

MỤC LỤC

I.3. Phần nội dung các chương	1
A. LÝ THUYẾT.....	1
CHƯƠNG 1: KHUẾCH ĐẠI TÍN HIỆU NHỎ.....	1
1.1. Giới thiệu chương	1
1.2. Phân cực BJT	1
1.2.1. Phân cực cố định	1
1.2.2. Phân cực hồi tiếp Emitter	2
1.2.3. Phân cực hồi tiếp collector	3
1.2.4. Phân cực bằng cầu phân áp	3
1.3. Cách mắc BJT	4
1.3.1. Cách mắc E chung	4
1.3.2. Cách mắc E chung có RE	5
1.3.3. Cách mắc C chung	6
1.3.4. Cách mắc B chung	7
1.4. Kết luận chương.....	8
CHƯƠNG 2: HỒI TIẾP	9
2.1. Giới thiệu chương	9
2.2. Khái niệm cơ bản	9
2.2.1. Sơ đồ mạch khuếch đại có hồi tiếp	9
2.2.2. Phân loại hồi tiếp	9
2.2.3. Ưu và nhược điểm mạch hồi tiếp âm	11
2.3. Kết luận chương.....	11
CHƯƠNG 3: KHUẾCH ĐẠI CÔNG SUẤT	12
3.1. Giới thiệu chương	12
3.2. Các chế độ làm việc mạch khuếch đại	12
3.2.1.Khuếch đại công suất chế độ A.....	12
3.2.2.Khuếch đại công suất chế độ B.....	13
3.2.3. Khuếch đại công suất chế độ AB	14
3.3. Mạch khuếch đại chế độ AB dùng transistors ghép bô phụ	16
3.3.1. Mạch công suất OTL	16
3.4. Mạch khuếch đại Darlington	17

3.5. Các mạch phụ trợ	18
3.5.1. Mạch chống ngắn mạch	18
3.5.2. Mạch bù trở kháng Zobel	18
3.6. Kết luận chương.....	19
B. THIẾT KẾ	20
Sơ đồ mạch chi tiết	20
CHƯƠNG 4: TÍNH TOÁN THÀNH PHẦN 1 CHIỀU	20
4.1. Giới thiệu chương	20
4.2. Tính toán phần nguồn	20
4.3. Tính tầng công suất	21
4.3.1 Tính chọn trở R1, R2.....	21
4.3.2 Chọn cặp BJT Q1, Q2	22
4.3.3 Tính chọn R3, R4	23
4.3.4 Tính chọn cặp BJT Q3, Q4	24
4.4. Tính chọn D1, D2, D3, RV1	25
4.5. Tính chọn BJT thúc Q5.....	26
4.6. Tính chọn D4, D5, RV2 và BJT nguồn dòng Q6	26
4.6.1. Tính chọn D4, D5, RV2	26
4.6.2. Tính chọn BJT nguồn dòng Q6	27
4.7. Tính tầng tiền khuếch đại	27
4.7.1. Tính chọn R9, R10, R11	28
4.7.2. Tính chọn BJT Q7	28
4.7.3. Tính chọn R12, R13, R14	29
4.8. Tính mạch bảo vệ.....	29
4.9. Kết luận chương.....	30
CHƯƠNG 5: TÍNH TOÁN THÀNH PHẦN XOAY CHIỀU	31
5.1. Giới thiệu chương	31
5.2. Hệ số khuếch đại điện áp Q5	31
5.3. Hệ số khuếch đại điện áp Q7, tính chọn RV3	32
5.4. Tính chọn tụ	33
5.5. Tính mạch bù trở kháng Zobel	34
5.6. Kiểm tra méo phi tuyến	34

5.7. Kết luận chương	35
Bảng 5.1 Tổng hợp ký hiệu các linh kiện	36
C. MÔ PHỎNG VÀ THI CÔNG	37
1.Mô phỏng.....	37
1.1. Mô phỏng 1 chiều.....	37
1.2. Mô phỏng xoay chiều.....	38
1.3. Mô phỏng dạng sóng BJT và ngõ ra	38
1.4. Mô phỏng băng thông	40
2.Thi công	40
2.1. Hình ảnh mạch in và thi công thực tế.....	41
2.2. Bảng so sánh thông số khi chưa có tín hiệu AC.....	43
I.4. Phần Kết luận.....	44
I.5. Phần Tài liệu tham khảo	44
I.6. Phần Phụ lục.....	45

I.3. Phần nội dung các chương

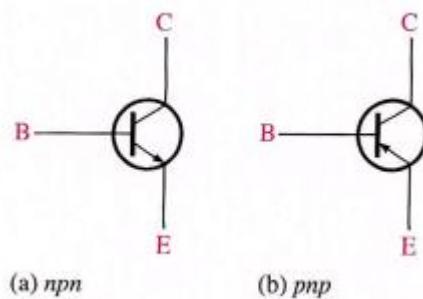
A. LÝ THUYẾT

CHƯƠNG 1: KHUẾCH ĐẠI TÍN HIỆU NHỎ

1.1. Giới thiệu chương

- Trong chương này chúng ta sẽ tìm hiểu cách phân cực BJT, cách mắc BJT thường gặp, ưu và nhược điểm của chúng.

1.2. Phân cực BJT

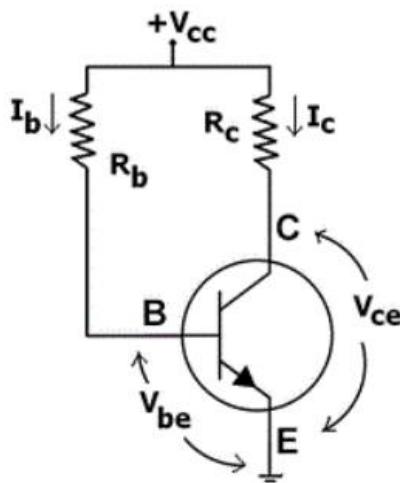


Hình 1.1 BJT

BJT thường hoạt động trong 3 vùng chính:

- Vùng khuếch đại: Tiếp giáp B-E phân cực thuận, tiếp giáp B-C bị phân cực ngược.
- Vùng bão hòa: Cả hai tiếp giáp B-E và B-C đều bị phân cực thuận
- Vùng ngắt: Trong vùng này, cả hai tiếp giáp B-E và B-C đều bị phân cực ngược.

1.2.1. Phân cực cố định



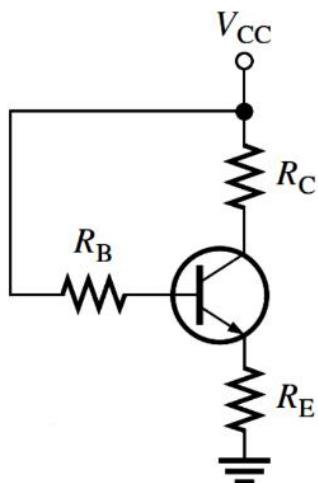
Hình 1.2 Mạch phân cực cố định

$$+ \text{Áp dụng KVL: } I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \quad (V_{BE} = 0,7 \text{ nếu là loại silic}) \quad (1.1)$$

+ Trong vùng khuếch đại: $I_C = \beta \cdot I_B$

- + Phương trình đường tải tĩnh: $V_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot R_C$ (1.2)
- + Ưu điểm: Đơn giản, dễ thiết kế, dễ điều chỉnh điểm làm việc.
- + Nhược điểm: Khi nhiệt độ thay đổi, các đại lượng như β , V_{CEO} , I_B thay đổi ảnh hưởng đến điểm làm việc.

1.2.2. Phân cực hồi tiếp Emitter



Hình 1.3 Mạch phân cực hồi tiếp Emitter

$$+ Áp dụng KVL: I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1) \cdot R_E} \quad (1.3)$$

$$+ Trong vùng khuếch đại: I_C = \beta \cdot I_B \quad (1.4)$$

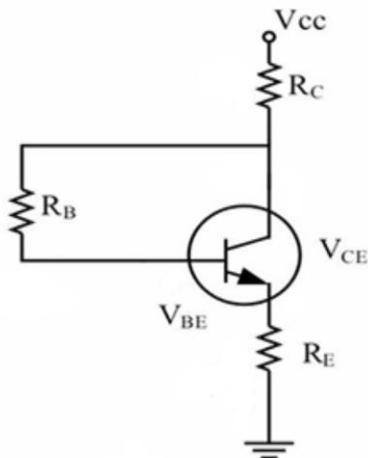
$$+ Phương trình đường tải tĩnh: V_{CE} = V_{CC} - (R_C + R_E) \cdot I_C \quad (1.5)$$

$$+ I_{CSAT} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} \quad (1.6)$$

+ Ưu điểm: Có điện trở hồi tiếp R_E tăng độ ổn định của điểm làm việc tĩnh

+ Nhược điểm: Xác định điểm làm việc còn phụ thuộc vào hệ số β .

1.2.3. Phân cực hồi tiếp collector



Hình 1.4 Mạch phân cực hồi tiếp Collector

$$+ I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + \beta \cdot (R_C + R_E)} \quad (1.7)$$

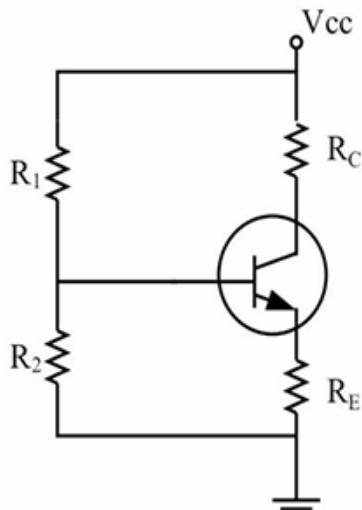
$$+ \text{Trong vùng khuếch đại: } I_C = \beta \cdot I_B \quad (1.8)$$

$$+ \text{Phương trình đường tải tĩnh: } V_{CE} = V_{CC} - (R_C + R_E) \cdot I_C \quad (1.9)$$

+ Ưu điểm: Khả năng hồi tiếp tốt hơn hồi tiếp cực Emitter

+ Nhược điểm: Khó tính toán, thiết kế

1.2.4. Phân cực bằng cầu phân áp



Hình 1.5 Mạch phân cực bằng cầu phân áp

$$+ V_{EQ} = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_1} \quad (1.20)$$

$$+ R_{EQ} = R_1 // R_2 \quad (1.21)$$

+ Trong vùng khuếch đại: $I_C = \beta \cdot I_B$ (1.22)

+ Phương trình đường tải tĩnh: $V_{CE} = V_{CC} - R_C \cdot I_C - I_E \cdot R_E = V_{CC} - I_C \cdot (R_C + \frac{R_E}{\alpha})$ (1.23)

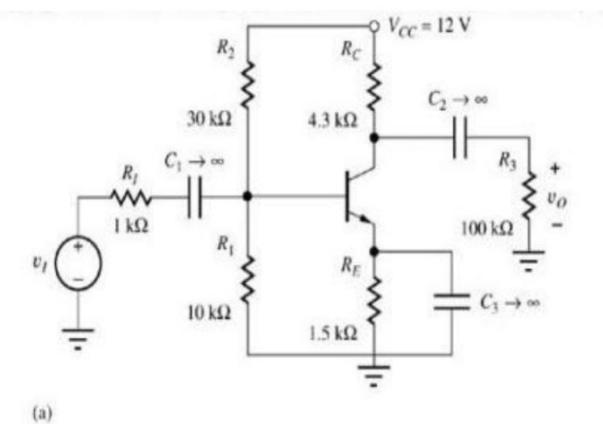
$$+ I_{CSAT} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} \quad (1.24)$$

+ Ưu điểm: Việc xác định điểm làm việc tĩnh Q ít phụ thuộc vào hệ số β

+ Nhược điểm: Thiết kế và tính toán phức tạp

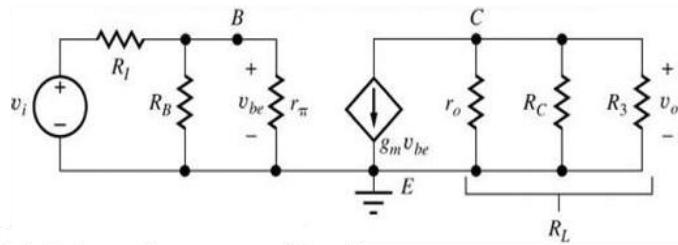
1.3. Cách măc BJT

1.3.1. Cách măc E chung



(a)

Hình 1.6 Mạch E chung không có RE



Hình 1.7 Sơ đồ tương đương xoay chiều E chung không có RE

Ta có: $R_B = R_1 // R_2$; $R_{ib} = r_\pi \Rightarrow R_{in} = R_B // r_\pi$; $R_{ic} = r_o \Rightarrow R_{out} = R_C // r_o$

Hệ số khuếch đại điện áp giữa các cực của BJT: $A_{vt} = -g_m \cdot R_L$ (1.25)

Hệ số khuếch đại điện áp: $A_v = -g_m \cdot R_L \cdot \frac{R_{in}}{R_1 + R_2}$ (1.26)

Hệ số khuếch đại dòng điện: $A_i = A_v \cdot \frac{R_1 + R_{in}}{R_3}$ (1.27)

Hệ số khuếch đại công suất: $A_p = A_i \cdot A_v$ (1.28)

$$\text{Điều kiện của } v_i \text{ để mạch khuếch đại tuyến tính: } v_i \leq 5\text{mV} \cdot \frac{R_I + R_{in}}{R_{in}} \quad (1.29)$$

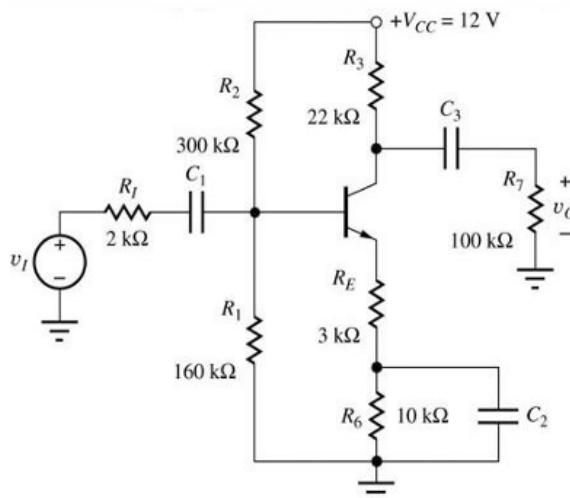
Tín hiệu vào và ra ngược pha nhau; Z_{in} nhỏ Z_{out} lớn khó phối hợp trở kháng

Ưu điểm: Khuếch đại đồng thời cả áp và dòng

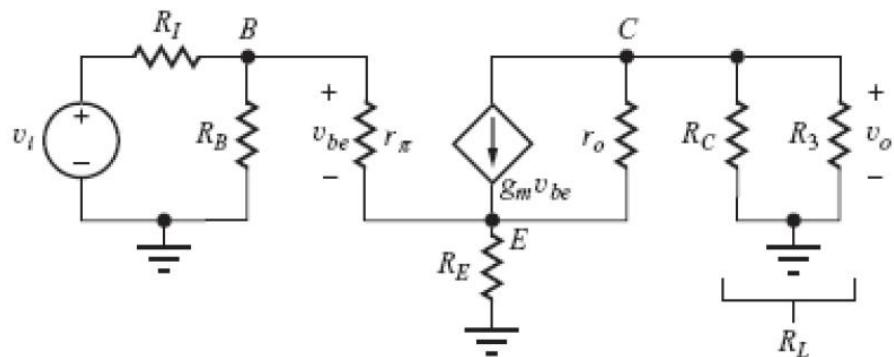
Nhược điểm: Hệ số khuếch đại ở mức trung bình

Ứng dụng: Thường dùng trong tầng đầu vào và tầng thúc mạch khuếch đại công suất

1.3.2. Cách măc E chung có RE



Hình 1.8 Mạch E chung có RE



Hình 1.9 Sơ đồ tương đương xoay chiều E chung có RE

$$\text{Ta có: } R_{ib} = r_\pi \cdot (1 + g_m \cdot R_E); \quad R_{in} = R_B // R_{ib} \quad (1.30)$$

$$\text{Hệ số khuếch đại điện áp giữa các cực của BJT: } A_{vt} = \frac{-g_m \cdot R_L}{1 + g_m \cdot R_E} \quad (1.31)$$

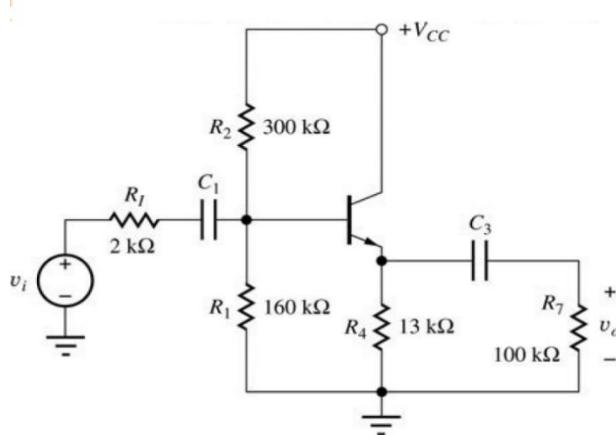
$$\text{Hệ số khuếch đại áp: } A_v = \frac{-g_m \cdot R_L}{1 + g_m \cdot R_E} \cdot \frac{R_{in}}{R_{in} + R_I} \quad (1.32)$$

$$\text{Hệ số khuếch đại dòng điện: } A_i = A_v \cdot \frac{R_I + R_{in}}{R_3} \quad (1.33)$$

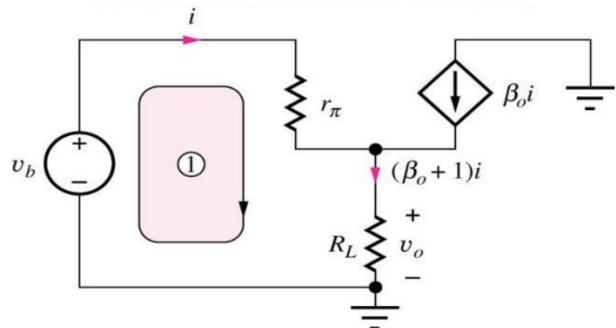
Hệ số khuếch đại công suất: $A_p = A_i \cdot A_v$ (1.34)

Điều kiện của v_i để mạch khuếch đại tuyến tính: $v_i \leq 5\text{mV} \cdot \frac{R_I + R_{in}}{R_{in}} \cdot (1 + g_m \cdot R_E)$ (1.35)

1.3.3. Cách măc C chung



Hình 1.10 Mạch măc C chung



Hình 1.11 Sơ đồ tương đương xoay chiều C chung

Ta có: $R_{ib} = r_\pi \cdot (1 + g_m \cdot R_L)$; $R_{in} = R_B // R_{ib}$; $R_{iE} = \frac{1}{g_m}$; $R_{OUT} = R_{iE} // R_E$

Hệ số khuếch đại điện áp giữa các cực của BJT: $A_{vt} = \frac{g_m \cdot R_L}{1 + g_m \cdot R_L}$ (1.36)

Hệ số khuếch đại điện áp: $A_v = \frac{g_m \cdot R_L}{1 + g_m \cdot R_L} \cdot \frac{R_{in}}{R_{in} + R_I}$ (1.37)

Hệ số khuếch đại dòng điện: $A_i = A_v \cdot \frac{R_I + R_{in}}{R_3}$ (1.38)

Hệ số khuếch đại công suất: $A_p = A_i \cdot A_v$ (1.39)

Điều kiện của v_i để mạch khuếch đại tuyến tính: $v_i \leq 5\text{mV} \cdot \frac{R_I + R_{in}}{R_{in}} \cdot (1 + g_m \cdot R_L)$ (1.40)

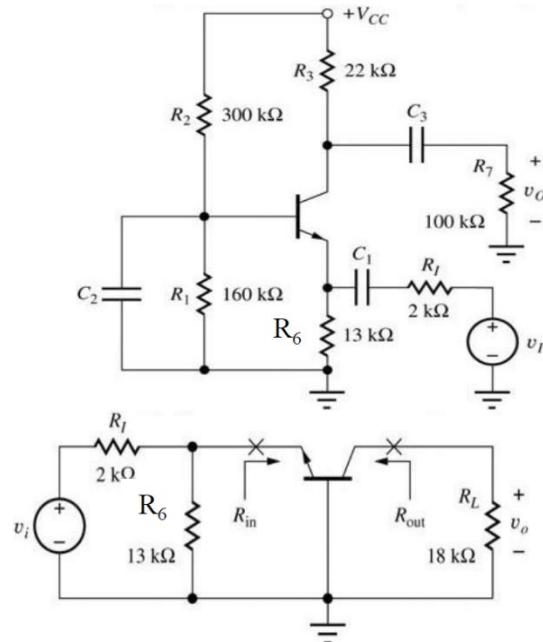
Tín hiệu vào và ra đồng pha nhau; Z_{IN} lớn Z_{OUT} nhỏ giúp phối hợp trở kháng

Ưu điểm: Hệ số khuếch đại dòng cao, xử lí tín hiệu vào lớn.

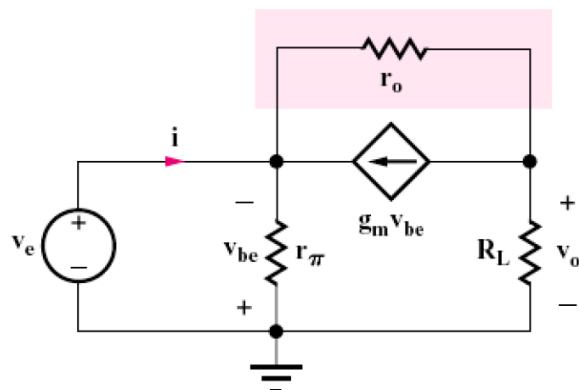
Nhược điểm: Hệ số khuếch đại điện áp $A_v \approx 1$ ($A_v < 1$).

Ứng dụng: Sử dụng trong các tầng yêu cầu dòng ra cao, tầng công suất

1.3.4. Cách măc B chung



Hình 1.12 Hình mạch măc B chung



Hình 1.13 Sơ đồ tương đương xoay chiều mạch B chung

$$\text{Ta có: } R_{iE} = \frac{1}{g_m}; \quad R_{in} = R_{iE} // R_6; \quad R_{ic} = r_o \left(1 + \frac{\beta \cdot R_{th}}{R_{th} + r_\pi}\right); \quad R_{th} = R_6 // R_1$$

$$\text{Hệ số khuếch đại điện áp giữa các cực của BJT: } A_{vt} = g_m \cdot R_L \quad (1.41)$$

$$\text{Hệ số khuếch đại áp: } A_v = \frac{R_{in}}{R_{in} + R_l} \cdot g_m \cdot R_L \quad (1.42)$$

$$\text{Hệ số khuếch đại dòng điện: } A_i = A_v \cdot \frac{R_l + R_{in}}{R_3} \quad (1.43)$$

$$\text{Hệ số khuếch đại công suất: } A_p = A_i \cdot A_v \quad (1.44)$$

$$\text{Điều kiện của } v_i \text{ để mạch khuếch đại tuyến tính: } v_i \leq 5mV \cdot \frac{R_1 + R_{in}}{R_{in}} \quad (1.45)$$

Tín hiệu vào và ra đồng pha nhau.

Ưu điểm: Hệ số khuếch đại áp lớn, trở kháng vào mạch lớn.

Nhược điểm: Không khuếch đại dòng.

Ứng dụng: Sử dụng trong các mạch yêu cầu điện áp ra cao.

1.4. Kết luận chương

- Tần số khuếch đại tín hiệu nhỏ giúp khuếch đại dòng và áp nhưng thường không ổn định do nhiệt độ thay đổi nên chương sau sẽ làm rõ một trong những thành phần giúp cải thiện độ ổn định, nâng cao hệ số khuếch đại của mạch, đó chính là hồi tiếp.

