

第5篇 电子电路

主 编 宇都宫敏男 (东京大学)
执笔者 石井正博 (電気通信大学)
宇都宫敏男 (东京大学)
曾根悟 (东京大学)
野村卓也 (上智大学)
安田靖彦 (东京大学)
吉田裕一 (上智大学)

译 者 赵卫东 李洁民
周亦平 王维新
校 者 丰永和 姚玉洁

目 录

第1章 电子器件的电路功能	5-1	第4章 波形变换和运算电路	5-27
1.1 非线性特性	5-1	4.1 线性变换电路	5-27
1.2 控制特性	5-2	4.2 模拟开关	5-30
1.3 信号变换功能	5-2	4.3 振幅变换电路	5-31
1.4 小信号特性	5-3	4.4 模拟运算电路	5-34
1.5 大信号特性	5-4	4.5 有源滤波器及有关电路	5-38
第2章 放大电路	5-5	第5章 数字电路	5-40
2.1 基本电路	5-5	5.1 基本逻辑电路	5-40
2.2 组合式基本电路	5-7	5.2 时序电路	5-44
2.3 放大器的各种特性	5-8	5.3 寄存器	5-46
2.4 反馈放大电路	5-9	5.4 存储电路	5-48
2.5 差分放大电路	5-9	5.5 D-A及A-D转换器电路	5-49
2.6 非调谐放大电路	5-11	5.6 数字滤波器	5-50
2.7 脉冲放大电路	5-11	第6章 调制与解调及有关电路	5-52
2.8 调谐放大电路	5-12	6.1 振幅调制与解调电路	5-52
2.9 功率放大电路	5-14	6.2 频率和相位调制解调电路	5-55
2.10 特殊放大电路	5-15	6.3 脉冲调制解调电路	5-58
2.11 自动增益控制	5-16	6.4 变频电路	5-60
第3章 振荡和弛张振荡电路	5-17	6.5 分频与倍频电路	5-62
3.1 正弦波振荡原理	5-17	6.6 微波调制与解调电路	5-63
3.2 LC正弦波振荡电路	5-18	第7章 电源电路	5-64
3.3 RC振荡电路	5-19	7.1 直流电源电路	5-64
3.4 晶体及机械振子振荡电路	5-20	7.2 直流-交流转换电路	5-69
3.5 石英振荡器及多谐振荡器	5-23	7.3 直流-直流转换电路	5-70
3.6 压控振荡器	5-26	参考文献	5-71

第1章 电子器件的电路功能

1.1 非线性特性

1.1.1 电压-电流的非线性特性 利用电子器件同外电阻组合或者几个电子器件相组合,产生各种非线性特性,这对电子电路的功能具有实用价值。

(a) 指数函数特性 半导体二极管的电压-电流特性可用下式表示:

$$i(v) = I_s(e^{q\phi/mkT} - 1) \quad (1)$$

式中: q : 电子电荷量; k : 玻耳兹曼常数; T : 绝对温度; m : 对于实际二极管理想模型的修正系数 ($m \approx 1 \sim 1.2$)

由于 kT/q 在常温下约25毫伏,正向电压约在80毫伏以上,大致成指数函数关系(图1),若把二极管用作反馈放大器的反馈元件,则可得其逆函数即对数特性。

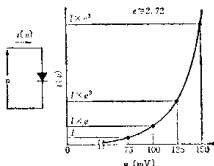


图1 半导体二极管的指数函数特性

(b) 平方特性 若电子管、晶体管、二极管等均带有适当的外电阻,并给以合适的偏压,则在一定的幅值范围内,偏压值附近的电压增量 Δv 和电流增量 Δi 的关系为: $\Delta i \propto \Delta v^2$ 的特性。它对噪声功率等统计测量电路和乘法电路是有用的。

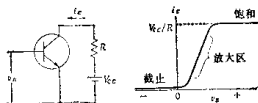
(c) 截止和饱和特性: 如图2所示,一般电子器件在大信号下工作时,由于器件截止和饱和而信号被限幅。这在整流、控制、开关、弛张电路等方面有重要功能。

(d) 击穿特性 图3所示击穿特性用于稳压、过电压保护及开关等。

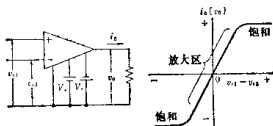
(e) 负阻特性 在非线性二端特性曲线上,其中间区段的 dv/di 或 di/dv 为负(例如: 隧道二极

管)。负阻有两种: 即电流为电压一次函数的电压控制型负阻和电压为电流一次函数的电流控制型负阻(图4)。即使没有负电阻区段的非线性器件,如果它同反馈放大器组合,也可能形成负阻特性。

热敏电阻的大信号静态特性,由于自身的热效应呈现负电阻,但由于热时间常数对足够快的电压变化也呈现正电阻。



a) 晶体管电路举例



b) 集成电路运算放大器举例

图2 截止和饱和

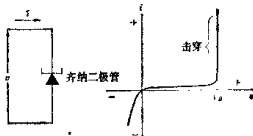
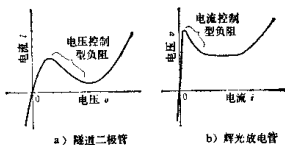


图3 击穿特性



a) 隧道二极管

b) 辉光放电管

图4 包含负阻的非线性特性

(f) 磁滞现象 包含负阻及击穿特性的器件或电路再与外电路组合在一起, 其电压-电流特性上将出现磁滞现象(图5)。这种特性对记忆元件及电压控制开关是有用的。并且, 由于外加电压使电荷长期停留在器件中, 可得到依存于电压的滞后特性(如 MNOS 二极管等)。

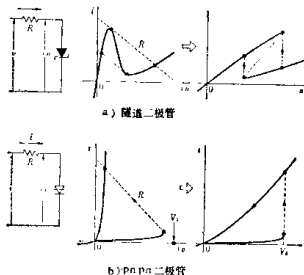


图5 磁滞特性

1.1.2 电压-电荷的非线性特性 由于 pn 结的耗尽层厚度与反电压 v 有关, 所以与电荷 q 的关系有显著非线性。其函数关系随杂质浓度分布而变, 但对突变结有 $q \propto \sqrt{v + V_d}$, 式中 V_d 为扩散电位, 其值随材料而异(对 Si 约为 0.7V)。并且, 对于超高频元件, 在结上施加正向电压时, 电荷积蓄效应加强, 非线性特性更为显著。在小信号作用时, 可作电压控制型可变电容; 大信号作用时, 可作倍频用的非线性电抗等(见变容二极管、阶跃恢复二极管)。

用强电介质做成的电容器也具有电压-电荷的非线性特性。

1.1.3 电流-磁通的非线性特性 以强磁性物质(铁淦氧)作磁心的线圈, 利用其电流-磁通间非线性关系, 在小信号作用时, 可作为电流控制型可变电感; 在大信号作用时, 可作为波形变换、记忆元件等。

