

Academiejaar
2026-2027

Faculteit Toegepaste Ingenieurswetenschappen

Analoge Elektronica 2

Technologie en schakelingen - Oplossingenboek

Walter Daems

Bachelor of Science in de industriële wetenschappen - elektronica-ICT

1523FTIAEA 3-Basis analoge elektronica 2



**Universiteit
Antwerpen**

This document has been typeset using $\text{\LaTeX}$ and the `uantwerpendocs` package.

Deze tekst werd gemaakt met $\text{\LaTeX}$. Hij maakt gebruik — waar mogelijk — van een kleurenpalet dat rekening houdt met een verminderd vermogen tot kleuronderscheiding met voldoende contrast voor een grijswaardenafdruk. Berekeningen werden uitgevoerd m.b.v. Matlab/Octave en algemene programmeer- en scripttalen (C/C++/Perl/Python).

Afbeeldingen werden gemaakt met PGF, TiKZ en asymptote.

Schakelingen werden getekend met CircuiTiKZ.

Al dit materiaal werd voorbereid op een GNU/Linux workstation.

De rechten op de handelsmerken vermeld in deze uitgaven zijn eigendom van hun respectieve eigenaars.

Nexperia gaf expliciete toestemming voor het gebruiken van de verpakkingsafbeeldingen.

Productie van deze tekst was mogelijk dankzij:



Dit werk is onderhevig aan het auteursrecht. Als je een gratis gebruiks- en distributielicentie wenst op dit werk (als student of als docent), stuur dan een e-mailbericht met je vraag aan de auteur (walter.daems@uantwerpen.be).

AE-2-2026-1.4

CONFIDENTIAL AND PROPRIETARY.

© 2026 Universiteit Antwerpen, Alle rechten voorbehouden.

Inhoudsopgave

2	Materiaaltechnologie: geleiders, halfgeleiders en isolatoren	1
3	Technologiedragers	7
4	Passieve Componenten	9
5	De halfgeleiderdiode	11
6	Bipolaire Junctietransistoren (BJTs)	15
7	Veldeffecttransistoren (FETs)	27
8	Operationele Versterkers (Opamps)	33
9	Instrumentatieversterkers	41

Materiaaltechnologie: geleiders, halfgeleiders en isolatoren

Oplossing 2.2.6-1:

We weten dat:

$N_C(1/\text{cm}^3)$	$N_V(1/\text{cm}^3)$	$E_g(\text{eV})$
2.81×10^{19}	1.04×10^{19}	1.1

Bijgevolg:

$$n_i^2 = pn = N_C N_V e^{-\frac{E_g}{kT}} = 9.6935 \times 10^{19} \text{ cm}^{-6}$$

$$\Leftrightarrow n_i = p_i = 9.8456 \times 10^9 / \text{cm}^3$$

Merk op dat deze waarde wat afwijkt van de $1 \times 10^{10} / \text{cm}^3$ die we doorgaans gebruiken. We gebruiken die afgeronde waarde (1) omwille van de eenvoud, (2) omille van het feit dat de waarde van n_i op zich niet zo belangrijk is, ze is immers sterk functie van de temperatuur (zoals we hieronder zullen aantonen). We zullen echter steeds silicium in gedopeerde vorm gebruiken, waardoor deze temperatuursafhankelijkheid quasi volledig verdwijnt.

Uit deze waarde kunnen we de constante B berekenen (die in de volgende formule staat):

$$n_i^2 = BT^3 e^{-\frac{E_g}{kT}}$$

Waaruit:

$$B = \frac{N_C N_V}{T^3} = 1.0824 \times 10^{31} \text{ cm}^{-6} / \text{K}^3$$

Deze waarde B laat ons toe om een schatting te maken van het aantal vrije gaten/elektronen bij de twee gevraagde temperaturen.

Bij 0°C:

$$n_i^2 = BT^3 e^{-\frac{E_g}{kT}} = 1.1165 \times 10^{18} \text{ cm}^{-6}$$

$$\Leftrightarrow n_i = p_i = 1.0566 \times 10^9 / \text{cm}^3$$

Merk op dat het aantal vrij elektronen/gaten gedaald is met ongeveer een factor 12!

Bij 100 °C:

$$n_i^2 = BT^3 e^{-\frac{E_g}{kT}} = 7.8222 \times 10^{23} \text{ cm}^{-6}$$

$$\Leftrightarrow n_i = p_i = 8.8443 \times 10^{11} / \text{cm}^3$$

Merk op dat het aantal vrij elektronen/gaten gestegen is ongeveer een factor 100!

In vergelijking met de atoomdichtheid van het kristalrooster zijn deze getallen nog steeds on-ooglijk klein. Een minimum aan atomen heeft een elektron verloren (dat naar de conductieband is geglipt) en heeft daarbij een gat in de plaats gekregen (dat ook kan wegglijpen naar een buuratoom via de conductieband).

Oplossing 2.2.6-2:

We weten dat:

$N_C (1/\text{cm}^3)$	$N_V (1/\text{cm}^3)$	$E_g (\text{eV})$
1.04×10^{19}	6×10^{18}	0.66

Bijgevolg:

$$n_i^2 = pn = N_C N_V e^{-\frac{E_g}{kT}} = 5.1012 \times 10^{26} \text{ cm}^{-6}$$

$$\Leftrightarrow n_i = p_i = 2.2586 \times 10^{13} / \text{cm}^3$$

Uit deze waarde kunnen we de constante B berekenen (die in de volgende formule staat):

$$n_i^2 = BT^3 e^{-\frac{E_g}{kT}}$$

Waaruit:

$$B = \frac{N_C N_V}{T^3} = 2.3111 \times 10^{30} \text{ cm}^{-6} / \text{K}^3$$

Deze waarde B laat ons toe om een schatting te maken van het aantal vrije gaten/elektronen bij de twee gevraagde temperaturen.

Bij 0 °C:

$$n_i^2 = BT^3 e^{-\frac{E_g}{kT}} = 3.1306 \times 10^{25} \text{ cm}^{-6}$$

$$\Leftrightarrow n_i = p_i = 5.5952 \times 10^{12} / \text{cm}^3$$

Bij 100 °C:

$$n_i^2 = BT^3 e^{-\frac{E_g}{kT}} = 1.4638 \times 10^{29} \text{ cm}^{-6}$$

$$\Leftrightarrow n_i = p_i = 3.8260 \times 10^{14} / \text{cm}^3$$

Oplossing 2.2.6-3:

We weten dat:

$N_C (1/\text{cm}^3)$	$N_V (1/\text{cm}^3)$	$E_g (\text{eV})$
4.7×10^{17}	7×10^{18}	1.424

Bijgevolg:

$$n_i^2 = pn = N_C N_V e^{-\frac{E_g}{kT}} = 3.9359 \times 10^{12} \text{ cm}^{-6}$$

$$\Leftrightarrow n_i = p_i = 1.9839 \times 10^6 / \text{cm}^3$$

Uit deze waarde kunnen we de constante B berekenen (die in de volgende formule staat):

$$n_i^2 = BT^3 e^{-\frac{E_g}{kT}}$$

Waaruit:

$$B = \frac{N_C N_V}{T^3} = 1.2185 \times 10^{29} \text{ cm}^{-6} / \text{K}^3$$

Deze waarde B laat ons toe om een schatting te maken van het aantal vrije gaten/elektronen bij de twee gevraagde temperaturen.

Bij 0 °C:

$$n_i^2 = BT^3 e^{-\frac{E_g}{kT}} = 1.3225 \times 10^{10} \text{ cm}^{-6}$$

$$\Leftrightarrow n_i = p_i = 1.1500 \times 10^5 / \text{cm}^3$$

Bij 100 °C:

$$n_i^2 = BT^3 e^{-\frac{E_g}{kT}} = 3.7058 \times 10^{17} \text{ cm}^{-6}$$

$$\Leftrightarrow n_i = p_i = 6.0875 \times 10^8 / \text{cm}^3$$

Oplossing 2.5-1:

De specifieke weerstand ρ van koper bedraagt $1.68 \times 10^{-8} \Omega \text{ m}$ bij kamertemperatuur. M.b.v. de wet van Pouillet

$$R = \rho \frac{l}{A}$$

met l de lengte van de geleider en A de oppervlakte van de draaddoorsnede, berekenen we de weerstand van beide leidingen, met de bijhorende spanningsval en vermogenverlies.

Parameter	A		Eenheid
	1.5 mm ²	2.5 mm ²	
R	0.224	0.1344	Ω
V	3.585	2.1504	V
P	57.344	34.406	W

Voor de berekening van de weerstand gebruikten we de wet van Ohm ($V = RI$) en het feit dat het vermogen verbruikt door een weerstand gelijk is aan $P = RI^2$.

Oplossing 2.5-2:

Voor aluminium bedraagt de specifieke weerstand $\rho = 2.65 \times 10^{-8} \Omega \text{ m}$. Dat wil zeggen dat alle waarden uit de oplossing van de vorige oefeningen met een factor $\rho_{\text{Al}}/\rho_{\text{Cu}} = 1.5774$ moeten geschaald worden.

Oplossing 2.5-3:

De temperatuurscoëfficiënt α van koper bedraagt $4.04 \times 10^{-3}/\text{K}$, waardoor Daardoor:

$$\rho_{333} = \rho_{293}(1 + \alpha \cdot (T - 293 \text{ K})) = 1.68 \times 10^{-8} \Omega \text{ m}(1 + 4.04 \times 10^{-3}/\text{K} \cdot 40 \text{ K}) = 1.9515 \Omega \text{ m}$$

Dat wil zeggen dat alle waarden uit de oplossing van de eerste oefening uit deze reeks geschaald moeten worden met een factor $\rho_{333}/\rho_{293} = 1.162$.

Oplossing 2.5-4:

Calcium scoort wat minder dan Aluminium op het vlak van geleidbaarheid. De smelttemperatuur ligt echter wat hoger, wat positief is. De massadichtheid is wat lager, wat positief is. Het is een materiaal dat vrij goed beschikbaar is op aarde. Het is wel wat duurder dan Aluminium. Deze elementen vind je nog eenvoudig in de cursus.

De grote problemen zijn echter

- de beperkte treksterkte, waardoor Calcium minder goed in staat is om zijn eigen gewicht te dragen, en
- de corrosieproducten (CaO en CaOH) die beide afschilferen tot poeder, waardoor het oxidatieproces blijft doorgaan, terwijl op aluminium een stabiele oxidelaag ontstaat die de zuurstof belet om het materiaal verder te oxideren.

Oplossing 2.6.2-1:

We deden dit al eerder en vinden op eenvoudige wijze dat:

$$n_i = p_i = N_V N_C e^{-\frac{E_g}{kT}} \approx 1 \times 10^{10}/\text{cm}^3$$

De geleidbaarheid die daaruit voortvloeit is:

$$\sigma = q(n_i \mu_n + p_i \mu_p) \approx 2.97 \mu\text{S}/\text{cm}$$

waarbij we zijn uitgegaan van $\mu_n = 1360 \text{ cm}^2/(\text{Vs})$ en $\mu_p = 495 \text{ cm}^2/(\text{Vs})$.

In vergelijking met de geleidbaarheid van koper ($\sigma_{\text{Cu}} = 596 \text{ kS}/\text{cm}$) is dit peanuts. De verhouding van beide bedraagt meer dan 2×10^{11} !

Oplossing 2.6.2-2:

Het Fermi-niveau kan opgelost worden uit de volgende vergelijking, die uitdrukt dat alle dopingsatomen geïoniseerd zijn (en dat hun aantal het intrinsiek geïoniseerde aantal sterk domineert).

$$\begin{aligned} N_D &= n_i e^{\frac{E_F - E_i}{kT}} \\ \Leftrightarrow E_F &= E_i + kT \ln \frac{N_D}{n_i} \\ &= E_i + 7.6297 \times 10^{-20} \text{ J} = E_i + 0.4762 \text{ eV} \end{aligned}$$

waarbij we veronderstelden dat $T = 300 \text{ K}$ en $n_i = 1 \times 10^{10}/\text{cm}^3$.