CHƯƠNG 2: HỒI TIẾP

2.1. Giới thiệu chương

- Mạch hồi tiếp được ứng dụng rộng rãi trong các hệ thống khuếch đại. Trong chương này chúng ta sẽ tìm hiểu loại mạch khuếch đại có hồi tiếp âm và dương nhưng chủ yếu vẫn là hồi tiếp âm được sử dụng.

2.2. Khái niệm cơ bản

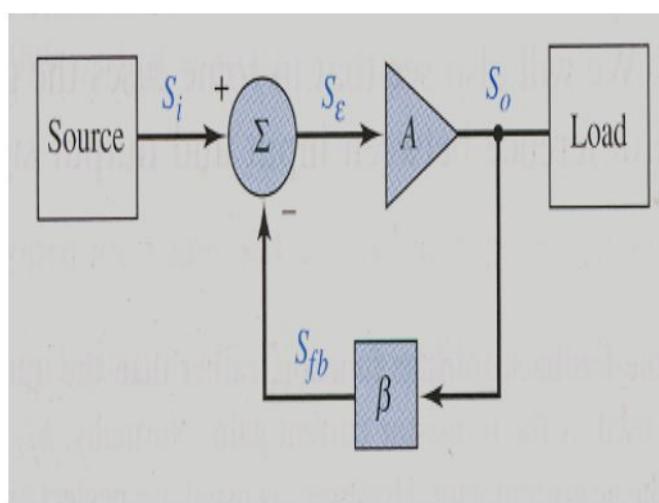
- Hồi tiếp là đưa một phần tín hiệu đầu ra (điện áp hoặc dòng điện) quay trở lại cung cấp cho đầu vào giúp ổn định hệ số khuếch đại, cải thiện chất lượng mạch.

- Có hai loại hồi tiếp: hồi tiếp dương và hồi tiếp âm.

+ Hồi tiếp âm: Tín hiệu đưa về ngược pha với tín hiệu ngõ vào, giảm tín hiệu ngõ vào của mạch nhưng duy trì độ ổn định của hệ số khuếch đại.

+ Hồi tiếp dương: Tín hiệu đưa về cùng pha với tín hiệu ngõ vào, làm tăng hệ số khuếch đại nhưng là giảm độ ổn định của mạch.

2.2.1. Sơ đồ mạch khuếch đại có hồi tiếp



A : Mạch khuếch đại vòng hở có hệ số khuếch đại là A

β : Mạch hồi tiếp có hệ số hồi tiếp là β

S_{fb} : Tín hiệu hồi tiếp

S_i : Tín hiệu ngõ vào.

S_e : Tín hiệu ngõ vào của mạch khuếch đại khi có hồi tiếp

S_o : Tín hiệu ngõ ra

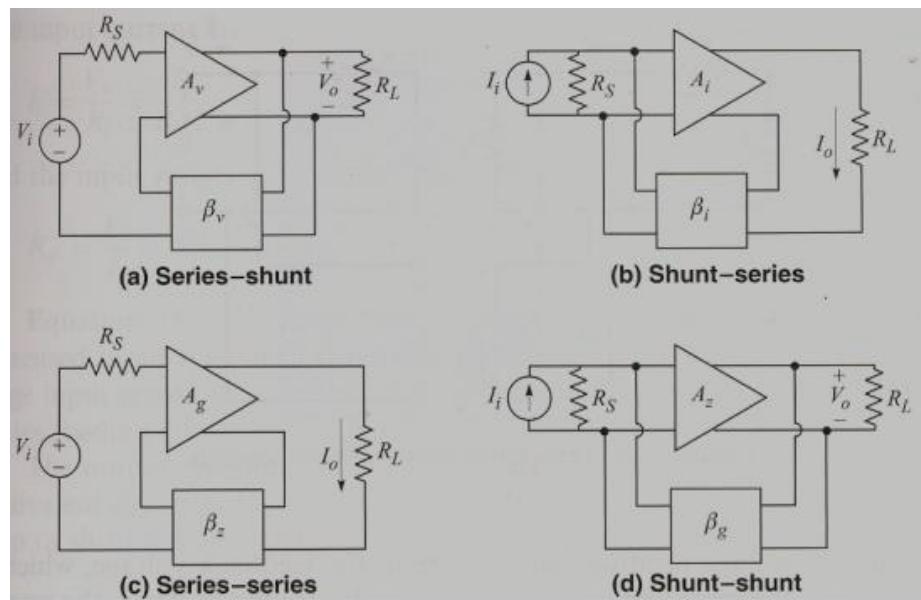
A_F : Độ lợi vòng kín của mạch khuếch đại khi có hồi tiếp

Hình 2.1 Sơ đồ mạch khuếch đại có hồi tiếp

2.2.2. Phân loại hồi tiếp

Có thể phân loại hồi tiếp dựa vào các đặc điểm sau:

- Tín hiệu hồi tiếp (điện áp hay dòng điện)
- Cách mắc tín hiệu với ngõ vào (nối tiếp hay song song).



Hình 2.2 Các kiểu hồi tiếp

Theo hình 2.2 ta có

(a) Hồi tiếp điện áp nối tiếp

$$\text{Hệ số khuếch đại vòng hở: } A_v = \frac{V_o}{V_i} \quad (2.1)$$

$$\text{Hệ số hồi tiếp: } \beta_v = \frac{V_{fb}}{V_o} \quad (2.2)$$

$$\text{Hệ số khuếch đại vòng kín: } A_{vF} = \frac{V_o}{V_i} \quad (2.3)$$

(b) Hồi tiếp dòng điện song song

$$\text{Hệ số khuếch đại vòng hở: } A_i = \frac{I_o}{I_i} \quad (2.4)$$

$$\text{Hệ số hồi tiếp: } \beta_i = \frac{I_{fb}}{I_o} \quad (2.5)$$

$$\text{Hệ số khuếch đại vòng kín: } A_{iF} = \frac{I_o}{I_i} \quad (2.6)$$

(c) Hồi tiếp dòng điện nối tiếp

$$\text{Hệ số khuếch đại vòng hở: } A_g = \frac{I_o}{V_i} \quad (2.7)$$

$$\text{Hệ số hồi tiếp: } \beta_g = \frac{V_{fb}}{I_o} \quad (2.8)$$

$$\text{Hệ số khuếch đại vòng kín: } A_{gF} = \frac{I_o}{V_i} \quad (2.9)$$

(d) Hồi tiếp khuếch đại điện áp song song

$$\text{Hệ số khuếch đại vòng hở: } A_z = \frac{V_o}{I_i} \quad (2.10)$$

$$\text{Hệ số hồi tiếp: } \beta_g = \frac{I_{fb}}{V_o} \quad (2.11)$$

$$\text{Hệ số khuếch đại vòng kín: } A_{ZF} = \frac{V_o}{I_i} \quad (2.12)$$

2.2.3. Ưu và nhược điểm mạch hồi tiếp âm

Ưu điểm: Ôn định hàm truyền, mở rộng băng thông, giảm nhiễu, giảm méo, cải thiện tông trở vào và ra.

Nhược điểm: Giảm độ lợi, có thể mạch không ổn định tại tần số cao do sinh ra dao động.

2.3. Kết luận chương

- Hồi tiếp là một phương pháp lấy phần tín hiệu ngoã ra đưa trở lại đầu vào. Mạch hồi tiếp đóng vai trò quan trọng, giảm méo, cung cấp sự ổn định, và cải thiện chất lượng âm thanh, nâng cao chất lượng mạch khuếch đại.

CHƯƠNG 3: KHUẾCH ĐẠI CÔNG SUẤT

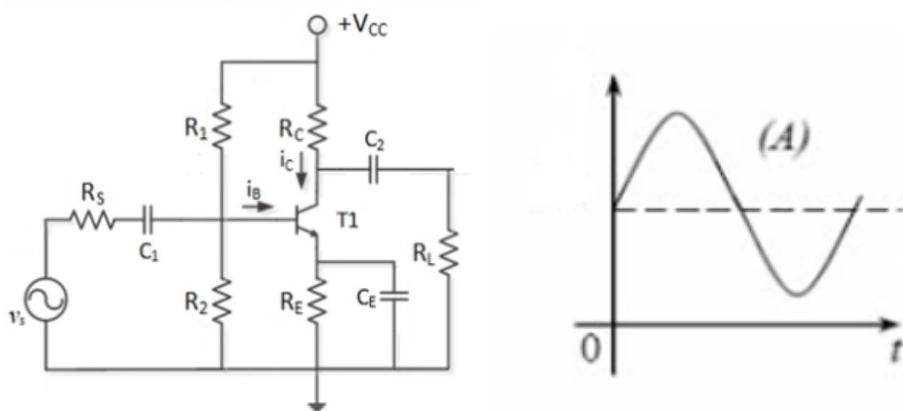
3.1. Giới thiệu chương

- Khuếch đại công suất là tầng cuối của thiết bị khuếch đại, nó có nhiệm vụ cung cấp cho ta tín hiệu trung thực, đưa ra công suất mong muốn và hiệu suất hợp lý.
- Tùy theo chế độ làm việc của transistor, người ta thường phân mạch khuếch đại công suất ra thành các loại như khuếch đại công suất loại A, loại AB, loại B,...

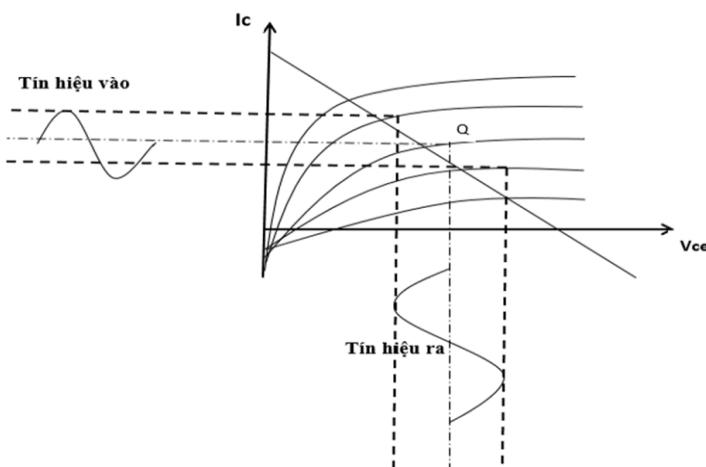
3.2. Các chế độ làm việc mạch khuếch đại

3.2.1. Khuếch đại công suất chế độ A

- Tín hiệu được khuếch đại gần như tuyến tính. Transistor hoạt động trong cả chu kỳ 360° của một chu kỳ tín hiệu sóng vào, tín hiệu ngõ ra cũng thay đổi tuyến tính trong toàn bộ chu kỳ 360° của tín hiệu ngõ vào.



Hình 3.1 Mạch khuếch đại chế độ A và dạng sóng



Hình 3.2 Đặc tuyến chế độ A

Điểm làm việc tĩnh Q của mạch khuếch đại chế độ A nằm ở khoảng giữa của đặc tuyến và có $v_{be} = 0,6$ V đến $0,7$ V (đối với transistor silicon).

Hiệu suất của chế độ A

Công suất tín hiệu hữu ích trên tải:

$$P_L = R_L \cdot I_{RMS}^2 = R_L \cdot \frac{I_{LP}^2}{2} = \frac{R_L \cdot I_{LP}}{2} \cdot I_{LP} = \frac{V_{DD} \cdot I_{LP}}{2} \quad (3.1)$$

Công suất nguồn cung cấp:

$$P_{CC} = \frac{1}{T} \int_0^T [I_{ss} \cdot V_{ss} + I_{ss} \cdot V_{DD} + \frac{V_{DD} \sin \omega t}{R_L} \cdot V_{DD}] dt \quad (3.2)$$

$$= 2 \cdot V_{DD} \cdot I_{LP}$$

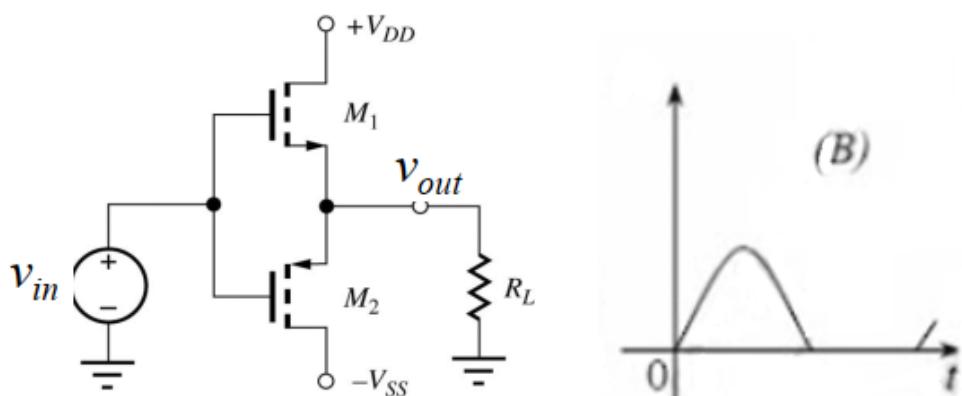
$$\text{Vậy hiệu suất chế độ A: } \eta = \frac{P_L}{P_{CC}} = \frac{\frac{V_{DD} \cdot I_{LP}}{2}}{2 \cdot V_{DD} \cdot I_{LP}} = \frac{1}{4} \cdot 100\% = 25\% \quad (3.3)$$

Đặc điểm mạch khuếch đại chế độ A

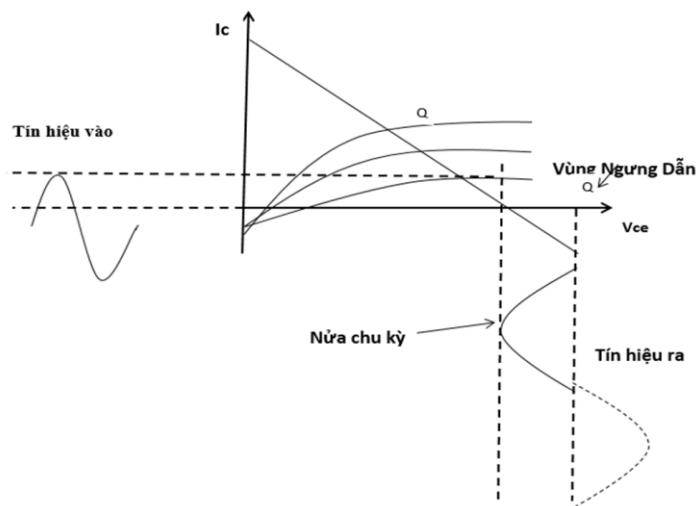
- Ưu điểm: Độ méo tín hiệu ít, tín hiệu ra không bị biến dạng.
- Nhược điểm: Hiệu suất thấp 25%, tiêu hao nhiệt lớn.
- Ứng dụng: Dùng cho tầng khuếch đại tín hiệu nhỏ, tầng không yêu cầu hiệu suất cao.

3.2.2. Khuếch đại công suất chế độ B

- Mạch khuếch đại chế độ B chỉ khuếch đại một nửa chu kỳ của tín hiệu, nếu khuếch đại bán kỲ dương ta dùng transistor NPN, bán kỲ âm ta dùng transistor PNP.
- Chế độ B đạt hiệu suất η cao hơn ở chế độ A.



Hình 3.3 Mạch khuếch đại chế độ B và dạng sóng



Hình 3.4 Đặc tuyến chế độ B

Điểm làm việc Q nằm ở vùng ranh giới giữa vùng ngưng dẫn và vùng dẫn.

Dòng điện và điện áp đầu ra tồn tại trong 1 nửa chu kỳ.

Hiệu suất của chế độ B

Công suất tín hiệu hữu ích trên tải trong 1 chu kỳ giống chế độ A:

$$P_L = \frac{V_{DD} \cdot I_{LP}}{2} \quad (3.4)$$

Công suất nguồn cung cấp 1 chu kỳ

$$P_{CC} = \frac{2 \cdot V_{DD} \cdot I_{LP}}{\pi} \quad (3.5)$$

Vậy hiệu suất chế độ B sử dụng 2 transistor mắc dây kéo

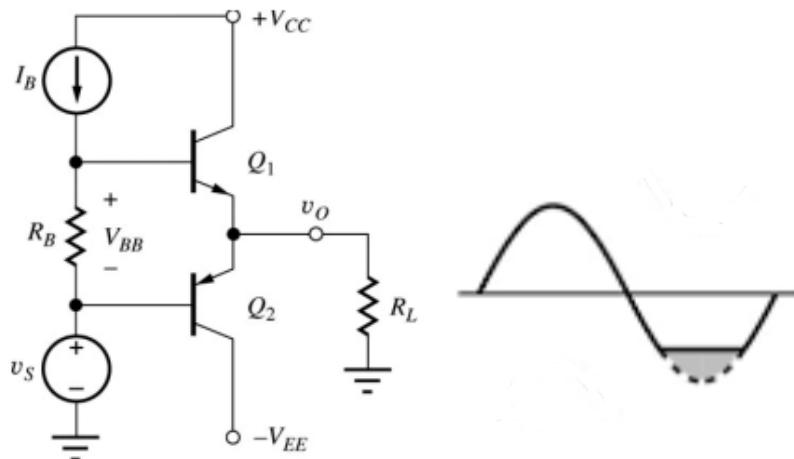
$$\eta = \frac{P_L}{P_{CC}} = \frac{\frac{V_{DD} \cdot I_{LP}}{2}}{\frac{2 \cdot V_{DD} \cdot I_{LP}}{\pi}} = \frac{\pi}{4} \cdot 100\% = 78,5\% \quad (3.6)$$

Đặc điểm mạch khuếch đại chế độ B

- Ưu điểm: Hiệu suất lớn, cao hơn chế độ A
- Nhược điểm: Chỉ khuếch đại nửa chu kỳ, độ méo tăng lên khi tín hiệu vào tăng.
- Ứng dụng: Dùng cho các mạch yêu cầu hiệu suất cao, chất lượng thiết kế không cần cao

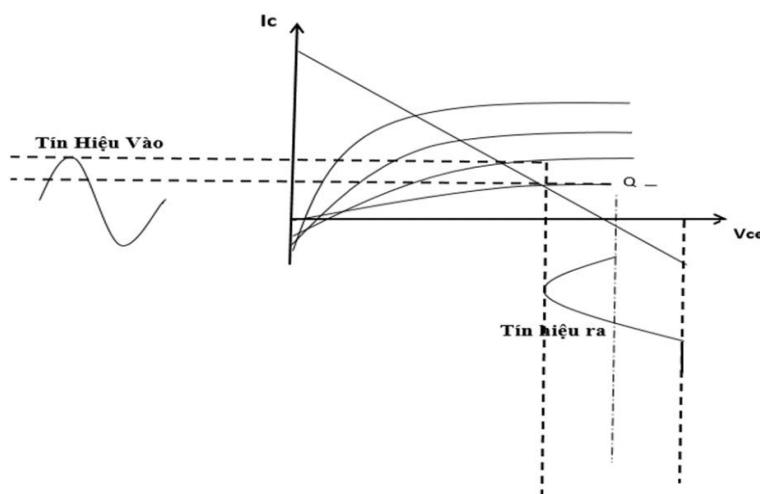
3.2.3. Khuếch đại công suất chế độ AB

- Sử dụng chế độ AB để sửa méo của mạch chế độ B trong khi vẫn cải thiện hiệu suất bằng cách kết hợp 2 loại A và B.



Hình 3.5 Mạch khuếch đại chế độ AB và dạng sóng

Nguyên tắc hoạt động: Ở bán kí dương của tín hiệu transistor Q1 phân cực thuận, Q2 phân cực ngược nên Q1 dẫn và Q2 ngắt, tương tự ở bán kí âm Q1 phân cực ngược và Q2 phân cực thuận nên Q2 dẫn và Q1 ngắt. Vậy tín hiệu ra trên tải được khuếch đại ở cả bán kí âm và bán kí dương của tín hiệu.



Hình 3.6 Đặc tuyến chế độ AB

- Điểm làm việc tĩnh Q của chế độ AB ở giữa chế độ A và B có $V_{BE} < 0,6V$.

Đặc điểm mạch khuếch đại chế độ AB

- Ưu điểm: Khắc phục được sự méo xuyên tâm của mạch chế độ B, đạt hiệu suất cao hơn chế độ A.

Mỗi transistor chỉ khuếch đại một bán kí, tín hiệu ra ít méo và có hiệu suất cao.

- Nhược điểm: Phải dùng các cặp transistor bổ phụ cho nhau có giá thành khá tốn kém.

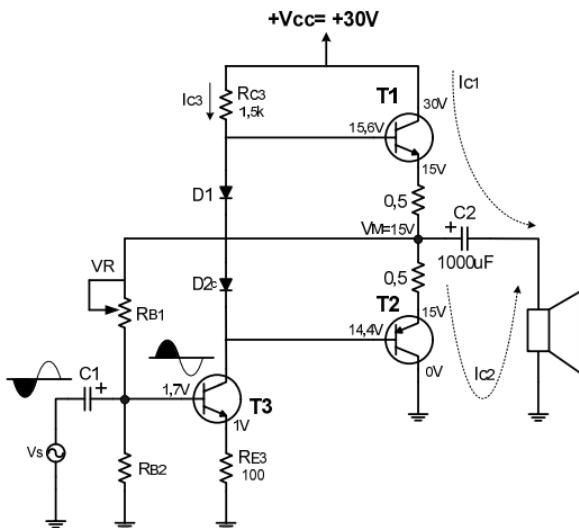
- Ứng dụng: Dùng cho các mạch yêu cầu hiệu suất, chất lượng thiết kế cao.

3.3. Mạch khuếch đại chế độ AB dùng transistors ghép bỗ phụ

- Chế độ AB: transistor chỉ làm việc trong 1 bán kí của tín hiệu ngõ vào. Để tránh méo xuyên tâm, ta phải phân cực trước cho mỗi transistor một điện áp bằng V_{BE} (khoảng 0,6V) để khi có tín hiệu xoay chiều từ ngõ vào, transistor có thể hoạt động ngay.

- Do các hạn chế của mạch khuếch đại công suất dùng biến áp, nên ta sử dụng mạch khuếch đại công suất âm tàn không dùng biến áp ở ngõ ra dạng OTL (Output Transformer-Less) và dạng OCL(Output Capacitor-Less), ở đây ta quan tâm mạch OTL.

3.3.1. Mạch công suất OTL



Hình 3.7 Mạch công suất OTL mắc bỗ phụ

Mạch OTL (Output Transformer Less) là mạch khuếch đại công suất không cần sử dụng biến áp đầu ra, được sử dụng trong các bộ khuếch đại âm thanh chất lượng cao.

Nhận xét mạch OTL hình 3.7

- + T1, T2 là 2 transistors có cùng thông số như công suất, hệ số khuếch đại β , được chế tạo cùng chất (thường là Si).
- + T1 và T2 có cùng các thông số kỹ thuật nên trong mạch điện phải có cùng điều kiện làm việc, điện áp điểm giữa $V_M = \frac{1}{2} V_{CC}$
- + Hai diode D1, D2 dùng để phân cực điện áp cho cực $B_{T1}-B_{T2}$
- + Mạch OTL mắc bỗ phụ thường sử dụng hai BJT: một NPN và một PNP, để khuếch đại tín hiệu theo kiểu push-pull

Đặc điểm chung mạch OTL

- + Sử dụng nguồn đơn, có tụ xuất âm nối với tải RL ở ngõ ra.
- + Tụ xuất âm ngăn dòng 1 chiều nhỏ cho thành phần xoay chiều đi qua, bảo vệ loa.
- + Mạch mắc kiểu bỗ phụ, các transistor luân phiên dẫn mỗi con một bán kí của tín hiệu ngõ vào nên cho ra tải đủ cả hai bán kí.

