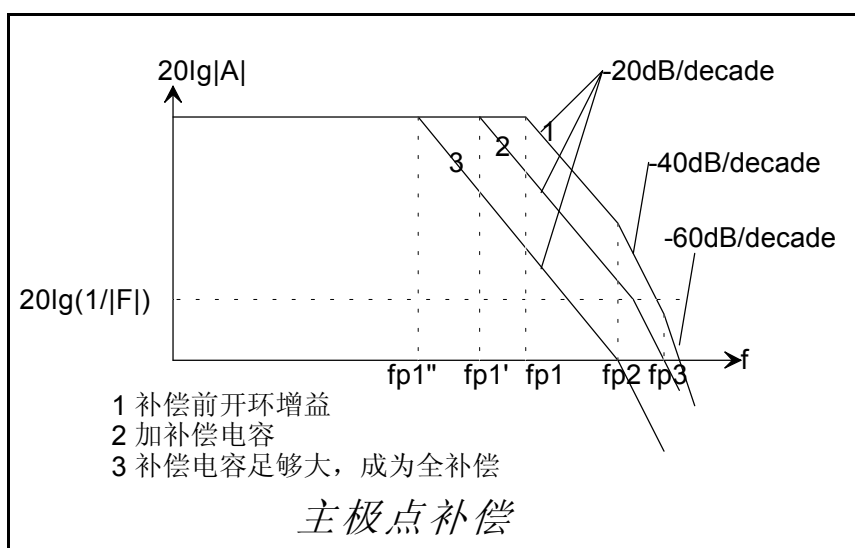


图7.8 主极点补偿

极零点补偿：指导思想是引入一零点频率来抵消第二个极点频率，极零点补偿与主极点补偿的频带相比频带加宽，但是也压低了第一个极点频率。如图7.9所示：

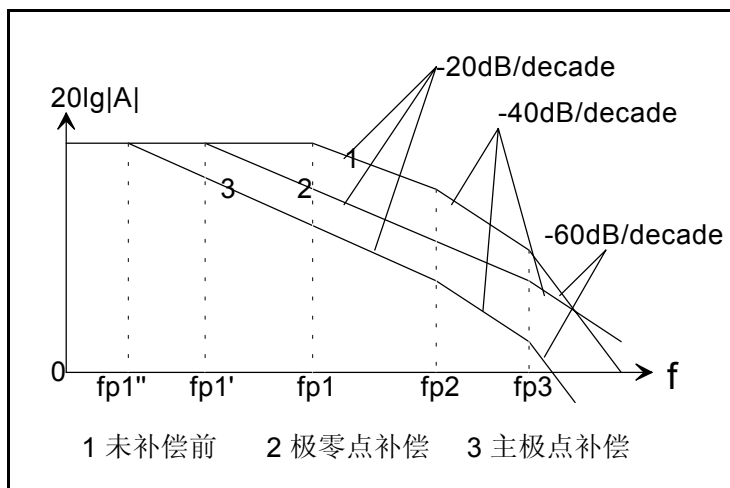


图7.9 极零点补偿

以上两种补偿电路本身的输出相位落后于它的输入相位，故称它们为滞后补偿。它们都压缩了频带，在一些频带要求较宽、速度要求较高的场合不宜采用。

密勒效应补偿：前面两种补偿电路所需要的电容、电阻都会比较大，可以利用密勒效应，将补偿电路跨接在放大电路中，实际所需要的电容就可以大大减小。

7.5.7 超前补偿

这种补偿的思想是引入一个零点来抵消第二个极点，而又不压低第一个极点频率，加长幅频特性波特图以-20dB/十倍频程速率下降的那一段宽度，从而改善稳定性。这种补偿电路本身的输出电压相位超前输入电压，故称超前补偿。

7.5.8 引入负反馈电路的一般原则

- 1、要稳定直流量，应引入直流反馈电路；
- 2、要改善交流性能，应引入交流负反馈；
- 3、在负载变化时，若想使电压稳定，应引入电压负反馈；若想使电流稳定，应引入电流负反馈；
- 4、若想提高电路的输入阻抗，应引入串联负反馈；若想减小电路的输入阻抗，应引入并联负反馈；

【参考文献】

- 1、《模拟电子技术基础》童诗白主编 高等教育出版社 1988年 第2版
- 2、《模拟电子线路基础》傅丰林编 天津科学技术出版社 1992年
- 3、《电子技术基础(模拟部分)》康华光主编 高等教育出版社 1988年 第3版
- 4、《模拟电子技术基础》应巧琴等编 高等教育出版社 1985年 第1版

模拟电路讲义

下册

华为公司传输业务部

第8章负反馈控制回路的稳定性设计方法	5
8.1背景	5
8.1.1简单负反馈放大器介绍	5
8.2负反馈放大器稳定性条件	6
8.3稳定性的波特图分析法	7
第9章功率放大器	10
9.1概述	10
9.2功率放大器的主要性能指标	10
9.2.1输出功率及安全工作条件	10
9.2.2效率 η	10
9.2.3失真	10
9.3功率放大器的分类	11
9.4推挽功率放大器	11
9.4.1乙类推挽功率放大器工作原理	11
9.4.2乙类推挽功率放大器的参数计算	12
9.4.3乙类推挽功率放大器的非线性失真	13
9.4.3.1推挽电路对偶次谐波的抑制	13
9.4.3.2交越失真与工作点的选择	13
9.4.3.3图9.3 交越失真示意图	14
第10章电接口知识	15
10.1电接口应用知识	15
10.2PDH电接口（欧洲、北美）	15
10.3ITU-T G.703中有关常用PDH电接口（T1/E1/E3/T3/E4）	17
10.4电接口设计中应该注意的问题	17
10.4.1灵敏度不高，抗干扰性能差	17
10.4.2反射特性差	17
10.4.3输出口脉冲模板	18
10.4.4抖动特性。	18
10.5常用器件及电路	18
10.5.1原理说明	19
10.5.2均衡器CLC014及其外围电路	20
10.5.3140M/155M收发芯片S3031B及其外围电路	22
10.5.4PCB布线说明	24
第11章电源变换器	25
11.1概述	25
11.2线性稳压电源	25
11.3开关稳压电源	26
11.3.1脉宽调制的几种形式	27
11.3.1.1buck变换器	27
11.3.1.1boost变换器	28
11.3.1.1buck-boost变换器	28
11.3.1.1Cuk变换器	29
11.3.1.1推挽变换器	30
11.3.1.1全桥变换器	30
11.3.1.1半桥变换器	31
11.3.2谐振型变换器	32
11.3.2.1零电流谐振开关	32

11.3.2.1零电压谐振开关	33
11.3.3ZVZCS（零电压零电流开关）PWM DC/DC变换器	34
11.4实际应用举例	43
11.4.1升压电路（LT1173应用于step-up模式）	43
11.4.2负电压产生电路（LT1173应用于step-down模式）	45
第12章光接收电路	48
12.1光接收器件简介	48
12.1.1PIN	48
12.1.2APD	49
12.1.3PIN-FET(PIN-TIA)	51
12.1.4APD-FET(APD-TIA)	51
12.2光接收器的噪声	52
12.3跨阻放大器	54
12.4主放大器	57
12.5均衡电路	57
12.6接收机灵敏度、动态范围	58
12.7时钟数据恢复CDR(Clock & Data Recovery)	58
12.8典型电路	59
12.8.1主放大器	59
12.8.2PON接收电路	61
第13章光发送电路	63
13.1激光器简介	63
13.2驱动电路原理及简介	64
13.2.1LED的驱动电路	64
13.2.2LD驱动电路	65
13.3激光器常用性能指标	67
13.3.1消光比	67
13.3.2色散容限:	68
13.3.3眼图模板	68
第14章直流电源EMI滤波器	69
14.1概述	69
14.2直流电源滤波器的基本结构形式	70
14.2.1基本电路形式	70
14.2.2等效电路	70
14.2.3滤波器的器件	71
14.2.3.1差模电容器	71
14.2.3.2共模电容器	71
14.2.3.3差模电感	71
14.2.3.4共模电感	72
14.2.4插入损耗的计算	72
14.2.5EMI滤波器的端接	74
14.2.6直流电源滤波器的安装	76
14.2.7直流电源滤波器的测试	76
第15章电气结构布局	77
15.1电气结构布局的概念与意义	77
15.2接地	77
15.2.1概述	77

15.2.2 接地的分类	77
15.2.3 接地环路	79
15.2.4 接地设计	79
15.2.5 接地设计的一般原则	80
15.3 搭接	80
15.4 关于接地方面的标准或规范	80
15.5 电源设计	81
15.5.1 电源设计的基本原则	81
15.5.2 低压直流配电系统	81

第8章 负反馈控制回路的稳定性设计方法

8.1 背景

反馈是指将控制系统的输出量通过特定的途径返回到系统输入端，与原始输入量叠加，对系统的净输入量产生影响的过程。从反馈的作用来分，反馈有正反馈、负反馈两种。正反馈，（也可以称为再生），在控制系统中使用不多，它是产生自激振荡的必要条件。负反馈，（也可以称为衰减反馈）虽然会牺牲系统一定程度的控制增益，却可以稳定控制回路的诸多性能，用途比较广泛。在传输产品中的光信号处理端的光功率控制、波长控制、温度控制等部分，都使用了负反馈控制回路，下边将对负反馈放大器的稳定条件作简单分析。

8.1.1 简单负反馈放大器介绍

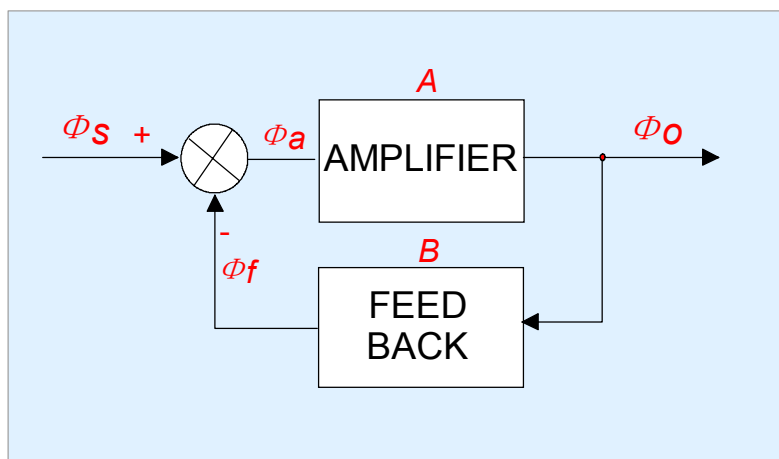


图8.1 负反馈回路基本组态

如图8.1，这是一个最简单的负反馈回路系统组态。图中的 Φ 表示信号，它可以是电压，也可以是电流。来自信号源的控制输入信号 Φ_s 在相加点与由反馈网络反馈回来的系统输出信号 Φ_f 相加,其代数和 Φ_a 送入放大器的输入端。 Φ_a 被放大后成为系统输出信号 Φ_o 。

可见，信号经基本放大器、反馈网络，又一次到输入点相加，组成了一个闭合环路。这里我们称这个环路为反馈环。只有一个环路关系的反馈叫做单环反馈。如果信号的传输只按照图中的箭头方向进行，即从输入端到输出端的正向信号只通过放大器实现，而不通过反馈网络；从输出端到输入端的反馈信号只通过反馈网络而不通过放大器，且反馈网络对放大器而言没有负载作用。这样的反馈环路可以称为理想反馈环。但实际应用中的反馈环路是不可能处于理想状态的，放大器内部的微小泄露反馈、回路间弱耦合等等原因可以破坏理想状态。但这些非理想因素往往比设计值小很多，以及他们往往可以等价折算到理想模型中去，实际的反馈放大器都可以等效成理想反馈环，这对于分析计算来说会比较方便。

实际中的反馈放大器的反馈途径可能不止一个，但都可以用数学方法来化简成单环模型去计算，下边只介绍单环负反馈回路。

在图一中的模型中，相加点处所标的“+”、“-”号表示输入信号与反馈信号的极性相反，因此实际上是相减。即： $|\Phi_o| = |\Phi_s| - |\Phi_f|$ 。现在介绍负反馈放大器的几个概念：

1：闭环增益，当反馈环路闭合时，反馈放大器输出信号与控制输入信号之比： $A_f = \Phi_o / \Phi_s$

2：开环增益，当不存在反馈时放大器输出信号与输入信号之比，用A表示： $A = \Phi_o / \Phi_a$

3：反馈系数，反馈信号与输出信号强度之比。 $B = \Phi_f / \Phi_o$ ，它表示反馈信号的大小。

因： $\Phi_s = \Phi_a + \Phi_f = \Phi_a + B \Phi_o = \Phi_a + AB \Phi_o$ ， $\Phi_a = \Phi_a(1 + AB)$ ，所以他们有如下关系：

$$A_f = A / (A + AB) = 1 / (1 + B)$$

这在环路的计算中可以发挥作用。

8.2 负反馈放大器稳定性条件

请看图8.2:

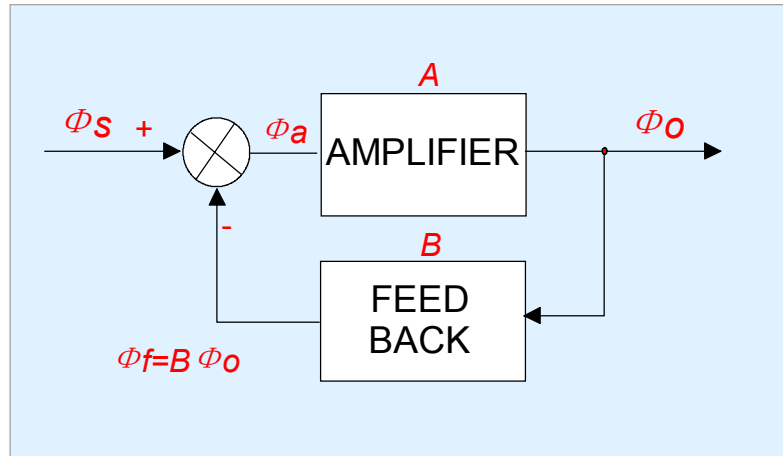


图8.2 反馈放大器

如图8.2示，在实际的电路系统中，开环增益 $A(j\omega)$ 、反馈系数 $B(j\omega)$ 都是频率的函数。且据反馈信号的引入引出方式（电压、电流、并联、串联等）， B 有不同的形式，在环路计算时应使 Φ_s 、 Φ_a 、 Φ_f 折算成相同的量纲。

在环路输入信号 $\Phi_s=0$ 的情况下，如果由于某种瞬时干扰（如电源的波动、热噪声等）使得输出端出现了输出信号 Φ_o ，则经过反馈输入端将会产生 $\Phi_a = -\Phi_f = -B(j\omega)\Phi_o$ 的净输入，这一信号再经过放大器放大将变成：

$$-A(j\omega)B(j\omega)\Phi_o$$

这时若满足 $-A(j\omega)B(j\omega)\Phi_o = \Phi_o$ ，那么虽然环路输入信号为零，但输出信号 Φ_o 却始终存在，显然在这样的条件下回路发生了自激振荡现象。由此可以看出，控制环路发生自激振荡的原因是，在特定频率下，环路满足了如下条件：

$$-A(j\omega)B(j\omega)=1, \text{ 即 } 1+A(j\omega)B(j\omega)=1+T(j\omega)=0$$

这可以成为负反馈回路的自激振荡条件，它可以同时用幅度和相位分别表示为：

条件一： $|T(j\omega)|=|T(j\omega)|=1$ -----幅度条件（闭环增益等于1）

条件二： $\Phi_{T(\omega)} = \pm \pi$ -----相位条件（反馈相移为 ± 180 度）

条件一是指闭环增益等于1，但若闭环增益大于1的时候，自激振荡不但能够维持，且其幅度还将不断增加，直至振荡信号受到器件或电路中非线性器件的动态范围制约，增长才会停止在一定的幅度上，且在这个幅度上，又满足了 $|T(j\omega)|=|T(j\omega)|=1$ ，这是电路的非线性以及有限的动态范围的共同贡献。

由此可以总结出负反馈回路的稳定条件：在任何频率下都满足如下条件：

$$1+T(j\omega)>0$$

或者是：

$$\{ \Phi_{T(\omega)} = \pm \pi \} \text{ AND } \{ |T(j\omega)| < 1 \}$$

不难断定：如果 $T(j\omega)$ 只有一个极点，则环路不可能发生自激，因为一个极点只能提供最大90度的相移，永远无法满足相位条件。若 $T(j\omega)$ 有两个以上极点，那么相移有可能达到180度或180度以上，若同时满足幅度条件，即闭环增益大于等于一，那么环路就有自激的机会。若环路中的极点个数越多，则发生自激振荡的可能越大。

8.3 稳定性的波特图分析法

在实际设计计算中，若 $T(j\omega)$ 表达式的极点个数多于两个，将 $T(j\omega)$ 画成幅频和相频波特图，可以更加直观方便地分析负反馈回路是否稳定，而且可以定量地描述其稳定程度。请看图8.3:

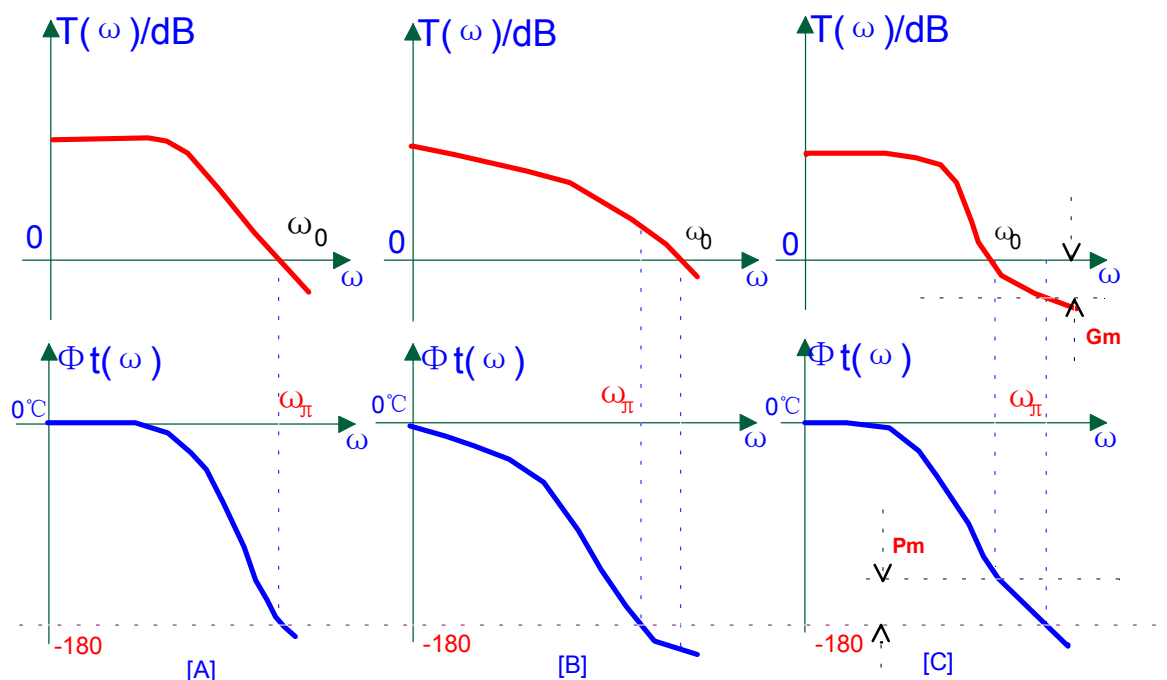


图8.3 幅频和相频波特图

这里将 $T(\omega) = 1$ ，也即闭环增益为0dB时对应的信号角频率称为增益临界频率，以 ω_0 表示；将 $\Phi T(\omega) = -180$ 度时的角频率称为相位临界角频率用 ω_π 表示。图8.3表示了闭环的三种情况。

看图8.3中的[A]部分， $\omega_0 = \omega_\pi$ ，这表明系统的闭环增益不小于1，同时反馈网络的附加相移达到了180度，对于整个反馈环来说，正好满足自激振荡条件，因此环路不稳，会自激。

看图8.3中的[B]部分， $\omega_0 > \omega_\pi$ ，这表明系统的闭环增益大于1，同时反馈网络的附加相移达到了180度，对于整个反馈环来说，满足自激振荡条件，同时自激振荡的幅度会不断增加，直至电路进入限幅或非线性区的“饱和”状态，自然环路也是不稳定的。

看图8.3中的[C]部分， $\omega_0 < \omega_\pi$ ，这表明当随着信号频率的增加，闭环附加相移达到了-180度时，闭环增益早已小于1。这说明自激振荡的条件无法满足，这也就是负反馈系统的稳定条件。

为了定量描述系统的稳定程度，将 $\omega = \omega_\pi$ （即 $\Phi_T = -180$ 度）时的 $T(\omega_\pi)$ 值低于0dB的值定义成为增益余量（Gain margin）以 G_M 表示；

$$G_M = 20 \lg \{ T(\omega_0) \} - 20 \lg \{ T(\omega_\pi) \}$$

将 $T(\omega) = 0$ dB时的环路附加相移 $\Phi_{T(\omega_0)}$ 高于-180度的度数定义成相位裕度（Phase Margin），以 P_m 表示：

$$P_M = \Phi_{T(\omega_0)} + 180 \quad (\text{度})$$

在实际电路设计中， G_m 最好大于10dB， P_M 最好大于45度。若反馈回路的反馈系数 B 与频率无关（电路中无电感、电容等等相移器件），那么闭环附加相移是由放大器中的相移器件引起的，分析放大器的开环相移特性即可得出稳定判据。若 B 与频率有关，则应分析完整的闭环相移特性。

在光模块的控制电路设计中，应尽量采用单回路负反馈组态，在反馈环的各个节点上慎加相移器件，由运放组成的积分器具有高直流增益以及最大90度相移的特点，在高增益控制回路中建议使用，它可以提供较小的控制误差，使被控制量非常稳定。这里附加早期的SS320TH稳定性分析供参考：



oth_analysis.lwp

第9章 功率放大器

9.1 概述

在电子设备中，放大器的末级通常要带动一定的负载。例如，使扬声器发出洪亮的声音，推动电动机旋转，将微弱的无线电信号发射出去等。为了达到以上要求，末级电路不但要求能输出较大幅度的电压，同时还要求输出较大幅度的电流，即要求放大器能向负载输出足够大的功率。这种放大器称为功率放大器。早期的功率放大器多以三极管构成，电路形式变化多样，设计调试也较复杂。随着半导体技术的飞速发展，近年来出现了很多功放集成电路和模块，功能更加完善，指标也更加出众，大大减少了设计、调试电路的工作量。虽然电路的形式大不相同，但都基于相同的原理。

9.2 功率放大器的主要性能指标

9.2.1 输出功率及安全工作条件

为了获得大的输出功率，加在功率晶体管上的电压、电流就很大，晶体管工作在大信号状态下。这样晶体管的安全工作就成为功率放大器的一个重要问题，一般以不超过管子的极限参数（ I_{CM} 、 BV_{CEO} 、 P_{CM} ）为限度。

9.2.2 效率 η

功率放大器输出了较大的功率，同时自身也消耗了一部分能量。放大器输出信号的功率与电源供给功率之比称为放大器的效率，用 η 表示，即

$$\eta = P_O/P_E \times 100\%$$

电源供给功率除了一部分变成有用的信号功率外，剩余部分变为晶体管的管耗 P_C （ $P_C = P_E - P_O$ ）。如果放大器的效率较低，不仅使电源供给功率增加，而且使晶体管管耗增加，甚至使其过热损坏。因此，提高效率也是功率放大器研究的一个重要问题。

9.2.3 失真

功率放大器中信号摆动幅度很大，往往超出晶体管的线性工作区，很小的饱和、截止失真都会带来较大的非线性失真。因此减小非线性失真就成为功率放大器研究的另一个问题。

9.3 功率放大器的分类

功率放大器可以根据工作状态的不同分为以下四种：

(1) 甲类工作状态 在整个工作周期内晶体管的集电极电流始终是流通的，如图9.1 (1) 所示。甲类工作状态又称为A类工作状态。这种状态放大器的效率最低，但非线性失真相对较小。一般用于对失真比较敏感的场所，比如Hi-Fi音响。

(2) 乙类工作状态 晶体管半个周期工作，另半个周期截止，如图9.1 (2) 所示。乙类工作状态又称为B类工作状态。这种放大器一般有两只互补的晶体管推挽工作，效率比甲类功放高，但存在交越失真的问题。一般功率放大器都采用这种形式。

(3) 甲乙类工作状态 它是介于甲类和乙类之间的工作状态，即晶体管工作周期大于一般，如图9.1 (3) 所示。这种功放的特性介于甲类和乙类之间。

(4) 丙类工作状态 在这种状态下，晶体管工作的时间小于半个周期，如图9.1 (4) 所示。丙类工作状态又称为C类工作状态。丙类功放一般用于高频的谐振功放。

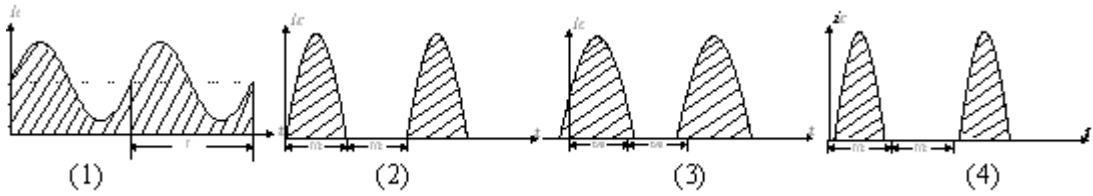


图9.1 放大器的四种工作状态

(5) D类功率放大器 这种放大器中，输入信号先调制为PWM形式，晶体管工作在开关状态，输出端通过LC滤波恢复信号波形。这种功率放大器最大的特点就是效率很高，但是电路较为复杂、高频特性差。主要用于小型化、电池供电以及要求高效率的场合。

