



Inhoudsopgave

9	Versterkerschakelingen	3
9.1	Wat leer je in dit hoofdstuk	3
9.2	Instelling van versterkende elementen; belastingslijnen	3
9.2.1	Inleiding.....	3
9.2.2	Belastingslijnen.....	4
9.3	Opgaven bij paragraaf 9.2.....	9
9.3.1	Opgave 9-1.....	9
9.3.2	Opgave 9-2.....	10
9.3.3	Opgave 9-3.....	11
9.3.4	Opgave 9-4.....	12
9.4	Dissipatie en dissipatiehyperbolen	13
9.5	Koppelen van versterkertrappen	15
9.5.1	Inleiding.....	15
9.5.2	Weerstandskoppeling.....	15
9.5.3	Smooispoelkoppeling.....	21
9.5.4	Transformator-koppeling	24
9.6	Opgaven bij paragraaf 9.5.....	26
9.6.1	Opgave 9-5.....	26
9.6.2	Opgave 9-6.....	27
9.6.3	Opgave 9-7.....	28
9.7	Klassen van instelling van versterkers	29
9.7.1	Inleiding.....	29
9.7.2	Klasse A.....	30
9.7.3	Klasse B	31
9.7.4	Klasse C.....	34
9.7.5	Klasse AB	36
9.8	Opgaven bij paragraaf 9.7.....	38
9.8.1	Opgave 9-8.....	38
9.8.2	Opgave 9-9.....	39



9.9	Uitwerkingen van de opgaven	40
9.9.1	Uitwerking van Opgave 9-1.	40
9.9.2	Uitwerking van Opgave 9-2.	41
9.9.3	Uitwerking van Opgave 9-3.	42
9.9.4	Uitwerking van Opgave 9-4.	43
9.9.5	Uitwerking van Opgave 9-5.	44
9.9.6	Uitwerking van Opgave 9-6.	45
9.9.7	Uitwerking van Opgave 9-7.	46
9.9.8	Uitwerking van Opgave 9-8.	47
9.9.9	Uitwerking van Opgave 9-9.	48

9 Versterkerschakelingen

9.1 Wat leer je in dit hoofdstuk

We beginnen dit hoofdstuk met het instellen van de verschillende soorten versterkende elementen. Instellen is nodig om te zorgen dat een versterkend element een zo groot mogelijk signaal met minimale vervorming kan doorgeven. De toegepaste techniek is die van de *belastinglijn*.

Een versterkend element moet niet zoveel energie dissiperen dat het te heet wordt en stuk gaat. Om te kunnen controleren dat dit niet gebeurt, combineren we de belastinglijn met dissipatiegrafieken, de zogenoemde *dissipatiehyperbolen*. Die passen in dezelfde grafiek als die van een belastinglijn. Daarmee hebben we die controle in handen.

Een versterker bestaat meestal uit meer dan één versterkerschakeling. Die schakelingen moeten onderling gekoppeld kunnen worden. We bespreken drie manieren waarmee dat kan. Dat zijn weerstandskoppeling, smoorspoelkoppeling en transformator koppeling.

Bij versterkers voor groot vermogen is rendement belangrijk. Voor wie via zijn zender 400 W “in de lucht wil zetten” en een zender heeft met een rendement van nog geen 25%, zal al snel naar middelen zoeken om de dan benodigde 1600 W te beperken. We bespreken daarom verschillende zogenoemde *klassen van instelling* die daarvoor zijn uitgevonden.

9.2 Instelling van versterkende elementen; belastinglijnen

9.2.1 Inleiding

Versterkende elementen worden op wat uitzonderingen na zo ingesteld, dat ze een zo groot mogelijk signaal met zo min mogelijk vervorming kunnen verwerken. Wat de bipolaire transistor aangaat, hebben we daarvan in het vorige hoofdstuk al een voorproefje gehad. Bij FET en buis nog niet.

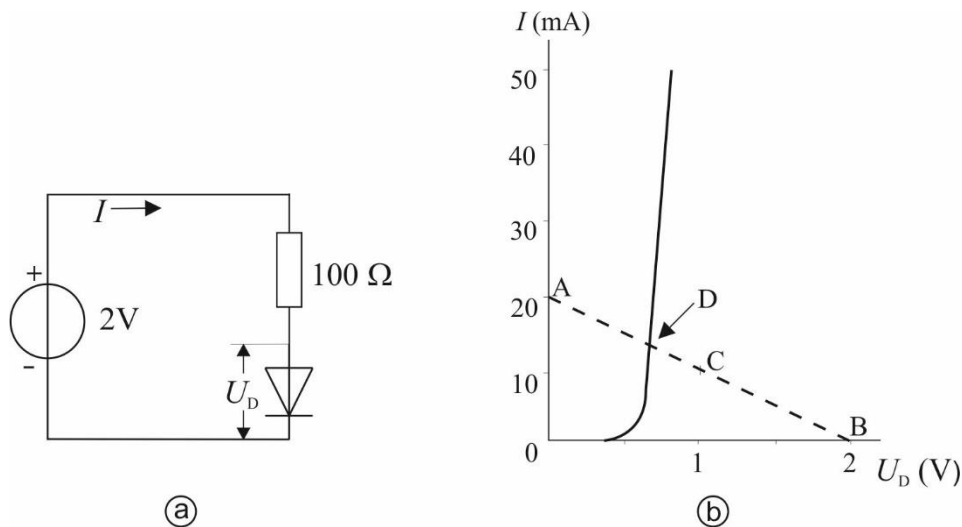
In theorie kun je alle gelijkspannings- en stroominstellingen regelen door bronnen voor de juiste gelijkspanning in te bouwen. Daar wordt een schakeling ingewikkeld en duur van. Als het even kan moet één spanningsbron, de voedingsspanning, genoeg zijn. Dat lukt bijna altijd, mits de schakeling goed is ontworpen. Dat laatste betekent onderlinge afstemming van de verschillende spanningen en stromen. Daarover gaat deze paragraaf.

We hebben in Hoofdstuk 8 kennis gemaakt met de sourceweerstand bij de FET en de kathodeweerstand bij de buis. De weerstand maakt de source van de N-FET of de kathode een beetje positief ten opzichte van gate of rooster. Bij een P-FET moet de source dan natuurlijk een beetje negatief worden ten opzichte van de gate. Bij een bipolaire transistor moet de basis-emitterovergang geleiden, zodat bij een NPN de basis iets positief ten opzichte van de emitter moet zijn. Bij een PNP is dat natuurlijk andersom: basis negatiever dan emitter.

9.2.2 Belastinglijnen

We gaan uit van de N-FET. Voor de P-FET gelden dezelfde schakelingen en grafieken, maar met omgepoolde voedingsspanning. De techniek van instellen is die van de *belastinglijn*. Die geldt ook voor buis en transistor.

Het principe van de belastinglijn een belastinglijn werken we uit in een schakeling met een spanningsbron van 2 V, een weerstand van $100\ \Omega$ en een diode (Figuur 9.2-1a).



Figuur 9.2-1. Schakeling van spanningsbron, diode en weerstand (links) en de bijbehorende diodekarakteristiek met getrokken lijn en de gestippelde belastinglijn (rechts).

Figuur 9.2-1b geeft de doorlaatkarakteristiek I/U_D van de diode en een streepjeslijn die de karakteristiek kruist in punt D. De streepjeslijn is de belastinglijn. Hoe werkt dat?

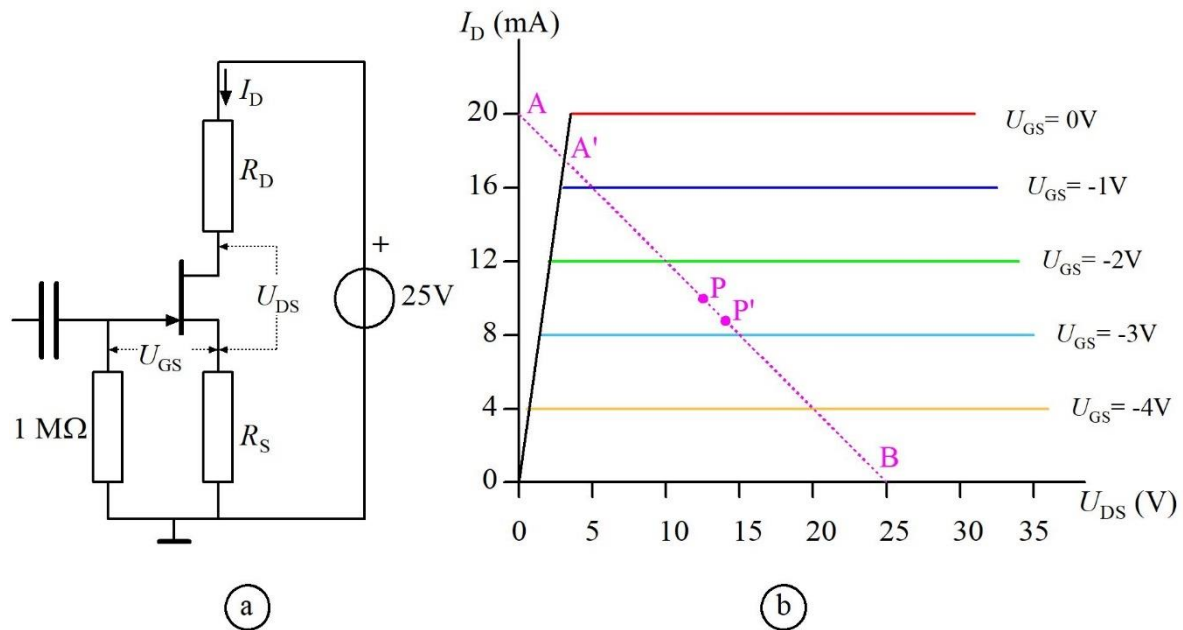
Uit de tweede wet van Kirchhoff volgt dat de bronspanning, hier 2 V, de som is van de spanningen over diode en weerstand. Strikt genomen moet daar een minteken voor, maar we houden het eenvoudig. Als de spanning U_D over de diode 0 V zou zijn, staat de 2 V van de bron in zijn geheel over de weerstand van $100\ \Omega$. Er loopt dan 20 mA door weerstand en diode; punt A in de grafiek. Zou de spanning U_D over de diode 2 V zijn, dan blijft er 0 V over voor de weerstand. Dat betekent een stroom van 0 mA; punt B in de grafiek.

Punt C is het punt waar de spanningen over de diode en de weerstand gelijk zijn, 1 V. Samen 2 V, de bronspanning. Punten A, B en C liggen op een rechte lijn, de *belastinglijn*.

De belastinglijn kruist de diodekarakteristiek in punt D. Dat kruispunt heet het *werkpunt*. Het is het punt dat aangeeft hoe de spanningen over weerstand en diode zijn verdeeld. De ligging van het werkpunt in Figuur 9.2-1b geeft aan dat in de schakeling de spanning U_D ongeveer 0,75 V bedraagt, zodat er ongeveer 1,25 V voor de weerstand overblijft. De stroom is dan ongeveer 12,5 mA.

We hebben hiermee een grafische oplossing voor een schakeling die je niet zo gemakkelijk in getallen uitrekenet. Dat is het nut van de belastingslijn.

We bekijken nu een versterkerschakeling met een N-FET (Figuur 9.2-2a) en een bundel bijbehorende geschematiseerde I_D/U_{DS} -karakteristieken (Figuur 9.2-2b). Anders dan in Figuur 9.2-1 snijdt de belastingslijn niet één enkele karakteristiek, maar een bundel.



Figuur 9.2-2. Een N-kanal FET-versterker (a) met geschematiseerde I_D/U_{DS} – karakteristiek en belastingslijn (b).

In de grafiekenbundel zien we een belastingslijn AB, met daarop de punten P en P'.

De belastingslijn (paars gestippeld) kruist in werkelijkheid niet vijf, maar oneindig veel karakteristieken, want U_{GS} kan ook binnen het getoonde bereik van 0 tot -5 V oneindig veel waarden hebben. Van die waarden zijn er vijf getekend.

Punt A geeft de situatie met $U_{DS} = 0$. Dat wil zeggen dat er geen spanning over de FET staat. Dan vertegenwoordigt de FET een weerstand van 0Ω . De FET zou zich dan in theorie gedragen als kortsluiting. Er loopt dan 20 mA door de FET. Die 20 mA wordt bepaald door de voedingsspanning van 25 V en de serieschakeling van R_D en R_S , vervangingsweerstand $R_D + R_S$. Blijkbaar is $R_D + R_S = 25 \text{ V} / 20 \text{ mA} = 1250 \Omega$. Bij andere weerstanden hoort een ander snijpunt A van de verticale as met de belastingslijn.

Op punt B loopt er geen stroom door de FET, want $I_D = 0$ en de FET is dus stroomloos. Door R_D en R_S loopt ook geen stroom. De volle voedingsspanning van 25 V staat dan over de FET. Noch A noch B zijn realistisch, maar het overgrote deel van de lijn van A naar B is dat wel.

Normaal wordt als werkpunt een punt ongeveer op het midden van de belastingslijn gekozen: punt P. Bij versterking van een signaal kan U_{DS} dan ongeveer evenveel omhoog als omlaag (hoofdstuk 8). Daarmee haal je de maximale amplitude op de signaaluitgang, de drain. Er zijn situaties waarin men dat opzettelijk anders doet. Die komen in dit hoofdstuk aan de orde.

Een stuk belastingslijn ligt in het gebied links van de kniepunten, waar de karakteristieken steil verlopen. Een kniepunt binnen het werkgebied staat garant voor flinke vervorming van het versterkte signaal. Dat moeten we niet hebben. Daarom is er punt A' (spreek uit: *A-accent*) waar het gebied van de rechte karakteristieken begint. Daar begint het bruikbare deel van de belastingslijn. Het midden ervan is punt P' dat ten opzichte van P ook wat naar rechts is opgeschoven. Punt B blijft waar het was.

Punt P' ligt vlak bij de karakteristiek voor $U_{GS} = -3$ V. Gemakshalve doen we of het punt erop ligt. Dat houdt in dat over de sourceweerstand R_S een spanning van 3 V moet staan. De bijbehorende stroom lezen we af op de verticale as: 8 mA. We passen de wet van Ohm toe: $R=U/I$, waarmee we voor R_S de waarde van $3/8$ k $\Omega = 375$ Ω vinden.

Nu de drainweerstand R_D . De drainspanning U_{DS} voor punt P' is uit de grafiek af te lezen op de horizontale as. Die is ongeveer 14 V. Voor de spanning over de drainweerstand hebben we dan $25V-14V-3V=8V$ beschikbaar. De drainstroom kennen we, want die is gelijk aan de sourcestroom, 8 mA. Dan is de drainweerstand R_D met de wet van Ohm snel uitgerekend: $R_D=U/I=8$ V/8 mA=1 k Ω .

