



Inhoudsopgave

9	Versterkerschakelingen	2
9.1	Wat leer je in dit hoofdstuk	2
9.2	Instelling van versterkende elementen, belastingslijnen	2
9.2.1	Inleiding.....	2
9.2.2	Belastingslijnen.....	2
9.3	Dissipatie en dissipatiehyperbolen	5
9.4	Koppelen van versterkertrappen	7
9.4.1	Inleiding.....	7
9.4.2	Weerstandskoppeling.....	7
9.4.3	Smooispoelkoppeling.....	10
9.4.4	Transformatorkoppeling	11
9.5	Klassen van instelling van versterkers.....	12
9.5.1	Inleiding.....	12
9.5.2	Klasse A.....	13
9.5.3	Klasse B	14
9.5.4	Klasse C	16
9.5.5	Klasse AB	18

9 Versterkerschakelingen

9.1 Wat leer je in dit hoofdstuk

Versterkende elementen worden meestal zo ingesteld dat ze een zo groot mogelijk signaal kunnen versterken bij zo min mogelijk vervorming. Dat is te bereiken via de gelijkstroominstelling. Een belangrijk gereedschap daarbij is de *belastingslijn*.

Een versterkend element moet daarbij niet zoveel energie dissiperen dat het te heet wordt en stuk gaat. Om dat in de hand te houden, combineren we belastingslijnen met *dissipatiehyperbolen*.

Omdat een versterker meestal uit meer dan één versterkertrap bestaat, worden die trappen onderling gekoppeld. We bespreken weerstandskoppeling, smoorspoelkoppeling en transformator-koppeling.

Bij versterkers voor groot vermogen is rendement belangrijk. We bespreken in dat verband verschillende *klassen van instelling*. Bij sommige klassen wordt minimale vervorming ingeruild voor hoger rendement.

9.2 Instelling van versterkende elementen, belastingslijnen

9.2.1 Inleiding

Versterkende elementen worden meestal zo ingesteld, dat ze een zo groot mogelijk signaal met zo min mogelijk vervorming kunnen verwerken. Dat gebeurt met de instelling van gelijkstroom en -spanningen door middel van weerstanden.

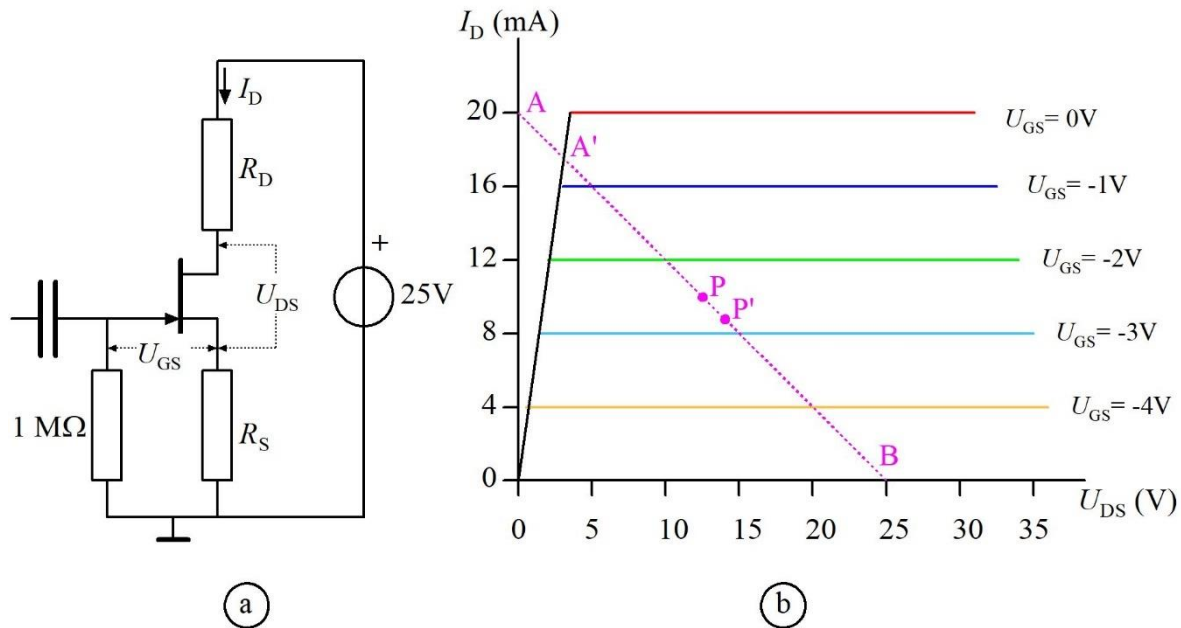
N-FET en buis krijgen een spanning op gate of stuurrooster die een beetje negatief is ten opzichte van source, resp. kathode. Een P-FET heeft juist een positieve gatespanning nodig. Bij een transistor moet de emitter-basisdiode in geleiding zijn. Bij een NPN is daarom de basispanning positief ten opzichte van de emitter, bij een PNP licht negatief.

Bij de onderlinge afstemming van spanningen en stromen door een versterkend element is de belastingslijn een belangrijk hulpmiddel. Dat stukje gereedschap bespreken we nu.

9.2.2 Belastingslijnen

Een belastingslijn is kort gezegd een lijn in een karakteristiekengrafiek (stroom door versus spanning over het element) die de punten met (1) nul stroom door en maximale spanning over het element en (2) maximale stroom door en nul spanning over het element verbindt. Dat zijn theoretische punten, maar het meeste ertussen is reëel.

Figuur 9.2-1a toont een versterkerschakeling met een N-FET en Figuur 9.2-1b een schematische bundel I_D/U_{DS} -karakteristieken. De belastingslijn is de **paarse stippellijn** van punt A op de verticale as naar punt B op de horizontale.



Figuur 9.2-1. Een N-kanaal FET-versterker (a) met geschematiseerde I_D/U_{DS} – karakteristiek en belastingslijn (b).

Op punt A is de spanning U_{DS} tussen drain en source 0 V. De FET gedraagt zich als kortsluiting. Deze situatie is niet reëel, maar nodig voor de berekening. De stroom wordt dan bepaald door de voedingsspanning van 25 V en de weerstanden R_D en R_S in Figuur 9.2-1a. Op punt B spert de FET, want $I_D=0$ en dus is de spanning U_{DS} over de FET gelijk aan de voedingsspanning van 25 V. Ook dit is niet reëel voor een versterkerschakeling.

Midden op de paarse lijn bij punt P is de situatie wel realistisch. U_{DS} kan dan ongeveer evenveel omhoog als omlaag. Dat betekent dat de FET in de gegeven situatie een zo groot mogelijk signaal kan verwerken: een halve voedingsspanning omhoog en een halve omlaag. Punt P zou dan ook een goed instelpunt, dat heet *werkpunt*, kunnen zijn.

Zoals zo vaak, is er een *maar*. Die *maar* is de lijn die de kniepunten (*kniepunten*) van de I_D/U_{DS} -karakteristieken verbindt. Pas rechts van die lijn ligt het gebied waarin de inwendige weerstand van de FET in de praktijk min of meer constant en hoog is. Zou de instelling van de FET in het gebied links daarvan terecht komen, dan komt het werkgebied van de FET voorbij een kniepunt met ernstige signaalvervalsing als gevolg.

