

# 第九章 功率放大器(PA)

- 概述
- PA与小信号放大器的区别
- PA的主要指标
- PA的分类
- 大信号阻抗匹配
- 线性化技术
- CMOS功率放大器

# 概述

---

- » 射频功率放大器位于发射机的后端，用于放大射频信号并达到一定的输出功率，然后送给天线发射。
- » 射频和微波系统中信号的功率可以用瓦(W)、毫瓦(mW)和dBm表示。单位dBm是信号功率相对于1 mW的对数值，定义为

$$P_{\text{dBm}} = 10\lg(P_{\text{mW}}) = 10\lg(P_{\text{W}}) + 30$$

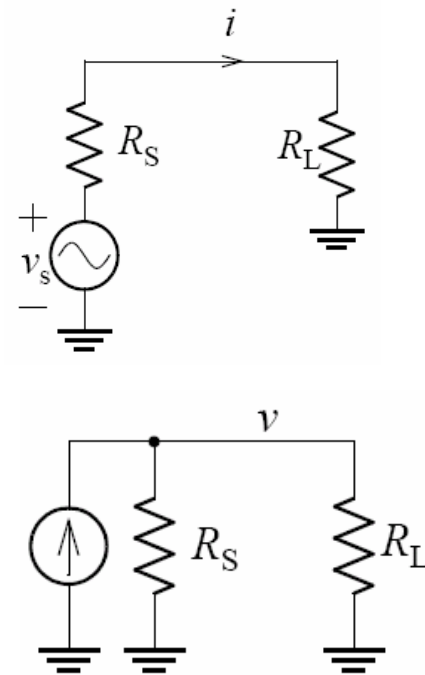
如果使用统一的负载，功率与幅度是一一对应的。在50  $\Omega$ 的系统中，10V的信号幅度所对应的功率为

$$P = \frac{V_{\text{max}}^2}{2R} = \frac{10^2}{2 \times 50} = 1 \text{ W} = 1000 \text{ mW}$$

$$P_{\text{dBm}} = 10\lg(P_{\text{mW}}) = 10\lg(10^3) = 30 \text{ dBm}$$

# 概述

- » 小信号放大器传输效率：为了从信号源(电压或电流)获取最大的功率，需要使负载与信号源内阻形成共轭匹配，这时的功率传输效率为50%。电压源的负载电阻越大、电流源的负载电阻越小，内阻上的消耗的功率就越小，功率传输效率就越高。
- » 功率放大器效率：PA向负载输出足够的信号功率，需要消耗大的直流功率，并将直流功率转换为交流功率提供给负载。功率放大器的效率是一个关键指标。
- » 由于小信号放大器输出的功率非常有限，因此通常不考虑效率问题。
- » 功率放大器的线性度：若信号波形的包络含有信息，功率放大器就应不失真地放大信号，因此功率放大器的线性度就显得十分重要。



# 概述

---

- » 效率和线性度是一对矛盾，放大器的效率越高，线性度就越低。另一方面输出功率越大，效率就越高，而由非线性引起的失真或干扰也越强。设计时需要效率和线性度进行折中考虑。

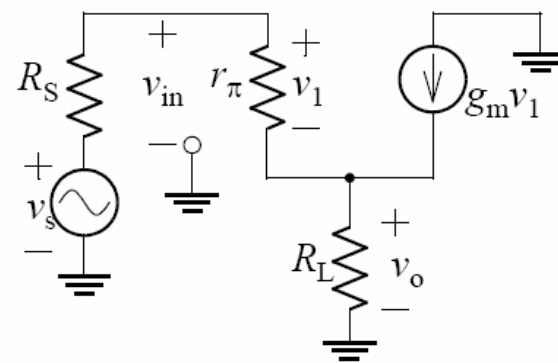
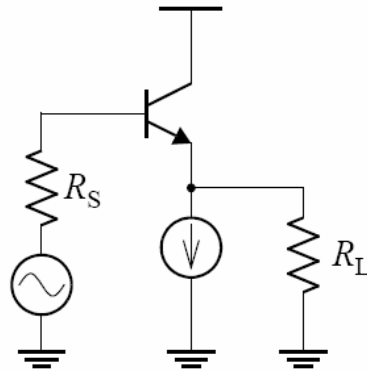
# PA与小信号放大器的区别

- » 小信号放大器：工作在小信号状态，提供放大的信号电流和电压，功率常常是微不足道的。
- » 功率放大器：工作在大信号状态，提供较大的功率输出，其晶体管应同时具有足够的电流驱动能力和较高的击穿电压。由于功率放大器工作于大信号下，有很大的动态范围，其输出阻抗随电压和电流而改变，是非线性阻抗，因此阻抗匹配是难点。
- » 小信号放大器：主要关心电压增益。
- » 功率放大器：不仅要看电压增益，还要看功率增益。没有电压增益并不意味着没有功率增益。以低频射极跟随器为例，电压增益和源电压增益分别为

$$A_v = \frac{v_o}{v_{in}} = \frac{(1 + \beta)R_L}{r_\pi + (1 + \beta)R_L} \approx \frac{R_L}{1/g_m + R_L}$$

$$A_{vs} = \frac{v_o}{v_s} = \frac{(1 + \beta)R_L}{R_s + r_\pi + (1 + \beta)R_L} \approx \frac{R_L}{R_s/\beta + 1/g_m + R_L}$$

# PA与小信号放大器的区别



设  $R_S = 100 \Omega$   $R_L = 50 \Omega$   $\beta = 100$

计算得  $A_v \approx 0.98$   $A_{v_s} \approx 0.96$  因此，没有电压增

电路的转化功率增益表示为

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}} = \frac{v_o^2 / R_L}{(v_s / 2)^2 / R_S} = 4 \frac{v_o^2}{v_s^2} \frac{R_S}{R_L} \quad G_T \approx 7.4 \approx 8.7 \text{ dB}$$

因此，射极跟随器虽然没有电压增益，但是它有功率增益。

# PA的主要指标

## 1. 输出功率和增益

功率放大器的输出功率大小由系统标准确定，不同系统所要求的输出功率也不尽相同，在个人无线通信系统中要求的输出功率大致在1毫瓦到几瓦之间，为了获得这一范围的输出功率，根据输入信号的大小，放大器的功率增益大约为**20~40dB**。

## 2. 效率(Efficiency)和功率附加效率(Power Added Efficiency, PAE)

若用 $P_L$ 表示负载上的功率， $P_D$ 表示电源提供的直流功率， $G$ 表示功率增益则功率放大器效率定义为

$$\eta = \frac{P_L}{P_D}$$

功率附加效率(PAE) 定义为

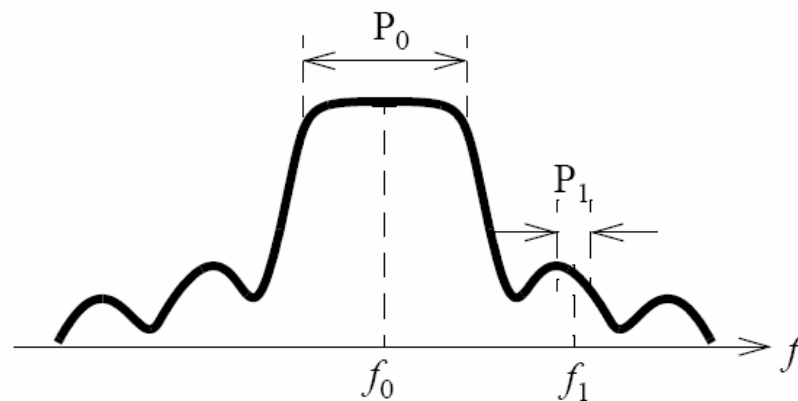
$$PAE = \frac{P_L - P_{in}}{P_D} = \eta \left( 1 - \frac{1}{G} \right)$$