Ưu điểm: Giảm độ phức tạp thiết kế, tín hiệu ra ít méo và hiệu suất cao.

Đáp ứng nhanh, chất lượng âm thanh cao.

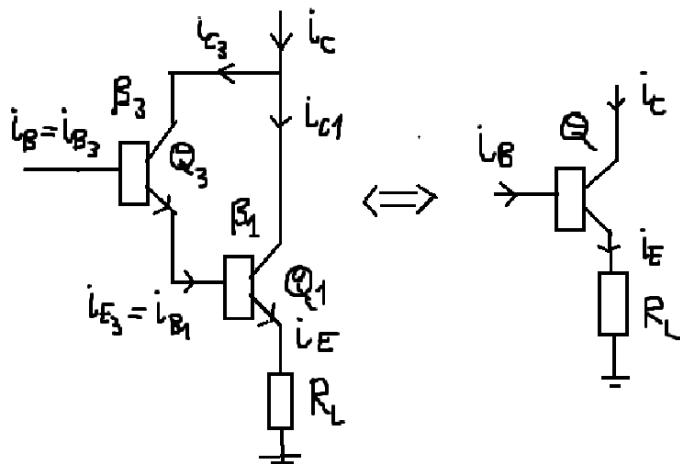
Nhược điểm: Thường phù hợp loa có tần số thấp.

Khó cân chỉnh điểm giữa, có tụ xuất âm nên gây tổn hao tín hiệu ở tần số thấp.

3.4. Mạch khuếch đại Darlington

Mạch Darlington là mạch gồm 2 transistors cùng kiểu NPN hoặc PNP kết nối với nhau, sử dụng khi cần hệ số khuếch đại dòng điện lớn hay mạch có tổng trở vào lớn.

Có thể có nhiều cặp Darlington ghép nối với nhau để đạt được yêu cầu cần thiết.



Hình 3.8 Mạch Darlington cơ bản

Hệ số khuếch đại dòng β :

$$\beta_{\Sigma} = \frac{i_C}{i_B} = \frac{i_{C3} + i_{C1}}{i_{B3}} = \frac{i_{C3}}{i_{B3}} + \frac{i_{C1}}{i_{B1}} \cdot \frac{i_{B1}}{i_{B3}} = \beta_3 + \beta_1 \cdot \frac{i_{E3}}{i_{B3}} \quad (3.7)$$

$$= \beta_3 + \beta_1 \cdot (\beta_3 + 1) = \beta_1 + \beta_3 + \beta_1 \cdot \beta_3 \approx \beta_1 \cdot \beta_3$$

$$\Rightarrow \beta_{\Sigma} = \beta_1. \beta_3 \quad (3.8)$$

Trở kháng vào:

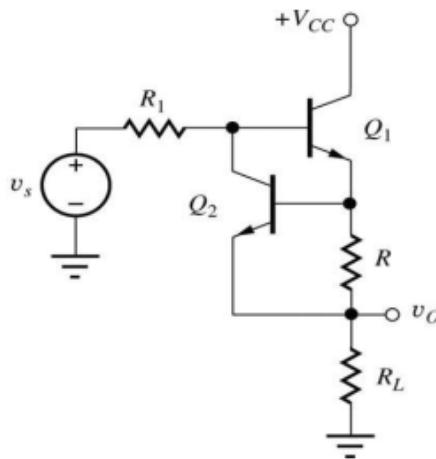
$$R_{IN} = \frac{V_B}{i_B} = \frac{V_{B3}}{i_{B3}} = \frac{V_{BE3}}{i_{B3}} + \frac{V_{BE1}}{i_{B3}} + \frac{V_{E1}}{i_{B3}} = r\pi_3 + V_{BE1} \cdot \frac{i_{E3}}{\beta_3+1} + V_{E1} \cdot \frac{i_{E1}}{(\beta_3+1)(\beta_1+1)} \quad (3.9)$$

$$\approx r\pi_3 + \beta_3.r\pi_1 + \beta_1.\beta_3.R_L$$

$$\Rightarrow R_{IN} \approx \beta_1 \cdot \beta_3 \cdot R_L \quad (3.10)$$

3.5. Các mạch phụ trợ

3.5.1. Mạch chống ngắn mạch



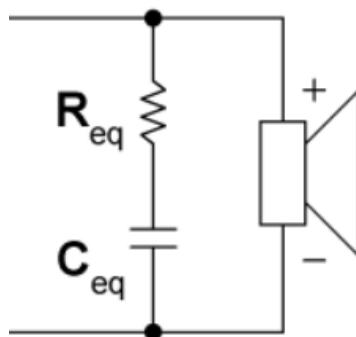
Hình 3.9 Mạch chống ngắn mạch

- Khi tải bị ngắn mạch, dòng tăng lên rất lớn làm BJT bị hỏng. Q2 bảo vệ chống ngắn mạch tại R_L . Ở chế độ khuếch đại, điện áp trên $R < 0,5$ V nên Q2 tắt. Khi tải ngắn mạch thì điện áp trên R tăng rất lớn làm Q2 dẫn bão hòa $\Rightarrow V_{ceQ2} \approx 0 \Rightarrow V_{beQ1} \approx 0$ làm cho BJT Q1 tắt.

3.5.2. Mạch bù trở kháng Zobel

Mạch Zobel là mạch bù trở kháng loa ở tần số cao.

Tải loa có: $Z_L = R_L + j\omega L \Rightarrow$ Loa có tính cảm, trở kháng loa phụ thuộc theo tần số, làm tín hiệu ra không ổn định, khi đó ta mắc thêm mạch zobel.



Hình 3.10 Mạch bù trở kháng Zobel

Ta có: $Z_{td} = Z_L // Z_{RC}$

Khi tần số tăng thì Z_L tăng, khi đó $Z_C = \frac{1}{j\omega C}$ sẽ giảm, giúp trở kháng Z_{td} không đổi.

Trở kháng loa được xác định:

$$Z_{td} = (R_L + j\omega L) // \left(R + \frac{1}{j\omega C} \right) = \frac{\left(R + \frac{1}{j\omega C} \right) \cdot (R_L + j\omega L)}{R + \frac{1}{j\omega C} + R_L + j\omega L} \quad (3.11)$$

Để Z_{td} không phụ thuộc vào tần số thì cần $Z_{td} = RL$

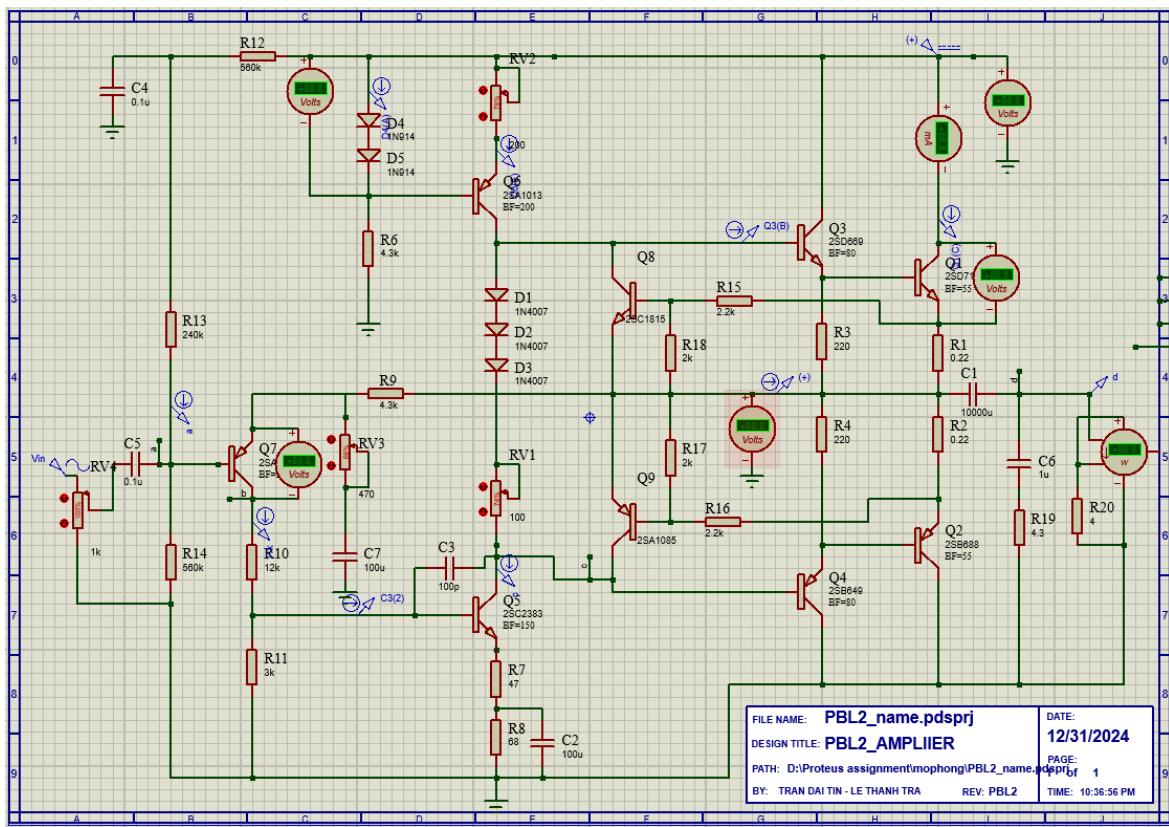
$$\begin{aligned}
 &\Rightarrow RL = \frac{\left(R + \frac{1}{j\omega C}\right)(RL + j\omega L)}{R + \frac{1}{j\omega C} + RL + j\omega L} \\
 &\Rightarrow RL \cdot j\omega L + RL^2 + \frac{RL}{j\omega C} + R \cdot RL = R \cdot j\omega L + \frac{L}{C} + \frac{RL}{j\omega C} + R \cdot RL \\
 &\Rightarrow \begin{cases} RL \cdot j\omega L = R \cdot j\omega L \\ RL^2 = \frac{L}{C} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} R = RL \\ C = \frac{L}{RL^2} \end{cases} \quad (3.12)
 \end{aligned}$$

3.6. Kết luận chương

- Ta đã tổng hợp được kiến thức về cấu tạo, nguyên lý hoạt động của các linh kiện, các loại mạch khuếch đại công suất và mạch phụ trợ. Các định lý và công thức quan trọng đã tìm hiểu sẽ tạo cơ sở để tiến tới các bước tính toán trong chương tiếp theo.

B. THIẾT KẾ

Sơ đồ mạch chi tiết



CHƯƠNG 4: TÍNH TOÁN THÀNH PHẦN 1 CHIỀU

4.1. Giới thiệu chương

- Chương này ta sẽ tính toán các giá trị DC như điện áp, dòng điện, nguồn cung cấp, điện trở, linh kiện bán dẫn...cùng các điều kiện khác được phân tích chi tiết nhằm thiết lập chế độ làm việc tối ưu cho hoạt động ổn định.

4.2. Tính toán phần nguồn

Gọi V_{LP} , I_{LP} là biên độ điện áp và dòng cực đại trên tải.

Gọi V_L , I_L là điện áp và dòng điện hiệu dụng trên tải.

$$\text{Ta có : } V_L = \frac{V_{LP}}{\sqrt{2}} \quad (4.1)$$

$$I_L = \frac{I_{LP}}{\sqrt{2}} \quad (4.2)$$

Công suất trên tải:

$$P_L = R_L \cdot I_L^2 = \frac{V_L^2}{R_L} = \frac{V_{LP}^2}{2R_L} \quad (4.3)$$

$$\Rightarrow V_{LP} = \sqrt{2 P_L R_L} = \sqrt{2 \cdot 30.4} = 15.5 \text{ V}$$

$$\Rightarrow I_{LP} = \frac{V_{LP}}{R_L} = \frac{15.5}{4} = 3.875 \text{ A}$$

Điện áp nguồn cung cấp:

Ta có Q1, Q2 làm việc ở chế độ AB nên chọn hệ số sử dụng nguồn là $\varepsilon = 0,8$.

$$2. V_{LP} = \varepsilon \cdot V_{CC} \quad (4.4)$$

$$\Rightarrow V_{CC} = \frac{2 V_{LP}}{0,8} = \frac{2 \cdot 15,5}{0,8} = 38,75 \text{ V}$$

Ta chọn **nguồn cung cấp 40 V**

Dòng cấp trung bình:

$$I_{tb} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I \cdot \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{I_{LP}}{\pi} \quad (4.5)$$

Công suất trên nguồn cung cấp

$$P_{CC} = V_{CC} \cdot I_{tb} = V_{CC} \cdot \frac{I_{LP}}{\pi} = 38,75 \cdot \frac{3,875}{\pi} = 47,79 \text{ W} \quad (4.6)$$

Hiệu suất mạch

$$\eta = \frac{P_L}{P_{CC}} \cdot 100\% = \frac{30}{47,79} \cdot 100\% = 62,77\% \quad (4.7)$$

4.3. Tính tầng công suất

4.3.1 Tính chọn trở R1, R2

Vì mạch làm việc ở chế độ AB nên dòng tĩnh collector nằm trong khoảng $20 \div 50 \text{ mA}$

Ta chọn: $I_{EQ1} = I_{EQ2} = 50 \text{ mA}$.

Dòng định qua Q1 Q2 là:

$$I_{E1P} = I_{E2P} = 0,05 + 3,875 = 3,925 \text{ A}$$

R1, R2 có tác dụng cân bằng dòng, ổn định nhiệt

Để tránh hao phí tín hiệu ra loa ta chọn :

$$\frac{V_{R1P}}{V_{LP}} \geq \frac{1}{20} \Rightarrow V_{R1P} \geq \frac{V_{LP}}{20} = \frac{15.5}{20} = 0,775 \text{ V} \quad (4.8)$$

$$\Rightarrow R1 = R2 = \frac{V_{R1P}}{I_{E1P}} = \frac{0,775}{3,925} = 0,197 \Omega$$

Công suất tiêu tán trên R1, R2 là:

$$P_{R1} = P_{R2} = R_1 \cdot I_L^2 \quad (4.9)$$

$$P_{R1} = P_{R2} = R_1 \cdot \frac{1}{4} I_{LP}^2 = \frac{1}{4} \cdot R_1 \cdot I_{LP}^2 = \frac{1}{4} \cdot 0,197 \cdot 3,925^2 = 0,75 \text{ W}$$

Ta chọn trở **R1, R2 là 0,22 Ω / 5W**

4.3.2 Chọn cặp BJT Q1, Q2

$$\text{Công suất nguồn cung cấp: } P_{CC} = V_{CC}I_{CC} = V_{CC}I_{TB} = V_{CC} \frac{I_{LP}}{\pi} \quad (4.10)$$

$$\text{Công suất tiêu tán trên tải: } P_L = I_L^2 R_L = \left(\frac{I_{LP}}{\sqrt{2}}\right)^2 R_L = \frac{1}{2} I_{LP}^2 R_L \quad (4.11)$$

$$\text{Công suất tiêu tán trên R1 và R2: } P_R = 2P_{R1} = R_1 I_{LP}^2 \quad (4.12)$$

$$\Rightarrow P_{R1/R2} = \frac{1}{2} R_1 I_{LP}^2 = 0,5 \cdot 0,22 \cdot 3,875^2 = 1,65 \text{ W}$$

Công suất tiêu tán của Q1 và Q2 là:

$$P_{ttAC} = P_{CC} - P_L - 2P_{R1} = \frac{V_{CC} \cdot I_{LP}}{\pi} - \frac{1}{2} I_{LP}^2 R_L - I_{LP}^2 R_1 (*) \quad (4.13)$$

Đạo hàm 2 vế (*) theo I_{LP}

$$\frac{d P_{ttAC}}{d I_{LP}} = \frac{V_{CC}}{\pi} - I_{LP} R_L - 2 I_{LP} \cdot R_1 = 0 \quad (4.14)$$

$$\Rightarrow I_{LPmax} = \frac{V_{CC}}{\pi \cdot (R_L + 2R_1)} \quad (4.15)$$

Thay vào (*), ta có công suất tiêu tán của một BJT là:

$$\begin{aligned} P_{ttAC/Q1} &= P_{ttAC/Q2} = \frac{P_{ttAC}}{2} \\ &= \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{V_{CC}^2}{\pi^2(R_L + 2R_1)} - \frac{V_{CC}^2 R_L}{2 \cdot \pi^2(R_L + 2R_1)^2} - \frac{V_{CC}^2 R_1}{\pi^2(R_L + 2R_1)^2} \right) \\ &= 9,12 \text{ (W)} \end{aligned} \quad (4.16)$$

Công suất tiêu tán tĩnh trên một BJT:

$$P_{ttDC/Q1} = V_{CE/Q1} \cdot I_{E/Q1} = \frac{V_{CC}}{2} I_{EQ} = \frac{40}{2} \cdot 0,05 = 1 \text{ W} \quad (4.17)$$

Vậy công suất tiêu tán tổng trên 1 BJT là:

$$P_{tt\Sigma max/Q1} = P_{ttAC} + P_{ttDC} = 9,12 + 1 = 10,12 \text{ W} \quad (4.18)$$

Vì Q1, Q2 là cặp BJT bổ phụ nên ta chọn Q1, Q2 thỏa mãn điều kiện:

$$I_C > (1,5 \div 2) I_{E1p} = (5,88 \div 7,85) \text{ A}$$

$$V_{CE0} > (1,5 \div 2) V_{CC} = (60 \div 80) \text{ V}$$

$$P_C > (1,5 \div 2) P_{tt\Sigma max} = (15,18 \div 20,24) \text{ W}$$

- Tra cứu Datasheet ta chọn **2SD718** và **2SB688**

Bảng 4.1 BJT 2SD718 và 2SB688

BJT	P _{cmax} (W)	I _c (A)	β (h_{FE})	V _{CEO} (V)	f _{gh} (MHz)	T(0C)	Loại
2SD718	80	8	55 : 160	120	12	150	NPN
2SB688	80	8	55 : 160	120	12	150	PNP

Băng thông yêu cầu: $0,2 \div 15\text{kHz}$

=> Tần số làm việc phải lớn hơn 16kHz

Dải tần ghép của 2SB688 là

$$f_b = f_T / \beta_{\max} = 10\text{MHz} / 160 = 62,5 \text{ kHz} \quad (4.19)$$

Mà BJT 2SB688 có BW = $(0 \div 62,5 \text{ kHz})$ thỏa mãn yêu cầu BW $(0,2 \div 15\text{kHz})$

4.3.3 Tính chọn R3, R4

Ta chọn: $\beta_{Q1} = \beta_{\min} = 55$

Dòng Base tĩnh của Q1 :

$$I_{B1Q} = \frac{I_{E1Q}}{1 + \beta_1} = \frac{0,05}{1 + 55} = 0,89 \text{ mA} \quad (4.20)$$

Dòng Base cực đại của Q1 :

$$I_{B1P} = \frac{I_{E1P}}{1 + \beta_1} = \frac{3,925}{1 + 55} = 70 \text{ mA} \quad (4.21)$$

Theo đặc tuyến vào của BJT 2SD718 | T = 25^0C

$$I_{C1Q} = 0,05 \text{ A} \Rightarrow V_{BE1Q} = 0,6 \text{ V}$$

$$I_{C1P} = 3,925 \text{ A} \Rightarrow V_{BE1P} = 0,84 \text{ V}$$

Chọn R3 R4 thỏa các điều kiện:

R3, R4 $\ll Z_{in(dcQ1)}$ để rẽ dòng nhiệt.

R3, R4 $\gg Z_{in(acQ1)}$ để giảm tổn thất tín hiệu.

$$\Rightarrow Z_{in(acQ1)} \ll R3, R4 \ll Z_{in(dcQ1)}.$$

Ta có:

$$V_{R1P} = R1 \cdot I_{R1P} = R1 \cdot I_{E1P} = 0,22 \cdot 3,925 = 0,864 \text{ V} \quad (4.22)$$

$$V_{R1Q} = R1 \cdot I_{R1Q} = 0,22 \cdot 0,05 = 0,011 \text{ V} \quad (4.23)$$

$$Z_{in/DCQ1} = \frac{V_{BE1Q} + V_{R1Q}}{I_{B1Q}} = 687 \Omega \quad (4.24)$$

$$Z_{in/ACQ1} = \frac{(V_{BE1P} + V_{R1P}) - (V_{BE1Q} + V_{R1Q})}{I_{B1P} - I_{B1Q}} = 15,82 \Omega \quad (4.25)$$

Vậy: $15,82 \Omega \ll R3, R4 \ll 687 \Omega$

Chọn **R3 = R4 = 220 Ω / 2W**

4.3.4 Tính chọn cặp BJT Q3, Q4

Dòng tĩnh qua R3: $I_{R3Q} = \frac{V_{BE1Q} + V_{R1Q}}{R3} = \frac{0,6+0,011}{220} = 2,78 \text{ mA}$ (4.26)

Dòng cực đại qua R3: $I_{R3P} = \frac{V_{BEp/Q1} + V_{R1P}}{R3} = \frac{0,84+0,864}{220} = 7,75 \text{ mA}$ (4.27)

Dòng tĩnh qua Q3: $I_{E3Q} = I_{R3Q} + I_{B1Q} = 2,78 + 0,89 = 3,67 \text{ mA}$ (4.28)

Dòng cực đại qua Q3: $I_{E3P} = I_{R3P} + I_{B1P} = 7,75 + 70 = 77,75 \text{ mA}$ (4.29)

Công suất tiêu tán Q3 do tín hiệu AC tạo ra

$$P_{ttACmax} = \frac{V_{CC}^2}{4\pi^2 \cdot R_{tQ3}} \quad (**)$$
 (4.30)

Với $R_{tQ3} = (R_3 // Z_{inACQ1}) + (1+B_1) / R_L = 237,63$ (4.31)

$$R_3 // Z_{inACQ1} = \frac{220 \cdot 15,82}{220 + 15,82} = 14,76 \Omega \quad (4.32)$$

$$\Rightarrow R_{tQ3} = 14,76 + (1+55) \cdot 4 = 238,76 \Omega$$

Thay vào (**): $P_{ttACmax} = 169,7 \text{ mW}$

Công suất tiêu tán DC của Q3

$$P_{ttDC} = V_{CE3} \cdot I_{E3Q} \quad (4.33)$$

Với $V_{CE3} = V_{CC}/2 - V_{R3Q} = 20 - 0,81 = 19,19 \text{ V}$ (4.34)

nên $P_{ttDC} = 19,19 \cdot 3,67 = 70,43 \text{ (mW)}$

$$P_{tt\Sigma} = P_{ttDC} + P_{ttACmax} = 70,43 + 169,7 = 240,13 \text{ mW} \quad (4.35)$$

Vậy chọn Q3, Q4 là cặp bô phụ thỏa mãn điều kiện sau:

$$I_C > (1,5 \div 2)I_{E3P} = (116,6 \div 155,5) \text{ mA}$$

$$V_{CEO} > (1,5 \div 2)V_{CC} = (60 \div 80) \text{ V}$$

$$P_C > (1,5 \div 2)P_{tt\Sigma\max} = (360,2 \div 480,26) \text{ (mW)}$$

- Tra cứu Datasheet ta chọn **2SB649** và **2SD669**

Bảng 4.2 BJT 2SD669 và 2SB649

BJT	P _{cmax} (W)	I _c (A)	β (h_{fe})	V _{CEO} (V)	f _{gh} (MHz)	T(0C)	Loại
2SD669	20	1,5	60 : 320	120	140	150	NPN
2SB649	20	1,5	60 : 320	120	140	150	PNP

Ta chọn $\beta_{Q3/4} = 80$

$$\Rightarrow I_{B3Q} = \frac{I_{E3Q}}{1 + \beta_{Q1}} = \frac{3,67}{1 + 80} = 0,056 \text{ mA} \quad (4.36)$$

$$\Rightarrow I_{B3P} = \frac{I_{E3P}}{1 + \beta_{Q1}} = \frac{77,75}{1 + 80} = 0,96 \text{ mA} \quad (4.37)$$

4.4. Tính chọn D1, D2, D3, RV1

Để tránh méo tín hiệu xuyên tâm, ổn định điểm làm việc cho các cặp BJT khuyếch đại công suất thì Q1, Q2, Q3, Q4 phải làm việc ở chế độ AB. Ta dùng D1, D2, D3, VR1 để phân cực cho các BJT

Để Q1, Q2 làm việc ở chế độ dòng tĩnh $I_{EQ} = 50 \text{ mA}$ thì điện áp V_{BE} của các BJT ở chế độ tĩnh là $0,6 \text{ V}$.

$$\text{Ta có: } V_{B3B4Q} = V_{BE3} + V_{BE1} + V_{BE2} + V_{BE4} + V_{R1Q} + V_{R2Q} \quad (4.38)$$

$$= 0,6 + 0,6 + 0,6 + 0,6 + 0,05 \cdot 0,22 + 0,05 \cdot 0,22 = 2,422 \text{ V}$$

Để đạt được điện áp này ta có thể dùng 4 diode D1, D2, D3, D4 nhưng ta dùng biến trở RV1 thay cho D4 để điều chỉnh áp phù hợp cho BJT.

$$\text{Để Q5 làm việc ổn định, ta chọn: } I_{CQ5} = (3 \div 10) I_{B3P} = 6 \text{ mA} \quad (4.39)$$

Chọn D1, D2, D3 là loại **diode 1N4007**.

