



Inhoudsopgave

8	Versterkende elementen, basisschakelingen	4
8.1	Wat leer je in dit hoofdstuk	4
8.2	Inleiding	4
8.3	De veldeffect-transistor (Field effect transistor, FET)	5
8.3.1	Opbouw, gedrag en schemasymbool	5
8.3.2	Het gedrag van een FET in grafiekvorm (1). De steilheid S	8
8.3.3	Het gedrag van een FET in grafiekvorm (2). De I_D/U_{DS} -karakteristiek	10
8.3.4	Enkele oefeningen met FET-karakteristieken	12
8.3.5	Conclusies uit de oefeningen van 8.3.4	15
8.3.6	Hoe kan omzetting van laagohmig naar hoogohmig versterking inhouden?	17
8.3.7	Negatieve gatespanning zonder negatieve bron	18
8.3.8	De drie basisschakelingen	19
8.3.9	De Gemeenschappelijke Source Schakeling (GSS)	20
8.3.10	De Gemeenschappelijke Gate Schakeling (GGS)	22
8.3.11	De Gemeenschappelijke Drain Schakeling (GDS of sourcevolger)	23
8.3.12	Samenvatting van de drie basisschakelingen	25
8.3.13	Andere soorten FET's dan J-FET's met N-kanaal	25
8.4	Opgaven met FET's (Naar de antwoorden en terug via navigatiepijlen)	27
8.4.1	Opgave 8-1	27
8.4.2	Opgave 8-2	28
8.4.3	Opgave 8-3	29
8.5	Elektronenbuizen	30
8.5.1	Inleiding	30
8.5.2	Elektronen in vacuüm: thermische emissie of het Edison-effect	30
8.5.3	De buisdioden of vacuümdioden	31
8.5.4	De triode	32
8.5.5	Tetrode en penthode	36
8.6	Opgaven met buizen (antwoorden in 8.10)	40
8.6.1	Opgave 8-4	40



8.6.2	Opgave 8-5.....	41
8.6.3	Opgave 8-6.....	42
8.6.4	Opgave 8-7.....	43
8.6.5	Opgave 8-8.....	44
8.7	Bipolaire transistoren	45
8.7.1	Inleiding.....	45
8.7.2	Opbouw en werking	45
8.7.3	Grootheden en karakteristieken.....	47
8.7.4	Instellen van een transistor	51
8.7.5	De drie basisschakelingen bij transistoren.....	58
8.7.6	De gemeenschappelijke emitterschakeling (GES)	58
8.7.7	De gemeenschappelijke basisschakeling (GBS)	60
8.7.8	De gemeenschappelijke collectorschakeling (GCS, emittervolger).....	61
8.7.9	De drie basisschakelingen samengevat	63
8.8	Zo kunnen transistoren en FET's er bijvoorbeeld uitzien.....	64
8.9	Opgaven	65
8.9.1	Opgave 8-9.....	65
8.9.2	Opgave 8-10.....	66
8.9.3	Opgave 8-11.....	67
8.9.4	Opgave 8-12.....	68
8.9.5	Opgave 8-13.....	69
8.9.6	Opgave 8-14.....	70
8.9.7	Opgave 8-15.....	71
8.9.8	Opgave 8-16.....	72
8.9.9	Opgave 8-17.....	73
8.9.10	Opgave 8-18.....	74
8.9.11	Opgave 8-19.....	75
8.9.12	Opgave 8-20	76
8.9.13	Opgave 8-21	77
8.10	Antwoorden bij de opgaven	78
8.10.1	Uitwerking van Opgave 8-1.....	78



8.10.2	Uitwerking van Opgave 8-2.....	79
8.10.3	Uitwerking van Opgave 8-3.....	80
8.10.4	Uitwerking van Opgave 8-4.....	81
8.10.5	Uitwerking van Opgave 8-5.....	82
8.10.6	Uitwerking van Opgave 8-6.....	83
8.10.7	Uitwerking van Opgave 8-7.....	84
8.10.8	Uitwerking van Opgave 8-8.....	85
8.10.9	Uitwerking van Opgave 8-9.....	86
8.10.10	Uitwerking van Opgave 8-10.....	87
8.10.11	Uitwerking van Opgave 8-11.....	88
8.10.12	Uitwerking van Opgave 8-12.....	89
8.10.13	Uitwerking van Opgave 8-13.....	90
8.10.14	Uitwerking van Opgave 8-14.....	91
8.10.15	Uitwerking van Opgave 8-15.....	92
8.10.16	Uitwerking van Opgave 8-16.....	93
8.10.17	Uitwerking van Opgave 8-17.....	94
8.10.18	Uitwerking van Opgave 8-18.....	95
8.10.19	Uitwerking van Opgave 8-19.....	96
8.10.20	Uitwerking van Opgave 8-20.....	97
8.10.21	Uitwerking van Opgave 8-21	98

8 Versterkende elementen, basisschakelingen

8.1 Wat leer je in dit hoofdstuk

Na de dioden die meestal, maar niet altijd, voor gelijkrichting worden gebruikt, maken we nu de vervolgstap naar onderdelen die spanning, stroom en/of vermogen versterken. Enige kennis van de werking van halfgeleiderdioden is nodig om de versterkende halfgeleiderelementen te kunnen begrijpen. Vandaar de volgorde. Van ouderwets naar nieuwerwets gaat het om buizen, transistoren en veldeffect-transistoren (FET's). Hoewel ze van binnen flink verschillen, doen ze in schakelingen in grote lijnen hetzelfde. We beginnen met FET's, omdat het halfgeleiders zijn waarvan de werking lijkt op die van buizen. Hoewel de term *transistor* in de naam zit, werken ze van binnen anders dan "echte" transistoren. Die behandelen we als laatste.

We beginnen met de werking van FET's en hoe daarin versterking tot stand komt. Daarna komen de drie mogelijke manieren om een FET in een versterkerschakeling op te nemen, aan de orde. Die manieren staan bekend als *de drie basisschakelingen*. Ze hebben elk hun speciale eigenschappen. Bij de buizen en de transistoren zal blijken dat ook deze elementen drie basisschakelingen hebben via vergelijkbare aansluitingen, ook al heten ze anders.

Met de verschillen tussen de drie soorten elementen maak je gaandeweg kennis als er een volgende soort aan de orde komt. De werkingsprincipes verschillen onderling, zodat hun behandeling niet heel kort kan zijn. We beginnen met de 'kapstok', waaraan in dit cursushoofdstuk het meeste wordt opgehangen, de FET. Daarna komt vanwege de gelijkenis de elektronenbuis of kortweg buis en tenslotte de transistor.

8.2 Inleiding

We maken in dit hoofdstuk kennis met drie soorten elementen die signalen kunnen versterken. Ze werken alle drie anders. De hoofdkenmerken staan in Tabel 8.2-1.

Tabel 8.2-1. Hoofdkenmerken van de drie soorten versterkende elementen

Soort element	Werking via	Soort versterking
Veldeffect-transistor (FET)	Uitputtingszone van gesperde halfgeleiderdiode	Spanningsversterker met stroom als tussenstap
Elektronenbuis	Elektrisch veld in vacuüm	Spanningsversterker met stroom als tussenstap
Transistor	Geleidende diode in serie met een gesperde diode die tóch stroom voert.	Stroomversterker

Het is niet nodig, nu Tabel 8.2-1 uit je hoofd te leren. Het is vooral de bedoeling dat je ziet dat er verschillen zijn. Kijk na het doorwerken van een paragraaf over een versterkend soort element nog eens in de tabel of je het eens kunt zijn met wat erin staat.

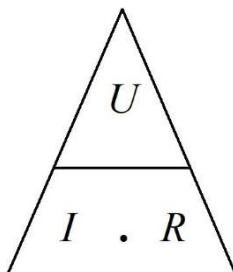
Al deze elementen moeten goed worden ingesteld om de schakeling waarin ze zijn opgenomen, naar behoren te laten werken. Geen enkel element werkt vanzelf goed als het zonder meer in een schakeling wordt geprikt. Ze werken altijd in combinatie met weerstanden, spoelen en/of condensatoren, onderdelen die hiervoor zijn besproken. In dit hoofdstuk gaat het in hoofdzaak over combinaties met weerstanden. Condensatoren spelen een bijrol en spoelen komen nog niet voor. Dat verandert in het hoofdstuk dat hierna komt: dan doen ze alle drie mee.

De rol van weerstanden is (1) de elementen zo in te stellen, dat ze doen wat ze moeten doen en (2) omzetting van signaal in de vorm van stroom naar spanning.

We zullen dan ook heel vaak de Wet van Ohm toepassen, waarbij alle drie de grootheden uit de andere twee worden berekend. Daarom hieronder nog een keer de Wet van Ohm in zijn drie vormen. Voor wie het even kwijt was: U staat voor spanning, I voor stroom en R voor weerstand. Zie de vergelijkingen (8.2-1) hieronder.

$$U = IR \quad I = \frac{U}{R} \quad R = \frac{U}{I} \quad (8.2-1)$$

We herhalen ook de bijbehorende figuur uit hoofdstuk 3, nu als Figuur 8.2-1:



Figuur 8.2-1. Zo vind je de vergelijking om U , I of R uit de overige twee grootheden te berekenen. Denk de te berekenen grootheid weg of leg er een vinger op. De twee overblijvende symbolen geven het rechterlid van de bijbehorende vergelijking zoals die in (8.2-1) staat.

De andere twee belangrijke wetten zijn die van Kirchhoff, maar die worden meestal op gevoel al goed toegepast. Ze zeggen eigenlijk niets anders dan dat stroom niet vanzelf verschijnt of verdwijnt. Wat ergens in gaat, moet er op een of meer andere plaatsen ook weer uitkomen.

We gaan beginnen.

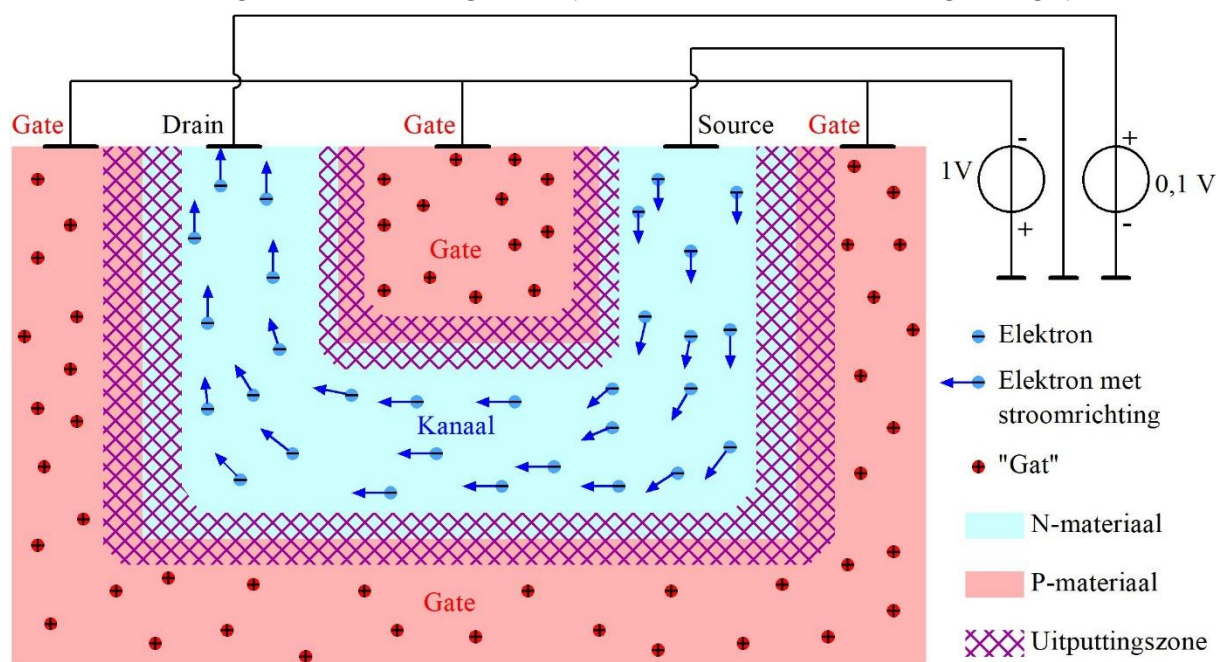
8.3 De veldeffect-transistor (Field effect transistor, FET)

8.3.1 Opbouw, gedrag en schemasymbool

De eenvoudigste soort FET bevat één PN-junctie, net als een halfgeleiderdiode. Het verschil met een diode is dat bij de FET de junctie moet sperren. De stroom door een FET gaat dus niet door de junctie, maar erlangs. Dat kan aan de P- of aan de N-kant zijn. Het

deel waar stroom doorheen loopt, heet *kanaal* (Engels: *channel*). Het andere deel heet *gate*. Het Nederlandse woord *poort* wordt er nooit voor gebruikt. Om stroom te kunnen voeren, moet het kanaal twee aansluitingen hebben. Die aansluitingen heten *source* en *drain*. Bij de source komen ladingdragers binnen, bij de drain gaan ze naar buiten. Nederlandse termen zouden *bron* en *afvoer* kunnen zijn. Geen mens gebruikt ze. Bovendien is de term *bron* in gebruik voor stroom- en spanningsbron. De ladingdragers zijn elektronen als ze door een kanaal van N-materiaal stromen en gaten als ze door P-materiaal gaan. Wie het vorige hoofdstuk heeft doorgewerkt, weet dat.

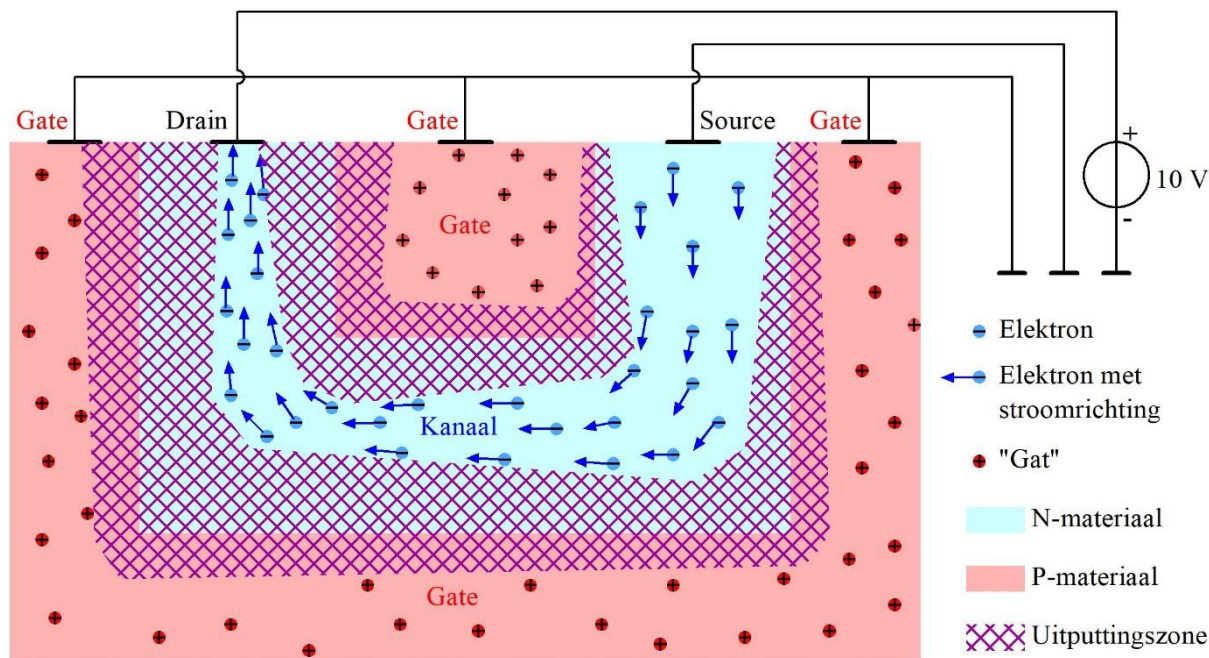
Een FET met een N-kanaal kan ongeveer zijn opgebouwd als in Figuur 8.3-1. Daarin liggen twee gate-delen aan weerskanten van het N-kanaal. Er zijn andere vormen van opbouw, maar Figuur 8.3-1 en volgende zijn voldoende om de werking te begrijpen.



Figuur 8.3-1. Schematische voorstelling van een N-kanaal FET met zeer kleine drain-source spanning. De twee stukken P-materiaal zijn onderling verbonden, zodat er elektrisch gezien maar één PN-overgang is.

De twee stukken P-materiaal zijn onderling elektrisch verbonden. Effectief is er daardoor maar één PN-overgang, al bestaat die uit twee stukken. De verplaatsing van lading vindt plaats in het N-materiaal, het kanaal. Het kanaal loopt van *source* naar *drain* (van rechts naar linksboven in de figuur). De spanning op de *drain* is in de figuur iets positief (0,1 V) ten opzichte van de source. Aan weerskanten van de PN-overgang is de uitputtingszone getekend. Die wordt in stand gehouden door de drempelspanning en de gatespanning van -1V. De uitputtingszone zit in gate en kanaal. In het kanaal bepaalt hij de grootte van het gebied, waar stroom kan lopen. Over de junctie loopt geen stroom, want daar zijn geen vrije ladingdragers. Merk op dat in Figuur 8.3-1 de echte stroomrichting wordt getoond en niet de technische!

De elektronenstroom van source naar drain wordt een beetje bepaald door de spanning tussen source en drain, maar vooral door de kanaalbreedte buiten de uitputtingszone en daarmee door de spanning tussen gate en kanaal. Dat zien we in Figuur 8.3-2.

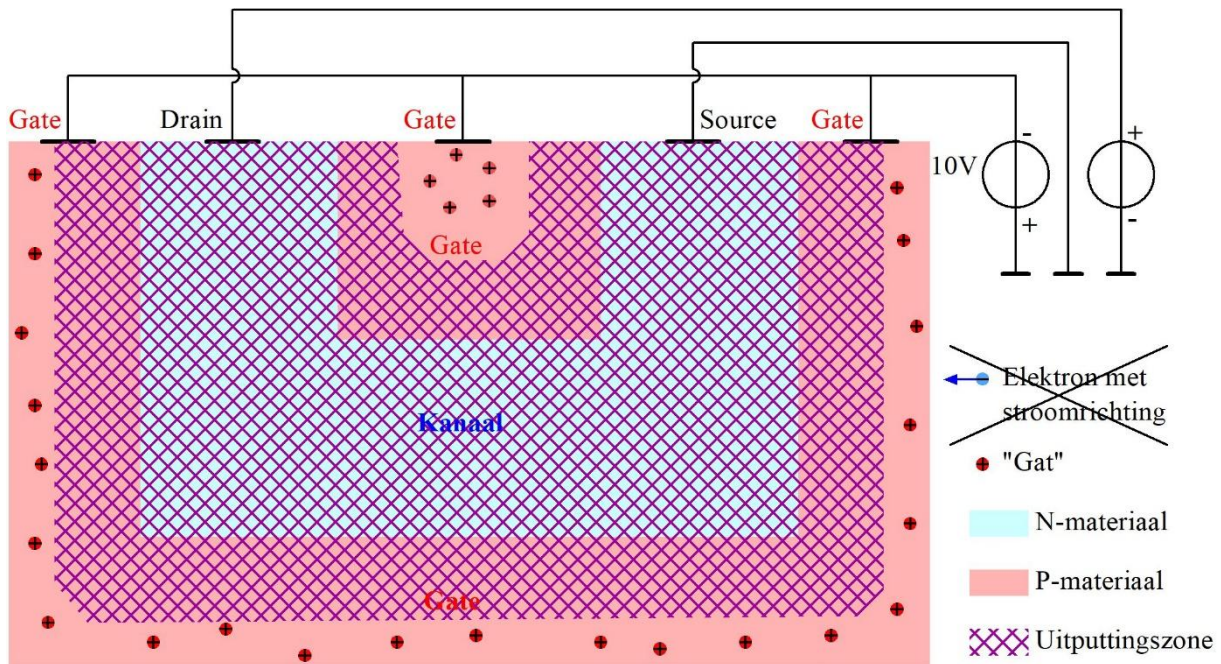


Figuur 8.3-2. Schematische voorstelling van een N-kanaal FET als in Figuur 8.3-1, maar met een flinke spanning (hier 10 V) tussen source en drain. Door het van source naar drain toenemende potentiaalverschil wordt de uitputtingszone gaandeweg breder en het geleidende deel van het kanaal smaller.

In Figuur 8.3-2 zijn gate- en sourcespanning 0 V. De drainspanning is 10 V. In het kanaal loopt de spanning van source naar drain dus geleidelijk op van 0 naar 10 V. Het gevolg is een uitputtingszone die van source naar drain steeds breder wordt. Het geleidende deel van het kanaal wordt evenveel smaller. De materiaalweerstand neemt dus van source naar drain toe. Dat beperkt de invloed van de drainspanning op de stroomsterkte. Hoe hoger de spanning, des te smaller het kanaal en des te groter de weerstand. De weerstand past zich dus aan de spanning aan.

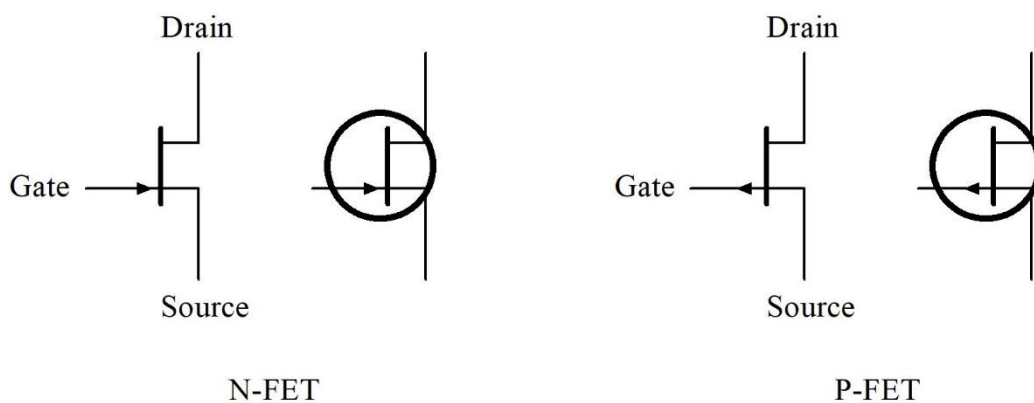
Ook de gatespanning beïnvloedt de breedte van de uitputtingszone. Hoe lager de gatespanning, des te smaller wordt het geleidende deel van het kanaal en des te kleiner de stroom. Zo beïnvloed je met de gatespanning de grootte van een stroom, zonder dat die spanning onderdeel is van de stroomkring.

De gatespanning kan zo laag worden dat het hele kanaal uitputtingszone wordt. Dan stopt de stroom, want er zijn dan geen vrije ladingdragers meer. De spanning waarbij dat gebeurt, heet het *afknijppunt*, in half-Engels de *pinch-offspanning*. Dat zien we in Figuur 8.3-3.



Figuur 8.3-3. Schematische voorstelling van een N-kanaal FET als in Figuur 8.3-1, maar in afgeknepen toestand als gevolg van een (te) lage gatespanning. Door de afwezigheid van vrije ladingdragers in het N-kanaal gedraagt de FET zich als isolator.

Tot nu toe hebben we het gehad over FET's met een kanaal van N-materiaal. Meestal is dat Si. Ge-FET's kom je bijna nooit tegen. Si-FET's met een kanaal van P-materiaal zijn algemener. De gate bestaat dan uit N-materiaal. De ladingdragers zijn gaten, geen elektronen. De elektrische polariteit van een P-kanaal FET of kortweg P-FET, is tegengesteld aan die van een N-FET. De drain wordt negatief ten opzichte van de source en de gate 0 V of positief. De beide schemasymbolen staan in Figuur 8.3-4.

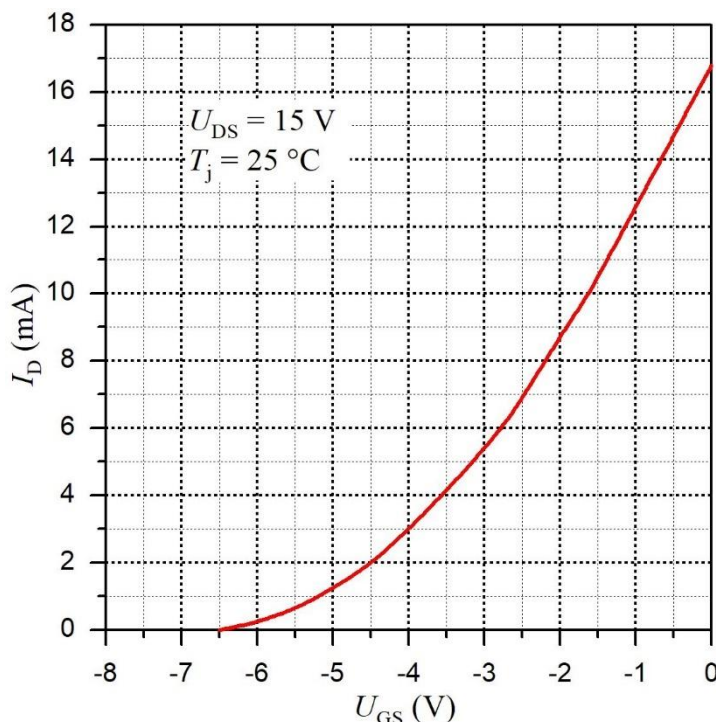


Figuur 8.3-4. Schemasymbolen van een N-FET (links) en een P-FET (rechts). De symbolen met en zonder cirkel betekenen hetzelfde. De richting van de pijl van de gate geeft aan of het om een N- of P-FET gaat.

8.3.2 Het gedrag van een FET in grafiekvorm (1). De steilheid S .

De beïnvloeding van de stroom door de gatespanning wordt uitgedrukt in de grootte S , de steilheid. S wordt meestal aangegeven in mA/V. $S = 2$ mA/V betekent dat de stroom via

drain en source 2 mA verandert bij een verandering van de gatespanning met 1 V. Figuur 8.3-5 laat een grafiek van de steilheid van een N-FET zien, in dit geval de BF245C. Dat is een vrij algemeen type in HF-versterkerschakelingen.



Figuur 8.3-5. Steilheid van een N-FET, in dit geval de BF245C. U_{GS} is de spanning tussen gate en source, U_{DS} de spanning tussen drain en source en I_D de drainstroom, die dezelfde is als de stroom via de source. Omdat ook de spanning U_{DS} tussen drain en source invloed heeft op I_D , wordt de waarde van U_{DS} in de grafiek vermeld. T_j is de junctietemperatuur waarvoor de grafiek geldt. Data: Philips.

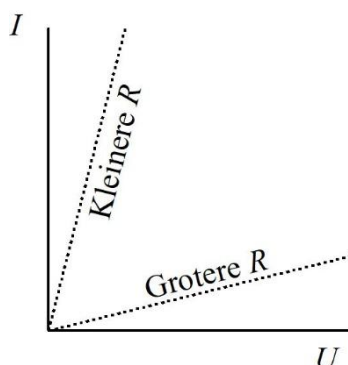
De oplettende lezer zal zich nu misschien afvragen of de grootte S die te berekenen is uit stroom en spanning, iets met weerstand te maken kan hebben. Tenslotte gebeurt dat ook in de wet van Ohm. Weerstand is spanning gedeeld door stroom:

$$U = IR \rightarrow R = \frac{U}{I} \quad (8.3-1)$$

S is stroom gedeeld door spanning, dus I/U :

$$S = \frac{I}{U} \rightarrow S = \frac{1}{R} \quad (8.3-2)$$

Steilheid is dus het omgekeerde van weerstand. Niet een normale weerstand, want de spanning die de stroom stuurt, zit niet in de stroomkring zelf. Dat is het enige verschil. De steilheid kunnen we aflezen uit een stroom-spanningsgrafiek. Figuur 8.3-5 is zo'n grafiek. Maar hoe lees je daaruit de steilheid af? Dat ding is krom. We zijn gewend aan rechte stroom-spanningsgrafieken. In Figuur 8.3-6, geleend uit Hoofdstuk 3, zien we er twee. De steile lijn betekent veel stroom bij weinig spanning, dus een kleine weerstand. De flauw hellende lijn betekent weinig stroom bij veel spanning, dus een grote weerstand.



Figuur 8.3-6. Stroom-spanningskarakteristiek voor een kleinere en voor een grotere weerstand (uit Hoofdstuk 3)

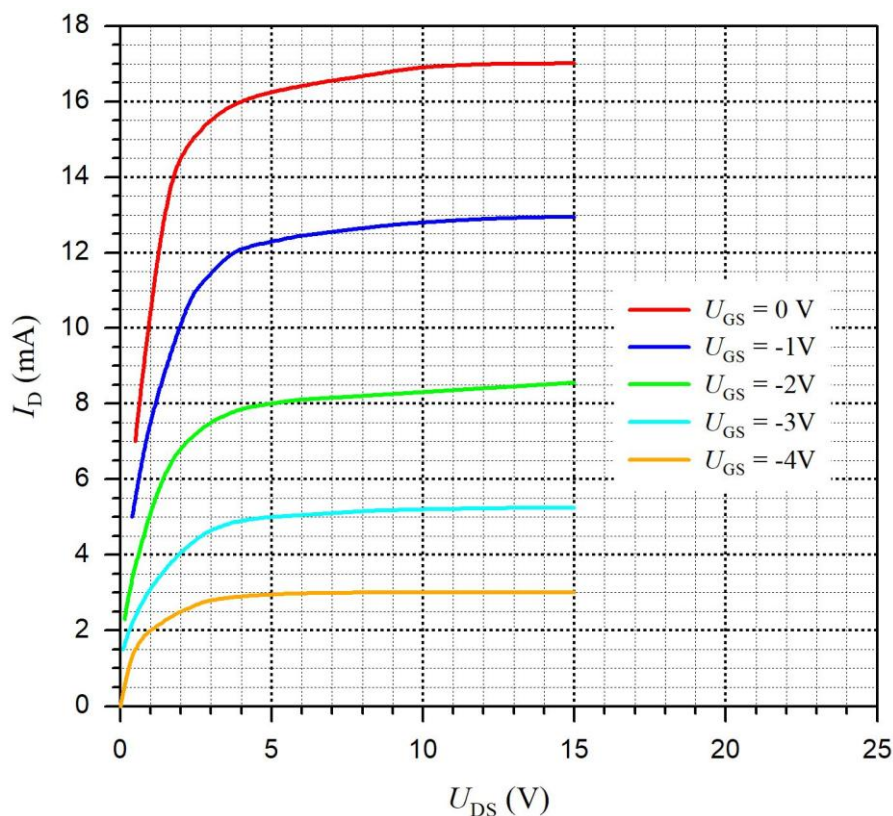
Hoe moet dat nu bij een kromme lijn zoals in Figuur 8.3-5? Antwoord: bij een rechte stroom-spanningsgrafiek hebben we te maken met steeds dezelfde weerstand. Bij een kromme grafiek is de weerstand voor elke spanning anders. We spreken daarom bij een kromme stroom-spanningsgrafiek van spannings*verandering* en stroom*verandering* en niet van spanning en stroom. De steilheid is dus spannings*verandering* gedeeld door de stroom*verandering* die daarvan het gevolg is. Hij is voor elk punt van de grafiek anders. Daar is niets gek aan. In de wereld en ook in de natuurkunde wemelt het van kromme hellingen. In 8.3.4 komen we daarop met een uitgewerkt voorbeeld terug.

