模拟电子技术基础中的常用公式

7.1 半导体器件基础

GS0101 由理论分析可知，二极管的伏安特性可近似用下面的数学表达式来表示：

$$i_D = I_{R(sat)}(e^{\frac{u_D}{V_T}} - 1)$$

式中，i_D为流过二极管的电流，u_D。为加在二极管两端的电压，V_T称为温度的电压当量，与热力学温度成正比，表示为 $V_T = kT/q$ 其中 T 为热力学温度，单位是 K；q 是电子的电荷量，$q=1.602\times10^{-19}C$；k 为玻耳兹曼常数，$k = 1.381\times10^{-23} J / K$。室温下，可求得 $V_T = 26mV$。$I_{R(sat)}$是二极管的反向饱和电流。

GS0102 直流等效电阻 R_D

直流电阻定义为加在二极管两端的直流电压 U_D 与流过二极管的直流电流 I_D 之比，即

$$R_D = \frac{U_D}{I_D}$$

R_D的大小与二极管的工作点有关。通常用万用表测出来的二极管电阻即直流电阻。不过应注意的是，使用不同的欧姆档测出来的直流等效电阻不同。其原因是二极管工作点的位置不同。一般二极管的正向直流电阻在几十欧姆到几千欧姆之间，反向直流电阻在几十千欧姆到几百千欧姆之间。正反向直流电阻差距越大，二极管的单向导电性能越好。

GS0103 交流等效电阻 r_d

$$r_d = \left(\frac{du_D}{di_D}\right)_Q$$

r_d亦随工作点而变化，是非线性电阻。通常，二极管的交流正向电阻在几～几十欧姆之间。

需要指出的是，由于制造工艺的限制，即使是同类型号的二极管，其参数的分散性很大。通常半导体手册上给出的参数都是在一定测试条件下测出的，使用时应注意条件。

GS0104 $I_{Zmin} < I_Z < I_{Zmax}$

其中稳定电流 I_Z 是指稳压管正常工作时的参考电流。I_Z 通常在最小稳定电流 I_{Zmin} 与最大稳定电流 I_{Zmax}之间。其中 I_{Zmin} 是指稳压管开始起稳压作用时的最小电流，电流低于此值时，稳压效果差；I_{Zmax}是指稳压管稳定工作时的最大允许电流，超过此电流时，只要超过额定功耗，稳压管将发生永久性击穿。故一般要求 $I_{Zmin} < I_Z < I_{Zmax}$ 。

GS0105 $I_C = I_{NC} + I_{CBO} \approx I_{NC}$

GS0106 $I_B = I_{PB} + I_{PE} - I_{CBO} \approx I_{PB} - I_{CBO}$

GS0107 $I_E = I_{NE} + I_{PE} \approx I_{NE}$

GS0108 $I_{NE} = I_{NC} + I_{PB}$

GS0109 $I_E = I_C + I_B$

GS0110 $\bar{\beta} = \frac{I_{NC}}{I_{PB}} = \frac{I_C - I_{CBO}}{I_B + I_{CBO}}$

GS0111 $\bar{\beta} \approx \frac{I_C}{I_B}$

GS0112 $I_C = \bar{\beta} I_B + (1 + \bar{\beta}) I_{CBO}$

GS0113 $I_C = \bar{\beta} I_B + I_{CEO}$

GS0114 $I_E = (1 + \bar{\beta}) I_B + I_{CEO}$

GS0115 $\bar{\alpha} = \frac{I_{NC}}{I_E}$

GS0116 $\bar{\alpha} = \frac{I_C - I_{CBO}}{I_E} \approx \frac{I_C}{I_E}$

GS017 $I_C = \bar{\alpha} I_E + I_{CBO}$

GS0118 $I_B = (1 - \bar{\alpha}) I_E - I_{CBO}$

GS0119 $\bar{\alpha} = \frac{I_{NC}}{I_E} = \frac{I_{NC}}{(1 + \bar{\beta}) I_B + I_{CEO}} \approx \frac{I_{NC}}{(1 + \bar{\beta}) I_B} \approx \frac{I_{NC}}{(1 + \bar{\beta}) I_{PB}} = \frac{\bar{\beta}}{1 + \bar{\beta}}$

GS0120 $I_B = f(U_{BE})|_{U_{CE} = C}$ (C 表示常数)

GS0121 $I_C = f(U_{CE})|_{I_B = C}$ (C 表示常数)

GS0122 $\bar{\beta} \approx \frac{I_C}{I_B}$

GS0123 $\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}|_{U_{CE}}$

GS0124 $\alpha = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E}|_{U_{CB}}$

GS0125 $I_{CEO} = (1 + \bar{\beta}) I_{CBO}$

GS0126 $P_{CM} = I_C U_{CE}$

GS0127 $I_D = I_{DSS}(1 - \frac{U_{GS}}{V_P})^2$，$I_{DSS}$ 是 $U_{GS}=0$ 时的漏极饱和电流，V_P 称为夹断电压。

7.2 基本放大电路

$$\left.\begin{array}{ll}\textbf{GS0201} & I_B = \dfrac{E_C - U_{BE}}{R_b} \approx \dfrac{E_C}{R_b} \\ \textbf{GS0202} & I_C = \beta I_B + I_{CEO} \approx \beta I_B \\ \textbf{GS0203} & U_{CE} = E_C - I_C R_C \end{array}\right\}$$

