

通信电路笔记

Xiaohei

2021 年 6 月 24 日

目录

0 绪论	1
0.1 无线电通信发展简史	1
0.2 无线电信号传输原理	1
0.2.1 传输信号的基本方法	1
0.2.2 无线电信号的产生与发射	1
0.2.3 无线电信号的接收	1
0.3 通信的传输媒质	1
1 选频网络	2
1.1 串联谐振回路	2
1.1.1 基本原理	2
1.1.2 串联振荡回路的谐振曲线和通频带	3
1.1.3 串联振荡回路的相位特性曲线	3
1.2 并联谐振回路	4
1.2.1 基本原理和特性	4
1.2.2 并联振荡回路的谐振曲线、相位特性曲线和通频带	4
1.2.3 信号源内阻和负载电阻的影响	4
1.2.4 低Q值的并联谐振回路	5
1.3 串、并联阻抗的等效互换与回路抽头时的阻抗变换	5
1.3.1 串、并联阻抗的等效互换	5
1.3.2 并联谐振回路的其他形式	5
1.3.3 抽头式并联电路的阻抗变换	5
1.4 耦合回路	6
1.5 滤波器的其他形式	6
2 高频小信号放大器	7
2.1 概述	7
2.1.1 高频小信号放大器的分类	7
2.1.2 高频小信号放大器的主要质量指标	7
2.1.3 高频小信号放大器的分析方法	8
2.2 晶体管高频小信号等效电路与参数	8

2.2.1	形式等效电路（网络参数等效电路）	8
2.2.2	混合 π 等效电路	9
2.2.3	混合 π 等效电路参数与形式等效电路 y 参数的转换	9
2.2.4	晶体管的高频参数	9
2.3	单调谐回路谐振放大器	9
2.3.1	高频小信号放大器分析方法	10
2.3.2	电压增益	10
2.3.3	功率增益	10
2.3.4	通频带与选择性	11
2.3.5	级间耦合网络	11
2.4	多级单调谐回路谐振放大器	11
2.5	双调谐回路谐振放大器	11
2.6	谐振放大器的稳定性与稳定措施	12
2.6.1	谐振放大器的稳定性	12
2.6.2	单向化	12
3	高频功率放大器	13
3.1	概述	13
3.1.1	高频功率放大器与低频功率放大器的异同	13
3.1.2	功率放大电路的主要特点	13
3.2	谐振功率放大器的工作原理 ★	13
3.2.1	获得高效率所需要的条件	13
3.2.2	功率关系	14
3.3	晶体管谐振功率放大器的折线近似分析法 ★	14
3.3.1	晶体管特性曲线的理想化及其解析式	14
3.3.2	集电极余弦电流脉冲的分解	15
3.3.3	高频功率放大器的动态特性与负载特性	15
3.3.4	各极电压对工作状态的影响	16
3.3.5	工作状态的计算举例	16
4	正弦波振荡器	18
4.1	概述	18
4.2	振荡的起振、平衡、稳定条件 ★	18
4.3	电感耦合型反馈振荡器	19
4.4	三端式反馈振荡器 ★	19
4.4.1	电感反馈式三端振荡器	19
4.4.2	电容反馈式三端振荡器	20
4.4.3	三端振荡器相位平衡条件与判断准则 ★	20
4.5	振荡器的频率稳定性问题	21
4.5.1	衡量振荡器的指标	21

4.5.2	影响频率稳定度的因素	21
4.5.3	两种改进型的三端式 LC 振荡器	21
4.6	晶体振荡器 ★	22
4.6.1	晶振内部原理	22
4.6.2	并联型晶体振荡器	22
4.6.3	串联型晶体振荡器	22
5	振幅调制与解调	23
5.1	概述	23
5.2	振幅调制原理及特性	23
5.2.1	普通调幅波 (AM)	23
5.2.2	抑制载波的双边带调幅波 (DSB)	24
5.2.3	抑制载波的单边带调幅波 (SSB)	24
5.3	振幅调制电路	24
5.3.1	低电平调幅电路	25
5.3.2	高电平调幅电路	26
5.4	调幅信号的解调	28
5.4.1	检波概述	28
5.4.2	二极管大信号包络检波器	28
5.4.3	同步检波器	29

Chapter 0

绪论

0.1 无线电通信发展简史

0.2 无线电信号传输原理

0.2.1 传输信号的基本方法

0.2.2 无线电信号的产生与发射

0.2.3 无线电信号的接收

0.3 通信的传输媒质

Chapter 1

选频网络

1.1 串联谐振回路

1.1.1 基本原理

电感等效为理想电感 L 和损耗电阻 R 的串联；电容等效为理想电容 C 和损耗电阻 R 的并联。电容的损耗电阻损耗一般忽略不计。

单振荡回路：由电感和电容组成的单个振荡电路。

串联振荡回路：信号源与电容和电感串接构成的振荡回路。

串联谐振回路的带通特性要求信号源内阻越低越好。

串联振荡回路的阻抗：

$$Z = R + jX, \quad X = \omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C} \quad (1.1)$$

串联单振荡回路的谐振特性：其阻抗在某一特定频率上具有最小值（谐振状态），而偏离此频率时将迅速增大。

串联振荡回路的谐振条件：

$$X = \omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C} = 0, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.2)$$

阻抗性质随频率变化的规律：

(1) $\omega < \omega_0, X < 0$ ，呈容性。

(2) $\omega = \omega_0, X = 0$ ，呈纯阻性。

(3) $\omega > \omega_0, X > 0$ ，呈感性。

串联振荡回路的品质因数：

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 C R} \quad (1.3)$$

若信号源为电压源，串联单振荡回路谐振时回路阻抗最小（ $Z = R$ ）、回路电流最大，具有带通选频特性。

串联谐振时，电感和电容两端的电压的模大小相等，且等于外加电压的 Q 倍。

1.1.2 串联振荡回路的谐振曲线和通频带

回路中电流幅值与外加电压频率之间的关系曲线称为谐振曲线。串联振荡回路的谐振曲线的函数为：

$$\dot{N}(\omega) = \frac{R}{R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})} = \frac{1}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} = N(\omega)e^{j\psi(\omega)} \quad (1.4)$$

其中 $N(\omega)$ 表示幅频特性， $\psi(\omega)$ 表示相频特性。

频率选择性

频率 ω 偏离 ω_0 越远， $N(\omega)$ 下降地越快。

失谐量：表示频率偏离谐振的程度， $\Delta\omega = \omega - \omega_0$ 。

对于同样的频率 ω 和 ω_0 ，回路的 Q 值越大， $N(\omega)$ 下降地越快，谐振曲线越尖锐，回路的选择性就越好。

广义失谐量：

$$\xi = \frac{X}{R} = Q\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) \quad (1.5)$$

失谐不大 ($\omega \approx \omega_0$) 时：

$$\xi \approx Q\frac{2\Delta\omega}{\omega_0} = Q\frac{2\Delta f}{f_0} \quad (1.6)$$

幅频特性函数 $N(\xi)$ 为：

$$N(\xi) = \frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2}} \quad (1.7)$$

通频带

串联单振荡回路的通频带为：

$$2\Delta\omega_{0.7} = \frac{\omega_0}{Q}, \quad 2\Delta f_{0.7} = \frac{f_0}{Q} \quad (1.8)$$

1.1.3 串联振荡回路的相位特性曲线

串联振荡回路的相位特性曲线的函数为：

$$\psi = -\arctan Q\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) = -\arctan \xi \quad (1.9)$$

1.2 并联谐振回路

1.2.1 基本原理和特性

信号源为电流源（工作于放大区晶体管、场效应管等）时，宜采用并联谐振回路。

并联振荡回路的阻抗：

$$Z = \frac{(R + j\omega L) \frac{1}{j\omega C}}{R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{(R + j\omega L) \frac{1}{j\omega C}}{R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})} \approx \frac{\frac{L}{C}}{R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})} = \frac{1}{\frac{CR}{L} + j(\omega C - \frac{1}{\omega L})} \quad (1.10)$$