Het aantal vrij elektronen bedraagt (zoals we veronderstellen): $n = N_D$. Op basis van de massa-actiewet kunnen we ook het aantal vrij gaten berekenen:

$$p = \frac{n_i^2}{N_D} = 100/\text{cm}^3$$

De geleidbaarheid komt in dit materiaal quasi voor 100% door de elektronen:

$$\begin{aligned}\sigma &= q(n\mu_n + p\mu_p) \\ &= q\left(N_D\mu_n + \cancel{\frac{n_i^2}{N_D}}\mu_p\right) \\ &= 42.186 \text{ S/cm}\end{aligned}$$

waarbij we de waarden $\mu_n = 263.31 \text{ cm}^2/(\text{Vs})$ en $\mu_p = 96.451 \text{ cm}^2/(\text{volts})$ hebben berekend m.b.v. de formules van Caughey en Thomas.

In vergelijking met de geleidbaarheid van koper is dit nog steeds bijzonder laag (cfr. $\sigma_{\text{Cu}} = 596 \text{ kS/cm}$). Conclusie: zelfs gedopeerd silicium is nog steeds geen goede geleider.

Oplossing 2.6.2-3:

Het Fermi-niveau kan opgelost worden uit de volgende vergelijking, die uitdrukt dat alle doperingsatomen geïoniseerd zijn (en dat hun aantal het intrinsiek geïoniseerde aantal sterk domineert).

$$\begin{aligned}N_A &= n_i e^{\frac{E_i - E_F}{kT}} \\ \Leftrightarrow E_F &= E_i - kT \ln \frac{N_A}{n_i} \\ &= E_i - 7.6297 \times 10^{-20} \text{ J} = E_i - 0.4762 \text{ eV}\end{aligned}$$

waarbij we veronderstelden dat $T = 300 \text{ K}$ en $n_i = 1 \times 10^{10} / \text{cm}^3$.

Het aantal vrij gaten bedraagt (zoals we veronderstellen): $p = N_A$. Op basis van de massa-actiewet kunnen we ook het aantal vrij elektronen berekenen:

$$n = \frac{n_i^2}{N_A} = 100 / \text{cm}^3$$

De geleidbaarheid komt in dit materiaal quasi voor 100% door de gaten:

$$\begin{aligned}\sigma &= q(n\mu_n + p\mu_p) \\ &= q\left(\cancel{\frac{n_i^2}{N_A}}\mu_n + N_A\mu_p\right) \\ &= 15.453 \text{ S/cm}\end{aligned}$$

waarbij we de waarden $\mu_n = 263.31 \text{ cm}^2/(\text{Vs})$ en $\mu_p = 96.451 \text{ cm}^2/(\text{Vs})$ hebben berekend m.b.v. de formules van Caughey en Thomas. Merk op dat dit quasi een factor drie lager ligt dan in de vorige oefening: gaten zijn immers minder mobiel dan elektronen.

In vergelijking met de geleidbaarheid van koper is ook dit bijzonder laag (cfr. $\sigma_{\text{Cu}} = 596 \text{ kS/cm}$). Conclusie: zelfs gedopeerd silicium is nog steeds geen goede geleider.

Oplossing 2.7.3-1:

De doorslagspanning en de relatieve permittiviteit van PET liggen hoger dan die van PP. Dat pleit in het voordeel van de eerste.

Tip: als je ooit een dergelijke vergelijking moet maken, gooi de vraag dan even in je favoriete generatieve AI-tool (bv. ChatGPT, GPT-4, Bard, ...). De meerwaarde is niet zozeer de conclusie

die de tool maakt (doorgaans blijven ze nogal op de vlakte of trekken ze zelfs foute conclusies), maar wel de aspecten waarop de vergelijking wordt gemaakt. Je kan zo wel eens een aspect ontdekken dat je anders over het hoofd zou zien.

Oplossing 2.7.3-2:

Men heeft in het verleden deze technologie al uitgebreid onderzocht. Het is echter nooit tot een echt succes gekomen.

pros Water heeft een goede permittiviteit en een relatief hoge doorslagspanning.

cons De fundamentele problemen zijn echter dat (1) het water zuiver moet zijn (en blijven) en dat (2) water verdampt en daardoor sterk uitzet in volume bij hogere temperaturen. De logisch stap is om het water onder druk te zetten. Dit vraagt echter een (niet-geleidende) container die sterk genoeg is om de druk te weerstaan en die niet lekt, zodat er geen water (en druk ontsnapt), maar die ook geen onzuiverheden laat penetreren in het water (door eigen oxidatie of lekken).

Technologiedragers

Oplossing 3.1.6-1:

We starten met het aantal vierkanten te berekenen in een baan van 10 mil breed en een lengte van 10 cm.

$$n = \frac{l}{w} = \frac{10 \text{ cm}}{10e - 3 * 2.54 \text{ cm}} = 393.7$$

Hierdoor krijgen we een weerstand gelijk aan:

$$R = n \cdot R_{\square} = 393.7 \cdot 0.25 \text{ m}\Omega / \text{sq} = 98.425 \text{ m}\Omega$$

De spanningsval wordt hierdoor:

$$V = R \cdot I = 98.425 \text{ m}\Omega \cdot 1 \text{ A} = 98.425 \text{ mV}$$

Het energieverlies wordt hierdoor:

$$P = R \cdot I^2 = 98.425 \text{ mW}$$

Oplossing 3.1.6-2:

In een enkel koperproces hebben de koperbanen een dikte van 1.37 mil. We starten van de volgende vergelijking:

$$I = k \cdot (\Delta T)^{0.44} \cdot A^{0.725}$$

De temperatuursverhoging kan hieruit berekend worden als:

$$\Delta T = \sqrt[0.44]{\frac{I}{k A^{0.725}}} = 19.2 \text{ K}$$

waarbij $A = 1.37 \times 8 \text{ mil}^2$. Deze waarde geldt voor de binnenzijde ($k = 0.024$)

Aan de buitenzijde ($k = 0.048$) krijgen we een temperatuursverhoging van 4.0 K.

Oplossing 3.1.6-3:

In een enkel koperproces hebben de koperbanen een dikte d van 1.37 mil. We starten van de volgende vergelijking:

$$I = k \cdot (\Delta T)^{0.44} \cdot A^{0.725}$$

De nodige breedte W (in mil) kan hieruit berekend worden als:

$$W = \frac{1}{d} \sqrt[0.725]{\frac{I}{k \cdot (\Delta T)^{0.44}}} = 41.326 \text{ mil} = 0.105 \text{ cm}$$

Oplossing 3.1.6-4:

In de grafiek opgegeven in IPC2221A, zitten we in het geval 'externe geleiders, zonder coating, met hoogte > 3 050 m. Daar lezen we af dat we maximaal spanningen tot 30 V mogen toestaan.

Oplossing 3.1.6-5:

Merk op dat bij een netspanning van 230 V RMS, de maximale spanning eigenlijk $\sqrt{2}$ maal groter is, dus gelijk aan 325.27 V. We lezen af in de grafiek, opgegeven in IPC2221A, dat de tussenafstand minimaal 0.8 mm moet bedragen.

Passieve Componenten

Oplossing 4.2.2-1:

Het zijn allen carbonweerstand met een tolerantie van 5%. Van links naar rechts hebben we: 22 Ω , 39 Ω , 560 Ω , 150 Ω , 180 Ω , 68 Ω , 220 Ω , 470 Ω , 560 Ω , 820 Ω , 1.2 k Ω

Oplossing 4.2.2-2:

We lezen de volgende waarden af (van links naar rechts en boven naar onder): 0.1 Ω , 20 k Ω (x3), 5.6 Ω , 30.9 Ω , 150 Ω , 10 k Ω , 390 Ω , 150 Ω , 47 k Ω (x2)

Oplossing 4.3.2-1:

Van links naar rechts:

1. ELCO van 1 mF bruikbaar tot 50 V,
2. een keramische condensator van 100 nF met 20% tolerantie, bruikbaar van -30°C tot 85°C waarbij over het bereik de waarde tussen +22.0% en -56% varieert,
3. een PET (mylar) condensator van 100 nF met een tolerantie van 10% bruikbaar tot 250 V,
4. een keramische condensator van 2.2 nF, en
5. een ELCO van 10 μF bruikbaar tot 35 V.

Oplossing 4.3.2-2:

Van links naar rechts en onder naar boven: ELCO's met negatieve klem aan de kant van de zwarte halve maan (of de zwarte rechthoek), van

1. 10 μF , 100 V,
2. 100 μF , 100 V,
3. 220 μF , 100 V,
4. 3.3 μF , 400 V,
5. 33 μF , 100 V,
6. 6.8 μF , 400 V,
7. 2.2 μF , 400 V

Oplossing 4.4.2-1:

Het zijn allemaal bobijnspoelen. Van links naar rechts hebben we

- een volledig afgeschermd spoel van 47 μH

- een halfafgeschermdde spoel van $1\ \mu\text{H}$
- een halfafgeschermdde spoel van $10\ \mu\text{H}$
- niet-afgeschermdde spoel van $220\ \mu\text{H}$

De halfgeleiderdiode

Oplossing 5.1-1:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 5.1-2:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 5.1-3:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 5.1-4:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 5.2-1:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 5.2-2:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 5.2-3:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 5.3-1:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 5.3-2:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 5.3-3:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 5.3-4:

Controleer je grafiek zelf aan de hand van de vuistregel!

Oplossing 5.3-5:

Laat je grafiek controleren door een medestudent.

Oplossing 5.4-1:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 5.4-2:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 5.5-1:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 5.5-2:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 5.5-3:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 5.6-1:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 5.6-2:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 5.6-3:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 5.7-1:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 5.7-2:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 5.8.2-1:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 5.8.2-2:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 5.9.2-1:

De component met opschrift '1N4001' is de diode omdat het getal voor de N aangeeft hoeveel PN-juncties er in de component zitten. Bij een diode is dat er één.

Oplossing 5.9.2-2:

Het is een silicium (B) diode bedoeld als gelijkrichter (Y) met als onderdeelnummer 133.

Oplossing 5.9.2-3:

Het is een silicium (B) zenerdiode (Z) met een zenerspanning van 5.1 V, waardoor het een diode is waarin het zenereffect domineert.

Oplossing 5.10.1.7-1:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 5.10.1.7-2:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 5.10.1.7-3:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 5.10.1.7-4:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 5.10.1.7-5:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 5.10.1.7-6:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 5.10.1.7-7:

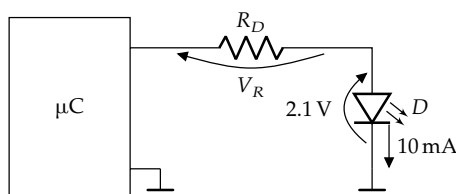
Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 5.10.2-1:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 5.10.2-2:

Een groene GaP fotodiode heeft een spanningsval van 2.1 V bij 20 mA. Indien we veronderstellen dat die niet sterk afwijkt bij 10 mA, dan krijgen we de volgende situatie:

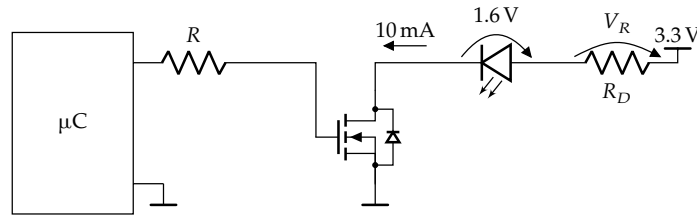


Hieruit kunnen we eenvoudig afleiden dat:

$$R_D = \frac{V_R}{I_D} = \frac{3.3 \text{ V} - 2.1 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 120 \Omega.$$

Oplossing 5.10.2-3:

Een rode GaAlAs fotodiode heeft een spanningsval van 1.6 V bij 20 mA. Indien we veronderstellen dat die niet sterk afwijkt bij 10 mA, dan krijgen we de volgende situatie door gebruik te maken van een enhancement MOSFET als buffer.



We veronderstellen hierbij dat we een MOSFET nemen waarvoor $V_t < 3.3 \text{ V}$ zodat deze transistor goed in geleiding komt indien de microcontroller de pin hoog zet.