基本放大电路(固定偏置电路)静态工作点求解公式。

GS0204 $A_u = \dfrac{U_O}{U_i}$

GS0205 $A_i = \dfrac{I_o}{I_i}$

GS0206 $A_p = \dfrac{P_o}{P_i} = \dfrac{U_o I_o}{U_i I_i} = A_u A_i$

GS0207 $A_u(dB) = 20\lg\dfrac{U_O}{U_i} = 20\lg A_u(dB)$

GS0208 $A_i(dB) = 20\lg\dfrac{I_o}{I_i} = 20\lg A_i(dB)$

GS0209 $A_p(dB) = 10\lg\dfrac{P_o}{P_i} = 10\lg A_p(dB)$

GS0210 $r_i = \left.\dfrac{U_i}{I_i}\right|_{R_L = \infty}$

GS0211 $r_o = \left.\dfrac{U_o}{I_o}\right|_{U_i = 0}$

GS0214 $u_{ce} = -i_c R'_L \quad (R'_L = R_c \| R_L)$

GS0218 为了避免瞬时工作点进入截止区而引起截止失真，则应使：$I_c \geq I_{CM} + I_{CEO}$

GS0219 为了避免瞬时工作点进入饱和区而引起饱和失真，则应使：$U_{CE} \geq U_{OM} + U_{CES}$

GS0220 $r_{be} = r_{bb'} + (1+\beta)\dfrac{26(mV)}{I_E(mA)}$

式中 $r_{bb'}$ 表示晶体管基区的体电阻，对于一般的小功率管约为 200Ω 左右(计算时，若未给出，可取为 200Ω)，I_E 为通过管于发射极的静态电流，单位是 mA。在 $I_E \leqslant 5mA$ 范围内，式 GS0220 计算结果与实际测量值基本一致。

GS0221 $U_B \approx \dfrac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} E_C$

分压式直流电流负反馈放大电路，分压点电压 U_B 计算公式。

GS0222 $$\left.\begin{array}{l} R_{b2} = U_B / I_R \\ R_{b1} = (E_C - U_B) \big/ I_R \\ R_e = U_E \big/ I_E \approx U_B \big/ I_E \end{array}\right\}$$

偏置电路元件参数的计算。

由图 I0286 所示电路的直流通路可得：

GS0223 $$U_{GS} = U_G - U_S = -I_D R_S$$

GS0224 $$U_{DS} = U_D - U_S = E_D - I_D(R_S + R_D)$$

估算结型场效应管自给偏压电路的静态工作点计算公式

GS0225 $$I_D = I_{DSS}(1 - \frac{U_{GS}}{V_P})^2，((V_P \le U_{GS} \le 0)$$

结型场效应管的转移特性。式中 I_{DSS} 为饱和漏电流，V_P 为夹断电压。联立求解 GS0231～GS0233 各式，便可求得静态工作点 $Q(I_D，U_{GS}，U_{DS})$。

GS0226 $$U_{GS} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD} - I_D R_s$$

结型场效应管分压式偏置电路，栅源回路直流负载线方程。

GS0227 $$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{U_{o1}}{U_i} \cdot \frac{U_{o2}}{U_{o1}} \cdots \frac{U_o}{U_{o(n-1)}} = A_{u1} A_{u2} \cdots A_{un}$$

式中 A_{u1}、A_{u2} 、⋯、A_{un} 为多级放大电路各级的电压放大倍数。

GS0228 $$A_u(dB) = A_{u1}(dB) + A_{u2}(dB) + \cdots + A_{un}(dB)$$

多级放大电路电压放大倍数的分贝值等于各级的电压放大倍数分贝值之和。

GS0229 $$\dot{A}_u(j\omega) = \frac{\dot{U}_O}{\dot{U}_i} = \frac{U_O}{U_i} e^{j\phi} = A_u(\omega) e^{j\phi(\omega)}$$

该函数关系称为放大电路的频率特性或频率响应。其中 $Au(\omega)$称为幅频特性，它反映 $\dot{A}_u(j\omega)$ 大小与频率的关系。$\varphi(\omega)$称为相频特性，它反映输出信号与输入信号的相位差与频率之间的关系。

GS0230 $$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_O}{\dot{U}_i} = \frac{\beta R_L^{'}}{r_{be}} \angle -180^\circ$$

中频段单级放大电路的电压放大倍数。

GS0231 $$20\lg\frac{A_{uL}}{A_{uo}} = 20\lg\frac{A_{uH}}{A_{uo}} = 20\lg\frac{1}{\sqrt{2}} = -3dB$$

式中：A_{uL}、A_{uH} 和 A_{uo} 分别是低频段、高频段和中频段放大电路的电压放大倍数。

GS0232 $$B = f_H - f_L$$

式中：B 放大电路的通频带，下限频率 f_L 和上限频率 f_H。

GS0233 $$f_H = f_{H1}\sqrt{2^{1/n} - 1}$$

GS0234 $f_L = \dfrac{f_{L1}}{\sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}}$

上两式中 f_H、f_L 是多级放大电路上、下限频率，f_{H1}、f_{L1} 是单级放大电路上、下限频率。

7.3 负反馈放大电路

GS0301 $\dot{A} = \dfrac{\dot{X}_O}{\dot{X}_i'}$

基本放大电路的放大倍数

GS0302 $\dot{F} = \dfrac{\dot{X}_f}{\dot{X}_O}$

基本放大电路的传输系数，也称为反馈系数。

GS0306 $\dot{A}_f = \dfrac{\dot{X}_O}{\dot{X}_i} = \dfrac{\dot{A}}{1 + \dot{A}\dot{F}}$