1.2 控制特性

三端以上的电子器件的主要功能, 就是用某两端的电压、电流来控制另外两端间所连接电路中

的电压、电流。在图6所示的晶体管电路中, 直流电源所供给的功率消耗在电子器件和外部电路中, 其消耗的搭配由器件的输入控制信号而定, 并以此控制供给外电路的功率。图a为串联控制型, 图b为并联控制型。在控制作用中, 对电子器件来说, 放大是典型的线性特性, 开关是典型的非线性特性。

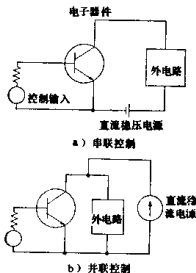


图6 控制功能

即使在两端非线性电抗的电子器件(例如变容二极管)的情况下, 用图7所示交流电源, 也能够向外电路供给与控制信号不同频率的输出信号。

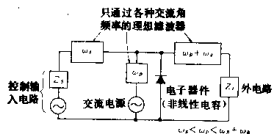


图7 用交流电源控制实例

向半导体内狭窄的耗尽区注入电荷, 由于外电场的作用, 随区移动的电荷有传送功能; 在磁性物质内产生被狭窄的磁畴(磁泡), 在外磁场作用下, 被移动的磁畴有传送功能。这两种功能正用于信号处理中。由此可看出电子器件的新的控制特性(见第3篇)

1.3 信号变换功能

在电子器件中, 大都具有把不同能量形式的各种信号, 直接或间接地变成电信号的功能, 或其

逆变换功能。电子电路一般必须有输入及输出部分,为使信号分开,有时在电子电路中间也进行信号变换。下面提出几种主要的变换功能。

1.3.1 光电变换 光电变换器件种类繁多,主要有:由于光的照射引起电阻变化的器件(光敏电阻);由于光照产生电动势的器件(光电二极管、光电晶体管、光电倍增管等);利用光发射电子的器件(光电管、光电倍增管等)。其信号变换功能用线性度、响应速度、噪声、光灵敏度等指标来衡量。为保证线性度,必须注意所选用的外电路与变换元件的电压-电流特性相适应。把电信号变成光信号的器件主要有发光二极管、半导体激光器。(见第4篇7章)

1.3.2 热电变换 可以利用的热电变换器件,除因温度变化而产生电动势的热电偶外,还有因温度变化而引起电阻变化的热敏电阻,以及反向饱和电流或正向电压-电流特性与温度密切相关的二极管和晶体管等。必须指出,这些器件用作电子电路的温度补偿是很重要的。此外,还可采用光电二极管把物体辐射的红外线变换成物体的温度。

1.3.3 压电变换 除了一般的压电元件外,还有因半导体本身的压力电阻变化(即向二极管、晶体管施加集中应力时)引起电压-电流特性改变的压敏二极管(晶体管)。

1.3.4 其他变换

由于辐射能量引起特性变化的二极管(见第6篇第12章)、磁感应霍尔元件、磁阻元件等也可用作信号变换器件。

1.4 小信号特性⁽¹⁾

电子器件本身大都是非线性的,但在设定了适当的工作点后,若仅着眼于小信号的话,则可看作是线性工作的,称此为小信号工作区。为确定工作点而施加的直流电压或电流叫做偏置电压(电流)。线性工作的电路参数为工作点的微分电导(di/dv)、微分电阻(dv/di)、微分电容($dq/d\phi$)、微分电感($d\phi/di$)等。其中 q 、 ϕ 为非线性器件中的电荷和交链磁通。若为线性工作,其电压和电流可用拉氏变换式或富氏变换式表示。由于晶体管成为线性控制器件,可用带控制电源的有源四端网络表示,负阻器件可用有源二端网络表示(见第3篇)。

1.4.1 二端器件的小信号等效电路 图8为半导体二极管在小信号分量下的等效电路。 G_o 为

根据静特性曲线求出的微分电导, C_o 在正偏压时,表示电荷存储效应的静电电容,负偏压时,为耗尽层的静电电容。在更高频区时,必须考虑连接线的电感及杂散电容。根据式(1),正偏压80mV以上时,则

$$G_o = \partial i / \partial v|_{v=v_D} \quad (2)$$

$$\approx (q/mkT) I_D \approx I_D / 0.025 \quad (S)$$

(式中常温下, $m \approx 1$, I_D 的单位是安培)

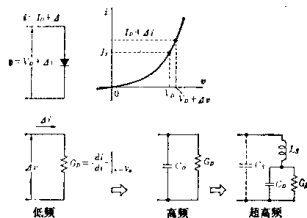
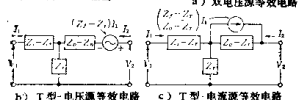


图8 半导体二极管小信号等效电路

[Y-参数及等效电路]

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$$

i_1 : 输入 v_1 : 反向
 i_2 : 正向 v_2 : 输出



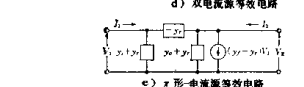
b) T型-电压源等效电路

c) T型-电流源等效电路

[V-参数及等效电路]

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{11} & V_{12} \\ V_{21} & V_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}$$

v_1 : 输入 i_1 : 正向
 v_2 : 输出 i_2 : 反向



e) π形-电流源等效电路

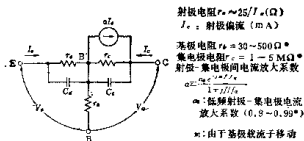
[h-参数及等效电路]

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$$

v_1 : 输入 i_1 : 正向
 i_2 : 输出 v_2 : 反向

f) 电压源-电流源等效电路

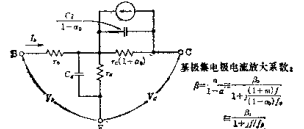
图9 按两端对参数画出的三端器件的等效电路



射极电阻 $r_e \approx 25/I_e (\Omega)$
 I_e : 射极电流 (mA)
 基极电阻 $r_b = 30 \sim 50 \Omega$
 集电极电阻 $r_c = 1 \sim 5 M\Omega$
 射极-集电极间电流放大系数
 $\beta = \frac{I_C}{I_B} \approx \frac{I_C}{I_E}$
 $\alpha = \frac{I_C}{I_E} \approx \frac{I_C}{I_C + I_B}$
 α : 低频射极-集电极电流放大系数 (0.9~0.99)
 κ : 由于基区载流子移动引起的超前相位选择系数 (0.2~1.2 rad/s)

f_β : β 截止频率 (几十~几千赫)
 f : 工作频率
 C_{be} : 与基极注入载流子积累效应相
 关的扩散电容 (几十~几百微微法)
 C_{bc} : 集电极基区过渡电容 (微微法)
 κ : 由器件的不同设计而异

a) 晶体管共基极T型等效电路

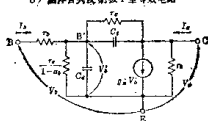


$\beta_e = \frac{\alpha}{1-\alpha}$: 低频共基极电流放大系数

$f_\beta = \frac{1}{1-\alpha} f_\beta$: 截止频率

(注) $I_E = \beta I_B \approx \beta I_C (1+\alpha)$ 称作 G 之积

b) 晶体管共射极T型等效电路

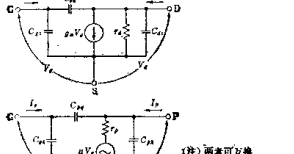


$g_m = \alpha/r_{be} \approx$ 互阻抗

r_o : 对应基极调制制的等

效输出阻抗 (数十千欧)