# PA的主要指标

## 3. 线性度

- 功率放大器产生的非线性失真会同时表现在幅度和相位上，即在信号的幅度和相位上会同时出现失真。
- 功率放大器的非线性可以通过双音测试来表征，即在放大器输入端加两个幅度相等、频率间隔很小的正弦信号，然后在放大器输出端测量互调分量。对相邻信道的干扰情况，用三阶互调量(IM3)来表示，对邻近信道的干扰情况，用五阶互调量(IM5)来表示。
- 相邻信道功率比(ACPR, **Adjacent Channel Power Ratio**): 定义为信道带宽内的信号功率 $P_0$ 与相邻信道带宽内泄漏或扩展的信号功率 $P_1$ 之比，即

$$ACPR = P_0 / P_1$$



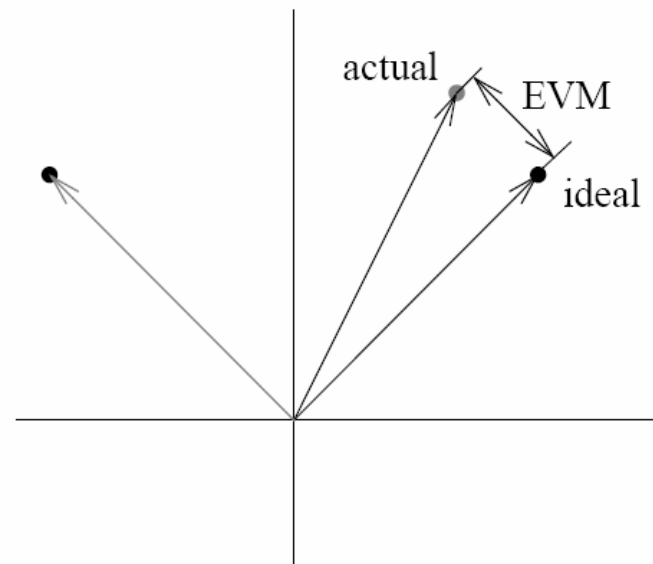


# PA的主要指标

- 误差矢量幅度(EVM, Error Vector Magnitude): 由于非线性失真会使信号幅度和相位同时出现失真, 因此用星座图中实际信号的点和理想信号的点之间的距离来表示误差。

## 4. 功率控制

- 功率控制是节省能量、减少对其他用户干扰的有效手段。在CDMA系统中更是一个基本要求。
- 控制信号可以是连续变化的模拟信号或按一定的步长或dB值变化的数字信号。



## 5. 输入输出反射系数或驻波比

- 为了获得最大的输入功率, 需要较小的输入反射系数。
- 为了获得高效率, 通常会在输出端有意地造成失配, 这样会在输出端形成较大的驻波比。

# PA的分类

## 1. A类(甲类)功率放大器

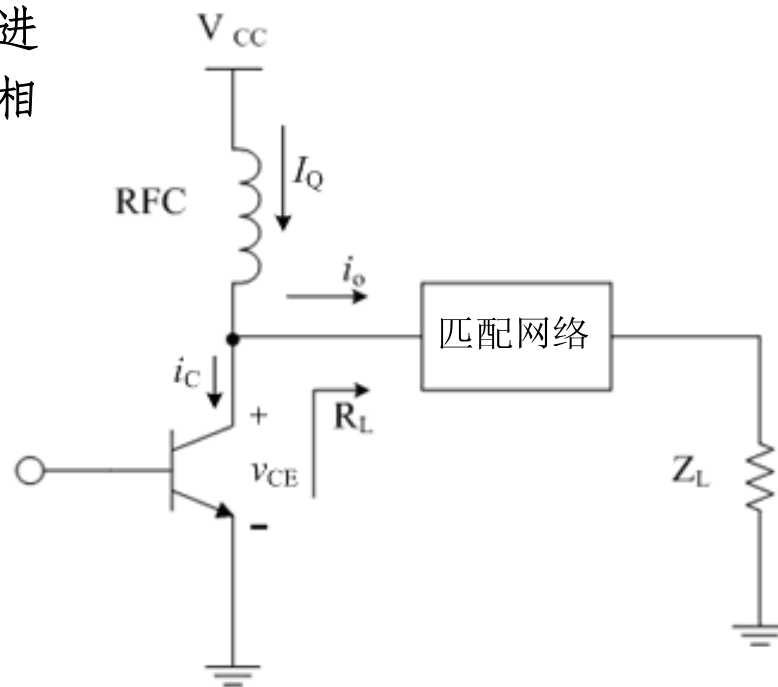
- 线性功率放大器，能够对输入信号进行线性放大，不会使信号的幅值和相位产生明显的失真。
- 晶体管在整个信号周期内保持导通。

晶体管集电极的总电流为

$$i_C = I_Q - i_o = I_Q - I_o \sin \omega t$$

集电极的总电压为

$$v_{CE} = V_{CC} + V_o \sin \omega t$$



# PA的分类

负载上能得到的最大电流幅度为

$$I_{o, \max} = I_Q$$

此时对应的最大输出电压幅度为

$$V_{o, \max} = I_{o, \max} R_L = V_{CC}$$

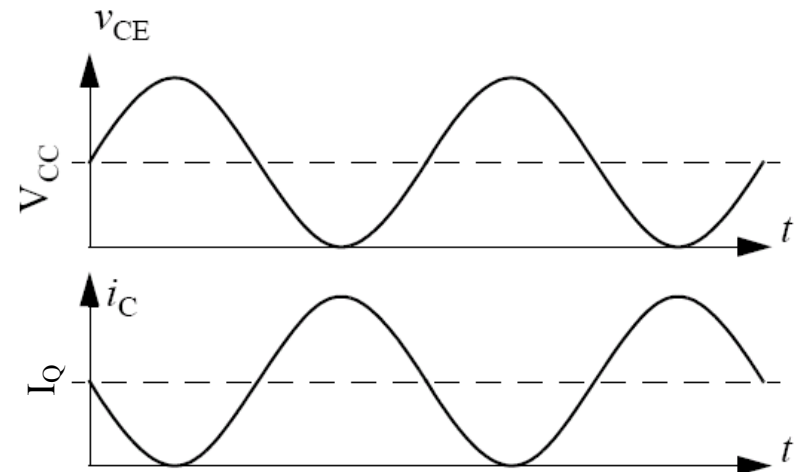
$$I_Q = \frac{V_{CC}}{R_L}$$

直流电源功率为

$$P_D = I_Q V_{CC} = \frac{V_{CC}^2}{R_L}$$

负载上的最大功率为

$$P_{o, \max} = \frac{1}{2} I_{o, \max} V_{o, \max} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L}$$



# PA的分类

功率放大器的最大效率为

$$\eta_{\max} = \frac{P_{o, \max}}{P_D} = \frac{1}{2} = 50\%$$

如果输出电压幅度(用 $V_o$ 表示)减小, 输出功率减小, 由于直流功耗不变, 因此效率随之降低, 此时效率表示为

$$\eta = \frac{P_o}{P_D} = \frac{V_o^2 / (2R_L)}{V_{CC}^2 / R_L} = \frac{1}{2} \frac{V_o^2}{V_{CC}^2}$$

► 为什么输出共轭匹配在功率放大器设计中会有问题?

设晶体管的输出电阻为 $r_o$ , 负载阻抗 $Z_L$ 经阻抗变换后变成了 $R_L$ 。假设

$$V_{CC} = 5 \text{ V} \quad I_C = 10 \text{ mA} \quad r_o = 1 \text{ k}\Omega$$

1) 共轭匹配情况

$$R_L = r_o = 1 \text{ k}\Omega$$

# PA的分类

---

由已知条件得

$$I_C r_o = 10 \text{ V} > V_{CC}$$

因此最大的输出电流幅度( $I_{o,\max}$ )将小于 $I_C$ , 并有

$$I_{o,\max} = V_{CC} / R_L = 5 \text{ mA} < 10 \text{ mA}$$

最大的输出电压( $V_{o,\max}$ )应等于 $V_{CC}$ , 即有

$$V_{o,\max} = V_{CC} = 5 \text{ V}$$

放大器的最大输出功率为

$$P_{o,\max} = \frac{1}{2} I_{o,\max} V_{o,\max} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L} = 12.5 \text{ mW}$$

放大器的效率为

$$\eta = \frac{P_{o,\max}}{V_{CC} I_C} = \frac{1}{2} \frac{V_{CC}}{R_L I_C} = \frac{1}{2} \frac{5}{1 \times 10} = 25\%$$

# PA的分类

## 2) 非共轭匹配情况

取 $R_L$ 为偏置电压和偏置电流的比值, 即

$$R_L = \frac{V_{CC}}{I_C} = \frac{5}{10 \times 10^{-3}} = 500 \Omega$$

最大的输出电流和电压幅度分别为

$$I_{o, \max} = V_{CC} / R_L = 10 \text{ mA} \quad V_{o, \max} = V_{CC} = 5 \text{ V}$$

放大器的最大输出功率为

$$P_{o, \max} = \frac{1}{2} I_{o, \max} V_{o, \max} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L} = 25 \text{ mW}$$