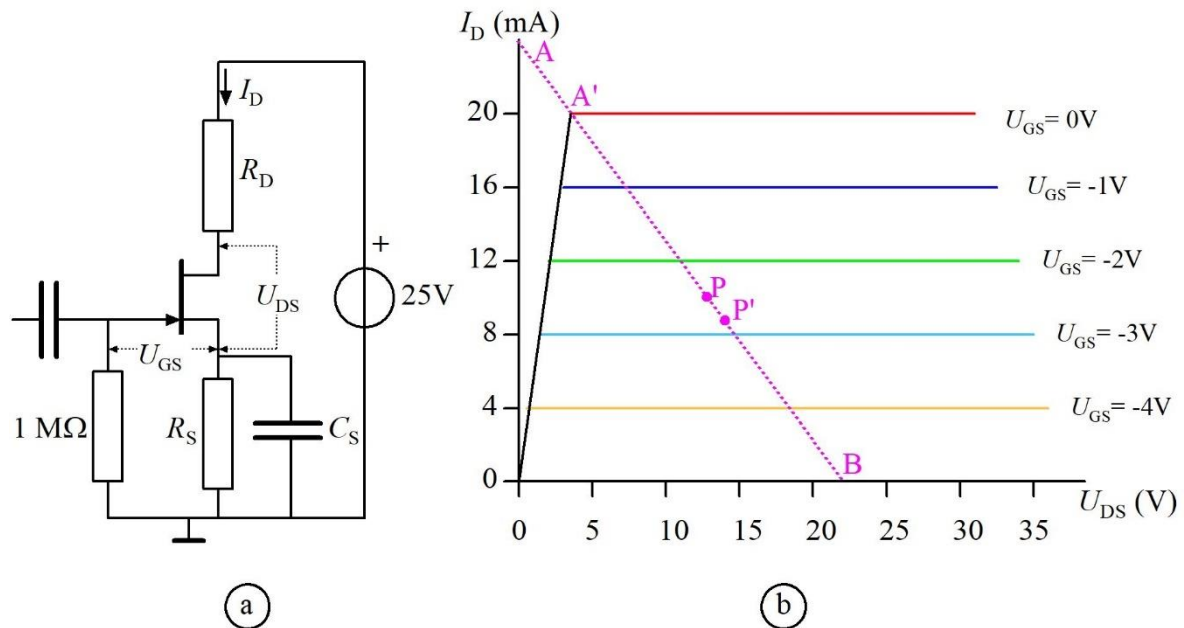
We vinden nu $R_D + R_S = 1375$ Ω . Dat is meer dan de 1250 Ω die we eerder vonden. Het verschil is toe te schrijven aan de afronding van $U_{GS} = -3$ V terwille van een gemakkelijker aflezing van de grafiek. Praktisch gezien is dat niet erg. De eigenschappen van FETs van eenzelfde type verschillen meestal meer.

De spanningsversterking A_u van de hele schakeling is dan te berekenen volgens

$$A_u = \frac{R_D}{R_S + 1/S} \quad (9.2-1)$$

In de gegeven situatie zal de waarde van A_u , afhankelijk van de waarde van S , neerkomen op iets tussen 1,5 en 2,5. Nu is S uit Figuur 9.2-2b gemakkelijk af te lezen. De getekende karakteristieken vertegenwoordigen stappen van U_{GS} van 1 V. Bij elke stap verandert I_b met 4 mA. S bedraagt dus 4 mA/V. $1/S$ is dan 1 V/0,004 A is 250 Ω . Vergelijking (9.2-1) levert dan $A_u = 1000/(375+250) = 1,6$.

De spanningsversterking voor wisselspanningen kan zonder verandering van de weerstandswaarden worden verhoogd. Het eenvoudige recept is: ontkoppel de sourceweerstand R_S met een capaciteit die zo groot is dat de reactantie voor de betreffende frequentie(s) verwaarloosbaar klein is in vergelijking met R_S (Figuur 9.2-3a).



Figuur 9.2-3. Schakeling met N-FET als in Figuur 9.2-2 met ontcouplede sourceweerstand R_S (a) en de bijbehorende belastingslijn (b). Voor uitleg over de belastingslijn: zie kadertje.

De condensator C_S over de sourceweerstand R_S zorgt voor een constante sourcespanning. Dan wordt de beperking van de wisselspanningsversterking door de sourceweerstand opgeheven. De invloed van R_S op de spanningsversterking valt weg en hebben we in het sourcecircuit alleen nog te maken met de omgekeerde waarde van de steilheid S , dus $1/S$. Dan geldt voor de wisselspanningsversterking A_u

$$A_u = \frac{R_D}{1/S} = SR_D \quad (9.2-2)$$

In ons voorbeeld van daarnet krijgen we dan $A_u = 4$. Dat is een mooie winst vergeleken met de 1,6 die we eerst vonden. De belastingslijn voor wisselspanning/stroom van de FET met ont koppeling van de sourceweerstand komt door de ont koppeling iets anders te liggen (Figuur 9.2-3b). Wie daar wat meer van wil weten, leest het kadertje hieronder.

Voor de liefhebbers, géén examenstof!

Ontkoppeling van de sourceweerstand en de ligging van de belastingslijn.

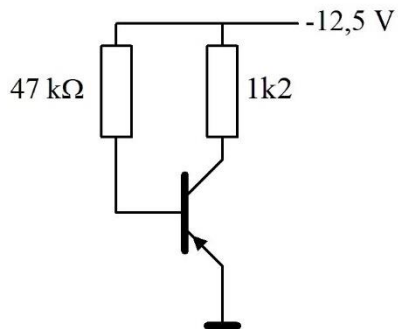
De ont koppeling van de sourceweerstand beïnvloedt de ligging van de belastingslijn. De source heeft met ont koppeling een vaste spanning, in ons voorbeeld 3 V. Dan schuift het snijpunt van de horizontale as en de belastingslijn, dat is punt B in Figuur 9.2-3b, 3 V naar links op ten opzichte van zijn plaats in Figuur 9.2-2b. Punt P' blijft op zijn plaats, omdat dit punt gemeenschappelijk is voor zowel wissel- als gelijkstroom. De belastingslijn wordt dus steiler en snijdt de verticale as bij ongeveer 24 mA. Deze waarde geldt weer alleen voor de wisselstroomsituatie, want R_S doet alleen mee voor gelijkstroom, niet voor wisselstroom.



Voor buis en bipolaire transistor verloopt het bepalen en interpreteren van een basislijn precies als bij de FET. Voor transistoren geldt de voorwaarde dat het verschil tussen emitterstroom en collectorstroom (dat is de basisstroom) verwaarloosbaar moet zijn. Anders gezegd: β moet groot genoeg zijn. Dat is bijna altijd het geval. Het is dus niet nodig, buis en transistor hier apart te bespreken. Wat geldt voor de FET, geldt ook voor buis en transistor.

9.3 Opgaven bij paragraaf 9.2

9.3.1 Opgave 9-1.



De transistor in het schema is een Si-type met een β van 20. De spanning op de collector bedraagt ongeveer

- A. -6,5 V
- B. 6,6 V
- C. -11,9 V
- D. -5 V

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking




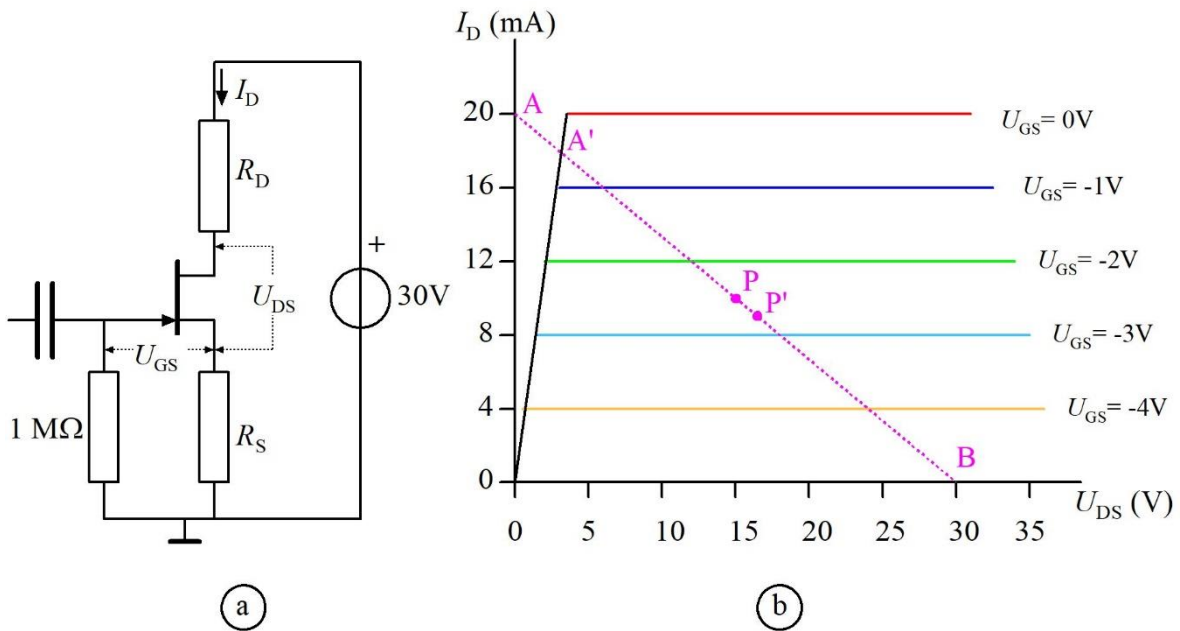


9.3.2 Opgave 9-2.

Het schakelen van een capaciteit parallel aan een emitterweerstand dient om


- A. De stabiliteit van de schakeling te verhogen
- B. De signaalversterking te verlagen
- C. De signaalversterking te verhogen
- D. De belastingslijn minder steil te maken.

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking 

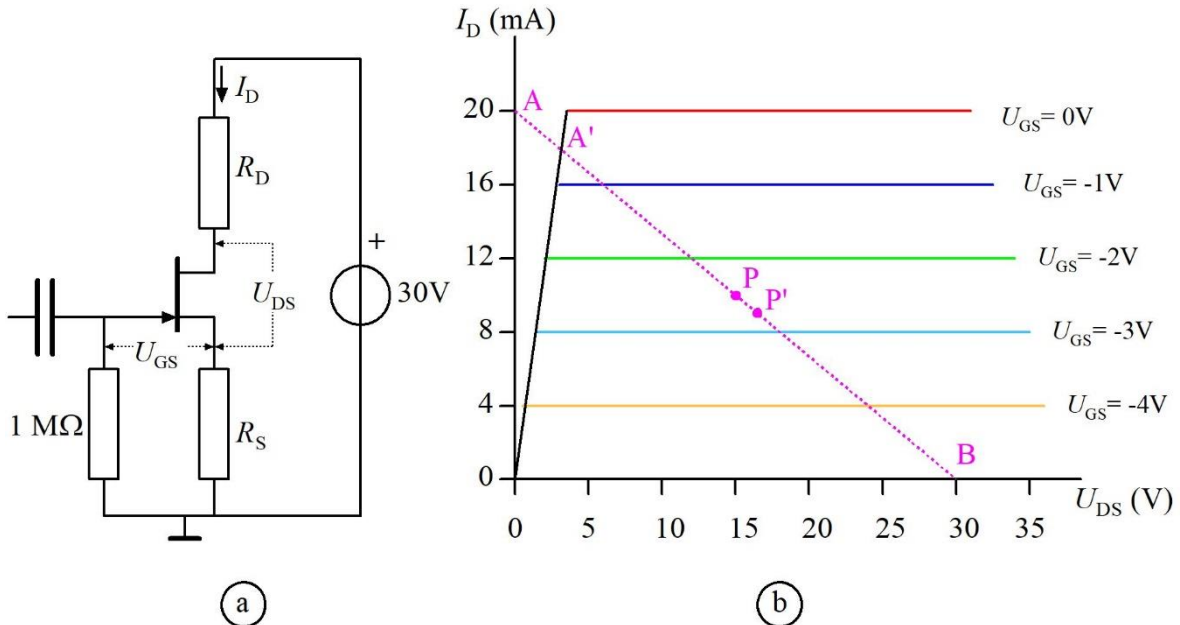
9.3.3 Opgave 9-3.


Dit plaatje is bijna een kopie van Figuur 9.2-2, maar de voedingspanning is 30 V . Punt B ligt dus bij $U_{DS} = 30\text{ V}$ en punt A nog steeds bij $I_D = 20\text{ mA}$. De som van R_D en R_S bedraagt

- A. $667\ \Omega$
- B. $1250\ \Omega$
- C. $1500\ \Omega$
- D. $3000\ \Omega$


Antwoord gevonden? Naar de uitwerking 

9.3.4 Opgave 9-4.



De FET van Opgave 9-3 wordt ingesteld op werkpunt P'. Daar is $U_{GS} = -2,8$ V en $I_D = 9$ mA. R_S bedraagt dan ongeveer

- A. 300 Ω
- B. 310 Ω
- C. 330 Ω
- D. 250 Ω

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking 

9.4 Dissipatie en dissipatiehyperbolen

Versterking betekent niet dat in een versterkend element energie groeit. In Hoofdstuk 2 hebben we gezien dat er een natuurwet (Beginsel 1) is die dat uitsluit. De toegevoerde energie wordt grotendeels omgezet in warmte (Beginsel 2). Over een FET staat de spanning U_{DS} tussen drain en source en er loopt een stroom doorheen. Die mag je drainstroom of sourcestroom noemen. De een gaat de FET in, de ander eruit. Ze zijn volgens de eerste wet van Kirchhoff even groot. De dissipatie P van de FET is het product van de drainstroom I_D en de spanning U_{DS} tussen drain en source, dus:

$$P = I_D U_{DS} \quad (9.4-1)$$

Voor I_D mag je ook I_S schrijven, want $I_D = I_S$.

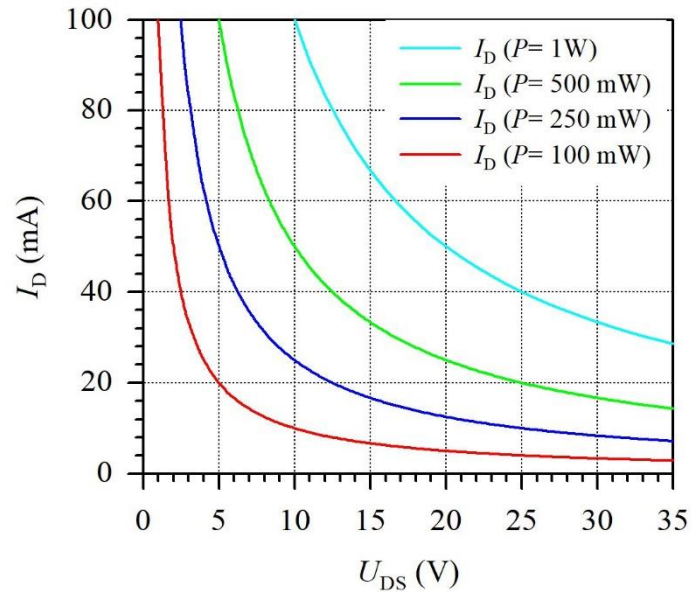
Voor elk type FET geldt een maximale waarde voor U_{DS} en één voor de stroom I_D . Die gegevens vind je in databladen die op Internet redelijk gemakkelijk zijn te vinden. Ter geruststelling: je zult ze op het examen niet aantreffen.

Zowel U_{DS} als I_D staan in vergelijking (9.4-1). De vergelijking is algemeen (hoofdstuk 3) en geldt dus ook voor weerstanden, transistoren, lampen of elektrische kachels, om er enkele te noemen. Elke FET, transistor of buis heeft voor de dissipatie een maximum, mede afhankelijk van aan- of afwezigheid van koeling. Bij dissipatie voorbij het maximum gaat het element stuk. Een belastingslijn moet daarom soms worden gecombineerd met een dissipatiegrafiek. Dat gaat als volgt.