c) 晶体管共发射极混合 π 型等效电路



(注) 两者可互换

$G \leftrightarrow G, D \leftrightarrow D, S \leftrightarrow S$

$g \leftrightarrow g, d \leftrightarrow d, p \leftrightarrow p$

$g_m \leftrightarrow g_m, r_o \leftrightarrow r_o$

d) 场效应晶体管及三极管等等效电路

图10 按器件结构画出的三端器件的等效电路

1.4.2 三端器件的小信号等效电路 双极型

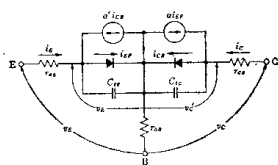
晶体管、场效应晶体管、三极管等均为三端有源器件。但其等效电路是把电路计算中有用的二端对参数作为基本参数 (第3篇), 这里选择了一种便于同实测值对比, 且能说明实际器件工作的简单形式。图9为根据二端对参数画出的各种等效电路。而图10是根据器件的结构和工作原理而画出的各种等效电路。必须特别指出, 图10(c)混合 π 型等效电路的特点是, 各参数与频率无关。

1.5 大信号特性

超出电子器件线性范围的工作称大信号工作。对于这种情况下器件的特性, 有时要防止或补偿在1.1节讲过的非线性特性 (电子放大器); 而有时要合理地利用这种非线性功能 (开关、分频、倍频器等)。另外, 温升、功率损耗、效率、耐压、容许电流等必须根据器件的极限值给予充分考虑。

1.5.1 功率放大时的失真 在大信号放大时, 由于静特性曲线的非线性将产生失真。失真程度可用曲线的线性度偏差 (相对于最大值的百分比) 来表示。并且, 在乙类推挽工作时, 由于定工作点偏压不合理, 交叉特性是产生失真的原因。当输入为正弦波时, 失真程度多半用谐波分量同基波分量有效值之比 (谐波失真率) 来衡量。因为半导体器件的极间电容与电压有关, 因此也必须注意相位的变化。

1.5.2 开关工作特性 半导体二极管和晶体管可用作电子开关和门电路, 其基本工作原理是利用静特性曲线上两工作点间的阶跃过渡特性。通



$\alpha = \frac{I_C}{I_E}, \alpha' = \frac{I_C}{I_E}$

$1 + \frac{I_C}{I_E} = 1 + \frac{I_C}{I_C + I_B}$

$I_{ES} = I_S e^{(V_{BE}/V_T - 1)}, I_{CS} = I_{CO} e^{(V_{BC}/V_T - 1)}$

式中 $I_S, I_{CO} = \alpha I_{ES}$

C_{be}, C_{bc} : 过渡区域电容

图11 埃伯斯-莫尔 (Ebers-Moll) 等效电路

常, 驱动开关的输入信号比较大, 截止时的交流电阻比导通时的交流电阻大, 并且截止时杂散电容也小, 因此静态开关特性好。但是, 在过渡过程中电荷的运动是复杂的。特别是, 当工作点处于饱和区时, 半导体器件的电荷有存储效应增强, 开关动作时间增大。另外, 作为模拟开关, 截止时的残余电流、导通时的残余电压以及过渡过程中所产生的尖峰电压等, 都影响开关的性能。

1.5.3 等效电路

考虑到晶体管电荷存储效应, 埃伯斯-莫尔(Ebers-Moll)等效电路为大信号等效电路的典型(图11)。借助计算机可采用直流分析法和过渡分析法。另外, 电荷控制模型也是有效的。隧道二极管等的电压-电流特性为非线性, 在进行工作分析时, 最好将其特性曲线用若干折线来代替。

第2章 放大电路

2.1 基本电路

双极型晶体管、场效应管、电子管等三端器件, 由于其中任一端作为输入输出的公共端, 从而

得到共发射极(源极、阴极)型, 共基极(栅极、阳极)型, 共集电极(漏极、阳极)型三种基本电路。这些电路的等效电路、四端参数、输入输出阻抗和增益等, 如表1~3所示。

表1 晶体管放大电路

结 构	共发射极型 (CE)	共基极型 (CB)	共集电极型 (CC)
T型等效电路			
近似等效电路			
输入阻抗	$r_e + \frac{r_c}{1 - \alpha}$	$r_e + (1 - \alpha)r_b$	$r_b + \frac{r_c}{1 - \alpha}$
输出阻抗	$r_c(1 - \alpha)$ (∞)	r_c (∞)	$r_c + (1 - \alpha)(r_b + R_L)$
电压增益	$\frac{-\alpha R_L}{r_e + (1 - \alpha)r_c}$	$\frac{\alpha R_L}{r_e + (1 - \alpha)r_b}$	$\frac{R_L}{r_e + (1 - \alpha)r_b + R_L}$
电流增益	$-\frac{\alpha}{1 - \alpha} (= -\beta)$	α	$\frac{1}{1 - \alpha} (= \beta + 1)$
功率增益	$\frac{\alpha^2 R_L}{(1 - \alpha)\{r_c - (1 - \alpha)r_b\}}$	$\frac{\alpha^2 R_L}{r_e + (1 - \alpha)r_b}$	$\frac{R_L}{(1 - \alpha)\{r_e + (1 - \alpha)r_b + R_L\}}$

表2 FET放大电路

结 构	共 源 极 型	共 漏 极 型	共 漏 极 型
电 路			
等效电路			
输入阻抗	∞	$\frac{r_d + R_L}{\mu + 1}$	∞
输出阻抗	r_d	r_d	$1/g_m$
电压增益	$g_m \cdot (r_d \parallel R_L)$	$(\mu + 1) \frac{R_L}{r_d + R_L}$	$\frac{\mu R_L}{r_d + (\mu + 1) R_L}$

表3 电子管放大电路

结 构	共 阴 极 型	共 栅 极 型	共 阳 极 型
电 路			
等效电路			
输入阻抗	∞	$\frac{r_p + R_L}{\mu + 1} \parallel R_K$ $\approx \frac{1}{g_m} \parallel R_K$	∞
输出阻抗	r_p	$r_p + (\mu + 1) R_K$	$\frac{r_p}{\mu + 1} \parallel \frac{1}{g_m}$
电压增益	$-\mu \frac{R_L}{r_p + R_L}$ 如 $r_p \gg R_L$ $\approx -g_m R_L$	$(\mu + 1) \frac{R_L}{r_p + R_L}$ 如 $r_p \gg R_L$ $\approx g_m R_L$	$\frac{\mu R_L}{r_p + (\mu + 1) R_L}$

