

# 5 Vermogenversterkers

**Ing. Patrick Van Houtven**

# 5-1 Capacitieve gekoppelde versterkers

## Waarom capaciteiten

2 of meer transistoren kunnen verbonden worden met elkaar om een meertrapsversterker te vormen.

In deze sectie leer je over capacitieve gekoppelde versterkers, ook RC-gekoppeld genoemd. Capacitieve koppeling is het meest toegepast om het AC-signaal naar de volgende versterkertrap over te brengen zonder de instelling van de transistoren te beïnvloeden

## Wat moet je kunnen?

- De AC-parameters voor capacitieve gekoppelde versterkers bepalen.
- De totale versterking, in- en uitgangsweerstand bepalen van een tweetraps capacitief gekoppelde versterker.
- Verklaren hoe je ruis en oscillatie kan vermijden in meertrapsversterkers (multistage amplifier)

## 5-1 Capacitief gekoppelde versterkers

- Fig. 5-1 : 2-trapsversterker (2-stage amplifier); iedere transistor bevindt zich in een zogenaamde trap (stage). Een versterkertrap bestaat uit de transistor met zijn bias-instelling om hem in een bepaald werkpunt te brengen.
- Er wordt gebruik gemaakt van meerdere trappen om de schakeling een bepaalde versterking te geven die moeilijk met 1 transistor alleen kan bekomen worden.
- Om de DC-instelling van de afzonderlijke transistoren zo min mogelijk te beïnvloeden worden de afzonderlijke trappen capacitief gekoppeld. De keuze van  $C_3$  moet wel zodanig zijn dat de wisselstroomweerstand ( $X_C$ ) van  $C_3$  zo laag mogelijk is om praktisch geen invloed te hebben op het AC-signaal.
- Beide transistoren zijn met spanningsdelerinstelling ingesteld. De basisspanning  $V_B$  is als volgt te vinden:

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC} = \frac{10 \text{ k}\Omega}{47 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega} \cdot 10 \text{ V} = 1,7 \text{ V}$$

Na aftrek van  $V_{BE}$  vinden we  $V_E = 1 \text{ V} \Rightarrow I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{1 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 1 \text{ mA}$

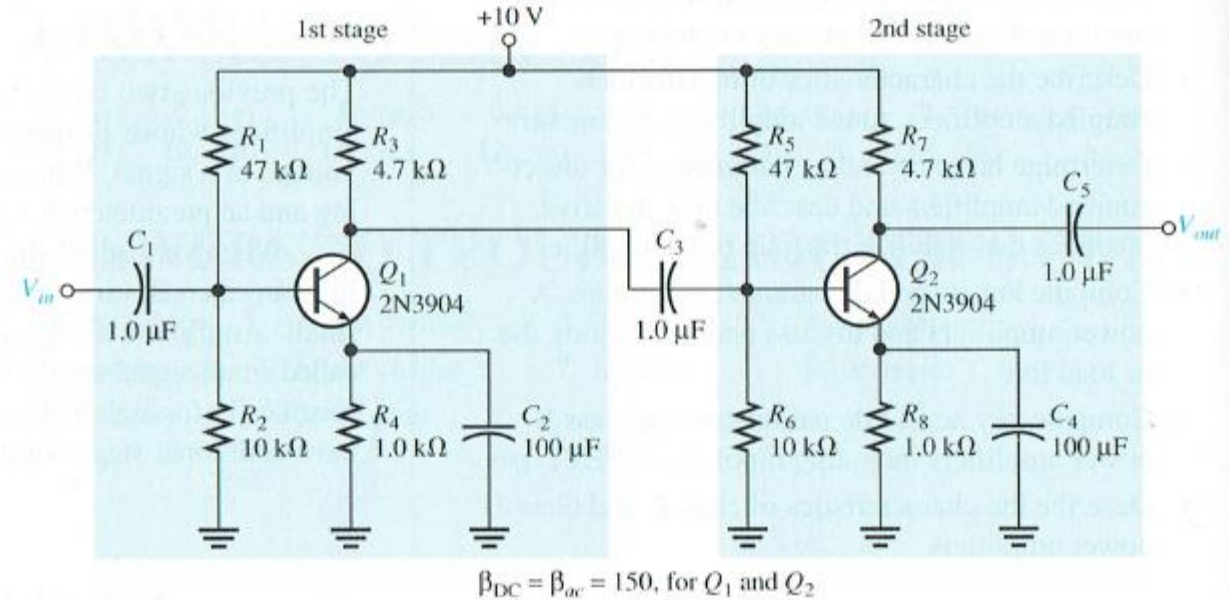


FIGURE 5-1 A two-stage CE amplifier.

## 5-1 Capacitief gekoppelde versterkers

- Fig. 5-3 stelt het equivalent AC-model voor van de tweetrapsversterker van fig. 5-1. De onbelaste spanningsversterking is voorgesteld bij de Thevenin-bron. Het model van fig. 5-3 kan gebruikt worden om de totale versterking te vinden. Deze is afhankelijk van volgende punten:
  - Onbelaste spanningsversterking eerste trap
  - Verzwakking ten gevolge van de spanningsdeling tussen de uitgangsweerstand van de eerste trap en de ingangsweerstand van de tweede trap.
  - Onbelaste spanningsversterking tweede trap
- Uitgangsimpedantie van een GES-versterker
  - $R_{out} = R_c = 4,7 \text{ k}\Omega$
- Deze waarden kunnen ingevuld worden in het equivalent schema (zie fig. 5-2(b))

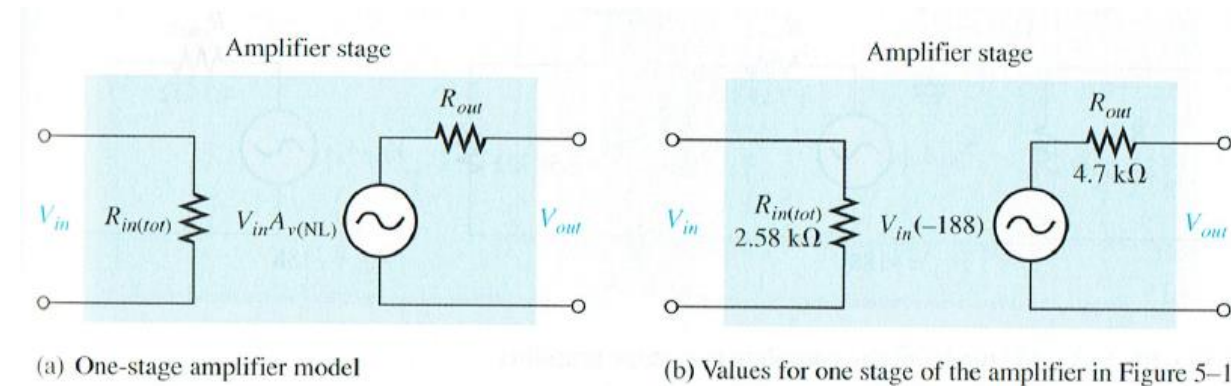


FIGURE 5-2

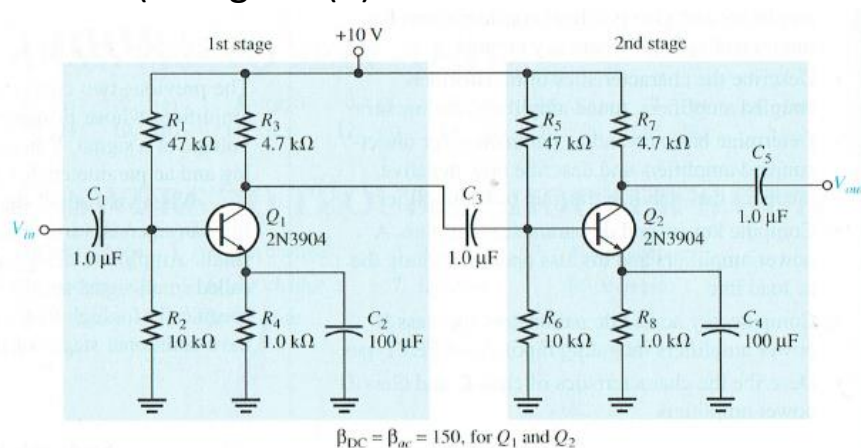
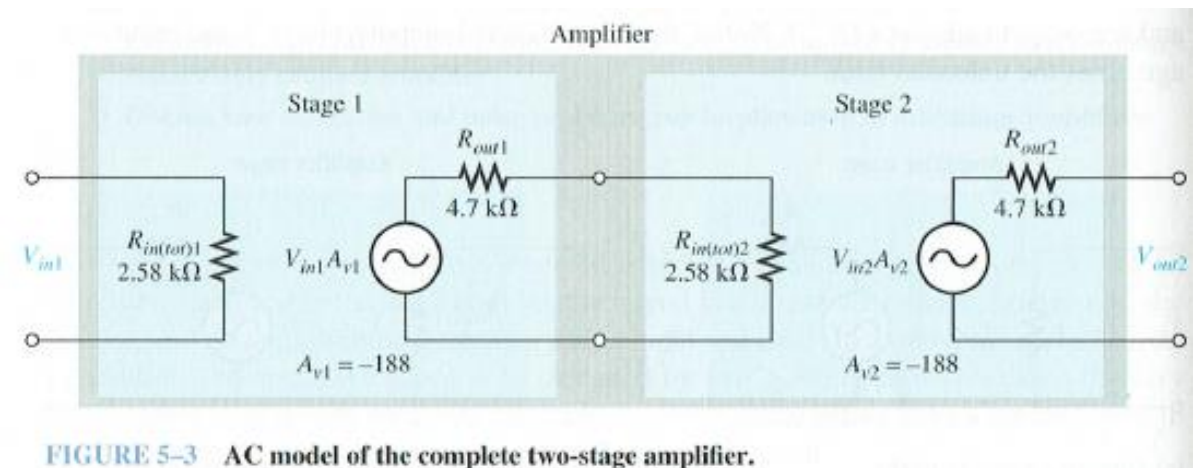


FIGURE 5-1 A two-stage CE amplifier.

## 5-1 Capacitief gekoppelde versterkers

- Totale spanningsversterking
  - Voor iedere trap is de berekende spanningsversterking -188
  - Het verlies aan versterking door de koppeling tussen de twee trappen is als volgt te vinden :

$$A_{v(divider)} = \frac{R_{in(tot)2}}{R_{in(tot)2} + R_{out1}} = \frac{2,58 \text{ k}\Omega}{2,58 \text{ k}\Omega + 4,7 \text{ k}\Omega} = 0,35$$

- De totale spanningsversterking van de schakeling is :

$$A_{v(tot)} = A_{v1} \cdot A_{v(divider)} \cdot A_{v2}$$

$$A_{v(tot)} = (-188) \cdot 0,35 \cdot (-188) = 12370$$

- Opmerking: deze versterking is een benadering van de werkelijke waarde. Er moet ook rekening gehouden worden met het verlies ten gevolge de spanningsdeling  $R_{out2}$  met de belasting  $R_L$  en het verlies ten gevolge de spanningsdeling  $R_{bron}$  en  $R_{in(tot)1}$ . Ook  $r_e'$  is afhankelijk van de gekozen transistor en kan dus verschillen naargelang het type transistor.
- De versterkingsfactor van versterkers wordt meestal in dB uitgedrukt.
  - Voor elk van de hier besproken versterkertrappen is dit :

$$A'_v = 20 \log(-188) = 45,5 \text{ dB}$$

- Voor het verlies van de spanningsdeling tussen de 2 trappen:

$$A'_v = 20 \log 0,35 = -9,1 \text{ dB}$$

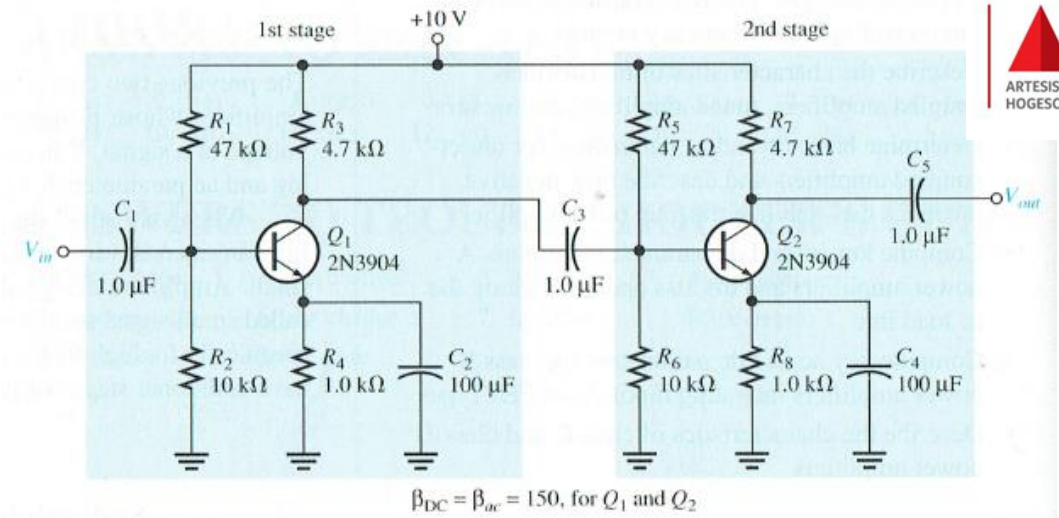


FIGURE 5-1 A two-stage CE amplifier.

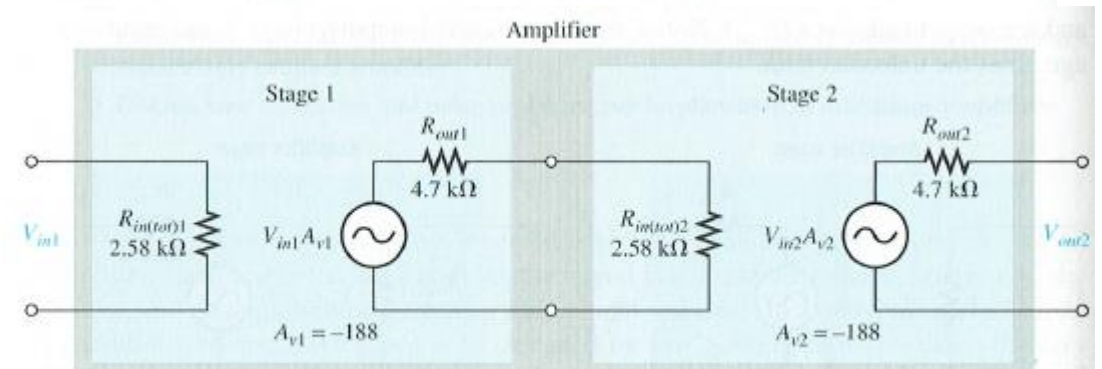


FIGURE 5-3 AC model of the complete two-stage amplifier.