反馈放大电路的闭环放大倍数

GS0307 $A_f = \dfrac{A}{1 + FA}$

当工作信号在中频范围，且反馈网络具有纯电阻性质，因此，$\dot{F}$、$\dot{A}$ 均可用实数表示。于是 GS0306 式变为该式形式。

GS0308 $A_f \approx \dfrac{1}{F}$

当 |1＋FA| >>1 时，由 GS0307 式可得。

GS0309 $A_f = A_{uf} = \dfrac{A_u}{1 + F_u A_u}$

GS0310 $F = F_u = \dfrac{U_f}{U_O}$

电压串联负反馈电路时，A_{uf}、F_u 分别称为闭环电压放大倍数和电压反馈系数。

GS0311 $A_f = A_{if} = \dfrac{I_O}{I_i} = \dfrac{A_i}{1 + F_i A_i}$

GS0312 $F = F_i = \dfrac{I_f}{I_O}$

电流并联负反馈电路时，A_{if}、F_i 分别称为闭环电流放大倍数和电流反馈系数。

GS0313 $A_f = A_{gf} = \frac{I_O}{U_i} = \frac{A_g}{1 + F_r A_g}$

GS0314 $F = F_r = \frac{U_f}{I_O}$

电流串联负反馈放大电路时，A_{gf}、F_r 分别称为闭环互导放大倍数和互阻反馈系数。

GS0315 $\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{1 + FA} \cdot \frac{dA}{A}$

该式表明，闭环放大倍数的相对变化量仅为开环放大倍数相对变化量的(1＋FA) 分之一。也就是说闭环放大倍数的稳定性比开环放大倍数的稳定性提高了(1＋FA)倍。

GS0316 $f_{Hf} = (1 + FA) f_H$

GS037 $f_{Lf} = f_L / (1 + FA)$

GS0318 $B_f \approx f_{Hf} = (1 + FA) f_H \approx (1 + FA) B$

B：未引入负反馈放大电路的通频带，B_f：引入负反馈放大电路的通频带。

GS0319 $r_i = \frac{U_i}{I_i}|_{X_f = 0} = \frac{U_i'}{I_i}$

开环输入电阻 r_i(即基本放大电路的输入电阻)计算公式。

GS0320 $r_{if} = \frac{U_i}{I_i} = \frac{U_i' + U_f}{I_i}$

闭环输入电阻 r_{if}计算公式。

GS0321 $r_{if} = \frac{U_i'}{I_i}(1 + FA) = (1 + FA) r_i$

上式表明，串联负反馈使闭环输入电阻增加到开环输入电阻的(1＋FA)倍。

GS0322 $r_i = \frac{U_i}{I_i}|_{X_f = 0} = \frac{U_i}{I_i'}$

并联负反馈电路的开环输入电阻计算公式。

GS0323 $r_{if} = \frac{U_i}{I_i} = \frac{U_i}{I_f + I_i'}$

并联负反馈电路的闭环输入电阻计算公式。

GS0324 $r_{if} = \frac{1}{1 + F_g A_r} r_i$

电压并联负反馈输入电阻计算公式。

GS0325 $r_{if} = \frac{1}{1 + F_i A_i} r_i$

电流并联负反馈输入电阻计算公式。

GS0326 $r_O = \frac{V_O}{I_O}|_{R_L = \infty, X_i = 0} = \frac{1}{1 + A_O F} r_O$

上式表明，电压负反馈使放大电路的闭环输出电阻减小到开环输出电阻的 $\frac{1}{1+A_O F}$。

GS0327 $r_{Of}=\frac{V_O}{I_O}|_{R_L=\infty, X_s=0}=(1+A_S F)r_O$

引入电流负反馈后，电路的闭环输出电阻增加到开环输出电阻的(1＋AsF)倍。对于电流串联负反馈有 $r_{Of}=(1+A_{gS}F_r)r_O$；对于电流并联负反馈则为$r_{Of}=(1+A_{IS}F_I)r_O$ 。

7.4 功率放大电路

GS0401 $\eta=\frac{P_O}{p_E}\cdot 100\ \%$

式中：P_O放大电路输出功率，P_E电源提供的直流功率。

GS0402 $U_{CE}=E_C-I_E R_e$

典型的甲类单管功率放大电路的直流负载线方程。

GS0403 $U_{CE}\approx E_C$

因为变压器初级的直流电阻 r_T很小，故可视为短路、功放电路中 R_e一般选的较小(约几Ω)，其上的压降也可忽略不计。于是上式(GS0402)可被化简为该式。

GS0404 $R_L^{'}=(\frac{N_1}{N_2})^2 R_L$

放大电路的交流负载，式中：R_L 放大电路的负载。

GS0405 $P_{OMAX}=U_O I_O=\frac{U_{cm}}{\sqrt{2}}\cdot\frac{I_{om}}{\sqrt{2}}=\frac{1}{2}U_{cm}I_{cm}\approx\frac{1}{2}E_C\cdot I_C$

功放管的最大交流输出功率。

GS0406 $P_E=\frac{1}{T}\int_0^T E_C\cdot i_C d(\omega t)=E_C\cdot I_C$

直流电源供给的功率。

GS0407 $\eta_m=\frac{P_{o\max}}{P_E}=\frac{\frac{1}{2}E_C I_C}{E_C I_C}=50\ \%$

晶体管的集电极最大效率。

GS0408 $P_T=P_E-P_O$

直流电源供给集电极的功率除输出给负载的功率 P_O 外，其余消耗在晶体管的集电结上，即管子的损耗功率。

GS0409 静态时，$P_O=0$，则：$P_T=P_{c\max}=P_E-E_C I_C=2P_{o\max}$

可见，单管甲类功放电路，静态时管耗最大。

GS0410 $P_{o\max}=\frac{U_{cem}}{\sqrt{2}}\cdot\frac{I_{cm}}{\sqrt{2}}=\frac{1}{2}\frac{U_{cem}^{2}}{R_L}\approx\frac{1}{2}\cdot\frac{E_c^{2}}{R_L}$