9.4 推挽功率放大器

9.4.1 乙类推挽功率放大器工作原理

根据前面的介绍，甲类功率放大器的静态工作电流很大，效率不会超过50%。而乙类推挽功率放大器静态电流为零，这样效率得以提高。但是由图9.1(2)可见，信号波形被削去一半，将产生严重的失真。如果使两只相同的晶体管交替工作，一只工作在信号正半周期，另一只工作在信号负半周期，这样两只晶体管犹如一推一挽，在负载上形成完整的波形。图9.2(a)为推挽放大器的工作原理图，图中Q1为NPN型晶体管，Q2为PNP型晶体管，电路采用正负两组电源供电。无信号时，两管都截止。当输入信号正半周时，Q1导通Q2截止，在负载 R_L 上输出正半周信号；当输入信号为负半周时，Q1截止Q2导通，在负载 R_L 上输出负半周信号。这样在一个周期内，Q1、Q2交替工作，在负载 R_L 上合成一个完整的输出波形，如图9.2(b)所示。

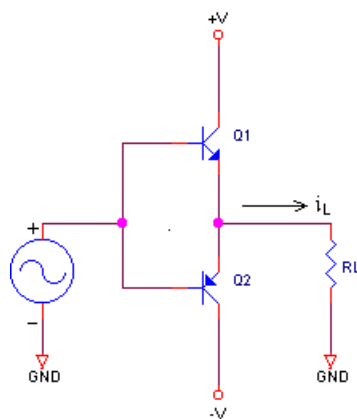


图9.2 (a) 功率放大器的原理图

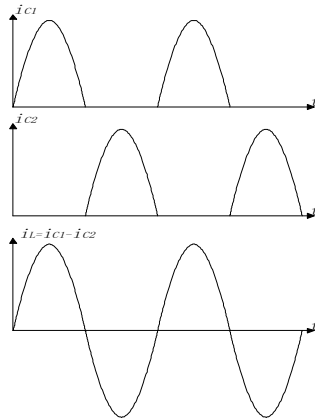


图9.2 (b) 推挽放大器工作状态

9.4.2 乙类推挽功率放大器的参数计算

输出功率 P_O

整个放大器（两个晶体管）的输出功率为：

$$P_O = I_{cm}U_{cem}/2, \text{ 式中 } U_{cem} \text{ 为输出电压, } I_{cm} \text{ 为输出电流。}$$

若不考虑晶体管的饱和压降，则输出功率的最大值为

$$P_{Omax} = V^2/2R_L$$

集电极最大功耗 P_{Cmax}

$$P_{Cmax} = V^2/\pi^2R_L = 2P_{Omax}/\pi^2 = \approx 0.2P_{Omax}$$

此公式可作为用来选择功率管的依据。

集电极效率 η

集电极效率是集电极输出功率与电源供给功率之比，它与晶体管的电压利用系数（晶体管输出电压与电源电压之比）有关，当电压利用系数为1时效率最高，即

$$\eta_{Cmax} = \pi/4 = 78.5\%$$

晶体管的耐压

放大器工作时晶体管EC极可能承受的最大耐压为电源电压的两倍，即要求晶体管的耐压 $BV_{CEO} > 2E_C$ ，这也是选取晶体管的一条依据。

9.4.3 乙类推挽功率放大器的非线性失真

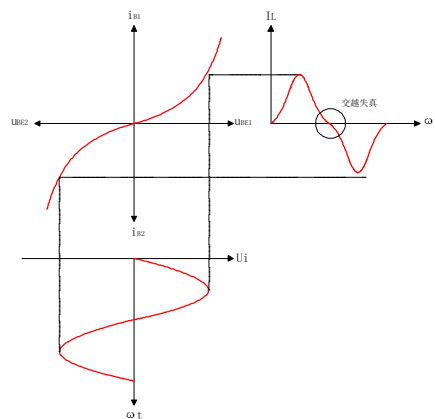
9.4.3.1 推挽电路对偶次谐波的抑制

在理想情况下，若推挽电路的两只晶体管电流、电压波形完全对称，则输出电流中将没有偶次谐波成分，及推挽电路由已知偶次谐波的作用。

实际上由于两管特性总有差异，电路也不可能完全对称，因此输出电流中还会有偶次谐波成分。为了减少非线性失真，应尽量精选配对管子。

9.4.3.2 交越失真与工作点的选择

由于晶体管的输入特性和输出特性，在电流趋于零时，都有一个非线性失真特别严重的区域，所以 i_C 在开始导通的一段时间里增长很慢，当 i_{C1} 与 i_{C2} 相互交替时，(i_{C1} 、 i_{C2})的波形和输入波形相差较大。这种乙类推挽放大器所特有的失真称为交越失真，其原理如图9.3所示。为消除交越失真，可分别给两只晶体管的发射结加很小的正偏压，让两只晶体管在静态时各有一个很小的 I_C 流过。这样，既可以消除交越失真，有不会对效率有很大影响。严格地将，此时晶体管已工作在甲乙类状态，但由于静态偏压较小，所以一般仍称它为乙类放大器，以区别静态电流较大的甲乙类放大器。



9.4.3.3 图9.3 交越失真示意图

第10章 电接口知识

10.1 电接口应用知识

电子设备之间的互连通常有几种方式：铜缆、无线、红外、光纤。同其他几种方式比起来，铜缆是一种性价比较高的方式，因而得到了最普遍应用。驱动电缆的接口可以统称为电接口。譬如，电话双绞线接口RJ-11，以太网物理接口RJ-45，CATV视频接口，串口，各种PDH接口如E1、T1、E3、T3等。

如果按照接口信号分类，电接口实际上有模拟接口和数字接口两大类。模拟接口如电话线（MODEM、ADSL输出到电话线上的信号是数字信号对模拟信号的调制），CATV视频，电缆中的信号是连续的模拟量；数字接口指用不连续的电平值代表逻辑意义上的“0”或“1”，其种类很多，最常见的是串口。

数字信号在电缆中传输，通常采用“基带传输”的方式，即不经过调制的传输方式。由于在单根电缆中传输信号时，接收端采样需要恢复定时，如果基带信号中有太长的连“0”或连“1”，接收端就不能保持与发送端的精确同步。解决办法是信号传输之前要经过编码，电接口信号的编码方式有HDB3、AMI、CMI、B3ZS等等。为提高传输效率，

可以采用多电平编码方式，一般常用的数字信号如E1，采用了二电平方法，抗干扰性能好，信号传输的波特率和比特率是相等的。

编码后的信号频谱相对集中在标称频率附近，但仍具有可观的谱宽。电缆衰减与频率相关，呈现近似的正比例的平方根关系，所以数字信号经过电缆传输之后，脉冲宽度就会被展宽，相邻脉冲之间就会形成码间干扰。这需要通过接收电路的频率补偿技术来解决，一般把带有频率补偿的接收放大电路称为均衡器（Equalizer）。

铜缆会暴露在户外，电磁环境差，易受干扰，接收电路在接地方面要求严格，通常还包含抗雷击的防护部件。由于铜缆很长，还要考虑信号的反射。

由于篇幅关系，我们将重点介绍PDH接口。

10.2 PDH电接口（欧洲、北美）

PDH电接口在欧洲和北美的应用方式是速率不同，欧洲主要系列有E1、E2、E3、E4；北美为DS1、DS2、DS3、DS4NA。北美系列有时简称为T1、T2、T3。ITU-T G.703/704 中对它们有详细的描述。北美系列的接口还可以参见ANSI T1.102-1993 以及GR-253-CORE。图10.1是这两种体系的复用等级。

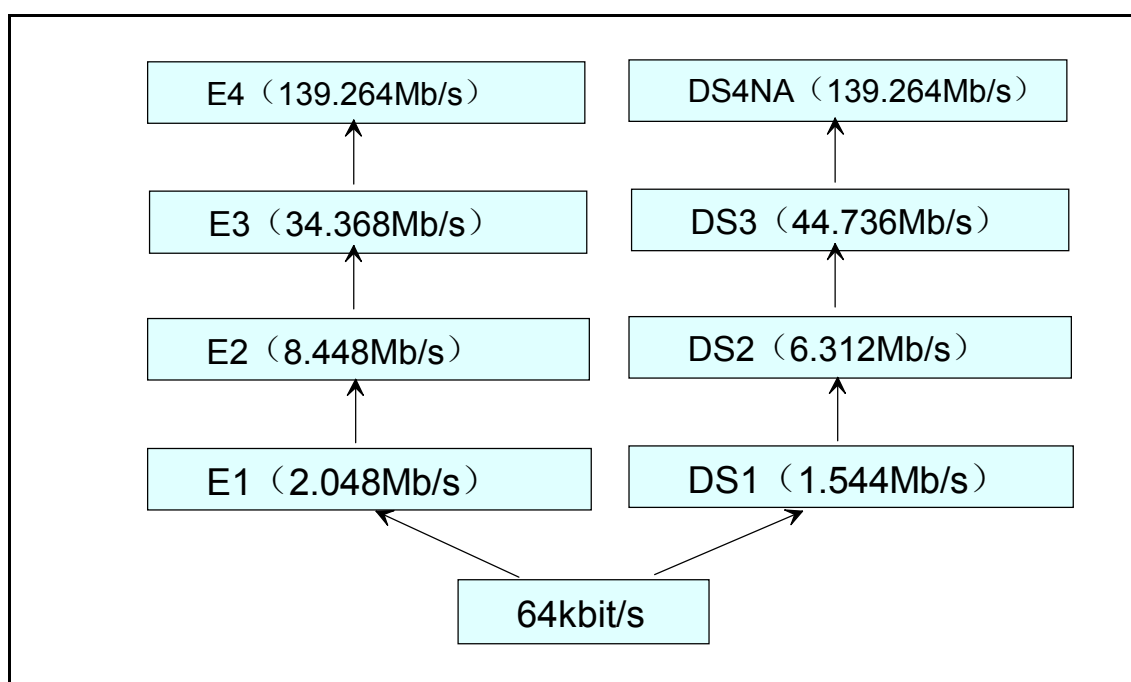


图10.1 两种体系的复用等级

此处，介绍一下E1、T1的由来。程控交换机中的一路话音信号的速率为64kbit/s，将30路话音信号加上两路64kbit/s信号（同步和信令）就合成了一路G.704 E1信号。它的速率为 $64 \times 32 = 2048\text{kbit/s}$ ；

T1信号的结构与E1不同，它由24个话音时隙组成一帧，但是每帧要加上一个比特作为复帧的同步比特。它的速率可以简单求得：

由于话音时隙的帧频率为8000帧/秒，每帧含8个比特。所以一个T1帧的比特数为：

$24 \times 8 + 1 = 193$ 比特/帧，乘以帧频8000帧/秒，就得到T1的比特率为 $193 \times 8000 = 1544\text{ kbit/s}$ 。

欧洲标准和北美标准的区别还体现在测试方法上，欧洲标准测试点在接口的端口，而北美标准是在数字配线架上（DSX），如图10.2所示：

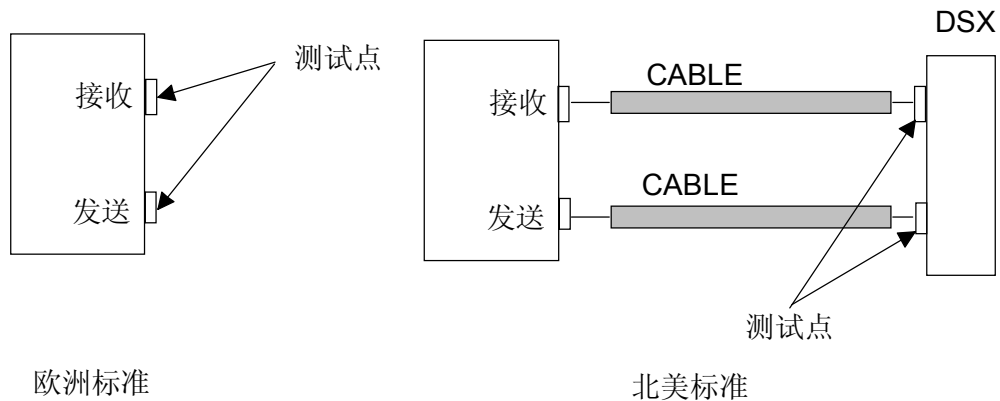


图10.2 两种标准关于测试点的区别

10.3 ITU-T G.703中有关常用PDH电接口（T1/E1/E3/T3/E4）

T1、E1广泛应用于交换设备中的中继接口，一些路由器也采用E1作为组建广域网的接口。E3、T3广泛应用于图象编解码设备。T3接口也常见于路由器中。E4接口使用范围日趋减少，基本已经不再应用。

为保证不同厂家的设备能够对接，G.703中定义了电接口规范中，有如下一些指标：

- 输入口允许衰减（即灵敏度）；
- 输入口允许抖动；
- 输入口允许频偏；
- 输入口反射衰减（北美标准定义为中心频率一半处的阻抗）；
- 输入口抗干扰；
- 输出口抖动；
- 输出口AIS信号速率；
- 输出口脉冲波形；
- 输出AIS功率（北美标准）；

输出口反射衰减（只适用于E4）；

10.4 电接口设计中应该注意的问题

10.4.1 灵敏度不高，抗干扰性能差

这种问题一般出现于输入电路设计中，由于PCB布线不当造成的。实践发现，如果输入端的同轴电缆外导体不接地，灵敏度将会下降，同时抗干扰性能下降。接收电路含有对干扰极其敏感的锁相环和高增益放大器，如果接收电路器件的电源滤波电容数量不足，或者离干扰源太近，也会影响灵敏度。一般要求，接口芯片工作区域要离开高速数字信号，特别要禁止这些高速翻转的信号穿越小信号布线区。

在高密度的场合下，由于收发信号挨在一起，很容易发生串扰，这在布线时要遵守3W原则，即相邻PCB走线的中心线间距要大于PCB线宽的3倍。在插卡设备中，接插件连接的位置，要有许多接地针，提供良好的射频回路。

10.4.2 反射特性差

反射会影响设备的正常工作，反射波和入射波叠加在一起，使得接收电路的输入信号畸变。用反射衰减衡量接口的反射性能。定义如下：

$$R = 20\log|(Z_0 - Z_R)/(Z_0 + Z_R)|$$

其中， Z_0 是传输线在接口处的阻抗，对PDH接口来说，一般是75欧姆， Z_R 是接口的阻抗。如果 Z_R 偏差过大，反射衰减就小，不能满足要求。

反射衰减差的主要原因是PCB上的布线阻抗没有控制在 Z_0 附近。在PCB设计时要区分单端微带线和差分微带线。如果差分线其中的一根线，只有一端接地，依然是差分，如果双端都接地，则变成了单端微带线。

反射衰减通常在高频情况下变差，这是因为带损耗的传输线反射同频率相关，这种情况下，尽量缩短PCB走线就显得异常重要。

在PCB上并联的器件对反射指标影响很大，如一些防护器件。这些器件过大的输入电容对于哪些速率较高的接口将会产生致命的影响。

反射衰减测试时通常采用矢量网络分析仪，使用该仪表时一定要做好校准。

10.4.3 输出口脉冲模板

如果输入口各项指标很好，而输出口指标不佳，那么通信质量依然达不到要求。输出口波形是一个很重要的指标。输出口波形采用套模板的方式测试，只有波形完全落在模板规定的区域之内，才符合要求。

模板脉冲内包含了几个信息：全“1”信号功率（电平）、宽度、周期、边沿特性。模板测试通常使用TEK公司的数字示波器，使用该示波器时要注意示波器端口的负载匹配，同时测量电缆最好不要超过1米，2M以下的速率可以长一些。

脉冲波形同PCB布线关系很大。由于PCB走线不能很好地控制在75欧姆，同时走线衰减比较明显，所以信号在通过PCB走线时，会发生畸变。经验表明，对于155M电接口信号，走线长度最好在15cm范围内，不能超过两个过孔，同时要做好阻抗控制。2M线的长度可以达到100cm。

10.4.4 抖动特性。

抖动特性绝大部分取决于输出芯片的特性。不过，如果PCB布线不当，电源滤波不够充分，时钟参考源过冲太大也会增加抖动成分。信号线的匹配对抖动产生直接影响。特别是芯片中含有倍频功能，本身相位噪声较大。

10.5 常用器件及电路

电接口电路的关键器件称为LIU（Line interface unit）。这些接口器件功能结构都是类似的，主要包含的功能块有：输入均衡电路、时钟恢复电路、解码电路、编码电路、驱动电路（变压器接口电路）。下面介绍一些常见接口芯片。

E1/T1：LUCENT产品T7688；LevelOne产品LXT384；有些芯片可以处理G.704帧结构的E1信号，如DALLAS产品DS2154。

E3/T3：早期的如LUCENT公司的T7295（接收）、T7296（发送），但是，T7296在45M场合，输出口波形不好。Connexant公司的CN8333（三路收发合一）、CN8332（两路收发合一）的芯片性能相当不错，各方面指标皆可满足建议需求。此外，EXAR也有类似规格的芯片730x系列。

E4/155M（E）：由于E4规格的电接口使用场合越来越少，所以E4/155M（E）电接口芯片厂家不多。能够找得到的是AMCC公司产品。早期如S3015、S3016，性能都有缺陷，后来推出的芯片是S3031B，性能较好，是E4接口的首选芯片。

以上这些器件的应用，公司都有优选电路。下面给出S3031B的应用示例。

10.5.1 原理说明

依照ITU-T G.703，对140M/155M接口来说，表10.1中列出的几项指标相对比较重要，实现起来也较难。

表10.1 140M/155M中几项常见的关键指标

指标	140M	155M
输入口允许衰减	70MHz处大于12dB	77MHz处大于12.7dB
输入口反射衰减	在7MHz至210MHz内大于15dB	在8MHz至240MHz内大于15dB
输出口脉冲形状	G.703 Fig19 & Fig20	G.703 Fig24 & Fig25
输出口抖动	B1: <0.4UIp-p; B2: <0.075UIp-p	B1: <0.4UIp-p; B2: <0.075UIp-p

传输线理论表明，电信号通过同轴电缆的传输按照近似 $f^{1/2}$ 的规律衰减。由于数字信号除基频分量外，包含有丰富的高次谐波，因此在经过同轴电缆衰减后会较大地损失高频分量，使波形边坏，表现为数字信号上升沿和下降沿变缓，脉冲信号被展宽。为此，在接口电路中通常设计有一种电缆信号均衡电路，用于对衰减了的高频分量进行补偿。以方便后续电路正确提取数据和时钟。

在实际应用中，为节省电缆和抗线路干扰及有利于数据与时钟恢复，电缆传输信号都要预先进行编码，如ITU-T规定，140M和155M电信号要转换为CMI格式。这种编码方式要求数据“0”对应在一个时钟周期内出现一个上升沿，数据“1”使用与时钟周期等宽的高低电平交替来表示，从而避免了在数据传输中长连“0”和长连“1”信息的出现，并有利于时钟的提取。这同时意味着编码后的数据含有更多的高频成分，更显出均衡电路的重要性，它直接影响到后续CMI解码电路乃至对整个单板系统的性能。图10.3是140M/155M电接口原理框图，它包括接口变压器、均衡电路和CMI编解码电路等几个部分。外部输入140/155M电信号经过接口变压器耦合，经均衡电路进行频率补偿，提取CMI数据和时钟后后送给CMI解码电路，得到NRZ数据及其时钟信号。反之，NRZ数据及其时钟信号由CMI编码电路进行编码，经过驱动电路后，由接口变压器输出。其中，均衡电路主要芯片为NS出品的CLC014，时钟提取及CMI编解码一体使用了AMCC公司出品的S3031B，其管脚分布分别见图10.4和图10.5，封装形式分别为SOP14和PQFP100。图中还示出了本电路具备的两种环回功能。图10.6是实际的电路图，下面将重点分为均衡电路和CMI编解码电路予以介绍。

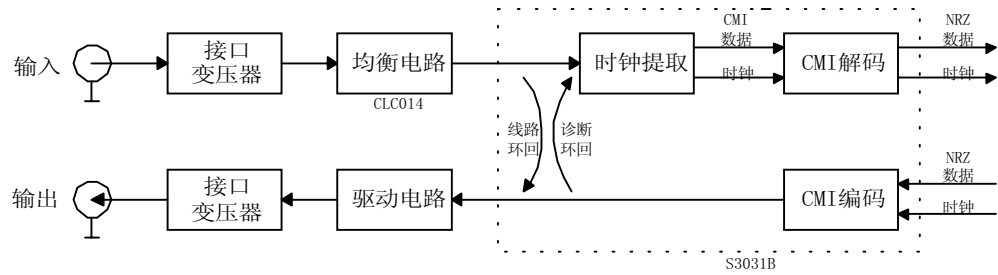


图10.3 140/155M电接口电路原理框图。

10.5.2 均衡器CLC014及其外围电路

该电路的主要作用有：频率补偿、信号放大和归一化处理。在图10.6中，经过电缆衰减的信号连接到同轴头J1上，再经过1:1变压器耦合到次级，然后通过R4、C3耦合到CLC014的输入脚8脚。为了抑制共模干扰，9脚接了平衡的阻容电路，有时候，8、9脚可以采用差分输入的方式。为正确使用此电路，须注意以下几个方面：

(1) 变压器T1的选择。ITU-T对于电接口的定义有过压保护的要求，输入变压器不仅提供隔离作用，另一个关键作用是过压保护。因为过大的电压脉冲会导致接口电路的永久损坏，接口电路必须具有防冲击能力。由于这些电压脉冲的频率是比较低的，所以变压器的特性要选择可以滤掉低频成分的类型，推荐型号为MINI-CIRCUITS公司的TO-75型。

(2) R3的选择。该电阻提供输入阻抗，对输入反射衰减起关键作用，需要选用精度较高的型号。由于PCB上寄生电容的影响，电阻值可以在75欧姆到82欧姆之间变化。此外要特别注意R4和C3、R5和C4的顺序，与图中的顺序对调会严重影响输入反射衰减性能。

(3) 电阻R1、R2和电容C1、C2。为四个不可缺少的器件，R1和R2为14、13脚的输出提供负载。C2应该尽量靠近芯片的6、7管脚。

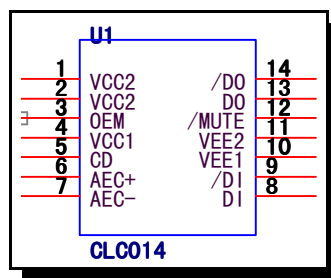


图10.4 CLC014管脚图。

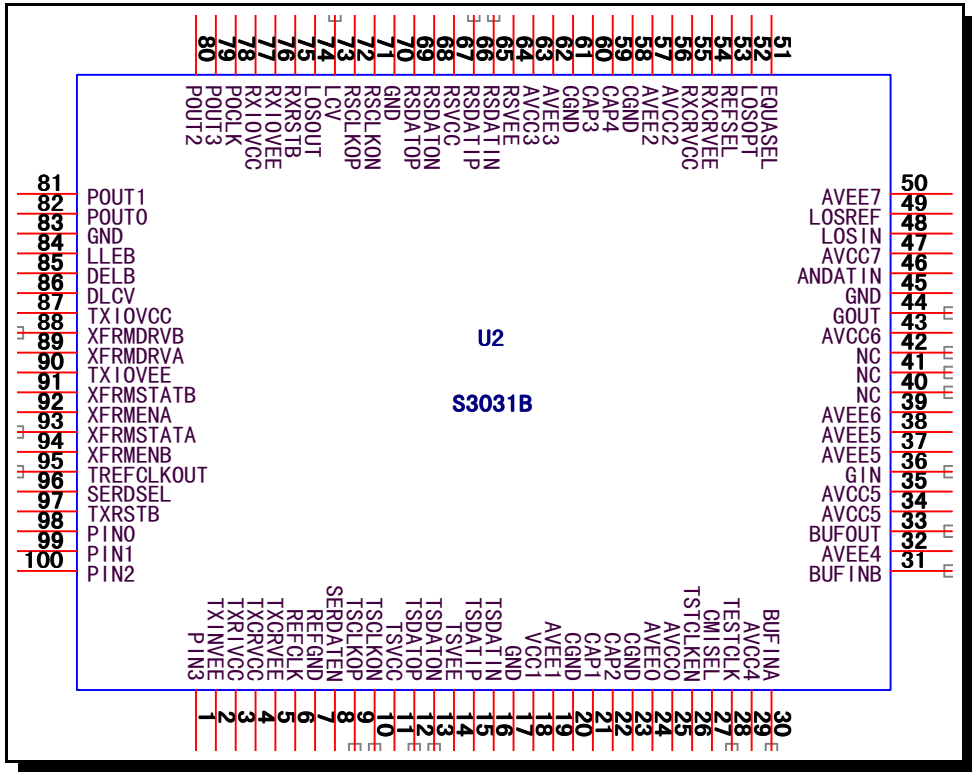


图10.5 S3031B管脚图。

- ◆ CMI信号可以是模拟输入或是差分输入；
- ◆ 解码后NRZ信号可以是串行差分PECL输出或是4位并行TTL输出；
- ◆ 编码前的NRZ数据可以是串行差分PECL输入或是4位并行TTL输入；
- ◆ 带有内置变压器驱动器，直接驱动变压器；
- ◆ 可以做环回测试；
- ◆ 信号丢失(LOS)告警输出；
- ◆ +5V供电。

图10.6给出了该芯片具体的电路连接，主要有：

(1) 数据速率的选择。芯片工作在140M或155M速率由6脚(REFCLK)输入的参考时钟频率决定，它可以是线路速率的4分频或8分频，由53脚(REFSEL)的电平决定，具体见表10.2。

表10.2 S3031B工作在140M或155M速率选择

	140M应用	155M应用
REFSEL=高电平	REFCLK=17408kHz	REFCLK=19440kHz
REFSEL=低电平	REFCLK=34816kHz	REFCLK=38880kHz

(2) CMI信号的输入。46脚(ANDATIN)是模拟信号的输入端，66和65脚(RSDATIP、RSDATIN)是差分PECL信号的输入端，两种输入方式由51脚(EQUASEL)控制，高电平选择模拟输入。图10.6中CLC014的13腿输出信号通过电容C5耦合到46脚，S3031B应该工作在模拟信号输入的方式下，所以51脚(EQUASEL)需置为高电平。

(3) LOS信号处理。48脚(LOSIN)是LOS监视信号输入端，当该引脚上的信号幅度太低时，74脚(/LOSOUT)输出低电平。49脚(LOSFER)是内部比较参考电平电平，由电阻R6和R7从电源分压设定，图中设置为约0.3V。

(4) 解码后NRZ信号输出。解码后的NRZ数据可以的4位TTL平行输出，也可以是串行PECL输出，具体见表10.2。

表10.3 S3031B对CMI解码后NRZ数据输出模式

引腿	管脚名	功能说明
79-82 78	POUT[3: 0] POCLK	4位并行TTL输出，POUT3最先移出； 并行输出时钟
68, 69 71, 72	RSDATON, RSDATOP RSCLKON, RSCLKOP	串行PECL输出数据； 串行PECL输出时钟

(5) 编码前NRZ信号输入。编码前的NRZ数据输入可以是串行PECL输入，也可以是4位并行TTL输入，它受96脚(SERDSEL)控制。当SELDSEL为高电平时，选择串行输入，差分PECL数据从管脚15和16(TSDATIP、TSDATIN)上输入；当SELDSEL为低电平时，选

择并行输入，4位TTL数据从98-100和1脚(PIN[3:0])输入，PIN3是最先移出位。需要注意的是，在这种情况下，只能选用4分频的参考时钟，即REFSEL设置为低电平。

(6)锁相环电源及外接元件。磁珠电感L1、L2、L3、L4为接收、发送内部锁相环的电源提供滤波功能。R4、R5、C6为接收锁相环外接电路，R9、R10、C7为发送锁相环外接电路。58脚、61脚(CGND)在芯片内部短接在一起。在PCB布线时，需要用铜箔连接起来，并象原理图示意的那样将滤波器外接元件包围在内侧，注意铜箔不能接地。20和23脚的原理与此雷同。

(7) 环回测试功能。S3031B提供了两种方式的环回测试(见图10.3)，称为“线路环回(Line loopback)”和“诊断环回(Diagnostic loopback)”。当82脚(LLEB)被置为高电平时，芯片处于线路环回状态，接收侧CMI数据直接反映在CMI数据输出端，用于在调试中错误定位时隔离CMI编解码电路。当85脚(DLEB)置为高电平时，芯片处于诊断环回状态，发送侧编码后的数据被环回到解码功能块的前端，这样编码前的数据就应该等同于解码后的数据，这样可以对芯片的编解码功能做诊断测试。

(8) 输出和监视端口。S3031B的89和91脚是变压器的驱动输出端口，一个用于正常输出，一个可以用于监视端口输出。

对S3031B芯片应用更详细的了解，可参考文献[2]。

10.5.4 PCB布线说明

因为本电路应用于140M/155M速率上，而且输入端要容忍信号经过12dB的衰减，这时候的信号幅度较小，极易受到干扰，所以在PCB设计时要考虑电源滤波，芯片工作电源要同数字信号工作电源通过电感隔离，整个电路占用的PCB面积要少，滤波电容以0.1 μ F的陶瓷电容为主，加上几只容量较大的钽电容。为了保证输入阻抗及输出信号波形满足ITU-T的要求，输入输出信号印制线阻抗要设计为75欧姆，且走线要尽量短，变压器T1引腿到R4最好小于15mm。

【参考文献】

[1]“Comlinear CL014 Adaptive Cable Equalizer for High-Speed data Recover”, National Semiconductor Corporation,1996.