放大器的效率为

$$\eta = \frac{P_{o, \max}}{V_{CC} I_C} = \frac{1}{2} \frac{V_{CC}}{R_L I_C} = \frac{1}{2} \frac{5}{0.5 \times 10} = 50\%$$

# PA的分类

结论：共轭匹配在功率放大器的设计中不是最佳选择，负载电阻 $R_L$ 需要根据源电压和最大偏置电流而定，在电源电压很低的情况下，需要将负载阻抗变成更小的 $R_L$ ，并提供更大的偏置电流。

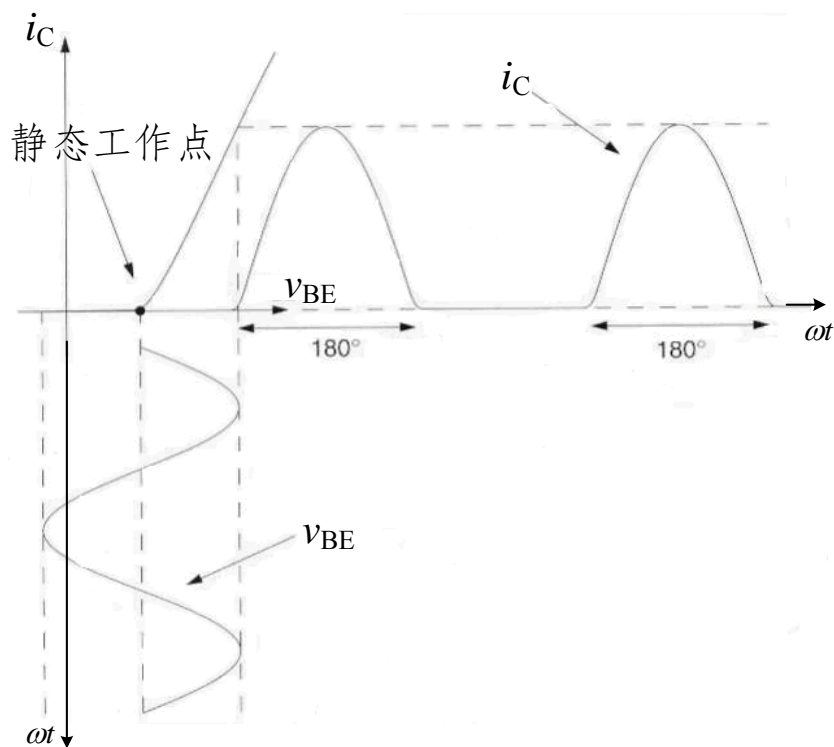
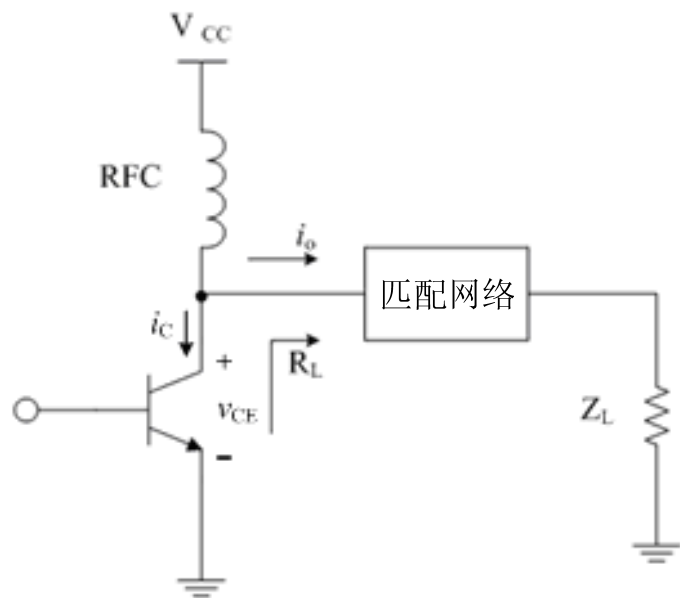
» 已知电源电压 $V_{CC}$ 和输出功率 $P_o$ ，A类功率放大器设计步骤可以归纳如下：

- 1) 计算可以实现最大电压和电流摆幅的负载电阻 $R_L$ ： $R_L = (V_{CC} - V_{sat})^2 / (2P_o)$ ，若给定的负载与该值不同，则用匹配网络将给定负载变成 $R_L$ 。
- 2) 计算晶体管的集电极偏置电流 $I_C$ ： $I_C = V_{CC} / R_L$
- 3) 在信号源和放大器输入端之间通常要进行阻抗匹配。
- 4) 选择的晶体管应能承受的最大集电极电流为 $2V_{CC} / R_L$ ，最大电压为 $2V_{CC}$ ，最大功耗为 $V_{CC}^2 / R_L$ 。

# PA的分类

## 2. B类（乙类）功率放大器

B（乙）类功率放大器的偏置电流 $I_C$ 为零，没有信号时晶体管截止，有信号时晶体管只在信号正半周导通。





# PA的分类

集电极电流表示为

$$i_C(t) = \begin{cases} I_P \sin \omega t & 0 \leq \omega t \leq \pi \\ 0 & \pi \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases}$$

其中 $I_P$ 为电流的最大值。晶体管的直流电流通过下式计算

$$I_{DC} = \frac{1}{T} \int_0^T i_C(t) dt = \frac{I_P}{\pi}$$

集电极电流由基波和谐波分量组成，其中的谐波分量可通过滤波器滤除，电流的基波分量表示为

$$\frac{I_P}{2} \sin \omega t$$

相应的平均输出功率为

$$P_o = \frac{I_P^2}{8} R_L$$

电源提供的直流功率为

$$P_{DC} = V_{CC} I_{DC} = \frac{V_{CC} I_P}{\pi}$$

# PA的分类

效率计算公式为

$$\eta = \frac{P_o}{P_{DC}} = \frac{\pi I_P R_L}{8 V_{CC}}$$

由于  $\frac{I_P^2}{8} R_L \leq V_{CC}^2 / (2 R_L) \quad I_P \leq 2 V_{CC} / R_L$

有  $\eta = \frac{\pi I_P R_L}{8 V_{CC}} \leq \frac{\pi (2 V_{CC} / R_L) R_L}{8 V_{CC}} = \frac{\pi}{4} \approx 78.5\%$

晶体管的功耗表示为

$$P_T = P_{DC} - P_o = \frac{V_{CC} I_P}{\pi} - \frac{I_P^2 R_L}{8}$$

当  $I_P = 4 V_{CC} / (\pi R_L)$  时,  $P_T$  达到最大值, 并有

$$P_{T, \max} = \frac{2 V_{CC}^2}{\pi^2 R_L}$$

# PA的分类

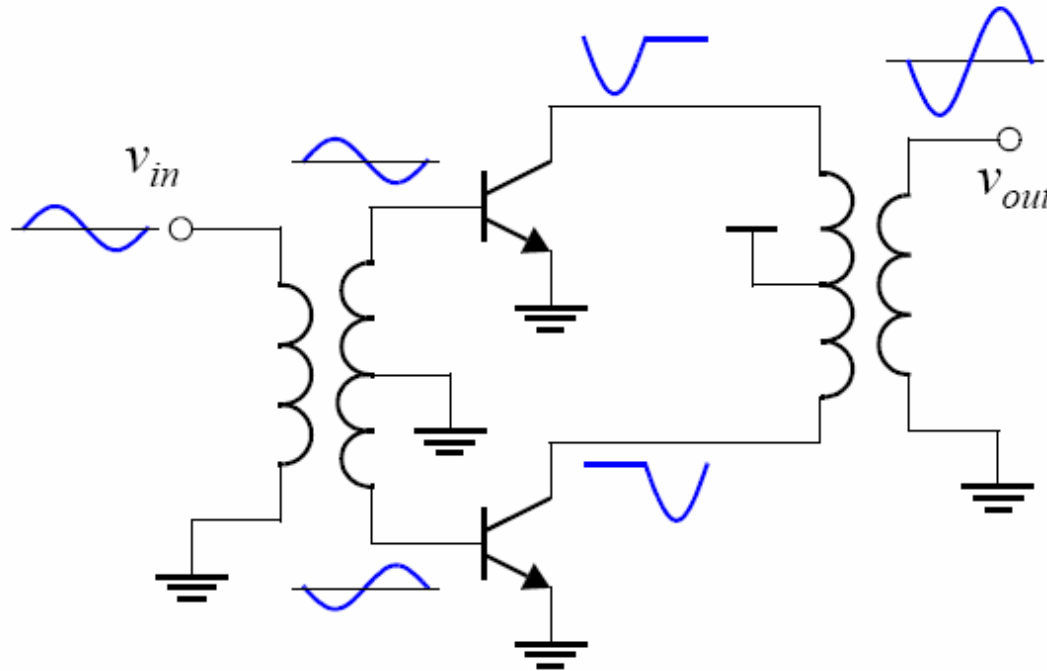
---

- » 已知电源电压  $V_{CC}$  和输出功率  $P_o$ ，B类功率放大器设计步骤可以归纳如下：
- 1) 根据输出功率计算负载电阻  $R_L$ ：  $R_L = (V_{CC} - V_{sat})^2 / (2P_o)$ ，若给定的负载与该值不同，则用匹配网络将给定负载变成  $R_L$ 。
  - 2) 偏置晶体管使其在半个周期内导通，即导通角为  $180^\circ$ 。
  - 3) 在信号源和放大器输入端之间进行阻抗匹配。
  - 4) 选择的晶体管应能承受的最大集电极电流为  $2V_{CC}/R_L$ ，最大电压为  $2V_{CC}$ ，最大功耗为  $2V_{CC}^2/(\pi^2 R_L)$ 。