Dit is de reden voor een tweede punt A, aangegeven als A' (spreek uit: A-accet). Dat punt ligt op de steil oplopende lijn. Rechts daarvan kan met minimale vervorming worden versterkt, links ervan niet. Punt B blijft waar het was. Door de verschuiving van A naar A' verschuift ook het werkpunt P naar punt P'. Nu volgt een rekenvoorbeeld.

Punt P' ligt vlak bij de karakteristiek voor $U_{GS} = -3$ V. Gemakshalve doen we of het punt erop ligt. Dan moet de spanning over de sourceweerstand R_S 3 V zijn. De bijbehorende stroom lezen we af op de verticale as: 8 mA. De wet van Ohm levert $R_S = 3/8$ k $\Omega = 375$ Ω .

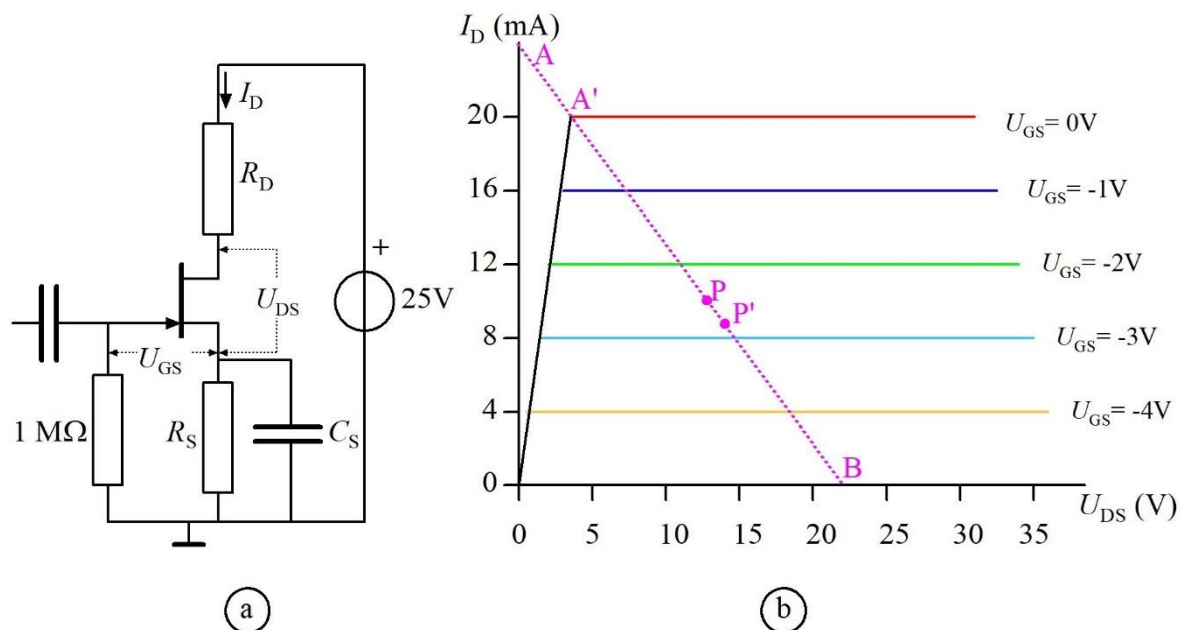
De drainspanning U_{DS} voor punt P' is uit de grafiek af te lezen op de horizontale as. Die is ongeveer 14 V. De spanning over de drainweerstand is dan $25V - 14V - 3V = 8V$. Drainstroom = sourcestroom = 8 mA. Daaruit volgt $R_D = 8V / 8mA = 1k\Omega$.

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

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

De steilheid S is bij gebrek aan een I_D/U_{GS} -karakteristiek af te lezen uit de grafiekenbundel van Figuur 9.2-1. De lijnen liggen 4 mA uit elkaar en U_{GS} verschilt per lijn 1 V. Dus $S = 4 mA/V$ en $1/S = 250\Omega$. Volgens vergelijking (9.2-1) is $A_u = 1000\Omega / (375\Omega + 250\Omega) = 1,6$.

De spanningsversterking voor wisselspanningen kan zonder verandering van de weerstandswaarden worden verhoogd. Het eenvoudige recept: 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 9.2-2).



Figuur 9.2-2. Schakeling met N-FET als in Figuur 9.2-1 met ontkoppelde sourceweerstand R_S (a) en de bijbehorende belastingslijn (b).

Ook dan is A_u te berekenen, omdat R_S in de noemer van vergelijking (9.2-1) 0 wordt. We krijgen dan

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

Vergelijking ((9.2-2) levert dan $A_u = 1000\Omega / 250\Omega = 4$.

4 mA/V * 1 kΩ levert hetzelfde op. Denk erom dat als S in mA/V staat, R_D in kΩ moet!

Voor buis en bipolaire transistor verloopt het bepalen en interpreteren van een belastingslijn net als bij de FET. Voor transistoren geldt dat het verschil tussen emitterstroom en collectorstroom (= basisstroom) verwaarloosbaar moet zijn. Dat is bijna altijd zo. Het is dus niet nodig, buis en transistor hier apart te bespreken. Wat opgaat voor de FET, gaat ook op voor buis en transistor.

9.3 Dissipatie en dissipatiehyperbolen

Aan een versterkend element toegevoerde energie wordt bijna volledig omgezet in warmte. Deze dissipatie P is te berekenen als het product van de drainstroom I_D en de spanning U_{DS} tussen drain en source, dus:

$$P = I_D U_{DS} \quad (9.3-1)$$

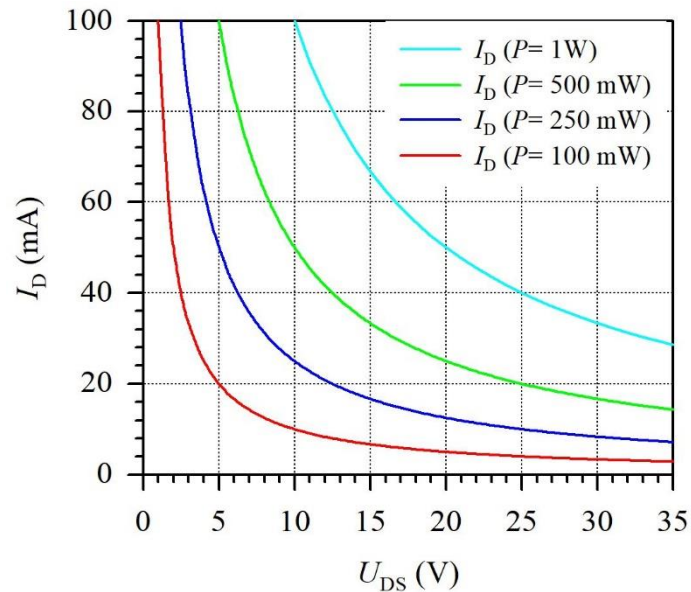
Voor I_D mag je ook I_S schrijven. Beide stromen zijn gelijk. Vervang I_D door I_k en U_{DS} door U_{ak} en je hebt de vergelijking voor een buis, maar dan wel onder verwaarlozing van de gloeidraad die bij een buis voor klein vermogen vaak de grootste energieslurper is. Voor bipolaire transistoren gaat het verhaal ook op: I_D wordt I_e en U_{DS} wordt U_{ce} . Wel geldt bij transistoren de kanttekening dat β groot genoeg moet zijn om de basisstroom te mogen verwaarlozen. Dat is praktisch altijd zo. Wat we hier uitwerken voor een FET, geldt dus ook voor buis en bipolaire transistor.