De weerstand in serie met de gate wordt gekozen i.f.v. het beperken van de maximale gate stroom in compromis met de schakelsnelheid. We gaan hier niet in het bepalen van deze waarde. Wat ons hier interesseert is de waarde van weerstand in serie met de diode.

$$R_D = \frac{v_R}{I_D} = \frac{3.3 \text{ V} - R_{DS,on}}{10 \text{ mA}}$$

waarbij we de waarde van $R_{DS,on}$ opzoeken in de datasheet, berekenen a.d.h.v. een eenvoudig model, of simuleren m.b.v. SPICE.

Oplossing 5.10.3-1:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 5.10.3-2:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 5.10.3-3:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Bipolaire Junctietransistoren (BJTs)

Oplossing 6.2-1:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 6.2-2:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 6.2-3:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 6.3-1:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 6.3-2:

Schrijf je antwoord op en bezorg het aan je docent. Die kijkt het met veel plezier na.

Oplossing 6.4-1:

De tekening vind je in de figuur vermeld in de opgave.

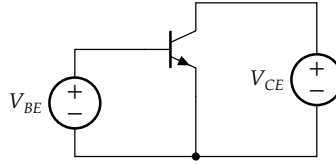
Betekenis van de parameters De Gummelgetallen geven de injectie-effectiviteit weer van de BE-junctie van de transistor. Hoe lager G_B is, hoe beter we minderheidsladingsdragers kunnen injecteren in de basis (wat gewenst is). Hoe lager G_E is, hoe meer minderheidsladingsdragers er geïnjecteerd worden in de emitter (wat niet gewenst is). We willen dus een lage G_B en een hoge G_E .

De parameters A_E en A_C zijn de oppervlaktes van de junctiedoorsnedes waardoor de stromen vloeien (van emitter en collector).

N_B is de acceptordopering van de basis, en V_A de Early-spanning.

De parameters W_{BE} en W_{BC} zijn de diktes van de depletiegebieden in de basis-emitter- en basis-collector-junctie, W_B de lengte van het basisgebied zonder de depletiegebieden.

De vermelde spanningen, zijn de spanning die we aanleggen aan de transistor, zoals hieronder getekend:



De temperatuur laat ons toe om de thermische spanning V_T te berekenen:

$$V_T = \frac{kT}{q} = \frac{1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K} \cdot 300 \text{ K}}{1.6 \times 10^{-19} \text{ C}} = 25.875 \text{ mV}$$

Dit betekent dat de collectorstroom ongeveer met een factor e zal toenemen als V_{BE} stijgt met dit bedrag (hierbij verwaarloosden we even de term -1 in de formule).

De stromen en hun verhouding We berekenen eerst de saturatiestromen:

$$I_S = A_E \frac{qn_i^2}{G_B} = 0.05 \times 10^{-6} \text{ m}^2 \frac{1.6 \times 10^{-19} \text{ C} (1 \times 10^{16} / \text{m}^3)^2}{4 \times 10^{19} \text{ m}^{-4}} = 2 \times 10^{-14} \text{ A}$$

$$I_{S,B} = A_E \frac{qn_i^2}{G_E} = 0.05 \times 10^{-6} \text{ m}^2 \frac{1.6 \times 10^{-19} \text{ C} (1 \times 10^{16} / \text{m}^3)^2}{8 \times 10^{21} \text{ m}^{-4}} = 10^{-16} \text{ A}$$

De collectorstroom bestaat uit elektronen die van de emitter in de basis geïnjecteerd worden en die quasi allemaal (zonder recombinatie) tot in de collector doorstromen.

De basisstroom bestaat uit gaten die van de basis in de emitter geïnjecteerd worden en die daar recombineren met het overtal vrije elektronen aanwezig in de emitter.

Hun waarden zijn:

$$I_C = I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) = 5.18 \text{ mA}$$

$$I_B = I_{S,B} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) = 25.9 \mu\text{A}$$

Merk op dat de term -1 verwaarloosbaar klein is.

De stroomversterking is eenvoudig uit te rekenen als:

$$\frac{I_C}{I_B} = \frac{G_E}{G_B} = 200$$

Volgens de Gummelgrafieken is deze waarde ongeveer geldig voor $0.5 \text{ V} \leq V_{BE} \leq 0.9 \text{ V}$.

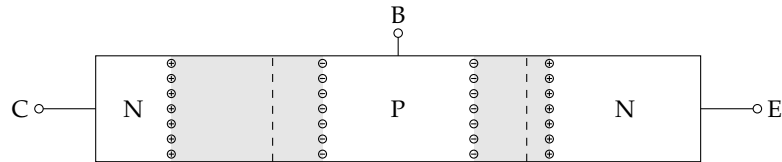
W_{BE} is veel kleiner dan W_{BC} omdat de (donor)dopingsconcentratie in de collector veel kleiner is dan de dopingsconcentratie in de emitter.

De capaciteitswaarden We berekenen vervolgens de depletiecapaciteit, voor de invers gepolariseerde BC-junctie:

$$C_{s,BE} = \frac{\epsilon_{Si} A_E}{W_{BE}} = \frac{11.68 \cdot 8.85 \times 10^{-12} \text{ F/m} \cdot 0.05 \times 10^{-6} \text{ m}^2}{121.4 \times 10^{-9} \text{ m}} = 42.6 \text{ pF}$$

$$C_{s,BC} = \frac{\epsilon_{Si} A_C}{W_{BC}} = \frac{11.68 \cdot 8.85 \times 10^{-12} \text{ F/m} \cdot 0.5 \times 10^{-6} \text{ m}^2}{1.4 \times 10^{-6} \text{ m}} = 36.9 \text{ pF}$$

De incrementele ladingen van deze depletiecapaciteiten werden aangegeven op de onderstaande figuur:



Vervolgens de diffusiecapaciteiten, die vooral belangrijk zijn bij voorwaartse polarisatie (in dit geval voor de BE-junctie):

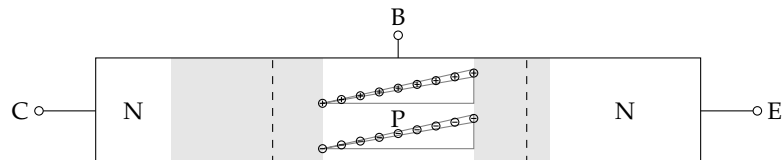
$$C_{f, BE} = \frac{qA_E W_B n_i^2 \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)}{2N_B V_T}$$

$$= \frac{1.6 \times 10^{-19} \text{ C} \cdot 0.05 \times 10^{-6} \text{ m}^2 \cdot 4 \times 10^{-6} \text{ m} \cdot (10^{16} / \text{m}^3)^2 \left(e^{\frac{0.6 \text{ V}}{25.875 \text{ mV}}} - 1 \right)}{2 \cdot 1 \times 10^{23} / \text{m}^3 \cdot 25.875 \text{ mV}} = 165.8 \text{ pF}$$

$$C_{f, BC} = \frac{qA_C W_B n_i^2 \left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1 \right)}{2N_B V_T}$$

$$= \frac{1.6 \times 10^{-19} \text{ C} \cdot 0.5 \times 10^{-6} \text{ m}^2 \cdot 4 \times 10^{-6} \text{ m} \cdot (10^{16} / \text{m}^3)^2 \left(e^{\frac{-4.32 \text{ V}}{25.875 \text{ mV}}} - 1 \right)}{2 \cdot 1 \times 10^{23} / \text{m}^3 \cdot 25.875 \text{ mV}} \approx 0 \text{ F}$$

De incrementele lading van de BE-diffusiecapaciteit werden aangegeven op de onderstaande figuur, waarbij de hoogte waarop de ladingen werden getekend niet overeenkomt met de fysieke locatie, maar wel overeenkomst met de bijdrage in de overtal-ladingendriehoek (die in grijs werd aangegeven). De positieve ladingen worden toegevoerd met de basisstroom (bovenste driehoek) en de negatieve ladingen met de geïnjecteerde emitter-elektronenstroom.



Oplossing 6.4-2:

Wat wijzigt is dat de collectorstroom nu als gatengroom geïnjecteerd wordt vanuit de emitter naar de basis en dat de basisstroom een elektronenstroom is die vanuit de basis in de emitter geïnjecteerd wordt om daar te recombineren met het gros aan vrije gaten ten gevolge van de acceptordopering van de emitter.

Oplossing 6.5-1:

In de tabel hieronder vind je de resultaten en werd ook genoteerd voor welke waarde van de collectorstroom deze factoren gelden:

Transistor	β_F	α_F	I_C
2N2222	100	0.9901	150 mA
BC557C	420	0.9976	-2 mA
TIP121	1000	0.9900	2 A

Merk op dat de waarden van h_{FE} niet gegeven worden in een bereik van V_{BE} , maar voor specifieke stroomwaarden (zie bv. de gegevens van de 2N2222). De reden hiervoor is dat de waarden in de datasheet het gevolg zijn van een statistische uitmiddeling over een groot aantal devices. De minimale waarden horen daardoor niet bij één enkele transistor, maar zijn een groepsgemiddelde. Aangezien dat we meestal een BJT (als we hem als versterker gebruiken) zullen instellen bij een specifieke waarde voor I_C is het belangrijk dat we een gegarandeerde minimale versterkingswaarde hebben voor die stroomwaarde.

De laatste transistor is een Darlingtonschakeling, waardoor je een veel hogere stroomversterking krijgt. Hierover later in de cursus meer!

Oplossing 6.5-2:

De stroomversterking stijgt met de temperatuur. Bij een BJT moet je dus vooral nakijken of je bij de laagste gebruikstemperatuur nog voldoende stroomversterking hebt.

De stroom versterking stijgt van A-, over B-, naar de C-variant. Indien de variantie van de parameters te groot is, gebeurt het dat fabrikanten de hele reeks aan componenten in aparte series opdelen, zodat na de productie een eenvoudige verterkingstest bepaalt of ze in klasse A, B of C verkocht worden.

Oplossing 6.7.3-1:

We zien de grafiek stijgen met toenemende collectorstroom, zoals we zouden verwachten volgens vergelijking (??). Moest er geen Kirk-effect zijn, dan zou de grafiek uitvlakken. We mogen dus aannemen dat de hoogste waarde ons een overschatting (te groot) voor τ_F oplevert, m.a.w. Voor de 2N2222A

$$\omega_T < \frac{1}{\tau_f}$$

$$\Leftrightarrow \tau_f < \frac{1}{\omega_T} = \frac{1}{2\pi \cdot 318 \text{ MHz}} = 500 \text{ ps}$$

waarbij we ervanuit gingen dat de curve piekt op een relatieve positie van 0.2 tussen de gridlijnen van 300 en 400, d.w.z.:

$$f_t = 300 \cdot \left(\frac{400}{300}\right)^{0.2} = 318 \text{ MHz}$$

Voor de BC547 lezen we af: $f_T \approx 360 \text{ MHz}$, dus:

$$\tau_f < \frac{1}{\omega_T} = \frac{1}{2\pi \cdot 360 \text{ MHz}} = 442 \text{ ps}$$

Oplossing 6.8.3-1:

We berekenen eerst de (trans)conductanties:

$$g_m = \frac{|I_C|}{V_T} = 400 \text{ mS}$$

$$r_\pi = \frac{h_{fe}}{g_m} = \frac{50}{400 \text{ mS}} = 125 \Omega$$

$$r_o = \frac{1}{h_{oe}} = 5 \text{ k}\Omega$$

waarbij we de waarde voor r_π en r_o beide onderschat hebben (we namen de waarde van 50 voor h_{fe} en $200 \mu\text{U}$ voor h_{oe}).

Voor de capaciteiten, weten we:

$$c_{\pi} = g_m \tau_F + C_{ibo}$$

$$c_{\mu} = C_{obo}$$

We zoeken de nodige waarden op in een datablad, bv. van OnSemi. We lezen:

$$C_{obo} = 8 \text{ pF (max)}$$

$$C_{ibo} = 25 \text{ pF (max)}$$

Deze waarden zijn natuurlijk enkel geldig bij de gestelde condities in het datablad, maar zijn een eerste goede schatting.