由于B类功率放大器的输出有很大的失真，因此输出匹配网络应同时具有滤除谐波的功能。

# PA的分类

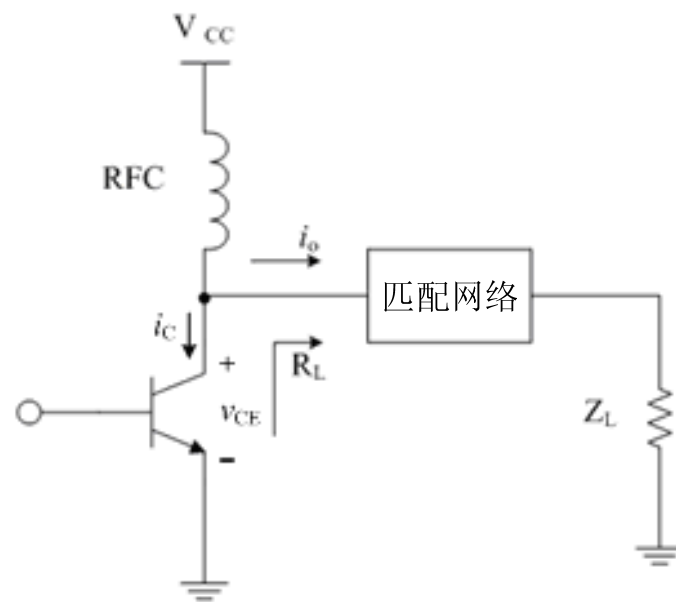
B类功率放大器的另一种结构是推挽式结构，它可以有效地避免失真。



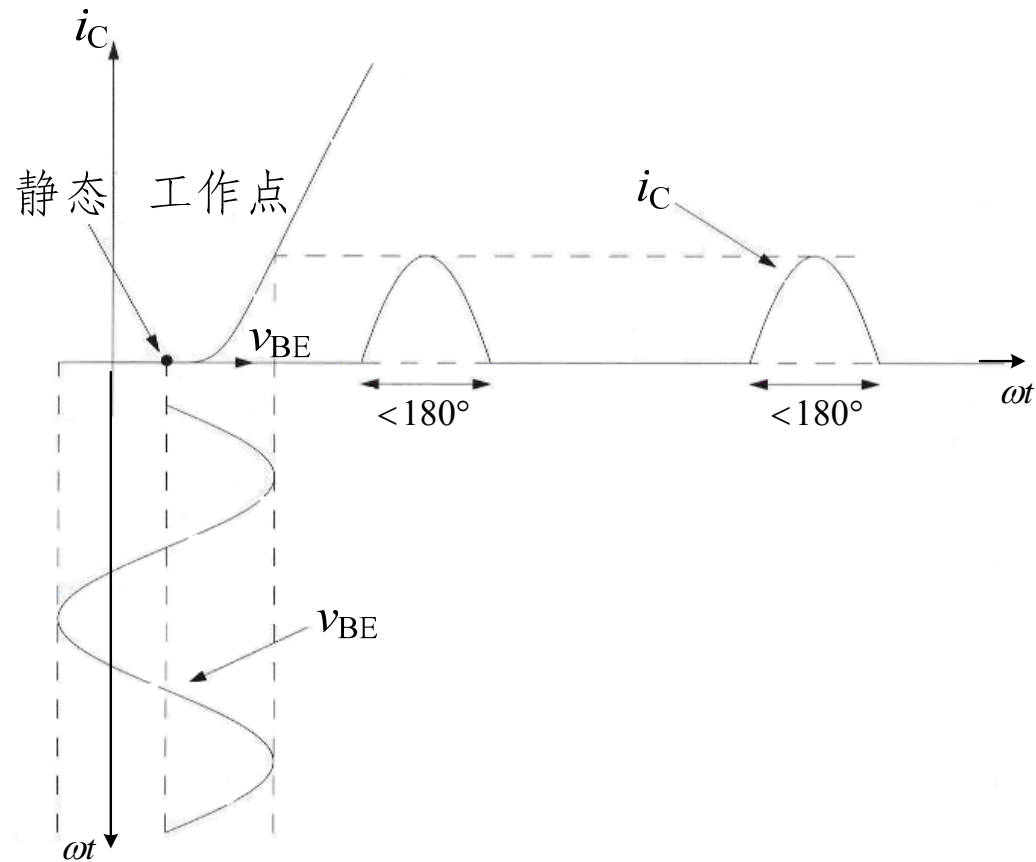
# PA的分类

## 3. C类(丙类)功率放大器

- 如果进一步减小晶体管的导通角，让其小于 $180^\circ$ ，则可以获得更高的效率，这就是C类功率放大器的工作原理。C类放大器是非线性的。
- 从结构上看，C类放大器除了直流偏置以外，其它都和A类放大器基本相似，但在输出端要使用调谐电路，以便能恢复输入的正弦信号。
- 由于C类放大器比前两类具有更高的效率，因此对恒包络信号，它是非常有吸引力的功率放大器。



# PA的分类



# PA的分类

集电极电流可以表示为

$$i_c(t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{2} - \theta \\ I_p \sin \omega t - I_p \cos \theta & \frac{\pi}{2} - \theta \leq \omega t \leq \frac{\pi}{2} + \theta \\ 0 & \frac{\pi}{2} + \theta \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases}$$

集电极电流的直流分量表示为

$$I_{DC} = \frac{\omega}{2\pi} \int_{(\pi/2-\theta)/\omega}^{(\pi/2+\theta)/\omega} (I_p \sin \omega t - I_p \cos \theta) dt = \frac{I_p}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta)$$

其中  $2\theta$  为导通角。

# PA的分类

设集电极电流的基波分量为  $I_F \sin \omega t$ ，谐波分量被滤波器滤除，因此输出功率表示为

$$P_o = \frac{I_F^2 R_L}{2}$$

$I_F$  可由傅立叶展开式得到

$$I_F = \frac{2}{T} \int_{(\pi/2-\theta)/\omega}^{(\pi/2+\theta)/\omega} (I_P \sin \omega t - I_P \cos \theta) \cos \omega t dt = \frac{I_P}{2\pi} (2\theta - \sin 2\theta)$$

$$\frac{I_F^2 R_L}{2} \leq \frac{V_{CC}^2}{2R_L} \quad I_F \leq V_{CC} / R_L$$

在最大功率输出时

$$I_{F, \max} = V_{CC} / R_L$$

因此最大输出功率为

$$P_{o, \max} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L}$$



# PA的分类

电源提供的直流功率为

$$P_{DC} = I_{DC} V_{CC} = \frac{2(\sin \theta - \theta \cos \theta)}{2\theta - \sin 2\theta} I_F V_{CC}$$

当输出功率最大时有

$$P_{DC} = P_{o, \max} \frac{4(\sin \theta - \theta \cos \theta)}{2\theta - \sin 2\theta}$$

可得效率为

$$\eta_{\max} = \frac{P_{o, \max}}{P_{DC}} = \frac{2\theta - \sin 2\theta}{4(\sin \theta - \theta \cos \theta)}$$

当导通角趋近0时，效率将趋近100%。

晶体管功耗表示为

$$P_T = P_{DC} - P_o = P_o \left[ \frac{4(\sin \theta - \theta \cos \theta)}{2\theta - \sin 2\theta} - 1 \right]$$

