

Uitwerking gemaakt door E. van de Logt, april 2020. Opmerkingen en correcties: logeh@hr.nl.

Dit document omvat de uitwerkingen van de volgende opgaven van hoofdstuk 12:

Tabel 1: H12 Bipolar Junction Transistors

Paragraaf	Titel	Opgaven
12.1	Current and Voltage Relationships	P12.1 t/m P12.17
12.2	Common-Emitter Characteristics	P12.18 t/m P12.21
12.3	Load-Line Analysis of a CE Amplifier	P12.22 t/m P12.26
12.4	PNP Bipolar Junction Transistors	P12.27 t/m P12.32
12.5	Large-Signal DC Circuit Models	P12.33 t/m P12.40
12.6	Large-Signal DC Analysis of BJT Circuits	P12.41 t/m P12.52
12.7	Small-Signal Equivalent Circuits	P12.53 t/m P12.58 M.u.v. P12.55
12.8	Common-Emitter Amplifiers	P12.59 t/m P12.65
12.9	Emitter Followers	P12.65 t/m P12.68

Errata 1: Opgave P12.15: 2 fouten: 1) de weerstand van 7.5 moet 7,5 k Ω zijn 2) de spanning op de collector moet +5 V i.p.v. -5 V.

Errata 2: Opgave P12.18: in onderste grafiek moet I_C in mA staan (niet in μ A).

Errata 3: Opgave P12.31: I_E moet 1000 mA zijn (in plaats van 2000 mA).

Errata 4: Opgave P12.43: de weerstand van 1 M Ω moet 1,5 M Ω zijn.

Errata 5: Opgave P12.52: in de figuur staat bij R_C een waarde van 5 k Ω vermeld. Deze weghalen, je moet R_C juist uitrekenen.

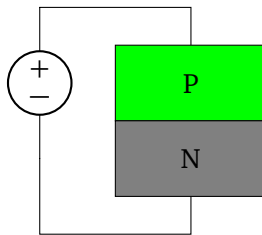
Chapter 12 Bipolar Junction Transistors

12.1 Current and Voltage Relationships

P12.1 De Shockley vergelijking voor de emitterstroom van een npn transistor is gelijk aan:

$$I_E = I_{ES} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right).$$

P12.2 Voor een forward bias van een PN junction, moet de P-zijde verbonden worden met de positieve spanning, zie [schakeling 1](#). Bij normaal gebruik van een BJT transistor, is de emitter-basis junction forward-biased en de collector-basis junction is reverse-biased.



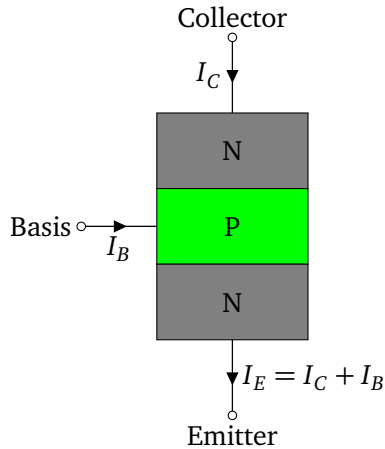
Schakeling 1: Figure P12.2

P12.3 Zie [schakeling 2](#).

P12.4 Voor een BJT transistor zijn deze als volgt gedefinieerd:

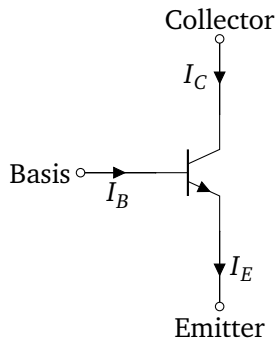
$$\alpha = \frac{I_C}{I_E}$$

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

**Schakeling 2:** Figure P12.3

Er wordt hierbij vanuit gegaan dat de basis-emitter overgang forward-biased is en dat de collector-basis overgang reverse-biased is.

P12.5 Zie [schakeling 3](#).

**Schakeling 3:** Figure P12.5

P12.6

$$\begin{aligned}I_E &= I_C + I_B \\&= 16 \text{ mA} + 0,4 \text{ mA} = 16,4 \text{ mA}\end{aligned}$$

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} = \frac{16}{16,4} = 0.9756$$

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{16}{0,4} = 40$$

P12.7 De emitterstroom wordt gegeven door de Shockley vergelijking:

$$I_E = I_{ES} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right).$$

Invullen levert:

$$10 \cdot 10^{-3} = 20 \cdot 10^{-13} \left(e^{\frac{V_{BE}}{0.026}} - 1 \right)$$

$$\ln(5 \cdot 10^9 + 1) = \frac{V_{BE}}{0.026}$$

$$V_{BE} = 580,7 \text{ mV}$$

$$V_{BC} = V_{BE} - V_{CE} = 580,7 \text{ mV} - 10 \text{ V} = -9,42 \text{ V}$$

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} = \frac{200}{201} = 0.995$$

$$I_C = \alpha \cdot I_E = 9,95 \text{ mA}$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = 49,75 \mu\text{A}$$

P12.8 KCL op de collector van Q_1 levert: $1 \text{ mA} - I_{B1} - I_{C1} - I_{B2} = 0$.

Nu is $I_{B2} = I_{B1}$ en $I_{C2} = \beta I_{B1}$. Dit invullen levert: $1 \text{ mA} - I_{B1} - \beta I_{B1} - I_{B1} = 0 \Rightarrow I_{B1} = \frac{1 \text{ mA}}{202} = 4,95 \mu\text{A}$. Dan geldt ook:

$$I_{B2} = I_{B1} = 4,95 \mu\text{A}$$

$$I_{C1} = I_{C2} = \beta I_{B1} = 0,99 \text{ mA}$$

$$I_{E1} = I_{E2} = I_{B1} + I_{C1} = 0,995 \text{ mA}$$

P12.9

$$I_B = I_E - I_C = 0,5 \text{ mA}$$

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} = \frac{5}{5,5} = 0,909$$

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{5}{0,5} = 10$$

P12.10 Vergelijking 12.9 geeft:

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

$$\beta(1 - \alpha) = \alpha$$

$$\beta = \alpha(1 + \beta)$$

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} = \frac{100}{100 + 1} = 0,99$$

P12.11

$$I_C = \beta I_B = 3 \text{ mA}$$

$$I_E = I_C + I_B = 3,02 \text{ mA}$$

P12.12 De Shockley vergelijking is gelijk aan:

$$I_E = I_{ES} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

Als nu $I_{ES2} = 10 \cdot I_{ES1}$, dan geldt ook dat $I_{E2} = 10 \cdot I_{E1}$.

Dan geldt ook dat $I_{B2} = 10 \cdot I_{B1}$.

KCL op de collector van Q_1 levert:

$$1 \text{ mA} - I_{B1} - I_{C1} - I_{B2} = 0$$

$$1 \text{ mA} - I_{B1} - \beta_1 I_{B1} - 10 I_{B1} = 0$$

$$I_{B1} = 9,009 \mu\text{A}$$

$$I_{B2} = 10 I_{B1} = 90,09 \mu\text{A}$$

$$I_{C1} = \beta_1 I_{B1} = 0,9009 \text{ mA}$$

$$I_{C2} = \beta_2 I_{B2} = 18,018 \text{ mA}$$

$$I_{E1} = I_{B1} + I_{C1} = 0,9099 \text{ mA}$$

$$I_{E2} = 10 I_{E1} = 9,099 \text{ mA}$$

De Shockley vergelijking omschrijven levert:

$$V_{BE} = V_T \ln \left(\frac{I_E}{I_{ES}} + 1 \right).$$

Voor beide transistoren wordt dit: $V_{BE1} = 0.026 \cdot 25.234 = 656,1 \text{ mV}$.

P12.13 De Shockley vergelijking is gelijk aan:

$$I_E = I_{ES} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$20 \cdot 10^{-3} = I_{ES} \left(e^{\frac{0.7}{0.026}} - 1 \right)$$

$$20 \cdot 10^{-3} = I_{ES} \cdot 4.9266 \cdot 10^{11}$$

$$I_{ES} = 4.0596 \cdot 10^{-14}$$

De Shockley vergelijking omschrijven levert:

$$V_{BE} = V_T \ln \left(\frac{I_E}{I_{ES}} + 1 \right).$$

Bij een I_E van 2 mA: $V_{BE} = 0.026 \cdot 24.62 = 640,1 \text{ mV}$.

Bij een I_E van 2 μA : $V_{BE} = 0.026 \cdot 17.71 = 460,5 \text{ mV}$.

P12.14 Bij $T = 300 \text{ K}$: $V_T = \frac{kT}{q} = 25,875 \text{ mV}$, dan is $I_{ES} = \frac{10 \cdot 10^{-3}}{1.1765 \cdot 10^{10}} = 8.5 \cdot 10^{-13} \text{ A}$.