- De totale spanningsversterking in dB is de som van de individuele spanningsversterkingen in dB:

$$A'_{v(tot)} = A'_{v1} + A'_{v(divider)} + A'_{v2}$$

$$A'_{v(tot)} = 45,5 \text{ dB} - 9,1 \text{ dB} + 45,5 \text{ dB} = 81,9 \text{ dB}$$



## EXAMPLE 5-1

Draw the simplified ac model and compute the overall gain for the two-stage preamplifier in Figure 5-4. Assume the  $g_m$  of  $Q_1$  is  $1500 \mu\text{mhos}$  (typical for a 2N5458) and the  $\beta_{ac}$  is 150 (typical of the 2N3904). The first stage provides a very high input resistance circuit with low noise. The second stage provides voltage gain.

### SOLUTION

Start with the dc parameters. The input stage shown in Figure 5-4 is composed of a FET ( $Q_1$ ) that uses current-source biasing from  $Q_2$ . The drain of  $Q_2$  should be approximately 0 V. The second stage is composed of the BJT,  $Q_3$ , with emitter biasing. Because of emitter biasing, the emitter voltage will be close to -1 V. Applying Ohm's law, the emitter current is approximately

$$I_E = \frac{V_E - (-V_{EE})}{R_{E1} + R_{E2}} = \frac{-1 \text{ V} - (-15 \text{ V})}{100 \Omega + 22 \text{ k}\Omega} = 0.63 \text{ mA}$$

The collector dc voltage is

$$V_C = V_{CC} - I_E R_C = 15 \text{ V} - (0.63 \text{ mA})(15 \text{ k}\Omega) = 5.6 \text{ V}$$

Now determine the ac parameters. The input resistance of the first stage,  $R_{in(tot)1}$ , is that of a reverse-biased pn junction. It is very high; a precise value depends on  $I_{GSS}$ . It is sufficient to estimate it as  $>1 \text{ M}\Omega$ . The output resistance of the first stage is the  $560 \Omega$  source resistor in series with  $r'_s$ . Therefore,

$$R_{out1} = R_1 + r'_s = 560 \Omega + \frac{1}{g_m} = 560 \Omega + \frac{1}{1500 \mu\text{mhos}} = 1.23 \text{ k}\Omega$$

The value of  $r'_e$  is

$$r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{I_E} \cong \frac{25 \text{ mV}}{0.63 \text{ mA}} \cong 40 \Omega$$

Amplifier

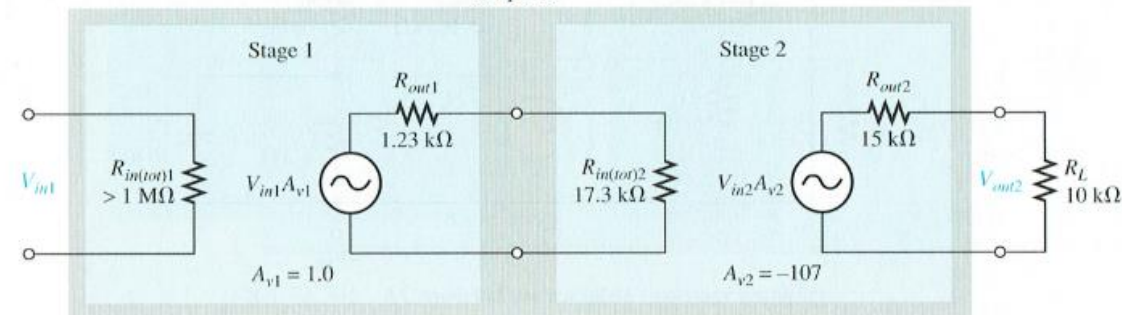


FIGURE 5-5

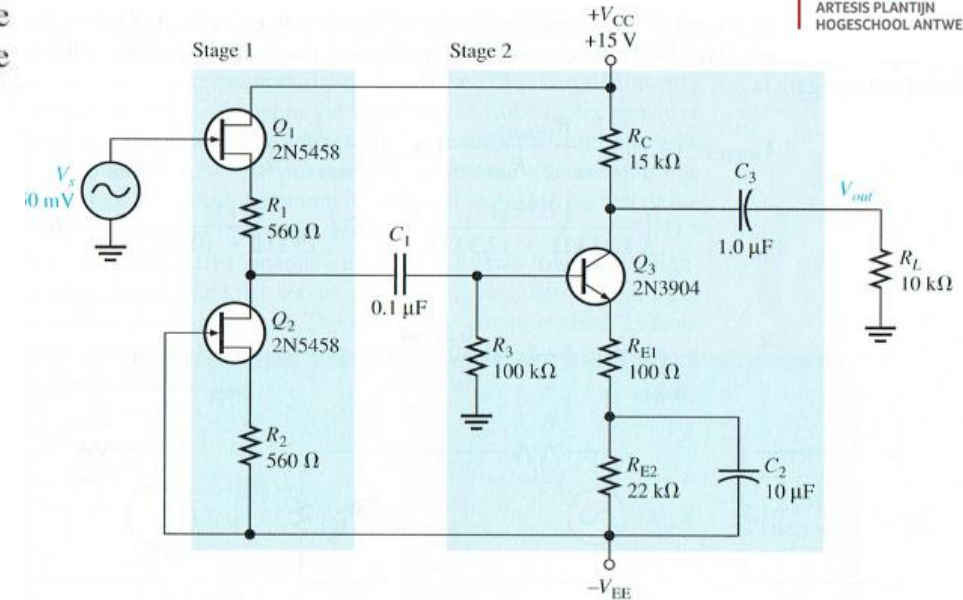


FIGURE 5-4

The unloaded voltage gain of the first stage is 1.0 (because of the current-source biasing). The unloaded voltage gain of the second stage is

$$A_{v2} = -\frac{R_C}{R_e} = -\frac{R_C}{r'_e + R_{E1}} \cong -\frac{15 \text{ k}\Omega}{40 \Omega + 100 \Omega} \cong -107$$

The input resistance of the second stage acts as a load on the first stage. To find the input resistance, note that the emitter-bias resistor and the ac resistance of the base form a parallel combination given by

$$R_{in(tot)2} = R_3 \parallel [\beta_{ac}(r'_e + R_{E1})]$$

Assuming a  $\beta_{ac}$  of 150,

$$R_{in(tot)2} \cong 100 \text{ k}\Omega \parallel [150(40 \Omega + 100 \Omega)] \cong 17.3 \text{ k}\Omega$$

The output resistance is just the collector resistor,  $R_C$ .

$$R_{out2} = R_C = 15 \text{ k}\Omega$$

## EXAMPLE 5-1

Draw the simplified ac model and compute the overall gain for the two-stage preamplifier in Figure 5-4. Assume the  $g_m$  of  $Q_1$  is  $1500 \mu\text{mhos}$  (typical for a 2N5458) and the  $\beta_{ac}$  is 150 (typical of the 2N3904). The first stage provides a very high input resistance circuit with low noise. The second stage provides voltage gain.

The output resistance and the load resistor form a voltage divider that reduces the gain of the last stage. Thus, the overall voltage gain is

$$\begin{aligned} A_{v(tot)} &= (A_{v1}) \left( \frac{R_{in(tot)2}}{R_{out1} + R_{in(tot)2}} \right) (A_{v2}) \left( \frac{R_L}{R_{out2} + R_L} \right) \\ &= (1) \left( \frac{17.3 \text{ k}\Omega}{1.23 \text{ k}\Omega + 17.3 \text{ k}\Omega} \right) (-107) \left( \frac{10 \text{ k}\Omega}{15 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega} \right) = -40 \end{aligned}$$

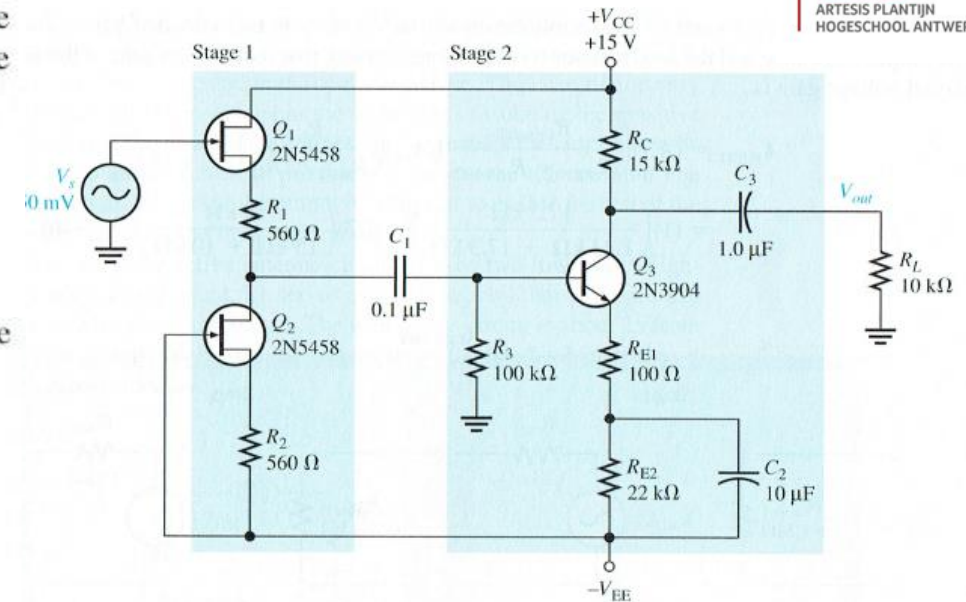


FIGURE 5-4

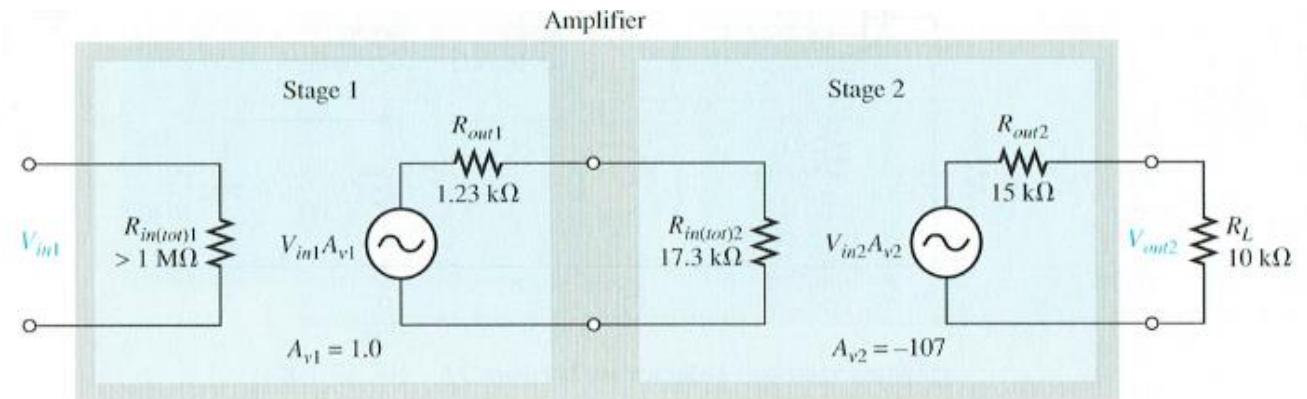


FIGURE 5-5

### Ongewenste oscillatie en ruis

Het ontwerp van meertrapsversterkers (multistage) vereist een zorgvuldig ontwerp omwille van de kans van ongewenste oscillaties.

- Als grote signalen (versterkt signaal) zich bevinden in de buurt van kleine signalen (ingangssignalen) kan dit een nadelig effect hebben op de kleine signalen. Dit omwille van het feit dat er ongewenste terugkoppelpaden kunnen ontstaan.
- Dit probleem doet zich vooral voor bij hoogfrequentversterkers (RF-versterkers) omwille van de terugkoppelpaden die meestal bestaan uit lage reactanties (parasitaire capaciteiten).
- Voorbeeld : breadboard bestaat uit talloze spreidingscapaciteiten tussen de rijen. Dit kan leiden tot terugkoppelings- en ruisproblemen wanneer meertrapsversterkers worden opgebouwd op een breadboard. Ook bij proefprinten doet dit probleem zich voor.
- Dit probleem kan grotendeels opgelost worden door de verschillende trappen van elkaar te isoleren en door het plaatsen van een condensator bij iedere trap tussen  $V_{CC}$  en massa. De condensatoren moeten heel dicht geplaatst worden waar  $V_{CC}$  wordt aangebracht op het breadbord (of print) en moeten beschikken over korte aansluitdraden.
- De verhouding tussen signaal en ruis (signaal/ruisverhouding – ratio of signal to noise) bepaalt of de hoeveelheid ruis storend is voor een signaal of niet.
  - Bij een klein signaal zal een bepaalde ruisspanning meer invloed hebben dan bij een groot signaal.
  - Eerste trap van een versterker is de belangrijkste trap aangaande ruis omwille van het feit dat daar het signaal het kleinst is. Heeft de bron een hoge uitgangsimpedantie dan is het aangewezen om FET's te gebruiken als ingangstrap. Heeft de bron een lage uitgangsweerstand ( $< 1M\Omega$ ) dan leveren bipolaire transistoren betere prestaties op gebied van ruisonderdrukking.



## 5-1 Capacitief gekoppelde versterkers

- Hoe je ruis moet aanpakken is afhankelijk van de “ruisbron”, het pad in het circuit, het type van ruis en andere details.
- Er is geen enkelvoudige oplossing voor het ruisprobleem. Ruis kan een schakeling beïnvloeden via externe bronnen zoals TL-lampen (fluorescente verlichting), capacitieve of inductieve koppeling, langs de voeding, thermische ruis (vanuit het circuit), ...