2.2 组合式基本电路

2.2.1 级联放大器^[2] 当一级放大器不能得到所需的增益时,采用级联放大器。一般,级联共发射极(源极、阴极)型放大器,若将每级的增益为 G (dB)、带宽为 B (Hz) 的 RC 耦合放大器或单谐振放大器的 n 级级联,其总增益为 nG (dB),带宽减少到 $\sqrt[n]{2^{1/n}-1}$ 倍(2级时为61%,3级时为51%)。用双谐振放大器一起调谐的级联放大器的带宽变为 $\sqrt[n]{2^{1/n}-1}$ 倍。

共基极型放大器级联时,级间必须设阻抗变换器。

若晶体管放大器由 nnp 型和 ppn 型或者 n 沟道和 p 沟道晶体管组合而成,就可做成直接耦合式级联放大器。图12是其中一例。

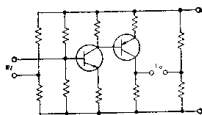


图12 级联放大

2.2.2 并联放大器 对大功率放大器来说,有时将几个同类型的电子器件并联连接。 n 个同类型电子管并联时, g_m 变成 n 倍, r_p 变为 $1/n$ 倍,而 μ 不变。高频用覆盖式晶体管结构是一种并联结构。

输入频率范围宽时,有时分成几个频带进行并联放大。

2.2.3 发射极耦合级^[2] 图13所示放大器用接在发射极电路上的 R_1 来耦合,因此实际上是共集电极和共基极级联耦合。在放大器 Tr_2 的基极上加上基准电压,既可作为电压比较器,又可以从两个 R_L 上取出输出信号作为相位分离器。 Tr_1 的集电极往往直接连接到直流电源上,由于具有 C_{cb} 耦合小的特点,故称为长尾对(Long tail-pair)放大器。

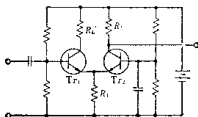


图13 发射极耦合级

2.2.4 级联三极管放大器 级联连接的共射极型三极管放大器和共栅极型三极管放大器,称为级联三极管(Cascaded triode 缩写成 Cascode)放大器,兼有三极管的低噪声和五极管的稳定性的特点。象图14那样的直流串联结构较多,如 R_{eq1} , R_{eq2} 为 V_1 、 V_2 的等效噪声电阻,级联三极管放大器的噪声系数为

$$F = 1 + \frac{R_{eq1}}{r} + \frac{R_{eq2}}{r} \left(\frac{1}{\mu_1} \right)^2 \left(\frac{\mu_1}{\mu_2 + 1} \right)^2$$

$$\cong 1 + R_{eq1}/r \quad (\mu \gg 1 \text{ 时}) \quad (3)$$

在晶体管中的 CE-CB 耦合放大器称作共射-共基级联放大器,其特点为输入输出间的耦合极小。

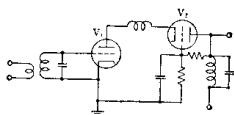


图14 级联三极管放大电路

2.2.5 达林顿联接 对双极型晶体管需要高输入阻抗时,采用图15所示达林顿电路。合成晶体管共射极电路的电流

放大系数为 $\beta_1\beta_2$, 输入阻抗为 $r_{i1} + \beta_2 r_{i2}$, Tr_2 的发射极上连接电阻 R_E 时,输入电阻大约为 $\beta_1\beta_2 R_E$ 。而且,输出阻抗与单个 Tr_1 相比约降低到 $1/\beta_2$ 倍。

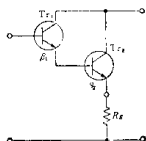


图15 达林顿电路

2.2.6 互补电路 晶体管电路可利用 ppn 型和 nnp 型(场效应管是 p 沟道型和 n 沟道型)组合,电子管电路不可能这样组合。

图16是互补对称电路,和一般的推挽电路相比,其特点是不需要输入输出变压器。图17是达林顿电路和互补电路结合,可用于输出大的音频放大器。

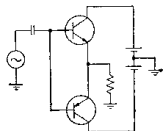


图16 互补对称电路

用于存储器上的互补电路为互补型 MOS (一般

称 C MOS) (图18)。

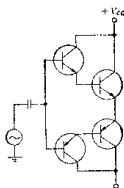


图17 对称互补电路

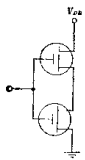


图18 C MOS存储器

2.3 放大器的各种特性^{(2)~(3)}

2.3.1 工作点的设置 在放大用晶体管和电子管中给出相应的直流工作点（静态工作点），在这点附近，输出电压、电流随输入信号而变。

晶体管放大器以稳定系数 $S_I = \partial I_c / \partial I_{co}$ 和 $S_T = \partial I_c / \partial V_{cb}$ 来表示温度变化的影响。对共射极型固定偏压电路的 $S_I = \beta + 1$ ，对共基极型电路是1，共射极型电路若是图19的电流反馈型，则

$$S_I = \frac{1 + \alpha}{1 + (1 - \alpha) \alpha} \quad (4)$$

$$\alpha = \{ r_b + (R_{f1} // R_L) \} / R_E$$

一般 S_I 取10以下。而且，温度每上升 $8 \sim 9^\circ\text{C}$ ， I_{co} 增加到2倍，温度每上升 1°C ， V_{cb} 下降2.5 mV，若 S_I 过大就引起热击穿。

电子管甲类放大器，把阴极接地电阻 R_K 上的压降作为栅偏压，这种型式称为自给偏置（图20）。

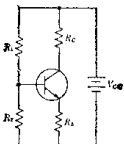


图19 电流反馈型偏置电路

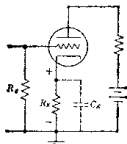


图20 自给偏置电路

由于 R_E 起负反馈作用，在 R_E 上并联旁路电容器 C_K 以保持增益不降低。在信号的最低频率时， C_K 同 $R_E // 1/g_m$ 相比，电抗要非常小。

乙类、丙类放大器有固定的偏置。

2.3.2 增益和输入输出阻抗 单级放大器中，当负载为纯电阻时的增益和输入输出阻抗，如表1~表3中所示。CB型的电流增益和CC型的电压增益均小于1。CE型的电压增益和电流增益均较大。电子管电路和场效应管电路一般不考虑电流增益。

一方面，输入阻抗随负载而改变，CB型为几十欧，CE型为几千欧；另一方面，输出阻抗随信号源阻抗而改变，CB型是1 MΩ，CE型是几十千欧。而且，如果频率高，增益和输入输出阻抗均应用复数表示。可以认为，共阴极电子管电路的输入阻抗是无穷大，输出阻抗为 r_{po} 。

2.3.3 噪声系数 放大器的噪声往往是由于电子器件产生的。三极管和五极管的等效噪声电阻可分别用下式计算

$$\frac{2.5}{g_m} (\Omega), \quad \frac{2.5}{g_m} \cdot \frac{I_p}{I_p + I_{sg}} \left(1 + \frac{8I_{sg}}{g_m} \right) (\Omega) \quad (5)$$