Voor elk type FET geldt een maximale waarde voor U_{DS} en één voor de stroom I_D . Die gegevens staan in datablinden die op Internet redelijk gemakkelijk zijn te vinden. Op het examen zul je ze niet aantreffen. Als je die maximale waarden met elkaar vermenigvuldigt zoals in (9.3-1), kom je (ver) boven de maximaal toelaatbare dissipatie P_{max} uit. Het is dus nodig, daarmee bij het ontwerp van een versterkertrap rekening te houden.

Een belastingslijn wordt daarom wel gecombineerd met een dissipatiegrafiek. Daarvoor zet je P vast op een bepaalde waarde. Dan kun je I_D en U_{DS} tegen elkaar uitzetten in een grafiekenbundel, voor elke waarde van P één. Dat lijkt dus op een bundel karakteristieken als in Figuur 9.2-1b. De bijbehorende vergelijking is (9.3-1), maar anders opgeschreven:

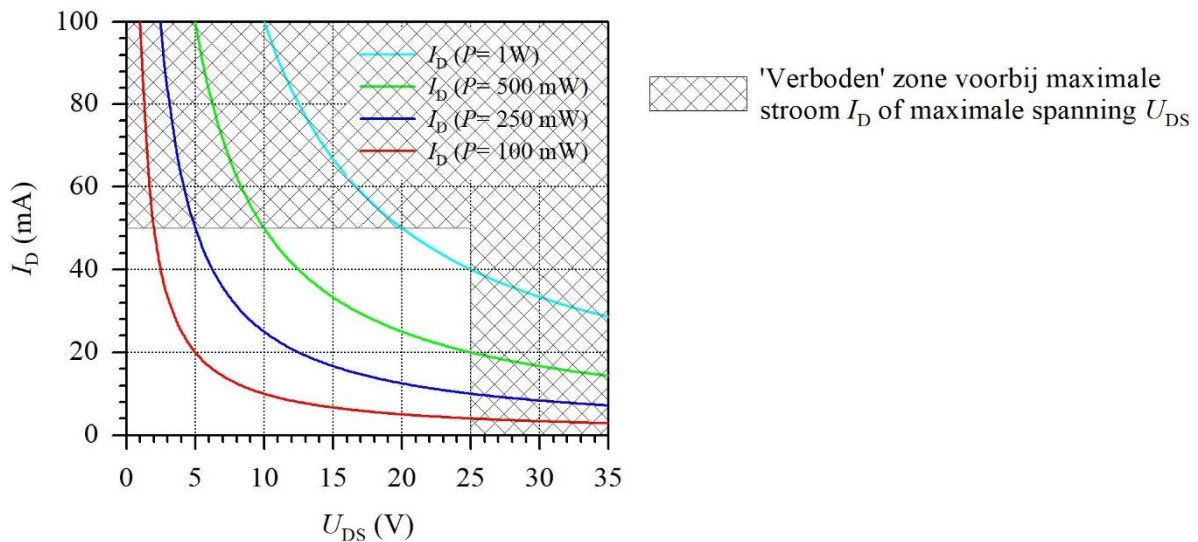
$$I_D = \frac{P}{U_{DS}} \quad (9.3-2)$$

Hoe dat er in grafiekvorm uitziet, zien we in Figuur 9.3-1, met grafieken voor $P = 100$ mW, $P = 250$ mW, $P = 500$ mW en $P = 1$ W. De wiskundige naam voor een grafiek van deze vorm is *hyperbool*. Als het een dissipatiegrafiek is, heet hij een *dissipatiehyperbool*.



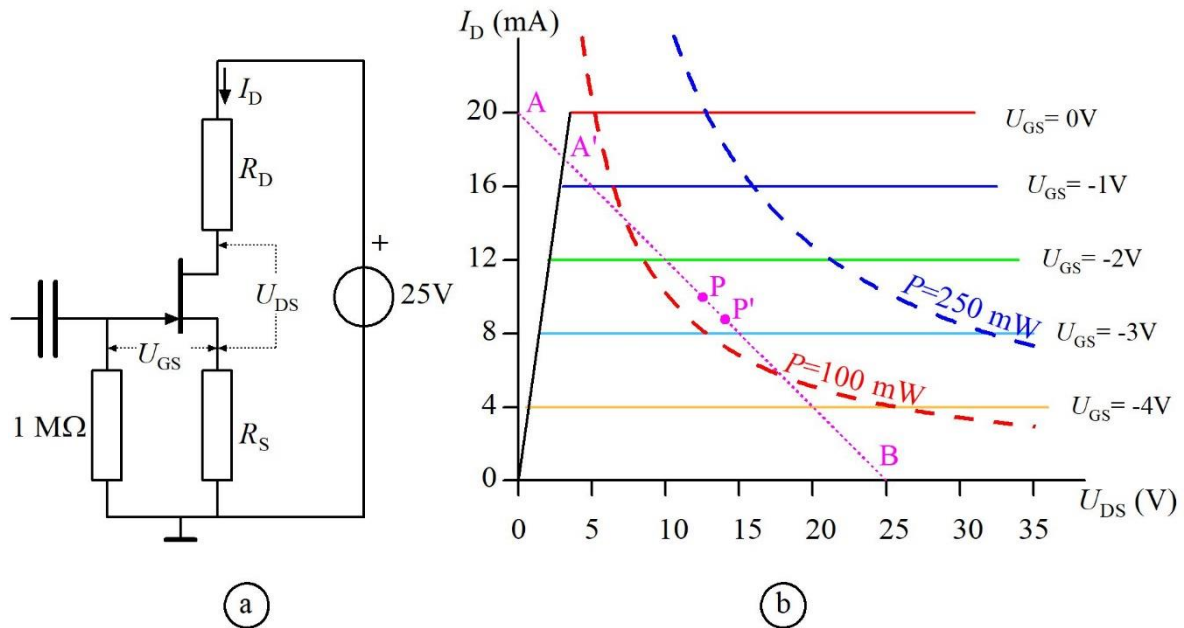
Figuur 9.3-1. Dissipatiehyperbolen voor vier verschillende dissipaties (1 W, 500 mW, 250 mW en 100 mW).

In Figuur 9.3-1 kun je ook de maximale waarden voor I_D en U_{DS} opnemen. Dan krijg je 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 9.3-2).



Figuur 9.3-2. Dezelfde figuur als Figuur 9.3-1, 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 9.2-1. Dat leidt tot Figuur 9.3-3.



Figuur 9.3-3. Geschematiseerde I_D/U_{DS} – karakteristieken met belastingslijn van Figuur 9.2-1 met dissipatiehyperbolen voor $P=100\text{ mW}$ en $P=250\text{ mW}$.

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. Die van 250 mW komt vaker voor. Daar komt de belastingslijn in Figuur 9.3-3 lang niet aan toe, maar dat is niet altijd het geval. Er zijn situaties waarin een belastingslijn en een dissipatiehyperbool elkaar wel kunnen 'bijten'.

