

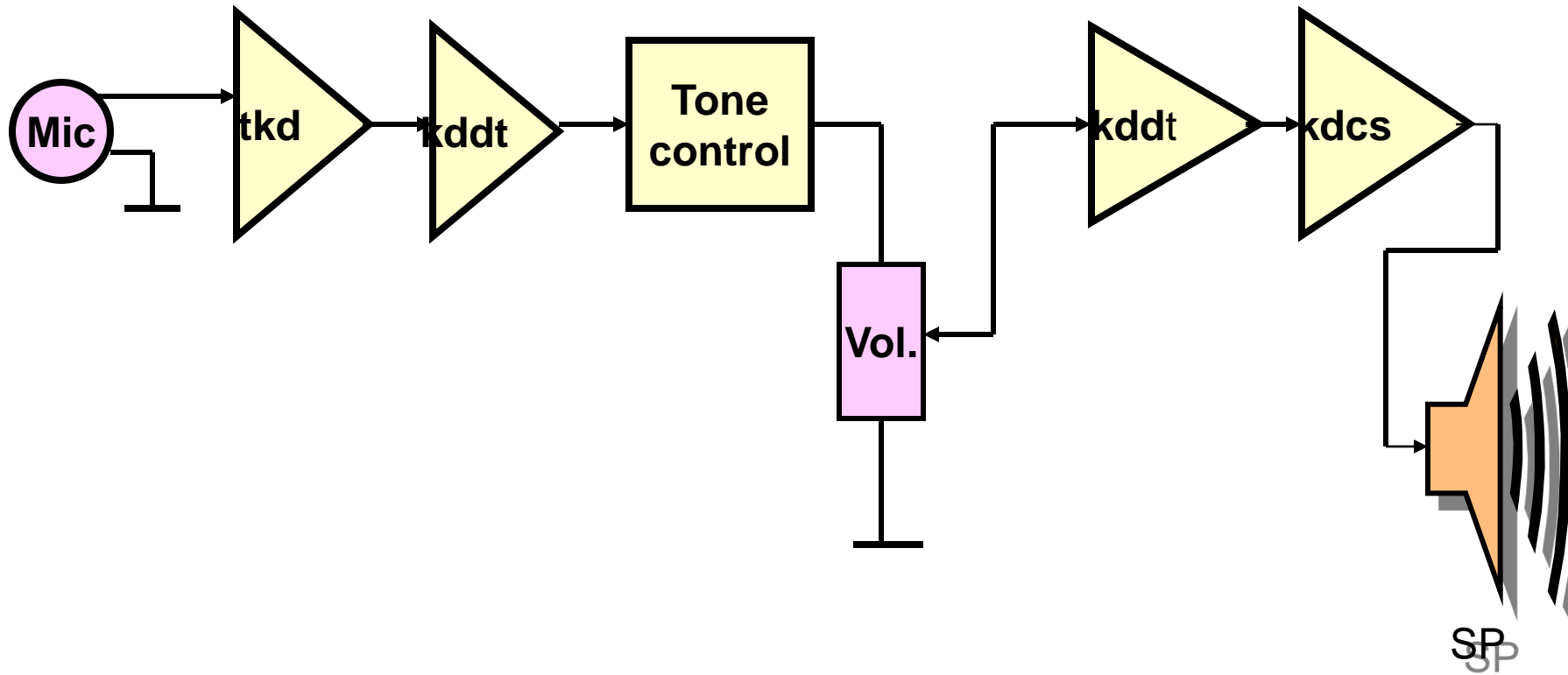
# Vài ứng dụng Điện tử

## 2. Ch10 Khuếch đại công suất



# Máy tăng âm (Amplifier)

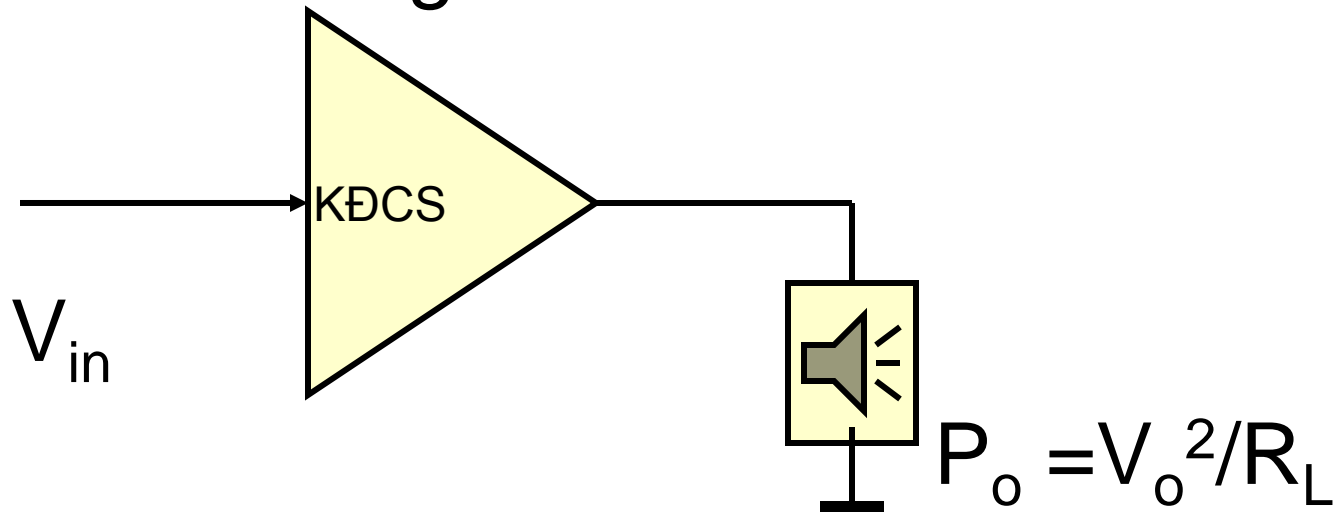
- Sơ đồ khối:



# A.KHUẾCH ĐẠI CÔNG SUẤT (Khuếch đại tín hiệu lớn)

## 1. Phân loại theo công suất ngõ ra

- $P_o < 1 \text{ W}$  : công suất nhỏ
- $P_o$  từ 1 – 10 W : công suất trung bình
- $P_o > 10 \text{ W}$  : công suất lớn

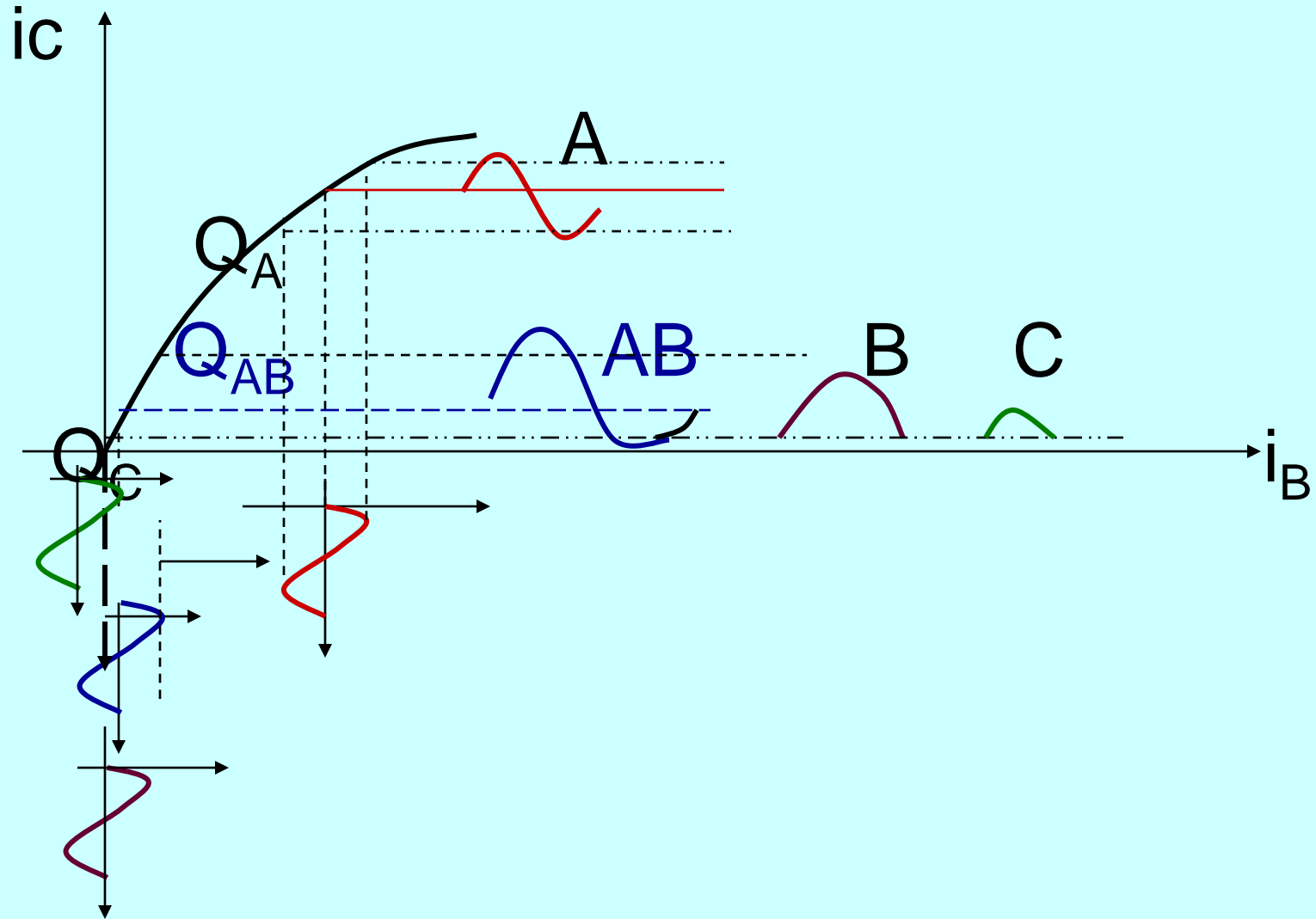


## 2. Phân loại mạch KĐCS

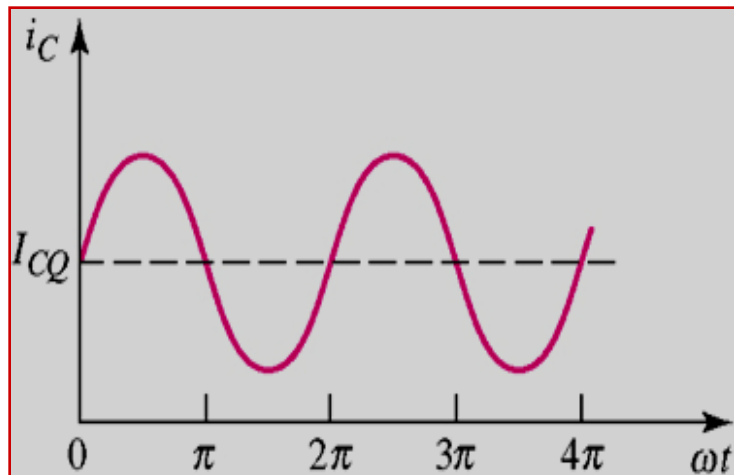
- **KĐCS hạng A:** tín hiệu ra đầy đủ chu kỳ tín hiệu vào.
- **KĐCS hạng AB:** tín hiệu ra lớn hơn bán kỳ, nhưng nhỏ hơn chu kỳ tín hiệu vào.
- **KĐCS hạng B :** tín hiệu ra bằng bán kỳ tín hiệu vào.
- **KĐCS hạng C:** tín hiệu ra nhỏ hơn bán kỳ tín hiệu vào.

# Các hạng của mạch KĐCS

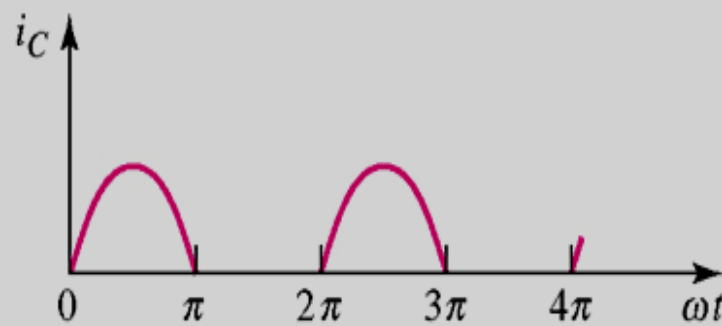
- Hạng



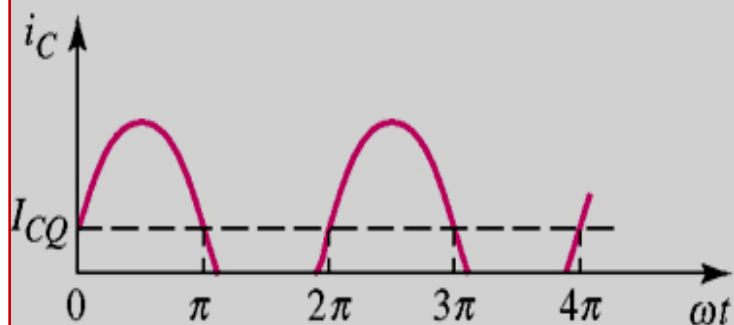
# Dạng sóng ra KĐCS hạng A ,B,AB,C



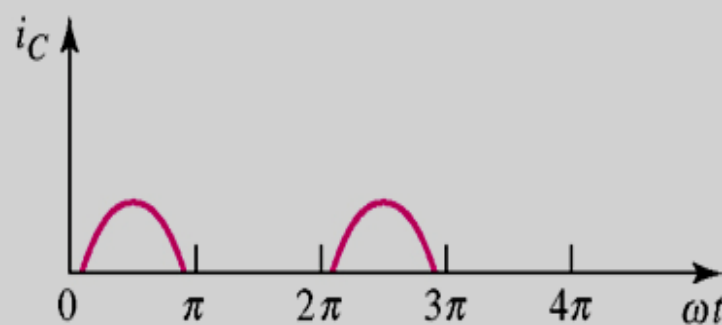
(a)



(b)



(c)

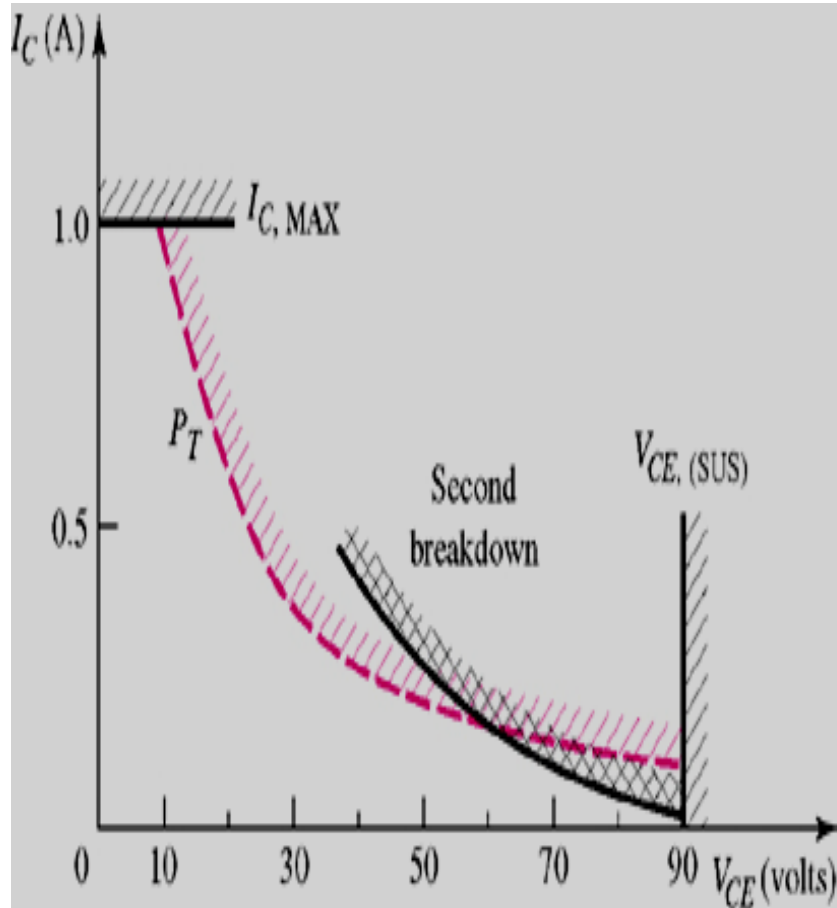


(d)

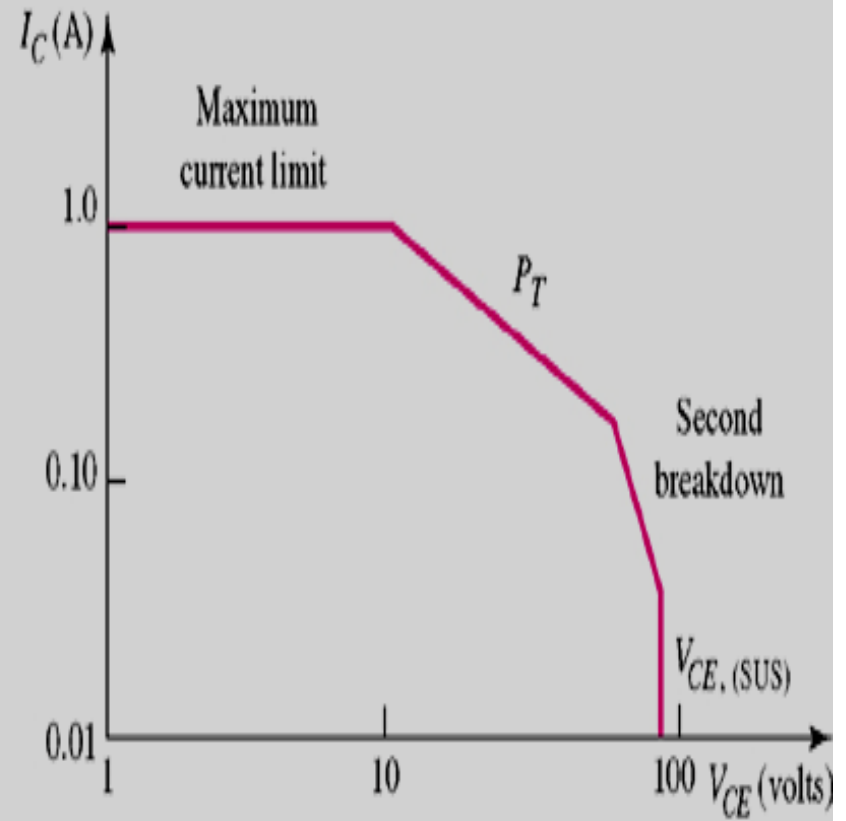
## ■ Power Amplifier Classes

- Class A: conduction angle 360
- Class B: conduction angle 180
- Class AB: conduction angle  $>180$
- Class C: conduction angle  $<180$
- Class F: an extension of class C
- Class S:
- Class E: switch mode
- Class D: Digital power amplifier

## 2. Đường cong công suất cực đại



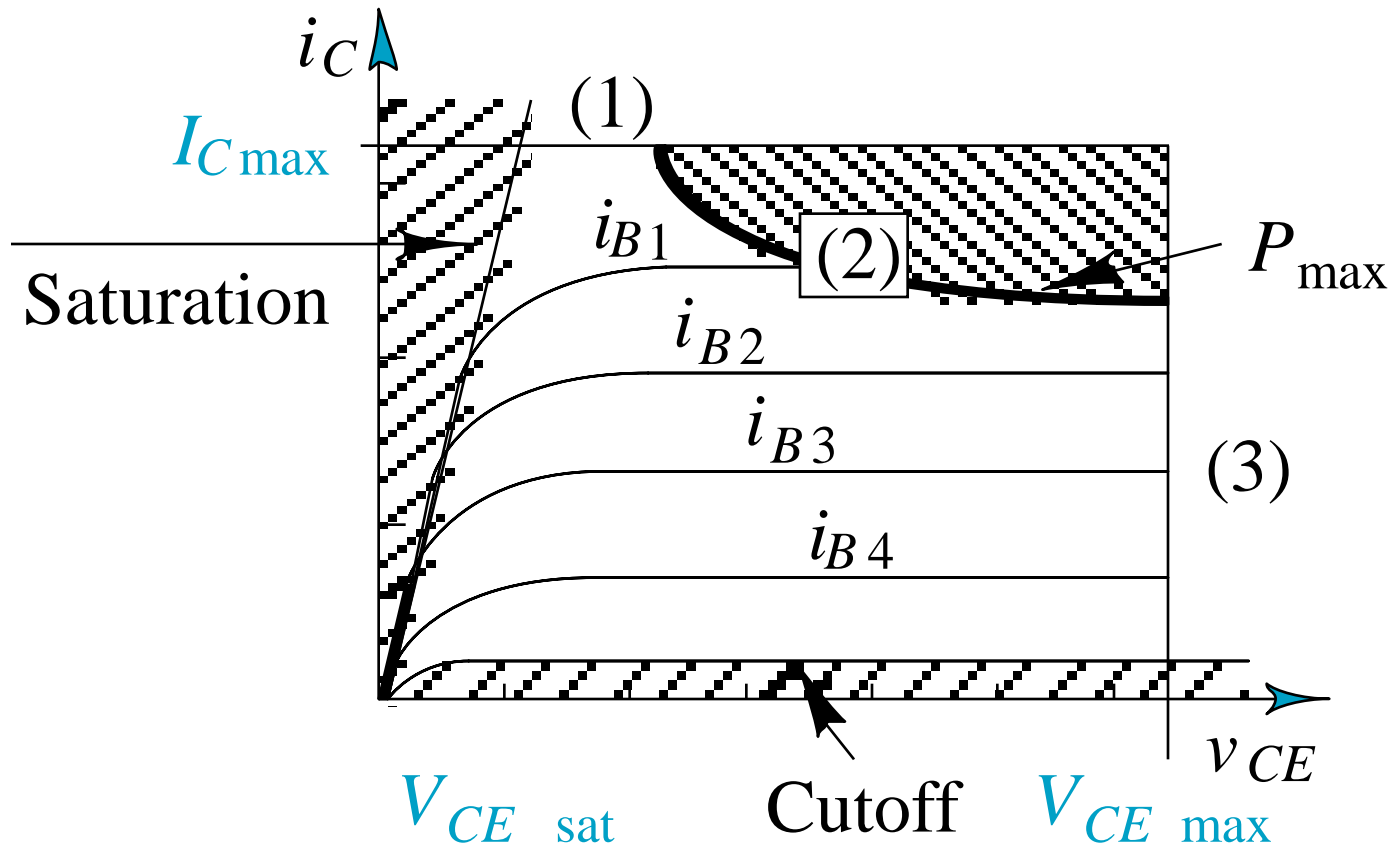
(a)