Từ đặc tuyến của diode: $I_D = 6 \text{ mA} \Rightarrow V_D = 0,66 \text{ V}$

Vì dùng RV1 thay cho D4 để thay đổi áp phân cực cho BJT công suất

$$\Rightarrow V_{RV1} = V_{B3B4} - 3V_D = 2,422 - 3 \cdot 0,66 = 0,442 \text{ V} \quad (4.40)$$

$$\text{Lúc này: } RV1 = \frac{V_{RV1}}{I_{CQ5}} = \frac{0,442}{6} = 73,67 \Omega \quad (4.41)$$

Chọn **RV1 = 100 Ω** sau đó hiệu chỉnh lại.

4.5. Tính chọn BJT thúc Q5

Q5 làm việc ở chế độ A, có điện trở tải lớn dễ rơi vào vùng bão hòa và gây ra méo tín hiệu, cần phải mắc hồi tiếp âm một chiều lẩn xoay chiều để ổn định điểm làm việc.

R7,R8 hồi tiếp âm một chiều, R7 điện trở hồi tiếp âm xoay chiều.

Để tránh suy giảm tín hiệu ta có thể chọn trước điện áp tĩnh trên điện trở hồi tiếp một chiều R6, R7 là $V_{R78} = V_{R7} + V_{R8} = 0,7 \text{ V}$

Tránh hồi tiếp âm quá nhiều làm giảm hệ số khuếch đại của Q5 ta chọn $V_{R8} > V_{R7}$

Chọn $V_{R7} = 0,3 \text{ V}$, $V_{R7} = 0,4 \text{ V}$ với $I_{R78} = I_{CQ5} = 6 \text{ mA}$

$$R_7 = \frac{V_{R7}}{I_{CQ5}} = \frac{0,3}{6 \cdot 10^{-3}} = 50 \Omega \quad (4.42)$$

$$R_8 = \frac{V_{R8}}{I_{CQ5}} = \frac{0,4}{6 \cdot 10^{-3}} = 66 \Omega \quad (4.43)$$

Chọn $\begin{cases} R7 = 47 \Omega \\ R8 = 68 \Omega \end{cases}$

Công suất tiêu tán DC trên Q5

$$P_{ttDC} = V_{ceQ} \cdot I_{CQ5} \quad (4.44)$$

$$\text{Với } V_{CEQ5} = V_{cc}/2 - V_{R2Q} - V_{EBQ2} - V_{EBQ4} - V_{R78} \quad (4.45)$$

$$= 20 - 0,011 - 0,6 - 0,6 - 0,7 = 18,089 \text{ V}$$

$$\Rightarrow P_{ttDC} = 18,089 \cdot 6 \cdot 10^{-3} = 108,53 \text{ mW}$$

Chọn Q5 thỏa điều kiện sau:

$$I_C > (1,5 \div 2)I_{CQ5} = (9 \div 12) \text{ mA}$$

$$V_{CE0} > (1,5 \div 2)V_{CC} = (60 \div 80) \text{ V}$$

$$P_C > (1,5 \div 2)P_{ttDC} = (162,78 \div 217,06) \text{ mW}$$

- Tra cứu Datasheet ta chọn **Q5 là 2SC2383**

Bảng 4.3 BJT 2SC2383

BJT	P_{cmax} (W)	I_c (A)	β (h_{fe})	V_{CEO} (V)	f_{gh} (MHz)	$T(^{\circ}\text{C})$	Loại
2SC2383	0,9	1	60 : 320	160	100	150	NPN

Chọn $\beta_{Q5} = 150$

4.6. Tính chọn D4, D5, RV2 và BJT nguồn dòng Q6

4.6.1. Tính chọn D4, D5, RV2

Q6 tạo dòng điện phân cực cho Q5 và ổn định điểm làm việc cho hai cặp darlington ở tầng khuếch đại công suất.

Dòng collector qua Q6: $I_{CQ5} = I_{CQ6} = 6 \text{ mA}$

Chọn D4 D5 là loại **diode 1N914**.

Dòng qua 2 diode là dòng phân áp cho Q6. Chọn dòng $I_{BQ5} \ll I_D$, để diode ghim áp ổn định thì $I_D > 8\text{mA}$

Chọn $I_D = I_{R6} = 9\text{ mA} \Rightarrow V_D = 0,72\text{ V}$

$$\text{Ta có : } V_{RV2} + V_{EBQ6} = 2V_D \quad (4.46)$$

$$\Rightarrow V_{RV2} = 2V_D - V_{EBQ6} = 2.0,72 - 0,6 = 0,84\text{ V}$$

$$\Rightarrow RV2 = \frac{0,84}{6 \cdot 10^{-3}} = 140\text{ }\Omega$$

Chọn **RV2 = 200 Ω** sau đó hiệu chỉnh lại.

$$\text{Ta có: } V_{R6} = V_{cc} - (V_{D4} + V_{D5}) = 40 - 2.0,72 = 38,56\text{ V} \quad (4.47)$$

$$\Rightarrow R6 = \frac{V_{R6}}{I_{R6}} = \frac{38,56}{9 \cdot 10^{-3}} = 4,28\text{ k}\Omega \quad (4.48)$$

Chọn **R6 = 4,7 kΩ / 2W**

4.6.2. Tính chọn BJT nguồn dòng Q6

Do Q6 hoạt động chế độ A được dùng làm nguồn dòng nên công suất tiêu tán lớn nhất của nó là công suất tiêu tán tĩnh:

$$\text{Ta có: } P_{ttDC/Q6} = V_{CEQ6} \cdot I_{CQ6} \quad (4.49)$$

$$\text{Với } V_{CEQ6} = V_{cc} - V_{RV2} - V_{BEQ3} - V_{BEQ1} - V_{R1Q} - V_{cc} / 2 \quad (4.50)$$

$$= 40 - 0,84 - 0,6 - 0,6 - 0,011 - 20 = 17,95\text{ V}$$

$$\Rightarrow P_{ttDC} = 17,95 \cdot 6 \cdot 10^{-3} = 107,7\text{ mW}$$

Chọn Q6 thỏa điều kiện sau:

$$I_C > (1,5 \div 2)I_{CQ6} = (9 \div 12)\text{ mA}$$

$$V_{CE0} > (1,5 \div 2)V_{CC} = (60 \div 80)\text{ V}$$

$$P_C > (1,5 \div 2)P_{ttDC} = (161,55 \div 215,4)\text{ mW}$$

- Tra cứu Datasheet ta chọn **Q6 là 2SA1013**

Bảng 4.4 BJT 2SA1013

BJT	P_{cmax} (W)	I_c (A)	β (h_{fe})	V_{CEO} (V)	f_{gh} (MHz)	$T(0^\circ C)$	Loại
2SA1013	0,9	1	60 : 320	160	50	150	PNP

Chọn $\beta_{Q6} = 200$

4.7. Tính tầng tiền khuếch đại

$$\text{Chọn } \beta_{Q5} = 150 \Rightarrow I_{BQ5} = I_{CQ5} / 150 = 40\text{ uA} \quad (4.51)$$

Để không ảnh hưởng điểm làm việc Q7 ta chọn

$$I_{CQ7} = (10 \div 20)I_{BQ5} = 12 \cdot 40\mu A = 480 \mu A \quad (4.52)$$

4.7.1. Tính chọn R9, R10, R11

R9 càng lớn thì hồi tiếp âm 1 dòng 1 chiều lớn

$$\text{Chọn } V_{R9} = \left(\frac{1}{10} \div \frac{1}{20}\right)V_{CC} = (2 \div 4) \text{ V} \quad (4.53)$$

$$I_{R9} = I_{CQ7} \Rightarrow R9 = \frac{V_{R9}}{I_{R9}} = (4,2 \div 8,3) \text{ k}\Omega \quad (4.54)$$

Chọn **R9 = 4,3 kΩ**

$$V_{R9} \text{ tính lại là: } V_{R9} = I_{R9} \cdot R9 = 2,064 \text{ V} \quad (4.55)$$

$$\text{Ta có: } V_{R11} = V_{BE/Q5} + V_{R78} = 0,6 + 0,7 = 1,3 \text{ V} \quad (4.56)$$

$$I_{R11} = I_{CQ7} - I_{BQ5} = 480\mu A - 40\mu A = 440 \mu A \quad (4.57)$$

$$\Rightarrow R11 = \frac{V_{R11}}{I_{R11}} = \frac{1,3}{440 \cdot 10^{-6}} = 2,95 \text{ k}\Omega \quad (4.58)$$

Chọn **R11 = 3 kΩ**

$$V_{R11} \text{ tính lại là: } V_{R11} = I_{R11} \cdot R11 = 1,32 \text{ V} \quad (4.59)$$

Vì Q7 hoạt động chế độ A, để Q7 khuếch đại không bị méo và có biên độ đủ lớn thì điểm làm việc tĩnh phải nằm giữa đường tải động.

$$\text{Ta chọn } V_{CEQ7} = \frac{V_{CC}}{4} = 10 \text{ V} \quad (4.60)$$

$$\begin{aligned} \text{Ta có: } V_{R10} &= V_{CC}/2 - V_{R9} - V_{EC/Q7} - V_{R11} \\ &= 20 - 2,064 - 10 - 1,32 = 6,616 \text{ V} \end{aligned} \quad (4.61)$$

$$\Rightarrow R10 = \frac{V_{R10}}{I_{R10}} = \frac{V_{R10}}{I_{CQ7}} = \frac{6,616}{480 \cdot 10^{-6}} = 13,78 \text{ k}\Omega \quad (4.62)$$

Chọn **R10 = 12 kΩ**

4.7.2. Tính chọn BJT Q7

Công suất tiêu tán DC của Q7:

$$P_{ttDC/Q7} = V_{CEQ7} \cdot I_{CQ7} = 10 \cdot 480 \cdot 10^{-6} = 4,8 \text{ mW} \quad (4.63)$$

Chọn Q7 thỏa điều kiện sau:

$$I_C > (1,5 \div 2)I_{CQ7} = (0,72 \div 0,96) \text{ mA}$$

$$V_{CE0} > (1,5 \div 2)V_{CC} = (60 \div 80) \text{ V}$$

$$P_C > (1,5 \div 2)P_{ttDC} = (7,2 \div 9,6) \text{ mW}$$

- Tra cứu Datasheet ta chọn **Q7 là 2SA1015**

Bảng 4.5 BJT 2SA1015

BJT	P _{cmax} (W)	I _c (A)	β (h _{fe})	V _{CEO} (V)	f _{gh} (MHz)	T(°C)	Loại
2SA1015	0,4	0,15	120 : 240	50	80	125	PNP

Chọn β_{Q7} = 200

4.7.3. Tính chọn R12, R13, R14

$$V_{R14} = V_{CC}/2 - V_{R9} - V_{EB/Q7} = 20 - 2,064 - 0,6 = 17,336 \text{ V} \quad (4.64)$$

Chọn β_{Q7} = 200

$$I_{BQ7} = \frac{I_{CQ7}}{\beta_{Q7}} = \frac{480 \cdot 10^{-6}}{200} = 2,4 \text{ uA} \quad (4.65)$$

$$\text{Chọn } I_{R14} = 12 \cdot I_{BQ7} = 12 \cdot 2,4 \cdot 10^{-6} = 28,8 \text{ uA} \quad (4.66)$$

$$\Rightarrow R14 = \frac{V_{R14}}{I_{R14}} = \frac{17,336}{28,8 \cdot 10^{-6}} = 601,944 \text{ k}\Omega \quad (4.67)$$

Chọn **R14 = 560 kΩ**

$$\text{Ta có: } Z_{in} = \frac{R13 \cdot R14}{R13 + R14} = 150000 \text{ (\Omega)} \quad (4.68)$$

$$\Rightarrow R13 = 204,87 \text{ k}\Omega$$

Chọn **R13 = 240 kΩ**

$$V_{R13} \text{ tính lại: } V_{R13} = I_{R13} \cdot R13 = 28,8 \cdot 10^{-6} \cdot 240000 = 6,912 \text{ V} \quad (4.69)$$

$$V_{R14} \text{ tính lại: } V_{R14} = I_{R14} \cdot R14 = 28,8 \cdot 10^{-6} \cdot 560000 = 16,128 \text{ V} \quad (4.70)$$

$$\text{Ta có: } V_{R12} = V_{CC} - V_{R13} - V_{R14} = 40 - 6,912 - 16,128 = 16,96 \text{ V} \quad (4.71)$$

$$\Rightarrow R12 = \frac{V_{R12}}{I_{R12}} = \frac{16,96}{28,8 \cdot 10^{-6}} = 588,88 \text{ k}\Omega \quad (4.72)$$

Chọn **R12 = 560 kΩ**

4.8. Tính mạch bảo vệ

Dòng định qua Q1, Q2 là 3,923 A

$$\text{Ta có: } I'_{E1P} = 3,923 + 10\% \cdot 3,923 = 4,32 \text{ A} \quad (4.73)$$

⇒ Chọn dòng để mạch bảo vệ hoạt động là 5A

$$V'_{R1} = R1 \cdot I'_{E1P} = 0,22 \cdot 5 = 1,1 \text{ V} \quad (4.74)$$

Chọn dòng tĩnh: I_{CQ8} = I_{CQ9} = 1 mA

$$V_{CE/Q8} = V_{BE/Q3} + V_{BE/Q1} + V'_{R1} = 0,6 + 0,6 + 1,1 = 2,3 \quad (4.75)$$

$$P_{ttDC} = V_{CE8} \cdot I_{CE8} = 2,3 \cdot 1 \text{ mA} = 2,3 \text{ mW} \quad (4.76)$$

Chọn Q8, Q9 thỏa điều kiện sau:

$$I_c > (1,5 \div 2) I_{CQ8} = (1,5 \div 2) \text{ mA}$$

$$V_{CE} > (1,5 \div 2) V_{CEQ8} = (3,45 \div 4,6) \text{ V}$$

$$P > (1,5 \div 2)P_{ttDC} = (3,45 \div 4,6) \text{ mW}$$

- Tra cứu Datasheet ta chọn **Q8 là 2SC1815 và Q9 là 2SA1015**

Bảng 4.6 BJT 2SC1815 và 2SA1015

BJT	P _c (mW)	I _c (mA)	β (h_{fe})	V _{CEO} (V)	f _{gh} (MHz)	T($^{\circ}\text{C}$)	Loại
2SC1815	400	150	70 : 140	50	80	125	NPN
2SA1015	400	150	70 : 140	50	80	125	PNP

Chọn $\beta_{Q8/9} = 70$

$$I_{B/Q8} = \frac{I_{CQ8}}{\beta} = \frac{1\text{mA}}{70} = 0,014 \text{ mA} \quad (4.77)$$

$$\text{Chọn } I_{R15} >> I_{B/Q8} = > I_{R15} = 15 \cdot I_{BQ8} = 15 \cdot 0,014 = 0,21 \text{ mA} \quad (4.78)$$

Ở chế độ làm việc bình thường: V_{LP} = 15,5 V ; V_{R1P} = 0,86 V

Để Q8, Q9 ngắt mạch được tốt, chọn V_{BE/Q8} = V_{BEQ9} = 0,4 V

$$R15 + R18 = \frac{V_{R1P}}{I_{R15}} = \frac{0,86}{0,21 \cdot 10^{-3}} = 4,09 \text{ k}\Omega \quad (4.79)$$

$$R18 = \frac{V_{BE/Q8}}{I_{R15}} = \frac{0,4}{0,21 \cdot 10^{-3}} = 1,9 \text{ k}\Omega \Rightarrow \text{Chọn } R18 = 2 \text{ k}\Omega \quad (4.80)$$

$$\Rightarrow R15 = 4,09 \text{ k}\Omega - 2 \text{ k}\Omega = 2,1 \text{ k}\Omega$$

Chọn **R15 = R16 = 2,2 kΩ**

R17 = R18 = 2 kΩ

Q8, Q9 dẫn bão hòa khi V_{BEQ8} = V_{BEQ9} = 0,7 V

$$\text{Lúc này: } V_{R1P} = \frac{V_{BEQ8} \cdot (R15 + R18)}{R18} = \frac{0,7 \cdot (2000 + 2200)}{2000} = 1,47 \text{ V} \quad (4.81)$$

$$I_{R1} = \frac{V_{R1P}}{R1} = \frac{1,47}{0,22} = 6,68 \text{ A} \quad (4.82)$$

Khi dòng tăng lên 6,68 A thì mạch bảo vệ làm việc.

4.9. Kết luận chương

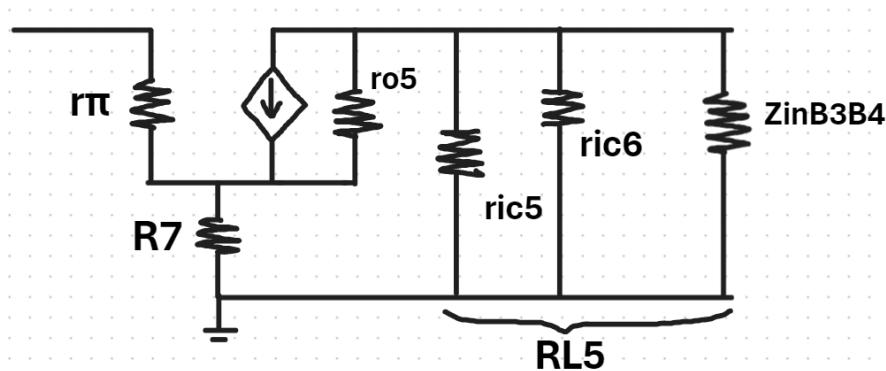
- Kết quả tính toán DC không chỉ giúp thiết lập chế độ làm việc ổn định của các linh kiện mà còn hỗ trợ độ tin cậy toàn bộ mạch, làm tiền đề để đi tính toán thành phần xoay chiều ở chương tiếp theo.

CHƯƠNG 5: TÍNH TOÁN THÀNH PHẦN XOAY CHIỀU

5.1. Giới thiệu chương

- Thành phần xoay chiều AC là yếu tố quyết định khả năng khuếch đại tín hiệu mạch khuếch đại công suất. Chương này tập trung phân tích các thông số AC như trở kháng vào ra, độ lợi khuếch đại, hồi tiếp, tải và tụ điện,... là những điều kiện cần thiết để đánh giá tổng thể mạch.

5.2. Hệ số khuếch đại điện áp Q5



Hình 5.1 Sơ đồ tương đương xoay chiều Q5

$$g_{m5} = 40 \cdot I_{CQ5} = 40 \cdot 0,6 \text{ mA} = 0,24 \quad (5.1)$$

$$r_{\pi5} = r_{be5} = \beta_5 / g_{m5} = 150 / 0,24 = 625 \Omega \quad (5.2)$$

$$r_{ib5} = r_{\pi5} + (\beta + 1) \cdot R7 = 625 + 151,47 = 7722 \Omega \quad (5.3)$$

$$\text{Chọn } r_{o5} = \frac{V_T + V_{CE5}}{I_{CQ5}} = \frac{0,025 + 18,089}{0,006} = 3019 \Omega \quad (5.4)$$

$$r_{ic5} = r_{o5} \cdot \left(1 + \frac{\beta_5 \cdot R7}{r_{be5} + R7}\right) = 3019 \cdot \left(1 + \frac{150,47}{625 + 47}\right) = 34,69 \text{ k}\Omega \quad (5.5)$$

$$\text{Ta có: } r_{ic6} = r_{o6} \cdot \left(1 + \frac{\beta_6 \cdot RV2}{2 \cdot r_d // R6 + r_{\pi6} + RV2}\right) \quad (5.6)$$

$$\text{Với } r_{\pi6} = r_{be6} = \frac{\beta_6}{40 \cdot I_{CQ6}} = \frac{200}{40 \cdot 0,006} = 833,3 \Omega \quad (5.7)$$

$$r_d = \frac{V_T}{I_D} = \frac{0,025}{0,006} = 4,16 \Omega \quad (5.8)$$

$$r_{o6} = \frac{V_T + V_{CE6}}{I_{CQ6}} = \frac{0,025 + 17,95}{0,006} = 2995,83 \Omega \quad (5.9)$$

$$\Rightarrow r_{ic6} = 2995,83 \cdot \left(1 + \frac{200,140}{2 \cdot (4,16 \Omega // 4300 \Omega) + 833,3 + 140}\right) = 88,45 \text{ k}\Omega \quad (5.10)$$

$$\text{Ta có: } Z_{L/Q5} = r_{be3} + (1 + \beta_3) \cdot (R3 // (r_{be1} + R1)) + (1 + \beta_3)(1 + \beta_1) \cdot R_L \quad (5.11)$$

$$\text{Với } r_{be3} = \beta_3 \cdot \frac{V_T}{I_{E3Q}} = 80 \cdot \frac{0,025}{3,67 \cdot 10^{-3}} = 544,96 \Omega \quad (5.12)$$

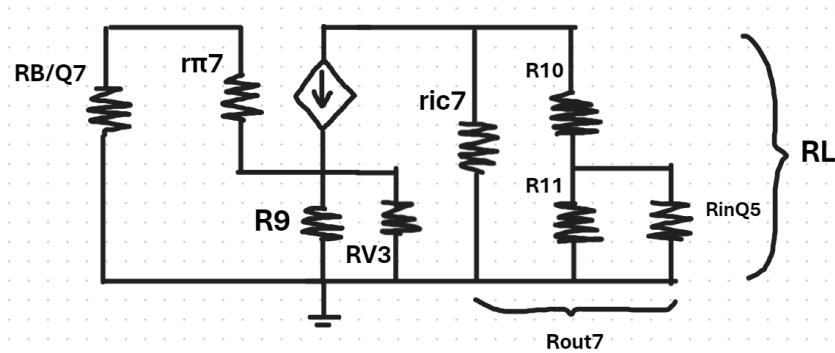
$$r_{be1} = \beta_1 \cdot \frac{V_T}{I_{E1Q}} = 55 \cdot \frac{0,025}{0,05} = 27,5 \Omega \quad (5.13)$$

$$\Rightarrow Z_{L/Q5} = 544,96 + (1+80) \cdot \frac{220 \cdot (27,5 + 0,22)}{220 + 27,5 + 0,22} + (1+80) \cdot (1+55) \cdot 4 = 20,68 \text{ k}\Omega$$