[2] “E4/STM-1/OC-3 ATM Transceiver S3031B”, AMCC Device Specification.

[3] ITU-T G.703 10/1998

[4] ANSI T1.102-1993

[5] BellCore, Gr-253-CORE

第11章 电源变换器

11.1 概述

电子设备都需要供电，其电能来源于火力、水力、核子发电厂提供的交流电。这些交流电通过电源设备变换为直流电。但是，这种直流电源不符合需要，仍需变换，这称为DC/DC变换。常规的变换器是串联线性稳压电源，其调整元件工作于线性放大区，通过的电流是连续的，功耗很大，需要非常大的体积，变换效率通常只有30%。

70年代，随着功率晶体管的研制，隔离集成电路和磁性材料的研制、应用；随着功率电子学领域中技术的日新月异的发展，理论研究不断深化，功率变换拓扑及器件对偶理论的日趋完善，开关电源以其强大的生命力适应当今高效率、小型轻量化的要求。

开关电源去除了工频变压器，代之以几十kHz、几百kHz甚至数MHz的高频变压器。由于调整管工作于开关状态，功耗小，效率高，可达80%~95%。因此开关稳压电源体积小，重量轻。但由于电路负载，高频元器件价格高，因此成本较高，且输出纹波噪声电压较高，动态响应较差。

11.2 线性稳压电源

在功率开关晶体管问世以前，串联调整稳压器一直是最简单的、最常用的稳压技术。基本的串联稳压电路如图11.1：

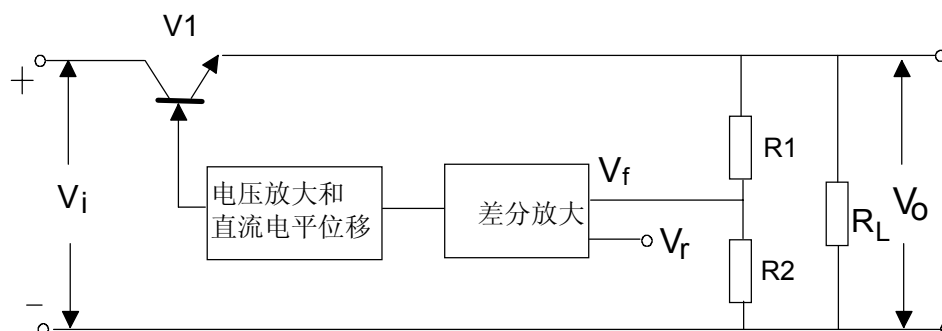


图11.1 串联稳压电路示意图

图中，V1是调整管， V_i 是输入电压， V_o 是输出电压。R1、R2形成采样电阻，采样电压 V_f 同参考电压 V_r 进行比较，放大产生的电压经过直流电平位移后，作为调整管的基极输入，这样构成一个负反馈回路，负载 R_L 变化时，通过反馈回路调整以使 V_o 保持稳定。

这样的集成稳压器有固定输出的W78XX系列，其中XX的值即输出电压值，如7805，输出电压为5V。还有一些是输出可以调节的LM117、317，这也是我们经常使用的。

线性稳压电源的功耗同输入、输出电压之间的差有关系，压差越大，功耗越大。决定输入、输出电压之间的差与输出级的调整管的饱和压降有关系。在低饱和方式中，输出级采用PNP功率晶体管，此外还开发了用CMOS管作为输出级的大功率电路，而BiCMOS则结合了低压降大电流的优点，这对于提高稳压电源的效率起到了很好的作用。下图是几种不同方式的输出级电路，其饱和压降是不同的：

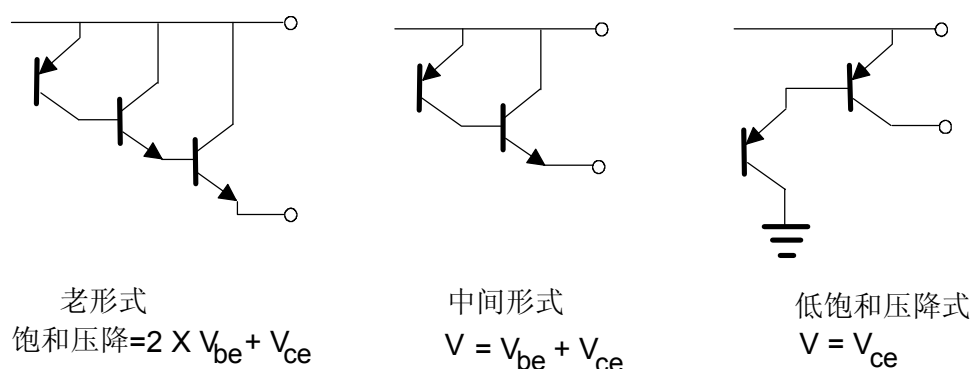


图11.2 三种输出方式下的饱和压降

11.3 开关稳压电源

在开关稳压电源中，直流变换器中的功率晶体管工作在开关状态。目前开关电源的工作频率在几百kHz，有些甚至已经到了MHz量级。

图11.3是DC-DC开关变换器的原理框图：

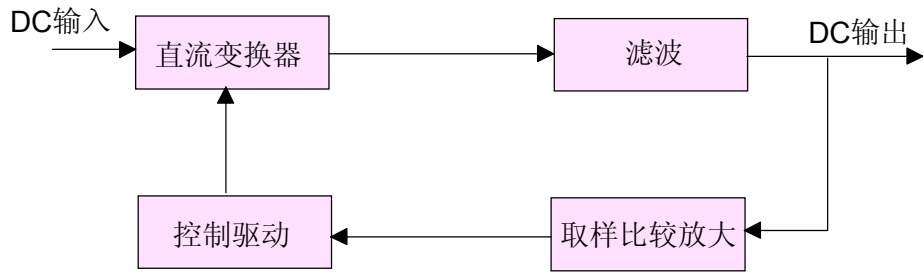


图11.3 DC-DC开关变换器的原理框图

开关电源的实现方式有很多种，如最传统的脉宽调制（PWM）技术，目前流行的为提高变换效率的零电压（ZV）、零电流（ZC）技术、相移脉宽调制零电压谐振变换等。每一种技术之下，又有很多种拓扑结构。开关电源设计需要丰富的模拟电路知识，涉及到功率器件选取、电源滤波、驱动电路、控制环路、高频磁芯变压器、EMC等多个方面，具体设计细节已经超出了本文的范围。本文将从原理的角度介绍脉宽调制的几种类型、全桥变换技术，最后将介绍最新的ZVZCS PWM DC/DC变换器。

11.3.1 脉宽调制的几种形式

脉宽调制是开关电源设计中最成熟的技术。脉宽调制是一种功率控制方式，不同占空比的脉冲具有不同的直流分量，所以负载变化时，根据调整输出脉冲的占空比达到稳定输出电压的目的。脉宽调制易于实现，因为驱动脉冲具有固定的频率，与负载特性无关，因而应用最为广泛。

11.3.1.1 buck变换器

buck变换器由电压源、串联开关和电流负载组成，也称它为串联开关变换器。图11.4是它的基本拓扑形式。

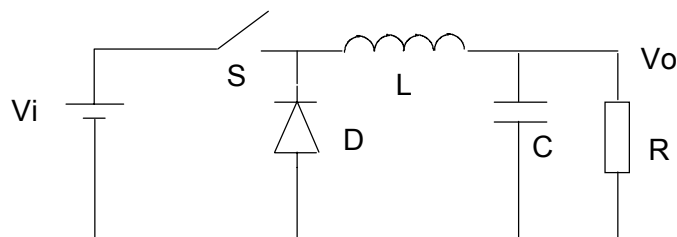


图11.4 buck变换器

图11.5是晶体管开关变换器（buck）电路，其中晶体管Q为开关器件，L为滤波电感，C为滤波电容，D为续流二极管。

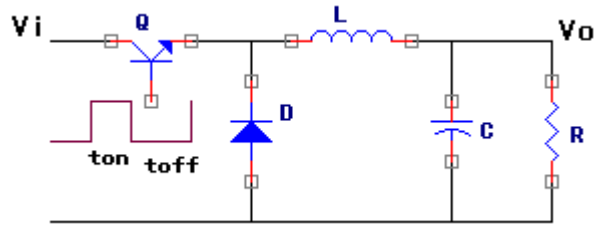


图11.5 晶体管开关变换器（buck）电路

t_{on} 为晶体管的导通时间，在此时间段，L内的电流逐渐增加，当导通结束后，进入晶体管截止时间段 t_{off} ，这时候由于L内的电流到达最大值 I_{Lmax} ，电感中的电流不能突变，所以，继续有电流流过，二极管D充当截止期间的续流元件。当截止时间结束后，电感中的电流到达最小值 I_{Lmin} ，重新开始新的周期。

在buck变换器开关与负载时间插入隔离变压器，这种隔离型buck变换器叫做Forward单端正激变换器。如图11.6:

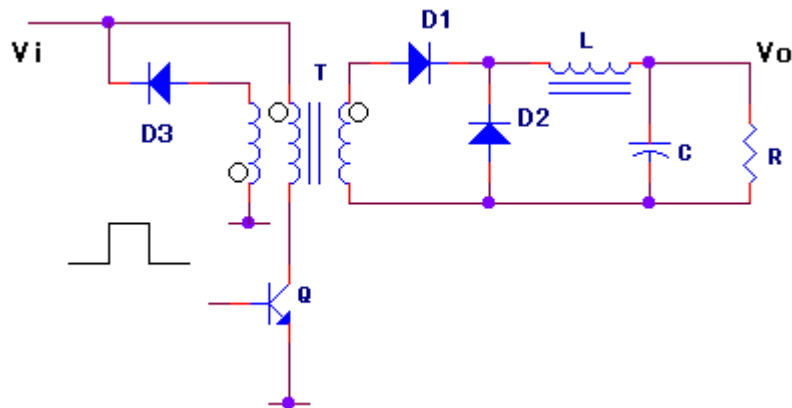


图11.6 Forward单端正激变换器

简单分析可知，滤波电感L在开关管关断期间，通过续流二极管为负载提供电流。D3的作用是钳位，其功能是完成磁心的复位。当开关管关断时，能量通过D3泄放到电源端，保证磁心的磁通回到零。

11.3.1.1 boost变换器

boost变换器是从buck变换器进行对偶变换后得到的，其原理如图11.7所示:

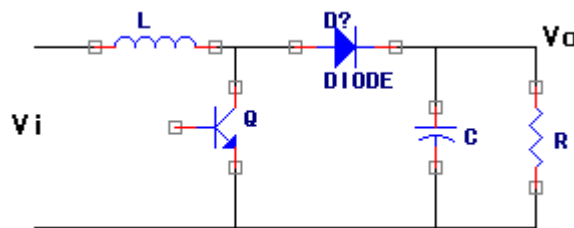


图11.7 boost变换器

boost变换器称为并联开关变换器。与buck变换器其不同的是，boost型电感在输入端（开关），buck型电感在输出端。

boost型变换器的输出电压 V_o 总是大于输入电压 V_i 。解释比较简单，当开关管导通时，二极管D关闭，电感L与开关管的节点电压为0。当开关管关闭时，电感L两端的电势翻转，所以电感L与开关管的节点电压大于输入电压 V_i ，电感电流通过二极管D续流，使得 V_o 大于 V_i 。可以证明， $V_o = V_i \times [T / (T - T_{on})]$ ，T是开关脉冲周期， T_{on} 是导通时间。

11.3.1.1 buck-boost变换器

将buck、boost两种形式的变换器结合起来，产生一种新的变换器，叫做buck-boost变换器，其结构如图11.8：

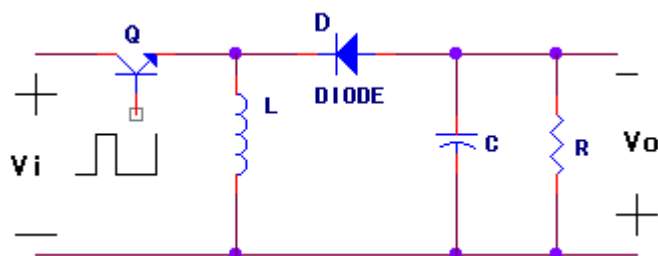


图11.8 buck-boost变换器

这种形式的变换器输出电压同输入电压是反相的。在buck型和boost型变换器中，存在一个能量直接从电源流向负载的时间，而在buck-boost变换器中，能量先存储在电感中，然后再流向负载，这是它们的主要区别。

如果将中间段的电感，改为隔离变压器，就得到了常用的反激变换器（Flyback变换器）。图11.9是单端反激式变换器的电路图：

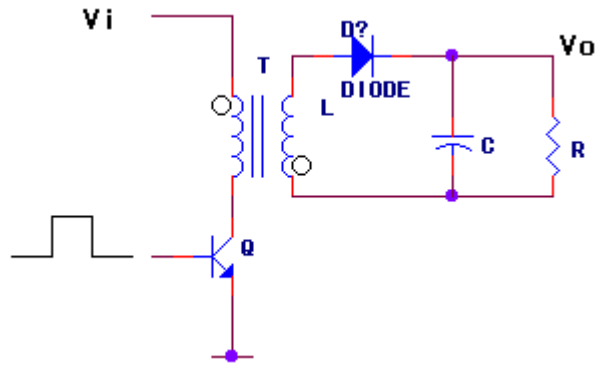


图11.9 单端反激式变换器

由变压器的同名端可见，在开关管的导通期间，变压器储存能量，当晶体管关闭时，二极管导通，能量传递给负载。

11.3.1.1 Cuk变换器

将buck-boost变换器进行对偶变换，可以得到cuk变换器。其电路形式如图11.10：

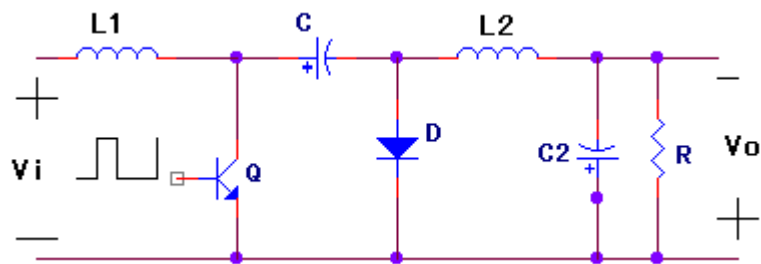


图11.10 cuk变换器

其中C是传递能量的耦合电容。原理分析是这样的：当三极管导通时，电容C的能量通过L2、C2、R回路释放，同时向C2、L2储能，同时电源向L1储存能量。在三极管关闭时，L1上的电流通过二极管D续流，同时向C充电。

当要求不同极性不同电压的输出时，需要加入隔离变压器，这样就形成了隔离Cuk变压器，如图11.11：

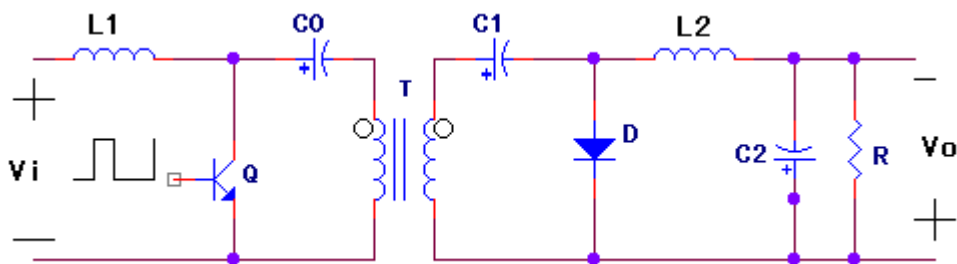


图11.11 隔离Cuk变压器

其工作原理同Cuk型变换器原理是一样的。C0、C1的作用是变压器初、次级绕组均无直流流过。磁心在两个方向磁化，不需要加气隙，体积可以做得很小。

11.3.1.1 推挽变换器

图11.12是推挽变换器原理图。推挽变换器有两个三极管在交替开关，以达到比单管工作电路高的输出功率。由于初级线圈的中心抽头接在输入电源的正级，这样当一边三极管导通时，另外一边的三极管要承受的耐压为两倍的电源电压，这对晶体管的要求较高。

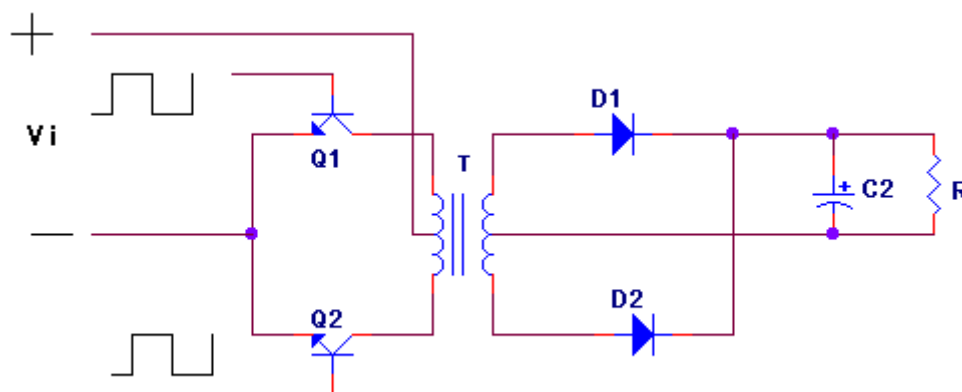


图11.12 推挽变换器原理图

11.3.1.1 全桥变换器

前文已经说过，推挽变换器要求晶体管的耐压比较高，从安全的角度看，实际应用中常常要考虑为电源电压的3.3倍。如果输入电源直接从市电（我国是220VAC）整流而得，那么晶体管的耐压要求1000V。这样的晶体管不是很多，所以在我国，一次电源中基本不采用推挽设计的开关电源。

解决晶体管耐压的方法是采用桥式电路。这样做增加了成本，用四个晶体管代替了两个晶体管，但是可靠性弥补了这些缺点。图11.13是全桥变换器的原理电路：

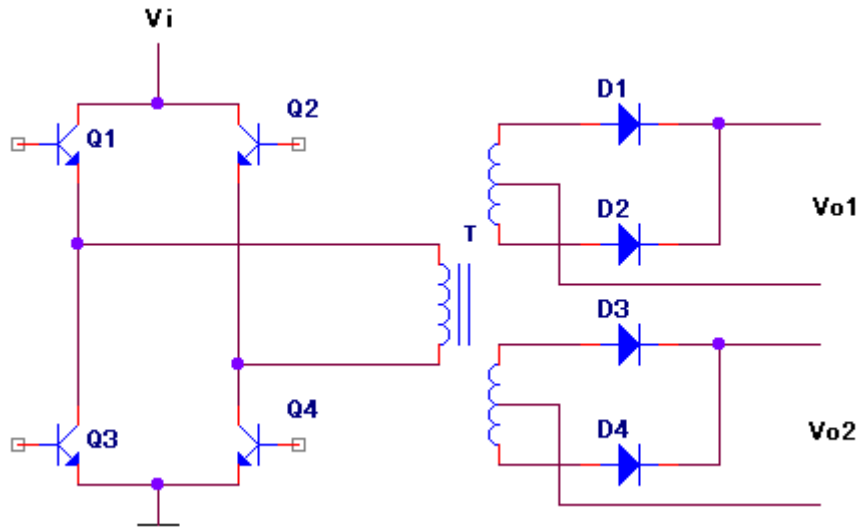


图11.13 全桥变换器的原理电路

这种设计降低了晶体管的电压，所以提高可靠性。需要指出的是，串联在一起的两个晶体管同时导通时，晶体管将损坏。解决这个问题的技术将在后面讲述。

11.3.1.1 半桥变换器

如果将全桥变换器的一个桥臂的两只晶体管用两个电容代替，可以节省两个晶体管，比较经济。但是通常两个电容体积比晶体管还大。这样的电路称为半桥变换器，如图11.14所示：

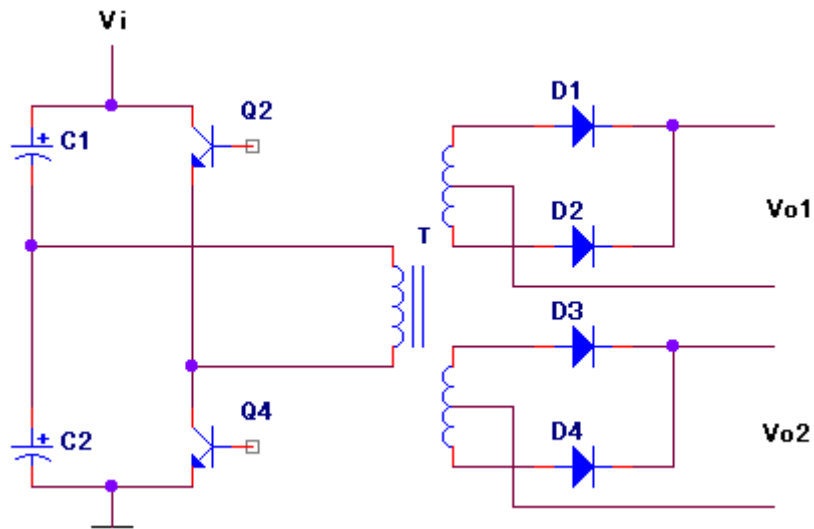


图11.14 半桥变换器

以上是一些PWM形式变换器的种类。在设计这些开关电源时候，经常会碰到如下问题，如果解决不好，将严重影响开关电源的工作：

晶体管同时导通：在双端变换器（如推挽、桥式），有可能产生晶体管同时导通的现象，这将导致晶体管在瞬间损坏。

容性负载：变换器的功耗取决于电压电流在时间轴上的重叠部分。在瞬间关断和导通，晶体管将对容性负载充电，如果容性负载很大，晶体管的功耗将变得很大，甚至损坏。

集电极尖峰电压：电源主变压器的漏感，就象在集电极上串联的一个小电感，当晶体管电流关断时，这个漏感将在集电极上产生尖峰电压。如果尖峰电压不被抑制，会击穿晶体管。

变压器工作点沿磁滞回线垂直漂移：变压器磁滞回线工作点应该保持在中心，如果电路使之偏离中心点，磁芯将进入饱和区。磁芯进入饱和区是，变压器失去阻抗变换的作用，阻抗值急剧下降，这样晶体管的电流将会瞬间急剧扩大而导致器件损坏。

电源机壳上的开关噪声电压：通常在开关管集电极上出现高峰值的方波，或变压器次级输出接地端同机壳之间出现噪声电压。

11.3.2 谐振型变换器

下面介绍功率变换的第二种形式，即谐振型变换器。前面介绍的脉宽调制型通过控制开关管的导通占空比来调节输出电源功率，而谐振型变换器以正弦形式处理功率开关管，使得开关管在零电流或者在零电压的情况下实现导通和关闭，从而降低开关功耗，提高变换效率。

在20世纪70年代到80年代期间，20~50kHz的开关频率是非常普遍的。到了90年代，随着MOSFET的高电压器件的出现，为了进一步提高功率密度，开关频率提高到了几百kHz乃至几MHz，随着频率升高，开关损耗增加，加上变压器存在的漏感，开关管存在的结电容，使得开关管承受感性关断、容性导通的恶劣条件。关断时，由 Ldi/dt 感应电势产生电压尖刺和噪声，同时关断时结电容储存 $CV^2/2$ 的能量；当开关导通时，电容上的能量损耗在器件内部，造成严重的开关噪声，并且通过开关密勒电容耦合到驱动电路，使得驱动电路产生噪声和不稳定的因素。为了改善晶体管的工作条件，提出零电流开关（ZCS）和零电压（ZVS）开关技术，并且引入谐振的概念。

