

通信电子线路

目录

I	绪论	1
1	非线性电子线路的作用	1
2	非线性器件的基本特点	2
II	功率电子线路	3
3	功率电子线路概述	3
3.1	功率放大器	3
3.2	电源变换电路	3
3.3	功率器件	4
4	功率放大器的电路组成和工作特性	4
4.1	甲类功率放大器	5
4.2	乙类功率放大器	5
5	整流电路	6
6	稳压电路	6
6.1	串联稳压电路	6
6.2	开关稳压电路	7
III	谐振功率放大器	8
7	谐振功率放大器工作原理	8
8	实际电路设计	8
8.1	直流馈电电路	8
8.2	滤波匹配网络	9

绪论

SECTION 1

非线性电子线路的作用

利用器件的非线性完成振荡、频率变换等功能的电路统称为非线性电子线路。非线性电子线路分为3类：功率放大器、振荡器、调制解调器

电磁波的传播方式：

1. 沿地表 1.5MHz $\lambda > 200\text{m}$
2. 电离层反射 1.5MHz 30MHz $10\text{m} < \lambda < 200\text{m}$ （传播距离、时间最长）
3. 沿直线传播波 30MHz 以上 $\lambda < 10\text{m}$

无线通信系统由发射装置、接收装置和传输媒质组成。

发射装置包括：换能器、发射机、发射天线。

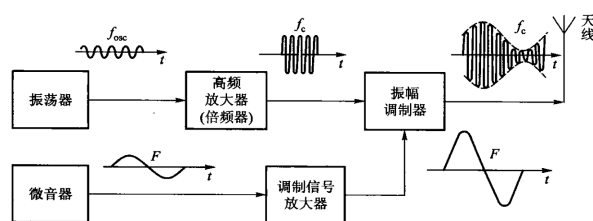


图 1. 采用调幅方式的发射机组成框图

接收装置包括：接收天线、接收机、换能器

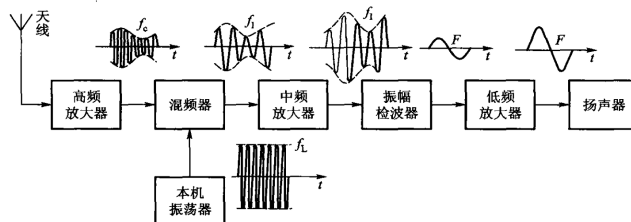


图 2. 采用调幅方式的接收机组成框图（超外差式）

调制有调幅、调频、调相三种，调频和调相统称为调角。携带有信息的电信号称为调制信号，未调制的高频振荡信号称为载波信号。经过调制后的高频振荡信号称为已调波信号。

解调是调制的逆过程，将已调波信号变换为携带信息的电信号。

只有信号波长与天线尺寸可以比拟的时候，天线才能有效辐射和接收电磁波，调制可以显著减小天线尺寸。调制可以电信号载到不同频率的载波信号上，接收机就可以根据频率选出信息，抑制其他信息干扰。

调制型号放大器(又称低频放大器),由多级放大器组成,前面几级为小信号放大器,后面几级为功率放大器

混频器可以提高解调能力, $f_I = |f_L - f_c|$ 为一固定数值

非线性器件的基本特点

直流电导:

$$g_0|_Q = \frac{I_Q}{V_Q}$$

交流电导/增量电导/微变电导:

$$g|_Q = \frac{di}{dv}$$

平均电导: 基波电流振幅与外加电压振幅的比值

$$g_{av}|_{Q, V_m} = \frac{I_{1m}}{V_m}$$

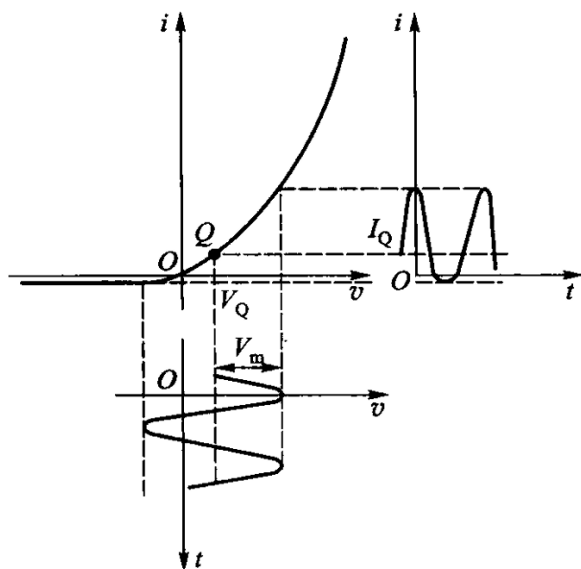


图 3. g_{av} 定义

非线性器件不满足叠加定理

功率电子线路

SECTION 3

功率电子线路概述

SUBSECTION 3.1

功率放大器

功率放大器的要求：安全、高效、不失真地输出所需信号功率

功率放大器是能量转化器，直流电源提供直流功率 P_D ，一部分转化为输出信号功率 P_o ，其余部分消耗在集电极。集电极效率 η_C ，定义为：

$$\eta_C = \frac{P_o}{P_D} = \frac{P_o}{P_o + P_C}$$

功率管的应用状态：

类型	甲类	乙类	甲乙类	丙类
导通时间	一个周期	半个周期	甲类和乙类之间	小于半个周期

表 1. 各种状态下的导通时间

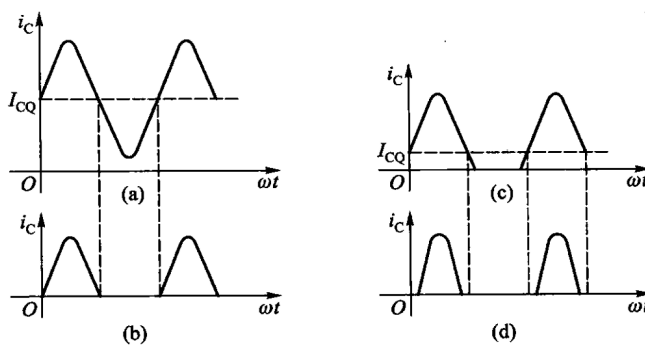


图 4. (a)甲类 (b)乙类 (c)甲乙类 (d)丙类

集电极耗散功率 P_C :

$$P_C = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_C v_{CE} dt \quad (3.1)$$

减小管子在一个周期内的导通时间可增大效率， η_C 丙类>乙类>甲类，该效率的运用状态都是波形严重失真。

SUBSECTION 3.2

电源变换电路

1. 整流器：交流变直流

2. 直流-直流变换器
3. 逆变器：直流变交流
4. 交流-交流变换器

SUBSECTION 3.3

功率器件

功率器件：散热、 P_{CM} 、二次击穿要看一下

SECTION 4

功率放大器的电路组成和工作特性

功率管为大信号工作，性能分析时必须用大信号模型。工程上多用图解分析法。

Example 1 以基本放大器为例，分析功率性能。

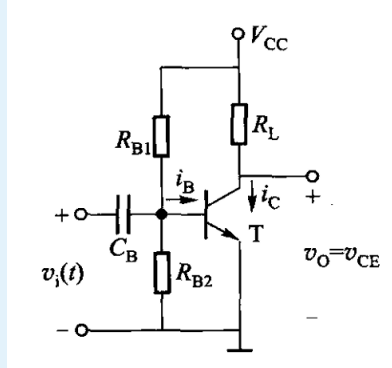


图 5. 基本放大器

假设忽略 $V_{CE(on)}$ 和 I_{CEO} ，设工作点 $V_{CEQ} = \frac{V_{CC}}{2}$ ， $I_{CQ} = \frac{V_{CEQ}}{R_L} = \frac{V_{CC}}{2R_L}$ 在最大幅值的情况下 ($v_{im} = \frac{V_{CC}}{2}$)

$$\begin{aligned} i_C &= I_{CQ} + I_{cm} \sin(\omega t) \\ v_{CE} &= V_{CEQ} - v_{cm} \sin(\omega t) \end{aligned}$$

直流功率 P_D ，负载功率 P_o ，集电极功率 P_C ，分别为

$$P_D = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_{CC} i_C dt = V_{CC} I_{CQ} \quad (4.1)$$

$$P_L = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_C^2 R_L d\omega t = V_{CEQ} I_{CQ} + \frac{1}{2} V_{cm} I_{cm} \quad (4.2)$$

$$P_C = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{CE} i_C = V_{CEQ} I_{CQ} - \frac{1}{2} V_{cm} I_{cm} \quad (4.3)$$

P_D 只于电源电压和工作点有关， P_L 和 P_C 都由交流和直流两部分组成，且表达式相同，只是 P_L 是加交流功率， P_C 是减。 P_L 的交流项为 $P_o = \frac{P_P}{4}$ ，只有这一部分是希望输出的。如果不加信号，管子的负载功率和集电极功率相同，加上信号后，集电极减少的功率即为负载所得的信号功率。

P_o 是负载的得到的信号功率， P_L 是负载得到的所有功率，有交流和直流两部分，只有交流部分（信号功率 P_o ）是希望得到的

基本放大器的集电极最大功率

$$\eta_{Cmax} = \frac{P_o}{P_D} = \frac{1}{4} = 25\%$$

如果考虑 $V_{CE(sat)}$ 和 I_{CEO} ，该效率会更低，另外，功率管的集电极饱和压降 $V_{CE(sat)}$ 会大于0.3V 上面分析表明：电源的功率一部分消耗在管子中，大部分（ $\frac{P_D}{2}$ ）作为直流功率消耗在 R_L ，可以采用以下方法减少消耗：