并联振荡回路的导纳：

$$Y = G + jB, \quad G = \frac{CR}{L}, \quad B = \omega C - \frac{1}{\omega L} \quad (1.11)$$

并联振荡回路的谐振特性：其导纳在某一特定频率上具有最小值（谐振状态），而偏离此频率时将迅速增大。

并联振荡回路的谐振条件：

$$B = \omega_p C - \frac{1}{\omega_p L} = 0, \quad \omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.12)$$

阻抗性质随频率变化的规律：

- (1) $\omega < \omega_p, B < 0$ ，呈感性。
- (2) $\omega = \omega_p, B = 0$ ，呈纯阻性。
- (3) $\omega > \omega_p, B > 0$ ，呈容性。

若信号源为电流源，并联振荡回路谐振时回路阻抗最大（ $R_p = \frac{1}{G} = \frac{L}{CR}$ ）、回路电压最大，具有带通选频特性。

并联谐振时，流经电感和电容的电流的模大小相近，方向相反，且约为外加电流的 Q 倍。

1.2.2 并联振荡回路的谐振曲线、相位特性曲线和通频带

并联振荡回路的谐振曲线的函数为：

$$\dot{N}(\omega) = \frac{G_p}{G_p + j(\omega C - \frac{1}{\omega L})} = \frac{1}{1 + jQ_p \left(\frac{\omega}{\omega_p} - \frac{\omega_p}{\omega} \right)} = N(\omega) e^{j\psi(\omega)} \quad (1.13)$$

其中 $N(\omega)$ 表示幅频特性， $\psi(\omega)$ 表示相频特性。

串联振荡回路与并联振荡回路互偶。

1.2.3 信号源内阻和负载电阻的影响

考虑信号源内阻 R_s 和负载电阻 R_L 后，由于回路总的损耗增大，回路 Q 值将下降，称为等效品质因数：

$$Q_L = \frac{1}{\omega_p L (G_p + G_s + G_L)} = \frac{Q_p}{1 + \frac{R_p}{R_s} + \frac{R_p}{R_L}} \quad (1.14)$$

Q_L 值低于 Q_p ，因此考虑信号源内阻及负载电阻后，并联谐振回路的选择性变坏，通频带加宽。

1.2.4 低 Q 值的并联谐振回路

Q 值较低时，电路总的阻抗 Z 的最大值与纯阻不是同时发生。

并联谐振回路的谐振频率：

$$\omega_p = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{L}\right)^2} \quad (1.15)$$

1.3 串、并联阻抗的等效互换与回路抽头时的阻抗变换

1.3.1 串、并联阻抗的等效互换

串、并联阻抗的等效互换公式：

$$\begin{aligned} R_s &= \frac{R_p X_p^2}{R_p^2 + X_p^2}, & X_s &= \frac{R_p^2 X_p}{R_p^2 + X_p^2} \\ R_p &= \frac{R_s^2 + X_s^2}{R_s}, & X_p &= \frac{R_s^2 + X_s^2}{X_s} \end{aligned} \quad (1.16)$$

考虑串并联电路的品质因数应该相等，有：

$$R_p = (1 + Q_L^2) R_s, \quad X_p = \left(1 + \frac{1}{Q_L^2}\right) X_s \quad (1.17)$$

当品质因数足够高时，小的串联电阻变为大的并联电阻，串联电抗变为同性质的并联电抗。
即：

$$R_p \approx Q_L^2 R_s, \quad X_p \approx X_s \quad (1.18)$$

1.3.2 并联谐振回路的其他形式

对于高 Q 值并联谐振回路，其谐振频率与串联谐振回路相近，谐振阻抗可以通过串联支路的串并联互换得到。

1.3.3 抽头式并联电路的阻抗变换

为了减小信号源或负载电阻对谐振回路的影响，信号源或负载电阻不是直接接入回路，而是经过一些简单的变换电路，将它们部分接入回路。常用的电路形式有变压器耦合连接、自耦变压器抽头电路和双电容抽头电路。

1.4 耦合回路

常用的两种耦合回路：

- (1) 初级回路：与信号源相接的回路；
- (2) 次级回路：与负载相接的回路。

1.5 滤波器的其他形式

LC型滤波器的品质因数一般在100 200，石英谐振器的品质因数可达几万甚至几百万，因而可以构成工作频率稳定度极高、阻带衰减特性很陡峭、通带衰减很小的滤波器。

在石英晶体两个管脚加交变电场时，它将会产生一定频率的机械变形，而这种机械振动又会产生交变电场，上述物理现象称为压电效应。当交变电场的频率为某一特定值时，机械振动和交变电场的振幅骤然增大，产生共振，称之为压电振荡。

石英片的振动会产生奇次 $(2n - 1)$ 谐波的泛音振动。基频振动模式时，产生奇次谐波谐振的支路因阻抗较高可忽略。

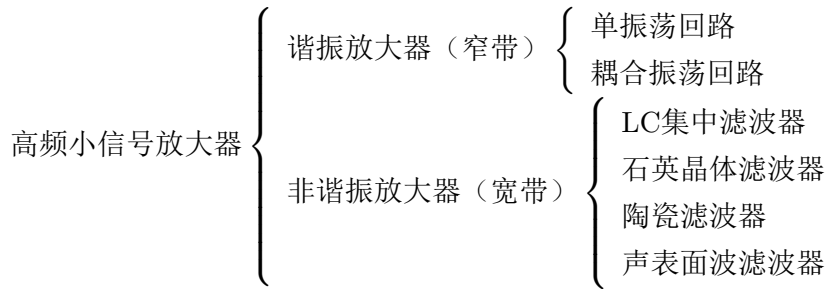
Chapter 2

高频小信号放大器

2.1 概述

高频小信号放大器的特点：放大高频小信号（中心频率在几百kHz到几百 MHz，频谱宽度在几 kHz 到几十 MHz 的范围内）的放大器。

2.1.1 高频小信号放大器的分类



2.1.2 高频小信号放大器的主要质量指标

增益（放大系数）

高频小信号放大器的电压增益及分贝表示：

$$A_v = \frac{V_o}{V_i}, \quad A_v = 20 \log \frac{V_o}{V_i} \quad (2.1)$$

高频小信号放大器的功率增益及分贝表示：

$$A_p = \frac{P_o}{P_i}, \quad A_p = 10 \log \frac{P_o}{P_i} \quad (2.2)$$

通频带

高频小信号放大器的通频带为：

$$2\Delta\omega_{0.7} = \frac{\omega_0}{Q_L}, \quad 2\Delta f_{0.7} = \frac{f_0}{Q_L} \quad (2.3)$$

选择性

从各种不同频率信号的总和（有用的和有害的）中选出有用信号，抑制干扰信号的能力称为放大器的选择性。选择性常采用矩形系数和抑制比来表示。

矩形系数

矩形系数表示与理想滤波特性的接近程度，定义为：

$$K_{r0.1} = \frac{B_{0.1}}{B_{0.7}} = \frac{2\Delta f_{0.1}}{2\Delta f_{0.7}} = \sqrt{10^2 - 1} \quad (2.4)$$

抑制比

表示对某个干扰信号 f_n 的抑制能力，定义为：

$$d_n = \frac{A_{v0}}{A_{vn}} \quad (2.5)$$

其中 A_{v0} 为 f_0 点输出电压， A_{vn} 为 f_n 点输出电压。

工作稳定性

工作稳定性是指放大器的工作状态(直流偏置)、晶体管参数、电路元件参数等发生可能的变化时，放大器的主要特性的稳定。

2.1.3 高频小信号放大器的分析方法

晶体管工作在线性区，可看成线性元件，可用有源四端网络参数微变等效电路来分析。

2.2 晶体管高频小信号等效电路与参数

2.2.1 形式等效电路（网络参数等效电路）

双口网络的输入导纳、反向传输导纳、正向传输导纳、输出导纳分别为：

$$y_i = \left. \frac{\dot{I}_1}{\dot{V}_1} \right|_{\dot{V}_2=0}, \quad y_r = \left. \frac{\dot{I}_1}{\dot{V}_2} \right|_{\dot{V}_1=0}, \quad y_f = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{V}_1} \right|_{\dot{V}_2=0}, \quad y_o = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{V}_2} \right|_{\dot{V}_1=0} \quad (2.6)$$