晶体管中流过的最大电流为

$$I_{\max} = I_P (1 - \cos \theta)$$

# PA的分类

对应最大输出功率时的最大电流表达式为

$$I_{\max} = \frac{2\pi V_{CC}(1 - \cos \theta)}{R_L(2\theta - \sin 2\theta)}$$

晶体管的最大电流将随着效率的增加而增加，当效率趋向于100%时，它将趋向于无穷大。因此C类放大器的高效率是通过晶体管的大电流容限换来的。

» 已知电源电压  $V_{CC}$  和输出功率  $P_o$ ，C类功率放大器设计步骤可以归纳如下：

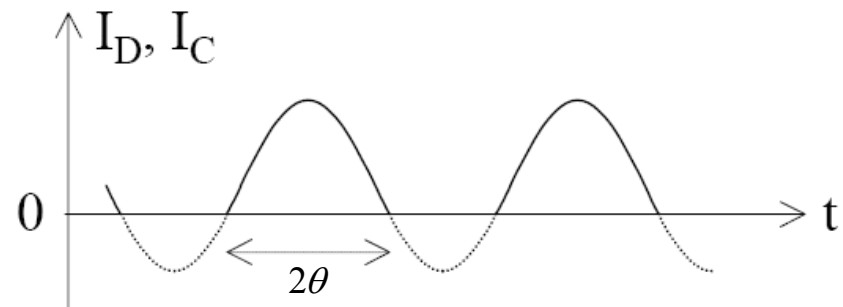
- 1) 根据输出功率计算负载电阻  $R_L$ ： $R_L = (V_{CC} - V_{sat})^2 / (2P_o)$ ，若给定的负载与该值不同，则用匹配网络将给定负载变成  $R_L$ 。
- 2) 偏置晶体管使其在希望的导通上，导通角小于  $180^\circ$ 。
- 3) 在信号源和放大器输入端之间进行阻抗匹配。
- 4) 选择的晶体管应能承受的最大集电极电流为  $I_{\max}$ ，最大电压为  $2V_{CC}$ ，最大功耗为  $P_T$ 。

# PA的分类

## 4. A类、B类和C类功率放大器小结

最大效率表示为

$$\eta_{\max} = \frac{2\theta - \sin 2\theta}{4(\sin \theta - \theta \cos \theta)}$$



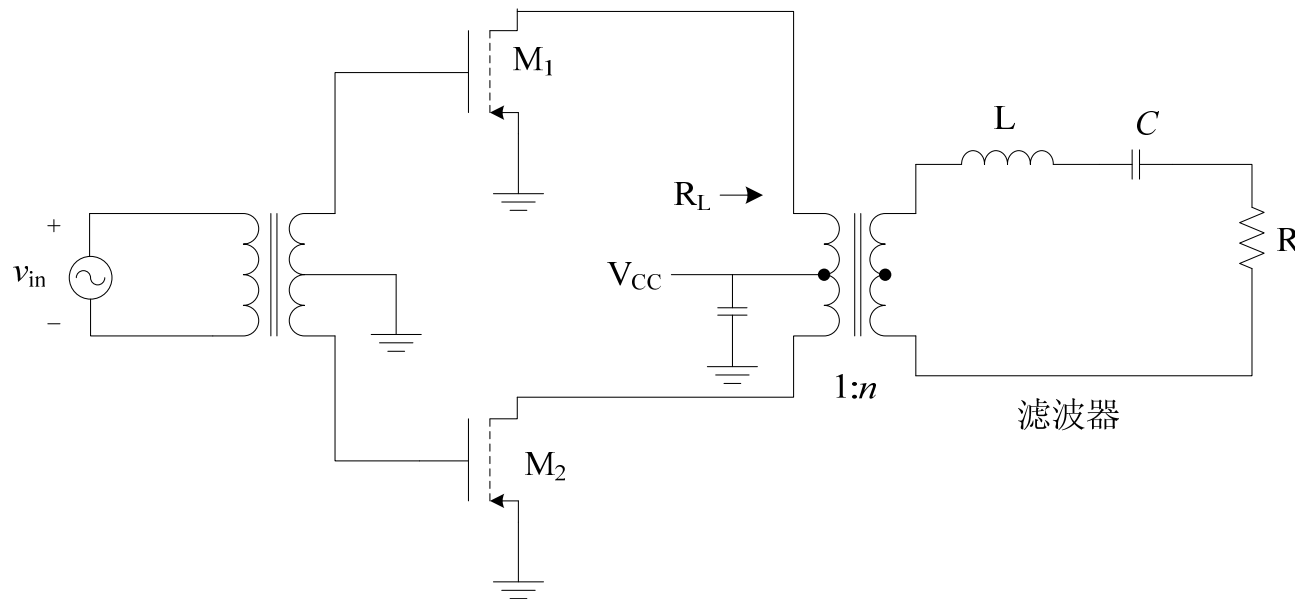
分类 <sub>◦</sub>	导通角 <sub>◦</sub> ( $2\theta$ ) <sub>◦</sub>	最大效率 <sub>◦</sub> ( $\eta_{\max}$ ) <sub>◦</sub>
A <sub>◦</sub>	$360^\circ$ <sub>◦</sub>	$50\%$ <sub>◦</sub>
B <sub>◦</sub>	$180^\circ$ <sub>◦</sub>	$\pi / 4 \approx 78.5\%$ <sub>◦</sub>
C <sub>◦</sub>	$< 180^\circ$ <sub>◦</sub>	$> \pi / 4$ <sub>◦</sub> $\rightarrow 100\%$ <sub>◦</sub>

# PA的分类

## 5. D类(丁类)功率放大器

对C类放大器的效率和输出功率的分析可以得出结论：100%的效率只能发生于输出功率为零时。

D类(丁类)功率放大器如图所示。



# PA的分类

---

- » 与A类、B类和C类不同，D类功率放大器的晶体管工作在开关状态，在半个周期内导通，而在另外半个周期内截止。
- » 理想情况下晶体管的电压电流积等于0，即不消耗功率，因此从理论上讲，效率可以达到100%。但理想的开关是不存在的，因此效率小于100%。

# PA的分类

## 6. E类功率放大器

开关工作情况

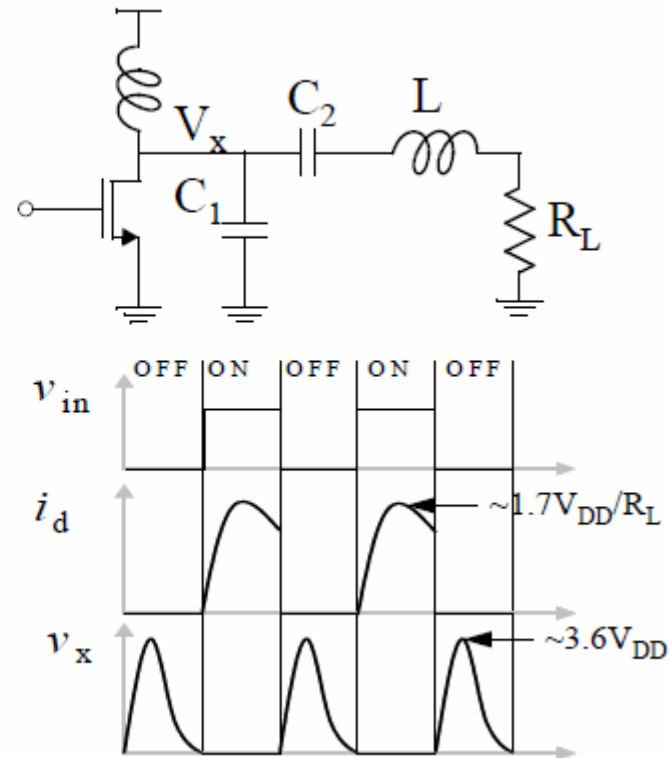
- 关断时  $V_x$  必须保持在低电压足够长时间，使漏极电流降到 0
- 打开前  $V_x$  必须降到 0
- 打开时  $V_x$  的斜率为 0