乙类互补电路的最大输出功率的计算公式。

GS0411 $P_E=\frac{2}{\pi}\frac{E_C^{2}}{R_L}$

在输出最大功率时，两个电源供给的总直流功率。

GS0412 $\eta_m=\frac{P_{o\max}}{P_E}=\frac{1}{2}\frac{E_C^{2}}{R_L}\cdot\frac{\pi}{2}\frac{R_L}{E_C^{2}}=\frac{\pi}{4}\approx 78.5\%$

放大电路在最大输出功率时的效率。

GS0413 $P_T=P_{T1}+P_{T2}=P_E-P_{o\max}=\frac{2}{\pi}\frac{E_C^{2}}{R_L}-\frac{1}{2}\frac{E_C^{2}}{R_L}=P_{o\max}(\frac{4}{\pi}-1)\approx 0.27P_{o\max}$

互补对称放大电路在输出功率最大的情况下，两管的管耗。

GS0414 $P_{T1}=P_{T2}=\frac{1}{2}P_T=0.134P_{o\max}$

互补对称放大电路在输出功率最大的情况下，单管的管耗。

GS0415 $\beta=\frac{I_C}{I_b}\approx\beta_1\beta_2$

复合管的电流放大系数。

GS0416 $r_{be}=R_{be1}+(1+\beta_1)r_{be2}$

复合管的等效输入电阻。

7.5 直接耦合放大电路

GS0501 温度变化产生的零点漂移，称为温漂。它是衡量放大电路对温度稳定程度的一个指标，定义为： $\Delta U_{ip}=\frac{\Delta U_{op}}{A_u\Delta T_O(^{\circ}C)}$

即温度每升高 1℃时，输出端的漂移电压$\triangle U_{OP}$折合到输入端的等效输入电压$\triangle U_{iP}$ 。式中A_u为放大电路总的电压放大倍数，$\triangle T_O$(℃)为温度变化量。

GS0502 $I_{E1}\approx\frac{E_E}{2R_e+\frac{1}{2}R_W}\approx\frac{E_E}{2R_e}$，Re 》$R_W$。

GS0503

$$\left.\begin{aligned}I_{BI}&=I_{CI}/\beta\\U_{BI}&=-I_BR_S\end{aligned}\right\}$$

$U_{CT} = E_C - I_{CT} R_C$ （对地）

基本差动放大电路的静态分析。

GS0504 $A_{id} = \dfrac{U_{od}}{U_{id}} = \dfrac{U_{O1} - U_{O2}}{U_{i1} - U_{i2}}$

差动放大电路对差模信号的放大能力用差模放大倍数表示。

GS0505 $U_{od} = U_{o1} - U_{o2} = A_{u1}U_{i1} - A_{u2}U_{i2} = A_{u1}(U_{i1} - U_{i2})$

差动放大电路的输出电压。

GS0506 $A_{Od} = \dfrac{U_{od}}{U_{id}} = \dfrac{A_{u1}(U_{i1} - U_{i2})}{U_{i1} - U_{i2}} = A_{u1}$

在差模输入时，$U_{i1} - U_{i2} = U_{id}$，由式 GS0504 和式 GS0505 可得。这表明差动放大电路双端输入一双端输出时的差模电压放大倍数等于单管放大电路的放大倍数。

GS0507 $A_{ud} = A_{u1} = -\dfrac{\beta(R_C // \frac{1}{2}R_L)}{R_S + r_{be} + \frac{1}{2}(1+\beta)R_W}$

单管放大电路的放大倍数。

GS0508 $A_{ud} = -\dfrac{1}{2}\dfrac{\beta(R_C // \frac{1}{2}R_L)}{R_S + r_{be} + \frac{1}{2}(1+\beta)R_W}$ （单端输出：T_1集电极输出）

若输出信号取自差动放大电路某一管的集电极即单端输出方式，此时，输出信号有一半没有利用，即 $U_{od} = U_{o1}$(双端输出时 $U_{od} = 2U_{o1}$)，放大倍数必然减小一半。

GS0509 $A_{uc} = \dfrac{U_O}{U_i} \approx -\dfrac{R_C}{2R_e}$(单端输出时的共模放大倍数)

只要 2Re>>Rc，则 Auc(单)<<1，电路对共模信号就有较强的抑制能力。

GS0510 $CMRR = \dfrac{|A_{ud}|}{|A_{uc}|}$

共模抑制比的定义式。CMRR 越大，说明差动放大电路的质量越好。

GS0511 双端输入—双端输出时，若电路完全对称，则 $CMRR = \dfrac{A_{ud}}{0} = \infty$，它表明对称性越高，抑制比越高。

GS0512 $CMRR = \dfrac{-\frac{1}{2}\frac{\beta R_C}{R_S + r_{be}}}{-\frac{R_C}{2R_e}} = \dfrac{\beta R_e}{R_S + r_{be}}$。