晶体管共发射极放大电路与 y 参数等效电路：

晶体管共发射极放大电路的输入导纳、输出导纳、电压增益分别为：

$$Y_i = y_{ie} - \frac{y_{re}y_{fe}}{y_{oe} + Y_L}, \quad Y_o = y_{oe} - \frac{y_{re}y_{fe}}{y_{ie} + Y_S}, \quad \dot{A}_v = \frac{\dot{A}_2}{\dot{A}_1} = -\frac{y_{fe}}{y_{oe} + Y_L} \quad (2.7)$$

y_{fe} 越大，表示晶体管的放大能力越强； y_{re} 越大，表示晶体管的内部反馈越强。 y_{re} 是谐振放大器自激的根源，应尽可能使其减小。

y 参数的优点：各个元件在很宽的频率范围内都保持常数。

y 参数的缺点：会随频率变化，物理含义不明显，分析电路不够方便。

2.2.2 混合 π 等效电路

混合 π 等效电路:

2.2.3 混合 π 等效电路参数与形式等效电路 y 参数的转换

对于共发射极放大电路, 混合 π 等效电路参数与形式等效电路 y 参数的转换方式为:

$$\begin{aligned}
 y_i &= \left. \frac{\dot{I}_1}{\dot{V}_1} \right|_{\dot{V}_2=0} = g_{ie} + j\omega C_{ie} \approx g_{b'e} + j\omega(C_{b'e} + C_{b'c}) \\
 y_r &= \left. \frac{\dot{I}_1}{\dot{V}_2} \right|_{\dot{V}_1=0} = g_{oe} + j\omega C_{oe} \approx g_{ce} + j\omega C_{b'c} \\
 y_f &= \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{V}_1} \right|_{\dot{V}_2=0} \approx \frac{g_m}{1 + j\omega(C_{b'e} + C_{b'c})r_{bb'}} \approx g_m \\
 y_o &= \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{V}_2} \right|_{\dot{V}_1=0} \approx -\frac{j\omega C_{b'c}}{1 + j\omega C_{b'e}r_{bb'}} \approx -j\omega C_{b'c}
 \end{aligned} \tag{2.8}$$

2.2.4 晶体管的高频参数

截止频率 f_β

截止频率是 β 下降到低频值 β_0 的 $\frac{1}{2}$ 时所对应的频率。

$$\dot{\beta} = \frac{\beta_0}{1 + j\frac{f}{f_\beta}}, \quad \beta = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2}} \tag{2.9}$$

特征频率 f_T

$\beta = 1$ 时所对应的频率。

$$f_T = f_\beta \sqrt{\beta_0^2 - 1} \approx \beta_0 f_\beta \tag{2.10}$$

当 $f > f_T$ 时, 共发射极的晶体管将不再有电流放大能力, 但仍可能有电压增益, 而功率增益还可能大于 1。

当 $f \gg f_T$ 时, 可以使用 $\beta f \approx f_T$ 粗略计算电流放大系数。

最高振荡频率 f_{\max}

晶体管功率增益 $G_p = 1$ 时所对应的频率。

$f > f_{\max}$ 时, 晶体管不能得到功率放大。也不能产生振荡。

2.3 单调谐回路谐振放大器

通常需要多级放大器来提供足够高的增益和足够好的选择性, 从而为下一级 (例如混频和检波) 提供性能良好的有用信号。

2.3.1 高频小信号放大器分析方法

高频小信号放大器的电路分析包括：多级分单级、静态分析、动态分析、整合系统四个基本步骤。

多级分单级

前级放大器是本级放大器的信号源；后级放大器是本级放大器的负载。

静态分析

画出直流等效电路，交流输入信号为零；所有电容开路；所有电感短路。

动态分析

画出交流等效电路，有交流输入信号，所有直流量为零；所有大电容短路；所有大电感开路。（谐振回路L、C保留。）

画出交流小信号等效电路。

2.3.2 电压增益

谐振时的电压增益：

$$A_{v_0} = -\frac{p_1 p_2 y_{fe}}{G'_P} = -\frac{p_1 p_2 y_{fe}}{G_P + p_1^2 g_{oe1} + p_2^2 g_{ie2}} \quad (2.11)$$

其中接入系数 $p_1 = \frac{N_1}{N}$ ， $p_2 = \frac{N_2}{N}$ 。

阻抗匹配时，可获得最大的电压增益为：

$$(\dot{A}_{v_0})_{\max} = -\frac{y_{fe}}{2\sqrt{g_{o1}g_{i2}}} \quad (2.12)$$

2.3.3 功率增益

谐振时的功率增益：

$$A_{p_0} = (A_{p_0})^2 \frac{g_{i2}}{g_{i1}} \quad (2.13)$$

阻抗匹配时，可获得最大的功率增益为：

$$(A_{p_0})_{\max} = \frac{|y_{fe}|^2}{4g_{o1}g_{i2}} \quad (2.14)$$

若考虑谐振回路损耗，其插入损耗为：

$$K_1 = \left(\frac{1}{1 - \frac{Q_L}{Q_0}} \right)^2 \quad (2.15)$$

匹配最大功率增益：

$$(A_{p0})_{\max} = \frac{|y_{fe}|^2}{4g_{o1}g_{i2}} \left(1 - \frac{Q_L}{Q_0}\right)^2 \quad (2.16)$$

电压增益为:

$$(A_{v0})_{\max} = -\frac{|y_{fe}|}{2\sqrt{g_{o1}g_{i2}}} \left(1 - \frac{Q_L}{Q_0}\right) \quad (2.17)$$

2.3.4 通频带与选择性

单调谐回路谐振放大器通频带为:

$$2\Delta f_{0.7} = \frac{f_0}{Q_L} \quad (2.18)$$

选择性用矩形系数表示, 即:

$$K_{r0.1} = \frac{2\Delta f_{0.1}}{2\Delta f_{0.7}} \quad (2.19)$$

2.3.5 级间耦合网络

图: 单调谐放大器的级间耦合网络形式

2.4 多级单调谐回路谐振放大器

如果各级放大器是由完全相同, 则总增益为:

$$\dot{A}_v = \prod \dot{A}_{v_n} = (\dot{A}_{v_1})^n \quad (2.20)$$

通频带为:

$$2\Delta f_{0.7} = \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1} \frac{f_0}{Q_0} \quad (2.21)$$

矩形系数为:

$$K_{r0.1} = \sqrt{\frac{100^{\frac{1}{n}} - 1}{2^{\frac{1}{n}} - 1}} \quad (2.22)$$

2.5 双调谐回路谐振放大器

临界耦合 ($\eta = 1$) 时, 有:

$$\frac{A_v}{A_{v0}} = \frac{2}{\sqrt{4 + \xi^4}} \quad (2.23)$$

其中 $\xi = Q_L \frac{2\Delta f}{f_0}$ 。

临界耦合时的通频带:

$$2\Delta f_{0.7} = \sqrt{2} \frac{f_0}{Q_L} \quad (2.24)$$

矩形系数为:

$$K_{r0.1} = \sqrt[4]{\frac{100^{\frac{1}{n}} - 1}{2^{\frac{1}{n}} - 1}} \quad (2.25)$$

2.6 谐振放大器的稳定性与稳定措施

2.6.1 谐振放大器的稳定性

放大器的输入和输出导纳:

$$Y_i = y_{ie} - \frac{y_{re}y_{fe}}{y_{oe} + Y_L}, \quad Y_o = y_{oe} - \frac{y_{re}y_{fe}}{y_{ie} + Y_S} \quad (2.26)$$