11.3.2.1 零电流谐振开关

零电流谐振开关由开关 S_1 、电感 L_r 、电容 C_r 构成，其中电感同开关串联。如图11.15：

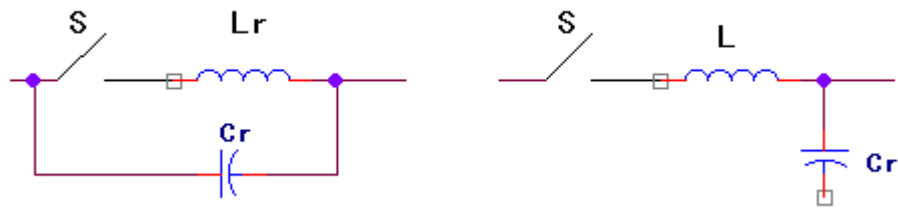


图11.15 零电流谐振开关

按照开关中电流允许单向还是双向流动，可以分为半波型和全波型，如图11.16:

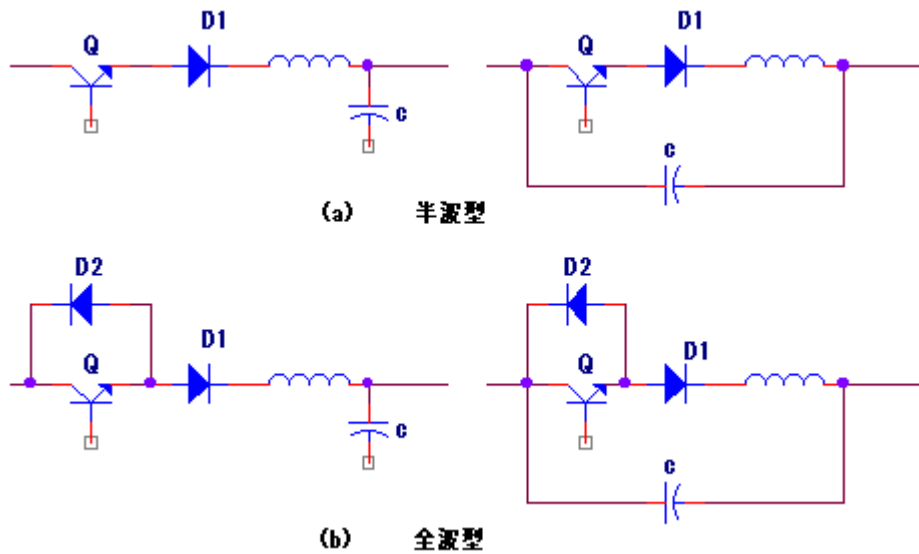


图11.16 晶体管组成的零电流开关

图 (b) 中，采用了二极管使得电流可以双向流动，所以是全波型的。

谐振开关的原理是：当LC回路经过开关管谐振，电流缓慢上升，在电流上升之前，晶体管经过驱动进入饱和区，由于LC的谐振作用，开关中的电流将震荡，使开关能够自动换流。由于谐振开关没有瞬态的大电压和大电流同时流过，因此开关管的损耗是很低的，离开管的安全工作区(SOA)很远，保证了开关管可靠地工作。

11.3.2.1 零电压谐振开关

将开关S1同电容C1并联，就构成了零电压（ZVS）开关。原理框图如图11.17:



图11.17 零电压（ZVS）开关

同样，依据开关中电流的流向分为半波型和全波型。

谐振型开关技术解决了常规的PWM开关电路在开关切换时开关管损耗过大的问题。谐振型开关在零电流和零电压时进行切换，大大减小了切换损耗。但是在提高工作效率方面也碰到了新的问题。

谐振型开关转换技术分为谐振、准谐振、多谐振三种，这里不一一举例，感兴趣的读者可以查看相关技术书籍。谐振型开关转换技术特点是不需要增加额外功率开关管实现单管变换器开关管零电压开关（ZVS）或零电流开关（ZCS）。这类变换器不同于脉宽调制（PWM）技术，有器件应力高、循环能量大和变频控制等缺点。

此外，由于谐振电源中传输的是正弦波，PWM电路中传输的是方波，正弦波包含的能量没有方波高。经过谐振型开关电源减低了开关损耗，可是传递的能量也下降了，所以整体转换效率并不比PWM电路高多少。

人们希望将两种拓扑结构结合起来。首先利用脉宽调制提供方波电压、电流，对于同样的电流，不仅提供更多的功率，同时开关管保持较低的导通损耗。其次，利用零电压谐振技术，在开关管上的电压达到零以后再转换。然后再改变两组方波之间的相移进行控制，电路工作在恒定的开关频率上，这种相移零电压技术，采用全桥变换器很容易实现。

全桥变换的好处是利用4个晶体管可以方便地实现ZVT或ZCT，同时可输出大的功率，这是多管隔离型直流变换器得到广泛应用的原因。

11.3.3 ZVZCS（零电压零电流开关）PWM DC/DC变换器

从技术的角度分析（主要是相移方式的不同，可参见有关书籍），全桥变换技术种类很多。但是，主要有两种，一种是ZVS PWM DC/DC变换器，另一种是ZVZCS PWM DC/DC变换器。这里，仅仅简单介绍后一种电路的工作原理。

ZVZCS PWM DC/DC变换器的方式也有好几种，这里给出一种原理图，它在滞后桥臂中串入两个二极管。如图11.18:

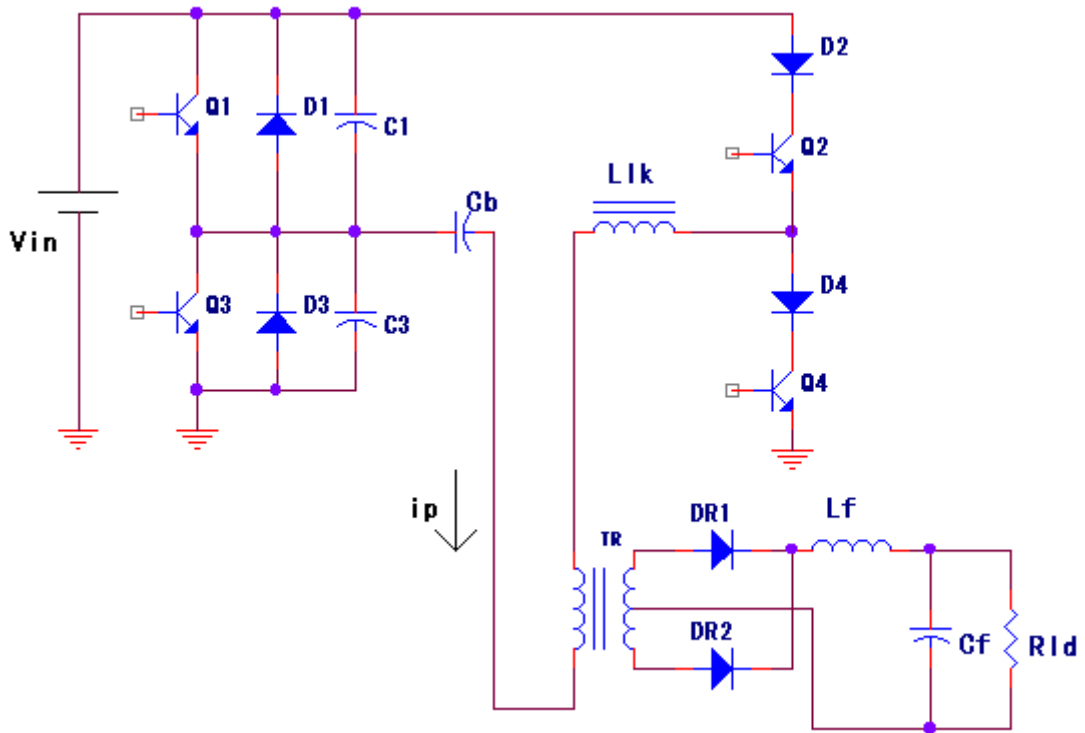


图11.18 一种ZVZCS PWM DC/DC变换器

Q_1 、 Q_2 、 Q_3 、 Q_4 是四只开关管； D_1 、 D_2 是续流二极管； D_3 、 D_4 是桥臂滞后二极管； C_b 是阻断电容，通常容量很大；变压器的原、副线圈匝比为 K ； L_{lk} 为线圈的等效漏感；以下是分析条件：

- ◆ 假定二极管和三极管的开关是理想的；
- ◆ 电感、电容是理想元件；
- ◆ 阻断电容 C_b 足够大；
- ◆ $C_1 = C_3 = C_r$ ；
- ◆ $K^2 L_f \gg L_{lk}$ ；

图11.19是该电路的主要参考点的波形。

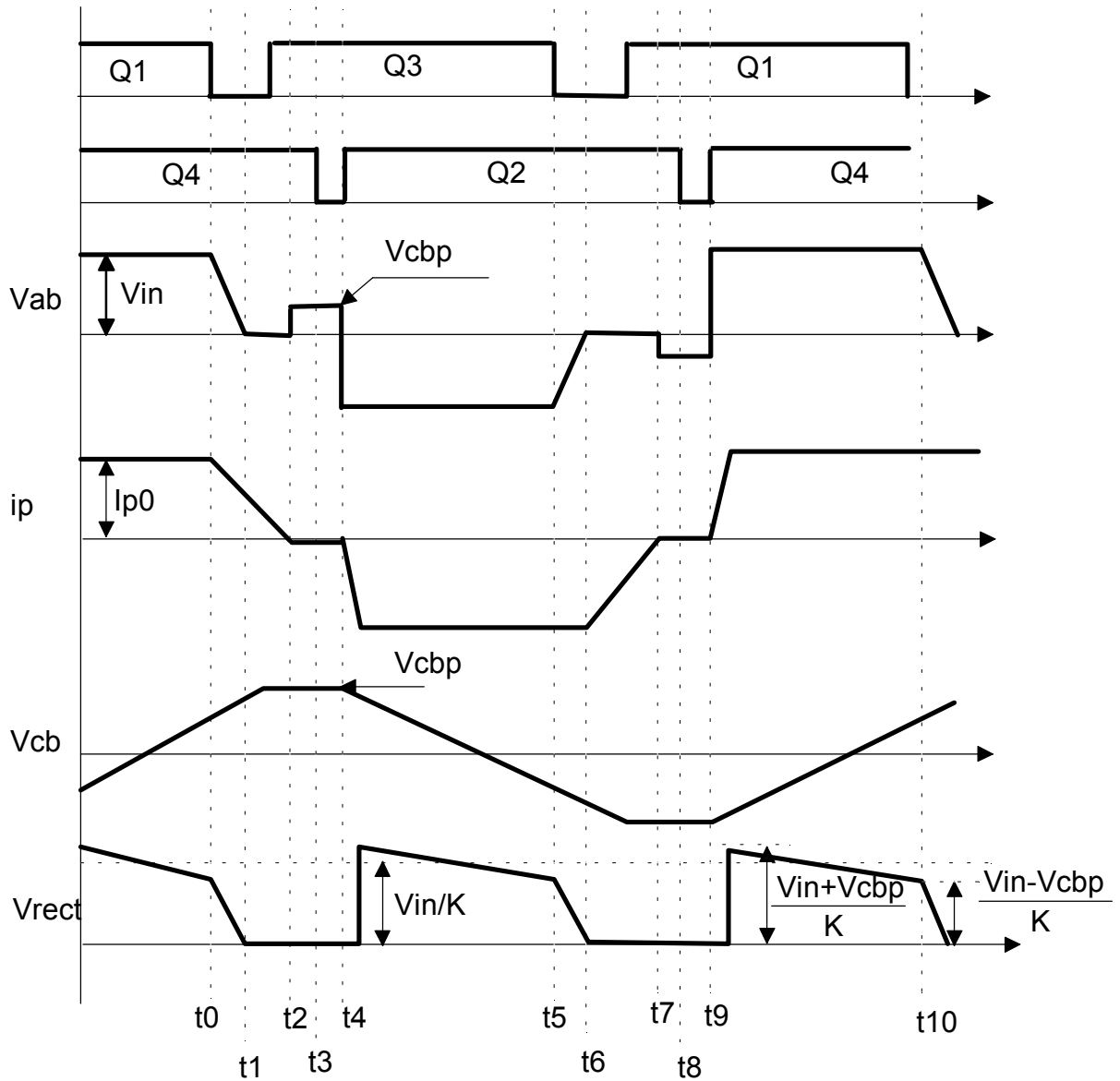


图11.19 电路主要参考点波形

在一个开关周期中，变换器有10种开关模态（状态），其等效电路在下面逐一画出，其中，粗线条代表电流流过的路径。各个开关模态的描述如下：

(a) 开关模态0

等效电路如图11.20，其中 i_p 为初级线圈中的电流方向。

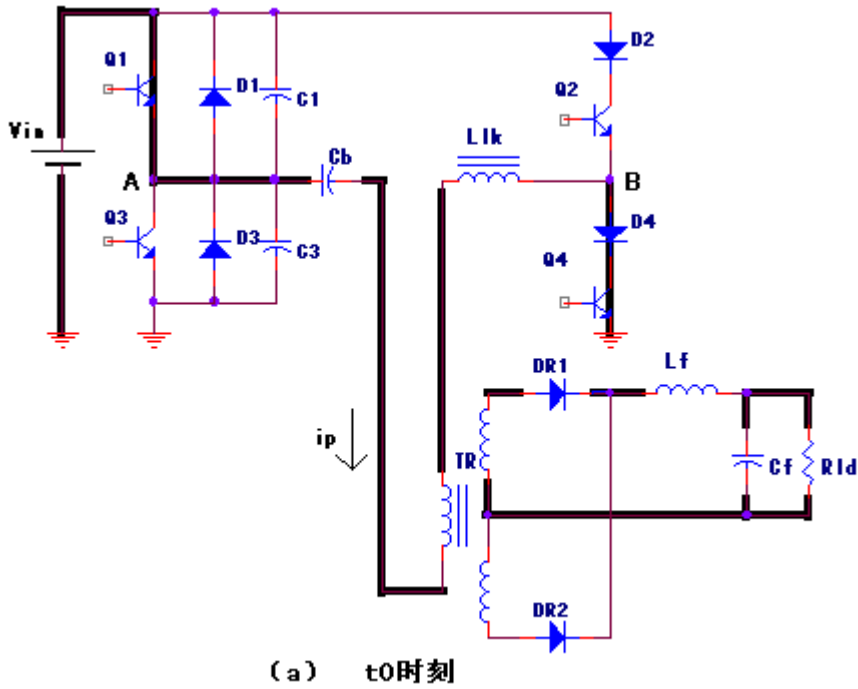
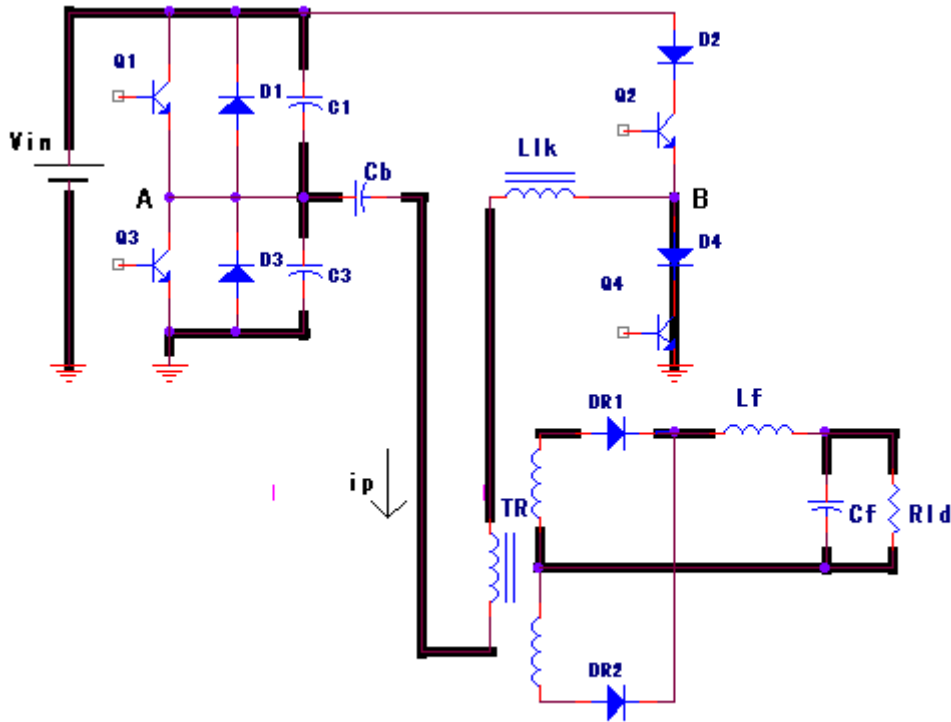


图11.20 开关模式0下的电流流向（粗线部分为电流路径）

在 t_0 时刻之前， Q_1 、 Q_4 导通。原边电流 i_p 给阻断电容 C_b 充电。假定输出滤波电感足够大，可以将它当成是一个电流源。此时，原边电流 $I_{p0} = I_0/K$ ， I_0 是输出电流， K 为变压器原副边线匝比。阻断电容 C_b 上的电压为 $V_{cb}(t_0)$ 。

(b) 开关模式1

电流流向如图11.21，其中 i_p 为初级线圈中的电流方向。



(b) [t₀, t₁]时刻

图11.21 开关模式1下的电流流向（粗线部分为电流路径）

在 t_0 时刻关断 Q_1 ，原边电流从 Q_1 中转移到 C_3 、 C_1 支路中，给 C_1 充电，同时 C_3 被放电。由于 C_3 和 C_1 ， Q_1 是零电压关断。在这个时段内，变压器原边漏感 L_{lk} 和滤波电感 L_f 是串联的，而且 L_f 很大，因此可以认为原边电流 i_p 近似不变，类似于恒流源，其大小为 $I_{p0} = I_o/K$ 。原边电流 i_p 继续给阻断电容 C_b 充电。 C_1 的电压线性上升， C_3 的电压线性下降。

$$V_{cb}(t) = V_{cb}(t_0) + I_{p0} \times (t - t_0) / C_b ;$$

$$V_{C1}(t) = I_{p0} \times (t - t_0) / 2C_r ;$$

$$V_{C3}(t) = V_{in} - I_{p0} \times (t - t_0) / 2C_r ;$$

在 t_1 时刻， C_3 的电压降为零， Q_3 的反并二极管 D_3 自然导通，从而结束开关模式1。

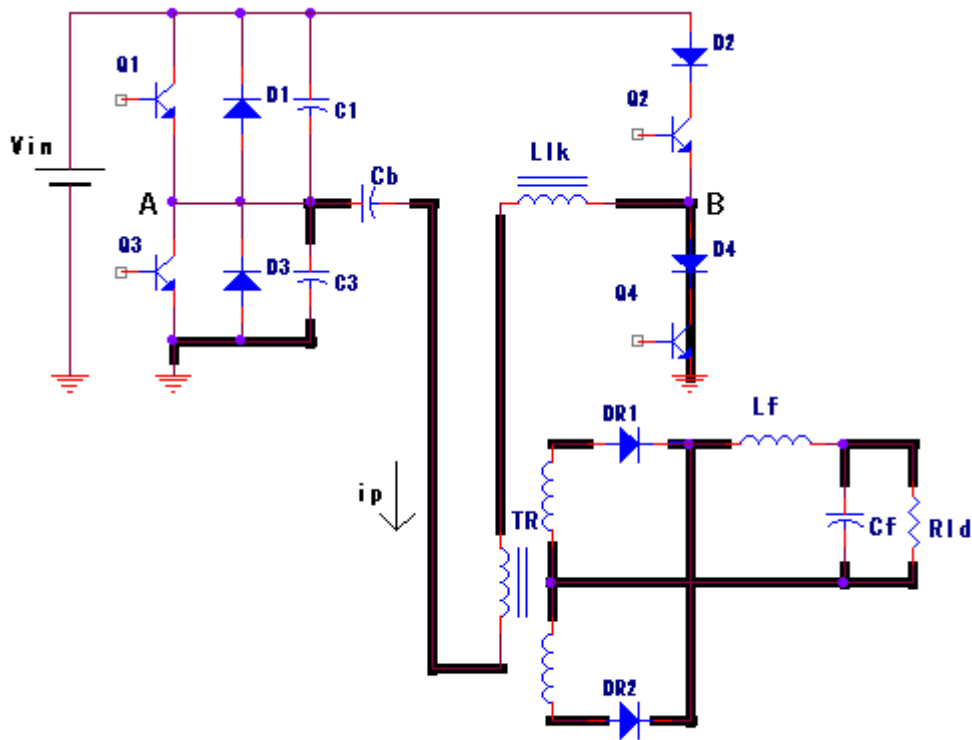
该模态的时间为： $t_{01} = 2C_r V_{in} / I_{p0}$ ；

在 t_1 时刻，阻断电容 C_b 上的电压为：

$$V_{cb}(t_1) = V_{cb}(t_0) + 2C_r V_{in} / C_b ;$$

(c) 开关模式2

对应于 $[t_1, t_2]$ 时刻，电流流向如图11.22，其中 i_p 为初级线圈中的电流方向。



(c) [t1, t2]时刻

图11.22 开关模式2下的电流流向（粗线部分为电流路径）

D_3 导通后，开通 Q_3 ， Q_3 是零电压开通。 Q_3 与 Q_1 驱动信号之间的死区时间 $t_{d(lead)} > t_{01}$ ，即：

$$t_{d(lead)} > 2C_r V_{in} / I_{p0}$$

在这段时间内， D_3 和 Q_4 导通，A、B两点电压 V_{ab} 等于零。此时加载变压器原边绕组和漏感上的电压为阻断电容电压 V_{cb} ，原边电流开始减小，同时使变压器原边电压极性改变，副变感应电势为下正上负。变压器副边的整流二极管 $DR1$ 、 $DR2$ 同时导通。因此变压器原、副边绕组电压均为零。此时阻断电容 C_b 上的电压全部加在漏感 L_{lk} 上，原边电流减小，阻断电压上升。由于漏感极小，而阻断电容较大，因此可以认为在这个开关模式中，阻断电容电压基本不变，原边电流基本是线性减小，即：

$$V_{cb}(t) = V_{cb}(t_1) = V_{cbp}$$

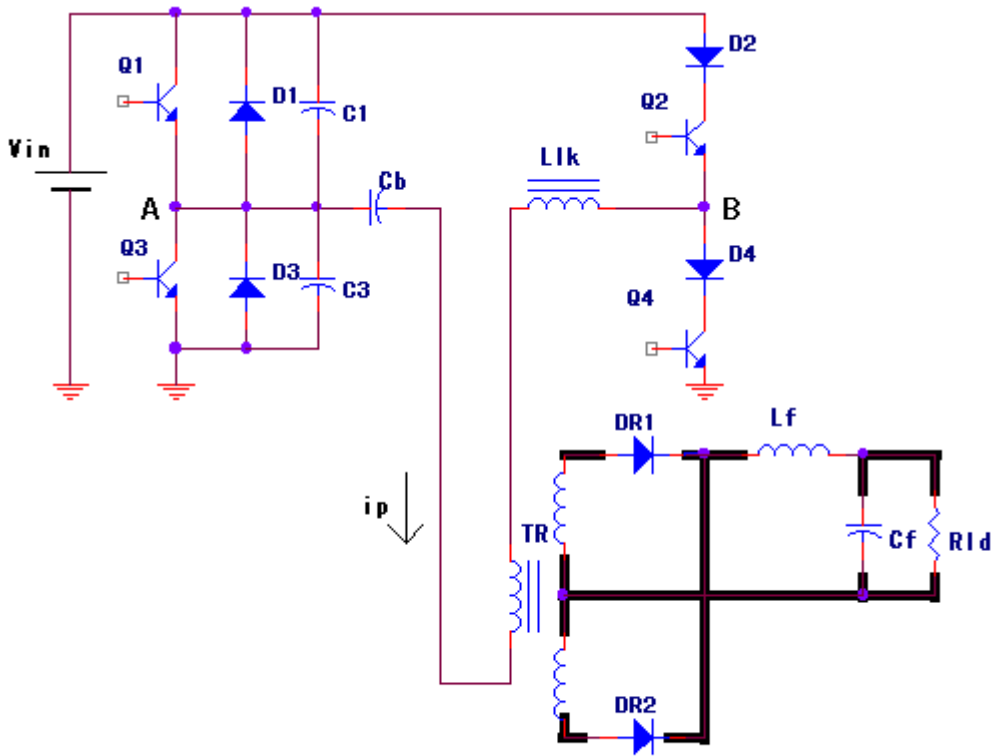
$$i_p(t) = I_{p0} - V_{cbp} \times (t - t_1) / L_{lk};$$