双端输入—单端输出时的共模抑制比。它表明 Re 越大，共模负反馈越强，共模抑制比越高。

GS0513 $r_{id}=\frac{U_{id}}{I_i}=2[R_S+r_{be}+\frac{1}{2}(1+\beta)R_W]$。

差动放大电路的差模输入电阻是指差模输入时，从两输入端看进去的等效电阻。

GS0514 $r_{iC}=\frac{1}{2}[R_S+r_{be}+(1+\beta)(2R_e+\frac{1}{2}R_W)]$

共模输入电阻是指共模输入时，从输入端看进去的等效电阻。

GS0515 r_o(双)$=2R_C$

电路的输出电阻是从放大器输出端看进去的电阻。此为双端输出时的差模输出电阻。

GS0516 r_o(单) $=R_C$

单端输出时的差模输出电阻。

7.6 集成运算放大电路

GS0601 $I_{C2}=I_R(1-\frac{2}{\beta+2})$

“镜像”恒流源电路计算公式。

GS0602 $I_{C2}\approx I_R\approx\frac{E-U_{BE}}{R}$

“镜像”恒流源电路计算公式。

GS0603 $I_{C2}\approx I_{E2}=\frac{\Delta U_{BE}}{R_{e2}}$

微电流恒流源电路计算公式。

GS0604 $U_-=U_+$

工作在线性区域的理想运放具有两个重要特性之一。

GS0605 $I_i=0$

工作在线性区域的理想运放具有两个重要特性之二。

GS0606 $U_O=-\frac{R_f}{R_1}U_i$

反相输入组态 U_O 计算公式。

GS0607 $A_{uf}=-\frac{R_f}{R_1}$

反相输入组态闭环电压放大倍数计算公式。

GS0608 $U_O=\left(1+\frac{R_f}{R}\right)U_S$

同相输入组态 U_O 计算公式。

GS0609 $A_{uf}=\left(1+\frac{R_f}{R}\right)$

同相输入组态闭环电压放大倍数。

GS0610 $U_{-}=\frac{R_f}{R_1+R_f}U_{i1}+\frac{R_f}{R_1+R_f}U_O$

差动输入组态反相端电位。

GS0611 $U_{+}=\frac{R_3}{R_3+R_2}U_{i2}=\frac{R_f}{R_1+R_f}U_{i2}$

差动输入组态同相端电位。

GS0612 $U_O=-\frac{R_f}{R_1}(U_{i1}-U_{i2})$

差动输入组态输出电压。

GS0613 $U_O=-I_fR_f=-R_f(\frac{U_{i1}}{R_1}+\frac{U_{i2}}{R_2}+\frac{U_{i3}}{R_3})$

加法器输出电压。

GS0614 $u_O=-R_fC\frac{du_i}{dt}$

微分器输出电压。

GS0615 $u_O=-\frac{1}{C}\int i_C dt=-\frac{1}{RC}\int u_i dt$

积分器输出电压。

GS0616 $U_O=-U_{BE}=-V_T\ln\frac{U_i}{RI_S}$ $(U_i>0)$

对数运算输出电压。

GS067 $U_O=-I_fR_f=-I_SR_fe^{\frac{V_i}{V_T}}$

反对数运算输出电压。

7.7 直流电源

GS0701

$$U_L=\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\sqrt{2}U_2 Sin\ \omega td(\omega t)=\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi}\sqrt{2}U_2 Sin\ \omega td(\omega t)=\frac{\sqrt{2}}{\pi}U_2=0.45U_2$$

半波整流电路输出电压的平均值。

GS0702 $I_L = \dfrac{U_L}{R_L} = 0.45\dfrac{U_2}{R_L}$

半波整流电路流过负载的平均电流。

GS0703 $I_D = I_L = \dfrac{U_L}{R_L} = 0.45\dfrac{U_2}{R_L}$

半波整流电路流过二极管 D 平均电流(即正向电流)。

GS0704 $U_{RM} = \sqrt{2}U_2$

半波整流电路加在二极管两端的最高反向电压。

GS0705 $U_L = \dfrac{1}{\pi}\int_0^{\pi}\sqrt{2}U_2 Sin\ \omega td(\omega t) = \dfrac{2\sqrt{2}}{\pi}U_2 = 0.9U_2$

全波整流电路输出电压的平均值。

GS0706 $I_L = \dfrac{U_L}{R_L} = 0.9\dfrac{U_2}{R_L}$

全波整流电路流过负载的平均电流。

GS0707 $I_{D1} = I_{D2} = \dfrac{1}{2}I_L = \dfrac{U_L}{R_L} = 0.45\dfrac{U_2}{R_L}$

全波整流电路流过二极管 D 平均电流(即正向电流) ，与半波整流相同。

GS0708 $U_{RM1} = U_{RM2} = 2\sqrt{2}U_2$ (比半波整流大了一倍)

全波整流电路加在二极管两端的最高反向电压。

GS0709 $U_L = 0.9U_2$

桥式整流电路输出电压的平均值。

GS0710 $I_L = 0.9U_2/R_L$

桥式整流电路流过负载的平均电流。

GS0711 $U_{RM} = \sqrt{2}U_2$ (为全波整流的电压一半)

桥式整流电路每个二极管所承受的最高反向电压。

GS0712 脉动系数(S)＝ $\dfrac{\text{输出电压的基波最大值}}{\text{输出电压的平均值}}$

GS0713 $u_L = \sqrt{2}U_2\left(\dfrac{2}{\pi} - \dfrac{4}{3\pi}COS\ \ 2\omega t - \dfrac{4}{15\pi}COS\ \ 4\omega t - \dfrac{4}{35\pi}COS\ \ 6\omega t\cdots\cdots\right)$

$$\approx U_2(0.9 - 0.6COS\ \ 2\omega t - 0.12\ COS\ \ 4\omega t - 0.05\ COS\ \ 6\omega t\cdots\cdots)$$

全波整流输出电压 u_L 的付氏级数展开式。

GS0714 $R_L C \geq (3\sim5)T$ (半波)

电容滤波放电时间常数($\tau = R_L C$) 实际中常按此式来选取 C 值。

GS0715　　$R_L C \geq (3 \sim 5) T/2$　（全波、桥式）

电容滤波放电时间常数$(\tau = R_L C)$实际中常按此式来选取 C 值。

GS0716　　电容滤波电路输出电压的估算。如果电容滤波电路的放电时间常数按式 I0714 或 I0715 取值的话，则输出电压分别为：

$U_L = (0.9 \sim 1.0) U_2$　（半波）

GS077　　$U_L = (1.1 \sim 1.2) U_2$　（全波）

GS0718　　$U_L = 0.9 U_2$

GS0719　　$U_L = \frac{R_L}{R + R_L} U_L^{'}$

$RC\pi$ 型滤波电路，它实质上是在电容滤波的基础上再加一级 RC 滤波电路组成的。其滤波原理可以这样解释：经过电容 C_1 滤波之后，C_1 两端的电压包含一个直流分量$U_L^{'}$与交流分量$u_L^{'}$，作为 RC_2 滤波的输入电压。对直流分量$U_L^{'}$而言，C_2 可视为开路，R_L 上输出的直流电压。