Verder leert de grafiek $f_T(I_C)$ ons dat $\tau_F \approx 500 \text{ ps}$, dus:

$$c_{\pi} \approx \frac{I_C}{V_T} \tau_F + C_{ibo} = 200 \text{ pF} + 25 \text{ pF} = 225 \text{ pF}$$

$$c_{\mu} = C_{obo} = 8 \text{ pF}$$

Oplossing 6.8.3-2:

We berekenen eerst de (trans)conductanties:

$$g_m = \frac{|I_C|}{V_T} = 80 \text{ mS}$$

$$r_{\pi} = \frac{h_{fe}}{g_m} = \frac{450}{80 \text{ mS}} = 5625 \Omega$$

$$r_o = \frac{1}{h_{oe}} = ?$$

We vinden geen waarde voor de uitgangsweerstand r_o of voor de uitgangsgedantieparameter h_{oe} .

Voor de capaciteiten weten we:

$$c_{\pi} = g_m \tau_F + C_{ibo}$$

$$c_{\mu} = C_{obo}$$

We zoeken de nodige waarden op in een datablad, bv. van OnSemi. We lezen af:

$$C_{obo} \approx 3 \text{ pF}$$

$$C_{ibo} > 10 \text{ pF}$$

Voor C_{ibo} nemen we als schatting 15 pF.

De gegevens voor f_T in dit datablad zijn tegenstrijdig. Op basis van de grafiek moeten we concluderen dat $f_T < 250 \text{ MHz}$, maar op basis van de tabel weten we dat f_T oploopt tot wel 320 MHz. Op basis hiervan kunnen we schatten dat $\tau_F \approx 500 \text{ ps}$, dus:

$$c_{\pi} \approx \frac{|I_C|}{V_T} \tau_F + C_{ibo} = 40 \text{ pF} + 15 \text{ pF} = 55 \text{ pF}$$

$$c_{\mu} = C_{obo} = 3 \text{ pF}$$

Oplossing 6.9.4-1:

Als de uitgangspin van de microcontroller laag is (0 V), staat de transistor af en vloeit er geen stroom.

We beschouwen nu de situatie waarbij de uitgangspin van de microcontroller hoog is (3.3 V), zodat de transistor voorwaarts gepolariseerd is en het operating point zich in het saturatiegebied bevindt.

De datasheet van Infineon leert ons dat de saturatie-spanning V_{CEsat} nominaal tussen de 90 mV en de 200 mV ligt. We nemen voor alle veiligheid $V_{CEsat} = 200 \text{ mV}$. Hieruit kunnen we R_L berekenen, want we weten dat:

$$\begin{aligned} V_{CC} &= V_{CEsat} + R_L I_C + 2.0 \text{ V} \\ \Leftrightarrow R_L &= \frac{V_{CC} - V_{CEsat} - 2.0 \text{ V}}{I_C} \\ &= \frac{5 \text{ V} - 0.2 \text{ V} - 2.0 \text{ V}}{20 \text{ mA}} = 130 \Omega \end{aligned}$$

Uit de datasheet halen we ook de voorwaartse stroomversterking (zie grafiek $h_{FE} = f(I_C)$ met de temperatuur als parameter). We schatten op basis van de grafiek: $\beta_F = 250$.

Helaas is dat niet de stroomversterking die optreedt indien de transistor in het saturatiegebied werkt. Op dat ogenblik is de stroomversterking gedaald tot ongeveer 20: Dit laat ons toe om de basisstroom te berekenen:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_F} = \frac{20 \text{ mA}}{20} = 1 \text{ mA}$$

We zitten dus tegen het maximum wat de microcontroller kan leveren.

Uit de datasheet halen we dat in saturatie de V_{BEsat} tussen de 700 mV en de 900 mV ligt. Uit de grafiek ($I_C = f(V_{BEsat})$ met de temperatuur als parameter) halen we bij 25°C dat $V_{BEsat} = 0.74 \text{ V}$.

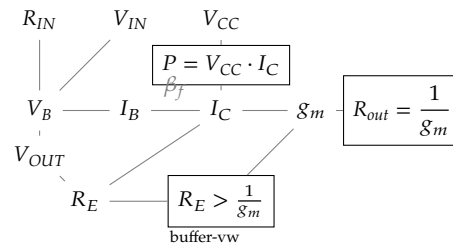
Dit laat toe om R_B te berekenen (die in serie staat met de bronweerstand R_{IN} van 50Ω . Samen-gevat:

$$\begin{aligned} V_{BEsat} + (R_B + R_{IN})I_B &= V_{IN} \\ \Leftrightarrow R_B &= \frac{V_{IN} - V_{BEsat}}{I_B} - R_{IN} \\ &= \frac{3.3 \text{ V} - 0.74 \text{ V}}{1 \text{ mA}} - 50 \Omega = 2510 \Omega \end{aligned}$$

Dat vervolledigt het ontwerp.

Oplossing 6.9.4-2:

Het onderstaande schema geeft het verband weer tussen de ontwerpvariabelen, de randvoorwaarden en de specificaties. Het zal onze gids zijn doorheen de berekeningen.



We veronderstellen dat $R_E \gg \frac{1}{g_m}$ en zullen dat op het einde controleren.

De specificatie voor de uitgangsimpedantie laat ons toe om g_m te berekenen:

$$\begin{aligned} R_{out} &= \frac{1}{g_m} \\ \Leftrightarrow g_m &= \frac{1}{R_{out}} = 100 \text{ mS} \end{aligned}$$

Dit legt onmiddellijk de benodigde collectorstroom vast, want bij kamertemperatuur:

$$g_m = -\frac{I_C}{V_T}$$

$$\Leftrightarrow I_C = -V_T \cdot g_m = -25 \text{ mV} \cdot 100 \text{ mS} = -2.5 \text{ mA}$$

We lezen in de datasheet van Nexperia dat de h_{FE} tussen de 125 en 800 ligt. Uit de grafiek $h_{FE} = f(I_C)$ met de temperatuur als parameter, schatten we dat bij kamertemperatuur en $I_C = -2.5 \text{ mA}$ we uitkomen bij $h_{FE} = 320$. Dat is onze voorwaartse stroomversterking β_F . Dit levert ons een basisstroom op van:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_F} = \frac{-2.5 \text{ mA}}{320} = -7.8 \mu\text{A}$$

Door dit te combineren met R_{IN} en V_{IN} , kunnen we V_B berekenen:

$$V_B = V_{IN} - R_{IN}I_B = 2.3 \text{ V} - 1 \text{ k}\Omega \cdot (-7.5 \mu\text{A}) = 2.31 \text{ V}$$

Verder combineren met de basis-emitter spanning V_{BE} laat ons nu toe om de uitgangsspanning te berekenen. We lezen in de datasheet in de grafiek $V_{BE} = f(I_C)$ met de temperatuur als parameter af dat $V_{BE} = -0.68 \text{ V}$.

Hierdoor:

$$V_{OUT} = V_B - V_{BE} = 2.31 \text{ V} + 0.68 \text{ V} = 2.99 \text{ V}$$

Hiermee is ook al de tweede deelvraag beantwoordt. Belangerijker nog, we kunnen nu ook R_E dimensioneren, want (als we veronderstellen dat $I_E \approx I_C$):

$$V_{OUT} = V_{CC} + R_E I_E$$

$$\Leftrightarrow R_E = \frac{V_{CC} - V_{OUT}}{-I_E} = \frac{5 \text{ V} - 2.99 \text{ V}}{2.5 \text{ mA}} = 804 \Omega$$

We controleren nu de buffer-voorwaarde:

$$R_E \stackrel{?}{>} \frac{1}{g_m}$$

$$804 \Omega \stackrel{!}{>} 10 \Omega$$

Deze voorwaarde is dus prima voldaan.

We berekenen ook nog eens de ingangsimpedantie van de levelshifter. Uit het formularium:

$$R_{in} = r + (R_E \parallel r_o)(1 + \beta_F)$$

De datasheet geeft ons geen informatie over de Early-spanning en bijgevolg kunnen we ook r_o niet inschatten. We weten echter dat bij alle courante transistoren $r_o \gg 1 \text{ k}\Omega$. De uitgangswaarde is bijgevolg verwaarloosbaar t.o.v. onze R_E .

Hierdoor:

$$R_{in} = r + R_E(1 + \beta_F)$$

$$= \frac{\beta_F}{g_m} + R_E(1 + \beta_F)$$

$$= 320 \cdot 10 \Omega + 804 \Omega \cdot 321 = 261 \text{ k}\Omega$$

Tot slot: hoeveel verbruikt de transistor?

De hele uitgangstrap (R_E en de transistor) gebruik samen

$$P_{tot} = -I_C \cdot V_{CC} = 2.5 \text{ mA} \cdot 5 \text{ V} = 12.5 \text{ mW}$$

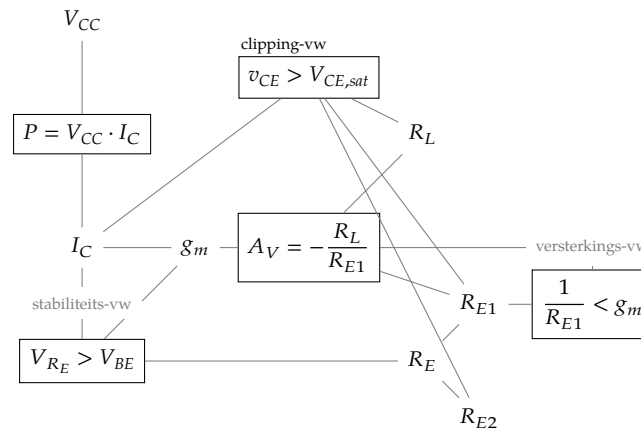
waarvan de transistor er een deel van opstoot, nl.

$$P_{tor} = I_C \cdot V_{CE} = -2.5 \text{ mA} \cdot (-2.99 \text{ V}) = 7.48 \text{ mW}$$

Dat ligt ruim binnen wat de transistor aankan (zie datasheet: $P_{\max} = 250 \text{ mW}$ bij kamertemperatuur).

Oplossing 6.9.4-3:

We zullen ons laten leiden door volgend diagram, dat de samenhang tussen de ontwerpvariabelen en de randvoorwaarden en specificaties weergeeft:



Vooraf: om een lineaire versterker te bouwen, willen we dat de transistor een werkpunt heeft in het midden van het lineaire gebied.

We gebruiken de datasheet van Fairchild Semiconductor. We werken voor het gemak met $V_T \approx 25 \text{ mV}$ wat ongeveer de waarde is bij kamertemperatuur.

We starten nu de ontwerpprocedure:

- Stap 1: We veronderstellen dat quasi alle vermogen zal verbruikt worden door de collectorstroom die door de transistor loopt. Aangezien de voedingsspanning V_{CC} gekend is en ook het toegelaten vermogenverbruik, weten we dat:

$$\begin{aligned} P &= V_{CC} \cdot I_C \\ \Leftrightarrow I_C &= \frac{P}{V_{CC}} = 0.5 \text{ mA} \end{aligned}$$

- Stap 2: Gegeven de collectorstroom, kennen we ook g_m :

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = 20 \text{ mS}$$

- Stap 3: De stabiliteitsvoorwaarde vraagt ons de spanning over R_E groter te nemen dan V_{BE} . We kiezen voor:

$$V_{R_E} = 1 \text{ V}$$

waaruit we R_E kunnen bepalen, nl.

$$R_E = \frac{V_{R_E}}{I_C} = 2 \text{ k}\Omega$$

- Stap 4: we splitsen nu R_E in twee delen om de vrijheid te hebben de versterking in te stellen:

$$R_{E1} = (1 - \alpha)R_E \quad (6.1)$$

$$R_{E2} = \alpha R_E \quad (6.2)$$

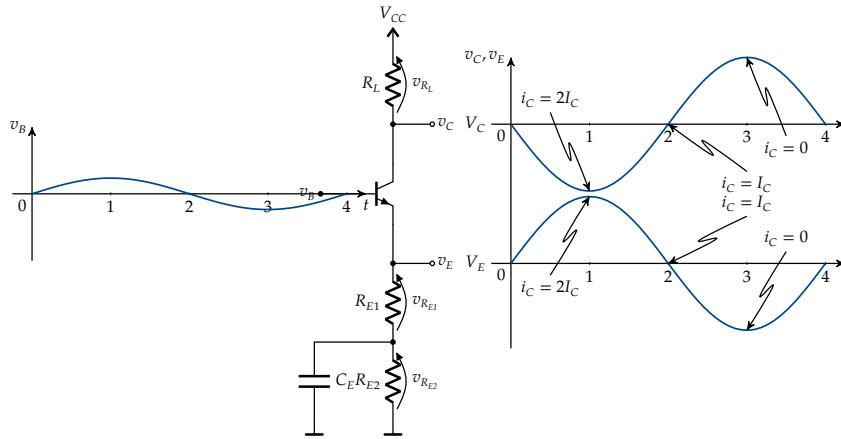
- Stap 5: we m.b.v. de versterkingswaarde R_L schrijven als functie van R_{E1} :

$$A_v = -\frac{R_L}{R_{E1}}$$

$$\Leftrightarrow R_L = -A_v R_{E1} = |A_v| R_{E1} \quad (6.3)$$

Uit de opgave weten we dat $A_v = 31.623$ (wat overeenkomt met 30 dB).