1. 改变功率管的运用状态(甲乙类、乙类)。（减少功率管本身消耗的功率）
2. 管外电路采用不消耗直流功率的结构。（减少直流功率消耗）

同时， v_{CE} 最大振幅一定，可以减小 R_L 使负载线变陡，提高工作点电流，在这时提高输入激励 i_b 振幅，使输出 i_C 增大。

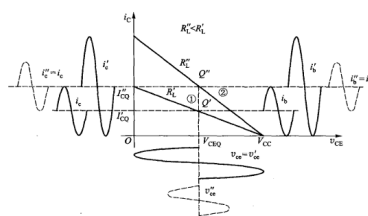


图 6. R_L 改变对 i_C 的影响

在不改变功率管运用状态的条件下，管外使用不消耗直流功率的结构，就是甲类功率放大器。

SUBSECTION 4.1

甲类功率放大器

SUBSECTION 4.2

乙类功率放大器

根据甲类功放的分析结论可知，降低工作点可以提高效率。将管子的工作点设置在0，就得到了乙类功放。乙类功放没有直流损耗，只有在有信号时才有损耗。不过，功率管只有在导通时才有电流流过，因为工作点为0，所以只有在输入激励在正半周期时，功率管导通，才有电流流过，所以输出只有半个周期，是失真的。为了得到完整的正弦波，高频时可以利用谐振回路选出其基波，低频时采用两只管子轮流导通的推挽电路，两个半波在负载上合成一个完整的正弦波。下面是两种典型电路。

1. 变压器耦合
2. 互补推挽

Example 2

1. 变压器耦合：图（a）输入变压器 T_{r1} 利用中心抽头接地，将输入电压分为两个大小相等、对地极性相反的激励信号实现 T_1 管和 T_2 管轮流导通：输入信号正半周期时， $v_{i1} > 0$ ， $v_{i2} < 0$ ， T_1 管导通， T_2 管截止，输入信号为负半周期时，正好相反。因为 i_{C1} 和 i_{C2} 方向相反，所以两个电流的直流部分相互抵消。交流部分通过变压器在负载上合成一个完整正弦波

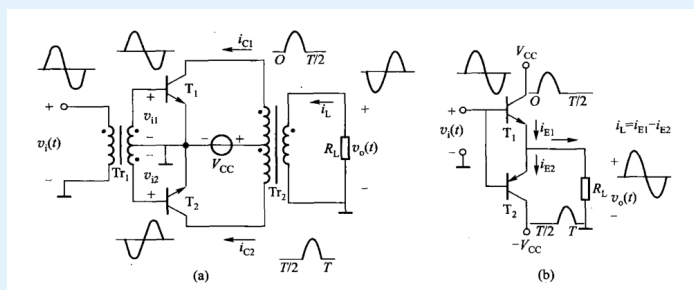


图 7. 两种乙类推挽功放

2. 互补推挽：图（b）

互补推挽电路使用了连个特性配对的互补功率管，使用等值正负电源（ $+V_{CC}, -V_{CC}$ ）供电。无信号时两管 $|V_{CE}|$ 相同，所以 $V_{CE1} = +V_{CC}, V_{CE2} = -V_{CC}$ ，且 O 点电位为0。输入信号正半周期时， T_1 管导通， T_2 管截止， i_{E1} 为向右的正半周期 i_{e1} 和直流部分输入信号负半周期时， T_1 管截止， T_2 管导通， i_{E2} 为向左的正半周期 i_{e2} 和直流部分 i_{E1} 和 i_{E2} 直流部分相互抵消，交流部分在负载上合成为一个完整正弦波。

向左的正半周期相当于向右的负半周期

因为两管时特性配对（对称）的，所以只需要对其中一个分析即可。考虑直流通路时，输入信号接地，两管基极直流电压都为0， $V_{BE} = 0$ ， $I_C = 0$ ，两管都工作在乙类状态，静态工作点分别在 $+V_{CC}$ 和 $-V_{CC}$ 上。 T_1 管导通时交流负载线是一条斜率为 $\frac{1}{R_L}$ 的直线。

$$\text{最大集电极效率} \eta_C \begin{cases} \text{基本放大器:} & 25\% \\ \text{甲类功放:} & 50\% \\ \text{乙类功放:} & 78.5\% \left(\frac{\pi}{4} \right) \end{cases}$$

