



INDUSTRIËLE WETENSCHAPPEN

Audio-versterkers

Leerling(en) :
Jan Daem
Jos Vanhevel

Mentor:
Boterberge Jürgen

2004 - 2005

VTI Torhout Sint-Aloysius | Papebrugstraat 8a, 8820 Torhout
Telefoon: 050 23 15 15 | Fax: 050 23 15 25
E-mail: vti@sint-rembert.be | Site: <http://vtiweb.sint-rembert.be/>
Site GIP'S 6IW: www.gip6iw.be

Dankwoord:

Een droom werkelijkheid laten worden, daar zijn veel helpende handen voor nodig. Graag willen wij die helpende handen nu eens in de bloemetjes zetten, want zonder hen, was ons project niet haalbaar.

Onze mentor, de heer Boterberge komt alle lof toe; de kennis over het onderwerp, de blijvende bereidheid om problemen te bespreken, contacten leggen, zelfs een meet-uitstapje naar Oostende,... Bedankt dat u onze mentor wilde zijn, wij hebben ervan genoten.

Uiteraard hebben wij dit niet met ons drieën geklaard. De heer Vanhooren hielp ons een haalbaar onderwerp kiezen. De heer Verhaeghe was de bron van info en steun. Met fouten konden wij steeds terecht bij de heer Hemeryck. Een stukje koeling werd doorgesproken met mevrouw Delaere. De heer Werbrouck hielp ons met het tekenen van de printplaten. De schooldirectie was steeds bereid om ons de nodige lokalen ter beschikking te stellen. Op onze ouders konden en kunnen wij altijd rekenen, zowel moreel als financieel.

Bedankt aan de vele helpende handen, wij hopen dat ons project een springplank mag zijn naar een mooie toekomst.

Index

Index	3
1 Inleiding.....	7
1.1 Evolutie van de versterker	7
1.2 Blokschema van de versterker	8
1.3 Geluidsignalen	9
2 Netvoedingen.....	11
2.1 Blokschema	11
2.2 De transformator.....	12
2.3 Gelijkrichterschakelingen: de halfgeleiderdiode	13
2.3.1 Het halfgeleidermateriaal Silicium.....	14
2.3.2 Gat en vrije elektronen.....	15
2.3.3 N-materiaal	15
2.3.4 P-materiaal.....	17
2.3.5 De PN-junctie zonder uitwendige bron	18
2.3.5.1 Voor het contact.....	18
2.3.5.2 Na het contact	18
2.3.6 De PN-junctie in doorlaat gepolariseerd	19
2.3.7 De PN-junctie in sper gepolariseerd.....	20
2.3.8 De diode.....	20
2.3.9 De IU karakteristiek.....	21
2.3.9.1 Doorlaatkarakteristiek van een diode	21
2.3.9.2 De sperkarakteristiek van een diode	22
2.3.9.3 Doorslag van een gesperde diode	23
2.3.10 Statische en dynamische weerstand.....	23
2.3.11 Het vermogen van een diode	24
2.4 De bruggelijkrichter van Graetzschakeling	24
2.5 Afvlakking	27
2.6 Stabilisatie	31
2.6.1 Gelijksstroomgedrag van een netvoeding	31
2.6.2 Wisselstroomgedrag van een netvoeding	32
2.6.3 Parallelstabilisatie	33
2.6.4 Seriëstabilisatie.....	33
2.6.4.1 Principe van seriëstabilisatie	33
2.6.4.2 Geïntegreerde gestabiliseerde voedingen (met stroombegrenzing).....	34
2.7 Praktische voeding.....	35
2.7.1 Gebruikte Componenten.....	35
2.7.2 Praktische realisatie	36
2.7.3 Metingen	37
3 Signaalbronnen	42
3.1 Soorten signaalbronnen	42
3.2 Soorten signalen	42
4 Filters.....	43
4.1 Wat is een filter.....	43
4.2 Het belang van filters.....	43
4.3 Eisen aan een filter	44
4.4 Passieve (wissel)-filters	44

4.5	Componenten van een wisselfilter.....	45
4.5.1	De spoel.....	45
4.5.2	De condensator.....	45
4.5.3	De Weestanden.....	46
4.6	Basis begrippen filters.....	47
4.7	Historische figuren.....	49
4.8	Schakelingen.....	50
4.9	De Opamp geschakeld als een filter: Actieve filters.....	53
4.9.1	Soorten actieve filters.....	53
4.9.1.1	Amplitudefilters.....	53
4.9.1.2	Fasefilters.....	55
4.9.2	Eenvoudige filter van eerste orde laagdoorlaat.....	55
4.9.3	Hoogdoorlaat filter van de eerste orde.....	59
4.9.4	Hogere orde filters.....	61
4.9.5	VCVS-filter.....	62
4.9.6	Een VCVS-laagdoorlaatfilter.....	64
4.9.7	Banddoorlaatfilters.....	65
4.9.7.1	Cascade schakeling van LD en HD filter.....	65
4.9.7.2	Constant-K bandfilter, eentraps actief bandfilter.....	66
4.9.7.3	MF-bandfilter.....	66
4.9.7.4	SV-bandfilter:.....	67
4.10	Praktische realisatie: Actieve filter.....	68
4.10.1	Indeling.....	68
4.10.2	Basisschema.....	68
4.10.3	Diepere kijk op het schema.....	69
4.10.4	Realisatie.....	70
4.10.5	Metingen.....	71
5	Audioversterkers.....	74
5.1	Blokschema van een versterker.....	74
5.1.1	De versterker als vierpool.....	74
5.1.2	Deingangsimpedantie Z_i	75
5.1.3	De uitgangsimpedantie Z_o	76
5.1.4	De vermogenversterking A_p	77
5.1.5	dB_m	77
5.1.6	De spanningsversterking A_v	78
5.1.7	De stroomversterking A_i	78
5.2	Inleidende begrippen.....	79
5.2.1	Analoge geluidsversterking.....	79
5.2.2	Vermogen.....	79
5.2.2.1	Het vermogen.....	79
5.2.3	Ruis.....	80
5.2.4	Koelen van elektronische componenten.....	81
5.2.4.1	Inleiding.....	81
5.2.4.2	Soorten energie transport.....	82
5.2.4.3	Bepalen en berekenen van een koelplaat.....	83
5.2.4.4	Formules.....	84
5.2.5	Mono en stereo.....	86
5.2.6	Slew rate.....	87
5.2.7	Vervorming.....	88

5.2.8	Bandbreedte	88
5.2.8.1	Frequentiekarakteristieken	88
5.2.8.2	Bandbreedte bepalen	89
5.3	De bipolaire transistor als versterker	91
5.3.1	Opbouw en werking van een bipolaire transistor	92
5.3.1.1	Opbouw van een bipolaire transistor	92
5.3.1.2	Werkings van een bipolaire transistor	92
5.3.2	Fundamentele transistorschakelingen	94
5.3.3	Karakteristieken van een bipolaire transistor	95
5.3.3.1	Transferkarakteristiek	96
5.3.3.2	Uitgangskarakteristiek	96
5.3.3.3	Ingangskarakteristiek	97
5.3.4	Bepalen van de hybride parameters van een bipolaire transistor	99
5.3.4.1	Bepaling van h-parameters	100
5.3.4.2	Signaal-vervangingschema met h-parameters	100
5.3.4.3	Bepalen van h-parameters	102
5.3.5	Het instellen van een bipolaire transistor als versterker	103
5.3.5.1	DC- en AC- instelling van een bipolaire transistor als versterker	103
5.3.5.2	Soorten klassen van versterkers	104
5.3.6	De DC-instelling van een bipolaire transistor in klasse-A	105
5.3.6.1	Bipolaire versterker met één basisweerstand	105
5.3.6.2	Met spanningdeler en R_E	110
5.3.7	De AC-instelling van een bipolaire transistor in klasse A	117
5.3.8	DC - AC belastingslijn	118
5.3.9	Grafisch bepalen van de spanningsversterking	121
5.3.10	Wiskundige analyse van de GES	122
5.3.10.1	Het h-parameter schema (AC-vervangingschema)	122
5.3.10.2	Ingangsimpedantie Z_i	124
5.3.10.3	Uitgangsimpedantie Z_o	124
5.3.10.4	Spanningsversterking A_v	124
5.3.10.5	Stroomversterking A_i	124
5.3.10.6	Vermogenversterking A_p	125
5.3.11	Praktische realisatie van een klasse A versterker	125
5.3.12	Voor- en nadelen van een klasse A versterker	133
5.3.12.1	Het moeilijk regelen van de spanningsversterking (A_v)	133
5.3.12.2	Lineaire Vervorming	135
5.3.12.3	Niet lineaire vervorming	135
5.3.12.4	Invloed van de ingangweerstand	135
5.3.12.5	Het lage rendement van de versterker	136
5.3.12.6	Gemeten uitgangssignalen	137
5.3.13	THD	141
5.4	De unipolaire transistor als versterker	142
5.4.1	De unipolaire transistor	142
5.4.2	DE JFET opbouw en werking	144
5.4.3	De gate-source spanning is gelijk aan nul	144
5.4.4	De gate-source spanning is positief	145
5.4.5	De gate-source spanning is negatief	145
5.4.6	Karakteristieken en parameters	146
5.5	Signaalvervangingschema van een JFET	148

5.6	De JFET als klein signaal-versterker in klasse-A.....	150
5.6.1	Instelling van een JFET met source-weerstand R_S	150
5.6.2	Instelling van een JFET met spanningsdeler	152
5.6.3	De FET als wisselspanningsversterker	155
5.7	De MOSFET.....	159
5.7.1	Soorten.....	159
5.7.2	Verrijkings-MOSFET met N-kanaal	161
5.7.3	Karakteristieken.....	162
5.7.4	Verarmings-MOSFET met N-kanaal	163
5.7.5	Karakteristieken.....	164
5.7.6	Besluit over de FET'S:.....	165
5.8	De operationele versterker.....	166
5.8.1	Inleiding.....	166
5.8.2	Ideale eigenschappen van een OA.....	167
5.8.3	Algemene begrippen van de OA	169
5.8.4	Aanvullende begrippen over de opamp	172
5.8.5	De inverterende versterker in open lus	173
5.8.6	De inverterende versterker in gesloten lus	174
5.8.7	De niet-inverterende versterker in gesloten lus	177
5.8.8	De sommeerversterker	179
5.8.9	De verschilversterker.....	181
5.8.10	De comparator	184
6	Vermogenversterkers.....	186
6.1	Inleiding.....	186
6.2	Beveiliging	186
6.3	De balansversterker (klasse B)	186
6.4	Cross-overvorming (overneemvorming).....	190
6.4.1	Oorzaak.....	190
6.4.2	Oplossingen	191
6.5	De balansversterker in klasse AB.....	192
6.5.1	Theoretische waarden.....	193
6.5.2	Praktische gemeten op de versterker.....	193
7	Luidsprekers	194
7.1	Inleiding.....	194
7.2	Wat is geluid.....	194
7.3	Luidsprekerconstructie	194
7.4	Luidsprekerimpedantie	196
7.5	Indeling van de luidsprekers.....	196
7.6	Klankkasten	198
8	Besluit.....	200
9	Bijlagen.....	202
10	Bronnen	202

1 Inleiding

1.1 Evolutie van de versterker

Audio versterkers:

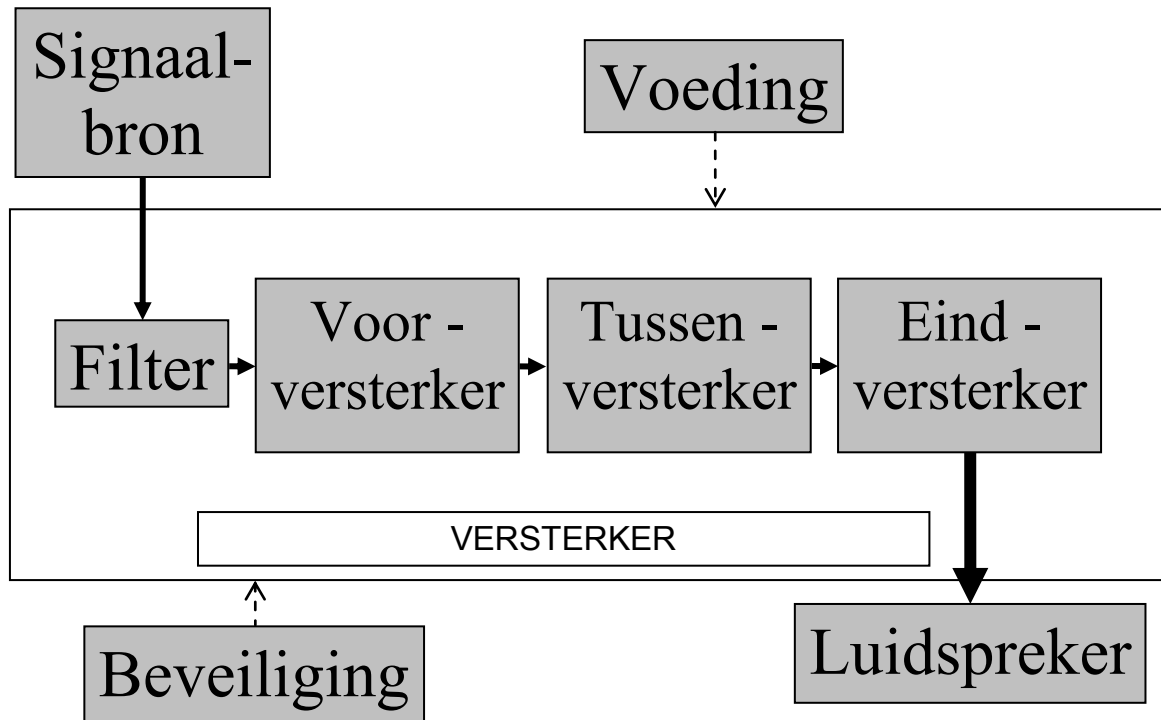
Voor velen is een hifi installatie maar een object, maar voor ons schuilt er veel meer achter. Van kinds af aan waren we gefascineerd door audio. Hoe ouder we werden hoe groter de interesse. Daarom leek het ons ook gepast om iets te doen omtrent audio. Na vele omwegen kwamen we terecht bij de versterker. Voor ons was deze opdracht dus geen verplichting, maar een privilege. Ook was het praktische gedeelte zeker even belangrijk als het theoretisch besproken deel.

Versterking van geluid gaat al ver terug in de tijd. De Romeinen gebruikten al horens om hun stem te versterken.



Na het uitvinden van elektronische componenten werd het mogelijk om signalen te versterken via elektronische weg. De computer en digitale schakelingen stimuleerden deze ontwikkeling.

Omdat wij leken waren inzake elektronica kregen we van onze mentor een spoedcursus analoge versterker techniek. Zo konden we uiteindelijk een eigen project opstarten. Deze bestond uit de bouw van enkele zware versterkers die toch de nodige kwaliteit verschaffen. Een dergelijke versterker heeft een paar vast herkenbare delen die men in een blokschema kan weergeven.

1.2 Blokschema van de versterker

- | | | |
|---|-------------------|--|
| 1 | signaalbron: | verwekt het te versterken signaal op ; |
| 2 | filter: | houdt niet gewenste signalen tegen ; |
| 3 | voorversterker: | zorgt voor een optimaal ingangssignaal; |
| 4 | tussenversterker: | zorgt voor een spanningsversterking ; |
| 5 | eindversterker: | zorgt voor een stroomversterking ; |
| 6 | voeding: | heeft de gepaste gelijkspanning aan de componenten ; |
| 7 | beveiliging: | zorgt dat de componenten niet beschadigd worden ; |
| 8 | luidspreker: | zet het elektrisch signaal om naar een trilling. |

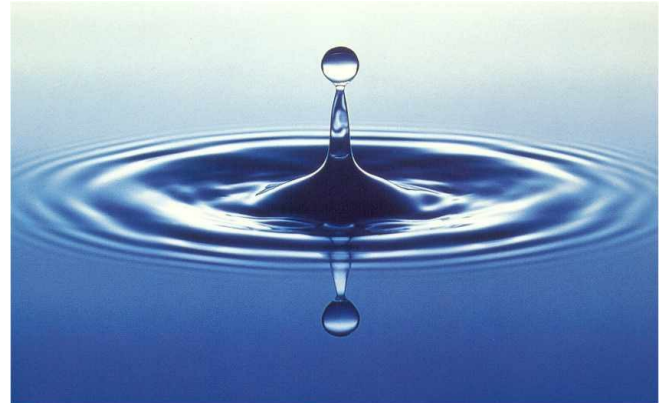
De verschillende delen van de versterker hebben wij zorgvuldig bestudeerd, daarvan zult u het resultaat kunnen bewonderen in deze GIP. Dit alles met voorbeelden en meerdere praktische realisaties. Hopelijk hebt u veel genot aan het lezen van deze tekst.

1.3 Geluidsignalen

Geluid is het fenomeen dat door drukgolven in een stof veroorzaken wordt. Het is een golfverschijnsel, dit wil zeggen wanneer een massadeeltje begint te trillen het, de zich omringende massadeeltjes ook aan het trillen brengt. Zo kan de trilling (het geluid) voortgeplant worden.

Indien er geen wrijving in de middenstof aanwezig is, dan zou het geluid zich eeuwig (oneindig) kunnen voortplanten.

Het verschijnsel wordt aan zien als een golf fenomeen, u kunt het best voorstellen als een steen die in het water wordt geworpen.



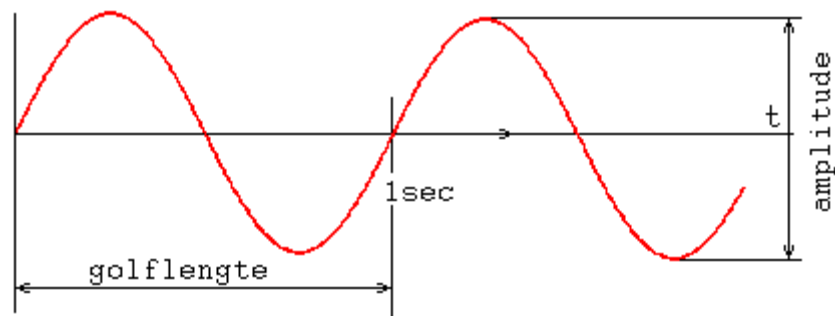
Een signaal kan sinusoidaal verlopen. Iedere sinus heeft een periode of priodeduur.

Dit is de korts mogelijke tijd tussen twee identieke punten met een identiek waardeverloop op een sinustrein (opeenvolging van sinusvormig signalen).

De frequentie van een sinusvormig signaal is het aantal perioden die afgelegd worden in een tijd van 1 seconde.

$$f = \frac{1}{T} \quad \text{met } f = \text{frequentie (Hz of } \frac{1}{\text{s}})$$

en $T = \text{periode (s)}$



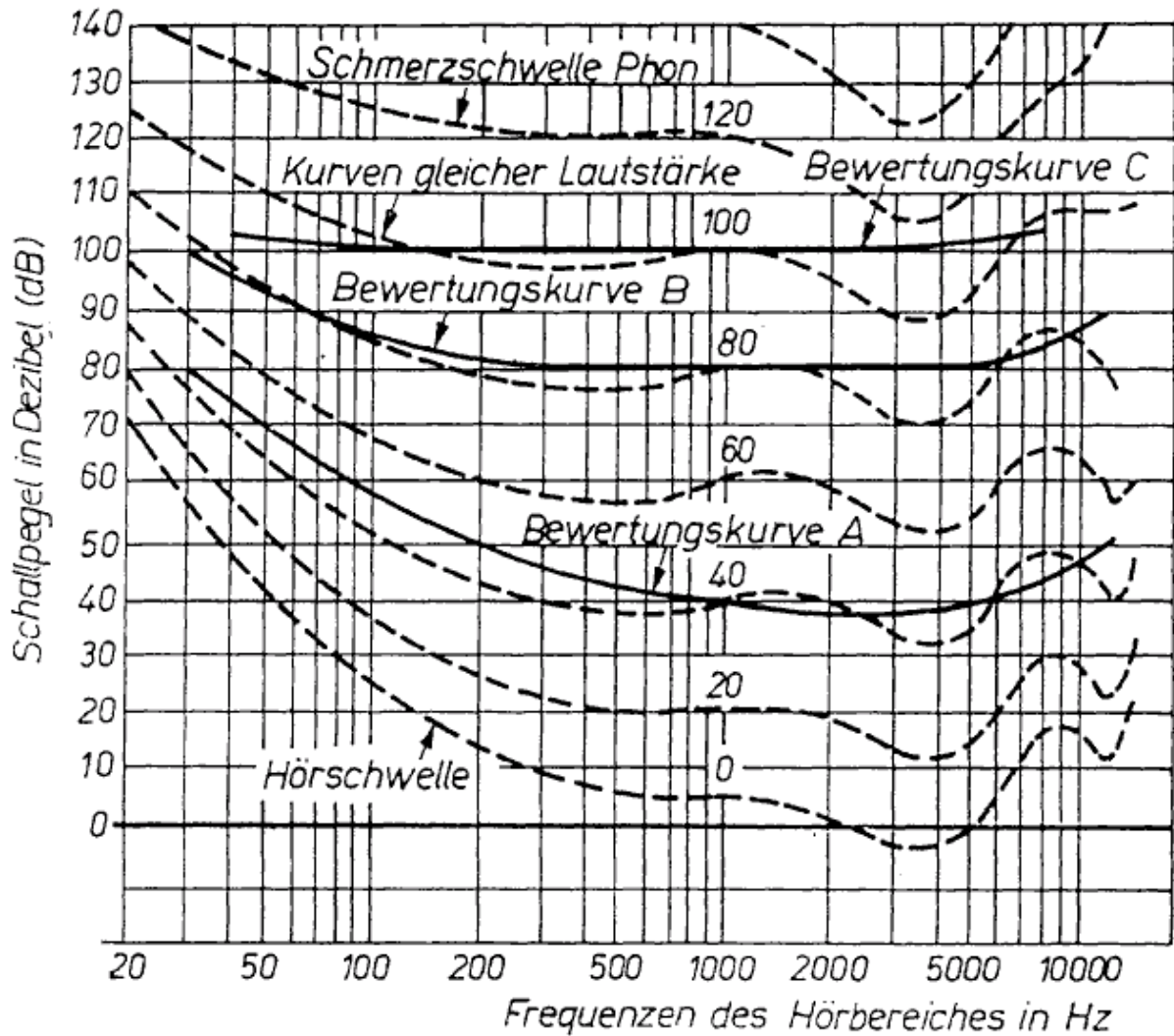
De golflengte van een sinusvormig signaal is de afstand die één volledige periode aflegt.

$$\lambda = C.T \quad \text{met } \lambda \text{ de golflengte (m)}$$

C de voortplantingssnelheid (m/s) = $3 \cdot 10^8$ m/s

T is de periodeduur (s)

Waarneembaar geluid voor de mens bevindt zich tussen $\pm 20\text{Hz} - 20\,000\text{Hz}$. Dit verschilt van persoon tot persoon. Iemand die al wat ouder is zal niet hoger horen dan $16\,000\text{Hz}$.



De “luidheid” van de trilling drukt men uit in dB. Dit is een logaritmische schaal omdat de mens niet lineair hoort maar logaritmisch. Een frequentie van 1kHz ten opzichte van een frequentie 400 Hz met de zelfde energie waarde zal niet door de mens als even luid worden waargenomen.

Er moeten 3 voorwaarden voldaan zijn voordat een mens geluid kan horen :

- 1) er moet een geluidsbron aanwezig zijn;
- 2) er moet een middenstof aanwezig zijn (vb. lucht of water) die de trilling voortplant;
- 3) een intelligent wezen die de trillingen kan opvangen en interpreteren.

2 Netvoedingen

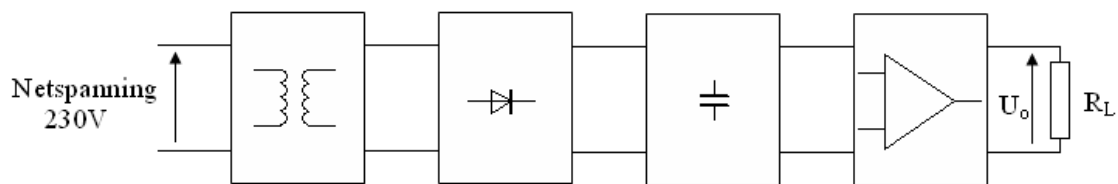
2.1 Blokschema

In de praktijk worden heel wat elektronische schakelingen gevoed met een gelijkspanning van bijvoorbeeld 5 V, 12V, 15V,

Je wenst deze schakeling nu thuis te gebruiken waar je enkel over de 230 V netspanning beschikt. Je kunt natuurlijk batterijen gebruiken, maar deze zijn duur en relatief snel opgebruikt.

De oplossing is een schakeling die een 230 V wisselspanning omzet naar een bruikbare gelijkspanning.

Het blokschema ziet er als volgt uit :

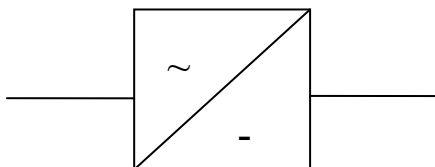


Het blokschema van een voeding bevat volgende delen:

- 1) transformator, deze zet de netspanning om naar de gewenste ingangsspanning voor de gelijkrichter;
- 2) gelijkrichter, deze maakt van de secundaire wisselspanning een pulserende gelijkspanning;
- 3) afvlakking, deze filter vlakt de pulserende gelijkspanning af naar een gelijkspanning met een kleine rimpel;
- 4) stabilisatie, deze regelaar onderdrukt de rimpelspanning, zodat de uitgangsspanning constant blijft in functie van de tijd;
- 5) de belasting.

Stap voor stap zullen we in dit hoofdstuk elk deel van dit blokschema bestuderen en realiseren.

In elektronische schema's wordt een gelijkrichter voorgesteld door volgend symbool:

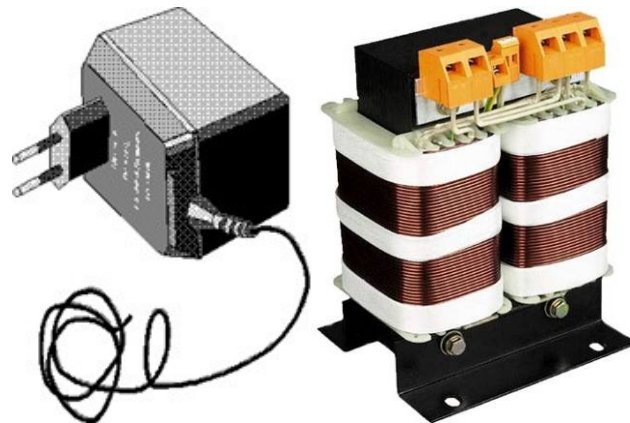
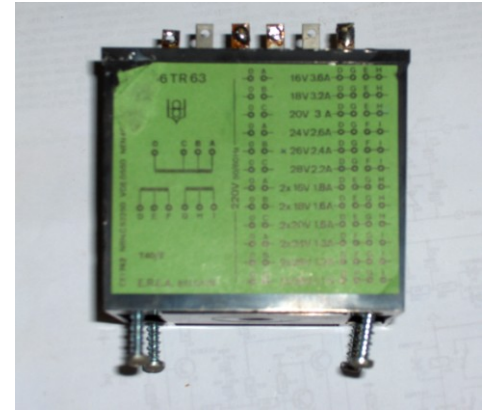


2.2 De transformator

Meestal wordt er tussen de netspanning en de gelijkrichter een transformator geplaatst zoals weergegeven in het blokschema.

Het doel van een transformator bestaat uit twee delen:

- 1) De spanning transformeren naar een hogere of lagere waarde, zodat men deze gemakkelijk kan gelijkrichten.
- 2) De belasting volledig van het net scheiden.



Uit de lessen elektriciteit weten we dat de spanningen op de primaire en de secundaire zich verhouden, zoals het aantal windingen van hun wikkelingen, m.a.w. :

$$U_{\text{Prim}} = N_1 \frac{d\phi}{dt} \text{ en } U_{\text{sec}} = N_2 \frac{d\phi}{dt}$$

$$\text{Dus is: } \frac{d\phi}{dt} = \frac{U_{\text{Prim}}}{N_1} = \frac{U_{\text{sec}}}{N_2} \rightarrow \frac{U_{\text{Prim}}}{U_{\text{sec}}} = \frac{N_1}{N_2}$$

De secundaire uitgangsspanning van een transformator is gelijk aan :

$$U_{\text{sec}} = \frac{N_2}{N_1} U_{\text{Prim}}$$

Toestandsdiagram:

$N_2 > N_1$	\rightarrow	$U_{\text{sec}} > U_{\text{prim}}$	Hoogspanning
$N_2 = N_1$	\rightarrow	$U_{\text{sec}} = U_{\text{prim}}$	Scheidingstransfo's
$N_2 < N_1$	\rightarrow	$U_{\text{sec}} < U_{\text{prim}}$	Netvoeding

Verder weten we dat het verband tussen de primaire en de secundaire stroom, het omgekeerde is van de spanningen. Vandaar:

$$P_{prim} = P_{sec}$$

$$U_{prim} I_{prim} = U_{sec} I_{sec}$$

$$\frac{U_{prim}}{U_{sec}} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{I_{sec}}{I_{prim}}$$

De netspanning wordt steeds uitgedrukt in de effectieve waarde en bedraagt 230 V. De maximale waarde van de netspanning bedraagt dan:

$$U_{primmax} = \sqrt{2}U_{prim} \text{ is hier } = 325\text{V}$$

Opmerking :

De transformator zet de netspanning (230V) om naar een lagere spanning, zodat een grote secundaire stroom teruggebracht wordt naar een kleinere primaire stroom. Zo blijven warmteverliezen in het netsnoer beperkt.

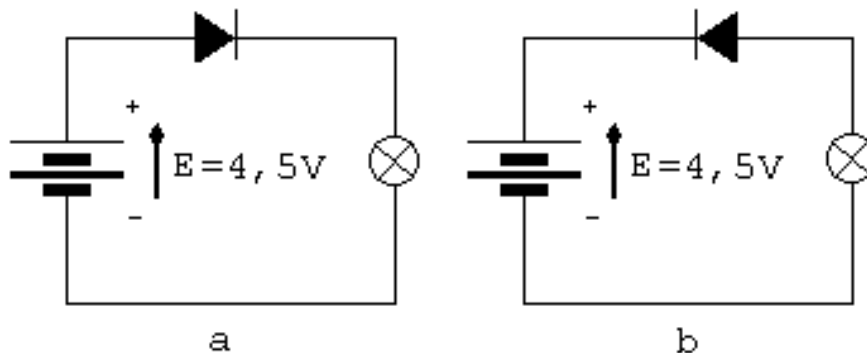
2.3 Gelijkrichterschakelingen: de halfgeleiderdiode

Om signalen gelijk te richten, maakt men gebruik van dioden.

Een diode bestaat uit een P- en N-kristal. Beide kristallen worden samengevoegd. Hierdoor ontstaat de PN-junctie die in dit hoofdstuk zal besproken worden.

Proef:

Een siliciumdiode van het type 1N4007 of BYV27-100 is de eerste halfgeleidercomponent die onderzocht wordt.



De beide schakelingen in bovenstaande figuur zijn, op de poling van de diode na, gelijk. Uitvoering van de proef :

- geval a : Lamp zal branden.
- geval b : Lamp zal niet branden.

De diode was dus eenmaal geleidend (a) en sperde in het andere geval (b).
In het algemeen:

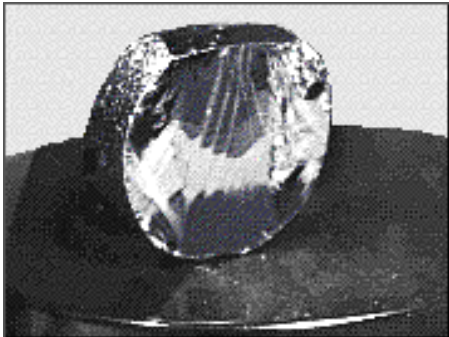
Het geleidingsvermogen van een halfgeleider is van verschillende factoren afhankelijk, zoals hier de polariteit.

Maar wat is er nu precies in de diode gebeurd?