自激振荡: $g_\Sigma = g_s + g_{ie} + g_F = 0$, 即整个回路的能量消耗为零, 回路中储存的能量恒定, 在电感与电容之间相互转换, 回路中的等幅振荡得以维持, 而不需外加激励。

如果反馈电导为负值, 则可能发生自激振荡现象。

自激产生的条件: 幅值条件、相位条件。

稳定系数:

$$S = \frac{(g_s + g_{ie})(g_{oe} + g_L)(1 + \xi^2)}{|y_{fe}||y_{re}|} \quad (2.27)$$

如果稳定系数 $S = 1$, 放大器可能产生自激振荡。 S 越大, 放大器工作就越稳定。

2.6.2 单向化

避免自激的做法有中和法和失配法。

失配法: 信号源内阻不与晶体管输入阻抗匹配; 晶体管输出端负载阻抗不与本级晶体管的输出阻抗匹配。

失配法以牺牲增益为代价换取稳定性的提高。

Chapter 3

高频功率放大器

3.1 概述

功率放大电路是一种以输出较大功率为目的的放大电路。

功能：将直流功率转换为交流信号功率。

主要指标：输出功率与效率。

工作状态：丙类大信号的非线性状态 (非线性失真)。

分析方法：折线近似分析法 (大信号)。

3.1.1 高频功率放大器与低频功率放大器的异同

相同点：要求输出功率大，效率高。

不同点：低频功率放大器相对频带宽；高频功率放大器相对频带很窄，可以用调谐回路作负载，能工作于丙类。

3.1.2 功率放大电路的主要特点

输入为大信号、输出功率尽可能大、管子工作在接近极限状态、效率要高、非线性失真要小、BJT 散热要好。

属于非线性工作状态；基极偏置为负值， $\theta_c < 90^\circ$ ，电流脉冲是尖顶余弦脉冲；负载是 LC 谐振回路。

要解决的问题：提高输出功率、提高效率、管子的保护、减小失真（线性度）。

3.2 谐振功率放大器的工作原理 ★

3.2.1 获得高效率所需要的条件

小信号谐振放大器与丙类谐振功率放大器的区别之处在于：工作状态分别为小信号甲类与大信号丙类。因此，采用负电源作基极偏置。

3.2.2 功率关系

电路正常工作（丙类、谐振）时，外部电路关系式：

$$P_{\Sigma} = V_{CC}I_{C0}, \quad P_o = \frac{1}{2}V_{cm}I_{cm1} = \frac{V_{cm}^2}{2R_p} = \frac{1}{2}I_{cm}^2 R_p \quad (3.1)$$

其中 P_{Σ} 为直流输入功率， P_o 为交流输出功率， R_p 为负载阻抗。 $P_{\Sigma} = P_o + P_c$ ， P_c 为集电极直流功耗。

集电极效率为：

$$\eta_c = \frac{P_o}{P_{\Sigma}} = \frac{\frac{1}{2}V_{cm}I_{cm1}}{V_{CC}I_{C0}} = \frac{1}{2}\xi g_1(\theta_c) \quad (3.2)$$

其中， $\xi = \frac{V_{cm}}{V_{CC}}$ 为集电极电压利用系数， $g_1(\theta_c) = \frac{I_{cm1}}{I_{C0}}$ 为波形系数。半流通角 θ_c 通常取 70° 。

3.3 晶体管谐振功率放大器的折线近似分析法 ★

3.3.1 晶体管特性曲线的理想化及其解析式

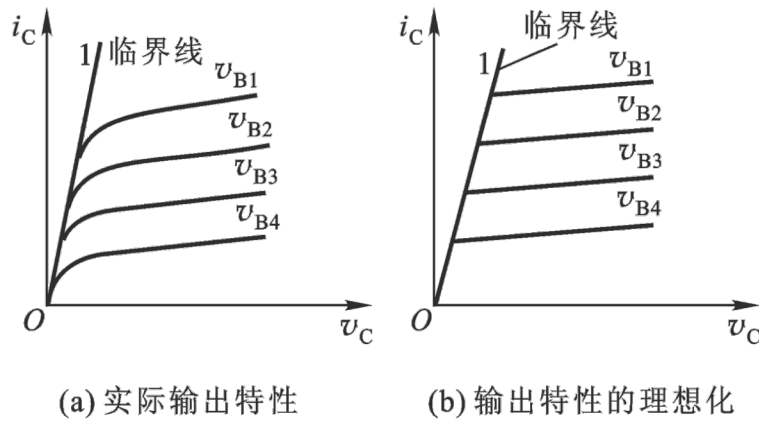


图 3.1: 晶体管的输出特性

临界线方程为：

$$i_C = g_{cr}v_C \quad (3.3)$$

晶体管静态转移特性理想化：

$$i_C = g_c(v_{BE} - V_{BZ}), (v_{BE} > V_{BZ}) \quad (3.4)$$

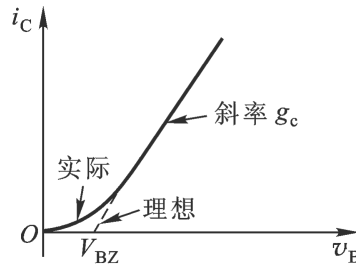


图 3.2: 晶体管静态转移特性

3.3.2 集电极余弦电流脉冲的分解

用折线法对集电极余弦电流脉冲进行分解得出：

$$\begin{aligned}
 i_{C\max} &= g_c V_{bm}(1 - \cos \theta_c) \\
 \cos \theta_c &= \frac{V_{BB} + V_{BZ}}{V_{bm}} \\
 I_{C0} &= i_{C\max} \alpha_0(\theta_c) \\
 I_{cm1} &= i_{C\max} \alpha_1(\theta_c) \\
 I_{cmn} &= i_{C\max} \alpha_n(\theta_c)
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

3.3.3 高频功率放大器的动态特性与负载特性

高频放大器的工作状态是由负载阻抗 R_p 、激励电压 v_b 、供电电压 V_{CC} 、 V_{BB} 共 4 个参量决定的。

高频功放的动态特性表达式 (直线)：

$$i_C = g_d(v_c - V_o) = -g_c \frac{V_{bm}}{V_{cm}} [v_c - (V_{CC} - V_{cm} \cos \theta_c)] \tag{3.6}$$

负载线的虚拟 Q 点坐标为： $[V_{CC}, -g_c(V_{BB} + V_{BZ})]$ 。负载线的延长线必过 Q 点。

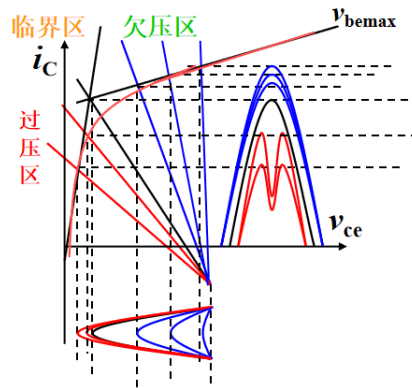


图 3.3: 高频功放的动态特性

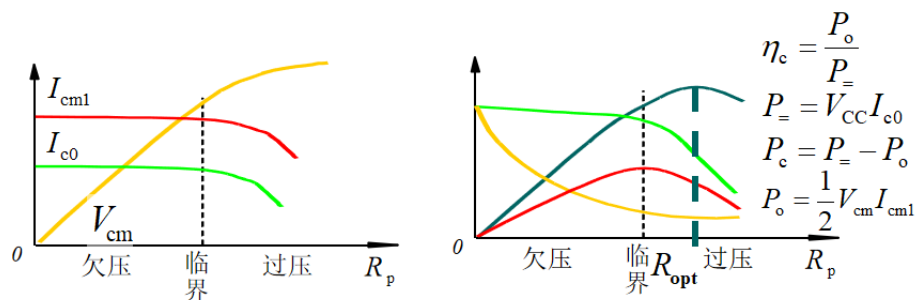


图 3.4: 高频功放的负载特性

欠压、过压、临界三种工作状态的特点：

- ①欠压：恒流， V_{cm} 变化， P_o 较小， η_c 低， P_c 较大；晶体管基极调幅需采用这种工作状态。
- ②过压：恒压， I_{cm1} 变化， P_o 较小， η_c 可达最高；用于中间放大级、集电极调幅级。
- ③临界： P_o 最大， η_c 较高；用于发射机末级，是最佳工作状态。