SECTION 5

整流电路

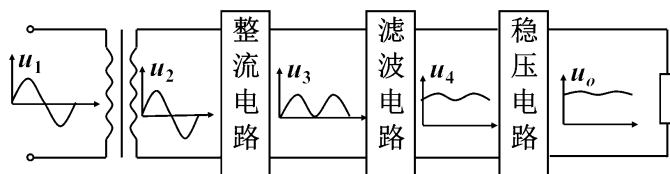


图 8. 直流稳压电源的组成

SECTION 6

稳压电路

SUBSECTION 6.1

串联稳压电路

串联稳压电路是由调整管、取样管、基准电压源、比较放大器组成的自动控制电路。

谐振功率放大器

SECTION 7

谐振功率放大器工作原理

SECTION 8

实际电路设计

SUBSECTION 8.1

直流馈电电路

原则：保证直流电流只流过直流电源、保证交流电流不流过直流电源

直流馈电电路有两种不同的链接方式，分别称为串馈和并馈。串馈： V_{CC} 、谐振回路、三极管再同一条回路上。并馈： V_{CC} 、谐振回路、三极管不能组成一条回路。两种馈电方式具有相同的直流通路。串馈电路中，滤波匹配网络处于直流高电位，网络器件不能直接接地，并馈电路中，由于 C_{C1} 隔直流的作用，滤波网络处于直流低电位，网络器件可以直接接地，所以安装比串馈方便，但 L_C 和 C_{C1} 的分布参数将直接影响网络谐振

Example 3 集电极馈电线路：

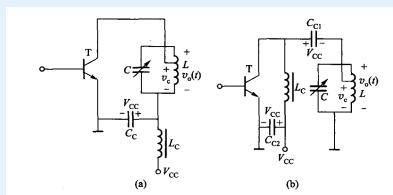


图 9. 集电极馈电线路

(a) 交流分量从电容处流走，但是仍会有少部分交流分量流经电源，加入高频扼流圈组阻止交流通过。(b)

V_{CC} 和 V_{BB} 的共同作用是偏置， V_{CC} 多一个作用是提供功率，如果 V_{BB} 是从 V_{CC} 上引入的话就可以少用一个电源。

将 V_{BB} 删去， V_{BB} 由电路本身获得

$$\begin{cases} V_{BB} < 0 & \text{丙类} \\ V_{BB} = 0 \\ V_{BB} > 0 \end{cases}$$

Example 4 基极偏置电路

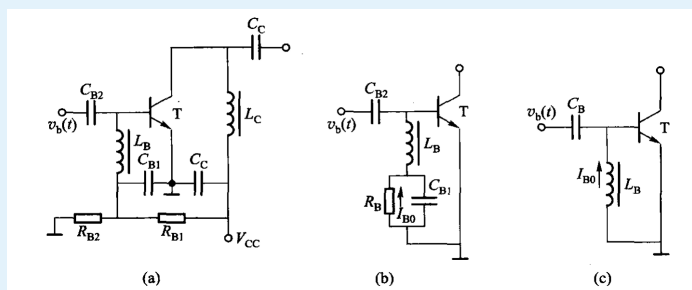


图 10. 集电极馈电线路

1. (a) :正偏置, 偏置 V_{CC} 经过两个电阻分压之后得到, 图中 V_{BB} 是 R_{B2} 的分压 V_{BB} 永远大于0. 为保证丙类工作, 其值应小于功率管的导通电压。
2. (b) :负偏压, 不引入 V_{CC} , 由电路自己产生偏置。 I_B 从三极管基极进入, I_B 可分为直流分量、一次谐波分量、二次谐波分量..., 电阻通直流 I_{B0} , 产生的压降作为 V_{BB} , V_{BB} 。
3. (c) :零偏压, 没有电阻, 残生不了压降, $V_{BB} = 0$

(a) 是固定偏置, (b) 和 (c) 是自给偏置。负偏压的 V_{BB} 很小, 因为 $I_{B0} \ll I_B$ 改进: 电阻并电容的回路搬到发射极, 因为 $i_e = \beta i_b$, 电流增大了一百 (β) 倍, 但是不接地了, V_{BB} 依然 < 0

$$\text{基极偏置电路} \begin{cases} \text{分压偏置} \\ \text{自给偏置} \begin{cases} \text{负偏压} \\ \text{零偏压} \end{cases} \end{cases}$$

SUBSECTION 8.2

滤波匹配网络

滤波匹配网络使功率 P_o 最有效的输出。在电路中学过, 如果一个电压源外接一个电阻, 当外接电阻与内阻相同时, 电压源输出功率最大。滤波匹配网络的目的就是使网络谐振时的电阻等于负载电阻。滤波匹配网络分为并脸型和串联型。

先看并联谐振网络

$$\text{并联谐振网络} \begin{cases} \text{变压器} \\ \text{LC网络} \end{cases}$$

1. 变压器: 通过调节抽头