Ta có: $Z_{inB3B4} = Z_{L/Q5} = 20,68 \text{ k}\Omega$ và $R_{L5} = Z_{inB3B4} // r_{ic5} // r_{ic6} = 11,3 \text{ k}\Omega \quad (5.14)$

$$\text{Vậy hệ số khuếch đại điện áp của Q5 là: } A_{v5} = \beta_5 \cdot \frac{R_{L5}}{r_{ib5}} = 219,5 \quad (5.15)$$

5.3. Hệ số khuếch đại điện áp Q7, tính chọn RV3



Hình 5.2 Sơ đồ tương đương xoay chiều Q7

$$r_{pi7} = \beta_7 \cdot \frac{V_T}{I_{CQ7}} = 200 \cdot \frac{0,025}{480 \cdot 10^{-6}} = 10,416 \text{ k}\Omega \quad (5.16)$$

$$R_{in} = 150 \text{ k}\Omega$$

Khi chưa có hồi tiếp:

$$R_{inQ7} = R_{in} // r_{pi7} = \frac{10416 \cdot 150000}{10416 + 150000} = 9,74 \text{ k}\Omega \quad (5.17)$$

$$R_{inQ5} = r_{pi5} + (1 + \beta_5) \cdot R7 = 625 + (1 + 150) \cdot 47 = 7722 \text{ }\Omega \quad (5.18)$$

$$R_L = R11 // R_{inQ5} + R10 = \frac{3000 \cdot 7722}{3000 + 7722} + 12000 = 14,16 \text{ k}\Omega \quad (5.19)$$

Vì $r_{ic7} \gg R_L \Rightarrow R_{out7} = R_L$

*Hệ số khuếch đại Q7 khi chưa có hồi tiếp là:

$$A_{v7} = \beta_7 \cdot \frac{R_L}{R_{inQ7}} = 200 \cdot \frac{14160}{9740} = 290,76 \quad (5.20)$$

Vì Q1, Q2, Q3, Q4 mặc kiểu C chung nên $A_v \approx 1$

Giả sử tín hiệu sin đầu vào: $V_{in} = 0,6V$

*Hệ số khuếch đại vòng hở toàn mạch

$$\begin{aligned} A_V &= A_{v7} \cdot A_{v5} \cdot A_{v/Q1Q3} \cdot A_{v/Q2Q4} \\ &= 290,76 \cdot 219,5 \cdot 1 \cdot 1 = 63812,82 \end{aligned} \quad (5.21)$$

$$* \text{Hệ số khuếch đại khi có hồi tiếp: } A_{Vht} = \frac{RV_3}{RV_3 + R9} \quad (5.22)$$

*Hệ số khuếch đại của mạch:

$$A'v = \frac{Av}{1 + Av \cdot A_{Vht}} = \frac{V_L}{V_{in}} = \frac{15,5}{0,6\sqrt{2}} = 18,27 \quad (5.23)$$

$$\Rightarrow A_{Vht} = 0,0547$$

Thay vào (1) $\Rightarrow RV_3 = 248,82 \Omega$

Chọn **RV3 = 470 Ω** rồi hiệu chỉnh lại

5.4. Tính chọn tụ

BW yêu cầu: 0,2kHz ÷ 15kHz

Tụ C5 là tụ liên lạc ngõ vào, vì tín hiệu vào khá nhỏ nên để tín hiệu không bị giữ lại trên tụ

$$\text{Ta chọn } X_{C5} = \frac{1}{20} \cdot Z_{in} = \frac{1}{20} \cdot 150000 = 7,5 k\Omega \quad (5.24)$$

Tần số cắt của tụ phải nhỏ hơn 0,2 kHz \Rightarrow Chọn tần số cắt của tụ lọc là 200 Hz

$$X_{C5} = \frac{1}{2\pi f C_5} = 7,5 k\Omega \quad (5.25)$$

$$\Rightarrow C_5 = \frac{1}{2\pi f X_{C5}} = 0,106 \mu F$$

Chọn **tụ C5 = 0,1 uF**

Tụ C7 thoát xoay chiều cho cầu hồi tiếp RV3 và R9. Chọn C7 sao cho tỉ số hồi tiếp chỉ phụ thuộc vào RV3, R9 và sụt áp AC trên C7 nhỏ hơn nhiều so với RV3.

$$\text{Ta chọn } X_{C7} = \frac{1}{10} \cdot RV_3 = \frac{1}{10} \cdot 248,82 = 24,88 \Omega \quad (5.26)$$

$$\Rightarrow C_7 = \frac{1}{2\pi f X_{C7}} = \frac{1}{2\pi \cdot 200 \cdot 24,88} = 31,98 \mu F$$

Chọn **tụ C7 = 100 uF**

Tụ C2 là tụ thoát xoay chiều Q5

$$\text{Chọn } X_{C2} = \frac{1}{10} \cdot R8 = \frac{1}{10} \cdot 68 = 6,8 \Omega \quad (5.27)$$

$$\Rightarrow C_2 = \frac{1}{2\pi f X_{C2}} = \frac{1}{2\pi \cdot 200 \cdot 6,8} = 117,02 \mu F$$

Chọn **tụ C2 = 100 uF**

Tụ C1 là tụ đưa tín hiệu ra loa, để tín hiệu không bị giữ lại trên tụ ta chọn $X_{C1} \ll R_L$

$$\text{Ta chọn } X_{C1} = \frac{1}{20} \cdot R_L = \frac{1}{20} \cdot 4 = 0,2 \Omega \quad (5.28)$$

$$\Rightarrow C_1 = \frac{1}{2\pi f X_{C1}} = \frac{1}{2\pi \cdot 200 \cdot 0,2} = 3978,87 \mu F$$

Chọn tụ C1 = 10000 uF

Tụ C4 và R12 tạo thành mạch lọc nguồn, khử ghép kí sinh giữa tầng ra, tầng lái và tầng vào đơn, ổn định chế độ làm việc của mạch, chống dao động tự kích.

$$\text{Chọn } X_{C4} = \frac{1}{10} \cdot R_{12} = \frac{1}{10} \cdot 560\text{k}\Omega = 56\text{ k}\Omega \quad (5.29)$$

$$\Rightarrow C_4 = \frac{1}{2\pi f X_{C4}} = \frac{1}{2\pi \cdot 200 \cdot 56000} = 0,014\text{ uF}$$

Chọn tụ C4 = 0,1 uF

Tụ C3 là tụ chống dao động tự kích và quyết định cắt tần số cắt cao cho mạch.

Vì tụ có chức năng cắt dãy tần cao nên điện dung nhỏ

Chọn tụ C3 = 100 pF**5.5. Tính mạch bù trở kháng Zobel**

Cấu tạo loa gồm cuộn cảm L và điện trở R

$$\text{Ta có: } Z_L = R_L + j\omega L \Rightarrow \text{Trở kháng loa phụ thuộc vào tần số} \quad (5.30)$$

$$\text{Ta có: } Z'_L = \left(R_{19} + \frac{1}{j\omega C} \right) // (R_L + j\omega L) \quad (5.31)$$

$$Z'_L = \frac{\left(R_{19} + \frac{1}{j\omega C} \right) \cdot (R_L + j\omega L)}{R_{19} + \frac{1}{j\omega C} + R_L + j\omega L} = \frac{R_{19} \cdot R_L + R_{19} \frac{1}{j\omega C} + \frac{R_L}{j\omega C} + \frac{L}{C}}{R_{19} + \frac{1}{j\omega C} + R_L + j\omega L}$$

Để không phụ thuộc tần số thì $Z'_L = R_L$

$$\begin{aligned} &\Rightarrow R_{19} \cdot R_L + R_{19} \cdot j\omega L + \frac{R_L}{j\omega C} + \frac{L}{C} = R_{19} \cdot R_L + \frac{R_L}{j\omega C} + R_L^2 + j\omega L \cdot R_L \\ &\Rightarrow \begin{cases} \frac{L}{C} = R_L^2 \\ R_{19} \cdot j\omega L = j\omega L \cdot R_L \Rightarrow R_{19} = R_L = 4\Omega \end{cases} \quad (5.32) \end{aligned}$$

Vì L của loa thường nhỏ $\approx 0,1\text{ uH}$

$$\Rightarrow C_6 = \frac{L}{R_L^2} = \frac{0,1 \cdot 10^{-6}}{4^2} = 6,25\text{ nF} = 6,25 \cdot 10^{-3}\text{ uF} \quad (5.33)$$

$$\text{Chọn } \begin{cases} \mathbf{C6 = 10\text{ uF}} \\ \mathbf{R19 = 4,3\Omega} \end{cases}$$

5.6. Kiểm tra méo phi tuyến

Q1 Q2 làm việc ở chế độ AB nên méo phi tuyến chủ yếu do Q1 Q2 quyết định

Giả sử tín hiệu sin đầu vào $V_{in} = 0,6\text{ V}$

$$\text{Điện áp đặt lên tiếp giáp BE của Q1: } V_{BE(t)} = V_{BE1Q} + V_{BEm} \cdot \sin \omega t \quad (5.34)$$

Có $V_{BE1Q} = 0,6\text{ V}$

$$V_{BEm} = V_{BE1P} - V_{BE1Q} = 0,84 - 0,6 = 0,24 \quad (5.35)$$

Gọi I_{CO} là dòng rò của Q1, Q2

$$I_{CO} = I_{CO} \cdot e^{\frac{V_{BE1Q}}{VT}} \cdot e^{\frac{V_{BEm} \cdot \sin \omega t}{VT}} \quad (5.36)$$

Khai triển $y = e^{\frac{V_{BEm} \cdot \sin \omega t}{VT}}$ theo chuỗi Taylor

$$y = 1 + \frac{V_{BEm}}{VT} \cdot \sin \omega t + \frac{1}{2} \left(\frac{V_{BEm}}{VT} \right)^2 \cdot \sin^2 \omega t + \dots \quad (5.37)$$

Méo phi tuyến chủ yếu do hài bậc cao gây ra

$$\text{Loại hài bậc cao và biến đổi } \sin^2 \omega t = \frac{1-2\cos \omega t}{2} \text{ ta được} \quad (5.38)$$

$$y = 1 + \frac{1}{4} \frac{V_{BEm}^2}{VT^2} + \frac{V_{BEm}}{VT} \cdot \sin \omega t + \frac{1}{4} \frac{V_{BEm}^2}{VT^2} \cdot \cos 2\omega t \quad (5.39)$$

$$\text{Theo định nghĩa méo phi tuyến: } \gamma = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n I_i^2}}{I_{1m}} \quad (5.40)$$

Với: $\begin{cases} I_{1m}: \text{thành phần dòng cơ bản} \\ I_\delta: \text{biên độ hài} \end{cases}$

Loại bỏ các hài bậc cao ta có:

$$\gamma = \frac{I_{2m}}{I_{1m}} = \left(\frac{V_{BEm}^2}{4 \cdot VT^2} \right) : \left(\frac{V_{BEm}}{VT} \right) = \frac{V_{BEm}}{4VT} \quad (5.41)$$

Khi chưa có hồi tiếp

$$\gamma = \frac{V_{BEm}}{4VT} = \frac{0,24}{4 \cdot 0,025} = 2,4 \quad (5.42)$$

Khi có hồi tiếp

$$\gamma' = \frac{\gamma}{(1+g_m R_L) \cdot g} \quad (5.43)$$

Với g : Độ sâu hồi tiếp

$$g = 1 + A_V \cdot A_{Vht} = \frac{A_V}{A'_V} = \frac{63812,82}{18,27} = 3492,77 \quad (5.44)$$

g_m : Hỗn dẫn

$$g_m = \frac{I_{EQ1}}{V_T} = \frac{0,05}{0,025} = 2 \quad (5.45)$$

$$\text{Từ đó } \gamma' = \frac{\gamma}{(1+g_m R_L) \cdot g} = \frac{2,4}{(1+2,4) \cdot 3492,77} = 7,6 \cdot 10^{-5} \quad (0,000076\% < 0,2\%)$$

5.7. Kết luận chương

- Ta đã xác định được các thông số quan trọng, kết quả phân tích cho thấy mạch đáp ứng đủ và tốt yêu cầu thiết kế đưa ra về khả năng đáp ứng trong dải tần số mong muốn và độ méo nhỏ.

Bảng 5.1 Tổng hợp ký hiệu các linh kiện

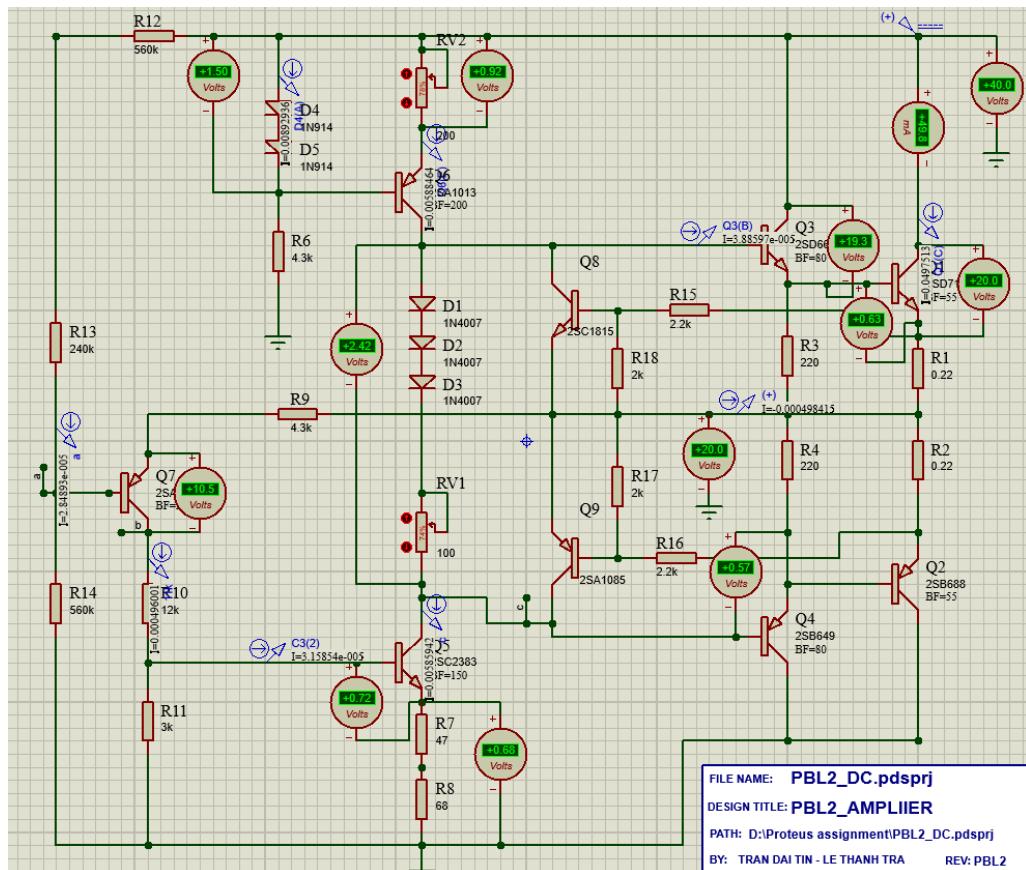
Ký hiệu	Tên/Giá trị	Ký hiệu	Tên/Giá trị
Q1	2SD718	R15	2,2 kΩ
Q2	2SB688	R16	2,2 kΩ
Q3	2SD669	R17	2 kΩ
Q4	2SB649	R18	2 kΩ
Q5	2SC2383	R19	4,3 Ω
Q6	2SA1013	R20 (RL)	4 Ω
Q7	2SA1015	RV1	100 Ω
Q8	2SC1815	RV2	200 Ω
Q9	2SA1015	RV3	470 Ω
R1	0,22Ω/5W	RV4	1 kΩ
R2	0,22Ω/5W	D1	1N4007
R3	220 Ω	D2	1N4007
R4	220 Ω	D3	1N4007
R6	4,7kΩ/2W	D4	1N914
R7	47 Ω	D5	1N914
R8	68 Ω	C1	10k uF/50V
R9	4,3 kΩ/2W	C2	100uF/50V
R10	12 kΩ	C3	100pF/50V
R11	3 kΩ	C4	0,1uF/50V
R12	560 kΩ	C5	0,1uF/50V
R13	240 kΩ	C6	10uF/50V
R14	560 kΩ	C7	100uF/50V

C. MÔ PHỎNG VÀ THI CÔNG

Phản mô phỏng được thực hiện trên phần mềm Proteus

1. Mô phỏng

1.1. Mô phỏng 1 chiều

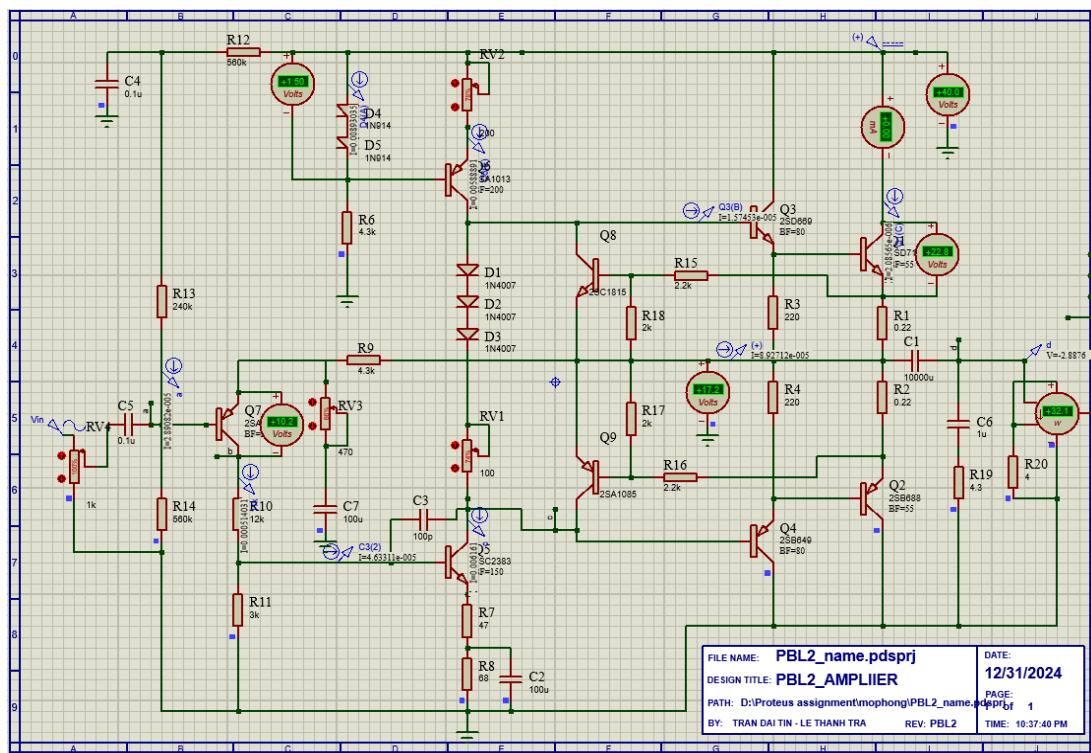


Hình C.1 Mô phỏng 1 chiều

Tổng thể mạch khi phân cực tĩnh:

- Đã điều chỉnh đúng điểm giữa = $V_{cc}/2 = 20$ V
- Nguồn dòng 0,58 mA khá chính xác với tính chọn là 6 mA
- Các giá trị điện áp, dòng điện khá chính xác với phân tích toán, ít sai số.

1.2. Mô phỏng xoay chiều

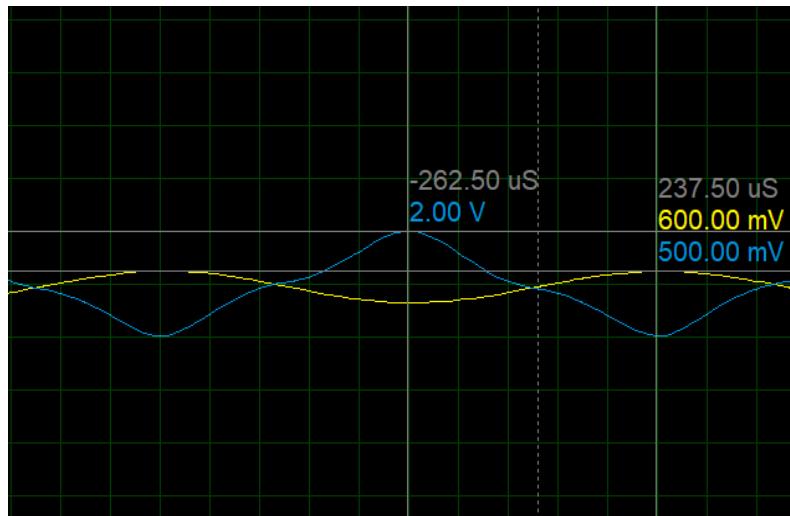


Hình C.2 Mô phỏng xoay chiều

Nhận xét: Mô phỏng giá trị công suất của mạch là 32,1W (thoả mãn yêu cầu thiết kế là 30W)

1.3. Mô phỏng dạng sóng BJT và ngõ ra

*Mô phỏng dạng sóng BJT tầng vào Q7

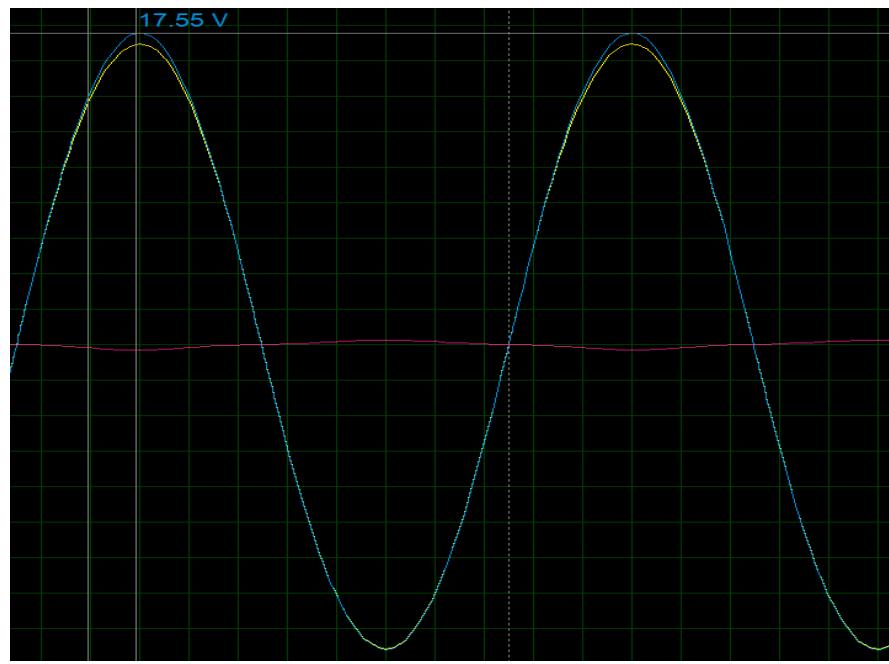


Hình C.3 Mô phỏng dạng sóng Q7

Sóng màu vàng: Tín hiệu vào tại chân B/Q7

Sóng màu xanh: Tín hiệu ra tại chân C/Q7

***Mô phỏng dạng sóng BJT nguồn dòng Q6 và BJT thúc Q5**



Hình C.4 Mô phỏng dạng sóng Q5, Q6

Sóng màu đỏ: Tín hiệu vào tại chân B/Q5

Sóng màu xanh: Tín hiệu ra tại chân C/Q5

Sóng màu vàng: Tín hiệu ra tại chân C/Q6

***Mô phỏng dạng sóng ngõ ra**



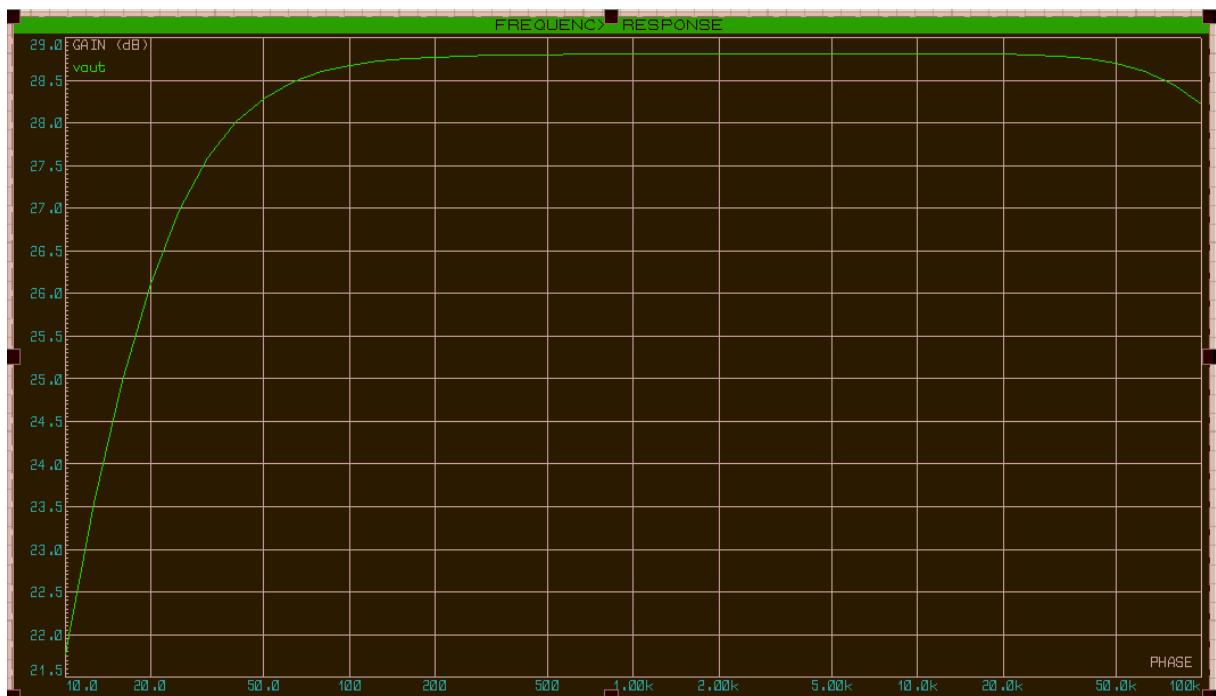
Hình C.5 Mô phỏng dạng sóng ngõ ra

- Biên độ của tín hiệu vào dạng sin, $f = 1\text{kHz}$ (màu vàng): 0,6 V
- Biên độ của tín hiệu ra (màu xanh): 15,90 V

Nhận xét:

- Tín hiệu ra dạng chuẩn sin, sóng ở đỉnh không bị xén.
- Giá trị biên độ được khuếch đại lên lớn, khoảng 26,5 lần.