Bij $T = 310 \text{ K}$: $V_T = \frac{kT}{q} = 26,7375 \text{ mV}$, dan is $I_{ES} = \frac{10 \cdot 10^{-3}}{2.6356 \cdot 10^9} = 3.794 \cdot 10^{-12} \text{ A}$.

Met een stijging van 10 K is I_{ES} toegenomen met een factor 4.464.

P12.15 Er staan 2 fouten in figuur P12.15: 1) de weerstand van 7.5 moet 7,5 k Ω zijn 2) de spanning op de collector moet 5 V i.p.v. -5 V.

$$I_C = \frac{15-5}{7500} = 1,33 \text{ mA}.$$

$$I_B = \frac{12-0.8}{500000} = 22,4 \mu\text{A}.$$

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = 59.52$$

P12.16

$$I_{E1} = I_{ES1} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$I_{E2} = I_{ES2} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$I_{Eeq} = I_{E1} + I_{E2} = (I_{ES1} + I_{ES2}) \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

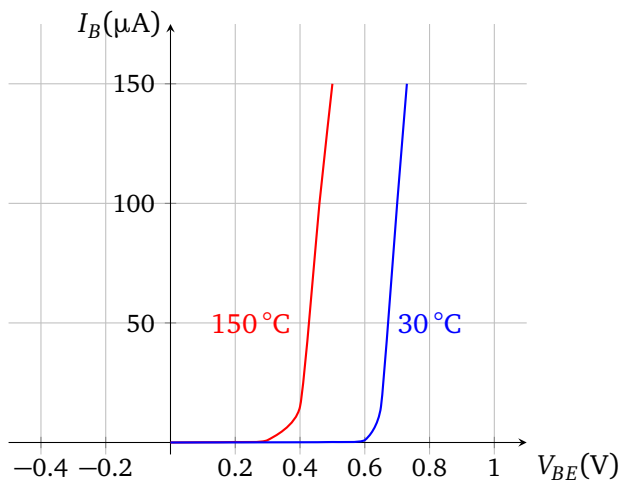
Hiermee is $I_{ESeq} = I_{ES1} + I_{ES2} = 4 \cdot 10^{-13} \text{ A}$.

Ook geldt dat $I_{B1} = I_{B2}$ en kunnen we schrijven dat: $\beta_{eq} = \frac{I_{Ceq}}{I_{Beq}} = \frac{I_{C1} + I_{C2}}{I_{B1} + I_{B2}} = 100$. De beta parameter verandert dus niet.

P12.17 Er geldt dat $I_{Ceq} = I_{C1} + I_{C2} = \beta_1 I_{B1} + \beta_2 I_{E1} = \beta_1 I_{B1} + \beta_2 (\beta_1 + 1) I_{B1}$.

We kunnen nu ook schrijven dat: $\beta_{eq} = \frac{I_{Ceq}}{I_{Beq}} = \frac{I_{C1} + I_{C2}}{I_{B1}} = \frac{\beta_1 I_{B1} + \beta_2 (\beta_1 + 1) I_{B1}}{I_{B1}}$.

Dit is gelijk aan: $\beta_{eq} = \beta_1 + \beta_2 (\beta_1 + 1)$.



Figuur 1: Grafiek bij P12.19

12.2 Common-Emitter Characteristics

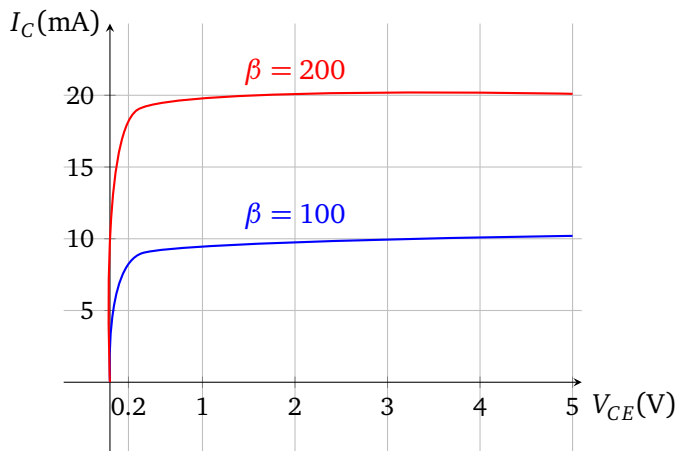
P12.18 Fout: in de onderste grafiek moet I_C in mA staan (en dus niet in μA).

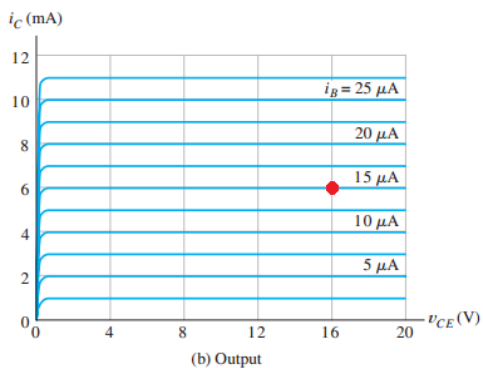
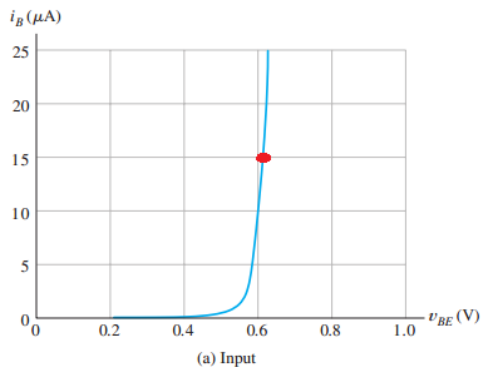
Uit de onderste grafiek kunnen we β halen. Kies een punt in het actieve gebied: $\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{10 \text{ mA}}{25 \mu\text{A}} = 400$. Dan is $\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} = 0.9975$.

P12.19 Zie [figuur 1](#). Bij 150 °C is $V_{VE} = 0.7 - 0.002 \cdot (150 - 30) = 0.7 - 0.24 = 0.46 \text{ V}$.

P12.20 Zie [figuur 2](#).

P12.21 Zie [figuur 3](#).

**Figuur 2:** Grafiek bij P12.20

**Figuur 3:** Figuur bij P12.21

12.3 Load-Line Analysis of a Common-Emitter Amplifier

P12.22 Zie [figuur 4](#). Begin met het tekenen van de load-lines in de $I_B - V_{BE}$ grafiek. Zoek twee punten op dezelfde lijn:

- 1) Als I_B 0 is, dan is V_{BE} gelijk aan de ingangsspanning. Die is $0,8\text{ V} \pm 0,2\text{ V}$, dus minimaal $0,6\text{ V}$, in rust $0,8\text{ V}$ en maximaal $1,0\text{ V}$.
- 2) Als V_{BE} 0 is, dan wordt I_B bepaald door: $I_B = \frac{V_{in}}{R_B}$. Bij $1,0\text{ V}$ is dit $25\text{ }\mu\text{A}$, bij $1,0\text{ V}$ is dit $20\text{ }\mu\text{A}$ en bij $0,6\text{ V}$ is dit $15\text{ }\mu\text{A}$. Dit zijn de drie rode lijnen in de $I_B - V_{BE}$ grafiek.

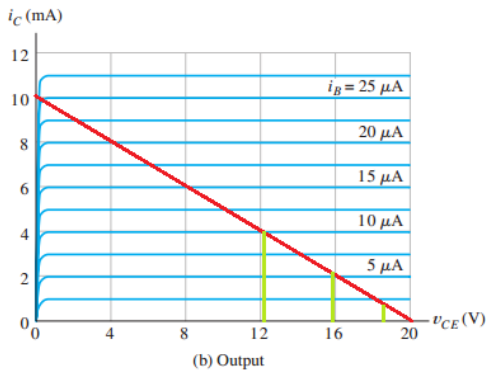
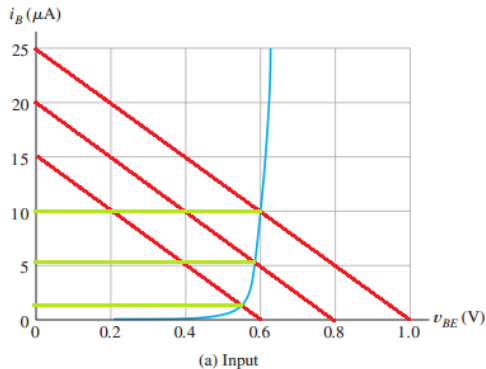
Volgende stap is het uitlezen van het snijpunt van de drie rode lijnen met de $I_B - V_{BE}$ curve van de transistor. We komen uit op $10\text{ }\mu\text{A}$, $5,5\text{ }\mu\text{A}$ en $2\text{ }\mu\text{A}$. Dit zijn de groene lijnen in de $I_B - V_{BE}$ grafiek.