### Hoe ruisproblemen vermijden?

1. Hou de bedrading zo kort mogelijk (vooral bij low-level input) om te vermijden dat deze bedrading zich als “antennes” zouden voordoen om ruis op te pikken. Maak tevens ook signaal return loops zo klein mogelijk.
2. Gebruik condensatoren tussen de voeding (power supply) en de massa (ground) in iedere (versterker)trap. Zorg ervoor dat de voedingsspanning goed is gefilterd. (vooral van belang bij geschakelde voedingen).
3. Verminder ruisbronnen waar mogelijk. Plaats de ruisbronnen afzonderlijk of scherm zowel de ruisbron als de schakeling af. Gebruik afgeschermd draad, twisted pair of afgeschermd twisted pair voor low-level signalen.
4. Breng de schakeling samen op één massapunt. Isoleer massa's die hoge stroom bevatten ten opzichte van massa's met lage stroom door afzonderlijke massapaden aan te brengen naar het massapunt. Immers massastromen met een hoge stroomwaarde kunnen ruis veroorzaken in andere delen van de schakeling omwille van de IR-drops in de geleidende paden
5. Maak de bandbreedte van versterkers niet groter dan noodzakelijk zodat enkel het gewenste signaal versterkt wordt en niet de extra ruis.

### Section 5-1 CHECKUP

1. Welke drie parameters zijn nodig om in iedere versterkertrap van een meertrapsversterker de versterkingsfactor te bepalen ?
2. Welke voordelen hebben FET's als ingangstrap voor een meertrapsversterker?
3. Waarom is de eerste trap van een meertrapsversterker de meest belangrijkste om ruis te verminderen?



# 5-5 Klas A vermogenversterkers

## Wat houdt direct gekoppeld in?

Een klas A versterker is een versterker die ingesteld staat in het lineair gebied en waarbij het uitgangssignaal een weergave is van het ingangssignaal.

Vermogenversterkers hebben als doel vermogen te leveren aan een bepaalde belasting. Dit betekent dat rekening gehouden moet worden met de warmteontwikkeling van de componenten.

## Wat moet je kunnen?

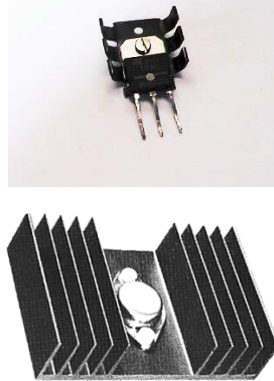
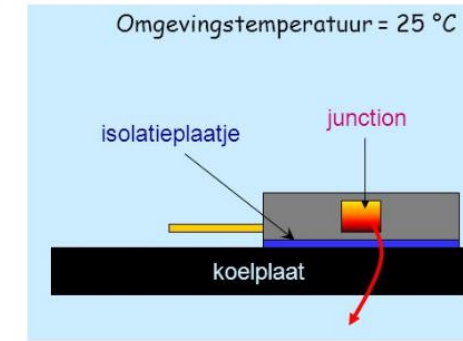
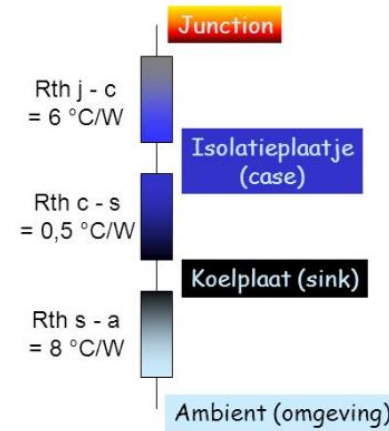
- De AC- en DC-parameters bepalen voor een klas A vermogenversterker.
- Het verloop van het signaal langs de belastingslijn kunnen verklaren.
- Bepalen van spannings- en vermogenversterking van een klas A vermogenversterker
- Bepalen van de efficiëntie van een klas A vermogenversterker.

## 5-5 Klas A vermogenversterkers

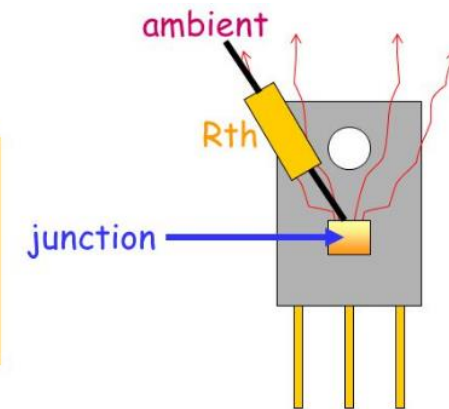
### Warmteontwikkeling

Vermogentransistoren moeten een enorme hoeveelheid intern opgewekte warmte kunnen dissiperen. De collectorjunctie is de meest kritische junctie aangaande warmteontwikkeling. Daarom wordt de behuizing van de transistor steeds verbonden met de collector-aansluiting.

- Voor alle vermogentransistoren is het belangrijk om een groot contactgebied te hebben tussen de behuizing en een externe koelplaat.
- Warmte van de transistor kan naar de behuizing vloeien en van de behuizing naar de koelplaat. Via de koelplaat wordt de warmte afgegeven aan de omgeving.
- De weerstand die ondervonden wordt om warmte af te voeren naar behuizing of omgeving wordt thermische weerstand genoemd



Belangrijk:  
Hoe hoger de thermische weerstand, hoe moeilijker de warmte weg kan stromen. De junctie wordt dan heter.



Om van de junctie naar de ambient te komen ondervindt de warmte een thermische weerstand  $R_{th}$  of ook wel met  $\theta$  (theta) genoemd.



## 5-5 Klas A vermogenversterkers

### Werkpunt in het midden van de belastingslijn (centered Q-point))

- Als het werkpunt (Q-point) zich in het midden van de AC-belastingslijn bevindt, kan een maximaal klas A signaal bekomen worden. (Zie fig. 5-22)
- Ideaal geval als AC-belastingslijn en DC-belastingslijn op elkaar liggen kan het grootst mogelijk klas A signaal bekomen worden.
  - De collectorstroom kan dan variëren van  $I_{CQ}$  tot  $I_{c(sat)}$  en naar beneden toe bewegen tot zijn cut-off-waarde van 0.
  - De  $V_{CE}$ -spanning kan dan variëren
  - van  $V_{CEQ}$  tot  $V_{ce(cutoff)}$  en terug tot bijna 0 V ( $V_{ce(sat)}$ ).
- Praktisch liggen (meestal) beide belastingslijnen niet op elkaar waardoor het maximum niet bereikt kan worden en de maximale amplitude bijgevolg iets minder zal zijn.

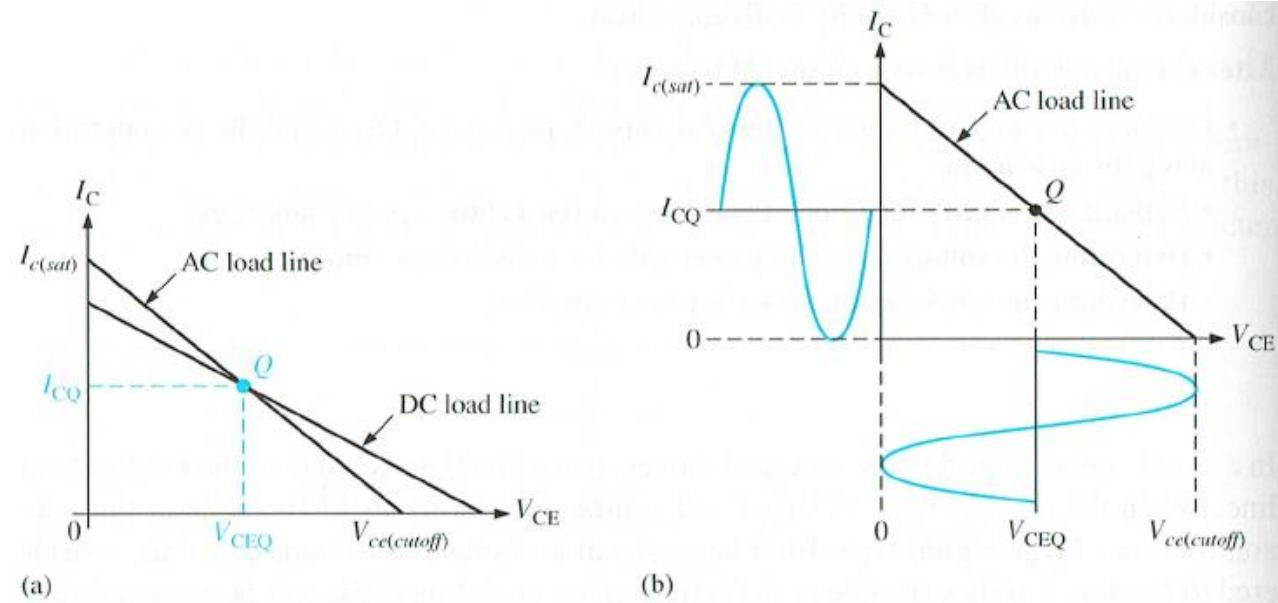


FIGURE 5-22 Maximum class A output occurs when the Q-point is centered on the ac load line.

## 5-5 Klas A vermogenversterkers

### Werkpunt verplaatst zich uit het centrum van de AC-belastingslijn

- Stel dat Q zich lager bevindt dan het centrum van de AC-belastingslijn
  - Treed begrenzing op van het signaal bij cut-off.
  - $I_{CQ}$  kan enkel naar beneden bewegen tot ongeveer 0 en naar boven bewegen met een gelijke hoeveelheid.
  - $V_{CEQ}$  kan enkel bewegen tot  $V_{ce(cut-off)}$  en een gelijke hoeveelheid lager dan  $V_{CEQ}$ .
  - Als de versterker verder dan deze waarden wordt gestuurd, dan treedt er begrenzing (clipping) op bij cut-off zoals in figuur 5-23 is te zien.
- Stel dat Q zich hoger bevindt dan het centrum van de AC-belastingslijn
  - Treed begrenzing op van het signaal bij saturation.
  - $I_{CQ}$  kan enkel naar boven bewegen tot ongeveer  $I_{c(sat)}$  en naar beneden bewegen met een gelijke hoeveelheid.
  - $V_{CEQ}$  kan enkel bewegen tot  $V_{ce(sat)}$  en een gelijke hoeveelheid hoger dan  $V_{CEQ}$ .
  - Als de versterker verder dan deze waarden wordt gestuurd, dan treedt er begrenzing (clipping) op bij saturation zoals in figuur 5-24 is te zien.

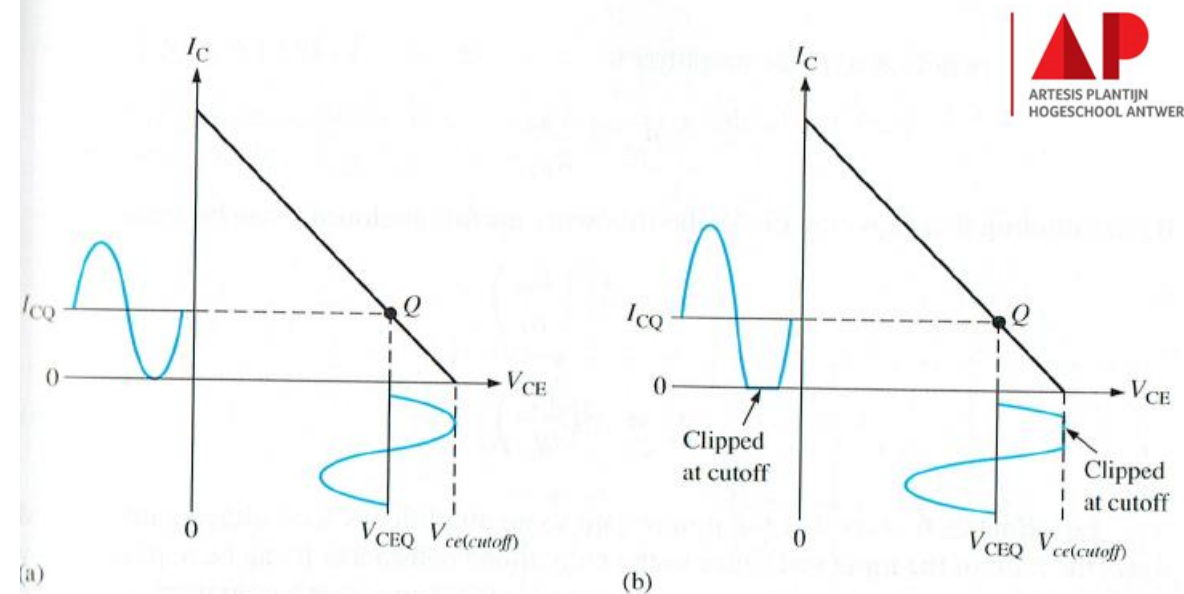


FIGURE 5-23 Q-point closer to cutoff.

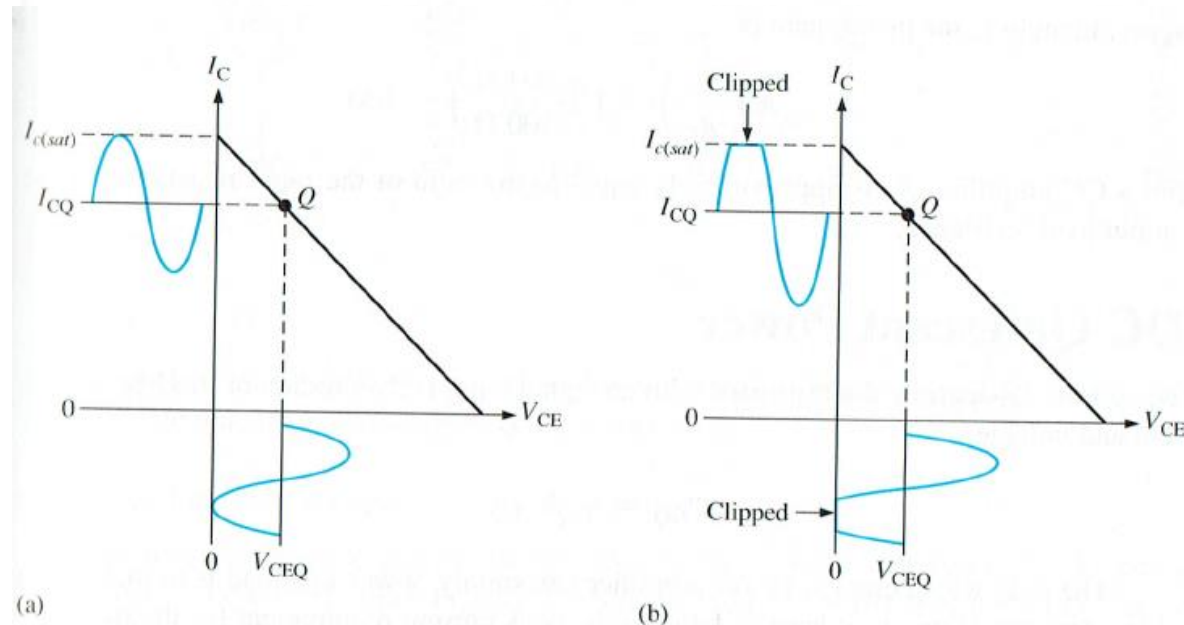


FIGURE 5-24 Q-point closer to saturation.