在她时刻，原边电流下降到零。该开关模式的时间为：

$$t_{12} = L_{lk} \times I_{p0} / V_{cbp}$$

(d) 开关模式3

对应于 $[t_2, t_3]$ ，电流流向如图11.23，其中 i_p 为初级线圈中的电流方向。



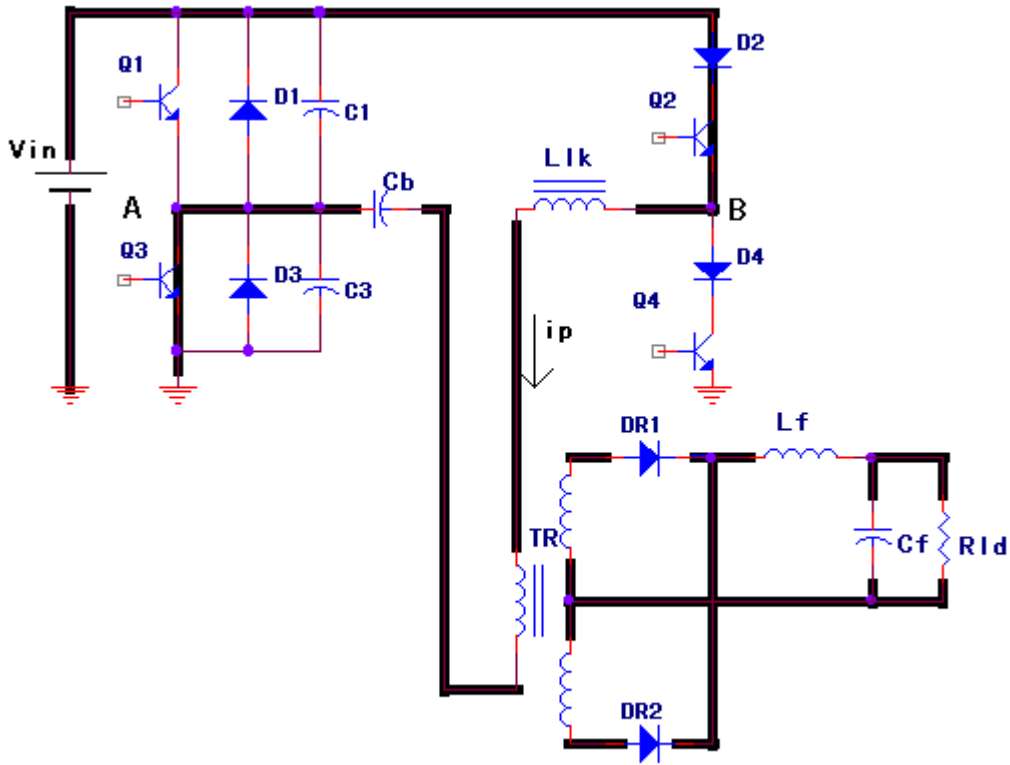
(d) $[t_2, t_3]$ 时刻

图11.23 开关模式3下的电流流向（粗线部分为电流路径）

在这个开关模式中，原边电流为 $i_p = 0$ ；A点对应电压为 $V_a = 0$ ，B点对应电压为 $V_b = -V_{cbp}$ 。副变两个整流管同时导通均分负载电流。

(e) 开关模式3

对应于 $[t_3, t_4]$ ，电流流向如图11.24，其中 i_p 为初级线圈中的电流方向。



(d) [t3, t4]时刻

图11.24 开关模式4下的电流流向（粗线部分为电流路径）

[t₃, t₄]时刻，关断Q₄，此时Q₄中没有电流流过，所以是零电流关断。在很短的延
时之后，开通Q₂，由于漏感的存在，原边电流不能突变，Q₂是零电流开通。

由于原边电流不足以提供负载电流，副变两个整流管依然同时导通，变压器的原、
副边绕组被箝在零电压。此时加在漏感两端的电压为 $-(V_{in} + V_{cbp})$ ，原边电流从零
开始反方向线性增加。

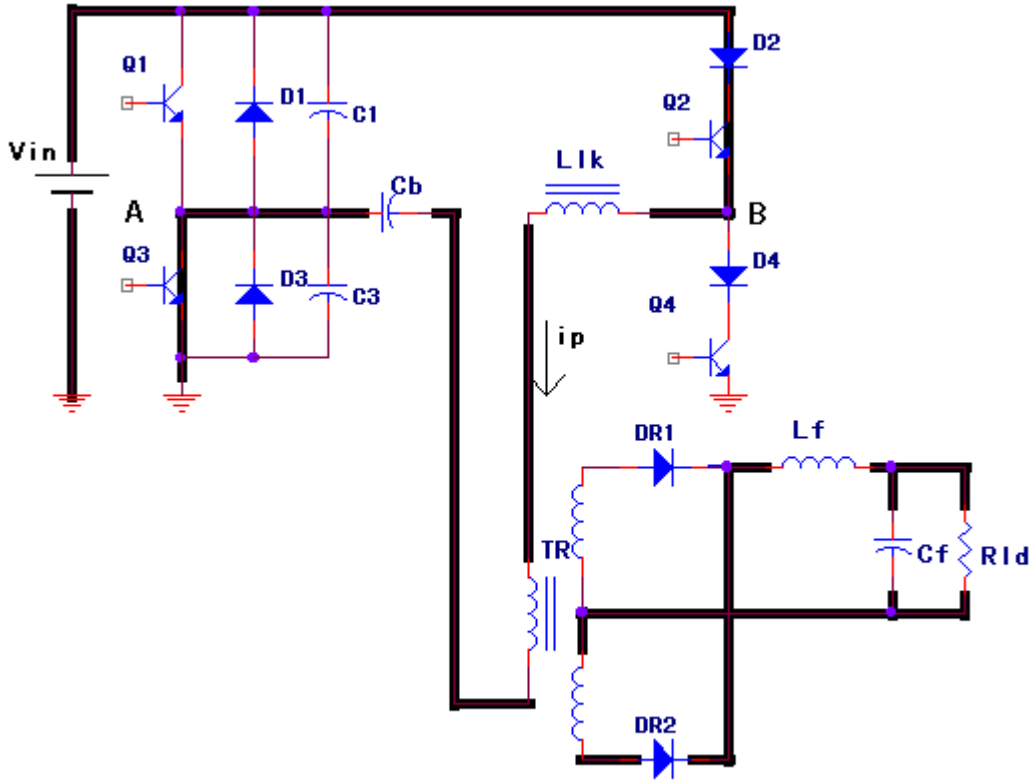
$$i_p(t) = -(V_{in} + V_{cbp}) \times (t - t_3) / L_{lk};$$

在t₄时刻，原边电流反方向增加到负载电流。该开关模式的时间为：

$$t_{34} = L_{lk} \times I_{p0} / (V_{in} + V_{cbp});$$

(f) 开关模式5

对应于[t₄, t₅]，电流流向如图11.25，其中i_p为初级线圈中的电流方向。



(e) [t₄, t₅]时刻

图11.25 开关模式5下的电流流向（粗线部分为电流路径）

从t₄时刻开始，原边为负载提供能量，同时给阻断电容反向充电。输出整流管DR1自然关闭，所有负载电流均流过DR2。在这个开关模式中，

$$V_{cb}(t) = V_{cbp} - I_{cp0} \times (t - t_4) / C_b;$$

在t₅时刻，

$$V_{cb}(t_5) = V_{cbp} - I_{cp0} \times t_{45} / C_b;$$

阻断电容上的电压为下一次Q₂零电流关断和Q₄零电流开通做准备。在t₅时刻，关断Q₃，开始[t₅, t₁₀]的另一个办周期，其工作情况类似于前面描述的[t₀, t₅]。

阻断电容C_b上的电压在t₆时刻达到负的最大值 -V_{cbp}，而[t₅, t₆]时段与[t₀, t₁]时段是类似的，因此有：

$$V_{cb}(t_6) = V_{cb}(t_5) - 2C_r V_{in} / C_b = V_{cbp} - I_{p0} \times t_{45} / C_b - 2C_r V_{in} / C_b = -V_{cbp};$$

一般，C_r << C_b，那么上式可以简化为：

$$V_{cbp} = 2I_{p0} \times t_{45} / C_b;$$

图11.26 APD高压产生电路

LT1173稳压原理不同于PWM电路，它控制的是开关脉冲的数目（称为门控振荡技术），当输出电压过大时，内部振荡器停止工作，停止功率变换，输出电压就会下降；当输出电压过低时，内部振荡器恢复振荡，开始功率变换，输出电压就会上升。PWM技术控制的是连续开关脉冲的占空比，实际上两种方式最终控制了脉冲序列的直流分量（功率）。所以说，在实际测试中，在LT1173的3脚（SW1：内部开关管的集电极）会看到周期脉冲的断续现象，这就是内部稳压机制在起作用。

LT1173既可以工作在boost（亦称step-up）模式，亦可工作在buck（亦称step-down）模式。图11.26电路在结构上等效于boost型电路，这在11.3.1.2节中已经有介绍，此处再给出其结构图如图11.27。从11.3.1.2节可以得知，输出电压 V_o 是大于输入电压 V_i 的，这就是step-up的由来。

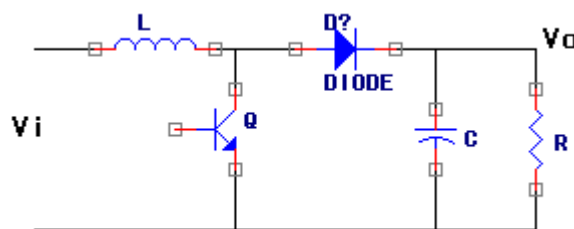


图11.27 boost型PWM电路结构。

下面介绍图11.26的工作原理：

在图11.26中，LT1173的3脚（SW1）为内部开关管的集电极，L4为储能电感，当开关管打开时，电感上将有线性增加的电流流过（注意，此时由于SW1引脚的电位为开关管的包含压降，所以电容C49存有的电荷将通过二极管D2向电容C36充电），当开关管关闭时，电感上产生反电动势，导致二极管D4导通，向电容C49充电，同时，二极管D1也会导通，向电容C37、C38、C39、C49、C40充电（此时，C36放电）。L3为抑制高频噪声的磁珠滤波电感，C32、R12构成RC滤波器，最终得到输出电压。

由上分析可知，整流部分有点特殊，由二极管D1、D2、D4和电容C36、C37、C38、C39、C49、C40、C49构成，这是一个三倍压整流电路，每个二极管阴极对地电压是不等的。下面介绍一下倍压电路的工作原理。

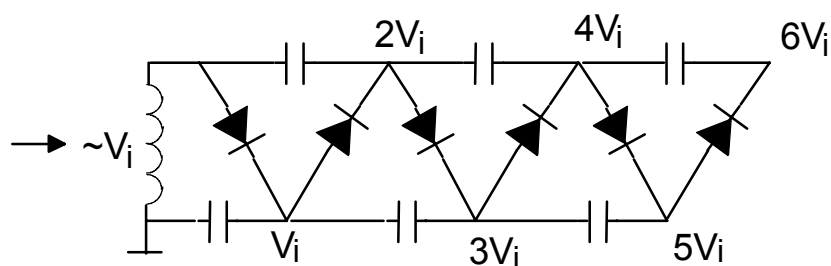


图11.28 倍压整流电路示意图

图11.28是六倍压整流电路示意图，输入交流信号 V_i 经过该电路整流之后，在不同的二极管阴极输出不同的电压，串联的二极管越多，最终得到的输出电压就越大。与单管整流电路相比，倍压电路广泛应用于需要得到数千伏特以上直流电压的变换器中（如达几万伏特的CRT第二阳极加速电压），这是因为，采用单管整流时，次级线圈上感应电压的峰值必需达到输出电压值的幅度，所以次级线圈匝数会很多，这样就必须分许多层缠绕，由于线圈上感应电势很大，如果绝缘措施不当，紧密挨在一起的线圈极易产生击穿放电现象，从而将线圈和开关管烧毁。通过分析图11.28可以得知，输出电压是分摊在每个电容和二极管上的，尽管输出电压随着二极管串联的数目增加而增加，但是每个器件的应力参数却不需要很高，这也是倍压电路的优点。

重新回到电路图11.26。电阻R26、R27、R28构成分压采样电路，得到反馈电压送至LT1173的反馈比较端口FB（8脚），根据LT1173的资料可知，内部参考电压为1.245V，所以FB上的电压会在这个值附近波动，如果FB端子的电压值偏在一侧，说明电路参数设置不当，没有正常工作。

电感值的计算较复杂，所有开关电源变换器都是如此。一般的思路是：根据输出功率要求推算出电感电流平均值；然后根据电感电流是线性变化的关系，推算出电感的峰值电流；再根据导通脉冲宽度时间，根据电感电压、电流与电感量的积分方程式计算出电感量；然后根据磁心的磁导率、最大饱和磁通量决定线圈的匝数。LT1173的手册中，给出输出电感L4如何选取的详细计算方法。

11.4.2 负电压产生电路（LT1173应用于step-down模式）

在介绍PWM电路结构的时候，有一种形式称为buck型，我们再看一下它的结构：

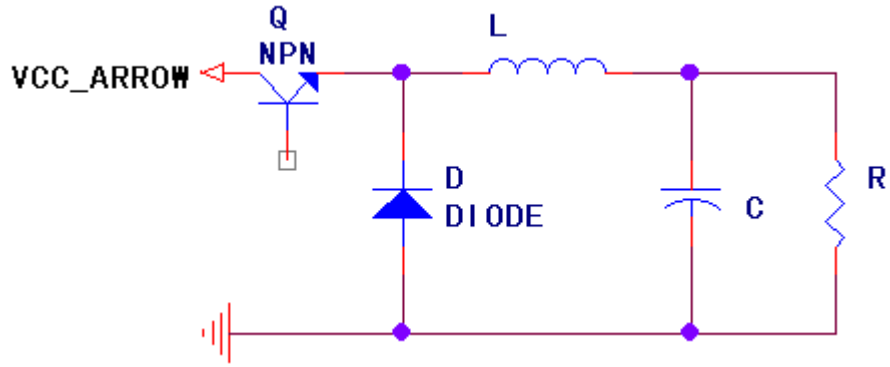


图11.29 晶体管开关变换器 (buck) 电路

由于LT1173提供了内置开关管的集电极和发射极管脚，所以，只要按照图11.29对电感、二极管、电容进行连接就可以了，图11.30是LT1173应用于buck (step-down) 模式的原理图，SW1是内置开关管的集电极，SW2是内置开关管的发射极，FB是采样反馈输入端。由于在这种情况下，输出电压与输入电压同相，且比输入电压低。

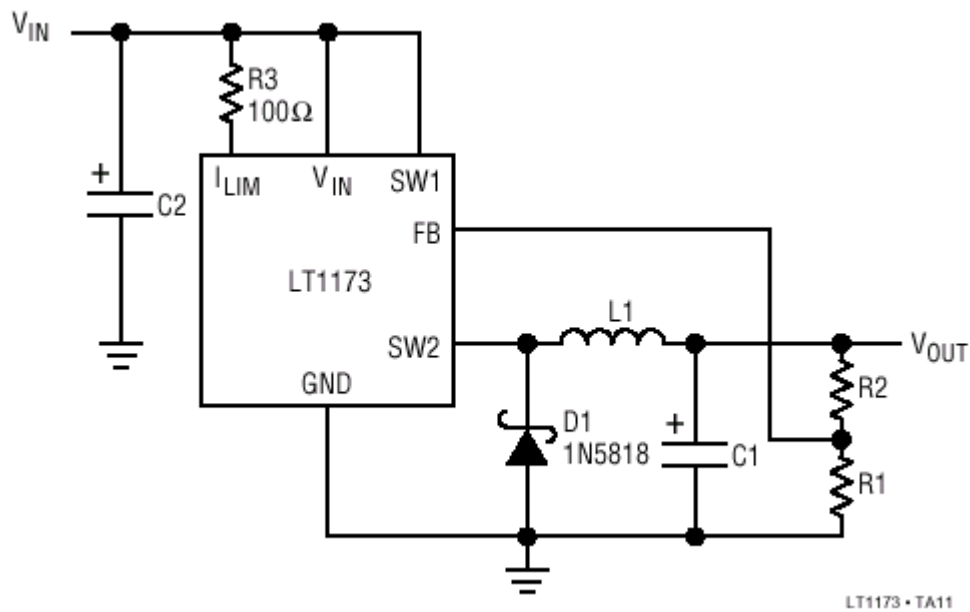


图11.30 LT1173应用于buck (step-down) 模式

如果将图11.30中的 V_{OUT} 、GND进行参考电位平移，即可以得到负电压输出，如图11.31所示：

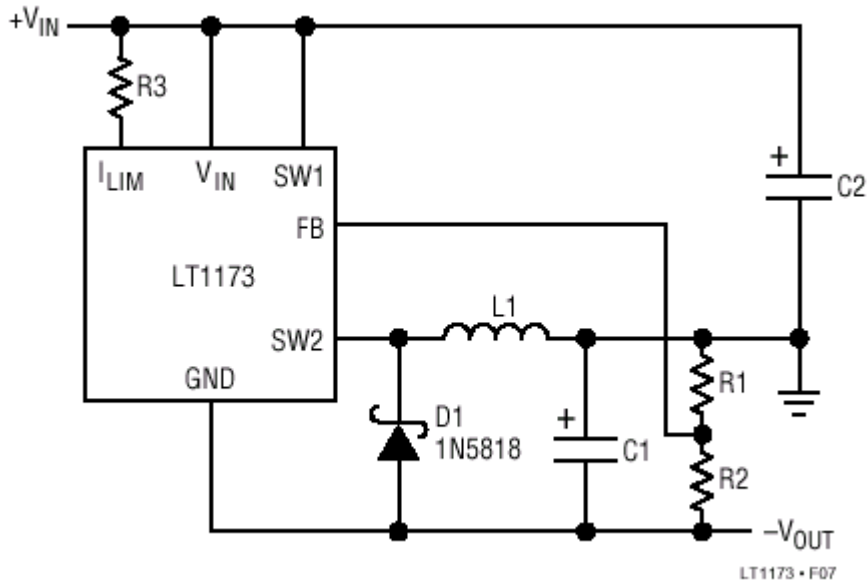


图11.31 LT1173应用于buck（step-down）模式，产生负电压

与图11.30相比，电感L1的电流输出端固定在参考地电位上，续流二极管的阳极就可以得到负电压 V_{OUT} ，注意此时LT1173的“GND”端子要同该负电压相连接，保证反馈端FB相对于“GND”端有1.245V的电势差，此时输出电压按照下式计算：

$$V_{OUT} = V_{FB} \times (1 + R_1/R_2) = 1.245V \times (1 + R_1/R_2)$$

如果需要产生-5V，D1的推荐型号是1N5818；电感L1的推荐值为47uH。

【参考数目】

<<新颖开关稳压电源>>，叶慧贞 杨兴洲 编著

<<脉宽调制DC/DC全桥变换器的软开关技术>> 阮新波 严仰光 编著

<<datasheet: Micropower DC-DC convertor ADT1173>>，ANALOG DEVICE Co.

<<datasheet: Micropower DC-DC convertor LT1173>>，Linear Co.

第12章 光接收电路

12.1 光接收器件简介

光接收器件即光检测器，作用是将光纤输出的光信号转换为电信号。对光检测器要求：① 在工作波长范围光电转换效率高；② 检测过程引入的附加噪声尽可能小；③ 响应速度快、线性好、频带宽；④ 高可靠性，长寿命，尺寸与光纤直径相配，工作电压低。

常见的光检测器有PIN光电二极管和雪崩光电二极管APD（avalanche photodiode）以及由二者为核心派生出来的组件。

12.1.1 PIN

PIN光电二极管是在PN结的P型层和N型层之间夹了一层本征半导体（intrinsic semiconductor），形成P-I-N结构而得名，如图12.1所示：

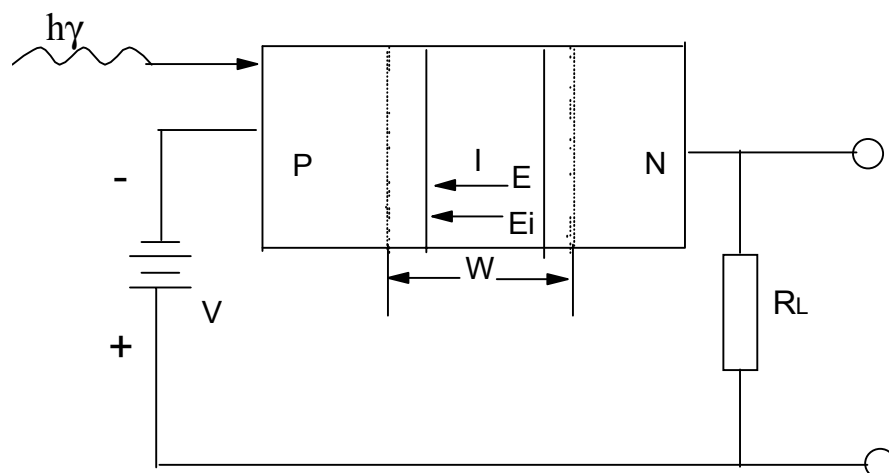


图12.1 PIN光电二极管结构

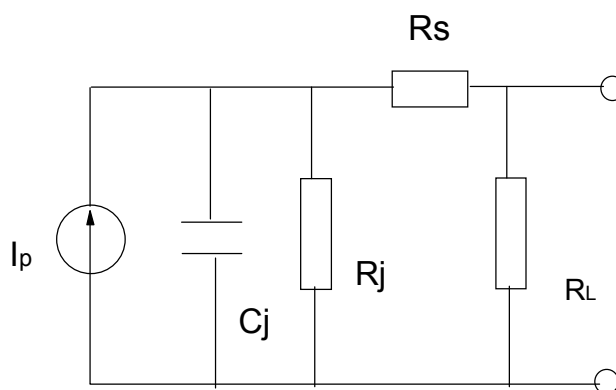


图12.2 PIN等效电路

如图12.1所示，处于反偏状态的器件，电源在PN结形成的电场E与内建电场Ei同方向，使耗尽区加宽。当光波注入时，能在较宽的范围内激发出载流子，由于i区有电场，光生载流子以较快的漂移速度向电极移动，形成外部电流：

$$I_p = e/(h\gamma) \times P_0(1 - e^{-a(\lambda)w})(1 - r_f) \quad (12.1)$$

其中 P_0 为入射光功率， $a(\lambda)$ 为材料的吸收系数， w 为耗尽区宽度， r_f 为材料界面的菲涅尔反射系数。常见的材料有Si, Ge, InGaAs, InP, InGaAsP。

12.1.2 APD

当耗尽区中的场强达到足够大（ $\sim 3 \times 10^5 \text{V/cm}$ ）时，光生载流子将被加速到很高的速度，在运动过程中与晶格中的原子碰撞时会使之电离，产生额外的电子空穴对。这些新生电子和空穴也被加速，发生新的碰撞和电离，产生更多的电子-空穴对。这个物理过

程称为雪崩效应，它倍增了一次光电流，使之得到放大。由于倍增过程是随机产生的，倍增增益就取统计平均值。 $\langle g \rangle = G$ 。倍增增益与许多因素有关，如载流子电离系数，雪崩区的宽度以及反向偏压的高低等。

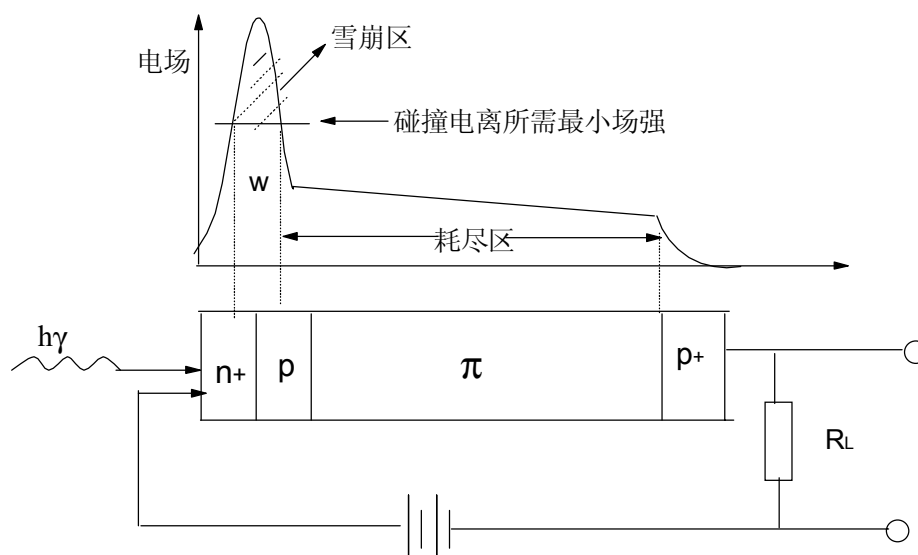


图12.3 达通型APD

图12.3所示为达通（reach-through）型APD或RAPD，它由 $p^+ - \pi - p - n^+$ 几层构成， p^+ 、 n^+ 为高掺杂低阻压， π 为接近本征的低掺杂区（很宽），大部分入射光子在此被吸收并产生光生载流子。倍增的高电场区集中在 pn^+ 结附近的窄区。随着电压的增加， p 区将逐渐成为耗尽区并继续扩大到整个 π 区。这样入射光子在 π 区吸收建立一次电子空穴对（ π 区电离系数 k 很小，可获得低的倍增噪声），一次电子向 pn^+ 结漂移并在 pn^+ 结区产生雪崩倍增，一次空穴则直接被 p^+ 吸收。

偏压较小时， p 区只有部分耗尽层，APD基本没有增益。随偏压增加，耗尽区扩大到 π 区，并使 p 区与 π 区电场增加，增益连续增大。当偏压增大到一定值时， $G \rightarrow \infty$ ，这时的偏压称为击穿电压。因此，可以通过改变偏压的大小来控制APD的增益。

APD增益与偏压的关系为

$$G = \{1 - [(V - I_M R_i) / V_b]^a\}^{-1} = [1 - (V / V_b)^a]^{-1} \quad (G \text{ 很小时}) \quad (12.2)$$

V_b 为APD击穿电压， R_i 为APD内阻， a 为与APD材料、掺杂特性及波长有关的参数。 V 接近 V_b 时， $G=V_b/(aI_M R_i)$ ， I_M 为倍增输出流的平均值。由于 $G=I_M/I_P$ ， I_P 为一次光电流（可按式12.1计算），最大增益为：

$$G_{max} = [V_b/(aR_i I_p)]^{1/2} \quad (12.3)$$

可见击穿电压 V_b 大，入射光功率小时，APD的增益高。

APD的增益会随温度变化，这是因为电子和空穴的电离率与温度有关造成的，使用时要注意。除了RAPD外，还有一种台面型的SAM-APD。

12.1.3 PIN-FET(PIN-TIA)

单个光电二极管作为接收器件使用常常很难实现高灵敏度，在要求高的场合经常将其与前端放大器集成在一个单片电路并用金属屏蔽体密封。在高阻抗设计中，由于场效应管FET输入阻抗高，常被选为前端晶体管，与PIN管构成所谓的PIN-FET器件。图12.4是一种常见PIN-FET组件电路，其中 R_f 引入了电压并联负反馈——这是跨阻放大器所需要的。