(b)

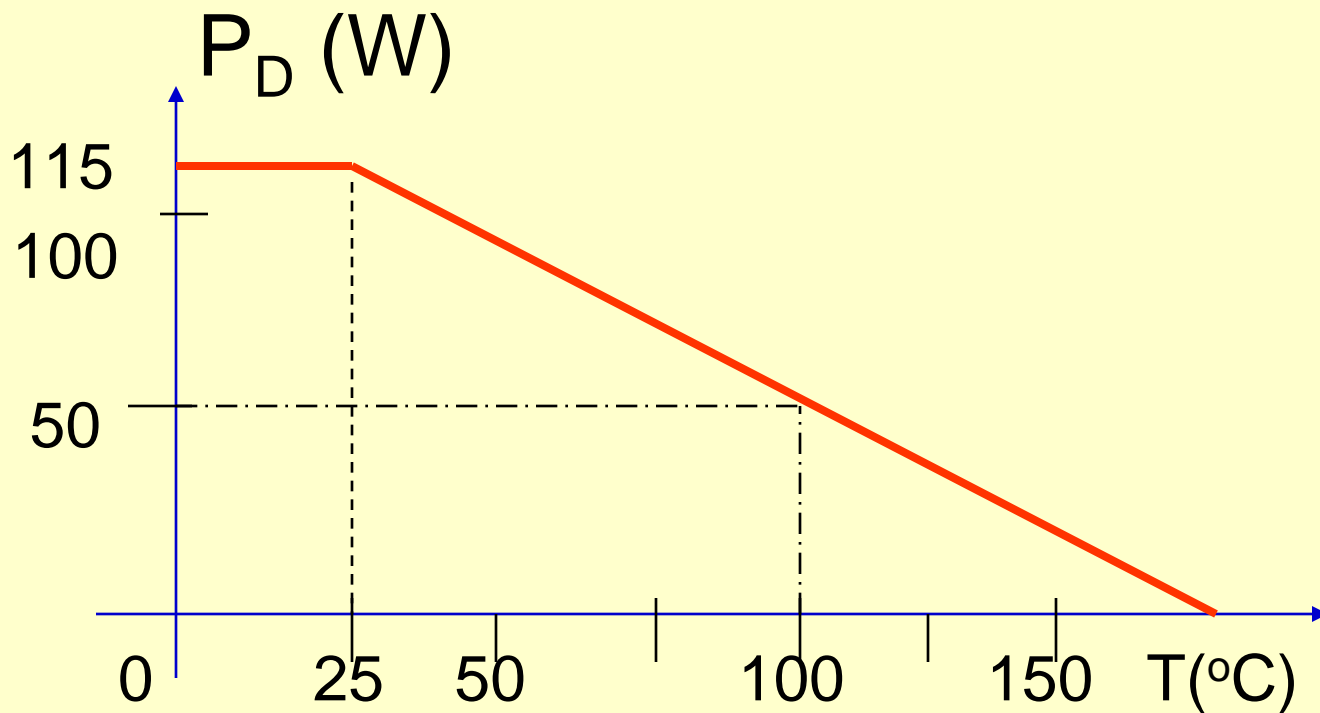


# Figure 11.13 Limitations of a BJT amplifier

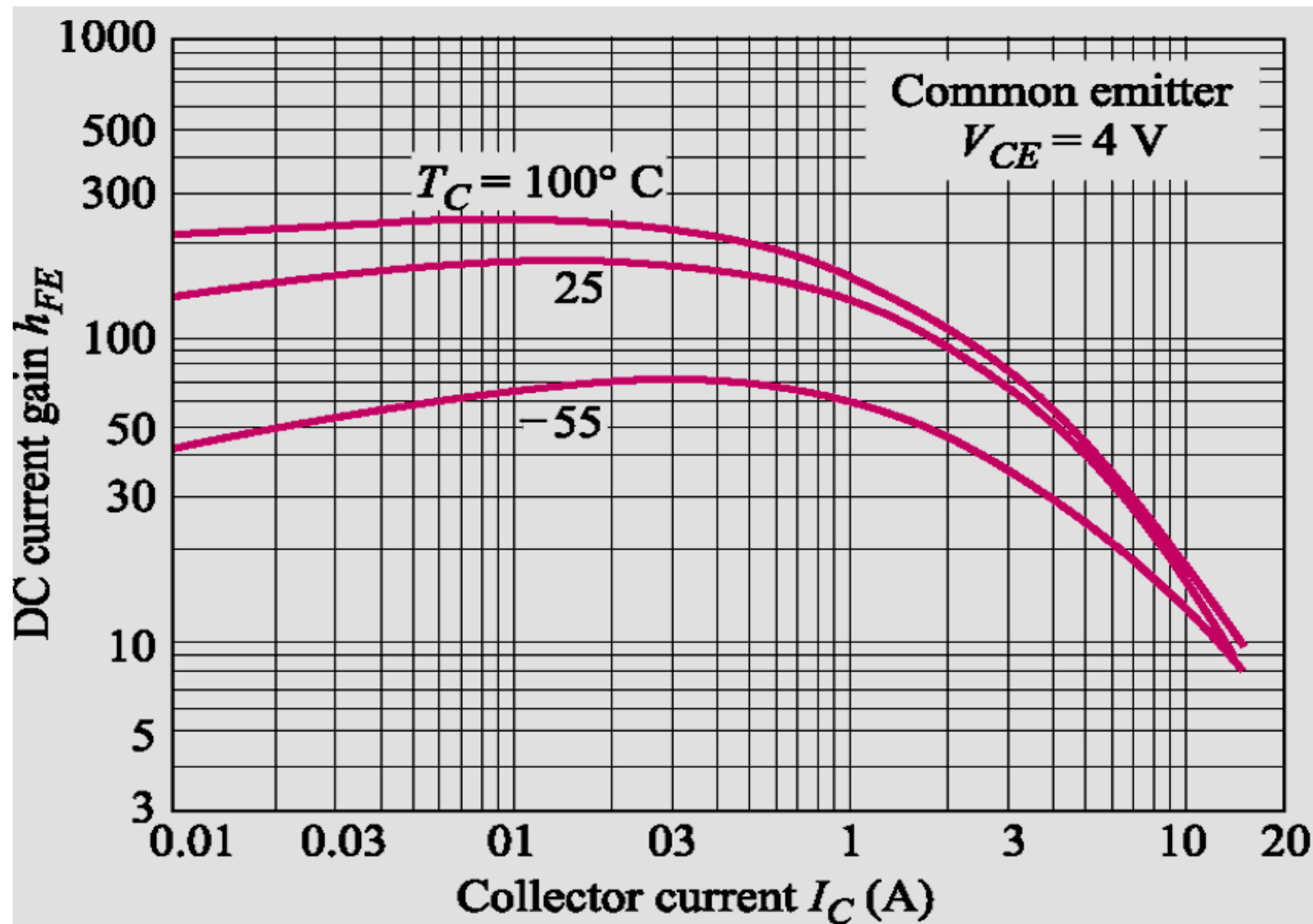


Do hoạt động ở công suất lớn , dòng lớn nên:

- Độ lợi dòng thấp
- Nhiệt độ lớn  $\rightarrow$  phải giải nhiệt
- Nhiệt độ càng cao  $\rightarrow$  công suất càng thấp  
theo đường công suất suy giảm:



# Đồ thị $h_{FE}$ theo $I_C$ ( A )



# Vấn đề giải nhiệt cho Transistor công suất

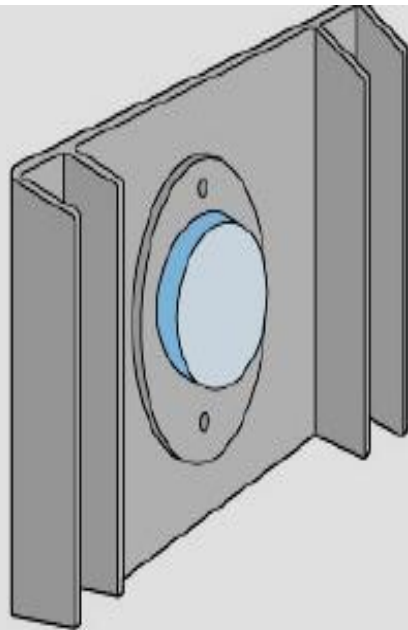


Figure 10.1 Typical sink for a power device

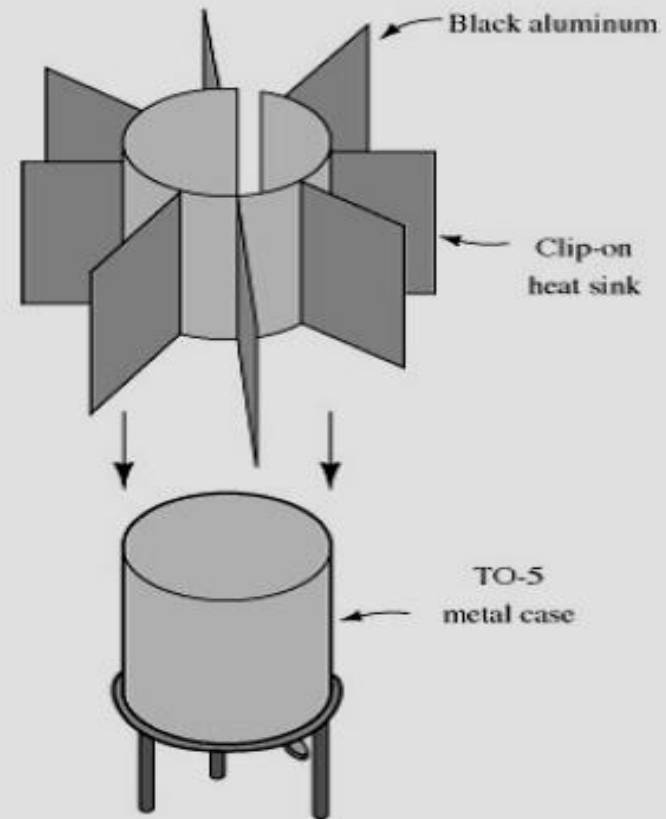
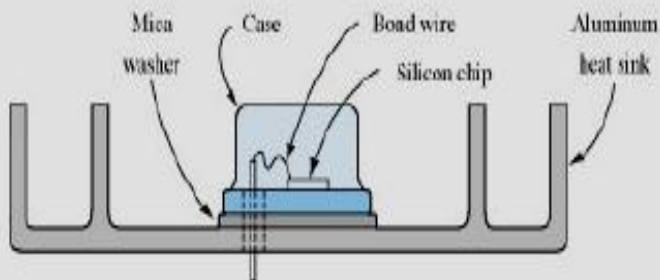
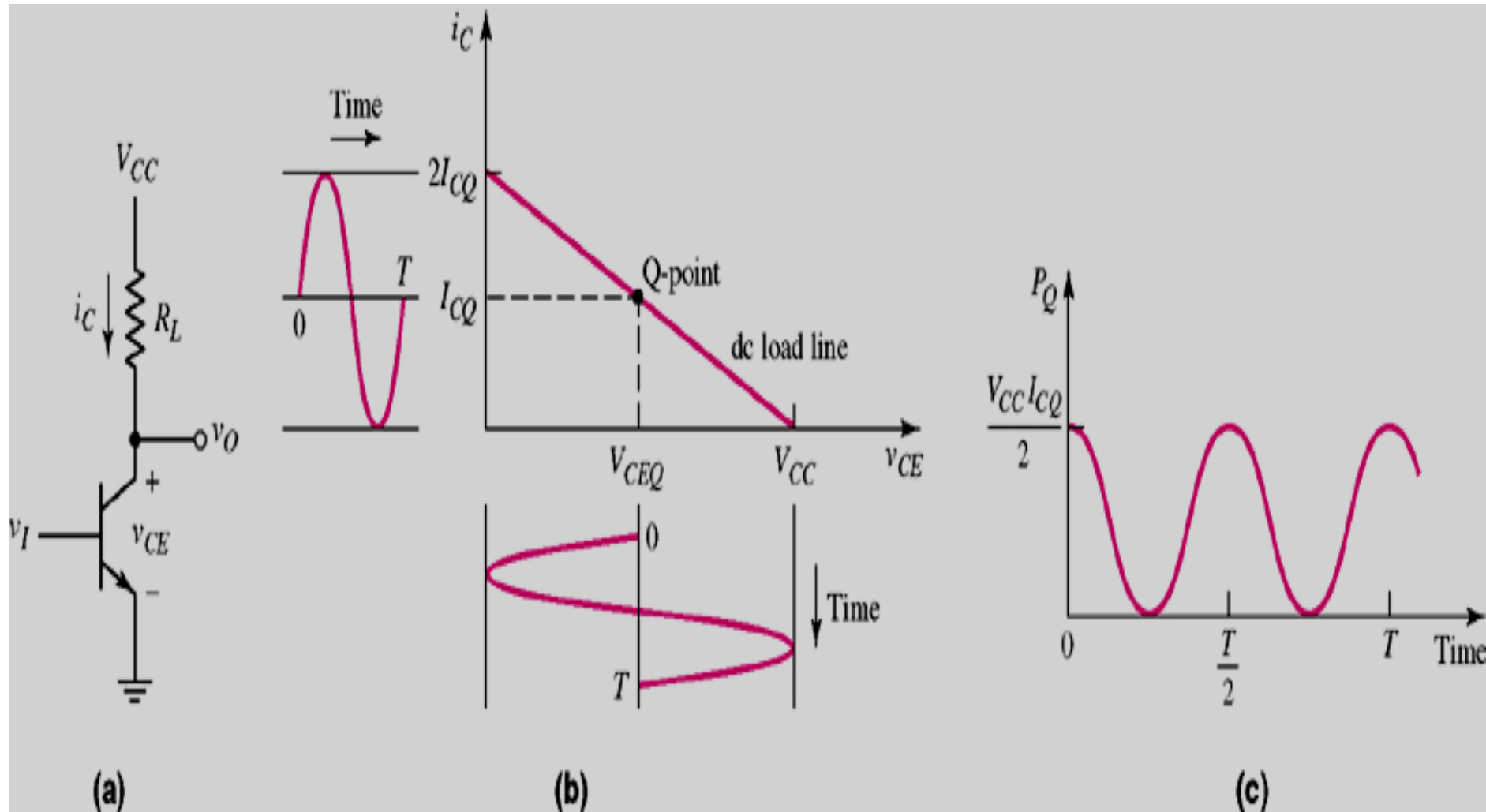


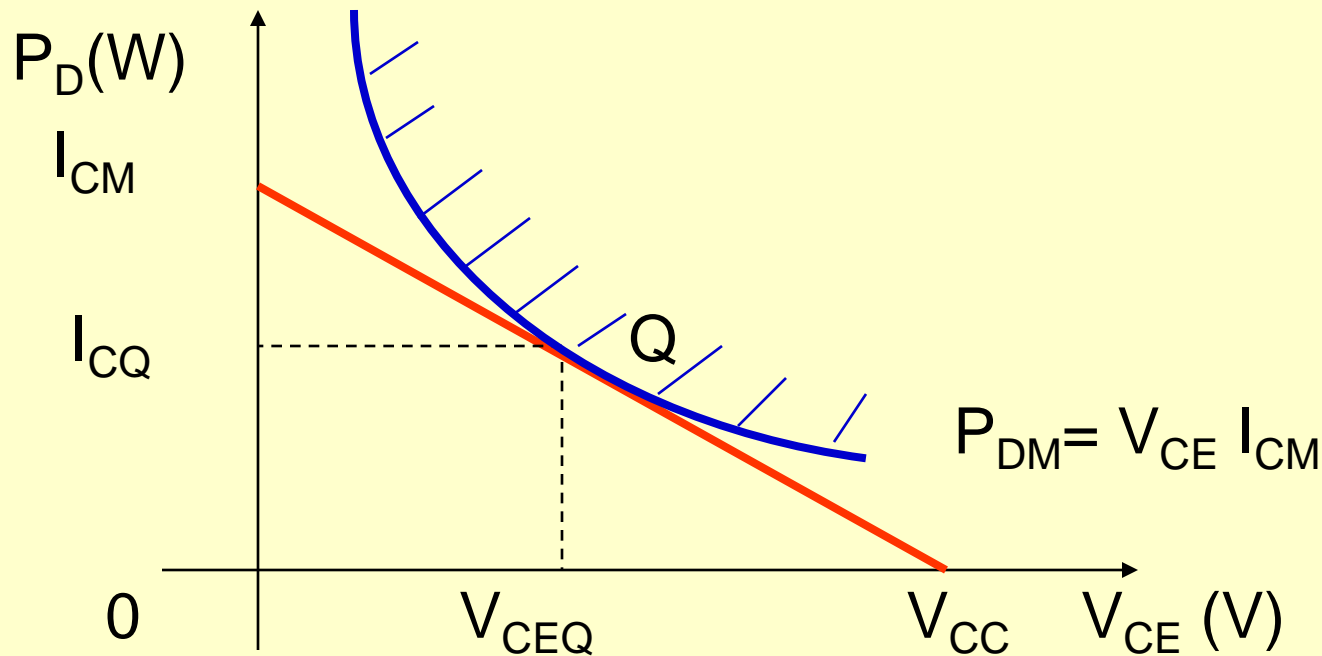
Figure 10.4 Clip-on heat sinks are suitable for power dissipations of a few watts.

## II. KĐCS hạng A

### 1. Tải $R_L$



- Để có công suất cực đại  $\rightarrow$  Điểm Q phải là giao điểm giữa đường  $P_{Dmax}$  và đường tải tĩnh.
- Điểm Q là trung điểm của đường tải tĩnh  $\rightarrow$  để có tuyến tính, đối xứng.



- $I_{CM} = V_{CC}/R_L \rightarrow I_{CQ} = V_{CC} / 2R_L = I_{opmax}$
- $V_{CBQ} = V_{CC} / 2 = V_{opmax}$

**Công suất ra:**

$$P_o = R_L I_o^2 = \frac{V_o^2}{R_L} = \frac{V_{op}^2}{2R_L}$$

**Công suất cấp bởi nguồn điện:**

$$P_{CC} = V_{CC} I_{CQ} = V_{CC} \left( \frac{V_{CC}}{2R_L} \right) = \frac{V_{CC}^2}{2R_L}$$

**Hiệu suất:**

$$\eta = \frac{P_o}{P_{CC}} = \frac{V_{op}^2}{V_{CC}^2} = \left( \frac{V_{op}}{V_{CC}} \right)^2$$

- **Hiệu suất cực đại khi  $V_o = V_{opmax} = V_{cc}/2$ :**

$$\eta_{max} = \left( \frac{V_{cc} / 2}{V_{cc}} \right)^2 = \frac{1}{4} = 0,25$$

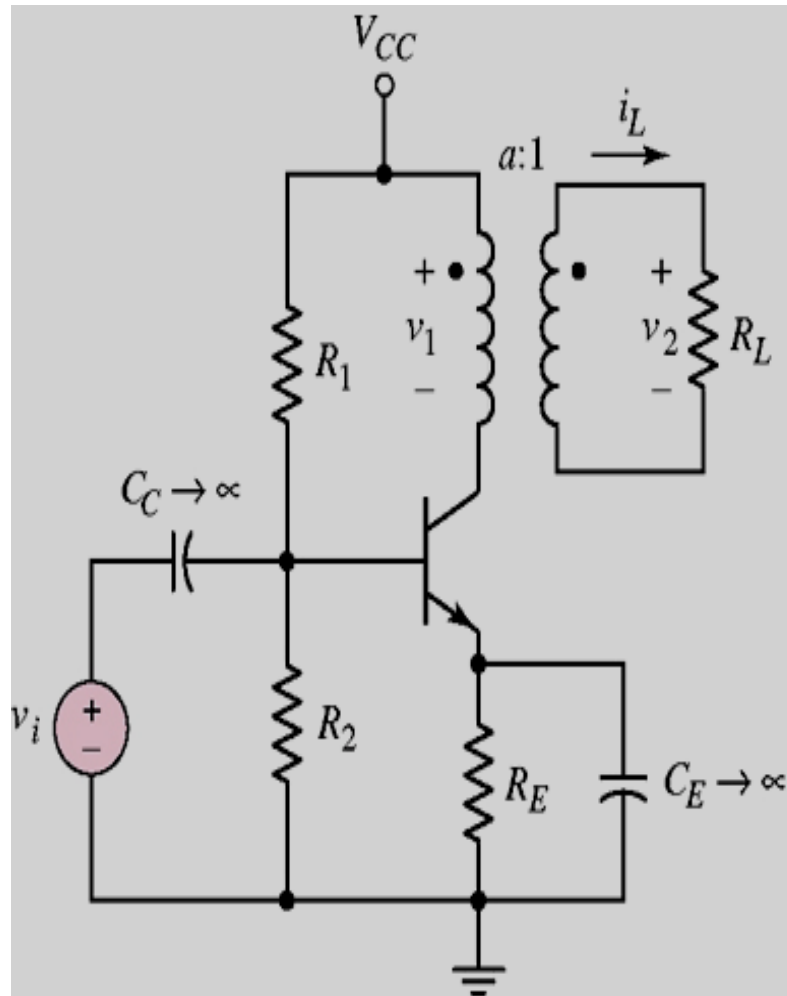
$$\eta_{max} \% = 25 \% \Rightarrow \eta_{max} \% < 25 \%$$

- Để tăng hiệu suất lớn hơn ta sử dụng các cách ráp khác như :
  - KĐCS hạng A ghép tải với biến thể
  - KĐCS hạng B

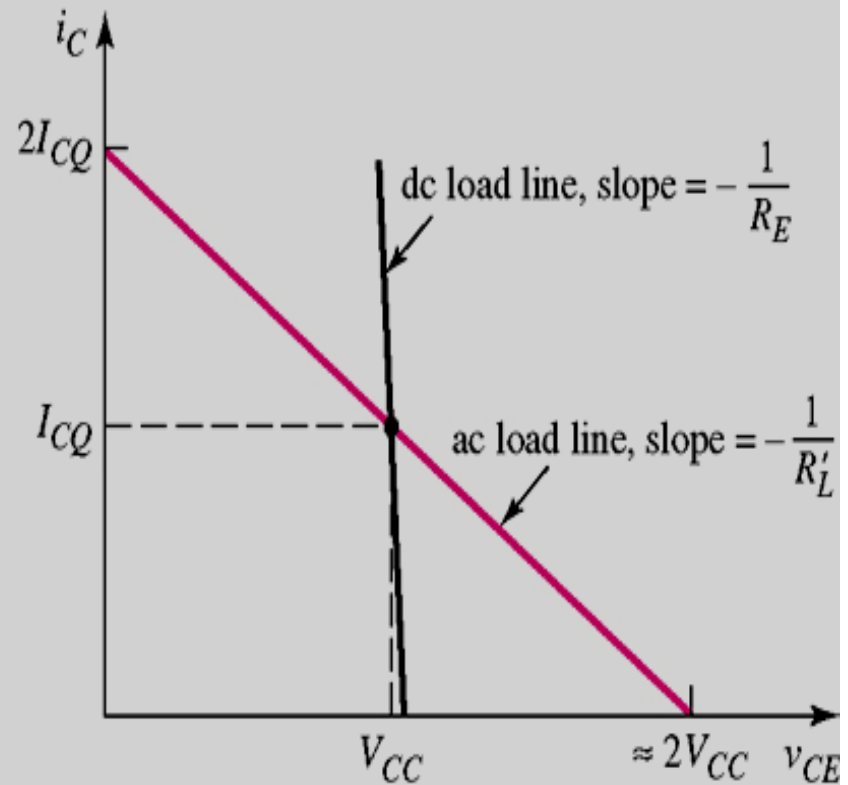
.....