### Vermogenversterking (power gain)

- De vermogenversterking  $A_p$  van een vermogenversterker is gelijk aan de verhouding van het geleverde vermogen aan de belasting  $P_L$  gedeeld door het ingangsvermogen  $P_{in}$

$$A_p = \frac{P_L}{P_{in}}$$

- De vermogenversterking kan op verschillende manieren bepaald worden afhankelijk van wat gekend is.
  - Het AC-vermogen dat aan de belasting wordt geleverd is als volgt te vinden (spanning wordt uitgedrukt in zijn effectieve waarde (rms-waarde))

$$P_L = \frac{V_L^2}{R_L}$$

- Het ingangsvermogen geleverd aan de versterker is gelijk aan:

$$P_{in} = \frac{V_{in}^2}{R_{in}}$$

- $A_p$  is dan bijgevolg gelijk aan:

$$A_p = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{\frac{V_L^2}{R_L}}{\frac{V_{in}^2}{R_{in}}} = \frac{V_L^2}{V_{in}^2} \frac{R_{in}}{R_L} = A_v^2 \frac{R_{in}}{R_L} \quad (\text{vgl. 5-6})$$

### DC-vermogen in rust (DC quiescent power)

- De vermogendissipatie  $P_{DQ}$  van een transistor in klas A zonder ingangssignaal is het volgende

$$P_{DQ} = I_{CQ} V_{CEQ} \quad (\text{vgl. 5-7})$$

- De vermogendissipatie  $P_{DQ}$  is het maximaal vermogen dat een transistor in klas A moet dissiperen. Immers als er een signaal wordt aangelegd, varieert het werkpunt richting saturatie en cut-off waardoor de vermogendissipatie minder wordt.

### Uitgangsvermogen (Output power)

Stel dat het werkpunt in het midden van de AC-belastingslijn ligt. De maximale spanningsvariatie is dan  $V_{c(max)} = I_{CQ} R_c$  en de maximale stroomvariatie is dan  $I_{c(max)} = V_{CEQ} / R_c$ .

- Om het vermogen te bepalen moet de effectieve waarde van  $I_{c(max)}$  en  $V_{c(max)}$  genomen worden. Dit is 0,707 van de maximale waarde. Aldus wordt bekomen:

$$P_{out(max)} = 0,707 I_{c(max)} 0,707 V_{c(max)}$$

$$P_{out(max)} = 0,707^2 I_{c(max)} V_{c(max)}$$

$$P_{out(max)} = \frac{I_{CQ} V_{CEQ}}{2} \quad (\text{vgl. 5-8})$$

## EXAMPLE 5-6

Determine the ac model for the class A power amplifier in Figure 5-25. Use the ac model of a two-stage amplifier to compute the voltage gain and power gain.

### SOLUTION

Begin by finding the basic parameters for each amplifier stage:  $A_{v(NL)}$ ,  $R_{in}$ , and  $R_{out}$ . ( $Q_2$  and  $Q_3$  will be treated as a single transistor, named  $Q_{2,3}$ , in the second stage.)

#### Stage 1 parameters ( $Q_1$ ):

The unloaded voltage gain of the first stage is the collector resistance,  $R_C$ , divided by the ac emitter resistance, which is the sum of  $R_{E1}$  and  $r'_{e(Q1)}$ . To estimate  $r'_{e(Q1)}$ , you first need to find  $I_E$ . The base voltage is approximately 2.7 V due to the loading effects on the input voltage divider. The emitter voltage is approximately one diode drop less, or 2.0 V. By Ohm's law, the emitter current is

$$I_{E(Q1)} = \frac{V_{E(Q1)}}{R_{E1} + R_{E2}} = \frac{2.0 \text{ V}}{47 \Omega + 330 \Omega} = 5.3 \text{ mA}$$

and  $r'_{e(Q1)}$  is approximately  $25 \text{ mV} / 5.3 \text{ mA} = 5 \Omega$ . The unloaded voltage gain is

$$A_{v1(NL)} = -\frac{R_C}{R_e} = -\frac{R_C}{R_{E1} + r'_{e(Q1)}} = -\frac{1000 \Omega}{47 \Omega + 5 \Omega} = -19.2$$

The input resistance of the first stage is composed of three parallel paths (as discussed in Section 3-4). These include the two bias resistors and the ac resistance of the emitter circuit multiplied by  $\beta_{ac}$  of  $Q_1$ . The path through  $Q_1$  has a small effect on  $R_{in}$  and is also dependent on  $\beta_{ac}$ . A reasonable estimate is to assume a  $\beta_{ac}$  for  $Q_1$  of 200.

$$\begin{aligned} R_{in(tot)1} &= [(R_{E1} + r'_{e(Q1)})\beta_{ac(Q1)}] \parallel R_1 \parallel R_2 \\ &= [(47 \Omega + 5 \Omega)200] \parallel 20 \text{ k}\Omega \parallel 5.1 \text{ k}\Omega = 2.9 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

The output resistance of the first stage is just the collector resistor,  $R_C$ , which is 1.0 k $\Omega$ .

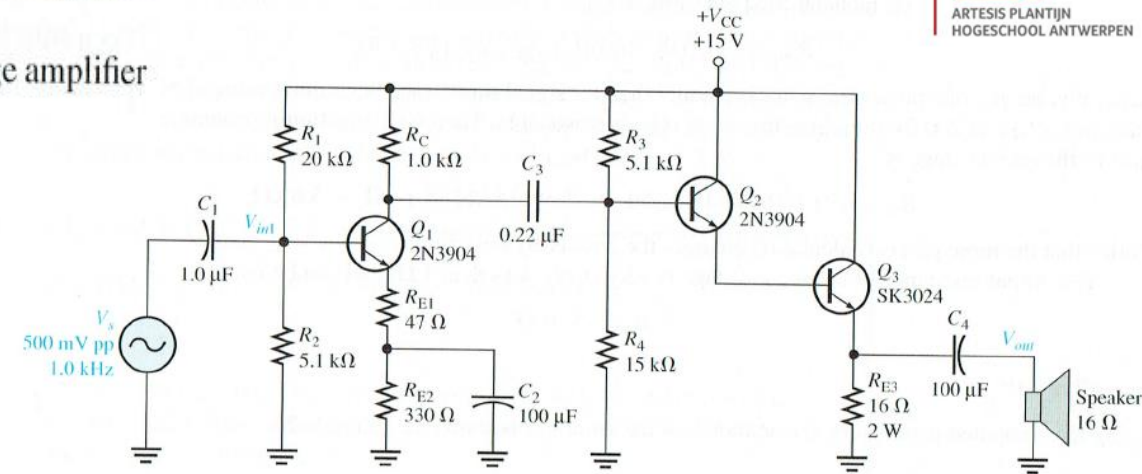
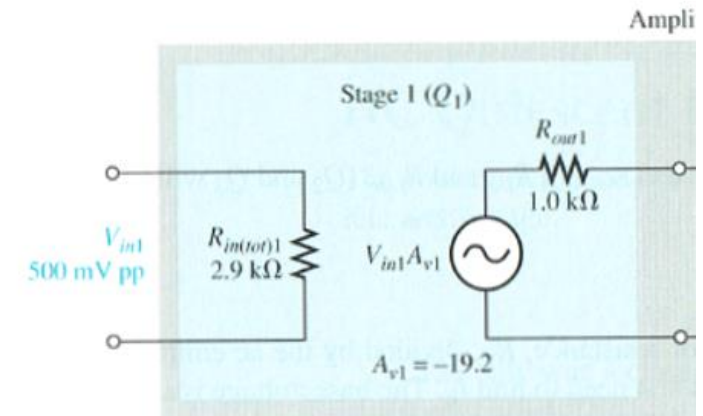


FIGURE 5-25





## EXAMPLE 5-6

Determine the ac model for the class A power amplifier in Figure 5-25. Use the ac model of a two-stage amplifier to compute the voltage gain and power gain.

### SOLUTION

**Stage 2 parameters ( $Q_{2,3}$ ):**

$Q_{2,3}$  is a darlington pair that is configured as a CC amplifier. The voltage gain of the second stage is approximately 1 for a CC amplifier. Therefore,

$$A_{v2} = 1.0$$

Find the input resistance of the second stage by the same method as that used for the first stage. There are three parallel paths to ac ground. Looking into the base of  $Q_2$  from the coupling capacitor ( $C_3$ ), the three paths are one path through  $R_3$ , a separate path through  $R_4$ , and a path through  $Q_{2,3}$ .

Only the bias resistors are important in this calculation because the path through the darlington transistors has a much higher resistance. You can obtain a reasonable estimate of the input resistance of the second stage by ignoring the path through the transistors and computing only the parallel combination of  $R_3$  and  $R_4$ .

$$R_{in(tot)2} \cong R_4 \parallel R_3 = 15 \text{ k}\Omega \parallel 5.1 \text{ k}\Omega = 3.8 \text{ k}\Omega$$

A more precise calculation includes the path through  $Q_{2,3}$ .

$$R_{in(tot)2} \cong [(R_L \parallel R_{E3})\beta_{ac(Q3)}\beta_{ac(Q2)}] \parallel R_4 \parallel R_3$$

Generally, the  $\beta_{ac}$  of a power transistor is smaller than for signal transistors. A nominal value of 50 for the power transistor ( $Q_3$ ) and 200 for the signal transistor ( $Q_2$ ) is reasonable. Therefore, substituting values, the input resistance of the second stage is

$$R_{in(tot)2} = [(16 \Omega \parallel 16 \Omega)50 \times 200] \parallel 15 \text{ k}\Omega \parallel 5.1 \text{ k}\Omega = 3.6 \text{ k}\Omega$$

Notice that the more precise calculation changes the answer by only 6%.

The output resistance of the second stage is very small (less than 1  $\Omega$ ) and can be ignored.

$$R_{out2} \cong 0 \Omega$$

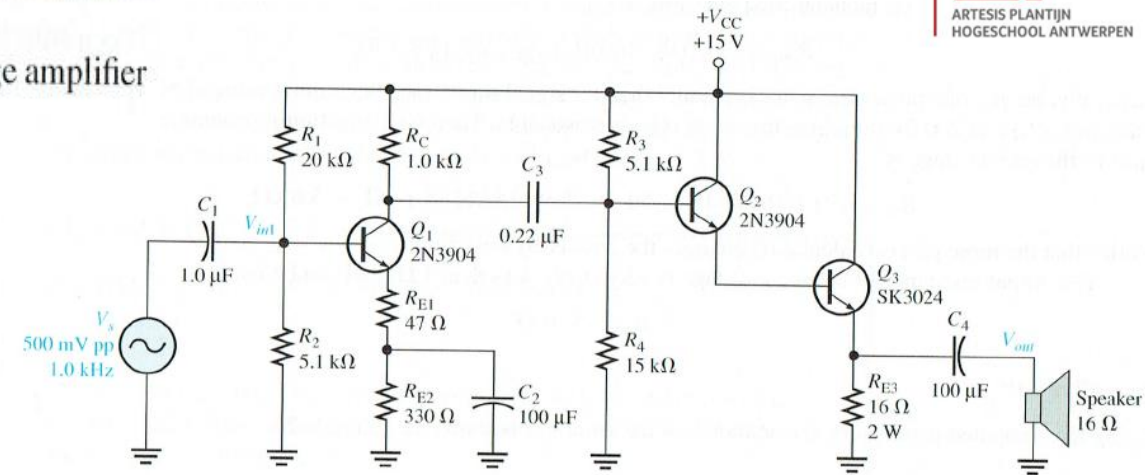
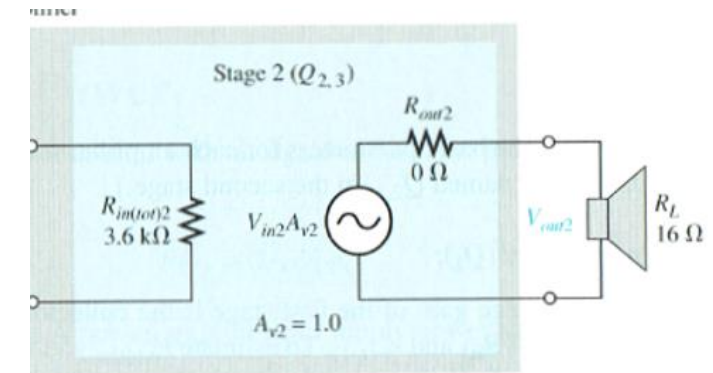


FIGURE 5-25



## EXAMPLE 5-6

Determine the ac model for the class A power amplifier in Figure 5-25. Use the ac model of a two-stage amplifier to compute the voltage gain and power gain.

### SOLUTION

#### Overall result:

Using the computed parameters, the ac model of the amplifier is shown in Figure 5-26.