We hebben nu gezien dat

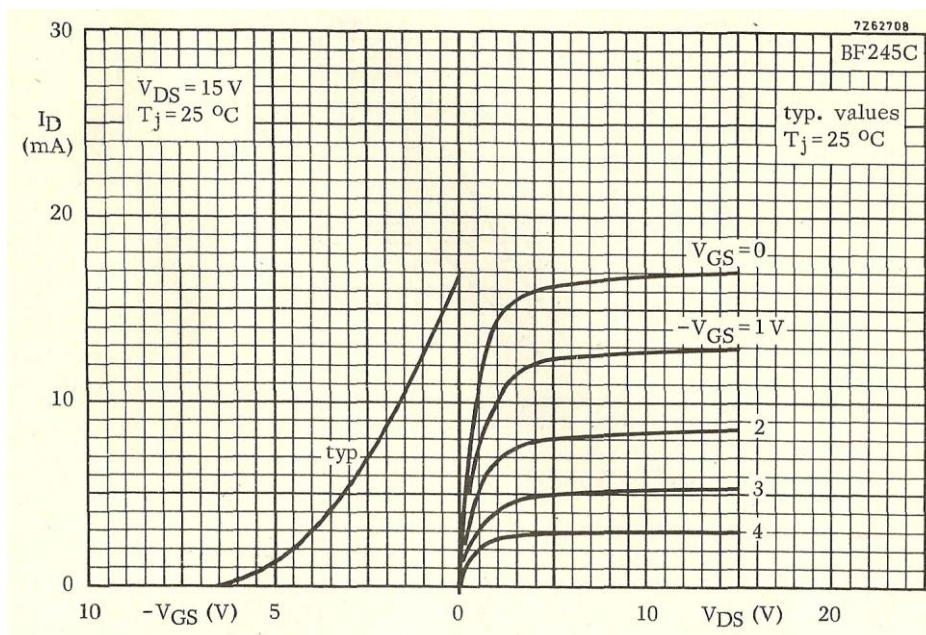
- Steilheid van een FET het omgekeerde is van weerstand
- Steilheid van een FET niet één waarde is zoals bij een ‘gewone’ weerstand, maar afhangt van de spanning U_{GS} tussen gate en source.

8.3.3 Het gedrag van een FET in grafiekvorm (2). De I_D/U_{DS} -karakteristiek

De spanning U_{DS} tussen drain en source is de andere spanning die invloed heeft op de stroom door een FET. In Figuur 8.3-2 hebben we daarmee al kennis gemaakt en in Figuur 8.3-5 staat de bijbehorende waarde van U_{DS} niet voor niets in de steilheidsgrafiek. In Figuur 8.3-7 zien we grafieken van I_D tegen U_{DS} van hetzelfde type FET (BF245C) dat voor Figuur 8.3-5 is gebruikt. Het is een bundel grafieken. Elke afzonderlijke grafiek geldt voor een bepaalde waarde van de gatespanning U_{GS} . Beide figuren horen dan ook bij elkaar. In databoeken zie je ze vaak weergegeven in één figuur (Figuur 8.3-8).



Figuur 8.3-7. I_D - U_{DS} karakteristieken van de N-FET BF245C. We zien de drainstroom I_D tegen de drain-source-spanning U_{DS} bij verschillende U_{GS} . T_j is de junctietemperatuur waarvoor de grafieken gelden. Data uit Philips databoek Field-effect transistors.



Figuur 8.3-8. Steilheidsgrafiek en I_D/U_{DS} -karakteristieken van BF245C in een databoek (Philips). **Let op!** De letter V wordt voor zowel de grootte spanning als de eenheid Volt gebruikt. Symbolen voor grootheden staan rechtop in plaats van cursief. Dat is tegelijk ouderwets en verwarrend.

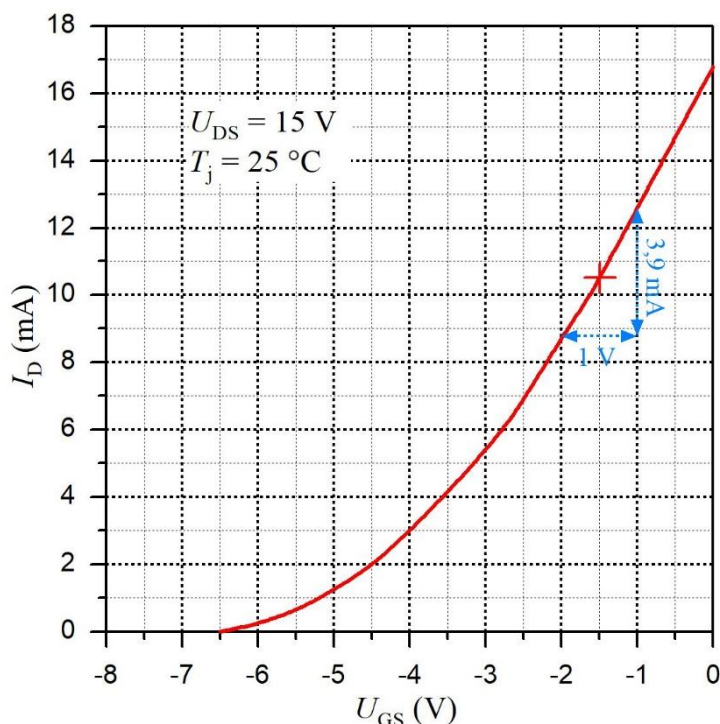
In alle I_D/U_{DS} -grafieken zien we een sterke stijging links die overgaat in het vlakke rechterdeel van de grafieken. De drainspanning waarbij het vlakke rechterdeel begint, heet wel de *kniespanning*, maar gezien de grafieken van Figuur 8.3-7 kun je beter spreken van een *knietraject*, want de overgang van steil naar vlak in de grafieken is vrij geleidelijk. Bij transistoren zijn zulke trajecten een stuk korter, zoals we nog zullen zien. Daar komt de term dan ook oorspronkelijk vandaan.

Het vlakke deel komt tot stand door het mechanisme dat bij Figuur 8.3-2 is beschreven: naarmate de drainspanning toeneemt, wordt het deel van het N-kanaal dat niet in de uitputtingszone ligt, smaller. De toenemende drainspanning U_{DS} veroorzaakt een stroomtoename. De bijbehorende verkleining van het kanaaldeel dat beschikbaar is voor die stroom werkt die stroomtoename tegen. Daardoor neemt de drainstroom met toenemende drainspanning U_{DS} maar weinig toe, zodra het knietraject is gepasseerd. De FET gedraagt zich dan als een bron met hoge inwendige weerstand. Dat is van belang als we het in sub-paragraaf 8.3.6 gaan hebben over versterking.

8.3.4 Enkele oefeningen met FET-karakteristieken

De steilheidskarakteristiek

We herhalen hieronder Figuur 8.3-5 met een kleine toevoeging.



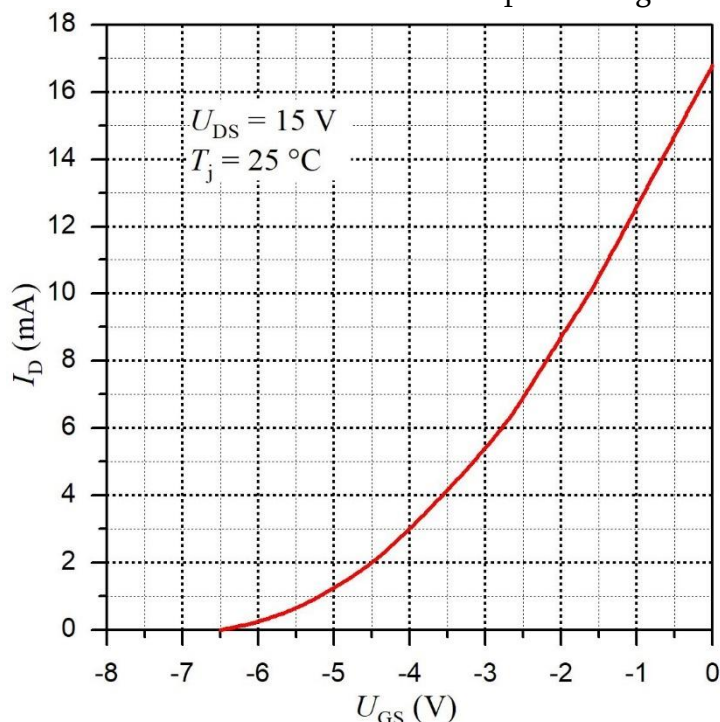
Bepaal de steilheid S van de FET bij een gatespanning U_{GS} van -1,5 V.

Werkwijze

$U_{GS} = -1,5\text{ V}$ ligt midden tussen -2 V en -1 V (rode plus in de grafiek), op een dunne verticale stippellijn. Van -2 V naar -1 V is een spanningsverandering van 1 V. Bepaal nu de bijbehorende verandering van de drainstroom I_D door de stroom voor zowel $U_{GS} = -2\text{ V}$

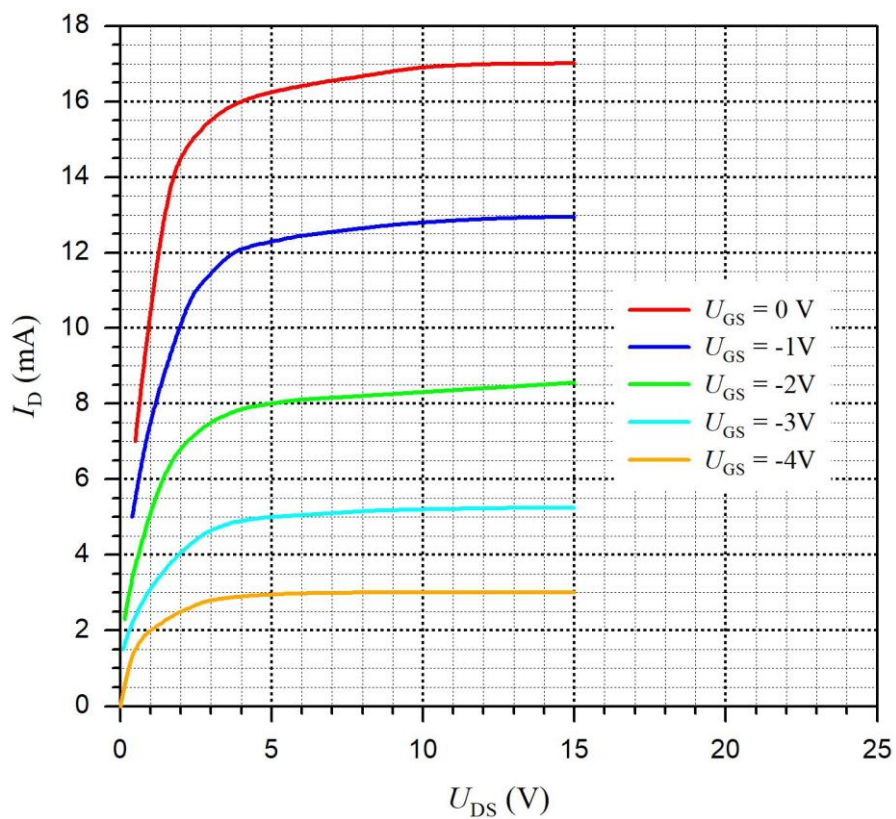
als $U_{GS} = -1$ V af te lezen. Dat lukt niet heel precies, maar dat hoeft ook niet. Bij $U_{GS} = -2$ V vinden we ongeveer 8,7 mA voor I_D , bij -1 V is dat ongeveer 12,6 mA. Dat betekent bij een verandering van U_{GS} van -2 V naar -1 V een toename van I_D met 12,6 mA min 8,7 mA is 3,9 mA. De gemiddelde steilheid in dit stukje grafiek is dus ongeveer 3,9 mA/V. Omdat de grafiek niet recht is, is onze bepaling strikt genomen niet helemaal juist, maar voor de praktijk goed genoeg. De gevonden steilheid van 3,9 mA/V komt overeen met een weerstand van ruim 250 Ω , want die weerstand is gelijk aan $1/S$.

Maak nu dezelfde berekening voor $U_{GS} = -4$ V en bereken de weerstand die daarmee overeenkomt. Hieronder staat een kopie van Figuur 8.3-5, maar zonder de toevoeging.



De I_D/U_{DS} -karakteristiek.

Bepaal voor het vlakke deel van de stroom-spanningskarakteristiek in Figuur 8.3-7 aan de drainkant van een FET de inwendige weerstand bij $U_{GS} = -2$ V. De grafiek is vrijwel recht tussen $U_{DS} = 5$ V en $U_{DS} = 15$ V. Dan kun je van dit hele traject uitgaan. Men spreekt in dit verband nooit van *steilheid*, maar van het omgekeerde, de *inwendige weerstand* (R_i). Hieronder staat een kopie van Figuur 8.3-7.



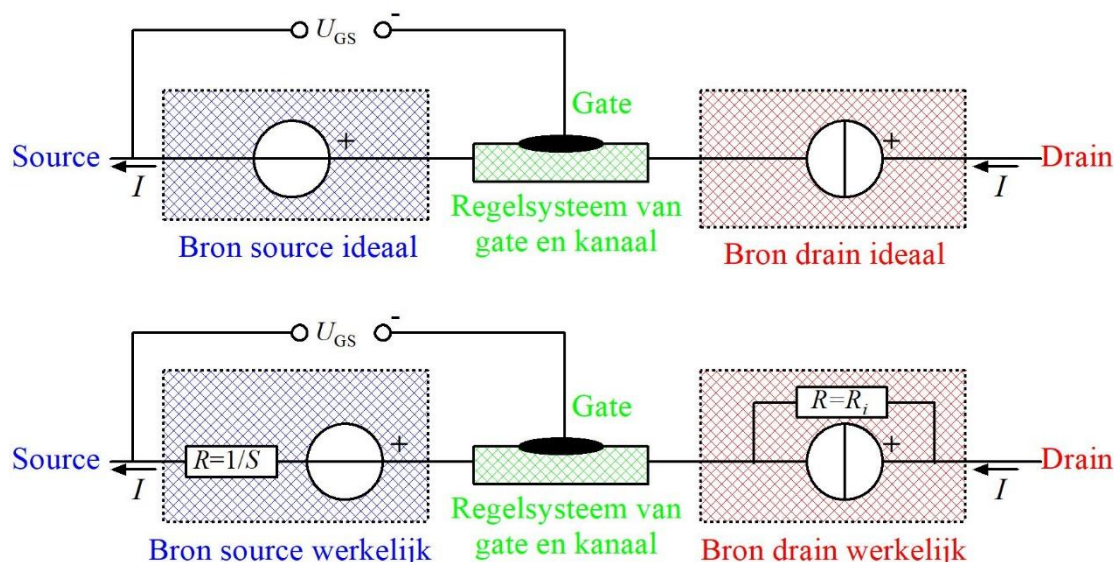
8.3.5 Conclusies uit de oefeningen van 8.3.4

Eerst de tweede steilheidsopgave. Enigszins afhankelijk van hoe je de steilheidsgrafiek uitleest, heb je voor het gatespanningsgebied $-4,5\text{V} < U_{GS} < -3,5\text{V}$ een steilheid tussen 2 en 2,2 mA/V gevonden. Omgerekend in weerstand is dat een waarde tussen 450 en 500 ohm, tegen ruim 250 ohm voor de bepaling voor $-2\text{V} < U_{GS} < 1\text{V}$. Het verschil komt door de kromte van de grafiek.

Nu de inwendige weerstand. Het rechte traject van U_{DS} loopt ongeveer van 5V naar 15 V, een traject van 10 V dus. Daarbij loopt I_D op van ongeveer 8 mA naar ongeveer 8,55 mA; verschil 0,55 mA. De inwendige weerstand bedraagt dan ongeveer $10\text{ V}/0,55\text{ mA}$ is 18 kΩ. Ook hier weer het simpele trucje: gebruik mA in je berekening en de uitkomst is in kΩ!

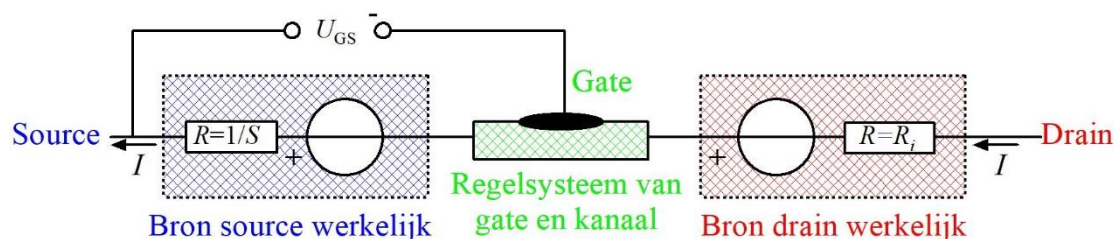
Uit de gevonden waarden blijkt dat een op de source aangesloten schakeling een veel kleinere weerstand 'ziet' dan één die is aangesloten op de drain. Voor $-2\text{V} < U_{GS} < 1\text{V}$ (de voorbeeldberekening) scheelt het ongeveer een factor 70, bij $-4,5\text{V} < U_{GS} < -3,5\text{V}$ ongeveer de helft, wat nog altijd tamelijk veel is.

Bij normale werkomstandigheden is R_i van een FET dus veel groter dan $1/S$. Men zegt dan dat een FET aan de source *laagohmig* is en aan de drain *hoogohmig*. In Figuur 8.3-2 zagen we hoe dat komt. Het gedrag van een ideale FET is voor te stellen als een serieschakeling van een spanningsbron aan de source en een stroombron aan de drain. Het regelsysteem van kanaal en gate zit daar tussenin (Figuur 8.3-9 boven).



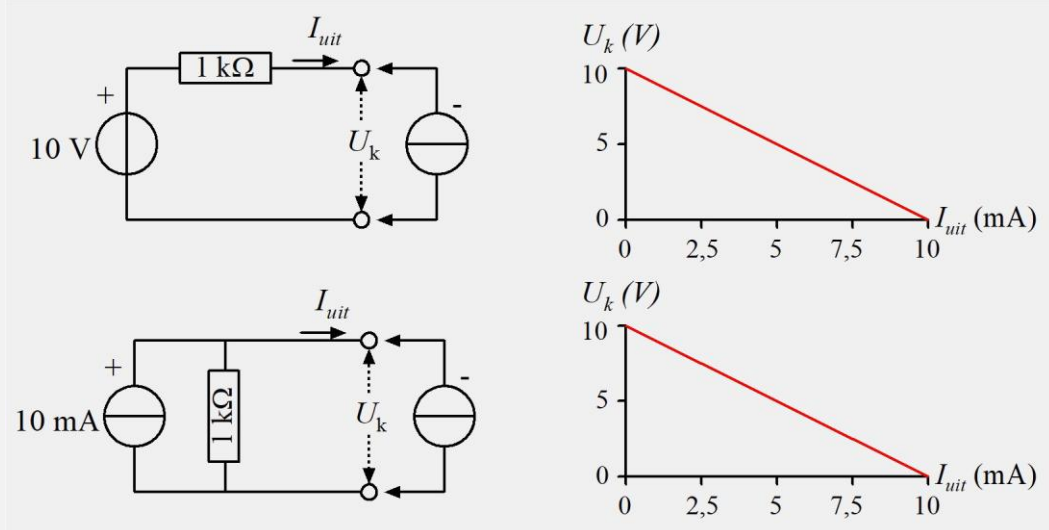
Figuur 8.3-9. Boven: model van een ideale N-kanaals FET als omvormer van een spanningsbron (de source) naar een stroombron (de drain). Heel strikt genomen zou de stroombron van de drain door het gate-kanaalsysteem gestuurd moeten zijn. Dan komen we echter in elektronica die ver boven amateurexameneisen uitstijgt. **Onder:** de werkelijke situatie met weerstand $1/S$ in serie met de spanningsbron en de stroombron op de drain parallel aan een weerstand ter grootte van R_i . Het regelsysteem heeft in het werkelijke schema geen weerstand. Die zit verwerkt in de niet-ideale bronnen.

De onderste helft van Figuur 8.3-9 toont hetzelfde beeld, maar dan voor een FET in de werkelijke wereld met niet-ideale bronnen links en rechts. De stroombron met parallelle weerstand is gelijkwaardig aan een spanningsbron met dezelfde weerstand in serie (Figuur 8.3-10). Dat is geen examenstof, maar liefhebbers vinden er verderop een kadertje over.



Figuur 8.3-10. Het onderste model van een niet-ideale (onvolkomen) N-kanaals FET in Figuur 8.3-9 met gelijkwaardige onvolkomen spanningsbron in serie met de drain in plaats van de onvolkomen stroombron.

Voor de liefhebbers, géén examenstof! Een niet-ideale stroombron en een niet-ideale spanningsbron met gelijke inwendige weerstand zijn identiek.
Stelling: een onvolkomen spanningsbron en een onvolkomen stroombron zijn identiek.



Boven: een onvolkomen spanningsbron met EMK=10 V, een inwendige weerstand van 1 kΩ en een stroombron rechts daarvan die een instelbare stroom van 1-10 mA opneemt. Helemaal rechts de grafiek van de klemspanning U_k tegen de opgenomen stroom I_{uit} . U_k daalt rechtlijnig van 10 naar 0 V als de stroom toeneemt van 0 naar 10 mA.

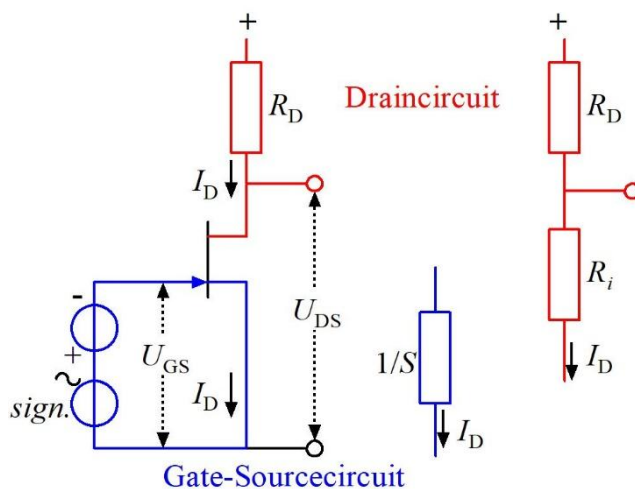
Onder: een stroombron van 10 mA met parallelweerstand van 1 kΩ. Voor de rest dezelfde schakeling als boven. Als $I_{uit} = 0$, dan is $U_k = 10$ V. Neemt I_{uit} toe tot 10 mA, dan daalt U_k rechtlijnig naar 0 V, want voor stroom door de weerstand van 1 kΩ blijft er niets over (1^e wet van Kirchhoff).

De spanningsbron met serieweerstand gedraagt zich net als een stroombron met eenzelfde parallelweerstand. Hiermee is de juistheid van de stelling aangetoond.

Met Figuur 8.3-10 lijkt de FET wat op een brandspuit die voor zijn watervoorziening is aangewezen op een kanaal, meer of vijver. Via een dikke aanzuigslang met zo laag mogelijke weerstand ($1/S$) wordt water opgezogen dat vervolgens via een dun spuitstuk met grote weerstand (R_i) over meer of minder grote afstand wordt weggespoten. Wat er aan water aan de ene kant in gaat, komt er aan de andere kant weer uit, maar met veel meer vermogen (=energie per tijd). Hoe dat in een FET werkt, komt nu aan de orde.

8.3.6 Hoe kan omzetting van laagohmig naar hoogohmig versterking inhouden?

Voor het beantwoorden van deze vraag hebben we in 8.3.4 twee nuttige berekeningen gedaan. Aan de sourcekant vonden we een kleine weerstand met een waarde $1/S$ (Figuur 8.3-9 onder). Die kwam neer op ongeveer $250\ \Omega$. Aan de drainkant zat de veel grotere inwendige weerstand R_i . Die was ongeveer $18\ \text{k}\Omega$. De verhouding van beide (circa 1:70) geeft een redelijke indruk van wat in de praktijk te verwachten is. We bekijken nu Figuur 8.3-11.



Figuur 8.3-11. Links een FET-schakeling met in *blauw* het gate-source circuit en in *rood* het draincircuit. Uitgelicht is de weerstand $1/S$ (midden, uiteraard niet zichtbaar in het schema). Rechts het draincircuit van R_i en R_D (R_i niet zichtbaar in het schema).

We zien links een schakeling met een N-FET. Het gate-sourcecircuit is blauw en het draincircuit rood getekend. De weerstand $1/S$ is onderdeel van de FET en daarom niet apart getekend in het schema, maar er wel uitgelicht (midden). Voor R_i geldt hetzelfde. Hij is er samen met de drainweerstand R_D uitgelicht (rechts). De stroom I_D doorloopt onveranderd de weerstanden en het hele kanaal (1^e wet van Kirchhoff!).

De gatespanning U_{GS} is een onzuivere wisselspanning (Hoofdstuk 5), in beeld gebracht door de gelijkspannings- en de wisselspanningsbron in het source-gatecircuit. Het gelijkspanningsdeel houdt de FET in het steile en weinig kromme deel van de steilheidsgrafiek (Figuur 8.3-5). De wisselspanningsbron (signaalbron) laat U_{GS} variëren.

De variërende gatespanning U_{GS} leidt tot een variërende stroom I_D tussen source en drain. De grootte van I_D wordt bepaald door U_{GS} en $1/S$. Aan de drainkant zit de drainweerstand

R_D . Door de hoge R_i heeft R_D niet veel invloed op de stroom in het kanaal. R_D mag dan ook (veel) groter zijn dan $1/S$. Hoe groter R_D , des te groter is de spanning erover. Is R_D 10 x zo groot als $1/S$, dan is de spanningsversterking 10 (maal). De spanningsversterking A_u (A van *amplification*, versterking; u van signaal)spanning) is de verhouding van R_D en $1/S$. In de vorm van een vergelijking:

$$A_u = \frac{R_D}{1/S} = R_D S \quad (8.3-3)$$

Korte samenvatting van het proces van spanningsversterking:

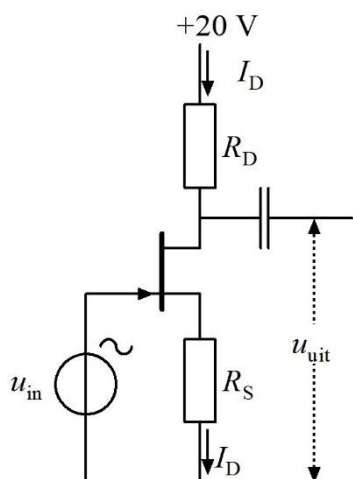
- Een spanningsvariatie tussen gate en source leidt via de steilheid S tot een variatie van de stroom I_D in het kanaal.
- Die stroomvariatie leidt tot een spanningsvariatie over de drainweerstand R_D . Als R_D (veel) groter is dan $1/S$, is de spanningsvariatie over R_D (veel) groter dan de variatie op U_{DS} die de stroomvariatie veroorzaakt. Vergelijking (8.3-3) is de exacte vergelijking.

Met een P-FET gaat alles precies zo, maar met tegengestelde spanningen: + wordt – en – wordt +.

8.3.7 Negatieve gatespanning zonder negatieve bron

Hoe versterken van spanning in zijn werk gaat, bespreken we hiervoor aan de hand van een N-kanaal FET. Er zat één ding in de schakeling dat in de praktijk lastig te realiseren valt: de bron voor de negatieve gatespanning U_{GS} .

Voor een meestal handige oplossing bekijken we de schakeling van Figuur 8.3-12.



Figuur 8.3-12. FET-schakeling met sourceweerstand R_S die voor een negatieve gatespanning zorgt, de drainweerstand R_D en de signaalbron u_{in} , zonder negatieve (gelijk)spanningsbron op de gate. Ook de signaalspanning aan de uitgang, van de wisselspanning gescheiden door de condensator, met een kleine letter u is geschreven.

Die oplossing is de weerstand R_S in de sourceleiding. Dat gaat zo: de stroom I via de sourceweerstand R_S leidt tot een positieve sourcespanning. De gate is stroomloos en ligt

via R_G aan 0 V. De source is dus positief ten opzichte van de gate. Dan is de gate negatief ten opzichte van de source. U_{GS} is daardoor negatief.

Dat vereenvoudigt de schakeling. Maar... alles heeft zijn prijs. Hier is dat vermindering van de effectieve steilheid en dus van de spanningsversterking. De oorspronkelijke $1/S$ wordt vervangen door een nieuwe. Die is gelijk aan $R_S + 1/S$. In hoofdstuk 9 zullen we zien hoe we dat nadeel bij de meeste versterkerschakelingen kunnen ondervangen. Hiermee verandert ook vergelijking (8.3-3). De versterking is nu gelijk aan R_D gedeeld door de som van R_S en $1/S$:

$$A_u = \frac{R_D}{R_S + 1/S} \quad (8.3-4)$$

Als R_S aanzienlijk groter is dan $1/S$, geldt bij benadering

$$A_u \approx \frac{R_D}{R_S} \quad (8.3-5)$$

Daarin betekent het $\approx$ -teken eigenlijk niet 'ongeveer gelijk aan', maar 'iets kleiner dan'.

Voor de liefhebbers, géén examenstof!

R_S staat in serie met $1/S$. De totale weerstand aan de sourcekant wordt dus $R_S + 1/S$.