In de $I_C - V_{CE}$ grafiek tekenen we nu ook een load-line. We zien dat bij $I_C = 0\text{ mA}$, de spanning V_{CE} gelijk is aan de voedingsspanning ($+20\text{ V}$). Omgekeerd: als V_{CE} gelijk is aan de voedingsspanning, is I_C nul. Hiermee kan de rode lijn getekend worden in de $I_C - V_{CE}$ grafiek.

We brengen nu de resultaten van de groene lijnen uit de $I_B - V_{BE}$ grafiek (I_B was resp. $10\text{ }\mu\text{A}$, $5,5\text{ }\mu\text{A}$ en $2\text{ }\mu\text{A}$) over naar deze grafiek. Dit zijn de verticale groene lijnen in de $I_C - V_{CE}$ grafiek. Dat levert het volgende op:

- $I_B = 10\text{ }\mu\text{A}$: $V_{CE} \approx 12,5\text{ V}$.
- $I_B = 5,5\text{ }\mu\text{A}$: $V_{CE} \approx 15,5\text{ V}$.
- $I_B = 2\text{ }\mu\text{A}$: $V_{CE} \approx 18,5\text{ V}$.

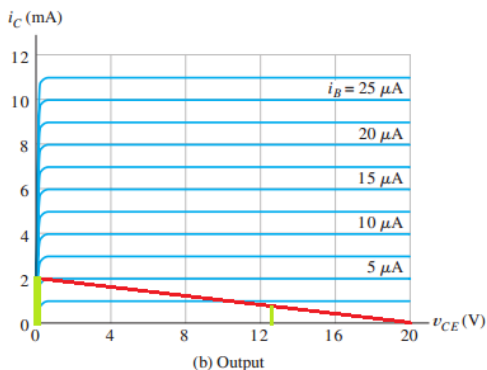
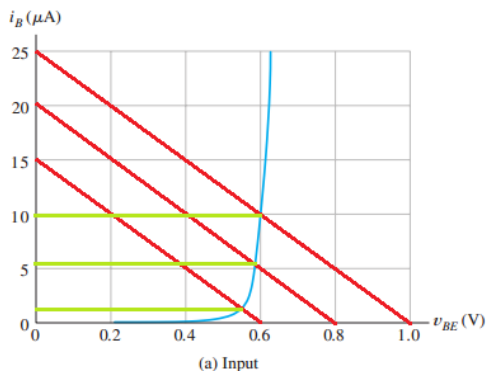
De maximale verandering in V_{CE} is dus gelijk aan ongeveer $12,5\text{ V}$, en dit bij een spanningsverandering van V_{in} van $0,4\text{ V}$. De versterking voor wisselspanning is dus $\frac{6}{0,4} \approx 15$.



Figuur 4: Figuur bij P12.22

P12.23 Er is sprake van vervorming (distortion) wanneer er geen lineair verband meer is tussen ingang en uitgang. Dat gebeurt dus met name wanneer de $I_B - V_{BE}$ grafiek begint te buigen, of wanneer de karakteristieke curven (de groenen lijnen) van de $I_C - V_{CE}$ grafiek niet even ver uit elkaar liggen.

P12.24 We gebruiken dezelfde berekeningen als bij P12.22. Enige verandering hier is de R_C weerstand, deze is nu $10\text{ k}\Omega$ geworden. De grafiek hierbij is weergegeven in [figuur 5](#). We zien nu dat de rode load-line in de $I_C - V_{CE}$ grafiek de curven van $10\text{ }\mu\text{A}$ en $5,5\text{ }\mu\text{A}$ alleen raakt wanneer deze naar 0 V afbuigen. Er is hier dus sprake van flinke vervorming.

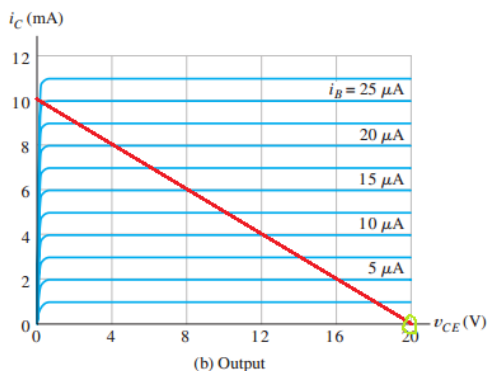
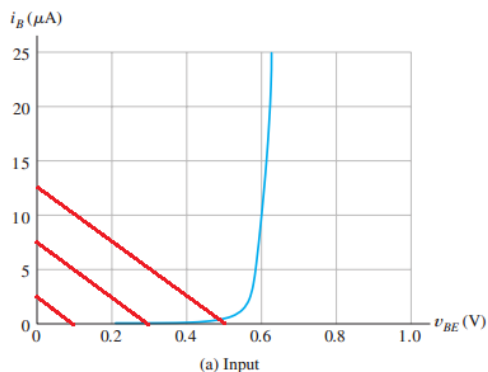


Figuur 5: Figuur bij P12.24

P12.25 We gebruiken weer dezelfde berekeningen als bij P12.22. Enige verandering nu is de DC-ingangsspanning V_{BB} , deze is nu 0,3 V geworden. De grafiek hierbij is weergegeven in [figuur 6](#).

Eerst weer de rode load-lines uitrekenen: als $V_{BE} = 0\text{ V}$ en als $V_{in} = 0,5\text{ V}$, dan is I_B gelijk aan $12,5\text{ }\mu\text{A}$, bij $V_{in} = 0,3\text{ V}$ is dit $7,5\text{ }\mu\text{A}$ en bij $0,1\text{ V}$ is dit $2,5\text{ }\mu\text{A}$. Dit zijn de drie rode lijnen in de $I_B - V_{BE}$ grafiek. We zien direct al dat de snijpunten met de $I_B - V_{BE}$ curve zo laag zijn, dat ze bijna allemaal 0 zijn.

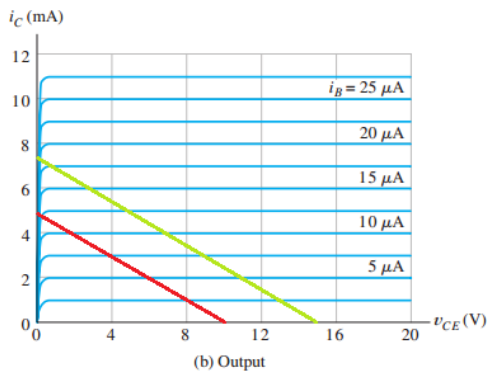
Een I_B van drie keer ongeveer 0 betekent dat alle snijpunten bijna bij $V_{CE} =$



Figuur 6: Figuur bij P12.25

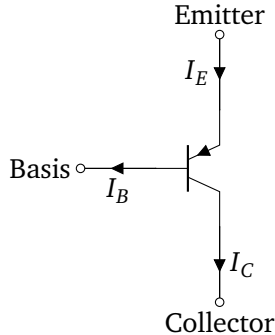
20V liggen. Dat is de groene cirkel in de $I_C - V_{CE}$ grafiek. Er is nu geen versterking mogelijk.

P12.26 Bij een V_{CC} van 10V kan I_C maximaal 5mA worden als V_{CE} 0V is. Dit is de rode grafiek in [figuur 7](#). Bij een V_{CC} van 15V kan I_C maximaal 7,5mA worden als V_{CE} 0V is. Dit is de groene grafiek in [figuur 7](#). De helling wordt bepaald door R_C en is dus onafhankelijk van de voedingsspanning.

**Figuur 7:** Figuur bij P12.26

12.4 pnp Bipolar Junction Transistors

P12.27 Zie [schakeling 4](#).