- Stap 6: vervolgens kunnen we de “no-clipping-voorwaarde” opstellen. Beschouw onderstaande figuur. Indien we een kleine wisselspanning v_B aanleggen aan de basis, dan zal de knoop v_C in tegenfase bewegen en de knoop v_E in fase. We tekenden het verloop van de potentialen op die knopen in grafiekjes naast de knoop.



We beschouwen nu verschillende tijdstippen:

- Op tijdstip 0 bevindt de transistor zich in zijn bias-punt, d.w.z. dat $i_C = I_C$ (de biasstroom). Datzelfde geldt voor tijdstippen 2 en 4.
- We veronderstellen dat hetingangssignaal net groot genoeg is opdat het hoogste punt van de curve van v_C zich net op de voedingspotentiala bevindt. Dat treedt op bij tijdstip 3. Dat wil zeggen dat de spanning over R_L gelijk is aan nul, en bijgevolg $i_C = 0$. Op datzelfde tijdstip maakt v_E een swing naar beneden.
- Op tijdstip 1, doet de tegengestelde situatie zich voor. De ingang is op zijn hoogste punt, waardoor ook v_E zijn hoogste punt bereikt, en v_C zijn dieptepunt. Omdat de golfvormen symmetrisch zijn (en het netwerk lineair), moet deze situatie zich voordoen als $i_C = 2I_C$.

Het verschil tussen de twee blauwe curves is de spanning v_{CE} die over de uitgang van de transistor staat. We willen zeker zijn dat die spanning groter blijft dan V_{CEsat} . Uit de datasheet weten we dat $V_{CEsat} \approx 30 \text{ mV}$ ¹ Dat is de ‘no-clipping-voorwaarde’. We starten van KVL op de uitgang, d.w.z.

$$V_{CC} = v_{R_{E1}} + v_{R_{E2}} + v_{CE} + v_{R_L}$$

$$\Leftrightarrow v_{CE} = V_{CC} - (v_{R_{E1}} + v_{R_{E2}} + v_{R_L})$$

¹Zie figuur 4 in de datasheet van Fairchild. Merk op dat figuur 4 foutieven eenheden bevat op de X-as. De eenheid is mA en niet A.

We schrijven nu de no-clipping-voorwaarde en werken deze verder uit

$$\begin{aligned}
 v_{CE} &= V_{CC} - (v_{R_{E1}} + v_{R_{E2}} + v_{R_L}) \geq V_{CEsat} \\
 \Leftrightarrow V_{CC} - (2I_C R_{E1} + I_C R_{E2} + 2I_C R_L) &\geq V_{CEsat} \\
 \Leftrightarrow V_{CC} - I_C (2R_{E1} + R_{E2} + 2R_L) &\geq V_{CEsat}
 \end{aligned}$$

Waarbij de term horende bij $v_{R_{E2}}$ geen coëfficiënt 2 kreeg omdat we veronderstellen dat de condensator de spanning over R_{E2} constant houdt op de waarde in het werkingpunt (d.w.z. wanneer $i_C = I_C$).

Tot slot elimineren we R_L op basis van (7.3), en vervangen we R_{E1} en R_{E2} op basis van hun relatie met R_E (zie (6.1) en (6.2)):

$$\begin{aligned}
 V_{CC} - I_C (2R_{E1} + R_{E2} + 2|A_v| R_{E1}) &\geq V_{CEsat} \\
 \Leftrightarrow V_{CC} - I_C (2(1 + |A_v|) R_{E1} + R_{E2}) &\geq V_{CEsat} \\
 \Leftrightarrow V_{CC} - I_C (2(1 + |A_v|)(1 - \alpha) R_E + \alpha R_E) &\geq V_{CEsat} \\
 \Leftrightarrow V_{CC} - I_C R_E (2(1 + |A_v|)(1 - \alpha) + \alpha) &\geq V_{CEsat} \\
 \Leftrightarrow V_{CC} - I_C R_E (2(1 + |A_v|) - (1 + 2|A_v|)\alpha) &\geq V_{CEsat}
 \end{aligned}$$

We halen nu uit deze ongelijkheid α :

$$\alpha \geq \frac{2(1 + |A_v|) - (\frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{I_C R_E})}{1 + 2|A_v|} = \frac{65.246 - 9.965}{64.246} = 0.8605$$

Dit leidt tot de conclusie dat:

$$\begin{aligned}
 R_{E1} &= (1 - \alpha) \cdot 2 \text{ k}\Omega = 279.1 \Omega \\
 R_{E2} &= \alpha \cdot 2 \text{ k}\Omega = 1.721 \text{ k}\Omega \\
 R_L &= A_v \cdot R_{E1} = 8.830 \text{ k}\Omega
 \end{aligned}$$

Merk op dat R_L al een vrij grote waarde krijgt. De uitgangsweerstand van de transistor gaat zich mogelijk mengen in de versterking. Gelukkig zien we op grafiek 1 in de datasheet dat de helling van collectorstroom in het lineaire gebied voor stromen kleiner dan 10 mA quasi onbestaande is. Bijgevolg zal de transistor in dat geval een hoge uitgangsweerstand hebben. Merk ook op dat die grafiek vermoedelijk nog met de hand getekend werd (en naar ik meen te mogen veronderstellen op een maandag na een weekend met teveel feestvreugde).

We controleren nog even de versterkingsvoorwaarde, m.n.

$$\frac{1}{R_{E1}} < g_m \quad \Leftrightarrow \quad 3.58 \text{ mS} < 20 \text{ mS}$$

De voorwaarde is inderdaad voldaan.

- Stap 7: we moeten nu nog enkel de spanningsdeler aan de ingang dimensioneren. We veronderstellen hierbij dat we maar een fractie van het vermogen dat we verbruiken in de uitgangstrap van de transistor gebruiken in de deler. Typisch nemen we 1/100ste.

$$I_{R1,R2} = \frac{1}{100} \frac{P}{I_C} = 5 \mu\text{A}$$

Hierdoor weten we:

$$R_1 + R_2 = 200 \text{ k}\Omega$$

We weten dat de DC-potentiaal aan de gate gelijk moet zijn aan:

$$V_B = V_{R_E} + V_{BE} = 1 \text{ V} + 0.63 \text{ V} = 1.63 \text{ V}$$

waarbij we de V_{BE} geschat hebben op basis van figuur 2 in de datasheet. Op basis van de datasheet weten we dat $110 \leq h_{FE} \leq 800$.² We zullen zien dat in onze schakeling de actuele waarde niet zo'n rol speelt. We nemen $h_{FE} = 150$, waardoor $I_B = 3.33 \mu\text{A}$.

Tot slot weten we dat:

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} - I_B \cdot \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (6.4)$$

Om hier vlot de individuele weerstanden R_1 en R_2 uit te halen, stellen we

$$\begin{aligned} \frac{R_2}{R_1 + R_2} &= \beta \\ \frac{R_1}{R_1 + R_2} &= 1 - \beta \end{aligned}$$

Hierdoor kunnen we (6.4) herschrijven als:

$$\begin{aligned} V_B &= \beta V_{CC} - I_B \cdot \beta(1 - \beta)(R_1 + R_2) \\ \Leftrightarrow I_B(R_1 + R_2)\beta^2 - [I_B(R_1 + R_2) - V_{CC}]\beta - V_B &= 0 \end{aligned}$$

Dit is een kwadratische vergelijking in β , waaruit we vinden:

$$\beta = \left\langle \begin{array}{l} -29.1677 \\ 0.1677 \end{array} \right.$$

Enkel de positieve waarde heeft zin, vandaar:

$$\begin{aligned} R_1 &= (1 - \beta) \cdot 200 \text{ k}\Omega = 165.5 \text{ k}\Omega \\ R_2 &= \beta \cdot 200 \text{ k}\Omega = 34.5 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

Dit maakt ons ontwerp helemaal volledig.

²De 547 komt in verschillende varianten, A, B, C met steeds toenemende stroomversterking in dit bereik, bv. typisch $110 \leq h_{FE,A} \leq 110$, $200 \leq h_{FE,B} \leq 450$ en $420 \leq h_{FE,C} \leq 800$.

Veldeffecttransistoren (FETs)

Oplossing 7.2-1:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 7.2-2:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 7.2-3:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 7.3.2.3-1:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 7.3.2.3-2:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 7.3.2.3-3:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 7.3.2.3-4:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 7.3.2.3-5:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 7.3.2.3-6:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 7.3.2.3-7:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 7.3.2.3-8:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 7.3.2.3-9:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 7.4-1:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 7.5-1:

Zoek zelf het antwoord in de cursus.

Oplossing 7.5-2:

Indien je een goed begrip hebt van dit *breakdown* mechanisme, schrijf het dan neer en stuur het naar de docent van deze cursus.

Oplossing 7.8.4-1:

De datasheet van Infineon leert ons (uit de grafiek die R_{DSon} weergeeft i.f.v. I_D met V_{GS} als parameter), dat

$$R_{DSon} \approx 2.5 \Omega$$

Hieruit kunnen we R_L berekenen, want we weten dat:

$$\begin{aligned} V_{DD} &= R_{DSon} I_D + R_L I_D + 2.1 \text{ V} \\ \Leftrightarrow R_{DSon} + R_L &= \frac{V_{DD} - 2.1 \text{ V}}{I_D} \\ \Leftrightarrow R_L &= \frac{V_{DD} - 2.1 \text{ V}}{I_D} - R_{DSon} \\ &= \frac{5 \text{ V} - 2.1 \text{ V}}{5 \text{ mA}} - 2.5 \Omega = 577.5 \Omega \approx 5K6 \end{aligned}$$

De datasheet geeft geen informatie over de maximale gate-stroom I_{GM} . We zouden kunnen overwegen om de kortsluitstroom verder te beperken (van de 66 mA die 3.3 V levert over 50Ω tot 1 mA), door tussen de pin en de gate van de MOSFET een weerstand te plaatsen van:

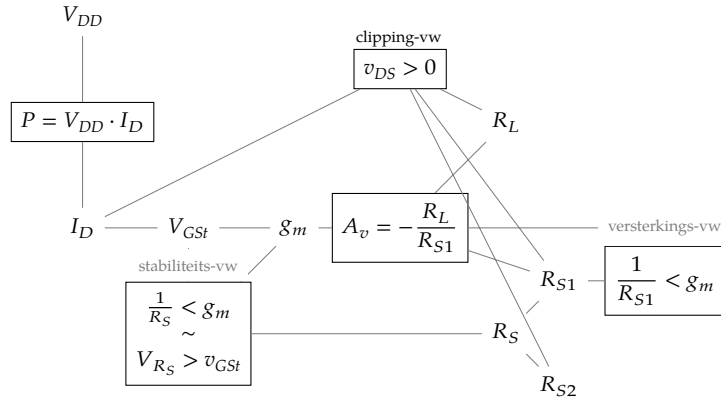
$$\begin{aligned} R_G &= \frac{3.3 \text{ V}}{1 \text{ mA}} - R_{out} \\ &= 3.3 \text{ k}\Omega - 50 \Omega = 3250 \Omega \end{aligned}$$

Dit zal vanzelfsprekend ook de schakelsnelheid wat vertragen. Als de LED gebruikt wordt als indicatorlamp (voor interpretatie door mensen), dan zal de vertraging irrelevant zijn. Indien de LED gebruikt wordt als lichtbron voor een optische data-link, dan is de vertraging wel relevant. De tijdsconstante kan berekend worden als:

$$\tau = (R_G + R_{out}) \cdot C_{iss} = 3.3 \text{ k}\Omega \cdot 50 \text{ pF} \approx 0.166 \mu\text{s}$$

Oplossing 7.8.4-2:

We zullen ons laten leiden door volgend diagram, dat de samenhang tussen de ontwerpvariabelen en de randvoorwaarden en specificaties weergeeft:



Vooraf: om een lineaire versterker te bouwen, willen we dat de transistor een werkingpunt heeft in het midden van het saturatiegebied. We kunnen dus ook de stroomvergelijking gebruiken voor het saturatiegebied:

$$i_D = K \frac{v_{GSt}^2}{2}$$

Merk op dat we de parameter m die normaal in de noemer staat bij hebben opgenomen in de parameter K , waardoor $K = \mu \frac{\epsilon_{ox}}{t_{oxe}} \frac{W}{mL}$.