Voor de effectieve steilheid die we S' ("*S*-accent") zullen noemen, geldt

$$S' = \frac{1}{R_S + 1/S} = \frac{S}{SR_S + 1} \quad (8.3-6)$$

Voorbeeld: Stel $S = 4$ mA/V en $R_S = 1$ k Ω . Dan is $S' = 4/5$ mA/V. Decimaal: $S' = 0,8$ mA/V. Daarmee wordt A_u in vergelijking (8.3-3) 5x zo klein!

De steilheidsgrafiek met S' is door de toevoeging van R_S veel rechter dan die van S .

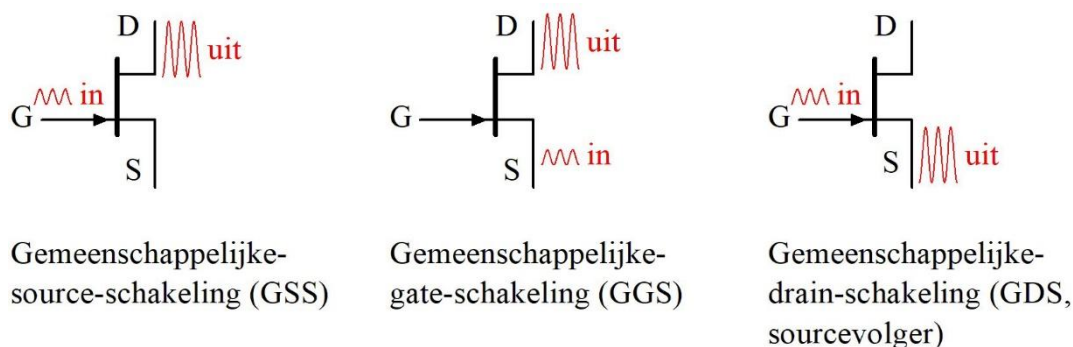
8.3.8 De drie basisschakelingen

Nu naar de versterkingsschakelingen. Versterking van vermogen P kan met versterking van spanning U , van stroom I , of van beide, want $P = UI$, zagen we al in Hoofdstuk 3.

Een junctie-FET heeft drie aansluitingen. Kies één als signaalingang en één als signaaluitgang. Nummer drie heet *gemeenschappelijk*. De gate kan door zijn extreem hoge weerstand geen signaaluitgang zijn. De drain is geen bruikbare ingang, want door de hoge R_i kan de stroom in de FET vanaf de drain niet noemenswaard worden beïnvloed. Gate en drain kunnen wel gemeenschappelijk zijn. Dan blijven er drie mogelijkheden over:

- Gemeenschappelijke source schakeling (GSS). Ingang: gate. Uitgang: drain
- Gemeenschappelijke gate schakeling (GGS). Ingang: source. Uitgang: drain
- Gemeenschappelijke drain schakeling (GDS). Ingang: gate. Uitgang: source.

Ze staan alle drie in Figuur 8.3-13. De kleine sinusjes stellen het ingangssignaal voor, de grotere het uitgangssignaal. Ze hebben elk hun specifieke eigenschappen.

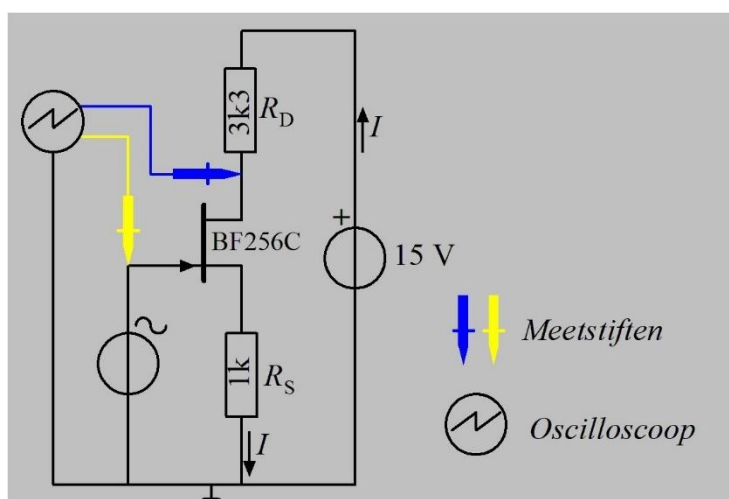


Figuur 8.3-13. De drie basisschakelingen in beeld. Het verschil in grootte van de sinussen geeft ingangsvermogen (klein) en uitgangsvermogen (groot) aan. Dus: vermogens, geen spanningen.

8.3.9 De Gemeenschappelijke Source Schakeling (GSS)

De gemeenschappelijke source-schakeling is de schakeling waarmee we tot nog toe hebben gewerkt: signaalingang op de gate, uitgang op de drain, source gemeenschappelijk. De schakeling die voor de foto's in deze sub-paragraaf is gebruikt, staat in Figuur 8.3-14. Gemeenschappelijke-source-schakeling met oscilloscoop (links boven). De oscilloscoop maakt de wisselspanningen aan in- en uitgang zichtbaar. De grijze achtergrond verbetert de zichtbaarheid van de gele meetleiding.

In de gateleiding staat alleen een wisselspanningsbron. Dat is de signaalbron. De gele meetstift met dito leiding is de verbinding met de oscilloscoop. R_S zorgt voor de negatieve spanning U_{GS} tussen gate en source. I in het schema is een onzuivere wisselstroom.



Figuur 8.3-14. Gemeenschappelijke-source-schakeling met oscilloscoop (links boven). De oscilloscoop maakt de wisselspanningen aan in- en uitgang zichtbaar. De grijze achtergrond verbetert de zichtbaarheid van de gele meetleiding.

De onzuivere wisselstroom I door drainweerstand R_D veroorzaakt over de weerstand een onzuivere wisselspanning (blauwe meetstift). Als we $1/S$ mogen verwaarlozen, is de spanningsversterking volgens vergelijking (8.3-5) bij benadering gelijk aan R_D/R_S . Het wisselspanningsdeel van de drainspanning (blauwe meetstift, blauw lichtspoor) en dat van

de gatespanning (gele meetstift, geel lichtspoor) zien we in het oscilloscoopbeeld (oscillogram) op Foto 8.3-1.



Foto 8.3-1. Oscillogram van de spanningen, gemeten aan de schakeling van Figuur 8.3-14. Beide sinussen hebben dezelfde kleur als de bijbehorende meetleidingen. De gele sinus is dus het ingangssignaal op de gate; de blauwe het wisselspanningsdeel van de spanning over R_D . De verticale schaal is 1 V per schaaldeel, de horizontale 1 ms per schaaldeel. De frequentie is ongeveer 500 Hz (2 schaaldelen, dus 2 ms per periode).

De amplitude van de wisselspanning aan de uitgang (blauw) is ongeveer $2\frac{1}{2}$ keer zo groot is als die aan de ingang (geel). Dat is dus inderdaad minder dan de verhouding R_D/R_S die $3300/1000=3,3$ is. De schuldige is $1/S$. Die staat in serie met de drainweerstand R_D

Spanningsversterkingen met een FET kunnen groter zijn dan op Foto 8.3-1. Voor de schakeling in Figuur 8.3-14 zijn R_D en R_S zo gekozen dat beide sinussen goed zichtbaar zijn bij dezelfde verticale schaal. De vermogensversterking is enorm: door de gate loopt geen signaalstroom, door de drain wel.

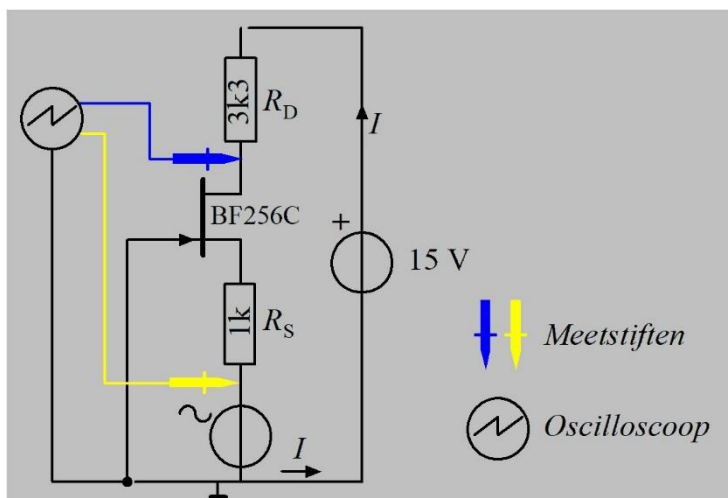
Foto 8.3-1 toont ook dat in- en uitgangssignaal in tegenfase zijn. De verklaring is als volgt:

- De kanaalstroom I neemt toe als de gatespanning U_{GS} stijgt.
- Als I toeneemt, neemt de spanning over R_D ook toe. De voedingsspanning van 15 V blijft gelijk.
- De drainspanning U_{DS} neemt dan volgens de tweede wet van Kirchhoff af. Dus stijgende gatespanning leidt tot dalende drainspanning.
- Bij dalende U_{GS} gebeurt het omgekeerde.

Een vaste regel voor de GSS is: **in- en uitgangswisselspanning zijn in tegenfase, de spanningsversterking is iets kleiner dan R_D/R_S en de vermogensversterking is heel groot.**

8.3.10 De Gemeenschappelijke Gate Schakeling (GGS)

Een voorbeeld van een GGS staat in het schema van Figuur 8.3-15. In de sourceleiding staat een wisselspanningsbron in serie met de sourceweerstand R_S van $1000\ \Omega$. De drainweerstand is $3300\ \Omega$. Dat zijn (met opzet) dezelfde waarden als in Figuur 8.3-14.



Figuur 8.3-15. Voorbeeld van een gemeenschappelijke gate schakeling. De weerstanden zijn dezelfde als in Figuur 8.3-14.

R_S staat in serie met een wisselspanningsbron. Op het knooppunt van de wisselstroombron en R_S staat een zuivere wisselspanning die wordt gemeten via de gele meetstift. De voedingsstroom uit de 15 V-gelijkspanningsbron loopt samen met de wisselstroom als onzuivere wisselstroom I door het FET-kanaal. Die stroom loopt ook door R_S en R_D . De stroomversterking is dus 1. De spanningsversterking is in theorie R_D/R_S , in werkelijkheid onder invloed van $1/S$ evenveel minder als in de GSS hiervoor. Het bijbehorende oscillogram staat op Foto 8.3-2.

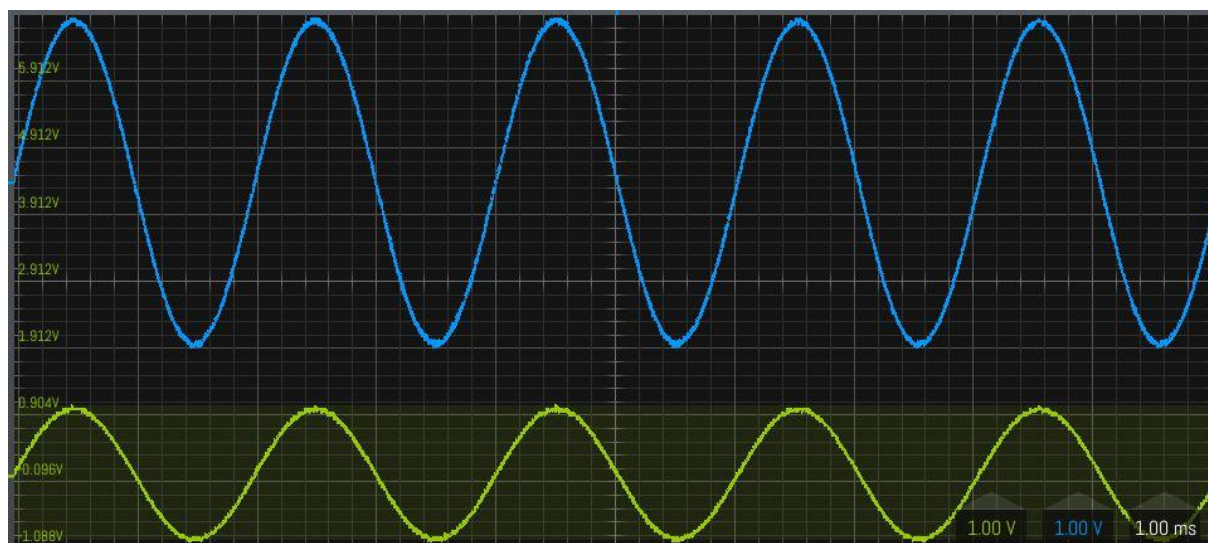
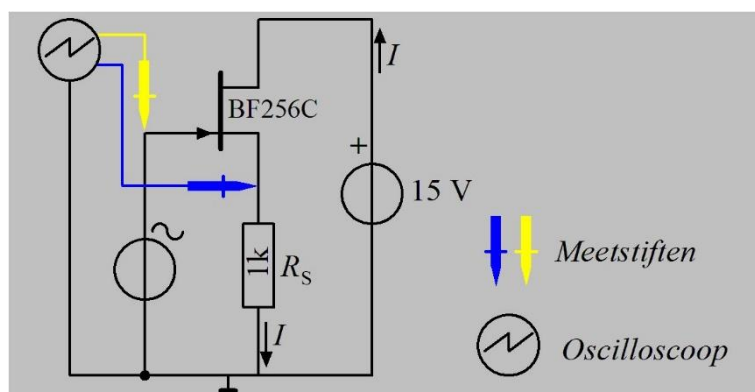


Foto 8.3-2. Oscillogram, gemeten aan de schakeling van Figuur 8.3-15. De gele sinus (onder) is het ingangssignaal tussen bron en sourceweerstand; de blauwe (boven) het uitgangssignaal, gemeten op de drain. De verticale schaal is voor beide signalen gelijk: 1V per schaaldeel. De frequentie is ongeveer 50 kHz.

lijkt dan ook sterk op Foto 8.3-1. Uitzondering: in- en uitgangssignaal zijn op Foto 8.3-2 in fase. In de vorige schakeling, de GSS, waren ze in tegenfase. Dat kwam doordat een hogere spanning op de gate ten opzichte van de source, op de drain een lagere spanning veroorzaakt. Een hogere spanning op de source betekent een lagere gate-source-spanning en dus een hogere drainspanning, zoals de GSS liet zien. Dus hier: hogere source-spanning → hogere drainspanning en dus geen faseverschil.

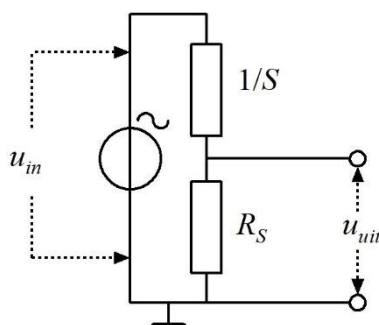
De spanningsversterking van de GGS is praktisch dezelfde als bij de GSS. Versterkte spanning bij dezelfde stroom betekent versterkt vermogen. In dit geval is de versterking van het vermogen P gelijk aan de spanningsversterking, want $P=UI$ en de source- en drainstromen zijn gelijk.

8.3.11 De Gemeenschappelijke Drain Schakeling (GDS of sourcevolger)



Figuur 8.3-16. Voorbeeld van een gemeenschappelijke drain schakeling. De gate is signaalingang, de source signaaluitgang. Er is geen drainweerstand, want die is in deze schakeling overbodig.

Net als bij de GSS komt het te versterken signaal binnen op de gate. De signaaluitgang is de source en niet de drain. Een voorbeeldschema staat in Figuur 8.3-16. De ingang trekt praktisch geen stroom. Hoe zit het nu met de weerstand op de source, de signaaluitgang? De sourceweerstand R_S is er één. De andere is $1/S$. Een op de source aangesloten schakeling ‘ziet’ de spanningsdeler van $1/S$ en R_S . Zie het vervangingsschema in Figuur 8.3-17.



Figuur 8.3-17. Vervangingsschema voor het wisselspanningsdeel in het sourcecircuit met de weerstand $1/S$ en de sourceweerstand R_S . Ze vormen een spanningsdeler, waarbij de uitgangsspanning U_{uit} over R_S staat.

De op de signaaluitgang aangesloten schakeling ‘ziet’ een laagohmige bron met een inwendige weerstand van $1/S$, parallel aan R_S (hoofdstuk 3). De uitgangswisselspanning is ook hier iets kleiner dan de ingangswisselspanning, dankzij $1/S$. Het oscillogram zien we op Foto 8.3-3. De spanningsversterking is iets kleiner dan 1. De stroomversterking is heel groot, want de stroom via de gate is vrijwel 0. Er is dus wel vermogensversterking.

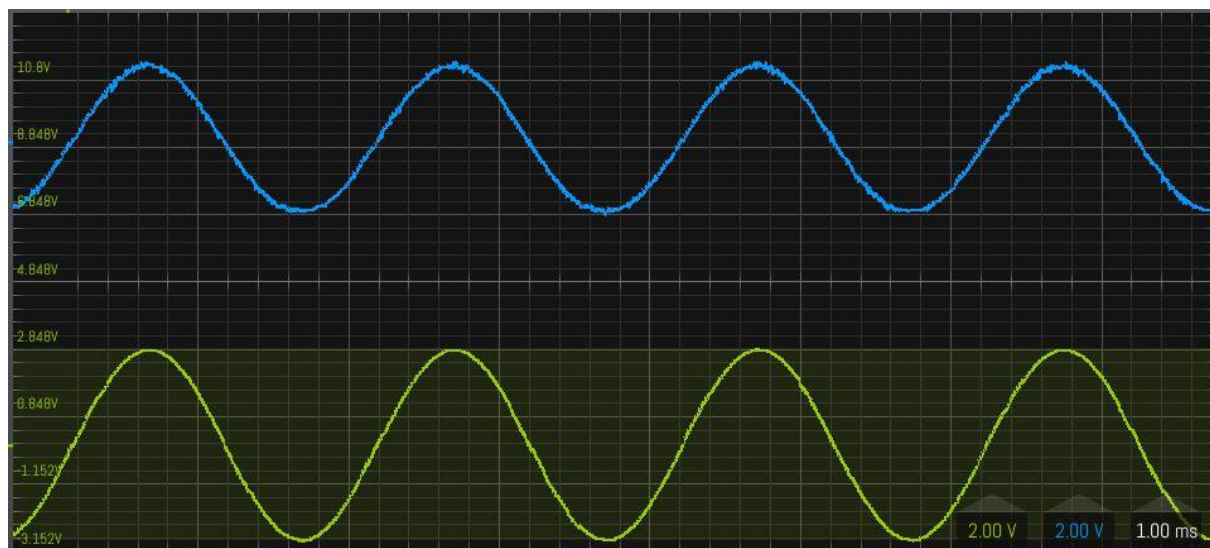


Foto 8.3-3. Ingangssignaalspanning (geel) en uitgangssignaalspanning (blauw) van de schakeling van Figuur 8.3-16. De kleine verzakking komt door de spanningsdeler, zoals weergegeven in Figuur 8.3-17.

Omdat de sourcewisselspanning met maar een kleine verzakking de gatewisselspanning volgt, heet deze schakeling ook wel *sourcevolger*. De verzakking is een gevolg van de spanningsdeler in Figuur 8.3-17. Een sourcevolger kan worden toegepast in schakelingen

waarin een signaal uit een hoogohmige bron met zo min mogelijk spanningsverlies moet worden omgevormd tot een signaal uit een laagohmige bron.

8.3.12 Samenvatting van de drie basisschakelingen

Tabel 8.3-1 vat de eigenschappen van de drie basisschakelingen GSS, GGS en GDS (of sourcevolger) samen.

Tabel 8.3-1. Samenvatting van de eigenschappen van de drie basisschakelingen. R_D is drainweerstand, R_S is sourceweerstand.

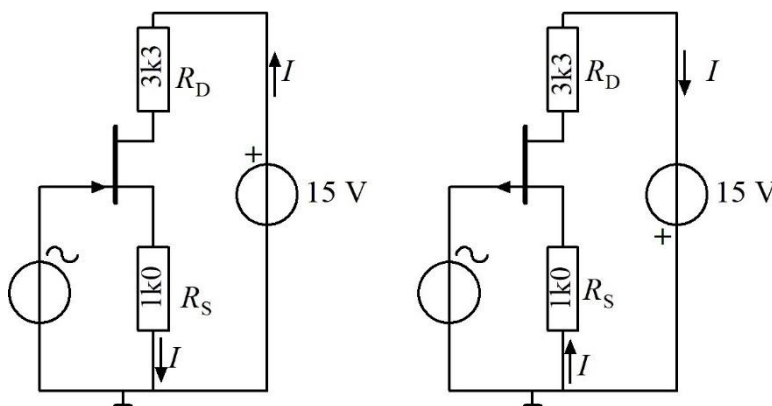
Soort	Signaal in en uit	Weerstand ingang → uitgang	Spannings-versterking	Stroom-versterking	Vermogens-versterking	Fase-verschil in en uit
GSS	In: Gate Uit: Drain	In: zeer hoog Uit: hoog	Iets minder dan R_D/R_S	Zeer groot	Zeer groot	Tegenfase
GGS	In: Source Uit: Drain	In: laag Uit: hoog	Iets minder dan R_D/R_S	1	Iets minder dan R_D/R_S	In fase
GDS	In: Gate Uit: Source	In: zeer hoog Uit: laag	Iets minder dan 1	Zeer groot	Groot	In fase

8.3.13 Andere soorten FET's dan J-FET's met N-kanaal

P-kanaals junctieFET's

Tot hier hebben we J-FET's besproken met een stevige nadruk op de N-kanaal FET. Een P-kanaal FET werkt net zo, met dit verschil dat alle polariteiten zijn omgewisseld. De drain is dan dus negatiever dan de source en de gate is positief ten opzichte van de source. De ladingdragers zijn geen elektronen maar gaten.

Figuur 8.3-18 toont de gemeenschappelijke-source-schakeling van Figuur 8.3-14 zonder oscilloscoop, meetstiften en grijze achtergrond, maar met zowel N- als P-kanaal FET in gelijke schakelingen, waarin alleen polariteit en stroomrichting zijn omgekeerd.%



Figuur 8.3-18. De schakeling van Figuur 8.3-14 zonder oscilloscoop en grijze achtergrond met N-FET (links) en met P-FET (rechts). Links ligt de min aan massa, rechts de plus. De stroomrichtingen zijn tegengesteld en de bron met voedingsspanning is omgedraaid. Meer verschillen zijn er niet.



Het linker schema gebruikt een N-kanaals FET, het rechter één met P-kanaal. De rechter schakeling heeft de plus aan massa. De stroom loopt dus andersom, vergeleken met de N-FET. Voor de rest zijn beide schema's gelijk. Een schakeling met P-FET en de min aan massa werkt ook, zolang daarmee in de rest van de schakeling rekening is gehouden. De P-FET zit er dan 'op de kop' in.

MOSFET'S

De benaming MOSFET is de afkorting van Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor. De naam vertelt de opbouw van de gate: een laagje Metaal op een laagje siliciumOxide (zeg maar glas) op halfgeleider (Semiconductor)materiaal. In dit type FET spelen het metaal met oxidelaag dezelfde rol als de diodejunctie van de gate bij de N- of P-FET. Alleen is er nooit geleiding tussen gate en kanaal, ongeacht of de gate nu positiever of negatiever dan het kanaal is.

Het oxide isoleert zo goed, dat de weerstand tussen gate en source 100-1000 keer zo hoog is als die tussen gate en kanaal bij een junctie-FET. Vooral oudere MOSFET's waren daardoor zeer gevoelig voor statische spanningen. De tegenwoordige typen hebben een interne beveiliging. Desondanks is het raadzaam, bij de montage een geaarde soldeerbout te gebruiken en ook een geaard armbandje is aan te bevelen omdat aanraking met de hand bij monteren of vervangen nu eenmaal haast niet te vermijden is.

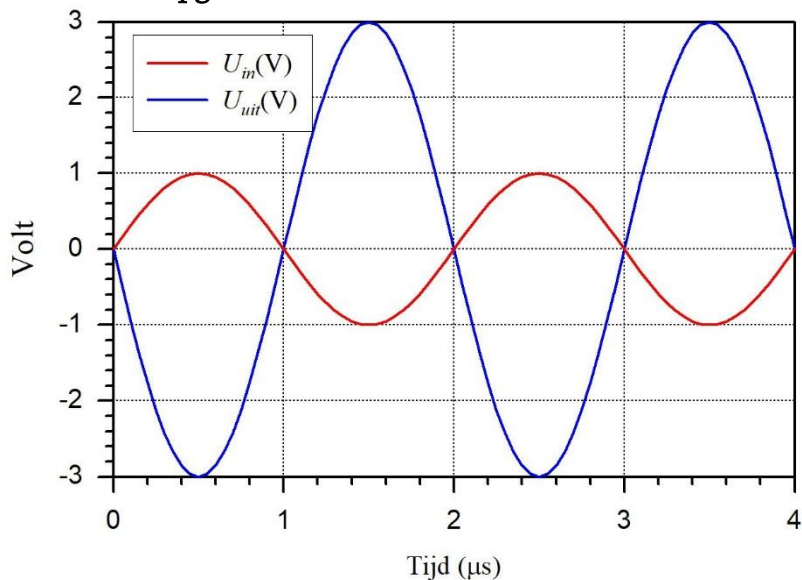
De gate-source capaciteit ligt bij MOSFET's circa 10x zo laag als bij junctie-FET's. Er zijn zowel N- als P-kanaal MOSFET's. Ook zijn er typen die pas geleiding tussen source en drain vertonen als er op de gate een zekere spanning staat. Men noemt dit FET's van het verrijkingstype. De FET's die we tot nu toe hebben gezien, waren van het uitputtingstype, omdat ze zijn gebaseerd op het effect van de uitputtingszone bij PN-juncties. Details van de interne werking van MOSFET's zijn geen examenstof. Wie er meer van wil weten, kan bijvoorbeeld terecht op <https://nl.wikipedia.org/wiki/MOSFET>, https://www.electronics-notes.com/articles/electronic_components/fet-field-effect-transistor/dual-gate-mosfet.php of <https://www.circuitsonline.net/artikelen/view/41>. Of googel gewoon 'mosfet'.

Dual-gate MOSFET's

Dual-gate MOSFET's hebben, zoals de naam suggereert, twee gates. De eerste gate heeft de functie van stuur-elektrode. Dat is de klassieke gate. De tweede gate ligt tussen de eerste gate en de drain. Die gate krijgt meestal een constante spanning en wordt bovendien met een condensator ontkoppeld naar massa (aarde), zodat ook hoogfrequente spanningen er verwaarloosbaar zijn. Doordat de invloed van de drainspanning op de elektronenstroom door de FET erdoor wordt verkleind, is de inwendige weerstand hoger en de mogelijke spanningsversterking dus ook. Zo ontstaat een afscherming van de capaciteit tussen eerste gate en de drain die daardoor van enkele pF naar enkele honderdsten van een pF gaat. Dat is van belang in HF-schakelingen.

8.4 Opgaven met FET's (Naar de antwoorden en terug via navigatiepijlen)

8.4.1 Opgave 8-1.



De grafiek toont de sinusvormige spanningen aan de ingang (U_{in}) en aan de uitgang (U_{uit}) van een versterkertrap met een J-FET. De versterker staat in

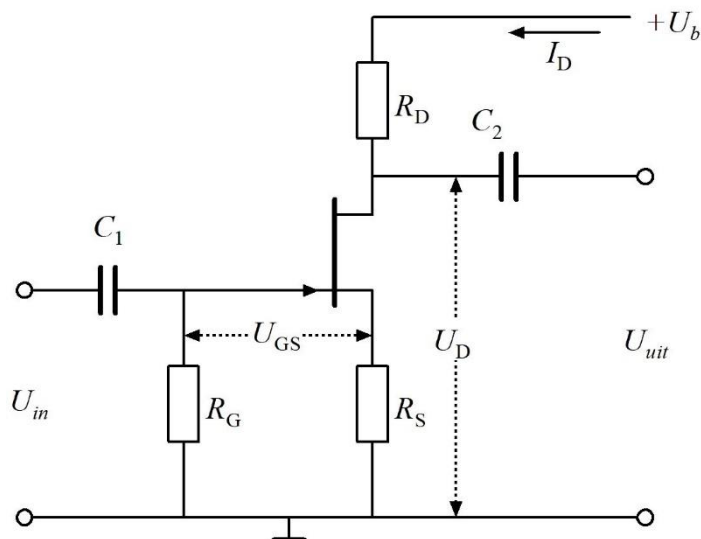
- A. Gemeenschappelijke source-schakeling
- B. Gemeenschappelijke gate-schakeling
- C. Gemeenschappelijke drain-schakeling
- D. Gemeenschappelijke gate- of drain-schakeling.

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking



8.4.2 Opgave 8-2.

In de versterkertrap is een N-FET toegepast. De beide condensatoren ontdoen het signaal van het gelijkstroomdeel. U_b is een gebruikelijke aanduiding voor voedingsspanning.



Uitgangspunt is dat per vergelijking voldoende gegevens beschikbaar zijn. De sourceweerstand R_S is te berekenen volgens

- A. $R_S = U_D / I_D$
- B. $R_S = U_b / I_D$
- C. $R_S = U_{GS} / I_D$
- D. $R_S = U_{GS} - U_D / I_D$

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking



8.4.3 Opgave 8-3.

Uitgangspunt is dat voor elke vergelijking voldoende gegevens beschikbaar zijn. De drainspanning U_D in het schema van de vorige opgave is dan te berekenen volgens

- A. $U_D = U_b - I_D R_D$
- B. $U_D = U_b - R_D / I_D$
- C. $U_D = U_b - U_{GS}$
- D. $U_D = U_b - I_D R_S$

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking



8.5 Elektronenbuizen

8.5.1 Inleiding

Elektronenbuizen of kortweg buizen zijn de oudste versterkende elementen. Ze zijn gebaseerd op het gedrag van elektronen in het luchtledig (vacuüm). De ladingdragers zijn dus elektronen en nooit gaten zoals dat bij halfgeleiders wel kan. De oudste buizen waren (vacuüm)dioden. Ze hebben net als halfgeleiderdioden een kathode en een anode.

De versterkende eigenschappen van buizen zijn gebaseerd op zogenoemde roosters tussen anode en kathode. Die reguleren door middel van spanning de elektronenstroom in de buis zoals de gate in een FET dat ook doet. Ze geven de buis versterkereigenschappen. Er zijn buizen met één tot wel zeven roosters. De exameneisen gaan uit van kennis van buizen met één rooster (trioden) en buizen met drie roosters (penthoden). Nu is de werking daarvan alleen te snappen met enige kennis van de diode, resp. buizen met twee roosters (tetroden). We zullen daarom toch buissoorten behandelen die buiten de exameneisen vallen, maar doen dat heel beperkt.