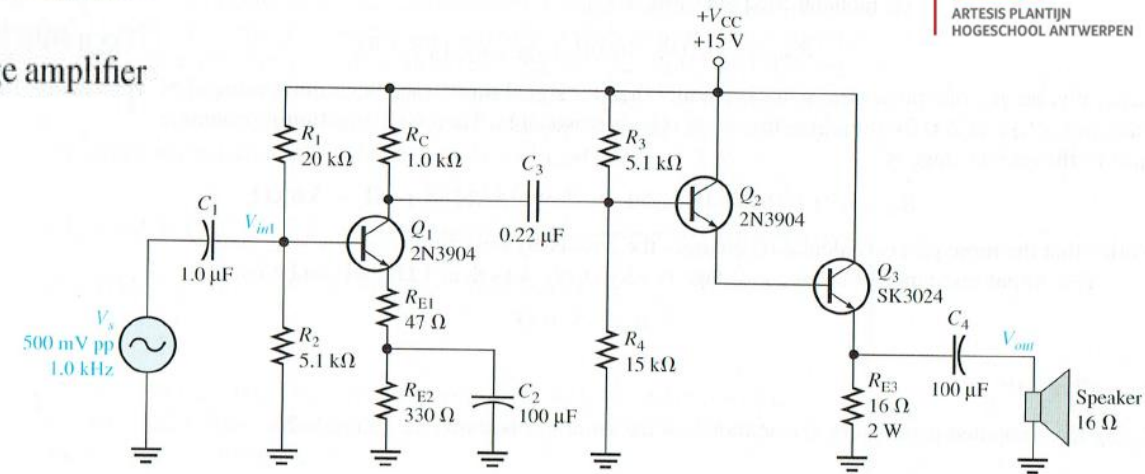


FIGURE 5-25

The overall voltage gain is computed by the method introduced in Section 1-4. The last voltage divider consisting of the speaker and output resistance is not included in the calculation because the output resistance is negligible.

$$A_{v(tot)} = A_{v1} = \left( \frac{R_{in(tot)2}}{R_{out1} + R_{in(tot)2}} \right) A_{v2} = -19.2 \left( \frac{3.6 \text{ k}\Omega}{1.0 \text{ k}\Omega + 3.6 \text{ k}\Omega} \right) 1.0 = -15$$

The power gain can be computed using Equation (5-6).

$$A_p = A_{v(tot)}^2 \left( \frac{R_{in(tot)1}}{R_L} \right) = (-15)^2 \left( \frac{2.9 \text{ k}\Omega}{16 \Omega} \right) = 41,000$$

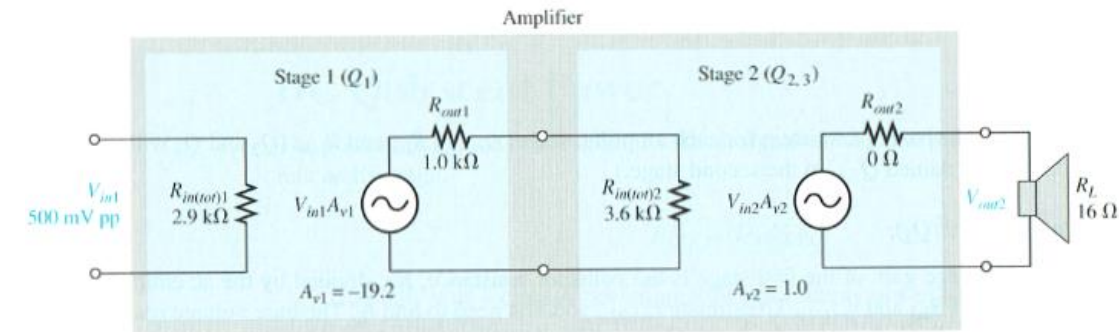


FIGURE 5-26 Amplifier model. ( $V_{in}$  is shown as  $V_{in1}$  for the first stage).

### Rendement (Efficiency)

- Het rendement of efficiëntie van een versterker is de verhouding van het signaalvermogen dat aan de belasting wordt geleverd ten opzichte van het vermogen dat uit de gelijkspanningsvoeding ( $V_{CC}$ ) moet gehaald worden.
- Het maximaal signaalvermogen dat kan worden bekomen is gelijk aan :

$$P_{out(max)} = \frac{I_{CQ} V_{CEQ}}{2}$$

- De gemiddelde stroom van een klas A vermogenversterker is deze in het werkpunt ( $I_{CQ}$ ) en de benodigde  $V_{CC}$  is minstens gelijk aan  $2 V_{CEQ}$ . Het benodigde DC-vermogen is dan gelijk aan :

$$P_{DC} = I_{CC} V_{CC} = 2 I_{CQ} V_{CEQ}$$

- De maximale efficiëntie van een klas A vermogenversterker met een capacitief gekoppelde belasting is gelijk aan:

$$\eta_{(max)} = \frac{P_{out}}{P_{DC}} = \frac{\frac{I_{CQ} \times V_{CEQ}}{2}}{2 \times 2 \times I_{CQ} \times V_{CEQ}} = \frac{1}{4} = 0,25 \text{ of } 25\%$$

- Dit betekent dat het maximaal rendement of efficiëntie niet hoger is dan 25%. In de praktijk komt dit rendement meestal niet hoger dan 10%. Het lage rendement van een klas A versterker noopt zich ertoe dat deze enkel nuttig is voor het versterken van kleine signalen met een laag vermogen van niet meer dan enkele watts belastingsvermogen.



### Section 5-5 CHECKUP

1. Wat is het doel van een koelplaat (heat sink)?
2. Welke aansluitklem (C, E of B) van een bipolaire transistor is verbonden met de behuizing?
3. Wat zijn de 2 types van clipping met een klas A versterker?
4. Wat is de maximale theoretische efficiëntie voor een klas A versterker?
5. Hoe kan de vermogenversterking van een GCS (CC) versterker worden uitgedrukt in termen van verhouding van weerstanden?





## 5-6 Klas B vermogenversterkers

### Wat houdt direct gekoppeld in?

Een klas B versterker is een versterker die zodanig ingesteld staat dat deze het ingangssignaal gedurende  $180^\circ$  geleid en gedurende  $180^\circ$  spert.

Het grote voordeel van een klas B versterker tegenover een klas A versterker is dat deze veel meer efficiënter is.

### Wat moet je kunnen?

- De configuratie van een push-pull versterker omschrijven
- Cross-over vervorming beschrijven en hoe deze overwonnen wordt
- Verklaren in hoeverre een klas AB-configuratie verschilt van een klas B configuratie.

## 5-6 Klas B vermogenversterkers

*Klas B-operatie refereert naar de werking waarbij het werkpunt geplaatst wordt op het cut-off punt. Hierdoor geleid de transistor hetingangssignaal gedurende  $180^\circ$  of een halve periode. Dit betekent dat je 2 transistoren in klas B nodig hebt om het volledige ingangssignaal te versterken.*

### Q-punt bij cut-off

Klas B versterker is ingesteld bij cut-off  $\Rightarrow I_{CQ} = 0$  en  $V_{CEQ} = V_{CE(\text{cut-off})}$

- Wanneer een signaal een klas B in geleiding stuurt, dan werkt deze in het lineaire gebied (zie fig. 5-27 waarin een GCS in klas B staat)

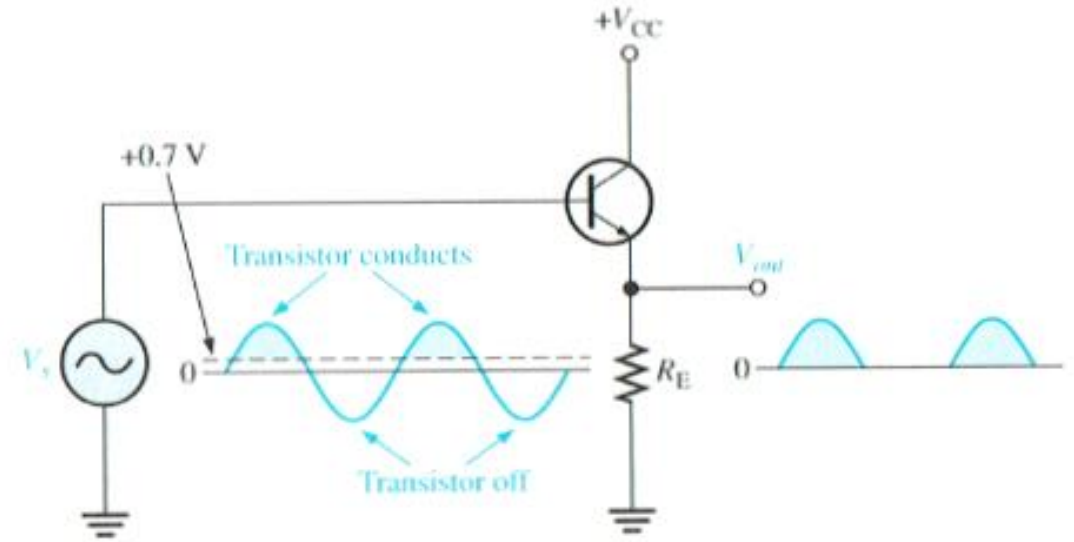


FIGURE 5-27 Common-collector class B amplifier.

## 5-6 Klas B vermogenversterkers

### Push-Pull operatie

Er wordt gebruik gemaakt van 2 complementaire symmetrie transistoren. Dit zijn een NPN en een PNP transistor met dezelfde karakteristieken en parameters (bv. BC 547 – BC 557 of BD 139 en BD 140)

- Weringsprincipe:
  - Beide transistoren zijn ingesteld als emittervolger (GCS)
  - Tijdens positieve halve periode van het ingangssignaal geleidt de NPN transistor ( $Q_1$ ) en tijdens de negatieve halve periode van het ingangssignaal de PNP transistor ( $Q_2$ ) (zie fig 5-29)
  - De combinatie van deze 2 transistoren samen wordt push-pull genoemd.

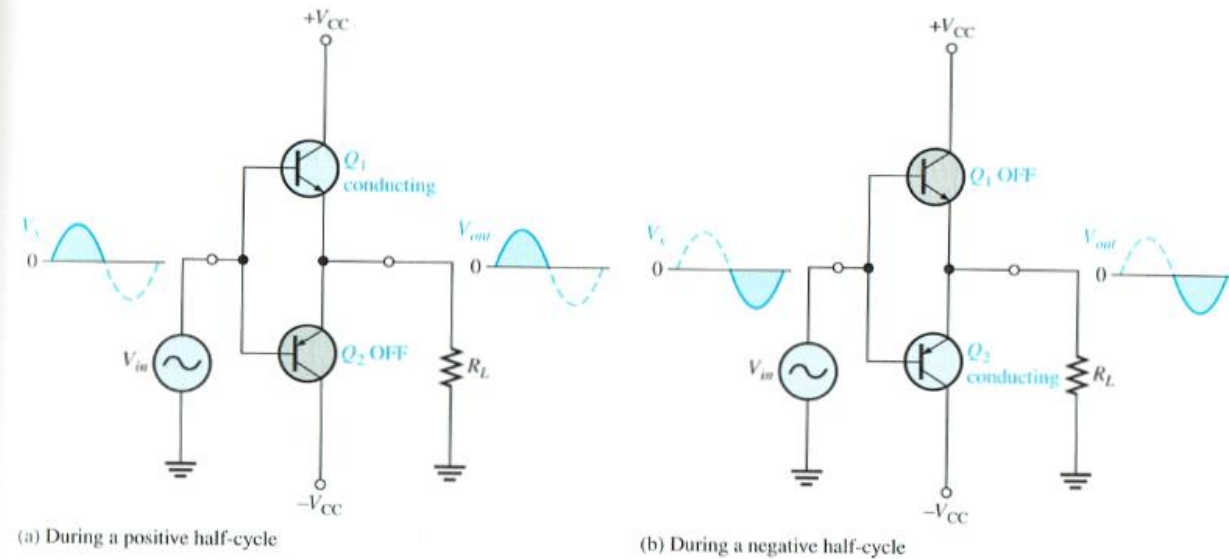
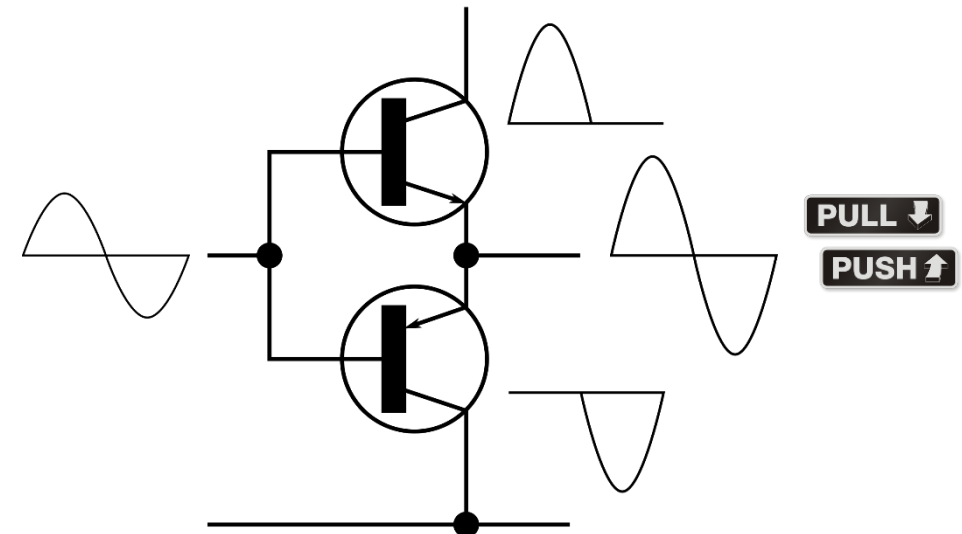


FIGURE 5-29 Class B push-pull operation.



## 5-6 Klas B vermogenversterkers

### Crossover vervorming (distortion)

- Als de transistor in klas B is ingesteld, is  $V_B = 0V$ . Dit betekent dat hetingangssignaal minstens 0,7 V moet zijn vooraleer de transistor in geleiding is.
- Het resultaat is dat tussen +0,7 V en -0,7 V geen van beide transistoren in geleiding is.
- De vervorming die op die wijze rond de nul-doorgang ontstaat wordt crossover vervorming genoemd.

### Instellen (biasing) van de push-pull versterker

- Cross-over vervorming vermijden => versterker instellen in klas AB in plaats van klas B. Bij klas AB staat de transistor lichtjes in geleiding (ook als er geeningangssignaal aanwezig is)
- Klas AB kan bv. bekomen worden met een spanningsdeler en twee dioden. Als de diodekarakteristieken van  $D_1$  en  $D_2$  overeenkomen met deze van de transistoren  $Q_1$  en  $Q_2$  dan is de stroom door de dioden gelijk aan de ruststroom  $I_{CQ}$  door de transistoren. Deze schakeling met dioden wordt een stroomspiegel (current mirror) genoemd. De stroomspiegel zorgt voor de nodige klas AB-instelling en elimineert de cross-over vervorming
- De  $V_{BE}$ -spanning van iedere transistor staat parallel met een  $V_F$  van een diode. Stelt men een  $I_F$ , via de weerstanden  $R_1$  en  $R_2$ , in door de dioden en als de transconductantie karakteristiek van de transistor gelijkvormig is met de voorwaartse karakteristiek van de dioden dan vloeit door beide dezelfde stroom.