$Q$  取决于效率和谐波失真度要求

$$C_1 = \frac{1}{\omega R_L (\pi^2/4 + 1)(\pi/2)} \approx \frac{1}{\omega R_L \cdot 5.447}$$

$$C_2 \approx C_1 \left( \frac{5.447}{Q} \right) \left( 1 + \frac{1.42}{Q - 2.08} \right)$$

$$L = (QR_L)/\omega$$

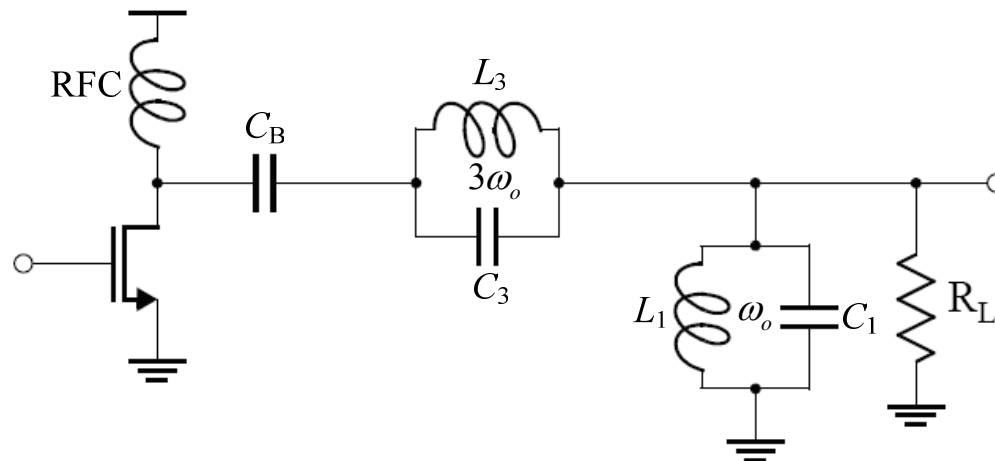


其中  $R_L = 0.577V_{DD} / P_o$ ， $P_o$  是希望的输出功率， $Q$  值的选择由带宽确定。如果  $R_L$  的值不等于希望的负载，则需要通过输出匹配网络将负载变成希望的  $R_L$ 。

# PA的分类

## 7. F类功率放大器

- » F类功率放大器的特征：它的负载网络不仅在载波频率上会发生谐振，而且在一个或多个谐波频率上也会发生谐振。
- » 三次谐波峰化放大器的电路结构



- 如果三次谐波的电压是基波电压的1/9，则集电极电压会达到最大的方波度，并且最大集电极效率将会达到88.4%。漏极电压变化范围从0变到电源电压的两倍，其平均值为 $V_{CC}$ 。

# PA的分类

---

$$Q = \omega_0 C_1 R_L = \frac{\omega_0}{\Delta\omega}$$

$$C_1 = \frac{1}{R_L \Delta\omega}$$

$$L_1 = \frac{1}{\omega_0^2 C_1}$$

$$C_B = 8C_3$$

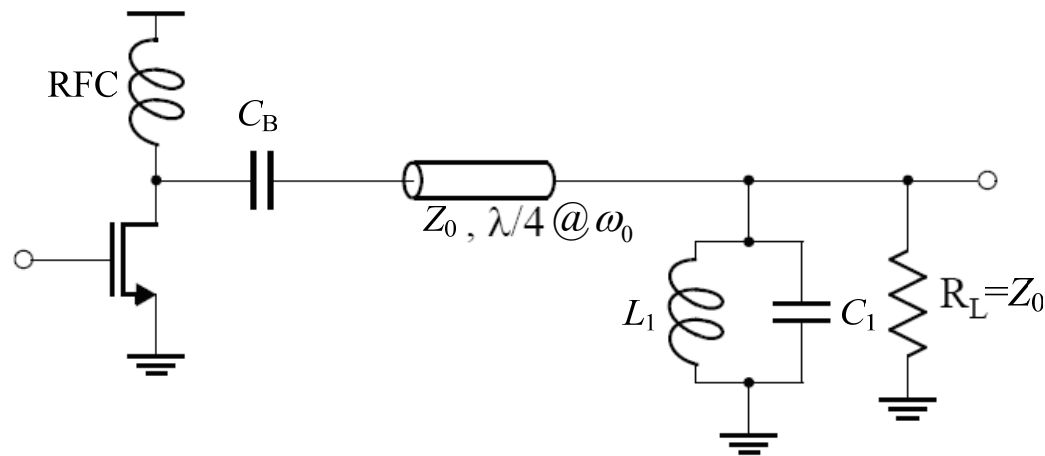
$$C_3 = \frac{81}{160} C_1$$

$$L_3 = \frac{1}{9\omega_0^2 C_3}$$



# PA的分类

- » 在基频上使用 $\lambda/4$ 传输线来取代集总元件三次谐波谐振器，就可以形成无限多个奇次谐波谐振器，从而加强漏极电压的所有奇次谐波，使漏极电压波形为方波。这种方法适用于传输线长度不是过长的微波频率范围。



# PA的分类

- 晶体管漏极电压含有基波和所有的奇次谐波，但是没有偶次谐波。假设晶体管工作在理想的开关状态，则漏极电压波形为理想的方波(因为占空比为50%的方波只有基波和奇次谐波)，幅度为 $2V_{DD}$ 。漏极基波电压的幅度为

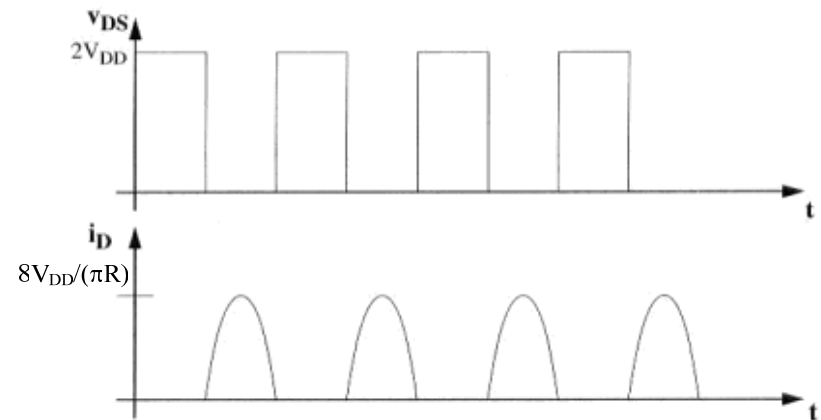
$$\frac{4}{\pi} V_{DD}$$

- 峰值漏极电流为

$$i_{D, pk} = \frac{2V_{DD}}{R'_L} \cdot \frac{4}{\pi} = \frac{8V_{DD}}{\pi R'_L} \quad R'_L = \frac{Z_0^2}{R_L}$$

- 只有基波分量驱动负载，得输出功率为

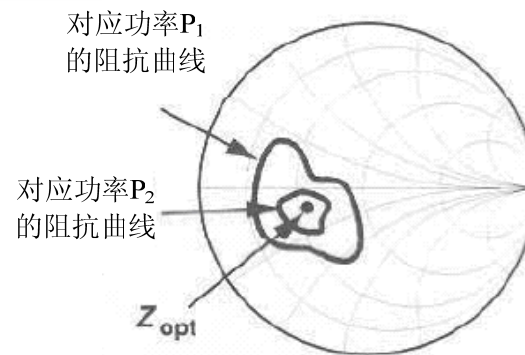
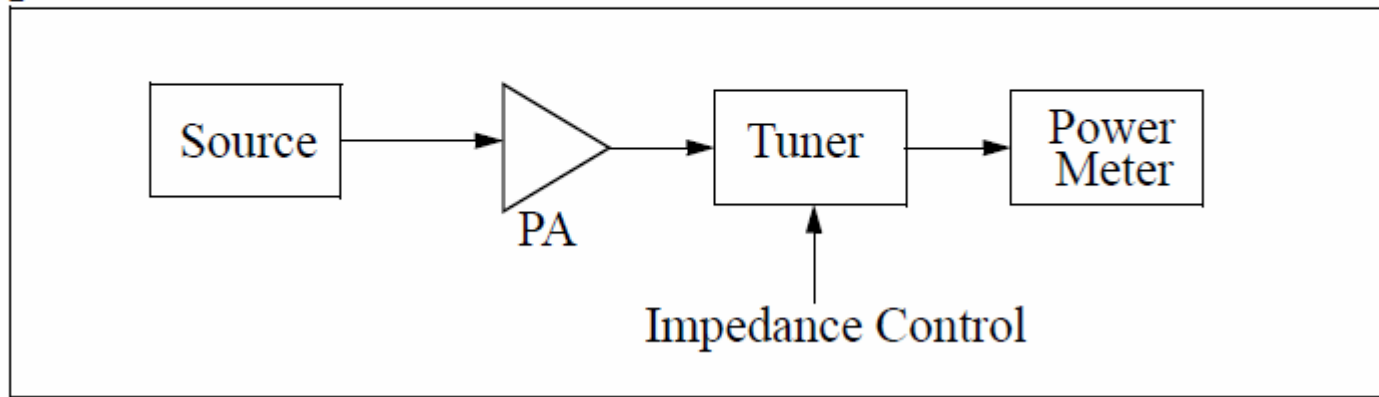
$$P_o = \frac{(4V_{DD} / \pi)^2}{2R'_L}$$