临界状态时，记临界线斜率为 g_{cr} ， v_c 的最小值 $v_{Cmin} = V_{Csat} = \frac{i_{Cmax}}{g_{cr}}$ ，即集电极饱和电压。此时一般使用 $V_{cm} = V_{CC} - V_{Csat}$ 来求 V_{cm} 。

3.3.4 各级电压对工作状态的影响

调整工作状态的几种方法：

改变集电极负载 R_p 、改变供电电压 V_{CC} 、改变偏压 V_{BB} 、改变激励 V_{bm} 。

- (1) 仅 R_p 由小到大变化时，放大器的工作状态：欠压 \rightarrow 临界 \rightarrow 过压。
- (2) 仅 V_{CC} 由小到大变化时，放大器的工作状态：过压 \rightarrow 临界 \rightarrow 欠压。
- (3) 仅 V_{bm} 由小到大变化时，放大器的工作状态：欠压 \rightarrow 临界 \rightarrow 过压。
- (4) 仅 V_{BB} 由小到大变化时，放大器的工作状态：过压 \rightarrow 临界 \rightarrow 欠压。

过压状态下， V_{bm} 和 R_p 有一个改变时， V_{cm} 基本不变。

欠压状态下， V_{bm} 和 V_{BB} 均不改变时， I_{C0} 和 I_{cm1} 基本不变。

3.3.5 工作状态的计算举例

(1) 以临界状态为例，首先要求得集电极电流脉冲的两个主要参量集电极电流脉冲幅值 i_{Cmax} 和导通角 θ_c 。

$$\begin{aligned} i_{Cmax} &= g_c V_{bm} (1 - \cos \theta_c) \\ \cos \theta_c &= \frac{V_{BB} + V_{BZ}}{V_{bm}} \end{aligned} \quad (3.7)$$

(2) 电流余弦脉冲的各谐波分量系数 $\alpha_0(\theta_c) \dots \alpha_n(\theta_c)$ 可查表求得，并求得个分量的实际值。

$$\begin{aligned} I_{C0} &= i_{Cmax} \alpha_0(\theta_c) \\ I_{cm1} &= i_{Cmax} \alpha_1(\theta_c) \\ I_{cmn} &= i_{Cmax} \alpha_n(\theta_c) \end{aligned} \quad (3.8)$$

(3) 求解谐振功率放大器的功率和效率。其直流功率、交流输出功率、集电极效率分别为：

$$\begin{aligned}
 P_{\Sigma} &= V_{CC} I_{C0} \\
 P_o &= \frac{1}{2} V_{cm} I_{cm1} = \frac{V_{cm}^2}{2R_p} = \frac{1}{2} I_{cm}^2 R_p \\
 \eta_c &= \frac{P_o}{P_{\Sigma}} = \frac{\frac{1}{2} V_{cm} I_{cm1}}{V_{CC} I_{C0}} = \frac{1}{2} \xi g_1(\theta_c)
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

(4) 最佳负载电阻 (在临界工作时, ξ 接近于 1, 可直接取 1):

$$R_p = \frac{(\xi V_{CC})^2}{2P_o} \tag{3.10}$$

Chapter 4

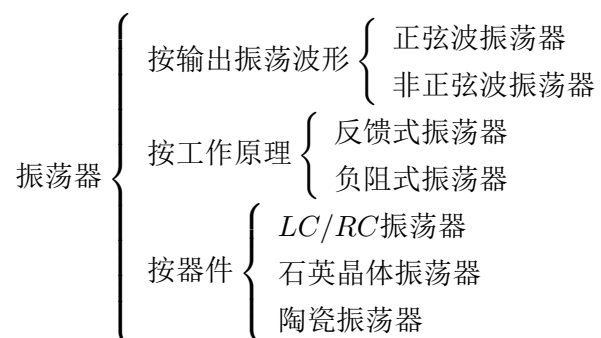
正弦波振荡器

4.1 概述

振荡器是一种无需外加激励信号，自动将直流电源能量转换为一定波形的交变振荡信号能量的转换电路。

振荡器在无线通信中的作用：在发射端负责生成载波（用于承载有用信息的高频正弦波）；在接收端负责生成本振信号（用于混频）。

振荡器的主要类型：



4.2 振荡的起振、平衡、稳定条件 ★

凡是从输出信号中取出一部分反馈到输入端作为输入信号，无需外部提供激励信号，能产生等幅正弦波输出，称为正反馈振荡器。

当 $\dot{A}\dot{F} = 1$ 时，振荡进入平衡状态。

起振方式：在电源接通时，电路中存在扰动；LC谐振回路选频；由反馈网络反馈到放大器的输入端，又被进一步地放大；如此反复，输出端不断地得到一个增大的自激振荡，且反馈信号的相位与前一输入信号相同，形成正反馈。从而完成了起振的目的。

振荡的起振条件：振幅条件 $A(\omega_0)F(\omega_0) > 1$ ；相位条件 $\varphi_A(\omega_0) + \varphi_F(\omega_0) = 2n\pi$ 。

振荡的平衡条件：振幅条件 $|A||F| = 1$ ；相位条件 $\varphi_A + \varphi_F = 2n\pi$ 。

振荡的稳定条件：振幅条件 $\frac{\partial A}{\partial V_{om}} < 0$ ；相位条件 $\frac{\partial \varphi_{\Sigma}}{\partial \omega} < 0$ 。

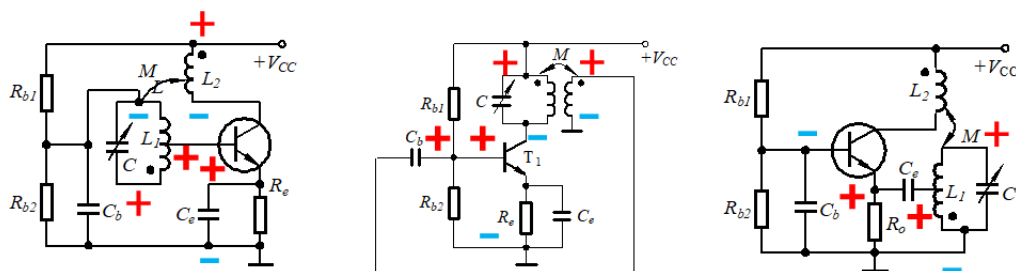


图 4.1: 调集、调基、调发电路及瞬时极性判断

4.3 电感耦合型反馈振荡器

互感耦合振荡器是依靠线圈之间的互感耦合实现正反馈的，耦合线圈同名端的正确位置的放置，选择合适的耦合量 M ，使之满足振幅起振条件很重要。

互感耦合振荡器有三种形式：调基电路、调集电路、调发电路。

互感耦合振荡器在调整反馈 (改变 M) 时，基本上不影响振荡频率。但由于分布电容的存在，在频率较高时，难于做出稳定性高的变压器。因此，它们的工作频率不宜过高，一般应用于中、短波段。

根据 h 参数等效电路分析可知互感耦合振荡器的振荡频率：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (4.1)$$

瞬时极性法判断互感耦合 LC 振荡器相位：

- (1) 先判断是共基、共射还是共集电路；
- (2) 把正确的信号输入端标上“+”，把地标上“-”；
- (3) 通过瞬时电流的流向帮助中间点的极性判断；
- (4) 有抽头电路时，先找到接地那一端，抽头处的极性与不接地的那一端极性相同；
- (5) 循环一圈后，仍为“+”则符合起振相位条件，否则就不可能起振。