## 2. Tải ghép biến thế



(a)



(b)

- Do biến thể có điện trở rất bé  $\sim 0$  ở chế độ DC, nên đường tải tĩnh gần như thẳng đứng nên :

$$V_{CEQ} = V_{CC}$$

- Nhưng ở chế độ AC ,thì tổng trở tải động là:

$$R'_L = \left( \frac{n_1}{n_2} \right)^2 R_L$$

(do công thức tổng trở của biến thể :

$$R'_L = \frac{V_1}{I_1} ; R_L = \frac{V_2}{I_2} \Rightarrow$$

$$\frac{R'_L}{R_L} = \frac{\left( \frac{V_1}{I_1} \right)}{\left( \frac{V_2}{I_2} \right)} = \left( \frac{V_1}{V_2} \right) \left( \frac{I_2}{I_1} \right) = \left( \frac{n_1}{n_2} \right) \left( \frac{n_1}{n_2} \right) = \left( \frac{n_1}{n_2} \right)^2$$

- Điểm tĩnh điều hành Q:  $V_{CEQ} = V_{CC}$   
 $I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_L}$

- Công suất ra:

$$P_{ohd} = \frac{V_{ohd}^2}{R_L} = \frac{V_{op}^2}{2R_L}$$

- Công suất cấp điện.

$$P_{CC} = V_{CC} I_{CQ} = V_{CC} \left( \frac{V_{CC}}{R_L} \right) = \frac{V_{CC}^2}{R_L}$$

**Hiệu suất:**

$$\eta = \frac{P_o}{P_{CC}} = \frac{V_{op}^2}{2.V_{CC}^2} \Rightarrow \eta_{\max} = \frac{1}{2} = 0,5 \quad (V_{op \max} = V_{CC})$$

## II.KĐCS đẩy kéo hạng B

- 1.Nguyên tắc
  - Để có hiệu suất cao hơn , và dạng sóng ra là hình sin đầy đủ chu kỳ phải dùng cách hoạt động luân phiên của 2 mạch khuếch đại hạng B → **Khuếch đại đẩy kéo hạng B.**
  - Có nhiều cách thực hiện ,nhưng cách thông dụng nhất vẫn là cách dùng 2 transistor khác loại nhưng có đặc tính giống nhau → **Khuếch đại bổ phụ hạng B**

- Khuếch đại bổ phụ hạng B cấp điện nguồn đơn –OTL ( Output Transformerless )

Cách hoạt động:

- **Bán kỳ dương:**

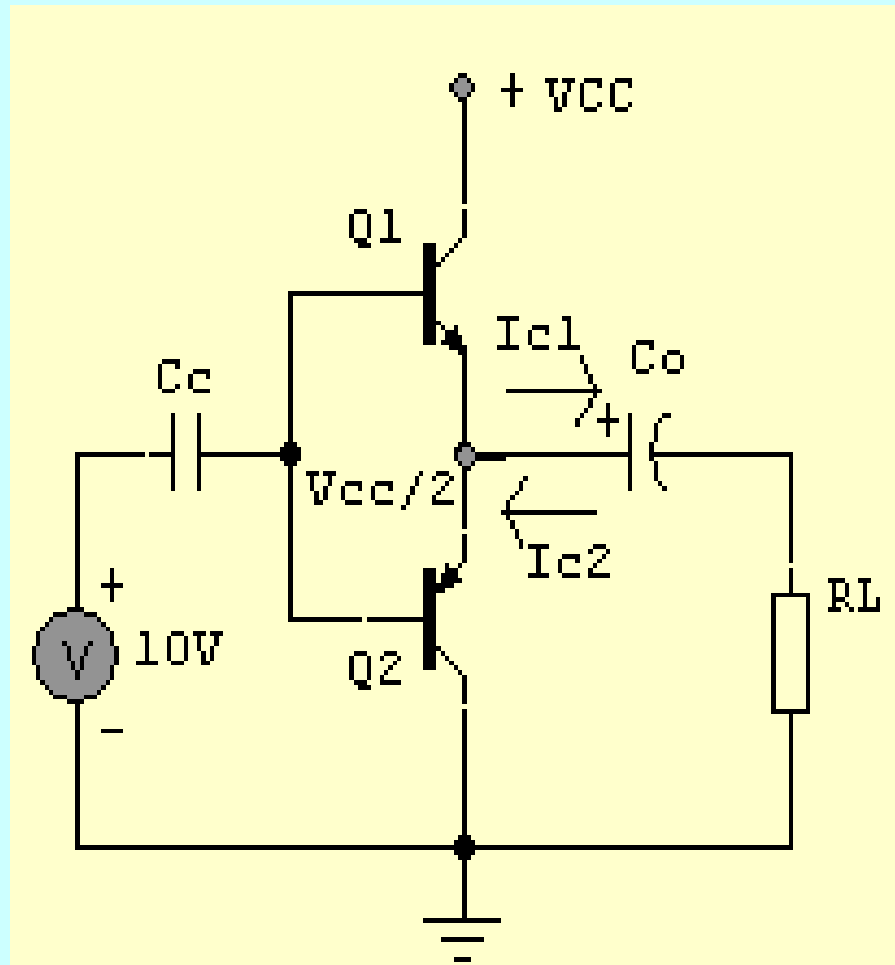
$Q_1$  (n) dẫn tụ  $C_o$  nạp đầy,  $Q_2$  ngưng.

→  $I_{c1}$  từ  $Q_1$  qua  $C_o$  và tải

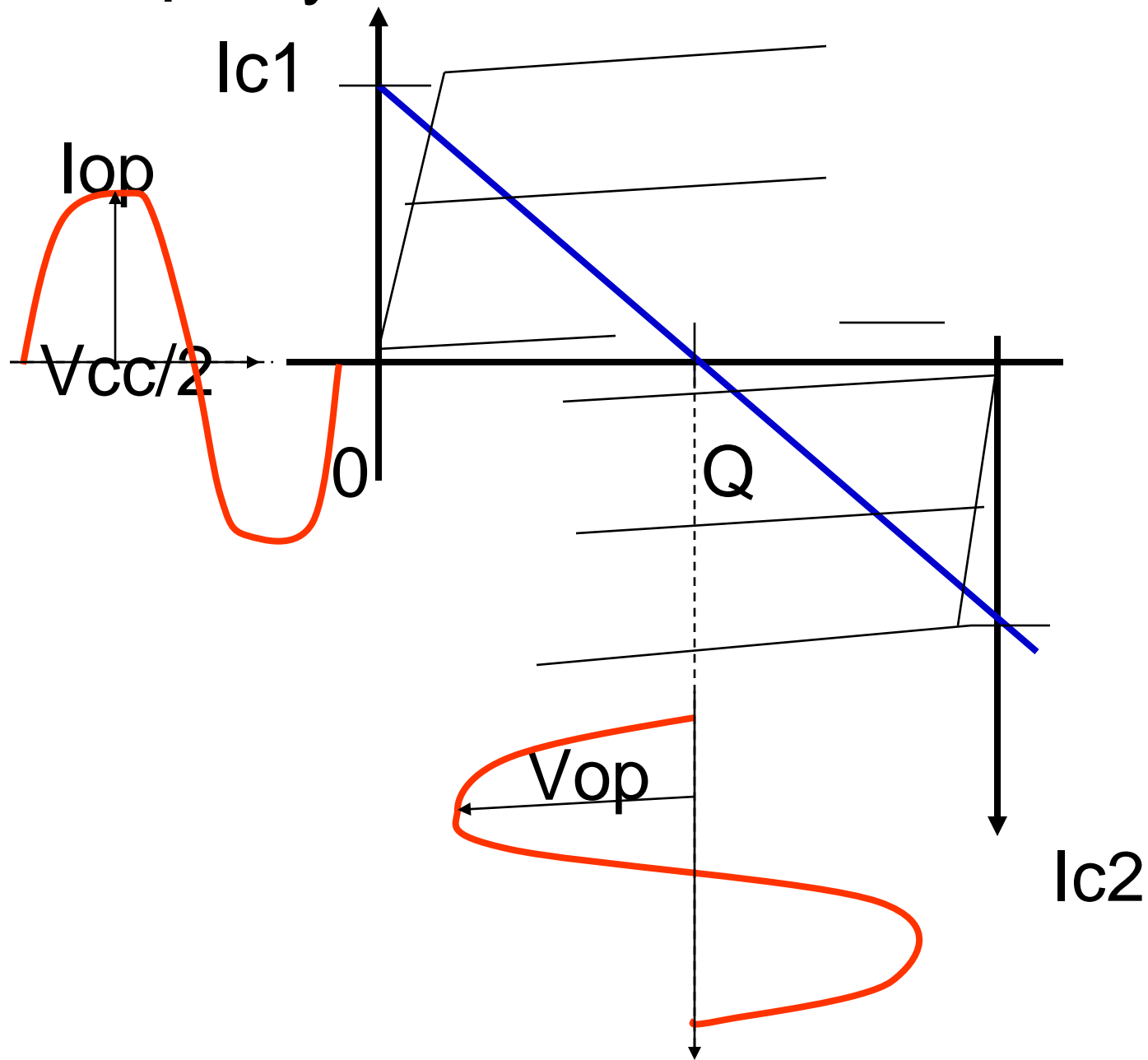
- **Bán kỳ âm**  $Q_2$  (p) dẫn,  $Q_1$  ngưng , tụ  $C_o$  xả

→  $I_{c2}$  từ  $C_o$  qua  $Q_2$  và tải.

**Kết quả** : Dạng sóng ra tải có đầy đủ chu kỳ.



- Đặc tuyến:



- **Điểm tĩnh Q:**

$$I_{CQ} = 0 ; V_{CEQ} = V_{CC}/2.$$

- **Công suất ra :**

$$P_{ohd} = \frac{V_o^2}{R_L} = \frac{V_{op}^2}{2R_L} = \frac{V_{opp}^2}{8R_L}$$

- **Công suất cấp điện:**

$$P_{CC} = \left( \frac{V_{CC}}{2} \right) I_{Ctb} = \left( \frac{V_{CC}}{2} \right) \left( \frac{2I_{op}}{\pi} \right) = V_{CC} \left( \frac{V_{op}}{\pi R_L} \right)$$

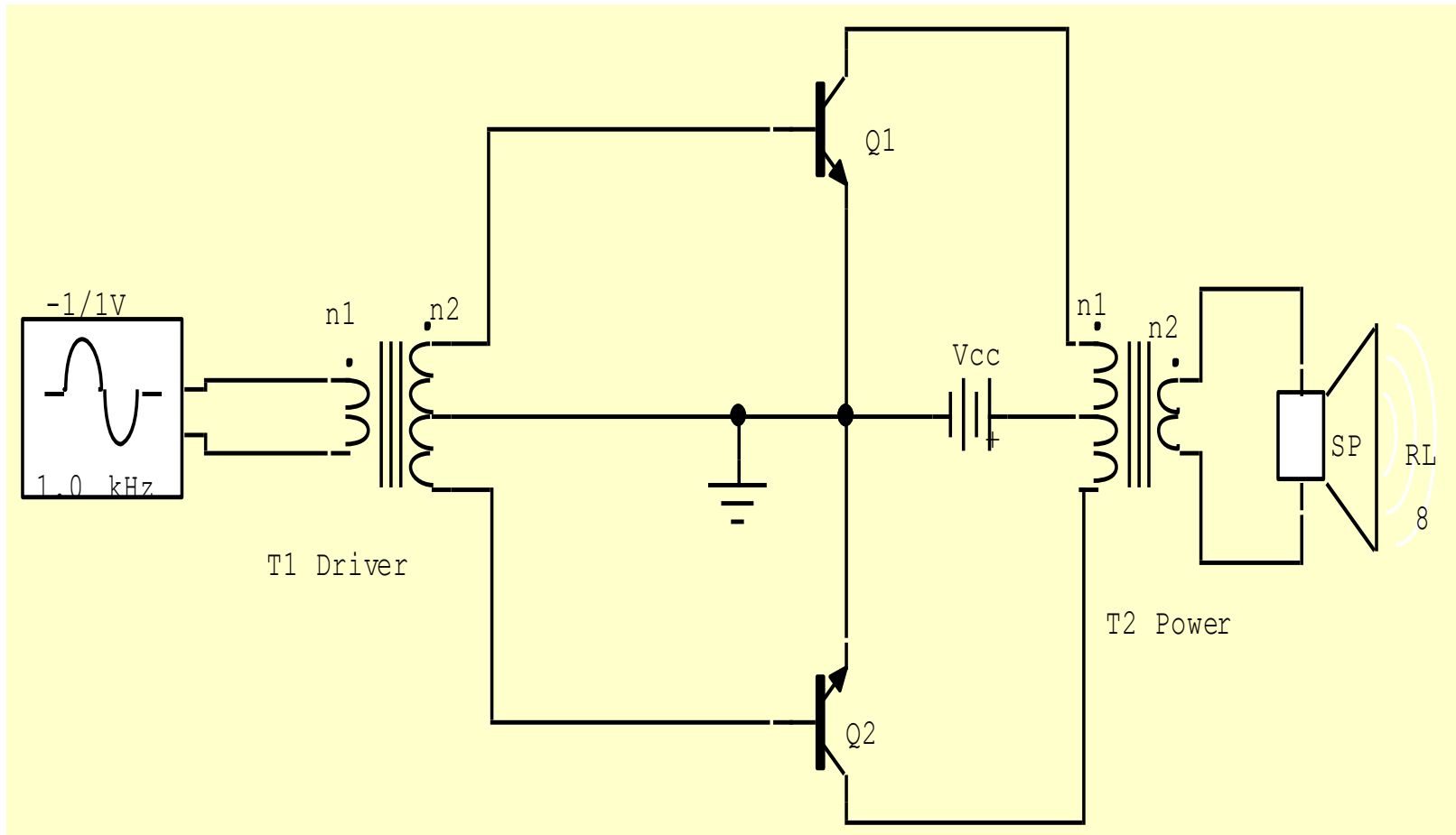
**Hiệu suất:**

$$\eta = \frac{P_o}{P_{CC}} = \left( \frac{V_{op}^2 / 2 R_L}{V_{CC} V_{op} / \pi R_L} \right) = \frac{\pi}{2} \left( \frac{V_{op}}{V_{CC}} \right) \Rightarrow \eta_{\max} = \frac{\pi}{4} = 0,7854$$

$$\eta_{\max} \% = 78,54 \% \Rightarrow \eta_{\max} \% \leq 78,54 \% \quad (V_{op \max} = V_{CC} / 2)$$