We gebruiken de datasheet van Nexperia. De waarde van K kunnen we uit de datasheet van de BSS138 halen, door waarden af te lezen in de uitgangskarakteristiek (in het saturatiegebied) en K op basis hiervan te schatten. We weten uit de datasheet dat $V_t = 1$ V.

v_{GS} (V)	v_{GSt} (V)	i_D (A)	$K = \frac{2i_D}{v_{GSt}^2}$ (A/V ²)
2.9	1.9	0.17	0.0941
3.2	2.2	0.24	0.0991
3.5	2.5	0.31	0.0992
4.0	3	0.455	0.1011

Hieruit concluderen we: $K \approx 0.1$ A/V².

We starten nu de ontwerpprocedure:

- Stap 1: We veronderstellen dat quasi alle vermogen zal verbruikt worden door de transistor (en dus het gevolg zal zijn van de drainstroom die de transistor geleidt). Aangezien de voedingsspanning V_{DD} gekend is en ook het toegelaten vermogenverbruik, weten we dat:

$$P = V_{DD} \cdot I_D$$

$$\Leftrightarrow I_D = \frac{P}{V_{DD}} = 1 \text{ mA}$$

- Stap 2: Om g_m te kunnen berekenen, bepalen we eerst de V_{GSt} die we nodig hebben om een drainstroom I_D te kunnen laten vloeien. We weten dat:

$$I_D = K \frac{V_{GSt}^2}{2}$$

$$\Leftrightarrow V_{GSt} = \sqrt{\frac{2I_D}{K}} = 0.1414 \text{ V}$$

Hieruit bepalen we g_m :

$$g_m = \frac{2I_D}{V_{GS1}} = 14.14 \text{ mS}$$

- Stap 3: De stabiliteitsvoorwaarde vraagt ons een waarde voor V_{R_S} te nemen die significant groter is dan V_{GS1} . We kiezen bv. voor:

$$V_{R_S} = 1 \text{ V}$$

waaruit we R_S kunnen bepalen, nl.

$$R_S = \frac{V_{R_S}}{I_D} = 1 \text{ k}\Omega$$

- Stap 4: we splitsen nu R_S in twee delen om de vrijheid te hebben de versterking in te stellen:

$$R_{S1} = (1 - \alpha)R_S \quad (7.1)$$

$$R_{S2} = \alpha R_S \quad (7.2)$$

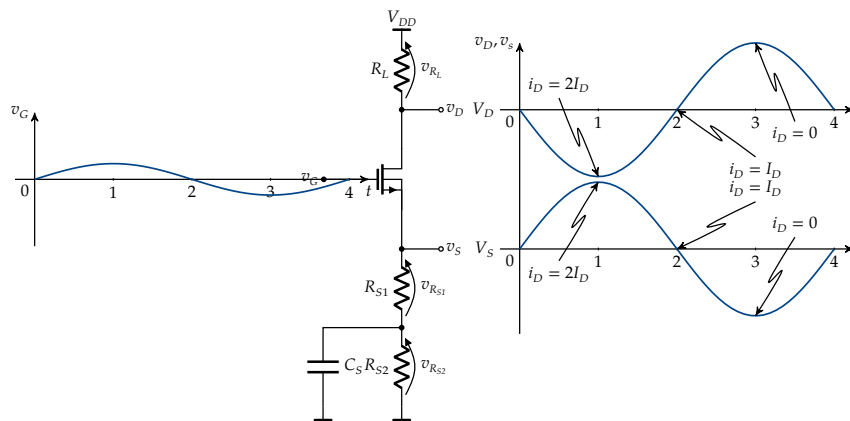
- Stap 5: we m.b.v. de versterkingswaarde R_L schrijven als functie van R_{S1} :

$$A_v = -\frac{R_L}{R_{S1}} \quad (7.3)$$

$$\Leftrightarrow R_L = -A_v R_{S1} = |A_v| R_{S1}$$

Uit de opgave weten we dat $A_v = 10$ (wat overeenkomt met 20 dB).

- Stap 6: vervolgens kunnen we de “no-clipping-voorwaarde” opstellen. Beschouw onderstaande figuur. Indien we een kleine wisselspanning v_G aanleggen aan de gate, dan zal de knoop v_D in tegenfase bewegen en de knoop v_S in fase. We tekenden het verloop van de potentialen op die knopen in grafiekjes naast de knoop.



We beschouwen nu verschillende tijdstippen:

- Op tijdstip 0 bevindt de transistor zich in zijn bias-punt, d.w.z. dat $i_D = I_D$ (de biasstroom). Datzelfde geldt voor tijdstippen 2 en 4.
- We veronderstellen dat hetingangssignaal net groot genoeg is opdat het hoogste punt van de curve van v_D zich net op de voedingspotentiala bevindt. Dat treedt op bij tijdstip 3. Dat wil zeggen dat de spanning over R_L gelijk is aan nul, en bijgevolg $i_D = 0$. Op datzelfde tijdstip maakt v_S een swing naar beneden.

- Op tijdstip 1, doet de tegengestelde situatie zich voor. De ingang is op zijn hoogste punt, waardoor ook v_S zijn hoogste punt bereikt, en v_D zijn dieptepunt. Omdat de golfvormen symmetrisch zijn (en het netwerk lineair), moet deze situatie zich voordoen als $i_D = 2I_D$.

Het verschil tussen de twee blauwe curves is de spanning v_{DS} die over de uitgang van de transistor staat. We willen zeker zijn dat die spanning groter blijft dan 0. Dat is de 'no-clipping-voorwaarde'. We starten van KVL op de uitgang, d.w.z.

$$\begin{aligned} V_{DD} &= v_{R_{S1}} + v_{R_{S2}} + v_{DS} + v_{R_L} \\ \Leftrightarrow v_{DS} &= V_{DD} - (v_{R_{S1}} + v_{R_{S2}} + v_{R_L}) \end{aligned}$$

We schrijven nu de no-clipping-voorwaarde en werken deze verder uit

$$\begin{aligned} v_{DS} &= V_{DD} - (v_{R_{S1}} + v_{R_{S2}} + v_{R_L}) \geq 0 \\ \Leftrightarrow V_{DD} - (2I_D R_{S1} + I_D R_{S2} + 2I_D R_L) &\geq 0 \\ \Leftrightarrow V_{DD} - I_D(2R_{S1} + R_{S2} + 2R_L) &\geq 0 \end{aligned}$$

Waarbij de term horende bij $v_{R_{S2}}$ geen coëfficiënt 2 kreeg omdat we veronderstellen dat de condensator de spanning over R_{S2} constant houdt op de waarde in het werkingspunt (d.w.z. wanneer $i_D = I_D$).

Tot slot elimineren we R_L op basis van (7.3), en vervangen we R_{S1} en R_{S2} op basis van hun relatie met R_S (zie (7.1) en (7.2)):

$$\begin{aligned} V_{DD} - I_D(2R_{S1} + R_{S2} + 2|A_v|R_{S1}) &\geq 0 \\ \Leftrightarrow V_{DD} - I_D(2(1 + |A_v|)R_{S1} + R_{S2}) &\geq 0 \\ \Leftrightarrow V_{DD} - I_D(2(1 + |A_v|)(1 - \alpha)R_S + \alpha R_S) &\geq 0 \\ \Leftrightarrow V_{DD} - I_D R_S(2(1 + |A_v|)(1 - \alpha) + \alpha) &\geq 0 \\ \Leftrightarrow V_{DD} - I_D R_S(2(1 + |A_v|) - (1 + 2|A_v|)\alpha) &\geq 0 \end{aligned}$$

We halen nu uit deze ongelijkheid α :

$$\alpha \geq \frac{2(1 + |A_v|) - \frac{V_{DD}}{I_D R_S}}{1 + 2|A_v|} = \frac{22 - 10}{21} = \frac{12}{21}$$

Dit leidt tot de conclusie dat:

$$\begin{aligned} R_{S1} &= (1 - \alpha) \cdot 1 \text{ k}\Omega = 428.6 \Omega \\ R_{S2} &= \alpha \cdot 1 \text{ k}\Omega = 571.4 \Omega \\ R_L &= A_v \cdot R_{S1} = 5714 \Omega \end{aligned}$$

We controleren nog even de versterkingsvoorwaarde, m.n.

$$\frac{1}{R_{S1}} < g_m \Leftrightarrow 1.75 \text{ mS} < 14.14 \text{ mS}$$

De voorwaarde is inderdaad voldaan.

- Stap 7: we moeten nu nog enkel de spanningsdeler aan de ingang dimensioneren. We veronderstellen hierbij dat we maar een fractie van het vermogen dat we verbruiken in de uitgangstrap van de transistor gebruiken in de deler. Typisch nemen we 1/100ste.

$$I_{R1,R2} = \frac{1}{100} \frac{P}{V_{DD}} = 10 \mu\text{A}$$

Hierdoor weten we:

$$R_1 + R_2 = 1 \text{ M}\Omega$$

We weten dat de DC-potentiaal aan de gate gelijk moet zijn aan:

$$V_G = V_{R_S} + V_{GS} = V_{R_S} + V_{GS_t} + V_t = 2.1414 \text{ V}$$

Hierdoor weten we:

$$R_2 = \frac{2.1414}{10} 1 \text{ M}\Omega = 214.14 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 1 \text{ M}\Omega - R_2 = 885.86 \text{ k}\Omega$$

Dit maakt ons ontwerp helemaal volledig.

Operationele Versterkers (Opamps)

Oplossing 8.3.5-1:

$$v_{CM} = 7.8 \text{ V}$$

$$v_{DM} = 0.2 \text{ V}$$

Oplossing 8.3.5-2:

$$v_p = 3.21 \text{ V}$$

$$v_n = 3.15 \text{ V}$$

Oplossing 8.3.5-3:

$$A_{ol} = 10^{\frac{95}{20}} = 56\,234$$

$$A_{cm,dB} = 95 \text{ dB} - 85 \text{ dB} = 10 \text{ dB} \Rightarrow A_{CM} = 10^{\frac{10}{20}} = 3.162\,3$$

Oplossing 8.3.5-4:

Snelle berekening

We veronderstellen voor de eenvoud dat A_{ol} voldoende groot is om te mogen veronderstellen dat de opamp zorgt voor een virtuele equipotentiaal. De ingangsspanning zorgt dus voor een (diferentiële mode) uitgangsspanning van

$$v_{OUT} = -\frac{R_2}{R_1} v_{IN} = -\frac{15 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} \cdot 0.5 \text{ V} = -7.5 \text{ V}$$

Omwille van de equipotentiaal is $v_p = v_n = 0$ wat wil zeggen dat de opamp geen common-mode spanning ervaart aan de ingangsklemmen. Bijgevolg is er ook geen effect aan de uitgang.