1.4. Mô phỏng băng thông



Hình C.6 Mô phỏng băng thông

Băng thông yêu cầu: $0,2\text{kHz} - 15\text{kHz}$

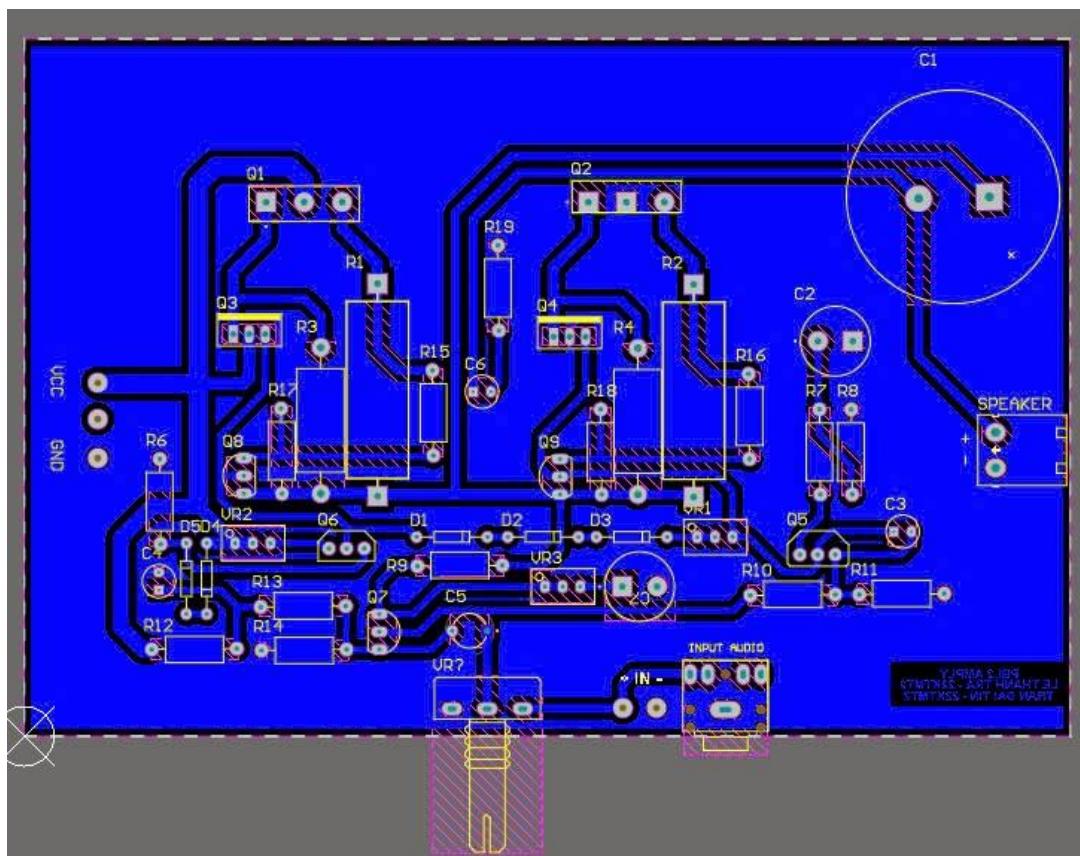
Nhận xét:

- Tần số cắt dưới ở khoảng 150Hz, tần số cắt trên khoảng 30kHz
- Băng thông đáp ứng tốt trong dải tần mong muốn là 200Hz - 15kHz

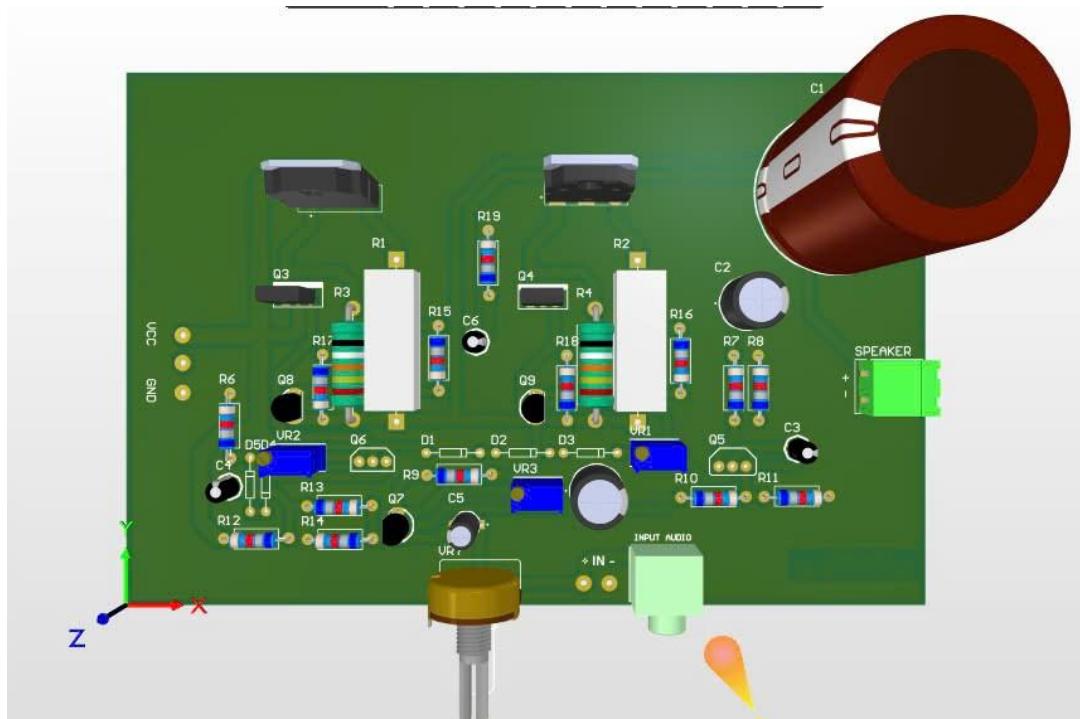
2.Thi công

Mạch in được vẽ bằng phần mềm Altium Designer

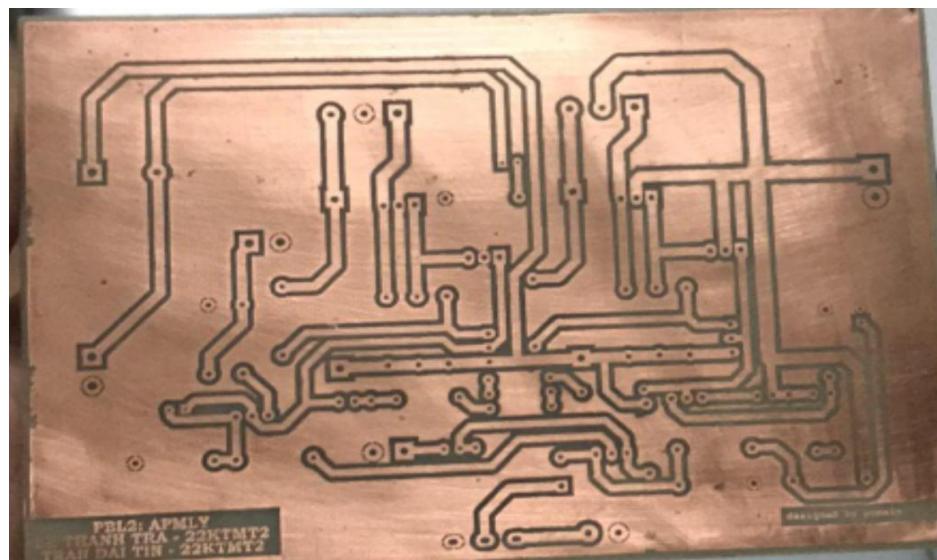
2.1. Hình ảnh mạch in và thi công thực tế



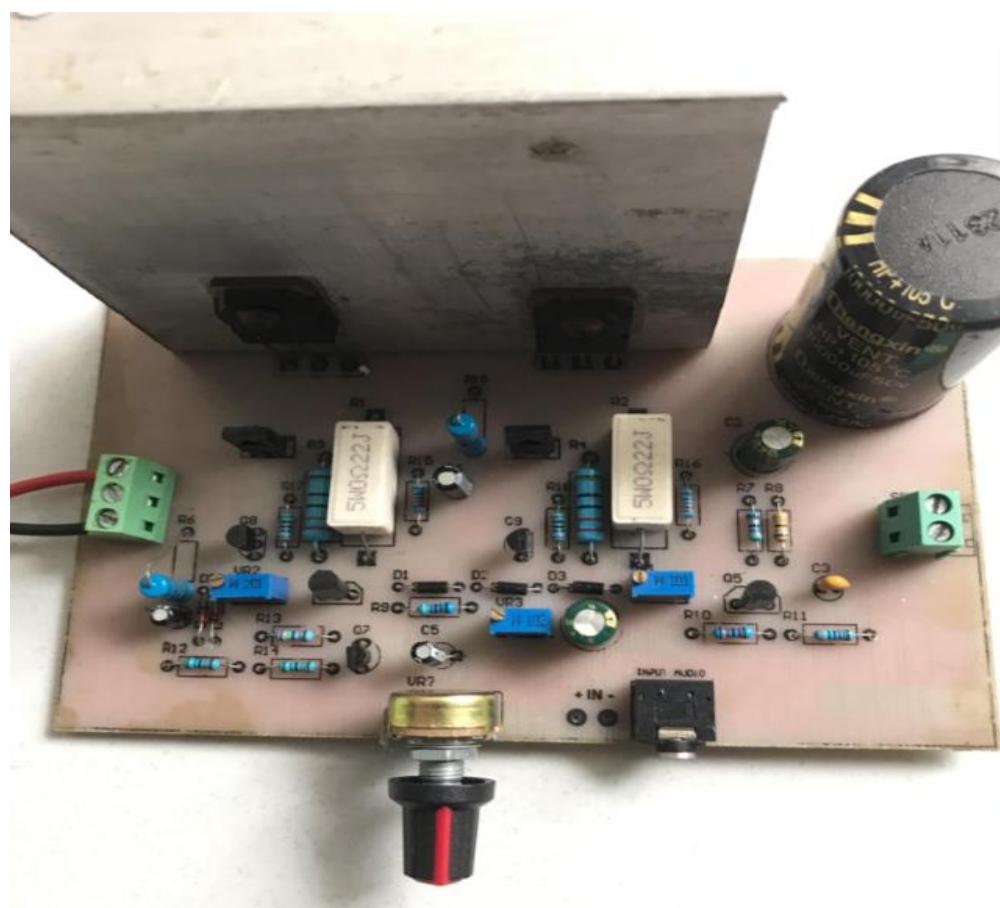
Hình C.7 Mạch in 2D



Hình C.8 Mạch in 3D



Hình C.9 Mạch in thực tế



Hình C.10 Mạch thi công thực tế

2.2. Bảng so sánh thông số khi chưa có tín hiệu AC

Bảng C.1 Tầng tiền khuếch đại Q7

Thông số Q7	V _{be}	V _{ce}
Lý thuyết	0,6 V	10 V
Mô phỏng	0,67 V	10,5 V
Thực tế	0,62 V	9,1V

Bảng C.2 Tầng thúc Q5

Thông số Q5	V _{be}	V _{ce}
Lý thuyết	0,6 V	18,089 V
Mô phỏng	0,72 V	18,1 V
Thực tế	0,647 V	17,75 V

Bảng C.3 Tầng công suất

Thông số Q1/Q3	Lý thuyết	Mô phỏng	Thực tế
V _{be} /Q1	0,6 V	0,63 V	0,59 V
V _{ce} /Q1	19,98 V	20 V	19,7 V
V _{be} /Q3	0,6 V	0,57 V	0,58 V
V _{ce} /Q3	19,19 V	19,3 V	18,86 V

I.4. Phần Kết luận

Trải qua một kì học tập với sự hướng dẫn tận tình của thầy Nguyễn Duy Nhật Viễn và thầy cô khoa Điện Tử-Viện Thông, nhóm chúng em đã đạt được những kết quả sau:

- Tính toán được thành phần 1 chiều, xoay chiều, mô phỏng và thi công mạch đúng, đủ với yêu cầu thiết kế:
 - + Sử dụng mạch OTL ngõ vào đơn, trở kháng loa $4\ \Omega$
 - + Đạt được công suất yêu cầu $30W$, đủ trở kháng vào $150k\Omega$, băng thông đáp ứng trong dải tần mong muốn $0,2kHz-200kHz$, méo phi tuyến $< 0,2\%$.
 - + Chất lượng âm thanh ra loa tốt, ổn định, có thể sử dụng rộng rãi.
- Khả năng tìm đọc tài liệu, kỹ năng làm việc nhóm.
- Tham gia quá trình học phần đầy đủ và đúng tiến độ của giảng viên hướng dẫn đưa ra.
- Thi công thêm mạch OTL 3 cấp darlington.

Những điều cần khắc phục:

- Nhóm sử dụng loa có thông số công suất $30-100W$ chưa tối ưu cho mạch.

I.5. Phần Tài liệu tham khảo

[1] Sách Microelectronic Circuit Design 4th edition – Richard C. Jaeger, Travis N. Blalock.

[2] Giáo trình, slides bài giảng, vở ghi học phần Kỹ thuật mạch điện tử - PGT.TS Nguyễn Văn Tuấn, khoa Điện Tử - Viện Thông, trường Đại học Bách khoa – Đại học Đà Nẵng.

[3] Giáo trình, slides bài giảng, vở ghi học phần Cấu kiện điện tử - TS. Huỳnh Thanh Tùng, khoa Điện Tử - Viện Thông, trường Đại học Bách khoa – Đại học Đà Nẵng.

[4] File tham khảo thiết kế OTL ngõ vào đơn của giảng viên Nguyễn Văn Tuấn, khoa Điện Tử - Viện Thông, trường Đại học Bách khoa – Đại học Đà Nẵng.

[5] Đồ án môn học nhóm HP 18N39, Thiết kế mạch khuếch đại công suất OCL $25W$, ngõ vào đơn - Trường Đại học Bách khoa – Đại học Đà Nẵng.

[6] Slides bài giảng môn Cơ sở kỹ thuật điện – Khoa Điện, Điện tử - Đại học Sư phạm Kỹ thuật TP.HCM

[7] Trang web <http://www.alldatasheet.com> , <http://www.snapeda.com>

I.6. Phần Phụ lục

Các data sheet của các linh kiện được sử dụng trong báo cáo

2SD718

MAXIMUM RATINGS

Characteristic	Symbol	2SD718		Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	120		V
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	120		V
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	5.0		V
Collector Current - Continuous - Peak	I_C I_{CM}	8.0 16		A
Base current	I_B	0.8		A
Total Power Dissipation @ $T_c = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	80 0.64		W W/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{STG}	-55 to +150		$^\circ\text{C}$

2SD718 NPN

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_c = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit

OFF CHARACTERISTICS

Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_c = 50 \text{ mA}, I_b = 0$)	$V_{(BR)CEO}$	120		V
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = 120 \text{ V}, I_e = 0$)	I_{CBO}		10	μA
Emitter Cutoff Current ($V_{EB} = 5.0 \text{ V}, I_c = 0$)	I_{EBO}		10	μA

ON CHARACTERISTICS (1)

DC Current Gain ($I_c = 1.0 \text{ A}, V_{CE} = 5.0 \text{ V}$) *	$hFE(2)$	55	160	
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_c = 5.0 \text{ A}, I_b = 0.5 \text{ A}$)	$V_{CE(sat)}$		2.5	V
Base-Emitter On Voltage ($I_c = 5.0 \text{ A}, V_{CE} = 5.0 \text{ V}$)	$V_{BE(on)}$		1.5	V

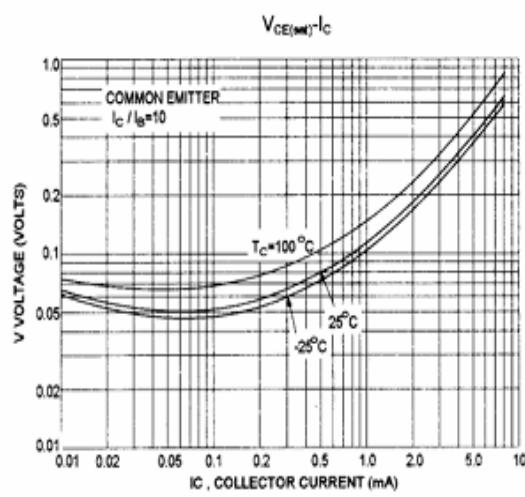
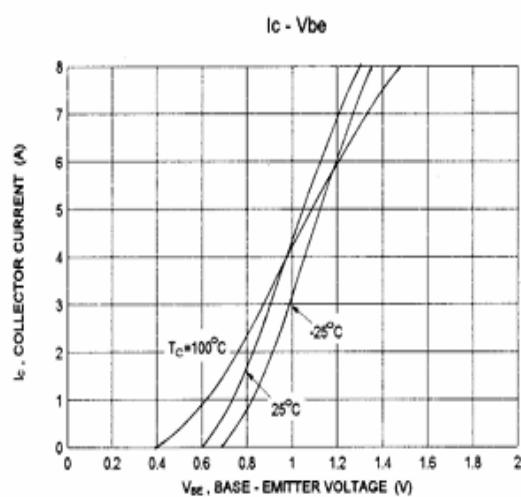
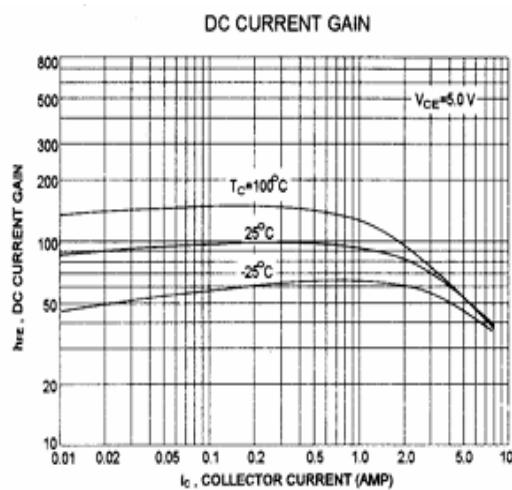
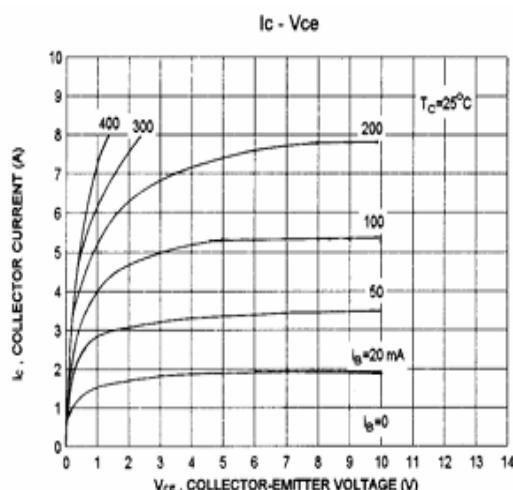
DYNAMIC CHARACTERISTICS

Current-Gain-Bandwidth Product ($I_c = 1.0 \text{ A}, V_{CE} = 5.0 \text{ V}, f = 1.0 \text{ MHz}$)	f_T	12(typ)		MHz
Output capacitance ($V_{CB} = 10 \text{ V}, I_E = 0, f = 1.0 \text{ MHz}$)	C_{ob}	170(typ)		pF

(1) Pulse Test: Pulse Width =300 us, Duty Cycle $\leq 2.0\%$

* hFE(2) Classification :

55 R 110	80 O 160
----------	----------



There are two limitation on the power handling ability of a transistor: average junction temperature and second breakdown safe operating area curves indicate I_c-V_{ce} limits of the transistor that must be observed for reliable operation i.e., the transistor must not be subjected to greater dissipation than curves indicate.

The data of SOA curve is base on $T_{J(PK)}=150^{\circ}\text{C}$; T_c is variable depending on conditions. second breakdown pulse limits are valid for duty cycles to 10% provided $T_{J(PK)} \leq 150^{\circ}\text{C}$. At high case temperatures, thermal limitation will reduce the power that can be handled to values less than the limitations imposed by second breakdown.