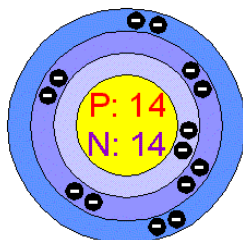
2.3.1 Het halfgeleidermateriaal Silicium

Het basismateriaal waaruit dioden worden gemaakt, is een stof met een geringe geleidbaarheid: Silicium (Si).

Basis informatie:

<p>Name: Silicon Symbol: Si Atomic Number: 14 Atomic Mass: 28.0855 amu Melting Point: 1410.0 °C (1683.15 °K, 2570.0 °F) Boiling Point: 2355.0 °C (2628.15 °K, 4271.0 °F) Number of Protons/Electrons: 14 Number of Neutrons: 14 Classification: Metalloid Crystal Structure: Cubic Density @ 293 K: 2.329 g/cm³ Color: grey Date of Discovery: 1823 Discoverer: Jons Berzelius Name Origin: From the Latin word <i>silex</i> (flint)</p>	 <p>Uses: glass, semiconductors Obtained From: Second most abundant element. Found in clay, granite, quartz, sand</p>
--	---

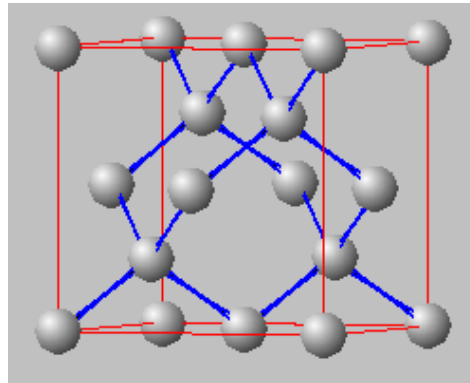
Atoomstructuur:



Atoomstructuur van Silicium

Zuiver silicium heeft vier elektronen op de buitenste schil.

In de natuur vinden we silicium onder de vorm van een **kristalstructuur**.

Kristalstructuur:*Kristalstructuur van Silicium*2.3.2 Gaten en vrije elektronen

Als gevolg van de warmte-energie wordt af en toe een elektron uit zijn schil weggetrokken en kan het zich voortbewegen in het kristal. Een binding wordt dus verbroken en er blijft een positieve lading achter. Die positieve lading noemt men een **gat**.

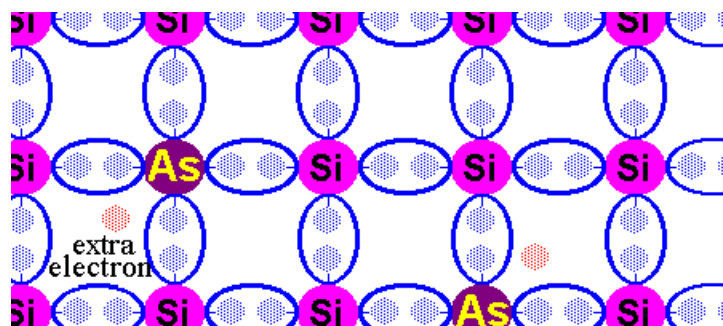
Vervolgens kan dit gat opgevuld worden door een ander vrijgekomen elektron, waardoor het verdwijnt en ergens anders gaten ontstaan. We noemen deze **vrije gaten**, en **vrije elektronen**.

Als de temperatuur stijgt, neemt het aantal vrije elektronen en gaten toe. Het opvullen van een gat door een elektron noemt men recombinatie. Er is één vrij gat en elektron per miljard Si atomen.

Het vloeien van deze kleine stroompjes in het kristal noemt men **intrinsiek**. Door het kleine aantal vrije elektronen is silicium een isolator.

2.3.3 N-materiaal

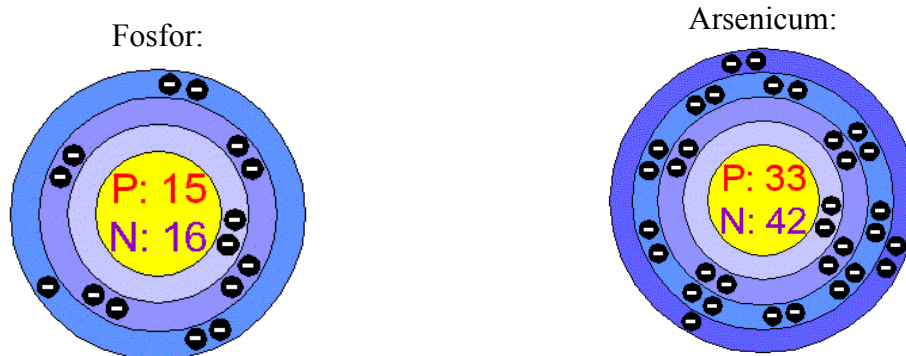
Enkele Si-atomen worden vervangen door een ander atoom dat ongeveer even groot is. Dit atoom bezit wel 5 elektronen op zijn buitenste schil (5 waardig).

*Kristalstructuur van n-materiaal*

Voorbeeld: Fosfor, Arsenicum

Deze atomen gebruiken vier van hun elektronen om zich te binden met het silicium.

Atoom structuur:



Het vijfde elektron is teveel en beweegt zich vrij in het kristal rooster → vrije elektron .

Aangezien het fosfor- (of arsenicum-) atoom één elektron kwijt is, blijft het als positief geladen atoom (ion) gebonden achter, er ontstaat een vast gat .

De geleiding die hierdoor ontstaat noemt men extrinsiek .

Totaal aantal ladingen:

<i>Intrinsieke geleiding t.g.v. silicium:</i>
- vrije elektronen = ladingsdragers (1 per miljard)
- vrije gaten = ladingsdragers
<i>Extrinsieke geleiding t.g.v. fosfor:</i>
- vrije elektronen = ladingsdragers
- vaste gaten ≠ ladingsdragers

Besluit:

Elektronen: meerderheidsdragers.

Gaten: minderheidsdragers.

Er zijn meer negatieve ladingsdragers dan positieve. Vandaar dat men het N-materiaal noemt (N - negatief).

2.3.4 P-materiaal

We brengen een drie-waardige onzuiverheid in, die ongeveer even groot is als een silicium-atoom (3 elektronen op de buitenste schil).

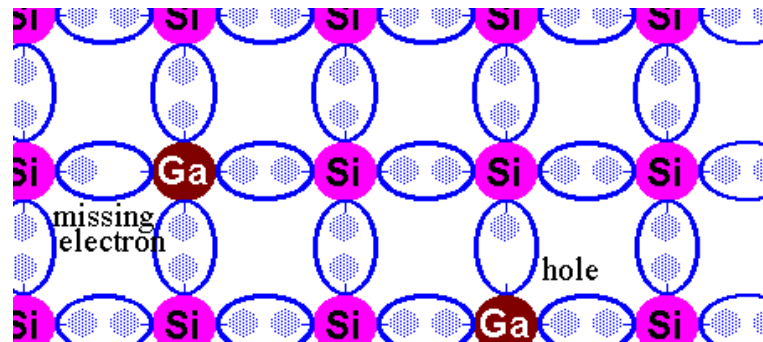


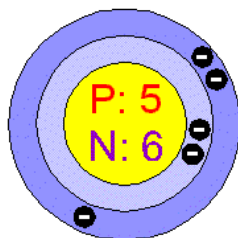
Fig. Kristalstructuur van p-materiaal

Voorbeeld: Boor, Gallium

Deze atomen hebben vier elektronen nodig om zich te binden met het silicium.

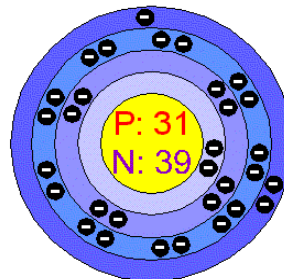
Atoom structuur:

Boor:



Atoomstructuur van Boor

Gallium:



Atoomstructuur van Gallium

Een elektron uit een Si-Si binding wordt dan weggetrokken om de verbinding te vervullen.

Voorbeeld: Gallium-Si binding

Er ontstaat ergens een gat en een vaste negatieve lading op de plaats van het Gallium-atoom. Het ontstane gat wordt opgevuld door een elektron dat ergens anders een gat doet ontstaan. Het is beweegbaar of vrij.

Totaal aantal ladingen:*Intrinsieke geleiding t.g.v. silicium:*

- vrije elektronen = ladingsdragers.
- vrije gaten = ladingsdragers.

Extrinsieke geleiding t.g.v. boor:

- vrije gaten = ladingsdragers
- vaste elektronen \neq ladingsdragers

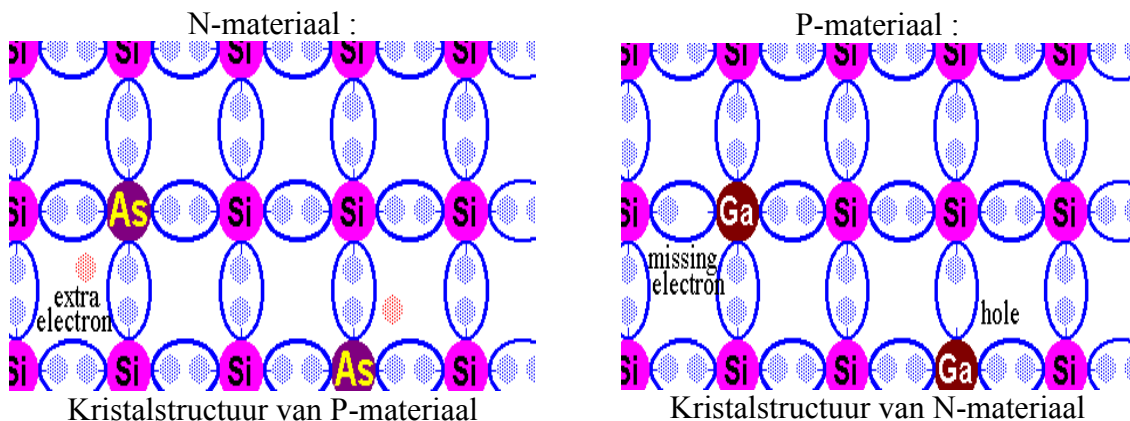
Besluit:

- Gaten: meerderheidsdragers.
Elektronen: minderheidsdragers.

Aangezien de positieve ladingen in de meerderheid zijn noemt men dit P-materiaal (P - positief).

2.3.5 De PN-junctie zonder uitwendige bron2.3.5.1 *Voor het contact*

Het P en N materiaal zijn beiden elektrisch neutraal.

2.3.5.2 *Na het contact*

We brengen nu beide materialen samen:

Op de scheiding van het P- en N-materiaal ontstaat recombinatie. Elektronen neutraliseren de gaten, zodat op het scheidingsvlak er een gebied ontstaat waar geen vrije ladingen meer aanwezig zijn. Dit gebied noemt men sperlaag of verarmingslaag.

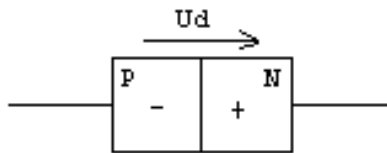
Aangezien in de verarmingslaag geen vrije ladingen meer aanwezig zijn, doet hij dienst als isolator.

Door het verminderen van het aantal vrije gaten is het P-materiaal niet langer meer neutraal, maar wordt het negatief .

Door het verminderen van het aantal vrije elektronen is het N-materiaal niet langer meer neutraal, maar wordt het positief .

Besluit:

Tussen het P- en N-materiaal ontstaat er een elektrische spanning, diffusiespanning genoemd.

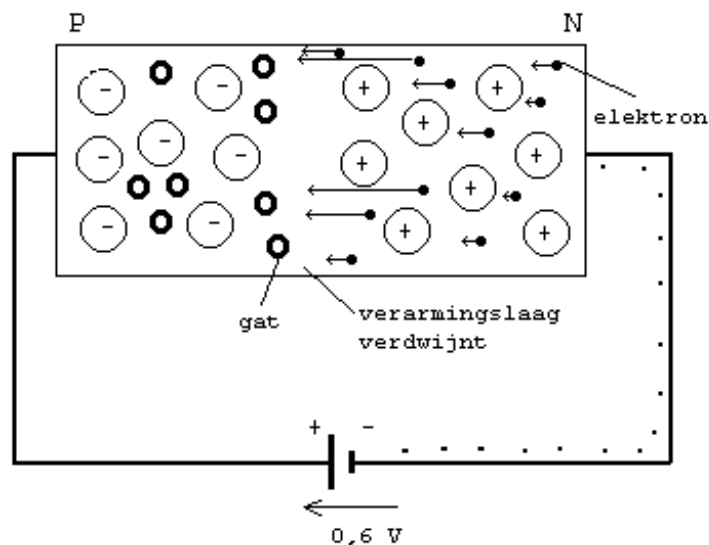


Figuur Diffusiespanning

Niet alle vrije elektronen en gaten recombineren.

Na een bepaalde tijd worden de vrije gaten die naar het N-materiaal willen, afgestoten door het positieve N-materiaal en de vrije elektronen die naar het P-materiaal willen. Hetzelfde gebeurt met het P-materiaal, m.a.w. er ontstaat een evenwicht.

2.3.6 De PN-junctie in doorlaat gepolariseerd

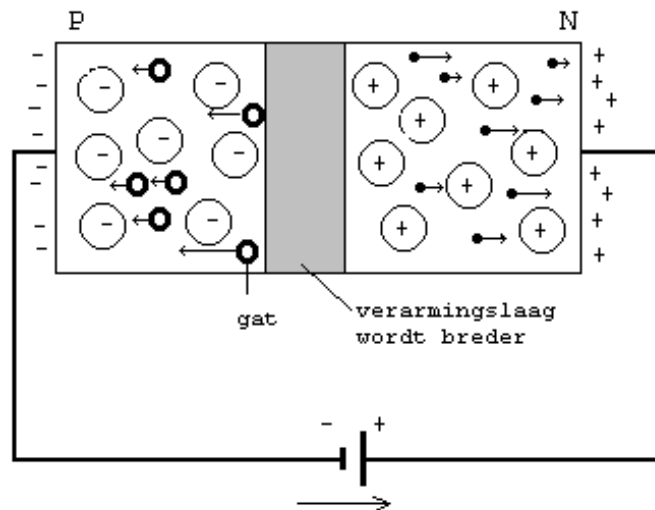


De elektronen die uit de min van de bron komen, stoten de elektronen uit het N-materiaal af zodanig dat ze naar het P-materiaal gaan. De verarmingslaag wordt dunner en wanneer de DC-bron voldoende groot is, verdwijnt deze en kunnen elektronen naar de plus van de bron. De kring is gesloten.

Door een bron moet er een minimum DC-spanning worden aangelegd. Voor silicium dioden bedraagt deze diffusiespanning 0.6-0.7V, voor germanium dioden bedraagt deze spanning 0.2-0.3V.

Merk op: de conventionele elektrische stroom vloeit van P- naar N-materiaal.

2.3.7 De PN-junctie in sper gepolariseerd

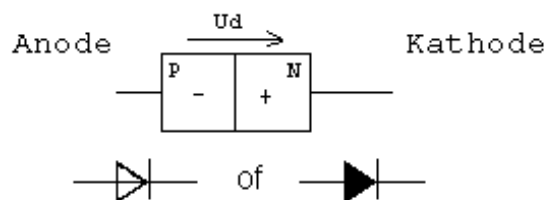


De PN-junctie in sper gepolariseerd

Door de aantrekkingskracht van de batterijpolen verschuiven de vrije ladingen naar de buitenkant van het materiaal. De verarmingslaag wordt hierdoor breder, dus de isolatie wordt dikker, dus kan er geen stroom meer vloeien.

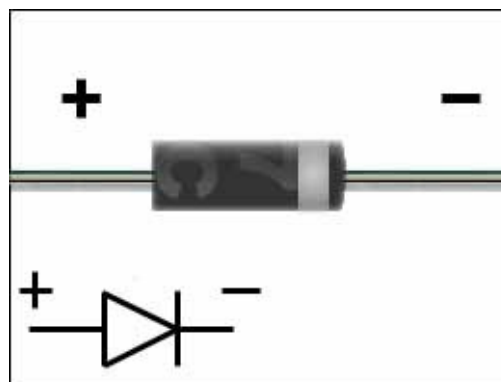
2.3.8 De diode

De PN overgang met aansluitdraden en van behuizing voorzien, noemen we een diode. De aansluiting op het N-materiaal noemt men kathode en op het P-materiaal anode .



Aansluiting en symbool van een diode

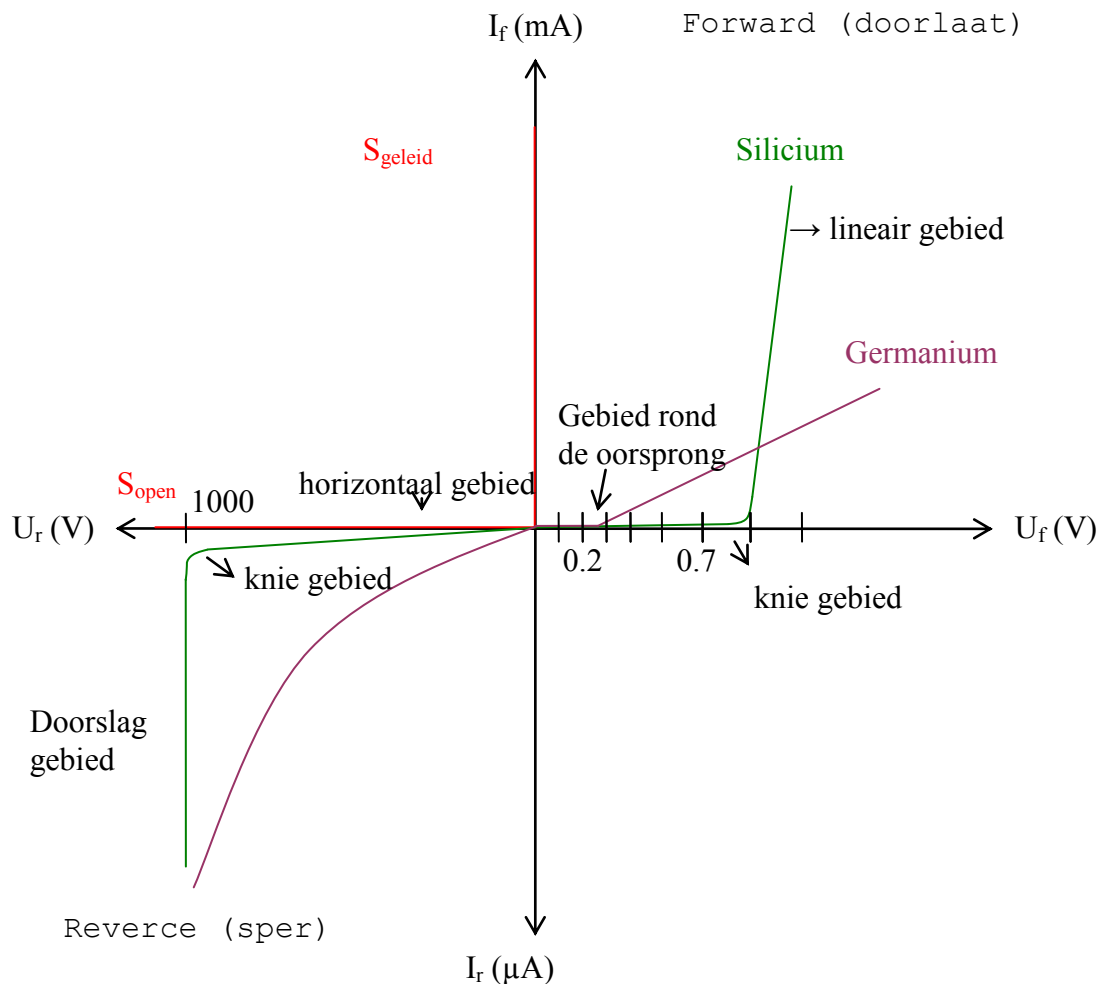
De kathodeaansluiting is te herkennen aan het diodesymbool of een ring op de behuizing.



2.3.9 De IU karakteristiek

De IU-karakteristiek van een diode geeft het grafische verband tussen de diodestroom en de spanning over de diode. Zoals uit de studie van de PN-junctie kan verwacht worden, is dit verband niet lineair.

De IU- karakteristiek van een halfgeleider diode ziet er als volgt uit:



We beschouwen de karakteristiek eerst in doorlaatzin en vervolgens in sperzin.

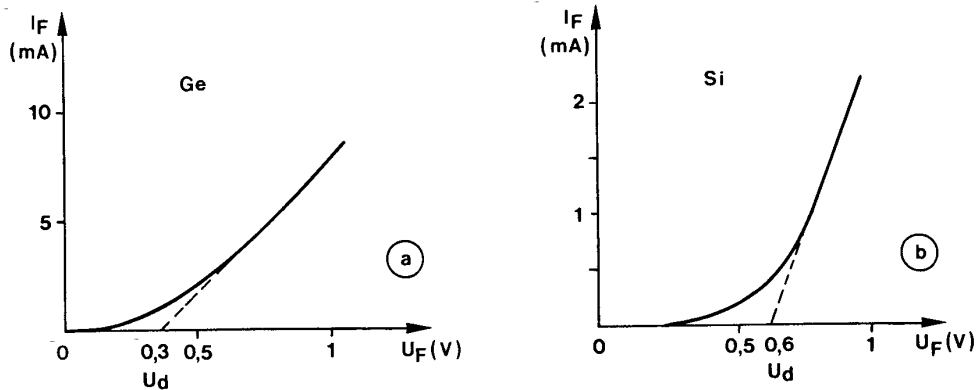
2.3.9.1 Doorlaatkarakteristiek van een diode

We onderscheiden drie gebieden:

- Gebied rond de oorsprong:
 U_F = zeer klein (orde mV), de stroom is zeer klein (orde μ A) en de karakteristiek verloopt lineair; de diode gedraagt zich als een lineaire weerstand ($R = (\text{zeer})$ groot).
- Kniegebied:

Als U_F de drempelspanning U_d bereikt ($U_d = 0.2-0.3V$ voor Ge en $0.6-0.7V$ voor Si) dan verloopt de karakteristiek exponentieel. In dit gebied wordt de diode gebruikt voor het mengen en het detecteren van HF-signalen.

- Lineair gebied:
Als $U_F > U_d$ dan verloopt de karakteristiek bijna lineair. De diode bezit het gedrag van een kleine weerstand. Wordt het lineaire verloop doorgetrokken tot aan de U-as dan wordt deze as gesneden bij $0.2-0.3V$ voor Ge-dioden en bij $0.6-0.7V$ voor Si-dioden.



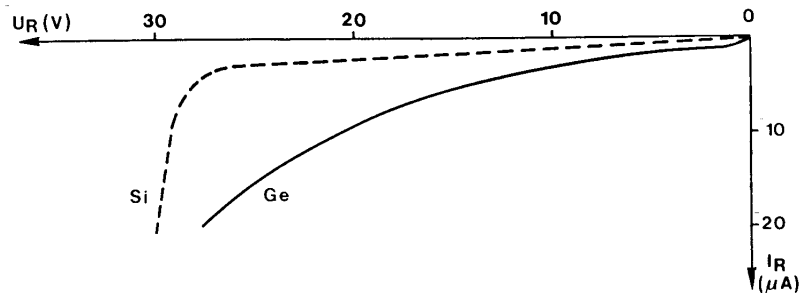
*Doorslag bij een Ge- en een Si-diode
Drempelspanning van a) Ge-diode en b) Si-diode*

2.3.9.2 De sperkarakteristiek van een diode

Ook hier onderscheiden we drie gebieden:

- Horizontaal gebied:
 I_R is van grootteorde van μA voor Ge- en nA voor Si-dioden.
- Kniegebied:
Wegens de doorslag van de grenslaag (zie verder) wordt plots de sperstroom veel groter. Dit effect is voorgesteld in onderstaande figuur en treedt bij Ge-dioden geleidelijk en bij Si-dioden abrupt op.
- Doorslaggebied:

In dit gebied gaat een geringe spanningstoename een zeer grote stroomtoename tot gevolg hebben. De diode-weerstand is klein geworden. Voor gewone dioden is dit een niet-toelaatbaar gebied



Doorslag bij Ge-en een Si-diode

2.3.9.3 Doorslag van een gesperde diode

Wanneer een diode gesperd is, dan mag de toegepaste spanning niet onbeperkt toenemen, wil men doorslag van de gesperde diode voorkomen.

Hoewel in de verarmingslaag uitsluitend gebonden elektronen zijn, is het mogelijk elektronen vrij te maken volgens volgende effecten:

- **Zenereffect**

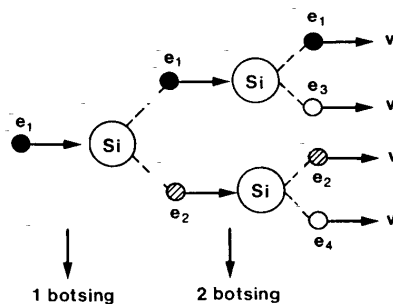
Een sperspanning veroorzaakt een hoog elektrisch veld in de PN-overgang, precies zoals in het diëlectricum van een geladen condensator.

Bij een bepaalde spanning wordt dit veld zo groot ($> 10 \text{ MV/m}$) dat elektronen uit hun atoomverband worden losgerukt. In de sperlaag ontstaan er veel vrije elektronen en evenveel gaten. Er vloeit plots een grote sperstroom.

- **Lawine-effect (Avalanch - breakdown)**

Is er in de sperlaag een vrij elektron (wegens zenereffect), dan zal het hoge elektrische veld dit elektron versnellen. Is zijn snelheid voldoende groot, dan zal bij een botsing met een neutraal Si-atoom een nieuw elektron vrijkomen. Bezit het eerste elektron nog een energieoverschot, dan blijft het zelf ook nog vrij. Beide elektronen kunnen op hun beurt versneld worden en bij een tweede botsing ontstaan er in totaal vier elektronen,

Wegens dit lawine-effect ontstaat er een plotse toename van de sperstroom.



2.3.10 Statische en dynamische weerstand

Met behulp van de belastingslijn kunnen we bij een halfgeleider het werkpunt bepalen.

Dit werkpunt geeft niet alleen de stroom weer door de diode (I_F of I_R) en de spanning over de diode (U_F en U_R), maar ook de weerstand van de diode.

Men spreekt van de:

- Statische weerstand
- Dynamische weerstand

Deze twee weerstanden zijn natuurlijk geldig voor zowel de doorlaat- als de sperkarakteristiek.

De statische of gelijkstroomweerstand wordt bepaald door de formule:

$$R_{D(iode)} = \frac{U_F}{I_R}$$

De dynamische of wisselstroomweerstand wordt bepaald door de formule:

$$r_{D(iode)} = \frac{\Delta U_F}{\Delta I_R} = \frac{u_F}{i_R}$$

De statische weerstand van een diode is de weerstand die deze diode biedt in een bepaalde gelijkstroom schakeling.

De dynamische weerstand van een diode is de weerstand die deze diode biedt in een bepaalde schakeling op veranderingen van stroom of spanning, m.a.w. voor wisselende spanningen.

2.3.11 Het vermogen van een diode

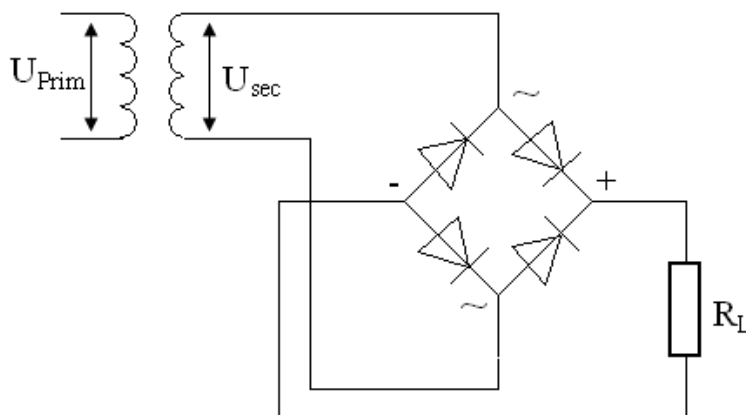
Vloeit er een gelijkstroom I_F doorheen de diode dan wordt er energie (vermogen) opgenomen door deze diode P_d .

$$P_D = U_F \times I_E$$

Wanneer het ontwikkelde vermogen te groot wordt, dan is de warmte ontwikkeling in de diode te groot en gaat deze stuk. Daarom geeft de fabrikant altijd het maximum vermogen weer, die men terug vindt in de databoekgegevens. Uit het maximum vermogen kunnen we nu de dissipatiehyperbool bepalen en zo de maximum diode stroom en diode spanning afleiden. We kunnen zo voor bepaalde waarden gaan uitrekenen hoe het verloop van de karakteristiek van de diode zal zijn (bv. 1V, 1.1V, 1.2V,...).

2.4 De bruggelijkrichter van Graetzschakeling

Een andere uitvoeringsvorm van de dubbelzijdige gelijkrichter is de brugschakeling. De schakeling ziet er als volgt uit:

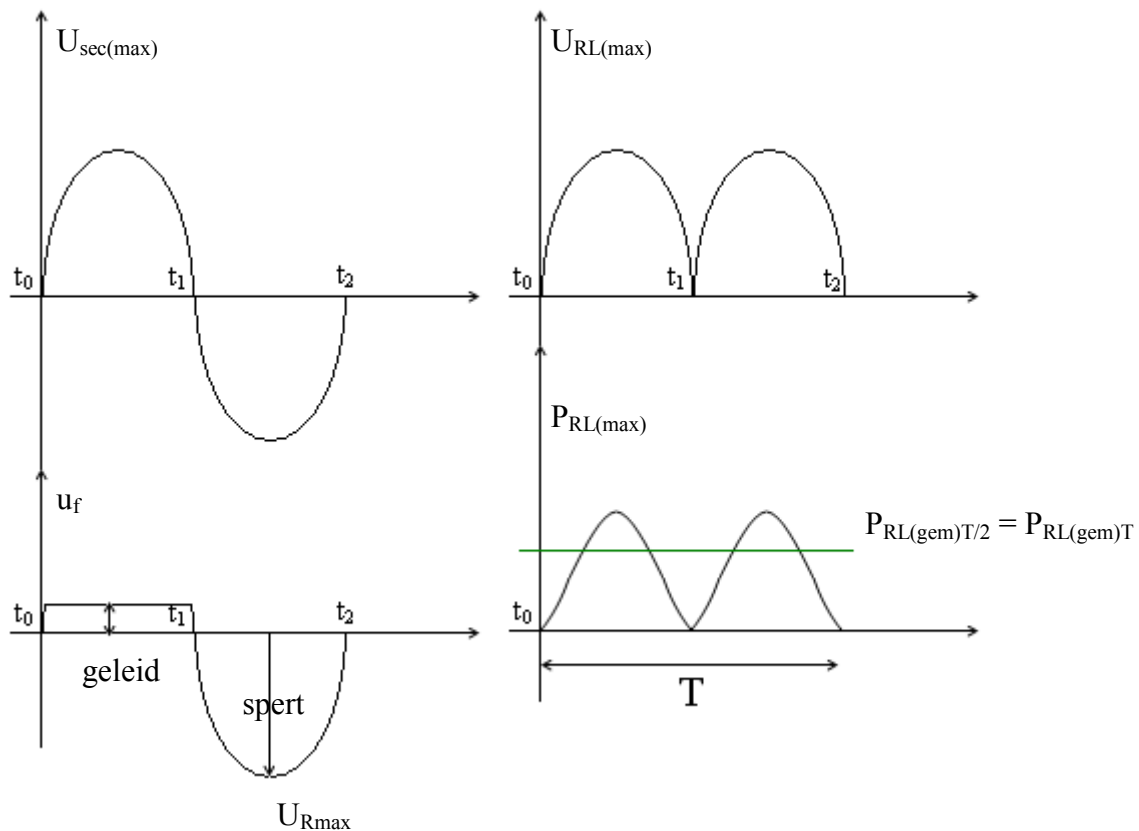


Merk op dat vier diodes gebruikt worden.