4.4 三端式反馈振荡器 ★

三端式振荡器的优点：其工作频率约在几MHz到几百MHz的范围，频率稳定度也比互感耦合振荡电路高一些，约为 $10^{-3} \sim 10^{-4}$ 量级，采取一些稳频措施后，还可以再提高一点。

4.4.1 电感反馈式三端振荡器

电感反馈三端振荡器的反馈系数：

$$F = \frac{L_2 + M}{L_1 + M} \quad (4.2)$$

电感反馈三端振荡器的振荡频率：

$$f_{\text{osc}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\Sigma}C}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2 + 2M)C}} \quad (4.3)$$

电感反馈三端振荡器的优点：电感间有互感，反馈较强，容易起振；改变 C 可调节振荡频率，基本不影响反馈系数。

电感反馈三端振荡器的缺点：振荡波形不好，失真大；振荡频率不能太高，因为频率太高， L 太小且分布参数的影响太大。

4.4.2 电容反馈式三端振荡器

电容反馈三端振荡器的反馈系数：

$$F = \frac{C_1}{C_2} \quad (4.4)$$

电容反馈三端振荡器的振荡频率：

$$f_{\text{osc}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\Sigma}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\left(\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}\right)}} \quad (4.5)$$

电容反馈三端振荡器的优点：振荡波形好；频率稳定度较高；工作频率可以做得较高。

电容反馈三端振荡器的缺点：调 C_1 或 C_2 改变振荡频率时，反馈系数也将改变。

若在 L 两端并上一个可变电容器，并令 C_1 与 C_2 为固定电容，则在调整频率时，基本上不会影响反馈系数。

4.4.3 三端振荡器相位平衡条件与判断准则 ★

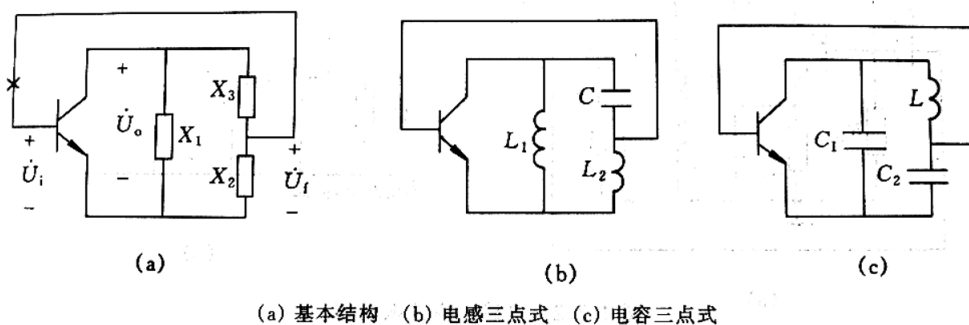


图 4.2: 三点式振荡器结构

三点式电路组成的相位判据：在三点式电路中， LC 回路中与发射极相连接的两个电抗元件必须为同性质，另外一个电抗元件必须为异性质。

与发射极相连接的两个电抗元件同为电容时的三点式电路，称为电容三点式电路，也称为考毕兹 (Colpitts) 电路。

与发射极相连接的两个电抗元件同为电感时的三点式电路，称为电感三点式电路，也称为哈特莱 (Hartley) 电路。

4.5 振荡器的频率稳定性问题

4.5.1 衡量振荡器的指标

准确度：离中心的偏离程度（体现“误差”）。

稳定度：变化摆动的剧烈程度（体现“方差”）。

振荡器的绝对频率准确度、相对频率准确度、频率稳定度分别为：

$$\Delta f = f - f_0, \quad \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{f - f_0}{f_0}, \quad \left. \frac{\Delta f}{f_0} \right|_{\Delta t} \quad (4.6)$$

4.5.2 影响频率稳定度的因素

- (1) LC 器件的稳定度：选择稳定度好的 LC 器件、温度补偿法（如选用负温系数电容）。
- (2) LC 回路的 Q 值：提高 LC 回路的 Q 值。
- (3) 回路电路 R （实际通过 Q 来影响）：尽量减小振荡器的负载。
- (4) 有源器件参数（如分布电容等）。

4.5.3 两种改进型的三端式 LC 振荡器

克拉泼电路（串联型改进电容三端式）：电感支路上串联一个电容，降低三极管输出电容的接入系数，从而稳定频率。

西勒电路（并联型改进电容三端式）：电感支路上先并联一个电容、再串联一个电容，降低三极管输出电容的接入系数，从而稳定频率。

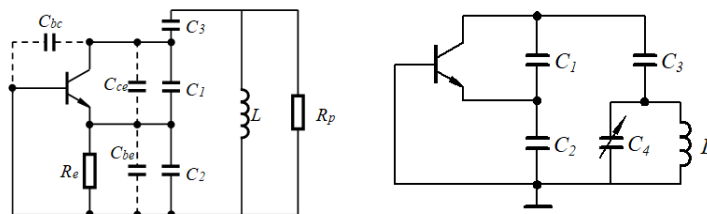


图 4.3: 克拉泼、西勒电路

选取 C_3 远远小于 C_1 和 C_2 ，克拉泼、西勒电路的振荡频率分别为：

$$\omega_{\text{Clapp}} \approx \frac{1}{\sqrt{LC_3}}, \quad \omega_{\text{Seiler}} \approx \frac{1}{\sqrt{L(C_3 + C_4)}} \quad (4.7)$$

克拉泼电路的特点：晶体管与谐振回路是松耦合；调整 C_1 、 C_2 改变反馈系数，对谐振频率影响很小；调整 C_3 改变系统谐振频率，对反馈系数无影响；波段覆盖的范围窄；工作波段内输出波形随着频率的变化大。

西勒电路电路特点：波段覆盖率宽；工作波段内，输出幅度较平稳。

4.6 晶体振荡器 ★

4.6.1 晶振内部原理

石英晶体具有正、反两种压电效应。当某一电轴受交变电场作用时，机械轴会产生机械振动，反之亦然。石英晶振的振动具有多谐性。包括基频振动和奇次谐波泛音振动。前者称为基频晶体，后者称为泛音晶体。

晶体厚度与振动频率成反比，工作频率越高，要求晶片越薄。当晶体几何尺寸和结构一定时，它本身有一个固有的机械振动频率。当外加交流电压的频率等于晶体的固有频率时，晶体片的机械振动最大，外电路中的交流电流最强，于是产生了谐振。