Schakeling 4: Figure P12.27

P12.28

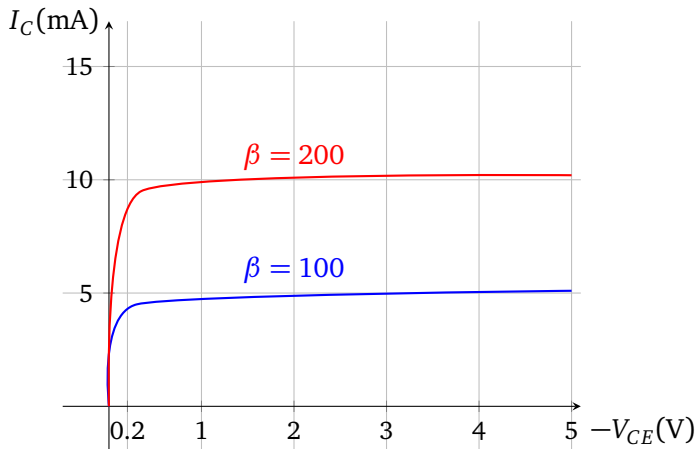
$$\begin{aligned}\beta_{eq} &= \frac{I_{Ceq}}{I_{Beq}} = \frac{I_{E2}}{I_{B1}} = \frac{(\beta_2 + 1)I_{B2}}{I_{B1}} = \frac{(\beta_2 + 1)I_{C1}}{I_{B1}} \\ &= \frac{(\beta_2 + 1)\beta_1 I_{B1}}{I_{B1}} = (\beta_2 + 1)\beta_1\end{aligned}$$

P12.29 In [figuur 8](#) is I_C uitgezet tegen $-V_{CE}$. Als op de x-as dus 3 V, dan komt dit dus overeen met een V_{CE} van -3 V (deze manier wordt veel gebruikt in datasheets).

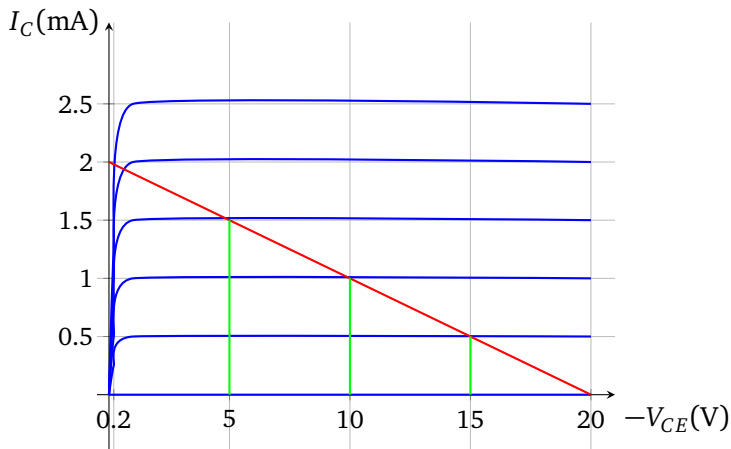
P12.30 A Zie bij (b)

B Zie [figuur 12](#).

C De input $I_s(t)$ is gelijk aan $10 + 5 \sin(2000\pi t)$ in μA . Het maximum is dus $15 \mu\text{A}$, het Q-punt is gelijk aan $10 \mu\text{A}$ en het minimum is gelijk



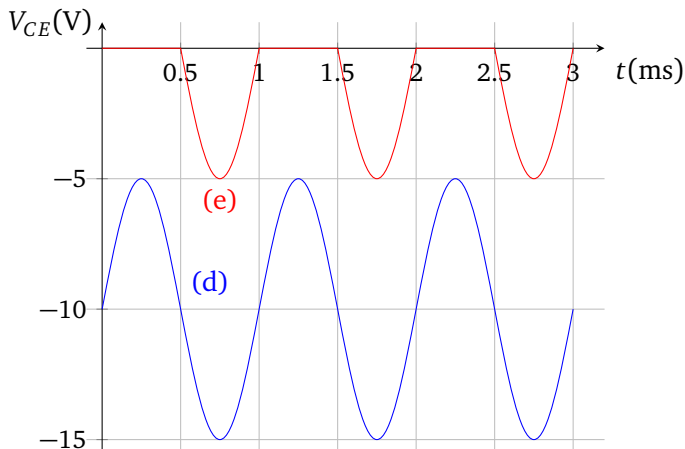
Figuur 8: Grafiek bij P12.29



Figuur 9: Grafiek bij P12.30(a+b)

aan $5 \mu\text{A}$. Dat betekent dus een I_C van respectievelijk 1,5 mA, 1 mA en 0,5 mA. Dit zijn de groene lijnen in [figuur 12](#).

D Zie [figuur 10](#).



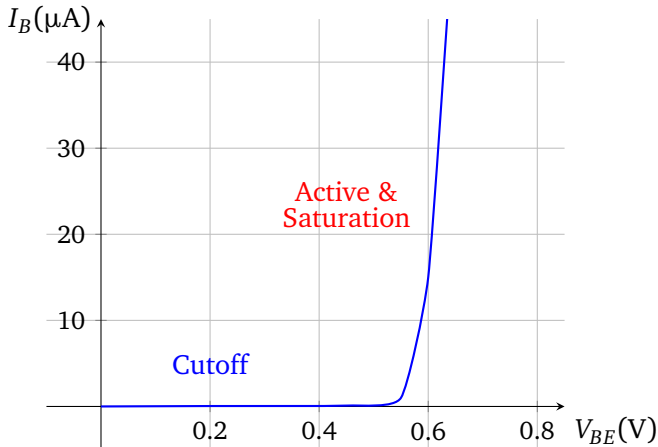
Figuur 10: Grafiek bij P12.30(d+e)

E De input $I_s(t)$ is nu gelijk aan $20 + 5 \sin(2000\pi t)$ in μA . Het maximum is dus $25 \mu\text{A}$, het Q-punt is gelijk aan $20 \mu\text{A}$ en het minimum is gelijk aan $15 \mu\text{A}$. Dat betekent dus een I_C van respectievelijk $2,5 \text{ mA}$, 2 mA en $1,5 \text{ mA}$. In [figuur 12](#) kun je zien dat het snijpunt voor $2,5 \text{ mA}$ en 2 mA geheel links liggen ($V_{CE} = 0 \text{ V}$), alleen in het gebied tussen 2 mA en $1,5 \text{ mA}$ kan de transistor versterken. Dit is de rode grafiek in [figuur 10](#).

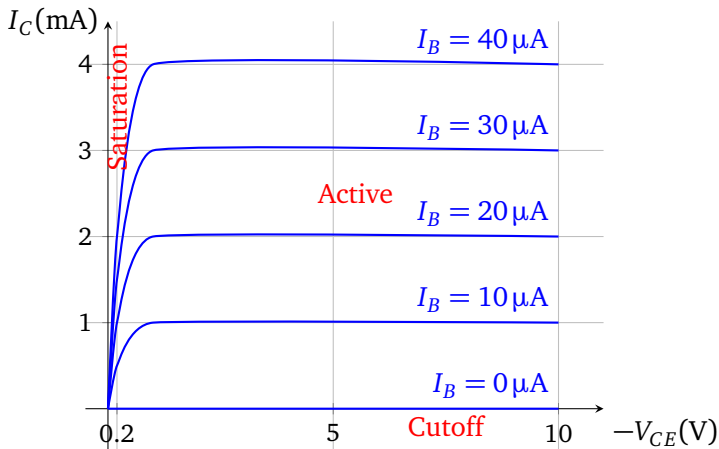
P12.31 Fout in de opgave: I_E moet 1000 mA zijn. Hiermee wordt $\alpha = \frac{I_C}{I_E} = \frac{990}{1000} = 0.990$.

$$\text{Dus } \beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{I_C}{I_E - I_C} = \frac{990}{10} = 99.$$

P12.32 Bij P12.19 hebben we gezien dat voor iedere graad Celsius stijging, de amplitude van V_{BE} met 2 mV daalt. Hier hebben we te maken met een temperatuurstijging van 30°C naar 150°C , dus een netto-stijging van 120°C . Dit komt overeen met een daling in de amplitude van 240 mV . Die was $-0,7 \text{ V}$, dus dat wordt nu $-0,46 \text{ V}$ (let op: de amplitude van V_{BE} wordt kleiner bij een temperatuurstijging).



Figuur 11: Grafiek van Input bij P12.33



Figuur 12: Grafiek bij van Output bij P12.33

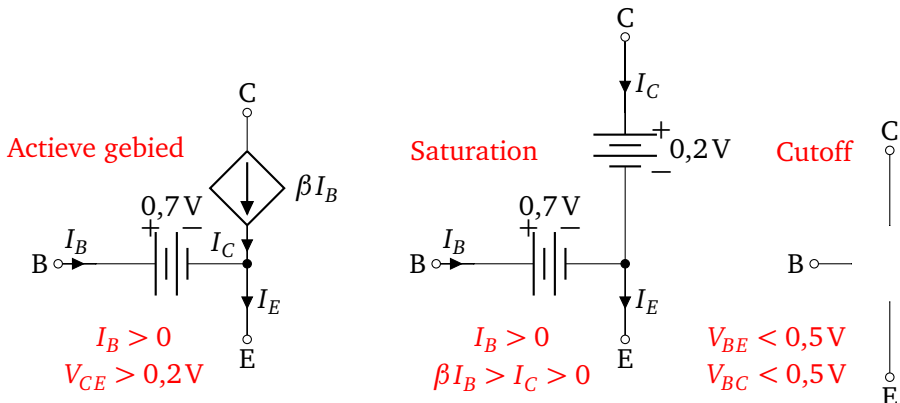
12.5 Large-Signal DC Circuit Models

P12.33 Zie figuur 11.