9.4 Koppelen van versterkertrappen

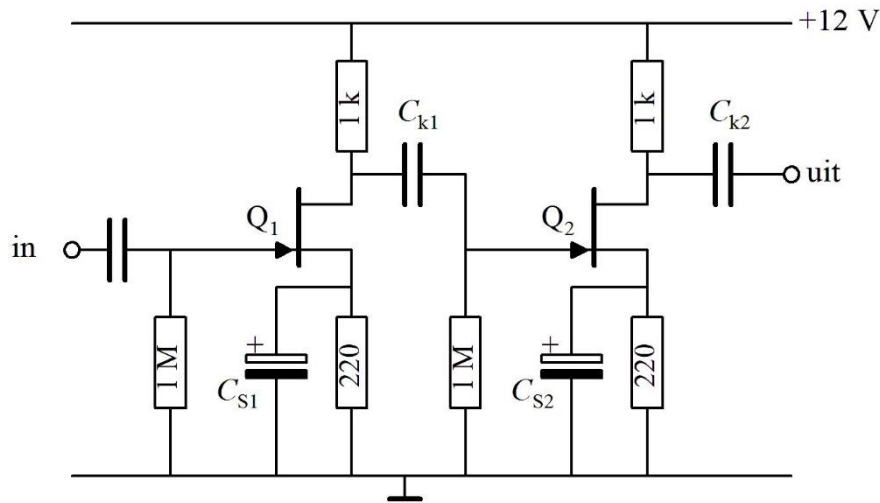
9.4.1 Inleiding

In de meeste schakelingen levert één enkele versterkertrap niet genoeg versterking. Er moeten dan meer trappen achter elkaar worden geschakeld. Het versterkte signaal van één trap wordt dan doorgegeven naar de volgende. Die koppeling kan zijn:

- Weerstandskoppeling
- Smoorspoelkoppeling
- Transformatorkoppeling

9.4.2 Weerstandskoppeling

Figuur 9.4-1 toont een voorbeeld van weerstandskoppeling tussen twee N-kanaals FET-versterkertrappen.

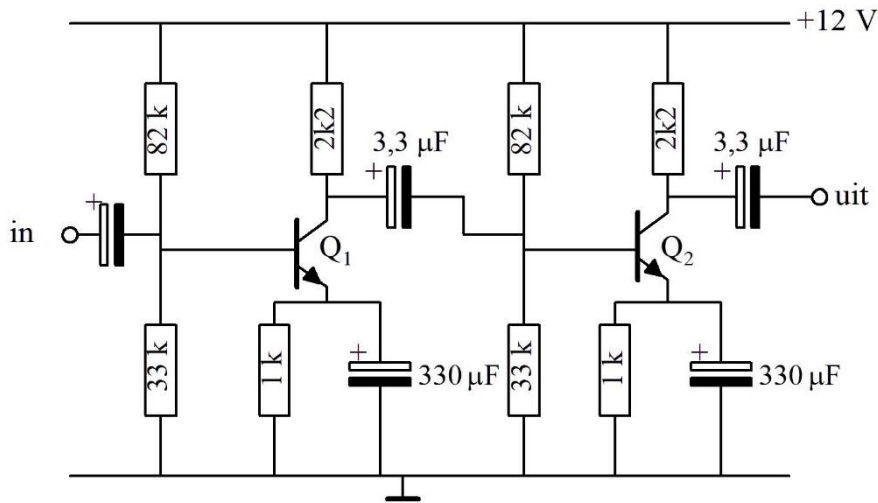


Figuur 9.4-1. Schema met weerstandskoppeling van N-FET-versterkertrappen.

De twee drainweerstand van $1\text{ k}\Omega$ zijn niet de echte koppel-elementen. Ze zetten de stroom door de FET om in een spanning. Het wisselspanningsdeel daarvan wordt via de koppelcondensatoren C_{k1} en C_{k2} overgebracht naar de volgende versterkertrap. Die condensatoren zijn de eigenlijke koppel-elementen. Hun reactantie moet bij de laagste te versterken frequentie lager zijn dan de weerstand van het gatecircuit van de volgende trap, want condensator en weerstand vormen samen een hoogdoorlaatfilter (hoofdstuk 5). Hoe lager de weerstand, des te groter moet de condensator zijn. Reken voor C_{k1} en C_{k2} bij gebruik in een audio-FET-versterker (bijvoorbeeld 15-15 000 Hz) op 10 à 100 nF.

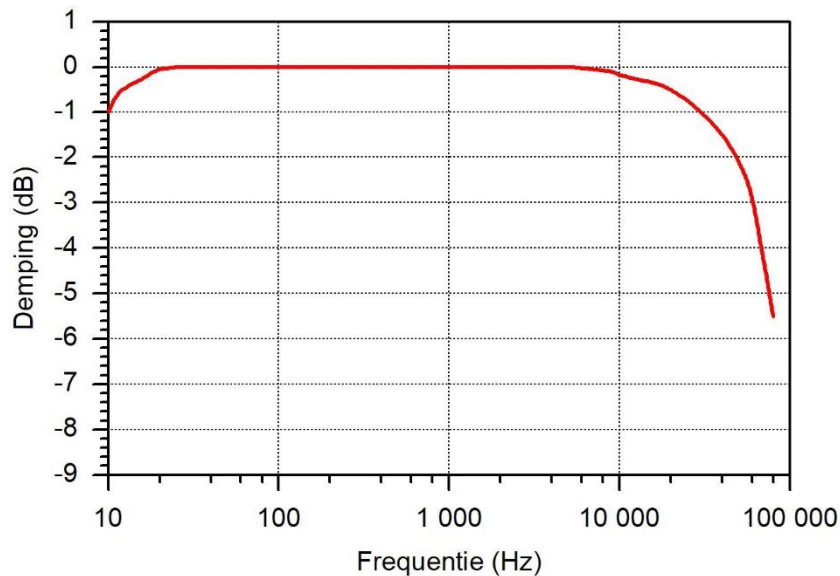
Voor de sourcecondensatoren C_{S1} en C_{S2} geldt hetzelfde. De sourceweerstand van $220\ \Omega$ zijn bijna 50x zo klein als de weerstanden van $1\text{ M}\Omega$ tussen gate en massa. C_{S1} en C_{S2} moeten dan bijna 50x zo groot worden als C_{k1} . Dat komt neer op ongeveer 0,5-5 μF . In de praktijk zijn het daarom bij audiofrequenties meestal elektrolytische condensatoren (elco's). Die hebben al bij klein volume een hoge capaciteit, maar zijn alleen geschikt voor LF-toepassingen.

Bij bipolaire transistoren zijn de effectieve ingangsweerstanden lager en is de capaciteit van de koppelcondensatoren evenredig hoger. Hetzelfde geldt voor de ontkoppelcondensatoren over de emitterweerstand. Figuur 9.4-2 laat een voorbeeld zien.



Figuur 9.4-2. Schema voor weerstandkoppeling tussen versterkertrappen met NPN-transistoren.

De schakelingen in zowel Figuur 9.4-1 als Figuur 9.4-2 zijn voornamelijk geschikt voor LF-toepassingen (audio). Die versterkers moeten alle frequenties in het hoorbare gebied ongeveer evenveel versterken. Een voorbeeld van het frequentiediagram van een (zeer) goede audioversterker zien we in Figuur 9.4-3.