Hoewel buizen in de audiowereld een kleine heropleving meemaken (we schrijven 2019), worden ze in de elektronica als geheel steeds minder gebruikt. In de HF-techniek overleven ze nog steeds, voornamelijk bij vermogenstoepassingen (eindtrappen in zenders), maar ook daar is het proces van verdringing door vooral power-FET's gaande.

8.5.2 Elektronen in vacuüm: thermische emissie of het Edison-effect

In Hoofdstuk 3 hebben we gezien dat elektronen in geleiders gemakkelijk van het ene atoom naar het andere kunnen springen. Bij kamertemperatuur verlaten de elektronen daarbij de geleider niet, doordat krachten die gevolg zijn van ladingsverschillen, zogenoemde *elektrostatische krachten*, ze binnen de geleider houden.

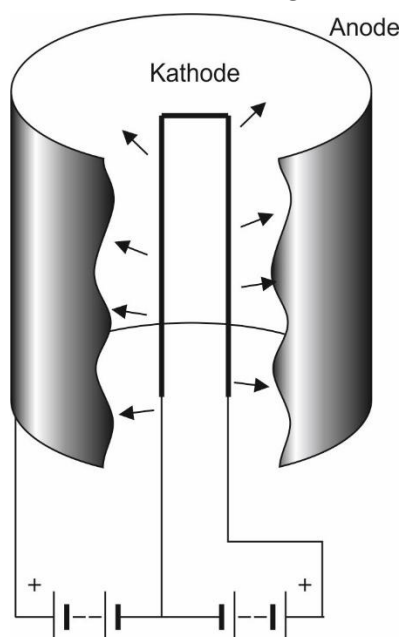
Maar als de geleider verhit wordt en zich in vacuüm bevindt, verandert dat. Warmte is trillen of heen en weer schieten van deeltjes, waaronder elektronen. Hoe hoger de temperatuur, hoe meer beweging. Daardoor kunnen elektronen tijdelijk uit de geleider worden geslingerd. In lucht komen ze niet ver, want ze botsen tegen luchtmoleculen, verliezen zo hun snelheid en worden door elektrostatische krachten teruggetrokken in de geleider.

Als er geen luchtdeeltjes zijn, in vacuüm dus, vormt zich een elektronenwolk rondom een hete geleider. Als er evenveel elektronen uit de hete geleider worden geslingerd als er weer op terugkeren, is de zaak in evenwicht. Het verschijnsel werd in 1873 ontdekt door de Engelse natuurkundige Guthrie. De uitvinder van de gloeilamp, Edison, ontdekte 10 jaar later dat hij een stroom door het vacuüm van zijn lamp kon laten lopen door er een plaatje in te maken dat hij verbond met de pluspool van een batterij waarvan de minpool verbonden was met de gloeidraad. Voor hem was het positieve plaatje een poging om het zwart worden van het glas van de door hem uitgevonden kooldraadlamp te voorkomen. Ook de koolstof van de gloeidraad verdampte namelijk langzaam en sloeg neer op het

koelere glas. Het verschijnsel is dus niet naar de eerste, maar naar de tweede ontdekker, Edison, genoemd.

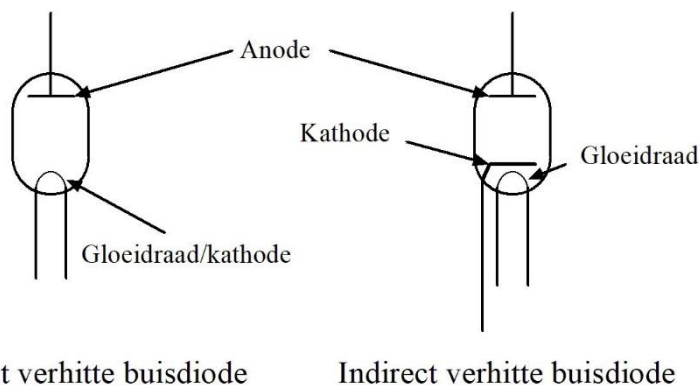
8.5.3 De buisdiode of vacuümdiode

De echte buisdiode met een gloeidraad als kathode en een metalen plaat als anode, werd pas in 1904 gepatenteerd door de Engelse natuurkundige Fleming. Figuur 8.5-1 toont de opbouw. De gloeidraad die ook kathode is, is omringd door een metalen plaat, de anode.



Figuur 8.5-1. Het inwendige van een buisdiode (vacuümdiode) met direct verhitte kathode (uit cursus 1999).

In Figuur 8.5-1 is de gloeidraad gevoed met gelijkstroom en is gelijktijdig kathode. Dat heet een *direct verhitte* kathode. Een afzonderlijke kathode en gloeidraad waren later meer gebruikelijk. De kathode is dan een metalen buisje met de gloeidraad er binnenin. Zo'n kathode heet *indirect* verhit. De gloeidraad wordt vrijwel steeds met wisselstroom gevoed. Dat spaart gelijkrichting van de vrij grote gloeistroom. De kathode heeft meestal een bedekking van materiaal dat elektronen gemakkelijk loslaat, zoals bariumoxide.



Figuur 8.5-2. Links het schemasymbool voor de direct verhitte, rechts voor de indirect verhitte buisdiode.

In versterkerschakelingen blijft zo wisselspanning gescheiden van de versterker. De indirect verhitte kathode verklaart, waarom een buizenapparaat enige tijd moet opwarmen, voordat het werkt. Zolang de kathode te koud is, gebeurt er niets!

Schemasympolen met termen voor de direct en de indirect verhitte buisdioden staan in Figuur 8.5-2. Foto 8.5-1 is een afbeelding van een ‘moderne’ dubbele buisdioden voor kleine signalen.

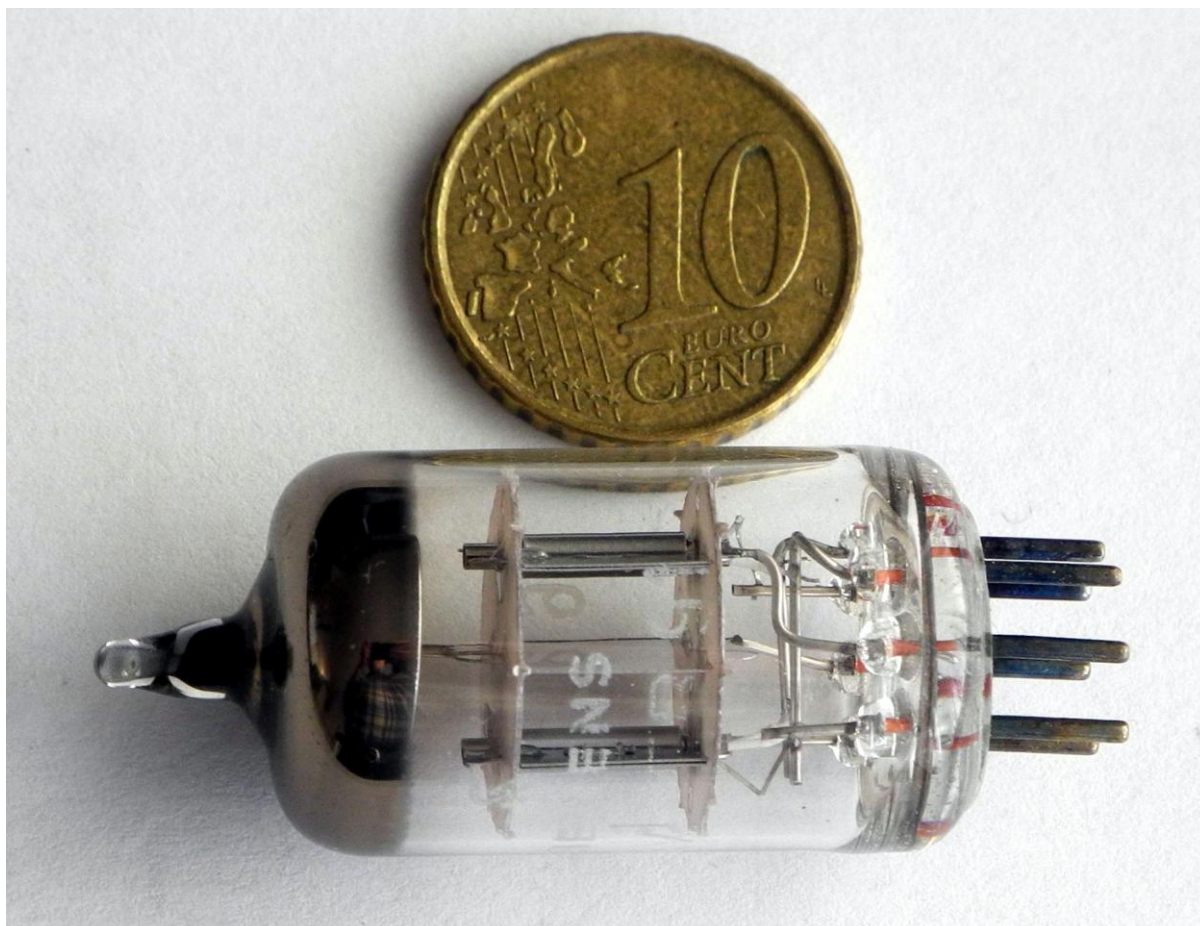
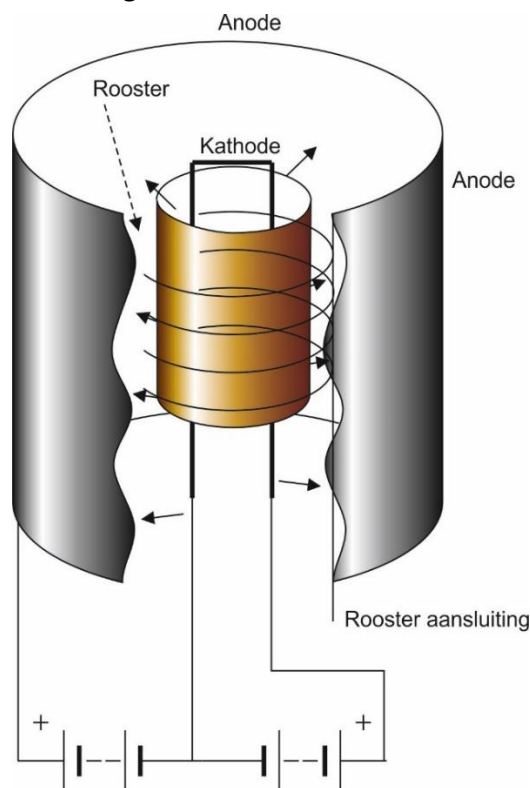


Foto 8.5-1. Dubbele buisdioden voor kleine signalen EAA91 (Siemens) uit de nadagen van de elektronenbuis, toen ook bij de buizen al miniaturisering gaande was. De twee evenwijdige micaplaatjes links en rechts, verticaal op de foto en bijna loodrecht op de kijkrichting, houden alles op zijn plek. De twee dioden zijn de donkere langwerpige dingetjes onder het muntje, praktisch horizontaal op de foto. De metalen buisjes van de kathodes steken er links en rechts (net zichtbaar) uit. De donkere verdikkingen tussen de micaplaatjes dwars op de kijkrichting zijn de anodes. Rechts de aansluitingen aan de voet.

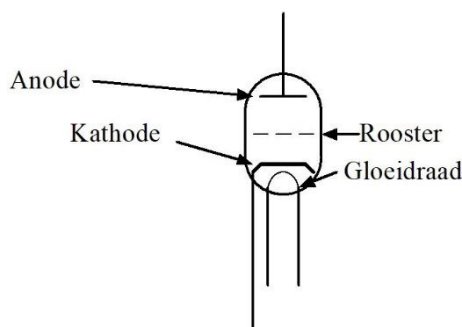
8.5.4 De triode

De triode (letterlijk: ‘drieweg’) is wat opbouw betreft een vacuümdioden met een rooster tussen kathode en anode. Het rooster heeft dezelfde functie als de gate bij een FET. De uitvinding van de triode volgde snel op die van de vacuümdioden in 1904: al in 1906 vond de Amerikaan Lee de Forest zijn “Audion” uit, de eerste triode. Figuur 8.5-3 toont het

binnenste van de triode in een tekening. Het schemasymbool van een triode met namen voor de onderdelen is te zien in Figuur 8.5-4.



Figuur 8.5-3. Het binnenste van een triode met indirect verhitte kathode (koperkleurig). De gloeidraad zit erbinnen. Het rooster bestaat uit een dunne draad die spiraalsgewijs om de kathode ligt. De roosteraansluiting is een dun verticaal metalen staafje, 'Rooster aansluiting' op de tekening, waaraan elke winding van het rooster vastzit. Zo wordt het rooster op zijn plaats gehouden. Deze opbouw voorkomt ook dat het rooster zich gedraagt als een spoel. Meestal gaat het om twee van die staafjes tegenover elkaar (cursus 1999).



Figuur 8.5-4. Schemasymbool van een indirect verhitte triode met namen van de onderdelen.

Foto 8.5-2 en Foto 8.5-3 tonen beelden van het inwendige van de dubbeltriode (twee trioden in één buis) 6AS7GA. Het is een buis die niet in de eerste plaats bedoeld is voor spanningsversterking, maar om enig vermogen te leveren in een spanningsstabilisator van maximaal 200 à 250 V. De maximale dissipatie is 13 W per triode. De anode ligt niet helemaal rondom rooster en kathode, maar steekt uit. Hij dient zo ook als koelplaat.

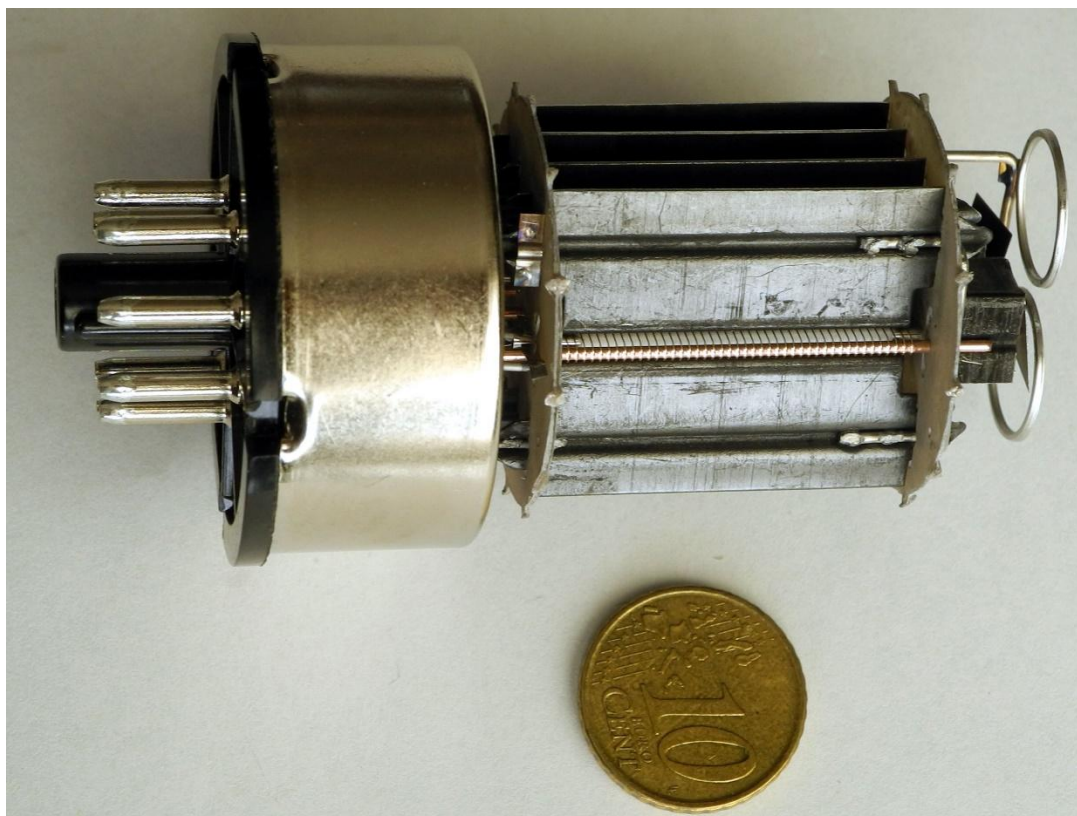


Foto 8.5-2. Het inwendige van de dubbele triode 6AS7GA (RCA). We zien één helft, rechts van de buisvoet met aansluitpennen. Het rooster is goed zichtbaar. Het wordt op zijn plaats gehouden door twee koperkleurige staafjes, waarvan er één zichtbaar is. Het wit erachter is het bariumoxide van de kathode. Boven en onder rooster en kathode zien we de grijsmetalen anode die tevens koelplaat is.

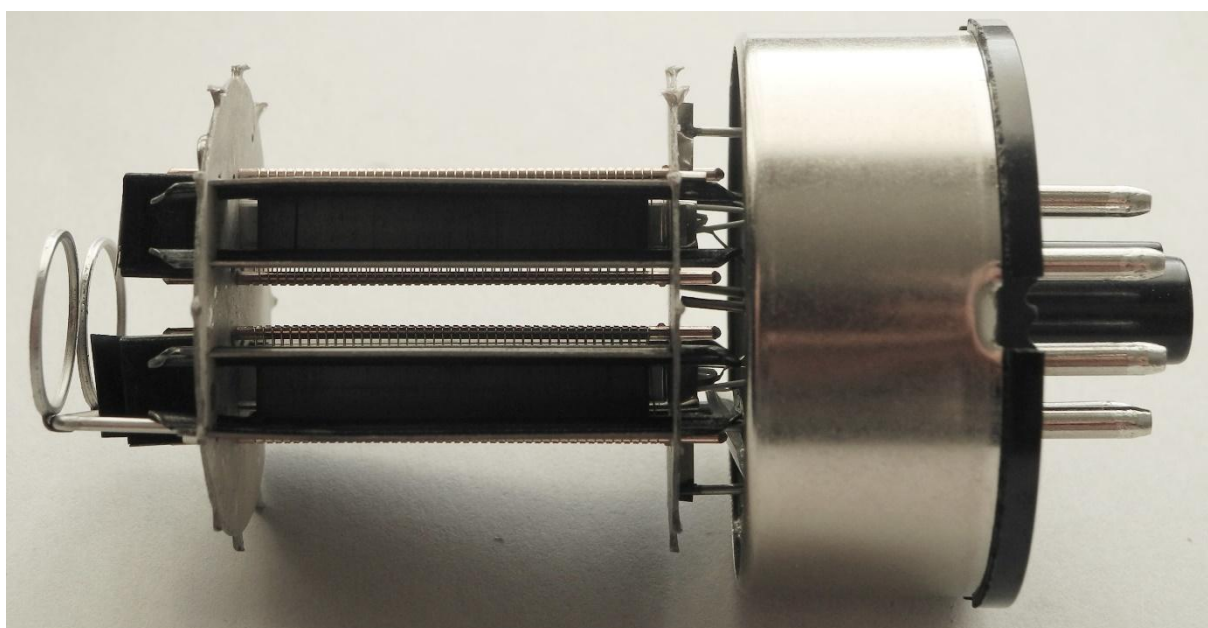
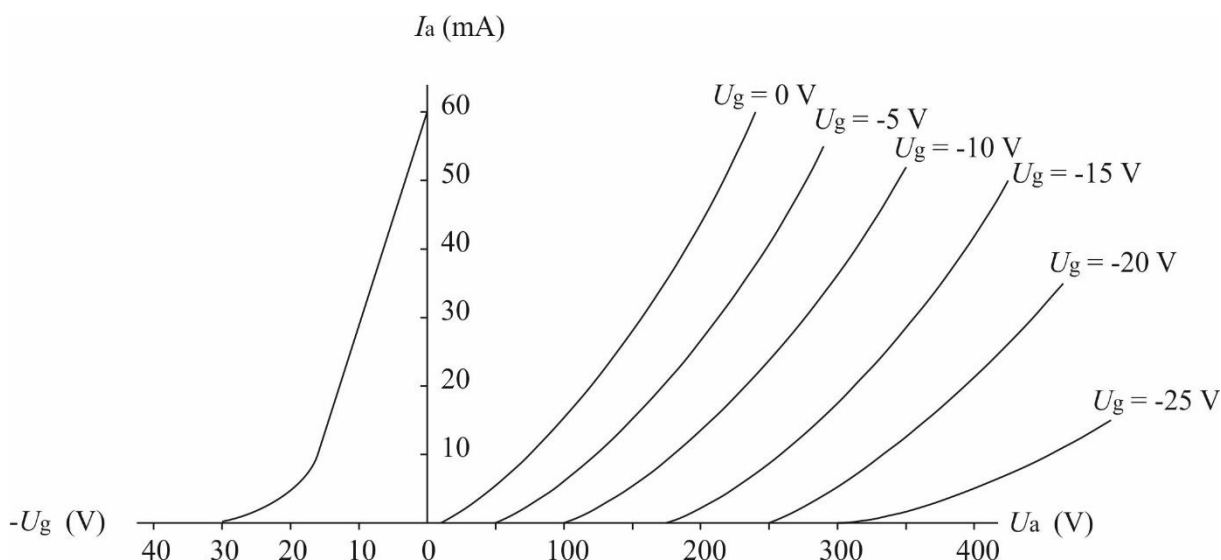


Foto 8.5-3. Nog een keer de 6AS7GA, nu met beide helften in beeld. Midden in beeld de roosters die half uit de bijbehorende anodeconstructie steken. Bovenin is ook de andere kant van het rooster te zien, onderin met enige moeite ook. Het geheel wordt op zijn plaats gehouden door de twee mica plaatjes links en rechts.

In de symbolentaal van vergelijkingen heeft de kathode de letter k, de anode de letter a en het rooster de letter g van het Engelse *grid*. Figuur 8.5-5 toont links de steilheidsgrafiek, ofwel de I_a/U_g -karakteristiek. Rechts zien we een bundel I_a/U_a -karakteristieken met hun bijbehorende roosterspanning U_g .



Figuur 8.5-5. Voorbeeld van een I_a/U_g -karakteristiek (steilheid) en I_a/U_a -karakteristieken van een triode.

De steilheidsgrafiek lijkt op die van een FET, maar is rechter. Dat laatste hoeft niet voor elke willekeurige buis zo te zijn.

De I_a/U_a -karakteristieken rechts in de figuur lijken totaal niet op de I_D/U_{DS} -karakteristieken van een FET zoals we die van Figuur 8.3-7 en Figuur 8.3-8 kennen. Ze lijken meer op de steilheidsgrafiek, vooral op de wat krommere grafiek van een FET. Dat betekent allerm minst dat een triode niet versterkt. Kijk naar de horizontale as: de spanningen zijn veel hoger dan op de horizontale as in de steilheidsgrafiek. Dat betekent een hogere inwendige weerstand op de anode dan $1/S$, het omgekeerde van de steilheid, op het rooster/kathode circuit. De tekening van Figuur 8.3-9, de FET als omvormer van laagohmig op de source en hoogohmig op de drain is dus ook op de triode van toepassing, ook al hebben we het daarbij niet over source en drain, maar over kathode en anode.

Er is dus qua werking, ondanks het verschil in karakteristieken, geen groot verschil tussen triode en FET. Die laatste is in zijn begintijd daarom ook wel eens “vaste-stof-triode” genoemd. Wel zien we aan de horizontale assen van de grafieken in Figuur 8.5-5 dat vooral de anodespanningen in de buizentechniek van een heel andere orde zijn dan drainspanningen in de FET-techniek. Wie met buizen knutselt, moet daarom letterlijk bedacht zijn op schokeffecten.

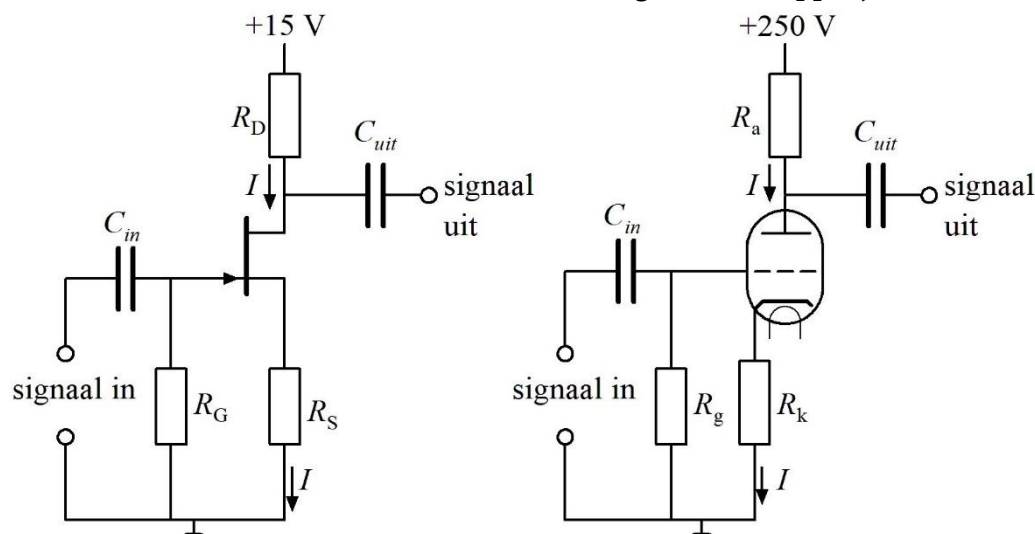
De roosterspanning is bij een triode negatief ten opzichte van de kathode, anders wordt het rooster een soort tweede anode en gaat stroom voeren. Ook dit lijkt sterk op wat er bij de FET gebeurt.

De drie basisschakelingen die we van de FET kennen, bestaan ook bij trioden en de versterkerbuizen met meer dan één rooster die we hierna behandelen. Ze hebben soortgelijke eigenschappen als hun broertjes/zusjes in de wereld van de FET, maar andere namen (Tabel 8.5-1). De eigenschappen die in Tabel 8.3-1 zijn genoemd, zijn ook op buizen van toepassing. Tabel 8.5-1 geeft de vertaalsleutel.

Tabel 8.5-1. De drie basisschakelingen van de FET en van de buis. De eigenschappen van beide zijn vergelijkbaar en voor de FET weergegeven in Tabel 8.3-1.

Schakeling FET	Schakeling buis
Gemeenschappelijke sourceschakeling (GSS)	Gemeenschappelijke kathodeschakeling (GKS)
Gemeenschappelijke gateschakeling (GGS)	Gemeenschappelijk roosterschakeling (GRS)
Gemeenschappelijke drainschakeling (GDS), ook wel sourcevolger genoemd	Gemeenschappelijke anodeschakeling (GAS), ook wel kathodevolger genoemd

Om de vertaling van FET naar buis te verduidelijken, geven we in Figuur 8.5-6 een plaatje met een N-kanaal FET in GSS en een triode in gemeenschappelijke kathodeschakeling.

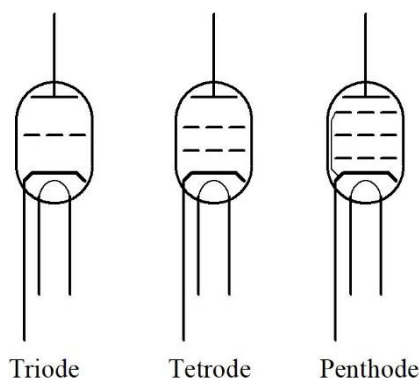


Figuur 8.5-6. FET (links) in gemeenschappelijke sourceschakeling en triode (rechts) in gemeenschappelijke kathodeschakeling. Alleen de voedingsspanningen verschillen. De gloeidraadaansluiting bij de triode spreekt vanzelf en is niet meegetekend. C_{in} aan de ingang en C_{uit} aan de uitgang scheiden gelijk- en wisselspanning.

8.5.5 Tetrode en penthode

Voor het zendexamen wordt van deze twee alleen kennis van de penthode, een buis met drie roosters, gevraagd. De penthode is uitgevonden als correctie op ongewenste eigenschappen van de tetrode, een buis met twee roosters. Enig begrip van de tetrode is dan ook zinvol om de penthode te begrijpen. We beginnen daarom met de tetrode. *Tetrode* betekent letterlijk *vierweg*. Anode +kathode +2 roosters is vier elementen.

Penthode betekent dan natuurlijk *vijfweg* want met nog een rooster erbij hebben we vijf elementen. De schemasymbolen van triode, tetrode en penthode staan in Figuur 8.5-7.



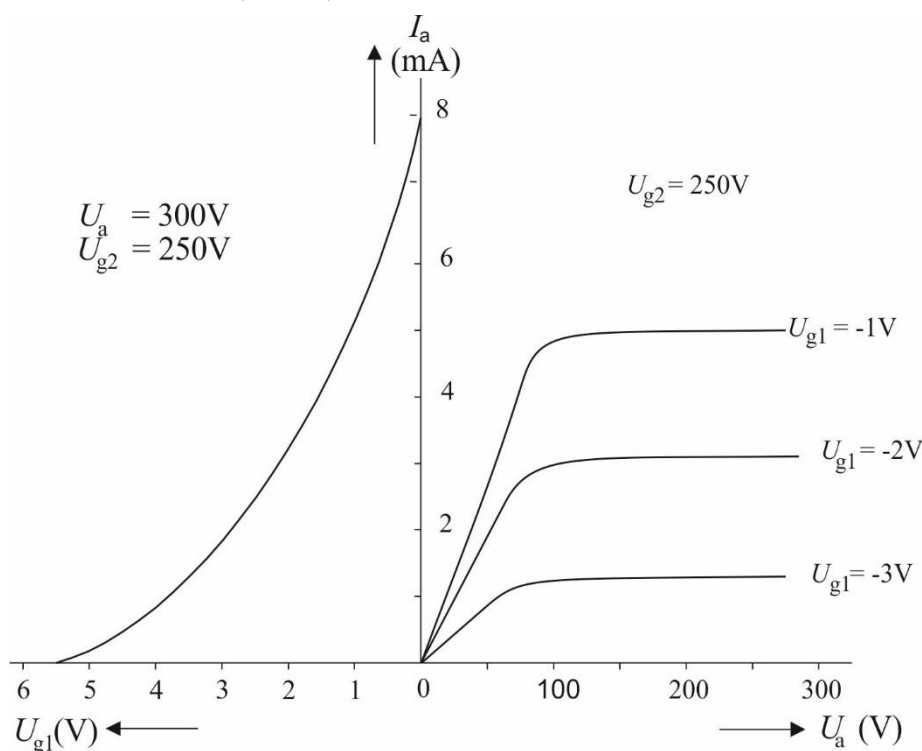
Figuur 8.5-7. Schemasymbolen voor triode, tetrode en penthode; alle drie indirect verhit.