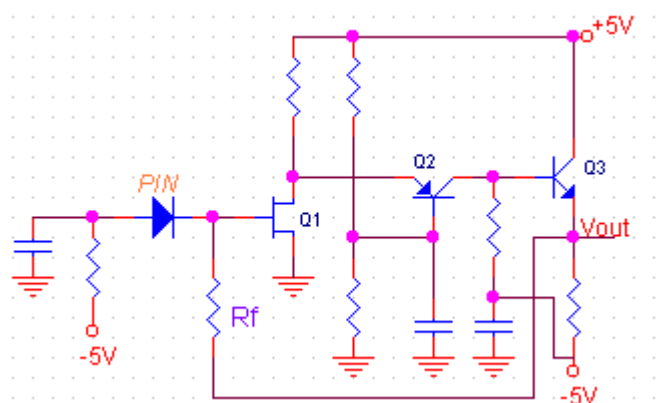


图12.4 常见PIN-FET电路

图12.5所示的另一种电路没有负反馈。两种电路都使用了共源-共基结构，提供足够的放大器带宽。输出级采用射级跟随器，提高带负载能力。

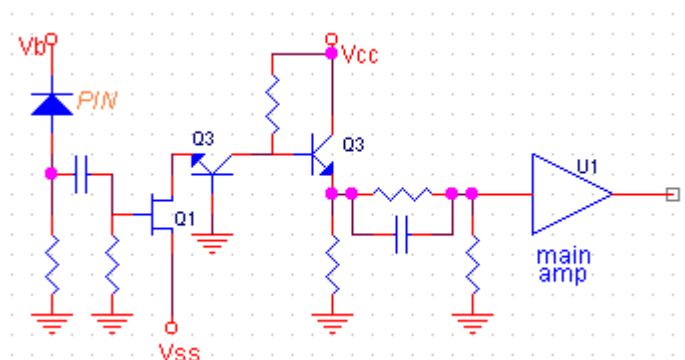


图12.5 另一种PIN-FET电路

与输入级不采用FET时，相应的组件就称为PIN—TIA(Trans-impedance Amplifier)。有一些厂家提供单独的TIA放大器，则必须配单独的PIN管使用，在电路设计时要考虑如何抗干扰。

12.1.4 APD-FET(APD-TIA)

APD-FET和PIN-FET类似，只不过APD所需偏置电压较高，所以一般不宜采用图12.4那样的电路，宜采用图12.6那样的电路，或者带反馈的如Lasertron公司的QDAX-500，如图12.6所示。在深度负反馈（电压并联）条件下，放大器U1的增益即为反馈电阻值 $4k\ \Omega$ 。

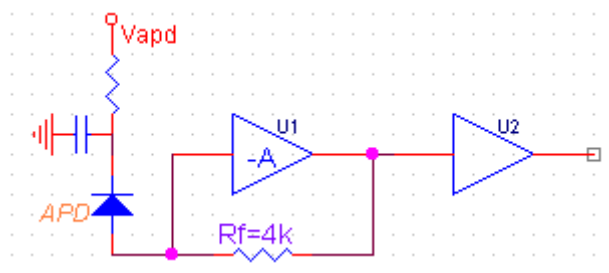


图12.6 APD-FET

APD-TIA的应用与PIN-TIA应用类似，由于APD的击穿电压会随温度而变化，在实际应用中对APD的偏压要进行温度补偿，多数APD组件都集成了温敏元件以便进行补偿。

12.2 光接收器的噪声

在光接收器中，可能存在多种噪声源，如图12.7所示。

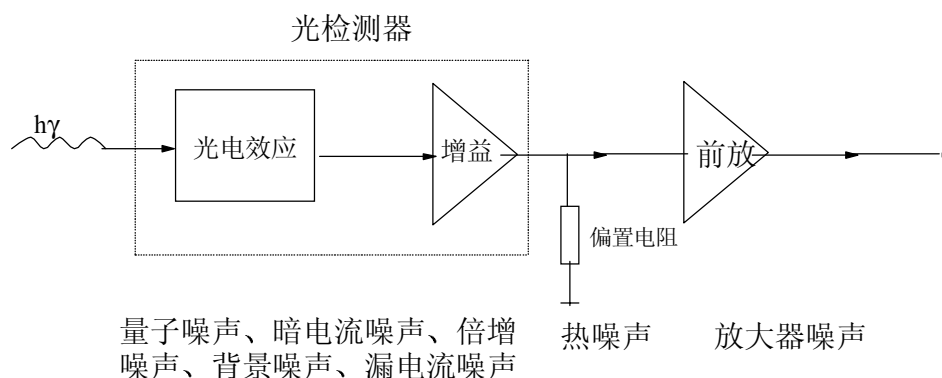


图12.7 光接收器前端噪声源

光信号入射到光检测器上时的随机起伏及光电子产生和收集过程的统计特性，使得信号光电流中不仅有信号成份，还有噪声成份，这种噪声称为量子噪声（或散弹噪声），它与信号电平成正比，与接收器滤波器带宽成正比。倍增噪声则是由于APD的倍增过程的

统计特征而产生的附加散弹噪声，它随倍增增益的增加而增加。暗电流噪声指没有光入射时由pn结内热效应产生的电子-空穴对形成的电流，影响暗电流大小的因素有器件材料、偏置电压及工作温度。在APD器件中，暗电流能被倍增，影响更大。漏电流噪声是由于器件表面的物理特性不完善（缺陷及污染）所致，它与表面积大小及偏置电压有关，但不会被倍增。背景噪声指光信号中的背景热噪声。

关于接收器噪声的定量分析相当复杂，可参考相关文献进行学习。图12.8示出在给定的信噪比（SNR）时的某模拟基带接收器接收光功率的变化，亦示出了APD的最佳倍增增益 M_{opt} 大小，可见随SNR增大， M_{opt} 减小。当SNR> 40dB时，采用APD已没有意义。

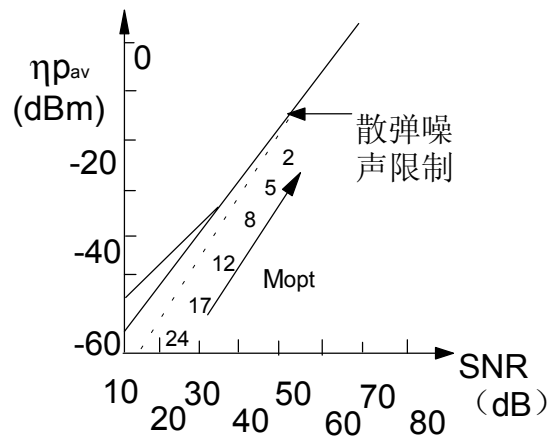


图12.8 接收灵敏度与SNR的关系。

有两种接收状态需进行讨论。接收光功率小时，电路噪声成为主要噪声源，其限制接收光功率为：

$$\eta P_{av} = 2^{1/2} h_f (SNR)^{1/2} \langle ic^2 \rangle^{1/2} / (emG) \quad (12.4)$$

m 为模拟幅度调制的调制指数， G 为APD平均增益， $\langle ic^2 \rangle$ 为放大器电路噪声均方值， η 为量子效率。可见接收光功率与SNR的平方根成正比，光功率增大10dB时，SNR仅增加5dB。接收光功率较大时，主要噪声是散弹噪声，而电路噪声可略去不计，这时

$$\eta P_{av} = 4hfB_{eq}/m^2 \times (SNR) \quad (12.5)$$

上述为模拟接收器的情形，对于理解数字接收器也有指导意义。对于场效应管放大器和双极晶体管放大器，输出噪声功率有效值分别为

$$N_F = [2k\theta/R_b + 2k\theta \Gamma / (g_m R_b^2)] \times I_2 / f_b + (2\pi C_T)^2 \times 2k\theta \Gamma / g_m \times f_b I_3 \quad (12.6)$$

$$N_B = [2k\theta/R_b + k\theta/R_{in} + k\theta/(\beta_0 R_{in})] I_2 / f_b + (2\pi C_T)^2 \times k\theta R_{in} / \beta_0 \times f_b I_3 \quad (12.7)$$

式中 Γ 为与器件材料有关的常数, R_b 为前置放大器偏置电阻的并联等效电阻, $R_{in} = kT/(eI_b) = kT\beta_0/(eI_c)$ 为双极晶体管BJT输入电阻。不难看出带宽 f_b 存在一个最佳点使 N 最小。对二式经分析得知, 低速率工作时, 应选择跨导大的FET 作为前置放大器, 高速率工作应选择 β_0 大的BJT 作为前放第一级。

对于图12.6所示的互阻抗放大器, 经过式 (12.6) 和 (12.7) 分析发现, 反馈电阻 R_f 所产生的热噪声在低频有些影响, 在高速率工作条件可忽略不计。因此在高速应用中常用互阻放大器作为前放, 它增加了带宽, 因而减少了对数字光接收均衡器的要求。

12.3 跨阻放大器

光电接收器的前端电路种类很多, 而跨阻放大器是高阻抗前端的低噪声特性和低阻值反馈电阻的大带宽、宽动态范围特性的一个很好的折衷, 在光纤数字通信中应用非常广泛。

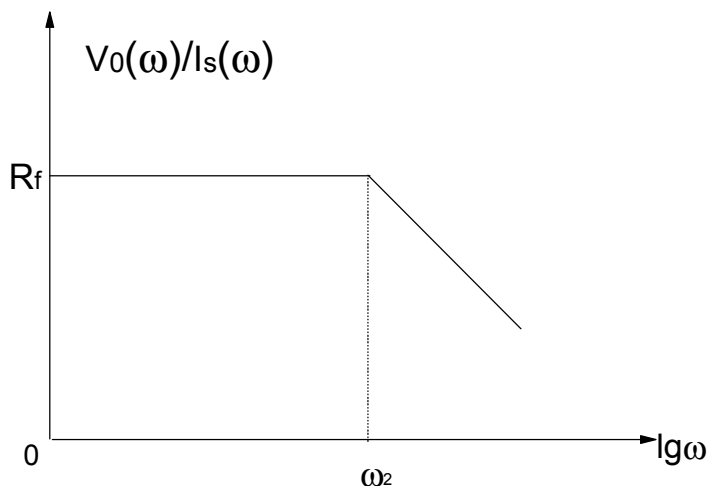
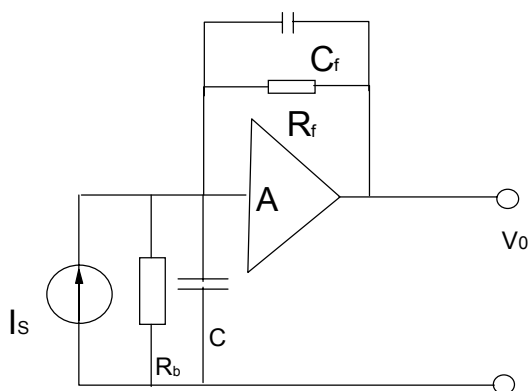


图12.9 跨阻放大器及其频响

图12.9 典型的跨阻放大器及其频响，其传递函数为

$$V_o(\omega)/I_s(\omega) = -R_f / [1 + R_f/(AR_b) + j\omega R_f(C_f + C/A)] \quad (12.8)$$

实际上 $R_b \gg R_f$, $A \gg 1$, 则3dB带宽为

$$\omega_2 = A / [R_f(C + C_f A)] \quad (12.9)$$

若杂散电容很小, $C_f A \ll C$, 则 $\omega_2 = A/(R_f C)$ 。可见跨阻放大器的带宽比一般高阻抗放大器的带宽至少展宽了A倍。正因为如此, 接收机可以不用均衡或者少用均衡, 理论计算表明动态范围也大约增大了A倍。实际上, A不能无限制增加, 图为: ①随A增大, 式(12.9)中杂散电容 C_f 影响增加, 限制了带宽; ②为增加A, 须增加放大器级数, 这会引入附加相移, 引起不稳定。因此, 反馈环内放大器, 放大器级数限于3级以下 (>100MHz) 或仅一级 (>1GHz)。随着 R_f 的引入, 增加了一个热噪声源, 其谱密度为

$$S_{Rf} = 4kT/R_f \quad (12.10)$$

不难看出, 放大器的噪声和带宽两者在 R_f 的选取上是矛盾的, 图12.10反映了这种影响。

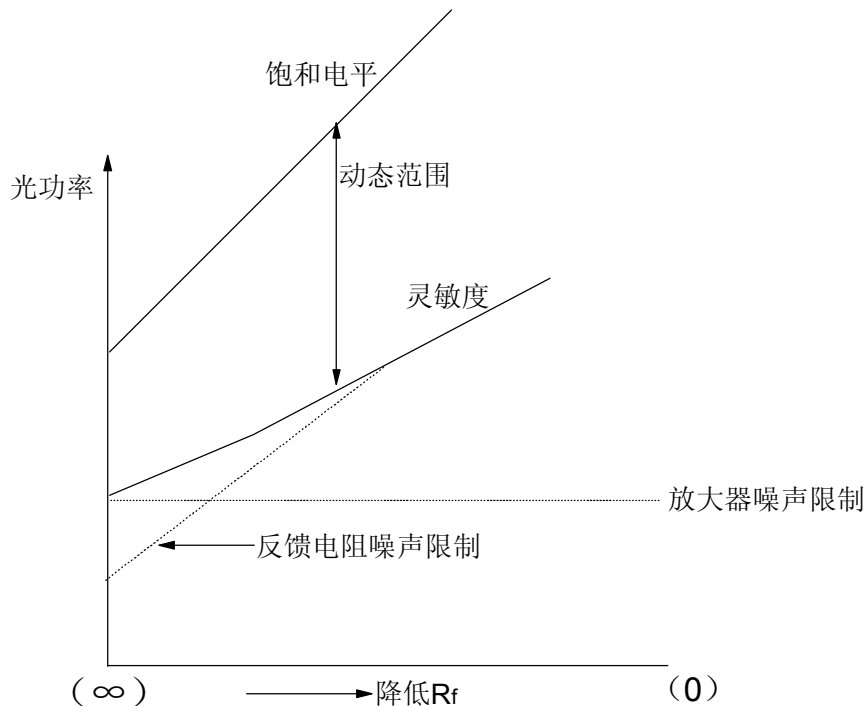


图12.10 动态范围、灵敏度与反馈电阻 R_f 的关系。

对高增益放大器 ($A \rightarrow \infty$)，为了补偿杂散电容 C_f 的影响, 可以选用T型网络作为反馈网络, 如图12.11所示。

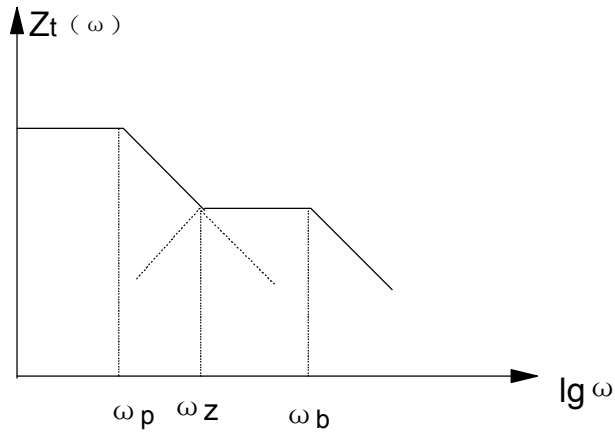
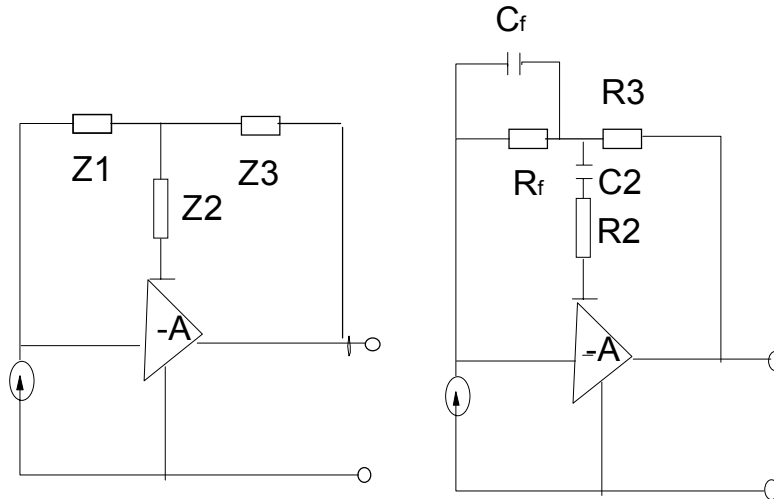


图12.11 T型反馈网络

其中：

$$W_p = 1/(R_f C_f) \quad , \quad W_z = 1/(R_3 C_2) \quad , \quad W_b = 1/(R_2 C_2) \quad , \quad \text{假定} \\ R_f \gg R_3 \gg R_2 C_2 \gg C_f$$

总之，跨阻放大器有许多优点，归纳如下：

- ①放大器总电阻小，时间常数小，减小了失真，减小了对均衡的要求；
- ②动态范围大；
- ③输出电阻小，放大器不易感应噪声；
- ④负反馈使放大器稳定性提高。

图12.12 是一个45Mb/s光通信系统接收机前端电路实例。可以发现，在低噪声

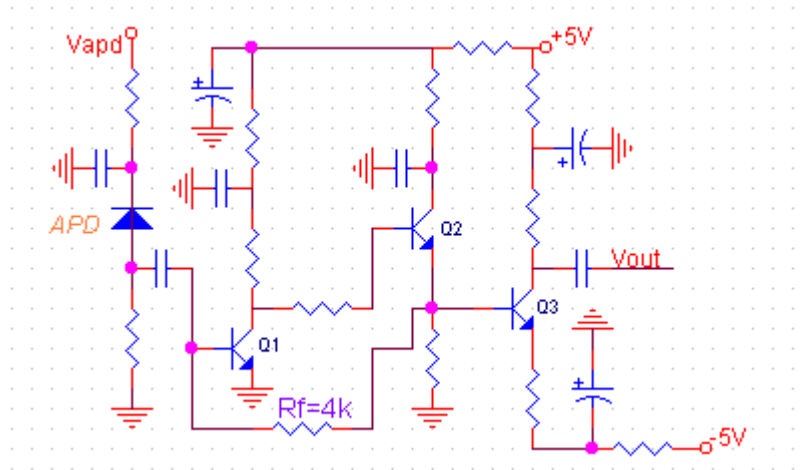


图12.12 跨阻放大器实例

放大器中常用RC电路进行电源滤波，以便去除低频干扰。 R_f 和Q1、Q2共同组成一个电压并联负反馈电路。

12.4 主放大器

经过前置放大器的输出信号，幅度还不一定满足后续电路的要求。前面已经介绍，前置级的增益与动态范围是矛盾的，因此常通过带AGC的主放大器来保证信号幅度与动态范围。

主放大器一般采用多级电压放大器级联实现，其中的放大单元是增益可调的，如差分放大器、双栅FET构成的放大器，以根据信号幅度的大小动态调整放大器增益，信号幅度的大小可用峰值检波电路来检测。此外还可以用可变衰减器（如二极管）来改变放大器的增益，图12.13是自动增益控制原理框图，这里AGC

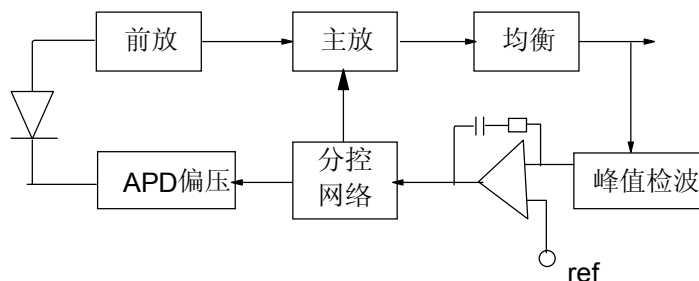


图12.13 自动增益控制原理框图

电压不仅作用于主放大器改变其增益，还改变APD的偏压，即改变倍增因子，实现增益自动控制。12.8节将介绍一种典型的主放大器。

现在随着电路技术的发展，主放+均衡的方式仅在低速系统中应用，在高速系统中由于动态范围小，常用限幅放大器来代替。

12.5 均衡电路

在数字光纤通信系统中，光脉冲信号经过光纤传输后，由于色散和前放带宽影响，脉冲被展宽，这时若接收放大器的传递函数为理想LPF，输出波形将产生码间干扰，影响接收灵敏度。为了解决这个问题，需要使用均衡电路。

均衡电路的目的是改变整个接收器电路传递函数的滚降特性，以获得有利于判决的输出波形。图12.14是几种典型的均衡电路，通过微分电路补偿高频分量的滚降，改善输出脉冲波形。

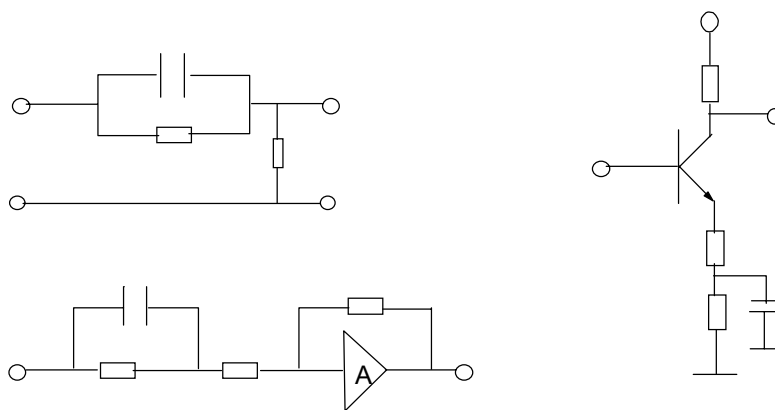


图12.14 典型均衡电路

12.6 接收机灵敏度、动态范围

根据前面的分析，数字光接收机在对光脉冲信号的变换、放大和均衡过程中会产生各种噪声，这些噪声会影响对信号的判决，造成误码。为减少误码率，要么加大输入光功率，要么减少接收机的输出噪声。研究表明，输入光功率与误码率二者是互相矛盾的，一般对BER作一个人为规定，在这个条件下接收机所接收到的最小光功率称为接收灵敏度。在G.957 建议中，定义 10^{-10} 误码率条件下的最小接收光功率为灵敏度（STM-1， 4， 16），而G.691和（STM-64和带光放的STM-4， 16）和G.692定义的BER条件为 10^{-12} 。

影响灵敏度的因素有光源消光比、暗电流、放大器噪声、均衡条件、光源波长等，灵敏度的极限为量子极限，由量子噪声决定。实际接收机灵敏度要比之低10~20dB。

接收机过载定义为与灵敏度相同BER条件下的最大输入光功率。过载与灵敏度之差的dB数称为接收机动态范围。

12.7 时钟数据恢复CDR(Clock & Data Recovery)

在数字光纤通信接收机中常听到2R、3R的概念，3R指的是Reamplifying、Reshaping、Retiming，2R则没有Retiming环节。2R将光信号恢复为数字电信号，Retiming则通过恢复出来的时钟对恢复的数字信号再定时。一般经过3R电路后，数字信号的眼图得到极大的改善，抖动相应减小。

典型的定时提取电路(clock recovery)如图12.15所示。对于0、1等概率分布的

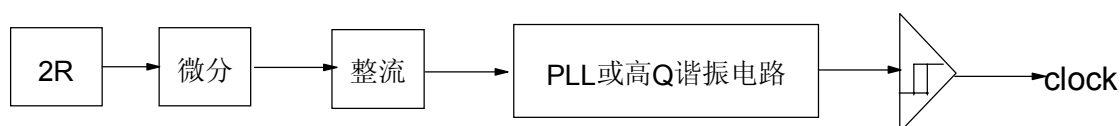


图12.15 定时提取电路原理

NRZ码，功率谱中没有离散谱，必须进行非线性变换，才能获得时钟分量。微分、整流电路即是进行非线性变换用的，当然也可以用其它非线性变换形式，如平方电路、延迟-异或电路等。PLL或高Q电路的作用相当于窄带滤波器，取出时钟信号分量，经过整形，获得时钟和数字信号。高Q电路常见的有LC谐振电路、SAW等。

由于集成电路的发展，直接用PLL从数据恢复时钟越来越普遍。PLL中的重要环节鉴相器，常用Alexander型或Bang Bang型实现，多数CDR需输入参考时钟。

12.8 典型电路

12.8.1 主放大器

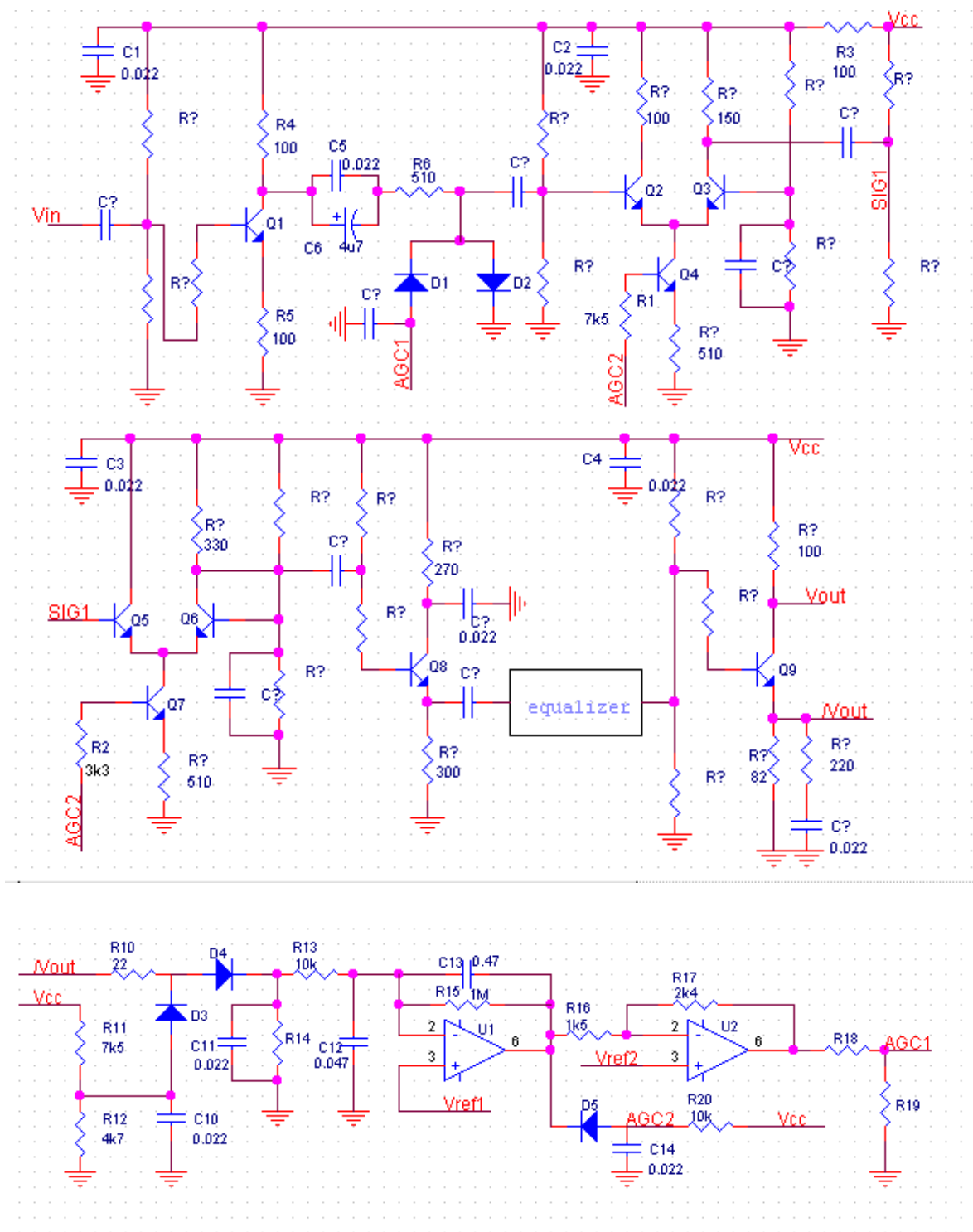


图12.16 主放大器实例

来自前置放大器（如PIN-FET）的输出信号，经过Q1组成的起反相和隔离作用的放大器，放大器增益为 $-R4/R5 = -1$ 。D1、D2组成可变衰减器，对大信号进行衰减，其利用二极管的非线性，即在不同静态工作点的交流等效阻抗不同的特性，静态工作点由AGC电压AGC1来控制。随后是两级差分放大器，Q4、Q7分别为这两级差放提供恒流，恒流量受