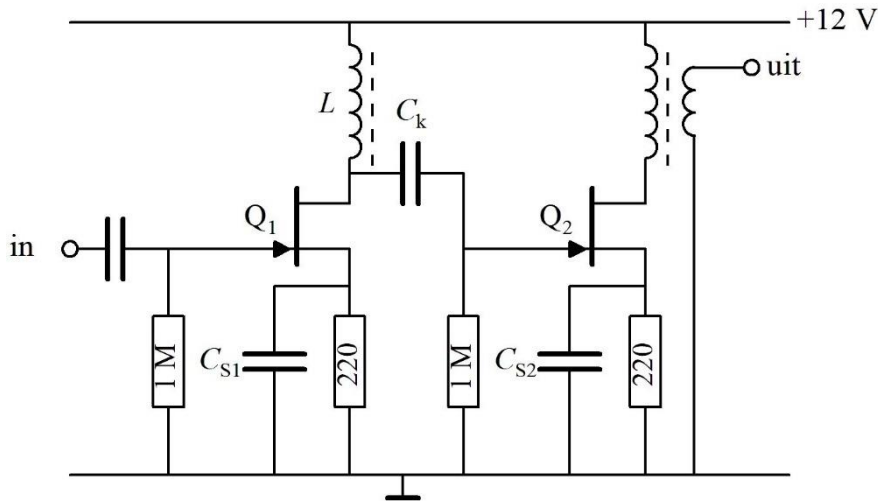


Figuur 9.4-3. Voorbeeld van een frequentie karakteristiek van een (zeer) goede audioversterker uit omstreeks 1955. (data ontleend aan Hellings, *Het ontwerpen van versterkers. Muiderkring*, 1958).

Voor radiodoeleinden is zo'n goede frequentie karakteristiek of *doorlaatkarakteristiek* niet nodig of zelfs ongewenst. In HF-versterkers, dus versterkers voor radiosignalen, wordt nagenoeg nooit weerstandskoppeling toegepast, maar koppeling via LC-kringen. Daarvan zien we verderop een voorbeeld bij de transformator koppeling (9.4.4).

9.4.3 Smoorspoelkoppeling

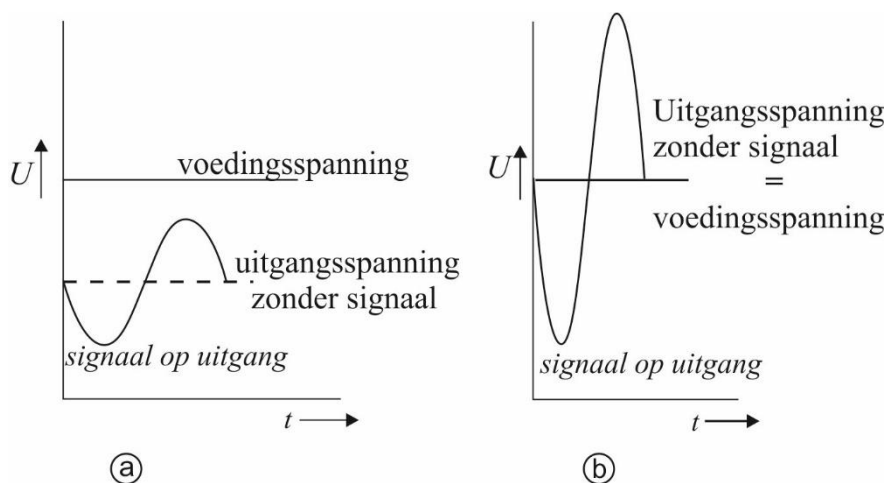
Bij smoorspoelkoppeling is de drainweerstand in Figuur 9.4-1 of de collectorweerstand in Figuur 9.4-2 vervangen door een smoorspoel. Het werkelijke koppellement is opnieuw de koppelcondensator, net als in die beide figuren. Een smoorspoel heeft het voordeel dat hij, althans in theorie, geen vermogen dissipeert. Een voorbeeld van smoorspoelkoppeling met FETs zien we in Figuur 9.4-4, een variant van Figuur 9.4-1.



Figuur 9.4-4. 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. De oorzaken:

- Hogere spanning (vrijwel voedingsspanning) op drain, collector of anode als gevolg van de lage Ohmse weerstand van een spoel
- De signaalspanning op de uitgang kan in theorie uitslingeren tot 2x de voedingsspanning (Figuur 9.4-5)



Figuur 9.4-5. Verschil in uitgangssignaal bij weerstandskoppeling (a) en smoorspoelkoppeling (b).

Smoorspoelkoppeling wordt meestal in HF-schakelingen toegepast die maar een betrekkelijk klein frequentiegebied hoeven te versterken. In LF-schakelingen zoals audioversterkers wordt smoorspoelkoppeling allang niet meer toegepast, omdat

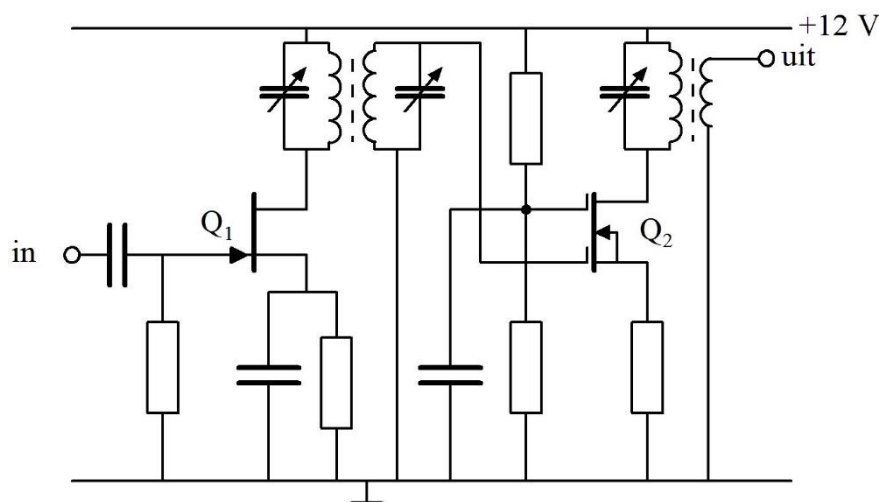
- De smoorspoel een grote zelfinductie moet hebben. Dat maakt hem groot, zwaar en duur
- De reactantie toeneemt met de frequentie. De versterking is daardoor frequentieafhankelijk. Voor audioschakelingen, waarin alle frequenties over een breed spectrum evenveel moeten worden versterkt, is dat ongewenst.

9.4.4 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.

In hoogfrequentversterkers is deze manier van koppelen algemeen. In LF-versterkers is hij op enkele bijzondere toepassingen na uitgestorven. Voor HF zijn transformatoren kleiner en handzamer dan voor LF, omdat de zelfinductie en dus het aantal wikkelingen veel lager mag zijn en zulke trafo's daardoor klein van gewicht en afmetingen 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 (bandfilters). Figuur 9.4-6 toont een schakeling met zo'n transformator tussen Q_1 en Q_2 . Die aan de uitgang van Q_2 heeft één afgestemde kring en een zogenaemde *uitkoppelwikkeling* die de signaaluitgang vormt.



Figuur 9.4-6. Voorbeeld van transformatorkoppeling tussen FETs met afgestemde wikkelingen. Q_2 is een dual-gate MOSFET. De reden daarvoor komt in Hoofdstuk 10 aan de orde.