De werking van de schakeling ziet er als volgt uit:

- Gedurende de positieve alternantie (tussen 0° en 180°) geleiden de diodes D_2 en D_4 , die we kunnen beschouwen als een gesloten schakelaar. De diodes D_1 en D_3 zijn echter gesperd en vormen een open schakelaar.
Over de belasting R_L treedt een positieve spanningsval U_{RL} op die gelijk is aan:
$$U_{RL} = u_{sec} - 2 \cdot U_F$$
Over de diode staat een spanningsval van 0,6 à 0,7V (afhankelijk van I_F), die meestal te verwaarlozen is t.o.v. de secundaire spanning.
- Gedurende de negatieve alternantie (tussen 180° en 360°) geleiden de diodes D_1 en D_3 , die kunnen voorgesteld worden als een gesloten schakelaar. De diodes D_2 en D_4 zijn echter gesperd en vormen een open schakelaar.
Over de belasting R_L treedt opnieuw een positieve spanningsval U_{RL} op, die gelijk is aan: $U_{RL} = u_{sec} - 2 \cdot U_F$
- De diodes en de belastingsweerstand R_L staan in serie geschakeld op de bron, vandaar dat op elk moment geldt :
$$u_{sec} = 2 \cdot U_{diode} + U_{RL}$$
met $U_{diode} = U_F$ als de diode in doorlaat staat
 $U_{diode} = U_R$ als de diode in sper staat
- Wanneer we de tijdsdiagrammen van U_{diode} en U_{RL} optellen bekomen we het tijddiagram van u_{sec} .

De signaalvormen van de spanning op de secundaire, de spanning over de belasting, de spanning over de diode en de vermogenontwikkeling van de belasting zien er nu als volgt uit:



We merken trouwens op dat de niet geleidende diodes steeds parallel over de belasting staan.

Hierdoor is hun maximum inverse spanning gelijk aan:

$$U_{Rmax} = U_{secmax} - U_F : \text{maximale sperspanning over de diode}$$

Dit is slechts de helft van de inverse spanning die over de gesperde diodes ontwikkeld werd bij de gelijkrichter met middenaftakking.

De fabrikant geeft de maximum sinusvormige inverse spanning of de maximum herhaaldelijke piekspanning, die aan een diode mag geschakeld worden aan door U_{RWM} (reverse wave form max.) of U_{RRM} (reverse repetitive max.).

Besluit:

De bruggelijkrichter bestaat uit 4 diodes die in 1 behuizing zijn ingewerkt. Daardoor is de bruggelijkrichter een relatief goedkope schakeling. De max. sperspanning wordt verdeeld over twee diodes, dit is bijzonder interessant om hoge spanningen gelijk te richten.

We zien nu duidelijk dat de spanning over de belasting zowel gebruik maakt van de positieve als de negatieve alternantie. We stellen echter vast dat de uitgangsspanning (spanning over de belasting) geen constante gelijkspanning is, maar een pulserende spanning met gemiddelde waarde U_{RLgem} . Staat de diode in doorlaat, dan vloeit er een maximum piekstroom I_{RLmax} doorheen de weerstand die kan gevonden worden uit:

$$I_{RLmax} = \frac{U_{RL}}{RL}$$

Deze stroom vloeit niet alleen doorheen de weerstand maar ook door de diode. Die grootte wordt dan ook een belangrijk grensgegeven voor de diode.

De stroom mag nooit groter worden dan de maximum herhalende piekstroom opgegeven door de fabrikant met het lettersymbool I_{FRM} .

We kunnen nu reeds de gelijkstroomcomponent van de belastingsstroom I_{RLgem} en belastingsspanning U_{RLgem} bepalen. naast de gelijkspanningscomponent U_{RLgem} bevat de uitgangsspanning nog sinusoidale wisselspanningen. Deze worden harmonischen genoemd (zie deeltje versterker). Die harmonischen zorgen ervoor, dat naast onze gelijkspanningscomponent ook nog een wisselspanningscomponent aanwezig is, U_{RLeff} . De effectieve waarde van deze wisselspanningscomponent is de waarde die een constante gelijkspanning zou hebben, om in een zelfde tijdsinterval een zelfde warmteontwikkeling te veroorzaken als de pulserende gelijkspanning.

Hieruit volgt:

$$\begin{aligned} P_{RLmax} &= U_{RLmax} \times I_{RLmax} & P_{RLgem} &= \frac{P_{RLmax}}{\sqrt{2}} \\ &= \frac{(U_{RLmax})^2}{R_L} = (I_{RLmax})^2 & &= \frac{(U_{RLeff})^2}{R_L} = \frac{(U_{RLmax})^2}{2R_L} \end{aligned}$$

$$U_{RL\text{eff}} = \frac{U_{RL\text{max}}}{\sqrt{2}}$$

$$I_{RL\text{eff}} = \frac{I_{RL\text{max}}}{\sqrt{2}}$$

De rimpelfactor bedraagt bij dubbelzijdige gelijkrichting:

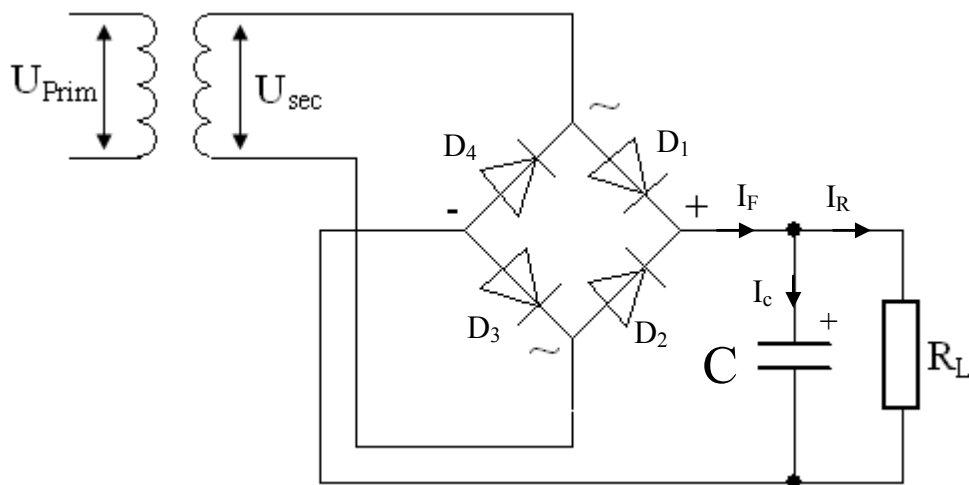
$$\tau = \frac{U_{R\text{eff}}}{U_{RL\text{gem}}} = \frac{\frac{U_{RL\text{max}}}{\sqrt{2}}}{\frac{2}{\pi} \times U_{RL\text{max}}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}$$

2.5 Afvlakking

De uitgangsspanning bestaat nu uit een gelijkspanningscomponent met daarop gesuperponeerd een sterk pulserende wisselspanning.

Om deze wisselspanning af te vlakken en alleen een gelijkspanningscomponent over te houden, wordt een laagdoorlaatfilter gebruikt.

Schakeling:



De meest toegepaste afvlakfilter bestaat uit een condensator, zoals voorgesteld in bovenstaande figuur.

Werking:

- Telkens de dioden geleiden (D_1 en D_3 of D_2 en D_4), laadt de condensator C zich op tot de piekwaarde van de wisselspanning. De snelheid van het opladen wordt bepaald door de tijdconstante:

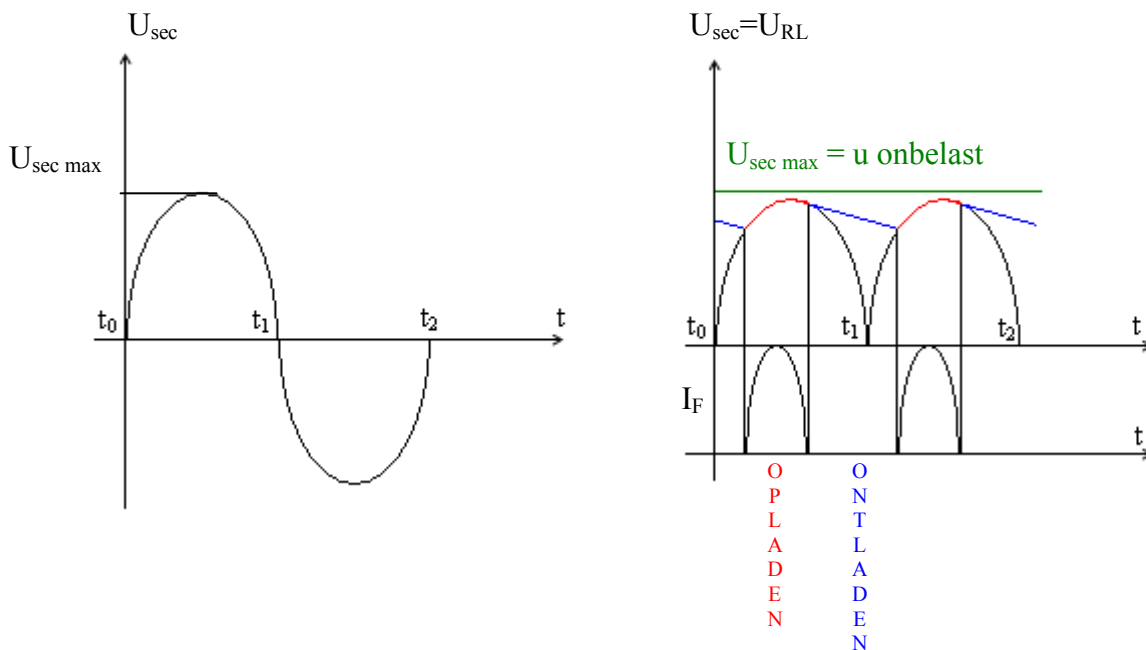
$$\tau_1 = R_t \cdot C$$

De weerstandswaarde R_t wordt gevormd door de weerstandswaarde van de secundaire windingen en de doorlaatweerstand van het diodepaar in geleiding.
De tijdsconstante τ_1 is dan ook zeer klein.

- Neemt de waarde van de secundaire spanning af, dan ontlad de condensator C zich over de belastingsweerstand R_L . De snelheid van het ontladen, wordt bepaald door de tijdsconstante:

$$\tau_2 = R_L \cdot C$$

Onderstaande figuren stellen de spanningsverlopen voor van de secundaire, de condensator en de stroom door één diode in onbelaste en belaste vorm.



Is er geen belasting aanwezig (open uitgang of $R_L = \infty$), dan blijft de uitgangsspanning:

$$\begin{aligned} U_C &= U_{\text{sec max}} \times 2U_F \\ &= \sqrt{2}U_{\text{sec}} \text{ want } I_F = 0 \end{aligned}$$

De tijdsconstante $\tau_2 = R_L \cdot C$ is dan immers oneindig groot. De uitgangsspanning verloopt dan ideaal en is gelijk aan een constant gelijkspanningsniveau. Dit is echter geen realistische veronderstelling, omdat we in de werkelijkheid onze voeding zullen belasten.

Wanneer we echter onze voeding belasten, dan zal: De condensator ontladen over de belastingsweerstand R_L . De condensator zal opladen wanneer de secundaire spanning groter wordt dan U_C . Wanneer we de schakeling belasten dan zal de gemiddelde uitgangsspanning dalen en ontstaat er een rimpelspanning gesupperponeerd op de gelijkspanning.

In normale werkomstandigheden is de laadtijd $5 \cdot (R_t \cdot C)$ veel kleiner dan de ontladtijd $5 \cdot (R_L \cdot C)$. Dit betekent dat een bepaald diodepaar slechts geleidt gedurende het relatief kort tijdsinterval T_1 . Het diodepaar trekt dan hoge piekstromen om de condensator op te laden tot de maximale waarde van de secundaire spanning ($-2 \cdot U_F$).

T_2 is het tijdsinterval dat de uitgangsspanning daalt beneden de piekwaarde en dat de condensator zich ontlad over de belasting R_L . Het ladingsverlies van de condensator, dat verloren gaat gedurende T_2 , wordt gecompenseerd tijdens T_1 .

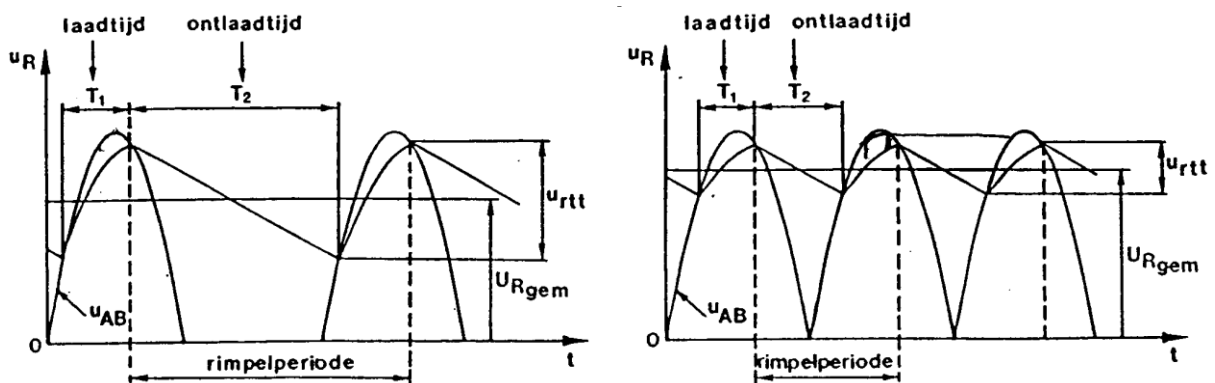
Besluit:

Als de ontlattijd $\gg \gg$ oplaattijd, dan zal de gemiddelde uitgangsspanning ongeveer = $U_C = U_{secmax} \times 2U_F$. De rimpelspanning blijft dan kleiner zodat de gewenste uitgangsspanning nagestreefd wordt. De condensator is hierbij de bepalende factor, omdat deze gemeenschappelijk is in zowel laad- als ontladkring. Bovenstaande veronderstelling is slechts geldig voor grote Capaciteiten (C) en grote belastingsweerstand. Hoe groter de condensator \rightarrow hoe groter de laadstroom hoe groter de piekstroom die door de dioden vloeit. Voor grotere capaciteiten gebruiken we elektrolytische condensatoren.

Opmerking:

Het is nu duidelijk dat, onder dezelfde omstandigheden van belasting, de afvlakcondensator bij dubbelzijdige gelijkrichting, zich minder ver zal ontladen dan bij enkelzijdige gelijkrichting. Praktisch betekent dit, dat de uitgangsgelijkspanning groter is, de diodepiekstroom kleiner zijn en de rimpelspanning kleiner is bij dubbelzijdige gelijkrichting.

Uit onderstaande figuren kunnen we besluiten dat de rimpelfrequentie dubbel zo groot is.



Door de elektriciteitsleer kennen we het verband tussen de stroom doorheen de condensator C en de spanningsverandering aan de klemmen van de condensator:

$$\Delta U = \frac{I_{RL} \times t}{C} \text{ en } Q = C \times \Delta U$$

U_{RTT} = piek tot piek spanning

$t = 10 \text{ ms}$ voor dubbelegelijkrichting (praktisch is dit kleiner \rightarrow grote marge)

Tijdens het ontladen van C is de diode gesperd. De stroom doorheen C is bijgevolg ook de stroom die gaat doorheen de belasting R_L .

De uitdrukking geldt dus ook als volgt:

$$I_{RL} = I_C = \frac{\Delta U \times C}{t}$$

Hierin wordt I_{RL} constant verondersteld en is in het slechtste geval gelijk aan de maximum toegelaten belastingsstroom ($I_{RLmax} = I_{Fmax}$). De verandering van de spanning ΔU is de piek tot piek waarde van de rimpelspanning en de tijdsverandering Δt is gelijk aan de ontlaadtijd van de condensator T_2 .

Uit bovenstaande uitdrukking geldt nu:

$$I_{RLmax} = \frac{U_{RTT} C}{T_2} \text{ of } U_{RTT} = \frac{I_{RLmax} T_2}{C}$$

Gewoonlijk wordt de rimpelspanning uitgedrukt in effectieve waarde. u is het verband tussen de piek tot piek waarde U_{RTT} en de effectieve waarde U_{RLeff} van de rimpel gelijk aan:

$$U_{RLeff} = \frac{U_{RTT}}{3,5}$$

Voor een dubbelzijdige gelijkrichter geldt dat bij een netvoeding ($f_{net} = 50 \text{ Hz}$) de rimpelperiode gelijk is aan:

$$\begin{aligned} \text{Rimpelperiode} &= \frac{T}{2} = \frac{20ms}{2} = 10ms \\ &= \text{oplaad} + \text{ontlaadtijd} \\ &= T_1 + T_2 \quad \text{met } T_2 \gg T_1 \\ &\mapsto U_{RTT} = I_{RLmax} \times \frac{10 \times 10^{-3} s}{C} \end{aligned}$$

Voor een dubbelzijdige gelijkrichter vinden we bijgevolg dat:

$$C = \frac{I_{Rmax} \times 10 \times 10^{-3} s}{U_{RTT}}$$

Door de gemaakte vereenvoudigingen zal deze uitdrukking overmatig voldoen aan de slechtste werkomstandigheden. Maar omdat het optreden van een rimpelspanning geen goede zaak is, maakt het niet uit dat we op deze wijze een schakeling realiseren die een iets lagere rimpelspanning aanneemt dan de verwachte.

De rimpelfactor is dan opnieuw de verhouding tussen de effectieve waarde $U_{RL\text{eff}}$ van de rimpelspanning en de gelijkspanning over de belasting $U_{RL\text{gem}}$:

$$\tau = \frac{U_{RL\text{eff}}}{U_{RL\text{gem}}} \text{ met } U_{RL\text{eff}} = \frac{U_{RTT}}{3,5} \text{ en } U_{RTT} = I_{RL\text{max}} \times \frac{10 \times 10^{-3} \text{ s}}{C}$$

Wordt: $U_{RL\text{gem}} \approx U_{RL\text{max}} I_{RL\text{max}} R_L$

Besluit:

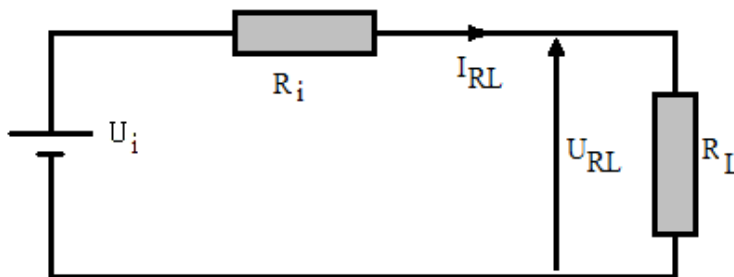
De afvlakking is beter naarmate de condensator groter is en de belasting kleiner (R_L groter). Als men de uitgangsspanning bekijkt van een eenvoudige netvoeding met dubbelzijdige bruggelijkrichter en afvlakcondensator, zie je dat deze spanning nog geen constante gelijkspanning is. Indien je echter een constante stabiele gelijkspanning wilt bekomen, moet je spanningstabilisatie toepassen. Tot nog toe hebben we hiervoor geen elektronische componenten besproken. De zenerdiode kan je hiervoor gebruiken. Je bekomt nu een uitgangsspanning die nagenoeg constant is en onafhankelijk van de belasting. De zenerdiode is de ruggengraat van de spanningsregelaars. Om stabilisatie beter te begrijpen, moeten we eerst de oorzaken van het probleem van naderbij bekijken. De spanning over de belasting R_L kunnen we opsplitsen in twee delen:

- 1) gelijkstroomgedrag;
- 2) wisselstroomgedrag

2.6 Stabilisatie

2.6.1 Gelijkstroomgedrag van een netvoeding

Op gelijkspanningsgebied herleidt de netvoeding zich tot het equivalent schema van onderstaande figuur.



De afvlakcondensator C bezit op DC gebied een theoretische oneindige grote impedantie. In het equivalent schema kan hij dan ook als een open keten beschouwd worden.

We stellen verder vast; dat naarmate we meer stroom trekken uit de voeding, er ergens in de voeding een inwendige gelijkstroomweerstand R_i aanwezig is, waarover een inwendige spanningsval ontstaat. Hierdoor daalt de uitgangsspanning U_{RLgem} .

U_{RLgem} is bijgevolg een deelspanning van de hoogst mogelijke uitgangsspanning $U_{sec max}$.

De inwendige gelijkstroomweerstand R_i kan bepaald worden uit bovenstaande figuur.

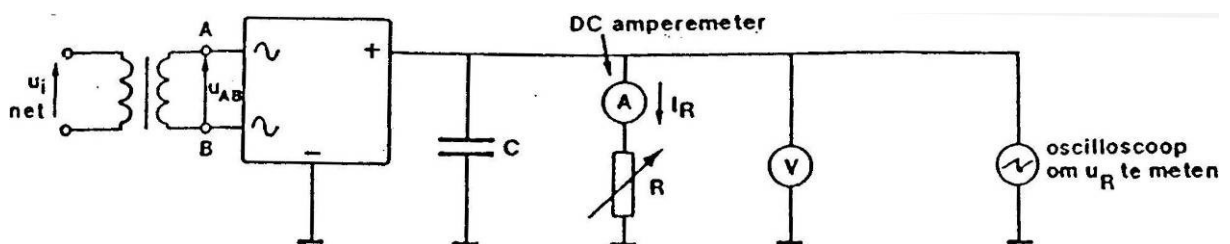
$$R_i = \frac{U_{Ri}}{I_{Ri}} = \frac{U_i - U_{RL}}{I_{RL}}$$

en wordt hoofdzakelijk bepaald door de diode weerstand in de brug;

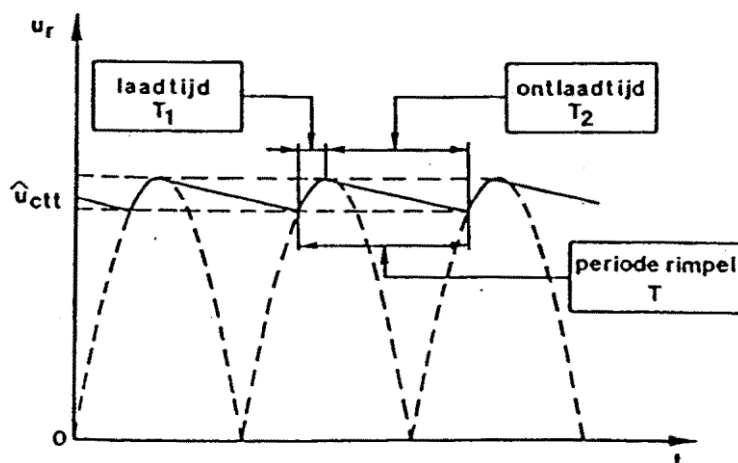
$$R_D = \frac{U_F}{I_F}$$

2.6.2 Wisselstroomgedrag van een netvoeding

Indien we de meetopstelling van onderstaande figuur gebruiken, dan zullen we zowel de AC als de DC resultaten van de voeding aflezen.



Het verband tussen de belastingstroom I_{RL} en de uitgangsspanning U_{RLgem} hebben we reeds getekend tijdens een labo in de klas. Deze grootheden kunnen gemeten worden met respectievelijk een DC-ampèremeter en een DC-voltmeter. De piek tot piek waarde van de rimpelspanning u_{rtt} is gesuperponeerd op U_{RLgem} . Deze spanning kan gemeten worden met een oscilloscoop. De effectieve waarde van de rimpelspanning U_{RLeff} kan bepaald worden met een True RMS meter. Het benaderend verloop van de rimpelspanning kan nu als volgt worden weergegeven:



De top tot top waarde van de rimpel U_{RTT} en de effectieve waarde van de rimpelspanning $U_{RL\text{eff}}$ kunnen als volgt bepaald worden:

$$U_{RTT} = \frac{I_{RL\text{max}} T}{C} \text{ met } T = 10\text{ms voor dubbelzijdige gelijkrichting } T = 20\text{ms}$$

$$U_{RL\text{eff}} = \frac{U_{RTT}}{3,5}$$

Wanneer we nu de resultaten van de beschouwde voeding op een rijtje zetten, dan verkrijgen we, onder verschillende belastingsregimes, volgende benaderende AC en DC resultaten: We zien duidelijk dat deze voeding geen ideale voedingsbron is. De uitgangsspanning verandert wanneer de belastingsstroom wijzigt. We wensen natuurlijk een voedingsbron te realiseren waarbij de uitgangsspanning constant blijft in functie van de belastingstroom.

We kunnen twee principes gebruiken om ons doel te bereiken:

Parallelstabilisatie of Seriëstabilisatie.

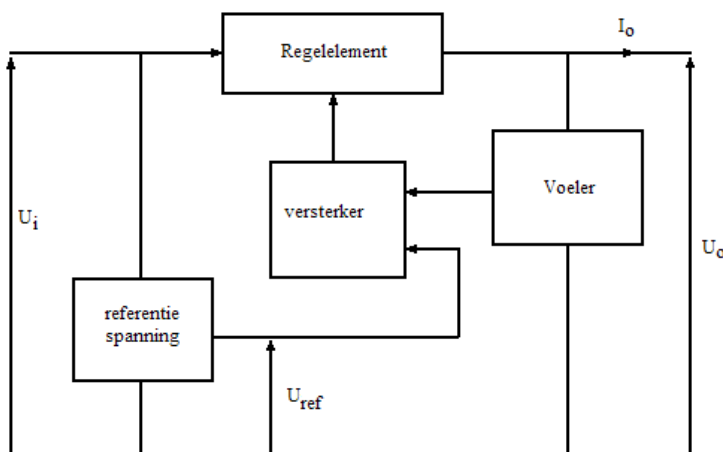
2.6.3 Parallelstabilisatie

Hoewel deze vorm van stabilisatie niet zo vaak gebruikt wordt, vormt het toch de basis voor verdere stabilisatie schakelingen. In geïntegreerde vorm is deze wel vaker toegepast, voornamelijk bij lage vermogens en een constante belasting. Er wordt hier gebruik gemaakt van een zenerdiode.

2.6.4 Seriëstabilisatie

2.6.4.1 *Principe van seriëstabilisatie*

Alle soorten spanningsregelaars werken volgens hetzelfde principe.



De uitgangsspanning U_o wordt bewaakt met een voeler die de waarde van U_o meet en aan een versterker doorgeeft. Op de tweede ingang van deze versterker, is een gestabiliseerde referentiespanning U_{ref} aangesloten. De uitgangsspanning wordt versterkt toegevoerd aan een

regelement, dat gewoonlijk gevormd wordt door een transistor. Heeft de uitgangsspanning U_o de neiging af te nemen door een stijging van de belastingsstroom I_o of omdat de ingangsspanning afneemt U_i (zie belastingsproef lab 2) dan geeft de voeler dat door aan de versterker. Het gevolg daarvan is dat aan de uitgang van de versterker een overeenkomstig versterkt foutsignaal met tegengestelde polariteit verschijnt. Dit signaal verlaagt de doorlaatweerstand van het regelement en wel zo, dat aan de uitgang onmiddellijk weer de instelbare U_o hersteld wordt. Moet echter de uitgangsspanning afnemen, dan werkt de regeling in tegengestelde richting. Omdat tussen het geleidingsvermogen van het regelement enerzijds en het verschil tussen instelspanning en referentiespanning anderzijds een vrijwel lineair verband bestaat, spreekt men van lineaire spanningsregelaars.

2.6.4.2 Geïntegreerde gestabiliseerde voedingen (met stroombegrenzing)

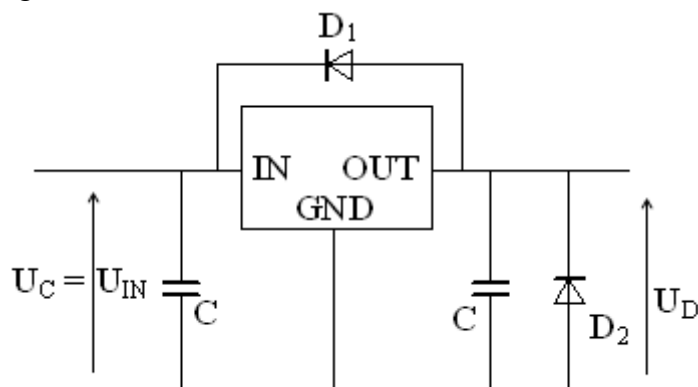
De ganze schakeling (transistoren, weerstanden, opamp's,) wordt nu geïntegreerd op een zeer kleine chip. Zeer bekend zijn de spanningstabilisatoren van de zgn. '78' en '79' reeksen ('78' reeks is bedoeld voor positieve spanningen, de '79' reeks voor negatieve). De uitgangsspanningen hebben naargelang het type 78XX de volgende waarden:

5V ; 6V ; 8V ; 12V ; 15V ; 18V en 24V.

Het IC bezit slechts drie aansluitingen; nl. één aansluiting voor de ongestabiliseerde ingangsspanning U_i (afkomstig van bruggelijkrichter en afvlakking), één massa aansluiting en één aansluiting voor het afnemen van de gestabiliseerde uitgangsspanning U_o . De IC's zijn inwendig voorzien van een kortsluitbeveiliging (stroombegrenzing) en van een beveiliging tegen overdreven temperatuur (bij te hoge temperatuur schakelt het IC zichzelf geleidelijk uit). De standaard 78/79 reeksen kunnen een uitgangstroom I_o van 1 A aan, bij de 78M/79M reeks is dit 0,5 A en bij de 78L/79L reeks tenslotte 100 mA.

Bij het praktisch gebruik van een stabilisatie IC dient men ervoor te zorgen dat het IC voldoende gekoeld wordt, dat U_o nooit groter kan worden dan U_i en dat de maximum toegelaten ongestabiliseerde U_i niet overschreden wordt.

Praktische schakeling:



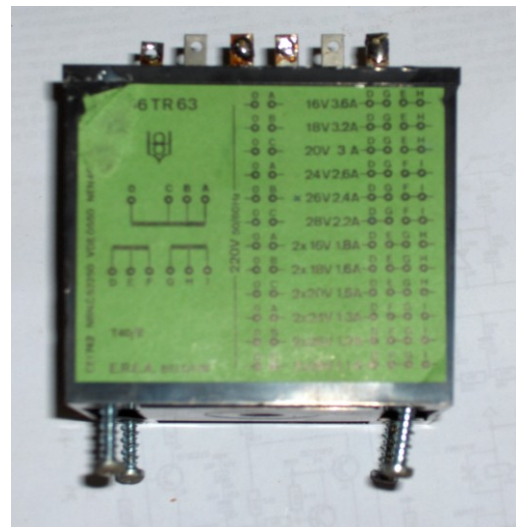
2.7 Praktische voeding

Iedere versterker, filter, equalizer... heeft zijn eigen werkspanning. Voor OPAMP's hebben een spanning nodig van +/-15V, voor onze eerste versterker gebruiken we een spanning van +/- 45V en voor het aansturen van de ventilatoren een spanning van 12V. Men kan 1 grote voeding bouwen en deze verzwakken om tot de juiste werkspanning te komen. Zoals je wel kan aannemen is dit niet de beste manier, omdat men enorm veel vermogenverlies creëert, daarom hebben wij gekozen om 2 voedingen te maken. De eerste voeding is voor de crescendo (eindversterker), de andere voeding moet de kleinere onderdelen voorzien van spanning.

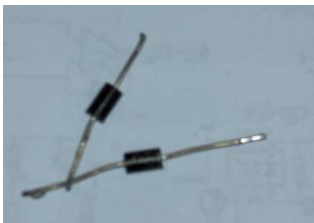
2.7.1 Gebruikte Componenten

Transformator:

Het is een bloktransformator met meerdere secundaire spanningen geworden, deze lag bij ons nog thuis en voldeed aan onze gevraagde eisen. Omdat de werkspanning van onze verbruikers niet hoger is dan 15V, hebben we als secundaire windingen 2x18V genomen. de spanning die dan maximaal moet worden gelijkgericht worden bedraagt $18\sqrt{2} = 25,456$ V.



Diodebrug:



We kozen om 4 dioden te nemen i.p.v. een diodebrug, gewoonweg omdat we deze dioden in voorraad hadden en dus hoefden we geen extra kosten te maken. Qua kwaliteit gaat er natuurlijk niets verloren tegenover de diodebrug. Het zijn 1N5408 dioden die we gebruiken. Deze hebben een maximale sperspanning (U_R) van 1000V en een maximale doorlaatstroom (I_F) van 3A en dus meer dan voldoende voor onze voeding.