In een tetrode heeft het rooster dat het dichtst bij de kathode ligt, dezelfde functie als het rooster van een triode. Het heet daarom *stuurrooster*: het bestuurt de elektronenstroom door de buis. Het tweede rooster, het dichtst bij de anode, heet *schermrooster*. Het krijgt een constante positieve spanning die voor wisselspanning is ontkoppeld met een condensator naar 0 V. De schermroosterspanning is vaak wat lager dan de anodespanning. De stroom door de tetrode splitst zich in schermrooster- en anodestroom. De schermroosterstroom is (veel) kleiner dan de anodestroom, doordat de meeste elektronen door het rooster heen schieten. Het schermrooster heeft drie belangrijke effecten:

- **Afscherming van de capaciteit tussen de anode en het stuurrooster.** Dit effect is vergelijkbaar met dat van de tweede gate in een dual-gate MOSFET en kan van belang zijn in HF-versterkers.
- **Afscherming van het elektrisch veld van de anode**, waardoor de kathode daar vrijwel buiten ligt en de anodespanning veel minder effect heeft op de anodestroom dan bij de triode. De inwendige weerstand neemt er sterk door toe. Dat geldt ook voor de steilheid. Gevolg van beide is een grotere spanningsversterking dan bij een triode mogelijk is.
- **Secundaire emissie.** Door de positieve spanning op het schermrooster krijgen de elektronen in de buis een hoge snelheid. De meeste passeren het schermrooster en bereiken de anode met een veel hogere snelheid dan in een triode. Door die hogere snelheid kunnen ze in de anode elektronen vrijmaken, ongeveer net als een waterdruppel die in een bak water valt. Die maakt andere druppeltjes even uit het water los. Zo kan de anode zelf, net als de kathode, elektronen het vacuüm van de buis inschieten. Dat heet *emitteren*, vandaar de term *emissie*. Dat verstoort de werking en het kan zelfs gebeuren dat een tetrode op eigen houtje frequenties gaat opwekken. Dat is natuurlijk niet de bedoeling van een versterkerschakeling.

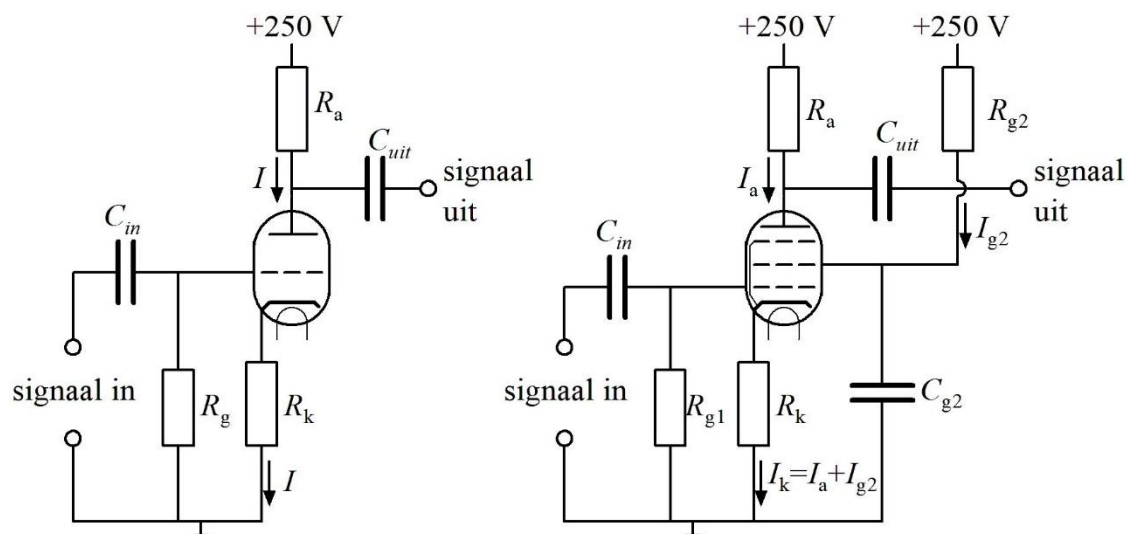
In 1926 werd in het Philips Natuurkundig Laboratorium (NatLab) een oplossing voor het probleem van de secundaire emissie gevonden door Gerard Holst en Bernard Tellegen. Ze

voegden een derde rooster toe dat onder verschillende namen bekend staat: *remrooster*, *keerrooster* en *vangrooster*. De functie ervan is om bij secundaire emissie vrijgekomen elektronen terug te 'duwen' naar de anode. Het remrooster wordt verbonden met de kathode. Daardoor is het negatief ten opzichte van de anode. In het schemasymbool in Figuur 8.5-7 is die verbinding aangegeven. Meestal zit de verbinding al in de buis, maar soms wordt ze via de aansluitingen van de buis buitenom gelegd. In gegevenstabellen worden de roosters meestal aangegeven met g1 (stuurrooster), g2 (schermrooster) en g3 (remrooster). Figuur 8.5-8 toont de I_a/U_{g1} -karakteristiek (steilheid, links) en de I_a/U_a -karakteristieken (rechts).



Figuur 8.5-8. Karakteristieken van een penthode, geldend voor een schermroosterspanning (U_{g2}) van 250 V. De stuurroosterspanningen zijn aangegeven met U_{g1} .

Hun vorm lijkt verrassend veel op die van de FET-karakteristieken in Figuur 8.3-5, Figuur 8.3-7 en Figuur 8.3-8. Vergelijk de I_a/U_a -karakteristieken ook met die van de triode in Figuur 8.5-5. Figuur 8.5-8 toont in het vlakke deel van de grafieken een veel grotere inwendige weerstand R_i dan de triode in Figuur 8.5-5. Dat verschil komt door de werking van het schermrooster. Om een idee te krijgen, hoe een penthode in een versterkerschema kan worden opgenomen, toont Figuur 8.5-9 een gemeenschappelijke kathodeschakeling met een triode (dezelfde als in Figuur 8.5-6 rechts) en met een penthode.



Figuur 8.5-9. De gemeenschappelijke kathodeschakeling met triode overgenomen uit Figuur 8.5-6, (hier links getekend) en een overeenkomstige schakeling met een penthode (rechts).

De condensator C_{g2} voorkomt dat signaalswisselspanning op $g2$ komt als de stroom door de buis varieert in het ritme van het signaal. Zo blijft de afscherming van de anode-stuurrooster capaciteit in stand.

In een penthode wordt de stroom gesplitst in een deel I_a van de anode en een deel I_{g2} van het schermrooster. In de kathodeleiding zijn ze samen I_k .



8.6 Opgaven met buizen (antwoorden in 8.10)

8.6.1 Opgave 8-4

Bij een triode komt het signaal binnen op het rooster. Het versterkte signaal wordt afgenomen op de kathodeaansluiting. Het gaat hier om een

- A. Gemeenschappelijke anodeschakeling (kathodevolger)
- B. Gemeenschappelijke kathodeschakeling
- C. Gemeenschappelijke roosterschakeling
- D. Schakeling die niet kan werken

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking



8.6.2 Opgave 8-5

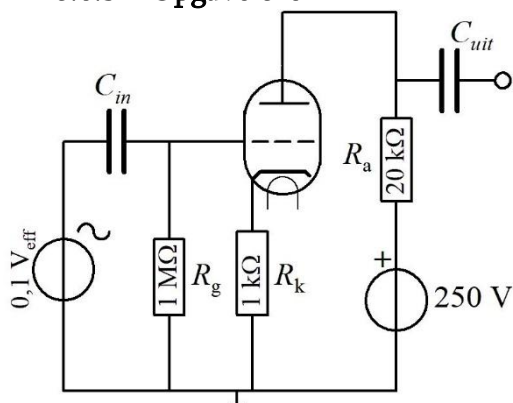
Bij een penthode met een kathodeweerstand van $1\text{ k}\Omega$ en een anodeweerstand van $10\text{ k}\Omega$ komt het signaal binnen op het stuurrooster. De spanningsversterking bedraagt ongeveer 0,8. De meest waarschijnlijke schakeling waarin de buis staat, is een

- A. Kathodevolger
- B. Gemeenschappelijke stuurroosterschakeling
- C. Gemeenschappelijke schermroosterschakeling
- D. Gemeenschappelijke kathodeschakeling

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking



8.6.3 Opgave 8-6



De reactanties van beide condensatoren zijn verwaarloosbaar laag. De wisselspanning op de aansluiting aan C_{uit} van de schakeling bedraagt ongeveer

- A. 0,1 V_{eff}
- B. 0,08 V_{eff}
- C. 180 V_{eff}
- D. 1,8 V_{eff}

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking



8.6.4 Opgave 8-7.

De steilheid van een penthode bedraagt bij de ingestelde spanning tussen stuurrooster en kathode 6 mA/V. De kathodespanning wordt met 1 V verhoogd (= positiever gemaakt) en alle andere spanningen blijven gelijk. De kathodestroom wordt daardoor

- A. Ongeveer 6 mA groter
- B. Ongeveer 6 mA kleiner
- C. Niet veranderd
- D. Veranderd, maar de berekening kan pas worden gedaan als de schermroosterstroom bekend is.

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking 

**8.6.5 Opgave 8-8.**

De steilheid van een penthode bedraagt 5 mA/V. De anodeweerstand is 5 k Ω . De buis staat in gemeenschappelijke kathodeschakeling zonder kathodeweerstand. De spanningsversterking bedraagt

- A. 5
- B. 50
- C. 10
- D. 25

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking



8.7 Bipolaire transistoren

8.7.1 Inleiding

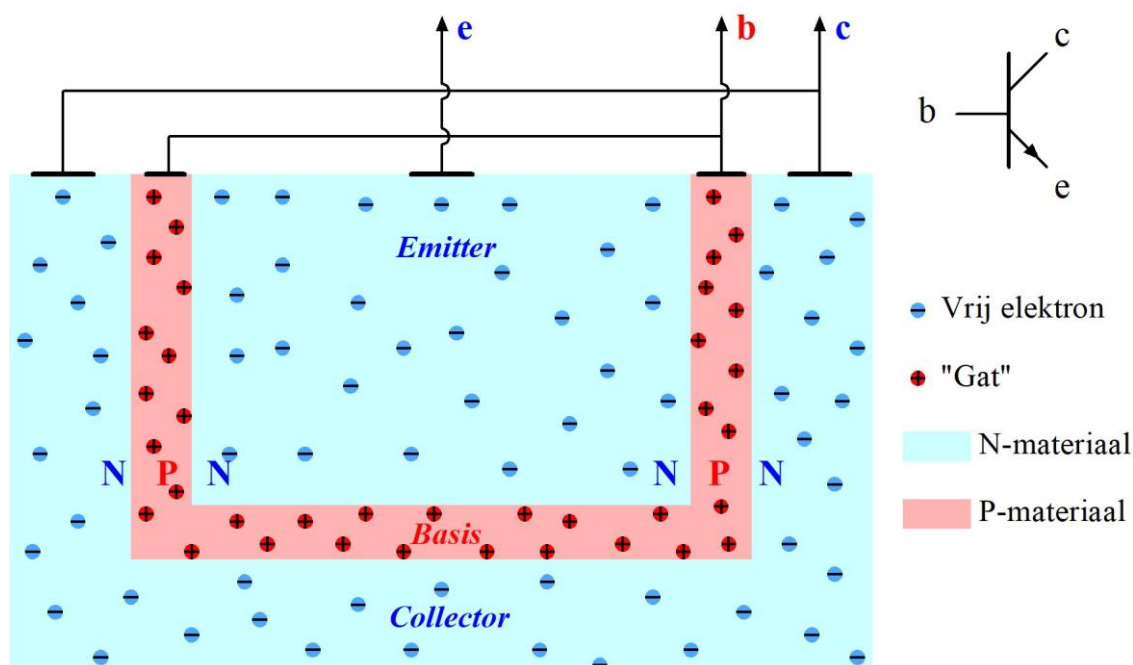
Transistoren verschillen van FET's en buizen, doordat het geen spanningsversterkers of omzetter van spanning naar stroom zijn, maar stroomversterkers. Een stroomversterker leidt even goed tot vermogensversterking als een spanningsversterker.

Net als junctie-FET's hebben transistoren drie aansluitingen. De werking in een schakeling verschilt van die van FET's, maar niet zoveel als je misschien op grond van het verschil stroomversterker-spanningsversterker zou denken. Transistoren hebben twee PN-overgangen tegen één bij de junctie-FET. Daarom worden FET's ook wel *unipolaire* transistoren genoemd en 'echte' transistoren *bipolaire* transistoren. Unipolair betekent éénpolig, bipolair tweepolig. We gaan ons eerst bezig houden met het inwendige van de transistor, daarna met de vraag hoe je hem in een schakeling opneemt.

8.7.2 Opbouw en werking

De transistor kun je zien als twee in tegengestelde richting geschakelde dioden die hun anode of hun kathode gemeenschappelijk hebben. Dit zal voor de meeste lezers weinig verhelderend klinken. Daar doen we wat aan, maar eerst iets over de geschiedenis.

De transistor is een paar keer uitgevonden, eerst al vóór de tweede wereldoorlog en in 1947 door de heren Bardeen en Brattain van Bell Labs in de Verenigde Staten. Ze kregen er met hun onderzoeksleider Shockley in 1954 de Nobelprijs voor natuurkunde voor. Voor de opbouw van het dingetje dat tot een Nobelprijs leidde, bekijken we Figuur 8.7-1.



Figuur 8.7-1. Opbouw van een NPN-transistor met schemasymbool (rechts boven). De letters bij het schemasymbool verwijzen naar de overeenkomstige letters in de tekening van de opbouw.

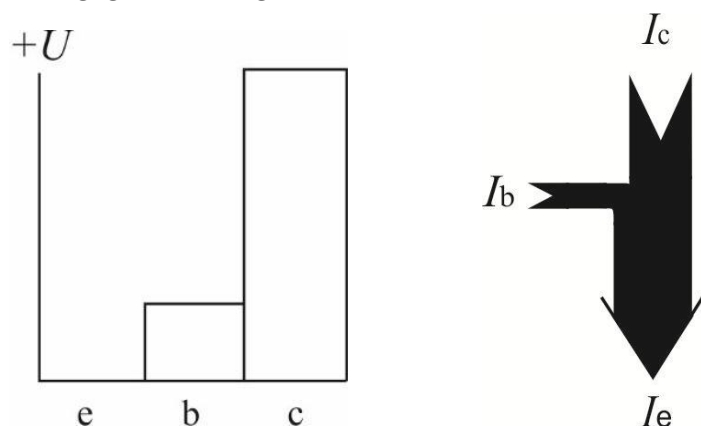
We zien twee lagen N-materiaal met P-materiaal ertussenin. Dat heet een NPN-opbouw. Er zijn dus twee PN-overgangen. Op het eerste gezicht zou je denken dat van de ene N-laag naar de andere geen geleiding mogelijk is, want er is altijd één van de twee PN-juncties die spert.

We zullen zien hoe dat toch werkt. Maar eerst de namen van de drie lagen. Ze staan in Figuur 8.7-1. De N-laag bovenin heet *emitter*. Dat betekent zoveel als ‘uitzender’. De onderste N-laag heet *collector*, de ‘verzamelaar’. De P-laag er tussenin heet *basis*.

Als de basis een spanning krijgt die positief is ten opzichte van de emitter en groter dan de drempelspanning, dan geleidt de diode die gevormd wordt door basis en emitter. Als de collector een spanning krijgt die positief is ten opzichte van de basis, zou de junctie tussen deze twee moeten sperren. In werkelijkheid gebeurt er iets anders.

Ladingdragers (elektronen) passeren de emitter-basis-junctie. Je zou verwachten dat ze netjes recombineren met de gaten in de basis van P-materiaal. Maar.... ze worden ook aangetrokken door de positievere spanning op de collector. Daar belandt het grootste deel vóórdat recombinatie plaats vindt. Die elektronen zijn de gaten in het P-materiaal van de basis dus te snel af. De elektronenstroom uit de emitter wordt zo opgedeeld in een kleine basisstroom en een (veel) grotere collectorstroom. Er is voor elke transistor een tamelijk vaste verhouding tussen de twee stromen.

We hebben hier dus niet te maken met een spanning die een stroom stuurt, maar met een kleine stroom die een grote stroom stuurt. Dat is, een beetje kort door de bocht, de werking van een (bipolaire) transistor. Spanning- en stroomverdeling zijn schematisch weergegeven in Figuur 8.7-2.

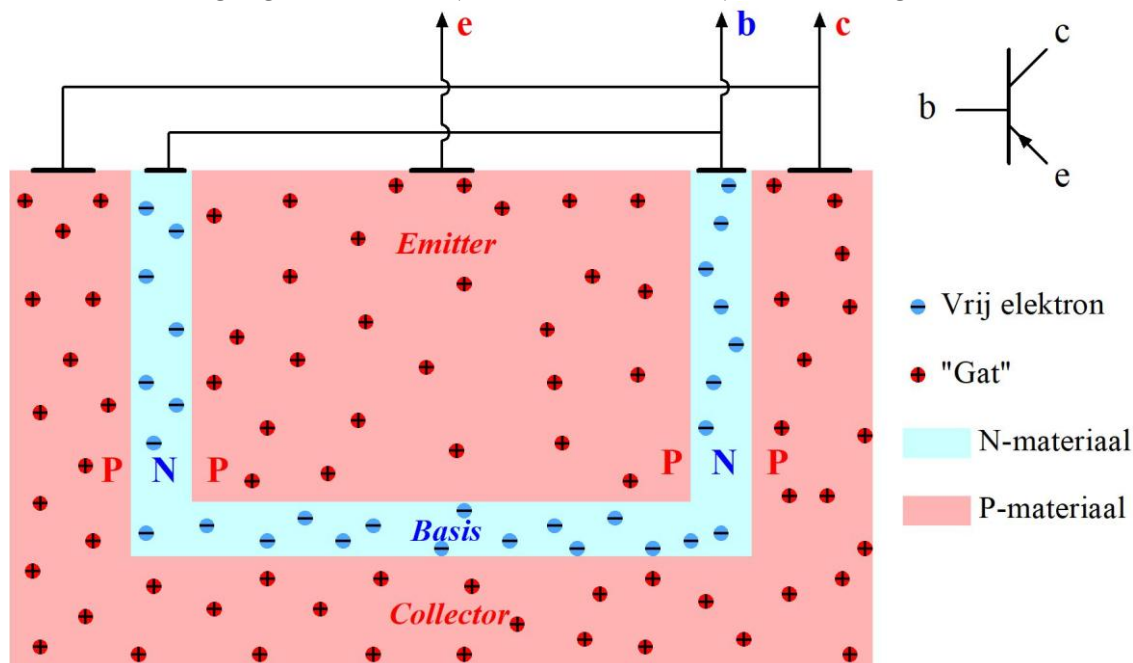


Figuur 8.7-2. Spanningsverdeling over een NPN-transistor (links) en de stroomverdeling (rechts). De letter *e* staat voor emitter, *b* voor basis en *c* voor collector.

Met dit alles zijn ook de namen van de drie elektroden enigszins verklaard: de emitter emitteert de ladingdragers, stuurt ze dus weg, de basis in. De basis is de regelaar waarop alles is gebaseerd. De collector is de verzamelaar waar de meeste ladingdragers belanden.

Net als bij de junctie-FET, waarbij N-FET's naast P-FET's bestaan, zijn transistoren er ook in twee smaken. Naast de hiervoor behandelde NPN-transistor bestaat ook de PNP-

transistor. Figuur 8.7-3 toont de opbouw. De werking ervan is dezelfde als van de NPN, maar de ladingdragers zijn gaten in plaats van elektronen. De polariteiten zijn net als bij N- en P-FET tegengesteld: plus bij NPN wordt min bij PNP en omgekeerd.



Figuur 8.7-3. Opbouw PNP-transistor, op dezelfde manier weergegeven als de NPN-transistor in Figuur 8.7-1. De letters bij het schemasymbool verwijzen naar de overeenkomstige letters in de tekening van de opbouw.

De eerste transistoren waren overwegend PNP-types op basis van Ge. Pas in 1954 kwam de Si-transistor op de markt. Tegenwoordig zie je overwegend NPN-transistoren van Si. PNP is minder prominent en de rol van Ge is beperkt tot bijzondere toepassingen.

8.7.3 Grootheden en karakteristieken

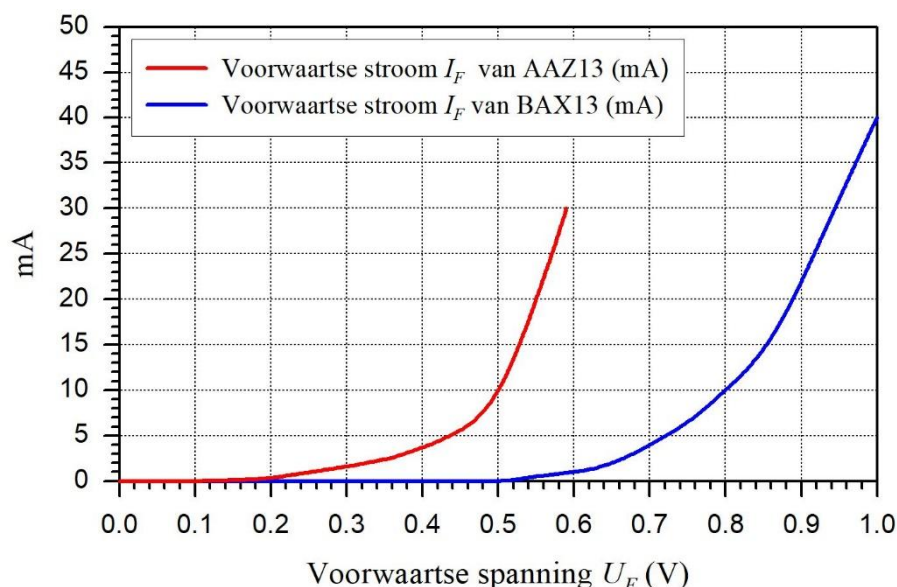
We kijken nog eens naar de rechterhelft van Figuur 8.7-2. Dit simpele plaatje beeldt de belangrijkste eigenschap van een transistor uit: stroomversterking. Het kleine basisstroompje stuurt de veel grotere stromen door emitter en collector. De belangrijkste grootheid is de verhouding van basisstroom I_b en collectorstroom I_c . Die grootheid kan worden geschreven met symbool h_{FE} of β (spreek uit: bèta), de Griekse letter voor de b. In de praktijk betekenen ze hetzelfde. In de vorm van een vergelijking:

$$h_{FE} = \beta = \frac{I_c}{I_b} = \frac{\text{collectorstroom}}{\text{basisstroom}} \quad (8.7-1)$$

Die h_{FE} betekent natuurlijk iets: de F is van Forward (voorwaartse stroom) en de E van Emitter (gemeenschappelijke emitterschakeling; die behandelen we verderop; hij is te vergelijken met de Gemeenschappelijke Source Schakeling, GSS en de Gemeenschappelijke Kathode Schakeling, GKS. De h heeft een theoretische achtergrond die het bestek van deze cursus te boven gaat. Liefhebbers: zie (bijvoorbeeld) https://www.electronics-notes.com/articles/electronic_components/transistor/current-gain-hfe-beta.php.

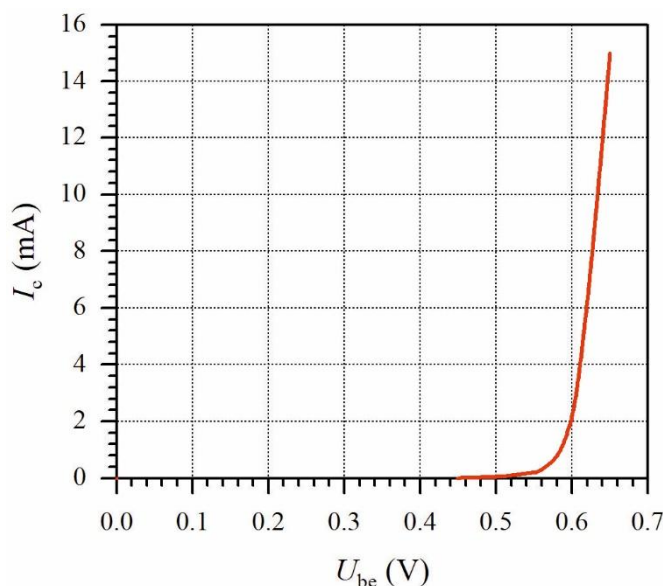
De symbolen β en h_{FE} worden in deze cursus door elkaar gebruikt. Dan went dat snel. De waarde varieert per type van ongeveer 5 tot ongeveer 1000. Er zijn meer grootheden in transistorland, maar die kom je weinig tegen en ze zijn geen examenstof.

In Hoofdstuk 7 hebben we een grafiek gezien van de doorlaatkarakteristiek van een Ge- en een Si-diode. We herhalen hem hieronder als Figuur 8.7-4.



Figuur 8.7-4. Voorwaartse stroom tegen voorwaartse spanning voor de germaniumdiode AAZ13 en de siliciumdiode BAX13 (gegevens: Philips).

De Ge-diode begint bij ongeveer 0,2 V te geleiden; de Si-diode bij ongeveer 0,6 V. Hetzelfde geldt voor de basis-emitterdiode bij Ge-, respectievelijk Si-transistoren. Vaak zijn transistoren bedoeld voor grotere stromen dan deze beide dioden. In Figuur 8.7-5 zien we een voorbeeld van een Si-transistor, het NPN-type BC337. De vorm van de curve lijkt op die van de Si-diode van Figuur 8.7-4, maar is steiler. De transistor BC337 is dan ook bedoeld voor grotere stromen dan de BAX13. De drempelspanningen zijn ongeveer gelijk.



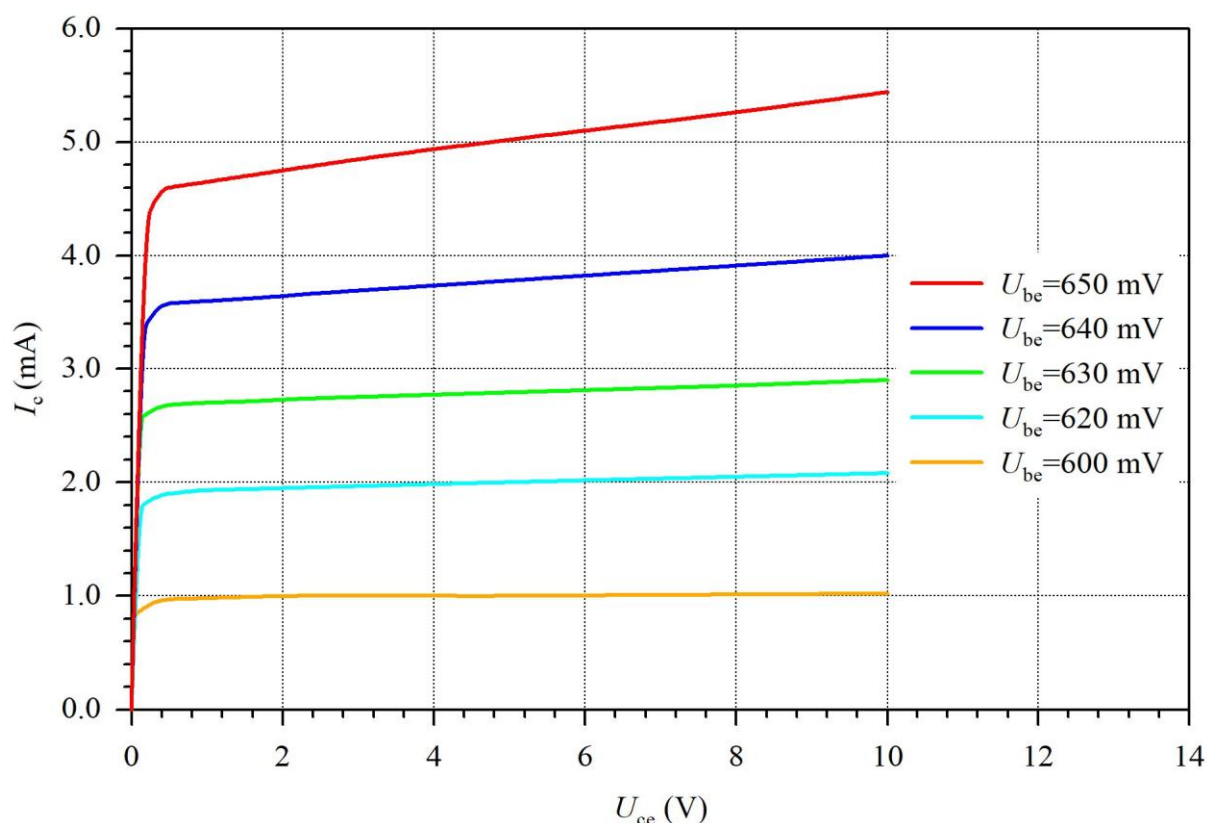
Figuur 8.7-5. Gemiddelde grafiek van collectorstroom I_c tegen basis-emitterspanning U_{be} bij een spanning van 5 V tussen collector en emitter voor de transistor BC337 (gegevens Philips).

Als we Figuur 8.7-5 vergelijken met de steilheidscurve van een FET in Figuur 8.3-5, dan valt direct het verschil op. Bij transistoren spreken we weliswaar nooit over steilheid, maar hij is er wel degelijk. Met de vergelijking is dus niets mis. Bij een FET of buis ligt S meestal in het bereik van 1-10 mA/V. De grafiek van Figuur 8.7-5 schiet van ongeveer 2 mA omhoog naar 15 mA bij een toename van U_{be} van 0,6 V naar 0,65 V: 13 mA verschil voor een spanningsverschil van 0,05 V, dat is omgerekend 260 mA/V!

Hierbij loopt er wel een basisstroom(pje), terwijl bij de FET geen gatestroom en bij de buis geen (stuur)roosterstroom loopt, dus helemaal een “echte” steilheid is het niet.

Voor de collectorkant van de transistor is net zo’n grafiekenbundel te maken als de bundel I_D/U_{DS} -karakteristieken voor de FET (Figuur 8.3-7 en Figuur 8.3-8), de bundel I_a/U_g -karakteristieken voor de triode in Figuur 8.5-5 of die voor de penthode in Figuur 8.5-8.