GS0720　　$u_L \approx \frac{1}{j\omega RC_2} u_L^{'}$

$RC\pi$ 型滤波电路，它实质上是在电容滤波的基础上再加一级 RC 滤波电路组成的。其滤波原理可以这样解释：经过电容 C_1 滤波之后，C_1 两端的电压包含一个直流分量$U_L^{'}$与交流分量$u_L^{'}$，作为 RC_2 滤波的输入电压。对直流分量$U_L^{'}$而言，C_2 可视为开路，R_L 上对于交流分量$u_L^{'}$而言，其输出的交流电压。

GS0721　　$S_r = \left. \frac{\Delta U_i / U_i}{\Delta U_O / U_O} \right|_{R_L = C}$

稳压系数 Sr 表示在负载电流和环境温度不变的条件下，输入电压的相对变化量△Ui / Ui 与输出电压的相对变化量△Uo / Uo 之比。式中值愈大，反映稳压效果愈好，即稳定度愈高(式中 C 表示常数)。

GS0722　　$S_r = A_2 n \frac{U_O}{U_i}$

在输出电压可调的串联型稳压电路中，稳压系数 Sr 的计算。式中：A_2 为比较放大电路的放大倍数[$\beta_2 R_4 / (r_{be2} + \beta_2 r_Z)$]，n 为取样电路的分压系数［$R_2 / (R_1 + R_2)$］。

GS0723　　$r_O = \frac{\Delta U_L}{\Delta I_L}$

输出电阻 r_O 是指输入电压及环境温度不变的条件下，负载电流变化 $\triangle I_L$ 引起输出电压变化 $\triangle U_L$ 的程度；也就是输出电压变化量 $\triangle U_L$ 与负载电流变化量 $\triangle I_L$ 的比值。

GS0724　　$r_O = \frac{R_4 + r_{be1}}{n \beta_1 A_2}$

在输出电压可调的串联型稳压电路中，输出电阻的计算公式。式中，n 是取样电路的分压系数、β_1 是调整管的电流放大系数、A_2 是比较放大电路的放大倍数愈大。

7.8　正弦波振荡电路

GS0801　　$\dot{U}_f = \dot{U}_i$

维持自激振荡必须满足的条件。

GS0802　　$\dot{A}\dot{F} = 1$

由于$\dot{U}_f = \dot{F}\dot{U}_O = \dot{F}\dot{A}\dot{U}_i$，代入 GS0801 式，可得维持自激振荡的条件。

GS0803　　设φ_A和φ_F分别为$\dot{A}$与$\dot{F}$的相位角，于是

$$\dot{A}\dot{F} = |\dot{A}| e^{j\phi_A} \cdot |\dot{F}| e^{j\phi_F} = |\dot{A}\dot{F}| e^{j(\phi_A + \phi_F)} = 1$$

因此，维持自激振荡的条件又可表达为：

振幅平衡条件　$|\dot{A}\dot{F}| = 1$

GS0804　　相位平衡条件　$\varphi_A + \varphi_F = 2n\pi$　　(n＝0，1，2，……)

GS0805　　$|\dot{A}\dot{F}| > 1$

电路的起振条件。

GS0806　　$\beta > r_{be} R' C / M$

变压器反馈式振荡电路的起振条件。式中 M 为绕组 L_1 与 L_2 之间的互感系数，r_{be} 为三极管 b、e 间的等效电阻，R′ 为折合到 L_1C 回路中与电感串联的等效总损耗电阻。

GS0808　　$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2 + 2M)C}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

电感三点式振荡电路，又称哈特莱振荡电路，当它的回路 Q 值较高时，该电路的振荡频率基本上等于 LC 回路的谐振频率。式中 L＝L1＋L2＋2M 为回路总电感。

GS0809　　$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2)C}}$$

用集成运放构成的电感三点式振荡电路的振荡频率。

GS0810　　$f_0 \approx \dfrac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$，其中 $C = \dfrac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$。

电容三点式振荡电路又称考毕兹振荡电路，在 LC 谐振回路 Q 值足够高的条件下，电路的振荡频率。

GS0811　　$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L\dfrac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}}$$

用集成运放构成的电容三点式振荡电路的振荡频率。

GS0812 $f_0 \approx \dfrac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

克拉泼振荡电路的振荡频率。

GS0813 $R_0^{'} = \left(\dfrac{C_{\Sigma}}{C_1}\right)^2 R_0 \approx \left(\dfrac{C}{C_1}\right)^2 R_0$

克拉泼振荡电路中的 LC 回路谐振电阻 R_0 反射到三极管集、射极的等效负载电阻。

GS0814 $f_0 = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{L(C_3 + C)}}$

席勒振荡电路的频率调节范围较克拉泼电路要宽当 C_3《C_1、C_3《C_2 时的振荡频率。

GS0815 $f_S = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{L_g C_g}}$

从石英谐振器的等效电路可知，它有两个谐振频率，一个是串联谐振频率 f_S，它是 Lg、Cg、Rg 支路谐振时的频率。另一个是并联谐振频率 f_p，它是等效电路的谐振频率。