Condensatoren:

Omdat men zowel een positieve als een negatieve voedingsspanning wenst moet men gebruik maken van een transformator met middenaftakking, en dus gebruik maken van twee afvlakcondensatoren. De afvlakcondensatoren hebben tot doel de gelijkgerichte spanning af te vlakken zodat er nog maar een kleine rimpelspanning ontstaat. Door deze afvlakcondensatoren groot te nemen van waarde, krijgen we een zeer kleine rimpelspanning. Ons oog is gevallen op Philips exemplaren, respectievelijk van $4700\mu\text{F}/63\text{V}$.



Stabilisatie IC's:

We hadden als werkspanningen +15V, +12V en -15V nodig. We moesten dus respectievelijk de stabilisatie IC's LM7815, LM7915 en LM7812 aankopen om tot deze spanningen te komen. Het IC werkt door de rimpelspanning weg te werken. Omdat we vooral over de 12V voeding tamelijke grote stroomvallen hebben (en dus ook een grote vermogenval), bevestigden we een koelplaat aan de drie IC's.

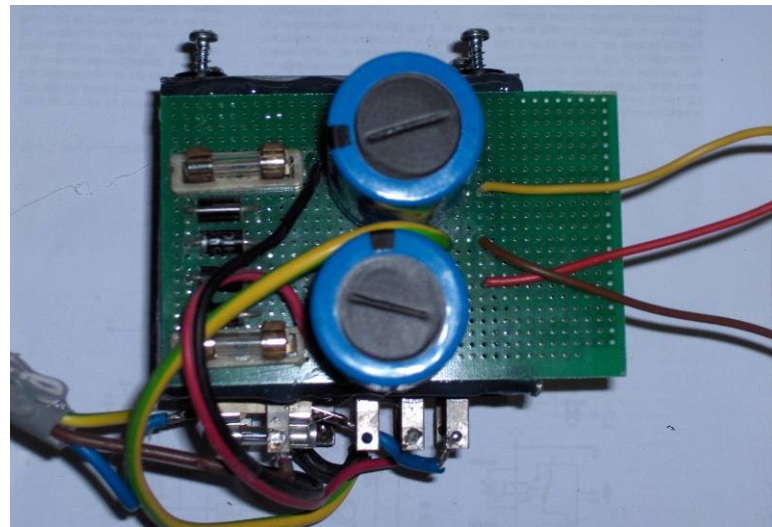


2.7.2 Praktische realisatie

Na controle van de gebruikte onderdelen werd het tijd om de voeding op te bouwen. We namen een hobbyprintje om de netvoeding te realiseren.

Na het bevestigen van de aansluitkabels voor de transformator volgt als eerst de zekeringen om de transformator en alle andere componenten te beschermen tegen eventuele kortsluitingen of overbelasting.

Vervolgens werden de dioden gesoldeerd op de print om als laatste te eindigen met de afvlakcondensatoren.



Nadat de print werd gesoldeerd, lijmde we deze op de zijkant van de transfo. De aansluitkabels van de print worden aan de transfo gesoldeerd en de netsnoer wordt bevestigd.

Tenslotte worden de stabilisatie IC's verbonden met de print. Deze IC's werden reeds gemonteerd op een koelvin.

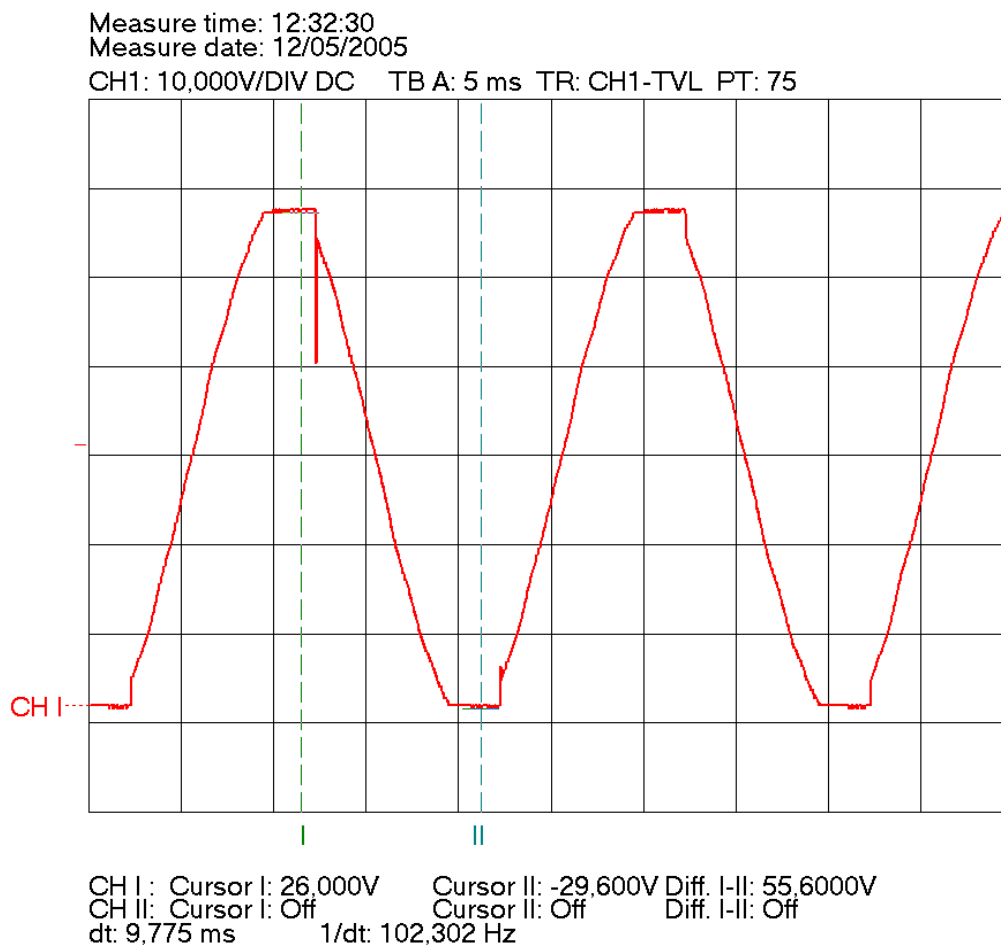
2.7.3 Metingen

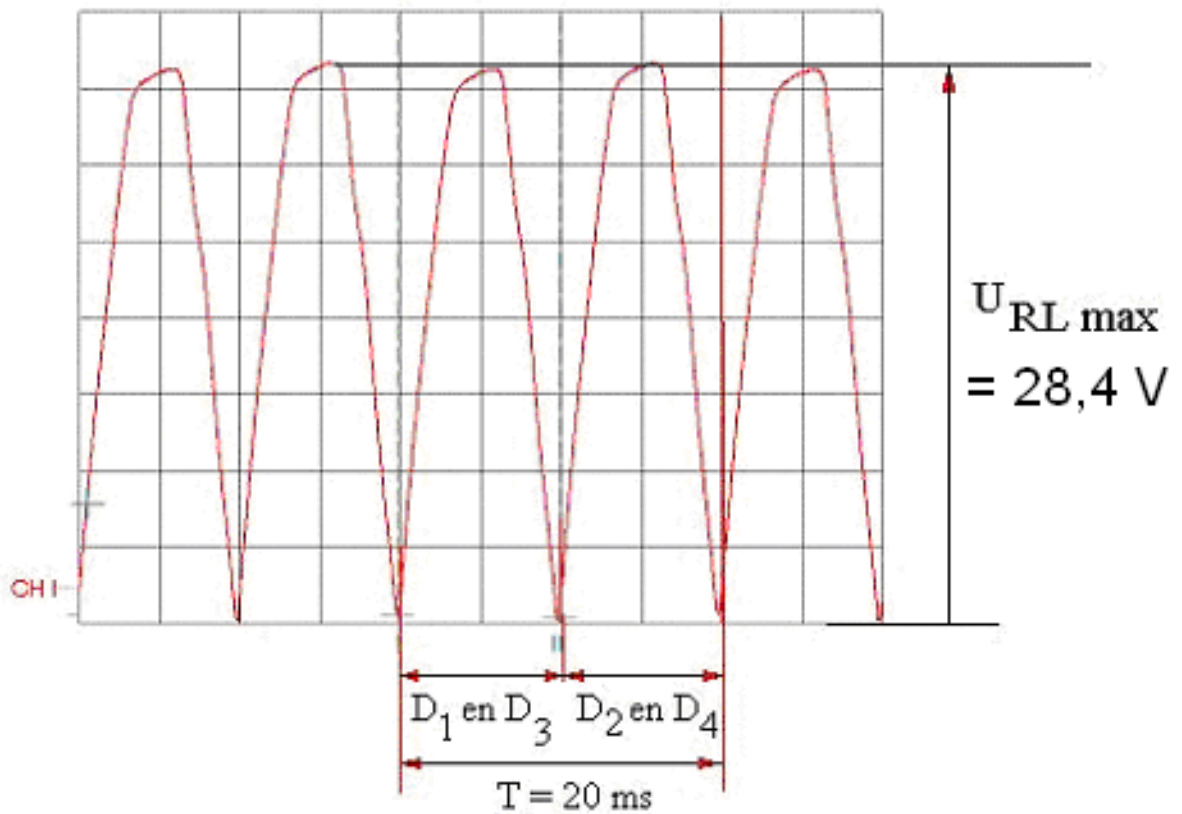
Na een korte test werd de voeding eens aan de oscilloscoop gelegd.

De secundaire spanning was groter dan de opgegeven waarde door de fabrikant en bedroeg 20,13 V.

In onderstaande figuren vindt men de secundaire spanning zien en de spanning na de bruggelijkrichter (zonder afvlakking en stabilisatie) terug.

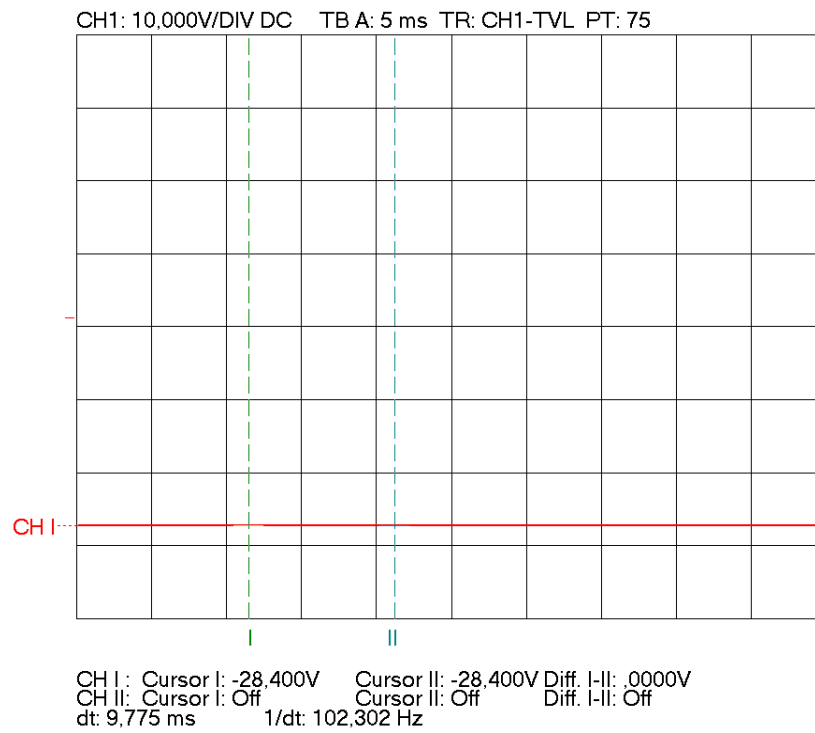
Merk op dat de secundaire spanning geen zuiver sinusvormig signaal is, maar omdat we deze spanning toch maar gaan gelijkrichten en afvlakking doen, is dit zeker aanvaardbaar.



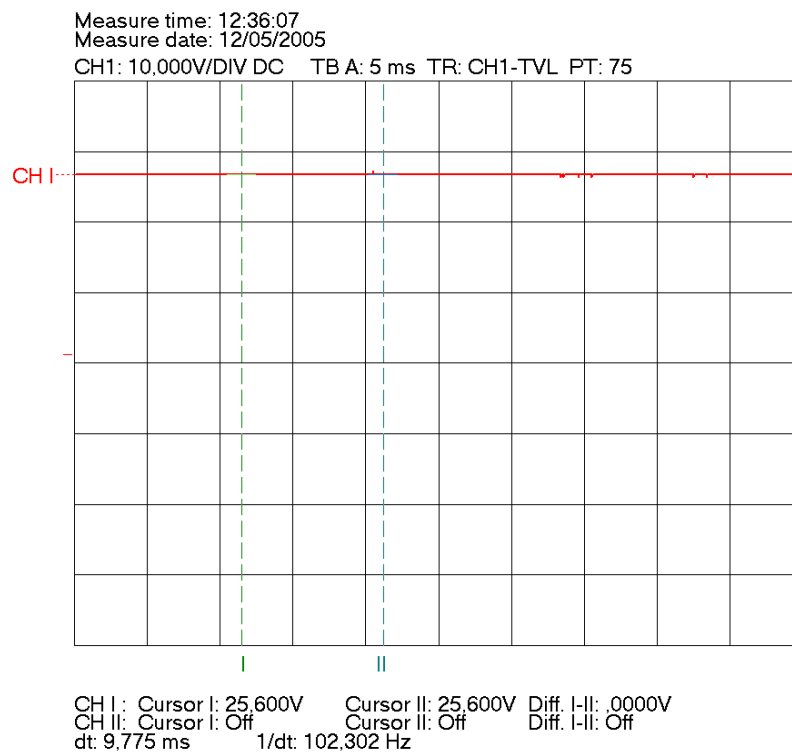


Hieronder vindt men de uitgangsspanning na de afvlakcondensatoren. Als belasting gebruikten we respectievelijk eens $1\text{k}\Omega$ en 470Ω . Beide belastingen gaven identieke grafieken weer en bleven nagenoeg stabiel (geen rimpel). Men kan dus concluderen dat we de goede condensatorwaarden namen.

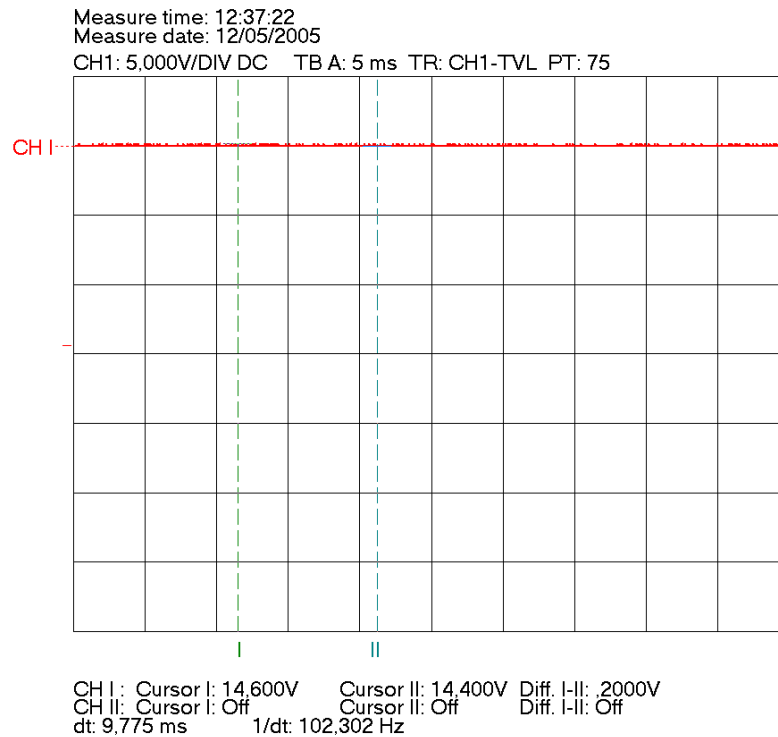
Negatieve spanning:



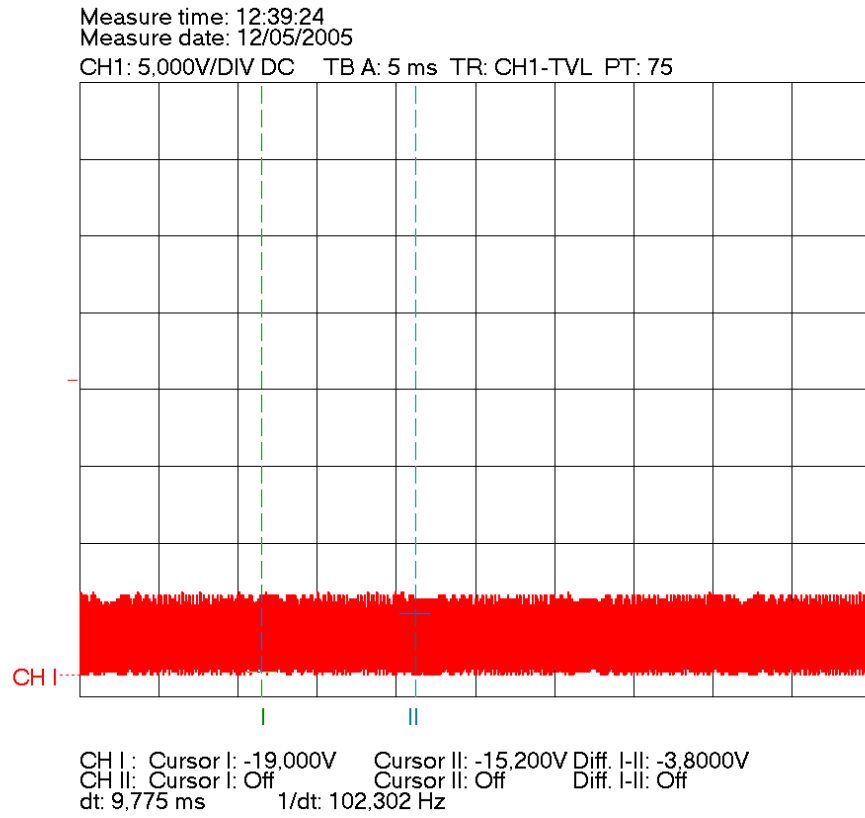
Positieve spanning:



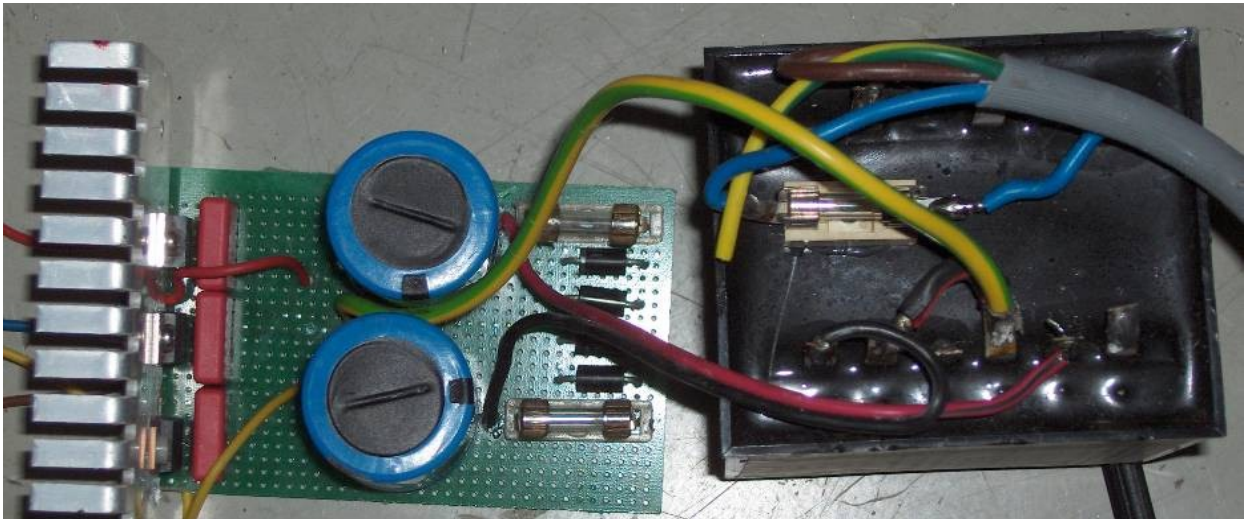
In onderstaande figuur wordt tenslotte de uitgangsspanning na de stabilisatie IC's weergegeven. Met een correcte spanning van +15V waren we zeer tevreden. Ook wanneer men een belasting aanlegde bleef de spanning stabiel.



Tijdens de eerste tests namen we ongewenste frequenties (zie de onderstaande scoopbeeld) waar op de min -15V, de frequentie was van een veel grotere orde dan de netspanning. Het probleem werd opgelost door op iedere uitgang een kleine capaciteit te plaatsen zodat de hoogfrequent oscillaties werden opgelost.



Praktische realisatie:



3 Signaalbronnen

3.1 Soorten signaalbronnen

Tegenwoordig is het aantal signaalbronnen bijna niet meer te tellen. In feite zijn er twee soorten signaalbronnen,

- signaalbronnen die volledig autonoom hun signaal produceren:

De signaalbronnen met een interne voeding bezitten inwendig een spanning of een stroom bron. Het is van belang dat deze inwendige weerstand niet groot is, anders wordt het signaal er door afgezwakt. Praktische voorbeelden: mengpaneel, CD/DVD/.../mp3-speler, sensoren, geluidskaart, platenspeler...

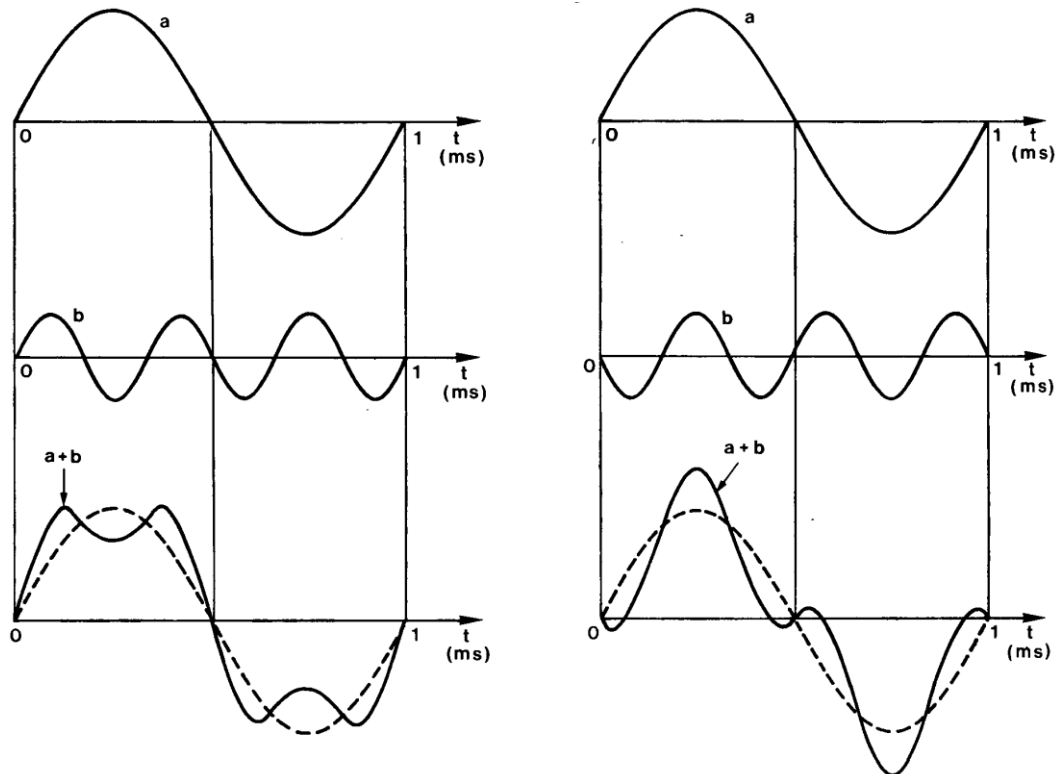
- signaalbronnen die een voedingsspanning aan de versterker vragen:

De signaalbronnen zonder interne voeding krijgen via de versterker een voedingsspanning (zijn dus extra belastend voor de versterker).



3.2 Soorten signalen

De sinusvormige golfvorm is de meest fundamentele golfvorm en bevat slechts 1 frequentie. Vierkantsgolven, zaagtandvormige golven en alle andere mogelijke golfvormen, zoals geluidsignalen, bestaan uit een grondgolf en 1 of meerdere harmonischen van de grondgolf. In onderstaande figuur wordt de som gemaakt van een grondgolf (a) met een frequentie van 1 kHz en een derde harmonische (b) met $f = 3$ kHz die eenmaal in fase en eenmaal in tegenfase is.



In de bijlage vindt u een blokgolf onderzocht op harmonischen.

4 Filters

4.1 Wat is een filter

Een filter is een elektronische schakeling die signalen met een bepaalde frequentie doorlaat en andere spert. Een filter heeft in een versterkerschakeling als doel niet gewenste signalen (stoorsignalen of ruis) tegen te houden, de te versterken signalen zo goed mogelijk door te laten.

De filtereigenschappen worden in eerste instantie worden bepaald door een passief netwerk (R, L en C), maar in even belangrijke mate ook door een actief element, zoals een versterker. De filtereigenschappen ontstaan dan door het passief netwerk werd opgenomen in de terugkoppeling van het actief onderdeel.

4.2 Het belang van filters

Om een goede frequentieweergave te bekomen, maken alle luidsprekersystemen gebruik van verschillende luidsprekers voor de verschillende frequenties. Dit is nodig omdat een luidspreker slechts geschikt is om een beperkte frequentieband weer te geven. Meestal past men een tweeweg (laag en hoog) ofwel drieweg (laag, midden en hoog) systeem toe.

Elke luidspreker in een dergelijk systeem mag slechts die frequenties toegevoerd krijgen waarvoor deze gekozen is. Om dit te bekomen, bevatten al deze luidsprekersystemen een passieve scheidingsfilter (of cross-over filter).

Deze scheidingsfilter is geplaatst vóór de eigenlijke luidsprekers en heeft bijgevolg een belangrijke invloed op de koppeling tussen de versterker en de luidsprekers. De versterker mag dan nog zo krachtig en goed zijn en de verbindingsdraad tussen versterker en luidsprekerbox mag van puur zilver en vingerdik zijn, de luidspreker kan niet meer perfect onder controle worden gehouden door de versterker, omdat de scheidingsfilter een bijkomende weerstand vormt tussen versterker en luidspreker. Hierdoor gaat de luidspreker een beetje zijn eigen leven leiden. Dit uit zich onder andere door een minder goede respons en "kracht" in het geluidsbeeld. Door de moeilijkheid om passieve filters en luidsprekers exact op elkaar af te stemmen, is de spreiding van de frequenties over de luidsprekers nooit optimaal in balans en zal bijgevolg de geluidskwaliteit hoorbaar afnemen. Bovendien zal de scheidingsfilter ook een deel van het vermogen absorberen (15-25%) en hierdoor de efficiëntie van het luidsprekersysteem verlagen. Ook kunnen sommige versterkers bij hoge vermogens onstabiel en beschadigd worden door de hoge capacatieve belasting die een dergelijke passieve scheidingsfilter vormt.

Om al deze negatieve effecten te voorkomen, maken veel professionele systemen (ook de high-end huisinstallaties) gebruik van de zogenoemde "direct drive" techniek. Hierbij worden de lage en de hoge tonen luidsprekers ieder aan hun eigen versterker gekoppeld. Vóór deze versterkers wordt dan een actieve scheidingsfilter geplaatst. Het resultaat is een hoorbaar betere geluidsdefinitie, minder vervorming, juistere frequentiebeeld en een hogere efficiëntie.

We kunnen twee grote types van filters onderscheiden:

- > Passieve filter
- > Actieve filter

Deze kunnen nog eens onderverdeeld worden aan de hand van hun verschillende instellingen, namelijk laagdoorlaat en hoogdoorlaat, banddoorlaat en bandsper filters

4.3 Eisen aan een filter

De scheidingsfilter wordt opgenomen in de audio-keten en heeft dus invloed op de totale geluidskwaliteit. Daarom dient de signaalbewerking van de filter van hoge kwaliteit te zijn. De bandbreedte en het dynamisch bereik moeten voldoende groot zijn en de vervorming gering. Door het gebruik van relatief eenvoudige schakelingen met opamp's kan, bij een juiste keuze van componenten en een goede opbouw van de schakeling, aan deze eisen tegemoet gekomen worden.

4.4 Passieve (wissel)-filters

4.4.1 Inleiding

Alle hifi luidsprekersystemen gebruiken meer dan één luidspreker, om de eenvoudige reden dat er zo goed als geen luidsprekers op de markt te vinden zijn, die het hele audio frequentiegebied goed kunnen weergeven.

De taak van de wisselfilter is om te zorgen dat iedere luidspreker alleen die frequenties toegevoerd krijgt waarvoor hij bedoeld is.

De keuze en de dimensionering van een wisselfilter hangt nauw samen met het ontwerp van de luidsprekerkast en de keuze van de luidsprekers. In het bijzonder moeten de eigenschappen van de luidsprekers meegenomen worden. Belangrijk zijn: impedantie, gevoeligheid, eigen resonantie frequentie, type kast waarin de luidspreker is ingebouwd, en wat heeft dat voor effect.

Probeer steeds de Thiele-Small parameters van je luidsprekers te pakken te krijgen. Dat is een verzameling getallen waarmee het gedrag van de luidspreker berekend kan worden, ook in de kast.

Overigens, de hier besproken en zeer veel gebruikte passieve wisselfilters, hebben doorgaans een slecht impulsgedrag en ze verknallen de demping van de luidsprekers. De enige manier om hieraan te ontkomen, is het gebruik van multi-amping.

Bij multi-amping heeft ieder type luidspreker zijn eigen versterker door gebruik te maken van actieve wisselfilters.

4.5 Componenten van een wisselfilter

4.5.1 De spoel

Een spoel (een klos koperdraad) vormt een schijnbare weerstand die toeneemt met de frequentie; Formule: $X_L = 2\pi fL \quad |\Omega|$



Als je een spoel in serie zet met een luidspreker, zal hij de hoge tonen tegenhouden. Parallel aan een luidspreker worden de lage frequenties erdoor kortgesloten.

De grootte van één zelfinductie (L) wordt opgegeven in Henry, eventueel met het voorvoegsel milli voor één duizendste (mH) of micro voor één miljoenste (μ H).

Het kortsluiten bij lage frequenties gaat in de praktijk niet helemaal goed, want een spoel heeft altijd ook een bepaalde weerstand,

simpelweg de draadweerstand van de gebruikte koperdraad; formule: $R = \frac{l \times \delta}{A} \quad |\Omega|$

Omdat spoelen die bij lage frequenties werkzaam zijn veel windingen nodig hebben, moeten die met relatief dik koperdraad gewikkeld worden.

In een aantal gevallen vind je daarom wel spoelen die gewikkeld zijn rond een ijzerkern. Er zijn dan voor dezelfde zelfinductie veel minder wikkelingen nodig, waardoor de weerstand van de spoel gemakkelijker laag kan blijven. Helaas zijn de magnetische eigenschappen van ijzer (hysteresis en verzadiging) afhankelijk van de stroom door de spoel. Dit betekent dat er intermodulatie vervorming kan optreden.

Voor hifi toepassingen gebruiken we liever geen spoelen met ijzer. De tussenvorm met een ijzerkern met luchtspleet heeft minder last van deze vervormingen.

4.5.2 De condensator

Een condensator vormt een schijnbare weerstand die afneemt met de frequentie; Formule:

$$X_L = \frac{1}{2\pi fC} \quad |\Omega|$$

Als je een condensator in serie zet met een luidspreker, zal hij de lage frequenties tegenhouden. Parallel aan een luidspreker vormt hij een kortsluiting voor hoge frequenties.

De grootte van een condensator (C) wordt opgegeven in Farad (F), meestal met een voorvoegsel als milli, micro, nano, pico, iedere keer duizend keer kleiner.

Condensatoren komen met uiteenlopende constructies en gebruikte materialen.