Als je P vastzet, kun je de andere twee variabelen, I_D en U_{DS} , tegen elkaar uitzetten in een grafiek, net als in een karakteristiekenbundel, bijvoorbeeld die in Figuur 9.2-2b. De bijbehorende vergelijking is een iets anders geformuleerde vergelijking (9.4-1). Hij zegt hetzelfde:

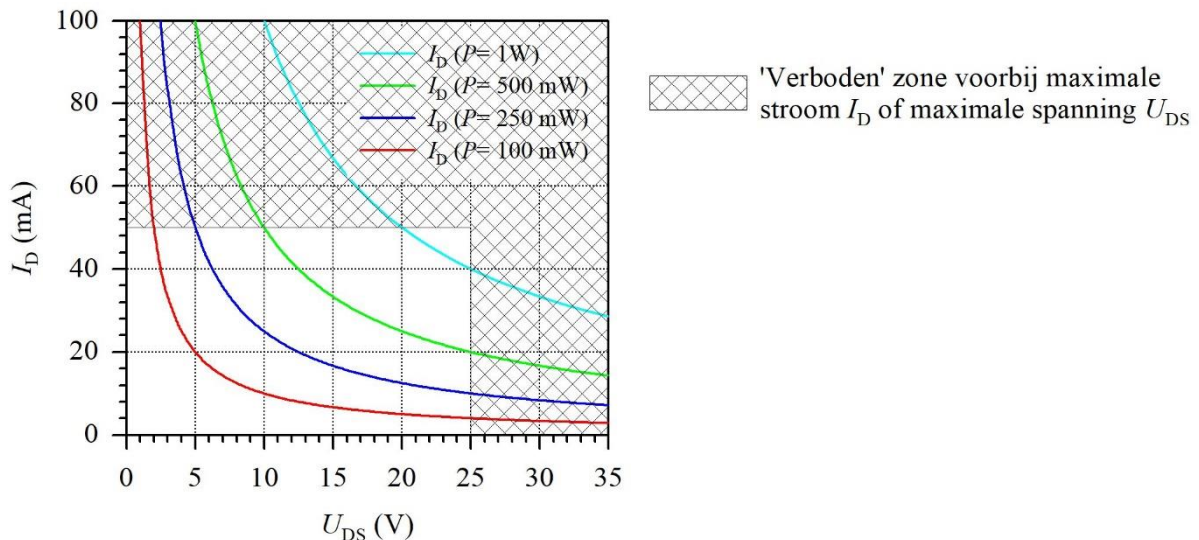
$$I_D = \frac{P}{U_{DS}} \quad (9.4-2)$$

Hoe dat er in grafiekvorm uitziet, zien we in Figuur 9.4-1, met grafieken voor $P = 100$ mW, $P = 250$ mW, $P = 500$ mW en $P = 1$ W. De vorm van de grafiek heet in de wiskunde een *hyperbool*. Als het om een dissipatiegrafiek gaat, heet het een *dissipatiehyperbool*.



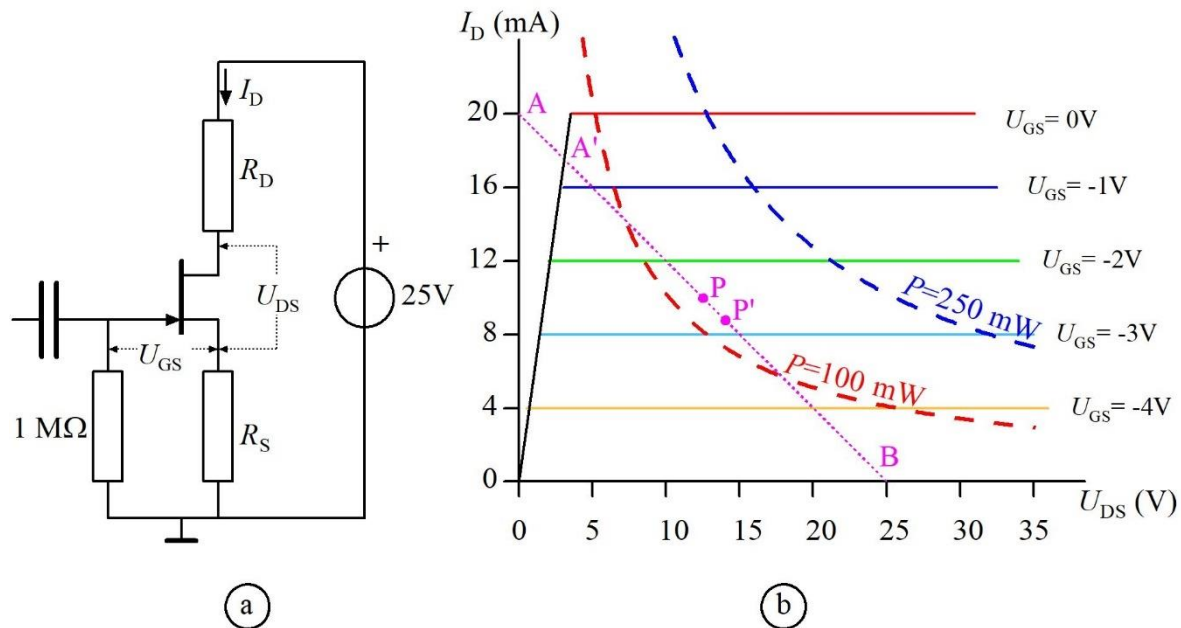
Figuur 9.4-1. Dissipatiehyperbolen voor vier verschillende dissipaties (1 W, 500 mW, 250 mW en 100 mW).

In Figuur 9.4-1 kun je ook de maximale waarden voor I_D en U_{DS} opnemen. Dan ontstaat een grafiek met ‘verboden gebieden’. Stel dat het maximum voor U_{DS} 25 V is en voor I_D 50 mA, dan krijgen we twee grenzen van verboden gebied, een horizontale en een verticale (Figuur 9.4-2).



Figuur 9.4-2. Dezelfde figuur als Figuur 9.4-1, aangevuld met ‘verboden gebied’ (gearceerd), begrensd door de lijnen $U_{DS} = 25\text{ V}$ en $I_D = 50\text{ mA}$.

Om te controleren of een werkpunt binnen of buiten een dissipatiehyperbool ligt, kan de bijbehorende hyperbool worden toegevoegd aan een grafiek met een belastingslijn zoals getekend in Figuur 9.2-2. Dat leidt tot Figuur 9.4-3.



Figuur 9.4-3. Geschematiseerde I_D/U_{DS} – karakteristieken met belastingslijn van Figuur 9.2-2 met dissipatiehyperbolen voor $P=100$ mW en $P=250$ mW.

We zien dat de eerder bepaalde werkpunten P en P' net binnen de hyperbool van 100 mW liggen. Nu is 100 mW in halfgeleiderland een weinig voorkomende maximale dissipatie. 250 mW komt vaker voor. Daar komt de belastingslijn in Figuur 9.4-3 lang niet aan toe, maar dat is niet altijd het geval. Er zijn situaties waarin een belastingslijn en een dissipatiehyperbool elkaar wel kunnen 'bijten'.

9.5 Koppelen van versterkertrappen

9.5.1 Inleiding

Meestal is het niet mogelijk, voldoende versterking te krijgen met één enkele versterkertrap. Er worden dan meer trappen achter elkaar geschakeld. Elke versterkertrap geeft zijn versterkte signaal door naar de volgende trap. Dat kan op verschillende manieren. We behandelen achtereenvolgens

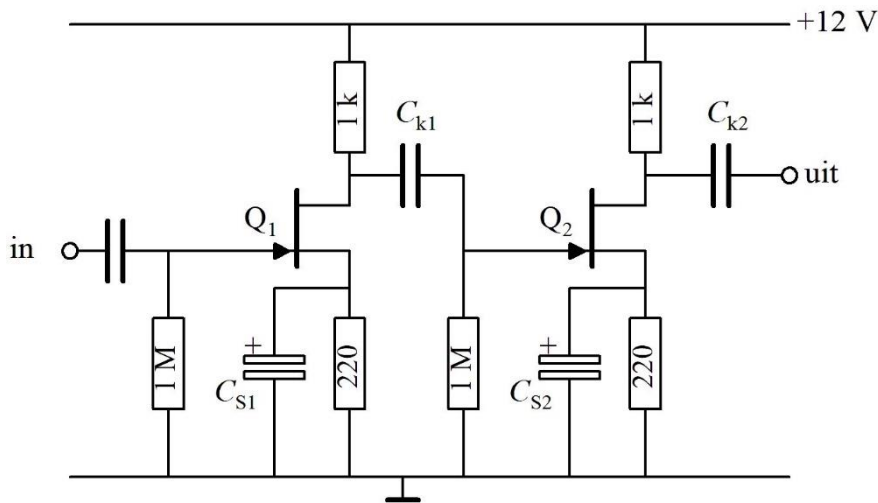
- Weerstandskoppeling
- Smoorspoelkoppeling
- Transformatorkoppeling

9.5.2 Weerstandskoppeling

We behandelen FET's (en buizen) en bipolaire transistoren afzonderlijk.

FET's

Een voorbeeld van weerstandskoppeling van versterkertrappen met N-kanaals FET's zien we in Figuur 9.5-1. De schakeling telt twee N-FET's in gemeenschappelijke source-schakeling.



Figuur 9.5-1. Schema met weerstandskoppeling van N-FET-versterkertrappen.

De twee drainweerstand van 1 kΩ zijn niet de echte koppel-elementen. Ze zetten de stroom door de FET om in een spanning. Het wisselspanningsdeel ervan wordt via de koppelcondensatoren C_{k1} en C_{k2} overgebracht naar de volgende versterkertrap. Deze condensatoren zijn de eigenlijke koppel-elementen. Hun capaciteit hangt af van:

- De laagste frequentie van de wisselspanning die moet worden versterkt
- De grootte van de weerstanden in het koppelcircuit, want die vormen samen met de condensator een RC-filter (Hoofdstuk 5).

De collectorweerstand van 1 kΩ zijn geen onderdeel van het RC-filter. Wel bepalen ze samen met de drainimpedantie van de FET de uitgangsimpedantie van de versterkertrap. Door de hoge ingangswaarde van de volgende versterkertrap is hun effect daarop verwaarloosbaar.

De koppelcondensator C_{k1} tussen Q_1 en Q_2 staat in serie met de weerstand van 1 MΩ. De ingangswaarde van de FET zelf is zo hoog, dat de parallelschakeling ervan met de weerstand van 1 MΩ mag worden afgerond op 1 MΩ (!). De kantelfrequentie van het hoogdoorlaatfilter van C_{k1} en de gateweerstand van 1 MΩ moet onder de laagste te versterken frequentie liggen. De reactantie van C_{k1} moet dan kleiner zijn dan de gateweerstand van 1 MΩ. Voor de liefhebbers volgt in het kadertje een rekenvoorbeeld.

Voor de liefhebbers, géén examenstof! Rekenvoorbeeld bij Figuur 9.5-1 voor de waarde van de koppelcondensator.

Stel dat de laagste frequentie die (vrijwel) onverzwakt moet worden doorgegeven, 50 Hz is. De reactantie van C_{k1} moet dan voor die frequentie lager zijn dan $1 \text{ M}\Omega$. Dus:

$$\frac{1}{\omega C_{k1}} < 10^6 \Omega \quad \rightarrow \quad \frac{1}{C_{k1}} < 2\pi \cdot 50 \cdot 10^6 \Omega \text{s}^{-1}$$

Waaruit volgt

$$C_{k1} > \frac{1}{2\pi \cdot 50 \cdot 10^6} \text{ F ofwel } C_{k1} > 3,2 \text{ nF}$$

Voor laagfrequent-versterking wordt in dit soort schakelingen vaak een condensator van ongeveer 10-100 nF toegepast. De uitkomst van de berekening in het kadertje geeft aan dat dit in vergelijkbare situaties ruim verantwoord is.

Voor de ontkoppelcondensatoren over de sourcecondensatoren C_{S1} en C_{S2} geldt een vergelijkbare manier van rekenen. Daar moeten we behalve met de sourceweerstand C_{S1} of C_{S2} ook rekening houden met de steilheid S . De condensator koppelt aan op de sourceaansluiting, het “knooppunt” van de sourceweerstand en de weerstand $1/S$. We moeten daarom rekening houden met de parallelwaarde van $1/S$ en C_{S1} of C_{S2} .

Stel dat S ongeveer 5 mA/V is. Dan is $1/S$ gelijk aan 200Ω . De beide sourcewestanden in het schema van Figuur 9.5-1 zijn 220Ω . De parallelwaarde van 200Ω en 220Ω is 105Ω . Die ronden we af op 100Ω . Dan moet de reactantie van de ontkoppelcondensator kleiner dan 100Ω zijn. De berekening van de capaciteit ervan staat in het kadertje hieronder.

Voor de liefhebbers, géén examenstof!

Rekenvoorbeeld voor een ontkoppelcondensator langs de sourceweerstand .

Stel dat de laagste frequentie die (vrijwel) onverzwakt moet worden doorgegeven, 50 Hz is. De reactantie van C_S moet dan voor die frequentie lager zijn dan 100Ω . Dan geldt:

$$\frac{1}{\omega C_S} < 10^2 \Omega \quad \rightarrow \quad \frac{1}{C_S} < 2\pi \cdot 50 \cdot 10^2 \Omega \text{s}^{-1}$$

Waaruit volgt

$$C_S < \frac{1}{2\pi \cdot 50 \cdot 10^2} \text{ F ofwel } C_S > 32 \mu\text{F}$$

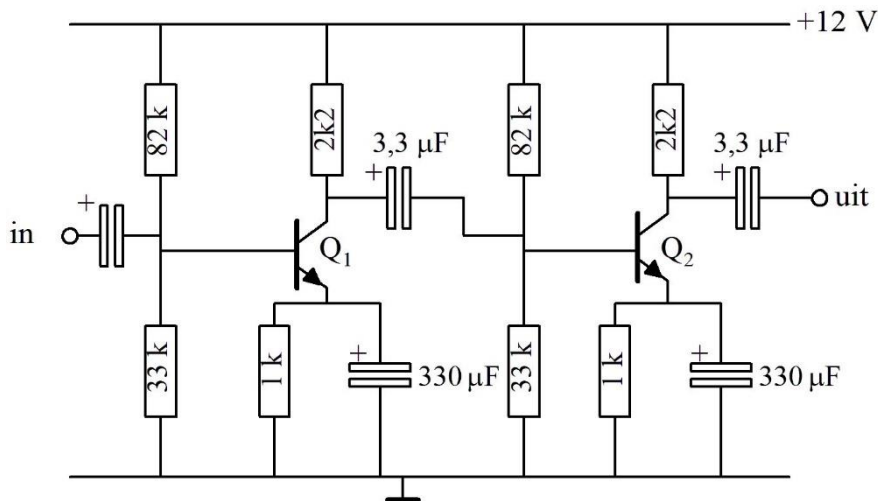
Vaak kom je in dit soort situaties condensatoren van rond de $100 \mu\text{F}$ tegen. Dat is, gegeven de uitkomst in het kadertje, verantwoord. In de praktijk zijn het daarom vrijwel altijd elektrolytische condensatoren (elco's). Die hebben bij klein volume en lage

doorslagspanning al een hoge capaciteit, maar zijn door hun betrekkelijke traagheid alleen geschikt voor LF-toepassingen.

In zendexamens kun je vragen tegenkomen over waarden van condensatoren in zulke toepassingen. Meestal verschillen de meerkeuze-antwoorden onderling een factor 100 of 1000. Met de gevonden uitkomsten in het achterhoofd is het antwoord dan niet moeilijk te vinden. Voor buizen kun je uitgaan van vergelijkbare waarden als die bij FET's.

Bipolaire transistoren

Bij bipolaire transistoren zijn de koppelcondensatoren groter dan bij FET's. Dat komt door de lagere ingangsweerstanden van versterkertrappen. We gebruiken Figuur 9.5-2 als voorbeeld.