例如6R-HH2（三极管）是313 Ω，6AU6（五极管）是2.61 kΩ。

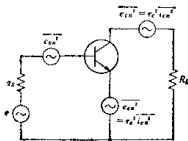


图21 晶体管的噪声等效电路

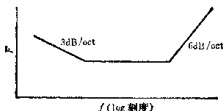


图22 晶体管噪声系数的频率特性

晶体管的噪声源⁽⁴⁾是由发射极端 ($i_{en}^2 = 2qI_e B$)、基极端 ($e_{bn}^2 = 4kT r_b B$)、集电极端 ($i_{cn}^2 = 2q\alpha I_c \{1 - \alpha\} B + 2qI_{co} B$) 来考虑，对CE型如图21所示。其噪声系数 F 按下式求出

$$F = 1 + \frac{r_b}{r_e} + \frac{r_c}{2r_e} + \frac{(r_c + r_b + r_d)^2}{2r_e r_e}$$

$$\times \left\{ \frac{1}{\beta} + \frac{I_{co}}{\alpha^2 I_e} \right\} \quad (6)$$

由于在低频（一般在几百赫以下） $1/f$ 噪声

变大,在高频增益减小,故晶体管的噪声系数如图22所示。

由于各级的噪声系数为 F_n 、可用功率增益为 G_n 的 n 级放大器的总噪声系数 F_t 为

$$F_t = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (7)$$

第一级(以及第二级)的噪声系数往往占支配地位。因此,在处理微小信号的放大器(例如无线电接收机)时,关键是在第一级选用低噪声器件,必要时可使之在极低温度下工作。

2.4 反馈放大电路

2.4.1 反馈原理 将输出的一部分或全部返回到输入,这种现象称为反馈。被反馈的电压或电流同初始输入电压或电流反相时称为负反馈。在放大器中负反馈放大器是重要的放大器。



图23 反馈原理

如图23所示,若把增益为 A 的放大器的输出 v_o 的 β 倍负反馈至输入端,该负反馈放大器的增益按下式求得

$$A_f = v_o / v_i = A / (1 + A\beta) \quad (8)$$

2.4.2 负反馈放大器的特性 放大器带有负反馈时增益减小到 $1/(1+A\beta)$ 倍,但具有:(i)放大器 A 有 ΔA 变化时, A_f 的变化被抑制在 ΔA 的 $1/(1+A\beta)$;(ii)频率特性的凹凸形也改善到 $1/(1+A\beta)$;(iii)对末级,特别是输出级,所产生的失真与噪声减少到 $1/(1+A\beta)$ 等特点。但是,输入 SN 比没有改善。根据这些特点,负反馈放大器是电子线路的重要技术之一。

负反馈放大电路按照 A 电路与 β 电路的接线方式有图24所示的四种类型。

负反馈放大器的输入输出阻抗如果并联接法则为 $1/(1+A\beta)$,如果串联接法则为 $(1+A\beta)$ 倍。例如,反馈量与输出电压成正比时,其输出阻抗下降,反馈量与输出电流成正比时,其输出阻抗增大。

如果负反馈放大器的增益 $A \gg 1$, $1/\beta$ 与放

大用器件的特性无关。但是,因为 A 和 β 有一定的频率特性,即使在期望频带内进行负反馈,低频或高频时将变成正反馈,就会引起振荡。为保证负反馈放大器稳定,传递函数在 s 平面的左半部分最好没有极点。这一点可用开环传递函数 $\dot{A}(\omega)\dot{\beta}(\omega)$ 在复平面上的 ω 轨迹是否包围 $(-1, 0)$ 点来判断。图25示出了此轨迹,被称为奈奎斯特曲线⁽¹²⁾。

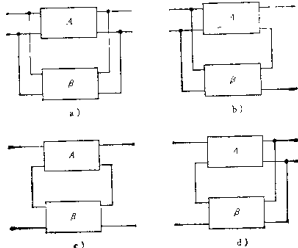


图24 反馈放大器的结构

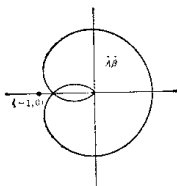


图25 奈奎斯特曲线

2.5 差分放大电路⁽¹²⁾⁽¹⁸⁾

2.5.1 差分放大器 如图26所示,把两个晶体管对称连接的直流放大器称为差分放大器。如果 R_e 包含在输入电阻 r_i 内,则有:

$$v_{e1} = -\frac{\beta R_c}{r_i} \cdot \frac{[r_i + R_e(\beta + 1)]v_1 - R_e(\beta + 1)v_2}{r_i + 2R_e(\beta + 1)} \quad (9)$$

$$v_{e2} = \frac{\beta R_c}{r_i} \cdot \frac{R_e(\beta + 1)v_1 - [r_i + R_e(\beta + 1)]v_2}{r_i + 2R_e(\beta + 1)} \quad (10)$$

在差分放大器中 $v_1 - v_2 = v_i$ 称为反相输入,

$v_{e1} - v_{e2} = v_o$ 称为反相输出; $(v_{o1} + v_{o2})/2$ 称为同相输入; $(v_{e1} + v_{e2})/2$ 称为同相输出。由此得出

$$\text{反相增益 } G_a = v_o/v_i = -\beta R_c/r_i \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \text{同相增益 } G_i &= \frac{(v_{e1} + v_{e2})/2}{(v_i + v_i)/2} \\ &= \frac{-\beta R_c}{r_i} \cdot \frac{r_i}{r_i + 2R_c(\beta + 1)} \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \text{共模抑制比 } \text{CMRR} &= G_a/G_i \\ &= 1 + 2R_c(\beta + 1)/r_i \end{aligned} \quad (13)$$

共模抑制比也称为鉴别因数。

差分放大器的信号采用反相输入, 由于零点漂移、电源电压和环境温度的变化、感应作用等对同相输入信号的影响, 要求 G_a 大 G_i 小, 因而要求 D 要大。为使 G_i 变小, 电路(电的或热的)取对称结构, 常数和特性一致, R_c 加大后, 相对于同相输入信号最好使负反馈加大。如果 R_c 用晶体管内阻, 则 V_{EE} 不得过大。而且, $v_i = 0$ 时, 为抵消在输出端出现的失调电压, 在集电极或发射极上最好接入差分的可变电阻。

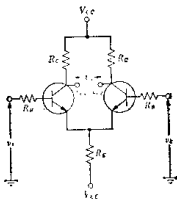


图26 差分放大器

在差分放大器中, 通常由于 $R_c(\beta + 1) \gg r_i$, 可认为 $v_{e1} = -v_{e2} \approx (\beta R_c/2r_i)v_i$ 。因此, 如使一侧的 R_c 为零, 可变成 $v_o = v_{e1} = (\beta R_c/2r_i)(v_i - v_i)$ 的不平衡输出电路。而且, 当一端的输入电压是零时, 又变成了单端输入和同相或反相输出的直流放大器。

集成电路化的差分放大器已成为模拟运算电路的中心。

2.5.2 运算放大器⁽¹⁴⁾ 如图27所示, 在增益 A 非常大的放大器上, 通过阻抗 Z 加上输入电压 v_i , 放大器的输出电压 v_o 通过 Z_f 反馈到输入端,

由于 Z_f 和 Z 的选择方法不同, 能进行各种运算, 这种放大器称为运算放大器或OP放大器。若增益 A 无穷大, 放大器的输入阻抗无穷大, 输出阻抗为零, 则有

$$v_o = -(Z_f/Z)v_i \quad (14)$$

放大器一般采用差分放大器。

运算放大器的工作方式如下:

(a) $Z = R$, $Z_f = kR$ 时 $v_o = -kv_i$ 比例器;

(b) $Z = Z_f = R$ 时 $v_o = -v_i$ 符号变换器;

(c) $Z = R$, $Z_f = 1/j\omega C$ 时 $v_o = -1/C \int v_i dt$ 积分器;

(d) $Z = 1/j\omega C$, $Z_f = R$ 时 $v_o = -CR(dv_i/dt)$ 微分器;

(e) 输入信号 $v_{i1}, v_{i2}, \dots$ 分别通过 $Z_1, Z_2, \dots$ 与放大器 A 的输入端连接, 构成 $v_o = -\sum_{k=1}^n (Z_f/Z_k) v_{i,k}$ 加法器。

比例器和积分器是模拟计算机的主要组成部分。(c)项的积分器的情况如图28所示, 则有

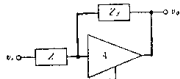


图27 运算放大器

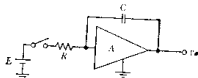


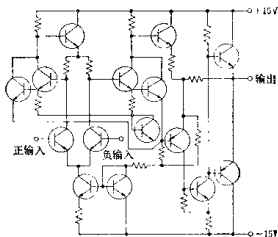
图28 密勒积分器

$$\begin{aligned} v_o &= -AE[1 - \exp\{-1/RC(1+A)\}] \\ &= -AE\left\{\frac{1}{1+A} - \frac{t}{RC} - \frac{1}{2(1+A)^2}\left(\frac{t}{RC}\right)^2 + \dots\right\} \end{aligned}$$

可看出, 由于密勒效应积分时间常数较长, 得到了线性度好的斜坡电压。这种积分器称为密勒积分器。

运算放大器在Fairchild公司和T.I.公司集

成电路化以来,已生产了很多产品,图29示出了其典型产品 $\mu A 709C$ 的电路图。这个放大器由15个晶体管和15个电阻组成,电压增益93 dB,输入阻抗250 k Ω ,输出阻抗150 Ω ,失调电压2 mV,失调电流0.1 μA ,共模抑制比90dB,电源电压 ± 15 V,最大输出电压 ± 13 V。对集成电路来说,有在同一单片上容易制造特性一致器件的特点。

图29 $\mu A 709C$ 电路图

2.6 非调谐放大电路

2.6.1 RC耦合放大器 对于信号频率的相对带宽很宽的模拟电路,可采用电阻器作负载、电容器作级间耦合的RC耦合放大器。

图30的CE型放大器中,若 C_1 , C_2 , C_e 非常大,其增益与表1所示基本放大器相等。但由于高频段 $|\beta|$ 下降,低频段耦合电容器 C_1 , C_2 的电抗提高 ① ,其增益的频率特性如图31所示。中频段增益是恒定的,比中频段增益低3 dB处的频率称低频截止频率 f_l ,高频截止频率 f_h ,如果借助 C_e 的 $R_{e1} // 1/h_{oe}$ 和 r_i 的串联电阻为 R_i ,就有 $f_l = 1 / 2\pi C_e R_i$, f_h 往往是 f_β ,像电子管放大器那样的高截止频率的情况,也有级间电路的杂散电容(器件、部件、配线等的杂散电容) C_j 起支配作用。如果 R_j 是 $R_{e1} // 1/h_{oe} // r_i$ 的并联合成电阻,则 $f_h = 1 / 2\pi C_j R_j$,五极管放大器的中频段增益 $G = g_m R_i$,带宽 $B = f_h - f_l \approx f_h = 1 / 2\pi C_j R_j$ 时,则有

$$G \cdot B = g_m / 2\pi C_j$$

$G \cdot B$ 的乘积与 R_i 无关。

如视频放大器,信号频率达到MHz频段时,为了防止由于 C_j 引起高频段增益下降,可在负载电阻或耦合电容上串接电感线圈,以提高高频部分

的频率特性。图32的并联式提高高频部分频率特性电路,选择 $2\pi f_h L_p / R_p \approx 0.4$ 左右较好。

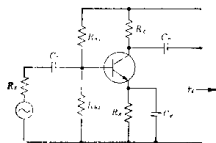


图30 共射极型放大器

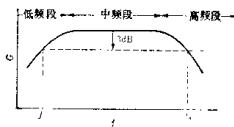


图31 CE型放大器的频率特性

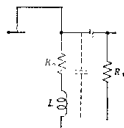


图32 并联式提高高频部分频率特性电路

对于晶体管放大器,图30的 C_e 为小容量电容器,中频段以下借助 R_i 进行负反馈,到高频段后,由于 C_e 的旁路作用,防止增益下降。这就是用射极改善高频特性电路,选择 $2\pi f_h C_e R_e = 1$ 。

2.6.2 变压器耦合放大器 由于采用变压器取代耦合电容器,取得了前级输出和后级(或负载)输入的阻抗匹配。其优点是忽略直流压降,但它存在频率特性恶化、价格高、集成电路化困难等缺点,因此,除功率放大器(见2.9节)外,一般不采用这种方式。

2.6.3 分布放大器(见2.10.4节)

2.7 脉冲放大电路

在脉冲电路中,宽频带信号较多,故脉冲放大器一般是宽频带放大器。

① 原文误为“电抗下降”。——译者注

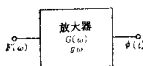


图33 脉冲放大器

如图33所示，现在对 $0 \sim f_s$ 频率的增益以 G （常数）表示，而相位特性以 $g\omega$ 表示，在放大器上加以频谱 $F(\omega)$ 的输入时，其输出 $\phi(t)$ 为

$$\phi(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G \cdot F(\omega) \exp(j\omega t) d\omega \quad (15)$$

输入为 t_1 到 t_2 的连续单位方波脉冲时，则

$$\phi(t) = \langle G/\pi \rangle [S_1\{\omega_s(t - g - t_1)\} - S_1\{\omega_s(t - g - t_2)\}] \quad (16)$$

其波形如图34的波形②所示，对应输入方波①变成有前冲 a、延时 b、波纹或顶降 c、下降 d、下过冲 e 等的波形，上升时间 t_r 是由高频段特性来决定，对图30的 RC 耦合放大器，则

$$t_r \approx 2.2/2\pi f_s \quad (17)$$

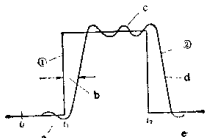


图34 放大器的脉冲响应

顶降特性由低频段特性来决定，为了改进 RC 耦合放大器，采用图35的低频段补偿电路。而且对工作在饱和区的晶体管放大器，必须考虑少数载流子存贮效应， n 级级联 RC 耦合放大器的总上升时间 t_{rn} 为

$$t_{rn} = t_r / \sqrt{2^{1/n} - 1} \approx \sqrt{n} t_r$$

而且 t_r (s) 与 3dB 带宽 f_c (Hz) 之乘积为 0.35。

改变 f_s ，求得方波脉冲响应如图36所示，对双脉冲的响应如图37所示。在双脉冲的情况，为了鉴别2个脉冲 f_s 必须大于 $1/2\tau'$ 以上⁽⁷⁾。

晶体管的大信号响应可借助小信号参数来分析⁽¹⁾⁽⁵⁾⁽¹⁰⁾，也可作为电荷控制器件来分析⁽¹⁾⁽⁶⁾⁽⁷⁾。为了防止大信号工作时的饱和，可采用箝位二极管，或提高电流切换速度。