- P12.34** **A** $I_B = I_E - I_C = 0,5 \text{ mA}$. Deze transistor werkt in het Saturation gebied, omdat $I_C(2 \text{ mA}) < \beta I_B(50 \text{ mA})$. Dus $V_{CE} = 0,2 \text{ V}$.
- B** $V_{CE} > 0,2 \text{ V}$ en $I_B > 0$, dus transistor werkt in het actieve gebied. $I_C = \beta I_B = 20 \text{ mA}$ en $I_E = 20,2 \text{ mA}$.
- C** Dit is een PNP transistor: er loopt stroom van Emitter naar de Basis, dus $V_{BE} = -0,6 \text{ V}$. Dat betekent ook dat $V_{CE} = V_{BE} + V_{CB} = -0,6 - 5 = -5,6 \text{ V}$. Dus in het actieve gebied.
- D** Dit is een PNP transistor: De basisspanning is hoger dan de emitterspanning, dus de diode staat uit. Hetzelfde bij basis en collector, ook deze is reverse-biased. De transistor staat dus in het Cutoff gebied.

- P12.35** In het actieve gebied: basis-collector overgang is reverse-biased en basis-emitter overgang is forward-biased.
- In het Saturation gebied zijn allebei de overgangen forward-biased.
- In het cutoff gebied zijn allebei de overgangen reverse-biased.

- P12.36** Zie schakeling 5.



Schakeling 5: P12.36 Groot-sigitaal model van een NPN transistor

P12.37 A Actieve gebied.

B Cutoff gebied.

C Cutoff gebied. Bij V_{BE} van 0,4 V loopt er vrijwel geen basisstroom.

D Saturation gebied, want $\beta I_B > I_C$.

P12.38 Voor de Darlington geldt dat $V_{BEeq} = V_{BE1} + V_{BE2} = 1,2\text{ V}$.

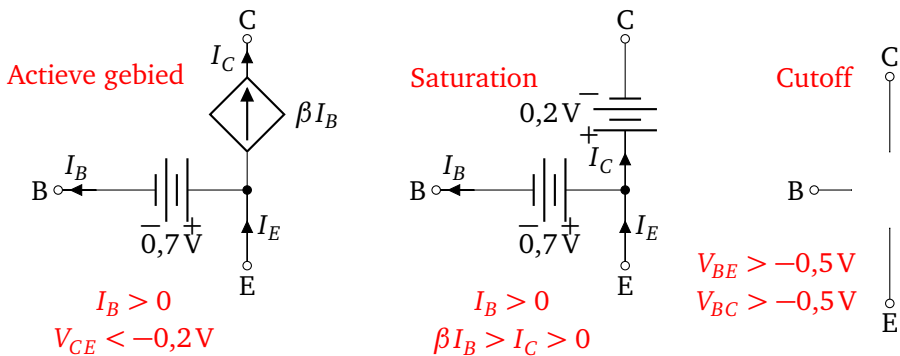
Bij de Sziklai transistor is dit anders: hier geldt dat $V_{BEeq} = V_{BE1} = 0,6\text{ V}$.

P12.39 A Cutoff gebied. Bij V_{BE} van $-0,3\text{ V}$ loopt er vrijwel geen basisstroom.

B Saturation gebied, want $\beta I_B > I_C$.

C Actieve gebied.

P12.40 Zie [schakeling 6](#).



Schakeling 6: P12.40 Groot-sigitaal model van een PNP transistor

12.6 Large-Signal DC Analysis of BJT Circuits

- P12.41** 1) Ga uit van een werking van de transistor in het actieve gebied (evt. andere gebieden)
 2) Gebruik het groot-signaal model om spanningen en stromen uit te rekenen.
 3) Controleer of de uitkomst klopt met het uitgangspunt bij stap 1). Zo niet, dan een ander gebied kiezen en opnieuw deze stappen doen.

P12.42 De resultaten staan in onderstaande tabel:

Tabel 2: P12.42 uitwerking

Circuit	β	Gebied	$I_C(\text{mA})$	$V_{CE}(\text{V})$
(a)	100	Actieve gebied	1.93	10.9
(a)	300	Saturation	4.21	0.2
(b)	100	Actieve gebied	1.47	5.0
(b)	300	Saturation	2.18	0.2
(c)	100	Cutoff	0	15
(c)	300	Cutoff	0	15
(d)	100	Actieve gebied	6.5	8.5
(d)	300	Saturation	14.8	0.2

P12.43 Fout in figuur P12.43: de weerstand van $+1\text{ M}\Omega$ moet $+1,5\text{ M}\Omega$ zijn.

$$I_{B1} = \frac{10 - 0.7}{1.5 \cdot 10^6} = 6,2 \mu\text{A} \Rightarrow I_{C1} = 0,62 \text{ mA}.$$

Nu KVL van voedingsspanning naar $10\text{ k}\Omega$ weerstand naar V_{BE2} naar $1\text{ k}\Omega$ weerstand en weer terug naar de voedingsspanning.

$$-10 + 10^4 (I_{C1} + I_{B2}) + V_{BE2} + I_{E2} \cdot 10^3 = 0$$

$$-10 + 6.2 + 10^4 \cdot I_{B2} + 0.7 + (\beta + 1)I_{B2} \cdot 10^3 = 0$$

$$111000I_{B2} = 3.1$$

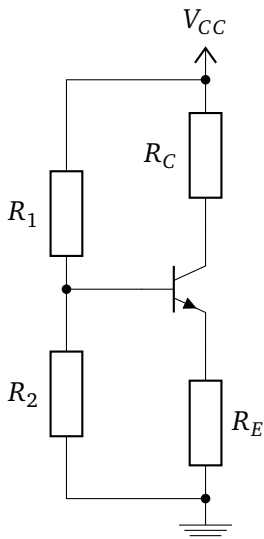
$$I_{B2} = 27,9\text{ }\mu\text{A}$$

Dan is $I_{C2} = \beta I_{B2} = 2,79\text{ mA}$ en $I_{E2} = 2,82\text{ mA}$

Dan is $V_{CE1} = 10 - 10^4 (I_{C1} + I_{B2}) = 3,52\text{ V}$.

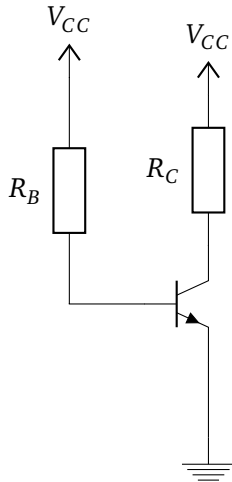
Dan is $V_{E2} = V_{CE1} - 0.7 = 2,82\text{ V}$ en $V_{C2} = 10 - 10^3 I_{C2} = 10 - 2.79 = 7,21\text{ V}$

P12.44 Zie [schakeling 7](#).



Schakeling 7: P12.44 Four resistor BJT Bias Circuit

P12.45 Zie [schakeling 8](#). Deze schakeling is ongeschikt voor serieproductie, omdat de waarde van β van een transistor wel een factor 3 kan variëren in de praktijk. Deze schakeling compenseert daar niet voor en daarmee verandert de gelijkspanningsinstelling teveel tussen de ene transistor en de andere transistor.



Schakeling 8: P12.45 Fixed Base Bias Circuit

P12.46 We gaan ervan uit dat de transistor in het actieve gebied ingesteld staat. KVL lus: $-5 + R_B I_B + 0.7 + R_E I_E = 0$. Verder geldt dat: $I_E = (\beta + 1)I_B = (\beta + 1)\frac{I_C}{\beta}$ en $I_B = \frac{I_C}{\beta}$. Alles bij elkaar invullen levert:

$$R_B \frac{I_C}{\beta} + R_E \frac{\beta+1}{\beta} I_C = 4.3.$$

$$\text{Voor } \beta = 100 \text{ moet } I_C = 4 \text{ mA} \Rightarrow R_B \cdot 4 \cdot 10^{-5} + R_E 4.04 \cdot 10^{-3} = 4.3$$

$$\text{Voor } \beta = 300 \text{ moet } I_C = 5 \text{ mA} \Rightarrow R_B \cdot 1.66 \cdot 10^{-5} + R_E 5.017 \cdot 10^{-3} = 4.3$$

$$\text{Vergelijking 1: } 107500 = R_B + 101R_E$$

$$\text{Vergelijking 2: } 258000 = R_B + 301R_E$$

Vergelijking 2 - 1: $150500 = 200R_E \Rightarrow 753\Omega$. Dan is $R_B = 31,5\text{ k}\Omega$.