晶体振荡电路可分为两类：作为等效电感元件，称为并联谐振型晶体振荡器；作为串联谐振元件，称为串联谐振型晶体振荡器。

4.6.2 并联型晶体振荡器

把晶体置于反馈网络的振荡回路之中，作为一个感性元件，并与其他回路元件一起按照三端电路的基本准则组成三端振荡器。

并联谐振型晶体振荡器的两种基本形式：皮尔斯振荡电路 (c-b 型)、密勒振荡电路 (b-e 型)。

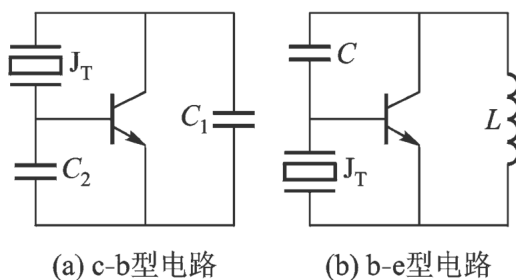


图 4.4: 皮尔斯、密勒振荡电路

串联型晶体振荡器工作在 f_q 与 f_p 之间的一个频率点，密勒振荡电路稳定性不如皮尔斯振荡电路。

4.6.3 串联型晶体振荡器

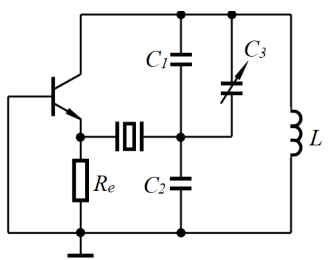


图 4.5: 串联谐振型正弦波晶体振荡器电路

串联型晶体振荡器工作在 $f_{osc} = f_q$ 。

Chapter 5

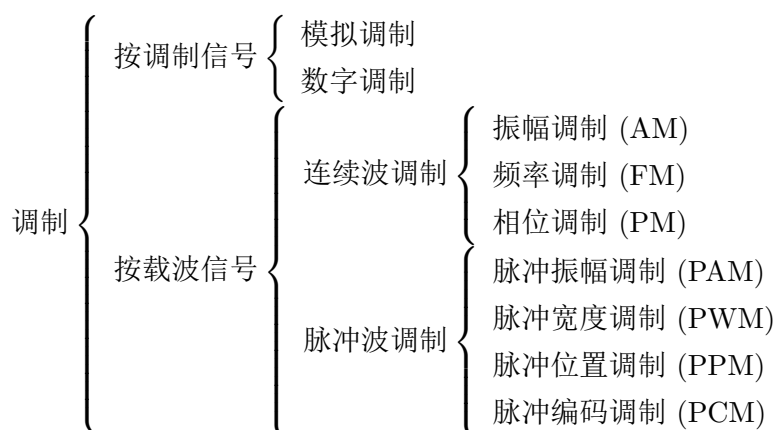
振幅调制与解调

5.1 概述

调制：由调制信号去控制载波的三参量（振幅、频率、相位）之一，使其随调制信号线性变化。

解调：调制的逆过程，即从已调波中恢复原调制信号的过程。

调制的分类：



5.2 振幅调制原理及特性

5.2.1 普通调幅波 (AM)

设载波信号振幅为 U_{cm} ，频率为 $\frac{\omega_c}{2\pi}$ ，调制信号为 $u_\Omega(t)$ ，则普通调幅波信号表示为：

$$u(t) = U'_m(t) \cos \omega_c t = [U_{cm} + k_a u_\Omega(t)] \cos \omega_c t \quad (5.1)$$

其中 k_a 由调幅电路决定。

对于单频调制：

$$u(t) = (U_{cm} + k_a U_{\Omega m} \cos \Omega t) \cos \omega_c t = U_{cm} (1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t \quad (5.2)$$

其中 m_a 称为调幅指数或调幅度, 表示载波振幅受调制信号控制后改变的程度。 $m_a = 0$ 时为未调幅; $m_a = 1$ 时为最大调幅; $m_a > 1$ 时为过量调幅, 会使包络失真。通过调幅波波形计算 m_a 的公式为:

$$m_a = \frac{U_{m\max} - U_{m\min}}{U_{m\max} + U_{m\min}} \quad (5.3)$$

调幅波振幅变化规律称为调幅波的包络。调幅波的包络的变化规律与调制信号波形一致。调幅波调制过程是实现频谱线性搬移的过程。

调幅波的频率分量: 载波分量 ω_c 、上下边频分量 $\omega_c \pm \Omega$ 。其中载波分量不含传输信息。

调幅波的带宽: $BW = 2\frac{\Omega}{2\pi} = 2F$ 。

调幅波载波功率 $P_{oT} = \frac{1}{2} \frac{U_{cm}^2}{R}$; 每一边频功率 $P_{\omega_c \pm \Omega} = \frac{1}{4} m_a^2 P_{oT}$; 调幅波的平均总功率 $P_{oav} = P_{oT} \left(1 + \frac{m_a^2}{2}\right)$ 。当 $m_a = 1$ 时, 边频功率达到最大, 为总功率的 $\frac{1}{3}$ 。

实际使用中, m_a 在 $0.1 \sim 1$ 之间, 平均值为 0.3 。可见普通调幅波中含有信息的上下边频分量所占的功率非常小, 而不含信息的载波占绝大多数, 因而调幅波的功率浪费大, 效率低。

5.2.2 抑制载波的双边带调幅波 (DSB)

抑制载波的双边带调幅波抑制了载波分量, 只含上、下边带分量。表示为:

$$u(t) = u_{\Omega}(t)u_c(t) = [U_{cm} + k_a u_{\Omega}(t)] \cos \omega_c t \quad (5.4)$$

单频调制时:

$$u(t) = \frac{1}{2} U_{\Omega m} U_{cm} [\cos(\omega_c + \Omega)t + \cos(\omega_c - \Omega)t] \quad (5.5)$$

抑制载波的双边带调幅波包络随调制信号变化, 但包络不能完全准确地反映调制信号变化规律。载波相位在调制电压零交点处突变 180° 。

5.2.3 抑制载波的单边带调幅波 (SSB)

抑制载波的单边带调幅波在单频调制时表示为:

$$u(t) = \frac{1}{2} U_{\Omega m} U_{cm} \cos(\omega_c \pm \Omega)t \quad (5.6)$$

抑制载波的单边带调幅波频带只有双边带调幅波的一半, 频带利用率高; 全部功率都含有信息, 功率利用率高。

5.3 振幅调制电路

低电平调幅电路: 在低功率电平时进行调制, 因此它产生小功率的调幅波, 然后由线性功率放大器放大, 得到所要求功率的调幅波, 一般用于发射机的前级。

高电平调幅电路: 在所需的功率电平上进行调制, 调制与功放合一, 一般用于发射机的末级。一般只能产生AM。整机效率高。

5.3.1 低电平调幅电路

二极管由一个大振幅的电压源和另一个小振幅电压源共同控制，其导通和截止受大振幅电压的控制，可以近似认为二极管处于理想开关状态。

单二极管开关状态调幅电路

二极管的开关状态受大振幅电压源的控制，经带通滤波后可取出 AM 调制信号。

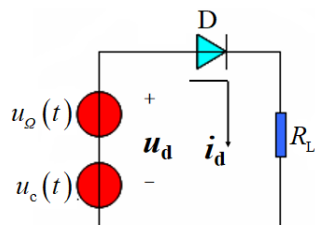


图 5.1: 单二极管开关状态调幅电路

流过二极管的电流:

$$i_d = \frac{1}{r_d + R_L} K(\omega_c t) u_d = \begin{cases} \frac{1}{r_d + R_L} u_d & u_c(t) > 0 \\ 0 & u_c(t) < 0 \end{cases} \quad (5.7)$$

i_d 中的频率成分: $(2n-1)\omega_c \pm \Omega$ 、 $2n\omega_c$ 、 ω_c 、 Ω 、直流分量。

二极管平衡调幅电路

D_1 、 D_2 都是在 $u_c(t)$ 的正半周导通，负半周截止。经带通滤波后可取出 $\omega_c \pm \Omega$ ，实现 DSB 调制。

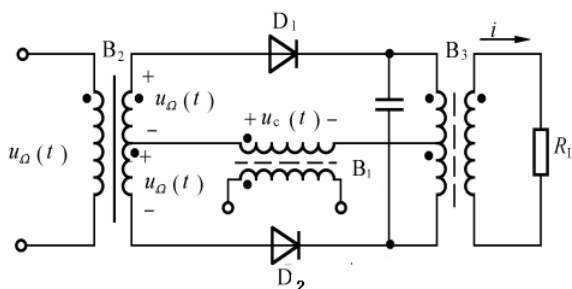


图 5.2: 二极管平衡调幅电路

二极管环型调幅电路

在平衡电路的基础上，再增加两个二极管 D_3 、 D_4 。电路中四个二极管首尾相接。 D_3 、 D_4 在 $u_c(t)$ 的负半周导通，正半周截止。经带通滤波后可取出 $\omega_c \pm \Omega$ ，实现 DSB 调制。