Zo zijn er eerst de electrolytische condensatoren, of elco's (zowel gebaseerd op aluminium als op tantaal). Deze zijn goed verkrijgbaar en goedkoop, ook bij de wat grotere waardes (tientallen μF) die soms nodig zijn.

Het nadeel van elco's is dat ze polair zijn, d.w.z. de spanning mag maar in 1 richting staan. Dit maakt de gewone elco onbruikbaar voor een wisselfilter. Er zijn wel bipolaire elco's te koop, maar deze bestaan uit twee gewone elco's tegen elkaar in, in serie. Bovendien zijn er elco's met een vrij grote tolerantie op de waarde. Die waarde loopt met de jaren nog wel eens terug. Voor wisselfilter toepassingen komt deze condensator dus niet in aanmerking.

Andere condensator typen worden meestal aangeduid naar het materiaal dat voor de isolatie gebruikt is. Ruwweg onder te verdelen in keramieken en polymeren (plastics). Keramische condensatoren zijn niet verkrijgbaar in de waarden die je in wisselfilters doorgaans nodig hebt.

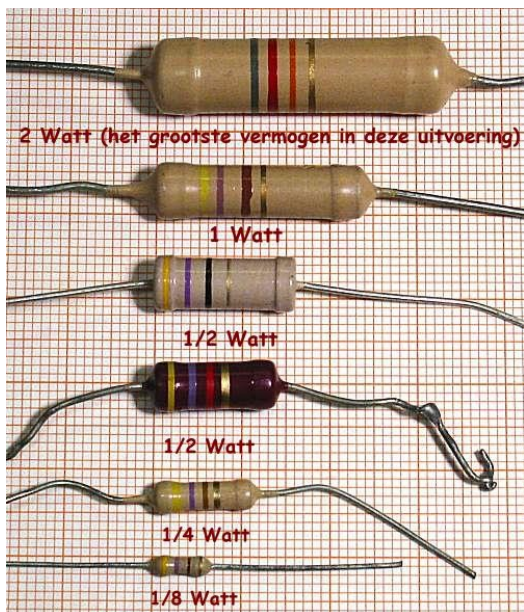
Dan blijven de polymeren en papieren condensatoren nog over. De bekendste zijn hier polyethyleen, polycarbonaat, polyphenyleen sulfide, polystyreen, en polypropyleen. Deze materialen brengen bepaalde kwaliteitsverschillen met zich mee, maar die zijn bij wisselfilters niet van belang.

Voor condensatoren geldt verder dat ze een maximale werkspanning hebben. Voor een wisselfilter is een 60 Volt altijd genoeg. Meer is wel duurder, maar niet beter.

4.5.3 De Weerstand

Weerstanden worden gebruikt om aanpassingen te maken voor gevoeligheidsverschillen tussen de diverse luidsprekers. Een enkele keer is dit zelfs regelbaar uitgevoerd, dit lijkt me nogal ongewenst, want dan weet je nooit echt goed hoe het staat.

Omdat er soms flinke vermogens zijn, worden hier draadgewonden weerstanden gebruikt. Soms worden deze draadgewonden weerstanden voorzien van een keramische (cement) omhulsing om de warmtegeleiding te verbeteren. Weerstanden worden namelijk warm als er veel stroom doorheen gaat.

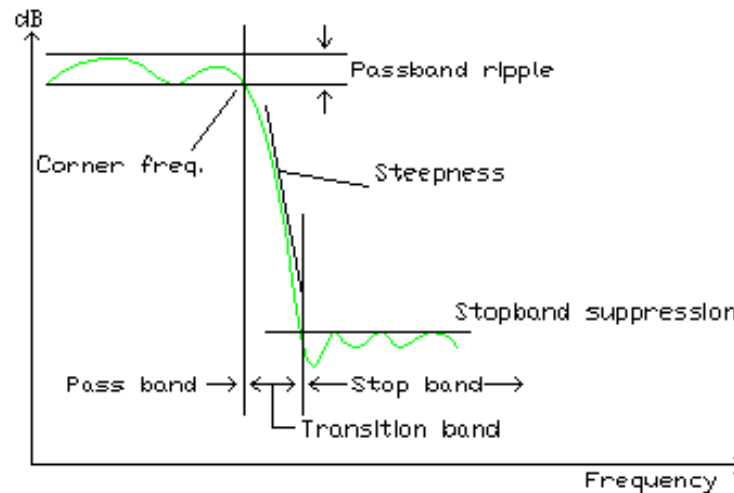


De grootte van de weerstand bepaalt het maximaal vermogen.

Draadgewonden weerstanden hebben een kleine parasitaire zelfinductie, maar daar heb je in het audio-frequentie gebied geen last van.

4.6 Basis begrippen filters

Als voorbeeld zien we de onderstaande karakteristiek van een laagdoorlaat filter.



Op de verticale as staat de spanningsversterking ($|A_V| = \frac{u_0}{u_i}$) in dB en op de horizontale as de frequentie op een logaritmische schaal.

We onderscheiden 3 frequentie gebieden:

- de doorlaatband;
- de onderdrukkingsband,
- en het overgangsgebied daartussen.

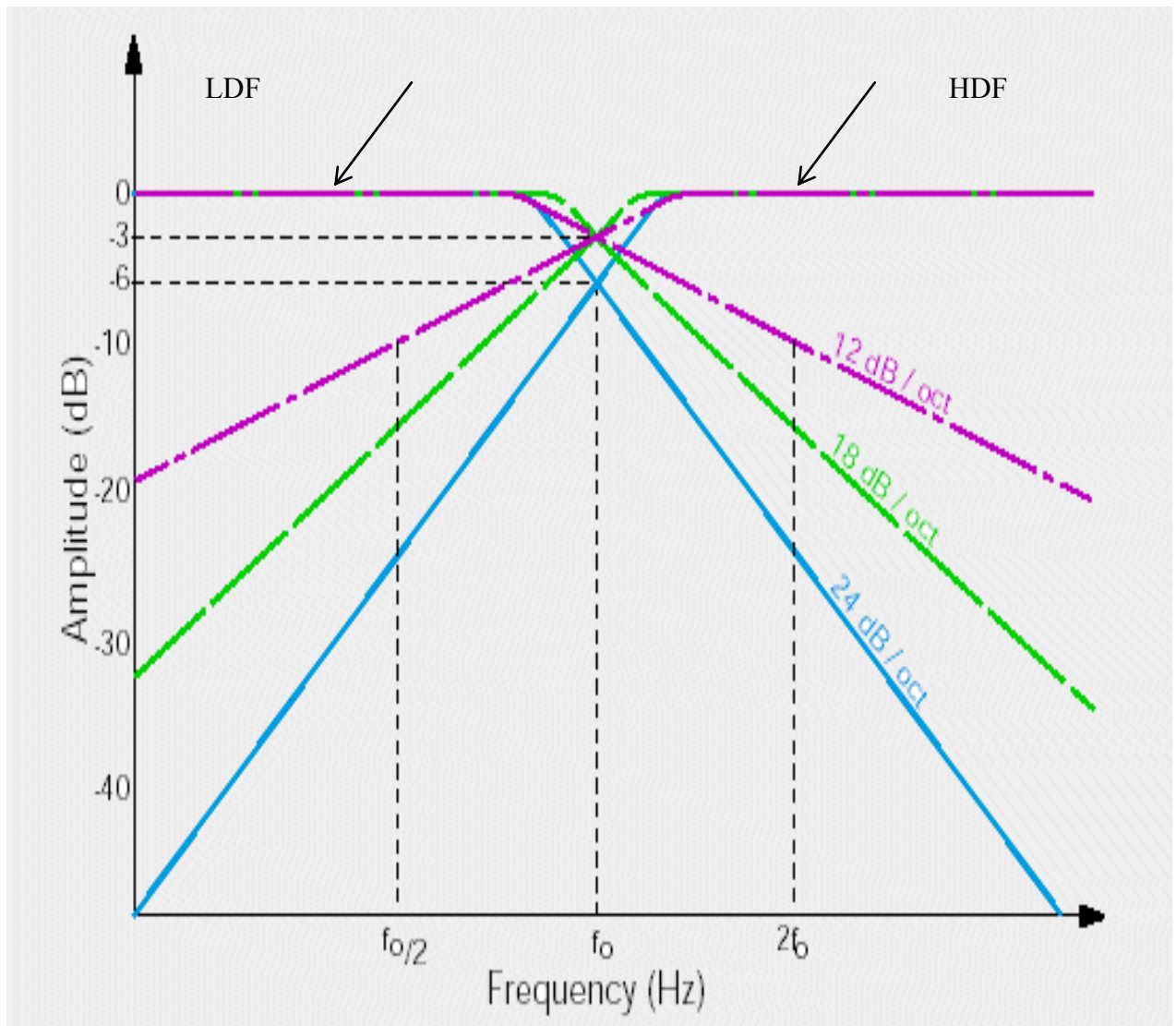
In de doorlaatband is er meestal wat onregelmatigheid in de karakteristiek, de passband ripple genoemd.

Bij de cornerfrequency of kantelfrequentie begint de eigenlijke overgang. Meestal definiëren we die bij een verzwakking van 3dB ten opzichte van de doorlaatband.

In de stopband blijken veel filters ook een rimpel te hebben. De frequentie die nog het sterkst doorgelaten wordt, bepaalt de stopband onderdrukking.

De helling van de karakteristiek in het overgangsgebied noemen we de steilheid (eng: steepness). Deze steilheid wordt meestal uitgedrukt in dB/octaaf (men spreekt we eens over decade), ofwel hoeveel dB het signaal verzwakt is bij de dubbele of halve frequentie.

De steilheid hangt nauw samen met de "orde" van de filter. Een 1^{ste} orde filter heeft een steilheid van 6 dB/oct, een 2^{de} orde 12 dB/oct, en voor elke orde komt er weer 6 dB/oct bij (zie onderstaande figuur).



Men kan de orde, en dus de steilheid van de filter aflezen aan het totaal aantal spoelen en condensatoren dat er voor een overgangsband gebruikt is (weerstand tellen niet mee voor de orde bepaling).

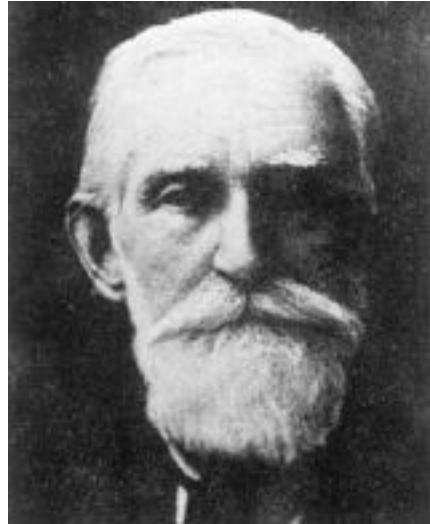
Bedenk daarbij dat bijv. een banddoorlaatfilter eigenlijk een combinatie is van een laag- en een hoogdoorlaatfilter. Een dergelijke filter kan best voor de hoge kant een andere orde hebben dan voor de lage kant.

4.7 Historische figuren

Iedere filtertheorie is verbonden met de naam van de persoon. Bijvoorbeeld : Wisselfilters zijn niet zomaar in een keer uitgevonden en verschillende mensen hebben geprobeerd om de eigenschappen te optimaliseren.



Butterworth



Chebyshev



Bessel

Zo probeert Butterworth de doorlaatband zo vlak mogelijk te krijgen. In het overgangsbied treden echter aanzienlijke fase fouten op.

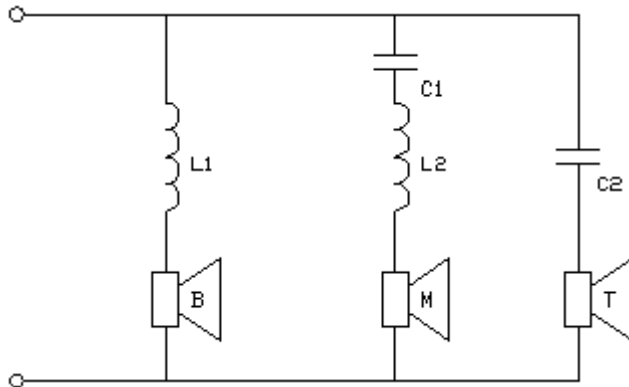
Chebyshev concentreert zich op een gelijkmatige rimpel in de doorlaatband en een steile helling. Bessel probeert de looptijden in de doorlaatband en de overgangsband redelijk constant te houden. Dit wordt ook wel "lineaire fase" of "constante fase" genoemd. De prijs die je er voor betaalt, is een geringere steilheid in de overgangsband, en wat minder onderdrukking in de stopband.

Het is niet zo dat je aan een filterschakeling kunt zien met welk type je te maken hebt. Filters met dezelfde topologie (de manier waarop de onderdelen geschakeld zijn) kunnen best heel verschillende karakteristieken hebben, afhankelijk van de waarde van de onderdelen. Andersom kunnen dezelfde karakteristieken met verschillende topologieën gerealiseerd worden.

Andere namen in dit verband zijn o.m.: Boode, Cauer, Gauss, Linkwitz.

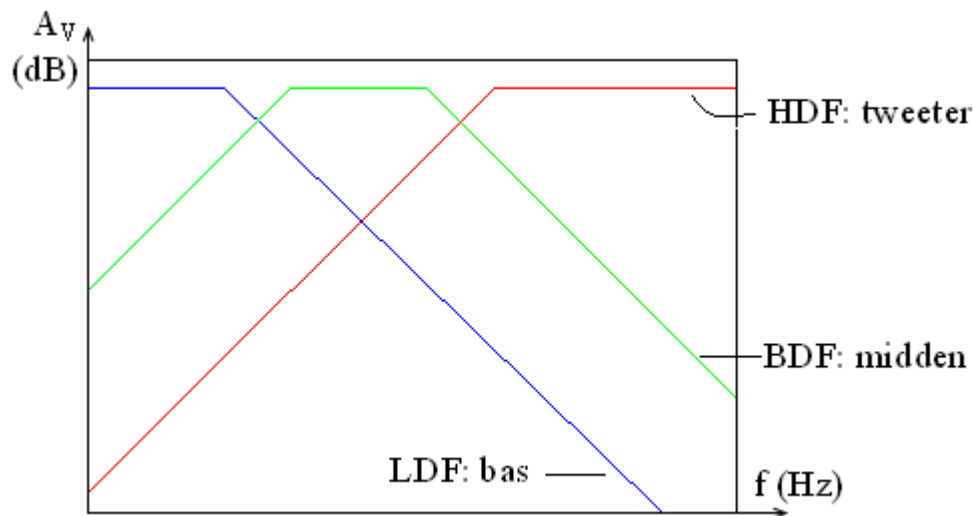
4.8 Schakelingen

We hebben als voorbeeld een 3-weg systeem gekozen, omdat daarin de meeste basis-filters voorkomen: laag-doorlaat, band-doorlaat en hoog-doorlaat. In een 2-weg systeem kun je de circuits voor de middentonen wegdenken. Hieronder zien we de eenvoudigste filter:



Er is een zelfinductie L_1 die de hoge tonen naar de basluidspreker B tegenhoudt, de condensator C_2 laat alleen de hoogste frequenties door naar de tweeter T, en de combinatie van C_1 en L_2 houdt zowel de hoogste als de laagste frequenties tegen naar de middentoon luidspreker M.

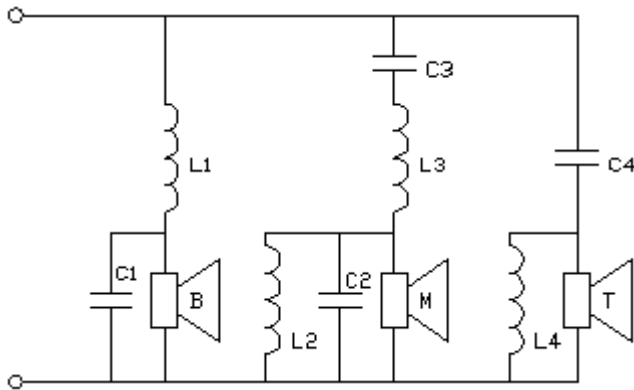
De wat geïdealiseerde frequentie karakteristieken zijn hieronder te zien: (Links: bas, midden: midden, rechts: tweeter).



Bij deze eenvoudige schakeling is de steilheid waarmee het signaal overgaat van de ene naar de andere luidspreker nogal slap. Dat betekent dat de luidsprekers relatief veel signaal zullen ontvangen wat eigenlijk voor een andere luidspreker bedoeld is.

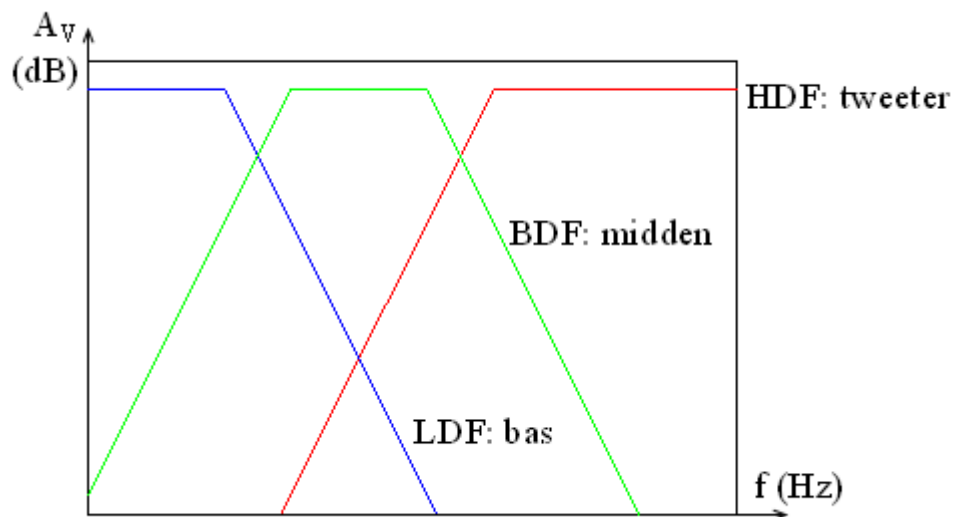
Dit is een "eerste orde" filter of een filter met een helling of steilheid van 6 dB/octaaf.

In onderstaande figuur zien we hoe dit verbeterd kan worden.



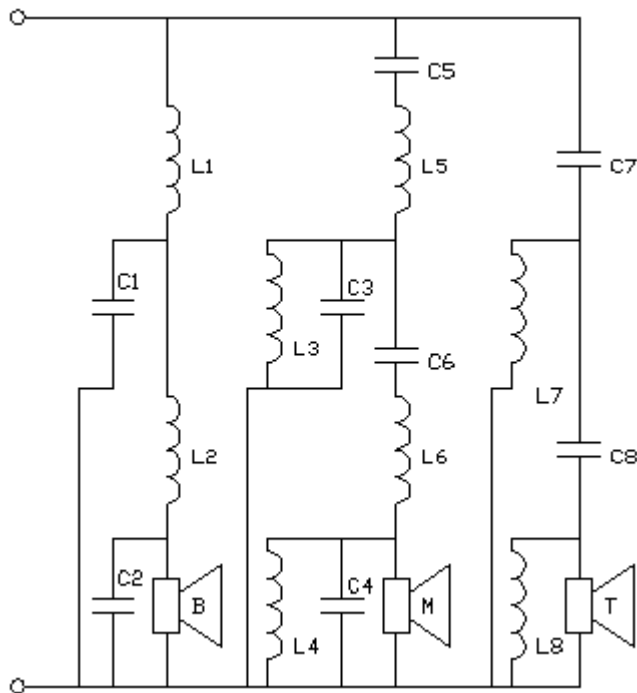
Ten opzicht van vorige schakeling is er een extra C_1 die hogere frequenties naar de basluidspreker kortsluit. Op dezelfde manier sluit L_4 de lagere frequenties naar de tweeter T kort.

C_2 en L_2 werken op vergelijkbare wijze voor de middentoner M.



De overdracht van het "tweede orde systeem" resulteert in een filter met hellingen van 12 dB/octaaf. De "buur" luidsprekers ontvangen al beduidend minder signaal wat niet voor hen bestemd is.

Zo kunnen we nog doorgaan. Je komt wel wisselfilters met de 4^{de} orde tegen, ofwel 24 dB/octaaf, zoals in onderstaande figuur.

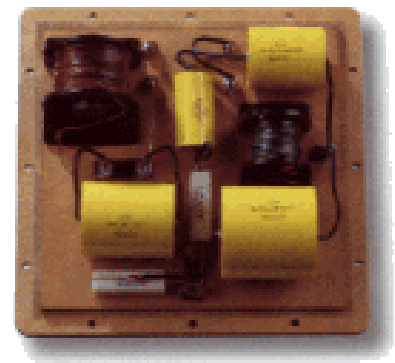


Het is ook gebruikelijk dat diverse luidspreker-groepen filters van verschillende orde hebben.

Wat zijn de voor- en/of nadelen van die hogere orde filters?

Het voordeel is dat de luidsprekers slechts weinig signaal ontvangen dat niet voor hen bedoeld is. Dit is vooral een kwestie van smaak, en het hangt samen met de keuze van de luidsprekers. Om een voorbeeld te geven: sommige basluidsprekers geven best nog flink wat midden tonen weer en soms ook nog aardig wat hoge tonen. Meestal echter met een sterke "kleuring". In een dergelijk geval wil je niet dat er veel midden en hoog in het baskanaal komt.

Het nadeel is dat er grote fasefouten optreden (vooral op de overgangen van de ene naar de andere luidspreker). Dat gaat altijd gepaard met een slechte impuls responsie. Bovendien zullen sommige frequenties tegenfasig uit de luidsprekers komen en elkaar uitdoven. Meestal is dit wel goed hoorbaar als een ongewenste "kleuring" van het geluid. Een bijkomend nadeel is dat hogere orde filters vaak kritischer zijn voor de juiste waarde van de componenten. Je komt dan soms met de reekswaarden waarin spoelen en condensatoren niet goed verkrijgbaar zijn.



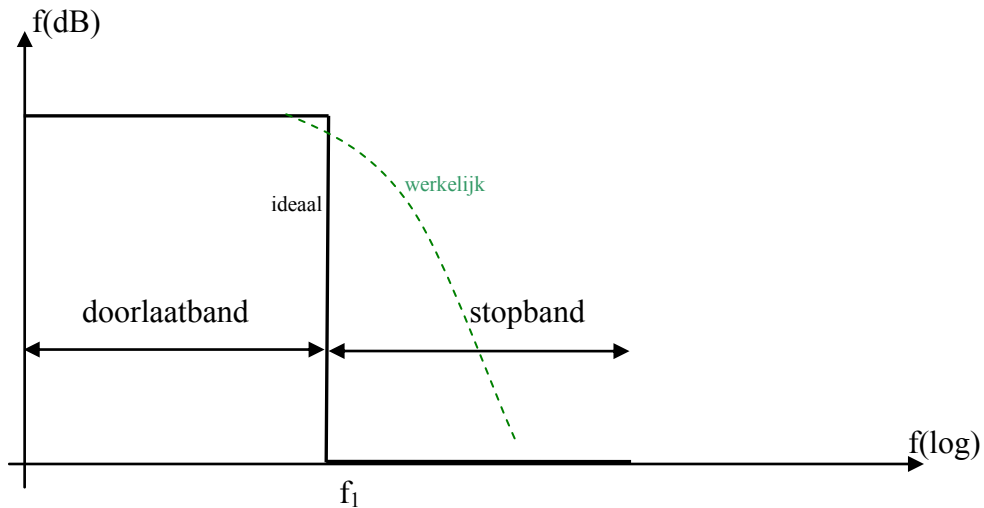
4.9 De Opamp geschakeld als een filter: Actieve filters

4.9.1 Soorten actieve filters

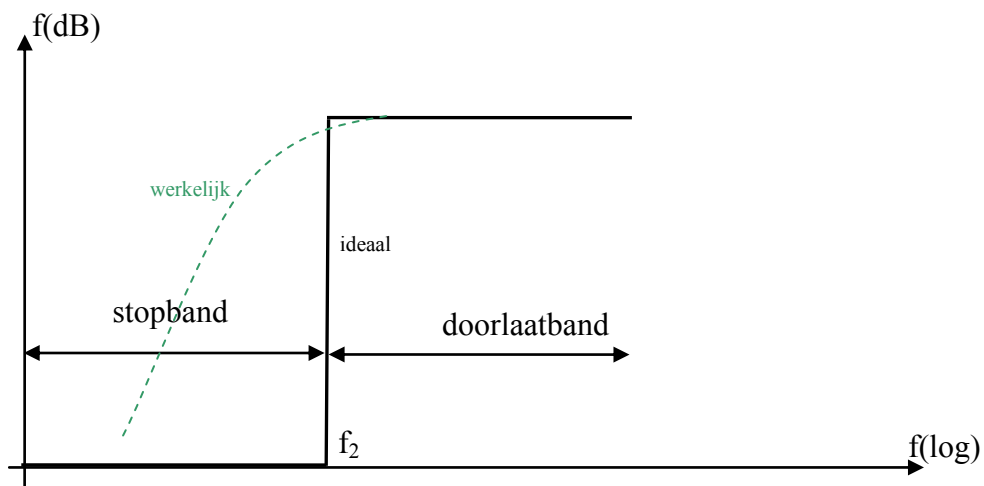
4.9.1.1 Amplitudedefilters

Dit zijn frequentieselectieve filters waarin het amplitude verloop belangrijk is en de fasekarakteristiek weinig of geen rol speelt.

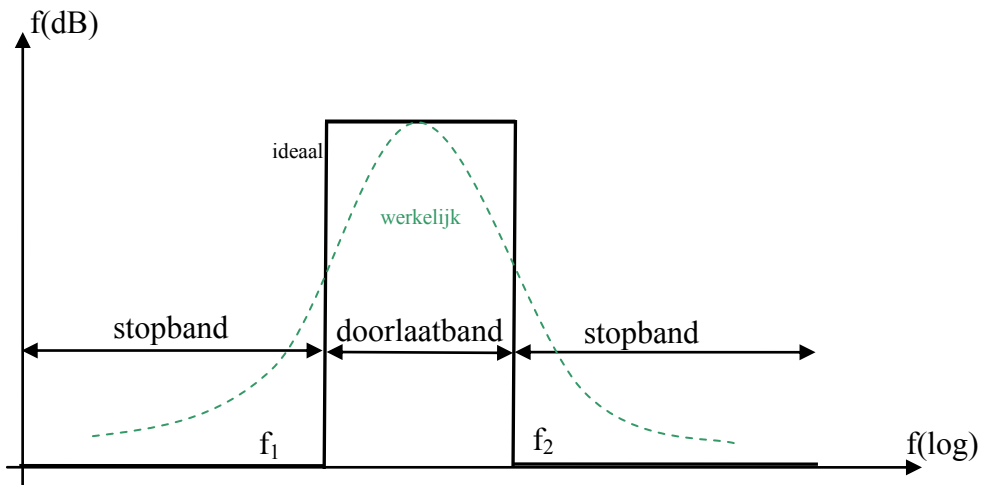
- Laagdoorlaatfilters; deze laten alle frequenties beneden de snijfrequentie (f_1) onverzwakt door en houden de andere tegen.



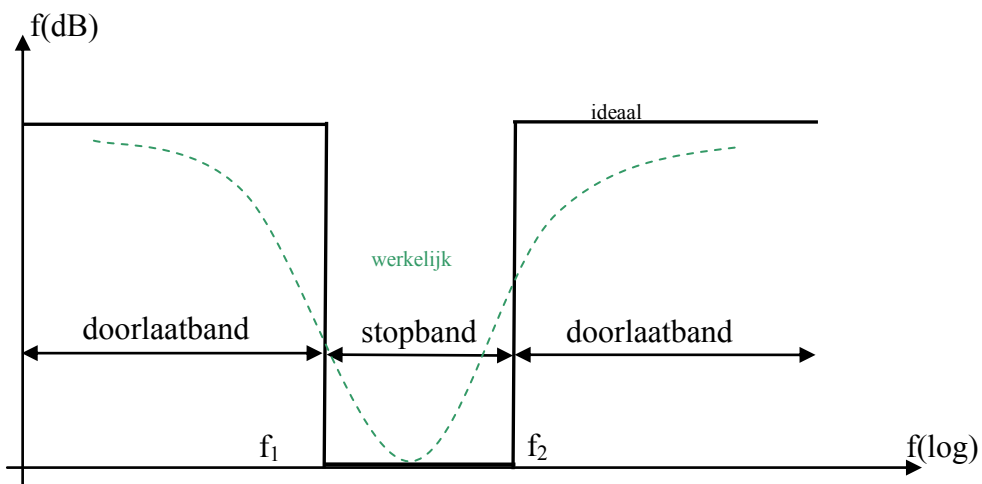
- Hoogdoorlaatfilters; deze geven alle frequenties boven f_2 onverzwakt weer en houdt de rest tegen.



- Banddoorlaatfilters; deze laten een band van frequenties door.



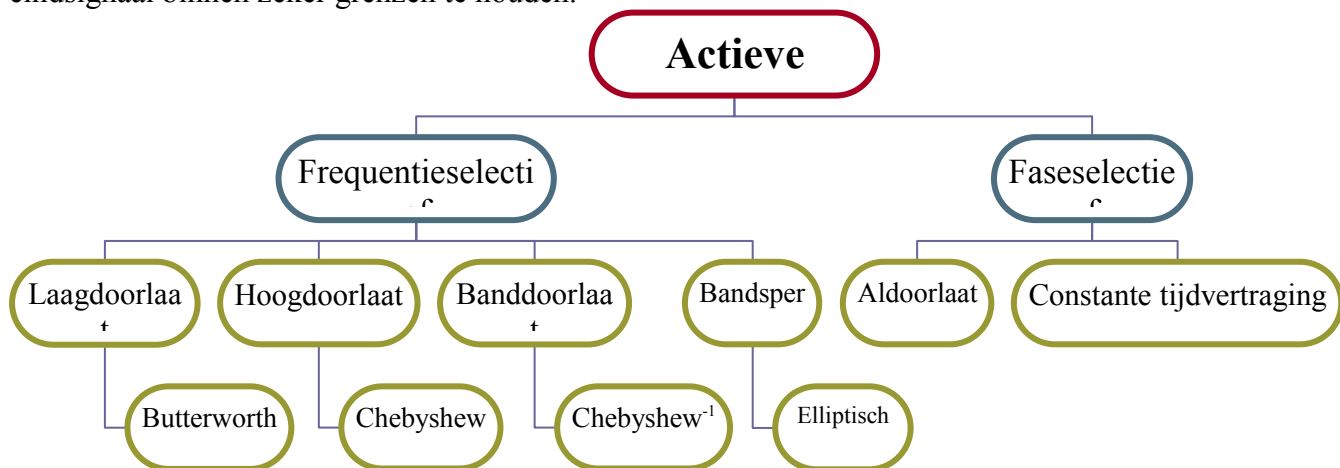
- Bandsperfilters; deze houden een band of groep van frequenties tegen.



Bij ieder transferkarakteristiek zien we een werkelijke en een ideale lijn, dit komt omdat de ideale waarden praktisch niet haalbaar zijn, daarom de werkelijke weergave.

4.9.1.2 Fasefilters

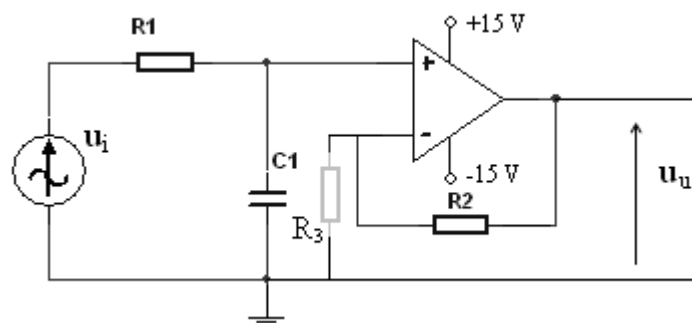
Als de fasekarakteristiek aan welbepaalde eisen moet voldoen, om bv. vervorming van het eindsignaal binnen zeker grenzen te houden.



We kunnen natuurlijk niet al deze filters gaan bestuderen maar toch enkele nemen we onder het oog.