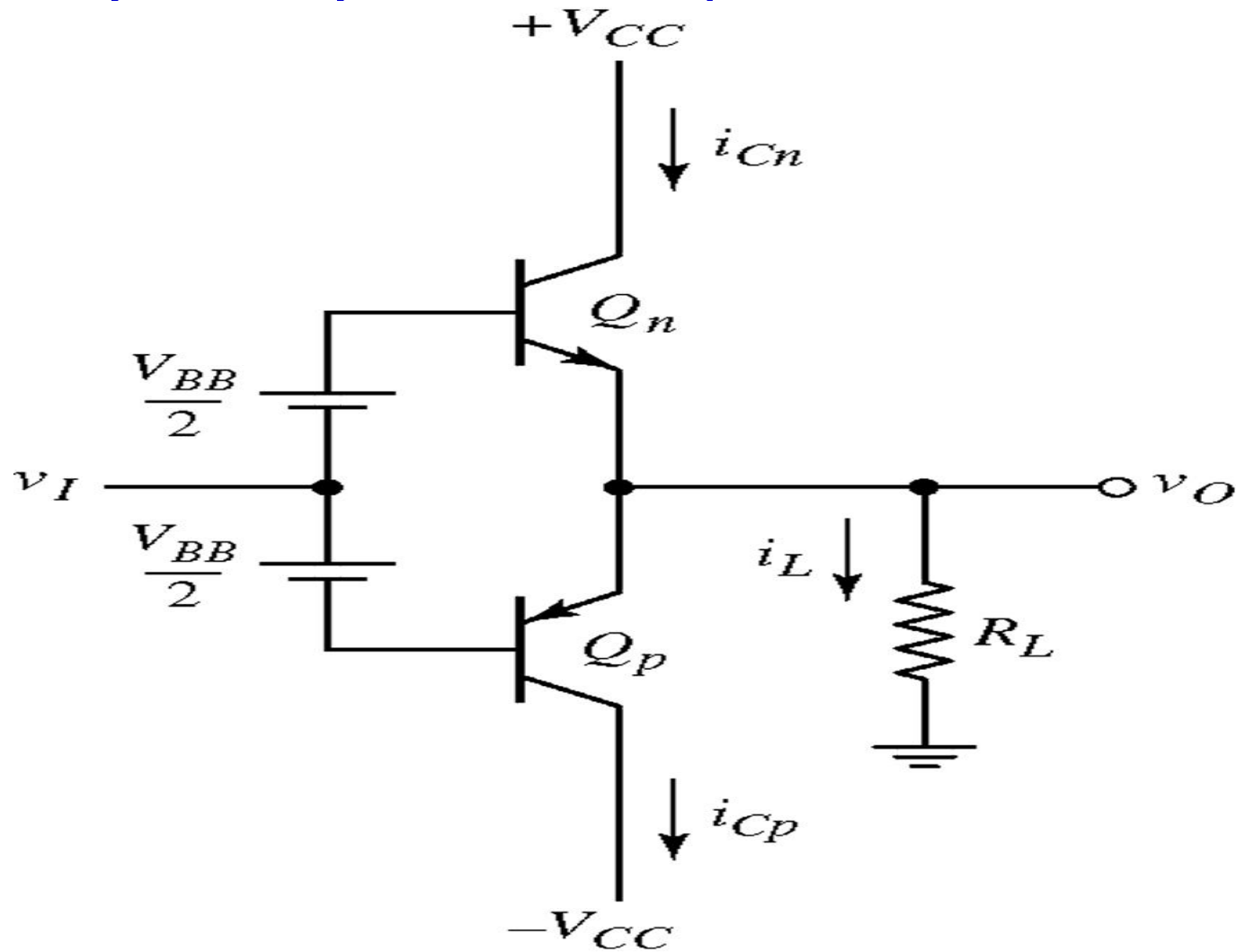
# KĐCS hạng B ghép biến thế

- Dạng mạch

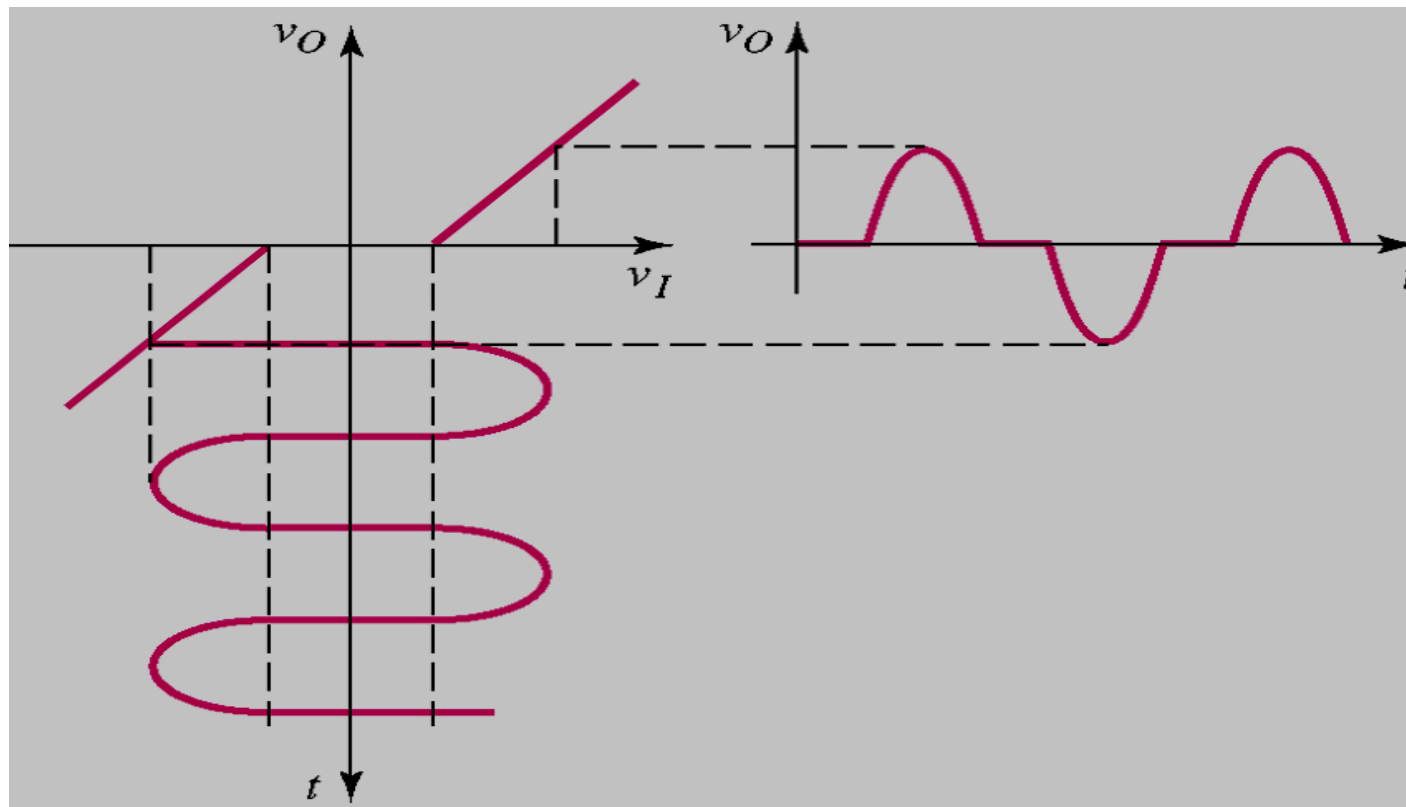




# Khuếch đại bổ phụ hạng B cấp điện đối xứng- OCL( Output Capacitorless)



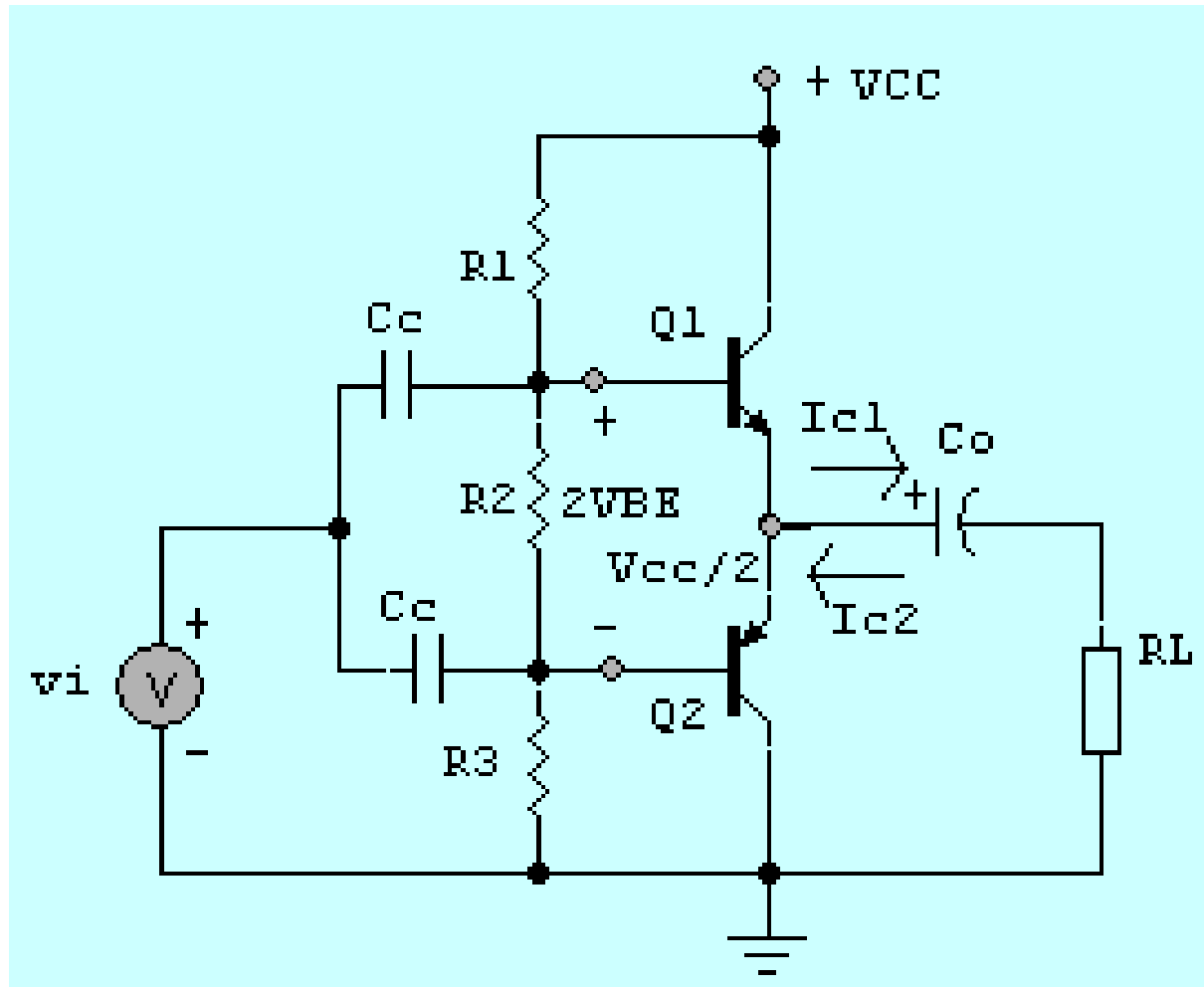
- Mỗi transistor được phân cực  $V_{cc} \rightarrow V_{opmax} = V_{cc}$
- Cách tính tương tự trên với hiệu suất cực đại  $< 78,54\%$  .
- Tuy nhiên trong KĐCS bổ phụ hạng B có nhược điểm là có **biến dạng xuyên tâm**.



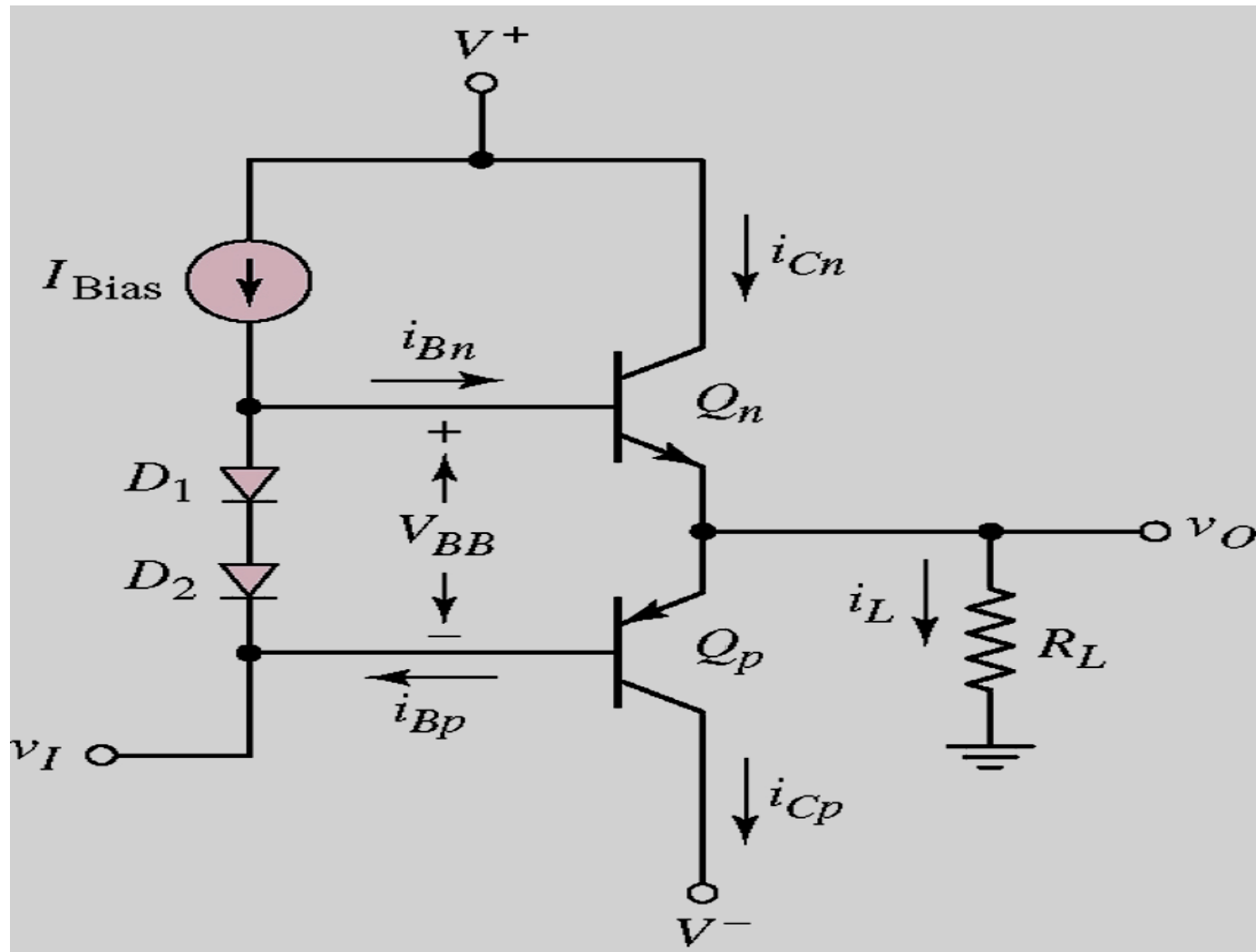
### III. KĐCS bổ phụ hạng AB

- Để tránh biến dạng xuyên tâm, phải phân cực trước cho các transistor  $V_{BEQ} = 0,55V \rightarrow$  KĐCS hạng AB.
- Phân cực transistor có nhiều cách:
  - Cầu chia thế.
  - Có diod để ổn định nhiệt
  - Dùng transistor ổn định nhiệt
  - Dùng nguồn dòng ổn định nhiệt .
- KĐCS hạng AB cũng có cấu hình OTL và OCL .

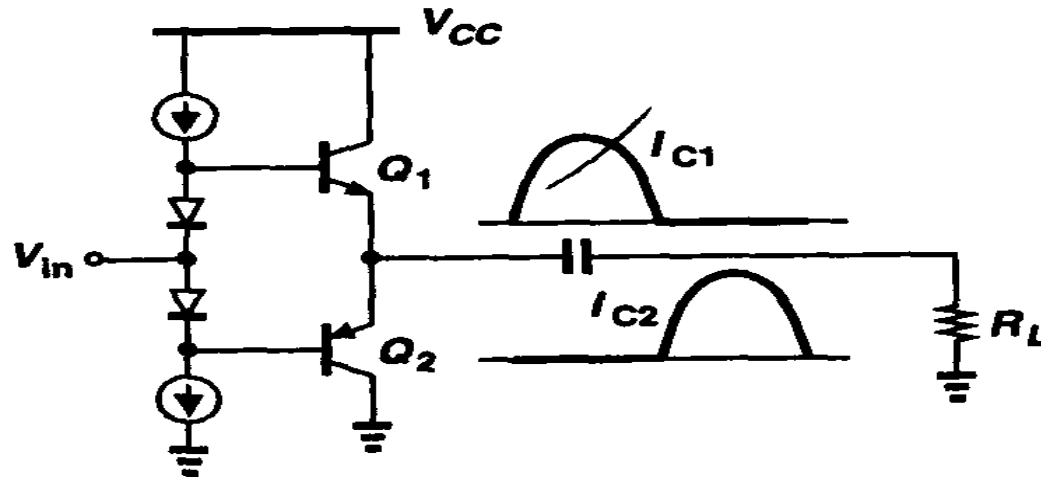
- Phân cực bằng cầu chia thế:



# Phân cực bằng 2 nguồn đối xứng

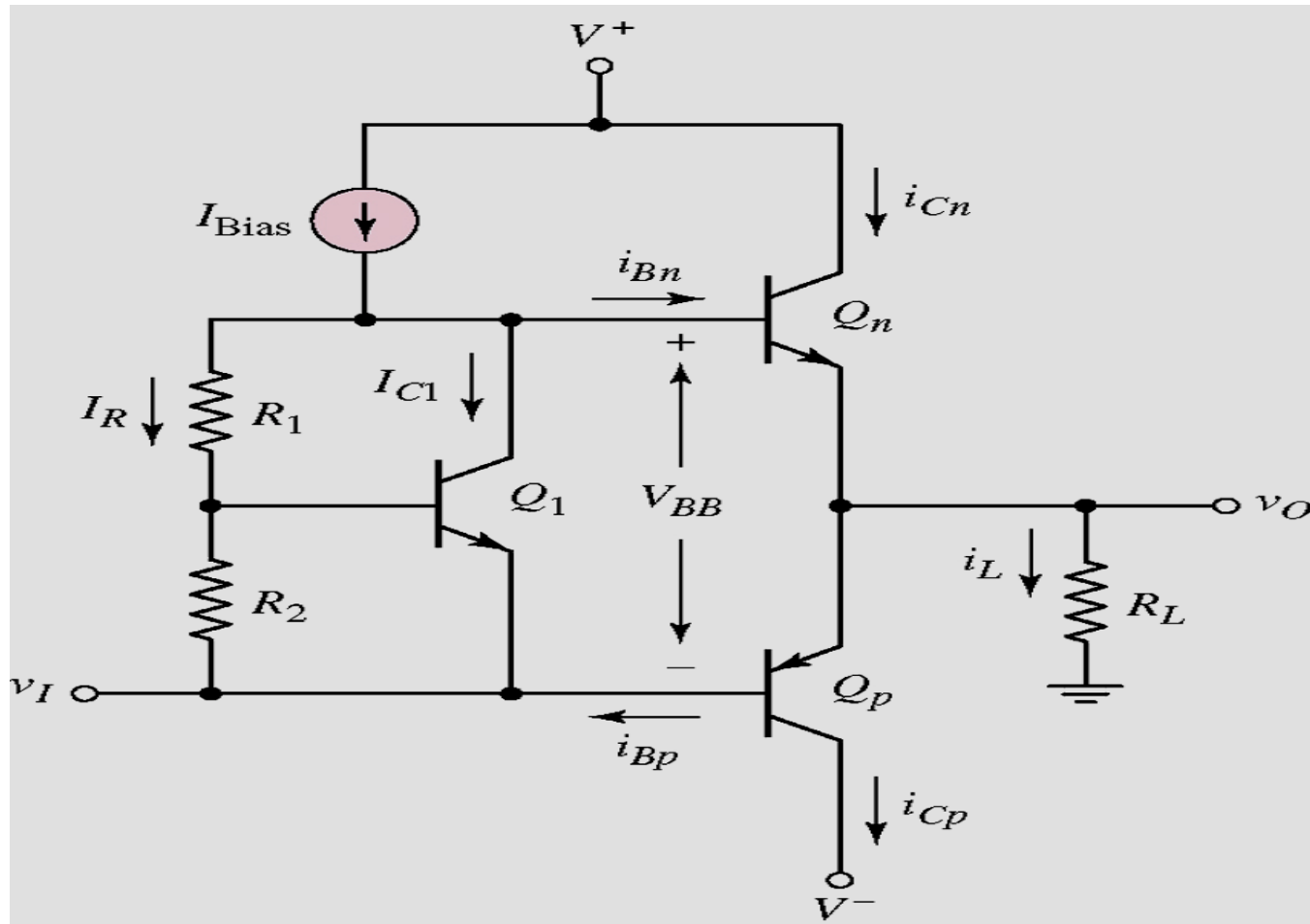


# ***Push-pull output stage***



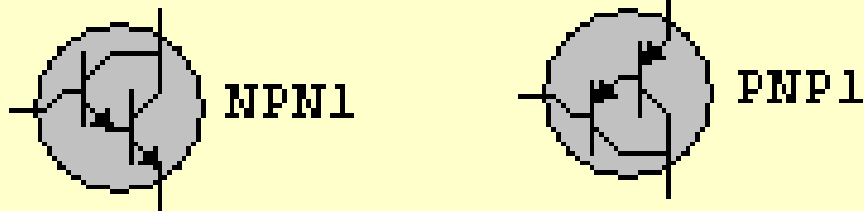
- The push-pull stage of above usually used in low-frequency power amplifier.
- The efficiency is better than class A PA.

# Phân cực bằng nguồn ổn dòng và Transistor ổn định nhiệt

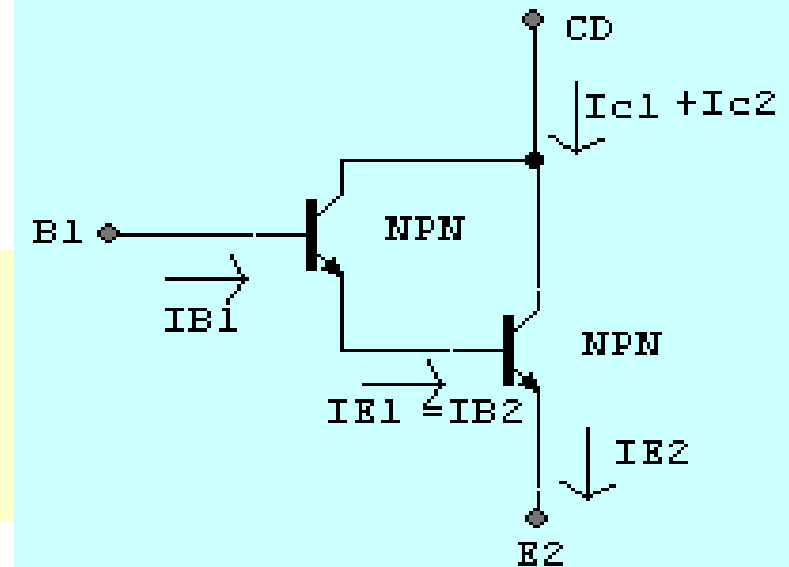


# • Mạch Darlington

Cấu hình :



Công thức dòng điện:

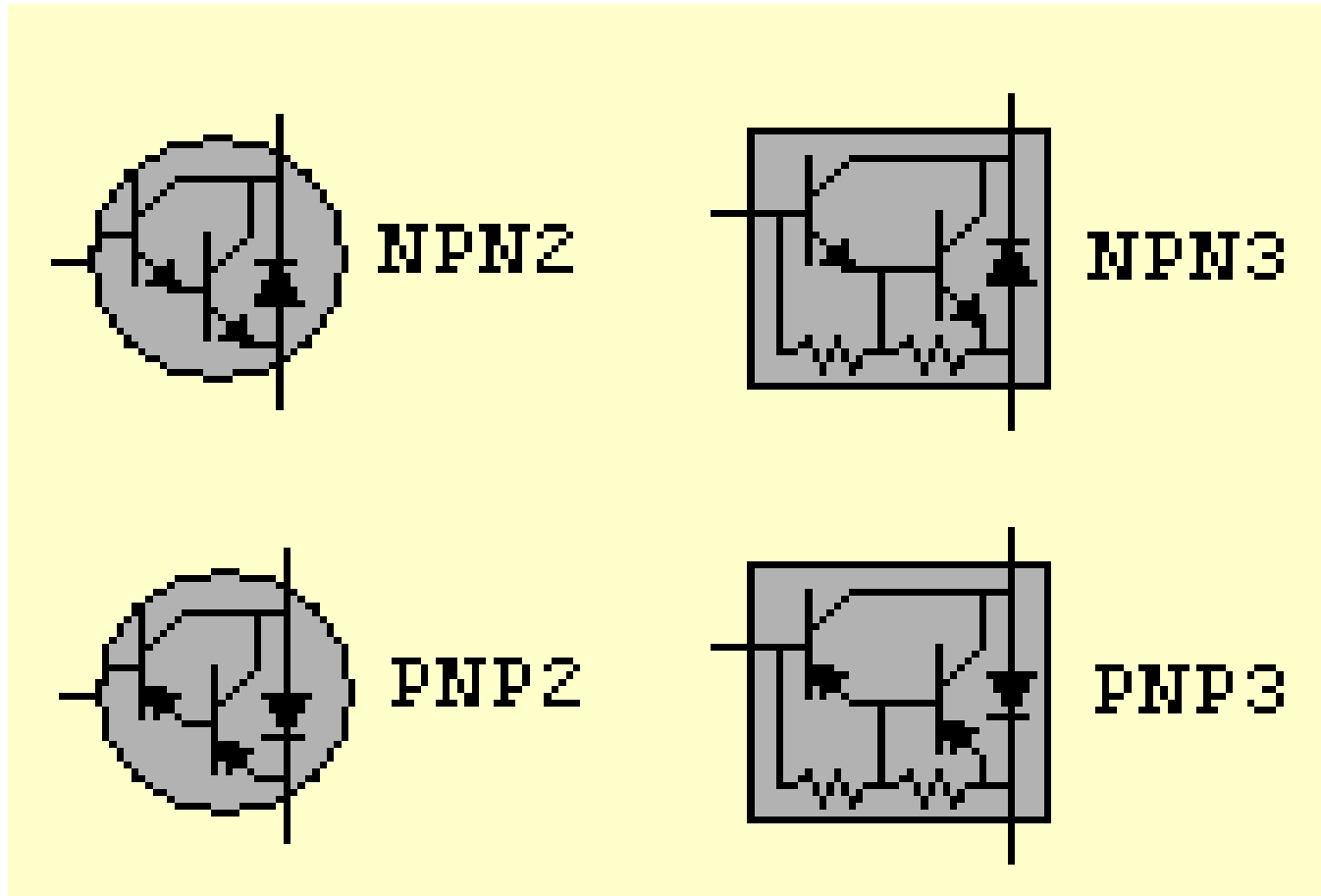


$$\begin{aligned}
 I_{CD} &= I_{C1} + I_{C2} = \beta_1 I_{B1} + \beta_2 I_{B2} = \beta_1 I_{B1} + \beta_2 I_{E1} = \\
 &= \beta_1 I_{B1} + \beta_2 (\beta_1 + 1) I_{B1} = (\beta_1 + \beta_2 \beta_1 + \beta_2) I_{B1} \Rightarrow \\
 \beta_D &= \frac{I_{CD}}{I_{B1}} = \beta_2 \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \approx \beta^2 + 2\beta
 \end{aligned}$$