Een bundel voor de transistor zien we in Figuur 8.7-6. Die geldt voor een wat ouder type NPN-transistor, de BC107. Bij nieuwere typen is de vorm nagenoeg dezelfde, maar je vindt dit soort grafieken niet vaak terug in datablenden of -boeken.



Figuur 8.7-6. I_c/U_{ce} -karakteristieken van de NPN Si-transistor BC107 (data Philips).

De figuur lijkt sterk op die van Figuur 8.3-7 voor de FET en Figuur 8.5-8 voor de penthode. Verschillen zijn

- De veel steiler opgaande lijn links
- De abrupte overgang naar het vlakke deel
- De vrijwel rechte lijn in het vlakke deel.

Bij de overgang van het steile naar het vlakke deel van elke lijn kun je inderdaad wel spreken van een 'kniespanning', omdat de bocht steeds binnen enkele tienden van volts (U_{ce}) wordt gemaakt. We kunnen ook zien dat de transistor al op zijn vlakke rechte karakteristiek zit bij een U_{ce} van minder dan 1 V. Het vlakke rechterdeel van de karakteristieken toont aan dat de inwendige weerstand van een transistor hoog is en met toenemende collectorspanning vrijwel gelijk blijft.

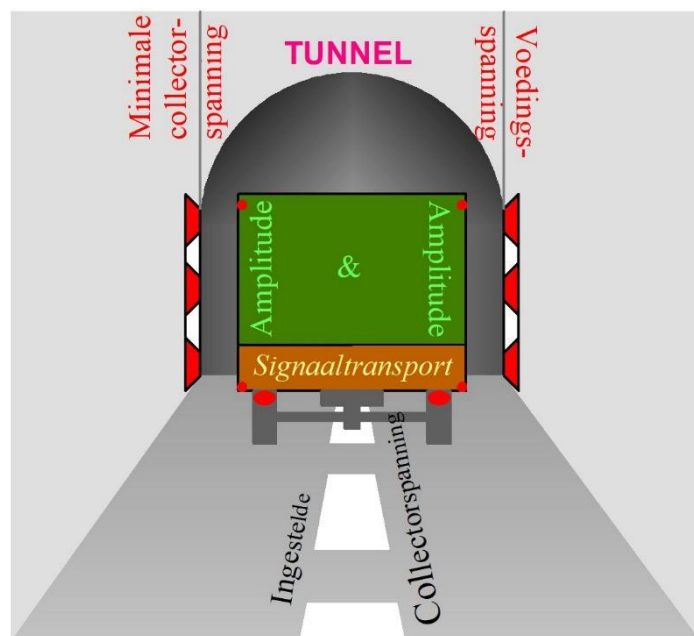
Ook hier hebben we te maken met een (zeer) laagohmige kant (de emitter) en een hoogohmige kant (collector). Een transistor is dan ook een effectieve versterker. Voor we met versterking aan de slag gaan, behandelen we het instellen van een transistor. Doordat een transistor eigenlijk een stroomversterker en geen spanningsversterker is en anders in elkaar zit, gaat dat anders in zijn werk dan bij een buis of FET.

8.7.4 Instellen van een transistor

Wil een transistor kunnen werken, dan moet er stroom doorheen lopen. In een junctie-FET loopt al stroom als de basisspanning $U_{GS}=0$. Voor buis en stuurroosterspanning geldt hetzelfde. Bij de transistor kunnen we dat voor een basis-emitterspanning $U_{be}=0$ vergeten. Dat komt door het diodekarakter van de basis-emitterjunctie. Zolang U_{be} onder de drempelspanning van 0,2 of 0,6 V ligt, is de stroom 0. De basis-emitterdiode moet daarom eerst in geleiding worden gebracht.

Daarnaast moet de collectorspanning bij aanwezigheid van een weerstand tussen collectoraansluiting en voedingsspanning (vergelijk de drainweerstand bij een FET) midden tussen zijn minimale en maximale waarde liggen. Het minimum is de spanning waarbij de transistor nog net goed werkt. Het maximum is de voedingsspanning. Dan trekt de transistor geen stroom meer, dus in werkelijkheid ligt het maximum daar iets onder. Dat verschil verwaarlozen we.

Om daar een beeld bij te geven, vergelijken we het signaal met een vrachtauto die door een éénrichtingtunnel moet (Figuur 8.7-7).



Figuur 8.7-7. Signaaltransport door het collectorcircuit, voorgesteld als een vrachtauto in een éénrichting tunnel.

De middenstreep staat voor de ingestelde collectorspanning. De vrachtauto houdt de middenstreep midden onder het voertuig. De linker tunnelwand staat voor de minimaal nodige collectorspanning om de transistor goed te laten werken. De rechterwand staat voor de voedingsspanning. Het voertuig mag de wanden niet raken, want dat leidt tot vervorming. Als de middenstreep in het midden ligt, is de doorgang in theorie geschikt voor een vrachtauto ter breedte van de tunnel, in de schakeling het grootst mogelijke versterkte signaal. Ligt de middenstreep niet in het midden, dan kan er op deze manier

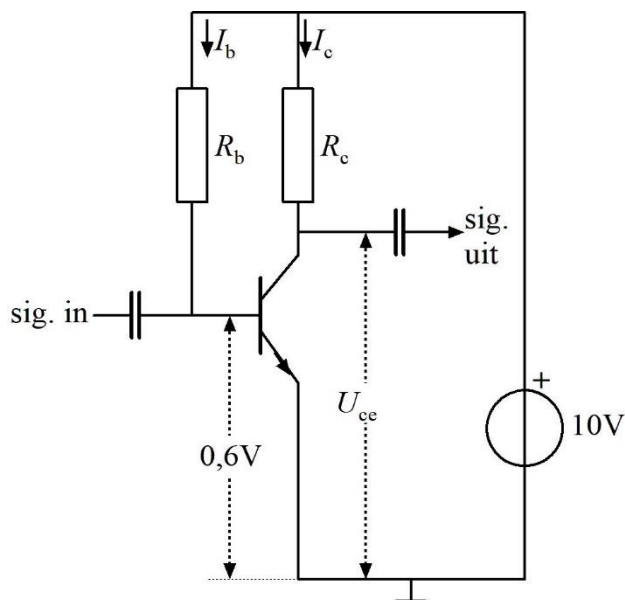
alleen een smaller voertuig doorheen op straffe van vervorming aan één van de twee kanten. In signaaltermen: de schakeling kan een minder groot signaal zonder vervorming verwerken. Is het signaal al klein, dan is er minder kans op vervorming. Ditzelfde verhaal geldt overigens ook voor FET's en buizen.

We bespreken twee manieren om de instelling van een transistor te berekenen. In het volgende hoofdstuk komt nog één bij: die van werkpunt en belastingslijn. Dit zijn de twee:

- De basis via een weerstand verbinden met de voedingsspanning en de emitter aan massa.
- De basisspanning instellen met een spanningsdeler en een weerstand opnemen in de emitterleiding

De basis via een weerstand aan de voedingsspanning

Een mogelijk schema zien we hieronder in Figuur 8.7-8. De transistor is een NPN-type.



Figuur 8.7-8. Transistorinstelling door middel van een weerstand R_b tussen basis en voedingsspanning.

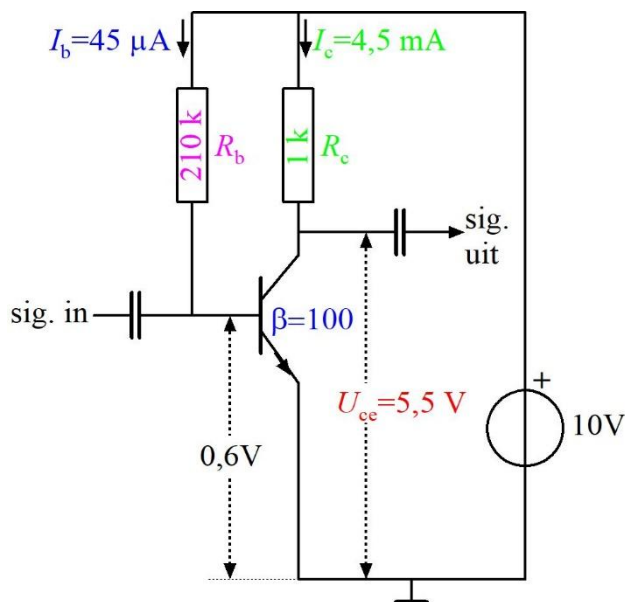
De vraag is nu, hoe groot de basisweerstand R_b moet zijn. Die hangt af van de in te stellen collectorspanning U_{ce} , de stroomversterking β , de voedingsspanning en de collectorweerstand R_c . Het geheel hangt weer samen met de basisspanning U_{be} . Voor een Si-transistor kun je die op ongeveer 0,6 V stellen, zoals in Figuur 8.7-8, voor een Ge-transistor op ongeveer 0,2 V.

We hebben hier een gezelschap grootheden die in onderling verband staan. Hoe ontrafelen we dit verband? We houden Figuur 8.7-8 erbij, nummeren de stappen en geven ze een kleur. Het ingevulde plaatje en de kleuren van de stappen zien we in Figuur 8.7-9.

- **Stap 1. Bepaal de collectorspanning.** Volgens Figuur 8.7-6 zitten we met $U_{ce} = 1V$ al ruim binnen het rechte deel van de karakteristiekenbundel. Dan is van de

voedingsspanning van 10 V nog 9 V over voor het collectorcircuit. De collector kan de grootste signalen verwerken als de ingestelde spanning midden tussen hoogste en laagste waarde in zit. Bij een collectorspanning U_{ce} tussen 1 V en 10 V is dat 5,5 V. De collectorspanning kan dan 4,5 V omhoog en 4,5 V omlaag. De ‘tunnelbreedte’ volgens Figuur 8.7-7 is dus 9 V. In werkelijkheid is dat iets minder, want als $U_{ce} = 10$ V, loopt er geen collectorstroom meer. De werkelijke maximumwaarde van U_{ce} is dus iets lager. Gemakshalve trekken we ons daar niets van aan.

- **Stap 2. Collectorstroom en collectorweerstand.** De waarden voor de collectorstroom I_c en de collectorweerstand R_c hebben we geen van beide. Dat geeft de vrijheid, één van de twee aan te nemen. Daaruit volgt dan de andere. We houden het simpel en kiezen 4,5 mA als waarde voor I_c . De spanning over R_c moet dan 4,5 V bedragen bij een stroom van 4,5 mA. Dan is $R_c = 4,5 \text{ V} / 4,5 \text{ mA} = 1 \text{ k}\Omega$.
- **Stap 3. Bereken de basisstroom.** De collectorstroom I_c en de collectorweerstand R_c zijn nu bekend. Nu de basisstroom I_b . Om I_b uit I_c te berekenen, hebben we vergelijking (8.7-1) nodig. Die vraagt om de stroomversterking β . Laten we uitgaan van een waarde van 100. Die vind je bijvoorbeeld in datablad (datasheets) die op Internet zijn te vinden. Dan volgt uit vergelijking (8.7-1) dat $I_b = I_c / \beta = 4,5 \text{ mA} / 100 = 45 \text{ }\mu\text{A}$.
- **Stap 4. Bereken de basisweerstand R_b .** De spanning over de weerstand is $10 \text{ V} - 0,6 \text{ V} = 9,4 \text{ V}$ bij een stroom van $45 \text{ }\mu\text{A}$. Via de wet van Ohm vinden we $R_b = 9,4 \text{ V} / 45 \text{ }\mu\text{A} \approx 0,21 \text{ M}\Omega$ is 210 k Ω . Stop μA en V in de Wet van Ohm en er komen M Ω uit!



Figuur 8.7-9. Het met waarden ingevulde schema van Figuur 8.7-8. De kleuren verwijzen naar de bijbehorende stappen in het rekenschema: Rood: stap 1; groen: stap 2; blauw: stap 3 en paars: stap 4.

Voor de spanningsversterking A_u kunnen we vergelijking (8.3-3) gebruiken die we voor de FET vonden, maar aangepast aan de transistor:

$$A_u = \frac{R_c}{1/S} = R_c S \quad (8.7-2)$$

Sommige elektronici zullen mogelijk wat vreemd opkijken bij het gebruik van de steilheid S voor een transistor, omdat het een FET- en buisgrootheid is. Maar ook dit werkt en daar gaat het om. We vonden voor Figuur 8.7-5 een waarde voor S van 260 mA/V. Voor het schema in Figuur 8.7-9 wordt dat volgens vergelijking (8.7-3) een spanningsversterking van 260. Zo'n grote spanningsversterking kan instabiliteit in een versterker veroorzaken. Daarop gaan we hier (nog) niet in. Voor de vermogensversterking moet die 260 worden vermenigvuldigd met β die we op een vrij alledaagse waarde van 100 hebben gesteld.

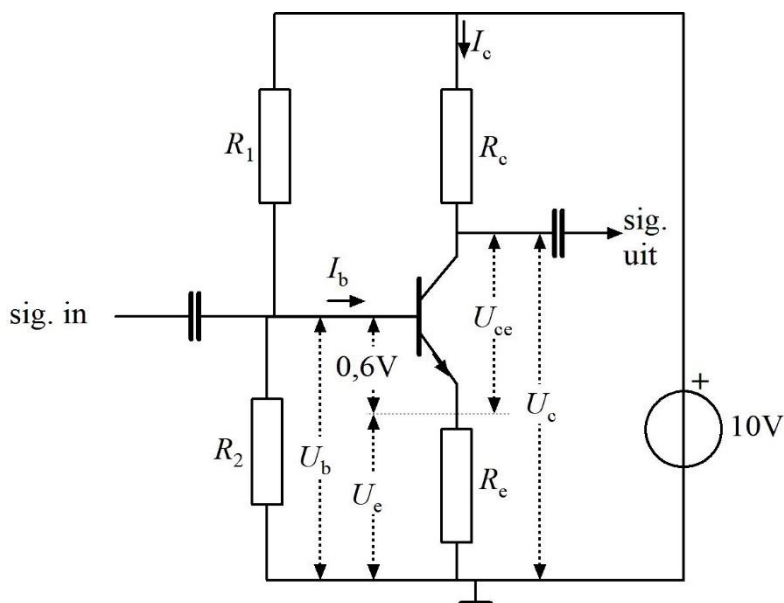
De gebruikte methode kan door twee oorzaken problemen geven:

- 1) β kan binnen eenzelfde transistortype nogal verschillen. Een marge tussen bijvoorbeeld 75 en 300 lijkt extreem, maar kan voorkomen. Als de ingestelde collectorspanning dan dicht bij het maximum of minimum komt, kan het bij een voldoende klein signaal nog goed gaan. Bij een signaal met een amplitude van bijvoorbeeld 4 V gaat het vrijwel gegarandeerd fout en ontstaat er vervorming.
- 2) β is tamelijk temperatuurafhankelijk. Als de transistor tijdens gebruik warm wordt door eigen dissipatie of die van andere onderdelen in de schakeling, kan β zoveel veranderen, dat de instelling van de transistor 'aan de wandel' gaat. Ook dat kan tot vervorming leiden.

De gevonden R_b heeft daardoor een vrij grote onzekerheidsmarge. Daarom worden transistoren meestal op een andere manier ingesteld, namelijk met een spanningsdeler met knooppunt aan de basis. Er wordt dan bijna altijd ook een emitterweerstand toegevoegd die helpt, de transistor in het gareel te houden.

De basisspanning instellen met een spanningsdeler en een emitterweerstand toevoegen

Figuur 8.7-10 laat het schema zien.



Figuur 8.7-10. De schakeling van Figuur 8.7-8 met spanningsdeler en emitterweerstand R_e .

Toegevoegd zijn ten opzichte van Figuur 8.7-8: de emitterweerstand R_e en de spanningsdeler die bestaat uit R_1 en ogenschijnlijk R_2 . Ogenschijnlijk, want R_2 staat parallel geschakeld aan nog een weerstand die in het schema niet te zien is, maar er wel is. Die weerstand wordt bepaald door R_e en h_{FE} , om de lezer nog eens aan dit symbool voor β te herinneren. Van de emitterstroom I_e takt een klein deel af via de basis: de basisstroom I_b . De rest is de collectorstroom I_c . In de vorm van een vergelijking:

$$I_e = I_c + I_b \quad (8.7-3)$$

De collectorstroom is β keer de basisstroom:

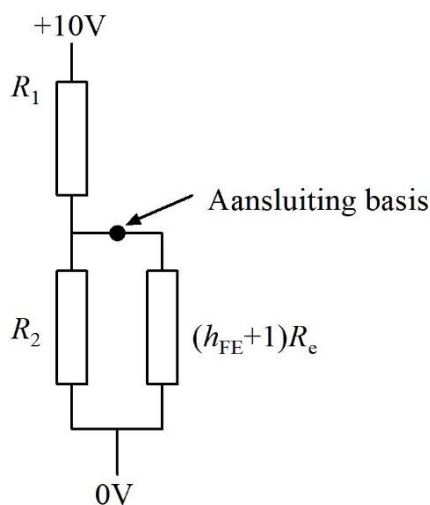
$$I_c = \beta I_b \quad (8.7-4)$$

En voor I_e vinden we door in (8.7-3) I_c te vervangen door βI_b :

$$I_e = \beta I_b + I_b = (\beta + 1)I_b \quad (8.7-5)$$

Op de emitteraansluiting hebben we nu die verborgen weerstand. De basisstroom is $\beta+1$ keer zo klein als de emitterstroom. R_e in de emitterleiding lijkt dus, gezien vanaf de basisaansluiting, $\beta+1$ keer zo groot. Versterking kan dus ook voor weerstanden gelden!

Omdat β veel groter is dan 1, doet die 1 er in de praktijk weinig toe. $\beta+1$ is voor de preciezen; β voor de meer praktisch ingestelden onder ons. Om terug te gaan naar Figuur 8.7-10: de geheimzinnige weerstand die parallel staat aan R_2 in het schema is βR_e of voor de preciezen: $(\beta+1)R_e$. Figuur 8.7-11 toont het feitelijke schema van de spanningsdeler



Figuur 8.7-11. Het werkelijke schema voor de spanningsdeler in Figuur 8.7-10.

Een voorbeeld met getallen: Stel h_{FE} (of β) = 200 en $R_e = 1 \text{ k}\Omega$. Dan staat R_2 in Figuur 8.7-11 parallel aan $201 \text{ k}\Omega$, afgerond $200 \text{ k}\Omega$. Die +1 in de figuur is dus bijna nooit van belang. De vraag is of je met die 200 k echt rekening moet houden Als R_2 bijvoorbeeld $20 \text{ k}\Omega$ is, dan is de vervangingsweerstand van de parallelschakeling $18,2 \text{ k}\Omega$. Daarmee komt de werkelijke basisspanning iets lager uit dan wanneer je de spanningsdeler uitrekent op basis van alleen R_1 en R_2 . Is dat erg? Meestal niet. Wel als om een zeldzame reden die uw schrijver al schrijvend niet weet te bedenken, de waarden van R_2 en βR_e dicht bij elkaar moeten liggen. Of, nog zeldzamer, wanneer R_2 groter zou moeten zijn dan βR_e . Het meest praktische recept: zorg dat R_2 klein genoeg is ten opzichte van βR_e of pas de waarde van R_1 iets naar beneden aan.

Na deze voorbereiding kunnen we aan de slag met ons volgende rekenvoorbeeld in gekleurde stappen voor de transistorversterker met spanningsdeler. Het resultaat vinden we aan het eind in Figuur 8.7-12.

Stap 1. Emitterstroom, stroomversterking en collectorspanning. We beginnen met enkele aannamen. Emitterweerstand $R_e = 500 \Omega$; emitterspanning $U_e = 1 \text{ V}$; $\beta = 200$. Dan is de emitterstroom I_e , dat is de stroom die door R_e loopt, gelijk aan U_e/R_e . Dat is $1 \text{ V}/500\Omega$ is $0,002 \text{ A}$, dus 2 mA .

Voor de collectorspanning is er iets minder ruimte dan in het vorige voorbeeld met alleen een basisweerstand. Dat komt door de 1 V over de emitterweerstand. Die 1 V gaat ten koste van de totale spanning van 10 V over de schakeling. Gaan we weer uit van 1 V voor de collector-emitterspanning U_{ce} , dan blijft er 8 V in plaats van 9 V ruimte over voor het signaal op de collector. De collectorspanning komt daarmee op de voedingsspanning van 10 V min de helft van 8 V , wordt 6 V .

Stap 2. Berekenen van collectorstroom en collectorweerstand. De collectorstroom I_c is op $10 \mu\text{A}$ na gelijk aan de emitterstroom I_e van 2 mA . Afgerond is I_c dus ook 2 mA . Over de

collectorweerstand R_c moet een spanning van 4 V komen. We vinden R_c door die 4 V te delen door de collectorstroom van 2 mA. Dan is $R_c = 2 \text{ k}\Omega$.

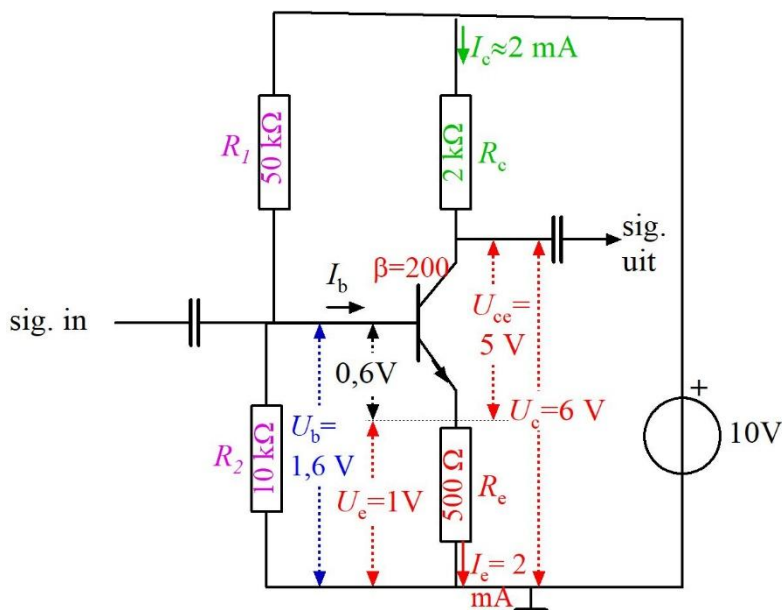
Stap 3. Berekenen van de basisspanning en de spanningsdeler. De basisspanning U_b is gelijk aan de emitterspanning U_e van 1 V plus de spanning over de basis-emitterdiode van (ongeveer) 0,6 V; samen ongeveer 1,6V. Dus: $U_b \approx 1,6 \text{ V}$. Die spanning moet op het knooppunt van de spanningsdeler komen.

Stap 4. Berekenen van de spanningsdeler. De spanningsdeler heeft twee takken, een bovenste en een onderste. Voor de onderste tak is βR_e van belang. Die is $200 \cdot 500 \Omega = 100 \text{ k}\Omega$. We nemen R_2 flink kleiner; laten we zeggen $10 \text{ k}\Omega$. Over die $10 \text{ k}\Omega$ staat $U_b = 1,6 \text{ V}$. Over R_1 moet dan $10 \text{ V} - 1,6 \text{ V} = 8,4 \text{ V}$ staan. Dus:

$$R_1 = \frac{8,4}{1,6} R_2 = 52,5 \text{ k}\Omega \quad (8.7-6)$$

Af te ronden op bijvoorbeeld $50 \text{ k}\Omega$.

De vier stappen zijn met dezelfde kleuren aangegeven als in het vorige rekenvoorbeeld. In Figuur 8.7-12 zien we hetzelfde schema als dat in Figuur 8.7-10 met de uitkomsten van ons rekenvoorbeeld in de bijbehorende kleuren.



Figuur 8.7-12. Het met waarden ingevulde schema van Figuur 8.7-10. De kleuren verwijzen naar de stappen in het rekenschema hiervoor, waarin ze aan de orde komen: Rood: stap 1; groen: stap 2; blauw: stap 3 en paars: stap 4.

De spanningsversterking van de schakeling in Figuur 8.7-12 is een stuk bescheidener dan die van Figuur 8.7-9. Dat komt door toevoeging van de emitterweerstand. Daarmee verandert vergelijking (8.7-7) in

$$A_u = \frac{R_c}{R_e + 1/S} \quad (8.7-7)$$

Omdat S zo groot is, is $1/S$ klein. We kwamen op basis van Figuur 8.7-5 uit op ongeveer 4Ω . Ten opzichte van de 500Ω in het schema of andere gebruikelijke waarden voor emitterweerstand betekent dat niets. Dus:

$$A_u \approx \frac{R_c}{R_e} \quad (8.7-8)$$

Hetzelfde als bij de FET, maar hier kun je het $\approx$ -teken bijna vervangen door een $=$ -teken. Voor het schema in Figuur 8.7-12 vinden we voor A_u de waarde 4. De stroomversterking is ook in dit geval gelijk aan β , dus 200.

8.7.5 De drie basisschakelingen bij transistoren

Net als bij de FET en de buis hebben ook transistoren drie basisschakelingen. Alle drie de aansluitingen kunnen de rol van gemeenschappelijke elektrode vervullen en twee van de drie de rol van signaalin- of uitgang. Tabel 8.7-1 toont de basisschakelingen voor de FET en de overeenkomstige transistorschakelingen.

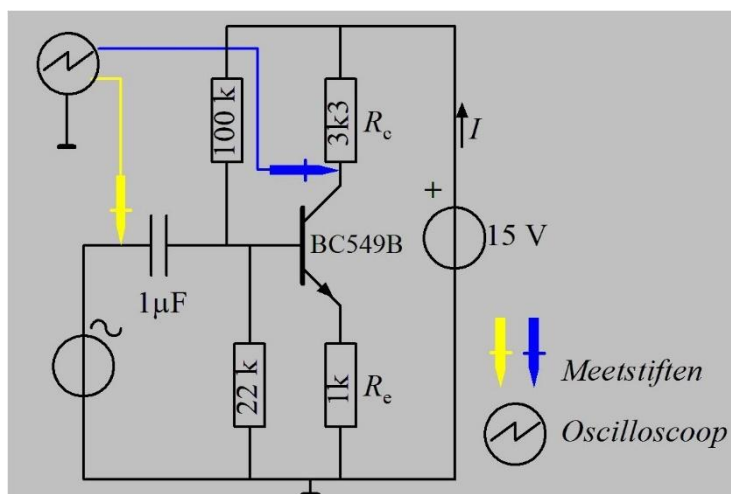
Tabel 8.7-1. De drie basisschakelingen van FET en hun overeenkomstige schakelingen bij de transistor.

Schakeling FET	Schakeling transistor
Gemeenschappelijke sourceschakeling (GSS)	Gemeenschappelijke emitterschakeling (GES)
Gemeenschappelijke gateschakeling (GGS)	Gemeenschappelijk basisschakeling (GBS)
Gemeenschappelijke drainschakeling (GDS), ook wel sourcevolger	Gemeenschappelijke collectorschakeling (GCS), ook wel emittervolger

We behandelen ze achtereenvolgens op ongeveer dezelfde manier als bij de FET.

8.7.6 De gemeenschappelijke emitterschakeling (GES)

De signaalingang is de basis, de uitgang de collector. Het schema van de gebruikte schakeling staat in Figuur 8.7-13.



Figuur 8.7-13. Gemeenschappelijke emitterschakeling met NPN-transistor BC549B. De basisspanning is ingesteld met de weerstanden van 100 en 22 kΩ. De condensator scheidt de wisselspanningsbron en de transistorbasis voor gelijkstroom. De collector- en emitterweerstand hebben dezelfde waarden als de drain- en sourceweerstand in het schema van de GSS in Figuur 8.3-14. De kleur van de leidingen van de meetstiften naar de oscilloscoop verwijst naar de kleur van de grafieken op Foto 8.7-1.

Voor de collector- en emitterweerstand zijn met opzet dezelfde waarden, resp. 3,3 kΩ en 1 kΩ gebruikt als voor de drain- en sourceweerstand bij de gemeenschappelijke source-schakeling in 8.3.9. Zo kunnen we de resultaten onderling vergelijken. Het oscillogram zien we op Foto 8.7-1.



Foto 8.7-1. Oscillogram van in- en output van de schakeling van Figuur 8.7-13. Input: gele sinus; output: blauwe sinus. Frequentie: 500 Hz.

Op Foto 8.7-1 valt op dat de spanningsversterking van de transistorschakeling met ongeveer 3,2 heel dicht in de buurt van de 3,3 komt, de verhouding R_c/R_e . Dat is meer dan in de overeenkomstige FET-schakeling, waarin de waarde bij ongeveer 2,5 lag (Foto

8.3-1). De verklaring ligt, zoals eerder gezegd, in het verschil in steilheid. Hier zien we het bijbehorende beeld voor onze ogen.

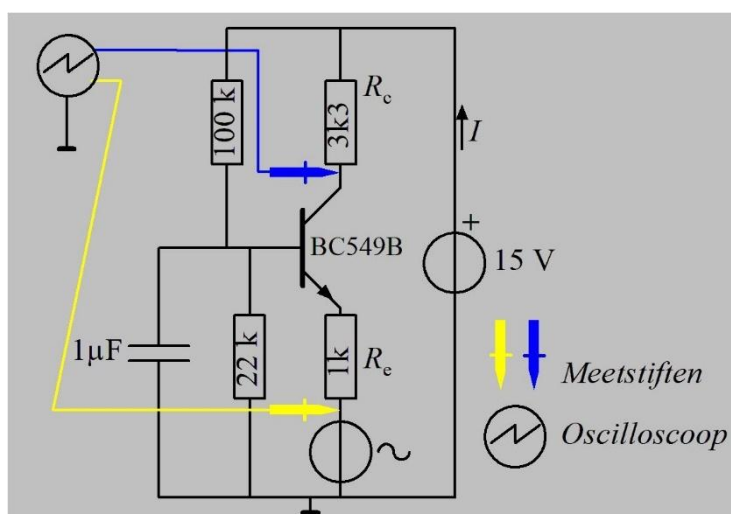
Dit bevestigt de vuistregel die we al bij de FET vonden: de spanningsversterking is ook bij de GES iets kleiner dan collectorweerstand gedeeld door emitterweerstand. Bij de transistor is 'iets' heel weinig, bij de FET is het wat meer. Voor de buis geldt hetzelfde voor anodeweerstand gedeeld door kathodeweerstand. Omdat buissteilheden in een met FET's vergelijkbare orde van grootte liggen, is het gedrag van de GKS bij de buis ongeveer gelijk aan dat van een FET in GSS.