在脉冲放大器中需要特别宽的频带时，采用分

布放大器（见2.10节）。

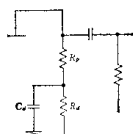
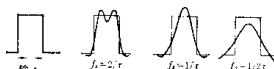
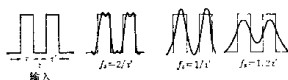


图35 低频段补偿电路

图36 由 f_s 的变化引起的输出波形的变化（单脉冲）图37 由 f_s 的变化引起的输出波形的变化（双脉冲）

2.8 调谐放大电路

为了放大窄频带信号，采用调谐电路作为负载的调谐放大器。调谐电路有单调谐电路和双调谐电路。相对频带较宽时，也可采用使各级调谐频率错开的参差调谐放大器。

2.8.1 单调谐放大器 所谓单调谐放大器，就是在负载上放置一个 LC 调谐电路的放大器（图38）。级间电路为电磁耦合时，调谐电路有时放在输出端（初级），有时放在输入端（次级），但原理上是相同的。设包括与调谐电路并联的电阻（输入输出电阻和偏置电阻）在内的调谐电路的总并联电阻为 R ，在调谐频率 f_r 上的增益 G_r 为 $g_m R$ ，3dB 带宽为 $f_r/Q = 1/2\pi RC$ ， GB 的乘积是 $g_m/2\pi C$ ，与 RC 耦合放大器相同。并且，比 f_r 差 Δf 频率上的增益是

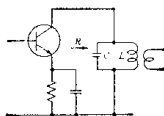


图38 单调谐放大器

$$G = G_0 / (1 + j2Q\Delta f/f_r) \quad (18)$$

具有 n 级级联时的增益和带宽减少的方式, 与 RC 耦合放大器的情况相同。

2.8.2 中和放大器 因为调谐放大器为高频放大器, 因此由于电极间电容等的反馈作用有可能引起振荡。图 39 中调谐线圈的一部分 L_v 上产生电压通过由 R_N 、 C_N 组成的反馈电路, 利用此反馈消除上述反馈, 称 R_N 、 C_N 电路为中和电路。中和电路有时只用电容器, 这时这个电容器称为中和电容器或平衡电容。若图 39 的电路用 y 参数表示, 变成图 40。因为 y_{12} 是通过 $n_1:n_2$ 的倒相变压器连接的, 合成 y 参数中反馈导纳 y_{r1} 是

$$y_{r1} = -(n_1/n_2)y_{12} - y_{12} \quad (19)$$

中和时, $y_{r1} = 0$, 成为单向性, 其晶体管的 $y_r = g_r + j\omega C_r$ 时⁽¹⁾, 则最好是

$$C_N = -(n_1/n_2)C_r, \quad R_N = -n_2 g_r / n_1 (\omega_r C_r)^2 \quad (20)$$

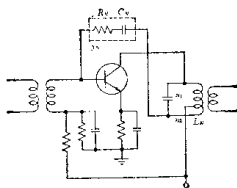


图39 中和放大器

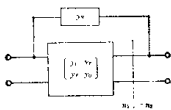


图40 用 y 表示的中和放大器

中和时输入输出无关, 可用功率增益 $G_{av} = g_m / 4C_{b'e}C_{b'c}r_{bb'}\omega^2$ 。而且, 如采用 $f_T = g_m / 2\pi C_{b'e}$, 则 $G_{av} = 1$ 的最高频率 f_m 为

$$f_m = \sqrt{f_T / 8\pi r_{bb'} C_{b'c}} \quad (21)$$

式中的 f_T 希望要大, $r_{bb'}C_{b'c}$ 希望要小。

2.8.3 双调谐放大器 图 41 为用互感 M 耦合两个调谐电路的双调谐放大器。与单调谐放大器相

比, 可得到接近矩形的特性, 能较好地用于中频放大器等。初、次级的调谐频率和 Q 一般是相同的。

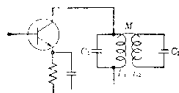


图41 双调谐放大器

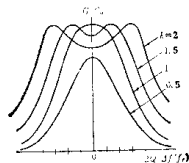


图42 双调谐放大器的增益特性

双调谐放大器的增益-频率特性如图 42 所示, 由于耦合系数 $k = M/\sqrt{L_1 L_2}$ 不同, $k < 1/Q$ 时为弱耦合, $k > 1/Q$ 时为强耦合, $k = 1/Q$ 时为临界耦合。弱耦合和临界耦合时示出了 f_r 上增益最大的单峰特性, 临界耦合时最大增益 G_0 为 $(1/2)g_m R$ (R 是并联谐振阻抗, 初级和次级的值不同时取几何平均值), 对应式 (18), f_r 附近的频率特性为

$$G = G_0 / \{1 - 2(\Delta f/f_r)^2 Q^2 - j2Q\Delta f/f_r\} \quad (22)$$

而且, 这时的 3dB 处带宽是具有相同 Q 的单调谐电路的 $\sqrt{2}$ 倍, n 级级联法时, 频带宽的减少的比例是 $\sqrt{2^{1/n}} - 1$ (2 级是 80%, 3 级是 71%), 是单调谐电路的平方根 (不可能比单调谐电路频率狭)。强耦合时增益最大值不变, 但 G_0 时的频率约变为 $f_r / \sqrt{1 \pm k}$, 在 f_r 的上下扩展。而且, 由于 k 越大, f_r 处的增益越小, 故不希望 k 过大。

2.8.4 参差调谐放大器 改变单调谐放大器的调谐频率, 把几级级联连接起来的放大器, 称为参差调谐放大器。参差调谐放大器中由于在通频带范围内的振幅特性是平坦的或波状的, 延迟特性也是平坦的, 因此设计方法不同, 振幅为平坦特性时, 调谐频率和调谐电路的 Q 按表 4 选择。这里 B 是所要求的带宽。

这种情况的双参差调谐放大器的特性与临界耦合的双调谐电路的增益特性相同。图43是三参差调谐的例子。



图43 参差调谐放大器的频率分配

表4 参差调谐放大器的设计

次 数	调谐频率	Q
双参差调谐	$f_r \pm 0.35 B$	$\sqrt{2} f_r / B$
三参差调谐	$f_r \pm 0.43 B$	$\frac{f_r / B}{2 f_r / B}$
四参差调谐	$f_r \pm 0.19 B$ $f_r \pm 0.46 B$	$\frac{1.1 f_r / B}{2.6 f_r / B}$