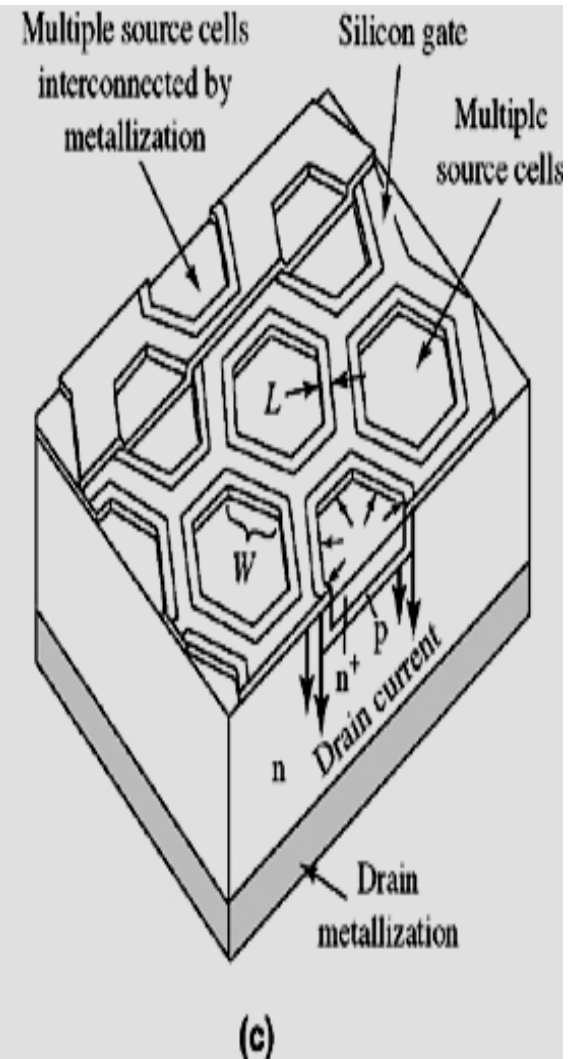
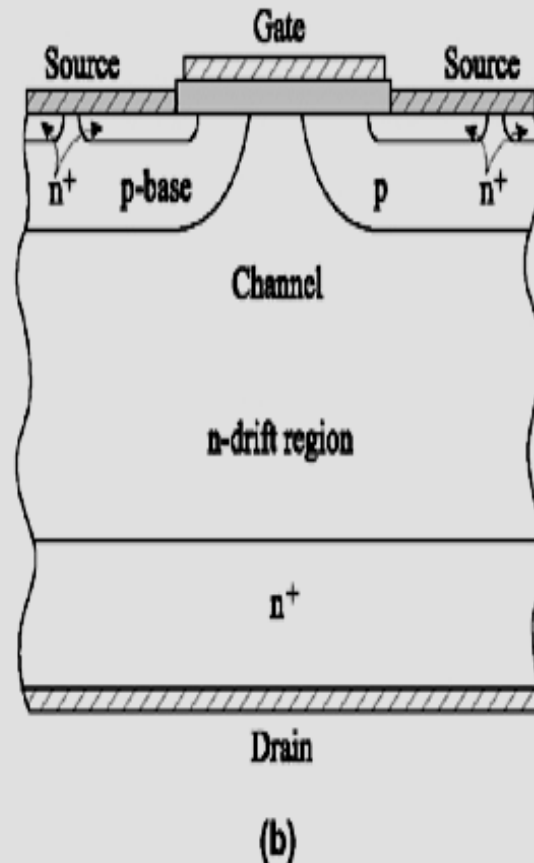
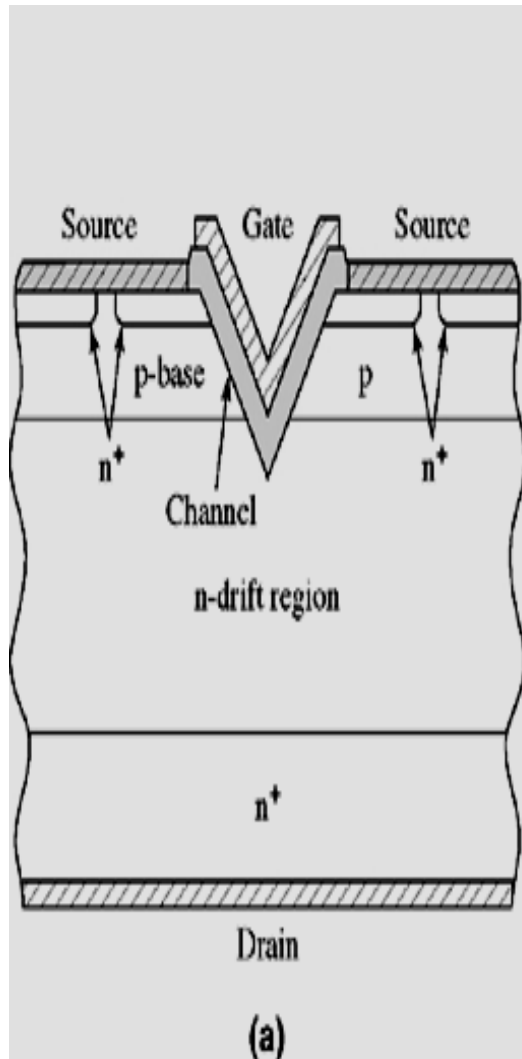
là trị số rất lớn ( vài ngàn lần ) so với transistor đơn



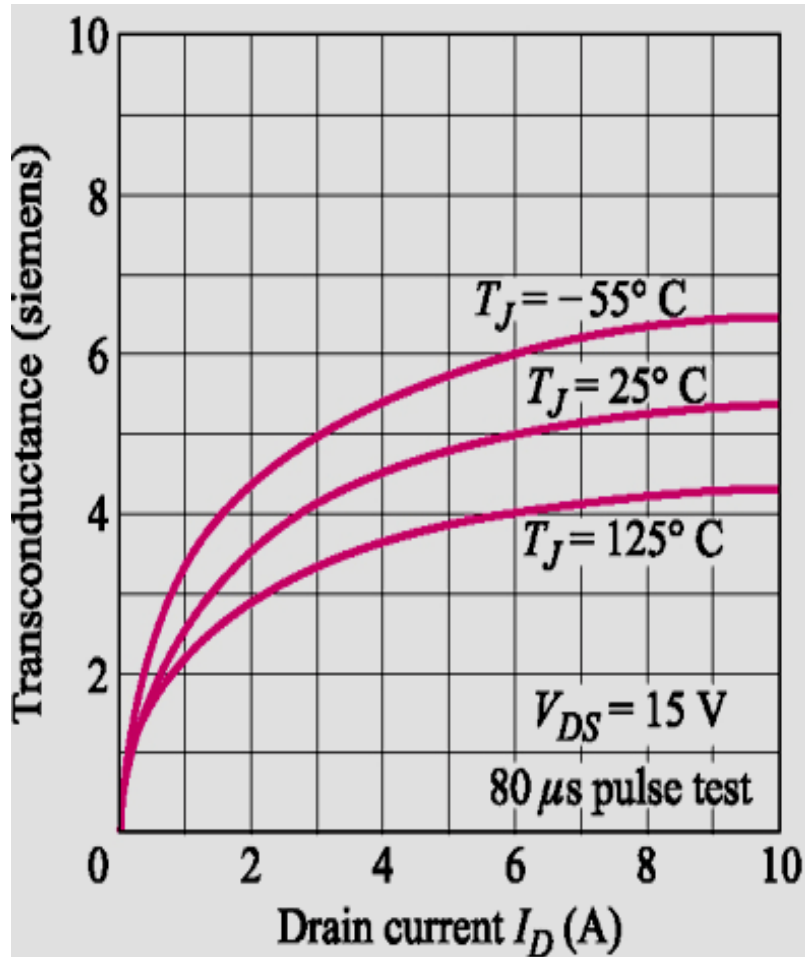
- Mạch Darlington chế tạo sẵn có **mạch bảo vệ bên trong**:



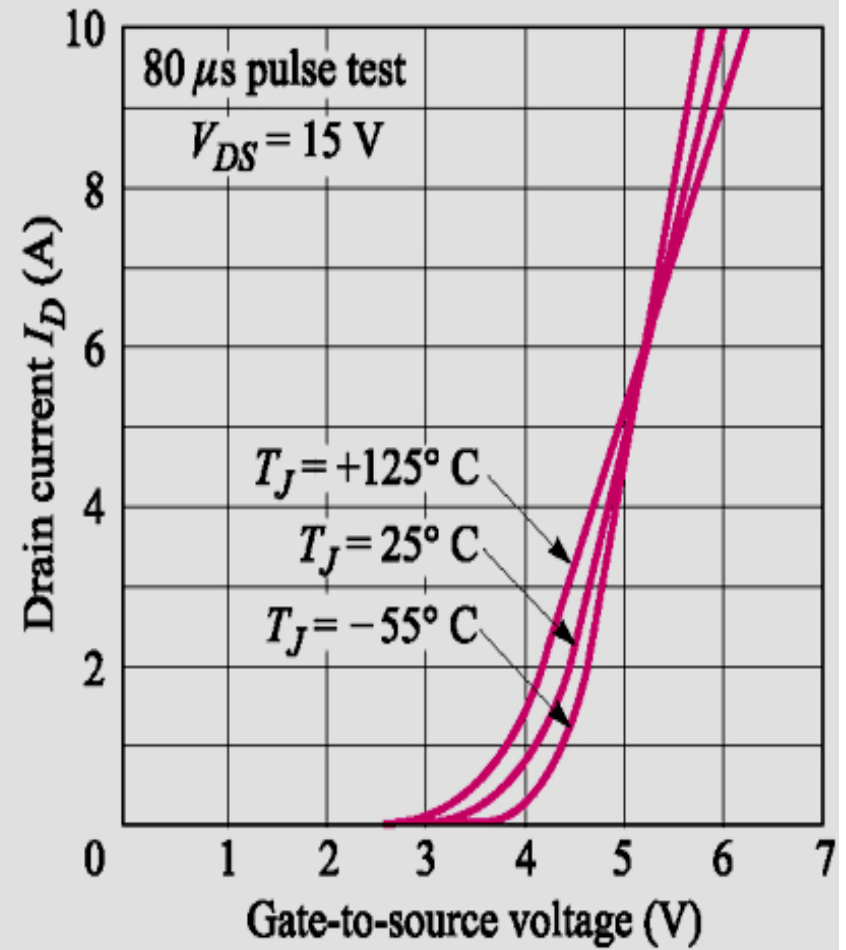
# MOSFET công suất - VMOSFET



# Đặc tuyến VMOSFET



(a)



(b)

# Limitations of integrated CMOS Power Amplifier

- Device Breakdown Voltage
  - Low voltage swing
  - Sub- $\mu$ CMOS process has low oxide breakdown
- Low current driving capabilities
  - Larger device required for a given current
- Larger Capacitances
  - Tuning is more difficult
- Substrate Coupling with the RF Blocks
  - PA injects more currents into substrate
- Lower Q passive elements

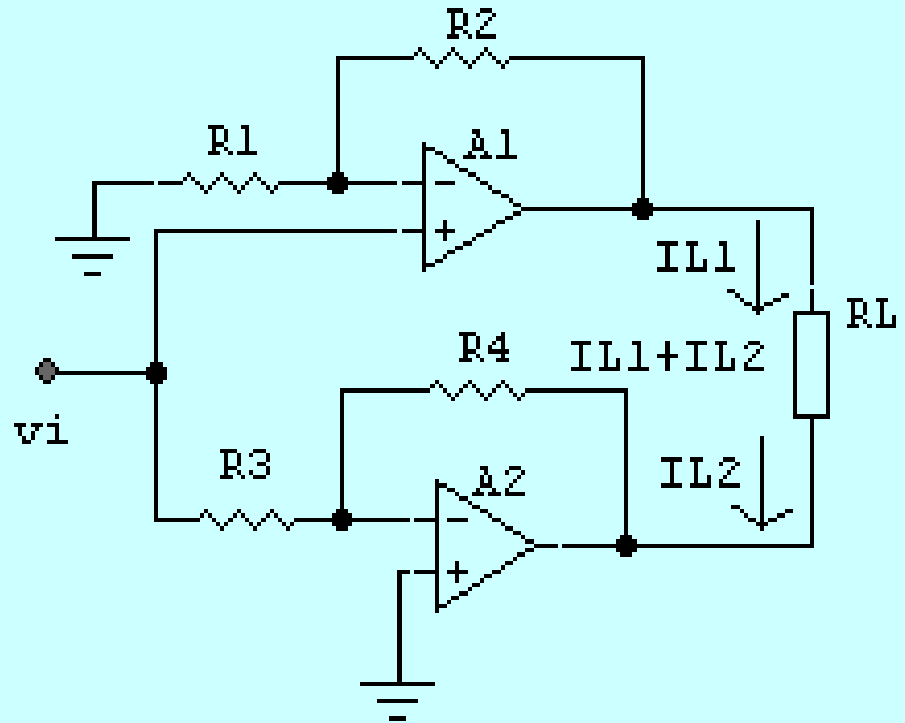
# Mạch khuếch đại cầu- BTL( Bridge Transformerless)

- Để tăng công suất với cùng điều kiện cấp điện như nhau.
- Dòng điện qua tải:

$$I_O = I_{L1} + I_{L2}$$
$$= 2 I_{L1}$$

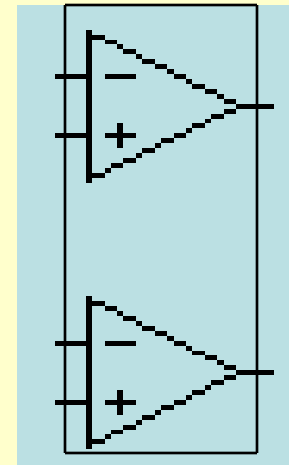
$$P_{o(BTL)} = R_L (2I_{L1})^2$$
$$= 4 R_L I_{L1}^2$$
$$= 4P_{o(OTL)}$$

$$P_{o(BTL)} = 4P_{o(OTL)}$$

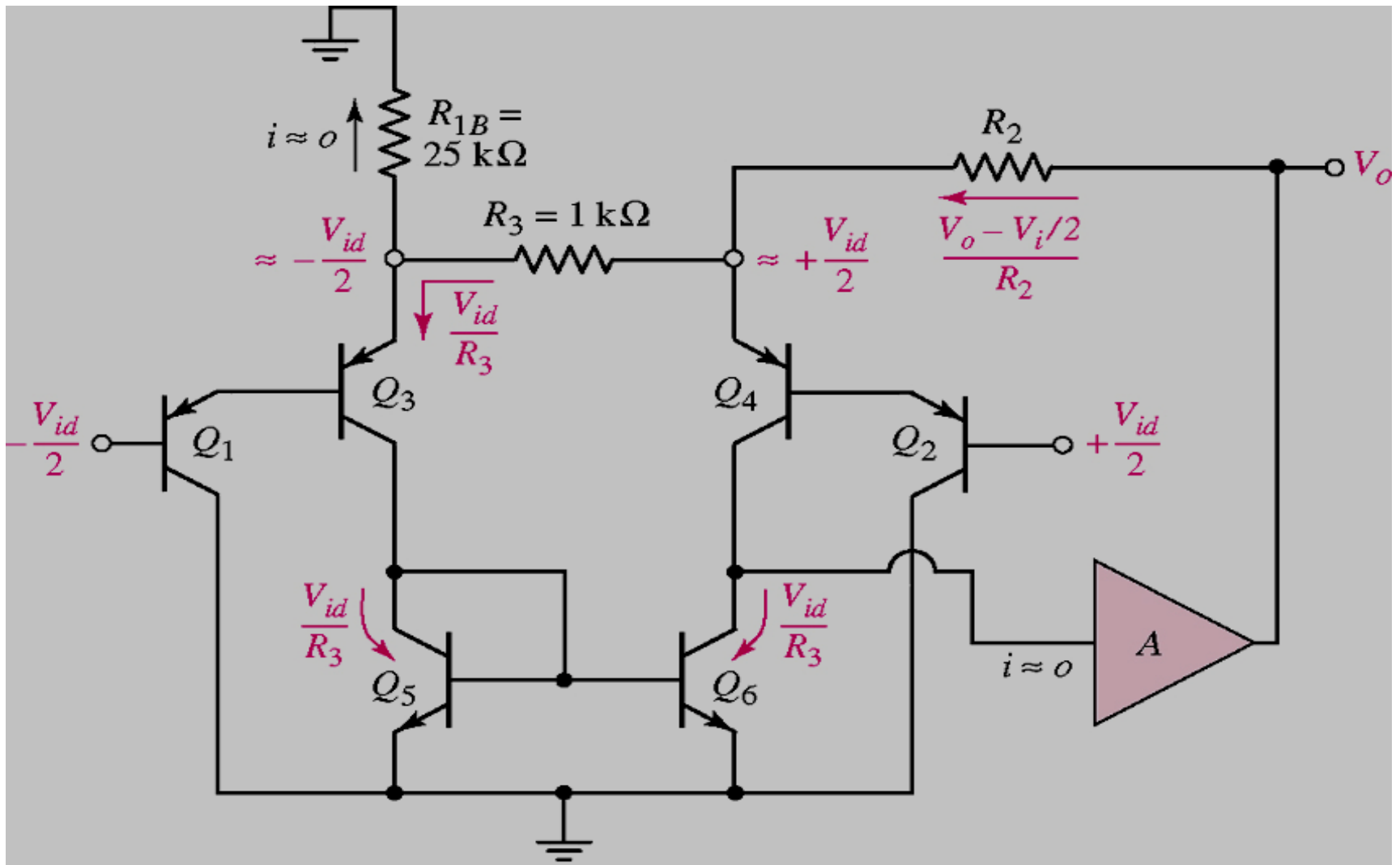


# IC Khuếch đại công suất

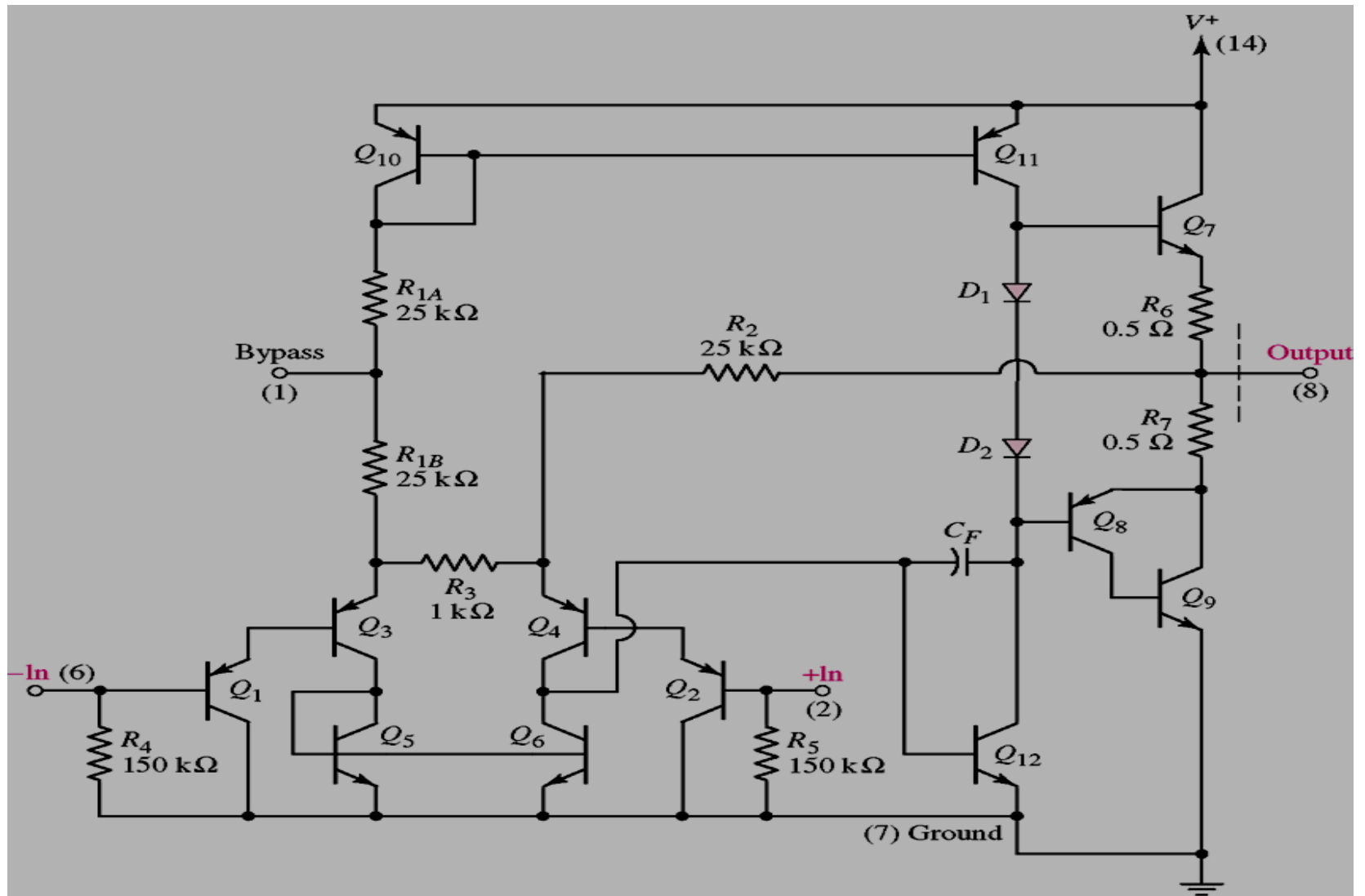
- LA4440 có 2 KĐCS trong cùng một IC cho  
 $P_o = 7W$  khi  $V_{cc} = 15V$  và  $R_L = 4 \text{ ohm/kênh}$   
→ **mạch mono** :  $P_o(\text{BTL}) = 28W$  cho 1 kênh  
→ **mạch stereo**:  $P_o(\text{BTL}) \times 2 = 28 \times 2 = 56W$  ( 60W)  
→ khi quảng cáo ghi :  $POP\text{M} = 2P_o(\text{BTL}) = 120W$   
( POPM= Power Output Peak Music)
- HA 1392,/UPC 1270,
- LA 4508, TDA 2002 (8W)
- TDA 2020 ( 20W)
- LM380 – LM386 ( 1-2 W)



# Phân tích mạch IC KĐCS

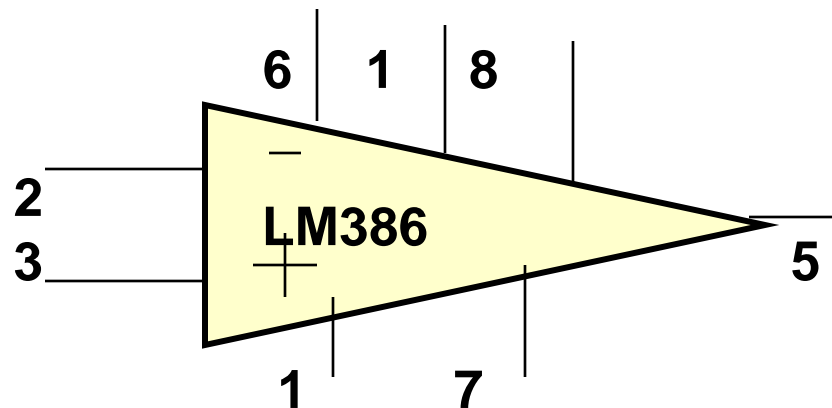
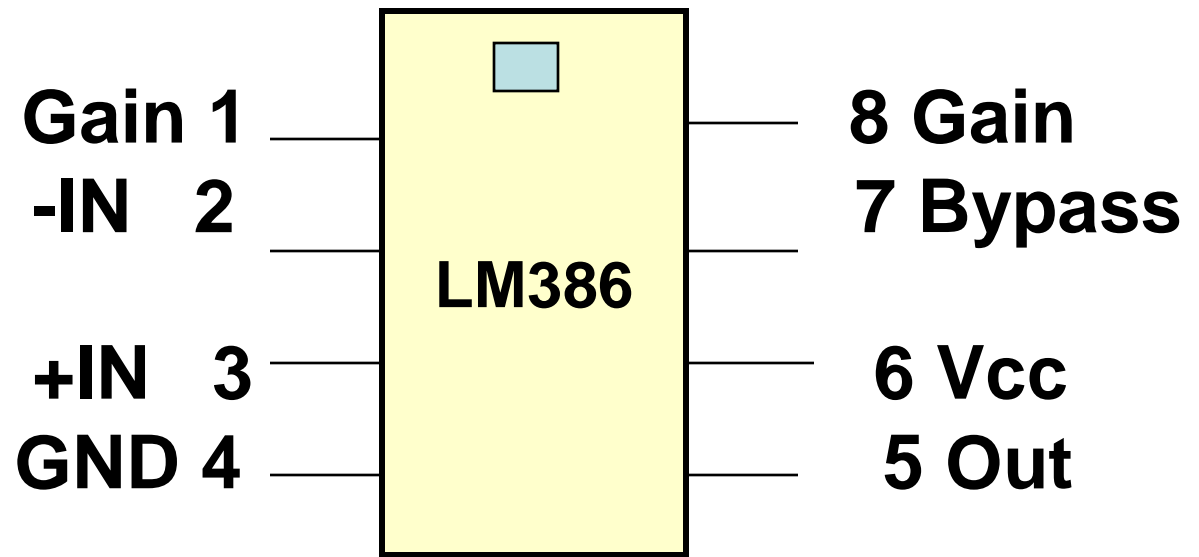