2SB688**MAXIMUM RATINGS**

Characteristic	Symbol	2SB688	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	120	V
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	120	V
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	5.0	V
Collector Current - Continuous - Peak	I_C I_{CM}	8.0 16	A
Base current	I_B	0.8	A
Total Power Dissipation @ $T_c = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	80 0.64	W W/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{STG}	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

2SB688 PNP**ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_c = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)**

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	------

OFF CHARACTERISTICS

Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 50 \text{ mA}, I_B = 0$)	$V_{(BR)CEO}$	120		V
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = 120 \text{ V}, I_E = 0$)	I_{CBO}		10	μA
Emitter Cutoff Current ($V_{EB} = 5.0 \text{ V}, I_C = 0$)	I_{EBO}		10	μA

ON CHARACTERISTICS (1)

DC Current Gain ($I_C = 1.0 \text{ A}, V_{CE} = 5.0 \text{ V}$) *	$hFE(2)$	55	160	
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 5.0 \text{ A}, I_B = 0.5 \text{ A}$)	$V_{CE(sat)}$		2.5	V
Base-Emitter On Voltage ($I_C = 5.0 \text{ A}, V_{CE}=5.0 \text{ V}$)	$V_{BE(on)}$		1.5	V

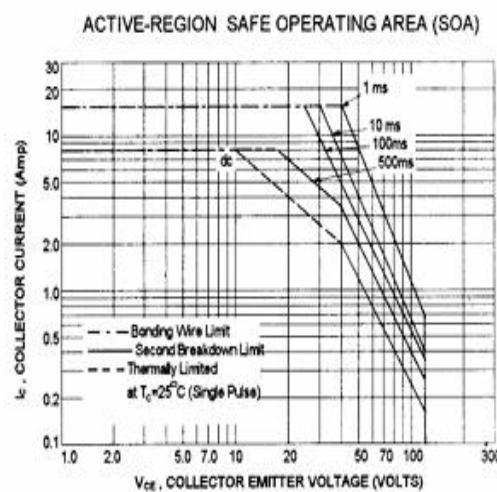
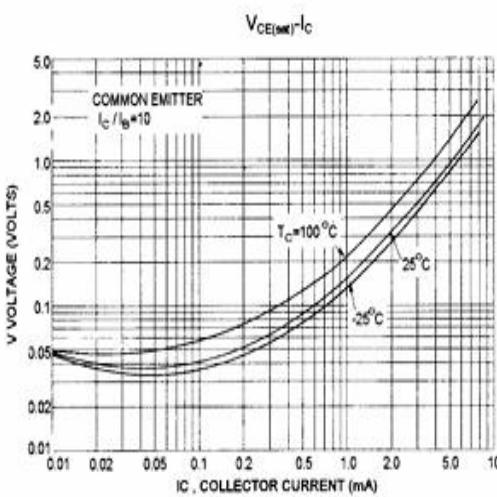
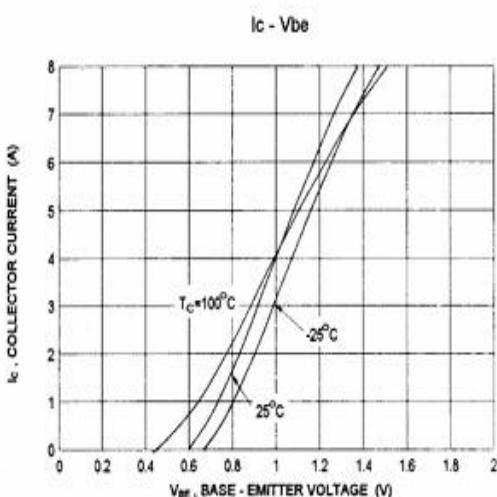
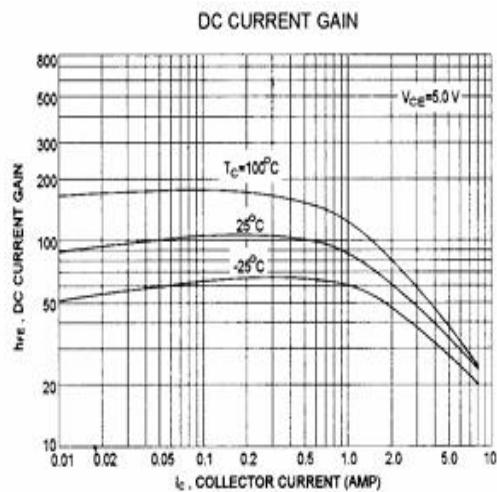
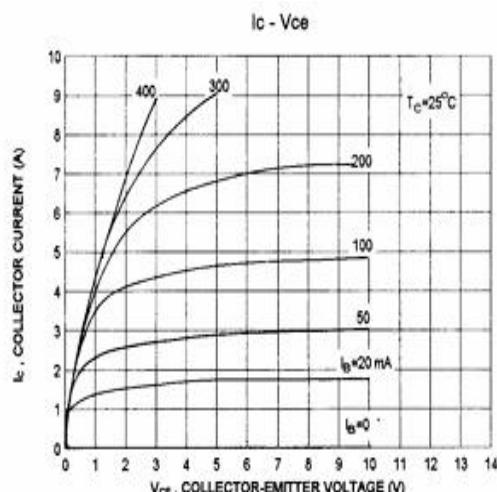
DYNAMIC CHARACTERISTICS

Current-Gain-Bandwidth Product ($I_C = 1.0 \text{ A}, V_{CE} = 5.0 \text{ V}, f = 1.0 \text{ MHz}$)	f_T	10(typ)		MHz
Output capacitance ($V_{CB} = 10 \text{ V}, I_E = 0, f = 1.0 \text{ MHz}$)	C_{OB}	280(typ)		pF

(1) Pulse Test: Pulse Width =300 us,Duty Cycle $\leq 2.0\%$

* hFE(2) Classification :

55 R 110	80 O 160
----------	----------



There are two limitation on the power handling ability of a transistor: average junction temperature and second breakdown safe operating area curves indicate I_c - V_{ce} limits of the transistor that must be observed for reliable operation i.e., the transistor must not be subjected to greater dissipation than curves indicate.

The data of SOA curve is base on $T_{J(PK)}=150^\circ\text{C}$; T_c is variable depending on conditions. second breakdown pulse limits are valid for duty cycles to 10% provided $T_{J(PK)} < 150^\circ\text{C}$. At high case temperatures, thermal limitation will reduce the power that can be handled to values less than the limitations imposed by second breakdown.

2SD669**2SD669, 2SD669A****Absolute Maximum Ratings (Ta = 25°C)**

Item	Symbol	Ratings			Unit
		2SD669	2SD669A		
Collector to base voltage	V _{CBO}	180	180		V
Collector to emitter voltage	V _{CEO}	120	160		V
Emitter to base voltage	V _{EBO}	5	5		V
Collector current	I _C	1.5	1.5		A
Collector peak current	I _{C(peak)}	3	3		A
Collector power dissipation	P _C	1	1		W
	P _C * ¹	20	20		W
Junction temperature	T _j	150	150		°C
Storage temperature	T _{stg}	−55 to +150		−55 to +150	°C

Note: 1. Value at T_C = 25°C.

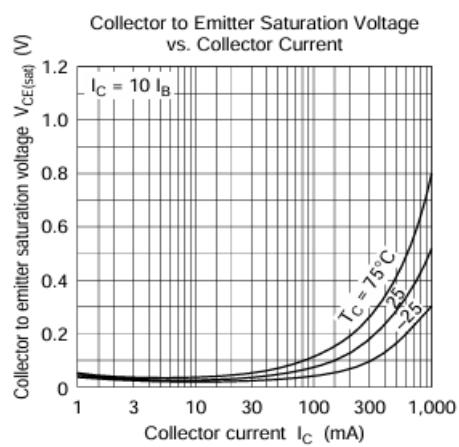
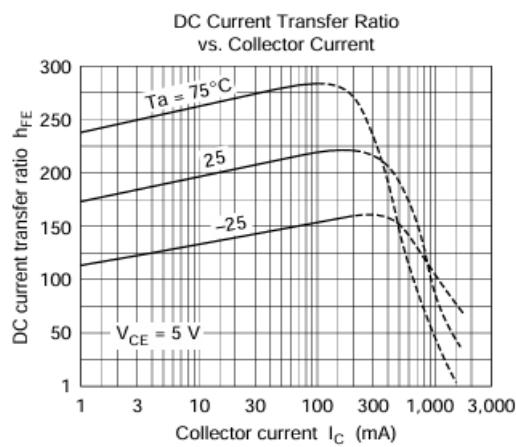
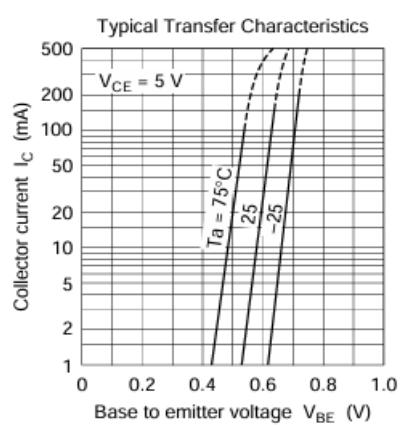
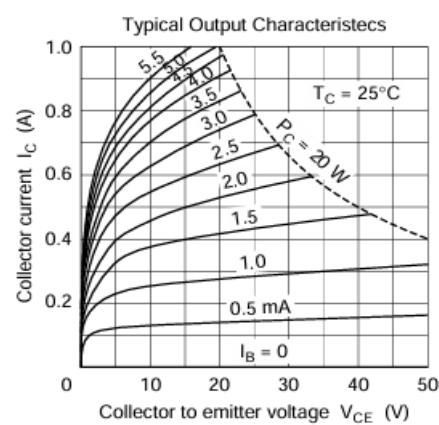
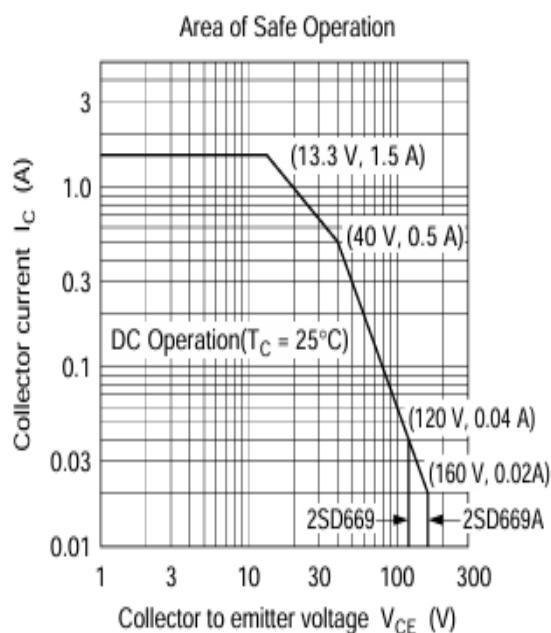
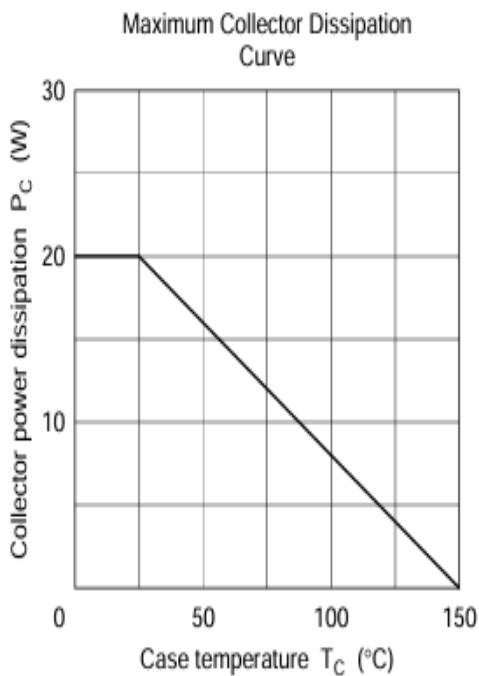
Electrical Characteristics (Ta = 25°C)

Item	Symbol	2SD669			2SD669A			Unit	Test conditions
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
Collector to base breakdown voltage	V _{(BR)CBO}	180	—	—	180	—	—	V	I _C = 1 mA, I _E = 0
Collector to emitter breakdown voltage	V _{(BR)CEO}	120	—	—	160	—	—	V	I _C = 10 mA, R _{BE} = ∞
Emitter to base breakdown voltage	V _{(BR)EBO}	5	—	—	5	—	—	V	I _E = 1 mA, I _C = 0
Collector cutoff current	I _{CBO}	—	—	10	—	—	10	μA	V _{CB} = 160 V, I _E = 0
DC current transfer ratio h _{FE1} * ¹	60	—	320	60	—	200			V _{CE} = 5 V, I _C = 150 mA* ²
	h _{FE2}	30	—	—	30	—	—		V _{CE} = 5 V, I _C = 500 mA* ²
Collector to emitter saturation voltage	V _{CE(sat)}	—	—	1	—	—	1	V	I _C = 500 mA, I _B = 50 mA* ²
Base to emitter voltage	V _{BE}	—	—	1.5	—	—	1.5	V	V _{CE} = 5 V, I _C = 150 mA* ²
Gain bandwidth product f _T	—	140	—	—	140	—	—	MHz	V _{CE} = 5 V, I _C = 150 mA* ²
Collector output capacitance	C _{ob}	—	14	—	—	14	—	pF	V _{CB} = 10 V, I _E = 0, f = 1 MHz

Notes: 1. The 2SD669 and 2SD669A are grouped by h_{FE1} as follows.

2. Pulse test.

	B	C	D
2SD669	60 to 120	100 to 200	160 to 320
2SD669A	60 to 120	100 to 200	—



2SB649**2SB649, 2SB649A****Absolute Maximum Ratings (Ta = 25°C)**

Item	Symbol	Ratings			Unit
		2SB649	2SB649A		
Collector to base voltage	V _{CBO}	-180	-180		V
Collector to emitter voltage	V _{CEO}	-120	-160		V
Emitter to base voltage	V _{EBO}	-5	-5		V
Collector current	I _C	-1.5	-1.5		A
Collector peak current	I _{C(peak)}	-3	-3		A
Collector power dissipation	P _C	1	1		W
	P _C * ¹	20	20		W
Junction temperature	T _j	150	150		°C
Storage temperature	T _{stg}	-55 to +150	-55 to +150		°C

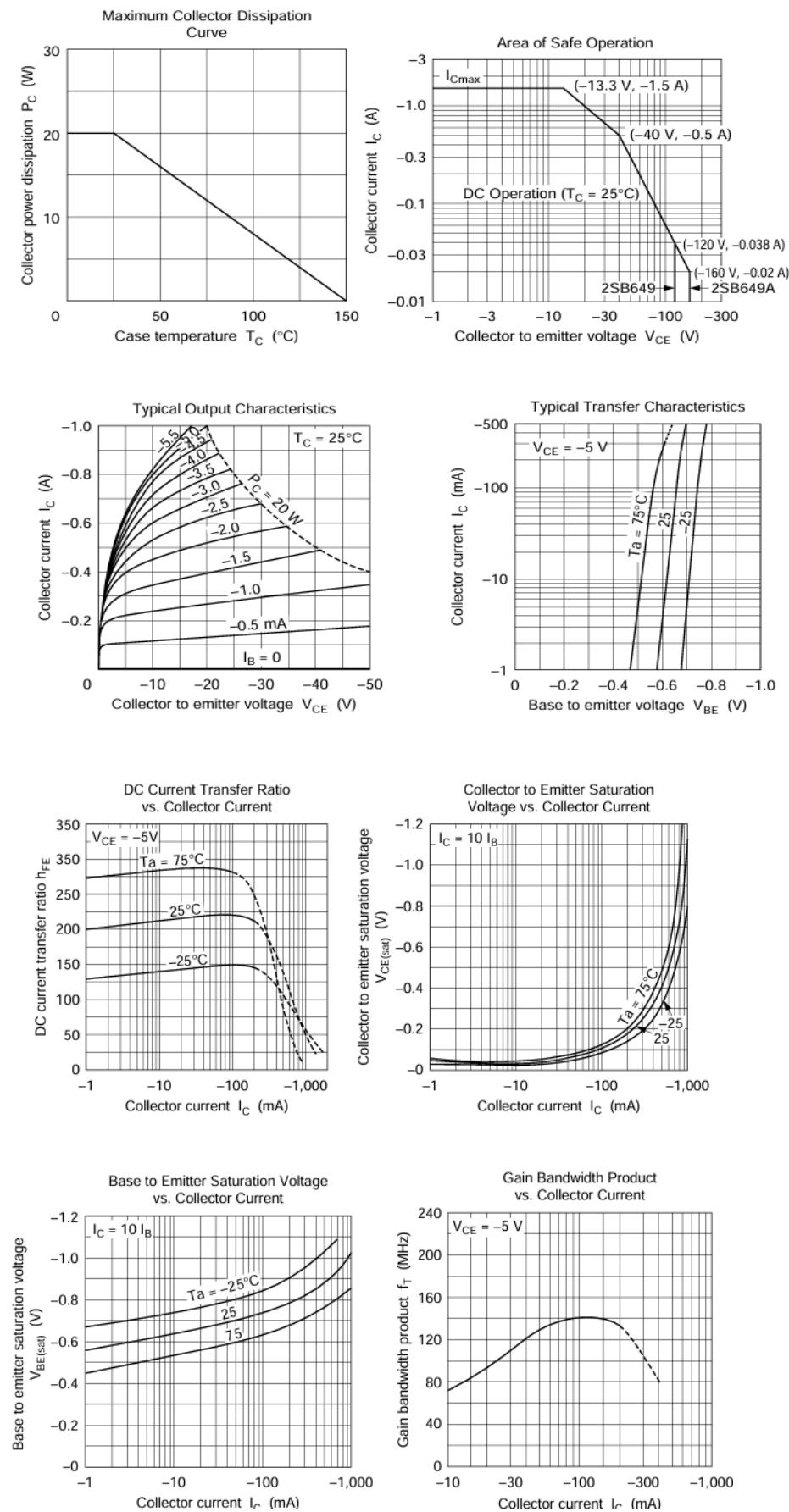
Note: 1. Value at T_c = 25°C**Electrical Characteristics (Ta = 25°C)**

Item	Symbol	2SB649			2SB649A			Unit	Test conditions
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
Collector to base breakdown voltage	V _{(BR)CBO}	-180	—	—	-180	—	—	V	I _C = -1 mA, I _E = 0
Collector to emitter breakdown voltage	V _{(BR)CEO}	-120	—	—	-160	—	—	V	I _C = -10 mA, R _{BE} = ∞
Emitter to base breakdown voltage	V _{(BR)EBO}	-5	—	—	-5	—	—	V	I _E = -1 mA, I _C = 0
Collector cutoff current	I _{CBO}	—	—	-10	—	—	-10	μA	V _{CB} = -160 V, I _E = 0
DC current transfer ratio h _{FE1} * ¹	h _{FE1}	60	—	320	60	—	200		V _{CE} = -5 V, I _C = -150 mA
	h _{FE2}	30	—	—	30	—	—		V _{CE} = -5 V, I _C = -500 mA* ²
Collector to emitter saturation voltage	V _{CE(sat)}	—	—	-1	—	—	-1	V	I _C = -500 mA, I _B = -50 mA
Base to emitter voltage	V _{BE}	—	—	-1.5	—	—	-1.5	V	V _{CE} = -5 V, I _C = -150 mA
Gain bandwidth product f _T	f _T	—	140	—	—	140	—	MHz	V _{CE} = -5 V, I _C = -150 mA
Collector output capacitance	C _{ob}	—	27	—	—	27	—	pF	V _{CB} = -10 V, I _E = 0, f = 1 MHz

Notes: 1. The 2SB649 and 2SB649A are grouped by h_{FE1} as follows.

2. Pulse test

	B	C	D
2SB649	60 to 120	100 to 200	160 to 320
2SB649A	60 to 120	100 to 200	—



2SC2383

2 S C 2 3 8 3

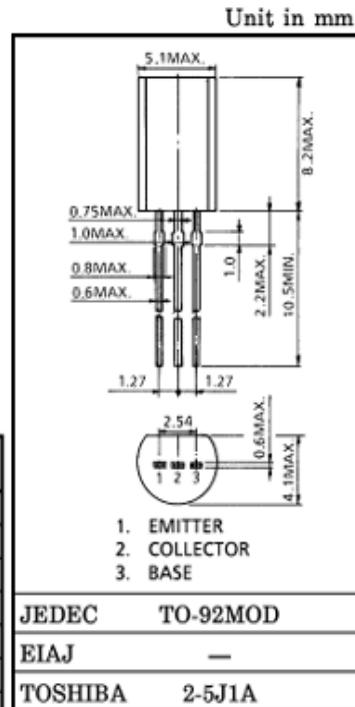
COLOR TV VERT. DEFLECTION OUTPUT APPLICATIONS

COLOR TV CLASS B SOUND OUTPUT APPLICATIONS

- High Voltage : $V_{CEO} = 160$ V
- Large Continuous Collector Current Capability.
- Recommended for Vert. Deflection Output & Sound Output Applications for Line Operated TV.
- Complementary to 2SA1013

MAXIMUM RATINGS ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	RATING	UNIT
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	160	V
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	160	V
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	6	V
Collector Current	I_C	1	A
Base Current	I_B	0.5	A
Collector Power Dissipation	P_C	900	mW
Junction Temperature	T_j	150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55~150	$^\circ\text{C}$

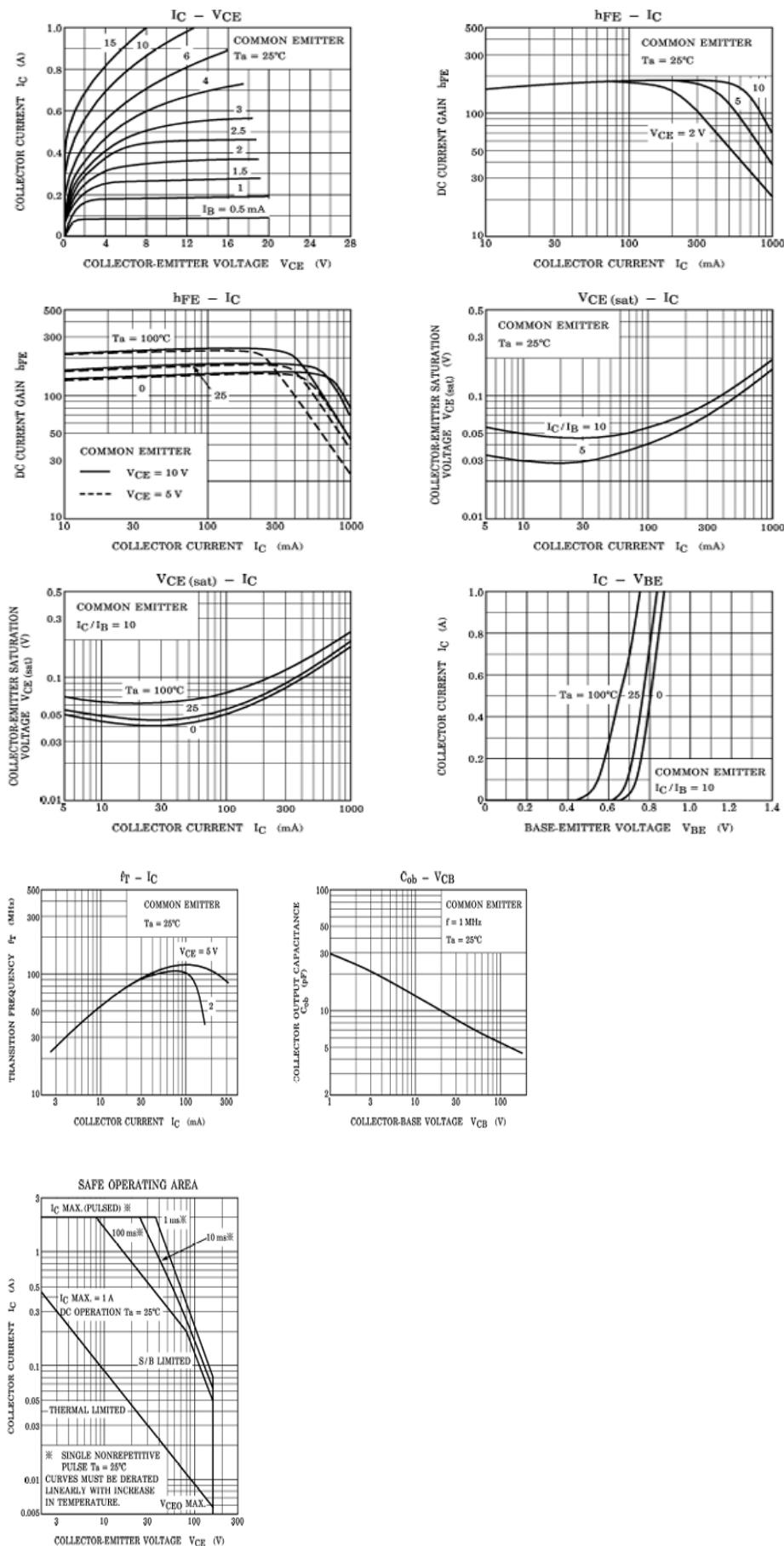


Weight : 0.36 g

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Collector Cut-off Current	I_{CBO}	$V_{CB} = 150$ V, $I_E = 0$	—	—	1.0	μA
Emitter Cut-off Current	I_{EBO}	$V_{EB} = 6$ V, $I_C = 0$	—	—	1.0	μA
Collector-Emitter Breakdown Voltage	$V_{(BR)CEO}$	$I_C = 10$ mA, $I_B = 0$	160	—	—	V
DC Current Gain	h_{FE} (Note)	$V_{CE} = 5$ V, $I_C = 200$ mA	60	—	320	
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(\text{sat})}$	$I_C = 500$ mA, $I_B = 50$ mA	—	—	1.5	V
Base-Emitter Voltage	V_{BE}	$V_{CE} = 5$ V, $I_C = 5$ mA	0.45	—	0.75	V
Transition Frequency	f_T	$V_{CE} = 5$ V, $I_C = 200$ mA	20	100	—	MHz
Collector Output Capacitance	C_{ob}	$V_{CB} = 10$ V, $I_E = 0$, $f = 1$ MHz	—	—	20	pF

(Note) : h_{FE} Classification R : 60~120, O : 100~200, Y : 160~320



2SA1013

2SA1013**PNP EPITAXIAL SILICON TRANSISTOR****■ ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_A=25^\circ C$)**

PARAMETER	SYMBOL	RATINGS	UNIT
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	-160	V
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	-160	V
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	-6	V
Collector Current	I_C	-1	A
Base Current	I_B	-0.5	A
Collector Power Dissipation SOT-89 TO-92/TO-92NL	P_C	500	W
		900	W
Junction Temperature	T_J	150	$^\circ C$
Storage Temperature	T_{STG}	-55 ~ 150	$^\circ C$

Note: Absolute maximum ratings are those values beyond which the device could be permanently damaged.