Figuur 9.5-2. Schema voor weerstandkoppeling tussen versterkertrappen met NPN-transistoren.

De ingangsimpedantie van Q_2 (en Q_1) is de parallelwaarde van de weerstanden van $82\text{ k}\Omega$, $33\text{ k}\Omega$ en de emitterweerstand van $1\text{ k}\Omega$, vermenigvuldigd met h_{FE} . Die laatste stellen we op 100. De ontkoppelcondensator van de sourceweerstand (grootweg gedeeld door h_{FE}) doet ook mee, maar we maken het niet te ingewikkeld. Het gaat om een indruk. De ingangsimpedantie Z_{in} wordt dan zo berekend:

$$\frac{1}{Z_{in}} \approx \frac{1}{82\text{k}\Omega} + \frac{1}{33\text{k}\Omega} + \frac{1}{100 * 1\text{k}\Omega} \rightarrow Z_{in} \approx 19\text{k}\Omega$$

Voor de berekening van de koppelcondensator C_k (zie kadertje hierna) gaan we weer uit van een minimumfrequentie van 50 Hz die niet of maar weinig verzwakt moet worden doorgegeven. Dan moet de koppelcondensator een reactantie hebben die (ruim) kleiner is dan de berekende $19\text{ k}\Omega$. De berekening staat in het kadertje.

Voor de liefhebbers, géén examenstof!

Rekenvoorbeeld voor een koppelcondensator C_k in Figuur 9.5-2.

$$\frac{1}{\omega C_k} < 19000 \Omega \rightarrow \frac{1}{C_k} < 2\pi \cdot 50 \cdot 19 \cdot 10^3 \Omega s^{-1}$$

Waaruit volgt

$$C_k > \frac{1}{2\pi \cdot 50 \cdot 19 \cdot 10^3} \text{ F ofwel } C_k > 0,17 \mu\text{F}$$

Gebruikelijke waarden liggen omstreeks 1-10 μF . De uitvoering is meestal elektrolytisch, maar voor waarden van omstreeks 1 μF bestaan redelijk handzame condensatoren met een diëlektricum van kunststof.

Voor ontkoppelcondensatoren in het emittercircuit wordt het ingewikkelder. Bij bipolaire transistoren is de steilheid, ook al wordt die meestal niet zo genoemd, aanzienlijk hoger dan bij FET's. Dat betekent dat bij een bipolaire transistor het weerstand(je) dat overeenkomt met $1/S$ bij een FET of buis, (aanzienlijk) kleiner is dan bij laatstgenoemde twee versterkende elementen. Bovendien is het afhankelijk van de emitterstroom.

Eigenlijk hebben we die lage waarde in Hoofdstuk 8 al gezien aan de oscillogrammen van respectievelijk de sourcevolger bij de FET en de emittervolger bij de bipolaire transistor. Bij de FET was goed zichtbaar dat de spanningsversterking iets kleiner dan 1 is. Bij de bipolaire transistor was het verschil tussen in- en uitgangssignaal maar met moeite te zien.

Een emitter is een in doorlaatrichting geschakelde diode. Stroom door een diode volgt de wet van Ohm, maar de weerstand van de PN-overgang van de basis-emitterdiode neemt af bij toenemende stroom. Dat is van invloed op de berekening van de ontkoppelcondensator bij een emitterweerstand. Wie deze niet-examenstof wil volgen, gaat door in het kadertje.

Voor de liefhebbers, géén examenstof! De wet van Ohm in een diode.

De voorwaartse spanning U_F over een geleidende Si-diode ligt rond 0,6 à 0,7 V. We herschikken de wet van Ohm van $U = IR$ naar

$$R = \frac{U_F}{I}$$

U_F is bij benadering constant. Voor U_F schrijven we een constante met symbool K en eenheid ΩA (ohm.ampère), wat hetzelfde is als volt. I_e is de emitterstroom. Voor de weerstand van de basis-emitterdiode schrijven we r_e :

$$r_e \approx \frac{K}{I_e}$$

Voor een kleine Si-transistor geldt bij benadering dat $K \approx 50 \text{ m}\Omega A$. De grootheid r_e heeft de rol van $1/S$ in een FET of buis. Om verder te kunnen rekenen hebben we de waarde van de emitterstroom I_e nodig. Om die te vinden, moeten we de spanning over de emitterweerstand van $1 \text{ k}\Omega$ kennen. Die is gelijk aan basisspanning U_b min de spanning over de basis-emitterovergang (K dus). Die laatste stellen we op 0,6 V (0,7 V mag ook).

Eerst de waarde van U_b . Die is in Figuur 9.5-2 voor Q_1 en Q_2 gelijk aan de spanning op de knooppunten van de spanningsdelers van $82 \text{ k}\Omega$ en de parallelwaarde van $33 \text{ k}\Omega$ en $h_{FE} * 1 \text{ k}\Omega = 100 \text{ k}\Omega$ als we h_{FE} op 100 stellen. De uitkomst van de berekening is bijna $25 \text{ k}\Omega$. Bij de gegeven voedingsspanning van 12 V vinden we U_b als volgt:

$$U_b \approx 12V \frac{25}{82 + 25} \approx 2,8V$$

Dan is de spanning over de emitterweerstand van $1 \text{ k}\Omega$ ongeveer $2,8V - 0,6 V \approx 2,2$ en de emitterstroom $I_e \approx 2,2 \text{ mA}$. Voor r_e vinden we dan

$$r_e \approx \frac{50 \text{ m}\Omega A}{2,2 \text{ mA}} \approx 23 \Omega$$

De weerstand voor de berekening van de ontkoppelcondensator is dan de parallelwaarde van 23Ω en $1 \text{ k}\Omega$. Die is ongeveer $22,5 \Omega$. Gezocht: een capaciteitswaarde die bij 50 Hz een reactantie van minder dan $22,5 \Omega$ geeft. Dat wordt de inmiddels bekende rekenwijze voor wie de kadertjes volgt:

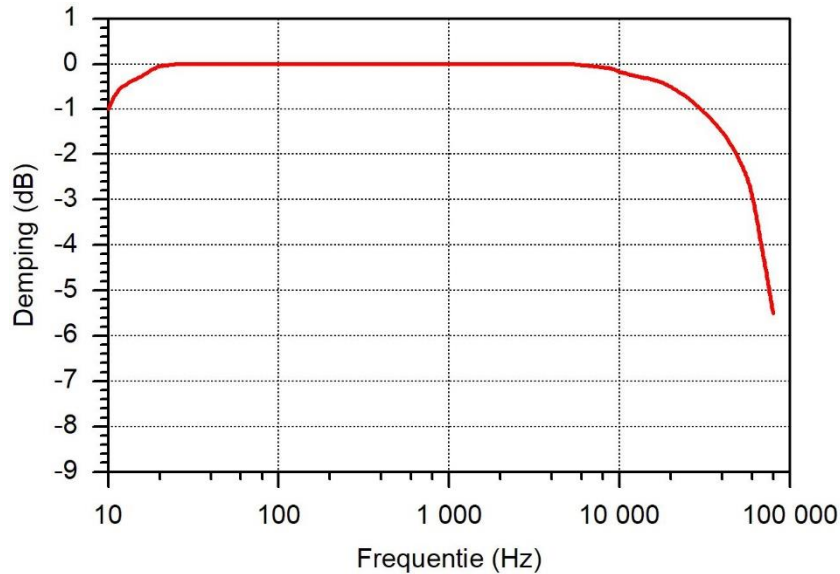
$$\frac{1}{\omega C} < 22,5 \Omega \rightarrow \frac{1}{C} < 2\pi \cdot 50 \cdot 22,5 \Omega s^{-1}$$

$$C > \frac{1}{2\pi \cdot 50 \cdot 22,5} \text{ F ofwel } C_k > 142 \mu\text{F}$$

Daarmee is de waarde van de ontkoppelcondensatoren van $330 \mu\text{F}$ in Figuur 9.5-2 voldoende. Enkele honderden μF als ontkoppelcondensator in het emittercircuit is in dit

soort schakelingen tamelijk normaal.

De schakelingen in zowel Figuur 9.5-1 als Figuur 9.5-2 zijn voornamelijk geschikt voor LF-toepassingen (audio). Audioversterkers moeten alle frequenties in het hoorbare gebied (ongeveer) evenveel versterken. Een voorbeeld van het frequentiediagram van een (zeer) goede audioversterker zien we in Figuur 9.5-3.

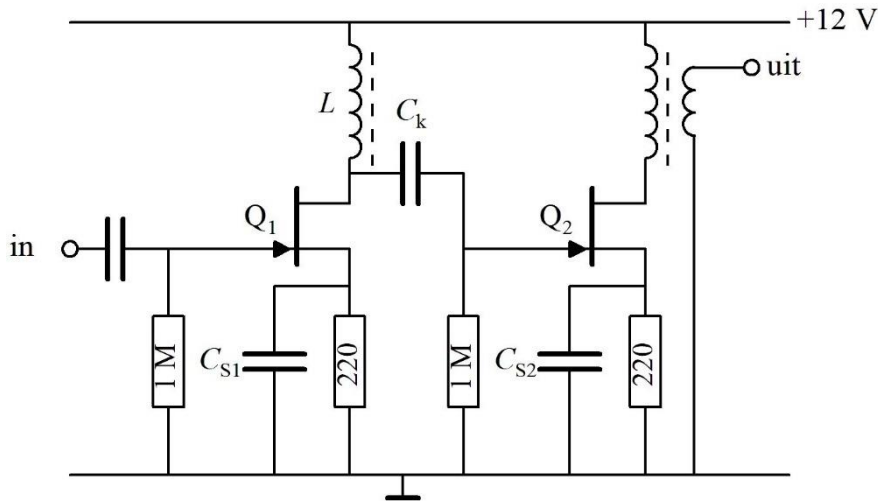


Figuur 9.5-3. Voorbeeld van een frequentiecarakteristiek van een (zeer) goede audioversterker uit omstreeks 1955. (data ontleend aan Hellings, Het ontwerpen van versterkers. Muiderkring, 1958).

Voor radiodoeleinden is zo'n goede frequentiecarakteristiek of *doorlaatcarakteristiek* onnodig en vaak zelfs ongewenst. Het frequentiespectrum voor spraak met een behoorlijke verstaanbaarheid - daar gaat het om - ligt tussen ongeveer 300 Hz en 3 kHz. Dat is aanzienlijk minder dan de 10 Hz tot 20 kHz bij een (uitstekende) muziekversterker. Ook HF-versterkers, dus versterkers voor radiosignalen, versterken vaak een beperkt frequentiegebied. Er wordt eigenlijk nooit weerstandskoppeling toegepast, maar koppeling via LC-kringen. Die laten maar een relatief klein frequentiegebied door. Een voorbeeld zullen we bij de transformator koppeling in 9.5.4 zien.

9.5.3 Smoorspoelkoppeling

Bij smoorspoelkoppeling is de drainweerstand in Figuur 9.5-1 of de collectorweerstand in Figuur 9.5-2 vervangen door een smoorspoel. Het werkelijke koppellement is ook nu de koppelcondensator. Een smoorspoel heeft het voordeel dat hij, althans in theorie, geen vermogen dissipeert. Een voorbeeld van smoorspoelkoppeling met FET's zien we in Figuur 9.5-4, een variant van Figuur 9.5-1, waarin weerstandskoppeling werd toegepast.

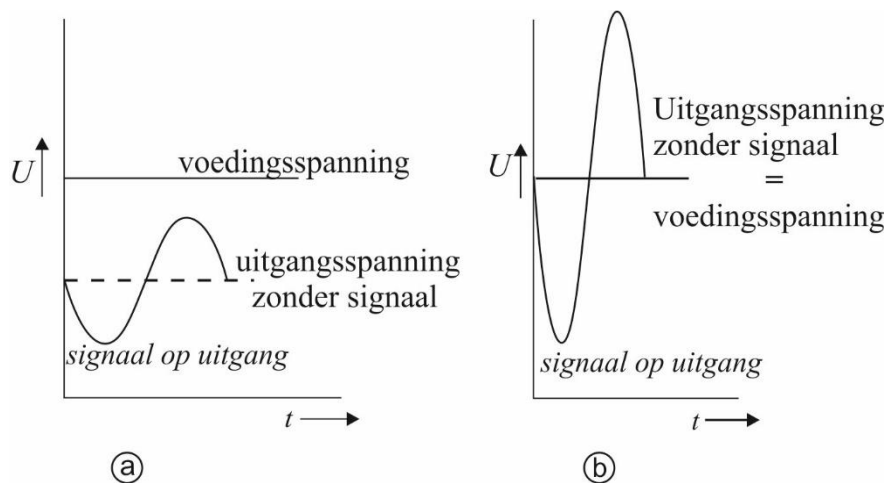


Figuur 9.5-4. Een voorbeeld van smoorspoelkoppeling. FET Q_1 is via smoorspoel L en koppelcondensator C_k gekoppeld met FET Q_2 die zelf via een transformerschakeling met de signaaluitgang is gekoppeld.

Bij smoorspoelkoppeling kan een hogere versterking worden bereikt dan bij weerstandskoppeling. Oorzaken:

- De hogere spanning (vrijwel voedingsspanning) op drain, collector of anode die een gevolg is van de lage Ohmse weerstand van een spoel
- De signaalspanning op de uitgang kan -in theorie- uitslingeren tot 2x de voedingsspanning

Figuur 9.5-5 geeft daarvan een beeld.



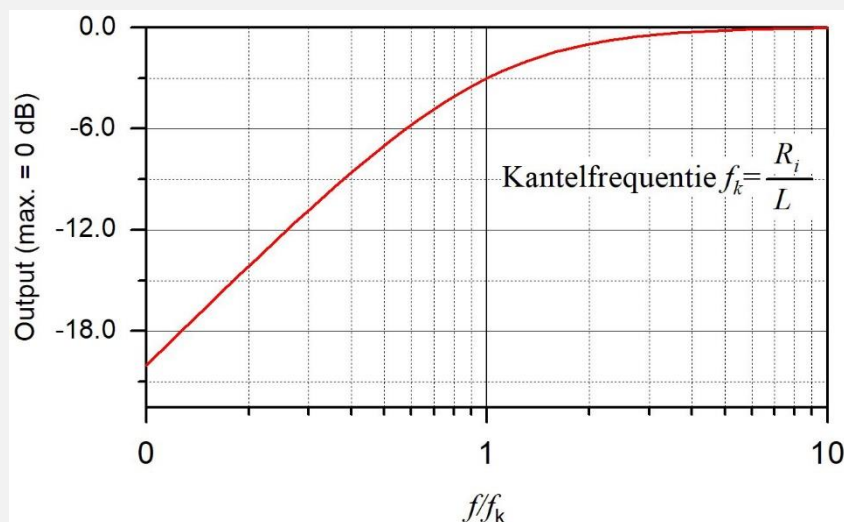
Figuur 9.5-5. Verschil in uitgangssignaal van een versterkertrap bij weerstandskoppeling (a) en smoorspoelkoppeling (b). Gestippelde lijn in afbeelding (a) is de uitgangsspanning zonder signaal; in afbeelding (b) is die gelijk aan de voedingsspanning.

Smoorspoelkoppeling wordt voornamelijk in HF-schakelingen toegepast, waar meestal maar een relatief klein frequentiegebied moet worden versterkt. In LF-schakelingen als audioversterkers wordt smoorspoelkoppeling allang niet meer toegepast, omdat

- De smoorspoel een grote zelfinductie moet hebben. Dat maakt hem lomp en duur (zie eventueel kader verderop)
- De reactantie toeneemt met de frequentie. Dat betekent een frequentie-afhankelijke versterking. Voor audioschakelingen, waarin alle frequenties over een breed spectrum evenveel moeten worden versterkt, is dat ongewenst.

Voor de liefhebbers, géén examenstof! Meer over de smoorspoelkoppeling

Eigenlijk is het draincircuit van Q_1 in Figuur 9.5-4 een serieschakeling van de inwendige weerstand R_i van de FET en de zelfinductie van de spoel L . Die kennen we van Hoofdstuk 5: het hoogdoorlaatfilter met weerstand R in serie met zelfinductie (smoorspoel) L . .toont een (berekende) frequentiekaracteristiek.



Figuur 9.5-6. Doorlaatkarakteristiek van een RL-filter, zoals dat wordt gevormd door de inwendige weerstand R_i en de zelfinductie L van de externe smoorspoel. Rechts van de kantelfrequentie (punt $f/f_k=1$) wordt de karakteristiek vlak, links helt hij met ongeveer 20 dB per decade (factor 10) af.

Rechts van de kantelfrequentie wordt de doorlaatcurve redelijk vlak en zou dus geschikt moeten zijn voor breedbandige toepassingen zoals een audioversterker. De vraag is, hoe groot de zelfinductie dan moet zijn. We werken een getallenvoorbeeld uit.

Stel $R_i = 50 \text{ k}\Omega$. Neem voor de kantelfrequentie f_k 25 Hz. Dat is iets boven de onderkant van het hoorbare frequentiegebied. Als $f = f_k$, dan is de reactantie X_L van de spoel gelijk aan R_i , dus 50 k Ω . Uit hoofdstuk 5 weten we:

$$X_L = \omega L$$

Vervolg op de volgende bladzijde

Vervolg van vorige bladzijde

Daaruit volgt

$$L = \frac{X_L}{\omega} = \frac{R_i}{2\pi f_k}$$

Berekenen met de aangenomen waarden:

$$L = \frac{50\,000}{2\pi \cdot 25} \text{ H} \approx 318 \text{ H}$$

Ruim 300 H dus in dit voorbeeld. Dat wordt een monstersmoorspoel, groot, zwaar, log en duur. Om een idee te krijgen van de afmetingen, toont Foto 9.5-1 een smoorspoel(tje) van 6 H, De berekende zelfinductie is 50x zo groot; dat betekent een vergroting van het afgebeelde smoorspoeltje voor kleine stromen met grofweg een factor 4 in alle richtingen.

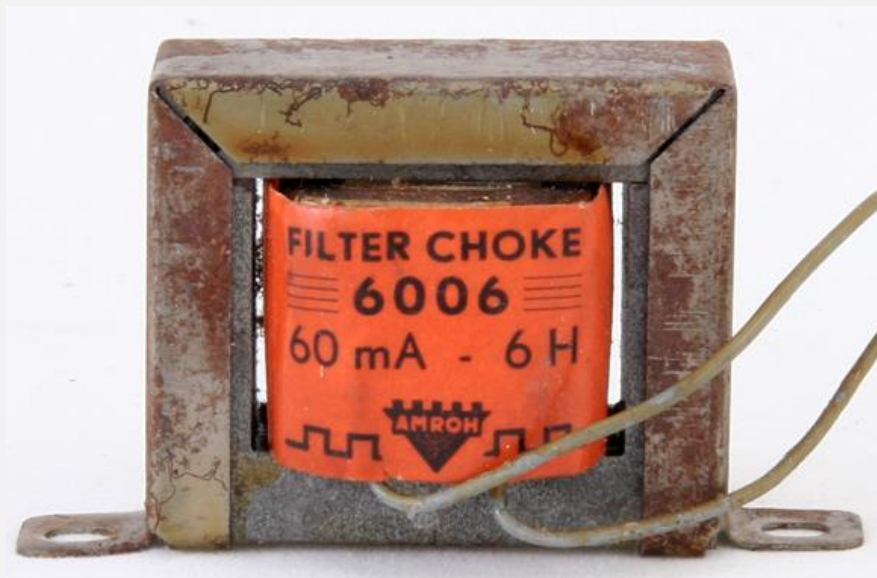


Foto 9.5-1. Smoorspoel van 6 H van de ooit welbekende firma Amroh uit Muiden. De afstand tussen de bevestigingsgaten is ruim 5,5 cm.

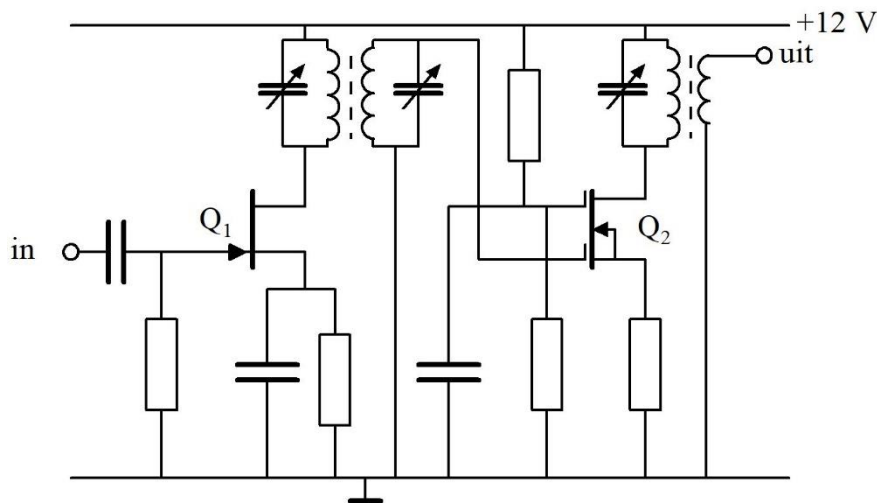
9.5.4 Transformatorkoppeling

Bij transformatorkoppeling doorloopt het uitgangssignaal van een versterkertrap de primaire van een transformator die via zijn secundaire de ingang van de volgende versterkertrap aanstuurt.

Lang geleden werd transformatorkoppeling veel toegepast in audioversterkers, ook in voorversterkertrappen. In audio-eindtrappen voor groot vermogen komt deze manier van koppelen nog wel voor. In hoogfrequentversterkers is hij algemeen. Voor HF zijn

transformatoren een stuk kleiner en handzamer dan voor LF, omdat de zelfinductie van de wikkelingen veel lager mag zijn.

De koppeltransformator kan een “gewone” transformator zijn of één, waarvan één of alle wikkelingen zijn uitgevoerd als afgestemde kring, dus met een condensator. In het laatste geval hebben we te maken met inductief gekoppelde afgestemde kringen. Figuur 9.5-7 toont een schakeling met zo'n transformator tussen Q_1 en Q_2 . Die aan Q_2 heeft één afgestemde kring en een zogenoemde *uitkoppelwikkeling* die de signaaluitgang vormt.



Figuur 9.5-7. Voorbeeld van transformatorkoppeling tussen FETs met afgestemde wikkelingen.

Dit soort koppeling is gebruikelijk in ontvangers, waarin ongewenste frequenties zoveel mogelijk moeten worden weggefilterd. Q_2 is een dual-gate MOSFET (hoofdstuk 8). De bovenste gate is ontkoppeld met een condensator. Deze gate vervult dezelfde rol als het schermrooster in een penthode: de effectieve capaciteit tussen de eerste (onderste) gate en de drain zo klein mogelijk maken. Daarmee wordt de capacatieve koppeling tussen de drainkring van Q_2 en die van Q_1 zo klein mogelijk. Meer hierover volgt in Hoofdstuk 10 bij de oscillatoren.




9.6 Opgaven bij paragraaf 9.5

9.6.1 Opgave 9-5.

In LF-versterkers wordt bij voorkeur de volgende koppelmethode toegepast

- A. Transformatorkoppeling
- B. Weerstandskoppeling
- C. Smoorspoelkoppeling
- D. Smoorspoel- of transformatorkoppeling


Antwoord gevonden? Naar de uitwerking 

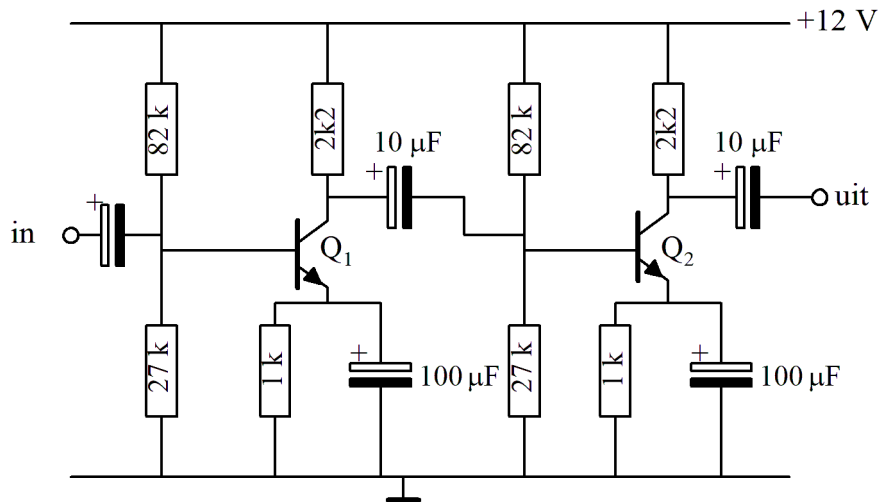


9.6.2 Opgave 9-6.

In schema's van LF-versterkers met transistoren komt men vaak elco's als koppelcondensator tegen en bij FETs en buizen zelden. Dat komt door

- A. De lage spanning waarop transistoren meestal werken
- B. De lage spanning tussen basis en emitter
- C. De hoge impedantie op de collector
- D. De lage ingangsimpedantie op de basis en de hoge op de gate en het rooster

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking 

9.6.3 Opgave 9-7.


Neem aan dat de h_{FE} van de transistoren Q_1 en Q_2 in de figuur meer dan 100 bedraagt en dat het Si-typen zijn. Dan is de rustspanning (= spanning bij afwezigheid van signaal) op de beide collectoren ongeveer

- A. 12 V
- B. 9 V
- C. 7 V
- D. 5 V

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking

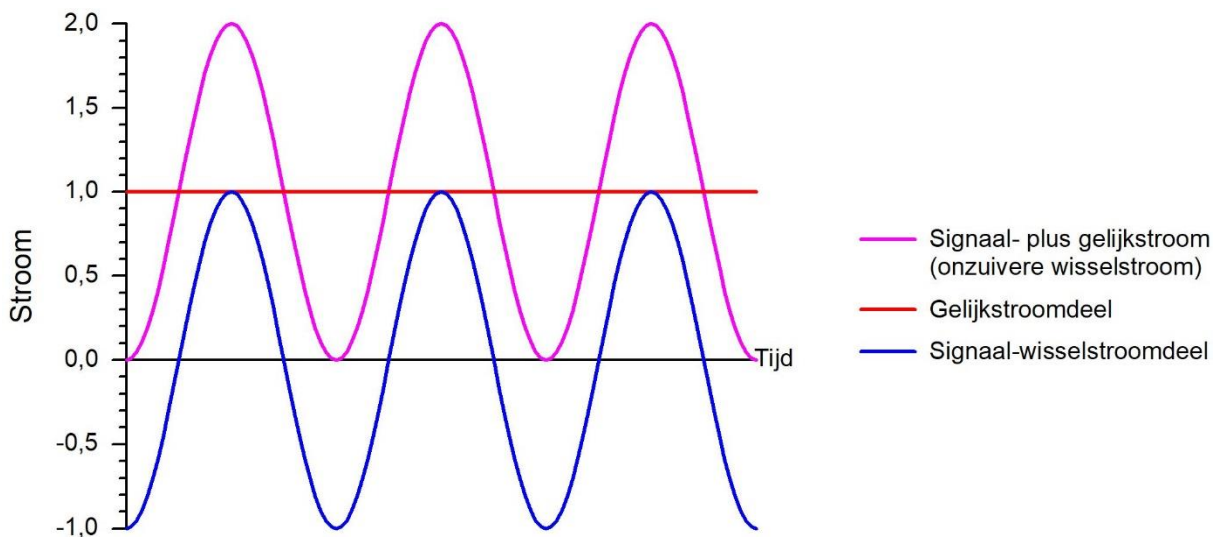


9.7 Klassen van instelling van versterkers

9.7.1 Inleiding

Tot nu toe hebben we versterkerschakelingen behandeld, waarin door het versterkende element altijd stroom liep. Bij aanwezigheid van signaal was dat een onzuivere wisselstroom (gelijkstroom + wisselstroom), bij afwezigheid ervan alleen een gelijkstroom.

Als het element zo min mogelijk vervorming mag maken, is dat ook de beste manier. In LF-voorversterkers, waarin spraak of muziek met zo min mogelijk vervorming moet worden doorgegeven, is dat standaard (behalve soms in eindtrappen). De dissipatie van het element blijft nagenoeg dezelfde, met of zonder signaal. In grafiekvorm ziet dat er ongeveer zo uit als in Figuur 9.7-1, een variant op Figuur 5.4-1 in Hoofdstuk 5.



Figuur 9.7-1. Voorstelling van de onzuivere wisselstroom van signaalstroom en gelijkstroom in een versterkend element (rood en paars) en het signaaldeel (blauw). Het element is over zijn volle bereik lineair verondersteld, wat in de praktijk nooit helemaal zo is.

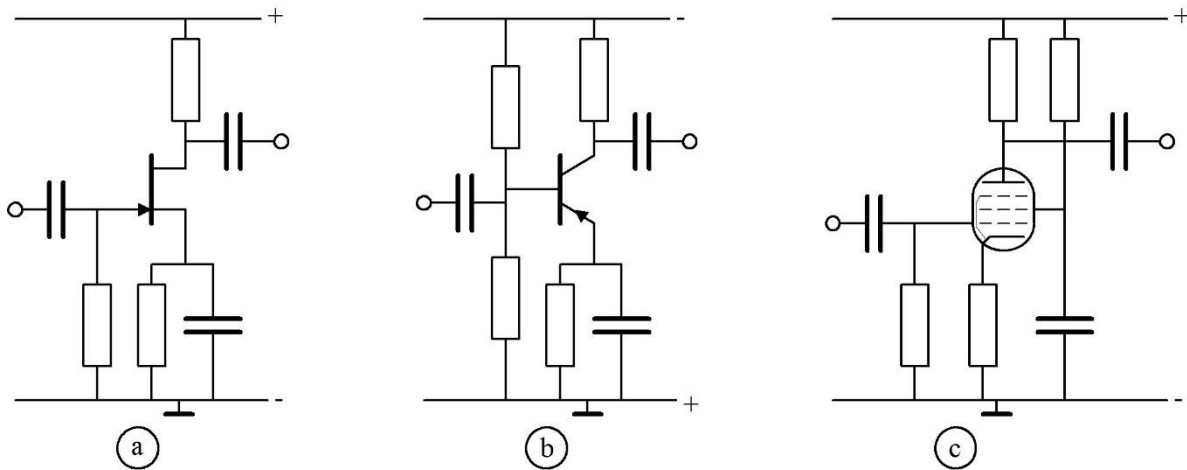
De gelijkstroom (rood) heeft de waarde van de amplitude van de sinusvormige signaalstroom (blauw). Op de uitgang van het versterkende element loopt de som van beide, een onzuivere wisselstroom (paars). De effectieve waarde van de gelijkstroom is 1 eenheid; die van de wisselstroom $\frac{1}{2}\sqrt{2} \approx 0,7$ eenheid. Als we de vermogensverdeling die aan een vervolgschakeling wordt doorgegeven uitrekenen, staat het gelijkstroomdeel voor $1^2=1$ eenheid vermogen en het wisselstroomdeel voor $(\frac{1}{2}\sqrt{2})^2 = 0,5$ eenheid, samen 1,5 eenheid. Daarvan zit dus één derde deel, 33%, in het wisselstroomdeel. Het gelijkstroomdeel gaat volledig op in warmte. In schakelingen voor laag vermogen is dat niet erg, maar in een zendereindtrap die bijvoorbeeld 400 W moet leveren, wel. De mens zou de mens niet zijn, als hij daar niet wat op zou hebben gevonden. Dat zijn de klassen van instelling, aangeduid als A, B, C en AB.

9.7.2 Klasse A

De instelling in Klasse A lijkt op het plaatje van Figuur 9.7-1. Als vervorming moet worden vermeden, mag de paarse sinus niet naar beneden tot 0 doorlopen, omdat hij daarbij in het (sterk) niet-lineaire gebied van de transistor, FET of buis komt. Figuur 9.7-1 is dus geïdealiseerd. In werkelijkheid haalt een versterker het signaalrendement van 33% zoals in Figuur 9.7-1 niet, maar is 25% ongeveer het hoogst haalbare.

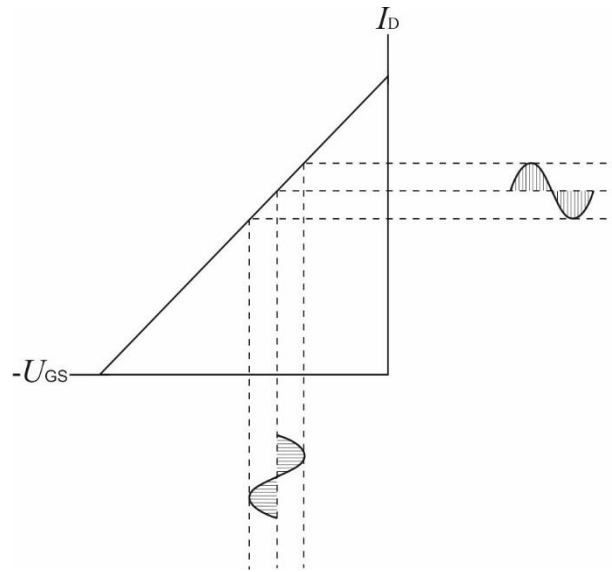
Kenmerken van Klasse A zijn

- De opgenomen gelijkstroom blijft met en zonder signaal ongeveer gelijk
- De vervorming is klein
- Toepassing in zowel HF- als LF-versterkerschakelingen
- Vermogensrendement hooguit 25 %.



Figuur 9.7-2. Schakelingen in klasse A met drie soorten versterkende elementen; (a) met N-FET, (b) met (voor de verandering) een PNP-transistor en (c) een penthode zonder ontkoppelingscondensator aan de kathode (ook voor de verandering).

Alle versterkende schakelingen die we tot nu toe hebben gezien, stonden in klasse A. Figuur 9.7-3 toont een geïdealiseerde steilheidsgrafiek (I_D/U_{GS}) voor de situatie in klasse A bij een N-FET. Voor buizen en transistoren zijn vergelijkbare grafieken te maken.

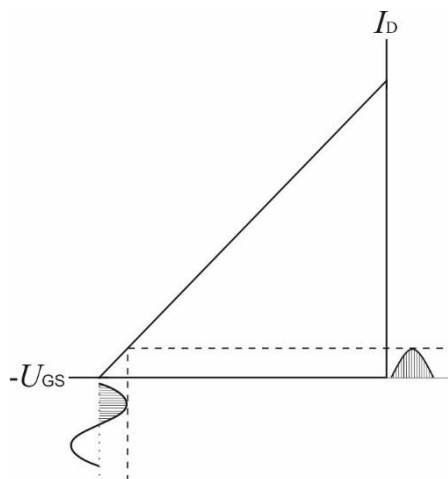


Figuur 9.7-3. Voorstelling van een steilheidsgrafiek voor een N-FET in Klasse A.

9.7.3 Klasse B

Klasse B is een manier om een wat hoger rendement uit een versterkend element te halen. Na de bespreking van klasse A zal duidelijk zijn, dat daarvoor de gelijkstroomdissipatie moet worden ingeperkt. 100% reductie kan niet, om de eenvoudige reden dat stroom door een versterkend element maar één kant op kan en we dus altijd te maken zullen hebben met een onzuivere wisselstroom = wisselstroom + gelijkstroom.

Klasse B houdt in dat het versterkende element precies in het afknijppunt wordt ingesteld, dus aan het onderste puntje van de steilheidsgrafiek. Het versterkende element voert dan net geen stroom als er geen signaal is, maar wel voor één helft van de sinus (Figuur 9.7-4).



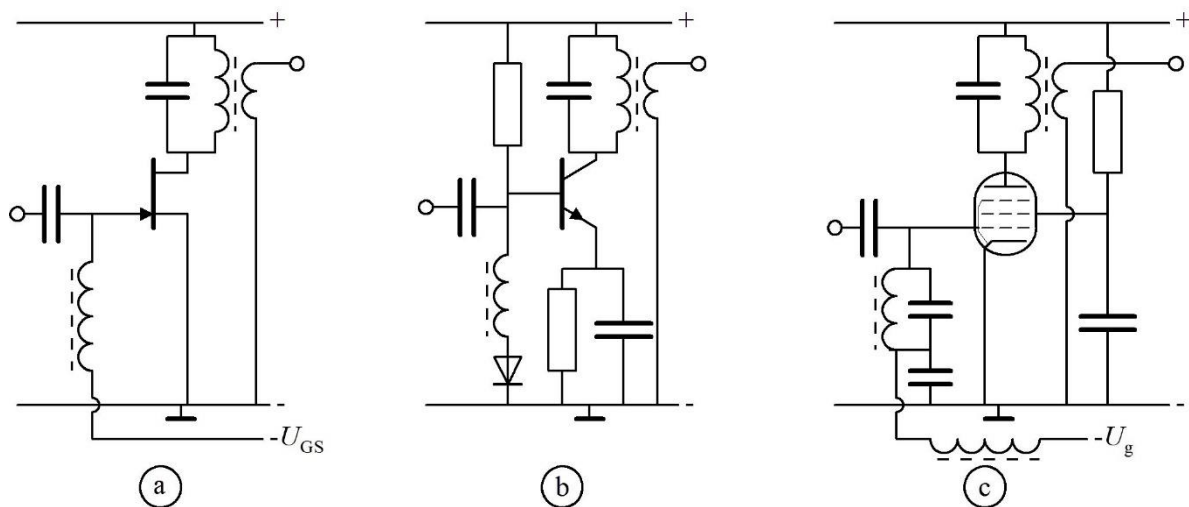
Figuur 9.7-4. Steilheidsgrafiek voor een N-FET in Klasse B.

Dat leidt gegarandeerd tot vervorming, want van elke sinus wordt maar één helft versterkt en doorgegeven. De andere helft wordt niet doorgegeven. Er zijn twee manieren om daar iets aan te doen:

1. Een dubbele versterkertrap, waarbij één halve sinus door de ene, en de andere halve sinus door de andere helft van de trap wordt versterkt. Dat heet een *balansversterker*.
2. Eén of meer afgestemde filters. Vervorming betekent harmonischen. Als die harmonischen worden weggefilterd, houden we de oorspronkelijke sinus over.

Vooraf bij buizen is de lineariteit vaak goed genoeg om de versterking voor grote en kleine signalen redelijk gelijk te houden. Daarom vind je in de audiowereld nog wel eens balansversterkers met buizen in klasse B. Vooral bij transistoren speelt de (niet-)lineariteit een belangrijke rol. Daar is de versterking bij grote signalen nog wel redelijk linear, bij kleine niet. FETs nemen een tussenpositie in.

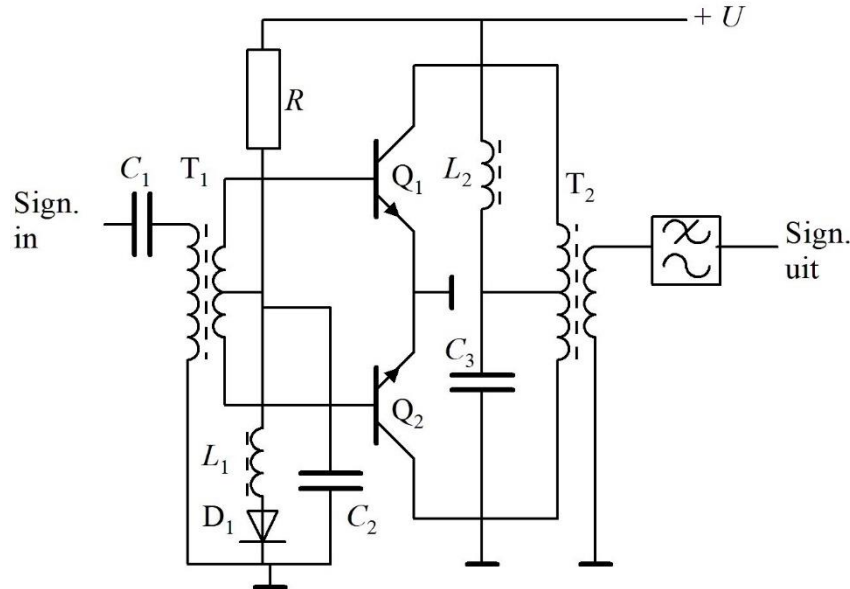
Een klasse B-versterker haalt een rendement van rond de 50%. Figuur 9.7-5 toont voorbeelden van klasse B-schakelingen voor een N-FET, een NPN-transistor en een penthode.



Figuur 9.7-5. Schakelingen in Klasse B. (a) N-FET met $-U_{GS}$ toegevoerd via een smoorspoel; (b) schakeling met NPN-transistor, eveneens met smoorspoel aan de ingang en basisspanning gelijk aan U_{be} door middel van een diode en (c) penthodeschakeling met $-U_g$ toegevoerd via een smoorspoel en met afgestemde kring aan de ingang.

Bij FET en buis is een aparte bron voor de negatieve gate-, resp. roosterspanning nodig. Die wordt via een smoorspoel, dus een vrijwel HF-dichte verbinding, geleverd. Bij de transistor levert een in voorwaartse richting geschakelde diode (Ge bij germanium- en Si bij siliciumtransistoren) een basisspanning waarbij net nog geen of een verwaarloosbaar kleine emitterstroom loopt.

Nu nog iets over balansschakelingen. Figuur 9.7-6 laat er één zien.



Figuur 9.7-6. Balansschakeling met NPN-transistoren in klasse B. Q_1 versterkt de ene periodehelft, Q_2 de andere.

Transformator T_1 heeft een via C_2 ontkoppelde middenaftakking op de secundaire. De uiteinden van de secundaire geven hetzelfde signaal, maar in tegenfase. Ze zijn verbonden met de basisaansluitingen van transistoren Q_1 en Q_2 . Via het knooppunt van de weerstand R , de ontkoppelcondensator C_2 , de middenaftakking van T_1 en de smoorspoel L_1 krijgen beide transistoren dezelfde voorspanning die afkomstig is van de diode D_1 . Q_1 en Q_2 staan dus beide in klasse B (zie ook Figuur 9.7-5b, op dezelfde manier in klasse B)

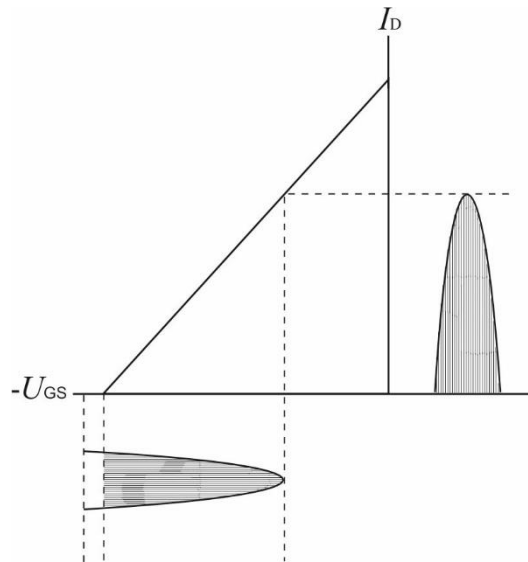
Op transformator T_2 gebeurt het omgekeerde van wat op T_1 gebeurt. De versterkte halve perioden worden samengevoegd op de primaire met een middenaftakking die via L_2 verbonden is met de voedingspanning en via C_3 wordt ontkoppeld. De secundaire van T_2 levert het resultaat via een laagdoorlaatfilter dat de ontstane harmonischen onderdrukt, naar de signaaluitgang.

De beide transistoren moeten zoveel mogelijk aan elkaar gelijk zijn. In het buizentijdperk werden door buizenfabrikanten gematchte buizenparen in de handel gebracht en op heel beperkte schaal gebeurt dat nog steeds. Voor halfgeleiders geldt hetzelfde; bovendien vind je die vaak met zijn tweeën ondergebracht in één behuizing. Kijk desgewenst op Internet onder de term *matched pairs*, eventueel met de toevoeging *tubes* voor buizen of *semiconductors* voor halfgeleiders. Bij halfgeleiders heb je ze ook in laag vermogen voor ingangen waar het *verschil* tussen twee spanningen moet worden versterkt, maar dat laatste valt buiten het bestek van deze cursus.

Vooral bij balansversterkers met bipolaire transistoren kan het verschijnsel van *cross-oververvorming* optreden. Dat ontstaat als bij de nuldoorgang van het signaal beide versterkende elementen sperren, maar ook als de steilheidskarakteristiek dan nog vrij vlak is en pas bij een wat hogere ingangsspanning in zijn min of meer rechte stuk komt.

9.7.4 Klasse C

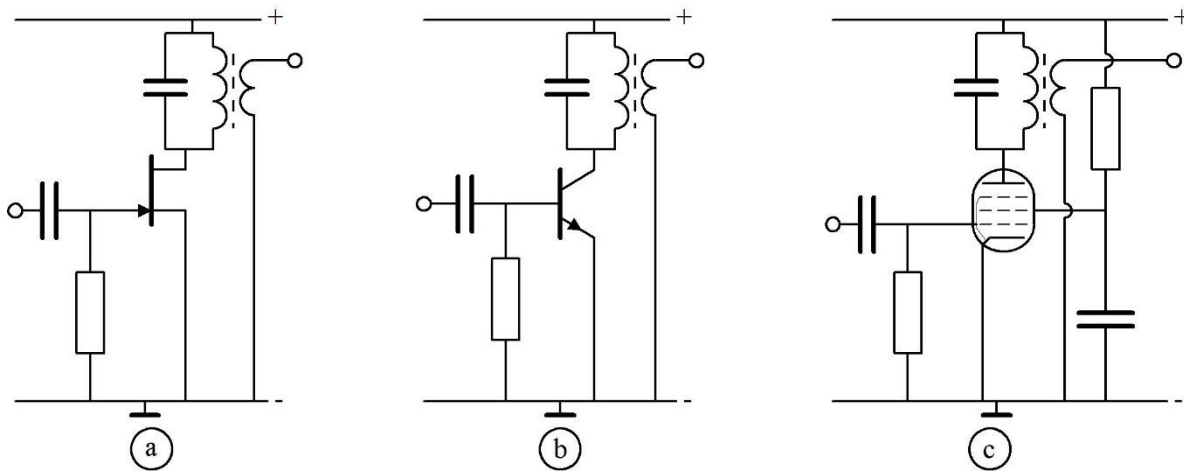
Klasse C is extremer dan B. Bij buizen en N-kanaal FETs is de spanning op stuurrooster of gate nog wat negatiever dan in klasse B het geval is. Die ligt dus onder het afknijppunt. Er is dan een flink signaal op de ingang nodig om het element stroom te laten doorlaten. Bij bipolaire transistoren kun je de diode zoals die te zien is in Figuur 9.7-5b vervangen door een weerstand onder weglating van de weerstand naar de positieve voedingsspanning (bij een PNP naar de negatieve spanning). Een versterker in klasse C versterkt alleen het bovenste deel van een halve sinusperiode (Figuur 9.7-7).



Figuur 9.7-7. Steilheidsgrafiek voor een N-kanaals FET in Klasse C.

Een versterker in klasse C vervormt daarom meer dan één in klasse B. Harmonischen moeten dan nog beter worden weggefilterd. Dat is vaak niet eens het grootste probleem. De verhouding tussen grotere en kleinere signalamplitudes wordt door versterkers in klasse C niet meer goed bewaard, want grote signalen worden meer versterkt dan kleine en de kleinste worden zelfs niet doorgegeven. Dat kan bij sommige signaalvormen tot problemen leiden. Daarop komen we verderop in de cursus uitvoerig terug. Het rendement bij klasse C kan tot ongeveer 75% bedragen.

Omdat het oorspronkelijke sinusvormige signaal na versterking in een klasse C-versterker via een afgestemde kring moet worden “gerestaureerd”, is een grote bandbreedte bij een dergelijke versterker niet aan de orde. Een goede afgestemde kring heeft nu eenmaal maar een beperkte bandbreedte.



Figuur 9.7-8, Schakelingen die door gelijkrichting van een deel het te versterken signaal zichzelf in klasse C trekken; (a) N-kanaals FET, (b) NPN transistor die al van nature in klasse C staat, maar er wel “dieper” kan worden ingetrokken; (c) een buis.

Soms is de vervorming van een versterkertrap in klasse C juist gewenst. Dat is het geval bij frequentievermenigvuldiging. Die kan zijn nut hebben als niet de frequentie zelf, maar een harmonische het doel is. Het is vaak gemakkelijker, een stabiele relatief lage frequentie op te wekken dan een heel hoge. De lagere frequentie wordt dan eerst opgewekt. Die trap wordt gevolgd door een sterk vervormende versterkertrap, meestal in klasse C, die op zijn beurt gevolgd wordt door een versterkertrap die op een harmonische van de oorspronkelijke frequentie is afgestemd.

Behalve met behulp van een spanning op de signaalingang zoals bij klasse B in Figuur 9.7-5, kan een versterkend element ook in klasse C worden ‘getrokken’ door gelijkrichting van een deel van het aangeboden signaal. We zien drie van die schakelingen in Figuur 9.7-8. Bij de transistor is dat niet nodig. Verwijderen van de diode tussen basis en aarde (massa) is genoeg.

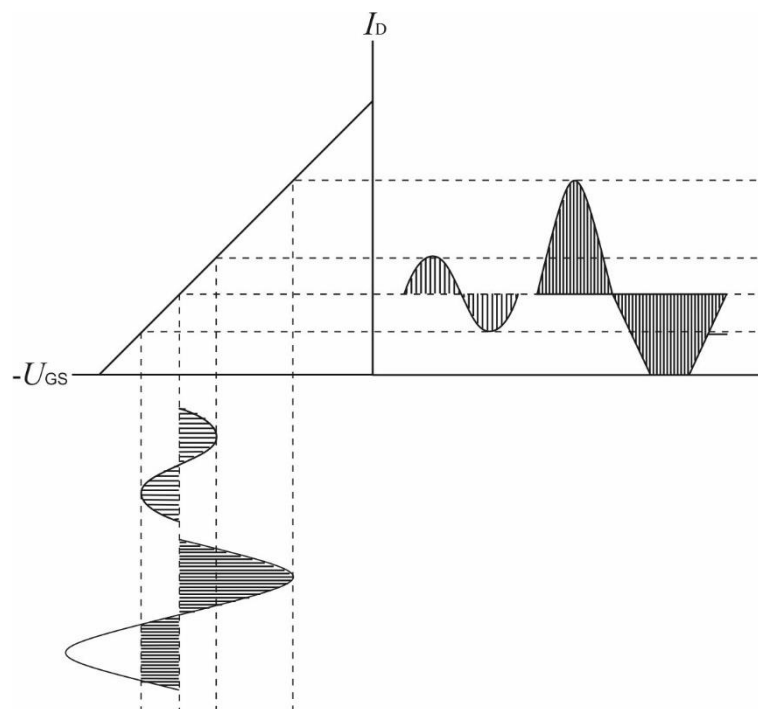
Alle drie de schakelingen hebben gemeen dat hun signaalingang niet via een zelfinductie is verbonden met een vaste spanning, maar via een weerstand. De koppelcondensator vormt met de weerstand een ladingreservoir dat zich langzaam ontlad. Hoe langzaam, hangt af van de tijdconstante RC , weerstand maal capaciteit (Hoofdstuk 4). Als gate, basis dan wel stuurrooster positief wordt, wordt een deel van het signaal gelijkgericht. Elk gelijkgericht stukje periode levert een beetje lading op de condensator, tot de spanning over de weerstand zo hoog is dat via de weerstand evenveel lading weglekt als er door gelijkrichting bij komt. Zo kan een schakeling zich door het signaal in klasse C “trekken”.

Deze manier van instellen is minder controleerbaar dan een voorspanning die via een zelfinductie op de signaalingang komt, zoals de klasse B-schakeling voor FET en buis in Figuur 9.7-5. Door die spanning aan te passen, is de versterker net zo gemakkelijk in klasse C te zetten als in B. Bij de bipolaire transistor in diezelfde figuur gaat dat anders,

want de voorspanning komt van de diode in het basiscircuit. Verwijder de weerstand en de diode die in het basiscircuit met elkaar in serie staan, vervang de diode door een weerstand en je hebt vanzelf klasse C. De schakeling in Figuur 9.7-8b staat dus met en zonder signaal in C. De andere twee (a en c) doen dat alleen met voldoende signaal. Een aandachtspunt bij de schakelingen van Figuur 9.7-8a en -c is, dat ze zonder signaal niet te veel stroom mogen trekken. In het volgende hoofdstuk zullen we bij de oscillatoren een praktische toepassing van dit soort zelfinstellende schakelingen tegenkomen.

9.7.5 Klasse AB

Klasse AB houdt het midden tussen de klassen A en B. Het versterkende element staat niet helemaal afgeknepen. Er loopt altijd een kleine stroom. Dan staat de schakeling voor kleine signalen in klasse A en voor grote nagenoeg in B. Voor FET en buis is de instelling vrij eenvoudig: pas de gate- of stuurroosterspanning zo aan, dat er een kleine stroom door het element loopt. Figuur 9.7-9 toont een steilheidsgrafiek voor klasse AB. Voor kleine signalen is het klasse A, voor grote vrijwel klasse B. Met bipolaire transistoren voor grotere vermogens is het door de steile emitter-basisdiode lastiger instellen, vooral als men ter wille van een zo hoog mogelijk rendement een zo klein mogelijke emitterweerstand (denk aan 1Ω of iets in die buurt) wil gebruiken. Die weerstand is doorgaans nodig om het gedrag van de transistor in de hand te houden als hij warm wordt. Een warme halfgeleider trekt nu eenmaal meer stroom dan een koude. Zie voor zendtransistoren voor grote(re) vermogens het kadertje.



Figuur 9.7-9. Steilheidsgrafiek voor een N-kanaals FET in Klasse AB. Voor kleine signalen is dit klasse A, voor grote vrijwel klasse B.

Het rendement van een klasse AB-eindtrap ligt tussen de rendementen van de klassen A en B in en hangt vooral af van de gelijkstroominstelling. Meer naar A, dus naar het midden van de grafiek in Figuur 9.7-9, betekent een lager rendement, meer naar B, dus naar de linker punt, een hoger, maar vaak ook meer vervorming.

Voor de liefhebbers, géén examenstof! Oververhitting van transistoreindtrappen.

We hebben gezien dat de stroom-spanningkarakteristiek van emitter-basisovergang van bipolaire transistoren vanaf het afknijppunt al gauw flink steil oploopt. Een voorbeeld van een diodekarakteristiek zien we in dit hoofdstuk in Figuur 9.2-1.

Een emitter-basisovergang heeft nooit overal binnen een transistor exact dezelfde eigenschappen. De doorlaatkarakteristiek verschilt dus binnen de transistor van plaats tot plaats een klein beetje.

Als daardoor op een plek wat meer stroom passeert dan elders, wordt die plek warmer dan zijn omgeving. De doorlaatkarakteristiek is temperatuurgevoelig. Bij hogere temperatuur wordt meer stroom doorgelaten dan bij lage. Het iets warmere plekje trekt daardoor nog meer stroom aan, wordt nog warmer, trekt nóg meer stroom aan en uiteindelijk gaat de hele transistor kapot door wat er op een minuscuul plekje is misgegaan. Dit verschijnsel staat bekend onder de naam *secondary breakdown*, wat je zou kunnen vertalen als *stukgaan in tweede instantie*. De transistor werkt eventjes goed, maar trekt zich door een zichzelf versterkend proces in de vernieling.

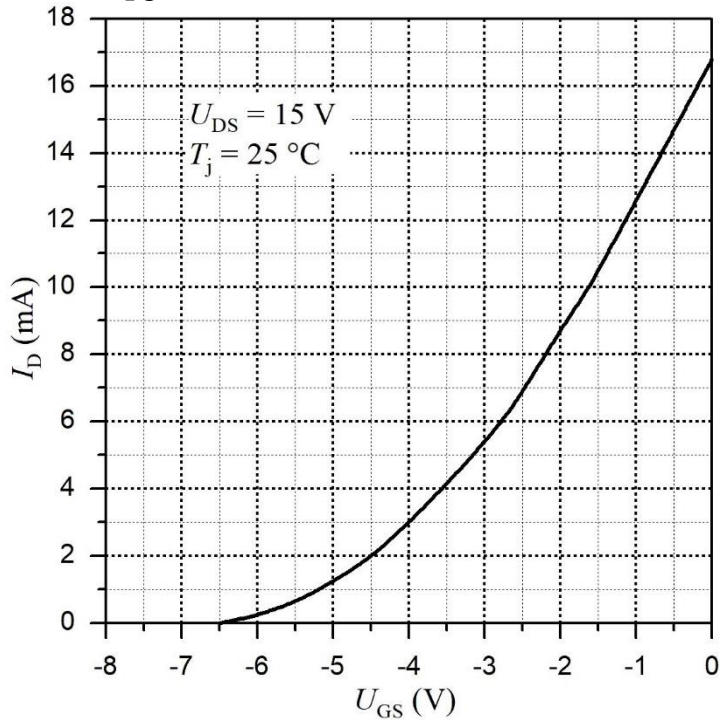
Dit verschijnsel kan vooral bij in klasse A en AB en soms B voorkomen.

Vermogenstransistoren voor zendereindtrappen zitten daarom op een wat andere manier in elkaar dan andere. De emitter-basisovergang wordt verdeeld in een groot aantal kleine overgangetjes met een weerstandje in serie. Die gelijke weerstandjes zorgen voor een meer gelijkmatige verdeling van de stroom over al die emitter-basisovergangetjes. Omdat er heel veel van die overgangetjes met serieweerstand parallel staan, is de parallelwaarde van al die weerstandjes zo klein dat hij te verwaarlozen is en er hoeft toch geen externe emitterweerstand te worden gebruikt. Er is wel één gezamenlijke collector.

Mede door de ingewikkelde opbouw zijn vermogenstransistoren voor zendereindtrappen vaak nogal prijzig. Internet levert actuele informatie. Zoek (o.a.) met term BLW of BLY.

9.8 Opgaven bij paragraaf 9.7

9.8.1 Opgave 9-8.

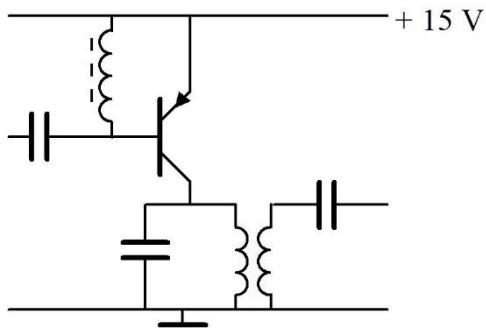


Uit de I_D/U_{GS} -karakteristiek is af te lezen dat geschikte waarden van U_{GS} voor verschillende klassen van instelling bij deze FET ongeveer zijn:

- A. Klasse C: -7,5 V; Klasse AB: -5 V; Klasse A: -2,5 V; Klasse B: -6,5 V
- B. Klasse AB: -2 V; Klasse A: -5,5 V; Klasse B: -6,5 V; Klasse C: -8 V
- C. Klasse B: -5 V; Klasse C: -6,5 V; Klasse A: -2,5 V; Klasse AB: -7 V
- D. Klasse A: 0 V; Klasse AB: -5,5 V; Klasse B: -6,5 V; Klasse C: -8 V

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking



9.8.2 Opgave 9-9.

De transistor staat in klasse

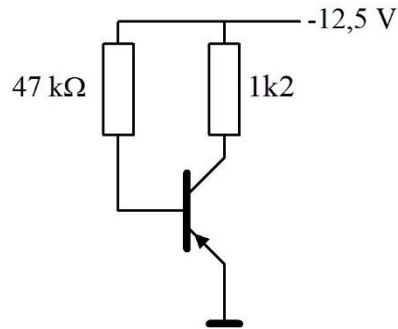
- A. A
- B. AB
- C. B
- D. C

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking



9.9 Uitwerkingen van de opgaven

9.9.1 Uitwerking van Opgave 9-1.



De transistor in het schema is een Si-type met een β van 20. De spanning op de collector bedraagt ongeveer

- A. -6,5 V
- B. 6,6 V
- C. -11,9 V
- D. -5 V

Uitwerking

Over de basisweerstand van 47 k staat ongeveer $12,5 \text{ V} - 0,6 \text{ V} = 11,9 \text{ V}$. Bij deze weerstand betekent dat ongeveer een basisstroom $I_b = \frac{11,9}{47} \text{ mA} \approx 0,25 \text{ mA}$ (let op het trucje: gebruik kΩ en V in de wet van Ohm en je krijgt een uitkomst in mA!). De collectorstroom is dan $20 * 0,25 \text{ mA} = 5 \text{ mA}$. Over de collectorweerstand van 1k2 staat dan $1,2 * 5 \text{ V} = 6 \text{ V}$ (gebruik kΩ en mA in de wet van Ohm en je krijgt een uitkomst in V) en voor de collectorspanning blijft -6,5 V over. Antwoord A is goed.



Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave



9.9.2 Uitwerking van Opgave 9-2.

Het schakelen van een capaciteit parallel aan een emitterweerstand dient om

- A. De stabiliteit van de schakeling te verhogen
- B. De signaalversterking te verlagen
- C. De signaalversterking te verhogen**
- D. De belastingslijn minder steil te maken.

Uitwerking

Door de parallelschakeling met de condensator wordt de emitterweerstand ontkoppeld, waardoor de wisselspanningsversterking (signaalversterking) van de schakeling wordt vergroot. Dat betekent dat antwoord C goed is.

Opmerking

Voor dit soort schakelingen geldt net als voor andere RC-schakelingen dat het -3 dB-punt ligt bij de frequentie waarbij de reactantie van de condensator gelijk is aan de weerstand die parallel staat aan de condensator. Voor lagere frequenties wordt de condensator steeds minder effectief.

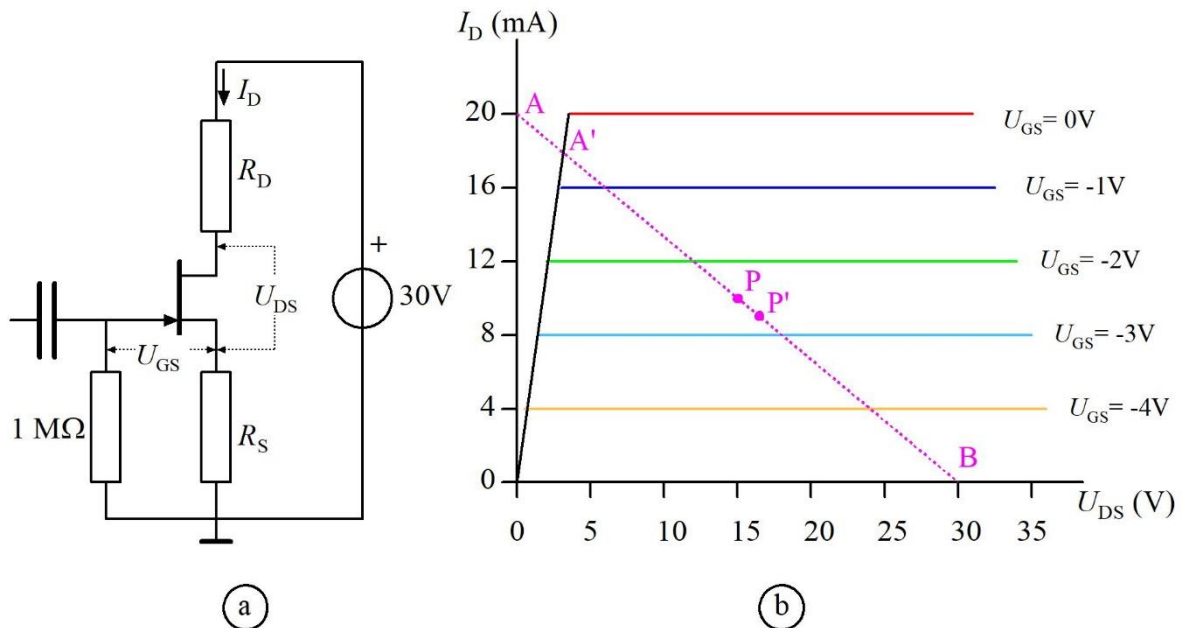


Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave



9.9.3 Uitwerking van Opgave 9-3.



Dit plaatje is bijna een kopie van Figuur 9.2-2, maar de voedingsspanning is 30 V . Punt B ligt dus bij $U_{DS} = 30\text{ V}$ en punt A nog steeds bij $I_D = 20\text{ mA}$. De som van R_D en R_S bedraagt

- A. $667\ \Omega$
- B. $1250\ \Omega$
- C. $1500\ \Omega$
- D. $3000\ \Omega$

Uitwerking

Kijk in de grafiek waar $U_{GS} = 0\text{ V}$ en lees de bijbehorende stroom af. Die is 20 mA . Als $U_{GS} = 0\text{ V}$, dan staat de volle 30 V over de serieschakeling van R_D en R_S . Dan geldt $R_D + R_S = U/I = 30\text{V}/20\text{mA} = 1,5\text{ k}\Omega = 1500\ \Omega$. Dat betekent antwoord C.

Opmerking

Ook hier is de truc toegepast van: gebruik in de wet van Ohm volts en milliampères en je krijgt kilo-ohms.

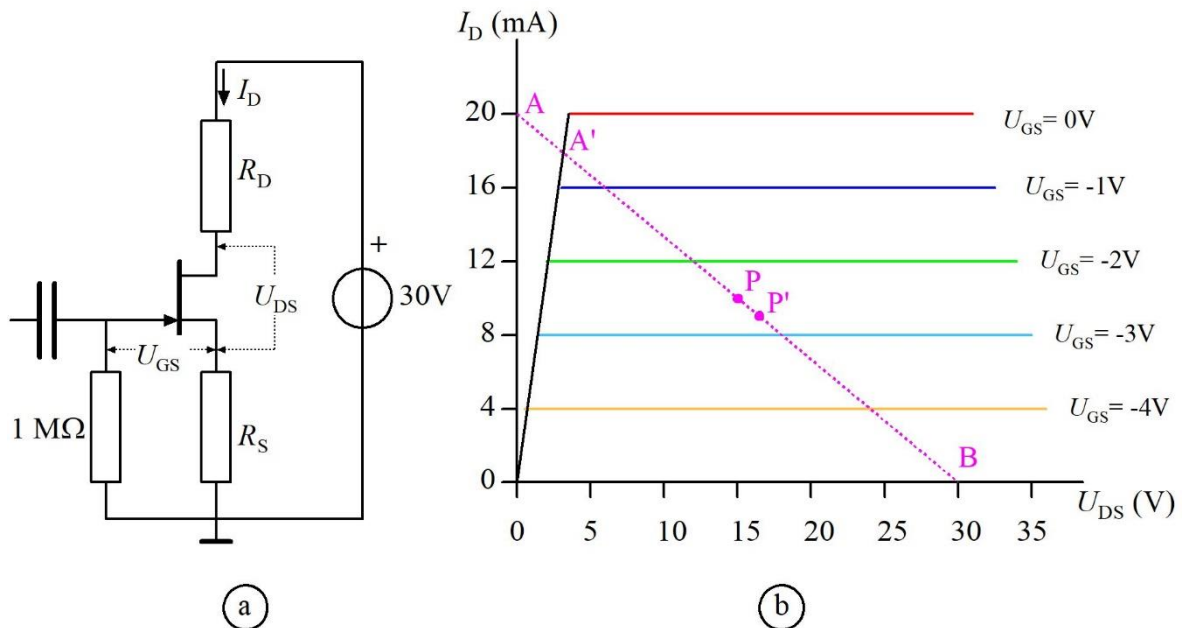


Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave



9.9.4 Uitwerking van Opgave 9-4.



De FET van Opgave 9-3 wordt ingesteld op werkpunt P'. Daar is $U_{GS} = -2,8 \text{ V}$ en $I_D = 9 \text{ mA}$. R_S bedraagt dan ongeveer

- A. 300Ω
- B. 310Ω**
- C. 330Ω
- D. 250Ω

Uitwerking

Als $U_{GS} = -2,8 \text{ V}$, dan is de spanning over R_S $2,8 \text{ V}$. Als $I_D = 9 \text{ mA}$, dan is dat ook de stroom door R_S . Daarmee is R_S te berekenen via de wet van Ohm: $R_S = -U_{GS}/I_D = 2,8 \text{ V}/9 \text{ mA} = 0,311 \text{ k}\Omega \approx 310 \Omega$. Dat is antwoord B.



Terug naar de opgave

9.9.5 Uitwerking van Opgave 9-5.

In LF-versterkers wordt bij voorkeur de volgende koppelmethode toegepast

- A. Transformator koppeling
- B. Weerstandskoppeling**
- C. Smoorspoelkoppeling
- D. Smoorspoel- of transformatorkoppeling

Uitwerking

Weerstandskoppeling is de gangbare manier van koppelen bij LF-versterkers. Die werken meest in het audio-gebied. Dat loopt van omstreeks 10 Hz tot 20 000 Hz. Daarbinnen moet de versterking voor elke frequentie (nagenoeg) dezelfde zijn. Het gedrag van een weerstand is binnen dat gebied (en ruim daarbuiten) frequentie-onafhankelijk.

Dat laatste geldt niet voor smoorspoelen en maar beperkt voor transformatoren. Die twee worden dan ook vooral toegepast in HF-versterkers. Daarin is de te versterken bandbreedte in vergelijking met AF heel klein ten opzichte van de frequentie.

Dat betekent dat antwoord B juist is.



Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave



9.9.6 Uitwerking van Opgave 9-6.

In schema's van LF-versterkers met transistoren komt men vaak elco's als koppelcondensator tegen en bij FETs en buizen zelden. Dat komt door

- A. De lage spanning waarop transistoren meestal werken
- B. De lage spanning tussen basis en emitter
- C. De hoge impedantie op de collector
- D. De lage ingangsimpedantie op de basis en de hoge op de gate en het rooster**

Uitwerking

Elco's zijn door hun traagheid niet geschikt voor hoge frequenties. Een elco heeft wel de eigenschap van een hoge capaciteit bij klein volume. Die hoge capaciteit geeft ook bij lage audiofrequenties nog een goede signaaloverdracht, zelfs bij de lage ingangsimpedanties op de basis van transistoren. Daarom zie je in LF-versterkers met transistoren voornamelijk weerstandskoppeling met elco's als koppellement. Dat komt neer op antwoord D.

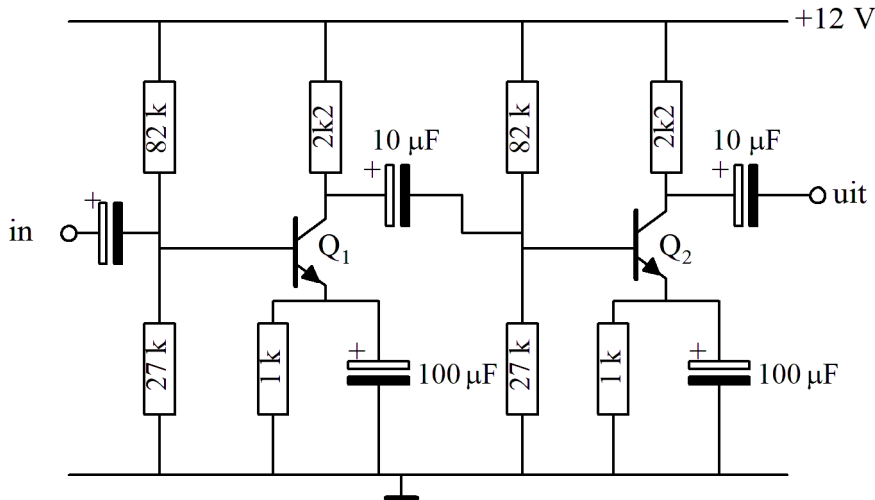


Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave



9.9.7 Uitwerking van Opgave 9-7.



Neem aan dat de h_{FE} (β) van de transistoren Q_1 en Q_2 in de figuur meer dan 300 bedraagt en dat het Si-typen zijn. Dan is de rustspanning (= spanning bij afwezigheid van signaal) op de beide collectoren ongeveer

- A. 12 V
- B. 9 V
- C. 7 V
- D. 5 V

Uitwerking

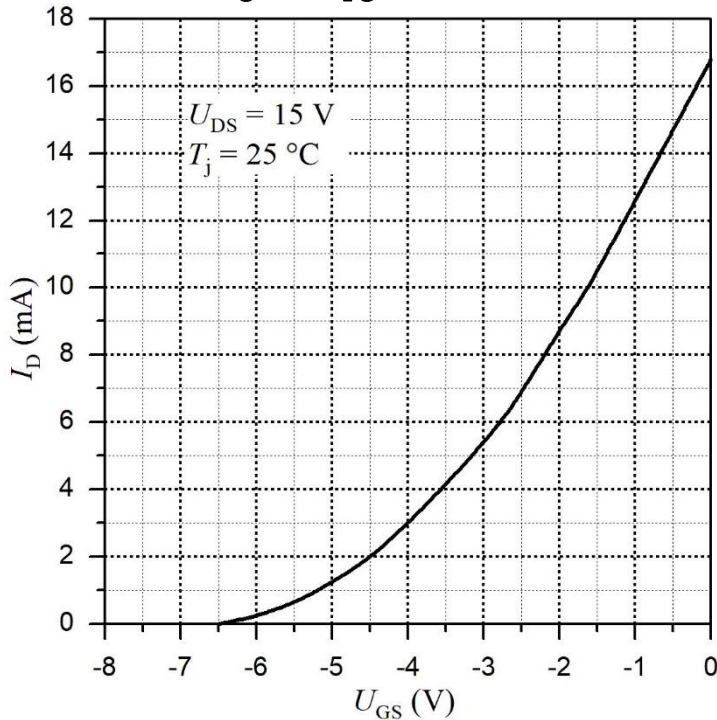
De basisspanning bij beide transistoren bedraagt $12 \cdot 27V / (27 + 82) \approx 3V$. De emitterspanning is dan ongeveer 2,3 V en de emitterstroom ongeveer 2,3 mA. Bij $\beta = 300$ is de basisstroom verwaarloosbaar, dus de collectorstroom is ook ongeveer 2,4 mA. Over de collectorweerstand van 2k2 staat dan ongeveer $2,4 \cdot 2,3 V$ is ongeveer 5,1 V. $12 V - 5,1 V$ is 6,9 V, afgerond 7 V.

Antwoord C is daarom het juiste antwoord.



Terug naar de opgave

9.9.8 Uitwerking van Opgave 9-8.



Uit de I_D/U_{GS} -karakteristiek is af te lezen dat geschikte waarden van U_{GS} voor verschillende klassen van instelling bij deze FET ongeveer zijn:

- A. Klasse C: -7,5 V; Klasse AB: -5 V; Klasse A: -2,5 V; Klasse B: -6,5 V
- B. Klasse AB: -2 V; Klasse A: -5,5 V; Klasse B: -6,5 V; Klasse C: -8 V
- C. Klasse B: -5 V; Klasse C: -6,5 V; Klasse A: -2,5 V; Klasse AB: -7 V
- D. Klasse A: 0 V; Klasse AB: -5,5 V; Klasse B: -6,5 V; Klasse C: -8 V

Uitwerking

Het afknijppunt ligt bij $U_{GS} = -6,5\text{V}$. Daar snijdt de curve de horizontale as en $I_D = 0$.

Voor klasse C moet $U_{GS} < -6,5\text{V}$ zijn. Voor klasse B is de eis $U_{GS} = -6,5\text{V}$. We kijken eerst, welke antwoorden hieraan voldoen. Op het examen kan zo'n werkwijze tijd schelen.

Antwoord A blijft staan. Antwoord B ook. Antwoord C vervalt want -5V is te hoog voor klasse B en -6,5 V te hoog voor klasse C. Antwoord D blijft ook staan.

Voor klasse A moet U_{GS} ongeveer midden tussen 0V en -5V liggen. Daaraan voldoet antwoord A met 2,5 V. Met -5,5 V vervalt B, net als antwoord D met 0 V.

Antwoord A blijft als enige over. De -5 V voor klasse AB is ook goed. Antwoord A dus.

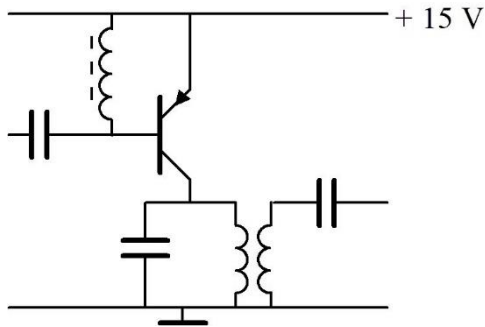


Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave



9.9.9 Uitwerking van Opgave 9-9.



De transistor staat in klasse

- A. A
- B. AB
- C. B
- D. C

Uitwerking

Let op: de transistor is een PNP en de plus zit boven. De transistor staat dus, vergeleken met wat we gewend zijn, “op de kop”.

De basis ligt via de smoorspoel zonder diode aan de plus. Dat is één diodedrempelspanning voorbij het afknijppunt: klasse C. Antwoord D is goed.



Terug naar de opgave