# IC LM380 KDCS

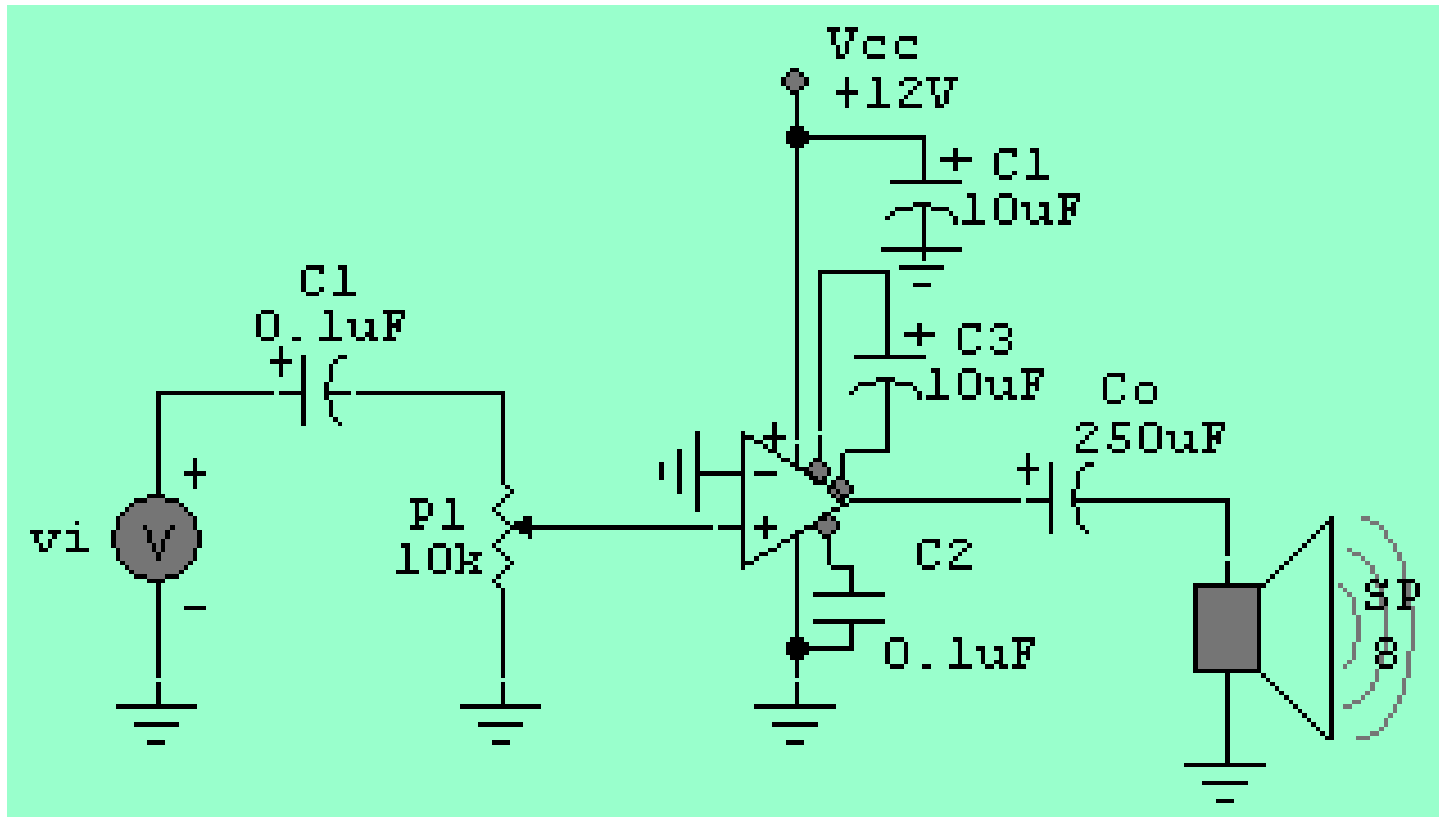




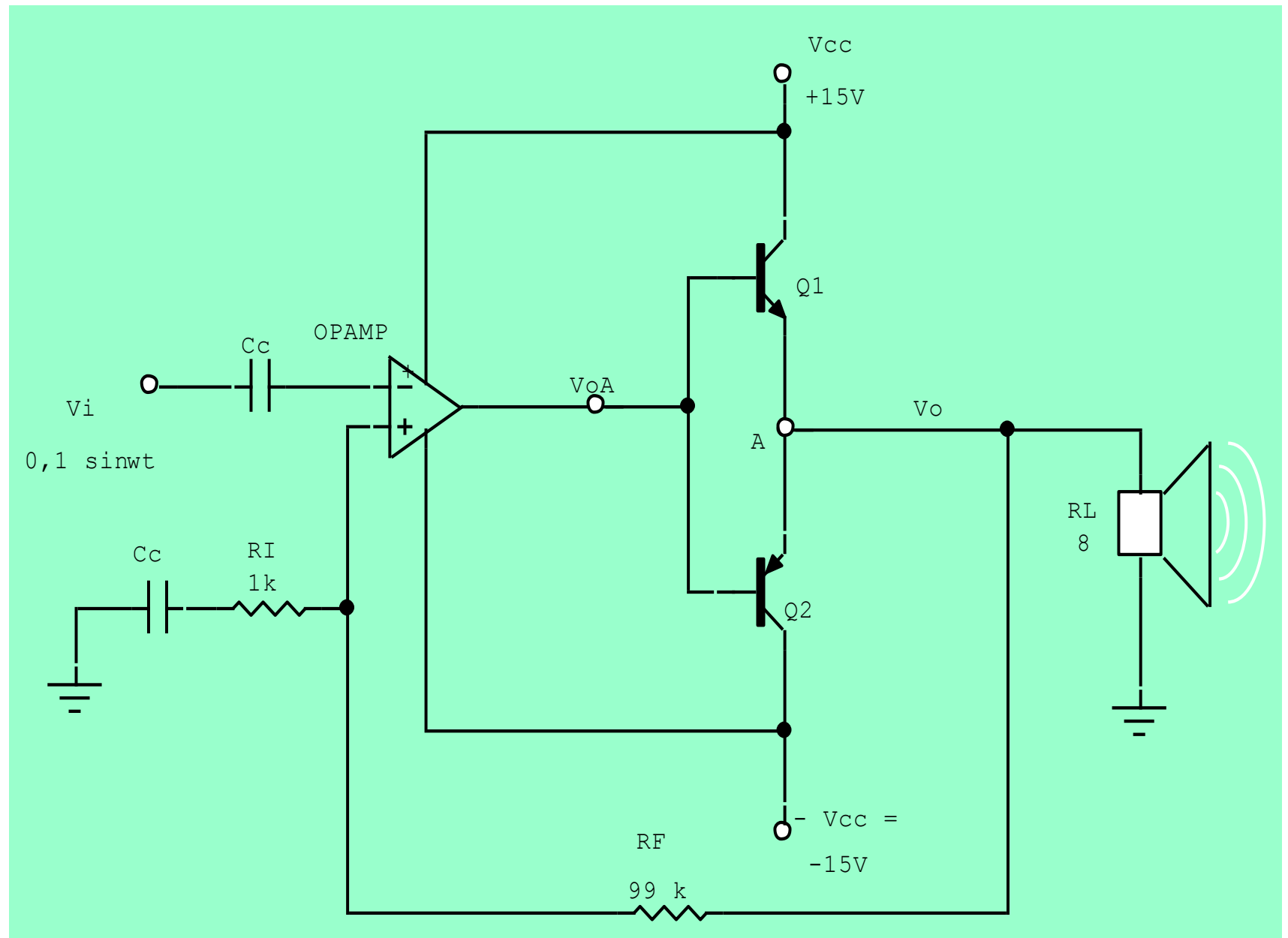
- Sơ đồ chân IC LM386

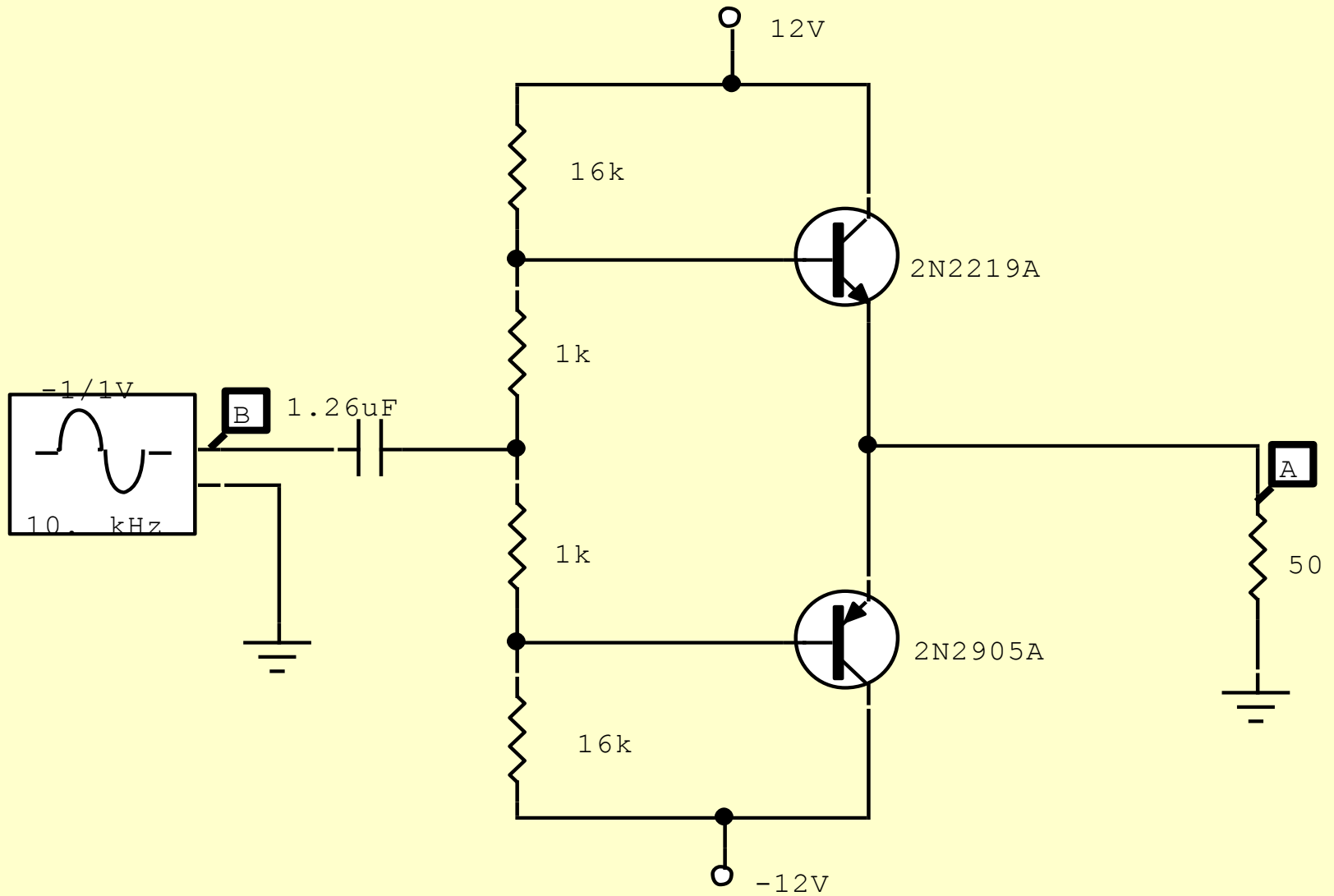


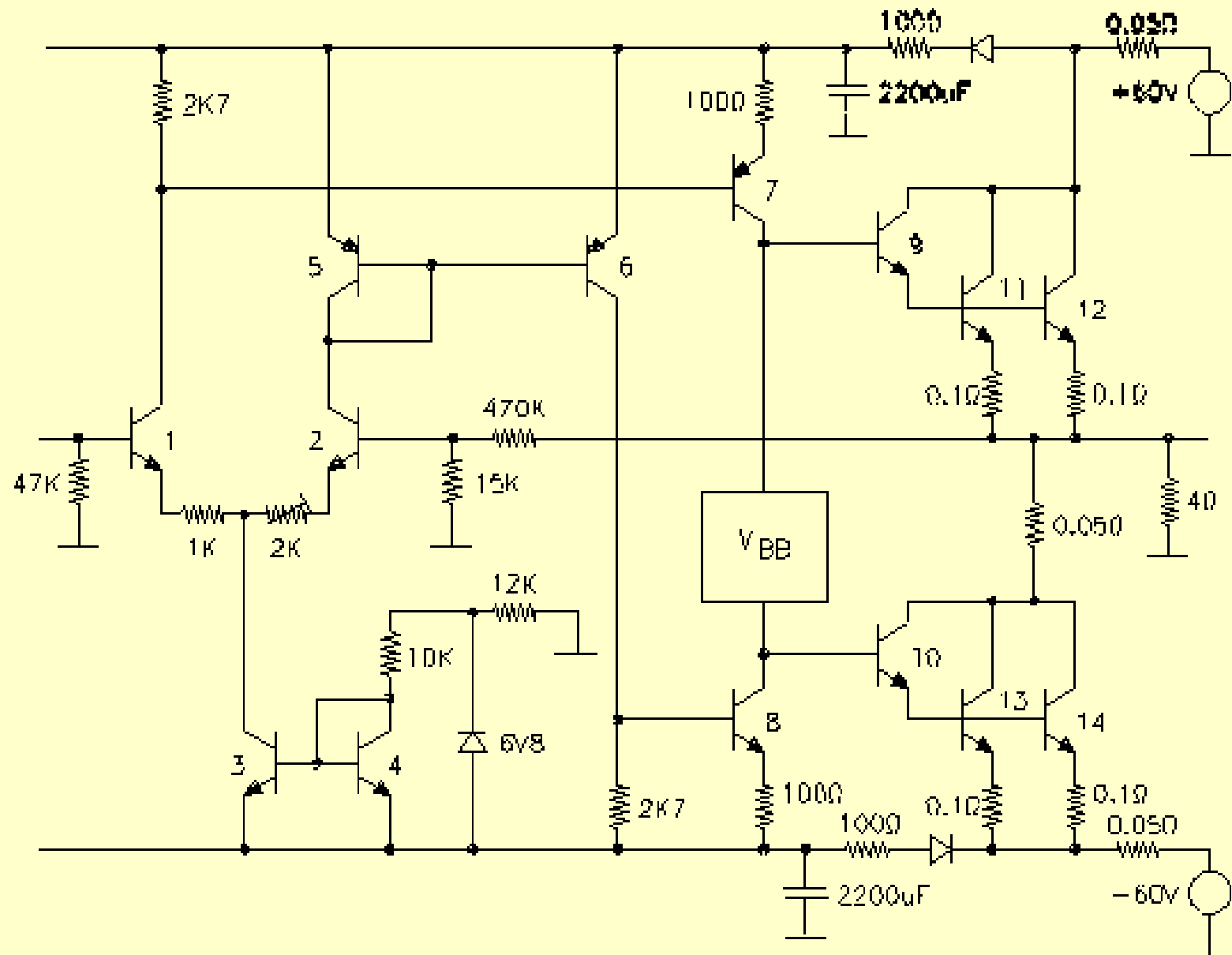
- **Mạch khuếch đại công suất dùng IC LM386**



- **$A_v = 200$  ( chân 1 và 8 chỉ nối  $C3 = 10\mu F$ )**
- **$A_v = 50$  ( chân 1 và 8 nối với  $C3$  và  $R2 = 1k\Omega$ )**
- **$A_v = 20$  chân 1 và 8 bỏ trống**

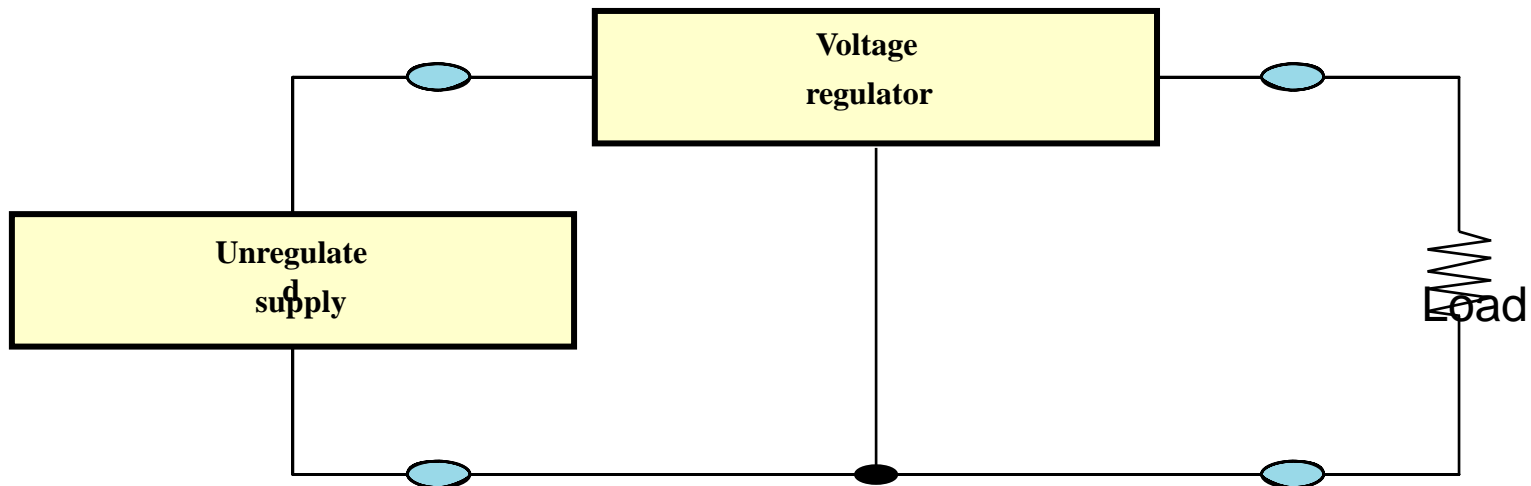
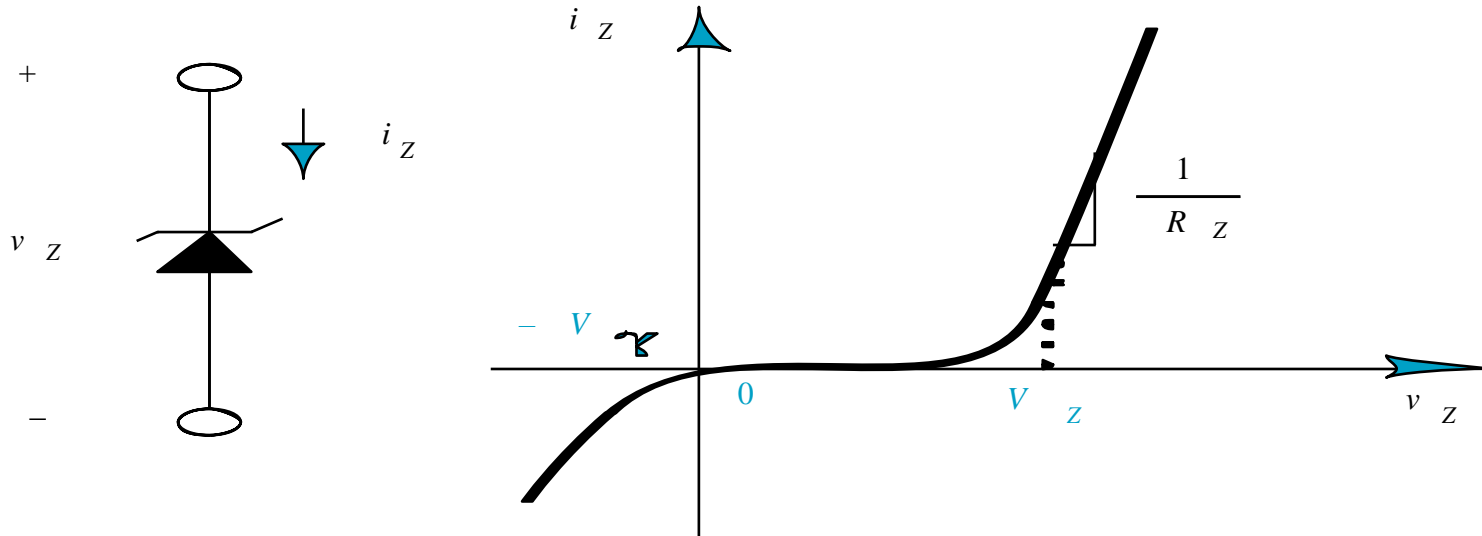