4.9.2 Eenvoudige filter van eerste orde laagdoorlaat

Schakeling:



Uitleg:

De RC-schakeling is de eigenlijke filter, de opamp functioneert enkel als buffertrap (als $R_1 = R_2$). We leggen aan de ingang een sinusvormigespanning u_i aan waarvan we de amplitude constant houden maar de frequentie laten we variëren tussen 0 Hz en een zeer hoge waarde.

- Voor lage frequenties zal $u_u \approx u_i$ omdat de reactantie van de condensator zeer groot is.
- Voor hoge(re) frequenties zal $u_u \approx 0V$ omdat de reactantie van de condensator klein is wordende niet inverterende ingangsklemmen van de opamp (zie later) worden kortgesloten.

We stellen dus vast dat de amplitude van de uitgangsspanning afneemt naarmate de frequentie. Het signaal ondergaat ook een verandering van fase wanneer we de frequentie veranderen (deze wordt weergegeven in een fasekarakteristiek).

Beiden verlopen kunnen worden afgeleid uit de overdracht \bar{F} die het verband vastlegt tussen het in – en uitgangssignaal.

Ontwerpformules van RC-filter eerste orde laagdoorlaat

<p>* $\bar{F} = \frac{u_u}{u_i}$</p> $F = \sqrt{\frac{1}{1 + \omega^2 R_1^2 C^2}}$ <p><i>op -3dB punt:</i></p> $Av = \frac{1}{\sqrt{2}}$ <p>* <i>danis</i> $\omega^2 R_1^2 C^2 = 1$</p> $(\omega R_1 C)^2 = 1$ $2\pi f_c R_1 C = 1$ $f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C}$ $\varphi = -Bg \tan 2\pi f_c R_1 C$ <p>* <i>φ faseverschuiving:</i> $= -Bg \tan \frac{2\pi f}{2\pi f_c}$</p> $= -Bg \tan \frac{f}{f_c}$ <p>Met: $f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C}$</p>	$ F _{dB} = 20 \log F$ $= 20 \log \left(\frac{1}{1 + \omega^2 R_1^2 C^2} \right)^{-1/2}$ $= 10 \log \left(\frac{1}{1 + \omega^2 R_1^2 C^2} \right)$ $= 10 \log \left(\frac{1}{1 + \frac{(2\pi f)^2}{(2\pi f_c)^2}} \right)$ <p>*</p> $= 10 \log \left(\frac{1}{1 + \frac{f^2}{f_c^2}} \right)$ <p>of: $= -10 \log 1 + \frac{f^2}{f_c^2}$</p>
---	---

Samengevat: ontwerpformules van RC-filter eerste orde laagdoorlaat

Overdracht $\bar{F} = \frac{1}{1 + j\omega CR}$ of $F = -10 \log \left(1 + \frac{f^2}{f_c^2} \right)$

Fase(verschuiving) $\varphi(^{\circ}) = -bg \tan \frac{f}{f_c}$

f_c = afsnijfrequentie $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$

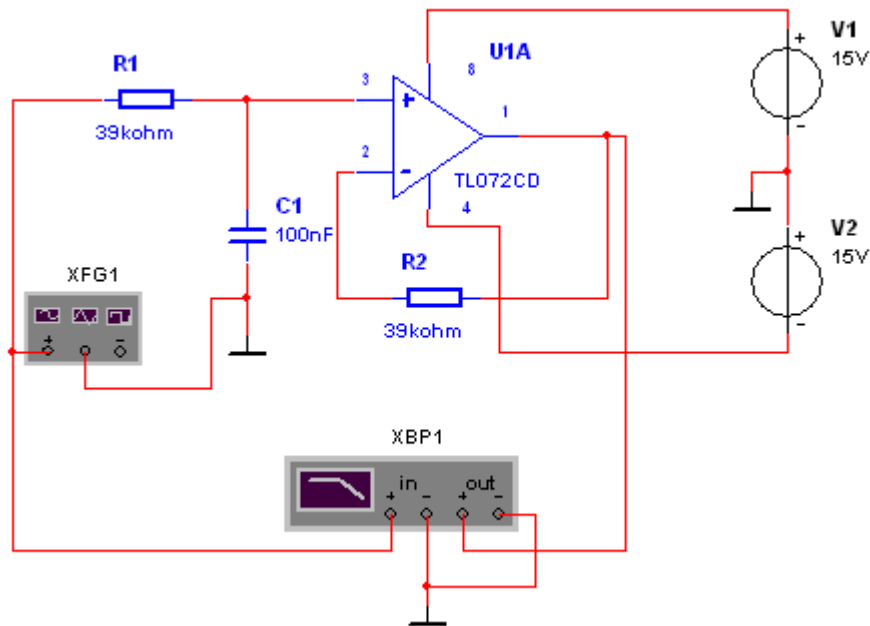
Simulatie:

Bv. We willen de afsnijdfrequentie op 40Hz leggen en we nemen een C van 100nf

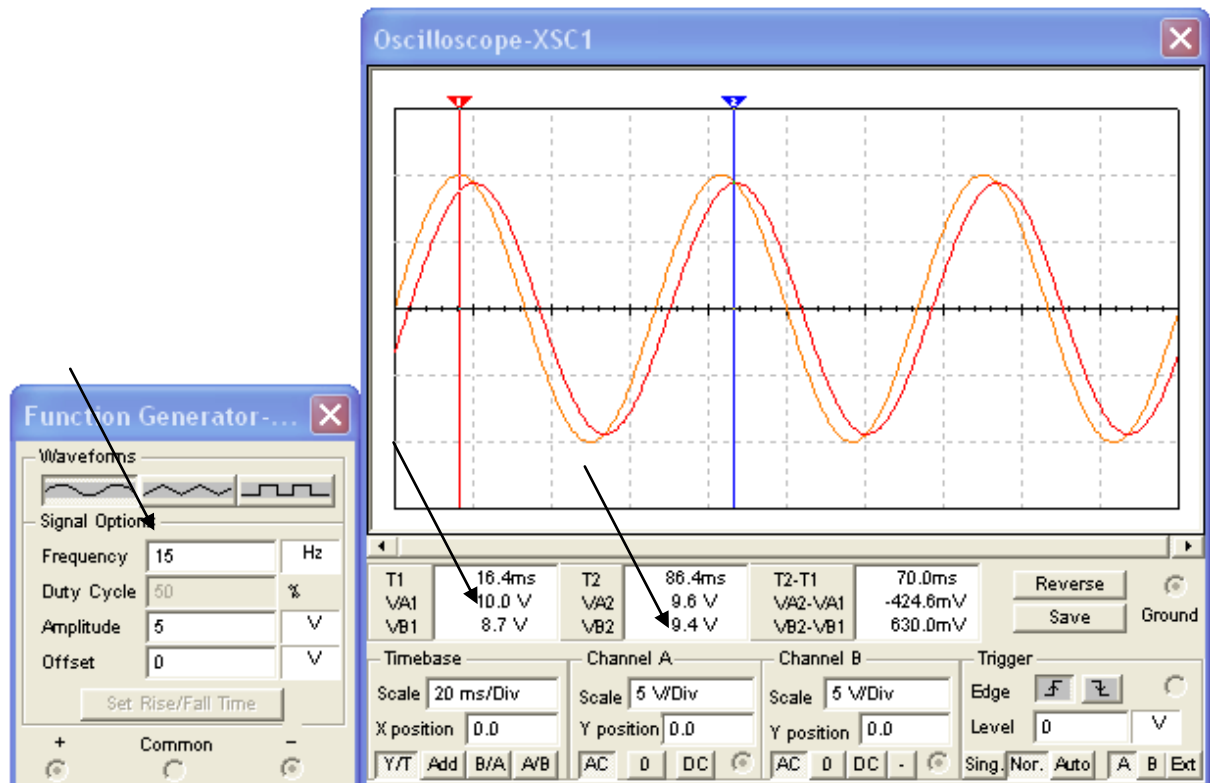
→ R =

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \rightarrow \frac{1}{f_c} = 2\pi RC \rightarrow R = \frac{1}{2\pi C f_c} = \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 10^{-9} \cdot 40} = 39788.73 \Omega \xrightarrow{E12} 39k\Omega$$

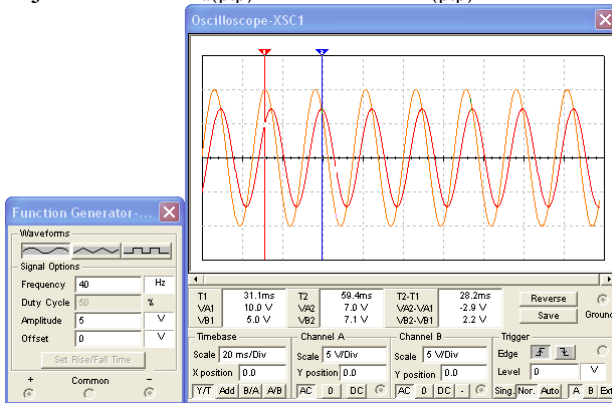
Meetopstelling+resultaten:



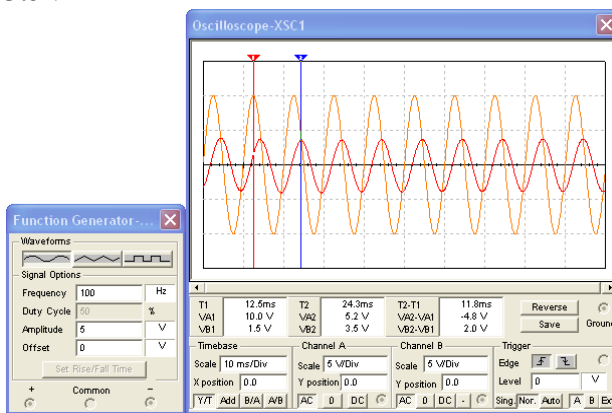
Bij 15 Hz $\rightarrow u_{u(\text{ptp})}(A_1) = 10.0\text{V}$ en $u_{i(\text{ptp})}(A_2) = 9.4\text{V}$



Bij 40 Hz $\rightarrow u_{u(ptp)} = 10.0V$ en $u_{i(ptp)} = 7.1V$



Bij 100 Hz $\rightarrow u_{u(ptp)}(A_1) = 10.0V$ en $u_{i(ptp)} = 3.5V$



Bij 1 kHz $\rightarrow u_{u(ptp)} = 10.0V$ en $u_{i(ptp)} = 402mV$



We zien dus dat de uitgangsspanning is afgenomen (de uitgang) t.o.v. voorgaande metingen. Deze trend zet zich verder bij stijgend frequentie.

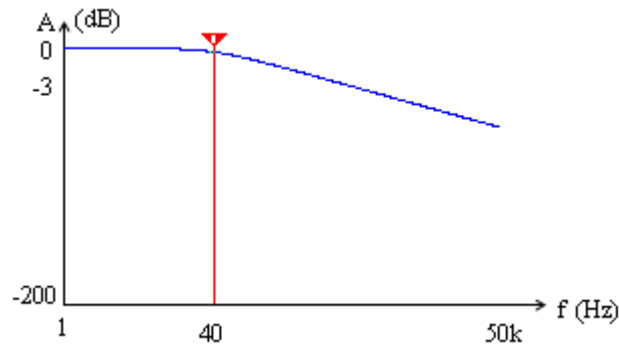
We besluiten :

- De hoge frequenties worden verzwakt; de amplitude bezit een helling van $-20\text{dB} / \text{decade}$ ($= -6\text{dB}/\text{octaf}$).(*)
- Voor $f = f_c$ is de verzwakking $= -3\text{dB}$.
- Voor $f \ll f_c$ is er geen grote verzwakking.
- Voor $f = f_c$ ijlt de uitgangsspanning u_u 45° na op de ingangsspanning u_i .
- Voor $f \gg f_c$ ijlt u_u 90° na op u_i .
- Voor $f \ll f_c$ is in fase met u_i .

$$\begin{aligned}
 (*) \quad \text{dan is } F &= -10 \log \left(1 + \frac{(10f_c)^2}{f_c^2} \right) \\
 &= -10 \log(1 + 100) \\
 &= -20.04\text{dB}
 \end{aligned}$$

Deze filter wordt een filter van de eerste orde genoemd omdat voor de hoge frequenties de amplitudekarakteristiek daalt met $-20\text{dB}/\text{decade}$. Ook bezit het RC-netwerk maar één reactief element.

Zoals u kunt zien is deze methode om de afsnijfrequentie te bepalen omslachtig en zullen we deze niet meer toepassen. In de plaat hiervan zullen we een bode plotter gebruiken, we kunnen dit ook doen in het programma Multisim©. Het resultaat is een grafiek die de versterking/afzwakking van de filter grafisch weergeeft.



4.9.3 Hoogdoorlaat filter van de eerste orde

Is volgens het zelfde principe opgebouwd als de bovenstaande filter, het verschil zit hem in de weerstand en condensator van plaats zijn gewisseld zijn.

Ontwerpformules van RC-filter eerste orde hoogdoorlaat

Overdracht met
 $j =$
 $\omega =$

$$\bar{F} = \frac{j\omega CR}{1 + j\omega CR} \text{ of } F = -10 \log \left(1 + \frac{f_c^2}{f^2} \right)$$

Fase(verschuiving)

$$\varphi(^{\circ}) = -bg \tan \frac{f_c}{f}$$

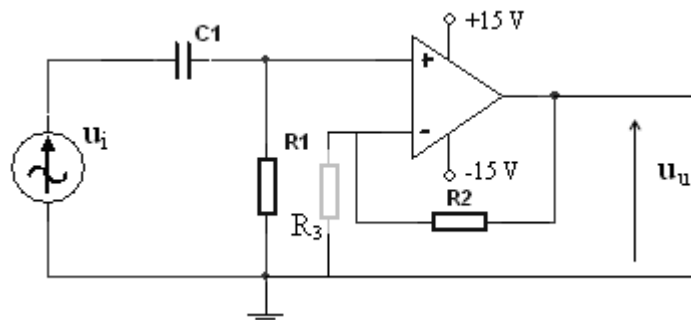
f_c = afsnijfrequentie

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

De versterking A_t blijft nog altijd 1 zo lang de weerstandswaarden gelijk zijn aan:

$$A_v = 1 + \frac{R_2}{R_3} \rightarrow 1 + \frac{R_2}{\infty} = 1$$

Schema:



Besluit:

- De lage frequenties worden verzwakt; de amplitude bezit een helling van -20dB / decade (= -6dB/octaaf).
- Voor $f = f_c$ is de verzwakking = -3dB.
- Voor $f \gg f_c$ is er geen grote verzwakking.
- Voor $f = f_c$ ijlt de uitgangsspanning u_u 45° voor op de ingangsspanning u_i .
- Voor $f \ll f_c$ ijlt u_u 90° voor op u_i .
- Voor $f \gg f_c$ is in fase met u_i .

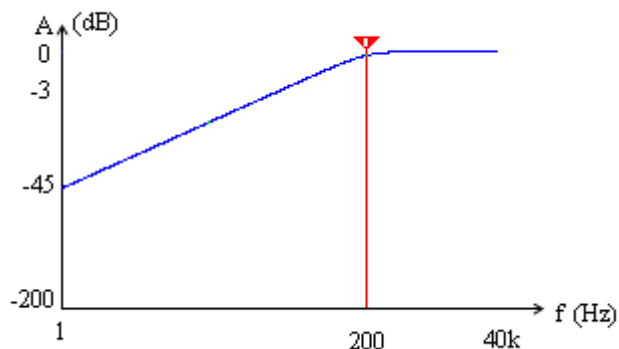
De resultaten zullen volgens hetzelfde principe verlopen als bij de laagdoorlaatfilter maar nu zullen de lage tonen worden afgesneden.

Simulatie:

Bv. We willen de afsnijdfrequentie op 200Hz leggen en we nemen een C van 150nf en we nemen als last 100k Ω

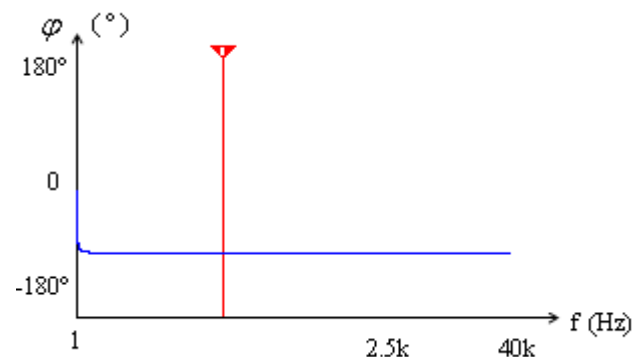
$$\rightarrow R = f_c = \frac{1}{2\pi RC} \rightarrow \frac{1}{f_c} = 2\pi RC \rightarrow R = \frac{1}{2\pi C f_c} = \frac{1}{2\pi \cdot 150 \cdot 10^{-9} \cdot 200} = 5305.16\Omega \xrightarrow{E12} 5.1k\Omega$$

Hieronder geven we de opgemeten resultaten met de bode plotter weer. We zien dat de filter correct werkt, we vinden het -3dB punt op ± 200 Hz.



In de volgende figuur vindt u het fase verloop van de filter.

We zien dat de faseverschuiving 0° is bij ± 1 Hz licht, en we over de rest van het verloop $\pm 90^\circ$ fase verdraaiing hebben. We hebben hier dus een ideaal faseverloop.

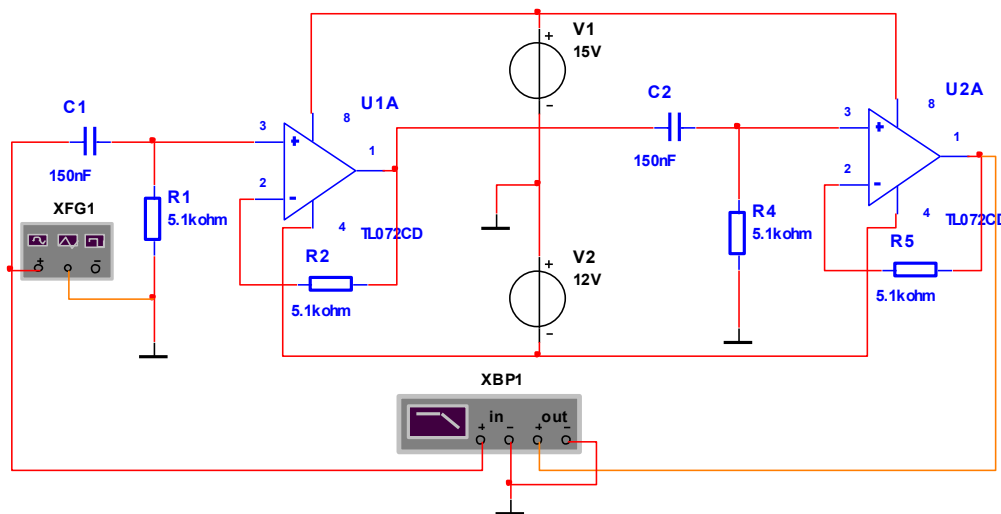


4.9.4 Hogere orde filters

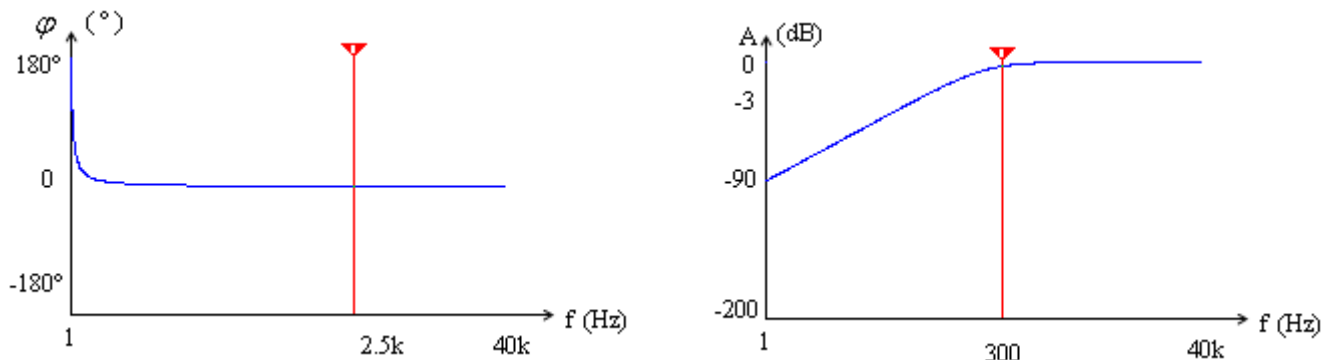
Als er 2 eerste orde laagdoorlaatfilters is cascade worden geplaatst (als het ware in serie → de uitgang van de 1^{ste} aan de ingang van de 2^{de}) dan neemt de helling in de amplitude karakteristiek toe naar -40dB/decade . Dit fenomeen kan zich voortzetten, als u nu 3 identieke filters in cascade plaatst neemt de amplitude af met -60dB/decade . Dit is geldig voor zowel hoog als laagdoorlaat filters

Laat ons een hoogdoorlaat filter simuleren van de 2^{de} orde. Met dezelfde eigenschappen als voorgaande, zo kunnen we de resultaten vergelijken.

Meetopstelling:



Resultaten:



We zien dat het frequentie verloop veel beter is, in het doorlaatgebied hebben we een faseverschuiving van $\pm 0.01^\circ$. We behalen bijna -90dB afzwakking bij 1Hz . Dit alles is omgekeerd geldig ook voor een laagdoorlaatfilter.

4.9.5 VCVS-filter

Een praktische filter moet de ideale transferkarakteristiek zo dicht mogelijk benaderen. Daarom werden er verschillende wiskundige technieken toegepast om dit te kunnen verwezenlijken. De keuze van het filter type hangt af van welke eigenschappen men wenst, bv. Een vlakke doorlaatband, een grote verzwakking, een lineaire fasekarakteristieken.

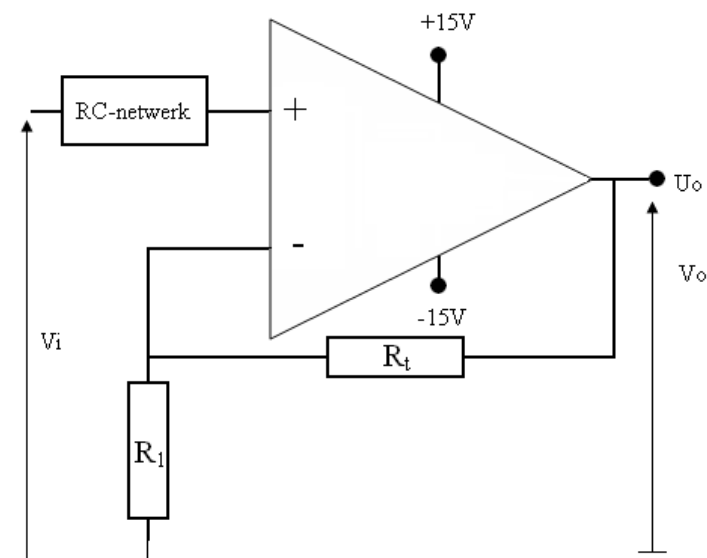
Een van de meest gebruikte uitvoeringen is het Voltage-controlled voltage-Source filter (spanningsgestuurde spanningsbron) of VCVS. De stuurbron bezit hierbij een verwaarloosbare inwendige weerstand. Ander namen voor het zelfde principe zijn constante-K filters of sallen en key filters.

Typisch is dat het RC-netwerk opgenomen is in de niet-inverterende ingangsklem. De wijze waarop de R en C geschakeld zijn is volgens een laagdoorlaat-, een hoogdoorlaat-, een banddoorlaat-, of een bandonderdrukkingsfilter geschakeld. De elementen hebben dus een grote invloed op de vlakheid van de filter in doorlaat of sperband.

K = spanningsversterking van het actieve filter

$$K = A_v = \frac{R_1 + R_t}{R_1}$$

Deze speelt een belangrijke rol omdat de amplitudekarakteristiek kan worden gewijzigd met verandering van K.



Basischema van de VCVS-filter

Verhoog je R_t t.o.v. R_1 dan verhoog je de versterking.

Butterworthfilters:

- Deze filter bezit een praktisch vlakke weergave in doorlaatband. (ook wel MFR-filter → maximum flat response filter).
- De amplitudekarakteristiek daalt van -20dB/decade of een geheel veelvoud ervan boven de afsnijfrequentie.
- De dempingfactor α = gemiddelde waarde.
- De meeste filters behoren tot dit type.
- De fasekarakteristiek verloopt niet lineair, dit betekent dat bij toepassing van een puls een doorsprong optreedt dat elke frequentiecomponent waaruit de impuls is samengesteld een verschillende tijdsvertraging ervaart.

Chebyshevfilter:

- De amplitudekarakteristiek daalt sterker dan bij Butterworthfilter, waardoor het schema soms eenvoudiger wordt.
- De dempingfactor α is klein; de schakeling is onderkritisch gedempt waardoor een rimpelspanning en een doorsprong optreedt in de doorlaatband. De fasekarakteristiek is nog minder lineair dan bij de butterworthfilter.

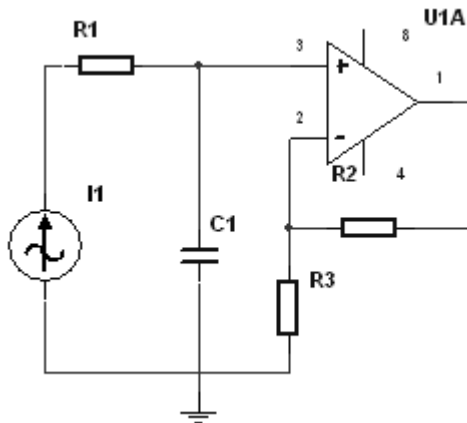
Besselfilter:

- Deze filter is bovenkritisch gedempt.
- De fasekarakteristiek verloop lineair, dus de faseverschuiving neemt lineair toe met de frequentie. Hier zal dus een puls aan de ingang onvervormd buitenkomen.
- Het amplitudeverloop ligt duidelijk onder de voorgaande filters.
- dempingfactor α wordt groter naarmate de orde.

4.9.6 Een VCVS-laagdoorlaatfilter

Van de 1^{ste} -orde

Deze filter hebben we al behandeld het verschil zit hem in de versterking die instelbaar is. Het schema ziet er dan als volgt uit:



Van de 2^{de} -orde

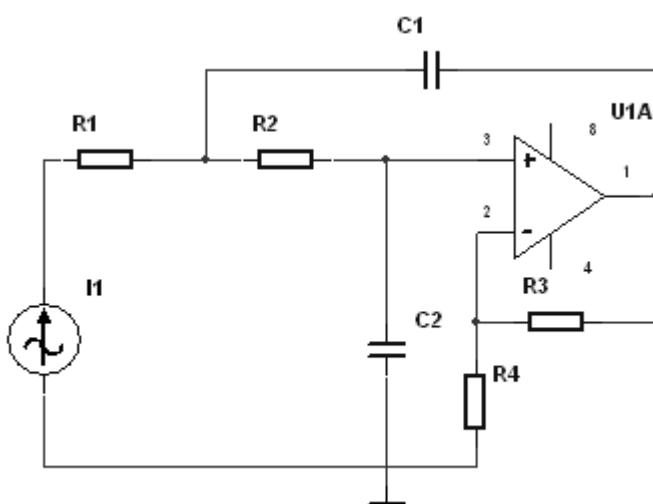
In plaats van 2 filters van deze filters in cascade te plaatsen, kunnen we hetzelfde resultaat bereiken door onderstaande schakeling toe te passen; het bevat immers 2 condensatoren → 2^{de} orde de verwachte helling is dan ook -40dB/decade

Ontwerpformules van VCVS eerste orde laagdoorlaat

$$f_c = \text{afsnijfrequentie} \quad f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \text{ indien } R_1 = R_2 \text{ en } C_1 = C_2 \rightarrow f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

De weerstand in de kring

$$R = \frac{2\pi}{C \times f_c}$$



Schema:

de OA functioneert hier als een niet inverterende versterker, via C_1 wordt de positieve terugkoppeling toegepast. Er zal dus voor een bepaalde frequentie een fase verschuiving optreden van 0° → onstabieleit die de trap kan doen oscilleren (telkens doorslaan naar max. spanning). Dit wordt tenietgedaan door de versterker sterk tegen te koppelen (R_4 en R_3). De demping moet hoog zijn zodat de versterking van de trap laag is. Het hangt dan ook van deze weerstanden af of de filter de

eigenschappen bezit van een Butterworth-, een Chebyshev- of een Besselverloop.

Voor een Butterworthfilter van de tweede orde (zowel hoog als laag) moet de dempingfactor $\alpha = 1.414$

Om filters van een nog hoger orde te verkrijgen zal men het bovenste schema 2 maal bouwen en dit in cascade plaatsen \rightarrow filter van de 4^{de} orde. Elke bijkomende pool doet de sferband extra afnemen met -20dB/decade

Doordat je de snijfrequentie zelf kan kiezen moet de dempingfactor worden aangepast. Zie onderstaande tabel

Orde	Verzwakking (dB/decade)	1 ^{ste} trap			2 ^{de} trap			3 ^{de} trap			Totale $A_t=K$
		Polen	α	K	Polen	α	K	Polen	α	K	
1	20	1	/	A							A
2	40	2	1.414	1.586							1.586
3	60	1	/	A	2	1	2				2A
4	80	2	1.848	1.152	2	0.765	2.235				2.575
5	100	1	/	A	2	1.618	1.382	2	0.618	2.382	3.292A
6	120	2	1.932	1.068	2	1.414	1.586	2	0.518	2.482	4.204

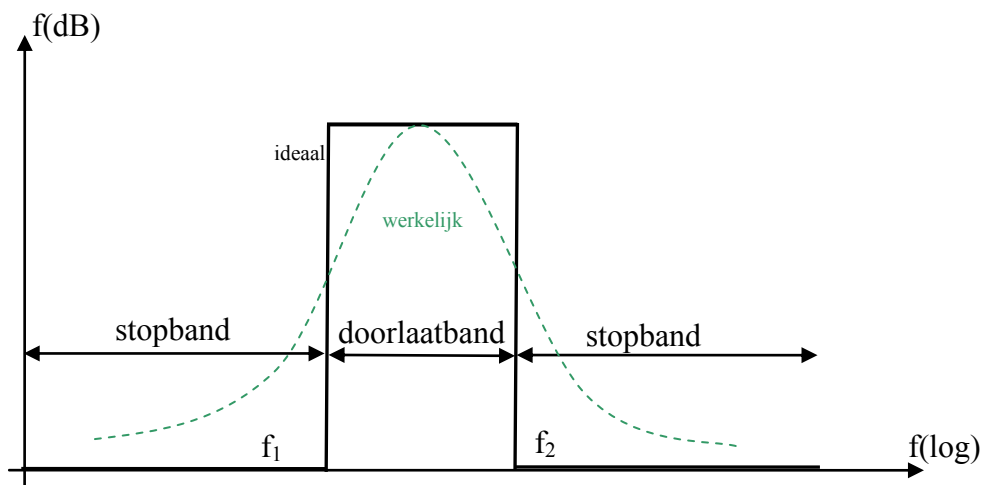
Is de orde van de filter oneven dan is het een eerste orde filter, en mag je de dempingfactor vrij instellen \rightarrow de versterkingfactor kan binnen zekere grenzen worden ingesteld (A).

4.9.7 Banddoorlaatfilters

Alle frequenties onder de laagste en bovenste snijfrequentie worden onderdrukt. Er zijn verschillende uitvoeringstechnieken om deze actieve filters te realiseren.

4.9.7.1 Cascade schakeling van LD en HD filter

De snijdfrequentie van elke filter moet zodanig gekozen worden dat de frequentiecurve van elke filter voldoende de frequentiecurve van de ander filter overlapt. (De snijfrequentie van de HDF moet hoger liggen dan die van de LDF). De bandbreedte ziet er zo uit:



4.9.7.2 Constant-K bandfilter, eentraps actief bandfilter

Wordt gerealiseerd door een laagdoorlaatfilter en een hoogdoorlaatfilter te verbinden met de niet inverterende ingang van de OA.

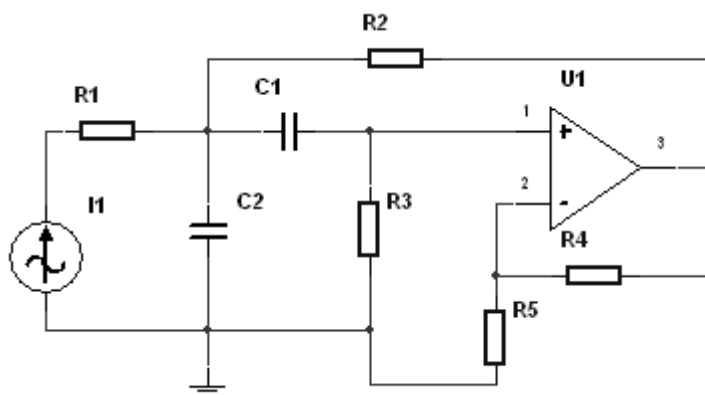
Ontwerpformules van een constant-K filter.

$$f_c = \text{afsnijfrequentie} \quad f_c = \frac{0.225}{RC}$$

$$\text{Kwaliteitsfactor} \quad Q = \frac{1.4}{4-K} \quad \text{met K is versterking in doorlaatband}$$

$$\text{Bandbreedte} \quad R = \frac{f_c}{Q}$$

Schema constant-K bandfilter:



→ let wel op dat deze filter geen verzwakking heeft van -20dB/decade maar < 3.8 dB/decade; dit ligt aan de kwaliteitsfactor $Q < 10$ en dit om de stabiliteit van de filter te garanderen. U kan dan onmogelijk met deze filter een kleine bandbreedte verkrijgen.

4.9.7.3 MF-bandfilter

MF staat voor multiple feedback. Bij deze schakeling wordt een meervoudige terugkoppeling gebruikt.

Schema:

Het circuit bevat twee terugkoppelpaden via R_2 en C_1 . het terugkoppelnetswerk R_1C_1 vormt een laagdoorlaatfilter, R_2C_2 een hoogdoorlaatfilter.

Praktisch nemen we $C_1 = C_2 = C$.

Ontwerpformules van een MF-bandfilter

$$f_c = \text{afsnijfrequentie} \quad f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{(R1//R3)R2}}$$

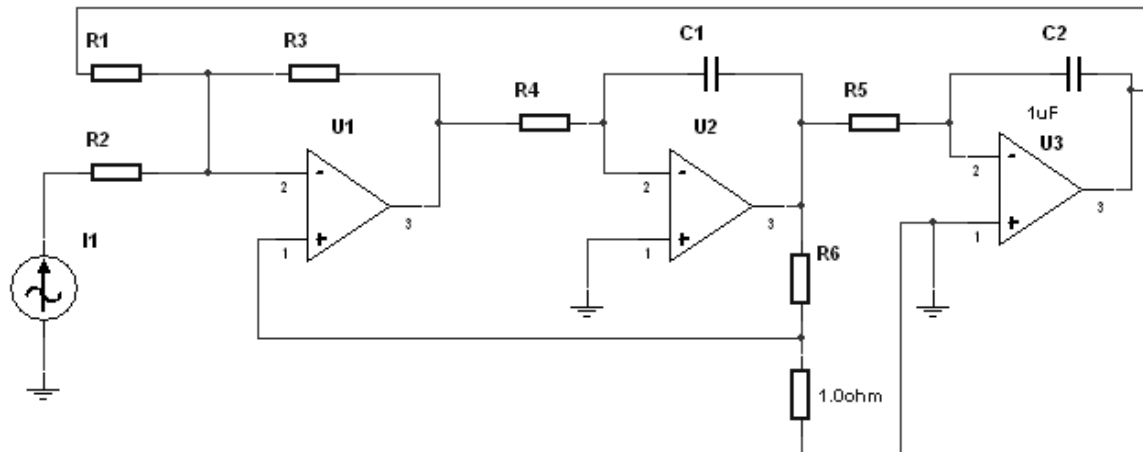
$$\text{Kwaliteitsfactor} \quad Q = \pi f_c R_2 C \quad \text{met K is versterking in doorlaatband}$$

$$\text{K} = \text{spanningsversterking van het actieve filter} \quad K = \frac{R_2}{2R_1}$$

De flanken van de doorlaatkarakteristiek verlopen hier veel steiler dan in de voorgaande filter. Men kan ook vaststellen dat de versterking K onafhankelijk is van de weerstand R_3 . De kwaliteitsfactor Q kan worden veranderd zonder de versterking te wijzigen. Om f_c te wijzigen moet men ingrijpen op de C anders raakt men aan de Q -factor. Deze is < 10 .

4.9.7.4 SV-bandfilter:

Schema:



SV staat voor State variabel \rightarrow toestand variabel.

Dit is een veelgebruikte bandfilter, het bestaat uit een optelversterker en twee actieve integratorschakelingen. Het geheel treedt op als een filter van de 2^{de} orde.

Het uitgangssignaal wordt teruggekoppeld, naar de opteltrap. De 2^{de} en 3^{de} trap fungeren als laagdoorlaatfilters, want de tegenkoppeling is het sterkst bij hogere frequenties. We zullen een faseverschuiving zien optreden bij de 1^{ste} integrator van $+90^\circ$ de 2^{de} wekt ook een extra faseverschuiving op van $+90^\circ$. In en uitgang zijn dus in tegen fase voor lage frequenties en heffen elkaar dus op! Aan de uitgang van de eerste trap verschijnen enkel hoge frequenties \rightarrow hoogdoorlaat. Maar de hoge frequenties aan de uitgang van de 3^{de} trap zijn enkel van een kleine amplitude \rightarrow laagdoorlaat. In feite is dit een cascade schakeling van een LD- en een HD-filter

Ontwerpformules van een SV-bandfilter

f_c = afsnijfrequentie

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \text{ onafhankelijk van } Q$$

Kwaliteitsfactor

$$Q = \frac{1}{3} \left(1 + \frac{R_A}{R_B} \right)$$

Verhouding
weerstand

$$R_A = R_B (3Q - 1)$$

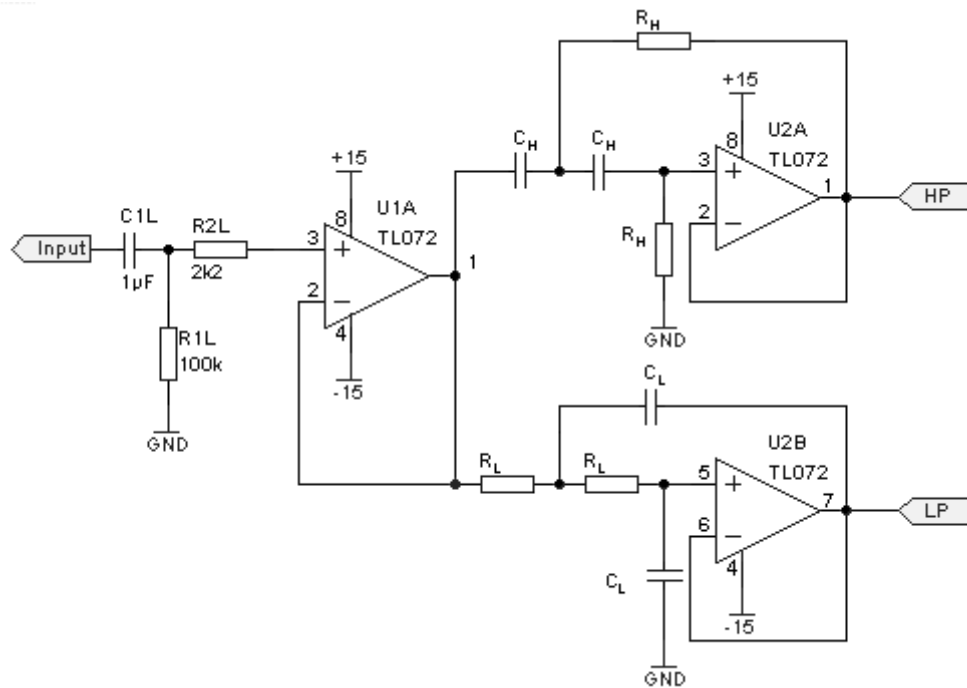
4.10 Praktische realisatie: Actieve filter

4.10.1 Indeling

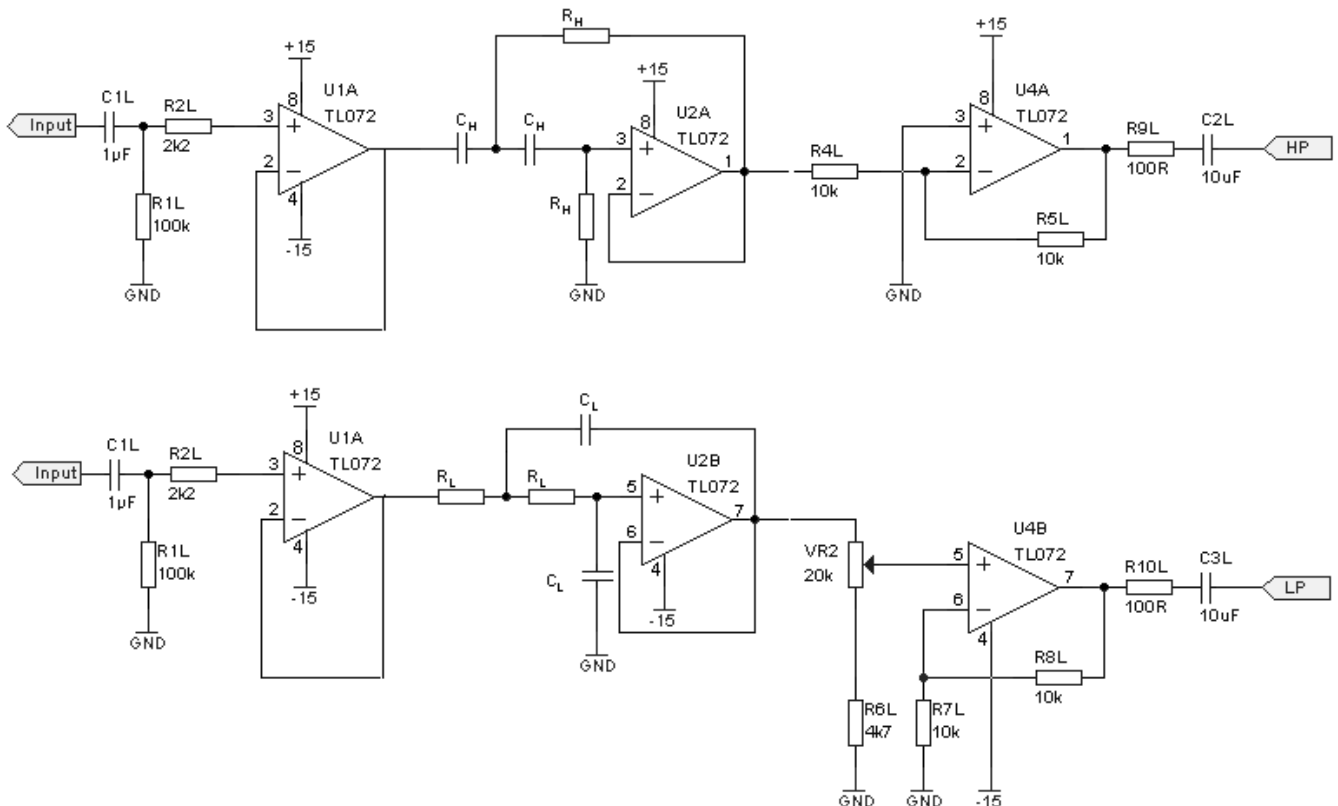
Naar aanleiding van onze theoretische bespreking over actieve filters, wilden we er zelf ook eentje maken. Ons oog is gevallen op de 12db/oct linkwitz riley filter. Het moest een 2-weg filter worden, die moest enerzijds de lage tonen wegfilteren om de speakers op aan te sluiten en anderzijds de hoge tonen wegfilteren om een subwoofer aan te drijven. Een lage wisselfrequentie was dan ook nodig.

4.10.2 Basisschema

Hieronder vind je de originele filter. Deze filter zou zowel de subwoofer als de gewone speakers kunnen filteren. Meestal zit de filter na de volumeregelaar zodat je de subwoofer bv niet meer kan belasten dan de gewone speakers. We wensten iets anders, wij wilden een systeem om met 2 volumeregelaars te werken om zo het geluid naar onze wensen te wijzigen.



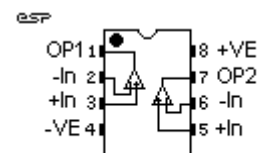
Dit schema is maar 1 kanaal van een stereo opstelling. Willen we dit dus praktisch realiseren, dan moeten we 2 dergelijke filters maken. Op het schema hieronder zijn meteen de outputbuffers getekend. Deze outputbuffers zorgen ervoor dat het signaal terug in fase komt te staan met het ingangssignaal. Dit om faseverschuivingen tegen te houden.



4.10.3 Diepere kijk op het schema

Condensatoren C_{2L} en C_{3L} zorgen voor een kleine highpassfilter om gelijkspanningen (0Hz) te weren. De inputbuffer (U_{1A}) zorgt ervoor dat alle filters aangedreven worden met een lage impedantie bron. Het verhindert meteen ook frequentie- en faseverschuivingen. Filters U_{2B} en U_{2A} zorgen voor de filtering. U_{2A} neemt het highpass gedeelte en U_{2B} neemt het lowpass gedeelte voor zich. In de outputbuffer schakeling U_{4B} op het lowpass (onderste) gedeelte zit een potentiometer verbonden. Deze zorgt ervoor dat men een soort gain (volume regeling) heeft over het signaal. Als men dus toch maar 1 signaal heeft, kan men met deze potentiometer toch het lowpass gedeelte regelen. Outputbuffer U_{4A} zorgt ervoor dat het signaal een faseverschuiving krijgt, zodat het uitgangssignaal in fase is met het ingangssignaal.

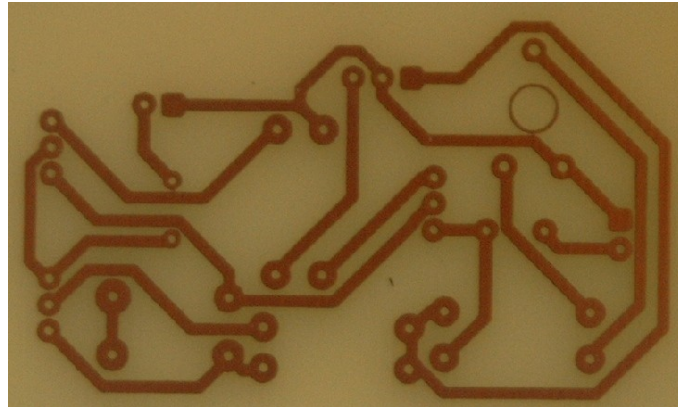
Als men de behuizing van de gebruikte TL 072 bekijkt (zie ook bijlage), dan ziet men dat er 2 verschilversterker schakelingen binnenin zitten. Zo kan men de OPAMP's van bv. de linkerkant hergebruiken voor de rechterkant. Deze OA zijn speciaal ontwikkeld voor audio.



4.10.4 Realisatie

Het schema hebben wij uitgetekend in het programma multisim, vervolgens hebben we een printplatafdruk gerealiseerd in ultiboard.

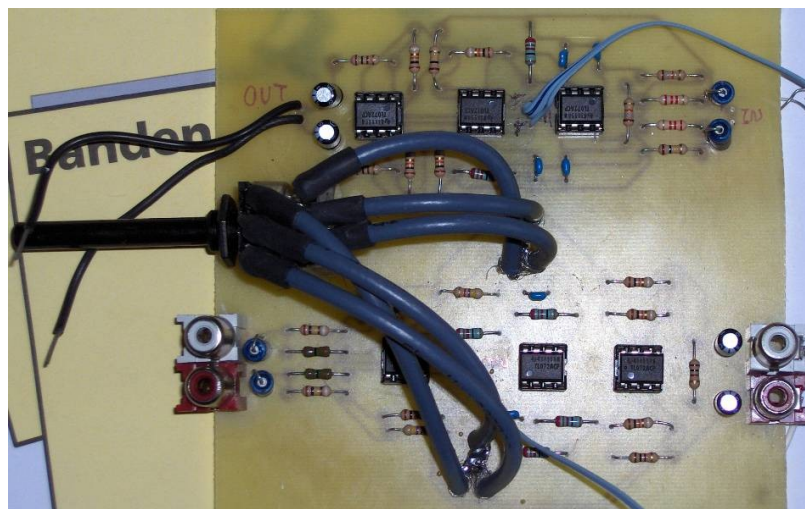
Nadat we deze printplatafdruk op een transparant kregen, hebben we een lichtgevoelige printplaat genomen en de transparant belicht met een bouwlamp. Al de belichte onderdelen (dus niet de baantjes, want deze waren door de transparant niet belicht) ondergaan een chemische reactie door het licht.



Na het ontwikkelen van de print moest de printplaat nog geëtst worden. Hiervoor gebruikt men kopersulfide, dan worden al de afdrukken die niet ontwikkeld werden weggevreten.

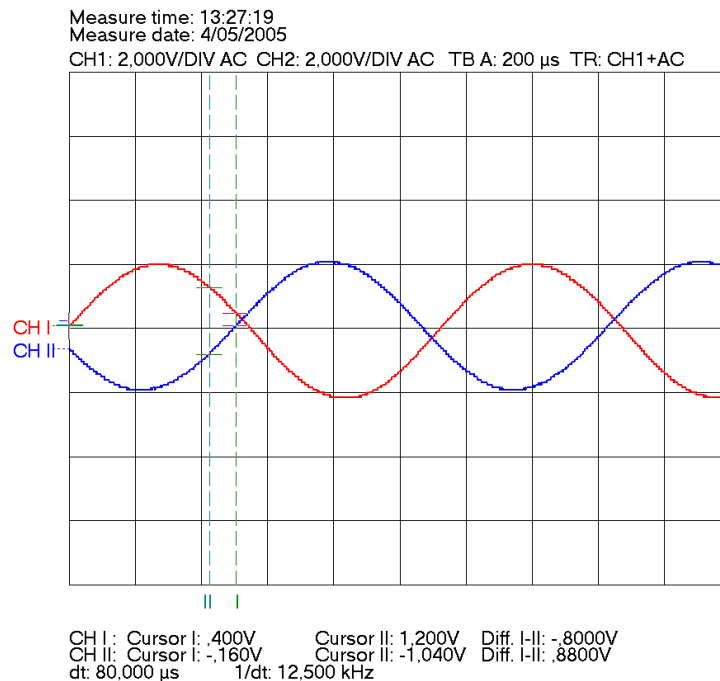
Uiteindelijk bekomt men een printplaat zoals hieronder. Na een kleine controle van de print op eventuele fouten, gaat men gaatjes boren, zodat je de componenten op de print kan solderen.

Eenmaal gesoldeerd, gaan we nog eens zorgvuldig na of er geen fouten zijn opgetreden bij het solderen. Het resultaat ziet er als volgt uit :

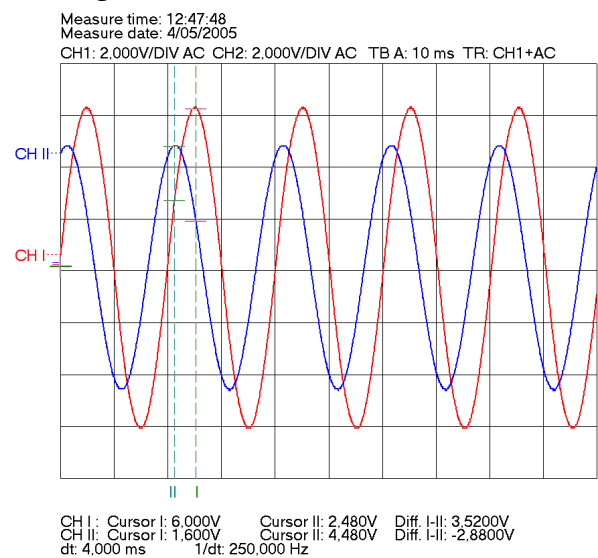
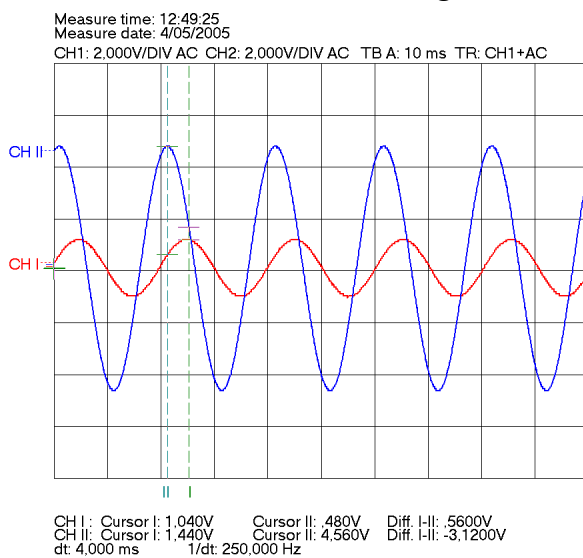


4.10.5 Metingen

Na deze controle wordt het tijd om de filter aan de voeding te leggen. We hebben eerst een voeding genomen met limiter, zodat bij een fout of kortsluiting de stroom beperkt zou blijven. Wanneer dit in orde was, hebben we eens een signaal aan de filter gelegd. Men kan op de schermafdruk hieronder zien dat het highpass signaal geen faseverschuiving ondergaat (of 180° verdraait natuurlijk) en dat de lowpass filter een faseverschuiving ondergaat van 90° . Plaatst men de potentiometer op een andere waarde, dan kan men ook zien dat het signaal vergroot of verkleint, dit was natuurlijk de bedoeling.



Signaalvorm highpass, 180° gedraaid

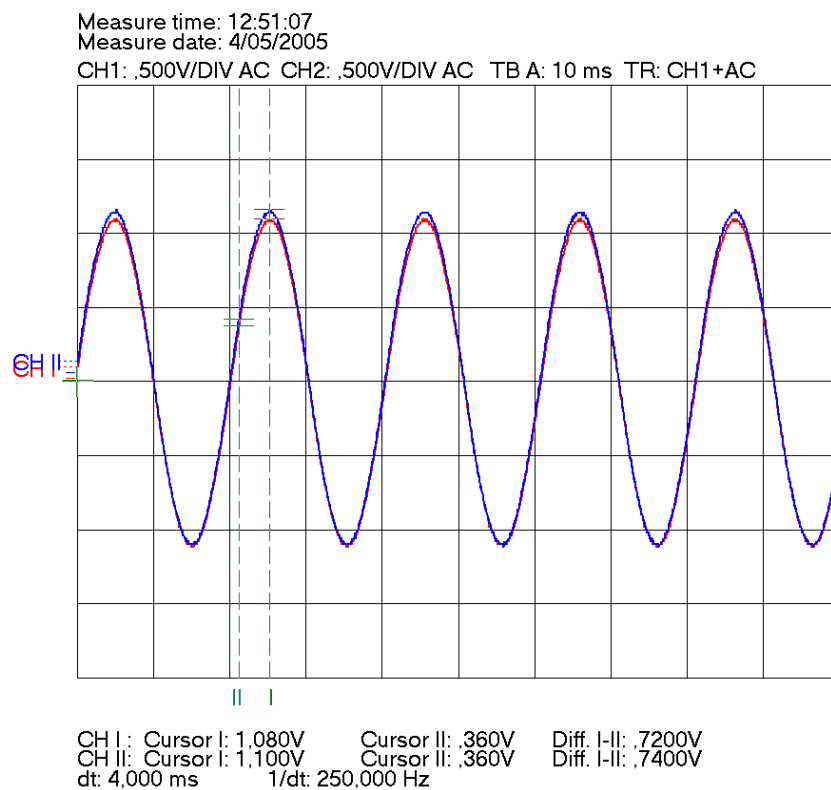


Lowpassfilter met een faseverschuiving van 90° + signaalvergroting of -verkleining.

Nadat we beide filters aan de oscilloscoop legden, hebben we eens gekeken hoe gelijk de filters liepen.

Hiervoor hebben we het ingangssignaal verplaatst naar het 2^{de} kanaal, zodat we het verloop kunnen bekijken. Op kanaal 1 sloten we het linker signaal aan en op kanaal 2 hebben we het rechter signaal aangesloten.

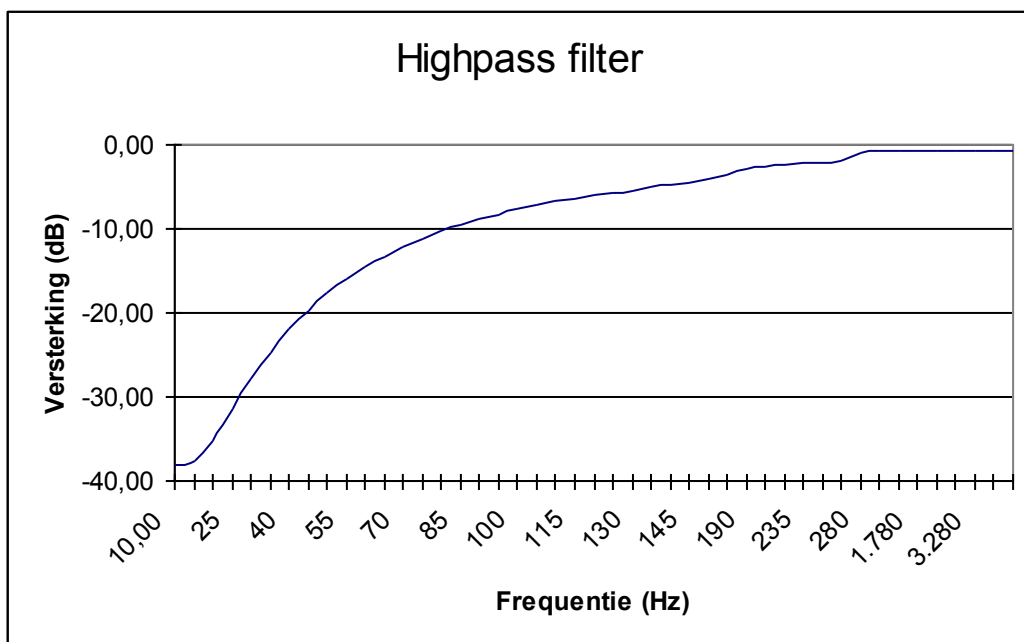
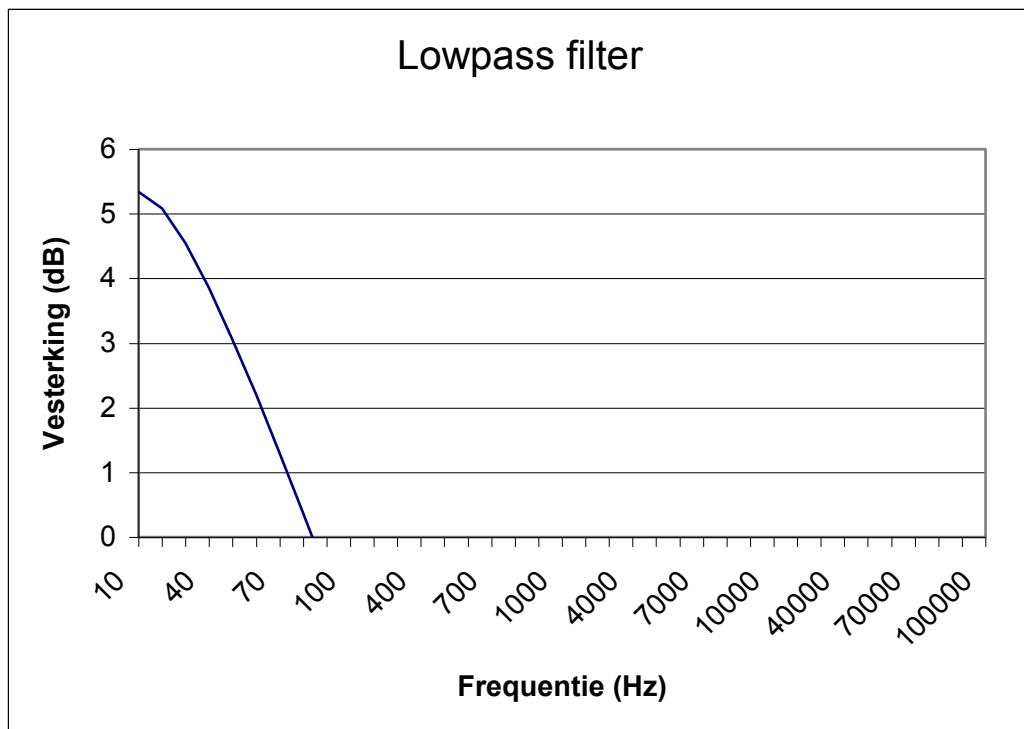
Zoals je kunt zien, is er maar een kleine afwijking op zowel de highpass als lowpass filter. Bij aansluiting van een audiosignaal zal men deze afwijking niet kunnen waarnemen.



Nadat we de filter aan de oscilloscoop legden en de correcte waarden opmaten, werd het ook eens tijd om te kijken of de filter wel degelijk werkte.

Daarom hebben we eerst de lowpassfilter aan de automatische meetstand gehangen en vervolgens ook de highpassfilter.

Het resultaat vindt men terug in onderstaande figuren.

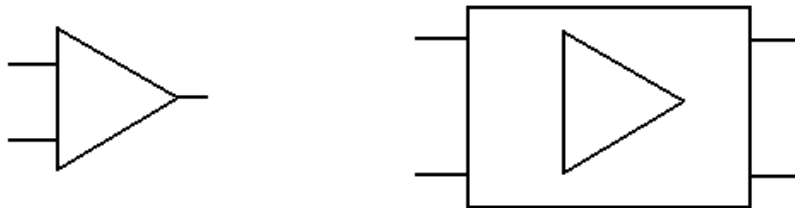


Bij de lowpassfilter verzwakt het signaal zoals het hoort na de 90-110 Hz. Bij de highpassfilter verzwakt het signaal onder de 90-110 Hz.

5 Audioversterkers

5.1 Blokschema van een versterker

Een audioversterker is noodzakelijk om zwakke elektrische signalen, in de vorm van kleine stromen of spanningen te vergroten tot bruikbare signalen. Deze worden doorgegeven aan luidsprekers zodat het door de mens kan waargenomen worden. Het algemeen symbool van een versterker ziet er als volgt uit.



Het blokschema van een versterker vindt u in punt 1.2

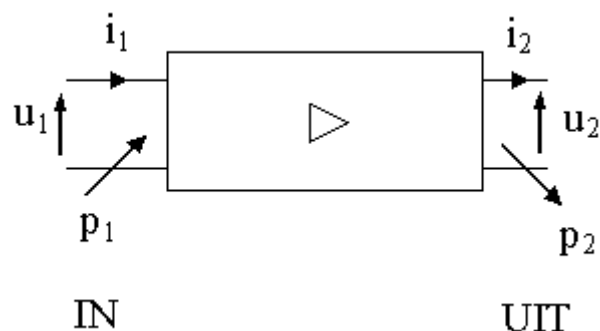
Het hart van de versterker wordt gevormd door:

- Één of meerdere bipolaire transistoren
- Één of meerdere unipolaire transistoren (FET/MOSFET)
- Één of meerdere versterker ic's (opamp)

Om een versterker te bekomen moeten er een belasting aanwezig zijn (Z_L), een signaalbron, alsook moeten we de actieve elementen van de black box een DC instelling geven. Deze DC instelling wordt gevoed uit een netvoeding .

5.1.1 De versterker als vierpool

We beschouwen de versterker nu als een black box:



De ingangsketen bevat in zijn meest eenvoudige vorm een weerstand r_i . Deze ingangsweerstand is zo groot mogelijk zodat er weinig ingangsstroom i_1 vloeit. De uitgangsketen bevat een spanningsbron (of stroombron) waarvan de spanning (stroom) A -maal (A van Amplifying) de ingangsspanning u_1 (ingangsstroom i_1) bedraagt. In serie (of parallel) met deze bron bevindt zich de uitgangsweerstand r_u , die meestal laag/hoog ohmig (spanningsbron/stroombron) is.