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

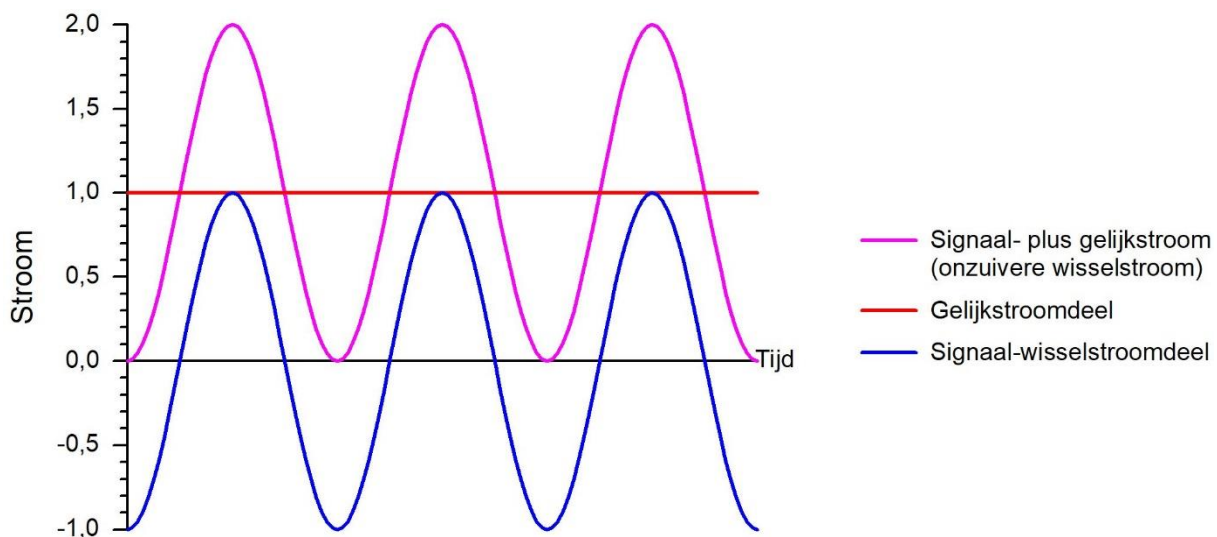
bovenste gate is ontkoppeld met een condensator en vervult dezelfde rol als het schermrooster in een penthode. Zo wordt de capacatieve koppeling tussen de drainkring van Q_2 en de uitkoppelwikkeling van Q_1 zo klein mogelijk. Het waarom komt in Hoofdstuk 10 bij de oscillatoren aan de orde.

9.5 Klassen van instelling van versterkers

9.5.1 Inleiding

Elk versterkend element is een gelijkstroomding: de stroom kan er maar in één richting doorheen. De wisselstroom van een signaal moet meeliften met de gelijkstroom. Samen zijn ze een onzuivere wisselstroom. De amplitude van het wisselstroomdeel kan nooit groter worden dan het gelijkstroomdeel, want dan zou de stroom een deel van de tijd in omgekeerde richting lopen.

De dissipatie van het element blijft daardoor met en zonder signaal praktisch gelijk. In grafiekvorm ziet dat er ongeveer uit als de paarse, resp. de oranje grafiek in Figuur 9.5-1.



Figuur 9.5-1. 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 zo is.

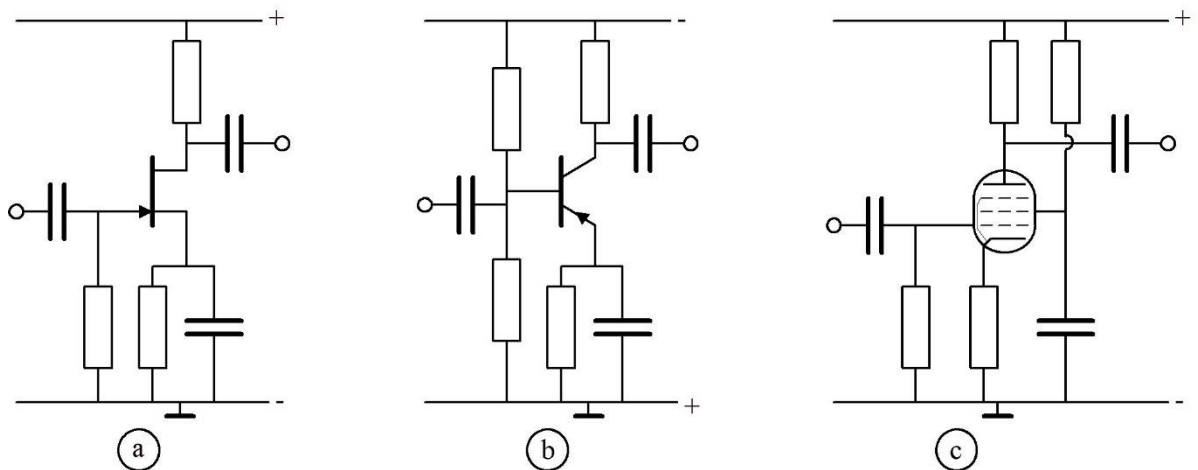
De gelijkstroom (oranje) heeft in de figuur dezelfde waarde als de amplitude van de sinusvormige signaalstroom (blauw). Op de uitgang van het versterkende element loopt de som van beide, een onzuivere wisselstroom (paars). De effectieve waarde van de gelijkstroom is 1 eenheid; die van de wisselstroom $\frac{1}{2}\sqrt{2} \approx 0,7$ 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: vermogensverlies. Om het verlies te beperken, hebben we de klassen van instelling, aangeduid als A, B, C en AB.

9.5.2 Klasse A

De instelling in Klasse A levert bijvoorbeeld de paarse sinus in Figuur 9.5-1. Als we vervorming willen vermijden, mag de paarse sinus naar beneden niet tot 0 lopen, omdat hij daar in het niet-lineaire gebied van de transistor, FET of buis komt. Figuur 9.5-1 is dus geïdealiseerd. Daarom haalt een versterker in klasse A een rendement van hooguit 25%.

Kenmerken van Klasse A zijn

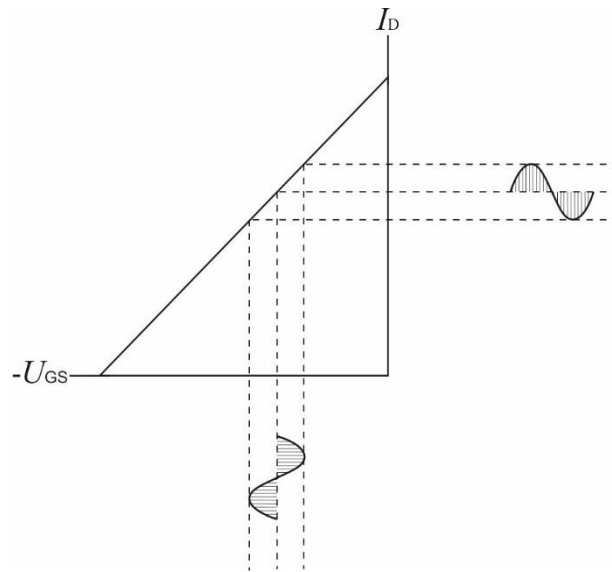
- De opgenomen gelijkstroom blijft met en zonder signaal ongeveer gelijk
- De vervorming is klein
- Toepasbaar in zowel HF als LF-versterkerschakelingen
- Rendement hooguit 25 %.



Figuur 9.5-2. 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).

Figuur 9.5-2 laat versterkerschakelingen met FET (a), bipolaire transistor (b) en penthode (c) in klasse A zien. Alle versterkende schakelingen die we tot nu toe hebben gezien, stonden in klasse A. Figuur 9.5-3 toont een geïdealiseerde steilheidsgrafiek (I_D/U_{GS}) voor de situatie in klasse A bij een N-FET.

Vervang in de figuur I_D en $-U_{GS}$ door I_a en $-U_{g1}$ en je hebt een grafiek voor een buis. Vervang ze door I_c en U_{be} en je hebt er één voor een NPN-transistor. Dat geldt voor alle grafieken van de klassen van instelling die we hierna zullen zien.

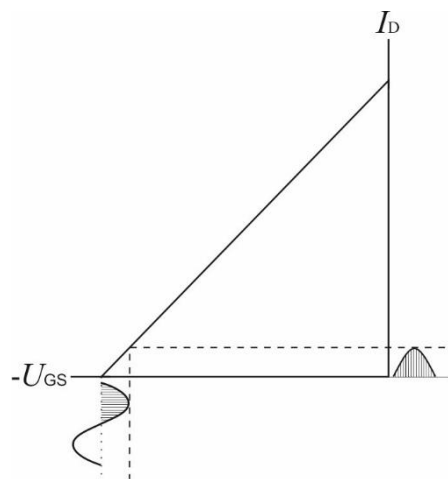


Figuur 9.5-3. Voorstelling van een steilheidsgrafiek voor een N-FET in Klasse A.

9.5.3 Klasse B

In klasse B wordt de gelijkstroomdissipatie beperkt. Dat leidt tot een hoger rendement. 100% reductie kan niet. Zonder gelijkstroom geen werkend element.

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 zonder signaal, maar voor één helft van de sinus wel (Figuur 9.5-4).



Figuur 9.5-4. Steilheidsgrafiek voor een N-FET in Klasse B.

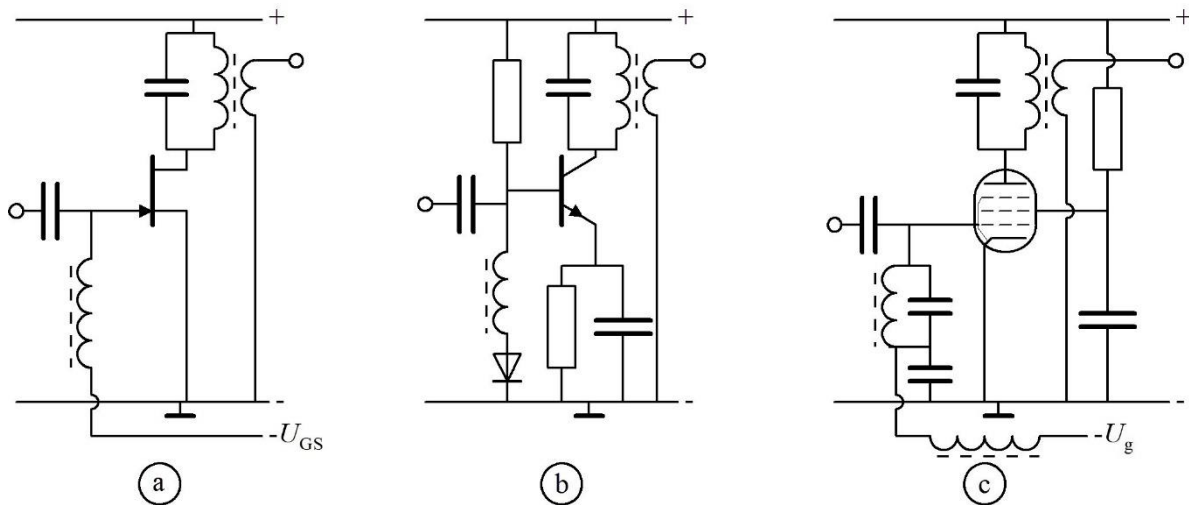
Daar komt vervorming van, want van elke sinus wordt maar één helft doorgegeven en versterkt. De andere helft verdwijnt. Er zijn twee manieren om daar iets aan te doen.

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 worden weggefilterd, houden we een sinus van dezelfde frequentie over.

Vooraf bij buizen is de lineariteit vaak goed genoeg om de versterking voor grote en kleine signalen redelijk gelijk te houden. Bij bipolaire transistoren is dat vaak een probleem. Bij grote signalen is de versterking redelijk lineair, bij kleine niet. FETs zitten daar tussenin.

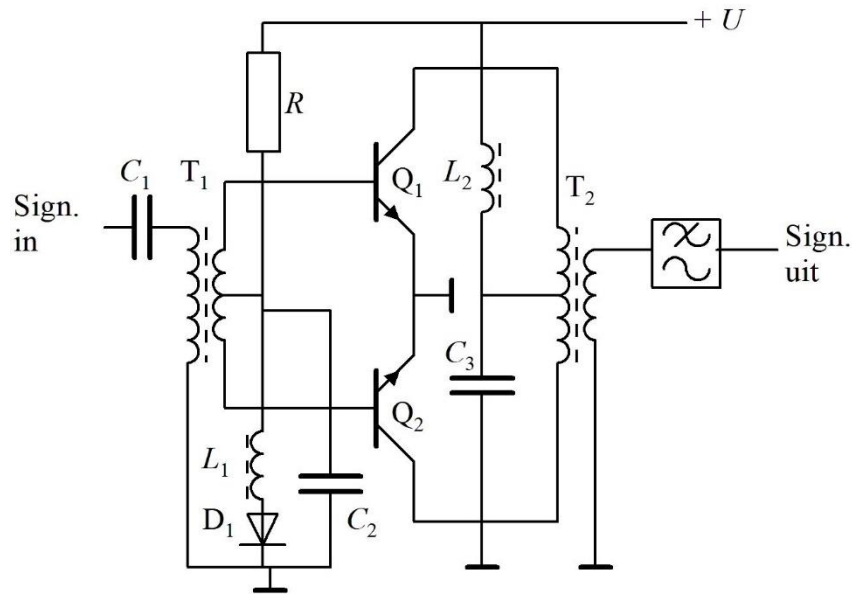
Een klasse B-versterker haalt een rendement rond de 50%. Figuur 9.5-5 toont voorbeelden van klasse B-schakelingen voor een N-FET, een NPN-transistor en een penthode.



Figuur 9.5-5. 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 moet zo zijn ingesteld dat het versterkend element precies in zijn afknijppunt staat. In de figuur wordt die spanning 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.

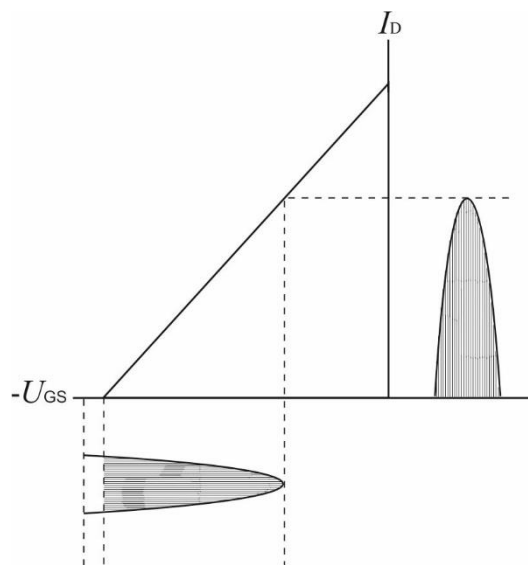
Figuur 9.5-6 geeft een voorbeeld van een balansversterker.



Figuur 9.5-6. Balansschakeling met NPN-transistoren in klasse B. Q_1 versterkt de ene periodehelft, Q_2 de andere.