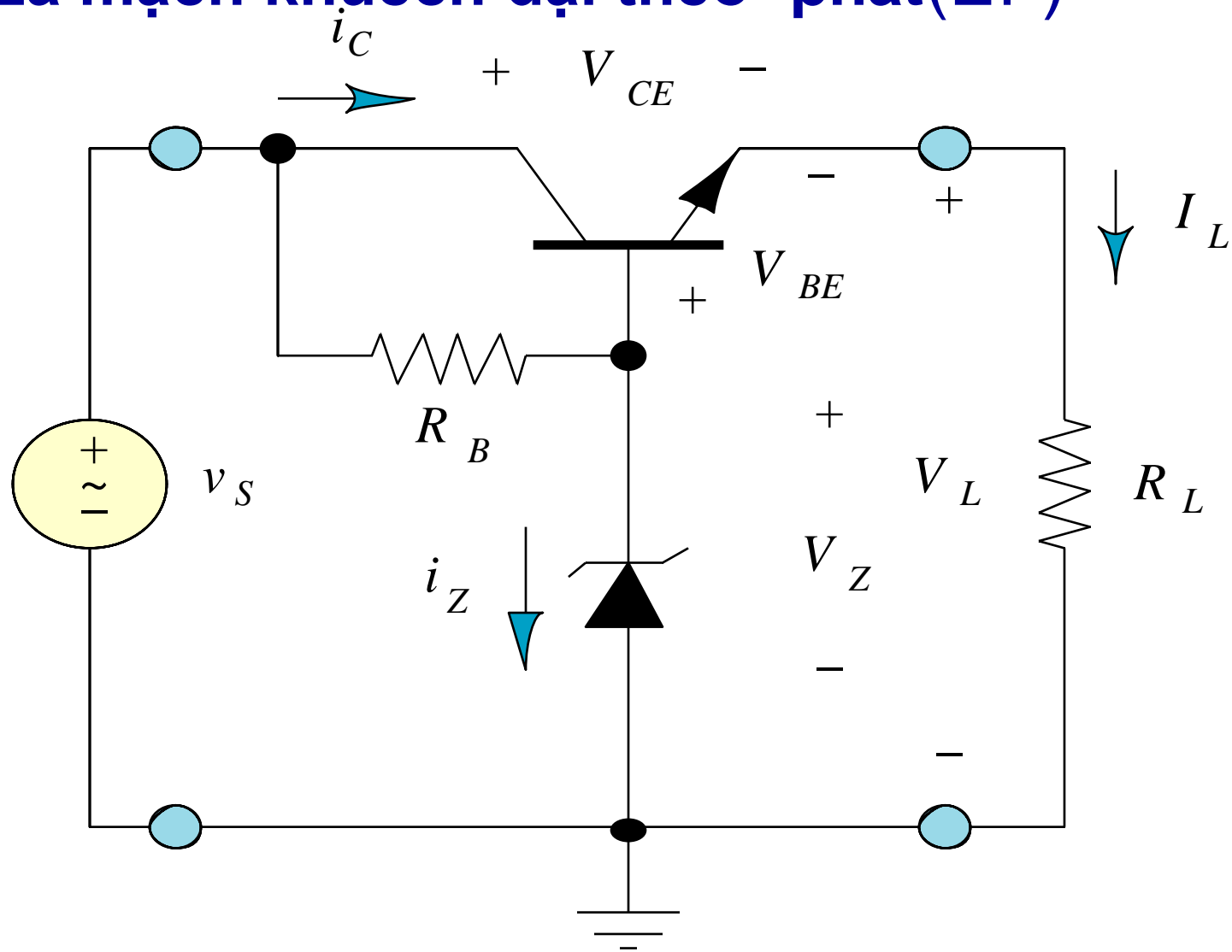
## B. Mạch Ổn áp DC(DC REGULATORS)

### 1. Ổn áp Zener: $V_{oDC} = V_Z$

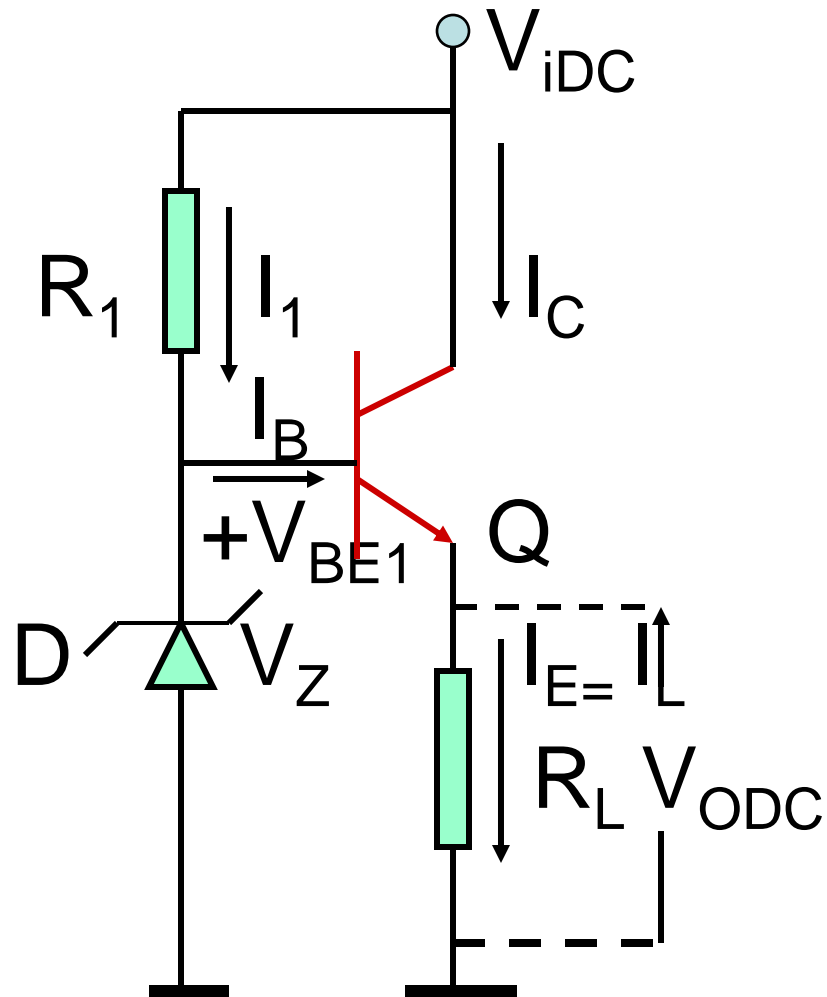


## 2. Ổn áp nối tiếp

Là mạch khuếch đại theo -phát(EF)



- Là mạch khuếch đại theo phát (EF)





Ta có: ( $V_S = V_i$ )

$$V_Z = V_{BE1} + V_{ODC}$$

$$V_{ODC} = V_Z - V_{BE1} \quad (1)$$

và các dòng điện:

$$I_1 = I_Z + I_B \quad (2) \quad \text{với : } I_B = I_L / (h_{FE} + 1)$$

$$I_Z = I_1 - I_B \quad (3)$$

$$I_1 = (V_{iDC} - V_Z) / R_1 \quad (4)$$

$$I_L = V_{ODC} / R_L \quad (5)$$

Công suất :

$$P_Z = V_Z I_Z < P_{ZM} \quad (6)$$

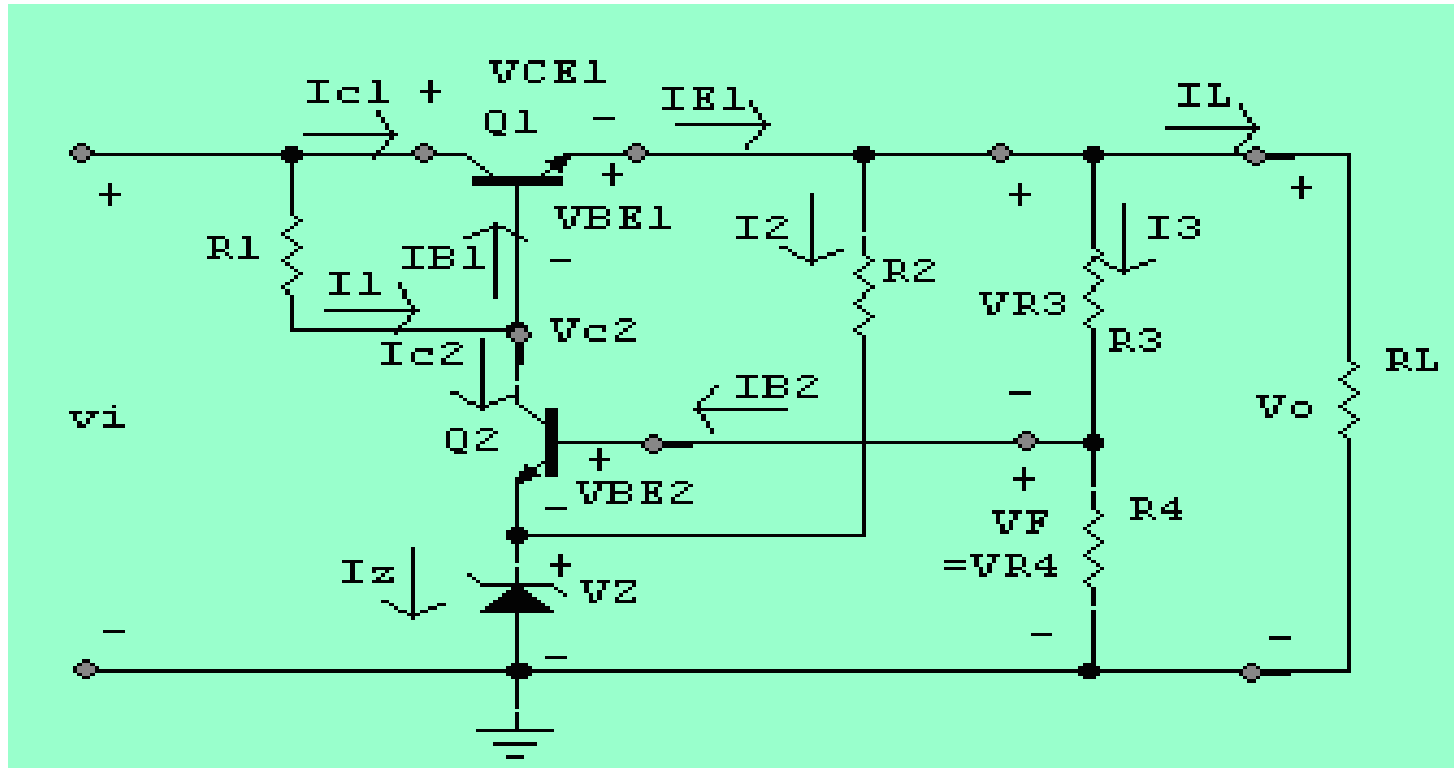
$$P_D = V_{CE} I_{CQ} = (V_{iDC} - V_{ODC}) I_E \quad (7)$$

$$P_{R1} = R_1 I_1^2 \quad (8)$$

Tổng trở ra :

$$R_o = (h_{iE} + r_Z) / h_{FE} = (h_{FE} r_e + r_Z) / h_{FE} = r_e \quad (8)$$

### 3. Ổn áp nối tiếp hồi tiếp



$$V_o = V_Z + V_{BE2} \left( 1 + \frac{R_3}{R_4} \right) = h.s. \quad (1)$$

$$I_L = \frac{V_o}{R_L} = I_{E1} + I_2 + I_3 \approx I_{E1} \quad (2)$$

- Chứng minh:

$$V_o = V_z + V_{BE2} + V_3 = V_z + V_{BE2} + \frac{R_3}{R_3 + R_4} V_o \Rightarrow$$

$$V_o \left( 1 - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) = V_z + V_{BE2} \Rightarrow$$

$$V_o = V_z + V_{BE2} \left( 1 + \frac{R_3}{R_4} \right) \quad (1)$$

$$I_1 = \frac{V_i - V_{c2}}{R_1} ; I_{B1} = \frac{I_{E1}}{\beta_1 + 1}$$

$$I_L = I_L = \frac{V_o}{R_L} = I_{E1} + I_2 + I_3$$

$$I_2 = \frac{V_o - V_z}{R_2} ; I_{C2} = I_1 - I_{B1}$$

- **Công suất :**

$$I_Z = I_{C2} + I_2$$

$$P_Z = V_Z I_Z ; \quad P_{R1} = R_1 I_1^2$$

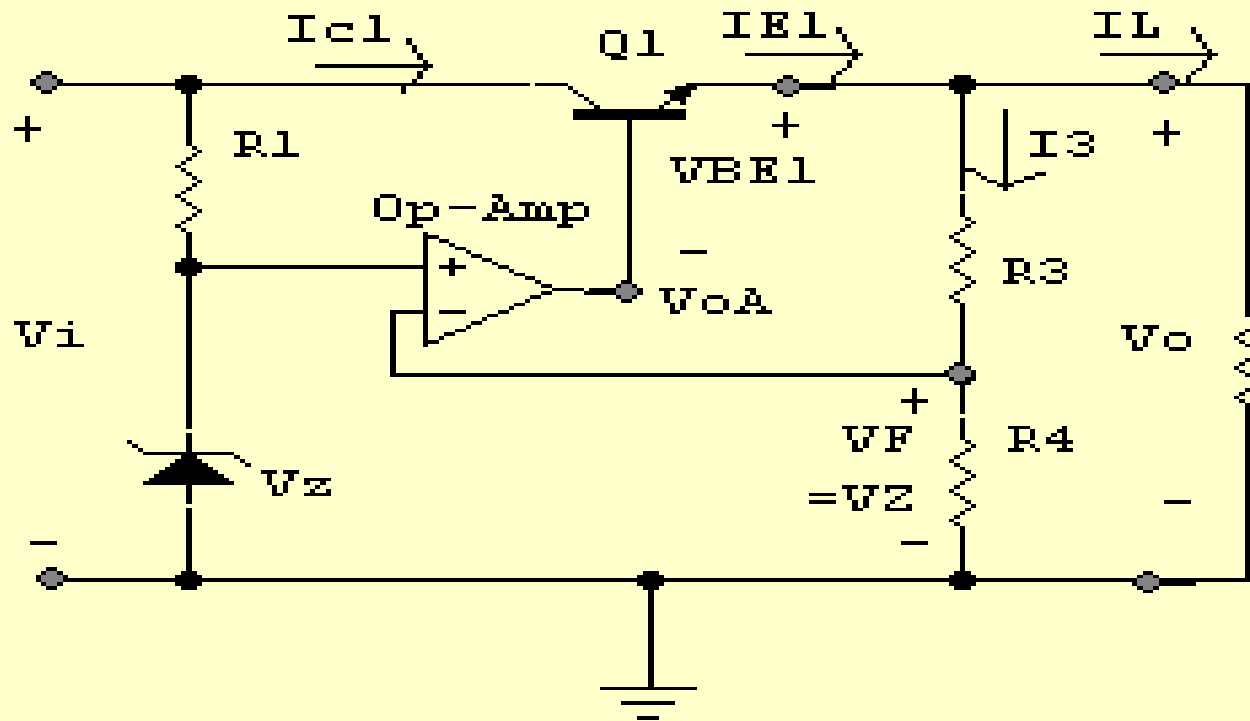
$$P_{D2} = V_{CE2} I_{C2} = V_{C2} - V_{E2} I_{C2} = V_{C2} - V_Z I_{C2}$$

$$V_{C2} = V_O - V_{BE1}$$

$$P_{D1} = V_{CE1} I_{C1} \approx V_i - V_O I_{E1} = V_i - V_O I_L$$

- **Để tăng dòng ra và cho tác động tốt hơn :**
  - **Q1 mắc theo Transistor Darlington hoặc**
  - **Q2 thay bằng Op.amp.**

- Mạch ổn áp nối tiếp hồi tiếp tổng quát
  - Nhờ sử dụng hồi tiếp nên mạch tự động ổn định điện thế rất tốt



$$V_o = \left( 1 + \frac{R_3}{R_4} \right) V_z$$

- **Chứng minh:**

$$V_o = A_v V_F = A_v V_Z$$

$$A_v = \frac{A}{1 + FA} = \frac{A_{v1} A_{v2}}{1 + FA_{v1} A_{v2}} = \frac{A_{v2}}{1 + FA_{v2}} = \frac{1}{F}$$

$$F = \frac{V_F}{V_o} = \frac{R_4}{R_4 + R_3}$$

$$V_o = \left( \frac{R_4 + R_3}{R_4} \right) V_Z = \left( 1 + \frac{R_3}{R_4} \right) V_Z = h.s.$$

- **Công suất:**

$$I_L = \frac{V_o}{R_L}$$

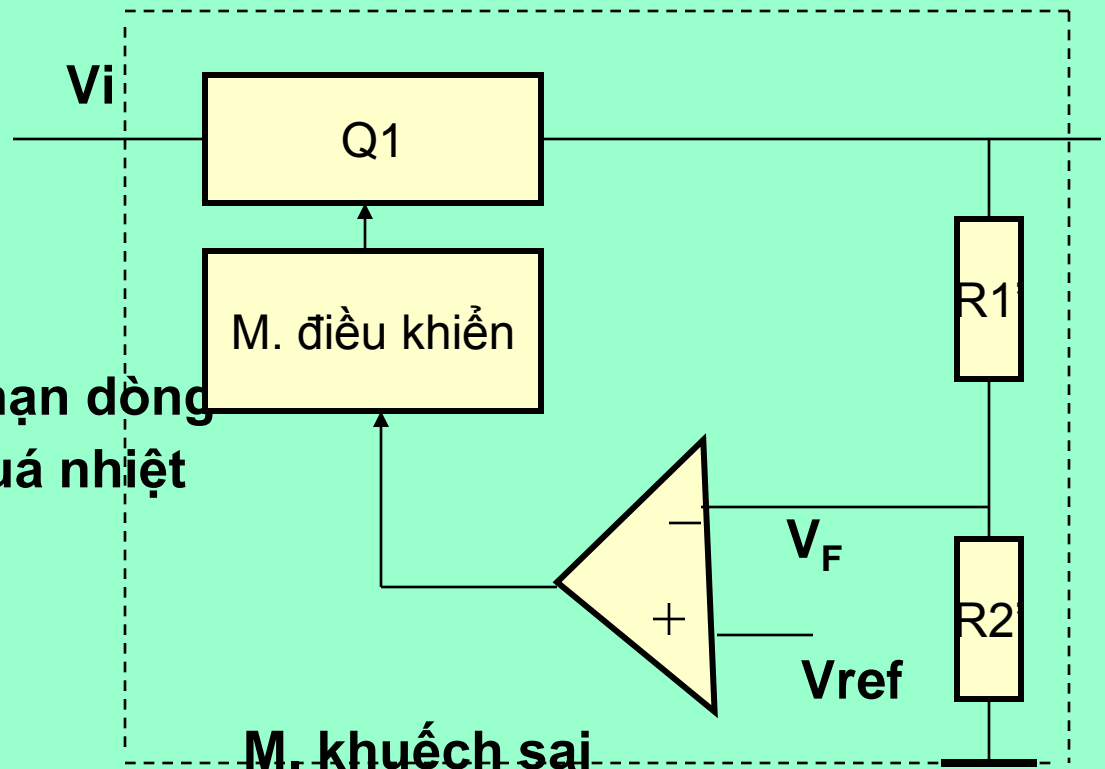
$$P_{D1} = V_{CE1} I_L = V_i - V_o I_L$$

## 4. IC Ổn áp

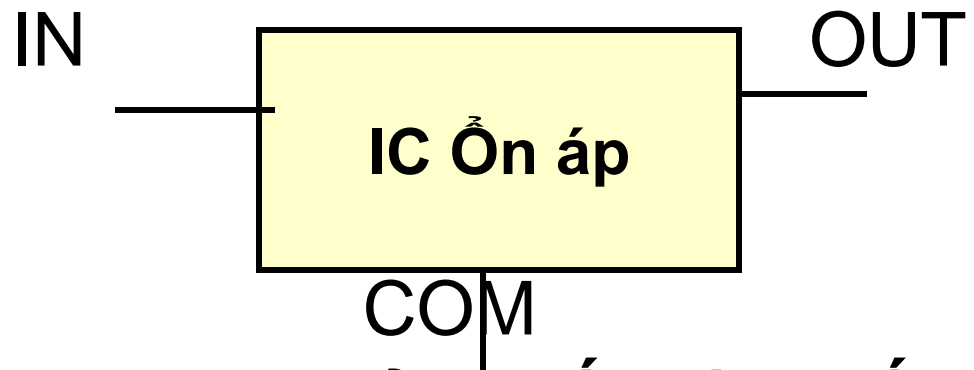
- Sơ đồ , ký hiệu:
  - Có cấu trúc tương tự ổn áp nối tiếp hồi tiếp sử dụng Op.amp.
  - Có thêm các mạch hạn dòng , chống quá tải, quá nhiệt , ...

Nên rất tốt hơn  
 $V_o$   
mạch rời, và rất  
thông dụng.