Nauwkeurige berekening

We kunnen voor deze schakeling de volgende vergelijkingen noteren:

$$\begin{cases} v_p = 0 \text{ V} \\ v_n = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_{IN} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_{OUT} \\ v_{OUT} = A_{ol}(v_p - v_n) + A_{CM} \frac{v_p + v_n}{2} \end{cases}$$

We vereenvoudigen dit stelsel:

$$\begin{cases} v_n = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_{IN} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_{OUT} \\ v_{OUT} = v_n \left(\frac{A_{CM}}{2} - A_{ol} \right) \end{cases}$$

We substitueren vervolgens de eerste in de tweede vergelijking en bekomen zo:

$$\begin{aligned} v_{OUT} &= \left(\frac{A_{CM}}{2} - A_{ol} \right) \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} v_{IN} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_{OUT} \right) \\ \Leftrightarrow v_{OUT} &= \frac{R_2 \left(\frac{A_{cm}}{2} - A_{ol} \right)}{R_1 + R_2 - R_1 \left(\frac{A_{cm}}{2} - A_{ol} \right)} v_{IN} \end{aligned}$$

Omdat de derde term van de noemer veel groter is dan de eerste twee termen kunnen we deze formule alweer vereenvoudigen tot de differentiële mode formule die we eerder gebruikten. We kunnen echter ook de exacte uitgangsspanning bepalen door alle gegevens in te vullen. We bekomen op die manier:

$$v_{OUT} = -7.4979 \text{ V}$$

De conclusie is dat de CMRR niet doorweegt in een inverterende opamp schakeling. De afwijking t.o.v. het eerder bereikte resultaat is trouwens hoofdzakelijk het gevolg van het feit dat A_{ol} eindig is en niet van de CMRR. Indien we zouden veronderstellen dat $A_{cm} = 0$, dan zou de uitgangsspanning nog steeds -7.4979 V bedragen.

We hadden in deze oefening geen gegevens over de voedinsspanning. We moeten vanzelfsprekend kunnen garanderen dat de spanning binnen het voedingsbereik ligt, anders zal de opamp in saturatie werken (d.w.z. $v_{OUT} = V^-$).

Oplossing 8.3.5-5:

Snelle berekening

We veronderstellen voor de eenvoud dat A_{ol} voldoende groot is om te mogen veronderstellen dat de opamp zorgt voor een virtuele equipotentiaal. De ingangsspanning zorgt dus voor een (diferentiële mode) uitgangsspanning van

$$v_{OUT,DM} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) v_{IN} = \left(1 + \frac{15 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} \right) \cdot 0.5 \text{ V} = 8 \text{ V}$$

Omwille van de equipotentiaal is $v_p = v_n = v_{IN}$ wat wil zeggen dat de opamp de ingangsspanning ziet als common-mode spanning. Deze zal versterkt worden via A_{cm} naar de uitgang als:

$$v_{OUT,CM} = A_{cm} \cdot v_{IN} = 3.1623 \cdot 0.5 \text{ V} = 1.5811 \text{ V}$$

Bijgevolg:

$$v_{OUT} = v_{OUT,DM} + v_{OUT,CM} = 9.5811 \text{ V}$$

Een schokkend resultaat. Maar vooral: een fout resultaat! Je kan de common mode en differentiële mode niet zomaar afzonderlijk bekijken, zoals we hierboven deden. De nauwkeurige berekening hieronder, toont het correcte resultaat.

Nauwkeurige berekening

We kunnen voor deze schakeling de volgende vergelijkingen noteren:

$$\begin{cases} v_p = v_{IN} \\ v_n = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_{OUT} \\ v_{OUT} = A_{ol}(v_p - v_n) + A_{CM} \frac{v_p + v_n}{2} \end{cases}$$

We vereenvoudigen dit stelsel:

$$\begin{cases} v_n = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_{OUT} \\ v_{OUT} = A_{ol}(v_{IN} - v_n) + A_{CM} \frac{v_{IN} + v_n}{2} = (v_{IN} - v_n) \left(A_{ol} + \frac{A_{CM}}{2} \right) \end{cases}$$

We substitueren vervolgens de eerste in de tweede vergelijking en bekomen zo:

$$\begin{aligned} v_{OUT} &= (v_{IN} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_{OUT}) \left(A_{ol} + \frac{A_{CM}}{2} \right) \\ \Leftrightarrow v_{OUT} &= \frac{(R_1 + R_2) \left(A_{ol} + \frac{A_{CM}}{2} \right)}{R_1 + R_2 + R_1 \left(A_{ol} + \frac{A_{CM}}{2} \right)} v_{IN} \end{aligned}$$

Omdat de derde term van de noemer veel groter is dan de eerste twee termen kunnen we deze formule alweer vereenvoudigen tot de differentiële mode formule die we eerder gebruikten. We kunnen echter ook de exacte uitgangsspanning bepalen door alle gegevens in te vullen. We bekomen op die manier:

$$v_{OUT} = 7.9977 \text{ V}$$

Dit resultaat werkt niet zo sterk af van wat we eerder berekenden. Is CMRR dan niet belangrijk? Jawel. De aanvaardbare resultaten die we hier berekend hebben zijn het gevolg van een redelijke CMRR (d.w.z. een voldoende hoge waarde). Het belang van een goede CMRR komt pas goed tot uiting indien we een verschilspanning willen versterken van twee spanningen met een grote common mode en een kleine differentiële mode, zoals we die in de theoretische behandeling van de verschilversterker zagen. We zullen er het hele volgende hoofdstuk over instrumentatieversterkers aan wijden.

De conclusie is dat de CMRR ook (tegenintuïtief) niet zo sterk doorweegt in een inverterende opamp schakeling. De afwijking t.o.v. het eerder bereikte resultaat is trouwens ook deze keer hoofdzakelijk het gevolg van het feit dat A_{ol} eindig is en niet van de CMRR. Indien we zouden veronderstellen dat $A_{cm} = 0$, dan zou de uitgangsspanning nog steeds -7.9977 V bedragen.

We hadden in deze oefening geen gegevens over de voedinsspanning. We moeten vanzelfsprekend kunnen garanderen dat de spanning binnen het voedingsbereik ligt, anders zal de opamp in saturatie werken (d.w.z. $v_{OUT} = V^+$).

Oplossing 8.3.5-6:

We weten dat een $PSRR_{dB}$ van 75 dB overeenkomt met een onderdrukkingsfactor van

$$PSRR = 10^{\frac{PSRR_{dB}}{20}} = 5623.4$$

We maken de redenering verder af:

$$PSRR = \frac{\Delta(V^+ - V^-)}{\Delta v_{OUT}}$$

$$\Leftrightarrow \Delta v_{OUT} = \frac{\Delta(V^+ - V^-)}{PSRR} = \frac{200 \text{ mV}}{5623.4} = 35.567 \mu\text{V}$$

Merk op dat de gevonden $PSRR$ -waarde overeenkomt met een $PSL = 177.83 \mu\text{V/V}$.

Oplossing 8.4.2-1:

De versterking van de versterker kunnen we berekenen als:

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{120 \text{ k}\Omega}{4.7 \text{ k}\Omega} = 26.532 \sim 28.475 \text{ dB}$$

We bepalen vervolgens de terugkoppelfactor

$$B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0.03769$$

De bandbreedte wordt bepaald door het GBP en de terugkoppelfactor B :

$$f_{-3\text{dB}} = B \cdot GBP = 0.03769 \cdot 2 \text{ MHz} = 75.381 \text{ kHz}$$

Oplossing 8.4.2-2:

De versterking van de versterker kunnen we berekenen als:

$$A = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{92 \text{ k}\Omega}{1.8 \text{ k}\Omega} = -51.111 \sim 34.170 \text{ dB (inverterend)}$$

We bepalen vervolgens de terugkoppelfactor

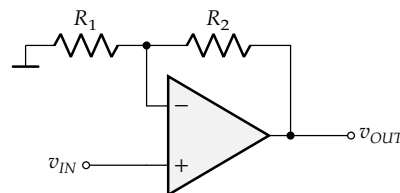
$$B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0.01919$$

De bandbreedte wordt bepaald door het GBP en de terugkoppelfactor B :

$$f_{-3\text{dB}} = B \cdot GBP = 0.01919 \cdot 3.25 \text{ MHz} = 62.367 \text{ kHz}$$

Oplossing 8.4.2-3:

De niet-inverterende opamp-versterker heeft de volgende configuratie:



Een versterking van 40 dB komt overeen met:

$$A = 10^{\frac{40}{20}} = 100$$

We weten dat $A = 1 + R_2/R_1$, en kiezen op basis hiervan als redelijke waarden:

$$R_1 = 1.2121 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 120 \text{ k}\Omega$$

De terugkoppelfactor wordt hierdoor:

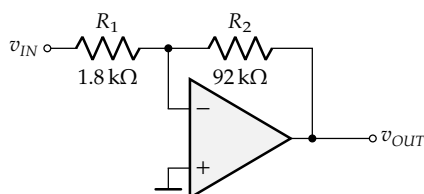
$$B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{100}$$

Vermits $f_{-3\text{dB}} = B \cdot GBP$ kunnen we het nodige versterkingsbandbreedteproduct berekenen als:

$$GBP = \frac{f_{-3\text{dB}}}{B} = 100 \cdot 20 \text{ kHz} = 2 \text{ MHz}$$

Oplossing 8.4.2-4:

De inverterende opamp-versterker heeft de volgende configuratie:



Een versterking van 40 dB komt overeen met:

$$A = -10^{\frac{40}{20}} = -31.623$$

We weten dat $A = -R_2/R_1$, en kiezen op basis hiervan als redelijke waarden:

$$R_1 = 3.1623 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 100 \text{ k}\Omega$$

De terugkoppelfactor wordt hierdoor:

$$B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0.030653$$

Vermits $f_{-3\text{dB}} = B \cdot GBP$ kunnen we het nodige versterkingsbandbreedteproduct berekenen als:

$$GBP = \frac{f_{-3\text{dB}}}{B} = \frac{100 \text{ kHz}}{0.030653} = 3.26 \text{ MHz}$$

Oplossing 8.8.2-1:

Je kan een potentiometer van 20 kΩ tussen pin 1 en 8 aansluiten, met de looper geconnecteerd aan de positieve voedingsspanning.

Oplossing 8.8.2-2:

Je kan een potentiometer van 10 kΩ tussen pin 1 en 5 aansluiten, met de looper geconnecteerd aan de negatieve voedingsspanning.

Oplossing 8.8.2-3:

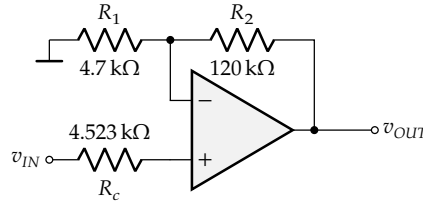
Deze opamp heeft van nature uit een lage offset (er wordt laser-trimming gebruikt in het fabricageproces om de offset maximaal op nul af te regelen). Hij heeft geen pinnen voor een verdere offset-compensatie.

Oplossing 8.9.3-1:

De biasstroomcompensatie wordt verzorgd door een weerstand met als waarde de parallel-waarde van de twee weerstanden in het schema:

$$R_c = R_1 \parallel R_2 = 4.5229 \text{ k}\Omega$$

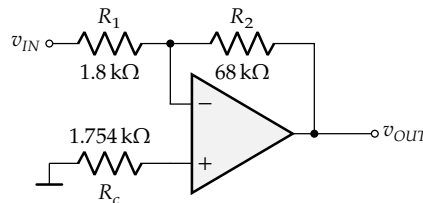
Hij wordt toegevoegd in de ketting naar de positieve klem van de opamp.

*Oplossing 8.9.3-2:*

De biasstroomcompensatie wordt verzorgd door een weerstand met als waarde de parallel-waarde van de twee weerstanden in het schema:

$$R_c = R_1 \parallel R_2 = 1.7536 \text{ k}\Omega$$

Hij wordt toegevoegd in de ketting naar de positieve klem van de opamp.