GS0816 $f_p = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{L_g \dfrac{C_g C_0}{C_g + C_0}}} = f_S \cdot \sqrt{1 + \dfrac{C_g}{C_0}}$

GS087 $f_0 \approx \dfrac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot \dfrac{C_g(C_0 + C')}{C_g + C_0 + C'}}}$

GS0818 $f_0 \approx \dfrac{1}{2\pi\sqrt{LC_g}} = f_S$

并联型晶体振荡电路的谐振频率。

GS0819 $f_0 \approx \dfrac{1}{2\pi RC\sqrt{6 + \dfrac{4r_i}{R}}} \approx \dfrac{1}{2\pi RC\sqrt{6 + \dfrac{4r_{be}}{R}}}$

超前型 RC 相移振荡电路的振荡频率。

GS0820 $f_0 \approx \dfrac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}$

超前型 RC 相移振荡电路，当 r_{be}<<R 时的振荡频率。

GS0821 $$\dot{F}=\frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_0}=\frac{Z_2}{Z_1+Z_2}=\frac{1}{1+\frac{Z_1}{Z_2}}=\frac{1}{1+\left(R_1+\frac{1}{j\omega C_1}\right)\Big/\left(\frac{1}{R_2}+j\omega C_2\right)}$$

$$=\frac{1}{\left(1+\frac{R_2}{R_1}+\frac{C_2}{C_1}\right)+j\left(\omega R_1C_2-\frac{1}{\omega R_2C_1}\right)}$$

RC 串并联电路作为选频反馈网络的正弦振荡电路，也称为文氏电桥振荡电路。

GS0822 $$\dot{F}=\frac{1}{3+j\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)}$$

为调节频率方便，通常取 $R_1=R_2=R$，$C_1=C_2=C$，若令$\omega_0=1/RC$，则 GS0821 可简化为 GS0822。

GS0823 $$f_0=\frac{1}{2\pi RC}$$

文氏电桥振荡电路的振荡频率。

GS0824 $$\left|\dot{A}\right|>3$$

文氏电桥振荡电路的起振条件。

7.9 调制、解调和变频

GS0901 $$i_O=u+a_1u+a_2u^2$$

式中：$i_O=i_D,u=u_c+u_m=U_{cm}\cos\omega_0t+U_{mm}\cos\Omega t$。二极管的伏安特性可以近似地用一个 n 次多项式来表示，取前三项就足以反映出二极管的非线形特点。该式用于说明二极管调幅原理。

GS0902 $$i_0=a_0+a_1(U_{cm}\cos\omega_0t+U_{mm}\cos\Omega t)+a_2(U_{cm}\cos\omega_0t+U_{mm}\cos\Omega t)^2$$

由 GS0901 可得。

GS0903 $$i_0=a_0+\frac{1}{2}a_2U_{cm}^2+\frac{1}{2}a_2U_{mm}^2+a_1(U_{cm}\cos\omega_0t+U_{mm}\cos\Omega t)$$

$$+\frac{1}{2}a_2(U_{cm}^2\cos 2\omega_0t+U_{mm}^2\cos 2\Omega t)$$

$$+a_2U_{cm}U_{mm}[\cos(\omega_0-\Omega)t+\cos(\omega_0+\Omega)t]$$

由 GS0902 展开可得。

GS0904

$$u_a = Z_0[a_1U_{cm}\cos\omega_0 t + a_2U_{cm}U_{mm}\cos(\omega_0-\Omega)t + a_2U_{cm}U_{mm}\cos(\omega_0+\Omega)t]$$

LC 回路两端的电压即已调幅波电压表达式。

GS0905 $$u_a = a_1Z_0U_{cm}(1+\frac{2a_2u_m}{a_1})\cos\omega_0 t = U_0(1+m_a\cos\Omega t)\cos\omega_0 t$$

前式中 Z_0 表示谐振回路的谐振阻抗。利用三角函数关系式不难将 GS0904 变换为 GS0905。

GS0906 $$U_a = a_1Z_0U_{cm}$$

GS0907 $$m_a = \frac{2a_2U_{mm}}{a_1}$$

式 GS0905 就是已调波的数学表达式，它表明已调波的振幅为 $U_0(1+m\cos\Omega t)$，是按调制波 $u_m = U_{mm}\cos\Omega t$ 的特点而变化的，已调波的重复频率等于载波频率ω_0，m_a 称为调幅系数，又叫调幅度。由式 GS0907 可知，它与调制电压的幅度成正比，是一个反映调幅程度的量。其值由图 I0911(c)所示的调幅波的波形图可以求出：

$$m_a = \frac{U_{a\max}-U_{a\min}}{U_{a\max}+U_{a\min}}$$ (调幅系数或调幅度的定义式)

GS0908 $$u_a = U_a\cos\omega_0 t + \frac{1}{2}m_aU_a[\cos(\omega_0+\Omega)t + \cos(\omega_0-\Omega)t]$$

该式表明，调幅波包含了三种频率分量，即：角频率为ω_0的载波分量，角频率为$(\omega_0+\Omega)$的上边频分量和角频率为$(\omega_0-\Omega)$的下边频分量。

GS0909

$$P = P_0 + P_{\omega_0+\Omega} + P_{\omega_0-\Omega} = P_0 + \frac{1}{2}(\frac{m_aU_a}{2})^2\frac{1}{R_A} + \frac{1}{2}(\frac{m_aU_a}{2})^2\frac{1}{R_A}$$

$$= P_0 + \frac{1}{2}m_a^2P_0$$

调幅波在调制信号一周内的平均功率 P 等于载波功率 Po、上边频功率 $P_{\omega 0+\Omega}$和下边频功率 $P_{\omega 0-\Omega}$之和。