Mạch giới hạn dòng  
và chống quá nhiệt



- IC ổn áp 3 ngõ ra ( 3 chân ra )



Họ 78xx :  $V_o > 0$ .      xx chỉ trị số điện thế ra  
 $V_o$

Họ 79xx :  $V_o < 0$

Họ 340xx :  $V_o > 0$

Họ 320xx :  $V_o < 0$

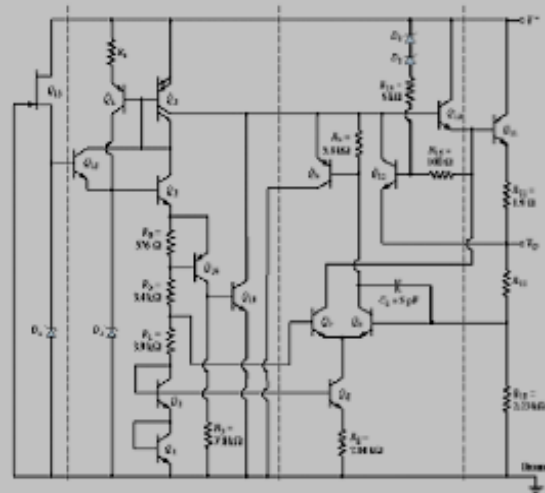
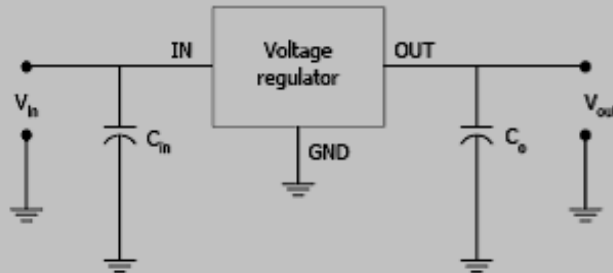
Họ LM 317 :  $V_o = +1,25V$

Họ LM 337 :  $V_o = - 1,25V$

Họ 323K :  $V_o = + 5V , 3A$



# 3-Terminal Voltage Regulator ICs

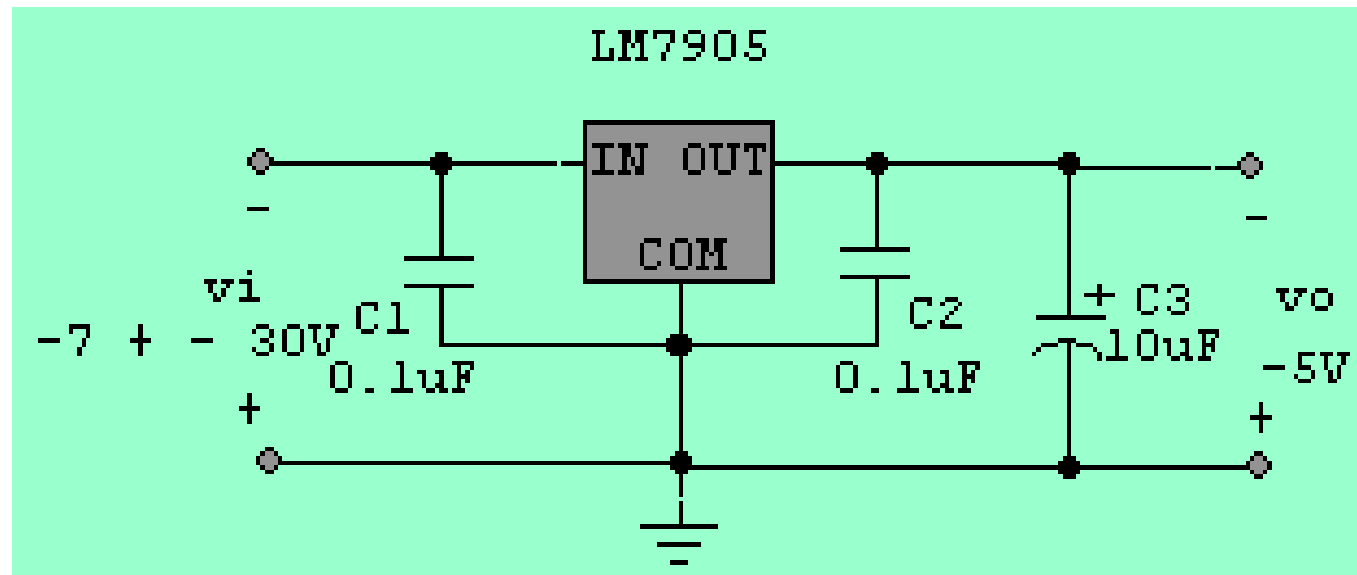
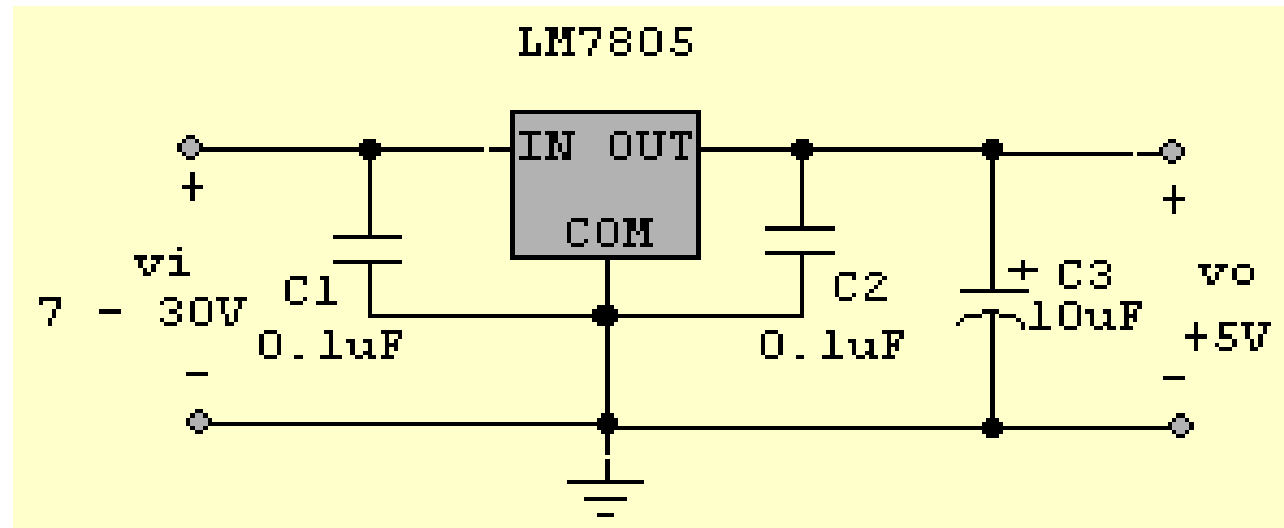


Equivalent circuit of LM78LXX series voltage regulator

- The output voltage of the LM78LXX series is fixed. The maximum output current is 100 mA. The LM78XX series has the maximum output current of 1A.
- The XX designation indicates the output voltage of the regulator. For example, an LM78L08 is an 8-V regulator.
- The LM78LXX and LM78XX series offer output voltages of 5,6,8,9,12,15,18 and 24 V.
- Similarly, the LM79LXX series has output voltages of -5,-6,-8,-9,-12,-15,-18 and -24 V.

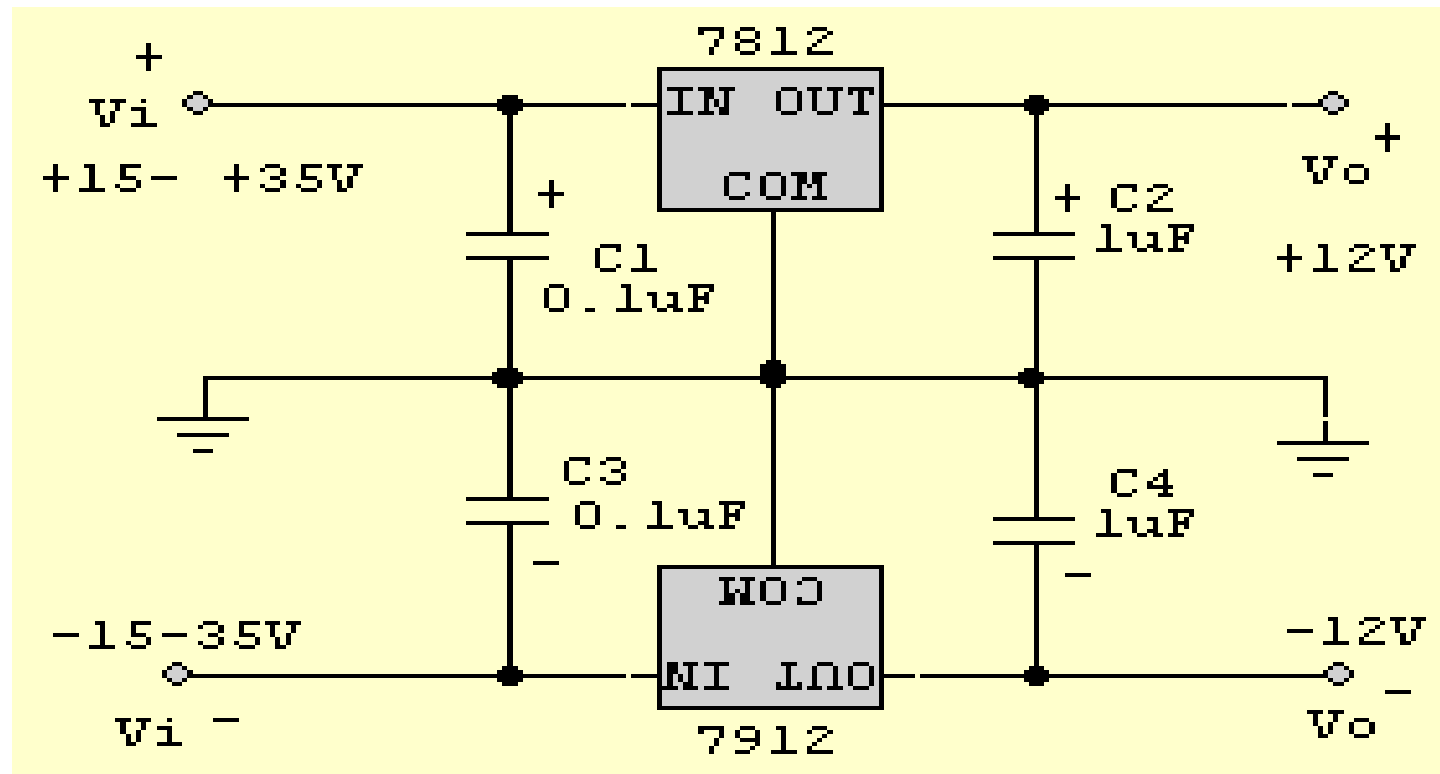
Loại	Vo(V)	Io(A)	%điều thế	Truất thải dọnsóng
7805	+5	0.7	0.4	62dB
7812	+12	0,7	0,25	54dB
7815	+15	0,7	0,25	51dB
7905	-5	0,7	0,2	60dB
7912	-12	0,7	0,2	55dB
7915	-15	0,7	0,3	52dB
LM340-5	+5V	1,5	10 mV	80dB
LM320-5	-5V	1,5	50 mV	80dB
LM317T	+1,25	1,5	0,1	80dB
LM337	-1,25	1,5	0,1	80dB
LM78G CP	5-30	1	1	62dB
PC4105	v / 15	0.15	3mV	70dB

- Mạch thực hiện:

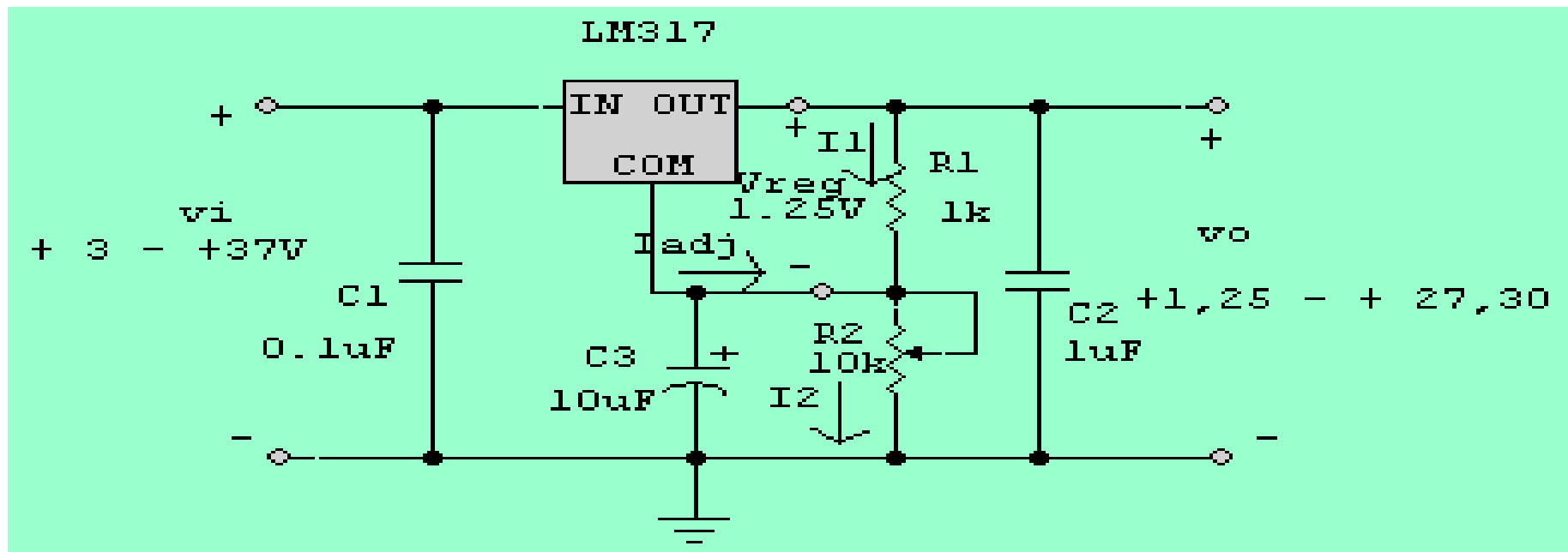


# Bộ cấp điện ổn áp đối xứng

- Với 7812 và 7912

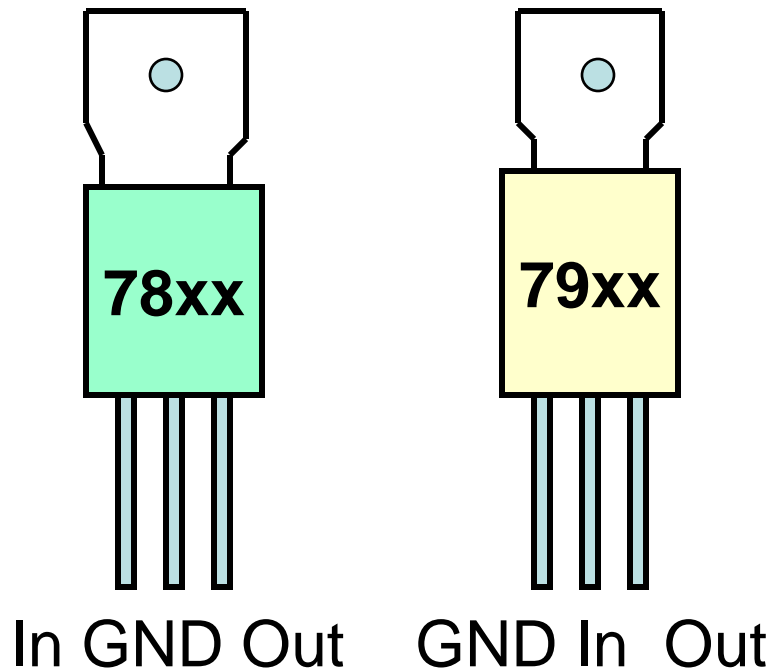


- Mạch có điện thế ra ổn định điều chỉnh được

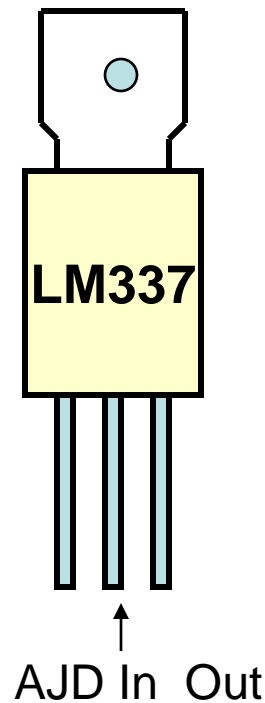
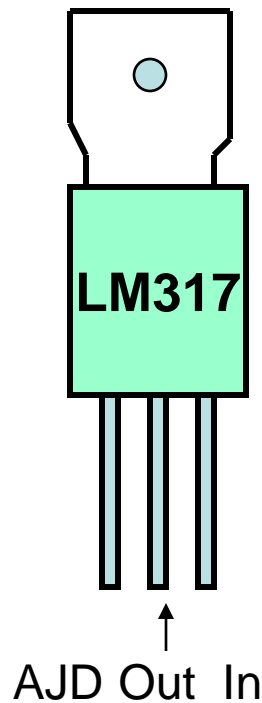


$$\begin{aligned}
 & V_o = V_{ref} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{adj} R_2 \\
 & = 1.25 \left( 1 + \frac{10k}{1k} \right) + (10uA)(10k) \\
 & = 12.75V
 \end{aligned}$$

- Với **LM337** , cách mắc tương tự trên nhưng có  $V_o = -1,25V - 32V$ .
- Sử dụng cả 2 IC trên ta có bộ nguồn đối xứng .
- Với họ 78xx và 79xx cũng ráp tương tự trên.

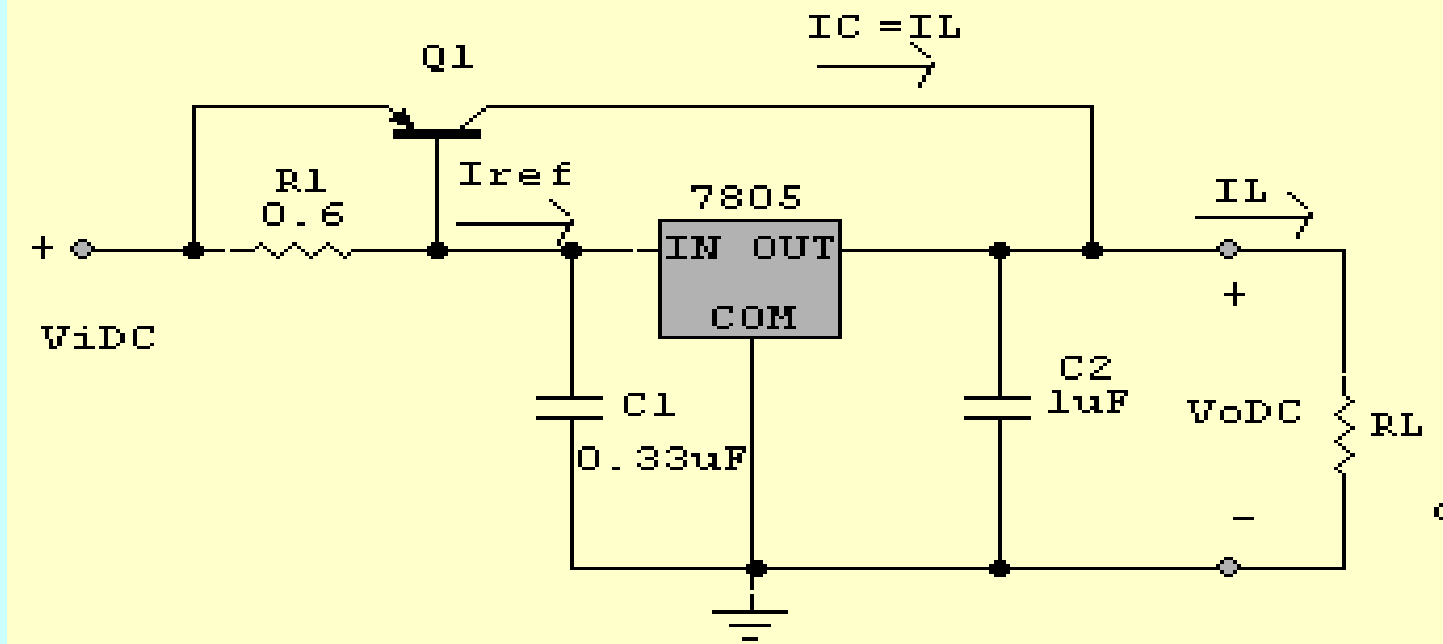


- **Với LM317 và LM337 thứ tự chân như sau:**  
**Khi ráp mạch phải chú ý đến vị trí chân của mỗi loại IC , tránh nhầm lẫn làm hư IC.**



# Mạch ổn áp có dòng tải lớn

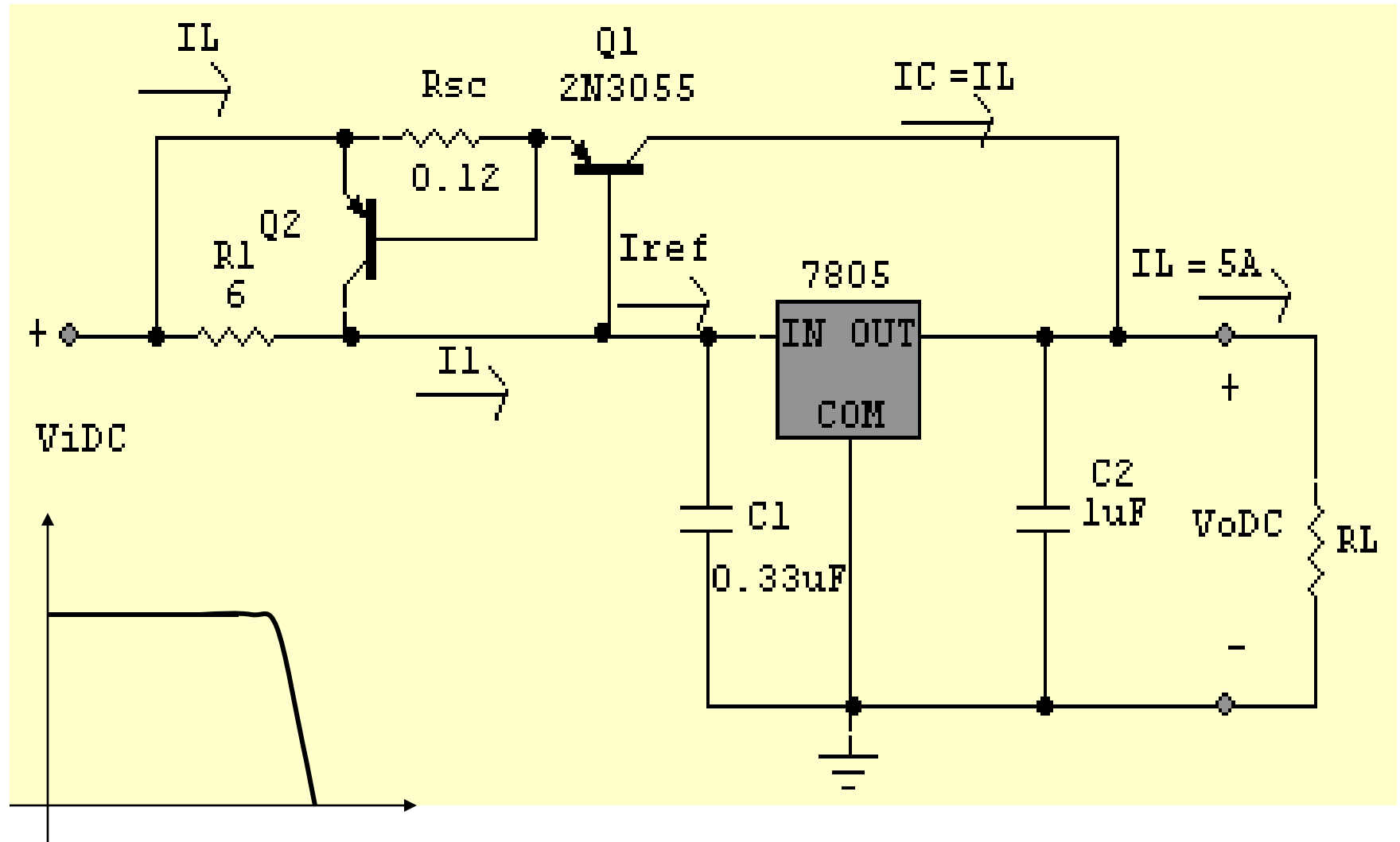
- $V_{ODC} = V_{reg}$
- Transistor cho dòng tải lớn  $I_L = 5A > I_{ref} = 1A$



- $R_1 = V_{BE1} / I_{ref}$   
 $= 0,6V / 1A = 0,6 \text{ ohm}$



# Mạch có dòng tải lớn và mạch bảo vệ



# Bộ ổn áp có mạch bảo vệ dòng gấp

- Sơ đồ:

