

10. SCHAKELINGEN

10.1 Basisschakelingen

Inleiding

We hebben nu kennis gemaakt met 3 versterkende elementen, te weten:

- veldeffecttransistoren (FET) met een of twee gates
- (bipolaire) transistoren
- buizen (met 1, 2 of 3 roosters)

In hun gedrag lijken FET en buis het meest op elkaar. De transistor is een beetje een buitenbeentje omdat het de enige stroomversterker is in het gezelschap. We zullen verderop zien dat ook de transistor wel min of meer als spanningsversterker is te schakelen. Al deze versterkende elementen kunnen op drie verschillende manieren worden opgenomen in een schakeling (geschakeld worden). Bezien we eerst de aansluitingen van deze elementen.

Aansluitingen van een versterkend element

Al de genoemde elementen hebben 3 aansluitpunten, die bij het versterkingsproces van wezenlijk belang zijn. Ze staan gerangschikt in tabel 10.1. De aansluitingen zijn genummerd omdat die met een gelijk nummer een min of meer overeenkomstige functie vervullen.

Element	1	2	3
FET	source	gate	drain
Transistor	emitter	basis	collector
Buis	kathode	rooster	anode

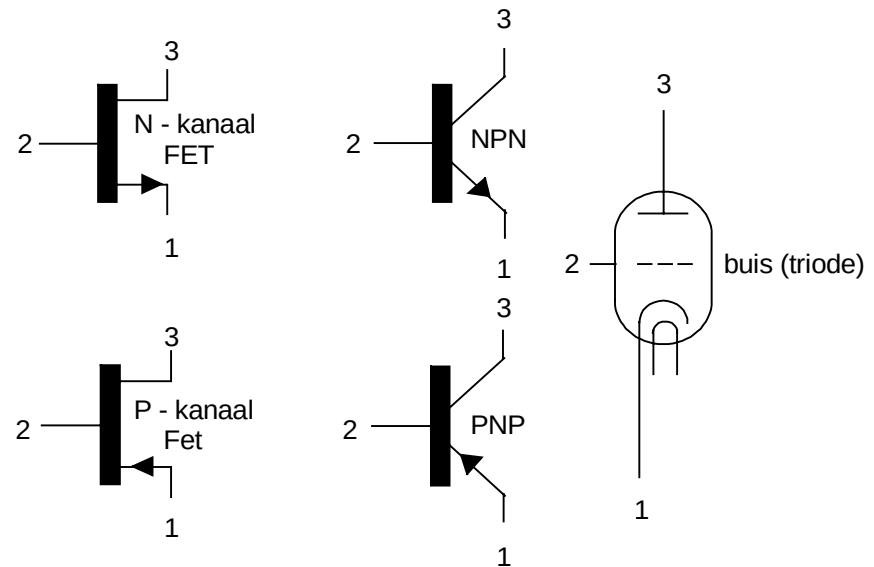
Tabel 10.1 Aansluitingen van versterkende elementen

Figuur 10.1-1 geeft ze nog eens met de schemasymbolen. Er zijn FET's met meer dan een gate en buizen met meer dan een rooster. De tweede gate van een FET dient echter alleen om de FET beter te laten werken. Hij vervult in een normale versterkerschakeling geen rol bij de eigenlijke signaal-overdracht (wel in bijzondere schakelingen, maar daarover later). Ditzelfde geldt voor scherm- en vangrooster bij tetrode en penthode. We hebben daarom in dit hoofdstuk alleen te maken met de aansluitingen als genoemd in tabel 10.1. Een versterkerschakeling is altijd te herleiden tot een situatie, waarbij onderscheid kan worden gemaakt tussen:

- twee aansluitingen waar het signaal binnenkomt;
- twee aansluitingen waar het signaal naar buiten komt (meestal versterkt maar soms ook verzwakt);
- soms een gemeenschappelijke aansluiting, het nulpunt, ten opzichte waarvan spanningen op de beide andere aansluitingen worden bepaald.

Kijken we naar figuur 10.1-1, dan is de aansluiting waar het signaal binnenkomt het stuurrooster. Bij de FET is het de gate. Het versterkte signaal komt naar buiten via de anode respectievelijk de drain. De

gemeenschappelijke aansluiting of elektrode is de kathode respectievelijk de source.



Figuur 10.1-1 Aansluitingen van de actieve elementen.

Combinaties van aansluitingen

Het is niet noodzakelijk dat source of kathode (of bij transistoren de emitter) de enige mogelijke gemeenschappelijke aansluiting vormen. Ditzelfde geldt ook voor de functie van ingang van rooster, gate of basis en voor die van uitgang van anode, drain of collector. In feite is elke combinatie mogelijk (hoewel niet altijd zinvol) zolang er maar een ingang, een uitgang en een gemeenschappelijke aansluiting is. We hebben al eerder gezien dat ook de eigenschappen van de aansluitingen sterk verschillen. Dat houdt in dat de verschillende combinaties andere eigenschappen hebben. In theorie zijn er 6 combinaties mogelijk, praktisch vallen er 3 af. De 3 overblijvende combinaties zijn in tabel 10.2 weergegeven. De gebruikte cijfers voor de aansluitingen hebben dezelfde betekenis als in tabel 10.1 en figuur 10.1-1.

Combinatie	ingang	uitgang	gemeenschappelijk
A	2	3	1
B	1	3	2
C	2	1	3

Tabel 10.2 De drie mogelijke combinaties

Alleen voor de gemeenschappelijke aansluiting komen alle 3 de aansluitingen in aanmerking. Bij de ingang ontbreekt aansluiting 3 en bij de uitgang 2. Dat zal weinig verwondering wekken. Drain, anode of collector lenen zich op grond van hun eigenschappen zeer slecht of niet voor de functie van signaalingang. Gate, rooster en basis lenen zich zeer slecht of niet voor de functie van uitgang. Daardoor houden we maar drie mogelijkheden over. De combinaties A-C worden genoemd naar de gemeenschappelijke aansluiting. De benaming is in tabel 10.3 weergegeven.

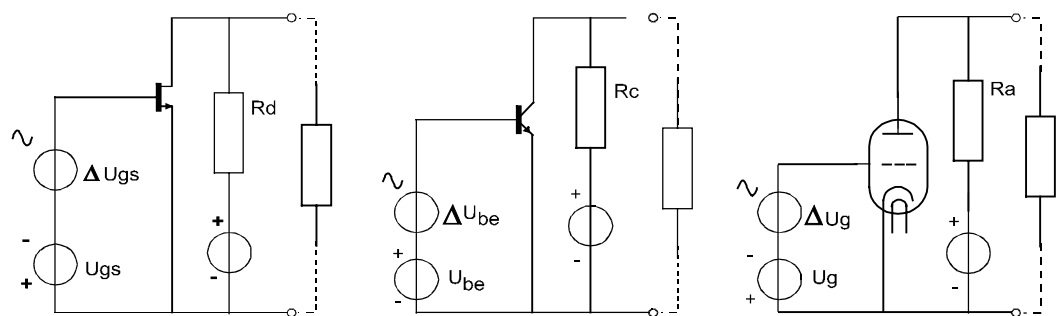
Combinatie	Element	Naam
A	FET	gem.sch. source schakeling
	buis	gem.sch. kathode schakeling
	transistor	gem.sch. emitter schakeling
B	FET	gem.sch. gate schakeling
	buis	gem.sch. rooster schakeling
	transistor	gem.sch. basis schakeling
C	FET	gem.sch. drain schakeling
	buis	gem.sch. anode schakeling
	transistor	gem.sch. collector schakeling

Tabel 10.3 Benaming van de combinaties voor de drie versterkerschakelingen

In de benaming wordt het woord *gemeenschappelijke* wel eens vervangen door het woord *geaarde*. Strikt genomen is dit niet juist maar wel voor de hand liggend: in veel schakelingen is de gemeenschappelijke aansluiting verbonden met *massa* of *aarde*, maar dat is niet altijd zo. Waar bijv. wordt gesproken over een geaarde emitter schakeling wordt dus een gemeenschappelijke emitter schakeling bedoeld. We zullen nu de eigenschappen van de verschillende combinaties nader bezien. Daarbij zullen we enigszins een scheiding hanteren tussen FET en buis enerzijds en de transistor anderzijds.

Combinatie A: Gemeenschappelijke source/emitter/ kathode schakeling

Voor FET, buis en NPN-transistor is de schakeling te vinden in figuur 10.1-2.



Figuur 10.1-2 De gemeenschappelijke source/emitter/kathode schakeling.

Bij FET en buis is de ingangsweerstand zeer hoog, zolang gate en rooster een negatieve spanning hebben t.o.v. source, resp. kathode, want er vloeit dan geen gate- of roosterstroom. Zolang de invloed van drain-, resp. anodespanning op drain- of anodestroom te verwaarlozen is, is de uitgangsweerstand van de schakeling bij benadering gelijk aan de drain- resp. anodeweerstand R_d resp. R_a . De uitgang is dus op te vatten als een bron met een inwendige weerstand ter grootte van R_d resp. R_a . De spanningsversterking bij FET en buis is, bij benadering, gelijk aan de steilheid drain- of anodeweerstand, zoals we in de hoofdstukken over FET en buizen reeds zagen.

Bij transistoren liggen de zaken enigszins anders. Aan de uitgang is weinig verschil met FET en buis. Ook hier vinden we een collectorstroom die zich niet al te veel aantrekt van de collectorspanning en via een collectorweerstand bepalend is voor de collectorspanning. Ook hier is de uitgangsweerstand, bij benadering, gelijk aan de collectorweerstand R_c . Het verschil zit in de ingang (de basis). Deze maakt deel uit van de in doorlaatrichting geschakelde emitter-basisdiode. Daardoor vloeit er basisstroom (zie ook figuur 9.2-6 en 9.2-7). De basisstroom neemt aanzienlijk toe met stijgende U_{be} (figuur 9.2-6). De ingangsweerstand van de schakeling met een transistor is dus bij lange na niet zo hoog als die van een FET of buis. De verandering van de collectorstroom is β maal zo hoog als de verandering van de basisstroom.

Voorbeeld

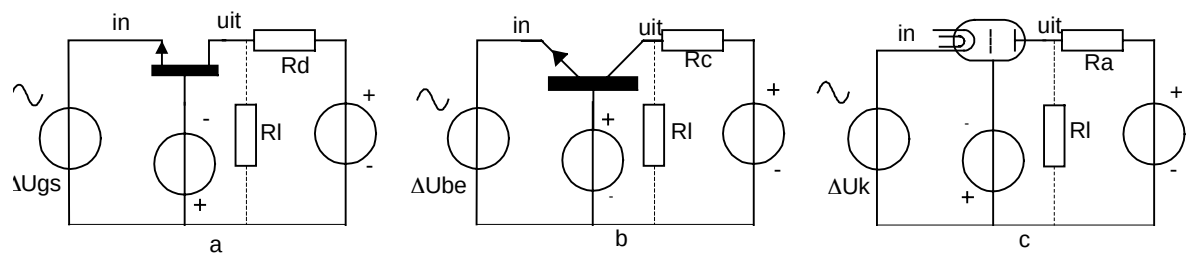
Stel dat bij een verandering van U_{be} met 1 mV de basisstroom I_b verandert met 10 μA ; $\beta = 100$. De ingangsweerstand is dan gelijk aan $\Delta U_{be}/\Delta I_b = 1/0,01 = 100 \Omega$. Dat is dus niet erg hoog. Anders ligt het met de steilheid. 1 mV verandering in U_{be} veroorzaakt een verandering van de collectorstroom met $\beta \cdot 10 \mu\text{A} = 1 \text{ mA}$, zodat de steilheid maar liefst $1 \text{ mA/mV} = 1000 \text{ mA/V}$ bedraagt. Bij een collectorweerstand van 1 k Ω zou dat een spanningsversterking van 1000 opleveren! In werkelijkheid is dit getal niet zo groot. Dat komt doordat een transistor meestal niet zo wordt ingesteld dat een zo hoge versterking optreedt, omdat dit onder andere stabiliteits- en vervormingsproblemen kan geven. Hier komen we in volgende hoofdstukken op terug.

Bovendien wordt de versterking beperkt als de volgende versterkertrap weer een transistor is. De oorzaak is het volgende: In ons voorbeeld zou de volgende transistor een belastingsweerstand vormen van slechts ca 100 Ω (de ingangsweerstand R_i). Deze vormt met R_c een extra belasting. De collector is verbonden met het knooppunt van R_c en R_i en ziet als belasting de parallelweerstand van R_c en R_i . Voor wie dit wat vreemd in de oren klinkt is achter in dit hoofdstuk een nadere toelichting opgenomen. De collector is in dit geval dus slechts met 90 Ω belast i.p.v. de gestelde 1000 Ω , waarmee de spanningsversterking tot het meer alledaagse getal van ca 90 . is teruggebracht. Over het probleem van de koppeling van versterkers zonder dat de collectorgelijkspanning, maar wel de wisselspanning, op de basis van de volgende transistor terechtkomt, hebben we het in volgende hoofdstukken.

Tenslotte is er nog een gemeenschappelijke eigenschap van de versterkerschakelingen van combinatie A: het uitgangssignaal is in tegenfase met het ingangssignaal. Kort samengevat zijn de eigenschappen van de gemeenschappelijke source-, emitter- en kathodeschakeling als volgt: Ingangsweerstand: hoog voor FET en buis, vrij laag voor de transistor; Spanningsversterking: hoog (ongeveer 5-200); Stroomversterking bij de transistor gelijk aan β ; Faseverschil: in- en uitgang verschillen 180° in fase.

Combinatie B: Gemeenschappelijke gate/basis/rooster schakeling

Bij deze schakeling worden gate, basis of rooster verbonden met een constante spanning (figuur 10.1-3). De signaalingang wordt gevormd door resp. source, emitter of kathode. De stroom door het versterkende element wordt bepaald door het spanningsverschil tussen ingang en gemeenschappelijke aansluiting. Die stroom passeert de ingang. Het ligt dan ook voor de hand dat de ingangsweerstand van deze schakeling niet erg hoog kan zijn. Deze is bij FET en buis gemakkelijk te bepalen uit de steilheid. Het maakt namelijk niets uit of het spanningsverschil tussen gate of rooster enerzijds en source of kathode anderzijds wordt veranderd door een spanningsverandering aan gate of rooster, dan wel aan source of kathode. Bij een steilheid van (bijvoorbeeld) 10 mA/V verandert de stroom door het element met 10 mA bij 1 V verandering van ingangsspanning. De ingangsweerstand is in dit geval dus 100 Ω . Algemeen: ingangsweerstand in $k\Omega$ is $1/S$ (S in mA/V). Bij transistoren ligt dat precies zo. Alleen spreken we daar niet over steilheid omdat de transistor eigenlijk een stroomversterker is. Bij de gemeenschappelijke emitterschakeling hebben we gezien dat er wel een soort steilheid bestaat die afhangt van β en de I_b - U_{be} karakteristiek. Deze was in ons voorbeeld erg hoog (1000 mA/V). Hij is echter sterk afhankelijk van de transistor eigenschappen.



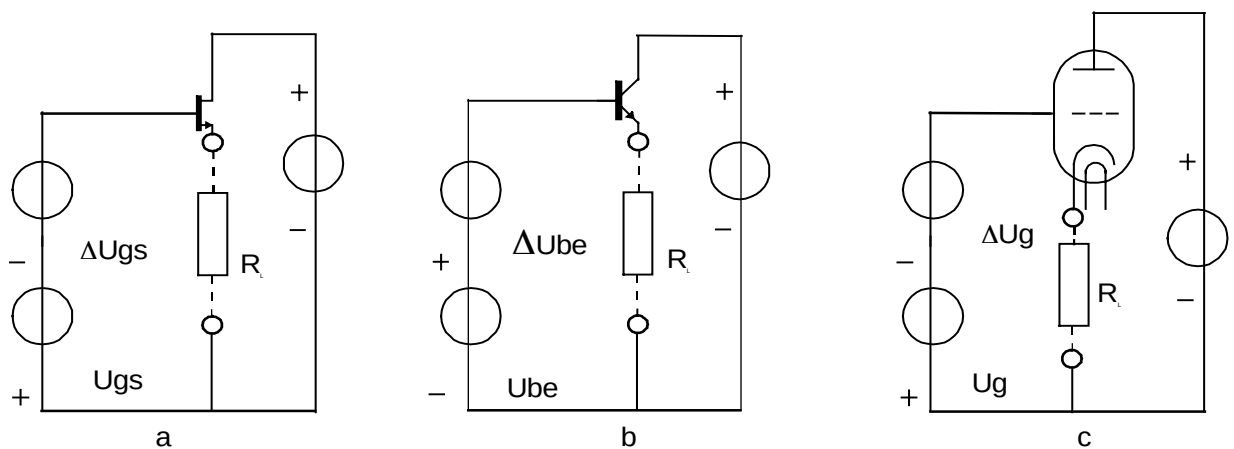
Figuur 10.1-3 De gemeenschappelijke gate/basis/rooster schakeling.

In de praktijk is de ingangsweerstand van de gemeenschappelijke basisschakeling meestal lager dan die van de gemeenschappelijke gate- of roosterschakeling. Om de gedachten te bepalen: in de grootte orde van 1-10 Ω . De uitgang van combinatie B heeft, zoals te verwachten is, dezelfde eigenschappen als die van combinatie A. Hij kan dus worden voorzien van een betrekkelijk hoge belastingsweerstand. Daarin zit dan ook de versterking. De stroomvariatie aan de uitgang is bij FET en buis gelijk aan die van de source resp. kathode. Bij de transistor zijn ze bijna aan elkaar gelijk vanwege de zeer kleine basisstroom. De spanningsverandering die aan de uitgang ontstaat onder invloed van de stroomverandering kan veel groter zijn dan aan de ingang zolang de belastingsweerstand maar voldoende hoog is. Bij deze schakeling zijn in- en uitgangsspanning in fase. We gaan dit na voor een N-kanaal FET. Als de source positiever wordt, wordt U_{gs} negatiever en daalt de drainstroom. Daar door vermindert de spanning over de drain weerstand en wordt de drainspanning positiever. Beredeneer dit zelf voor buis en transistor. Kort samengevat zijn de eigenschappen van de gemeenschappelijke gate-, basis- en roosterschakeling als volgt:

- ingangsweerstand: laag;
- spanningsversterking: vrij groot als bij de gemeenschappelijke source-, emitter- en kathodeschakeling;
- stroomversterking: 1 bij FET en buis, iets kleiner dan 1 bij de transistor;
- faseverschil: spanning aan in- en uitgang in fase.

Combinatie C: Gemeenschappelijke drain/collector/anode schakeling

De schakeling is gegeven in figuur 10.1-4. De drain resp. collector of anode is verbonden met de positieve voedingsspanning (bij een P-kanaal-FET en PNP-transistor uiteraard met de negatieve voedingsspanning). De signaalingang is gate, basis of stuurrooster; de signaaluitgang is source, emitter of kathode.



Figuur 10.1-4 De gemeenschappelijke drain/collector/anode schakeling.

De ingangsweerstand voor FET en buis is dan ook zeer hoog. Voor de transistor hangt deze af van de belastingsweerstand aan de uitgang (R_L in figuur 10.1-4) en van β . Dit laat zich als volgt verklaren. Een verandering in de basisstroom is $\beta + 1$ maal zo klein als de bijbehorende verandering van de emitterstroom. Een spanningsverandering op de basis is nagenoeg even groot als de spanningsverandering op de emitter, die er het gevolg van is (er is wel een spanningsverschil maar dat blijft bij benadering even groot). De verandering van de emitterstroom wordt bepaald door de verandering in emitterspanning en R_L . De verandering in basisstroom wordt daarmee eveneens bepaald door R_L , maar is bij eenzelfde spanningsverandering $\beta + 1$ maal (in de praktijk dus β maal) zo klein. De weerstand die op de basis gezien wordt is dus ongeveer β maal zo groot als R_L . Als R_L 1000 Ω is en β is 50, dan is de ingangsweerstand dus ongeveer 50.000 Ω . Dat is vrij hoog. De weerstand aan de uitgang is laag. Dit zal weinig verwondering wekken als men bedenkt dat dit bij de gemeenschappelijke gate-, basis- en roosterschakeling de laagohmige ingang was. De schakeling fungeert daarom bij FET en buis als een bron met een inwendige weerstand van $1/S$ k Ω en een (onbelaste) bronspanning, die de variaties van de ingangsspanning nauwkeurig volgt.

In een praktische schakeling is er altijd een belastingsweerstand R_L , zodat dan door de inwendige weerstand de spanningsvariatie kleiner zal zijn dan op de ingang. Bij de transistor is er een soortgelijke situatie. De inwendige weerstand van de bron is in theorie gelijk aan de weerstand die de basis ziet, gedeeld door $\beta + 1$ (in de praktijk β), vermeerderd met de weerstand die wordt veroorzaakt door het niet-ideale gedrag van de emitter-basis diode. Dit alles levert een lage waarde op. Doordat bij alle drie versterkende elementen de spanning op de uitgang die op de ingang volgt, spreekt men bij de FET over sourcevolger, bij de buis over kathodevolger en bij de transistor over emittervolger. In de praktijk zijn deze benamingen het meest bekend. Samengevat zijn de eigenschappen:

- Ingangsweerstand: hoog;
- Spanningsversterking: iets minder dan 1;
- Stroomversterking: zeer groot bij FET en buis, $\beta + 1$ bij de transistor;
- Faseverschil: in- en uitgangssignaal zijn in fase.

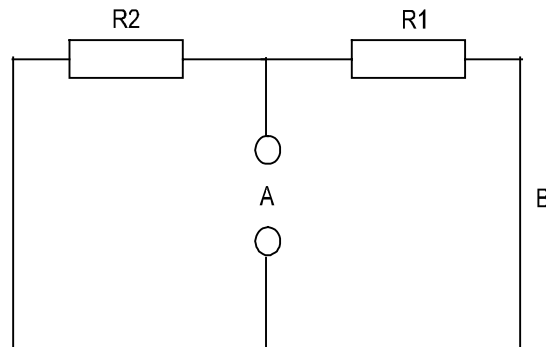
Van de drie basisschakelingen zijn de eigenschappen in tabel 10.4 samengevat:

Element	Fet	Buis	Transistor
gemeenschappelijke	source	kathode	emitter
ingang	gate	rooster	basis
uitgang	drain	anode	collector
ingangsweerstand	hoog	hoog	vrij laag
uitgangsweerstand	hoog	hoog	hoog
spanningsversterking	hoog	hoog	hoog
stroomversterking			β
in/uit faseverschil	180°	180°	180°
gemeenschappelijke	gate	rooster	basis
ingang	source	kathode	emitter
uitgang	drain	anode	collector
ingangsweerstand	laag	laag	laag
uitgangsweerstand	hoog	hoog	hoog
spanningsversterking	hoog	hoog	hoog
stroomversterking	1	1	vrijwel 1
in/uit faseverschil	0°	0°	0°
gemeenschappelijke	drain	anode	collector
ingang	gate	rooster	basis
uitgang	source	kathode	emitter
ingangsweerstand	hoog	hoog	hoog
uitgangsweerstand	laag	laag	laag
spanningsversterking	<1	<1	<1
stroomversterking	b		β
in/uit faseverschil	0°	0°	0°

Tabel 10.4 Eigenschappen van de drie basisschakelingen

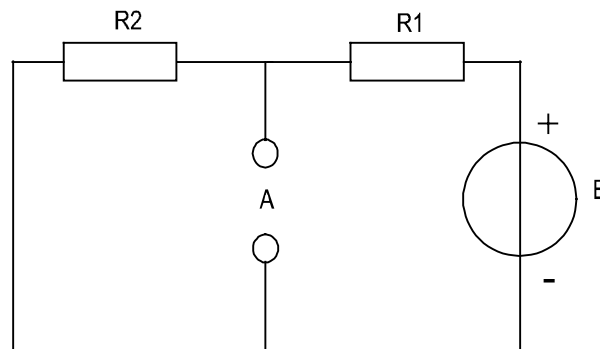
Belastingsweerstand

Het bepalen van de totale belastingsweerstand van drain, collector of anode. We beschouwen figuur 10.1-5. De weerstanden R_1 en R_2 staan in serie geschakeld en vormen zo een spanningsdeler. Gezien vanuit punt A staan beide weerstanden echter parallel. Punt A is het knooppunt van de spanningsdeler.



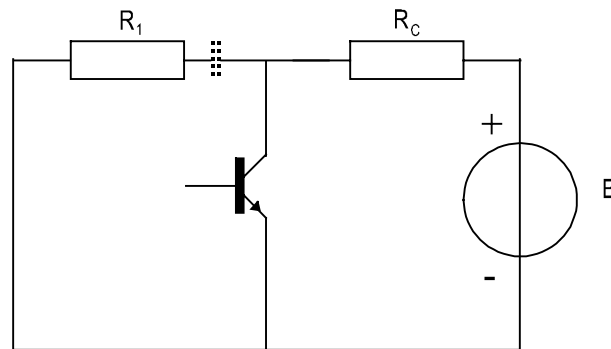
Figuur 10.1-5

We plaatsen nu een spanningsbron B op de al met een B aangegeven plaats. Daarmee ontstaat de volgende figuur (10.1-6). Bron B heeft zelf geen weerstand.



Figuur 10.1-6

De weerstandssituatie verandert dus niet. De weerstand op punt A is daarom nog steeds de parallelwaarde van R_1 en R_2 . Wel verandert de spanning op punt A. We zien vanuit A een niet-ideale bron met een spanning gelijk aan de onbelaste spanning op het knooppunt van de spanningsdeler en een inwendige weerstand die gelijk is aan de parallelweerstand van R_1 en R_2 . Dit geldt voor alle spanningsdelers met twee weerstanden en een bron. Andere spanningsdelers zijn vrijwel steeds hiertoe te herleiden. Als B 10 V levert en R_1 en R_2 zijn elk 1000 Ω , dan zien we op punt A een bron van 5 V met een inwendige weerstand van 500 Ω . De bronspanning is in dit verband niet zo belangrijk, de weerstand wel. Als we op punt A nu een versterkende element tekenen (in dit geval een transistor, maar voor een FET of buis gaat het verhaal ook op) ontstaat figuur 10.1-7.



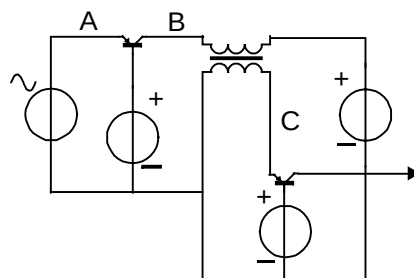
Figuur 10.1-7

De bron is nu de voedingsspanning. R_1 wordt de collectorweerstand R_C en R_2 wordt de belastingsweerstand R_L . De totale belasting is de parallelwaarde van R_C en R_L . Meestal is R_L alleen voor wisselstroom gekoppeld door tussenschakeling van een condensator. In dit laatste geval is alleen voor wisselstroom de belastingsimpedantie (vrijwel) de parallelwaarde van R_C en R_L . Voor gelijkstroom is dat alleen R_C . Dit is nodig om de collectorspanning niet te ver te laten dalen. De reactantie van C moet vanzelfsprekend voor de te versterken frequenties veel lager zijn dan R_L . De belastingsweerstand is bij FET's en buizen van veel minder belang, omdat de ingangswaerstand van de volgende trap aanzienlijk hoger is dan de drain/anode weerstand.

Opgaven

1. Een emittervolger met een β van 100 wordt aan de uitgang belast met een weerstand van 1000 Ohm. Hoe hoog is ongeveer de ingangswaerstand?
2. Een penthode in gemeenschappelijke kathodeschakeling heeft een steilheid van 3 mA/V en een anodeweerstand van 10000 Ohm. Hoeveel bedraagt de spanningsversterking?
3. Welke bewering is juist: Een sourcevolger heeft
 - a) een stroomversterking van minder dan 1
 - b) een spanningsversterking van minder dan 1
 - c) een lage ingangswaerstand
 - d) een hoge uitgangswaerstand
4. De uitgang van een gemeenschappelijke basisschakeling wordt via een impedantietransformator gekoppeld met de ingang van een soortgelijke schakeling. De ingangswaerstand van beide schakelingen bedraagt 10 Ohm. Op de primaire van de trafo ziet de collector 1000 Ohm. De basisstroom van de transistoren is verwaarloosbaar klein.
 - a) hoe groot is de wisselspanningsversterking van punt A naar punt B?
 - b) hoe groot is de wisselstroomversterking van punt A naar punt B?
 - c) hoe groot is de wisselspanningsversterking van punt A naar punt C?
 - d) hoe groot is de wisselstroomversterking van punt A naar punt C?

- e) hoe groot is de vermogensversterking voor wisselstroom van de eerste transistor?
- f) de primaire van de trafo heeft 200 windingen. Hoeveel heeft de secundaire?



Figuur 10.1-8

10.2 Instelling van versterkende elementen, belastingslijnen

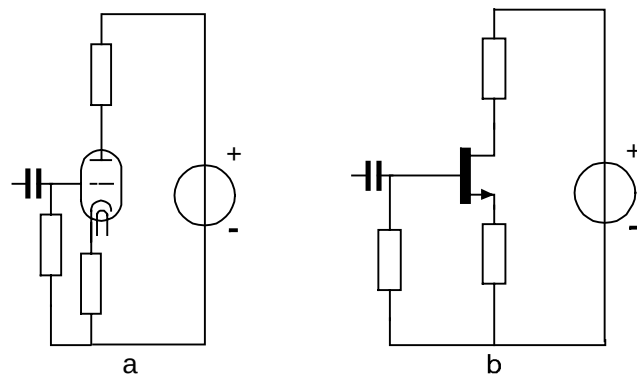
Inleiding

In het hoofdstuk over de basisschakelingen hebben we in de schema's steeds gewerkt met spanningsbronnen om de verschillende aansluitingen de juiste (gelijk)spanning te geven. In een praktische schakeling is het echter ondoenlijk om op allerlei plaatsen spanningsbronnen in te bouwen. In de praktijk worden dan ook andere middelen gebruikt om versterkende elementen op de diverse aansluitingen van de juiste gelijkspanningen te voorzien, of, beter gezegd: van de juiste spanningsverschillen tussen de aansluitingen. Bij voorkeur maken we een schakeling zo dat er nog maar één spanningsbron overblijft: de voedingsspanning. Een versterkertrap krijgt dan twee spanningen toegevoerd: een signaalspanning (vrijwel steeds een wisselspanning) en een voedingsspanning (een gelijkspanning). De overige (hulp)spanningen worden in de trap zelf gerealiseerd door ze op de een of andere manier af te leiden van de voedingsspanning. We zullen in dit hoofdstuk enkele hierbij gebruikelijke schakelingen behandelen. Daarbij maken we een onderscheid tussen FET en buis enerzijds en transistor anderzijds.

Buis en FET

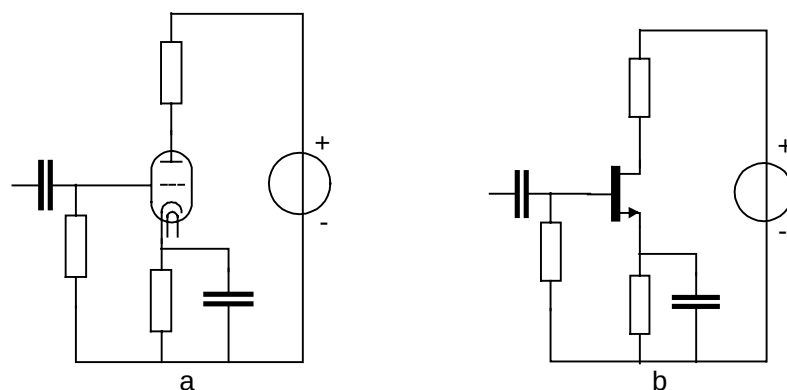
Voor de FET gaan we uit van het N-kanaals type. Voor de P-kanaals FET geldt echter hetzelfde verhaal onder omkering van de polariteit van de voedingsspanning. FET en buis worden ingesteld in een z.g. werkpunt, d.w.z. dat er zonder signaal een vast spanningsverschil is tussen gate resp. stuurrooster enerzijds en source resp. kathode anderzijds, waardoor er een drain- resp. anodestroom loopt van de gewenste grootte. De meest gangbare manier om dat te bereiken is het opnemen van een weerstand in de source- resp. kathodeleiding. De grootte van deze weerstand ligt meestal beneden de 1000 Ohm. Tegelijkertijd worden gate resp. rooster door middel van een hoge weerstand (ongeveer 100 k Ω tot 1 M Ω) verbonden met 0 V (figuur 10.2-1). Omdat door deze weerstand geen stroom loopt, is de gate- resp. roosterspanning eveneens 0 V. Als gevolg van het spanningsverschil over de

source- resp. kathodeweerstand zijn source en kathode positief ten opzichte van 0 V, zodat gate en rooster negatief zijn ten opzichte van source resp. kathode.



Figuur 10.2-1 Instelling van buis en FET.

Hiermee zijn buis en FET ingesteld zonder dat er buiten de voedingsspanning een spanningsbron aan te pas is gekomen. Wel wordt op deze manier de steilheid verminderd, waardoor ook de versterking wordt verkleind. Immers, een hogere (meer positieve) rooster- of gatespanning vergroot de stroom door het element, waardoor de spanningsval over de kathode- en sourceweerstand toeneemt. Als gevolg daarvan stijgen de kathode- en sourcespanning (verg. de kathode- en sourcevolger), waardoor de verandering van het spanningsverschil tussen rooster of gate en kathode of source wordt tegengewerkt. Voor wisselspanning is dit effect op eenvoudige wijze teniet te doen door parallel aan source- of kathodeweerstand een condensator van voldoende grote capaciteit te schakelen (figuur 10.2-2).



Figuur 10.2-2 Ontkoppel condensator in kathode/source leiding.

De condensator vormt dan een kortsluiting voor de wisselspanning, zodat de weerstand alleen voor de gelijkstroominstelling van het element van belang is. Dit kortsluiten voor wisselspanning noemt men ook wel ontkoppelen.

De transistor

Voor de transistor zijn de methoden van instelling enigszins anders dan voor buis en FET. Een transistor werkt alleen als er basisstroom loopt. Dat

gebeurt alleen als de basis-emitterdiode geleidt. In figuur 10.2-3 loopt de basisstroom door de weerstand R_b . De grootte van de basisstroom hangt af van de grootte van R_b , de voedingsspanning en de basis-emitterspanning. De collectorstroom wordt bepaald door de basisstroom en β . De collectorspanning wordt weer bepaald door de collectorweerstand R_c , de voedingsspanning U en de collectorstroom I_c . Dat lijkt misschien nogal ingewikkeld. Het valt echter wel mee als we ons voor het berekenen van de schakeling houden aan het volgende rekenschema:

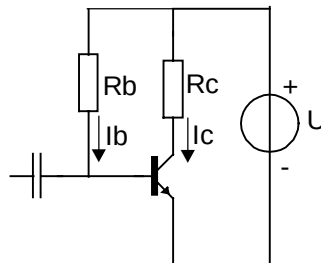
1. Bereken de basisstroom I_b volgens $I_b = (U - 0,6)/R_b$ (voor een silicium transistor) of volgens $I_b = (U - 0,2)/R_b$ voor een germanium transistor).
2. De collectorstroom I_c is $\beta \cdot I_b$.
3. De collectorspanning is U verminderd met de spanning over R_c , dus

$$U_c = U - I_c R_c.$$

Als we stap 2 in stap 3 inbouwen, geldt:

$$U_c = U - \beta \cdot I_b \cdot R_c$$

In een praktische schakeling met een collectorweerstand zetten we U_c bij voorkeur op ongeveer de halve voedingsspanning. De transistor kan dan de grootst mogelijke wisselspanning verwerken zonder overmatige vervorming (waarom?). We hebben gezien dat de collectorspanning o.a. afhangt van β . Dat is vaak niet zo gewenst. De reden is dat β ook voor transistoren van een en hetzelfde type nogal kan verschillen.



Figuur 10.2-3 Transistor schakeling met een enkele instelweerstand aan de basis.

Dat betekent dat elke schakeling volgens figuur 10.2-3 een andere R_b nodig heeft en dat de schakeling bij eventueel vervangen van de transistor opnieuw moet worden ingesteld. Daarom wordt meestal de schakeling van figuur 10.2-4 toegepast. In dit geval wordt een basisspanning verzorgd door de spanningsdeler die wordt gevormd door R_1 en R_2 . Er is nu een emitterweerstand nodig (R_4) om bij de aangelegde basisspanning de emitterstroom binnen de perken te houden. Als namelijk de basisspanning iets boven de normale voorwaartse spanning van de emitter/basis-diode ligt, loopt er zonder R_4 een zeer grote collectorstroom die slecht is voor de levensduur van onze transistor. Als gevolg van de emitterweerstand gaat de transistor in zijn gedrag een klein beetje op een FET lijken: de ingangsweerstand op de basis is vrij hoog, namelijk $R_i = h_{fe} \times R_4$; vergelijk

de emittervolger. De basis ziet verder de parallelweerstand van R_1 en R_2 . Om een goede spanningsinstelling te verkrijgen moet deze laatste aanmerkelijk lager zijn dan $R_i = h_{fe} \times R_4$. Men mag ook zeggen dat de basisstroom klein moet zijn in vergelijking met de totale stroom door R_1 en R_2 (dat komt op hetzelfde neer). In dat geval heeft vervanging van de transistor met een wat afwijkende h_{fe} geen al te grote invloed op het geheel. De berekening van de schakeling verloopt, als aan genoemde eis is voldaan, betrekkelijk eenvoudig:

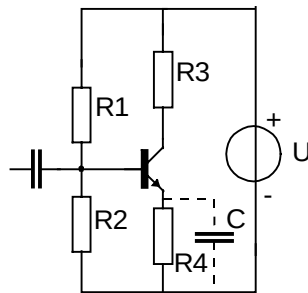
1. Bereken de spanning U_b op het knooppunt van de spanningsdelers:

$$U_b = U \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

2. De spanning U_e over de emitterweerstand is $U_b - 0,6 \text{ V}$ (of $U_b - 0,2 \text{ V}$ voor een Ge-transistor). De stroom I_e door de emitterweerstand R_4 bedraagt U_e/R_4 ampère.
3. De collectorstroom is bij voldoende hoge h_{fe} vrijwel gelijk aan de emitterstroom, zodat

$$U_c = U - I_e \cdot R_3$$

R_4 kan desgewenst weer worden ontkoppeld voor wisselstroom met behulp van een condensator van voldoende capaciteit. Bij het ontwerpen van een versterker moet men er dan wel rekening mee houden dat de ingangsimpedantie op de basis voor de te versterken wisselspanning een stuk lager kan worden (waarom?).



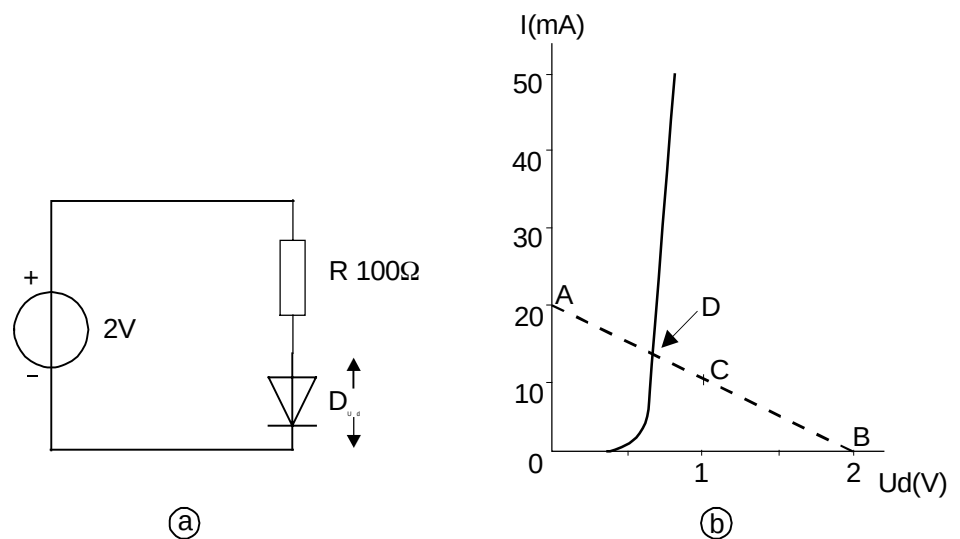
Figuur 10.2-4. Transistor schakeling met een spanningsdelers als instelling aan de basis.

Belastingslijnen

Het bepalen van drain-, anode- en collectorspanningen kan op eenvoudige wijze geschieden met behulp van de drain-, anode- of collector-karakteristieken en een zogenaamde belastingslijn. Voor het meest eenvoudige geval bezien we de schakeling van figuur 10.2-5a: Een spanningsbron in serie met een weerstand R en een diode D . Gevraagd: de spanning U_d over en de stroom I door de diode. Oplossing: de getrokken kromme lijn in figuur 10.2-5b stelt de doorlaatkarakteristiek van de diode D

voor. Elk punt op de kromme lijn levert een mogelijke combinatie van stroom door en spanning over de diode.

We kunnen nog een tweede lijn trekken die wordt bepaald door R en de bronspanning. Deze lijn geeft alle mogelijke spanningen over de diode met de bijbehorende stroom door de schakeling (en dus ook door de diode). Stel dat de spanning over de diode 1 V is. Er blijft dan 1 V voor de weerstand over, want de bronspanning is 2 V. De stroom bij een weerstand van 100 Ohm bedraagt dan 10 mA. Bij 1 V over de diode loopt er dus een stroom van 10 mA. Dit is het punt C in figuur 10.2-5b. Als er in het geheel geen spanning over de diode zou staan (dat is natuurlijk een zuiver theoretisch geval), dan blijft er 2 V over voor de weerstand en bedraagt de stroom 20 mA. $U_d = 0$ V levert dus een stroom van 20 mA. Dit is punt A in figuur 10.2-5b.

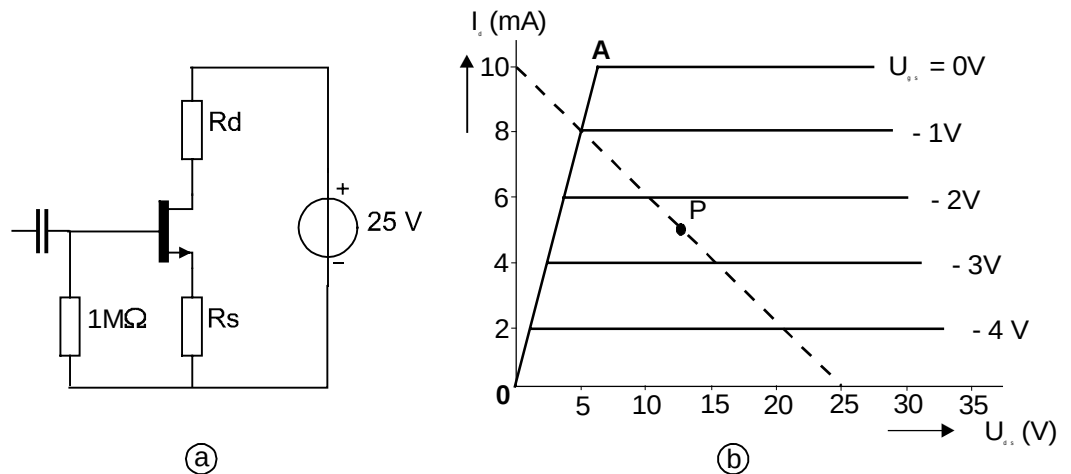


Figuur 10.2-5 Belastingslijn van diode met weerstand

Als nu de diodespanning precies 2 V zou zijn, blijft er 0 V over voor de weerstand en is de stroom 0 mA. Dit is punt B in figuur 10.2-5b. De punten A, B en C liggen op een rechte lijn, de stippellijn in figuur 10.2-5b. Deze lijn geeft alle mogelijke stroom-spanningcombinaties bij een bronspanning van 2 V en een weerstand van 100 Ohm. Deze lijn heet een belastingslijn. Het gezochte punt (stroom-spanningcombinatie over de diode) moet op de belastingslijn liggen. We zagen eerder dat het óók op de kromme van de diodekarakteristiek moet liggen. Er is maar één punt dat daaraan voldoet. Dat is het snijpunt van beide lijnen, in figuur 10.2-5b aangegeven als punt D. We lezen daaruit af dat de spanning U_d ongeveer 0,75 V moet bedragen en de stroom ca 12,5 mA.

Bij elke weerstand en spanning hoort een andere belastingslijn. De bronspanning is af te lezen op het punt waar de belastingslijn de (horizontale) spanningsas snijdt (punt B). De grootte van de weerstand is te bepalen met behulp van de spanning op punt B en de stroom op het snijpunt met de stroom-as (punt A). Belastingslijn en doorlaatkarakteristiek samen vertellen daarmee alle belangrijke eigenschappen van de schakeling waar ze

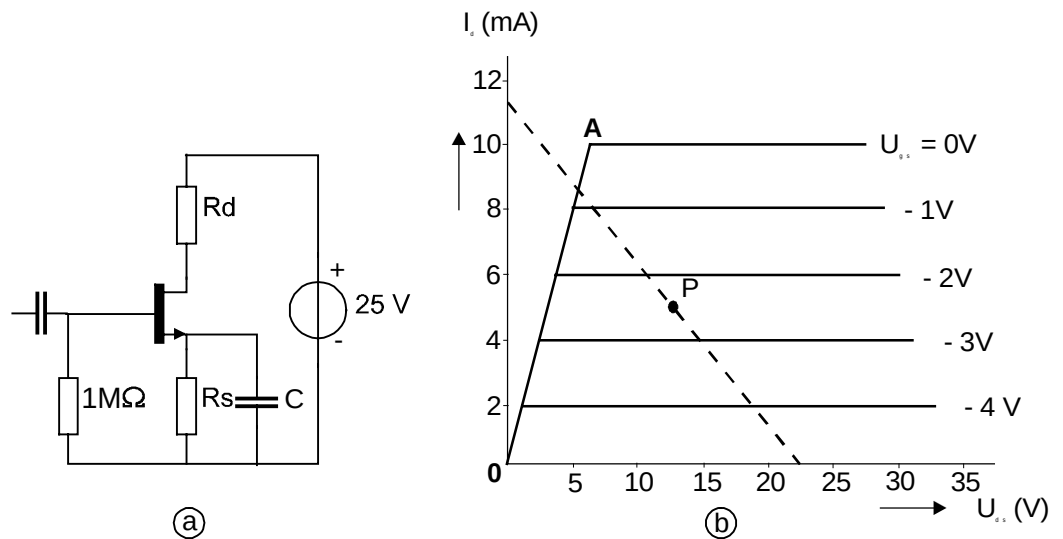
bij horen. Een andere belangrijkere toepassing van de belastingslijn ligt in schakelingen met FET's, buizen en transistoren. Het verschil met de schakeling van figuur 10.2-5 is dat de belastingslijn niet een enkele karakteristiek snijdt, maar een karakteristiekenbundel.



Figuur 10.2-6 Belastingslijn van een N-FET versterker

In figuur 10.2-6a staat een versterkerschakeling met N-kanaal FET getekend, in figuur 10.2-6b een bijbehorende geschematiseerde I_d/U_{ds} karakteristiekenbundel met belastingslijn. Voor elke U_{gs} is er een ander snijpunt; in de figuur staan er maar enkele. Het getekende punt P is er een van (hoewel P niet op een van de getekende lijnen ligt). Als de FET zo staat ingesteld dat de situatie wordt weergegeven door het punt P, noemen we P het werkpunt. Uit figuur 10.2-6b valt nu het een en ander af te leiden omtrent de schakeling. R_s volgt uit de ligging van P: U_{gs} is $2,5\text{ V}$ bij een I_d van 5 mA . De drainstroom is gelijk aan sourcestroom; de spanning over R_s bedraagt $2,5\text{ V}$. R_s moet dan $2,5/0,005$ is 500 Ohm bedragen. U_{ds} volgt uit de ligging van P en bedraagt $12,5\text{ V}$.

Meestal ligt het werkpunt ongeveer midden op de belastingslijn. Dat komt doordat bij aansturing met een wisselspanning de instelling heen en weer gaat langs de belastingslijn in het ritme van de stuurspanning. Het element kan de grootste wisselspanning verwerken als P naar beide kanten ongeveer even ver kan uitwijken (er zijn schakelingen waarbij men daarvan bewust afwijkt, maar die zijn nu nog niet aan de orde). Eigenlijk kan P niet links van de lijn 0A komen (waarom niet?). Voor een ideale instelling moet P dan ook eigenlijk in de figuur iets verder naar rechts op de belastingslijn liggen: halverwege het snijpunt van de belastingslijn met de lijn 0A en het snijpunt met de as van U_{ds} .



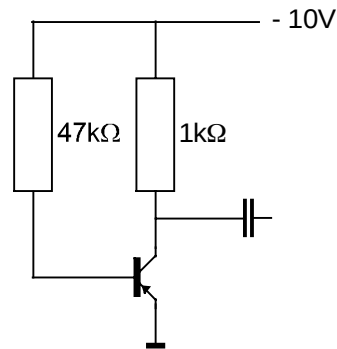
Figuur 10.2-7 Belastinglijn van een N-FET versterker met ontkoppelde source weerstand

Figuur 10.2-7 toont dezelfde schakeling als figuur 10.2-6, echter met een ontkoppelde sourceweerstand. De ontkoppeling (voor wisselspanning) heeft gevolgen voor de ligging van de belastinglijn, althans voor wisselspanningen waarvan de frequentie hoog genoeg is om een lage reactantie van C te bewerkstelligen. Bij voldoende lage reactantie van C is het punt van constante spanning voor de FET niet de '+' aansluiting van de voedingsspanning, maar de source. Deze krijgt namelijk niet de tijd om merkbaar van spanning te veranderen. Het gevolg is dat over de FET niet 25 V kan komen te staan (althans in theorie), maar slechts 22,5 V (25 V voedingsspanning verminderd met 2,5 V sourcespanning). De spanning over R_d kan daardoor theoretisch maximaal 22,5 V worden, zodat I_d niet hoger kan worden dan 9 mA (bij een R_d van 2500 Ohm). Door dit alles gaat de belastinglijn iets steiler lopen, immers: het punt P blijft op zijn plaats (is gemeenschappelijk voor DC en AC) en het beginpunt op de U_{ds} -lijn ligt bij een wat lagere spanning (22,5 i.p.v. 25 V). Dat dit verschil (2,5 V) overeenkomt met U_{gs} (-2,5 V) is geen toeval; doordat de gate stroomloos is en er over R_g dus geen spanning valt, is de grootte van U_{gs} is gelijk aan de spanningsval over R_s .

Voor buis en transistor verloopt het bepalen en interpreteren van een belastinglijn precies zoals bij de FET, zolang we bij de transistor de basisstroom mogen verwaarlozen. Vandaar dat buis en transistor hier niet verder aan de orde komen.

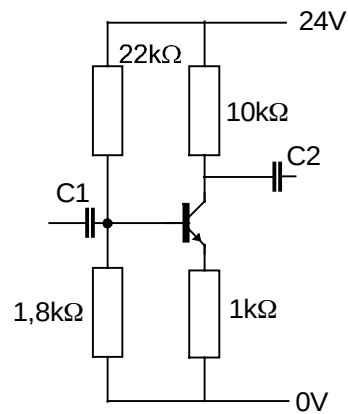
Opgaven

1. Bereken de collectorspanning bij de hieronder afgebeelde schakeling. De transistor is een Si-PNP type, met een basis-emitterspanning van 0,6 V. $\beta = 25$.



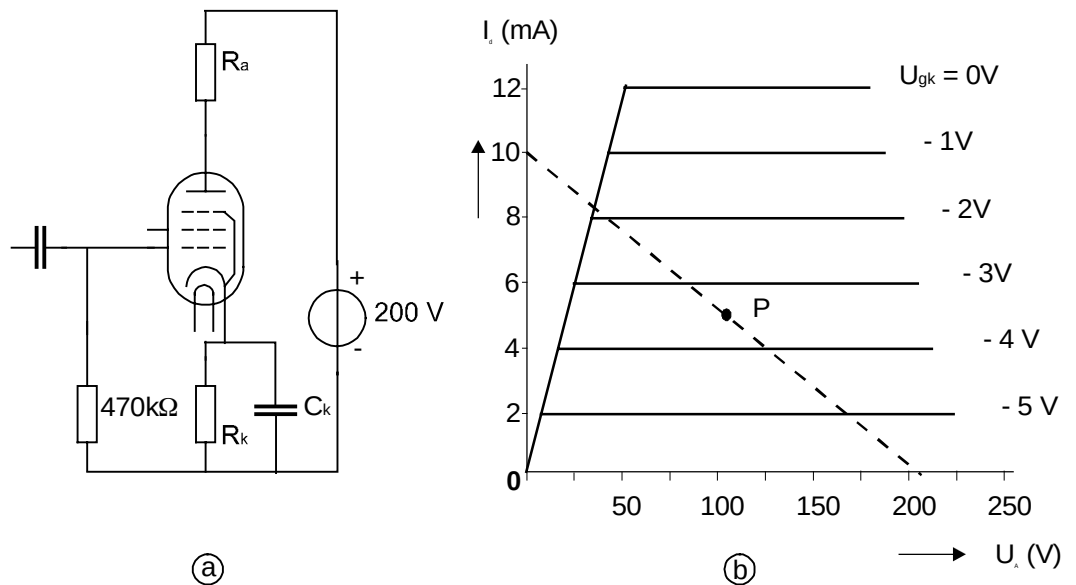
Figuur 10.2-8

2. In de hieronder afgebeelde transistorschakeling is de transistor een Si-NPN type met een basis-emitterspanning (U_{be}) van ongeveer 0,6 Volt en een stroomversterking β van 100. De stroom door de spanningsdeler R_1 en R_2 is groot vergeleken met de basisstroom. Bereken (ongeveer):



Figuur 10.2-9

- de basisspanning
- de emitterspanning
- de collectorspanning
- de wisselspanningsversterking (basis is ingang, collector is uitgang)
- de ingangsweerstand van de totale schakeling (verwaarloos de reactantie van C_1). Welke weerstand is het meest bepalend voor de uitkomst?



Figuur 10.2-10

3. In figuur 10.2-10 is een gedeelte van een versterkerschakeling met penthode afgebeeld, met daarnaast een bundel I_a/U_a karakteristieken met een belastingslijn. De buis staat ingesteld in het werkpunt P.

- Hoe groot is de steilheid van de buis?
- is de belastingslijn zoals die is getekend een wisselspannings- of een gelijkspanningsbelastingslijn?
- Bepaal de grootte van de anodeweerstand.
- Bepaal de grootte van de kathodeweerstand.
- Hoeveel bedraagt zonder signaal de anodespanning?
- Zou met behulp van de gegevens de spanningsversterking van de schakeling enigszins nauwkeurig te bepalen zijn? Verklaar uw antwoord.

10.3 Koppeling van versterkers

Inleiding

In de meeste schakelingen is het niet mogelijk voldoende versterking te verkrijgen met een enkele versterkertrap. Er moeten dan meerdere versterkertrappen achter elkaar worden gezet.

Koppelingen

De te versterken wisselspanning moet van de ene trap naar de volgende worden overgebracht zonder dat de trappen elkaars gelijkstroominstelling beïnvloeden. De trappen moeten dus voor gelijkspanning worden gescheiden en voor de wisselspanning of -stroom worden gekoppeld. Tegelijkertijd moeten de versterkertrappen van gelijkstroom worden voorzien voor hun voeding, anders werken ze niet. Het versterkte signaal moet daarbij zo weinig mogelijk weglekken naar de voeding en zoveel mogelijk worden doorgegeven naar de volgende trap. Dit probleem kan worden opgelost met

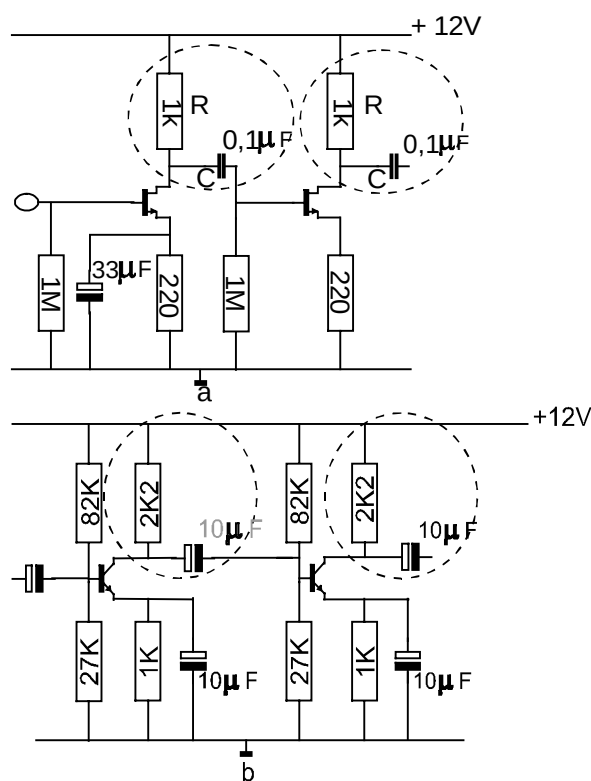
behulp van verschillende koppelingsschakelingen. We kennen een drietal soorten:

- weerstandskoppeling
- smoorspoelkoppeling
- transformatorkoppeling

We zullen alle drie in dit hoofdstuk bespreken. Ze kunnen alle worden toegepast in schakelingen met buizen, FET's of transistoren.

Weerstandskoppeling

Het element wordt gevoed via een weerstand R. Koppeling met de volgende versterktrap gaat via de condensator C. Deze laat geen gelijkstroom door, maar vormt voor wisselstroom wel een verbinding. In figuur 10.3-1a is een schakeling met FET getekend, in figuur 10.3-1b een met een NPN-transistor. In voorgaande hoofdstukken hebben we met deze manier van koppelen eigenlijk al kennis gemaakt.



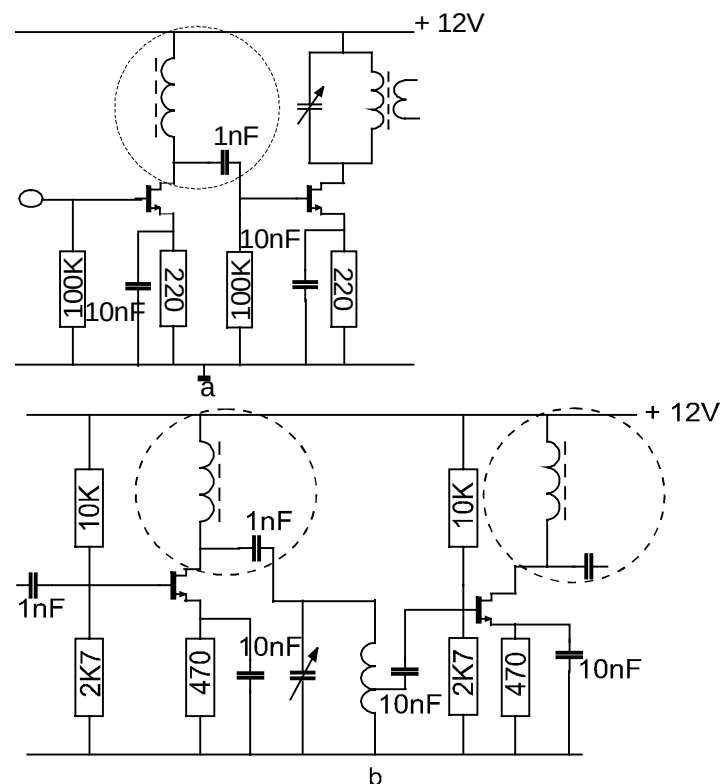
Figuur 10.3-1 Voorbeeld schakeling met koppelcondensatoren tussen de versterkertrappen.

De condensator moet voor het door te laten frequentiegebied een voldoende lage reactantie hebben. Daarom zijn in laagfrequent (LF) versterkers de condensatorwaarden meestal vele malen groter dan in hoogfrequent (HF) versterkers. Ook is er verschil in capaciteitswaarde tussen koppelcondensatoren in FET- of buisschakelingen en in transistor-schakelingen. Dat komt door het verschil in ingangsimpedantie tussen transistor-schakelingen en FET- of buisschakelingen (we spreken bij versterkers meestal niet over ingangswaarde maar over ingangsimpedantie, omdat er

haast altijd wel ergens een capaciteit of zelfinductie aan te pas komt). Voor de te versterken frequenties moet de reactantie van C lager zijn dan de ingangsimpedantie van de volgende versterkertrap (en lager dan de uitgangsimpedantie van de trap waar het signaal uit komt). Anders treedt verzwakking van het signaal op, terwijl we dat signaal juist willen versterken. Omdat in transistorversterkers de ingangsimpedantie meestal lager is dan in versterkers met FET's of buizen, hebben de koppel condensatoren in transistorschakelingen meestal een grotere capaciteit.

Smoorspoelkoppeling

In plaats van de weerstand R in figuur 10.3-1 is nu een smoorspoel L opgenomen (figuur 10.3-2). De voedingsgelijkstroom ondervindt zo praktisch geen verliezen; op de drain (figuur 10.3-2a), collector (figuur 10.3-2b) of anode (niet afgebeeld) staat een spanning die praktisch even groot is als de spanning aan het andere eind van L (de voedingsspanning).

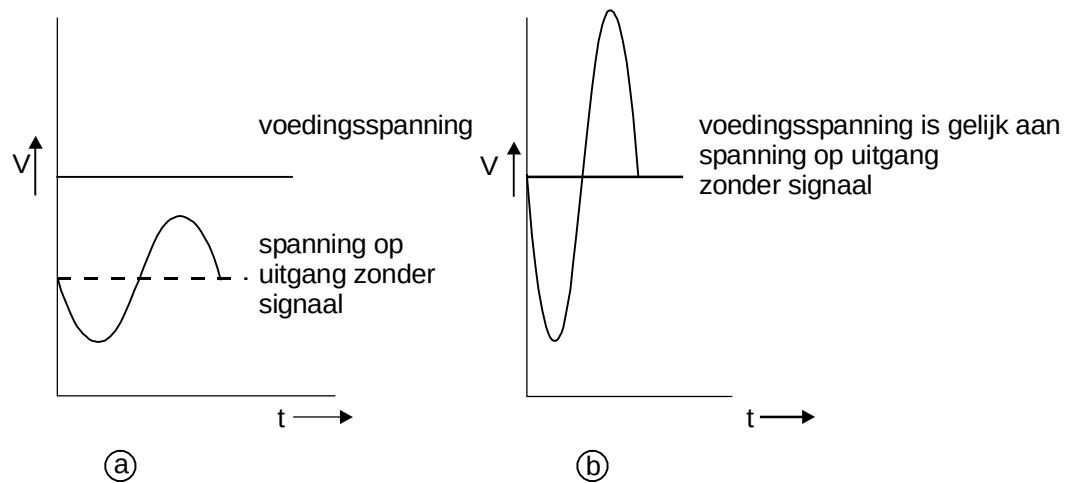


Figuur 10.3-2 Voorbeelden van smoorspoelkoppeling.

Doordat de reactantie van L groot gemaakt kan worden, zonder dat dit noemenswaard van invloed is op de spanning op drain, collector of anode, kan bij smoorspoelkoppeling een hogere versterking worden bereikt dan bij weerstandkoppeling. Bovendien kunnen grotere signalen worden afgegeven als gevolg van:

- de hogere spanning op drain, collector of anode;

- het feit dat de spanning op de uitgang (theoretisch) kan uitslingeren tot 2 maal de voedingsspanning, omdat we te maken hebben met een smoorspoel (zie figuur 10.3-3). Bij een weerstand is dat niet mogelijk.



Figuur 10.3-3 Verschil in uitgangssignaal bij weerstand resp. smoorspoel koppeling.

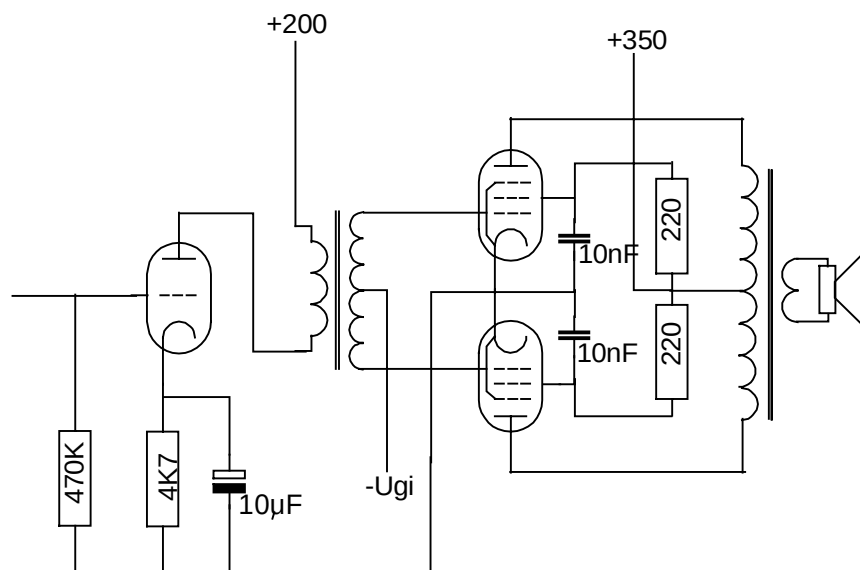
Smoorspoelkoppeling wordt voornamelijk in HF schakelingen toegepast. In LF schakelingen wordt deze methode weinig (meer) gebruikt omdat

- de smoorspoel een zodanige zelfinductie moet bezitten dat deze onhandig groot en duur wordt
- de reactantie toeneemt met de frequentie, waardoor de versterking ook frequentieafhankelijk wordt.

In LF schakelingen moeten over een relatief groot gebied alle frequenties evenveel worden versterkt. In HF schakelingen gaat het meestal om een relatief klein gebied.

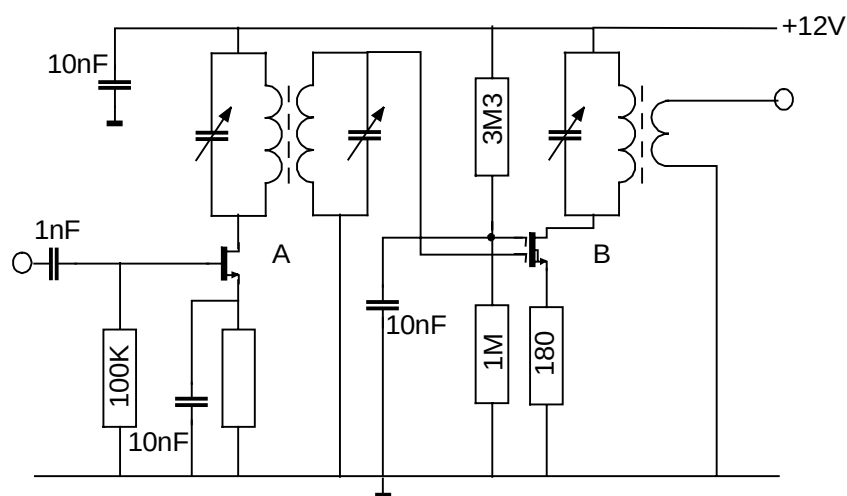
Transformatorkoppeling

Bij transformatorkoppeling wordt het uitgangssignaal van een versterktrap toegevoerd aan de primaire van een transformator en wordt de ingang van de volgende trap aangestuurd door de secundaire. Transformatorkoppeling werd vroeger wel voor LF toegepast in balansversterkers voor grote vermogens (figuur 10.3-4) met buizen.



Figuur 10.3-4 Impedantie aanpassing aan de uitgang met een trafo.

Om uiteenlopende redenen (eigenschappen van transistoren, afmetingen, gewicht en kosten van een koppeltrafo) is transformatorkoppeling in moderne LF versterkers nogal in onbruik geraakt. In HF versterkers is transformatorkoppeling vrij gebruikelijk.



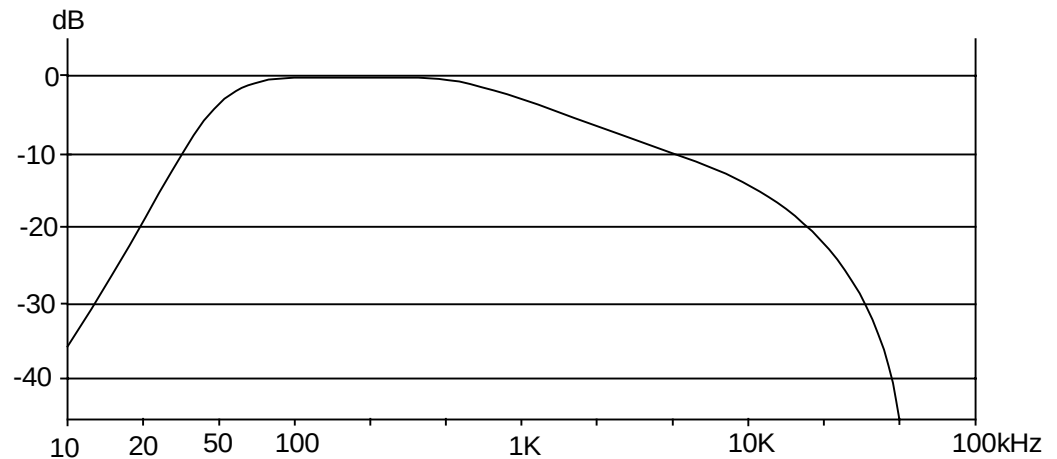
Figuur 10.3-5 Trafo koppeling.

De trafo is dan vaak uitgevoerd als inductief gekoppeld bandfilter (figuur 10.3-5A), maar kan ook zijn uitgevoerd als een enkele afgestemde kring met een (niet afgestemde) koppelwikkeling (figuur 10.3-5B). In al deze gevallen is de schakeling bedoeld voor een beperkt frequentiegebied. Vooral in zenderschakelingen wordt ook gebruik gemaakt van niet afgestemde transformatorkoppeling.

Doorlaatkarakteristieken

Onder andere als gevolg van koppeling met capacitieve en inductieve elementen zal de versterking van een schakeling niet voor iedere frequentie

dezelfde zijn. Soms is dat de bedoeling, bijv. in schakelingen met een of meer afgestemde kringen. Soms moet een breed frequentiegebied gelijkmatig worden versterkt. De afhankelijkheid van frequenties in een versterkerschakeling wordt weergegeven in een zogenaamde frequentie karakteristiek. Dit is een grafiek met op de horizontale as de frequentie en op de verticale as de versterking, meestal uitgedrukt in dB. Vaak wordt de hoogste versterking met 0 dB weergegeven. Een voorbeeld staat in figuur 10.3-6. Merk op dat de frequentie-as logaritmisch is. (Wat is daarvan het gevolg?)



Figuur 10.3-6 Voorbeeld van een frequentie karakteristiek als gevolg van de transformator koppeling.

Opgaven

1. Welke koppeling wordt bij voorkeur in LF-versterkers toegepast en waarom?
2. Waarom komt men in schema's van LF-versterkers met transistoren vaak elco's als koppelcondensator tegen en in versterkers met FET's of buizen zelden?
3. Teken de schakeling van figuur 10.3-1a maar dan met penthoden in plaats van FET's.
4. Geef een goede reden waarom in figuur 10.3-1a de sourceweerstand van de tweede FET niet ontkoppeld zou kunnen zijn.
5. Als in figuur 10.3-1b hfe van de Si-transistoren meer dan 100 bedraagt, dan is de rustspanning (spanning zonder signaal) op de collector ongeveer:
 - a) 12 V
 - b) 9 V
 - c) 7 V
 - d) 5 V

Als dezelfde transistoren zijn toegepast in figuur 10.3-2b, dan is in die schakeling de rustspanning op de collector ongeveer:

- a) 12 V
 - b) 9 V
 - c) 7 V
 - d) 5 V
6. Verklaar het verschil in capaciteitswaarde tussen de ontkoppelcondensatoren in de sourceleiding in figuren 10.3-1a en 10.3-2a.
 7. Welke vormen van koppeling worden in figuur 10.3-2a toegepast? En welke in figuur 10.3-2b?
 8. Waarom zou in figuur 10.3-2b de tweede transistor op een lage aftakking van de spoel in de afgestemde kring zijn aangesloten?
 9. Teken een frequentiekaracteristiek voor een schakeling die op een belasting van 10Ω een spanning aflevert van 2V; 2,8V; 4V; 2V en 1V bij resp. 100, 150, 250, 1000, 2000 en 3000 Hz. Zet op de horizontale as de logaritme van de frequenties in plaats van de frequenties zelf uit.

10.4 Klassen van instelling van versterkers

Inleiding

Tot nu toe hebben we steeds versterkerschakelingen behandeld waarbij voortdurend een stroom door het versterkend element vloeit. Dit is onvermijdelijk als we het element op een zo recht mogelijk deel van zijn karakteristiek (meestal het middengedeelte) willen houden, teneinde zo weinig mogelijk vervorming te krijgen. Dit is vooral van belang in LF-versterkers, waarin we spraak of muziek met zo min mogelijk vervorming uit de luidspreker willen horen komen. De gemiddelde stroom door het versterkende element blijft daarbij met of zonder signaal nagenoeg even groot.

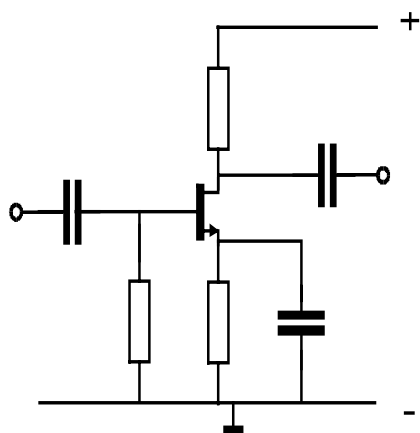
Klasse A

De hierboven beschreven instelling noemen we een instelling in klasse A. Het bestaan van deze benaming geeft al aan dat versterkende elementen ook anders kunnen worden ingesteld. We onderscheiden de klassen A, B, C en AB. Voordat we deze klassen gaan behandelen noemen we de eigenschappen van een klasse A versterker. Dit zijn:

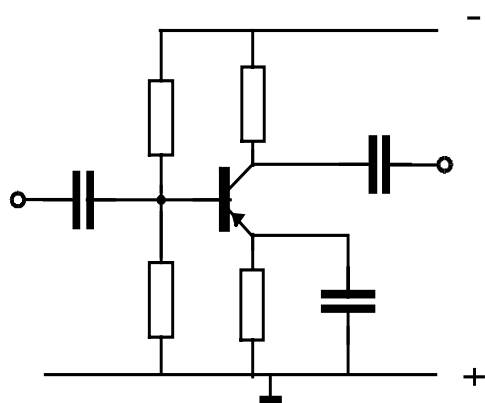
- de opgenomen stroom blijft met of zonder signaal nagenoeg gelijk
- de vervorming is laag
- toepasbaar in zowel LF- als HF-versterkerschakelingen
- doordat ook zonder signaal stroom vloeit is het rendement laag, circa 25% maximaal.

Voor de laatste eigenschap van de klasse A versterker is een reden om naar andere schakelingen uit te zien, met name als er een flink vermogen moet worden geleverd. Helaas gaat dit altijd gepaard met meer vervorming. Voor LF geeft dat vaak problemen, voor HF hoeft dat niet altijd. De reden is dat vervorming van een sinusvormig signaal niets anders is dan productie van harmonischen. Omdat een HF-schakeling filters bevat (o.a. afgestemde kringen), raken we die harmonischen wel weer kwijt. In een LF-versterker,

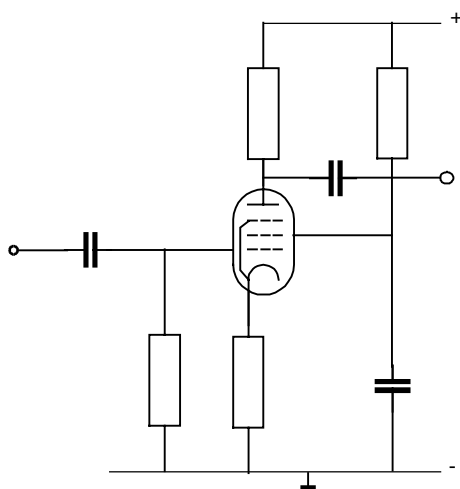
die vrijwel steeds een groot frequentiebereik gelijkmatig moet versterken, lukt dat niet. Zie figuur 10.4-1 voor klasse A-versterkerschakelingen voor FET, buis en transistor.



Figuur 10.4-1a. Klasse A versterker met N kanaal FET



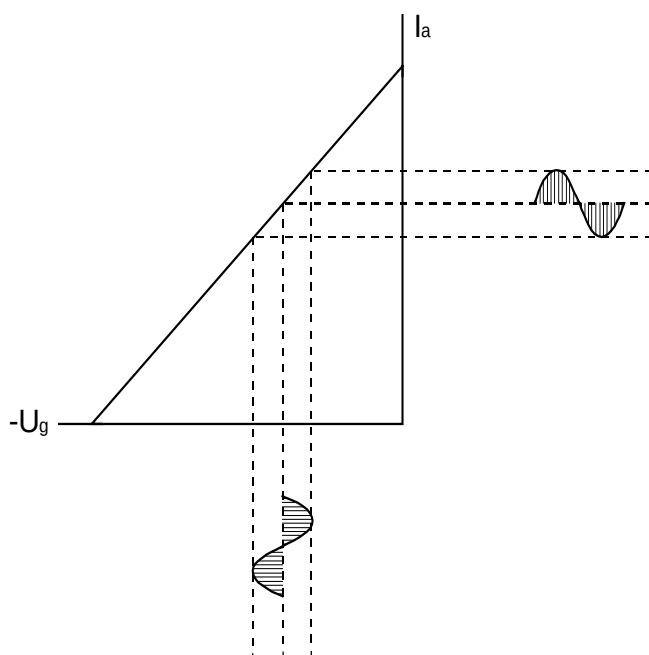
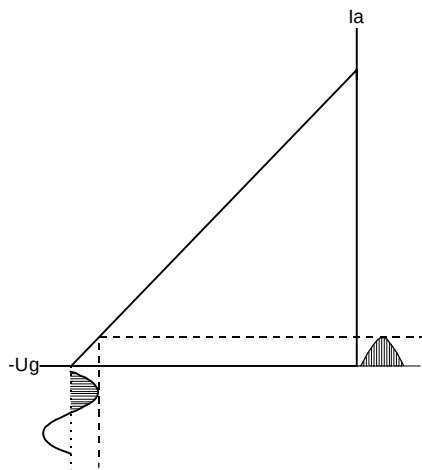
Figuur 10.4-1b. Klasse A versterker met PNP transistor

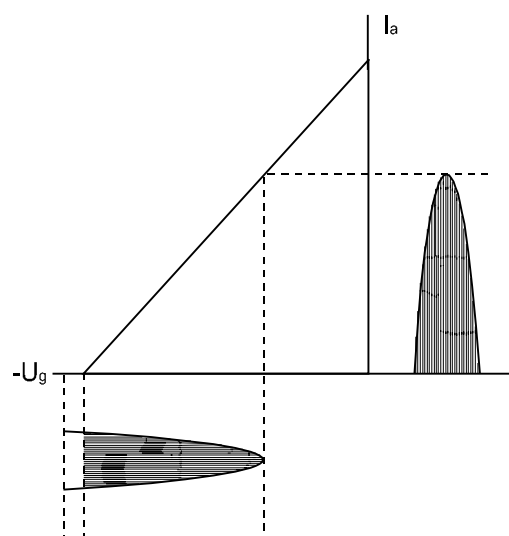


Figuur 10.4-1c. Klasse A versterker met penthode

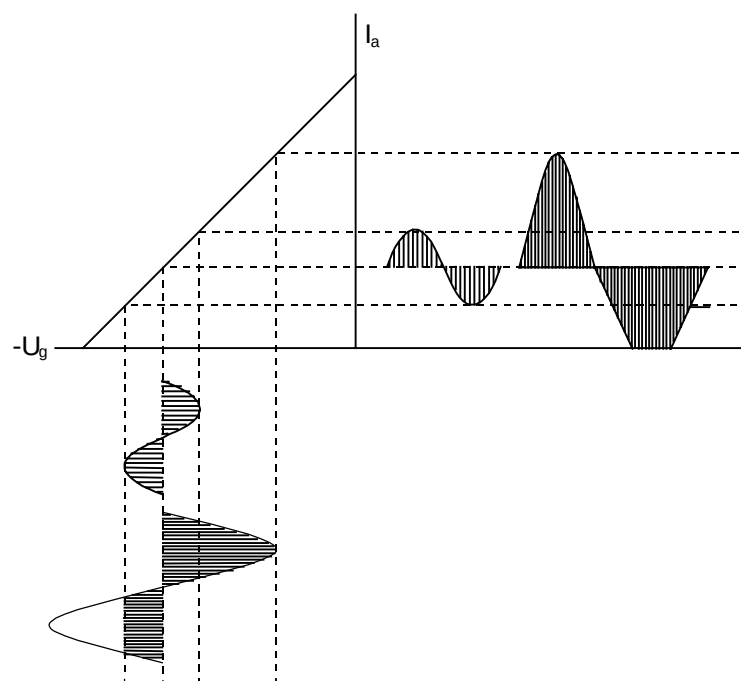
Klasse B

Een versterker staat in klasse B als er zonder signaal juist geen stroom door het element vloeit, maar het kleinste beetje signaal wel een stroom veroorzaakt. De versterker staat dus precies in het *afknijppunt* ingesteld. Van een volledige periode van een sinusvormig signaal op de ingang wordt dus maar een halve periode doorgelaten en versterkt. Dit is grafisch weergegeven (voor een buisschakeling) in figuur 10.4-2b. Figuur 10.4-2a geeft ter vergelijking de situatie voor klasse A. Een versterker in klasse B veroorzaakt vervorming, doordat maar een helft van de periode wordt versterkt en de andere wordt afgesneden. De oorspronkelijke signaalvorm moet dus weer worden hersteld met behulp van een filter. Wel is de versterking, vooral bij buizen, redelijk lineair, dat wil zeggen dat kleine en grote signalen evenveel worden versterkt.

*Figuur 10.4-2a Klasse A**Figuur 10.4-2b Klasse B*

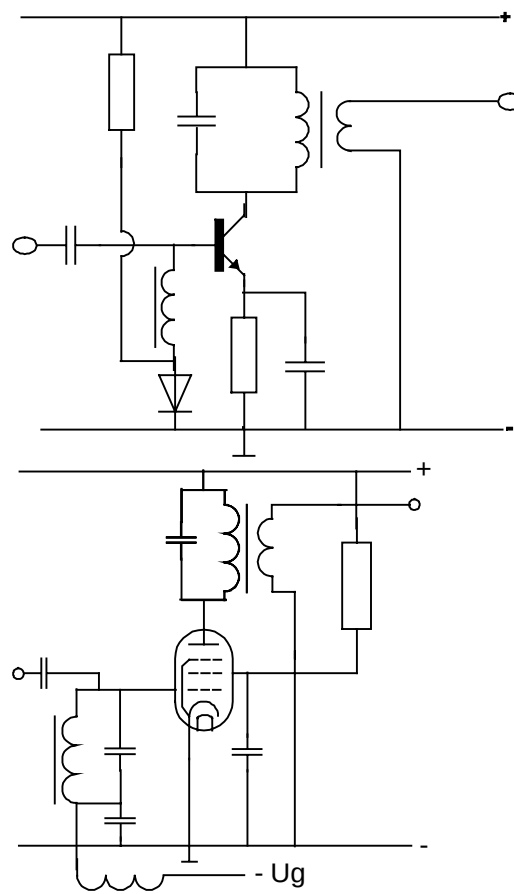


Figuur 10.4-2c Klasse C



Figuur 10.4-2d Klasse AB

Bij transistoren laat die lineariteit nogal wat te wensen over, vooral in het deel van de karakteristiek waarbij de opgenomen stroom betrekkelijk laag is. Een transistor gedraagt zich daarom bij grote signalen in klasse B nog wel redelijk lineair, voor kleine echter niet. Figuur 10.4-3 toont een transistor- en een buisversterker in klasse B.



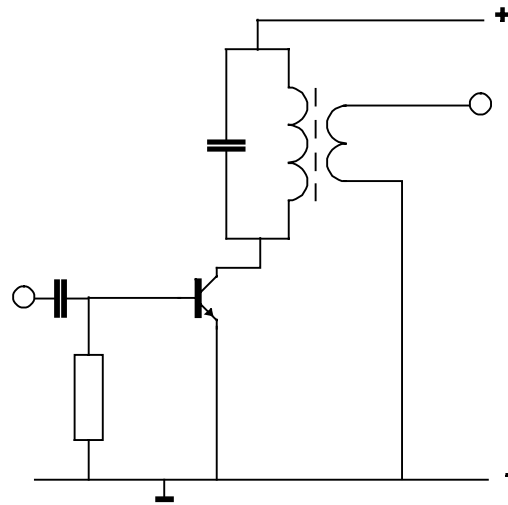
Figuur 10.4-3a Klasse B versterker met transistor en buis.

Omdat bij afwezigheid van signaal er geen stroom vloeit en overigens de stroomopname afhangt van de signaalsterkte, is het rendement bij klasse B groter dan bij klasse A. Een klasse B versterker met transistoren komt in de praktijk tot ongeveer 50%.

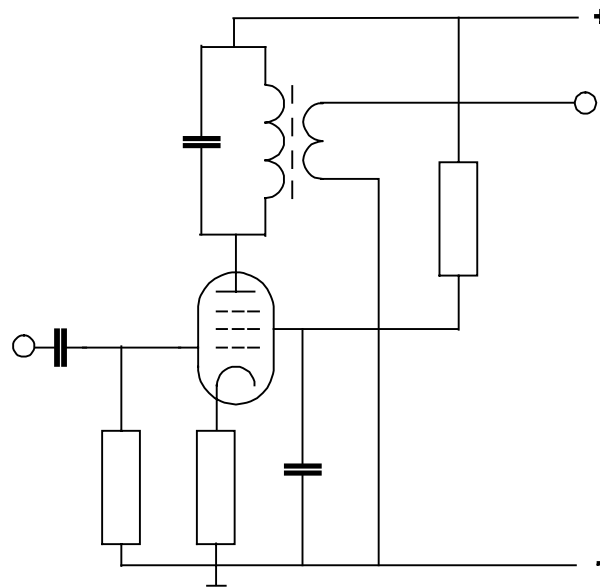
Klasse C

Bij instelling in klasse C is de gelijkspanning op de ingang zodanig, dat een flink signaal nodig is om het element stroom te laten opnemen. Bij buizen, N-kanaal, FET's en NPN-transistoren is die voorspanning negatief, bij P-kanaal FET's en PNP-transistoren uiteraard positief. Van een volle periode van een sinus op de ingang wordt dus maar het topje van een halve periode versterkt. Grafisch is dit weergegeven in figuur 10.4-2c. De sturing van een klasse C versterker moet dus voldoende amplitude hebben om de versterker open te sturen; op een klein signaal reageert de versterker niet. Het zal duidelijk zijn dat hier van lineariteit (even grote versterking voor grote en kleine signalen) geen sprake is. De versterker is feitelijk alleen maar open of dicht: hij wordt ergens op de flank van de sinus open en dicht gestuurd. De overgang van open naar dicht is snel. De versterker werkt daardoor bijna als een schakelaar voor de voedingsspanning. Daardoor is het rendement zeer hoog, in de praktijk tot circa 75%. Vaak wordt een versterker zo geschakeld dat de voorspanning op de ingang wordt opgewekt door gelijkrichting van (een deel van) het stuursignaal. Bij een buis gebeurt dat via het stuurrooster, bij een transistor via de basis-emitter diode. Men moet er dan wel voor

zorgen dat het element zonder signaal niet een te grote stroom gaat trekken! Twee zulke schakelingen staan in figuur 10.4-4.



Figuur 10.4-4a Klasse B versterker met NPN transistor.



Figuur 10.4-4b Klasse B versterker met buis.

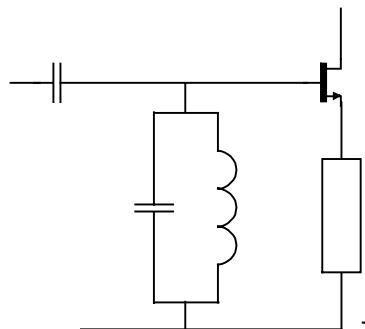
De koppelcondensator C vervult tevens de rol van reservoir om gedurende korte pauzes in het signaal de voorspanning in stand te houden. De weerstand R moet voldoende groot zijn om de lading van C niet te snel te laten weglekken. Daarin ligt het belangrijkste verschil met de klasse B-versterker voor wat betreft de uitvoering. Een klasse B versterker is namelijk meestal bedoeld om lineair te versterken en mag dus niet door een flink stuursignaal in klasse C worden getrokken. De ingang van een klasse B-versterker wordt daarom via een pad met lage gelijkstroom- en hogewisselstroom weerstand met zijn voorspanningsbron verbonden; in figuur 10.4-3 is dat een smoorspoel.

Klasse AB

De instelling in klasse AB houdt het midden tussen de klassen A en B. De voorspanning op de ingang is zodanig, dat zonder signaal een geringe stroom door het element vloeit. Daardoor staat de schakeling voor kleine signalen (min of meer) in klasse A, voor grote signalen vrijwel in klasse B (figuur 10.4-2d). Voor wat betreft de uitvoering lijkt de klasse AB-versterker op de klasse B-versterker: ook hier mag het signaal de versterker niet in klasse C trekken. Dat de versterker eventueel in klasse B kan komen te staan bij een sterk signaal is meestal nog wel toelaatbaar. Klasse AB wordt vooral toegepast in transistorschakelingen vanwege de niet-lineariteit van transistoren voor kleine signalen bij instellen in klasse B. Klasse AB komt overigens ook in buisenschakelingen wel voor.

Opgaven

1. Plaats de vier klassen van instelling in volgorde van toenemende lineariteit.
2. Waarom zou men bij LF-versterkers een klasse B-schakeling alleen tegenkomen in balansversterkers?
3. Plaats de vier klassen van instelling in volgorde van toenemend rendement.
4. Welke klasse van instelling wordt gekozen voor een HF vermogensversterker met buizen die zowel redelijk lineair moet zijn als een redelijk rendement moet bezitten? Welke klasse voor een transistorversterker met dezelfde eisen?
5. Welke klasse van instelling wordt gebruikt voor een HF voorversterker die weinig vermogen hoeft te leveren en zo min mogelijk vervormt?
6. Welke klasse van instelling krijgt een eindtrap van een telegrafiezender? Bedenk dat de zender bij het uitzenden van een werkteken (punt of streep) een signaal van constante amplitude uitzendt en tussen de werktekens niets.
7. Zou men een FET met behulp van uitsluitend een sourceweerstand voldoende negatieve U_{gs} kunnen geven om hem in klasse B in te stellen (zie figuur 10.4-5). En een buis of transistor?



Figuur 10.4-5

8. Hoe zou het rendement van een schakeling in klasse AB zich verhouden tot dat van een schakeling in klasse A resp. B?
9. Waarom zou in figuur 10.4-3a een emitterweerstand in het schema zijn opgenomen en in figuur 10.4-3b geen kathodeweerstand?

10. Hoe zou men de schakeling van figuur 10.4-3a van klasse B in klasse AB (of omgekeerd) kunnen instellen door de waarde van slechts 1 component in de schakeling te veranderen? (Denk aan de doorlaatkarakteristiek van dioden.)
11. Bereken de minimale signaalsterkte in V_{eff} , nodig om de schakeling van figuur 10.4-4a aan te sturen met behulp van een sinusvormig signaal. Ga ervan uit dat de transistor een Si-type is met een U_{be} van 0,6 V.
12. In figuren 10.4-3 en 10.4-4 wordt steeds dezelfde uitkoppeling toegepast (welke?). Teken een gelijkwaardige schakeling met in elk geval een smoorspoel en een afgestemde kring die voor gelijkspanning aan de '+' van de voeding ligt.
13. Waartoe dient de condensator op het schermrooster in de figuren 10.4-3b en 10.4-4b?

10.5 Terugkoppeling

Inleiding

Met *terugkoppelen* kan men de eigenschappen van een schakeling beïnvloeden. Het is mogelijk om in een versterkerschakeling of versterkertrap een deel van het uitgangssignaal terug te voeren naar de ingang. Dit heet terugkoppelen.

Terugkoppeling

We onderscheiden twee soorten terugkoppeling:

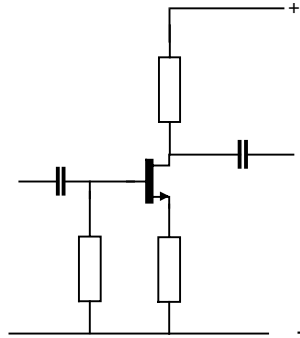
- negatieve terugkoppeling, vaak *tegenkoppeling* genoemd. Het teruggevoerde signaal is 180° in fase verschoven (in tegenfase) ten opzichte van het signaal dat al op de ingang stond;
- positieve terugkoppeling, meestal *meekoppeling* of ook onjuist terugkoppeling genoemd. Het teruggevoerde signaal is niet in fase verschoven ten opzichte van het signaal dat al op de ingang stond.

Tegenkoppeling

Deze vermindert de versterking van een schakeling (zoals men mag verwachten). Als een schakeling verschillende frequenties ongelijk versterkt kunnen die verschillen in versterking bij tegenkoppeling minder worden, immers bij minder versterking wordt minder signaal teruggevoerd naar de ingang en wordt de versterking ook minder verkleind. Het omgekeerde geldt voor frequenties die veel worden versterkt. Ook niet-lineariteit wordt bij tegenkoppeling minder. Niet-lineariteit is niets anders dan ongelijke versterking bij verschillende (gelijkspannings-)niveaus op de ingang van een versterkend element. Denk bijvoorbeeld aan verschil in steilheid bij verschillende waarden van U_{gs} bij een FET. Verschillen in versterking worden bij tegenkoppeling kleiner, zoals we zagen. Tegenkoppeling in een versterker vermindert niet-lineariteit en daarmee vervorming (harmonischen worden geproduceerd door niet-lineariteit).

Met tegenkoppeling zijn nog meer dingen te bereiken, zoals vergroting van ingangsimpedantie of verlaging van uitgangsimpedantie. We kunnen met behulp van tegenkoppeling de eigenschappen van een versterker verbeteren tegen inlevering van een hoeveelheid versterking. Een voorbeeld van het

toepassen van tegenkoppeling is de sourceweerstand bij een FET (figuur 10.5-1).



Figuur 10.5-1. Een FET schakeling met source tegenkoppeling.

Op de gate staat een signaal. Ditzelfde signaal is met een wat lagere spanning terug te vinden op de source. Er is geen enkele reden waarom we de wisselspanning op de source niet als een tweede ingangssignaal zouden kunnen beschouwen. Alleen staat voor dit signaal de FET in een (niet geheel perfecte) gemeenschappelijke gateschakeling. Het signaal op de gate veroorzaakt op de uitgang (drain) een 180° in fase verschoven signaal. Het signaal op de source daarentegen veroorzaakt op de drain een signaal in fase. Omdat de signalen op gate en source in fase zijn, is het resultaat op de drain uiteindelijk de som van twee signalen die ten opzichte van elkaar in tegenfase zijn. Omdat het signaal op de gate de hoogste effectieve spanning heeft, wint die invloed het en blijft het signaal op de drain 180° in fase verschoven ten opzichte van het signaal op de gate, maar het is zwakker dan zonder sourceweerstand het geval zou zijn geweest. Als de sourceweerstand ontkoppeld is met een condensator van voldoende capaciteit, kan het signaal op de source naar de '-' van de voeding weglekken (staat er geen wisselspanning meer over de weerstand) en is de tegenkoppeling (voor wisselspanning) ongedaan gemaakt.

Bij transistoren en buizen kan eenzelfde verhaal worden verteld. Bij transistoren in gemeenschappelijke emitterschakeling wordt door de tegenkoppeling ook de ingangsweerstand (op de basis) verhoogd. Deze bedraagt circa h_{fe} maal die emitterweerstand. Voor wisselspanning wordt ook dit effect (grotendeels) teniet gedaan door ontkoppeling van de emitterweerstand met een condensator van voldoende capaciteit.

We kunnen figuur 10.5-1 ook anders beredeneren: de steilheid van de FET hangt enigszins af van U_{gs} ; daardoor is de FET niet-lineair: zijn versterking hangt af van U_{gs} . Een sinusvormig ingangssignaal veroorzaakt op de uitgang een niet helemaal sinusvormig signaal, ofwel een signaal met harmonischen. Stel dat de steilheid in het gebied $6\text{ V } U_{gs} 0\text{ V}$ tussen 4 en 6 mA/V ligt, afhankelijk van U_{gs} . Dat is een verschil van 50%. De steilheid komt overeen met een weerstand van 250-567 Ω (neem 1/S, S in A/V). Bij een sourceweerstand van 500 Ω wordt dat voor de hele schakeling 750-676 Ω , overeenkomend met een steilheid van 1,3-1,5 mA/V. Het verschil is nu nog maar ca 15%. Wel is de steilheid van de totale schakeling aanzienlijk

verminderd en daarmee ook de versterking. Ten koste van versterking produceert de schakeling zo heel wat minder vervorming.

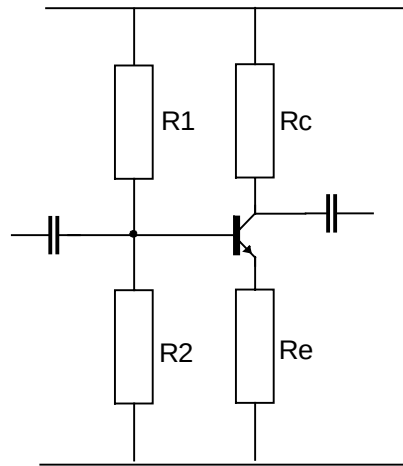
Voor de frequentieafhankelijkheid van de schakeling kan men een soortgelijke redenering volgen. We doen dat hier niet en volstaan met op te merken, dat in een tegengekoppelde schakeling frequenties meer gelijkmatig (ten opzichte van elkaar) worden versterkt dan in een niet-tegengekoppelde schakeling. We zeggen ook wel dat een tegengekoppelde schakeling een vlakkere frequentie-karakteristiek heeft dan een niet tegengekoppelde.

Meekoppeling

Het zal geen verwondering wekken dat meekoppeling effecten meebrengt die precies het omgekeerde zijn van die van tegenkoppeling. Dus: meer vervorming en ongelijkmatiger versterking van verschillende frequenties. Het gedrag van een positief teruggekoppelde schakeling hangt echter af van het deel van de energie dat van uitgang naar ingang wordt teruggevoerd. Stel dat een schakeling 10 maal versterkt en 1/10 deel van het signaal van de uitgang gaat in fase terug naar de ingang. Een eenmaal toegevoerd signaal zou dan, als de sturing wegvalt, zichzelf precies in stand houden. Is het teruggevoerde deel kleiner dan treden alleen de omgekeerde effecten van tegenkoppeling op. Is het groter dan zal de schakeling spontaan frequenties gaan produceren. Er is namelijk altijd wel een kleine spanningsverandering op de ingang die vervolgens door de schakeling voortdurend verder wordt versterkt. Vanzelfsprekend gaat dit sterker worden niet eindeloos door, omdat hoe dan ook de schakeling in een toestand komt waarbij dat niet mogelijk is, bijvoorbeeld doordat deze geen signaalspanning kan produceren met een maximale waarde boven de voedingsspanning (vastloopt). Er zit altijd wel op de een of andere manier een rem in een dergelijk systeem, waardoor de geproduceerde wisselspanning niet eindeloos in sterkte blijft toenemen. Dit zelf produceren van frequenties door een schakeling als gevolg van meekoppeling noemt men *oscilleren*. Schakelingen gebouwd voor dat doel heten oscillatoren. Meestal is een oscillator bedoeld om één en niet meer dan één frequentie tegelijk te produceren. Dat is de frequentie die door de schakeling het best wordt versterkt.

Opgaven

1. In de schakeling van figuur 10.5-2 is tegenkoppeling toegepast met behulp van een niet ontkoppelde emitterweerstand R_e . De h_{fe} bedraagt 50. De instelweerstand R_1 en R_2 zijn zo gekozen, dat hun invloed verwaarloosd mag worden.



Figuur 10.5-2

- a) Bereken hoe groot (ongeveer) de ingangsweerstand op de basis is bij een emitterweerstand van resp. 100, 400 en 1000 Ω .
 - b) Bereken de spanningsversterking met dezelfde emitter-weerstanden als onder a) en een collectorweerstand van resp. 1000, 2500 en 5000 Ω . Neem, als je niet onmiddellijk ziet hoe dit moet, eeningangsspanning van b.v. 1 mV. Dit signaal vind je (bij benadering) terug op de emitter. Bedenk tevens dat I_e bijna gelijk is aan I_c .
 - c) Kun je nu een formule voor de versterkingsfactor van deze schakeling opschrijven?
 - d) Indien de emitterweerstand wordt ontkoppeld met 50 mF, welke capaciteit zien we dan op de ingang (basis)?
2. Een schakeling versterkt 20 maal en 4% van het uitgangssignaal wordt in fase teruggevoerd naar de ingang. Oscilleert deze schakeling?

Neem aan dat de FET uit figuur 10.5-1 een steilheid heeft van 10 mA/V. Bepaal de spanningsversterking wanneer de sourceweerstand wordt weggelaten en de drainweerstand 1000 Ω is. Bepaal ook de spanningsversterking wanneer de sourceweerstand resp. 100, 400 en 1000 Ω is en de drainweerstand resp 1000, 2500 en 5000 Ω is.

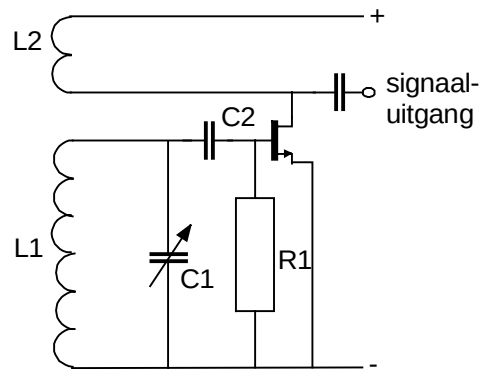
Vergelijk de gevonden resultaten met die van vraag 1b. Wat zijn de conclusies?

10.6 Oscillatoren

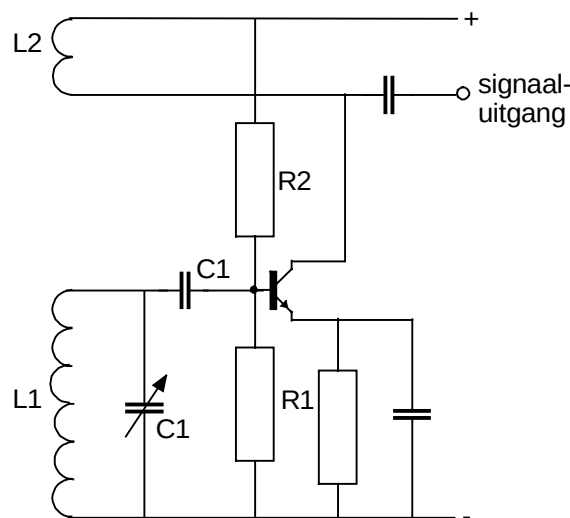
Inleiding

In het hoofdstuk over terugkoppeling hebben we gezien dat een schakeling gaat oscilleren als het deel van het versterkte uitgangssignaal dat in fase naar de ingang wordt teruggevoerd groter is dan $1/A$, waarbij A de nettoversterking van de schakeling is. Men zegt ook wel dat de rondgaande versterking groter moet zijn dan 1. Door in het systeem een afgestemde kring op te nemen wordt oscillatie op 1 frequentie verkregen.

Twee van zulke oscillerende schakelingen (oscillatoren) staan getekend in figuur 10.6-1: één met FET en één met NPN-transistor.



Figuur 10.6-1a FET oscillator.



Figuur 10.6-1b Transistor oscillator.

De (positieve) terugkoppeling verloopt inductief via L_2 op L_1 . De afgestemde kring bestaat uit L_1 en C_1 . Door de aanwezigheid van R_1 (in figuur 10.6-1a); R_1 en R_2) en C_2 zullen beide schakelingen zich in klasse C instellen. De benodigde lading op C_2 ontstaat door gelijkrichting van een deel van het ingangssignaal via de gate-kanaal diode (figuur 10.6-1a), resp. de basis-emitter diode (figuur 10.6-1b). Deze instelling in klasse C is de automatische rem welke ervoor zorgt dat het signaal niet voortdurend groter wordt en zo uiteindelijk door de beperking van de voedingsspanning moet worden begrensd. Dit systeem staat bekend onder de naam amplitudebegrenzing.

Het versterkende element (buis, transistor of FET) wordt zover afgeknepen, dat de rondgaande versterking precies 1 wordt. Zou de rondgaande versterking kleiner dan 1 worden, dan vermindert de amplitude van de trilling. De spanning op C_2 wordt daardoor wat minder negatief, de versterking loopt weer op, enzovoort (bij PNP-transistoren en P-kanaal

FET's wordt natuurlijk de spanning op C_2 minder positief). Zo wordt een frequentie met een redelijk constante amplitude geproduceerd. In de meeste oscillatoren wordt dit principe toegepast; bij een MOSFET is dit niet zonder meer mogelijk omdat gate en kanaal van elkaar geïsoleerd zijn. Men voegt dan wel parallel aan R een (in de juiste richting geschakelde) diode toe. We hebben bij oscillatoren te maken met een ongedempte trilling. Het versterkende element compenseert de verliezen die in de schakeling onvermijdelijk optreden.

Aan oscillatoren te stellen eisen

Een goede oscillator moet o.a. een constante frequentie leveren: nadat een oscillator op een frequentie is ingesteld mag die frequentie niet meer noemenswaard verlopen. De schakelingen van figuur 10.6-1 zijn in dat opzicht niet van hoge kwaliteit, omdat o.a. inwendige capaciteiten in het versterkende element (waarvan de grootte door spanningen en temperaturen sterk beïnvloed wordt) veel te vast aan de afgestemde kring zijn gekoppeld en zo de frequentie beïnvloeden. Het versterkende element moet dus niet te vast met de kring zijn gekoppeld, maar wel vast genoeg om de rondgaande versterking iets boven de 1 te kunnen krijgen.

Er is nog een reden voor die losse koppeling: het versterkende element wordt minder ver in klasse C getrokken, waardoor het afgegeven signaal minder harmonischen zal bevatten (zie hoofdstuk 10.4). Een hoge Q van de afgestemde kring draagt hieraan ook bij: harmonischen worden beter uitgefilterd. Bovendien kan dan de koppeling zeer los zijn omdat bij een hoge Q de kringverliezen laag zijn. Het element hoeft dan weinig verliezen met versterking te compenseren. Weerstand in het versterkende element die parallel aan de kring komen te staan verlagen de effectieve Q. Men kan hierbij bijvoorbeeld denken aan de basis-emitter overgang bij transistoren of de kanaalweerstand van een FET (deze is via de capaciteit van de gesperde gate-kanaal diode aan de kring gekoppeld). De FET voldoet wat dit betreft in de praktijk doorgaans beter dan de bipolaire transistor. Om het effect van dergelijke inwendige weerstanden te verkleinen, zorgen we dat ze slechts over een deel van de kring staan. Dat is in figuur 10.6-1 duidelijk niet het geval; ook daarom is het geen goede schakeling. We kunnen door een aftakking op de kring bereiken dat die inwendige weerstanden slechts over een deel van de kring staan. Dat kan op twee manieren:

- op de spoel;
- op de capaciteit (die bestaat dan uit tenminste 2 condensatoren in serie).

Welke van de twee bij voorkeur wordt toegepast is hoofdzakelijk een kwestie van smaak: op beide manieren zijn goede oscillatoren te maken. Voor we een aantal schakelingen de revue laten passeren, nog enkele praktische opmerkingen voor wie zich aan zelfbouw wil wagen.

- Het is zaak de warmte-ontwikkeling in een oscillator zoveel mogelijk te beperken. Zowel condensatoren als spoelen veranderen in waarde bij veranderende temperatuur. Daarmee verandert ook de frequentie van de

oscillator. Halfgeleiders zijn hier duidelijk in het voordeel ten opzichte van buizen!

- Een solide mechanische constructie is minstens even belangrijk als een goed schema. Door slappe behuizingen, wiebelende bedrading en flodderspoelen veranderen capaciteiten en zelfinducties op de meest ongelegen momenten. Een onvoldoend stevige bouwwijze is een garantie voor een slechte frequentiestabiliteit.

Oscillatoren met aftakkingen op de spoel

We behandelen enkele varianten van de Hartley-oscillator (Hartley is de naam van de ontwerper hiervan).

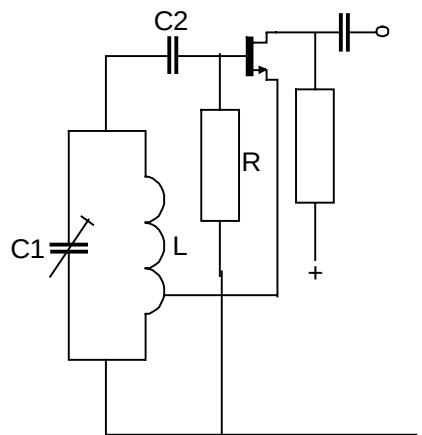
Hoofdindeling:

1. Kring tussen resp. gate, basis of rooster en source, emitter of kathode.
2. Kring tussen gate, basis of rooster en drain, collector of anode.

Beide vormen kunnen zowel parallel- als seriegevoed zijn. Bij serievoeding vloeit de voedings-gelijkstroom van het versterkende element door de spoel, bij parallelvoeding niet.

Kring tussen gate (basis, rooster) en source (collector, anode)

Een seriegevoede Hartley-oscillator met N-kanaal FET is getekend in figuur 10.6-2a.

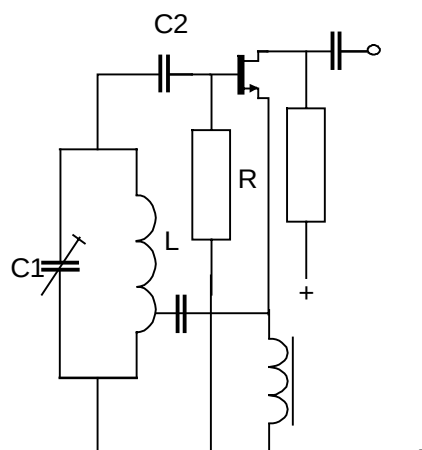


Figuur 10.6-2a Seriegevoede Hartley-oscillator met N-kanaal FET.

De sourcestroom vloeit door het stukje spoel tussen de '–' en de aftakking. Als op het aftakpunt de spanning iets stijgt, stijgt deze op de top van de kring nog veel meer, want de spoel fungeert als transformator. De spanningsverandering op de top van de kring komt via C_2 op de gate terecht, waardoor de spanning op de source verder stijgt, enzovoort. Natuurlijk kan de spanning niet ten eeuwigden dage blijven doorstijgen. In dit geval gaat er gatestroom vloeien, waardoor de eigenschappen van de FET veranderen en de kring belast wordt. Dan zet het omgekeerde proces, een spanningsdaling, in. Deze daling wordt weer gestopt doordat er op een bepaald moment geen stroom meer door de FET kan vloeien en dan begint de stijging van de gatespanning weer.

Zo blijft de gate- en de sourcespanning heen en weer schommelen in een frequentie die praktisch gelijk is aan de resonantiefrequentie van de door L en C_1 gevormde kring. Het signaal kan vanaf de drain (dan moet er een drainweerstand zijn) of de source via een condensator naar bijvoorbeeld een versterker worden gevoerd. Voor een oscillator met een buis in plaats van een FET ziet het schema er precies zo uit: alleen de FET is vervangen door bijvoorbeeld een triode.

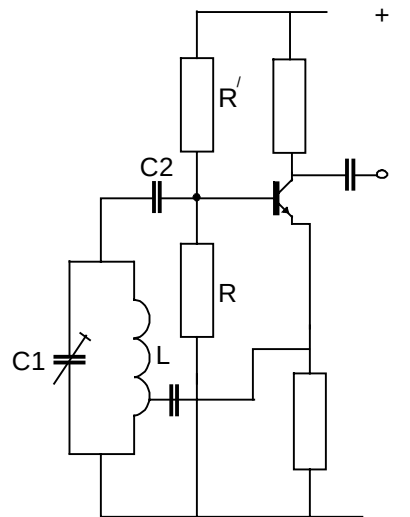
Parallelvoeding in plaats van serievoeding is eenvoudig te realiseren: de source wordt via een RF-smoorspoel verbonden met de '-'. In de leiding naar de aftakking op de spoel wordt een condensator opgenomen. Nu vloeit de gelijkstroom, voor de voeding van de FET, door de smoorspoel, de wisselstroom kiest (grotendeels) zijn weg via de condensator en het ondereind van de spoel L (figuur 10.6-2b).



Figuur 10.6-2b Parallel gevoede Hartley-oscillator met FET.

Een parallel gevoede Hartley-oscillator met NPN-transistor is weergegeven in figuur 10.6-2c. In de emitterleiding is in plaats van de RF-smoorspoel een weerstand opgenomen.

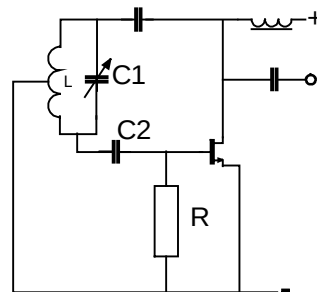
Het is ook mogelijk een weerstand in serie met een RF-smoorspoel op te nemen in de emitterleiding. Alleen een RF smoorspoel zonder weerstand is bij een transistor niet aan te raden: de stroom door de transistor wordt dan al snel te hoog, wat het einde van de transistor door overbelasting betekent. Merk op dat hier steeds gate (respectievelijk rooster of basis) en source (respectievelijk kathode of emitter) aan dezelfde kant van het nulpunt van de spoel zitten. Dat komt doordat de signalen op beide in fase moeten zijn, want een signaal op de gate komt in fase terecht op de source.



Figuur 10.6-2c Parallel gevoede Hartley-oscillator met NPN-transistor.

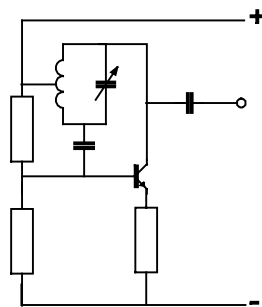
Kring tussen gate (basis, rooster) en drain (collector, anode)

Het is ook mogelijk het versterkte signaal vanaf de drain (collector of anode) terug te voeren naar de gate (basis of rooster). Onderweg moet dan de fase 180° worden gedraaid. Anders ontstaat tegenkoppeling doordat nu het signaal op de uitgang in tegenfase is met het signaal op de ingang (gate, basis of rooster).



Figuur 10.6-3a Parallel gevoede schakeling met FET

Dit is op eenvoudige wijze te bereiken. Het nulpunt van de kring (vrijwel steeds '+' of '-' van de voeding) komt op de aftakking, de uiteinden van de kring aan in- resp. uitgang van het versterkende element. Als de spanning op het ene uiteinde positiever wordt, wordt hij op het andere uiteinde negatiever. De werking lijkt enigszins op die van een speeltuinwip, waarbij het nulpunt van de kring te vergelijken is met het scharnier van de wip. Dit type schakeling, met FET, parallel gevoed staat in figuur 10.6-3a; een met NPN-transistor en serievoeding in figuur 10.6-3b.



Figuur 10.6-3b Parallel gevoede schakeling met transistor.

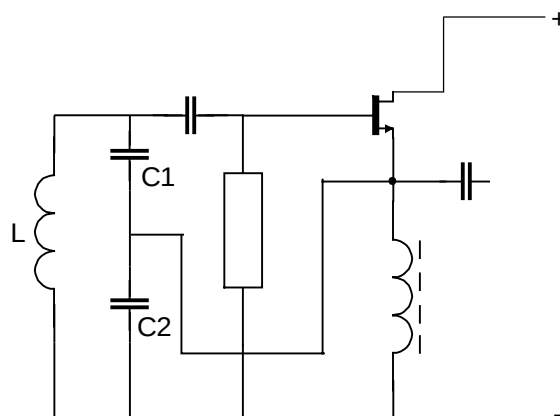
Oscillatoren met capacitieve aftakking

We behandelen de Colpitts-oscillator met enkele varianten. De hoofdingeling is, net als bij de Hartley-oscillator:

1. Kring tussen gate, basis of rooster en resp. source, emitter of kathode.
2. Kring tussen gate, basis of rooster en drain, collector of anode.

Als gevolg van de capacitieve aftakking is hier doorgaans sprake van parallelvoeding.

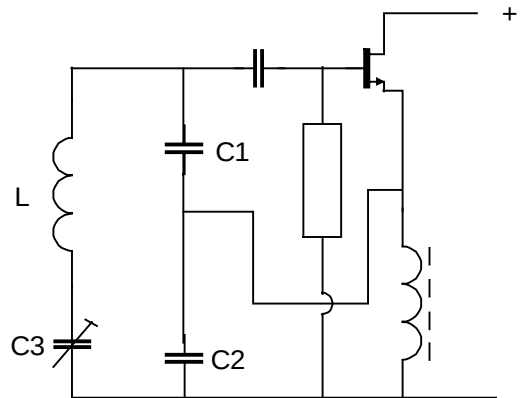
Kring tussen gate (basis of rooster) en source (emitter of kathode)



Figuur 10.6-4 Colpitts oscillator met FET.

Een schakeling met FET is in figuur 10.6-4 getekend. In het schema is geen mogelijkheid opgenomen de kring te verstemen, bijvoorbeeld door het variabel maken van L , dan wel C_1 en/of C_2 . We kunnen L variëren met een kern, welke in- of uitgedraaid wordt. Behalve bij VHF is dat niet erg praktisch. Wanneer we een van de twee condensatoren C_1 of C_2 variabel maken veranderen we met het verstemen ook de spanningsdeler die gevormd wordt door C_1 en C_2 , doordat de verhouding C_1/C_2 verandert. Daarmee verandert de mate van koppeling van kring en versterkend element (in dit geval een FET) met de afstemming en wordt de amplitudebegrenzing afhankelijk van de afstemming. Meestal is dat ongewenst. In theorie kunnen we dit voorkomen door C_1 en C_2 uit te voeren als dubbele variabele condensator. De as van de rotor, die het aftakpunt vormt, is dan verbonden met de source. Doordat aan de as een afstemknop zit krijgen we ongewenste

verstemming bij het bedienen van die knop (handeffect), tenzij we onze toevlucht nemen tot geïsoleerde assen of iets dergelijks. Al met al heeft deze opzet niet zoveel praktische waarde. Hij is slechts opgenomen om het basisprincipe van de Colpitts-oscillator aan te geven. Een veel bruikbaarder variant op de Colpitts is de Clapp-oscillator. Het schema staat in figuur 10.6-5. Aan de kring is een derde condensator C_3 toegevoegd. Deze staat in serie met C_1 en C_2 en verzorgt de afstemming. C_1 en C_2 hebben een capaciteit welke een aantal malen hoger is dan die van C_3 . Een gebruikelijke verhouding $C_1 : C_2 : C_3$ is 5 : 5 : 1, maar andere verhoudingen komen ook wel voor. De afstemcapaciteit is de seriële waarde van C_1 , C_2 en C_3 . De koppeling van het versterkende element met de kring is nu erg los, omdat maar een klein deel van de wisselspanning op de kring over het element staat. Men mag de rol van C_3 ook anders zien: de combinatie L met C_3 is voor de oscillatiefrequentie inductief (waarom?).

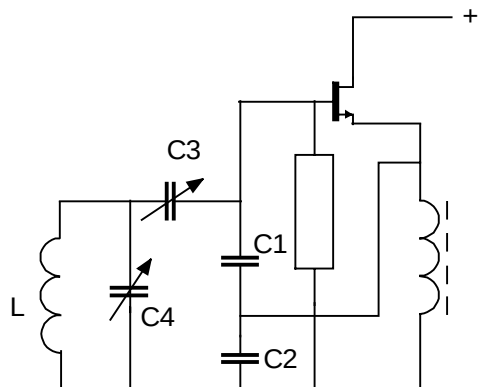


Figuur 10.6-5 Clapp oscillator met FET.

Verandering van C_3 verandert deze resterende zelfinductie en dus ook de frequentie. De Clapp-oscillator is een vrij veel toegepaste oscillator-schakeling. Hij heeft een nadeel: doordat C_3 variabel is, is ook de verzwakking over de capacitieve spanningsdeler C_1 - C_2 - C_3 enigszins variabel. Voor een smal frequentiebereik, waarbij C_3 weinig in waarde hoeft te veranderen, is dat geen probleem. Als het frequentiebereik breed moet zijn kunnen problemen ontstaan met de amplitudebegrenzing. De Clapp is dan minder geschikt.

Een remedie tegen dit euvel geeft de Seiler-oscillator (figuur 10.6-6). C_3 is verplaatst van de onder- naar de bovenkant van de spoel. Dat maakt voor de werking niets uit. Een condensator C_4 , parallel aan L , is toegevoegd. Deze C_4 is nu de afstemcondensator. C_1 , C_2 en C_3 zijn alleen nog spanningsdeler. De spanningsdeler is nu niet meer afhankelijk van de afstemming. Eventueel kan men C_3 instelbaar maken om de koppeling van kring en versterkend element zo los mogelijk te maken. C_3 wordt dan zo ingesteld dat de oscillator over het hele frequentiebereik nog net oscilleert. C_1 en C_2 zijn ook hier een aantal keren groter dan C_3 . De seriële waarde van C_1 , C_2 en C_3 is natuurlijk wel van invloed op de afstemming. Na eventueel aanpassen van C_3 moet dus ook

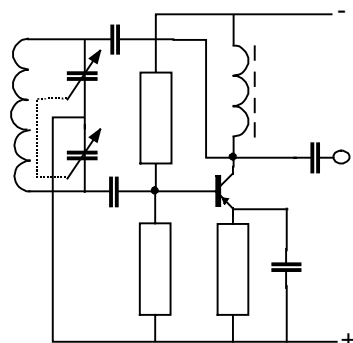
het bereik van C_4 worden aangepast, bijvoorbeeld met een instelbare condensator parallel aan C_4 (niet getekend).



Figuur 10.6-6 Clapp-oscillator met FET.

Kring tussen gate (basis of rooster) en drain (collector of anode).

Hier ligt het nulpunt weer op de aftakking van de kring. De Colpitts wordt hier meestal in zijn basisvorm gebruikt. Een schakeling is afgebeeld in figuur 10.6-7, voor de verandering nu eens met PNP-transistor. De afstemcondensator bestaat uit 2 secties met nulpunt op de rotor. Het met de hand bedienen van een op de as gemonteerde afstemknop veroorzaakt hier dus geen hinderlijke verstemming. Varianten op dit laatste type Colpitts á la Clapp of Seiler zijn niet erg gebruikelijk.



Figuur 10.6-7 Colpitts-oscillator met transistor.

Opgaven

1. Teken het schema van een Seiler-oscillator met een PNP-transistor.
2. Teken het schema van een seriegevoede Hartley met penthode en de kring tussen stuurrooster en kathode,.
3. Teken het schema van een Colpitts met een P-kanaal FET en de kring tussen gate en drain.
4. Bij de Clapp van figuur 10.6-5 heeft C_3 een temperatuurcoëfficiënt van $100 \text{ ppm}/^\circ\text{K}$, C_2 en C_1 van $150 \text{ ppm}/^\circ\text{K}$. C_3 is 20 pF , C_1 en C_2 elk 100 pF . Als de temperatuurcoëfficiënt van $L = 0$, stijgt of daalt dan de frequentie bij stijgende temperatuur? Licht het antwoord toe.

5. Als in figuur 10.6-2a de waarde van $C_1 = 100 \text{ pF}$ en die van $L = 1 \text{ mH}$ bij een temperatuurcoëfficiënt van $7 \text{ ppm/}^\circ\text{K}$, hoe groot moet dan de temperatuurcoëfficiënt van C zijn om bij verandering in temperatuur de frequentie constant te houden? (Ga ervan uit dat de rest van de schakeling geen invloed heeft.)
6. Bereken het frequentiebereik van de schakeling van figuur 10.6-6 wanneer gegeven is: $C_1 = C_2 = 150 \text{ pF}$, $C_3 = 50 \text{ pF}$, $L = 1 \text{ mH}$ en C_4 is variabel tussen 10 pF en 40 pF .

10.7 Bijzondere oscillatoren, neutrodynisatie en frequentievermenigvuldiging

Inleiding

In het vorige hoofdstuk hebben we naast oscilleervoorwaarden (o.a. rondgaande versterking groter dan 1) een aantal gangbare typen oscillatoren behandeld. Deze oscillatoren waren voorzien van een LC-kring met een inductieve of capacitieve aftakking. De kring had dus 3 aansluitpunten. Het nulpunt (aarde) was, afhankelijk van de plaats van de kring, verbonden met de aftakking of een uiteinde. In- en uitgang van het versterkend element waren elk verbonden met een van de twee overige aansluitingen.

Ontkoppeling

Of het nulpunt nu aan de '-' of de '+' van de voeding ligt doet in het algemeen weinig ter zake, wanneer deze aansluitingen maar goed ontkoppeld zijn. Ook de '+' is voor wisselstroom geaard! Dit klinkt wat vreemd, maar door ontkoppeling wordt voorkomen dat via de voedingslijn signaal van de ene trap naar de andere wordt gevoerd. Dit kan nl. ongewenste effecten (oscillaties) tot gevolg hebben. Ontkoppeling wordt bereikt door een condensator met een voldoende lage reactantie (hoge capaciteit, goede HF-eigenschappen) in de schakeling tussen '+' en '-' te zetten. Dit is voldoende zolang de voedingslijn een te verwaarlozen zelfinductie bezit. Soms zijn drastischer maatregelen nodig, welke op het examen niet ter sprake komen. Naast de afvlakcondensator (elco) in de voeding wordt veelal een keramische condensator met een waarde tussen 1 en 100 nF gebruikt, afhankelijk van de toegepaste frequentie. De HF-ontkoppel-C wordt bij voorkeur zo dicht mogelijk bij het versterkende element aangebracht. Terwille van de overzichtelijkheid zijn deze C's in de vorige figuren niet aangegeven.

Bufferversterkers

Om een zo constant mogelijke frequentie te verkrijgen is het aan te bevelen de koppeling met een volgende versterkertrap zo los mogelijk te houden. Dat houdt in dat de energie afname door die volgende trap zo gering mogelijk moet zijn. Daartoe wordt in de praktijk bij een oscillator meestal een bufferversterker opgenomen. Deze is los gekoppeld aan de oscillator, maar kan aan een vervolgschakeling toch een redelijke hoeveelheid energie leveren zonder dat de oscillatorfrequentie daardoor in belangrijke mate wordt beïnvloed. Rechtstreekse koppeling van een oscillator met een antenne (bijvoorbeeld als telegrafiezender) is uit den boze; schommelingen van de

antenne vormen een wisselende belasting van de oscillator en daardoor een variërende frequentie.

Bijzondere oscillatoren

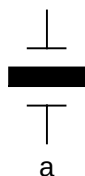
Er zijn heel wat meer typen HF-oscillatoren dan we in deze cursus behandeld hebben. Dat zijn bijv. oscillatoren met meer dan 1 versterkend element. Die vallen buiten het bestek van de cursus. Van belang zijn twee andere soorten:

- de kristaloscillator
- de Huth-Kühn oscillator

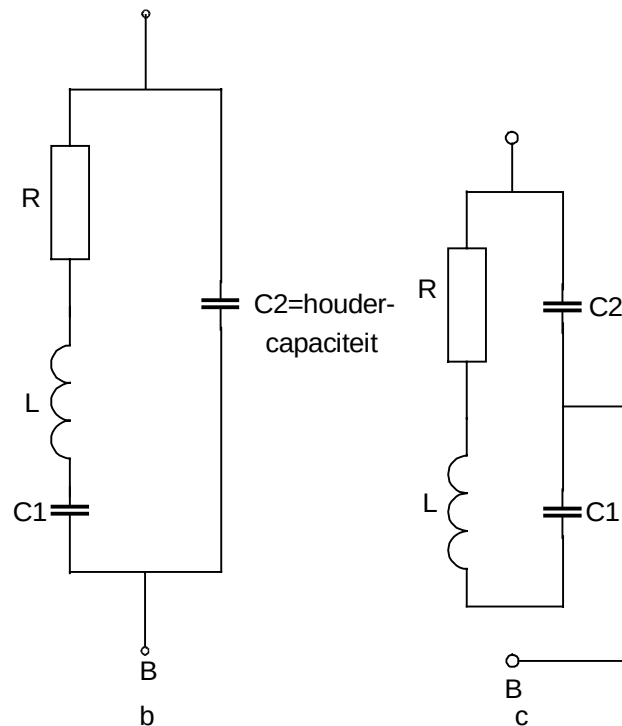
Kristaloscillatoren leveren een zeer constante frequentie, maar zijn in het algemeen niet of slechts over een heel klein bereik verstembbaar. De werking van de Huth-Kühn is gebaseerd op de aanwezigheid van twee afgestemde kringen: een op de ingang en een op de uitgang van het versterkende element.

Kristaloscillatoren

Hierbij is de afgestemde kring vervangen door een in een houder gemonteerd plaatje kwartskristal. Dit kristal, zoals we het plaatje (eventueel in de houder) in het vervolg noemen, kan mechanisch trillen. De frequentie hangt af van de afmetingen, voornamelijk de dikte, van het plaatje. Een kristal van 1 mm dik trilt uit zichzelf met een frequentie van ongeveer 3 MHz. Deze mechanische trilling moet zijn gekoppeld aan een elektrische trilling. Dit gebeurt door middel van de zogenaamde piëzo-elektrische eigenschappen van het kristal. Wanneer een kristal wordt gebogen, ontstaat op het oppervlak een elektrische spanning en als het wordt teruggebogen keert de polariteit van die spanning om. Belangrijk is dat ook het omgekeerde proces van toepassing is. Wanneer we tussen de twee vlakken een spanningsverschil aanbrengen, gaat het kristal een beetje krom staan. Daartoe wordt op de zijvlakken van het kristal metaal (goud) opgedampt, zodat we die elektrische spanning kunnen aanbrengen. Op deze manier komt de koppeling tussen mechanische en elektrische trilling tot stand. Een kristal kan worden opgevat als een LC-kring met een zeer hoge Q. Het vervangingsschema staat in figuur 10.7-1b en c. C_1 is de seriecapaciteit.

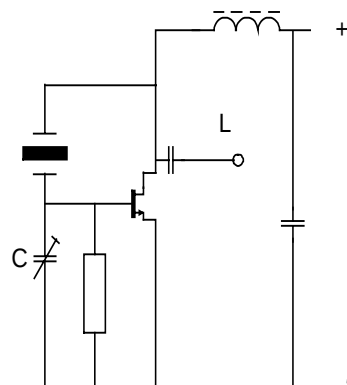


Figuur 10.7-1a Schema symbool van een kwartskristal



Figuur 10.7-1 Vervangingsschema van een kwartskristal

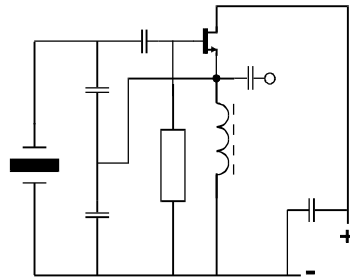
Parallel aan L en C1 staat C2, de zg. houdercapaciteit. Men kan een kwartskristal zien als een seriekring en als een parallelkring. In figuur 10.7-1 is daarom het vervangsschema op 2 manieren getekend. Merk op dat de schema's wel verschillend lijken, maar dit niet zijn. Een kristal heeft zowel een parallel- als een serieresonantie frequentie. Deze frequenties liggen meestal dicht bij elkaar. Kristallen kunnen in oscillatoren als serie- of als parallelkring worden gebruikt. Een FET-oscillator met een kristal is getekend in figuur 10.7-2.



Figuur 10.7-2 Kristal oscillator. met FET.

De frequentie is eventueel in geringe mate regelbaar met behulp van de trimcondensator C. Het signaal wordt tussen gate en drain 180° gedraaid. Het kristal bewerkstelligt eenzelfde fasedraaiing, waardoor het signaal weer in fase op de gate terechtkomt. De HF-smoorspoel in de drainleiding is eventueel te vervangen door een weerstand. De schakeling staat bekend onder de naam 'Pierce-oscillator'. Een Colpitts oscillator met een kristal is

ook mogelijk (figuur 10.7-3). De schakelingen van figuren 10.7-2 en 10.7-3 kunnen ook worden gemaakt met een transistor of buis.

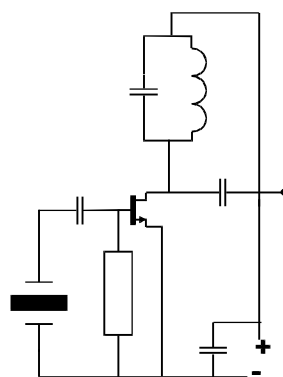


Figuur 10.7-3 Een Colpitts oscillator met een kristal.

Een derde type is in figuur 10.7-4 getekend. Dit is een zg. Miller oscillator. Op het eerste gezicht zou deze schakeling helemaal niet moeten kunnen oscilleren. Er is nl. nergens een terugkoppeling in het schema te zien. Het kristal is opgenomen in het gate-circuit. In de drainleiding zit een parallelkring. Deze resoneert op (nagenoeg) dezelfde frequentie als het kristal. De vraag is nu hoe hier meekoppeling tot stand komt.

De inwendige capaciteit tussen drain en gate van de FET speelt daarbij de hoofdrol. Deze bewerkstelligt een koppeling tussen beide afgestemde kringen. Daarmee is weliswaar terugkoppeling verklaard, maar nog niet meekoppeling, want het signaal op de drain is in tegenfase ten opzichte van het signaal op de gate. Er is echter nog iets aan de hand:

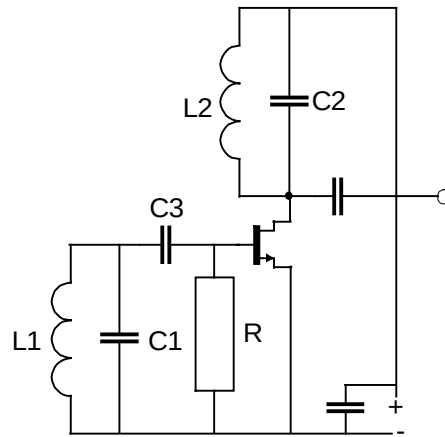
- de terugkoppeling is capacitief;
- de oscillatiefrequentie ligt bij dit type oscillator iets beneden de resonatiefrequentie van kring en kristal; beide gedragen zich daardoor inductief.



Figuur 10.7-4 Een Miller oscillator.

Als gevolg hiervan is er een seriekring ontstaan die wordt gevormd door de rest-zelfinducties van kristal en kring en de interne capaciteit van de FET. Aangezien deze kring in de vorm van de FET ook nog een ingebouwde versterker heeft is de oscillatie verklaard. Met een dual-gate MOSFET is dit type oscillator in principe niet mogelijk. Dat komt door de zeer geringe terugwerkingscapaciteit (ca 0,02 pF) die het gevolg is van de afscherming

tussen drain en gate 1 door gate 2 (mits deze laatste goed is ontkoppeld). Indien er voldoende bedradingscapaciteit is, en die is er al gauw, oscilleert een dual-gate MOSFET in een schakeling als in figuur 10.7-4 ook. De Miller oscillator kan ook met transistor of triode worden gemaakt. Voor een penthodeschakeling geldt hetzelfde als voor een met dual-gate MOSFET.



Figuur 10.7-5 De Huth-Kühn oscillator.

De Huth- Kühn oscillator

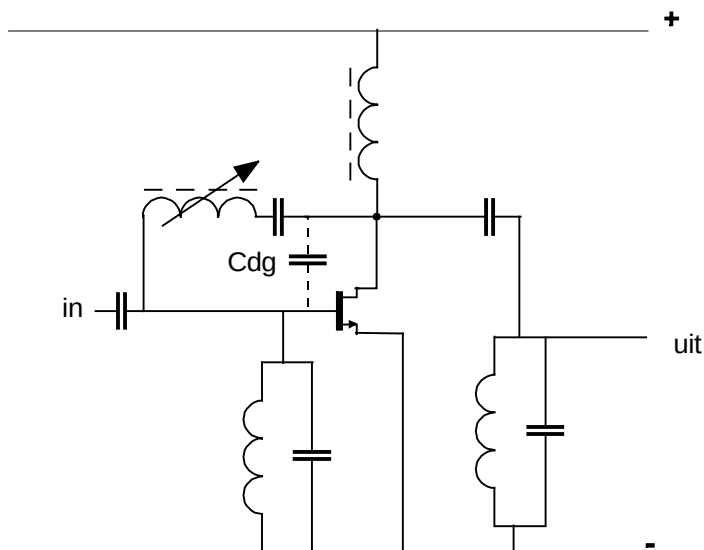
Als we het kristal in een Miller oscillator vervangen door een LC-parallelkring, ontstaat de Huth-Kühn oscillator (figuur 10.7-5). In het buizentijdperk werd deze schakeling ook wel TPTG-oscillator genoemd. TPTG is een afkorting voor 'Tuned Plate Tuned Grid', d.w.z. afgestemde anode en afgestemd rooster, een term die, gezien figuur 10.7-5, voor zichzelf spreekt. In tegenstelling tot de Miller oscillator wordt de Huth-Kühn in de praktijk vrijwel niet toegepast. Er is echter een belangrijke reden waarom hij hier wordt behandeld. De schakeling van figuur 10.7-5 zou op het eerste gezicht een HF-versterker moeten zijn. Door de optredende oscillatie is hij als zodanig onbruikbaar. Anders gezegd: als we een HF-versterkertrap willen maken met een afgestemde kring op ingang en uitgang (meestal is de uitgangskring van een trap de ingangskring van de volgende), dan is het bij toepassing van een FET, triode of transistor in gemeenschappelijke source-, kathode- of emitterschakeling vrijwel zeker dat de zaak gaat oscilleren. Er zijn twee methoden om die ongewenste oscillatie te voorkomen:

- toepassing van een dual-gate MOSFET of penthode en zorgen voor voldoende afscherming tussen in- en uitgangsbewerking (of printsporen)
- toepassing van neutrodynisatie.

Neutrodynisatie

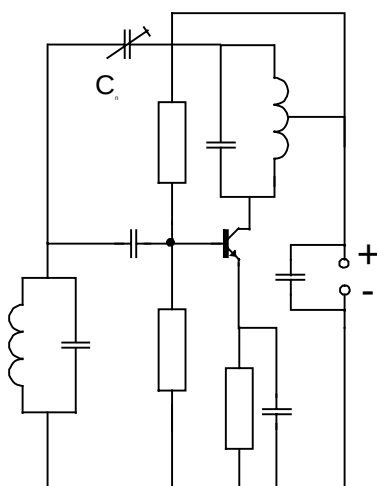
Dit is een middel om het effect van de terugwerkingscapaciteit teniet te doen. Er wordt een precies even grote hoeveelheid HF-energie teruggevoerd van uitgang naar ingang als via de terugwerkingscapaciteit, echter nu in tegenfase. Dit kan op een aantal manieren. De eerste manier is te vinden in het schema van figuur 10.7-6. Parallel aan de terugwerkingscapaciteit C_{dg} is een spoel L geschakeld. De condensator C heeft een zeer lage reactantie en dient voor de scheiding van drain- en gateglijkspanning. L en C_{dg} vormen

een parallelkring die is afgestemd op de resonantiefrequentie van in- en uitgangskring. L moet kunnen worden ingesteld omdat C_{dg} niet instelbaar is. De parallelkring $L-C_{dg}$ vormt dan een zeer hoge weerstand voor de te versterken frequentie, waarmee de terugwerking is opgeheven.



Figuur 10.7-6 Neutrodynisatie.

Men kan ook zeggen dat, aangezien de reactanties van L en C_{dg} even groot zijn, er evenveel energie via L als C terugkomt van uitgang naar ingang, maar dan in tegenfase. Beide redeneringen beschrijven exact hetzelfde proces (waarom?). De hier beschreven methode van neutrodyniseren is niet goed bruikbaar in versterkers die regelmatig moeten worden verstemd (bijv. een ontvangeringang). De reden is dat dan ook de neutrodynisatiespoel L mee moet worden verstemd. Dat zou de bediening van de versterker buitengewoon lastig maken.



Figuur 10.7-7 Alternatieve methode van neutrodynisatie.

Een tweede methode is aangegeven in figuur 10.7-7. Dit is een nogal gebruikelijke methode van neutrodyniseren. Het nulpunt van de

uitgangskring is een aftakking van de spoel. De beide uiteinden van de kring zijn verbonden met resp. de collector van de transistor en de top van de ingangskring via de neutrodynisatie condensator C_n . De wisselspanningen op de uiteinden van de drainkring zijn (uiteraard) in tegenfase. De via C_n teruggekoppelde energie neutraliseert dus de via de inwendige capaciteit teruggekoppelde energie als beide energie hoeveelheden even groot zijn. C_n wordt zo ingesteld dat oscillatie niet (meer) optreedt.

Frequentievermenigvuldiging

Schakelingen als figuur 10.7-5 komen we ook tegen zonder neutrodynisatie. De schakeling is dan vrijwel nooit bedoeld als versterker, maar als frequentievermenigvuldiger. De uitgangskring resoneert op een geheel veelvoud (harmonische) van de resonantiefrequentie van de ingangskring. Het versterkende element wordt zo ingesteld dat het een flinke vervorming veroorzaakt; bij voorkeur in klasse C. De gewenste harmonische wordt uitgefilterd door de uitgangskring. Neutrodynisatie is hier overbodig omdat in- en uitgangskring op zeer verschillende frequenties staan afgestemd. Men kan bijv. de 2^e, 3^e, 4^e of 5^e harmonische uitfilteren. Hogere harmonischen geven doorgaans een erg zwak signaal, zodat men dan beter met meer dan één vermenigvuldigingsschakeling kan werken. De belangrijkste reden voor toepassing van frequentievermenigvuldigers is dat het gemakkelijker is een stabiele oscillator te maken voor een lage dan voor een hoge frequentie. Men kan op deze manier van een lage frequentie een hoge maken. Meer hierover wordt gezegd in het hoofdstuk 11.

Opgaven

1. Teken een neutrodynisatieschakeling als in figuur 10.7-8 met FET, triode of transistor (naar keuze), maar met een capacitieve aftakking op de uitgangskring. Hoe moet het versterkend element worden gevoed?
2. Als in figuur 10.7-5 $L_1 = 1 \text{ mH}$, $C_1 = 1 \text{ nF}$, $L_2 = 2 \text{ mH}$ en $C_2 = 500 \text{ pF}$, hebben we dan te maken met een oscillator of een frequentievermenigvuldiger?
3. Als figuur 10.7-5 een frequentievermenigvuldiger is, wat kan dan de functie van R en C_3 zijn?
4. Waarom zouden R en C_3 in de schakeling van figuur 10.7-6 niet zijn opgenomen?

10.8 Vragen

Vraag 1

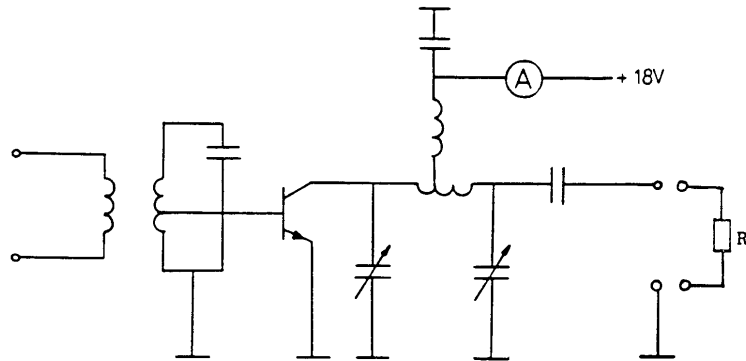
Voor het versterken met een zo hoog mogelijk rendement van een telegrafiesignaal wordt de zendereindtrap ingesteld in:

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

Vraag 2

De versterker heeft een rendement van 50%.

Het aan de belastingsweerstand R afgegeven vermogen is 18 watt.



De toegevoerde gelijkstroom is:

- A. 0,5 A
- B. 1 A
- C. 2 A
- D. 4 A

Vraag 3

Een zender voor 144 MHz werkt met een kristaloscillator op 18 MHz.

Indien de oscillatorfrequentie 1 KHz verloopt, bedraagt het verloop van de zendfrequentie:

- A. 1 KHz
- B. 8 KHz
- C. 18 KHz
- D. 144 KHz

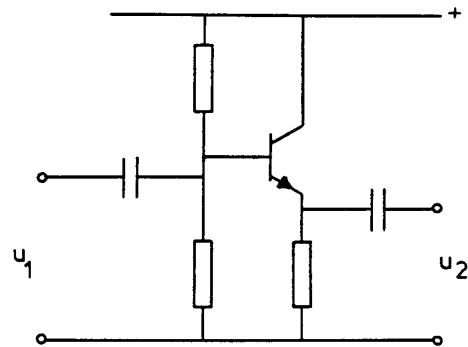
Vraag 4

De kans dat een zender te veel harmonischen uitstraalt is het grootst als de eindtrap wordt ingesteld in:

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

Vraag 5

Voor de schakeling geldt:

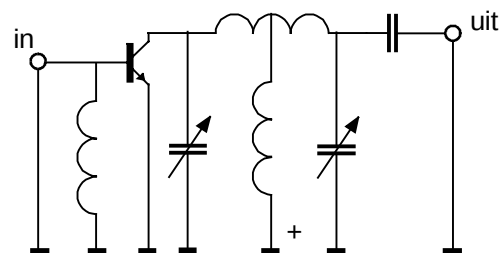


- A. U_2 is groter dan U_1 en in tegenfase met U_1
- B. U_2 is groter dan U_1 en in fase met U_1
- C. U_2 is kleiner dan U_1 en in tegenfase met U_1
- D. U_2 is kleiner dan U_1 en in fase met U_1

Vraag 6

Het meest geschikt als frequentievermenigvuldigtrap is een:

- A. lineaire versterker
- B. versterker in klasse C
- C. oscillator
- D. mengtrap

Vraag 7

De vermogensversterker is geschikt voor:

- A. morsetelegrafie (draaggolf aan/uit)
- B. enkelzijbandmodulatie zonder draaggolf
- C. amplitudemodulatie (0 – 100% modulatie)
- D. dubbelzijbandmodulatie zonder draaggolf