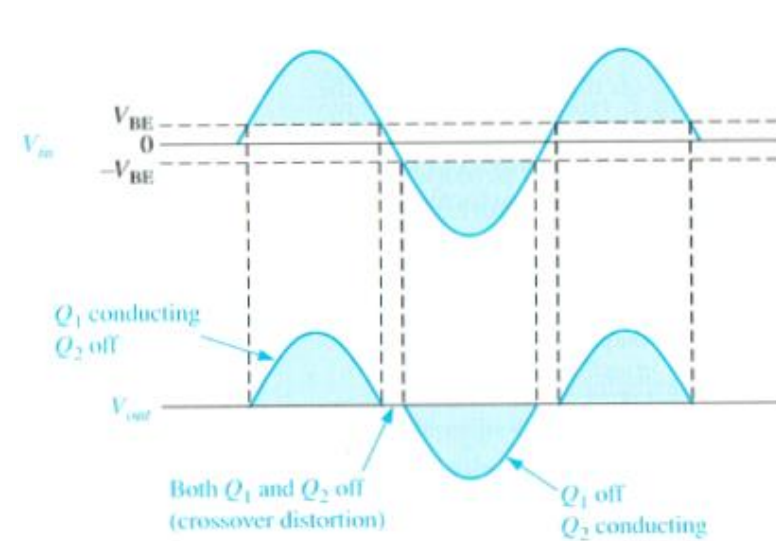


FIGURE 5-30 Crossover distortion in a class B amplifier.

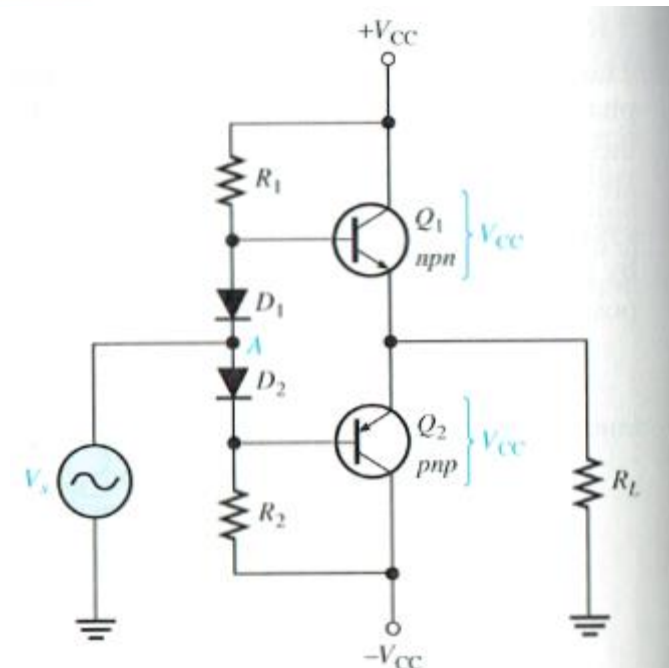


FIGURE 5-31 Biasing the push-pull amplifier to eliminate crossover distortion.



## 5-6 Klas B vermogenversterkers

### AC-operatie

- Beschouw de AC-belastingslijn voor  $Q_1$  van de schakeling in fig. 5-31. Het werkpunt ligt lichtjes boven cut-off
- De AC-verzadigingsstroom voor een 2-voedingssysteem zoals fig. 5-31 met push-pull operatie is gelijk aan:

$$I_{c(sat)} = \frac{V_{CC}}{R_L} \quad (5-9)$$

- De AC-belastingslijn is weergegeven in fig. 5-33
- De DC-belastingslijn kan gevonden worden door een lijn te tekenen door  $V_{CEQ}$  en de verzadigingsstroom  $I_{c(sat)}$ . De verzadigingsstroom voor beide transistoren is de DC-stroom die vloeit als de collector naar emitterovergang is kortgesloten voor beide transistoren. Dit levert een kortsluitstroom op tussen beide voedingen ( $V_{CC}$  en  $-V_{CC}$ ). Het gevolg hiervan is dat de DC-belastingslijn nagenoeg verticaal door  $V_{CEQ}$  kan worden getekend.
- Werking langs de DC-belastingslijn, bv. door thermisch wegdrijven, kan een zodanig hoge stroom veroorzaken dat beide transistoren worden vernietigd.

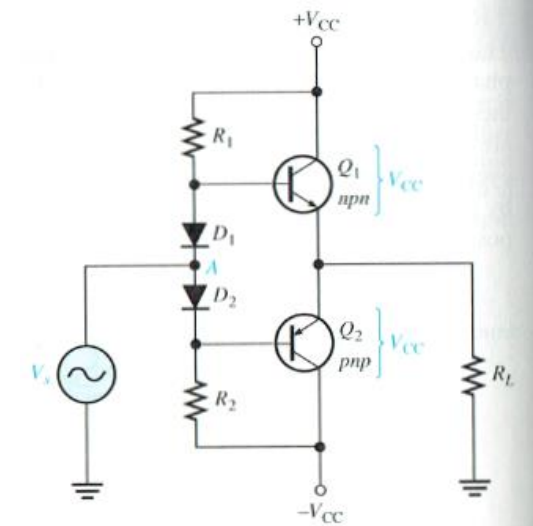


FIGURE 5-31 Biasing the push-pull amplifier to eliminate crossover distortion.

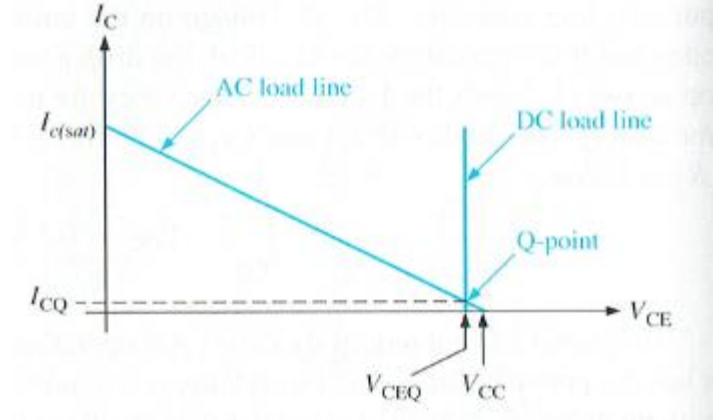


FIGURE 5-33 Load lines for a complementary symmetry push-pull amplifier. Only the load lines for the npn transistor are shown.

## 5-6 Klas B vermogenversterkers

### AC-operatie

- Fig. 5-34(a) toont de AC-belastingslijn voor de versterker van fig. 5-34(b).
- Als een bepaald signaal aan de ingang wordt aangelegd dan beweegt het werkpunt zich over de belastingslijn zoals in het vet is weergegeven in fig. 5-34(a)
- Bij het bovenste eind van de AC-belastingslijn is de spanning  $V_{ce}$  over de transistor op zijn minimum en de uitgangsspanning (over  $R_L$ ) op zijn maximum.
- Onder maximale condities zijn  $Q_1$  en  $Q_2$  alternerend gestuurd tussen bijna cut-off en bijna verzadiging.
  - Tijdens positieve halve periode wordt de emitter van  $Q_1$  van zijn werkpuntwaarde van 0 V naar bijna  $V_{CC}$  gestuurd en produceert de positieve piekspanning (beetje lager dan  $V_{CC}$ )
  - Tijdens de negatieve halve periode wordt de emitter van  $Q_2$  op analoge wijze gestuurd van 0V naar nagenoeg  $-V_{CC}$  en produceert de negatieve piekspanning.
  - Alhoewel het mogelijk is om tot ongeveer saturatie te werken, wordt dit toch niet steeds gedaan vermits dit de vervorming van het signaal sterk doet toenemen.
  - De AC-saturatiestroom is eveneens de maximale piekstroom aan belasting.
- De efficiëntie van klas B / klas AB versterkers ligt veel hoger dan bij klas A. Men kan aantonen dat de efficiëntie van een klas B maximaal 79% is.**

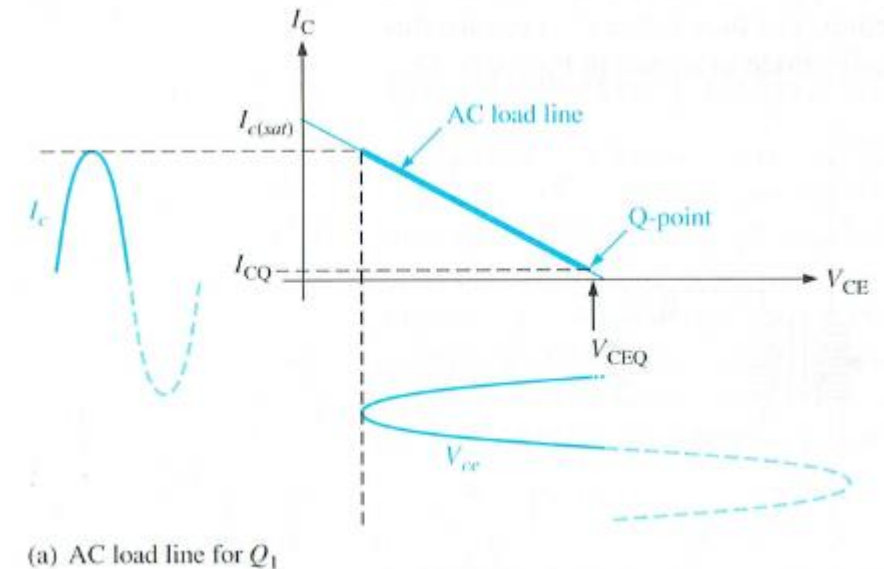
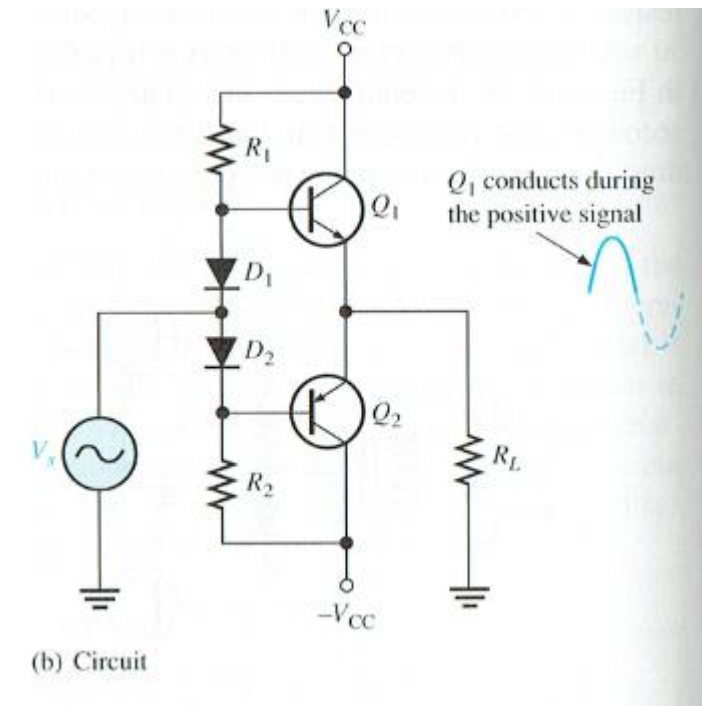


FIGURE 5-34

## 5-6 Klas B vermogenversterkers

### Push-pull met één enkele voeding (Single-Supply Operation)

- De werking met één enkele voeding is hetzelfde als met twee voedingen (zie fig. 5-35) met dat verschil dat de instelling zodanig is de emitterspanning nu op  $V_{CC}/2$  ligt in plaats van op 0 V zoals bij het gebruik met 2 voedingen.
- Omdat de uitgang nu niet op 0 V is ingesteld, is een koppelcondensator nodig om een belasting aan de versterker aan te sluiten.
- In het ideale geval kan de uitgangsspanning variëren tussen 0 V en  $V_{CC}$ . In de praktijk worden deze ideale waarden niet gehaald.

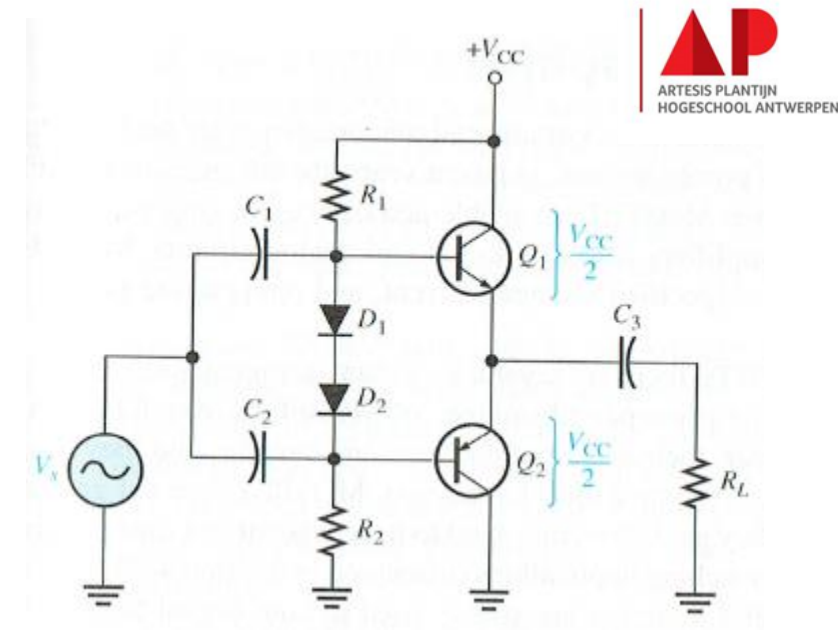


FIGURE 5-35 Single-ended push-pull amplifier.

## EXAMPLE 5–8

Determine the ideal maximum peak output voltage and current for the circuit shown in Figure 5–36.

### SOLUTION

The ideal maximum peak output voltage is

$$V_{p(out)} \cong V_{CEQ} \cong \frac{V_{CC}}{2} = \frac{20 \text{ V}}{2} = \mathbf{10 \text{ V}}$$

The ideal maximum peak current is

$$I_{p(out)} \cong I_{c(sat)} \cong \frac{V_{CEQ}}{R_L} = \frac{10 \text{ V}}{16 \Omega} = \mathbf{0.63 \text{ A}}$$

The actual maximum values of voltage and current are slightly smaller.