P12.47 De resultaten staan in onderstaande tabel:

Tabel 3: P12.47 uitwerking

Circuit	β	Gebied	$I(\text{mA})$	$V(\text{V})$
(a)	100	Actieve gebied	2.38	5.25
(a)	300	Saturation	4.45	9.80
(b)	100	Cutoff	0	10
(b)	300	Cutoff	0	10
(c)	100	Actieve gebied	4.26	-10.74
(c)	300	Actieve gebied	4.29	-10.71
(d)	100	Q_1 actief & Q_2 actief	9.53	9.53
(d)	300	Q_1 actief & Q_2 Saturation	14.8	14.8

P12.48 Van equations 12.20 tot en met 12.23, weten we dat: $I_C = \beta IB = \beta \frac{V_B - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_E}$.

Met $R_B = R_1 // R_2$ en $V_B = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$.

I_C is het grootste wanneer β en V_B groot zijn en R_E klein is $\Rightarrow \beta = 200$,
 $R_1 = 0.95 \cdot 100\text{ k}\Omega = 95\text{ k}\Omega$, $R_2 = 1.05 \cdot 47\text{ k}\Omega = 49,35\text{ k}\Omega$, $R_E = 0.95 \cdot 4,7\text{ k}\Omega = 4,465\text{ k}\Omega$.

Dit invullen levert: $R_B = 32,48\text{ k}\Omega$, $V_B = 5,128\text{ V}$, $I_{C,max} = 0,952\text{ mA}$.

I_C is het kleinste wanneer β en V_B klein zijn en R_E groot is $\Rightarrow \beta = 50$,
 $R_1 = 1.05 \cdot 100\text{ k}\Omega = 105\text{ k}\Omega$, $R_2 = 0.95 \cdot 47\text{ k}\Omega = 44,65\text{ k}\Omega$, $R_E = 1.05 \cdot 4,7\text{ k}\Omega = 4,935\text{ k}\Omega$.

Dit invullen levert: $R_B = 31,33\text{ k}\Omega$, $V_B = 4,475\text{ V}$, $I_{C,max} = 0,6667\text{ mA}$.

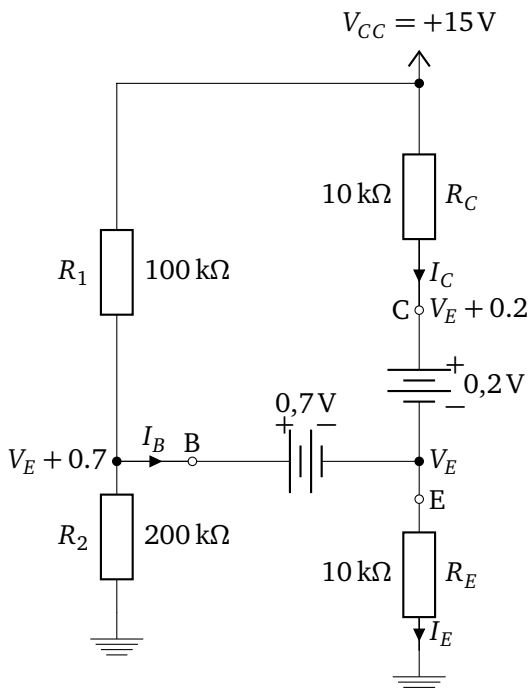
P12.49 $I_B = \frac{V_B - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_E} = \frac{5 - 0.7}{133333 + 101 \cdot 10000} = 3,76 \mu\text{A} \Rightarrow I_C = 0,376 \text{ mA}.$

$$V_C = 15 - I_C \cdot R_C = 11,24 \text{ V en } V_E = I_E \cdot R_E = 10000 \cdot 0,3798 \text{ mA} = 3,797 \text{ V}.$$

$$\text{Dan is } V_{CE} = 7,44 \text{ V}.$$

P12.50 Met de gegeven waarden is $V_B = 10 \text{ V}$, dan is $V_E \approx 9,3 \text{ V}$ en is $I_E \approx 0,93 \text{ mA}$. Hiermee is de spanning op de collector $15 - 9.3 = 5,7 \text{ V}$. Dit zou kleiner zijn dan de V_E spanning. Omdat er wel stroom loopt, opereert de transistor in het Saturation gebied en is $V_{CE} = 0,2 \text{ V}$.

Dit levert het volgende groot-signaal model op:



Schakeling 9: P12.50 Groot-signaal model van schakeling

KCL op knooppunt V_E levert:

$$I_C + I_B - I_E = 0 \Rightarrow \frac{V_{CC} - (V_E + 0.2)}{R_C} + I_B - \frac{V_E}{R_E} = 0$$

$$15 - V_E - 0.2 + 10^4 I_B - V_E = 0 \Rightarrow V_E = 7.4 + 5000 I_B$$

Nu KCL op knooppunt bij R_1 en R_2 opstellen. Dit levert:

$$I_{R1} - I_{R2} - I_B = 0 \Rightarrow \frac{V_{CC} - (V_E + 0.7)}{R_1} - \frac{V_E + 0.7}{R_2} - I_B = 0$$

$$2(15 - V_E - 0.7) - V_E - 0.7 - 200000 I_B = 0 \Rightarrow 27.9 - 3V_E = 200000 I_B$$

De eerste vergelijking hier invullen levert:

$$27.9 - 3(7.4 + 5000 I_B) = 200000 I_B \Rightarrow 5.7 = 215000 I_B$$

$$I_B = 26,51 \mu\text{A}$$

$$V_E = 7,53 \text{ V}$$

$$I_C = \frac{15 - 7.53 - 0.2}{10000} = 0,727 \text{ mA}$$

Nu is βI_B gelijk aan 2,65 mA en dat is inderdaad groter dan I_C , zodat deze transistor inderdaad in het Saturation gebied ingesteld staat.

P12.51 Eerst de stroom door de 150 k Ω weerstand uitrekenen: $I_{150k} = \frac{0.7 - 12}{150k} = 84,67 \mu\text{A}$.

KVL van voedingsspanning naar R_C naar 50 k Ω weerstand naar basis-emitter overgang en weer terug levert op:

$$-12 + 5000(I_C + I_B + I_{150k}) + 50000(I_B + I_{150k}) + 0.7 = 0$$

$$5000 \cdot 101I_B + 0.4233 + 50000I_B + 4.2333 = 11.3$$

$$555000I_B = 7.0667$$

$$I_B = 12,73 \mu\text{A}$$

$$I_C = \beta I_B = 1,273 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = 12 - 4700(1,273 \text{ mA} + 12,73 \mu\text{A} + 84,67 \mu\text{A}) = 5,56 \text{ V}$$

P12.52 Fout in figuur: hier staat bij R_C een waarde van 5 k Ω vermeld. Deze weghalen, je moet R_C juist uitrekenen.

Eerst de stroom door de 100 k Ω weerstand uitrekenen: $I_{100k} = \frac{0.7 - 15}{100k} = 157 \mu\text{A}$.

Dan I_B uitrekenen: $I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{2 \text{ mA}}{200} = 10 \mu\text{A}$.

Dan de stroom door R_1 uitrekenen: $I_{R1} = 157 \mu\text{A} + 10 \mu\text{A} = 167 \mu\text{A}$.

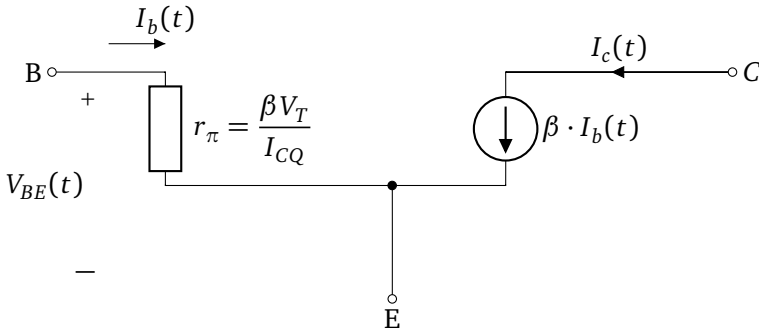
Dan R_1 uitrekenen: $R_1 = \frac{5 - 0.7}{167 \mu\text{A}} = 25,7 \text{ k}\Omega$.

Dan R_C uitrekenen: $R_C = \frac{15 - 5}{167 \mu\text{A} + 2 \text{ mA}} = 4,61 \text{ k}\Omega$.