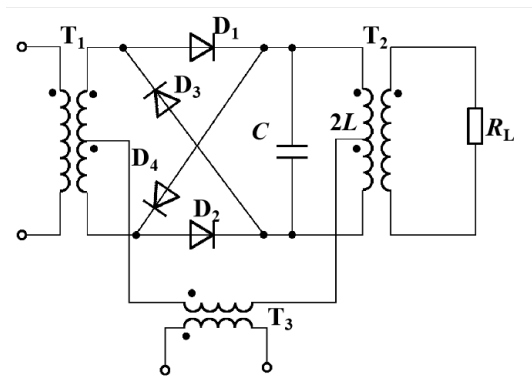


图 5.3: 二极管环型调幅电路

模拟乘法器调幅电路

模拟乘法器有两个输入端 (X 输入和 Y 输入) 和一个输出端, 是一个三端口网络。

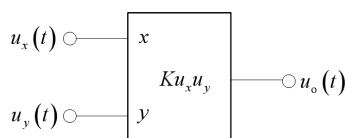


图 5.4: 模拟乘法器调幅电路

理想的传输特性 (注意有时输出为电流):

$$u_o(t) = K u_x(t) u_y(t) \quad (5.8)$$

其中 K 为增益系数或标度因子, 单位为 $1/V$ 。

5.3.2 高电平调幅电路

高电平调幅电路通过丙类谐振功放实现; 输出功率大、效率高、调制线性度好; 用于产生普通调幅波。

集电极调幅电路

集电极调幅电路调制信号控制集电极电源电压, 工作于过压区, 效率高。

集电极有效电源电压随调制信号变化, 为:

$$V_{CC} = V_{CT} + u_{\Omega}(t) \quad (5.9)$$

在过压区, I_{C0} 、 I_{c1m} 与 V_{CC} 成线性关系。

$U_{\Omega m} = V_{CT}$ 时可达 100% 调幅。

未调制时, 其各功率和效率为:

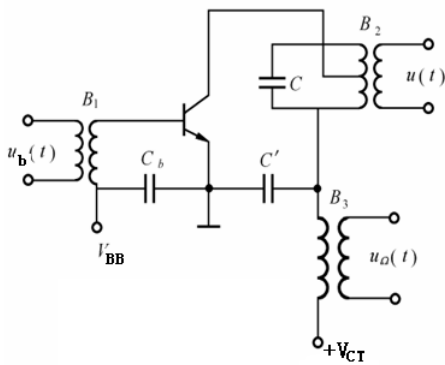


图 5.5: 集电极调幅电路

$$\begin{aligned}
 P_{=T} &= V_{CC} I_{C00} = V_{CT} I_{COT} \\
 P_{oT} &= \frac{1}{2} I_{c1m}^2 R_p = \frac{1}{2} I_{C1T}^2 R_p \\
 P_{cT} &= P_{=T} - P_{oT} \\
 \eta_{cT} &= \frac{P_{oT}}{P_{=T}}
 \end{aligned} \tag{5.10}$$

在调制最高点的各功率都是载波状态对应功率的 $(1 + m_a)^2$ 倍。

在调制一周内的各平均功率都是载波状态对应功率的 $\left(1 + \frac{m_a^2}{2}\right)$ 倍。

集电极调幅调制过程中效率不变。

应采用管子的允许损耗功率 $P_{CM} > P_{cav}$ 。

基极调幅电路

基极调幅电路调制信号控制基极电源电压，工作于欠压区，效率较低，适用于小功率发射机。

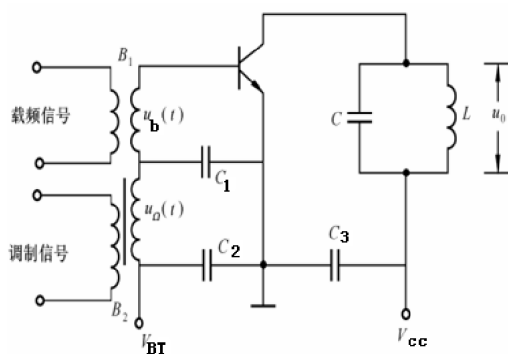


图 5.6: 基极调幅电路

基极调幅电路的调幅度：

$$m_a = \frac{U_{\Omega m}}{V_{BT}} \tag{5.11}$$

基极调幅调制过程中效率是变化的；输入功率都由直流电源提供。

5.4 调幅信号的解调

5.4.1 检波概述

从频谱上看，检波是一种信号频谱的线性搬移过程，将调幅波的边频或边带频谱搬移到原调制信号的频谱处。

检波电路的分类：

(1) 包络检波：检波器的输出电压直接反映输入高频调幅波包络变化规律，只适合于普通调幅波的检波。

(2) 同步检波：在检波器的输入端加一个与本地载波信号同频同相的同步信号实现检波，主要用于DSB调幅波和SSB调幅波的检波。

5.4.2 二极管大信号包络检波器

二极管大信号包络检波器由输入回路、二极管 D 和 RC 低通滤波器组成。

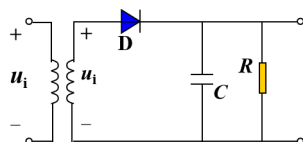


图 5.7: 二极管大信号包络检波器

二极管大信号包络检波器的输出包括直流及低频调制分量。

电压传输系数（检波效率）定义为输出低频交流电压振幅与输入已调波包络振幅的比值，即：

$$K_d = \frac{U_{\Omega m}}{m_a U_{im}} \quad (5.12)$$

失真情况：

- (1) 频率失真：电容 C 和 C_c 对不同的频率具有不同的容抗值。
- (2) 非线性失真：二极管伏安特性起始弯曲部分引起的信号失真。
- (3) 惰性失真：如果 RC 取值过大，放电时间常数所对应的放电速度小于输入信号包络下降速度，输出波形不随输入信号包络而变化。
- (4) 负峰切割失真：在输入调幅波包络的负半周峰值处可能会低于 U_R ，使二极管截止，检波输出信号不跟随输入调幅波包络的变化。

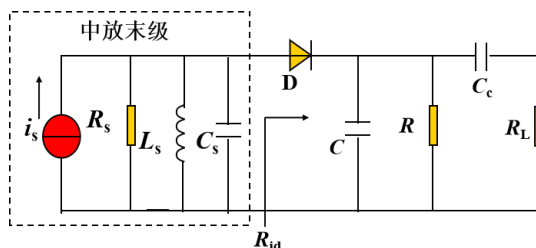


图 5.8: 包络检波器的设计

检波器设计及元件参数的选择:

(1) 回路有载 Q_L 要大:

$$Q_L = \omega_c C_s (R_s // R_{id}) \gg 1 \quad (5.13)$$

(2) 输出的高频纹波小:

$$RC \gg \frac{1}{\omega_c} \quad (5.14)$$

(3) 避免频率失真:

$$RC \ll \frac{1}{\Omega_{\max}}, \quad R_L C_c \gg \frac{1}{\Omega_{\min}} \quad (5.15)$$

(4) 避免惰性失真:

$$RC \leq \frac{\sqrt{1 - m_a^2}}{\Omega_{\max} m_a} \quad (5.16)$$

(5) 避免底部切割失真:

$$m_a < \frac{R_L}{R + R_L} \quad \text{or} \quad \frac{R_L // R}{R} \quad (5.17)$$

5.4.3 同步检波器

同步: 在输入端外加一个与原载频信号同频同相的本地载频信号。

若乘法器输出特性为电压, 则:

输入为双边带或单边带调幅波时, 输出:

$$u_{\Omega} = \frac{1}{2} K U_{im} U_{0m} \cos \Omega t \quad (5.18)$$

设本地载频信号与输入载频的不同步量为 $\Delta\omega$, 相位不同步量为 φ , 即:

$$u_0 = U_{0m} \cos [(\omega_c + \Delta\omega)t + \varphi] \quad (5.19)$$

输入为双边带调幅波, 本地载频信号不同步时, 输出:

$$u_{\Omega} = \frac{1}{2} K U_{im} U_{0m} \cos (\Delta\omega t + \varphi) \cos \Omega t \quad (5.20)$$

输入为单边带调幅波, 本地载频信号不同步时, 输出:

$$u_{\Omega} = \frac{1}{2} K U_{im} U_{0m} \cos [(\Omega - \Delta\omega)t - \varphi] \quad (5.21)$$

即当频率、相位不同步时, 检出的低频信号将产生频率失真和相位失真。