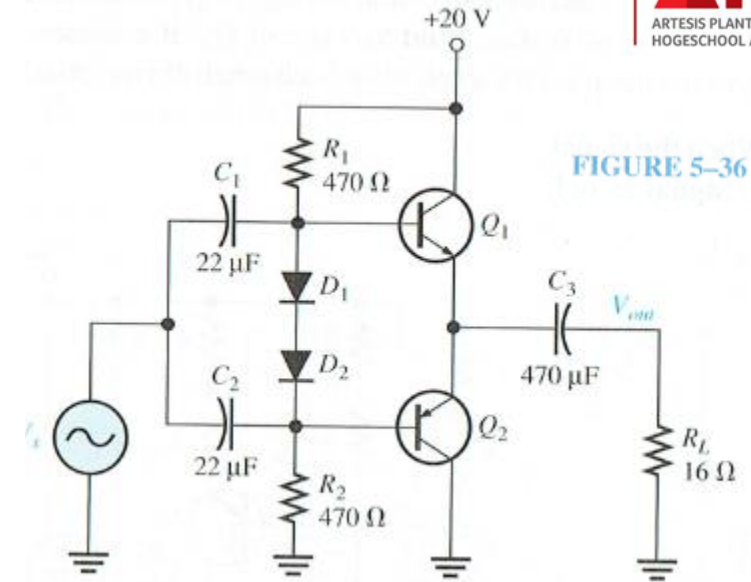


FIGURE 5–36



### Section 5-6 CHECKUP

1. Wat is het voordeel om twee voedingen te gebruiken voor een klas B complementaire versterker?
2. Wat is cross-over vervorming en hoe kan je het vermijden?
3. Wat is de maximale theoretische efficiëntie voor een klas B-versterker?



# 5-7 Klas C vermogenversterkers

## Wat houdt direct gekoppeld in?

Klas C versterkers worden vooral in hoogfrequentschakelingen gebruikt en versterken maar een klein deel van het ingangssignaal.

## Wat moet je kunnen?

- Het werkingsprincipe van een klas C verklaren
- Beschrijven hoe een klas C wordt ingesteld.
- De maximale vermogenoutput bepalen van een klas C versterker

## 5-7 Klas C vermogenversterkers

### Principewerking klas C (basic class C operation)

- Normaal wordt een klas C versterker opgebouwd met een resonantiekring aan zijn uitgang.
- Klas C wordt ingesteld beneden cutoff met een negatieve  $V_{BB}$ .
- De spanningswaarde van  $V_{BB}$  is zodanig dat de piekspanning van de AC-bron maar lichtjes boven de 0,7 V aan de basis van de transistor zodat slechts een klein gedeelte van dit signaal versterkt wordt. (zie fig. 5-41)
- Dit klein gedeelte van het ingangssignaal wordt over de volledige AC-belastingslijn versterkt. Aan de uitgang ontstaat een impuls.
- Vermits de transistor enkel maar gedurende een korte tijd aan staat, dissipeert de transistor in rust en in bedrijf relatief weinig vermogen waardoor de efficiëntie zeer groot is.
- De ideale maximum collectorstroom is gelijk aan  $I_{c(sat)}$  en de ideale minimum collectorspanning is  $V_{ce(sat)}$ .

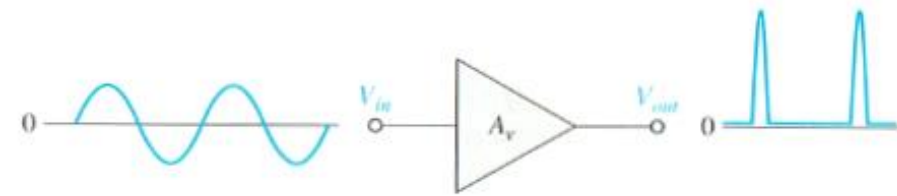
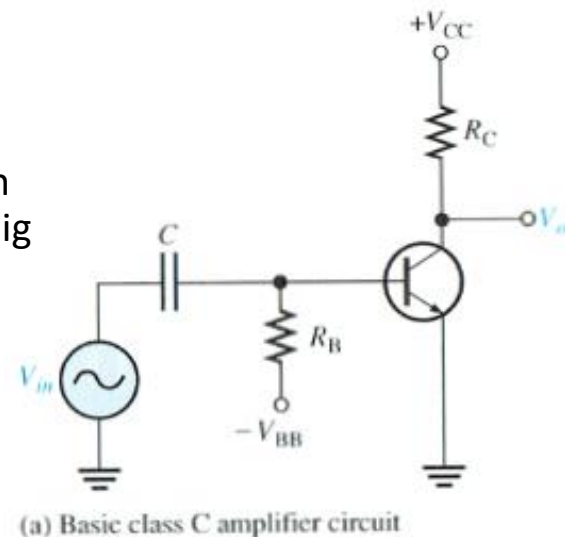
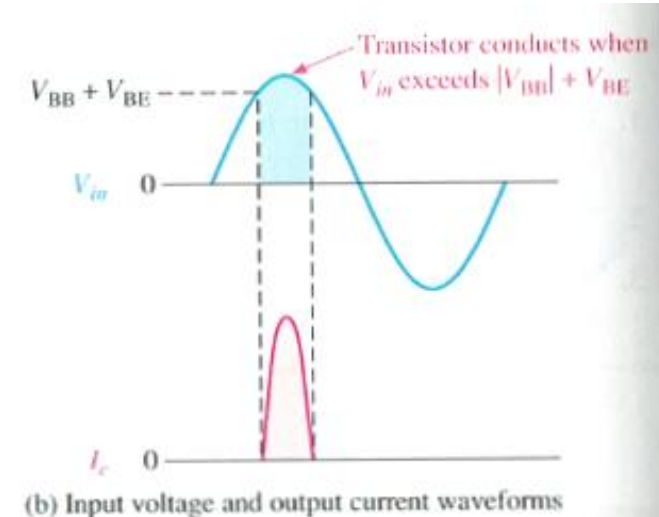


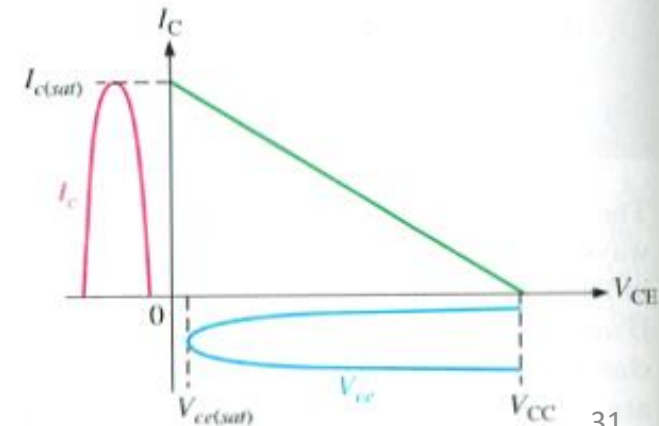
FIGURE 5-40 Basic class C amplifier operation (noninverting).



(a) Basic class C amplifier circuit



(b) Input voltage and output current waveforms



(c) Load line operation

FIGURE 5-41 Basic class C operation.

## 5-7 Klas C vermogenversterkers

### Vermogendissipatie (power dissipation)

- De vermogendissipatie van een klas C-versterker is laag vermits enkel een klein percentage van de inputcyclus wordt versterkt.
- Fig. 5-42 toont de collectorstroompulsen .
- De tijd tussen de pulsen is de periode  $T$  van de AC-inputspanning. De collectorstroom en collectorspanning zijn enkel aanwezig tijdens de “on”-tijd van de transistor. (zie fig. 5-42 (b))
- Stel een ideale puls dan is de maximale stroomamplitude gelijk aan  $I_{c(sat)}$  en de minimale spanningsamplitude  $V_{ce(sat)}$  gedurende de tijd dat de transistor is “on” (aangeschakeld)
- De vermogendissipatie tijdens de “on”-tijd is gelijk aan:

$$P_{D(on)} = I_{c(sat)} V_{ce(sat)}$$

- De transistor is voor een korte tijd  $t_{on}$  in geleiding en in sper gedurende de rest van de periode. Indien de volledige belastingslijn wordt gebruikt is de gemiddelde vermogendissipatie gelijk aan:

$$P_{D(avg)} = \frac{t_{on}}{T} P_{D(on)} = \frac{t_{on}}{T} I_{c(sat)} V_{ce(sat)}$$

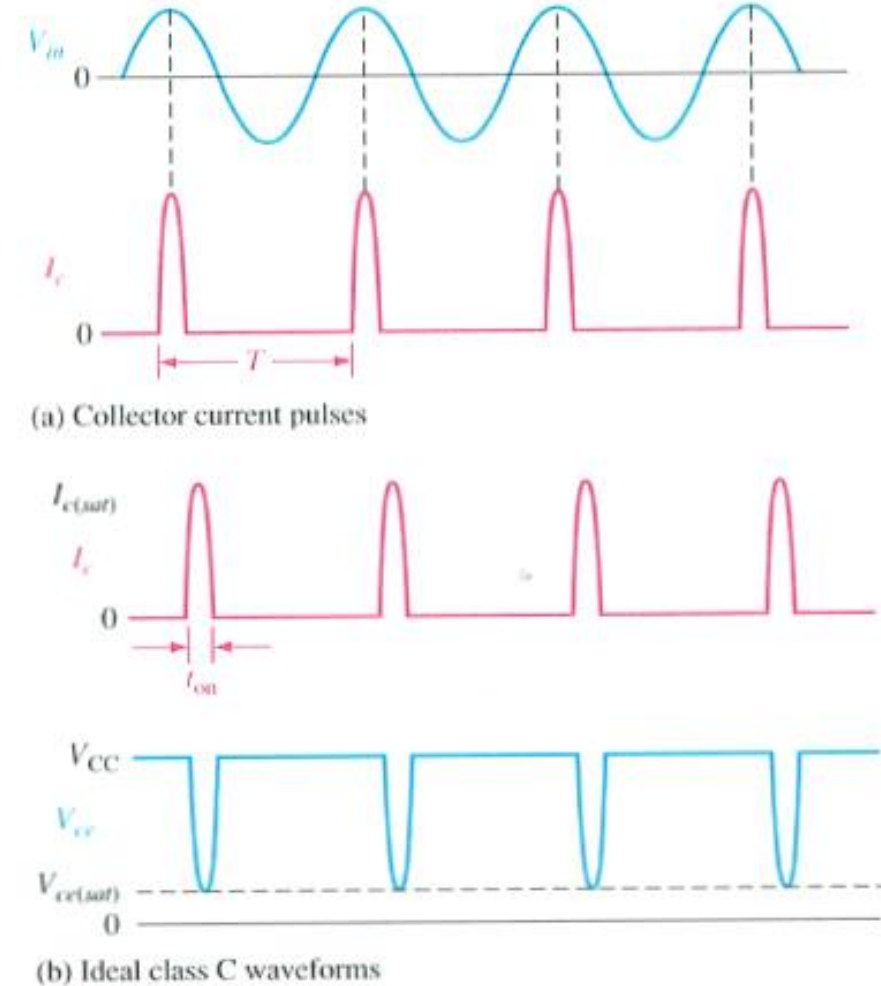


FIGURE 5-42 Class C waveforms.



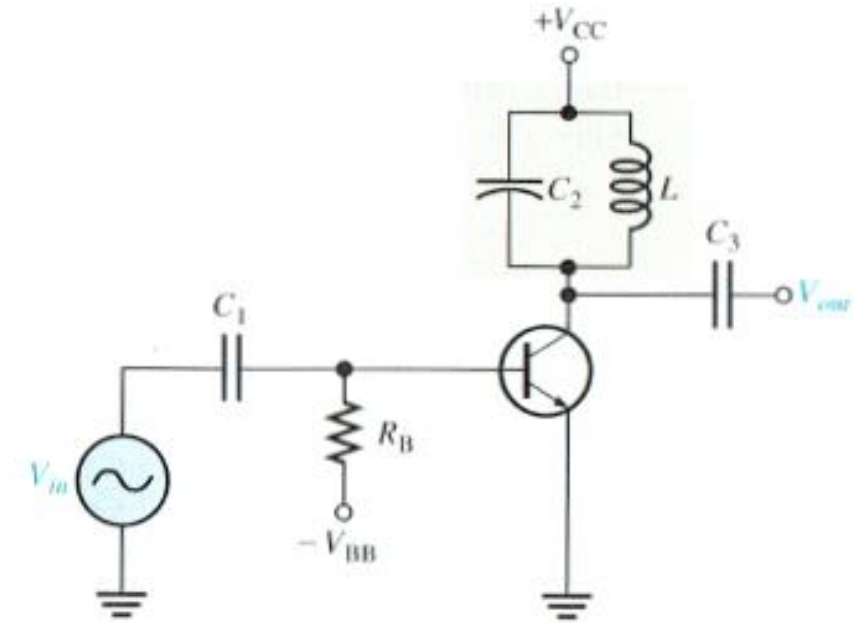
## 5-7 Klas C vermogenversterkers

### Afgestemde operatie (tuned operation)

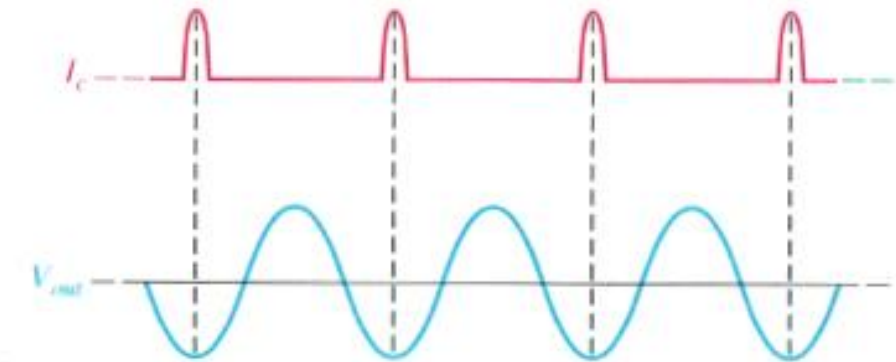
- De uitgangsspanning is geen replica van de ingang. Door de pulsen in een afgestemde resonantieketen te sturen, ontstaat er terug een sinusoïdaal signaal. (zie fig. 5-43)
- De resonantiefrequentie  $f_r$  wordt bepaald door:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

- De korte impuls van de collectorstroom zorgt ervoor dat de oscillatie in stand gehouden wordt zodat de resonantieketen aan de uitgang een sinusoïdale uitgangsspanning blijft leveren
- De resonantieketen heeft enkel een hoge impedantie nabij de resonantiefrequentie zodat de versterking enkel rond deze frequentie groot is.



(a) Basic circuit



(b) Output waveforms

FIGURE 5-43 Tuned class C amplifier.