2.9 功率放大电路

2.9.1 甲类单级功率放大器 用于简单的输出电路。对电子器件(晶体管或五极管)特性在理想的情况下,如图44所示,因为工作点Q为中心,在截止点A和饱和点B之间变化,所以输出电压的幅值为 V_{ce} ,输出电流的幅值与直流电流 I_{cd} 相等。因而

$$\text{交流输出 } P = (V_{ce} / \sqrt{2}) (I_{cd} / \sqrt{2}) = V_{ce} I_{cd} / 2$$

$$\text{直流输入 } P_d = V_{ce} I_{cd}$$

$$\text{集电极效率 } \eta = P / P_d = 1/2 = 50\%$$

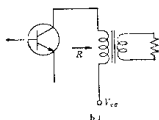
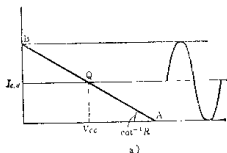


图44 甲类功率放大器

实际上由于特性的非线性、变压器线圈的直流电阻等因素,电压或电流的幅值分别比 V_{ce} 或 I_{cd} 都小。波形也偏离正弦波,包含了高次谐波。

此外,对负载为电阻、通过电阻供给集电极电压时,由于静态工作点的电压是 $V_{ce}/2$,所以交流输出和集电极效率为以上值的一半。

2.9.2 乙、丙类单级功率放大器 由于输出电流波形失真,在负载上采用调谐电路。假定集电极电流的流通角是 φ ,若集电极电流的部分正弦波表示为 $i(\cos \theta - \cos \varphi)$,则直流分量是 $I_{cd} = (I/\pi)(\sin \varphi - \varphi \cos \varphi)$,基波成分的幅值是 $I_c = (I/\pi)\{\varphi - (1/2)\sin 2\varphi\}$ 。而且,基波电压的幅值 e 和直流电源电压 V_{ce} 的比,如用电压利用率 ξ_v 表示,则

$$\begin{aligned} \text{集电极效率 } \eta &= (1/2) e_c I_c / V_{ce} I_{cd} \\ &= (1/2) \xi_v \xi_i \end{aligned}$$

电流利用率 $\xi_i = I_c / I_{cd}$ 是当 $\varphi \rightarrow 0$ 极限为2,由于在 $\varphi = 90^\circ$ 的乙类中 $\pi/2 = 1.57$,如果 $\xi_v = 1$,则乙类放大器的效率 $= \pi/4 = 78.5\%$

丙类放大器效率的极限 $= 1 = 100\%$

发射机等采用高效率的丙类调谐放大器,但效率往往在70%左右。

2.9.3 乙类推挽放大器 如图45所示电路,两个电子器件对称连接、反相激励、差分输出的推挽(PP)电路,特点是:由于清除偶次谐波及直流励磁,可得到失真较小的输出。并且,即使是乙类放大器,假如PP接法,由于每半波工作一次可得原始波形,因此可作为音频或视频放大器,具有效率高的优点。因而,接收机等音频输出电路几乎全部采用乙类PP电路。但是,为获得PP的特点,必须尽可能使器件的特性一致,还要产生反相位的两个电压。而且,采用图45那样的变压器,或采用图46所示的、由集电极端和发射极端输出的相位分配器(也称倒相器)。

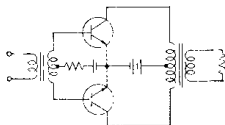


图45 乙类推挽放大器

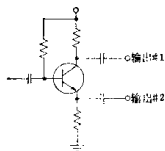


图46 相位分配器

2.9.4 互补对称电路 (见2.2.6节)

2.10 特殊放大电路

2.10.1 参量放大器⁽¹⁸⁾ 该放大器采用变容二极管、可饱和电感等的非线性元件。为了把泵浦频率 f_p 能量转变成信号频率 f 能量，可使用这两个频率的差频 f_d (空闲频率) 的谐振电路。对图 47 二极管的电容以 $C_0 + C_1 \cos \omega_p t$ 变化时，可求出信号成分的输入导纳 Y_{in} ，如下

$$Y_{in} = g_0 + j\hat{b}_0, \quad \hat{b}_0 = \omega_d C_0^2 / (g_0 + g_1) \quad (23)$$

因此，若 $C_1 > \sqrt{g_0(g_0 + g_1) / \omega \omega_d}$ 时，则 Y_{in} 负值，若输入端的外部电路的电阻比 $|Y_{in}|$ 大， ω 成分被放大（如比 $|Y_{in}|$ 小就振荡）。

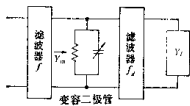


图47 参量放大器

采用变容二极管的参量放大器为输入输出端分开而采用单向环行器或隔离器。这种放大器的特点是理想状态的电阻成分为零，并且不产生噪声。

2.10.2 调制式直流放大器⁽¹⁹⁾ 在进行直流信号放大时，用斩波器或振荡电容放大器取代差分放大器作交流放大，再同步整流而得到放大的直流信号的方法，称为调制式。

斩波器有机械斩波器和电子斩波器，机械式如图 48 所示，断续基本上是理想的，但存在触点寿命、工作频率范围、驱动电源的感应等问题。电子式二极管斩波器实例如图 49 所示。设二极管的正向电阻为 r_f ，反向电阻为 r_r ，方波输出电压上下值取为

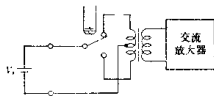


图48 机械斩波器

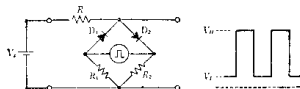


图49 二极管斩波器

$$\left. \begin{aligned} V_f &= \frac{r_f + R_1}{r_f + R_1 + 2R} V_i \\ V_r &= \frac{r_r + R_1}{r_r + R_1 + 2R} V_i \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

从通断时存在电阻值这一点看，电子斩波器比机械式斩波器差，但它具有能在高频工作，寿命为半永久性的特点。

在振荡电容式放大器中，把充电到信号电压 V_i 电容器的静电容用机械方法改变成正弦波形。这正是利用在电容器两端电压所产生的正弦波成分。

2.10.3 对数放大器 输出信号与输入信号的对数成比例的放大器

(转换器)称为对数放大器。对数放大器既用于指数函数信号线性化的地方，又用于缩小了信号的动态范围的地方。图 50 所示对数转换电路，利用硅二极管 D 的正向特性 $V \approx (kT/q) \ln(I/I_s)$ 来实现。此情况下，输入电流的动态范围用于一般二极管约 40 dB，用于对数转换器的二极管约 60 dB。

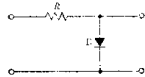


图50 对数转换器

方，又用于缩小了信号的动态范围的地方。图 50 所示对数转换电路，利用硅二极管 D 的正向特性 $V \approx (kT/q) \ln(I/I_s)$ 来实现。此情况下，输入电流的动态范围用于一般二极管约 40 dB，用于对数转换器的二极管约 60 dB。

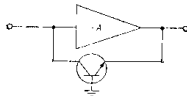


图51 对数放大器

图 51 是扩散型晶体管 and 运算放大器组成的对数放大器，动态范围可在 80 dB 以上。实际上，为了减少射极电阻 r_e 的变化，射极上加入串联电阻，