12.7 Small-Signal Equivalent Circuits

P12.53 $r_\pi = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}}.$

P12.54 Zie schakeling 10



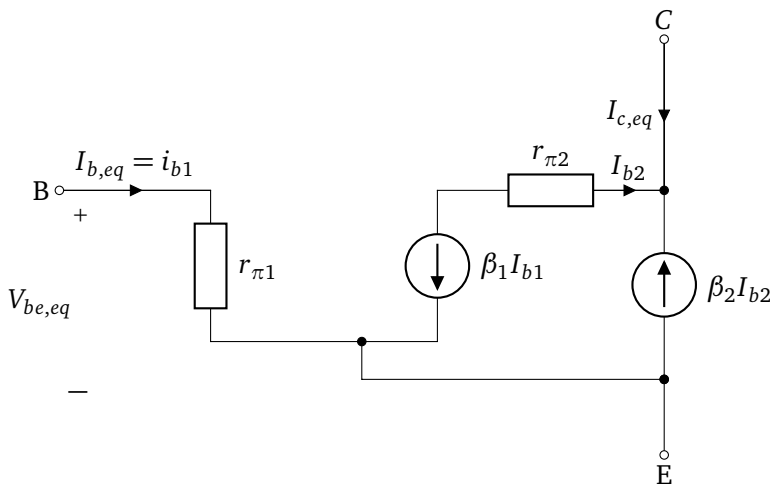
Schakeling 10: Small-signal model of a BJT transistor

P12.55 Geen tentamenstof

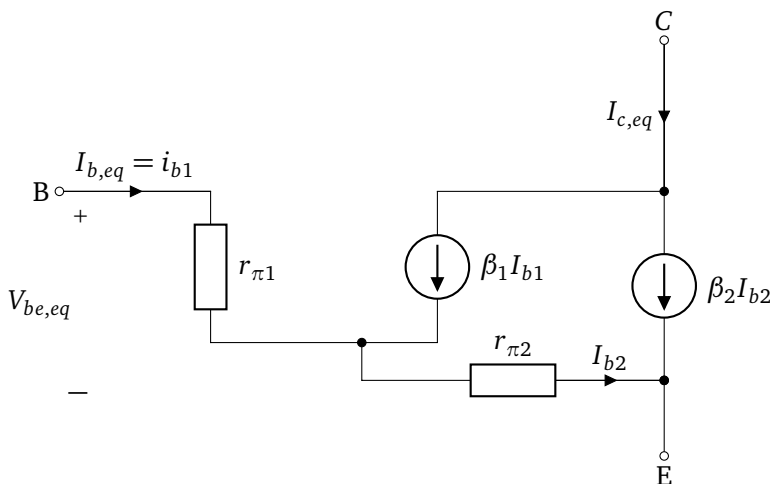
P12.56 Zie schakeling 11, $r_{\pi,eq} = \frac{V_{be,eq}}{i_{b,eq}} = \frac{r_{\pi1} i_{b1}}{i_{b1}} = r_{\pi1}.$

P12.57 Zie schakeling 12, $r_{\pi,eq} = \frac{V_{be,eq}}{i_{b,eq}} = \frac{r_{\pi1} i_{b1} + r_{\pi2} (i_{b1} + \beta_1 i_{b1})}{i_{b1}} = r_{\pi1} + r_{\pi2} (1 + \beta_1).$

P12.58 $r_\pi = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}}.$ De resultaten staan in onderstaande tabel:



Schakeling 11: P12.56: Small-signal model of a Sziklai transistor



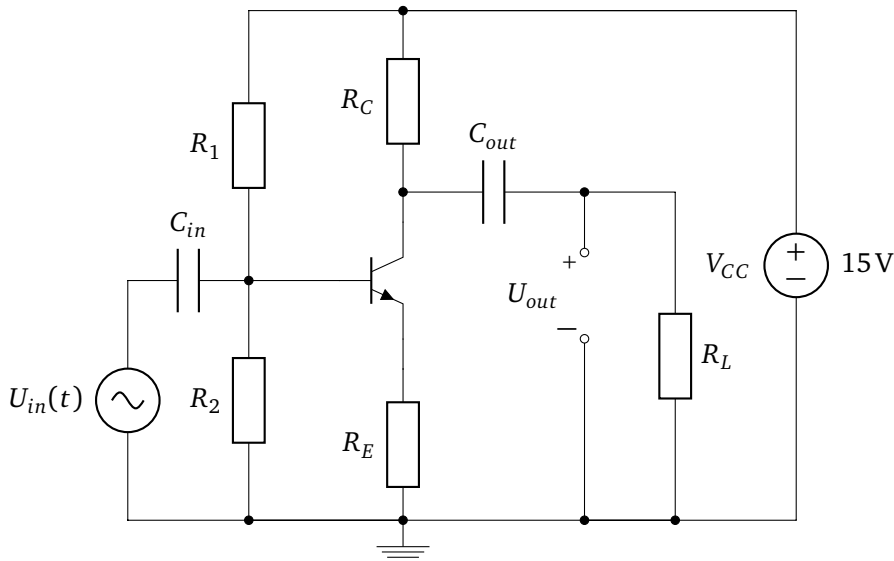
Schakeling 12: P12.57: Small-signal model of a Darlington transistor

Tabel 4: P12.58 uitwerking

I_{CQ}	r_{π}
2 μ A	1,3 M Ω
0,2 mA	13 k Ω
2 A	1,3 Ω

12.8 Common-Emitter Amplifiers

P12.59 Zie [schakeling 13](#).



Schakeling 13: P12.59 Common-Emitter amplifier

P12.60 Koppelcondensatoren laten het AC-signaal door, terwijl ze gelijkspanning tegenhouden. Als meerdere deelschakelingen op elkaar aangesloten worden, wil je niet dat de gelijkspanningsinstelling van de ene deelschakeling de andere deelschakeling beïnvloedt.

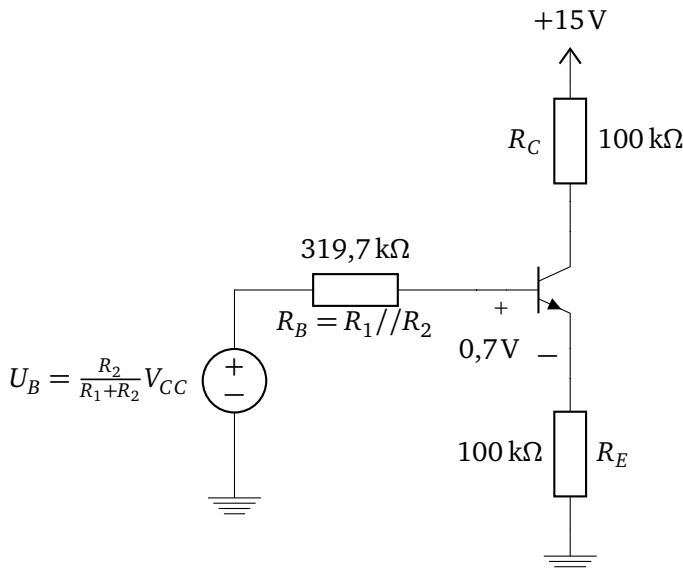
Wanneer een DC-spanning versterkt moet worden, dan moeten er uiteraard geen koppelcondensatoren gebruikt worden.

P12.61 De common-emitter amplifier is een inverterende versterker. Zowel de wisselspanningsversterking als de wisselstroomversterking zijn groter dan 1.

P12.62 Het groot-signaal model van P12.62 is weergegeven in [schakeling 14](#). Hier is al direct het Thévenin vervangingscircuit van R_1 en R_2 in getekend. De gelijkspanning $U_B = 4,7959\text{V}$.

$$I_B = \frac{V_B - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_E} = 0,393\text{ }\mu\text{A. Dan is } I_{CQ} = 39,3\text{ }\mu\text{A.}$$

$$r_\pi = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}} = 66,1\text{ k}\Omega.$$



Schakeling 14: P12.62 Groot-signaal model

Nu naar het wisselspanningsgedrag gaan kijken:

$$R'_L = R_C // R_L = 50\text{ k}\Omega \text{ en } A_V = \frac{-\beta R'_L}{r_\pi} = -75,6.$$

$$A_{VOC} = \frac{-\beta R_C}{r_\pi} = -151,3 \text{ en } Z_{in} = R_1 // R_2 // r_\pi = 54,8\text{ k}\Omega.$$

$$A_I = A_V \frac{Z_{in}}{R_L} = -41,4 \text{ en de power-gain } G = A_V A_I = 3131.$$

$$Z_{out} = R_C = 100 \text{ k}\Omega.$$

P12.63 Dit is een vergelijkbare vraag als P12.62, de uitwerking is identiek, op de antwoorden na. Daarom geven we hier alleen de antwoorden van beide vragen.