*Oplossing 8.10.2-1:*

We berekenen eerst de terugkoppelfactor

$$B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega + 15 \text{ k}\Omega} = \frac{1}{16}$$

Op basis hiervan kunnen we, samen met de openlusversterking, de *impedantieboostfactor* berekenen:

$$1 + B \cdot A_{ol} = 1 + \frac{1}{16} \cdot 10^{\frac{110}{20}} = 19765$$

De in- en uitgangsimpedantie van deze schakeling wordt hierdoor:

$$Z_{i,NI} = (1 + B \cdot A_{ol})Z_i = 19765 \cdot 150 \text{ k}\Omega = 2.965 \text{ G}\Omega$$

$$A_{o,NI} = (R_1 + R_2) \parallel \frac{Z_o}{1 + B \cdot A_{ol}} = 16 \text{ k}\Omega \parallel \frac{30 \Omega}{19765} = 16 \text{ k}\Omega \parallel 1.518 \text{ m}\Omega = 1.518 \text{ m}\Omega$$

waarbij opvalt dat in de laatste berekening $R_1 + R_2$ eigenlijk niet wezenlijk bijdraagt aan het resultaat.

Oplossing 8.10.2-2:

We berekenen eerst de terugkoppelfactor

$$B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{10 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + 80 \text{ k}\Omega} = \frac{1}{9}$$

Op basis hiervan kunnen we, samen met de openlusversterking, de *impedantieboostfactor* berekenen:

$$1 + B \cdot A_{ol} = 1 + \frac{1}{9} \cdot 10^{\frac{93}{20}} = 4964.2$$

De in- en uitgangsimpedantie van deze schakeling wordt hierdoor:

$$Z_{i,NI} = R_1 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$A_{o,NI} = (R_1 + R_2) \parallel \frac{Z_o}{1 + B \cdot A_{ol}} = 90 \text{ k}\Omega \parallel \frac{85 \Omega}{4964.2} = 90 \text{ k}\Omega \parallel 17.123 \text{ m}\Omega = 17.123 \text{ m}\Omega$$

waarbij opvalt dat in de laatste berekening $R_1 + R_2$ eigenlijk niet wezenlijk bijdraagt aan het resultaat.

Oplossing 8.11-1:

Vergelijk deze waarden met de typische waarden die je in de tabel van het besluit van dit hoofdstuk vindt. Heb je een waarde die buiten het bereik van de tabel ligt? Laat het weten aan je docent! Heb je vragen over een datasheet? Stel ze aan je docent.

Oplossing 8.11-2:

Stuur je oplossing (samen met het typenummer van de opamp die je genomen hebt) naar de docent. Hij/zij kijkt die met plezier na en geeft je indien nodig nuttige feedback.

Oplossing 8.11-3:

Stuur je oplossing (samen met het typenummer van de opamp die je genomen hebt) naar de docent. Hij/zij kijkt die met plezier na en geeft je indien nodig nuttige feedback.

Instrumentatieversterkers

Oplossing 9.2.2-1:

Differentiële versterking

We berekenen de versterkingsfactoren van de twee trappen:

$$A_1 = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{27 \text{ k}\Omega}{1.2 \text{ k}\Omega} = 23.5$$

$$A_2 = \frac{R_4}{R_3} = \frac{33 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} = 33$$

Bijgevolg draagt de totale versterking $A = A_1 \cdot A_2 = 775.5$.

Bandbreedte

Dit laat ons toe om de bandbreedte van de twee versterkingstrappen te bepalen. Hiervoor hebben we naast de waarde van het GBP ook de terugkoppelfactoren van beide trappen nodig:

$$B_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{23.5}$$

$$B_2 = \frac{R_3}{R_3 + R_4} = \frac{1}{34}$$

Hierdoor:

$$f_{-3\text{dB},1} = B_1 \cdot \text{GBP} = \frac{1}{23.5} \cdot 1 \text{ MHz} = 42.553 \text{ kHz}$$

$$f_{-3\text{dB},2} = B_2 \cdot \text{GBP} = \frac{1}{34} \cdot 1 \text{ MHz} = 29.412 \text{ kHz}$$

Bijgevolg bedraagt de total bandbreedte maximaal 29.412 kHz.¹

Impedanties

De boostfactor voor de impedanties bedraagt voor respectievelijk ingang en uitgang:

$$F_1 = 1 + B_1 A_{ol} = 1 + \frac{10^{\frac{120}{20}}}{23.5} = 42\,554$$

$$F_2 = 1 + B_2 A_{ol} = 1 + \frac{10^{\frac{120}{20}}}{34} = 29\,413$$

¹De bandbreedte zal in de praktijk nog iets kleiner zijn, aangezien beide kantelpunten snel op elkaar volgen.

Bijgevolg worden de ingangs- en uitgangsimpedantie (bij benadering):

$$Z_{i,instr} = F_1 Z_i = 42\,554 \cdot 750 \text{ k}\Omega = 31.916 \text{ G}\Omega$$

$$Z_{o,instr} = (R_3 + R_4) \parallel \frac{Z_o}{F_2} = \frac{20 \text{ }\Omega}{29\,413} = 0.679\,97 \text{ m}\Omega$$

Experimenten

Merk op dat v_A overeenkomt met de negatieve ingang van de instrumentatieversterker en v_B met de positieve ingang. We kunnen dus de tabel als volgt omzetten naar differentiële mode en common mode spanningen:

Experiment	v_{CM}	v_{DM}
1	200 mV	−6 mV
2	1.104 V	8 mV
3	0.45 V	−100 mV

We beschouwen eerste de situatie met aardverbinding bij (*), en we gebruiken de eerder berekende versterkingsfactoren ($A_1 = 23.5$, $A_2 = 33$). We krijgen dan de volgende common mode en differentiële mode spanningen na de eerste trap en aan de uitgang:

Experiment	Na eerste trap		Uitgang	
	v_{CM}	v_{DM}	v_{CM}	v_{DM}
1	4.7 V	−141 mV	0 V	−4.653 V
2	25.994 V V^+	188 mV 0 V	0 V	0 V
3	10.575 V	−2.35 V	0 V	−77.55 V V^-

De doorstreepte waarden houden geen rekening met de clipping van de opamps (omwille van de beperkte voedingsspanning). De waarden ernaast zijn de benaderende waarden die dan zullen optreden. Merk ook op dat als de eerste trap geclipt is, de uitgang van de instrumentatieversterker ook niet perfect op nul zal uitkomen (omwille van onbalans in de clipping). Je mag er wel van uit gaan dat er vreemde dingen gebeuren van zodra de opamps in de versterker clippen.

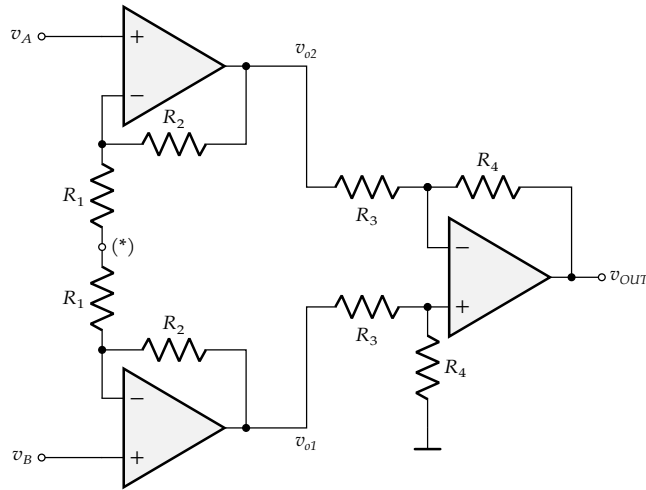
Indien we de aardverbinding bij (*) losmaken, dan krijgen we de waarden uit de onderstaande tabel:

Experiment	Na eerste trap		Uitgang	
	v_{CM}	v_{DM}	v_{CM}	v_{DM}
1	4.7 V	−141 mV	0 V	−4.653 V
2	1.104 V	188 mV	0 V	6.204 V
3	0.45 V	−2.35 V	0 V	−77.55 V V^-

Merk op dat in experiment 3 de laatste trap nog steeds in saturatie zit (clipping).

Oplossing 9.2.2-2:

We tekenen het schema van een instrumentatieversterker en zoeken meteen ook de nodige waarden op van de NE5532 (uit de datasheet van Texas Instruments). De waarden werden samengevat in de onderstaande tabel.



Parameter NE5532	Waarde	Eenheid
A_{ol}	100	dB
GBP	10	MHz
Z_i	300	$k\Omega$
Z_o	0.3	Ω

Dimensionering

We kennen de formules voor de versterkingsfactoren voor beide trappen:

$$A_1 = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$$A_2 = \frac{R_4}{R_3}$$

We kennen ook de terugkoppelfactoren voor beide trappen:

$$B_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$B_2 = \frac{R_3}{R_3 + R_4}$$

Bijgevolg bestaat het volgende verband tussen de versterkingsfactoren en de terugkoppelfactoren:

$$B_1 = \frac{1}{A_1} \qquad A_1 = \frac{1}{B_1}$$

$$B_2 = \frac{1}{A_2 + 1} \qquad A_2 = \frac{1 - B_2}{B_2}$$

Aangezien de bandbreedte van elk van de trappen bepaald wordt door:

$$f_{-3dB} = B \cdot GBP$$

weten we dat om een maximale versterking te bekomen de terugkoppelfactoren best gelijk aan elkaar zijn. We schrijven daarom de versterkingsvoorwaarde i.f.v. de terugkoppelfactoren:

$$A = A_1 \cdot A_2 = \frac{1}{B_1} \cdot \frac{1 - B_2}{B_2}$$

$$\downarrow B \equiv B_1 = B_2$$

$$= \frac{1}{B} \cdot \frac{1 - B}{B} = \frac{1 - B}{B^2}$$

Uit de voorwaarde $A = 1000$ kunnen we B bepalen:

$$\begin{aligned}\frac{1-B}{B^2} &= 1000 \\ \Leftrightarrow 1-B &= 1000B^2 \\ \Leftrightarrow 1000B^2 + B - 1 &= 0 \\ \Leftrightarrow B &= \begin{cases} -0.032127 \\ +0.031127 \end{cases}\end{aligned}$$

Enkel de positieve waarde houdt steek. We rekenen daarmee verder. De nodige weerstandswaarden die deze terugkoppelfactor realiseren zijn:

$$R_1 = R_2 = 1 \text{ k}\Omega \qquad R_3 = R_4 = 31.127 \text{ k}\Omega$$

Hierdoor realiseren we als versterkingsfactoren:

$$\begin{aligned}A_1 &= \frac{1}{B} = 32.127 \\ A_2 &= \frac{1}{B} - 1 = 31.127\end{aligned}$$

Het product $A_1 \cdot A_2 = 1000$.

Bandbreedte

De bandbreedtes van beide trappen worden:

$$f_{-3\text{dB}} = B \cdot GBP = \frac{10 \text{ MHz}}{32.127} = 311.26 \text{ MHz}$$

Bij die frequentie is de versterking (omwille van de cascade van de twee trappen) al gedaald met 6 dB. Een goede vuistregel is dat de frequentie waarbij de versterking daalt met -3 dB gelijk is aan $2/3$ van de oorspronkelijke waarde.² M.a.w.

$$f_{-3\text{dB,tot}} = \frac{2}{3} \cdot 311.26 \text{ MHz} = 207.51 \text{ MHz}$$

Impedanties

De boostfactoren voor de impedanties zijn gelijk voor beide trappen (aangezien de terugkoppelfactoren gelijk zijn):

$$F = 1 + B \cdot A_{ol} = 1 + \frac{10^5}{32.127} = 3113.6$$

Hieruit volgen op eenvoudige wijze de ingangs- en uitgangsimpedanties:

$$\begin{aligned}Z_{i,instr} &= F \cdot Z_i = 934.09 \text{ M}\Omega \\ Z_{o,instr} &= (\cancel{R_3 + R_4}) \parallel \frac{Z_o}{F} = 96.35 \mu\Omega\end{aligned}$$

De parallelweerstand $R_3 + R_4$ is (zoals steeds) verwaarloosbaar.

Oplossing 9.2.3-1:

Vergelijk deze waarden met de typische waarden die je in de tabel van dit hoofdstuk vindt. Vind je dat je een instrumentatieversterker hebt gevonden die op bepaalde aspecten veel beter scoort dan de beste uit de tabel? Laat het weten aan je docent! Heb je vragen over een datasheet? Stel ze aan je docent.

²Toon dit zelf aan!