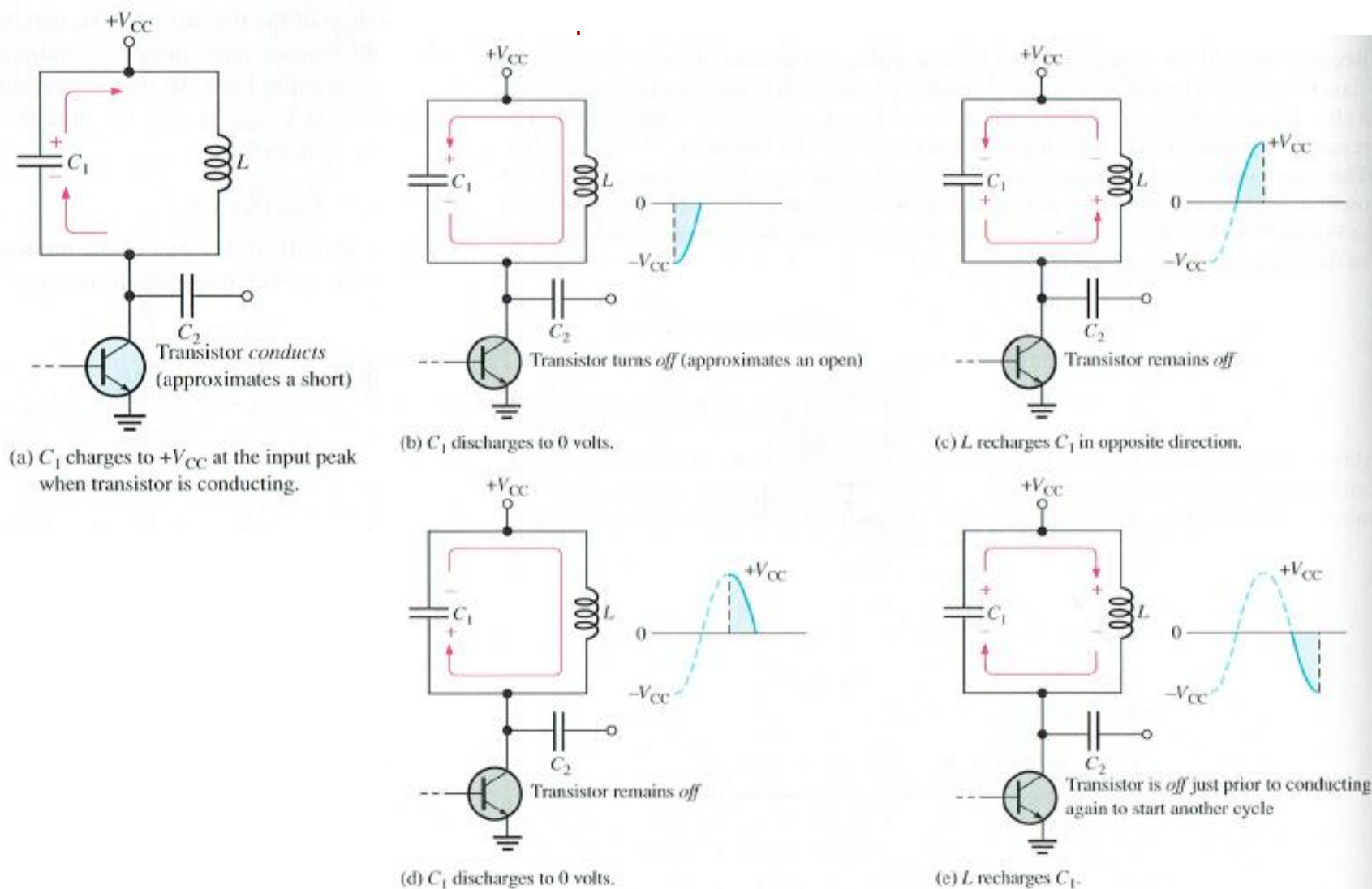


FIGURE 5-44 Resonant circuit action.

- Door de impuls laadt  $C_1$  zich op tot ongeveer  $+V_{CC}$ . De rode pijl geeft de stroomzin aan (fig 5-44 a)
- Als de puls verdwenen is, ontlad  $C_1$  snel langs  $L$  die zich op zijn beurt oplaad waardoor een magnetisch veld rondom  $L$  ontstaat.
- Eens de condensator volledig ontladen is, zal  $L$  zich ontladen waardoor de stroom in tegengestelde zin terug naar  $C_1$  vloeit en deze zich in de andere zin zal opladen enz.. Op die wijze ontstaat een sinusoidaal signaal.

Vermogenversterkers

FIGURE 5-45 Tank circuit oscillations.  $V_r$  is the voltage across the tank circuit.

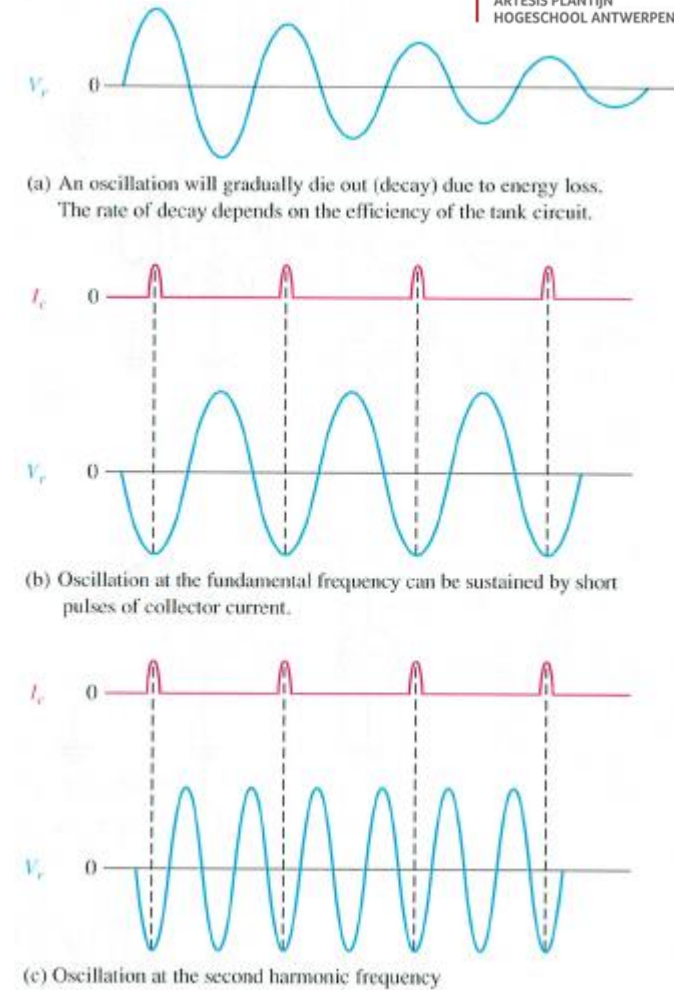


Fig. 5-45(c) afstemmen op 2<sup>de</sup> harmonische ingangssignaal

### Maximaal uitgangsvermogen (maximum output power – blz. 287)

- Vermits de uitgangsspanning uit de resonantieketen een peak-to-peak spanning heeft van bijna  $2 V_{CC}$  kan het maximaal uitgangsvermogen uitgedrukt worden als:

$$P_{out} = \frac{V_{rms}^2}{R_c} = \frac{(0,707V_{CC})^2}{R_c}$$

$$P_{out} = \frac{V_{CC}^2}{2R_c}$$

- $R_c$  is de equivalente parallelweerstand van de resonantieketen aan de collectoraansluiting.
  - $R_c$  stelt de parallelcombinatie voor van de spoelweerstand en de belastingsweerstand.
  - $R_c$  heeft gewoonlijk een lage waarde.
- ***Klas C versterkers zijn zeer efficiënt, ze hebben een efficiëntie van meer dan 90%.***

## 5-7 Klas C vermogenversterkers

### Clamperinstelling voor een klas C versterker – blz. 287)

- BE-diode functioneert als clamper
- $V_{in}$  gaat positief  $\Rightarrow C_1$  laadt op tot ongeveer amplitudewaarde (fig 5-47(a)  $\Rightarrow$  hierdoor ontstaat een gemiddelde spanning aan de basis van ongeveer  $-V_p$ . Dit plaats de transistor in cutoff.
- De transistor blijft in cutoff met uitzondering van de momenten van de positieve pieken. Daar komt de transistor in geleiding voor een kort interval.
- Voor goede clampingwerking moet de  $R_1C_1$  tijdsconstante van het clampingcircuit veel groter zijn dan de periode van het ingangssignaal.
- De delen (b) tot (f) tonen de clamperwerking in meer detail.
- Tijdens de positieve piek van het ingangssignaal ( $t_0$  tot  $t_1$ ) laadt de condensator zich op tot  $V_p - 0,7$  V langs de BE-diode van de transistor
- Gedurende de tijd ( $t_1$  tot  $t_2$ )  $C_1$  ontladde een beetje omwille van de hoge RC-tijdsconstante

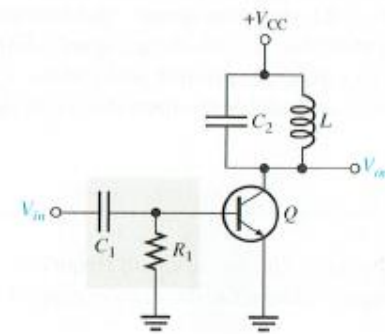
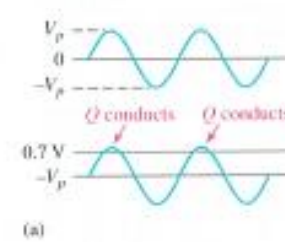
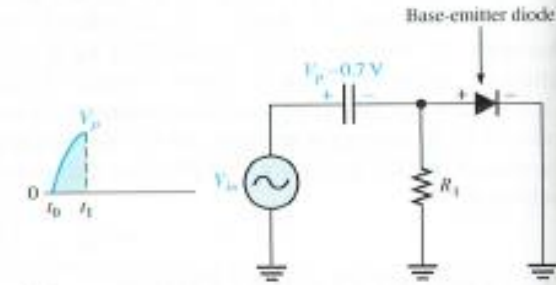


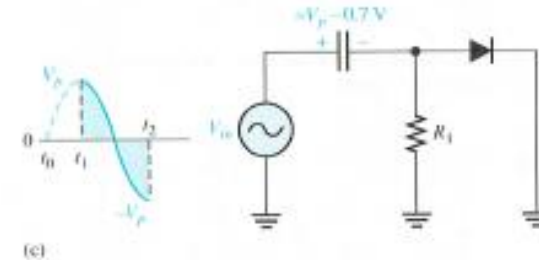
FIGURE 5-46 Tuned class C amplifier with clamper bias.



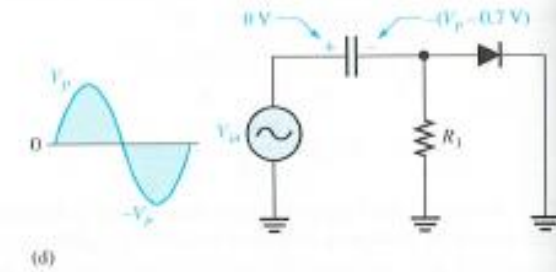
(a)



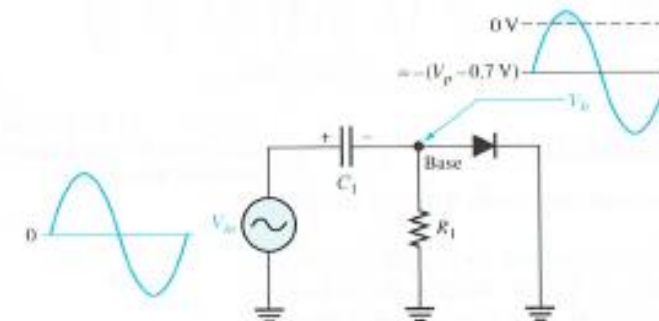
(b)



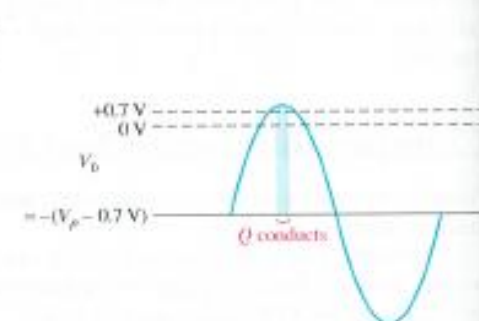
(c)



(d)



(e)



(f)



## EXAMPLE 5-10

Determine the voltage at the base of the transistor, the resonant frequency, and the peak-to-peak value of the output signal voltage for the class C amplifier in Figure 5-48.

### SOLUTION

$$V_{s(p)} = (1.414)(1 \text{ V}) \cong 1.4 \text{ V}$$

The base is clamped at

$$-(V_{s(p)} - 0.7) = -0.7 \text{ V dc}$$

The signal at the base has a positive peak of +0.7 V and a negative peak of

$$-V_{s(p)} + (-0.7 \text{ V}) = -1.4 \text{ V} - 0.7 \text{ V} = -2.1 \text{ V}$$

The resonant frequency is

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(220 \mu\text{H})(680 \text{ pF})}} = 411 \text{ kHz}$$

The output signal has a peak-to-peak value of

$$V_{pp} = 2V_{CC} = 2(15 \text{ V}) = 30 \text{ V}$$

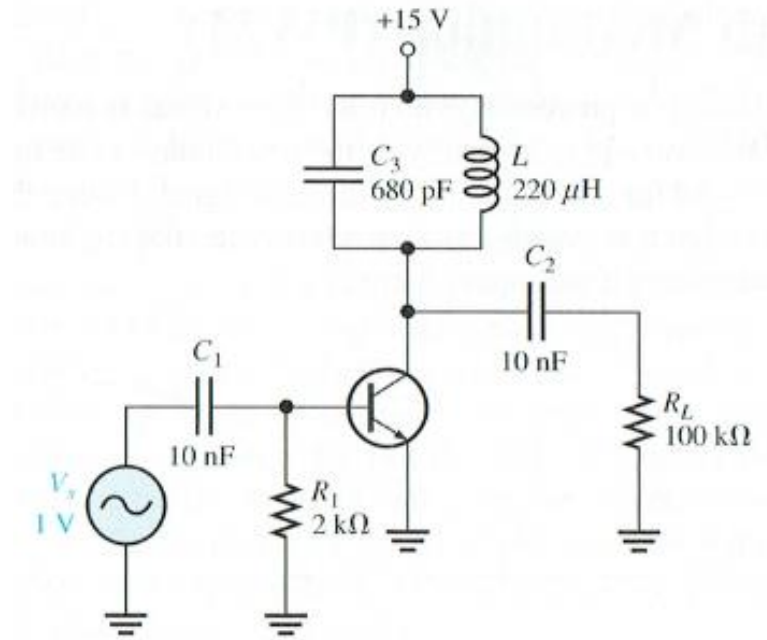


FIGURE 5-48