GS0910 $$u_a = U_a(1+m_a\cos\Omega t)\cos\omega_0 t$$

输入调幅电压表达式。

GS0911 $$i_m = a_2m_aU_a^2\cos\Omega t = I_{mm}\cos\Omega t$$

检出低频分量表达式。

GS0912 $$u_m = U_{mm}\cos\Omega t$$

调频制中调制电压的表达式。

GS0913 $$u_C = U_{cm}\cos(\omega_0 t+\phi_0) = U_{cm}\cos\phi(t)$$

调频制中载波电压的表达式。

GS0914 $\omega(t)=\omega_0+KU_{mm}\cos\Omega t=\omega_0+\Delta\omega\cos\Omega t$

调频制中瞬时角频率ω (t)的表达式。式中 K 为比例常数，Δ ω ＝KUmm 是由调制电压引起的最大频率偏移量，称为最大频偏。

GS0915 $\omega(t)=\dfrac{d\phi(t)}{dt}$

简谐波的瞬时角频率等于相位对时间的导数。

GS0916 $\phi(t)=\int\omega(t)dt$

简谐波的相位表达式。

GS097 $\phi(t)=\int(\omega_0+\Delta\omega\cos\Omega t)dt=\omega_0 t+\dfrac{\Delta\omega}{\Omega}\sin\Omega t+\phi_0$

将 GS0914 式代入式 GS0916 可得。

GS0918 $u_C=U_{cm}\cos\phi(t)=U_{cm}\cos(\omega_0 t+\dfrac{\Delta\omega}{\Omega}\sin\Omega t)=U_{cm}\cos(\omega_0 t+m_f\sin\Omega t)$

把式 GS097 代入式 GS0913，并设初相角$\varphi_0=0$，可得调频波的表达式。

GS0919 $B=2(m_f+1)F=2\Delta f_m+2F$

理论分析表明，如果忽略振幅小于高频载波振幅的 15%以下的边频分量，则调频波频谱的频带宽度可以用本式表示。

GS0920 $U_o=U_{PD}=-U_{C3}+U_{C4}=\dfrac{-2U_{C3}+(U_{C3}+U_{C4})}{2}=\dfrac{U_{C4}-U_{C3}}{2}$

对称式比例鉴频电路的检波电路输出电压。

GS0921
$$u_0=Z_0a_2U_{Lm}U_s(t)\cos(\omega_L-\omega_s)t$$
$$=Z_0a_2U_{Lm}U_{sm}\cos\Omega t\cos(\omega_L-\omega_s)t$$

混频器输出的差频(中频)调幅信号电压的表达式。式中：Z_0为谐振回路阻抗。

7.10 无线电广播与接收

GS1001 $f_0=\dfrac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

当 LC 串联谐振回路发生谐振时，$\omega L-\dfrac{1}{\omega C}=0$，回路的谐振频率。

GS1002 $\dot{I}=\dfrac{\dot{V}_S}{Z}=\dfrac{\dot{V}_S}{R+j(\omega L-\dfrac{1}{\omega C})}=\dfrac{\dot{V}_S}{R}\dfrac{1}{1+jQ(\dfrac{f}{f_0}-\dfrac{f_0}{f})}=\dfrac{\dot{I}_0}{1+jQ(\dfrac{f}{f_0}-\dfrac{f_0}{f})}$

当 LC 串联谐振回路发生谐振时，该电路的电流。

GS1003 $$a=\frac{I}{I_O}\frac{1}{\sqrt{1+Q^2(\frac{f}{f_0}-\frac{f_0}{f})^2}}$$

该式是用电流的相对比值(称归一化)来表示串联回路电流的幅频特性。

GS1005 $$B=2\Delta f=\frac{f_0}{Q}$$

通频带宽度 B。

GS1006 $$K_r=\frac{B_{0.1}}{B_{0.7}}$$

回路的选择性通常用谐振曲线的矩形系数 K_r 来表示。K_r 定义为 a 下降到 0.1 时的频宽 $B_{0.1}$ 与 a 下降到 0.7 时频宽 $B_{0.7}$ 的比值。

GS1007 $$Z=\frac{(R+j\omega L)\frac{1}{j\omega C}}{R+j(\omega L-\frac{1}{\omega C})}$$

LC 并联谐振回路，回路的阻抗。其中 R 为线圈的损耗电阻。

GS1008 $$a=\frac{V_S}{V_0}=\frac{1}{\sqrt{1+(Q\frac{2\Delta f}{f_0})^2}}$$

LC 并联谐振回路，电压幅频特性。该表达式和特性曲线与串联回路相同。

GS1009 $$K_s=\frac{f_{S\max}}{f_{S\min}}=\sqrt{\frac{C_{1a\max}}{C_{1a\min}}}$$

GS1010 $$K_L=\frac{f_{L\max}}{f_{L\min}}=\sqrt{\frac{C_{1b\max}}{C_{1b\min}}}$$

输入回路(K_s)和本振回路(K_L)的频率覆盖系数。

GS1011 $$f_s=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_SC}}$$

$$f_L=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_LC}}$$

输入回路和本振回路的谐振频率。

GS1012 $$\frac{1}{\sqrt{C}}=a+b\theta$$

直线频率式等容双连电容器的电容与转动角θ 的关系式。

GS1013 $$f_s=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_SC}}=\frac{a}{2\pi\sqrt{L_S}}+\frac{b}{2\pi\sqrt{L_S}}\theta=a_1+b_1\theta$$

$$f_L = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_L C}} = \frac{a}{2\pi\sqrt{L_L}} + \frac{b}{2\pi\sqrt{L_L}}\theta = a_2 + b_2\theta$$

输入回路和本振回路的谐振频率与直线频率式等容双连电容器的转动角θ 的关系式。