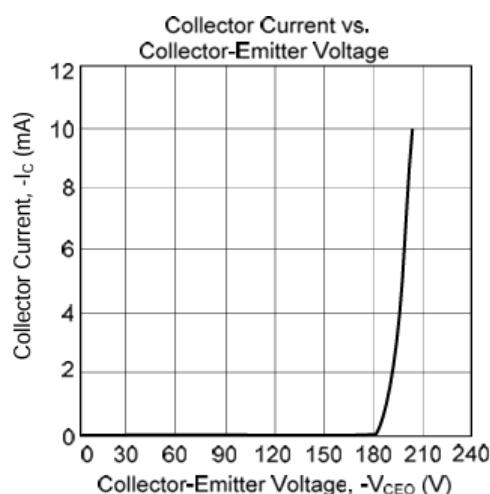
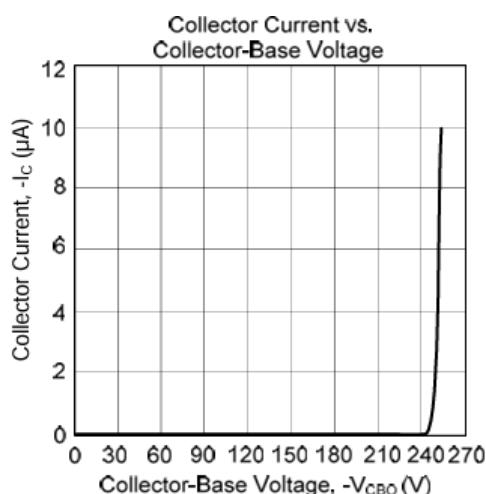
Absolute maximum ratings are stress ratings only and functional device operation is not implied.

■ ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A=25^\circ C$)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Collector Cut-Off Current	I_{CBO}	$V_{CB}=-150V, I_E=0$			-1.0	μA
Emitter Cut-Off Current	I_{EBO}	$V_{EB}=-6V, I_C=0$			-1.0	μA
Collector-Emitter Breakdown Voltage	$V_{(BR)CEO}$	$I_C=-10mA, I_B=0$	-160			V
DC Current Gain	h_{FE}	$V_{CE}=-5V, I_C=-200mA$	60		320	
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$I_C=-500mA, I_B=-50mA$			-1.5	V
Base-Emitter Voltage	V_{BE}	$V_{CE}=-5V, I_C=-5mA$	-0.45		-0.75	V
Transition Frequency	f_T	$V_{CE}=-5V, I_C=-200mA$	15	50		MHz
Collector Output Capacitance	C_{ob}	$V_{CB}=-10V, f=1MHz, I_E=0$			35	pF

■ CLASSIFICATION OF h_{FE}

RANK	R	O	P
RANGE	60~120	100~200	160~320



2SA1015

2SA1015**PNP SILICON TRANSISTOR****■ ABSOLUTE MAXIMUM RATING** (Ta=25°C, unless otherwise specified)

PARAMETER	SYMBOL	RATINGS	UNIT
Collector-Base Voltage	V _{CBO}	-50	V
Collector-Emitter Voltage	V _{CEO}	-50	V
Emitter-Base Voltage	V _{EBO}	-5	V
Collector Current	I _C	-150	mA
Base Current	I _B	-50	mA
Collector Dissipation	P _C	400	mW
Junction Temperature	T _J	125	°C
Storage Temperature	T _{STG}	-55 ~ +125	°C

Note: Absolute maximum ratings are those values beyond which the device could be permanently damaged.

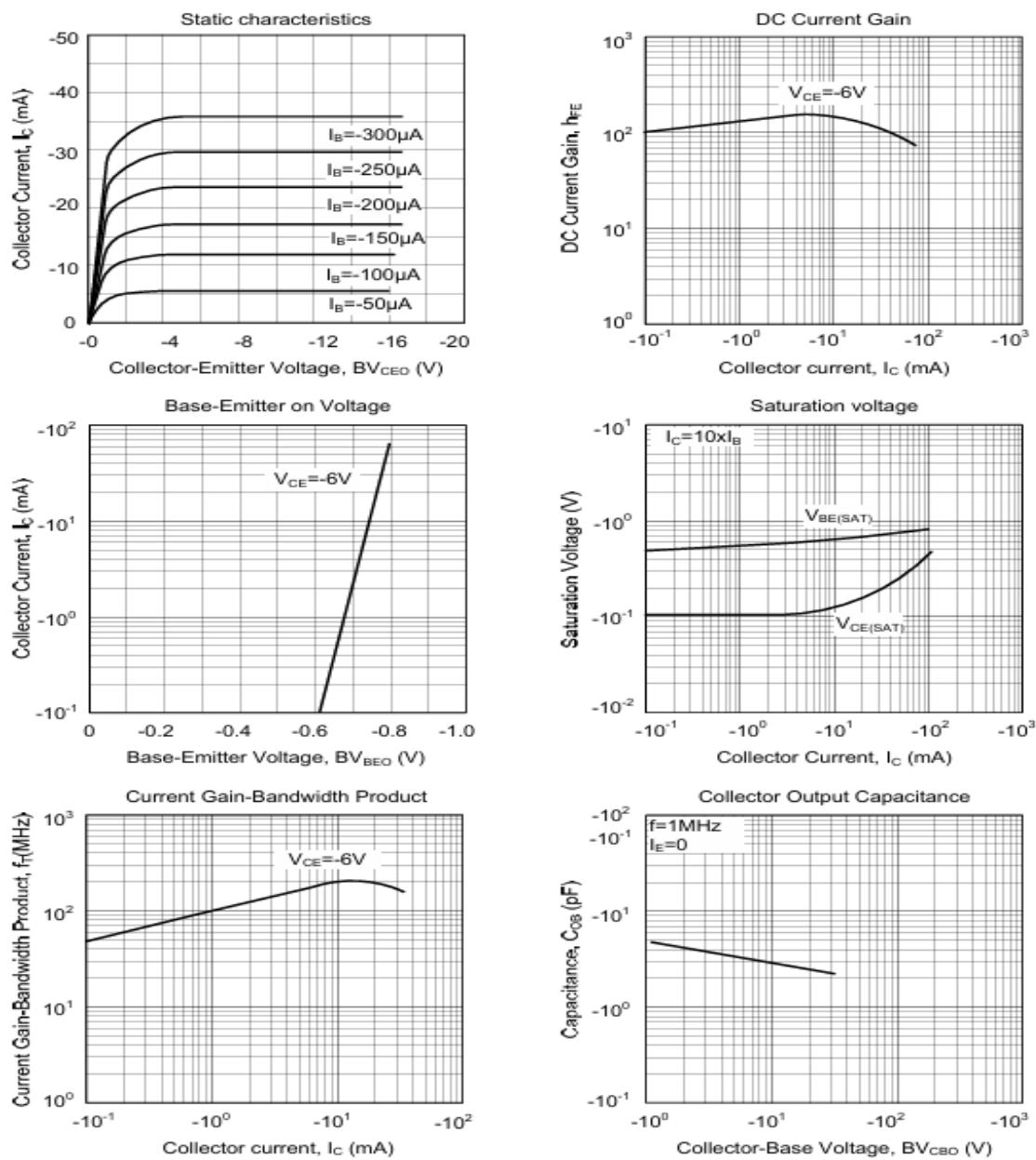
Absolute maximum ratings are stress ratings only and functional device operation is not implied.

■ ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta=25°C, unless otherwise specified)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Collector-Base Breakdown Voltage	BV _{CBO}	I _C =-100μA, I _E =0	-50			V
Collector-Emitter Breakdown Voltage	BV _{CEO}	I _C =-10mA, I _B =0	-50			V
Emitter-Base Breakdown Voltage	BV _{EBO}	I _E =-10μA, I _C =0	-5			V
Collector Cut-off Current	I _{CBO}	V _{CB} =-50V, I _E =0			-100	nA
Emitter Cut-off Current	I _{EBO}	V _{EB} =-5V, I _C =0			-100	nA
DC Current Gain	h _{FE1}	V _{CE} =-6V, I _C =-2mA	120		700	
	h _{FE2}	V _{CE} =-6V, I _C =-150mA	25			
Collector-Emitter Saturation Voltage	V _{CE(SAT)}	I _C =-100mA, I _B =-10mA		-0.1	-0.3	V
Base-Emitter Saturation Voltage	V _{BE(SAT)}	I _C =-100mA, I _B =-10mA			-1.1	V
Output Capacitance	C _{OB}	V _{CB} =-10V, I _E =0, f=1MHz		4.0	7.0	pF
Current Gain Bandwidth Product	f _T	V _{CE} =-10V, I _C =-1mA	80			MHz
Noise Figure	NF	V _{CE} =-6V, I _C =-0.1mA, R _G =1kΩ, f=100Hz		0.5	6	dB

■ CLASSIFICATION OF h_{FE1}

RANK	Y	GR	BL
RANGE	120-240	200-400	350-700



2SC1815

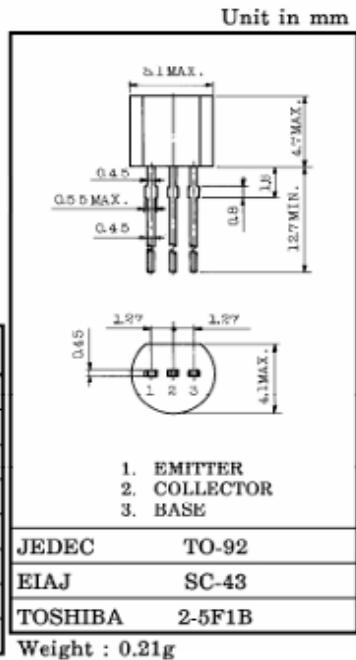
2 S C 1 8 1 5

AUDIO FREQUENCY GENERAL PURPOSE AMPLIFIER APPLICATIONS.
DRIVER STAGE AMPLIFIER APPLICATIONS.

- High Voltage and High Current : $V_{CEO}=50V$ (Min.), $I_C=150mA$ (Max.)
- Excellent hFE Linearity : $hFE(2)=100$ (Typ.) at $V_{CE}=6V$, $I_C=150mA$
 $: hFE(I_C=0.1mA)/hFE(I_C=2mA)=0.95$ (Typ.)
- Low Noise : $NF=1dB$ (Typ.) at $f=1kHz$
- Complementary to 2SA1015 (O, Y, GR class)

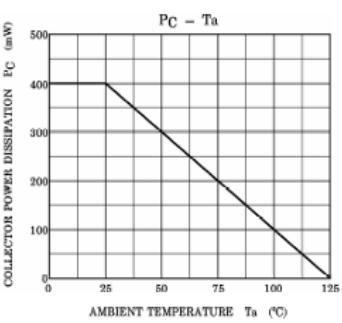
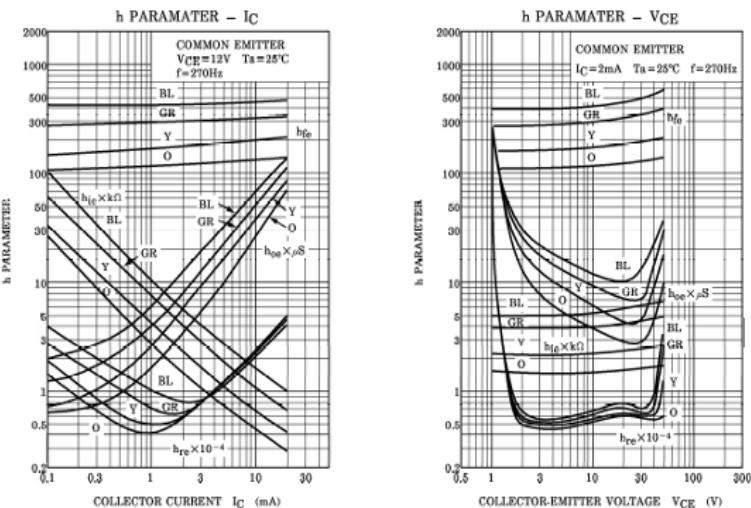
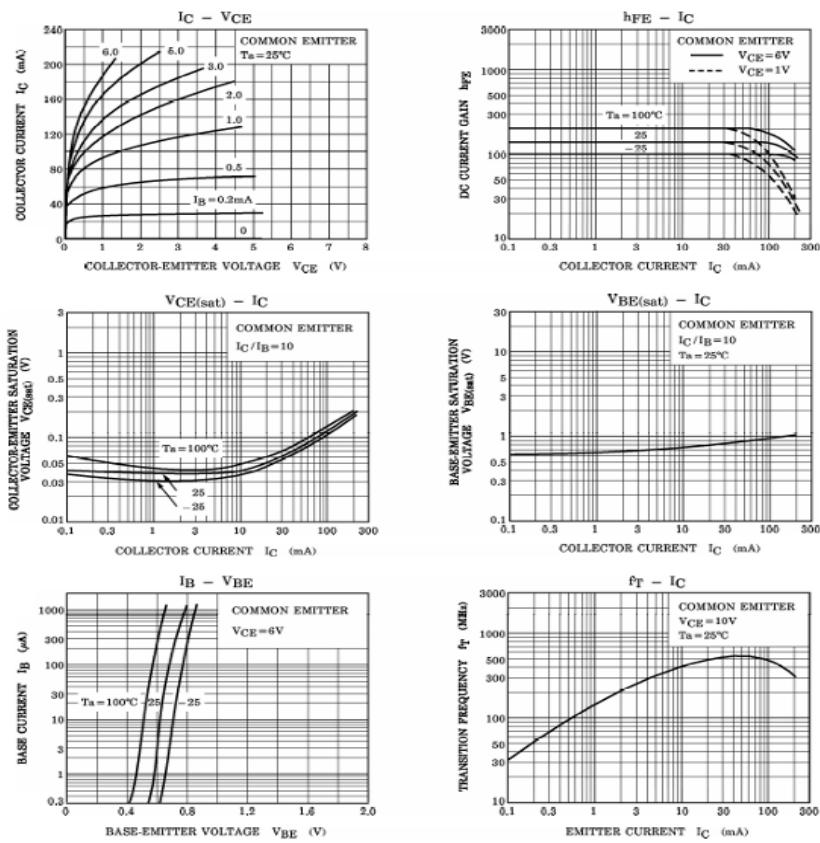
MAXIMUM RATINGS ($T_a = 25^\circ C$)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	RATING	UNIT
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	60	V
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	50	V
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	5	V
Collector Current	I_C	150	mA
Base Current	I_B	50	mA
Collector Power Dissipation	P_C	400	mW
Junction Temperature	T_j	125	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55~125	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_a = 25^\circ C$)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Collector Cut-off Current	I_{CBO}	$V_{CB}=60V$, $I_E=0$	—	—	0.1	μA
Emitter Cut-off Current	I_{EBO}	$V_{EB}=5V$, $I_C=0$	—	—	0.1	μA
DC Current Gain	$hFE(1)$ (Note)	$V_{CE}=6V$, $I_C=2mA$	70	—	700	
	$hFE(2)$	$V_{CE}=6V$, $I_C=150mA$	25	100	—	
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$I_C=100mA$, $I_B=10mA$	—	0.1	0.25	V
Base-Emitter Saturation Voltage	$V_{BE(sat)}$	$I_C=100mA$, $I_B=10mA$	—	—	1.0	V
Transition Frequency	f_T	$V_{CE}=10V$, $I_C=1mA$	80	—		MHz
Collector Output Capacitance	C_{ob}	$V_{CB}=10V$, $I_E=0$, $f=1MHz$	—	2.0	3.5	pF
Base Intrinsic Resistance	$r_{bb'}$	$V_{CE}=10V$, $I_E=-1mA$ $f=30MHz$	—	50	—	Ω
Noise Figure	NF	$V_{CE}=6V$, $I_C=0.1mA$ $f=1kHz$, $R_G=10k\Omega$	—	1.0	10	dB

Note : hFE Classification 0 : 70~140 Y : 120~240 GR : 200~400 BL : 350~700



1N4007**Maximum Ratings and Electrical Characteristics** @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Single phase, half wave, 60Hz, resistive or inductive load.
For capacitive load, derate current by 20%.

Characteristic	Symbol	1N4001	1N4002	1N4003	1N4004	1N4005	1N4006	1N4007	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage	V_{RRM}								
Working Peak Reverse Voltage	V_{RWM}	50	100	200	400	600	800	1000	V
DC Blocking Voltage	V_R								
RMS Reverse Voltage	$V_{R(RMS)}$	35	70	140	280	420	560	700	V
Average Rectified Output Current (Note 1) @ $T_A = 75^\circ\text{C}$	I_O				1.0				A
Non-Repetitive Peak Forward Surge Current 8.3ms single half sine-wave superimposed on rated load	I_{FSM}				30				A
Forward Voltage @ $I_F = 1.0\text{A}$	V_{FM}				1.0				V
Peak Reverse Current @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ at Rated DC Blocking Voltage @ $T_A = 100^\circ\text{C}$	I_{RM}				5.0	50			μA
Typical Junction Capacitance (Note 2)	C_J			15			8		pF
Typical Thermal Resistance Junction to Ambient	R_{JJA}			100					K/W
Maximum DC Blocking Voltage Temperature	T_A			+150					$^\circ\text{C}$
Operating and Storage Temperature Range	T_J, T_{STG}			-65 to +150					$^\circ\text{C}$

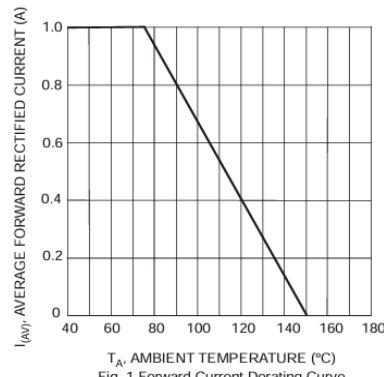


Fig. 1 Forward Current Derating Curve

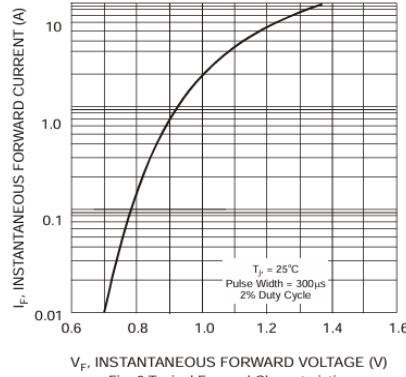


Fig. 2 Typical Forward Characteristics

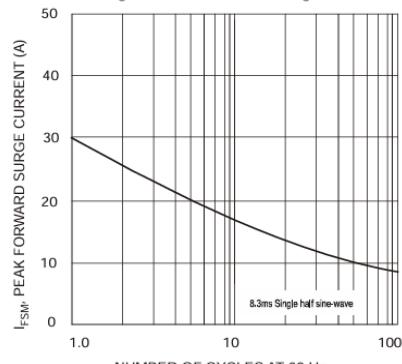


Fig. 3 Max Non-Repetitive Peak Fwd Surge Current

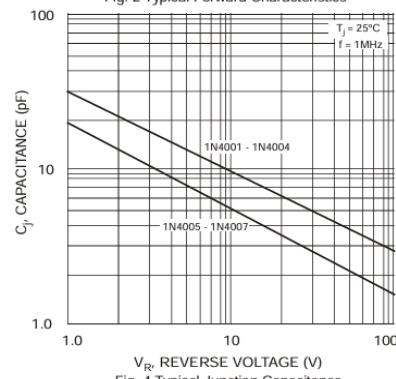


Fig. 4 Typical Junction Capacitance

1N914**LIMITING VALUES**

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{RRM}	repetitive peak reverse voltage		-	100	V
V_R	continuous reverse voltage		-	75	V
I_F	continuous forward current	see Fig.2; note 1	-	75	mA
I_{FRM}	repetitive peak forward current		-	225	mA
I_{FSM}	non-repetitive peak forward current	square wave; $T_j = 25^\circ\text{C}$ prior to surge; see Fig.4 $t = 1 \mu\text{s}$ $t = 1 \text{ ms}$ $t = 1 \text{ s}$		4 1 0.5	A A A
P_{tot}	total power dissipation	$T_{amb} = 25^\circ\text{C}$; note 1	-	250	mW
T_{stg}	storage temperature		-65	+200	°C
T_j	junction temperature		-	175	°C

$T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MAX.	UNIT
V_F	forward voltage	$I_F = 10 \text{ mA}$; see Fig.3	1	V
I_R	reverse current	see Fig.5 $V_R = 20 \text{ V}$ $V_R = 75 \text{ V}$ $V_R = 20 \text{ V}; T_j = 150^\circ\text{C}$	25 5 50	nA μA μA
C_d	diode capacitance	$f = 1 \text{ MHz}; V_R = 0$; see Fig.6	4	pF
t_{rr}	reverse recovery time	when switched from $I_F = 10 \text{ mA}$ to $I_R = 10 \text{ mA}$; $R_L = 100 \Omega$; measured at $I_R = 1 \text{ mA}$; see Fig.7 when switched from $I_F = 10 \text{ mA}$ to $I_R = 60 \text{ mA}$; $R_L = 100 \Omega$; measured at $I_R = 1 \text{ mA}$; see Fig.7	8 4	ns ns
V_{fr}	forward recovery voltage	when switched from $I_F = 50 \text{ mA}$; $t_r = 20 \text{ ns}$; see Fig.8	2.5	V

THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	VALUE	UNIT
$R_{th,j-tp}$	thermal resistance from junction to tie-point	lead length 10 mm	240	K/W
$R_{th,j-a}$	thermal resistance from junction to ambient	lead length 10 mm; note 1	500	K/W