AGC电压AGC2的控制，从而使放大器增益可变。由于对大信号进行衰减，小信号进行放大，该放大器的动态范围很宽，可达35dB左右。Q8组成一个射级跟随器，根据实际情况可带均衡电路。Q9构成的放大器把信号分为两部分， V_{out} 输出给后级电路（如史密特触发器、限幅放大器等）， V_{out} 则送至AGC环路。

D3、D4构成一个包络平均值检波电路，经过滤波和U1构成的积分电路，获得信号幅度的平均值信息，经过D5电平移位后产生AGC电压AGC2。U2反相放大后的信号作为AGC1去控制可变衰减器。信号幅度大时，AGC2减小，造成差放增益减小；同时，AGC2加大，使得D1、D2工作在高偏压区，等效交流阻抗减小，从而在Q2基极得到的信号幅度减小。信号幅度较小时，对应的控制过程正好相反。经过上述自动增益控制过程，可以保证输出信号的幅度基本不变。

12.8.2 PON接收电路

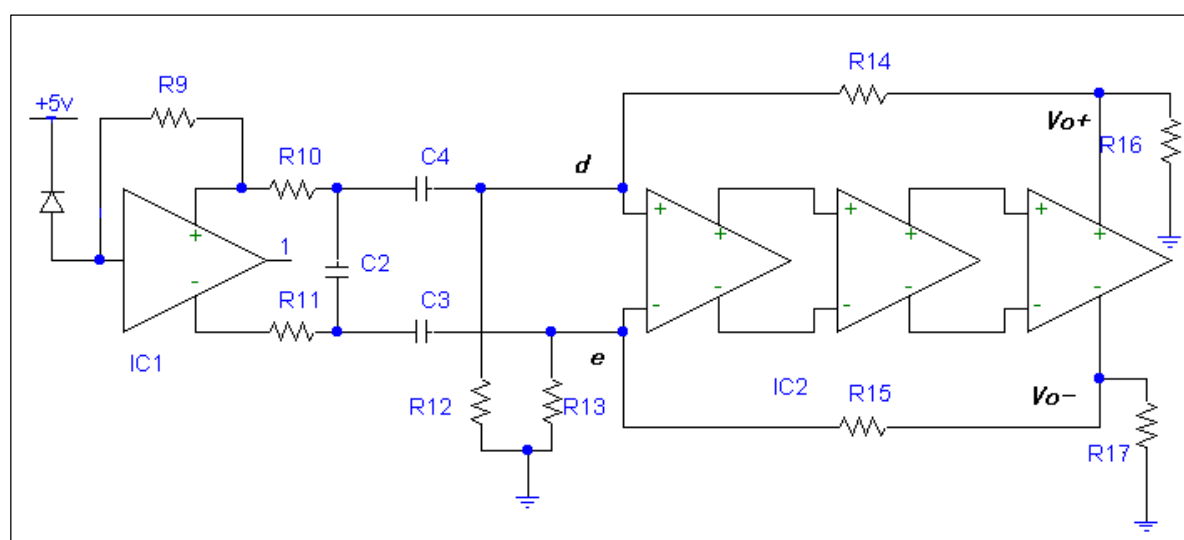


图12.17 PON接收电路

图12.17为PON(passive optical network)接收部分的电路框图，IC1为跨阻放大器，它主要将光探测器送来的微弱电流信号转化为相应的电压信号，它是光接收机的关键部分，要求它有足够小的噪声，适当的带宽和一定的增益。适合突发模式的跨阻放大器要求其跨阻足够大，噪声足够小，3dB带宽能从DC到信号速率。为防止噪声影响判决后的数据，通常将跨阻放大器输出的数据经滤波电路后再送入下一级电路，为防止滤波电路本身在滤波的过程中引入噪声，滤波电路通常采用无源滤波器，由于 π 型滤波器对信号间的匹配要求较高，为解决这一问题，图中采用RC滤波器。RC滤波电路的时间常数即 $4RC$ 应小于所允许的保护比特时间。微分网络主要是提升信号的高频分量，消除突发信号中的直流分量，形成判决电路所需的边缘。同理，为防止微分网络本身在微分的过程中引入噪声，微分网络通常采用无源微分网络。判决电路由高增益，宽带宽的限幅放大器通过正反馈电路构成施密特触发器。该施密特触发器可根据微分网络形成的边缘来判决数据。即上升沿判决

为“1”数据，下降沿判决为“0”数据。由于边缘判决法对噪声尤为敏感，故判决前，应对信号充分的进行滤波，以防止判决电路误判和乱判。图中，R9为跨阻放大器的跨阻，它主要决定跨阻放大器的增益，直接影响接收电路的接收灵敏度。R10，R11为跨阻放大器的输出阻抗，通常R10=R11=50Ω，C2为滤波电容，滤波器的截止频率为 $f=1/(2\pi RC)$ ，该值在设计时应小于信号的带宽。C3，C4，R12，R13为微分网络，IC2为高增益的限幅放大器，R14，R15为正反馈电阻。R16，R17为施密特触发器的负载。d点和e点的判决电平可由叠加定理推导而出：

$$V_d = R/R_{12} / (R/R_{12} + R_{14}) \times V_{0+} + R_{14} / (R/R_{12} + R_{14}) \times V_{i+} \quad (12.10)$$

$$V_e = R/R_{12} / (R/R_{13} + R_{15}) \times V_{0-} + R_{15} / (R/R_{13} + R_{15}) \times V_{i-} \quad (12.11)$$

上式中 V_{i+} 和 V_{i-} 为微分网络的输出的一对差分信号，R为微分网络的输出阻抗，当 $V_d > V_e$ 时，判决电路输出为高电平，当 $V_d < V_e$ 时，判决电路输出为低电平。构成正反馈电路的电阻值应合理选取，电阻值太大，容易将噪声误判为数据，电阻值太小，影响接收灵敏度。

【参考文献】

- 1、张明德，孙小菡，《光纤通信原理与系统》，东南大学出版社，1998
- 2、Stephen B. Alexander (Ciena Corporation), "Optical Communication Receiver Design", SPIE Optical Engineering Press, 1997
- 3、赵梓森，《光纤通信工程》，人民邮电出版社，
- 4、杨同友，杨邦湘，《光纤通信技术》，人民邮电出版社，1996

第13章 光发送电路

13.1 激光器简介

在光纤通信系统中，光发送机的作用是将电信号转变为光信号，并有效地把光信号送入传输光纤。光发送机的核心是光源及其驱动电路。光纤通信系统对光源的要求主要有：

- (1) 调制容易、线性好、带宽大；
- (2) 输出谱窄，以降低光纤色散的影响；
- (3) 辐射角小，与光纤的耦合效率高；

能满足上述要求且已广泛应用于光纤通信系统中的有两种半导体光源：发光二极管（LED）和激光二极管（LD）。这两种光源的主要区别在于LED输出为非相干光，其谱宽宽，入纤功率小，调制速率低；而LD是相干光输出，谱宽窄，入纤功率大，调制速率高。因此，前者适用于短距离低速系统，后者适用于长距离高速率系统。

发光二极管LED和激光二极管LD的主要特性有

(1) P-I特性

输出光功率P与偏置电流I的关系。LED是非阈值器件，发光功率随工作电流增大而增大，并在大电流时逐渐饱和。

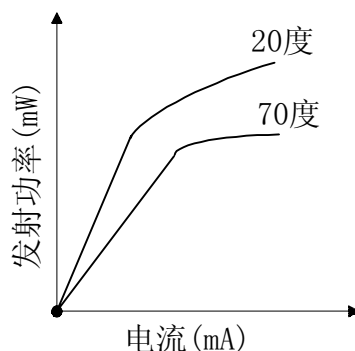


图13.1 LED P-I特性

LD的P-I特性由A、B两段组成，B线的延长线与横轴的交点对应的电流为阈值电流 I_{th} ，当工作电流大于 I_{th} 时产生激光输出。LD的 I_{th} 对工作温度是十分敏感的，随着工作温度的提高，P-I特性曲线向右移动，阈值电流增大，斜率减小。

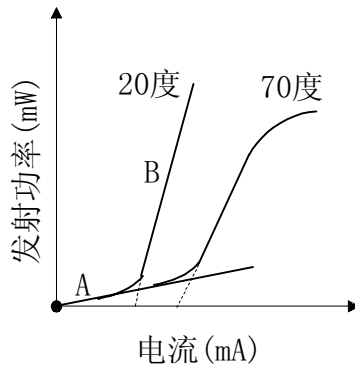


图13.2 LD的P-I特性

在光纤通信系统中，信息由LED或LD发出的光波所携带，光波就是载波。把信息加载到光波上的过程就是调制。按调制方式与光源关系来分，有直接调制和外调制两种。前者指直接用电调制信号来控制半导体光源的振荡参数（光强，频率等），这种方式又称为内调制；后者是让光源输出的幅值与频率恒定的光通过光调制器，光信号通过调制器实现对光载波的幅度、频率及相位等进行调制。光源直接调制的优点是简单，但调制速率受到载流子寿命及高速率下的性能退化的限制（如频率啁啾等）。外调制需要调制器，结构复杂，但可获得优良的调制性能，尤其适用于高速率。

13.2 驱动电路原理及简介

13.2.1 LED的驱动电路

在光纤通信系统中，用LED做光源时大都采用直接强度调制的方法，通过改变注入电流就可调制输出光功率。LED用作数字光纤通信系统光源时，驱动电路应能提供几十到几百毫安的“开”、“关”电流。一般LED不加偏置或只有小量的正向偏置电流。LED对温度不是很敏感，因此驱动电路中一般不采用复杂的自动功率控制（APC）和自动温度控制（ATC）。

典型的LED数字驱动电路如图13.3所示。

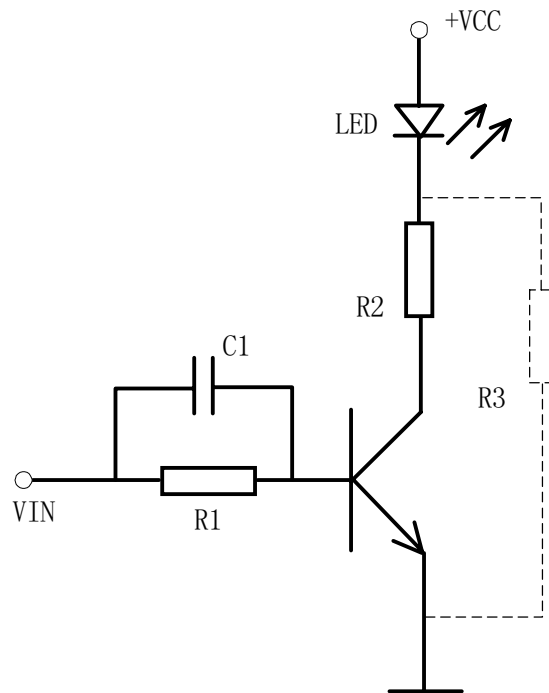


图13.3 共发射极驱动电路

图13.3中是共发射极驱动电路，通过LED的电流由VCC及R2决定，调节R1使之在50~300mA变化，R3可提供少量的预偏置，以提高开关速率，C1为加速电容，也为了提高速率。

13.2.2 LD驱动电路

由于LD一般用于高速系统，且是阈值器件，必须进行预偏置，偏置电流 I_b 大小与阈值电流接近，这样可减小电光延迟时间与张弛振荡。LD的温度稳定性较差，因此LD的驱动电路就要复杂的多。激光器（LD）数字调制的原理如图13.4所示。

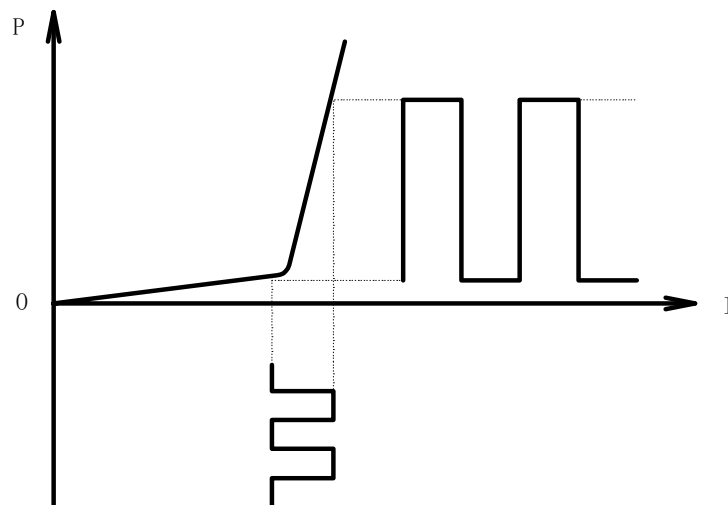


图13.4 激光器（LD）数字调制的原理

直流偏置电路的选择，应使其逼近激光器的阈值电流，这样，可以减小电光延迟时间和避免张弛振荡。电光延迟时间 t_d 的存在妨碍了调制速率的提高。因此，应当设法减小 t_d 。方法就是使偏置电流密度逼近阈值电流密度，此时电光延迟时间 t_d 趋于零。

瞬态过程中的另一个现象是张弛振荡的产生。张弛振荡不仅使信号图形失真，也使LD的光谱变宽，如图13.5所示。这样，必然就限制调制速率的提高。如果给LD足够的预偏置电流，那么在调制电流较小的情况下，LD便可有足够的输出功率，其张弛振荡程度便可大大减小或消失，从而光谱变窄。

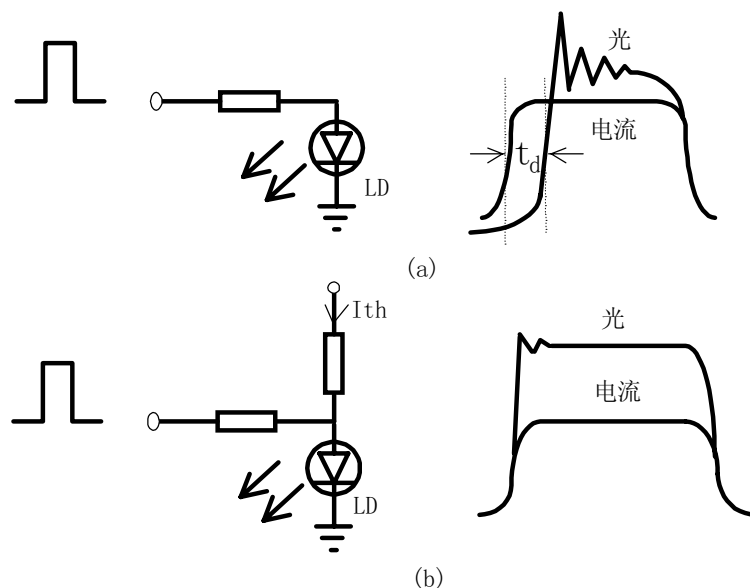


图13.5 张弛振荡

由于温度和老化都会影响输出光功率，所以在驱动电路中要采取稳定补偿措施，这就是自动功率控制。自动功率控制就是根据输出光功率的变化，自动调节激光器的偏置电流，使激光器输出功率恒定。

自动功率控制电路是依靠激光器内部的PIN管来检测LD的输出光功率作为反馈的，电路图如图13.6所示。其中D1是激光器内部的背光检测二极管，由采样电阻将电流转换电压，再由差动放大器放大，经比例积分控制器来调节激光器偏置电流。

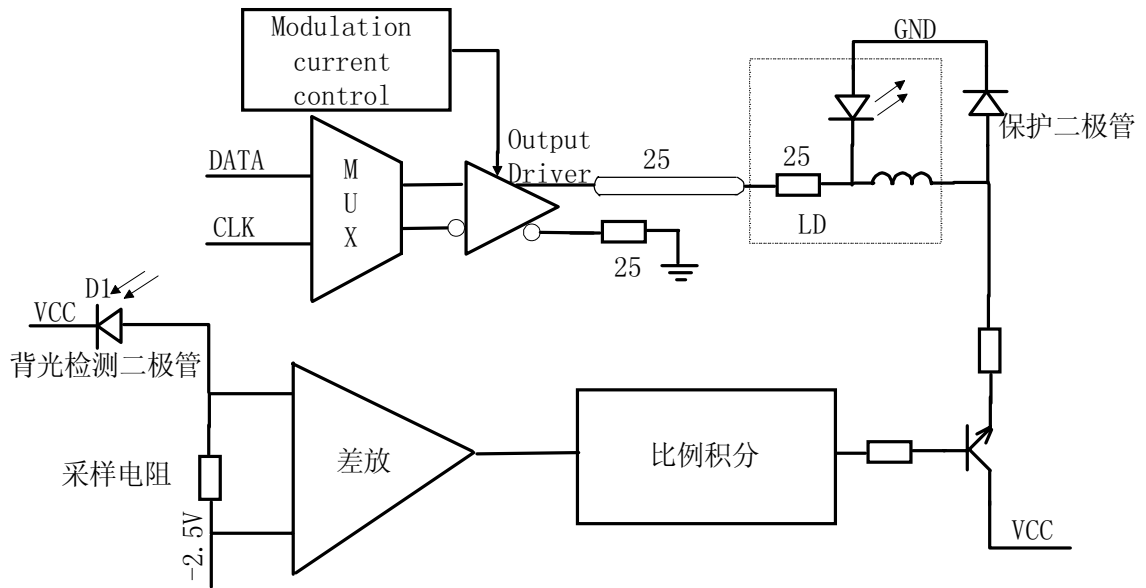


图13.6 自动功率控制电路

对于有制冷器的激光器，还要进行温度控制，特别是用于波分复用的激光器，要求波长稳定，所以必须要有自动温度控制电路。温控电路如图13.7所示：

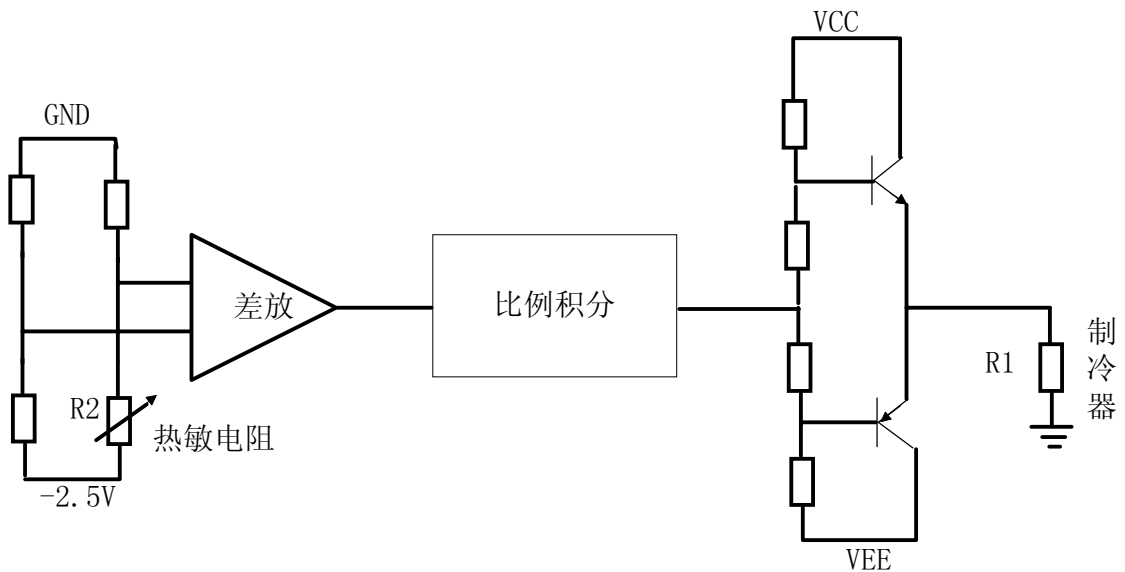


图13.7 自动温度控制电路

在图13.7中R2是热敏电阻，R1是制冷器，制冷器中电流正向流是加热，反向流是制冷。

13.3 激光器常用性能指标

13.3.1 消光比

是指激光器在二进制编码调制下，全“0”码时发出的光功率 $P_{\text{au}0}$ 与全“1”码时发出的光功率 $P_{\text{au}1}$ 之比，即

$$\text{EXT} = P_{\text{au}0} / P_{\text{au}1}$$

直调激光器的消光比通常在8.2~10dB之间，电吸收激光器的消光比通常大于10dB。

13.3.2 色散容限：

实际上是色散所允许激光器传输的最远距离。

13.3.3 眼图模板

符合G.957和G.691模板。

激光器的传送距离由激光器的色散容限决定，这个指标在激光器出厂时就决定了，所以在购买激光器时就要决定它的最远传输距离。

【参考文献】

- 1、张明德，孙小菡，《光纤通信原理与系统》，东南大学出版社，1998
- 2、李玲，黄永清，《光纤通信基础》，国防工业出版社，1999
- 3、王延恒，《光纤通信技术基础》，天津大学出版社，，1996

第14章 直流电源EMI滤波器

14.1 概述

直流电源EMI滤波器用于抑制通过传导方式进出设备的噪声。

电源EMI滤波器包括有以下几个方面的性能：

- ◆ 插入损耗

插入损耗的定义为

$$L(\text{dB}) = 20\lg(U_1/U_2)$$

式中 U_1 ——信号源不接滤波器时直接加在负载上的电压；

U_2 ——信号源通过滤波器后加在负载上的电压。

由于电源滤波器既能抑制共模EMI信号，又能抑制差模EMI信号，所以有两种插入损耗：共模（不对称）插入损耗和差模（对称）插入损耗。

插入损耗是衡量滤波器的主要性能指标，滤波器滤波性能的好坏主要由插入损耗决定。滤波器的插入损耗值与信号频率、源阻抗、负载阻抗、工作电流、环境温度、体积和重量等因素有关。

- ◆ 频率特性

根据滤波器插入损耗与频率的相互关系可以将滤波器分为低通、高通、带通、带阻等类型。电源EMI滤波器属于低通滤波器。

- ◆ 阻抗特性

滤波器的输入输出阻抗直接影响滤波器的插入损耗特性，在设计电源EMI滤波器时应该遵循输入输出端最大限度失配的原则，以获得最佳抑制效果。

- ◆ 额定电压

电源滤波器的额定电压主要由滤波器中电容的耐压水平决定。一般电容器应该降额使用，如设计-48V直流电源滤波器时，应该最好选用额定电压200V以上的电容器。

- ◆ 额定电流

额定电流是指滤波器在工作时，不降低插入损耗特性时的最大使用电流。一般情况下，额定电流越大，滤波器的体积和重量越大，成本也相应增高。

- ◆ 外形尺寸

滤波器的外形尺寸主要根据使用场合决定。

- ◆ 使用温度范围

温度变化影响共模电感的导磁率和磁链饱和密度，从而影响滤波器的性能。选用滤波器时，其正常工作温度范围应该大于等于系统的正常工作温度范围。

- ◆ 安全性能

滤波器件的安全性能如耐压、漏电流、绝缘、温升等性能应满足相应的国家标准的要求。对于-48V直流电源滤波器，对上述性能没有明确要求。

- ◆ 可靠性

电源滤波器的要求具有很高的可靠性。

- ◆ 体积和重量

滤波器的体积与重量与额定电流、插入损耗等指标相关。一般情况下，额定电流越大、体积重量增加；插入损耗要求越高，造成滤波器级数增加，亦会增加滤波器的体积与重量。

14.2 直流电源滤波器的基本结构形式

14.2.1 基本电路形式

基本电路形式如图14.1所示。

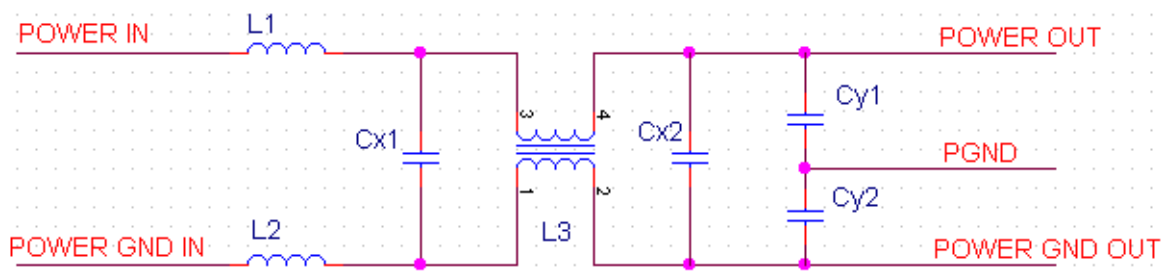


图14.1 直流电源EMI滤波器的典型电路形式

其中 C_{x1} 和 C_{x2} 为差模电容，典型的取值范围为 $0.047\mu\text{F}\sim 0.47\mu\text{F}$ ，有一定的耐压值的要求。 $L1$ 和 $L2$ 为差模电感，对称地取值，设其电感值为 L_d 。 $L3$ 是共模电感，设其电感值为 L_c ，取值范围一般为 $1\sim 10\text{mH}$ ；对于差模信号，共模电感有一个泄露电感 L_{lkg} 。 C_{y1} 和