9.5.4 Klasse C

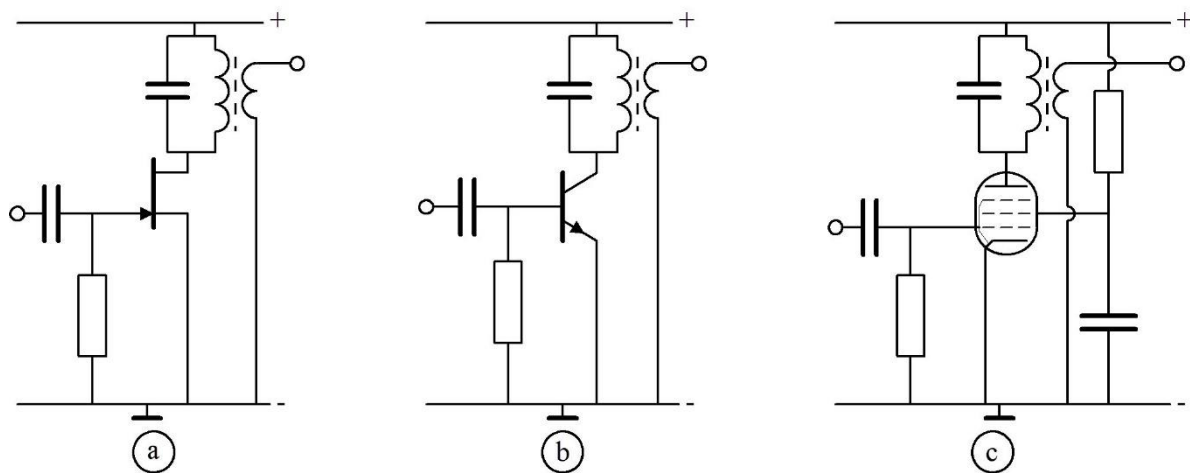
Bij Klasse C ligt de instelling niet op, maar onder het afknijppunt. Bij buizen en N-kanaal FETs is de spanning op stuurrooster of gate nog negatiever dan in klasse B het geval is. Er is dan een flink signaal op de ingang nodig om het element stroom te laten doorlaten. Bij bipolaire transistoren kun je de diode zoals die te zien is in Figuur 9.5-5b en de weerstand naar de positieve voedingsspanning (bij een PNP naar de negatieve spanning) weglaten. De spoel blijft, anders wordt het signaal kortgesloten naar massa. Een versterker in klasse C versterkt alleen de top van een halve sinusperiode (Figuur 9.5-7).



Figuur 9.5-7. Steilheidsgrafiek voor een N-kanaals FET in Klasse C.

Een versterker in klasse C vervormt daardoor meer dan één in klasse B. Harmonischen moeten nog beter worden weggefilterd, De verhouding tussen grotere en kleinere signaalamplitudes wordt door versterkers in klasse C niet meer goed bewaard, want grote signalen worden meer versterkt dan kleine en nog kleinere worden niet eens doorgegeven. Het rendement bij klasse C kan tot ongeveer 75% bedragen.

Behalve met behulp van een spanning op de signaalingang zoals in Figuur 9.5-5, kan een versterkend element zichzelf in klasse C ‘trekken’ door gelijkrichting van een deel van het aangeboden signaal. We zien drie van die schakelingen in Figuur 9.5-8.



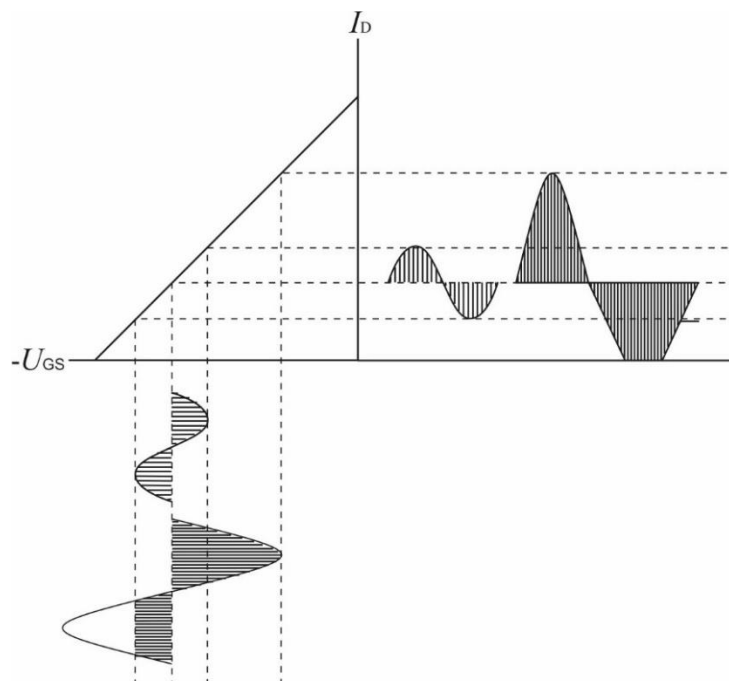
Figuur 9.5-8, Schakelingen die door gelijkrichting van een deel het te versterken signaal zichzelf in klasse C trekken; (a) N-kanaals FET, (b) NPN transistor die al van nature in klasse C staat, maar er wel “dieper” kan worden ingetrokken; (c) een buis.

Bij alle drie de schakelingen is de signaalingang via een weerstand verbonden met een vaste spanning. De koppelcondensator vormt met de weerstand een ladingreservoir dat zich langzaam ontlaadt. Hoe langzaam, hangt af van de tijdconstante van weerstand en condensator (Hoofdstuk 4). Als gate, basis of stuurrooster eventjes positief wordt, wordt een deel van het signaal gelijkgericht. Elk gelijkgericht stukje periode laadt de condensator op, 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 slecht controleerbaar. Een voorspanning die via een zelfinductie op de signaalingang komt, zoals in de klasse B-schakeling voor FET en buis in Figuur 9.5-5 is beter in de hand te houden. Door de voorspanning aan te passen, is de versterker even gemakkelijk in klasse C te zetten als in B. Bij de bipolaire transistor komt de voorspanning van de diode in het basiscircuit (Figuur 9.5-5b). Verwijder de diode en je hebt vanzelf klasse C. De schakeling in Figuur 9.5-8b staat dus ook zonder signaal in C, mèt signaal nog wat meer. De andere twee (a en c) doen dat alleen met voldoende signaal.

9.5.5 Klasse AB

Klasse AB is een compromis tussen de klassen A en B. Het versterkende element staat niet helemaal afgeknepen. Daardoor staat de schakeling voor kleine signalen in klasse A en voor grote vrijwel in B. Voor FET en buis is het een kwestie van zodanig aanpassen van de gate- of stuurroosterspanning, dat er zonder signaal een kleine stroom door het element loopt. Voor bipolaire transistoren is de instelling ingewikkelder door de steile diodekarakteristiek van de emitter-basisovergang. Om de zaak in het gareel te houden, is er eigenlijk altijd wel een kleine emitterweerstand (denk aan 1Ω of iets in die buurt) nodig. Figuur 9.5-9 toont een steilheidsgrafiek voor klasse AB.



Figuur 9.5-9. 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 klasse A, het midden van de grafiek in Figuur 9.5-9, betekent een lager rendement en betere lineariteit, meer naar B, dus naar de linker punt, een hoger rendement en een wat mindere lineariteit.