Tabel 5: P12.62 en P12.63 uitkomsten

Parameter	P12.62 hoge impedanties	P12.63 lage impedanties
I_{CQ}	39,3 μA	3,93 mA
r_π	66,1 k Ω	661 Ω
A_V	-75.6	-75.6
A_{Voc}	-151.3	-151.3
Z_{in}	54,8 k Ω	548 Ω
A_I	-41.4	-41.4
G	3131	3131
Z_{out}	100 k Ω	1 k Ω

P12.64 A Zie [schakeling 15](#)

B KCL op uitgang: $\frac{0-V_o}{R'_L} - \beta I_b = 0 \Rightarrow V_o = -\beta I_b R'_L$.
KVL via V_{in} naar r_π en R_E en weer terug naar V_{in} levert:

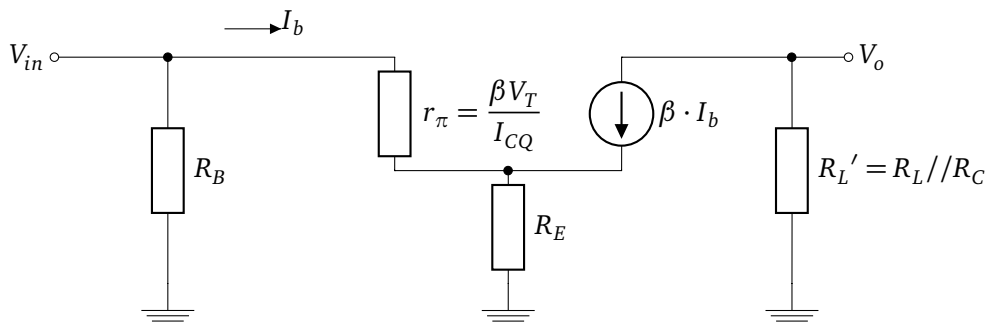
$$-V_{in} + V_{r\pi} + V_{RE} = 0 \Rightarrow V_{in} = r_\pi I_b + (\beta + 1) I_b R_E.$$

$$\text{Nu is } A_V = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{-\beta I_b R'_L}{r_\pi I_b + (\beta + 1) I_b R_E} = \frac{-\beta R'_L}{r_\pi + (\beta + 1) R_E}.$$

C Uit [schakeling 15](#) is te zien dat $Z_{in} = R_B // (r_\pi + (\beta + 1) R_E)$.

D Als $I_{CQ} = 5 \text{ mA}$, dan is $I_{BQ} = 50 \mu\text{A}$

Nu een KVL van V_{CC} naar R_B , naar basis-emitter, naar R_E en dan terug naar V_{CC} levert:



Schakeling 15: P12.64 Klein-sigitaal model

$$-V_{CC} + R_B I_{BQ} + V_{BEQ} + (\beta + 1) I_{BQ} R_E = 0.$$

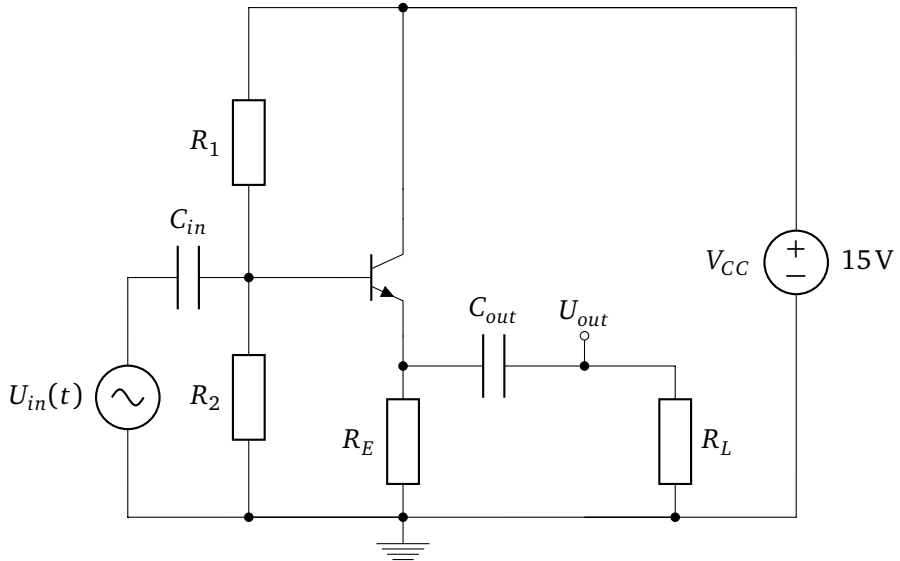
$$R_B \cdot 50 \mu\text{A} + 0.505 = 19.3 \Rightarrow R_B = 375,9 \text{ k}\Omega.$$

E $r_\pi = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}} = 520 \Omega$. Dan is $Z_{in} = 375,9 \text{ k}\Omega // (520 + 10100) = 10,33 \text{ k}\Omega$.

$$A_V = \frac{-\beta R'_L}{r_\pi + (\beta + 1) R_E} = \frac{-100000}{520 + 10100} = -9.416.$$

12.9 Emitter Followers

P12.65 Zie [schakeling 16](#).



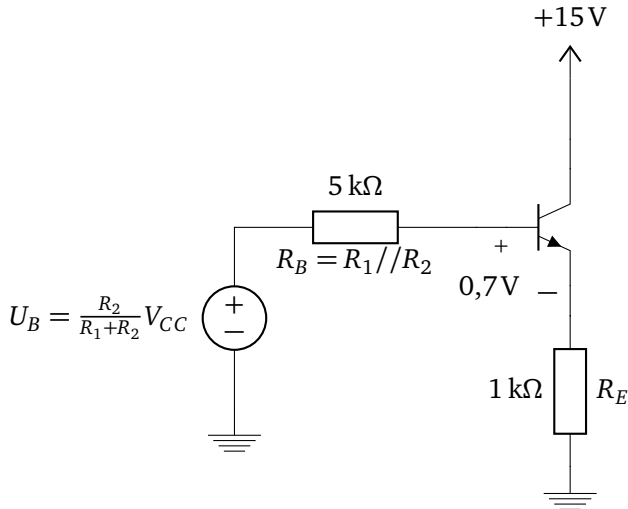
Schakeling 16: P12.65 Emittervolger

P12.66 De spanningsversterking van een emittervolger is positief (geen fasedraaiing) en altijd kleiner dan 1. De stroomversterking en de vermogensversterking kunnen wel groter dan 1 zijn.

P12.67 Het groot-signaal model van P12.67 is weergegeven in [schakeling 17](#). Hier is al direct het Thévenin vervangingscircuit van R_1 en R_2 in getekend. De gelijkspanning $U_B = 7,5\text{V}$.

$$I_B = \frac{V_B - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_E} = 64,1 \mu\text{A}. \text{ Dan is } I_{CQ} = 6,41 \text{ mA}.$$

$$r_{\pi} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}} = 405,6 \Omega.$$



Schakeling 17: P12.67 Groot-signaal model

Nu naar het wisselspanningsgedrag gaan kijken:

$$R'_L = R_E // R_L = 333,3 \Omega \text{ en } A_V = \frac{R'_L (\beta + 1)}{r_{\pi} + R'_L (\beta + 1)} = 0.988.$$

$$A_{VOC} = \frac{R_E (\beta + 1)}{r_{\pi} + R_E (\beta + 1)} = 0.996$$

$$Z_{in} = R_1 // R_2 // (r_{\pi} + R'_L (\beta + 1)) = 4,36 \text{ k}\Omega.$$

$$A_I = A_V \frac{Z_{in}}{R_L} = 8.62 \text{ en de power-gain } G = A_V A_I = 8.51.$$

$$Z_{out} = \frac{1}{\frac{\beta + 1}{R'_s + r_{\pi}} + \frac{1}{R_E}} = 12,1 \Omega, \text{ met } R'_s = R_B // R_s = 8,33 \text{ k}\Omega.$$

P12.68 Dit is een vergelijkbare vraag als P12.67, de uitwerking is identiek, op de antwoorden na. Daarom geven we hier alleen de antwoorden van beide vragen.

Tabel 6: P12.67 en P12.68 uitkomsten

Parameter	P12.67 lage impedanties	P12.68 hoge impedanties
I_{CQ}	6,41 mA	64,1 μ A
r_{π}	405,6 Ω	40,6 k Ω
A_V	0.988	0.988
A_{Voc}	0.996	0.996
Z_{in}	4,36 k Ω	436 k Ω
A_I	8.62	8.62
G	8.51	8.51
Z_{out}	12,1 Ω	1210 Ω