# 大信号阻抗匹配

放大器的输出阻抗随电压和电流变化 (非线性)

## Load-pull test



# 线性化技术

## • 前馈 (Feedforward)

- 非线性失真后的信号可以看作线性信号与一个误差 (**error**) 信号之和，前馈技术将这一误差信号从放大后的信号中提取出来并去除

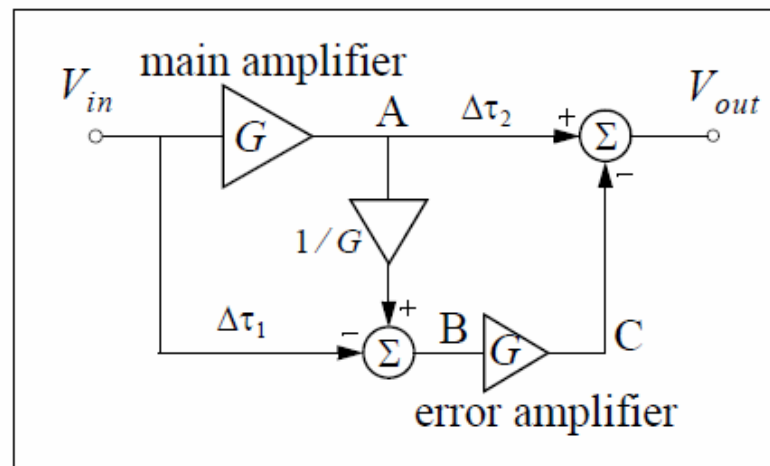
- 图中  $V_A = V_{in} G + V_{err}$

$$V_B = V_A / G - V_{in} = V_{err} / G$$

$$V_C = V_B G = V_{err}$$

$$V_{out} = V_A - V_C = V_{in} G$$

- 不存在反馈环路，具有良好的稳定性
- 依赖于信号幅度和相位的精确匹配，需要延迟线来达到相位的匹配，因此会引入损耗并且不易集成；对相加器要求很高，往往只能用低损耗的无源元件
- 失真抑制度



# 线性化技术

---

$$E = \sqrt{1 - 2\left(1 + \frac{\Delta A}{A}\right) \cos \Delta \phi + \left(1 + \frac{\Delta A}{A}\right)^2}$$

当 $\frac{\Delta A}{A} = 5\%$ ,  $\Delta \phi = 5^\circ$ 时, 求得 $E = 0.102 = -20dB$ , 即互调分量被减小了20dB。

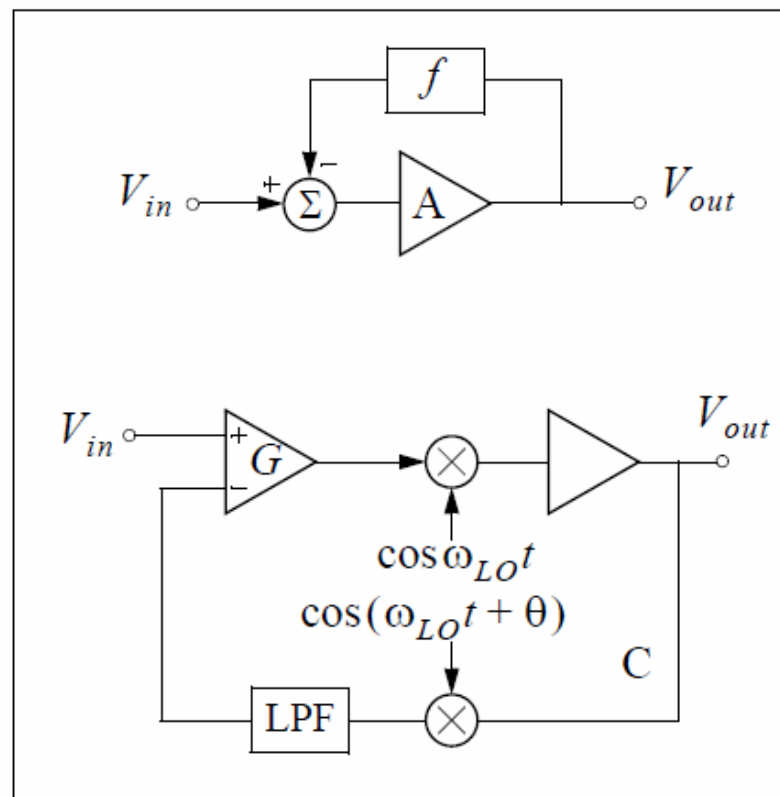
# 线性化技术

## • 反馈

### – 负反馈基本原理

$$A_f = \frac{A}{1 + Af} \approx \frac{1}{f}$$

- 高频时环路增益不易提高，同时存在严重的稳定性问题，因此希望反馈环路在低频工作，于是环路中将包含变频电路。对于正交调制信号需要相应的正交解调电路，此时的反馈称为 **Cartesian Feedback** (笛卡尔反馈?)
- 环路的高频通路引入了可观的相移，因此需要在解调时进行补偿，相移的控制是一个难点
- 存在稳定性问题

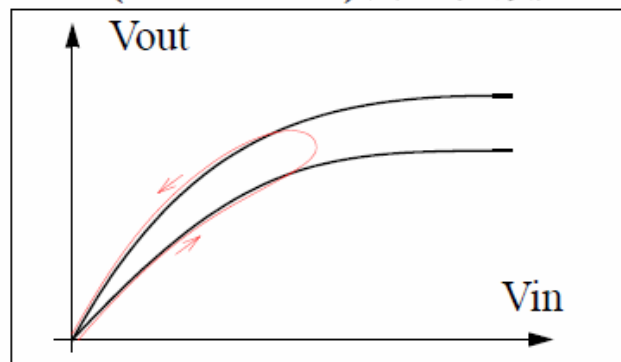


# 线性化技术

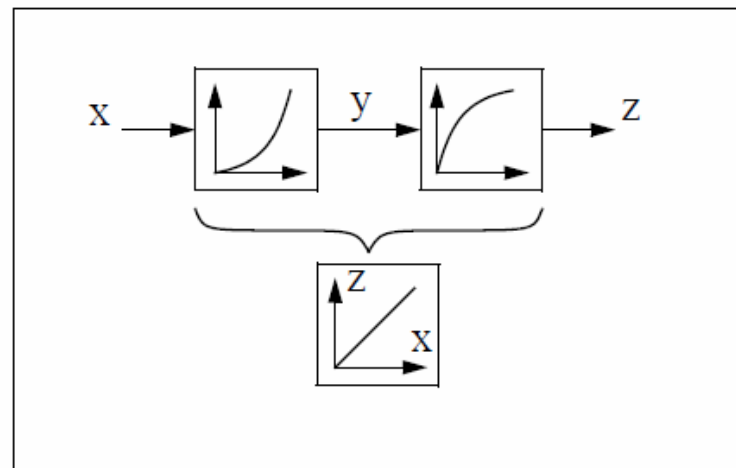
- 预失真 (Predistortion)