C_{y2} 为共模电容，总是对称取值，取值范围低于4000pF，典型值是1000pF，有一定的耐压值的要求。

14.2.2 等效电路

等效电路如图14.2所示。

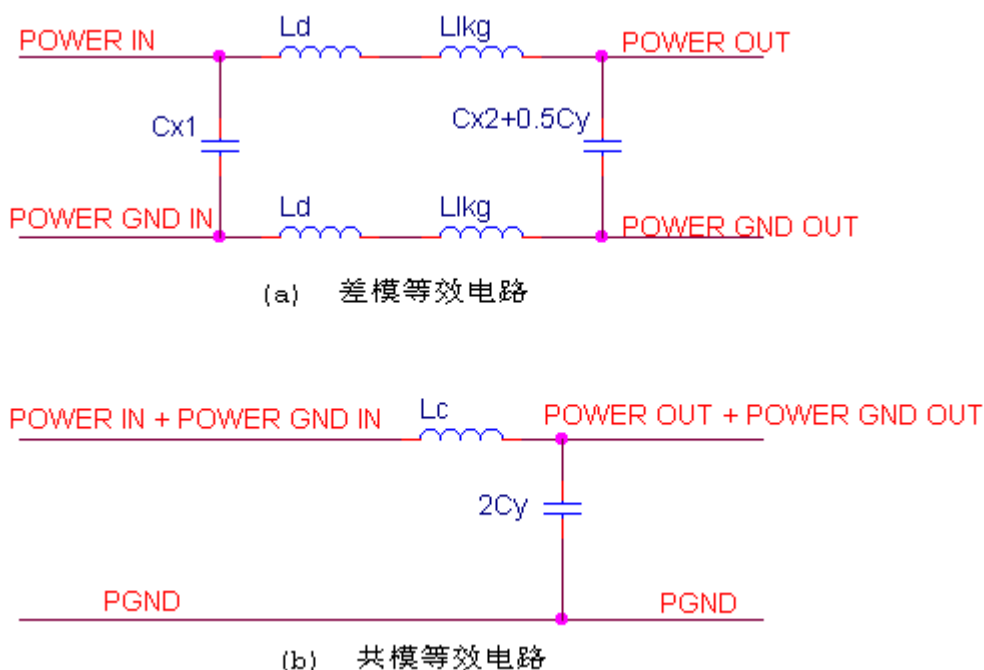


图14.2 EMI滤波器的等效电路

14.2.3 滤波器的器件

14.2.3.1 差模电容器

差模电容器又称为X电容器。在EMI滤波器的实际应用中，X电容器接在直流电源的正、负极之间，它上面除了加有电源的额定电压之外，还会叠加上正负极之间的各种EMI信号的峰值电压。对于交流的场所，有明确的安全等级的要求。而在低压直流的情况下，尤其是DC 60V以下的直流供电电源，本身就属于安全极低电压的范围，因此对X电容没有安全等级的要求；但从设备稳定运行的角度看，应该选用耐压值高的电容器。

14.2.3.2 共模电容器

共模电容器又称Y电容器。对于Y电容，除了耐压值的要求外，还有漏电流的要求。各种安全标准对于交流供电设备中的Y电容器产生的漏电流的大小都有明确规定，最大不能超过3.5mA；对于直流供电设备，则没有说明。在进行容值的选择时，为了有一定的高频特性，容值不应很大。

14.2.3.3 差模电感

差模电感可以更好地损耗差模噪声。但对于一定电感的差模电感器，为了避免磁芯饱和，必须使用低磁导率的磁芯，体积和重量都作得比同干值的共模电感要大。对于额定电流值10A以上的EMI滤波器，差模电感的体积会很大，在很多场合是没有办法使用的。差模电感器电感值的选择根据要求的插入损耗特性而定。

14.2.3.4 共模电感

共模电感串联在供电线路上，同时抑制每根导线对地的共模高频噪声，而对于差模电流则没有影响。通常是把两个相同的线圈绕在同一个铁氧体环上，铁氧体磁损较小，绕制的方法使得两线圈在流过共模电流时磁芯中的磁通相互叠加，从而具有相当大的电感量，对共模电流起到抑制作用，而当两线圈流过差模电流时磁环中的磁通相互抵消，几乎没有电感量，所以差模电流可以无衰减地通过，对差模电流没有损耗。

在共模电感的制作与选择中，磁芯是最重要的。

磁芯的材料最常用的是铁氧体材料，又分为两组：锰锌和镍锌。锰锌材料在低频时具有很高的导磁率，特别适合抑制频率范围为10kHz~50MHz的噪声。镍锌材料的初始磁导率较低，最常用在噪声频率范围大于10MHz或20MHz的场合。DC/DC开关电源的工作频率一般在10kHz~100kHz，所以直流电源EMI滤波器的磁芯材料通常是锰锌铁氧体材料。

磁芯的形状有环型、E型、I型等，其中以环型的磁芯最便宜、有效磁导率也最高。但环型共模电感的绕制成本是最高的。环型共模电感是应用范围最广的。

由于泄露电感的影响，共模电感的磁芯也会饱和，尤其是当磁芯使用在超出其额定电流的场合时。一旦发现磁芯出现饱和，最有效的解决办法是更换磁芯。

14.2.4 插入损耗的计算

假设某电源EMI滤波器的参数设计如下图14.3所示。

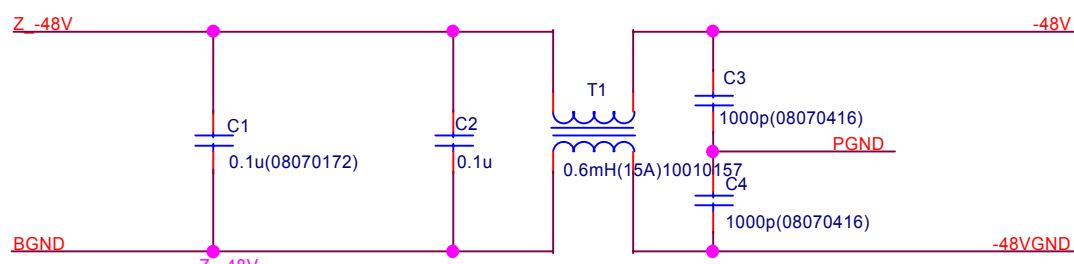


图14.3 某电源EMI滤波器的参数

C1、C2等距放置在接插件和共模电感之间，C3、C4是Y电容，和T1一起抑制共模干扰。因为电源的干扰主要是以共模形式存在，所以在此只分析共模等效电路。对差模等效电路的分析可以参照进行。

因为电感和电容在高频时并不是理想的，它们的特性分别如图14.4所示。

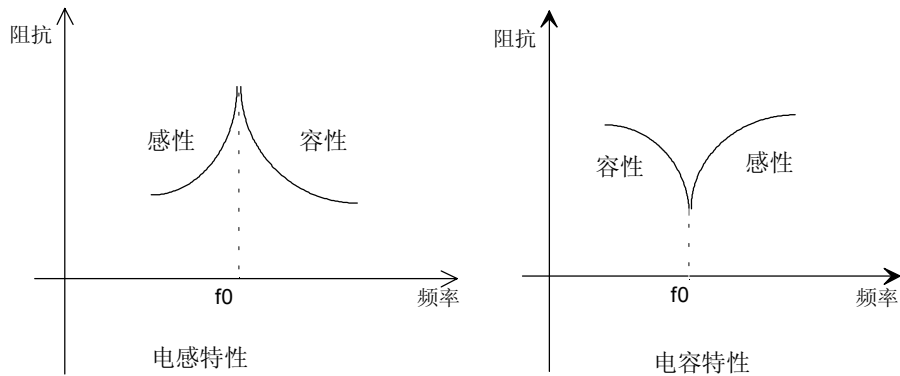


图14.4 电感和电容的频率特性

电感和电容的等效原理图如图14.5所示。



图14.5 电感和电容的等效原理图

各自有自谐振频率 f_0 ，本设计中使用的共模电感是15A，0.6mH的共模电感，自谐振频率约为5MHz；共模电容使用的是1000pF，NPO材料，自谐振频率为100MHz。因为ESR很小，在我们关心的频段占总阻抗的成分极小，可以忽略不计。

根据公式： $f_0 = 1 / [2\pi (LC)^{1/2}]$

可以得出共模滤波电路的实际电路如图14.6：

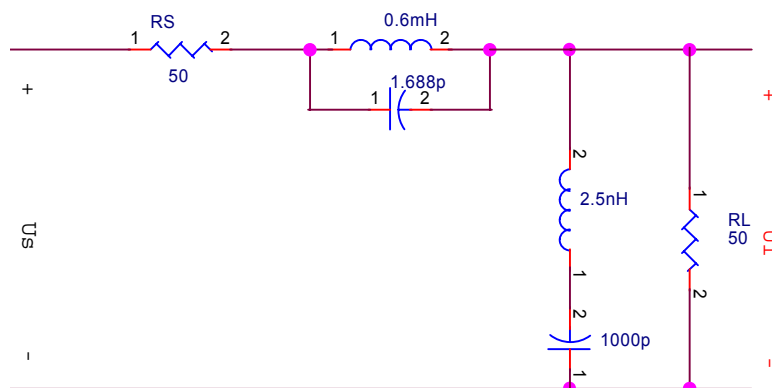


图14.6 共模等效部分的实际等效电路

其中 R_s 和 R_l 分别是信号源内阻和负载阻抗，按EMI滤波器的测量标准取值为50欧姆。

滤波器插损为：

$$20\lg (U_l/U_s) = 20\lg [T / (T + V)];$$

其中：

$$T = R_l (1 - \omega^2 C_1 L_1) / (1 - \omega^2 C_1 L_1 + j\omega R_l C_1)$$

$$V = [j\omega L_2 + R_s (1 - \omega^2 C_2 L_2)] / (1 - \omega^2 C_2 L_2)$$

可以计算出插损如下表：

表14.1 滤波器的插入损耗

频率f (MHz)	角频率 ω (MHz)	插损 (dB)
0.16	1	21.7
0.32	2	27.6
0.77	5	39.4
1.59	10	42.5
3.18	20	50.6
4.78	30	56.3
6.37	40	62.6
7.96	50	60.2
9.55	60	58.7
11.14	70	57.8
12.7	80	56.9
14.3	90	57.3
15.9	100	56.3
31.8	200	55.7
47.8	300	55.6
63.7	400	55.5
79.6	500	57.5
95.5	600	69.2
111.5	700	68.6
127.4	800	62.5
143.3	900	55.3
159.2	1,000	51.5
238.8	1,500	42.5
318.5	2,000	36.6
477.7	3,000	29.3

注：

1、在f=5MHz时，因为电感处于谐振点，阻抗很大，此时出现第一个插损峰值；

2、当f=100MHz时，因为电容处于谐振点，阻抗很小，此时出现第二个插损峰值。

3、因为在实际情况下，源内阻和负载阻抗不可能都是纯电阻50欧姆，所以上表的计算仅具有理论参考价值，对于实际的指导意义有限。EMI滤波器的插入损耗特性一般以实际测量为准。

14.2.5 EMI滤波器的端接

电源EMI滤波器是无源网络，具有互易性，即无论把负载接在电源端，还是负载端，都是可以的。在实际应用中，要达到有效地抑制EMI信号的目的，必须根据滤波器两端将要连接的EMI信号的源阻抗和负载阻抗来合理连接。电源EMI滤波器应该遵循输入输出端最大限度失配的原则，以获得最佳抑制效果。

对各种各样的电源EMI滤波器，都可以把它的共模和差模滤波网络等效于图7所示的低通滤波网络。按图14.7 (a) 所示的组合，来选择滤波器的网络结构和参数，才能得到满意的抑制效果，图14.7 (b) 说明了EMI滤波器正确与错误的阻抗搭配组合，这是使用电源EMI滤波器要遵循的原则，也是选用合适的EMI滤波器的依据。

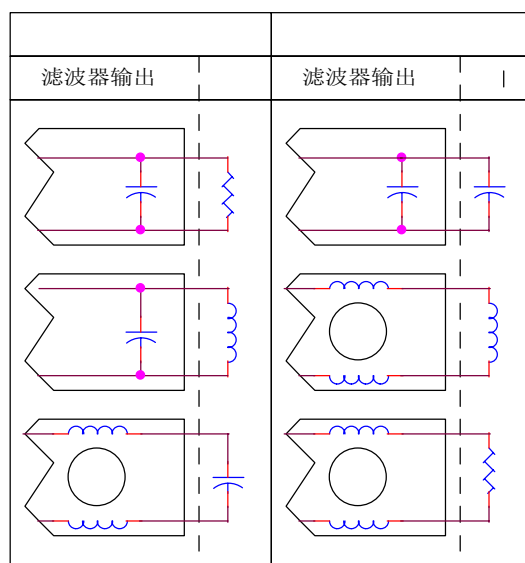
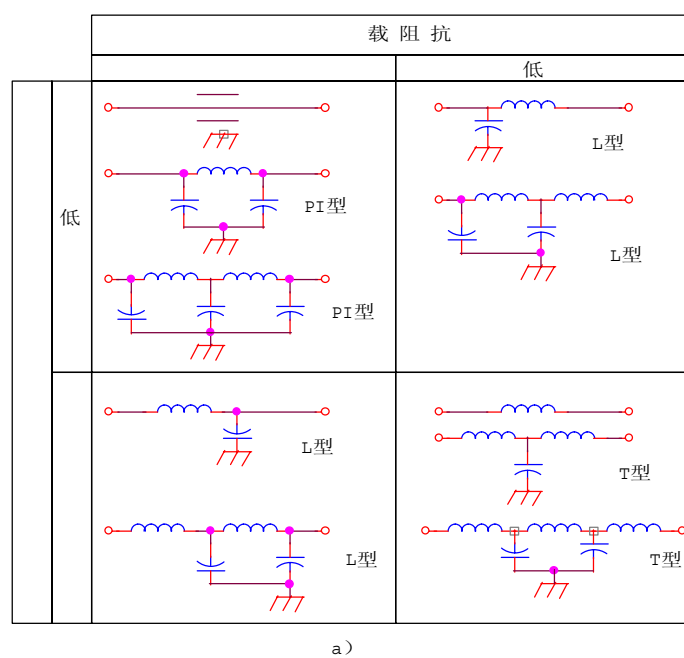


图14.7 电源EMI滤波器的等效网络与连接方法

将EMI滤波器视为一双端口网络，源阻抗 Z_S ，负载阻抗 Z_L ，滤波器的输入阻抗 Z_{IN} ，输出阻抗 Z_{OUT} ，则源端滤波网络的反射系数 Γ_1 和负载端滤波网络的反射系数 Γ_2 分别为

$$\Gamma_1 = (Z_{IN} - Z_S) / (Z_{IN} + Z_S), \quad \Gamma_2 = (Z_{OUT} - Z_L) / (Z_{OUT} + Z_L)$$

分三种情况讨论：

(1) 对直流电源或频率较低的交流信号而言，要求滤波网络无损耗传送，此时，

$$\Gamma_1 = \Gamma_2 = 0, \quad Z_S = Z_{IN}, \quad Z_L = Z_{OUT}$$

(2) 为了清除电网传来的EMI信号，要求：

$$\Gamma_1 = 0, \quad Z_S = Z_{IN}, \quad \text{电网上的干扰传入网络；}$$

$$\Gamma_2 = 1, \quad Z_L \gg Z_{OUT}, \quad \text{滤波网络全部吸收干扰（从负载全反射）。}$$

(3) 为抑制电子设备内产生的EMI信号，要求滤波网络：

$$\Gamma_2 = 0, \quad Z_L = Z_{OUT}, \quad \text{电子设备中的干扰传入网络；}$$

$$\Gamma_1 = 1, \quad Z_S \gg Z_{IN}, \quad \text{网络全部吸收电子设备中的干扰。}$$

实际上，由于电源系统阻抗值和干扰源的阻抗值随时间、场合和频率在大范围内变化，难以找到一个滤波网络，同时满足上述三种要求，但是对EMI信号的反射，会增加对EMI信号的衰减。反射和衰减之间的关系如下式所示。

$$A_r = -10 \lg (1 - |\Gamma|^2)$$

反射损耗加上滤波器固有的插入损耗，可以实现对EMI信号更加有效的抑制。

14.2.6 直流电源滤波器的安装

设计制造的好的EMI滤波器也可能因为安装不妥而降低它的性能。直流电源EMI滤波器应该紧挨电源入口放置，如果有金属外壳，金属外壳应该与系统的机架紧密接触，直流接触电阻小于 $2.5\text{m}\Omega$ 。当有防护和保护电路时，防护和保护电路应该放在滤波器之前，但未滤波线路的物理长度应该尽可能小，且在系统内受控布置，当物理长度无法减小时，则应该考虑将防护电路、保护电路和滤波器一起集中放置在一个金属盒体内部，达到将源端与负载端隔离的目的。

14.2.7 直流电源滤波器的测试

直流电源滤波器的测试至少包括以下两项：

1、试验电压

在电源、电源地和保护地两两之间加试验电压，以考察X、Y电容的安全性能。

2、加载测试

要在加载额定电流的条件下评价滤波器的插入损耗。

第15章 电气结构布局

15.1 电气结构布局的概念与意义

电气结构布局含义很广泛，包括：系统的电源设计；系统接地设计；各功能单板在系统中的位置；关键器件如开关、保险丝、继电器、电源模块、EMI滤波器等的选型设计以及在系统中的安装位置；线缆的选型、捆扎和排布。是一个完整的系统工程设计，需要兼顾系统的功能、EMC性能、散热等多方面的性能。

下文将就以上项目中的接地设计和电源设计进行阐述。接地设计是系统设计的基础，良好的接地是一个系统安全、稳定工作的前提。电源设计则包括了电源的分配形式和保护方式。

15.2 接地

15.2.1 概述

接地是指将一个电路、设备乃至分系统与一个基准“地”电位连接的电气要求，目的在于提供一个等电位点或等电位面。接地可以接真正的大地，也可以不接，例如飞机上的电子电气设备接飞机机壳就是接地。

接地必须有接地导体和接地平面才能够完成。

接地平面的含义是广泛的，对于接大地的系统，大地就是接地平面；对于飞机、船舶，则飞机、船舶的机壳就是接地平面；对于机柜设备，机柜柜体在某些场合也可以被认为是接地平面；PCB板上的地平面也是某种意义上的接地平面。理想的接地平面是一个零电位、零阻抗的物理体，它可以作为有关电路中所有信号电平的参考点，任何干扰信号通

过它都不会产生电压降。实际上，这种理想的接地平面是不存在的，即使电阻率接近于零的超导体，其表面两点之间的渡越时间的延迟也会呈现某种电抗效应。

接地导体则是电路、设备或分系统的接地点与接地平面的连接体。对于接地导体有长宽比或截面积的要求。

15.2.2 接地的分类

对接地进行分类主要是为了选择接地导体及其连接方式。

接地电流的幅值和频率是两项关键的参数。根据接地电流的不同特性，将接地分为以下几类，见表15.1。

表15.1 接地的分类

接地分类	接地电流的幅值范围	接地电流的频率范围	典型的波头时间
功能电路接地	直流~GHz	几mA~几A	---
电源接地	<50/60Hz	10A~1000A	秒或分
安全接地	<50/60Hz	10A~1000A	秒或分
防雷接地	200KHz~500MHz	<240KA	1~5us
EMI接地	直流~微波	uuA~A	---

EMI接地是为EMI电流提供一个受控通道。关键是在极宽的频率范围内保持低阻抗。大电流容量并不是EMI接地的主要问题。

防雷接地是提供一条将雷电电流通到大地的受控通道。防雷接地的主要问题是同时维持低电阻和低电感并且提供充分的瞬态电流容量。

安全接地主要是为了保护人身安全，保护设备安全并不是安全接地的主要目的。通常将设备的外壳金属件直接接地，当设备一旦出现故障时以确保故障电流流入大地。

电源接地的主要问题是维持低电阻并提供足够的电流容量。大多数电源接地不要求低电感。电源接地又分为交流电源接地和直流电源接地。关于交流电源的接地有特殊的考虑，在交流配电系统中有专门的研究。直流电源接地则可以适用信号接地的有关原则。

功能电路接地为信号提供一个返回通道。主要目的是限制任何接地通道上出现的多余的电压降；两个关键策略是：在宽频带范围内减少接地阻抗或者限制通过预先确定的接地通道的接地电流。

按照接地方式又可以分为浮地、单点接地、多点接地和混合接地。

浮地的目的是将电路或设备与公共地或可能引起环流的公共导线隔离开来。这种接地方式的缺点是设备不与直接相连，容易产生静电积累，并最终发生具有强大放电电流的静电击穿现象。通常在设备与大地之间接进一个阻值很大的电阻，以消除静电积累。

单点接地是指在一个线路中，只有一个物理点被定义为接地参考点。它只适用于工作频率范围在300kHz以下的低频设备系统中。如果系统的工作频率很高，使接地引线的长度可以与 $\lambda/4$ （ λ 为工作波长）相比拟，此时接地引线就成为一个终端短路的传输线（反射系数为-1，终端发生全反射，且相位相反）；同时，频率升高使地线的阻抗增大，增加了共阻抗耦合。

多点接地是指某一个系统中，各个接地点都接到距离它最近的接地平面上，以使接地引线长度最短。它是高频信号电路唯一实用的接地方式。但是采用多点接地后，设备内部就存在许多地线回路，此时提高接地系统的质量十分重要。

混合接地就是单点接地和多点接地的组合。适用的工作频率范围一般为500kHz~30MHz。

15.2.3 接地环路

接地环路包含两个方面的含义：

一是地线本身构成的环路。封闭环在外界电磁场的作用下会产生感应电动势，从而产生电流，是地线上各点的电位都不相同，容易导致共阻抗干扰。在布置地线时，一定不能布置成封闭的环路，一定要留有开口。

二是电路多点接地并且电路间有信号联系时构成的地环路。示意图如图15.1所示。

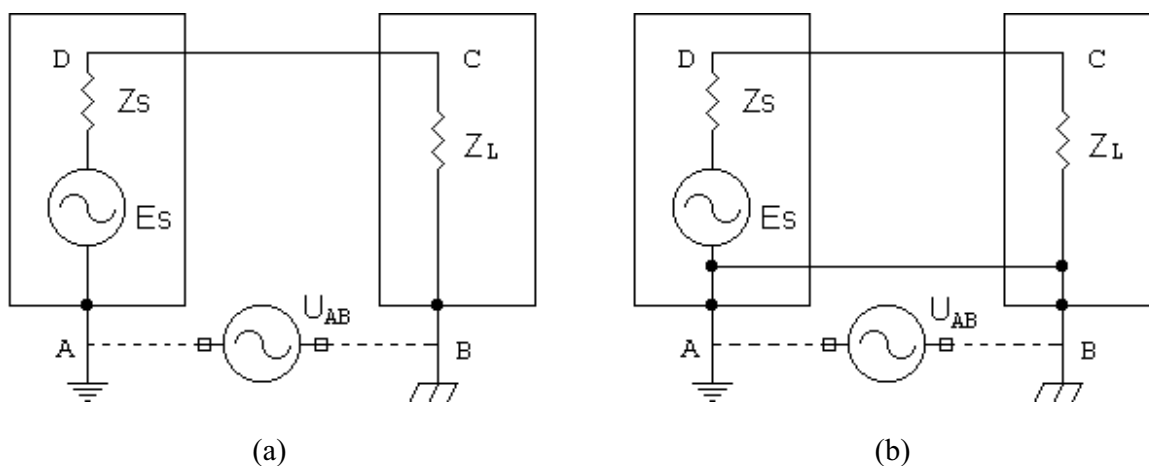


图15.1 地环路的构成

(a) 单根信号线的接地环路 (b) 双信号的接地环路

通常所讲的接地环路是指的第二种。

图15.1中，当A、B之间存在电位差时，就会产生差模干扰（图（a））或由共模干扰转化而来的差模干扰（图15.1（b）），从而影响电路的正常工作。电位差是很容易产生的，当有外界强磁场时会产生感生电动势；而当来自其它电路的不受欢迎的返回电流共享电路地线时，也会产生电位差。

抑制地环路干扰的方法是切断地环路。

在低频低速的电路中，常用措施可以有：

- ◆ 隔离变压器
- ◆ 共模扼流圈
- ◆ 光电耦合器

高频高速电路中，多点接地方式必然会产生地环路。此时消除地环路的最有效的方法是采用接地平面降低地阻抗，以减少接地电压。

15.2.4 接地设计

接地设计内容十分丰富。对于传输设备，至少可以分为机柜接地设计、子架接地设计、背板接地设计和单板接地设计等多项内容，每一类都包含丰富的内容。由于篇幅的限制，下文将只讲述一些关于接地的一般设计要求与原则。

15.2.5 接地设计的一般原则

- 1、模拟电路采用单点接地，以防止共阻抗干扰；
- 2、数字电路采用多点接地和接地平面，主要目的是通过强制方法降低接地路径的阻抗；
- 3、单板上模拟电路的地与数字电路的地单点连接；
- 4、对于可能出现较大突变电流的电路，要有单独的接地系统，或者单独的接地回路，以减少对其它电路的瞬态耦合；
- 5、所有I/O接口的滤波、防护电路的地应该是连接到系统的屏蔽体，即结构件，并尽可能靠近I/O连接器；
- 6、系统内部的独立模块，如电源盒、显示模块等，应该安装在系统的接地平面（即结构件）上，并与接地平面保持良好搭接；
- 7、接地设计的一般方法是首先划分系统内部的地种类，给出各自的要求；其次确定相互之间的连接关系和连接方式与要求；最后画出系统的接地拓扑图，逐一进行分析与详细设计。

15.3 搭接

接地设计与搭接是密不可分的。机柜、子架与背板的接地质量在很大程度上取决于搭接的质量。对搭接的设计要求如下：

- 1、搭接条设计必须考虑搭接条使用的场合、目的等要求，具有一定的刚度、抗疲劳性和耐蚀性；