Net als bij de FET is bij de transistor de vermogensversterking heel groot: niet alleen is er spanningsversterking, maar ook stroomversterking die gelijk is aan β .

Net als bij de gemeenschappelijke source schakeling zijn in- en output in tegenfase. De verklaring daarvoor is dezelfde als bij de FET. De tegenfase van in- en output geldt ook voor de gemeenschappelijke kathodeschakeling bij buizen die we niet hebben laten zien.

8.7.7 De gemeenschappelijke basisschakeling (GBS)

De gemeenschappelijke basisschakeling is de transistorversie van de gemeenschappelijke gateschakeling bij de FET. De emitter is de signaalingang, de collector de signaaluitgang. Het schema zien we in Figuur 8.7-14 en het oscillogram op Foto 8.7-2. De transistor is precies zo ingesteld als bij de gemeenschappelijke emitterschakeling.



Figuur 8.7-14. Gemeenschappelijke basisschakeling met BC549B. Verschillen met Figuur 8.7-13: de wisselspanningsbron zit in de emitterleiding en de condensator ontkoppelt nu de basis voor wisselspanning, terwijl de gelijkstroominstelling in stand blijft.



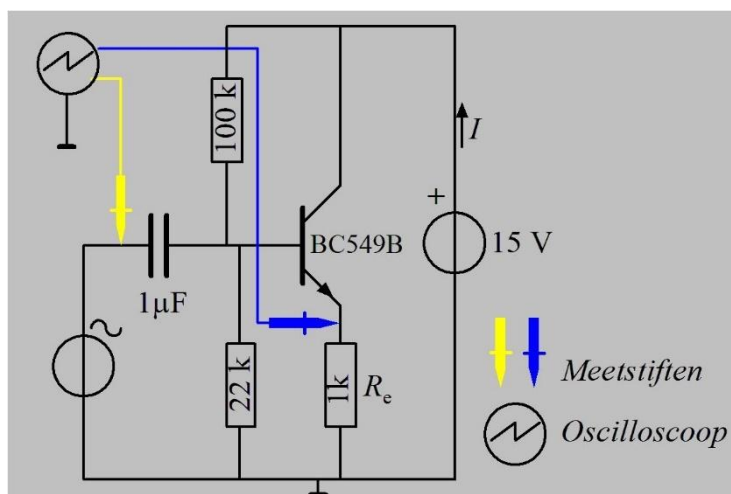
Foto 8.7-2. Oscillogram van in- en output van de schakeling van Figuur 8.7-14. Input: gele sinus; output: blauwe sinus. Frequentie: 500 Hz.

De spanningsversterking is dezelfde als voor de gemeenschappelijke emitter schakeling. De stroomversterking niet; die is praktisch 1. Die staat niet in de figuur. In- en uitgangssignaal zijn in tegenstelling tot de GES in fase,

Voor de spanningsversterking geldt opnieuw dat die net iets kleiner is dan de verhouding van collector- en emitterweerstand.

8.7.8 De gemeenschappelijke collectorschakeling (GCS, emittervolger)

Bij de gemeenschappelijke collectorschakeling is de basis de signaalingang, net als bij de gemeenschappelijke emitterschakeling. De signaaluitgang is de emitter. Een collectorweerstand heeft geen functie. Daarom is de collector direct verbonden met de voedingsspanning. De rest ziet er net zo uit als bij de gemeenschappelijke emitterschakeling. De instelling is minder kritisch dan bij de GES, want er hoeft geen rekening te worden gehouden spanningsschommelingen op de collector. Die zijn er niet. Het schema zien we in Figuur 8.7-15.



Figuur 8.7-15. Gemeenschappelijke collectorschakeling. Ten opzichte van Figuur 8.7-13 zijn er maar twee veranderingen: 1) er is geen collectorweerstand en 2) de emitter is de signaaluitgang. De kleuren van de meetleidingen naar de scoop zijn die van de bijbehorende signalen op Foto 8.7-3.

Foto 8.7-3 toont ingangssignaal (geel) en uitgangssignaal (blauw). Ze zijn praktisch even groot en in fase. De gemeenschappelijke collectorschakeling staat ook bekend onder de naam *emittervolger*, net zoals bij de FET de gemeenschappelijke drainschakeling meestal *sourcevolger* heet en de overeenkomstige schakeling bij buizen *kathodevolger*. Het signaal op de emitter volgt het ingangssignaal op de voet, vandaar de naam.

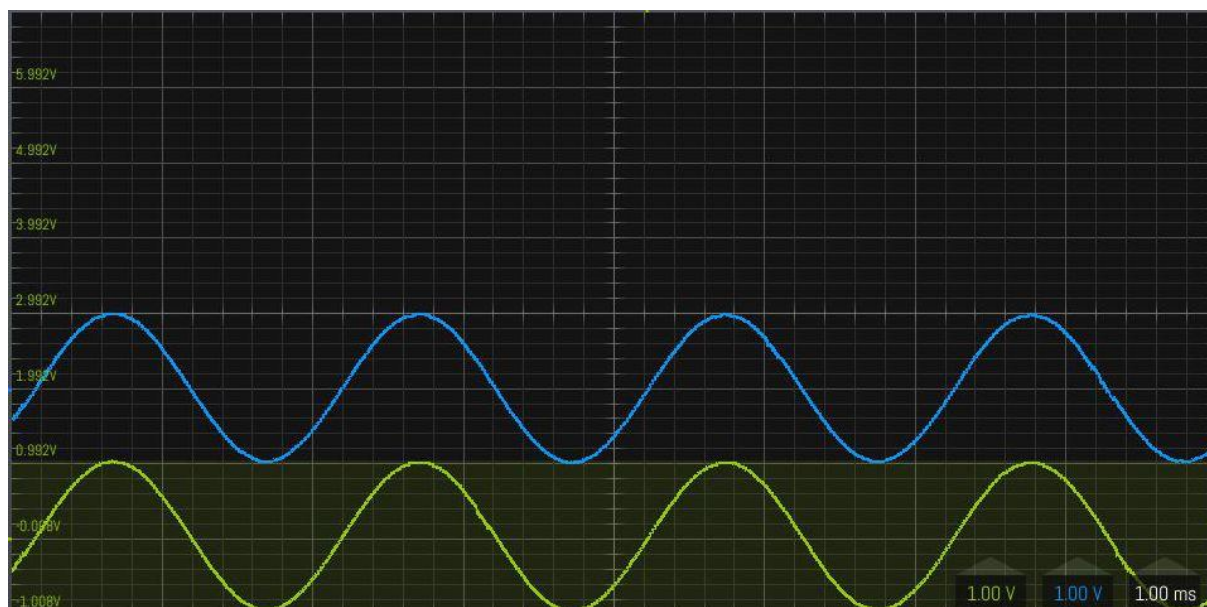


Foto 8.7-3. Oscillogram van in- en output van de schakeling van Figuur 8.7-15. Input: gele sinus; output: blauwe sinus. Frequentie: 500 Hz.

Het nut van de schakeling is omzetting van een hoogohmige naar een laagohmige signaalbron, bij de transistor praktisch zonder signaalverlies. Schuiven we de signalen over elkaar (Foto 8.7-4), dan zien we geen verschil tussen in- en uitgangssignaal. Bij de

sourcevolger was dat verschil er wel (Foto 8.3-3). Dat verschil is toe te schrijven aan de relatief lage steilheid S van de FET, waardoor $1/S$ met de sourceweerstand een spanningsdeler met merkbaar effect vormt. Bij de transistor is dat effect vrijwel afwezig.

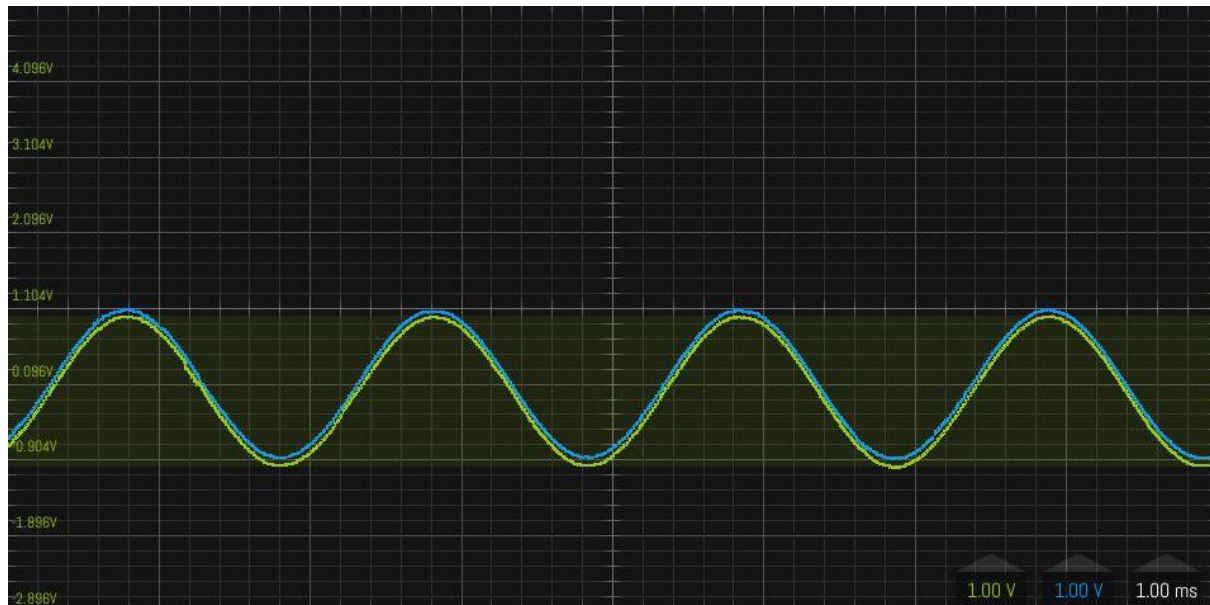


Foto 8.7-4. Dezelfde signalen als op Foto 8.7-3, maar ten opzichte van elkaar verticaal zo verschoven, dat ze bijna over elkaar vallen. Dat maakt duidelijk dat de signaalamplitudes niet merkbaar van elkaar verschillen.

8.7.9 De drie basisschakelingen samengevat

Net als bij de FET kunnen we de drie basisschakelingen in een tabel samenvatten (Tabel 8.7-2).

Tabel 8.7-2. Samenvatting van de eigenschappen van de drie basisschakelingen voor de transistor. R_c is collectorweerstand, R_e is emitterweerstand. Bij vergelijking van (Tabel 8.7-2 met die voor de FET (Tabel 8.3-1) is er nauwelijks verschil.

Soort	Signaal in en uit	Weerstand ingang → uitgang	Spannings- versterking	Stroom- versterking	Vermogens- versterking	Fase in en uit
GES	In: basis Uit: collector	In: matig Uit: hoog	Vrijwel R_c/R_e	Zeer groot	Zeer groot	Tegenfase
GBS	In: emitter Uit: collector	In: laag Uit: hoog	Vrijwel R_c/R_e	≈ 1	Vrijwel R_c/R_e	In fase
GCS	In: basis Uit: emitter	In: matig Uit: laag	Vrijwel 1	Zeer groot	Groot	In fase

8.8 Zo kunnen transistoren en FET's er bijvoorbeeld uitzien

Foto 8.8-1 hieronder geeft een aantal (maar lang niet alle) behuizingen van bipolaire transistoren en FET's. De munt van 20 cent geeft een indruk van grootte en vorm. Op het oog zijn ze niet zonder meer van elkaar te onderscheiden.

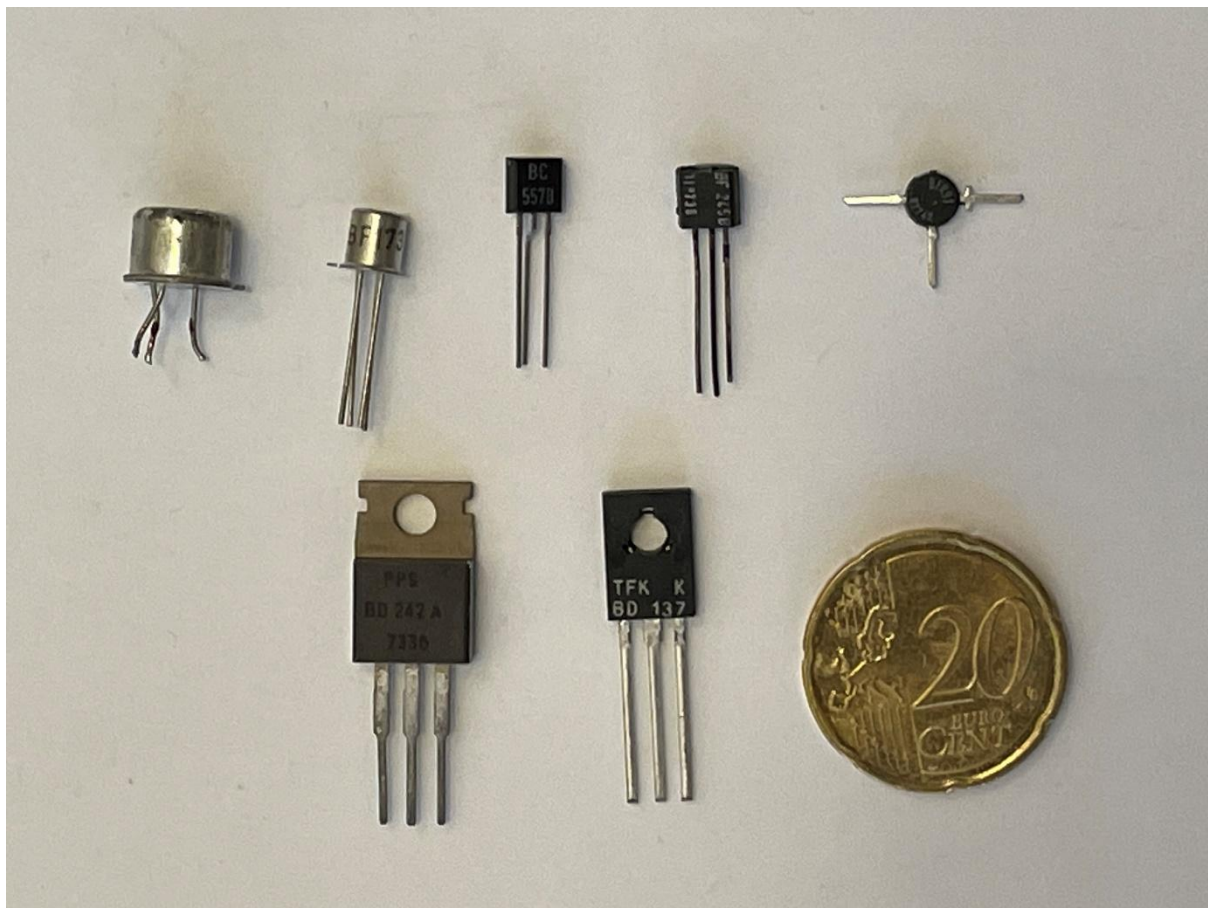


Foto 8.8-1. Enkele uitvoeringsvormen van FET's en transistoren. De galerij is verre van compleet. De twee grotere exemplaren onder zijn vermogenstransistoren. Het gat is bedoeld om ze op een koelplaat te kunnen vastschroeven. FET's op de foto zijn uiterlijk niet van transistoren te onderscheiden. Je hebt het typenummer nodig (staat er altijd op) om erachter te komen wat wat is.

8.9 Opgaven

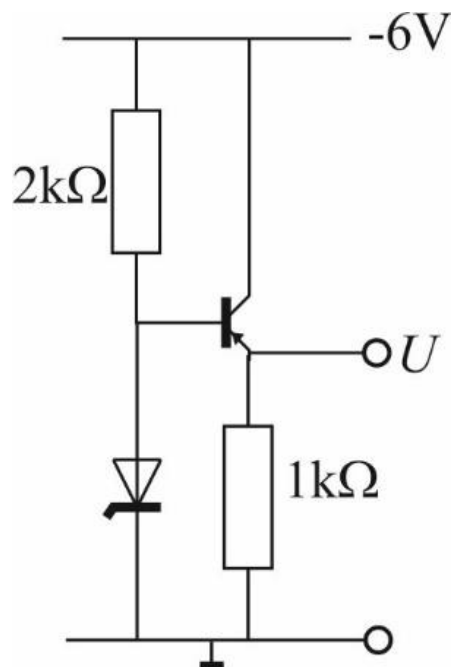
8.9.1 Opgave 8-9

Voor de transistor geldt $U_{be} = -0,6 \text{ V}$. De zenerspanning is 2 V .

De spanning U bedraagt

- A. 0 V
- B. $-1,4 \text{ V}$
- C. $-2,6 \text{ V}$
- D. -6 V

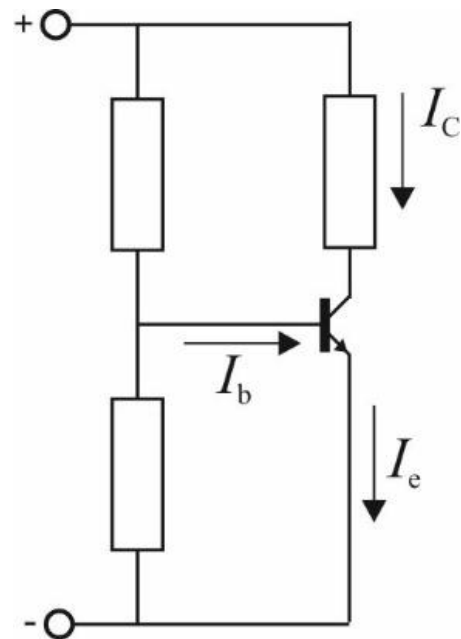
Antwoord gevonden? Naar de uitwerking



8.9.2 Opgave 8-10 $I_C = 20 \text{ mA}$ en $I_b = 200 \text{ }\mu\text{A}$ De emitterstroom I_e bedraagt

- A. 20 mA
- B. 19,8 mA
- C. 18 mA
- D. 20,2 mA

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking

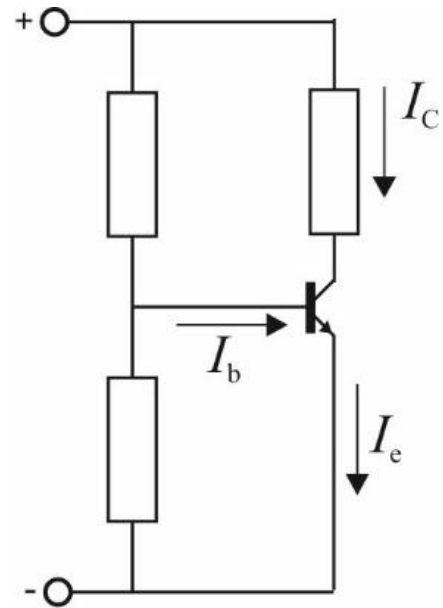


8.9.3 Opgave 8-11

$I_C = 20 \text{ mA}$ en $I_b = 200 \text{ }\mu\text{A}$. De stroomversterking h_{FE} bedraagt

- A. 10
- B. 101
- C. 99
- D. 100

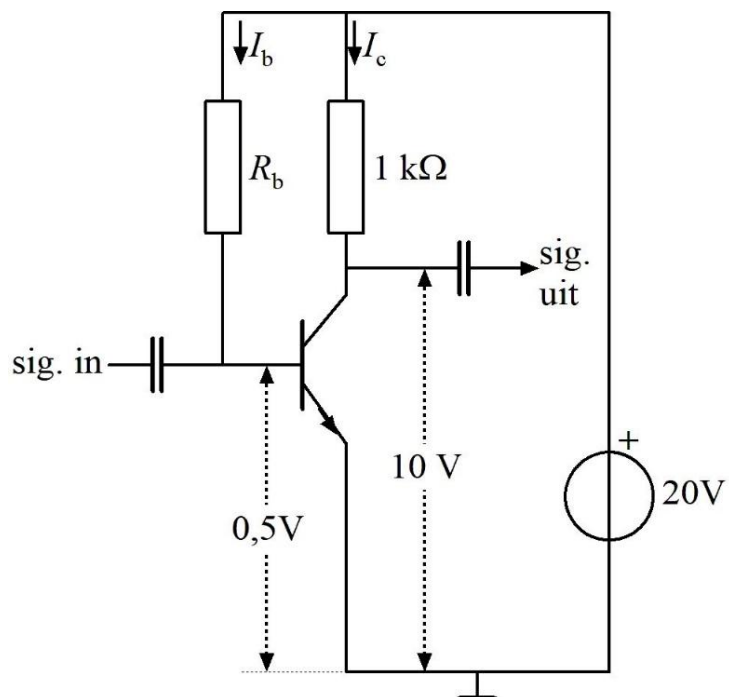
Antwoord gevonden? Naar de uitwerking 



8.9.4 Opgave 8-12.

De collectorstroom I_c bedraagt

- A. 1 A
- B. 100 mA
- C. 10 mA
- D. 1 mA



Antwoord gevonden? Naar de uitwerking



8.9.5 Opgave 8-13.

De stroomversterking (β , h_{FE}) van de transistor in Opgave 8-12 bedraagt 100. De basisstroom I_b bedraagt

- A. 100 mA
- B. 10 mA
- C. 1 mA
- D. 100 μ A

Tip: zorg dat je eerst het goede antwoord van Opgave 8-12 hebt.

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking



8.9.6 Opgave 8-14

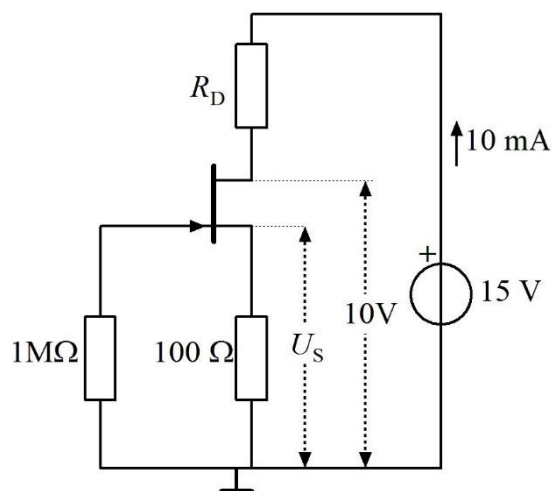
De basisweerstand R_b in het schema van in Opgave 8-12 is

- A. 195 k Ω
- B. 95 k Ω
- C. 9,5 k Ω
- D. 10,5 k Ω

Tip: zorg dat je eerst het goede antwoord van Opgave 8-12 hebt.

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking 

8.9.7 Opgave 8-15



De drainweerstand R_D in de schakeling is:

- A. 5 kΩ
- B. 500 Ω
- C. 15 kΩ
- D. 1,5 kΩ

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking



8.9.8 Opgave 8-16.

De meest waarschijnlijke spanningsversterking in de schakeling van Opgave 8-15 ligt bij toepassing als gemeenschappelijke sourceschakeling tussen

- A. 4 en 5 bij gelijke fase van in- en uitgangssignaal
- B. 8 en 10 bij gelijke fase van in- en uitgangssignaal
- C. 4 en 5 met in- en uitgangssignaal in tegenfase
- D. 8 en 10 met in- en uitgangssignaal in tegenfase

Tip: zorg dat je eerst het goede antwoord van Opgave 8-15 hebt.

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking



8.9.9 Opgave 8-17.

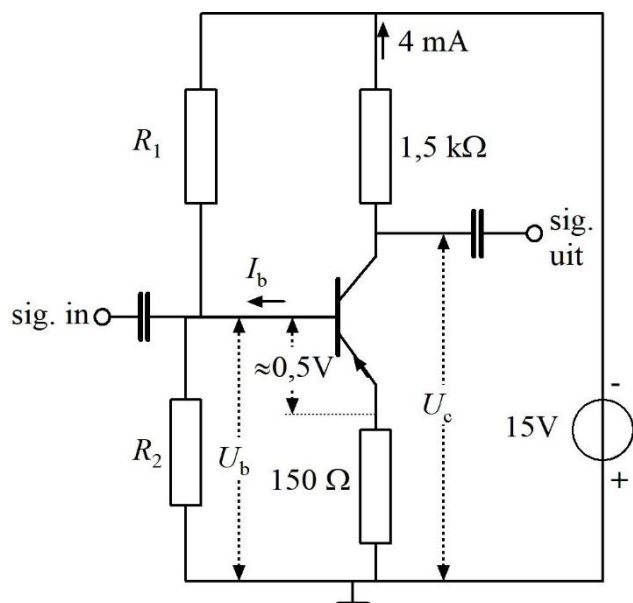
De sourcespanning U_S in de schakeling van Opgave 8-15 bedraagt

- A. 1 V
- B. 0,1 V
- C. -1 V
- D. -0,1 V

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking



8.9.10 Opgave 8-18



De collectorspanning U_c bedraagt ten opzichte van massa

- A. -6 V
- B. 6 V
- C. 9 V
- D. -9 V

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking



8.9.11 Opgave 8-19

De stroomversterking β van de transistor in het schema bij Opgave 8-18 is 400. De basisstroom I_b is

- A. 4 mA
- B. 0,4 mA
- C. 10 μ A
- D. 40 μ A

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking



8.9.12 Opgave 8-20

De basisspanning U_b van de transistor in het schema bij Opgave 8-18 bedraagt ongeveer

- A. 0,5 V
- B. 1,1 V
- C. -0,5 V
- D. -1,1 V

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking





8.9.13 Opgave 8-21

Om de collectorstroom van een transistor te berekenen, zijn nodig

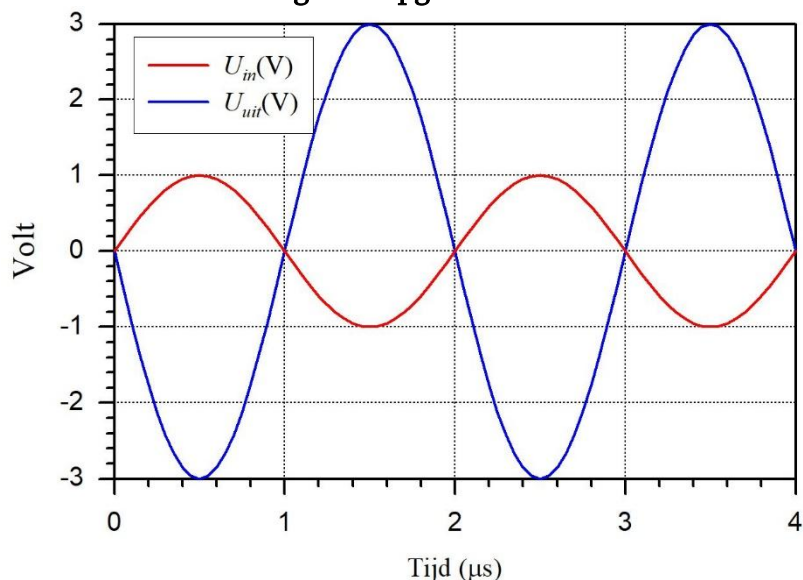
- A. De stroomversterking β
- B. De basisstroom en β
- C. De basisspanning en de collectorweerstand
- D. De voedingsspanning en de collectorweerstand

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking



8.10 Antwoorden bij de opgaven

8.10.1 Uitwerking van Opgave 8-1.



De grafiek toont de sinusvormige spanningen aan de ingang (U_{in}) en aan de uitgang (U_{uit}) van een versterkertrap met een J-FET. De versterker staat in

- A. Gemeenschappelijke source-schakeling
- B. Gemeenschappelijke gate-schakeling
- C. Gemeenschappelijke drain-schakeling
- D. Gemeenschappelijke gate- of drain-schakeling.

Uitwerking

De uitgangswisselspanning is groter dan de ingangswisselspanning. Dat betekent dat antwoord C afvalt, want dan zou de uitgangsspanning iets kleiner dan de ingangsspanning moeten zijn. Verder zijn in- en uitgangsspanning in tegenfase. Dat gebeurt alleen in een GSS, gemeenschappelijke source-schakeling. Antwoord A.



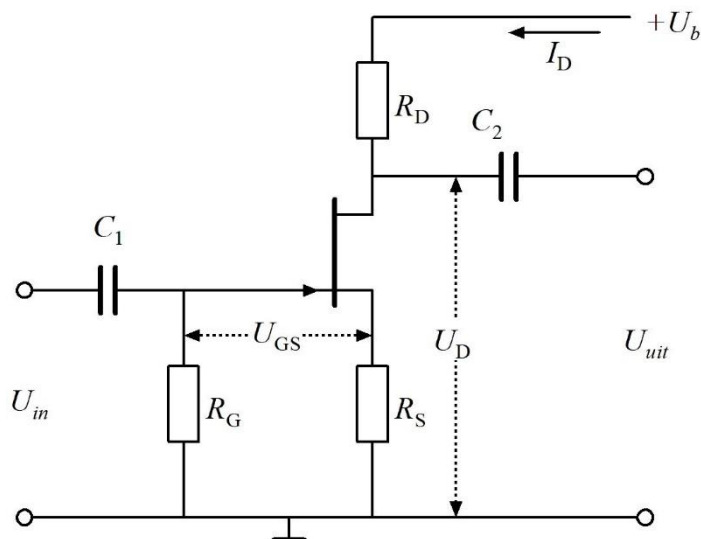
Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave



8.10.2 Uitwerking van Opgave 8-2.

In de versterkertrap is een N-FET toegepast. De beide condensatoren ontdoen het signaal van het gelijkstroomdeel. U_b is een gebruikelijke aanduiding voor voedingsspanning.



Uitgangspunt is dat per vergelijking voldoende gegevens beschikbaar zijn. De sourceweerstand R_S is te berekenen volgens

- A. $R_S = U_D / I_D$
- B. $R_S = U_b / I_D$
- C. $R_S = U_{GS} / I_D$
- D. $R_S = U_{GS} - U_D / I_D$

Uitwerking

Wie scherp kijkt, ziet dat antwoord D niet deugt, want daarin staat het verschil tussen twee ongelijke grootheden, een spanning en een spanning gedeeld door een stroom.

De rest, A tot en met C, heeft de drainstroom I_D in de noemer. Die is gelijk aan de sourcestroom. Dan moeten we nog de spanning over R_S hebben. De spanning op de gate is 0 V, want de gate geleidt niet en is via R_G verbonden met 0 V. Dan is de spanning tussen gate en source, U_{GS} , gelijk aan de spanning over R_S . Dat leidt tot antwoord C.



Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave



8.10.3 Uitwerking van Opgave 8-3.

Uitgangspunt is dat per vergelijking voldoende gegevens beschikbaar zijn. De drainspanning U_D in het schema van de vorige opgave is dan te berekenen volgens

A. $U_D = U_b - I_D R_D$

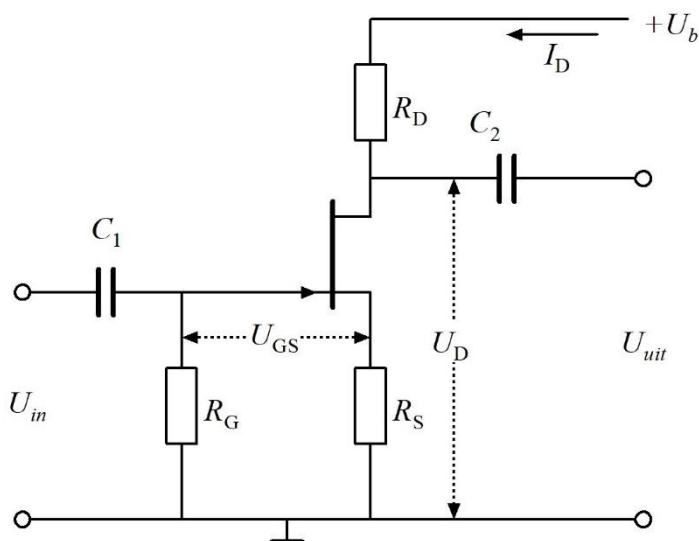
B. $U_D = U_b - R_D / I_D$

C. $U_D = U_b - U_{GS}$

D. $U_D = U_b - I_D R_S$

Uitwerking

We geven eerst nog eens het schema weer.



De drainspanning van de FET is gelijk aan de voedingsspanning U_b verminderd met de spanning over de drainweerstand R_D . Die laatste spanning is gelijk aan $I_D R_D$. Dit alles komt neer op $U_b - I_D R_D$ en dat is antwoord A.

Opmerking

Antwoord B kan niet, want R_D / I_D is geen spanning. Ongelijke grootheden kunnen niet bij elkaar worden opgeteld of van elkaar worden afgetrokken.



Terug naar de opgave

8.10.4 Uitwerking van Opgave 8-4

Bij een triode komt het signaal binnen op het rooster. Het versterkte signaal wordt afgenomen op de kathodeaansluiting. Het gaat hier om een

- A. **Gemeenschappelijke anodeschakeling (kathodevolger)**
- B. Gemeenschappelijke kathodeschakeling
- C. Gemeenschappelijke roosterschakeling
- D. Schakeling die niet kan werken

Uitwerking

Als een signaal binnenkomt op het rooster van een triode, zijn er voor het soort schakeling twee mogelijkheden: (1) gemeenschappelijke anodeschakeling of (2) gemeenschappelijke kathodeschakeling. Als de signaaluitgang de kathode is, kan deze niet tegelijk de gemeenschappelijke elektrode zijn. Dat is dan de anode. Conclusie: het is een gemeenschappelijke anodeschakeling, ofwel kathodevolger.



Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave



8.10.5 Uitwerking van Opgave 8-5

Bij een penthode met een kathodeweerstand van $1\text{ k}\Omega$ en een anodeweerstand van $10\text{ k}\Omega$ komt het signaal binnen op het stuurrooster. De spanningsversterking bedraagt ongeveer 0,8. De meest waarschijnlijke schakeling waarin de buis staat, is een

- A. Kathodevolger
- B. Gemeenschappelijke stuurroosterschakeling
- C. Gemeenschappelijke schermroosterschakeling
- D. Gemeenschappelijke kathodeschakeling

Uitwerking

Bij deze schakeling denk je natuurlijk allereerst aan een gemeenschappelijke kathodeschakeling met een spanningsversterking die iets lager is dan 10, de verhouding van kathode- en anodeweerstand. Als de spanningsversterking minder dan 1 is, zoals hier, moet het gaan om een kathodevolger (gemeenschappelijke anodeschakeling) en doet de waarde van de anodeweerstand er (binnen grenzen; de buis moet wel blijven werken) niet toe. Antwoord A.

Opmerking

Een gemeenschappelijke schermroosterschakeling bestaat niet. Antwoord C is dus onzin.

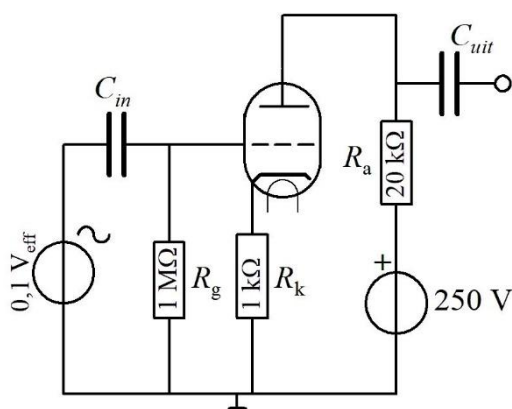


Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave



8.10.6 Uitwerking van Opgave 8-6



De reactanties van beide condensatoren zijn verwaarloosbaar laag. De wisselspanning op de aansluiting aan C_{uit} van de schakeling bedraagt ongeveer

- A. 0,1 V_{eff}
- B. 0,08 V_{eff}
- C. 180 V_{eff}
- D. 1,8 V_{eff}

Uitwerking

Als de reactanties van de condensatoren verwaarloosbaar klein zijn, scheiden ze alleen de signalen in een zuivere wisselspanning en een gelijkspanning en hoeven we ons niet druk te maken over reactanties en impedanties.

Het schema toont een triode in gemeenschappelijke kathodeschakeling. De spanningsversterking is dan iets lager dan de verhouding R_a/R_k . Die laatste is gelijk aan 20. De signaalwisselspanning is 0,1 V en dan moeten we een uitkomst vinden die iets lager is dan $0,1 \cdot 20 = 2,0$ V. In beide gevallen gaat het om effectieve spanningen. Dan is antwoord D verreweg de meest waarschijnlijke kandidaat voor het goede antwoord.



Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave



8.10.7 Uitwerking van Opgave 8-7.

De steilheid van een penthode bedraagt bij de ingestelde spanning tussen stuurrooster en kathode 6 mA/V. De kathodespanning wordt met 1 V verhoogd (= positiever gemaakt) en alle andere spanningen blijven gelijk. De kathodestroom wordt daardoor

- A. Ongeveer 6 mA groter
- B. Ongeveer 6 mA kleiner**
- C. Niet veranderd
- D. Veranderd, maar de berekening kan pas worden gedaan als de schermroosterstroom bekend is.

Uitwerking

Als de kathodespanning 1 volt positiever wordt, is dat hetzelfde als de stuurroosterspanning die 1 volt negatiever wordt. Dat is de instinker van deze opgave. De anodestroom wordt dan dus 6 mA kleiner. Dat geldt vrijwel ook voor de kathodestroom, want de schermroosterstroom is maar een heel klein deel van de anodestroom. We komen dus uit op antwoord B. Daarin staat niet voor niets het woord “ongeveer”.



Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave



8.10.8 Uitwerking van Opgave 8-8

De steilheid van een penthode bedraagt 5 mA/V. De anodeweerstand is 5 kΩ. De buis staat in gemeenschappelijke kathodeschakeling zonder kathodeweerstand. De spanningsversterking bedraagt ongeveer

- A. 5
- B. 50
- C. 10
- D. 25

Uitwerking

Een steilheid S van 5 mA/V komt overeen met een weerstand van $1/S = 0,2 \text{ k}\Omega$. Omdat er geen kathodeweerstand is, is de spanningsversterking bijna gelijk aan $5 \text{ k}\Omega / 0,2 \text{ k}\Omega = 25$.

Dat betekent antwoord D.



Terug naar de opgave

8.10.9 Uitwerking van Opgave 8-9

Voor de transistor geldt $U_{be} = -0,6 \text{ V}$. De zenerspanning is 2 V . De spanning U bedraagt

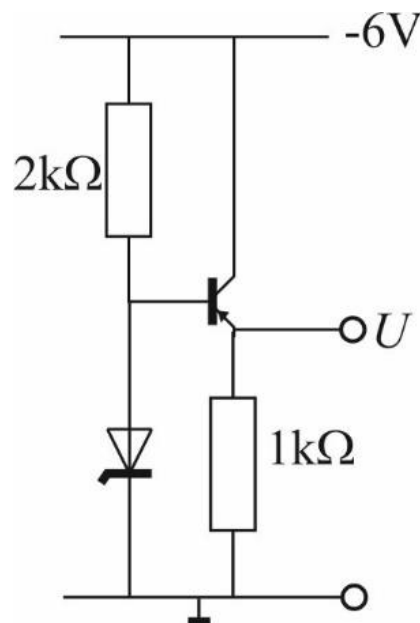
- A. 0 V
- B. $-1,4 \text{ V}$
- C. $-2,6 \text{ V}$
- D. -6 V

Uitwerking

De spanning U valt te berekenen uit de zenerspanning en de basis-emitterspanning van $-0,6 \text{ V}$. De zenerspanning is -2 V (ten opzichte van 0 V). $-2 \text{ V} - (-0,6 \text{ V}) = -1,4 \text{ V}$. Dat is antwoord B.

Opmerking

Merk op dat het hier om een PNP-transistor gaat waardoor de voedingsspanning negatief is.



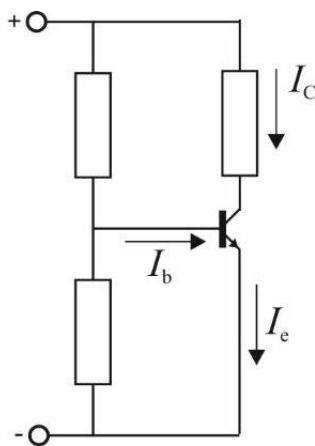
Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave



8.10.10 Uitwerking van Opgave 8-10 $I_C = 20 \text{ mA}$ en $I_b = 200 \text{ }\mu\text{A}$ De emitterstroom I_e bedraagt

- A. 20 mA
- B. 19,8 mA
- C. 18 mA
- D. 20,2 mA

**Uitwerking**

De emitterstroom I_e is de som van basis- en collectorstroom: $I_e = I_b + I_C$. Dat is $20 \text{ mA} + 200 \text{ }\mu\text{A} = 20,2 \text{ mA}$.

Antwoord D.



Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave

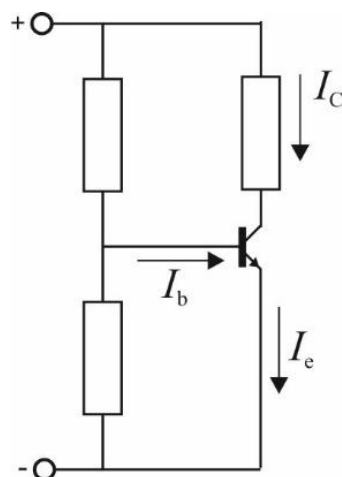


8.10.11 Uitwerking van Opgave 8-11

$I_C = 20 \text{ mA}$ en $I_b = 200 \text{ }\mu\text{A}$.

De stroomversterking h_{FE} bedraagt

- A. 10
- B. 101
- C. 99
- D. 100



Uitwerking

Voor h_{FE} die ook wel met β wordt aangeduid, geldt:

$$h_{FE} = I_C / I_b = 20 \text{ mA} / 200 \text{ }\mu\text{A} = 20 / 0,2 = 100$$

Antwoord D.



Terug naar de opgave

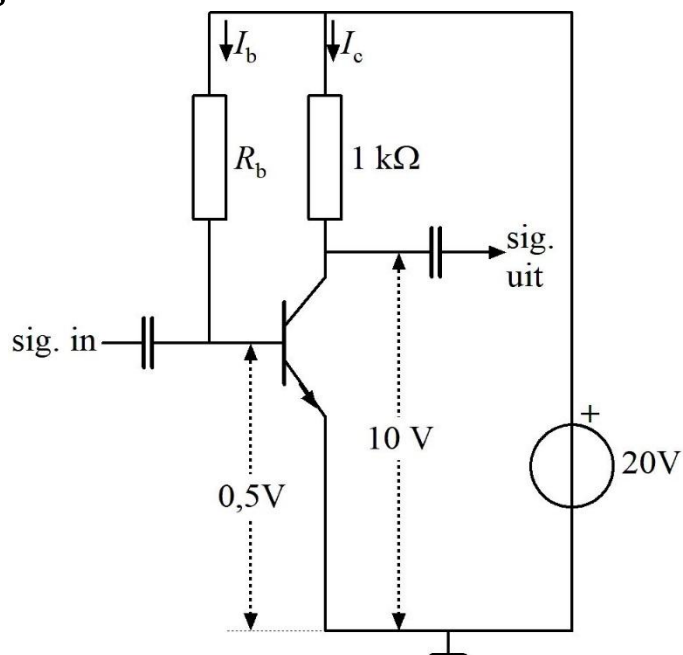
Naar de volgende opgave



8.10.12 Uitwerking van Opgave 8-12

De collectorstroom I_c bedraagt

- A. 1 A
- B. 100 mA
- C. 10 mA
- D. 1 mA



Uitwerking

De collectorspanning is 10 V. De voedingsspanning is 20 V. Dan staat over de collectorweerstand $20\text{ V} - 10\text{ V} = 10\text{ V}$. Omdat de collectorweerstand 1 kΩ bedraagt, bedraagt de collectorstroom 10 mA. Antwoord C.



Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave



8.10.13 Uitwerking van Opgave 8-13

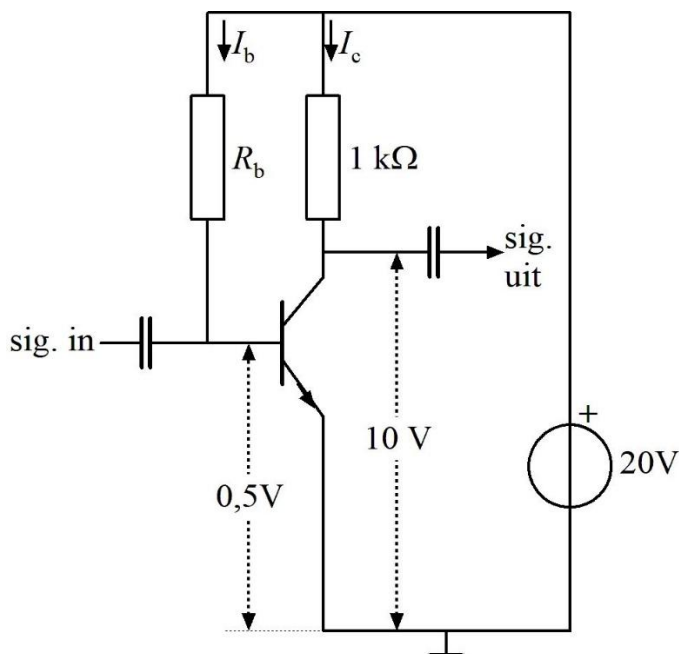
De stroomversterking (β , h_{FE}) van de transistor in Opgave 8-12 bedraagt 100. De basisstroom I_b bedraagt

- A. 100 mA
- B. 10 mA
- C. 1 mA
- D. 100 μ A

Tip: zorg dat je eerst het goede antwoord van Opgave 8-12 hebt.

Uitwerking

Eerst een kopie van de figuur bij Opgave 8-12.



De collectorstroom van de transistor bedraagt 10 mA, weten we uit Opgave 8-12. Als $\beta = 100$, dan is de collectorstroom 100x de basisstroom en is de basisstroom 1/100 van de collectorstroom. Als de collectorstroom 10 mA is, dan is 1/100 daarvan 100 μ A. Dat betekent dat antwoord D goed is.



Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave



8.10.14 Uitwerking van Opgave 8-14

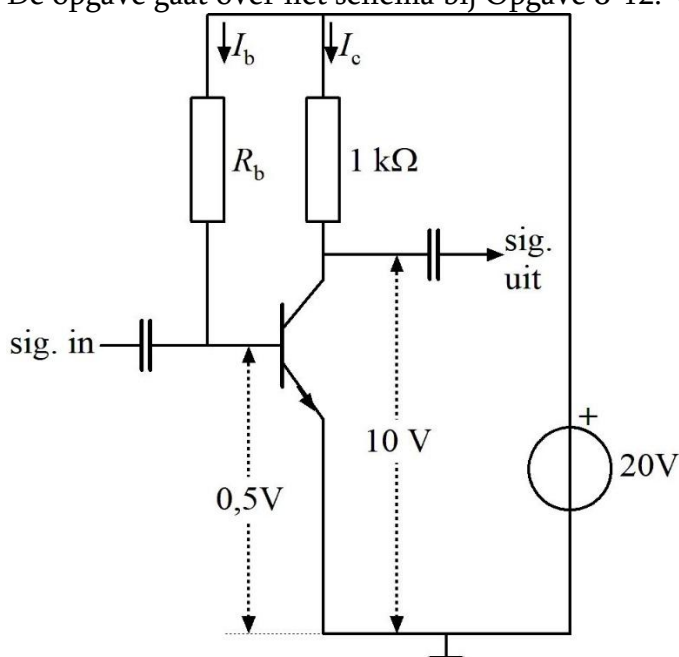
De basisweerstand R_b in het schema van in Opgave 8-12 is

- A. 195 k Ω
- B. 95 k Ω
- C. 9,5 k Ω
- D. 10,5 k Ω

Tip: zorg dat je eerst het goede antwoord van Opgave 8-13 hebt.

Uitwerking

De opgave gaat over het schema bij Opgave 8-12. We herhalen het hieronder.



In Opgave 8-13 vonden we voor de basisstroom 100 μ A. Over de basisweerstand R_b staat 20 V – 0,5 V = 19,5 V. Hieruit kunnen we de weerstand berekenen volgens (wet van Ohm):

$$R = U/I = 19,5 \text{ V} / 100 \mu\text{A} = 19,5 / 10^{-4} \Omega = 195000 \Omega = 195 \text{ k}\Omega$$

Dat is antwoord A.



Terug naar de opgave

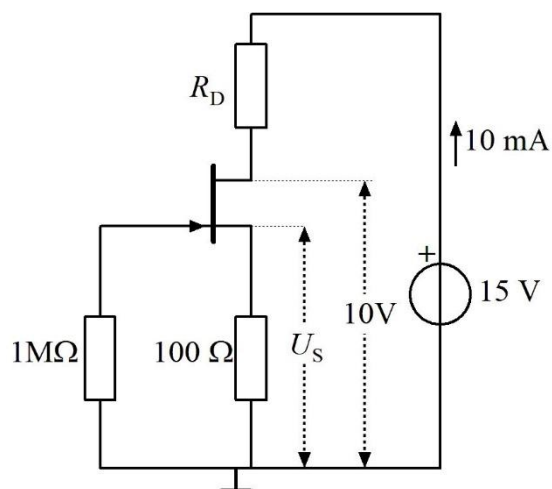
Naar de volgende opgave



8.10.15 Uitwerking van Opgave 8-15

De drainweerstand R_D in de schakeling is:

- A. 5 k Ω
- B. 500 Ω
- C. 15 k Ω
- D. 1,5 k Ω



Uitwerking

Door de drainweerstand R_D loopt volgens het schema 10 mA. De spanning op de drain bedraagt 10 V en de voedingsspanning is 15 V. Dan staat er $15\text{ V} - 10\text{ V} = 5\text{ V}$ over R_D .

Zoals altijd als een weerstand uit stroom en spanningh moet worden berekend, is de wet van Ohm van toepassing:

$$U = IR \rightarrow R = U/I = 0,5\text{ k}\Omega = 500\text{ }\Omega$$

Dat is antwoord B.



Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave



8.10.16 Uitwerking van Opgave 8-16

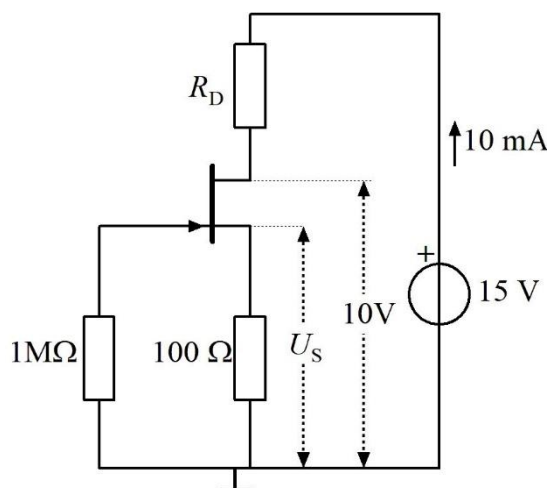
De meest waarschijnlijke spanningsversterking in de schakeling van Opgave 8-15 ligt bij toepassing als gemeenschappelijke sourceschakeling tussen

- A. 4 en 5 bij gelijke fase van in- en uitgangssignaal
- B. 8 en 10 bij gelijke fase van in- en uitgangssignaal
- C. 4 en 5 met in- en uitgangssignaal in tegenfase**
- D. 8 en 10 met in- en uitgangssignaal in tegenfase

Tip: zorg dat je eerst het goede antwoord van Opgave 8-15 hebt.

Uitwerking

De schakeling van Opgave 8-15 staat hieronder opnieuw.



Met een drainweerstand van 500 ohm en een sourceweerstand van 100 ohm zal de spanningsversterking iets lager dan de verhouding drainweerstand/sourceweerstand $500/100$ is 5 zijn. Dan is A of C goed. Bij een gemeenschappelijke sourceschakeling zijn in- en uitgangssignaal in tegenfase, zodat antwoord C overblijft.



Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave



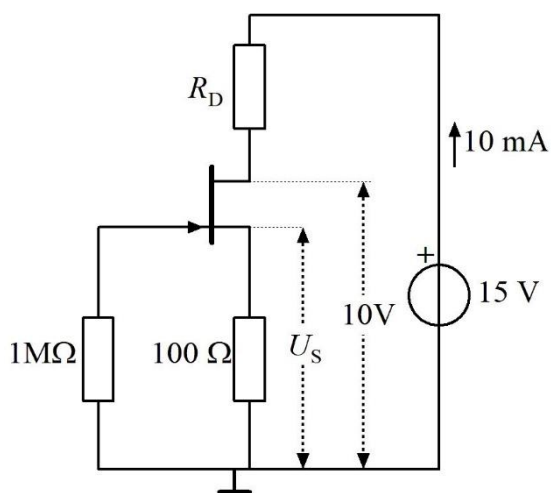
8.10.17 Uitwerking van Opgave 8-17

De sourcespanning U_s in de schakeling van Opgave 8-15 bedraagt

- A. 1 V
- B. 0,1 V
- C. -1 V
- D. -0,1 V

Uitwerking

We beginnen hieronder met de schakeling van Opgave 8-15.



De sourcecurrent is gelijk aan de draincurrent, zoals het een FET als deze betaamt. Die is 10 mA (aflezen in het schema). De 10 mA loopt door de sourceweerstand van 100 ohm. 10 mA is 0,01 A. Als die door een weerstand van 100 ohm loopt, is de spanning over de weerstand $0,01 \cdot 100 \text{ V} = 1 \text{ V}$. Antwoord A. (en niet C, want in het schema liggen alle gelijkspanningen tussen 0 V en de bronspanning van +15 V).

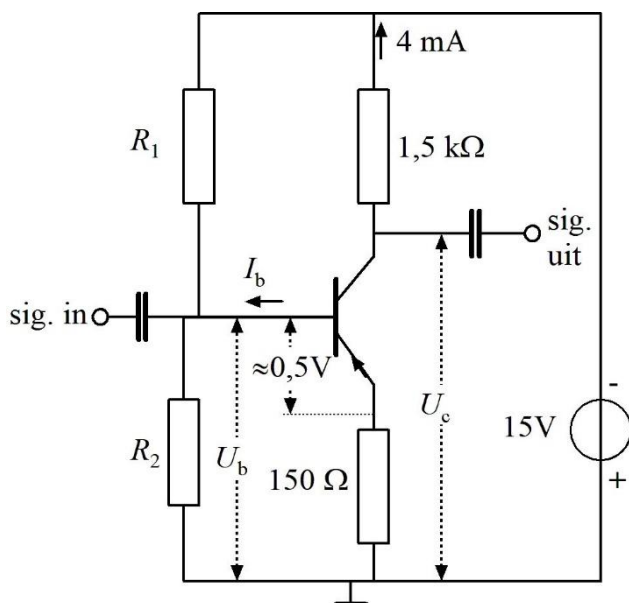


Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave



8.10.18 Uitwerking van Opgave 8-18



De collectorspanning U_c bedraagt ten opzichte van massa

- A. -6 V
- B. 6 V
- C. 9 V
- D. -9 V

Uitwerking

De collectorstroom van de PNP-transistor is 4 mA en de collectorweerstand is 1,5 kΩ. Dan is de spanning over de weerstand $4 \text{ mA} \cdot 1,5 \text{ k}\Omega = 6 \text{ V}$. De totale spanning over de schakeling is de bronspanning van -15 V. Daar moet 6 V bij worden opgeteld, zodat we -9 V overhouden. Dat is antwoord D. Wen eraan dat bij een PNP-transistor alle spanningen en stroomrichtingen omgekeerd zijn ten opzichte van de NPN!



Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave



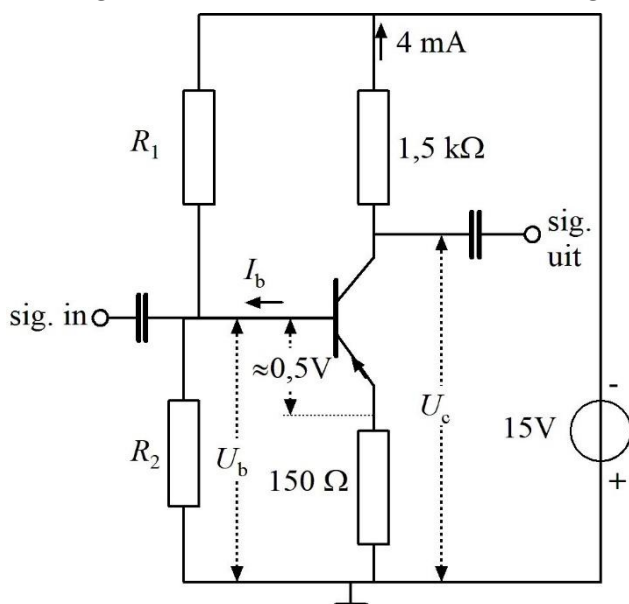
8.10.19 Uitwerking van Opgave 8-19

De stroomversterking β van de transistor in het schema bij Opgave 8-18 is 400. De basisstroom I_b is

- A. 4 mA
- B. 0,4 mA
- C. 10 μA
- D. 40 μA

Uitwerking

We beginnen weer met het schema van Opgave 8-18.



De collectorstroom is 4 mA, is in het schema af te lezen. Dan is de basisstroom $1/\beta$ maal de collectorstroom. 4 mA delen door 400 levert 0,01 mA is 10 μA . Antwoord C is daarom goed.



Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave



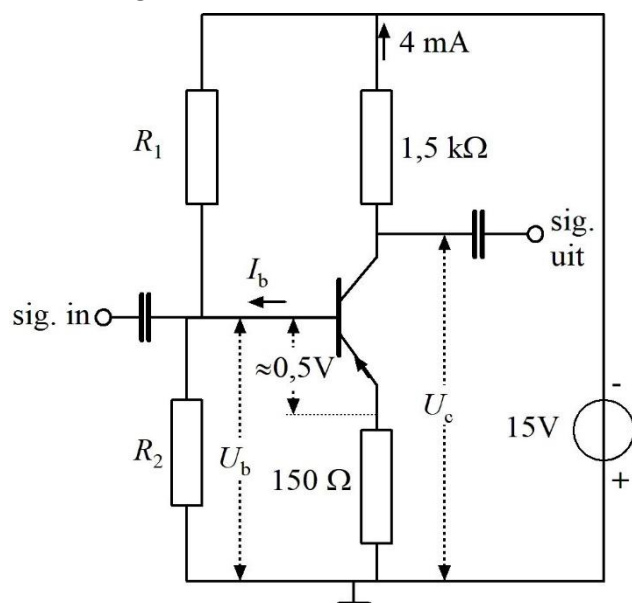
8.10.20 Uitwerking van Opgave 8-20

De basisspanning U_b van de transistor in het schema bij Opgave 8-18 bedraagt ongeveer

- E. 0,5 V
- F. 1,1 V
- G. -0,5 V
- H. -1,1 V

Uitwerking

Om te beginnen herhalen we het schema:



De basisspanning is de som van de spanning over de emitterweerstand en de 0,5 V over de basis-emitterovergang.

De spanning over de emitterweerstand berekenen we als volgt. De emitterstroom bedraagt 4 mA plus de basisstroom. Die laatste is 1/400 van de collectorstroom. Omdat de spanning over de basis-emitterovergang “ongeveer” 0,5 V is, is de spanning veroorzaakt door die extra 1/400 maal 4 mA te verwaarlozen. We gaan dan ook uit van gelijkheid van emitter- en collectorstroom, beide 4 mA. De spanning over de emitterweerstand van 150 ohm is volgens de wet van Ohm 4 mA maal 150 ohm is 0,6 V. Opgeteld bij de ongeveer 0,5 V van de basis-emitterovergang wordt dat ongeveer 1,1 V. Omdat het om een PNP-transistor gaat, komt daar een minteken voor: -1,1 V en dat is antwoord D.



Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave



8.10.21 Uitwerking van Opgave 8-21

Om de collectorstroom van een transistor te berekenen, zijn nodig

- A. De stroomversterking β
- B. De basisstroom en β**
- C. De basisspanning en de collectorweerstand
- D. De voedingsspanning en de collectorweerstand

Uitwerking

Laten we de antwoorden maar eens nalopen.

Uit β alleen bereken je geen collectorstroom. Daar is óf de basisstroom óf de emitterstroom bij nodig. Antwoord A vervalt dus.

Zoals zonet gezegd, kun je de collectorstroom wel berekenen uit β en de basisstroom, want collectorstroom is β maal basisstroom. Antwoord B houden we erin, maar we kijken toch nog even verder.

Uit de basisspanning en de collectorweerstand bereken je geen collectorstroom; wel uit voedingsspanning, collectorweerstand en collectorstroom, maar dat was de vraag niet. Antwoord C kan dus naar de prullenbak en antwoord A gezelschap houden.

Dan antwoord D: voedingsspanning en collectorweerstand. Helaas (of gelukkig!) ontbreekt hier de collectorstroom (zie antwoord C hiervoor). Hiermee is het gezelschap antwoorden in de figuurlijke prullenbak compleet en blijft antwoord B overeind.



Terug naar de opgave