很多电路都使用预失真技术，例如镜像电流源

- 模拟预失真
- 数字预失真
- PA (Transmitter) 的记忆效应



- » 由滤波器、匹配网络、非线性电容及偏置电路的频率响应所引起
- » 非线性特性不仅取决于当前的输入信号幅度，还与以前的信号有关，增加了预失真算法的复杂度



# 线性化技术

## • LINC (Linear amplification with Nonlinear Components)

- 一个非恒包络调制信号可以分解为两个恒包络调相信号之和：

$$\begin{aligned} v_{in}(t) &= a(t) \cos[\omega_c t + \phi(t)] \\ &= v_1(t) + v_2(t) \end{aligned} \quad (10)$$

$$v_1(t) = \frac{1}{2} V_0 \sin[\omega_c t + \phi(t) + \theta(t)] \quad (11)$$

$$v_2(t) = -\frac{1}{2} V_0 \sin[\omega_c t + \phi(t) - \theta(t)]$$

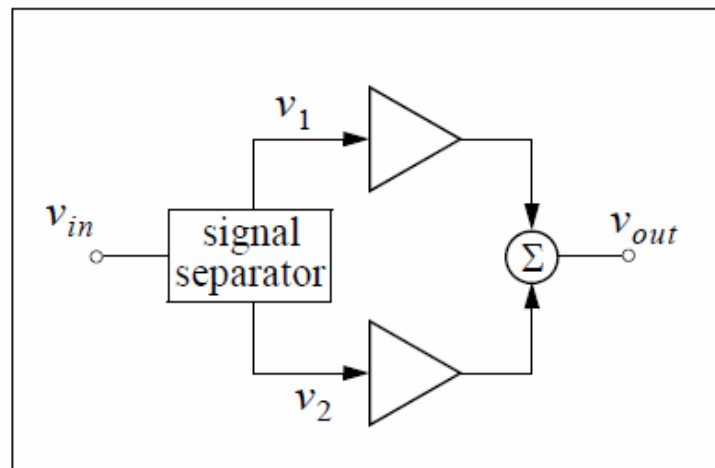
其中  $\theta(t) = \sin^{-1}[a(t)/V_0]$

- 不难想像，这两路信号必须具有良好的匹配，相加器必须提供足够的隔离度和尽可能小的损耗；同时，两个调相信号的产生具有相当的复杂度，有一种类似正交调制的方法：

$$v_1(t) = v_I(t) \cos(\omega_c t + \phi) + v_Q(t) \sin(\omega_c t + \phi)$$

$$v_2(t) = -v_I(t) \cos(\omega_c t + \phi) + v_Q(t) \sin(\omega_c t + \phi)$$

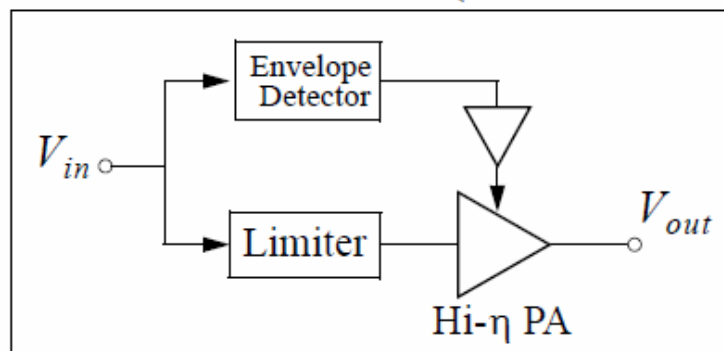
这里  $v_I(t) = \frac{a(t)}{2}$ ,  $v_Q(t) = \frac{\sqrt{V_0^2 - a^2(t)}}{2}$ ，都是低频信号





# 线性化技术

- Envelope Elimination and Restoration (EE&R, 包络消除及恢复)



- 除了分解为两个恒包络调相信号之和，非恒包络调制信号也可以分解成一个低频的包络和一个高频恒包络角度调制信号；这时可以使用一个高效率的非线性放大器去放大高频信号，这个放大器的增益由包络信号线性控制(调制)；包络信号则由一个低频放大器(不需要大功率)放大
- 难点：低频和高频信号的延时必须一致；去除包络时会引入相位失真(AM-PM)；需要使用开关电源技术减小控制(调制)的功耗

# 线性化技术

## 线性化技术小结:

- 由于高频和大功率工作, 射频功放的线性化受到很多限制, 如 (幅度和相位) 的匹配, 元件品质因数 (损耗 / 效率) 的要求, 稳定性的考虑等
- 线性化技术的比较

**Table 1: Comparison of different PA linearization techniques**

	PAE	Bandwidth	Complexity
Feedforward	Low	Broad	High
Feedback	Medium	Narrow	Low
Predistortion	Medium	Moderate	Medium
LINC	High	Moderate	High
EE&R	High	Narrow	High

# CMOS功率放大器

---

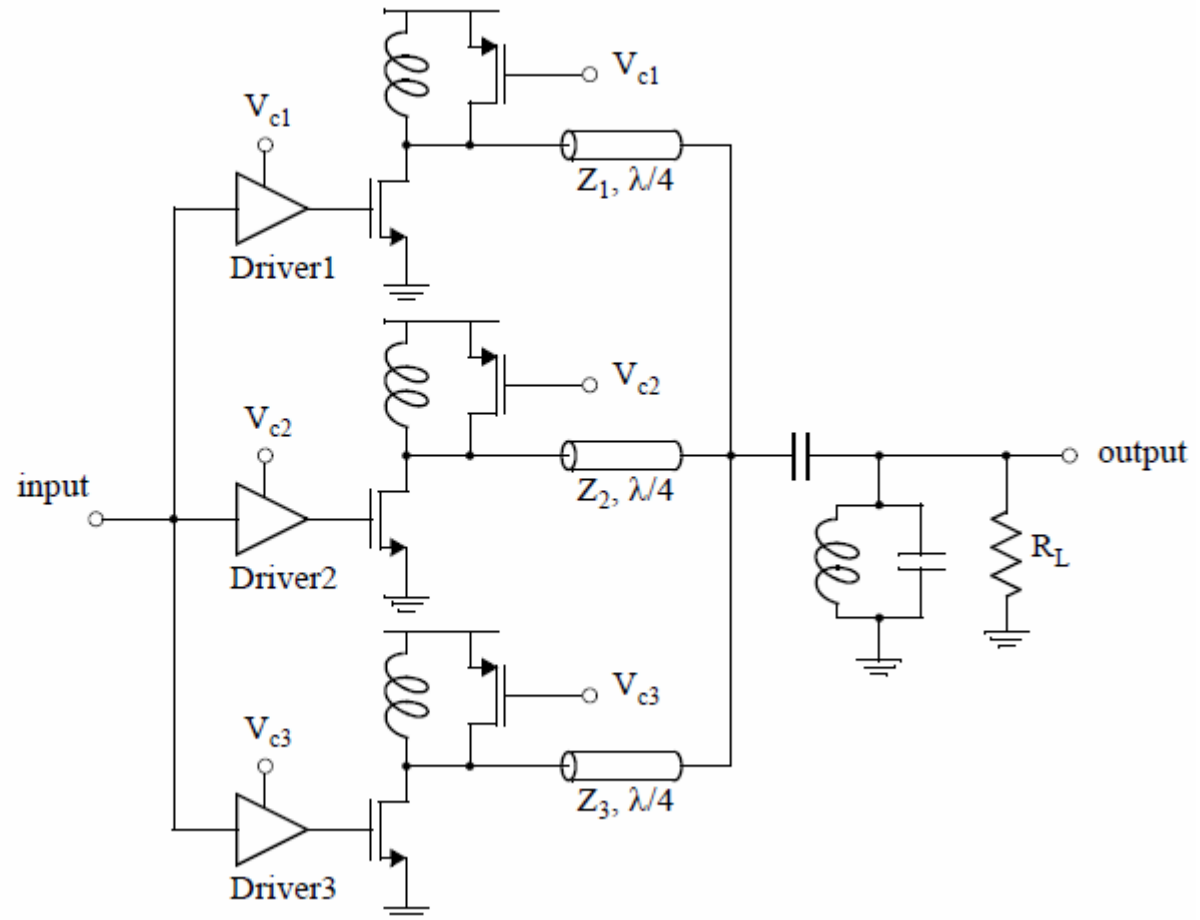
- 低迁移率：(电流)驱动能力低
- (寄生)电容大
- 高掺杂衬底：串扰和损耗
- 高频大信号模型的精确度
- 低  $Q$  值无源元件

将造成匹配困难以及效率低下，需要使用片外电感，有时可利用 **Bond Wire**

- 较为实用的输出功率小于 **20dBm (100mW)**，在短距离小功率系统如 **Bluetooth, WLAN** 中可以降低成本

# CMOS功率放大器

- 一个例子



## 参考文献

---

- [1] Christopher Coleman, *An Introduction to Radio Frequency Engineering*, CAMBRIDGE University Press, 2004.
- [2] B. Razavi, *RF Microelectronics*, Prentice, 1998.
- [3] Thomas H. Lee, *The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits*, 2002.6, Publishing House of Electronics Industry.
- [4] Peter B. Kenington, *High-linearity RF Amplifier Design*, Artech House.
- [5] Alireza Shirvani, et al., "A CMOS RF power amplifier with parallel amplification for efficient power control," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 37, pp. 684-693, June 2002.