De 5 eigenschappen van deze vierpool:

Deingangsimpedantie	$Z_i \left[\Omega \right]$
De uitgangsimpedantie	$Z_o \left[\Omega \right]$
De spanningsversterking	A_v
De stroomversterking	A_i
De vermogenversterking	A_p

5.1.2 Deingangsimpedantie Z_i

Deingangsimpedantie Z_i van de versterker wordt:

$$r_i = \frac{u_1}{i_1} [\Omega]$$

Indien r_i groot is (t.o.v. R_s) (R_s is de interne weerstand van de bron) dan is u_1 maximaal en praktisch gelijk aan u_s . In dit geval bezit de signaalbron het gedrag van een spanningsbron. Uiteraard blijft de ingangsstroom i_1 door de grote ingangswaerstand erg klein:

$$i_1 = \frac{u_2}{R_s + R_1}$$

Deze werkingsvoorwaarde is vooral geschikt voor die sensoren die behoorlijk werken bij kleine stromen of weinig mogen belast worden.

Indien r_i klein is (t.o.v. R_s) dan is de stroom i_1 de te versterken grootheid. Dan moet i_1 zo groot mogelijk worden. Onder dergelijke omstandigheden gedraagt de signaalbron zich praktisch als een stroombron die onafhankelijk is van r_i .

Het ingangsvermogen p_1 voor een gegeven signaalbron, is afhankelijk van de grootte van de ingangswaerstand r_i van de versterker:

$$\begin{aligned} P_1 &= u_1 \cdot i_1 \text{ met } : u_1 = i_1 \times r_i \\ &= u_s^2 \times \frac{r_i}{(R_s + r_i)^2} \end{aligned}$$

De vermogenoverdracht een maximum als $R_i = R_s$

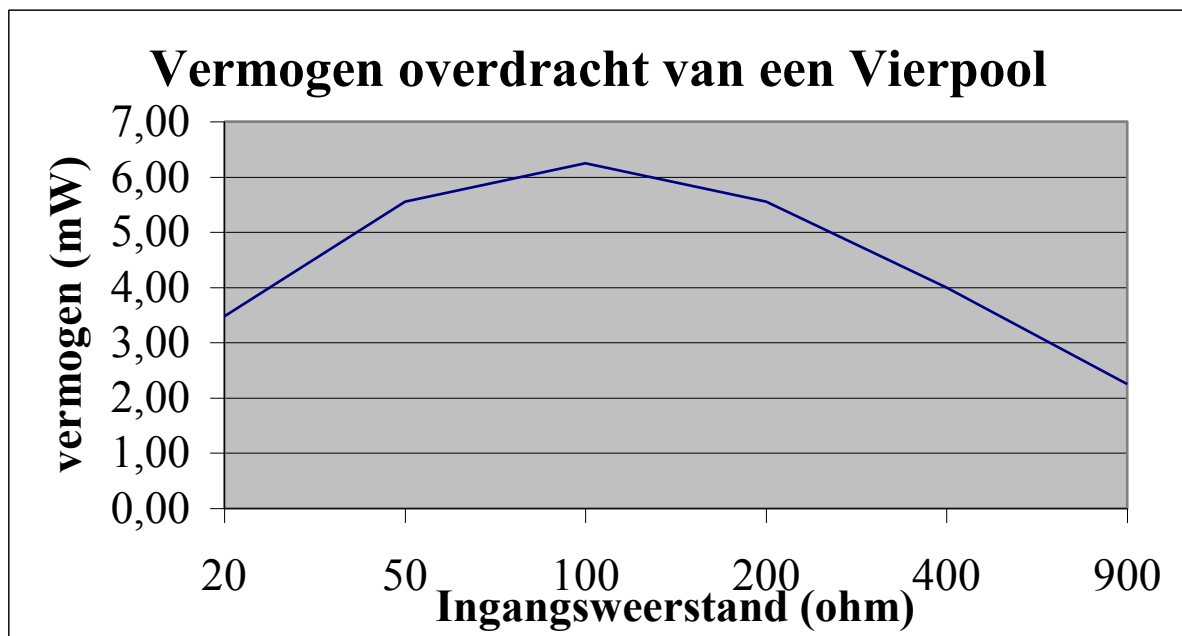
Reken voorbeeld:

Een opnemer bezit een $R_s = 100 \Omega$ en een klemspanning $u_s = 50 \text{ mV}$.

Bereken u_i , i_i en p_1 voor $r_i = 20 \Omega$, 50Ω , 100Ω , 200Ω , 400Ω en 900Ω

Reken tabel:

$R_i (\Omega)$	$R_t (\Omega)$	$i_i \mu\text{A}$	$u_i (\text{mV})$	$p_1 (\text{mW})$
20,00	120,00	416,67	8,33	3,47
50,00	150,00	333,33	16,67	5,56
100,00	200,00	250,00	25,00	6,25
200,00	300,00	166,67	33,33	5,56
400,00	500,00	100,00	40,00	4,00
900,00	1000,00	50,00	45,00	2,25

Grafiek:

Wenst men van de signaalbron een maximum vermogenoverdracht naar de versterker, dan is de ingangsweerstand (impedantie) van de versterker gelijk aan de uitgangsweerstand van de signaalbron. We spreken op dit moment van **aanpassing**.

5.1.3 De uitgangsimpedantie Z_o

De versterker (stroom of spanningsbron) met de uitgangsweerstand r_u heeft de rol van de generator of signaalbron t.o.v. de belasting Z_L . De uitgangsspanning van de versterker $u_2 = u_u$ wordt gevonden met:

$$u_2 = A \times u_1 \frac{Z_L}{R_o + Z_L}$$

Indien $r_u \ll Z_L$ dan is u_2 maximaal en praktisch gelijk aan de versterkte spanning $A \cdot u_1$. De uitgangsstroom wordt bepaald door:

$$i_2 = \frac{A \times u_1}{R_o + Z_L}$$

Wilt men een hoge uitgangsstroom, dan moet men niet alleen Z_L , maar ook de uitgangsweerstand r_u klein nemen.

5.1.4 De vermogenversterking A_p

De vermogenversterking wordt gegeven door:

$$A_p = \frac{P_2}{P_1} [\text{Onbenoemd}]$$

De vermogenversterking zal altijd een groot getal zijn. Daarom gaat men in de praktijk vermogenversterking (maar ook spanning- en stroomversterking) uitdrukken in decibel. Het begrip decibel is afkomstig uit de telefonie. Volgens de wet van Fegner, zijn onze gewaarwordingen evenredig met de logaritme van de excitatie.

Bij aanleg van de eerste telefoonlijnen moest het signaal versterkt worden. Om het aangelegde signaal 2 maal beter te horen moest men het vermogen ongeveer 100 keer vergroot worden.

Men spreekt over een versterking van 100 stemt overeen met 2 Bell.

1 Bell	=	10 deciBell
(1 m)	=	(10 dm)

Hieruit volgt :

$$|A_p|_{dB} = 10 \log |A_p|$$

5.1.5 dB_m

Bij kabel-TV moeten de niveaus van het vermogen in een distributienet voldoende hoog zijn, om een sneeuwvrij Tv-beeld te ontvangen. Om niveaus te kunnen vergelijken is er een standaardniveau nodig, zodanig dat het vermogen in ieder punt van het net kan vergeleken worden met een standaardniveau.

Nu heeft men als referentie voor vermogen 1 mW en voor spanning 1 mV effectief gekozen omdat men deze vermogens- en spanningswaarde nodig heeft aan de antenne-ingang van een klassieke standaard TV, om een sneeuwvrij beeld te waarborgen. Vandaar de volgende formule:

$$|P|_{dBm} = 10 \log \left| \frac{P}{1mW} \right|$$

Als energiegeleiders voor hoogfrequente signalen worden coaxiale kabels gebruikt. Wanneer een TV-signaal via deze kabels gevoerd wordt, ondergaat het een verzwakking die wordt uitgedrukt in negatieve dB-waarden.

5.1.6 De spanningsversterking A_V

De spanningsversterking is de verhouding van de uitgangsspanning u_2 tot de ingangsspanning u_1 :

$$A_V = \frac{u_2}{u_1}$$

De spanningsversterking in dB wordt al volgt berekend:

$$A_P = \frac{P_2}{P_1} = \left(\frac{u_2}{u_1} \right)^2 \frac{Z_i}{Z_L}$$

$$\begin{aligned} |A_P|_{dB} &= 10 \log |A_P| = 10 \log \left(\frac{u_2}{u_1} \right)^2 \frac{Z_i}{Z_L} = 20 \log \left(\frac{u_2}{u_1} \right) + 10 \log \frac{Z_i}{Z_L} \\ &= |A_V|_{dB} = 10 \log \frac{Z_i}{Z_L} \end{aligned}$$

Nu is in telefonie en bij kabeltelevisie $r_i = Z_L$ zodat de ingangsweerstand en interne weerstand gelijk zijn aan elkaar.

Vandaar:

$$|A_V|_{dB} = |A_P|_{dB}$$

In de praktijk is het veel gemakkelijker om spanningen te meten, dan om vermogens te meten. Nu is de spanningsversterking in dB gelijk aan:

$$|A_V|_{dB} = 20 \log \frac{u_2}{u_1}$$

5.1.7 De stroomversterking A_i

De stroomversterking wordt gedefinieerd als de verhouding tussen de uitgangsstroom en de ingangsstroom:

$$A_i = \frac{i_2}{i_1}$$

De stroomversterking in dB wordt als volgt berekend:

$$|A_i|_{dB} = 20 \log \frac{i_2}{i_1}$$

5.2 Inleidende begrippen

5.2.1 Analoge geluidsversterking

Ieder signaal dat wordt versterkt kan alleen gebeuren via analoge versterking. Digitale signalen bestaan uit 1 en 0 er is geen verschil tussen een “sterke” 1 of 0. alleen analoge signalen kunnen worden versterkt, het is wel mogelijk digitale signaal verbetering toe te passen. Er is dan een chip aanwezig die werkt als een filter.

5.2.2 Vermogen

5.2.2.1 *Het vermogen*

Vermogen wordt uitgedrukt in W en geeft weer hoeveel arbeid er wordt geleverd per seconde. Het geeft ook weer hoeveel energie een toestel uit het net onttrekt, en bv. hoeveel vermogen het aan een luidspreker toedient. In elektrotechnisch opzicht bestaat er omtrent het geleverd vermogen van toestellen eigenlijk geen verwarring. Immers het vermogen wordt gedefinieerd als $P = U \times I$ voor gelijkstroom.

Omdat wisselstroom en gelijkstroom niet mogen gelijk gesteld worden aan elkaar, stelt men het vermogen dat door gelijkstroom zou moeten worden opgewekt gelijk aan die van de wisselstroom. Door te vergelijken naar gelijke temperatuursverhoging in een belastingsweerstand (omdat door een elektrische stroom geproduceerde warmte onafhankelijk is van de stroomrichting) kan men de verhouding tussen wissel en gelijk vinden.

Dan wordt de formule om het wisselstroomvermogen te berekenen: $P = \frac{U^2}{R}$.

De effectieve spanning (U_{RMS}), voor sinus-wisselspanning is gelijk aan $U_{rms} = \frac{U_{max}}{\sqrt{2}}$

U_{RMS} staat voor U **R**oot **M**ean **S**quare (letterlijk: de wortel over het beduidende verheffen).

Het vermogen berekenen we dan verder als volgt: $P_{rms} = \frac{U_{rms}^2}{R}$.

Er zijn verschillende merken die hun vermogen niet in rms weergeven maar bv. in muziek vermogen. Zo lijkt het dat de versterker 250W kan leveren maar in feite is dit maar $\pm 12.5W$ RMS. Let dus goed op als u een versterker aankoopt.

5.2.3 Ruis

In elektronische schakelingen is ruis een gevolg van de thermische agitatie van de elektronen in geleiders, passieve en actieve componenten. We hebben geen ruis indien de geleiders een temperatuur hebben van 0K (of -273°C); de elektronen bewegen dan ook niet meer. Ruis kan ook te wijten zijn aan kosmische stralen, dit dan vooral bij ontvangst apparatuur. Ruis kan op iedere frequentie voorkomen ("witte ruis") en dit even krachtig, het ruis heeft dus geen voorkeur frequentie. Het kan ook zijn dat ruis in bepaalde octaven toeneemt of afneemt dit is dan "rose ruis". Alle analoge elektronische apparaten dragen een beetje ruis bij. Analoge opneemmedia (magneetband, vinylplaat) veroorzaken een substantiële ruisbijdrage. Digitale media hebben dat veel minder. Bij digitaal naar digitaal kopiëren verslechtert de ruissituatie nooit (daarom gaan we digitaal). Bij analogo kopiëren wordt het altijd slechter.

$$P_{Ruis} = k \times T \times B [W]$$

met :

Ruisvermogen: $k = 1.38 \cdot 10^{-23} J / K = \text{cte. van Boltzmann}$

$T = \text{absolute temperatuur in Kelvin}$

$B = -3cB \text{ bandbreedte in Hz}$

Een mogelijkheid om ruis uit te drukken is in de signaal/ruis verhouding, kortweg s/n genoemd. Deze waarde is ingevoerd, omdat ook transistoren ruis opwekken, die afhankelijk zijn van hun instelling. Voor ruis in het uitgangssignaal is vooral de 1^{ste} trap verantwoordelijk, omdat de ruis in deze trap het meest wordt versterkt. Om een goede weergave van muziek te waarborgen mag de effectieve ruisspanning niet meer dan 1/50 van het signaal bedragen!

$$\frac{S}{N} = \frac{\text{beschikbaar signaalvermogen}}{\text{aanwezig ruisvermogen}} = \frac{\text{beschikbaar signaalspanning}}{\text{aanwezig ruisspanning}}$$

Formule:

$$\left. \frac{S}{N} \right|_{dB} = 20 \log \frac{u_s}{u_r}$$

$$\left. \frac{S}{N} \right|_{dB} = 10 \log \frac{S}{N}$$

Dit is een erg belangrijke eigenschap van versterkers en audio-apparatuur in het algemeen. Vroeger gold voor Hifi apparatuur dat de S/N minstens 60dB diende te bedragen. De reden waarom men aan versterkers geen zwaardere eisen stelde, was het feit dat de klassieke LP intrinsiek nooit een beter cijfer kon behalen dan ca. 52dB, terwijl FM. radio nauwelijks 45dB haalt. Het was dus aangewezen om van de versterker veel betere prestaties te verlangen. Sinds enkele jaren is hierin echter grote verandering gekomen, ook op het vlak van de huisstereo-installaties en wel sinds de invoering en popularisering van de CD die tot S/N verhoudingen tot ongeveer 102dB in staat is. Naast de CD is er nu ook de DVD, die deze kwaliteit nog verhoogt (115 dB). De introductie van deze toestellen heeft dan ook een ware normverschuiving met zich meegebracht.

Een Cd-speler heeft niet veel nut, wanneer men die aansluit op een versterkerinstallatie van een S/N die niet boven de 60dB uitkomt. Een keten is immers slechts zo sterk als zijn zwakste schakel.

Enkele voorbeelden:

eindversterkers	$S/N \geq 120\text{dB}$ dit is een signaal/ruisverhouding van 1:1.000.000 !
voor voorversterkers	$S/N \geq 130 \text{ dB}$
microfooningangen	$S/N \geq 90\text{dB}$
Pick-up ingang en Tuner	$S/N \geq 60\text{dB}$
CD of DVD ingang	$S/N \geq 110\text{dB}$

Om verstekerkers onderling te gaan vergelijken (i.v.m. ruis) bestaat er een ruisgetal of ruisfactor F . F is de verhouding van de $\frac{S}{N}$ aan de ingang tot op de $\frac{S}{N}$ verhouding aan de uitgang.

In formulevorm wordt dit:

$$F = \frac{\frac{S_I}{N_I}}{\frac{S_U}{N_U}} \quad \text{alle grootheden zijn vermogens}$$

Men kan ook zeggen: $N_U = F \cdot A \cdot N_I$

Het ruisgetal geeft dus weer, hoeveel maal de uitgangsisruis groter is dan A maal de ingangsisruis; dus de ruisbijdrage van de versterker zelf.

Het ruisgetal wordt meestal in dB uitgedrukt dus:

$$|F|_{dB} = 20 \log F = 20 \log \frac{S_I}{N_I} - 20 \log \frac{S_U}{N_U}$$

5.2.4 Koelen van elektronische componenten

5.2.4.1 *Inleiding*

Als men in een versterker gebruik maakt van transistoren, dan is een koeling zeker geen overbodige luxe. Een transistor heeft een bepaald thermisch smeltpunt, d.w.z als men deze temperatuur overschrijdt, de transistor doorbrandt en dus kapot is. Dit willen we natuurlijk vermijden, daarom gebruikt men koelplaten (koelvinnen) om een transistor te koelen. Hoe groter de koelvinnen, hoe groter de koeling. Meestal volstaan enkele koelvinnen bij de kleinere versterkers. Praten we over grote 'vermogen' versterkers, dan volstaat dit niet. Er wordt zoveel warmte gecreëerd, dat zelfs een koelvin dit niet meer kan halen. Daarom moet men een middel vinden om de warmte af te voeren.

5.2.4.2 Soorten energie transport

Door middel van geleiding:

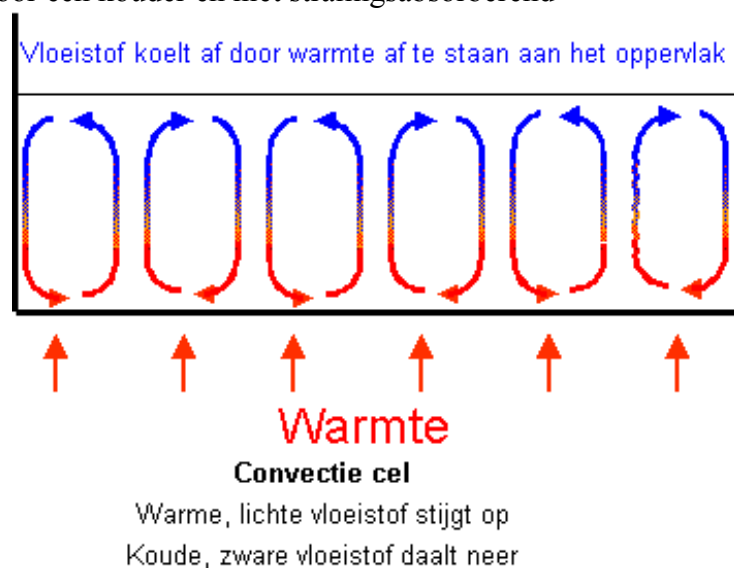
Wanneer er in een lichaam temperatuursverschillen aanwezig zijn, zal er in dat lichaam warmtetransport ontstaan van het hogere temperatuurgebied naar het lagere. Bij vaste stoffen kan warmtegeleiding op twee verschillende wijzen plaatsvinden en wel door trillingen van de moleculen in het moleculaire rooster en door transport van vrije elektronen. In het algemeen is de bijdrage tot thermisch energietransport door trillingen van de moleculen in het rooster zeer gering ten opzichte van het warmtetransport door verplaatsing van vrije elektronen omdat goede elektrische geleiders een groot aantal vrije elektronen, bezitten, welke zich door het rooster voortbewegen. Hieruit volgt dat goede elektrische geleiders zoals aluminium, koper en zilver ook goede warmtegeleiders zijn, terwijl ook elektrische isolatoren tevens goede thermische isolatoren zijn.

Bij gassen is de kinetische energie van de moleculen een functie van de temperatuur. De snelheid van de gasmoleculen wordt namelijk groter bij toenemende temperatuur. Door de willekeurige bewegingen van de moleculen, zullen deze door botsingen thermische energie met elkaar uitwisselen. Wanneer een molecule zich verplaatst van een hoger naar een lager temperatuurgebied, wordt hierbij ook kinetische energie naar dit lagere temperatuurgebied getransporteerd, waarbij deze moleculen door botsingen met andere moleculen met een lagere temperatuur een deel van hun energie hieraan afgeven. De hoeveelheid warmte per tijds- en per oppervlakte-eenheid wordt uitgewisseld, zal evenredig zijn met die temperatuurgradiënt.

Door middel van straling:

De warmte overdracht door geleiding en convectie is steeds gebonden aan materie. Warmte overdracht door straling is verschillend, omdat op deze wijze ook warmte overgedragen kan worden tussen twee warme lichamen, welke door een kouder en niet stralingsabsorberend medium zijn gescheiden. Zo ontvangt de aarde warmte van de zon. De ware aard van warmtestraling en zijn transport is tot op heden niet volledig bekend. Algemeen wordt aangenomen dat warmtestralen elektromagnetische golven zijn.

Bij het proces van warmte overdracht door straling wordt een gedeelte van de inwendige energie van het stralende lichaam omgezet in elektromagnetische golven. deze golven zullen zich door de ruimte voortplanten tot ze een ander lichaam treffen. In het algemeen zal een deel van deze energie door dat lichaam worden geabsorbeerd en weer worden omgezet in inwendige energie. De



totale hoeveelheid energie welke een lichaam uitstraalt is afhankelijk van de temperatuur, de golflengte, de intensiviteit en van zijn oppervlakte-eigenschappen.

Door middel van convectie:

Warmte overdracht tussen een wand en het stromend medium langs de wand is een combinatie van warmtegeleiding en massatransport. Wanneer de wand een hogere temperatuur heeft dan de vloeistof, zal door de wand warmte worden afgegeven aan de vloeistofdeeltjes in de directe omgeving van deze wand, waardoor de inwendige energie van de vloeistof wordt vergroot.

De vloeistofstroming kan op twee wijzen tot stand komen. Indien deze wordt veroorzaakt door dichtheidsverschillen tengevolge van temperatuurverschillen in de vloeistof, dan spreekt men van natuurlijke convectie. Wanneer de vloeistofstroming een gevolg is van een door buitenaf opgelegd drukverschil, b.v. een pomp of ventilator, spreekt men van gedwongen convectie. Zo treedt convectie op in de aardatmosfeer waar warme lucht van de door de zon verwarmde bodem opstijgt. Op een andere plek daalt koude lucht juist af naar beneden. Convectiestromen zijn dus altijd gesloten. Convectie wordt in de techniek gebruikt in bijvoorbeeld de convectorput, een vorm van verzonken centrale verwarming. Bij conventionele kachels treedt ook vooral convectie op om een ruimte te verwarmen. Dit is ook het geval bij radiatoren. Ook al lijkt de naam radiator erop te wijzen dat er vooral warmtestraling geleverd wordt, dit is onjuist, er treden luchtstromingen op die de warmte door de ruimte verspreiden. De luchtstromingen treden op in cellen (zie afbeeldingen). Omdat een dikke laag stof de warmte isoleert, verdient het best de radiatoren regelmatig schoon te maken.

5.2.4.3 Bepalen en berekenen van een koelplaat

We gebruiken dus koeling om elektrische componenten (waaronder transistoren) te koelen. De transistor als verduidelijking: Zoals al aangehaald in de inleiding, heeft de transistor een te klein oppervlakte om deftig af te koelen. Om deze koeling op te vangen gebruikt men koelvinnen. Dit is koeling door geleiding. Op de koelvin wordt er eerst een thermische pasta gesmeerd om een zo goed mogelijke thermische

koppeling te hebben. Vervolgens monteert men naargelang de nodige koeling 1 of meerdere transistoren op de koelvin.

Mocht deze koeling nog niet voldoende zijn, moet men elementen aanbrengen om extra koeling te verzekeren. Het lijkt ons nogal logisch dat er geen vloeistofkoeling aan te pas mag komen, 1 lek zou voldoende zijn om kortsluiting te hebben. Straling komt evenmin ter sprake. Er blijft dus maar 1 soort koeling over: gedwongen convectie. Door 1 of meerdere ventilatoren bovenop de koelplaat



te monteren verhoogt men het koelgehalte. Het principe is vrij simpel: de ventilator zuigt koele lucht aan, deze koele lucht schuurt langs de hete koelvinnen en warmt dus op waardoor de koelvin zelf afkoelt en de warme lucht wordt buiten de versterker geblazen door de ventilator.

5.2.4.4 Formules

De bedoeling van de berekeningen is om het debiet die de ventilator moet leveren te achterhalen. Stellen we de koelplaat simpel voor, dan hebben we te maken met een vlakke wand die in een gesloten ruimte geplaatst wordt en die kunstmatig verlucht dient te worden.

$$\Phi_{nv} = 0.34 \times (\beta + 0.3) \times V \times (\theta_i - \theta_{eb})$$

Hierbij is:

V = het volume van de ruimte [m^3]

β = de luchtverversingsgraad [$1/h$]

$(\theta_i - \theta_{eb})$ = het verschil in temperatuur tussen de lucht in het lokaal en de aangezogen "verse" lucht [K]

Φ_{nv} = netto ventilatiewarmteverliezen [$J/s = W$]

Uit de luchtverversingsgraad kunnen we het debiet halen:

$$\beta = \frac{\text{debiet}}{\text{volume}}$$

Omdat V , en $(\theta_i - \theta_{eb})$ constanten zijn, moeten we alleen maar de netto ventilatiewarmteverliezen berekenen. De formule voor de warmtestroom voor een vlakke wand is:

$$\Phi_{nv} = q \times A = k \times A (\theta_i - \theta_{eb})$$

Hierbij is:

q = de warmtestroomdichtheid [W/m^2]

A = de oppervlakte van de wand [m^2]

$(\theta_i - \theta_{eb})$ = het temperatuurverschil [K]

Hierbij is:

$$- k = \frac{1}{R_t}$$

$$- R_t = R_i + R + R_e$$

$$- R_i = \frac{1}{h_i} \text{ dit is de overgangsweerstand aan de binnenzijde van de koelplaat.}$$

Omdat er geen overgang is aan de binnenzijde is er dus geen R_i .

$$- R_e = \frac{1}{h_e} \text{ dit is de overgangsweerstand aan de buitenzijde van de koelplaat.}$$

h_e voor stromende lucht ligt tussen de $10-100 \frac{W}{(m^2 \times K)}$. Om de minst ideale positie te hebben, gebruiken we voor de stromende lucht $10 \frac{W}{(m^2 \times K)}$

- $R = \frac{d}{\lambda}$ dit is de warmteweerstand van de koelplaat

Met d = dikte van het profiel

Met λ = warmtegeleidingcoëfficiënt, voor aluminium is dit $203 \frac{W}{(m \times k)}$

Om eventuele besluiten te trekken, zetten we beide formules even naast elkaar:

$$\frac{1}{\frac{1}{h_e} + \frac{d}{\lambda}} \times A \times (\theta_i - \theta_{eb}) = 0.34 \times (\beta + 0.3) \times V \times (\theta_i - \theta_{eb})$$

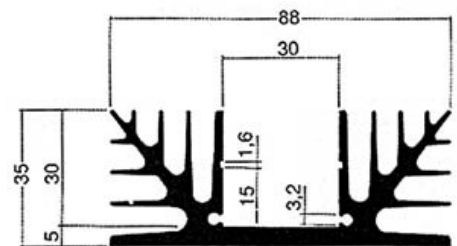
hierbij kunnen we het temperatuursverschil schrappen. A en V mogen we niet vereenvoudigen, want A is de oppervlakte van de koelprofiel en V is het volume van de kamer.

$$\frac{1}{\frac{1}{h_e} + \frac{d}{\lambda}} \times A = 0.34 \times (\beta + 0.3) \times V$$

Praktisch voorbeeld:

Gegeven:

- aluminium koelprofiel ($\lambda = 203 \frac{W}{(m \times k)}$)
- h_e voor stromende lucht = $10 \frac{W}{(m^2 \times K)}$
- $d = 5\text{mm}$
- $A = 15\text{cm}^2 = 0.15\text{dm}^2$
- $V = 1800\text{cm}^3 = 1.8\text{dm}^3$



Gevraagd:

- Het debiet/uur voor het betreffend koelprofiel.

Oplossing:

Uit de formule:

$$\frac{1}{\frac{1}{h_e} + \frac{d}{\lambda}} \times A = 0.34 \times (\beta + 0.3) \times V$$

$$\beta = \frac{1}{\frac{1}{he} + \frac{d}{\lambda}} \times A - 0.3 = 0.49$$

uit β kunnen we het debiet halen, want $\beta = \frac{\text{debiet}}{\text{volume}}$.

Het debiet is dus 895 l/h

Besluit:

In functie van de klasse van de versterker en het vermogen ervan, moeten we de grootte van het koelprofiel bepalen. Eventueel moeten we het debiet achterhalen voor het plaatsen van extra ventilatoren.

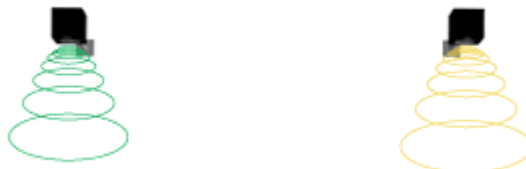
5.2.5 Mono en stereo

Mono en stereo zijn eigenlijk benamingen voor klankbeelden. Dit slaat op hoe een mens de richting van de klank waarneemt. Mono en stereo hebben dus niets te maken met stereo kwaliteit. Als men mono geluid weergeeft, dan worden 1 of meerdere luidsprekers gestuurd met 1 signaal. Men heeft in principe maar 1 versterker nodig om dit signaal weer te geven. Onderstaande figuur toont dat twee luidsprekers elk het identieke signaal weergeven.



We kunnen dan ook onmogelijk bepalen waar Rechts (R) en Links (L) zich bevinden.

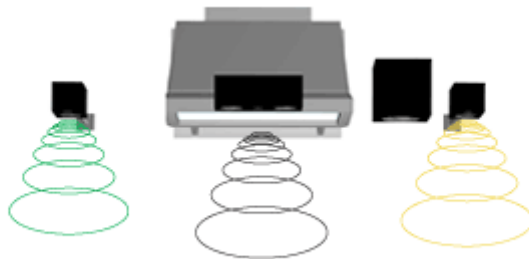
Tijdens een stereo weergave worden de luidsprekers met elk een onafhankelijk signaal gevoed. Dit leidt tot een veel natuurlijker geluidswaergave, zo kan men tijdens een liedje een gillende gitaar in de linker luidspreker weergeven en een krachtige baslijn produceren in de rechter luidspreker. Zo zal het lijken alsof de gitarist links van u staat en rechts een drum speelt. In de onderstaande figuur zien we dat we minimaal 2 luidsprekers nodig hebben om twee verschillende signalen te kunnen weergeven.



Als men nu een subwoofer (luidspreker die alleen de lage tonen weergeeft) bij het systeem plaatst, dan krijgt men een 3D ervaring over het geluid. De richting van lage tonen (onder de 150hz) wordt niet door het oor waargenomen. Dus het speelt geen rol waar men de baskist plaatst.



Deze geluidsproductie is reeds lang achterhaald (dit dankzij de DVD). Er bestaan verschillende meerkanaals opstellingen. De reeds lang ingeburgerde DOLBY surround systemen, die men ondermeer terug vindt in de bioscopen heeft een 5.1 geluidsofstelling, dit wil zeggen 5 luidsprekers (dus 5 mono kanalen) en 1 extra kanaal voor de lage tonen (subwoofer). Deze opstelling resulteert in een zeer realistische gewaarwording van het geluid. Zo kan men rondom effecten laten afspelen zodat men dit bijna als echt ervaart. Thuis is dit geen probleem om deze opstelling te handhaven. Er zijn ontelbaar veel modellen op de markt, reeds voor een zeer lage prijs (let wel op de kwaliteit) .



De naam  slaat op het onderzoeks-labo die met deze opstelling voor het eerst op de proppen kwam. Oorspronkelijk hield het bedrijf zich bezig met het maken en ontwikkelen van ruisonderdrukkingschips.



De concurrent  kwam later met een nog geavanceerdere opstelling op de markt; een 8.1 en zelfs een 8.2 . Deze geven nog natuurgetrouwer het geluid weer.

5.2.6 Slew rate

Slew rate, eigenlijk een belangrijke en vaak onderschatte eigenschap van voorversterkers en eindversterkers. De slew rate is de snelheid waarmee een versterker in staat is een snel veranderend ingangssignaal te volgen. Deze parameter wordt uitgedrukt in Volt per seconde (microseconde). Dit kan worden berekend aan de hand van een raaklijn aan een signaalvorm. Aan de hand van de hoek kan men bepalen hoeveel tijd de versterker nodig heeft om op het gewenste niveau te komen. (deze factor is van belang voor een levendige en niet-afgeronde weergave van de muziek).

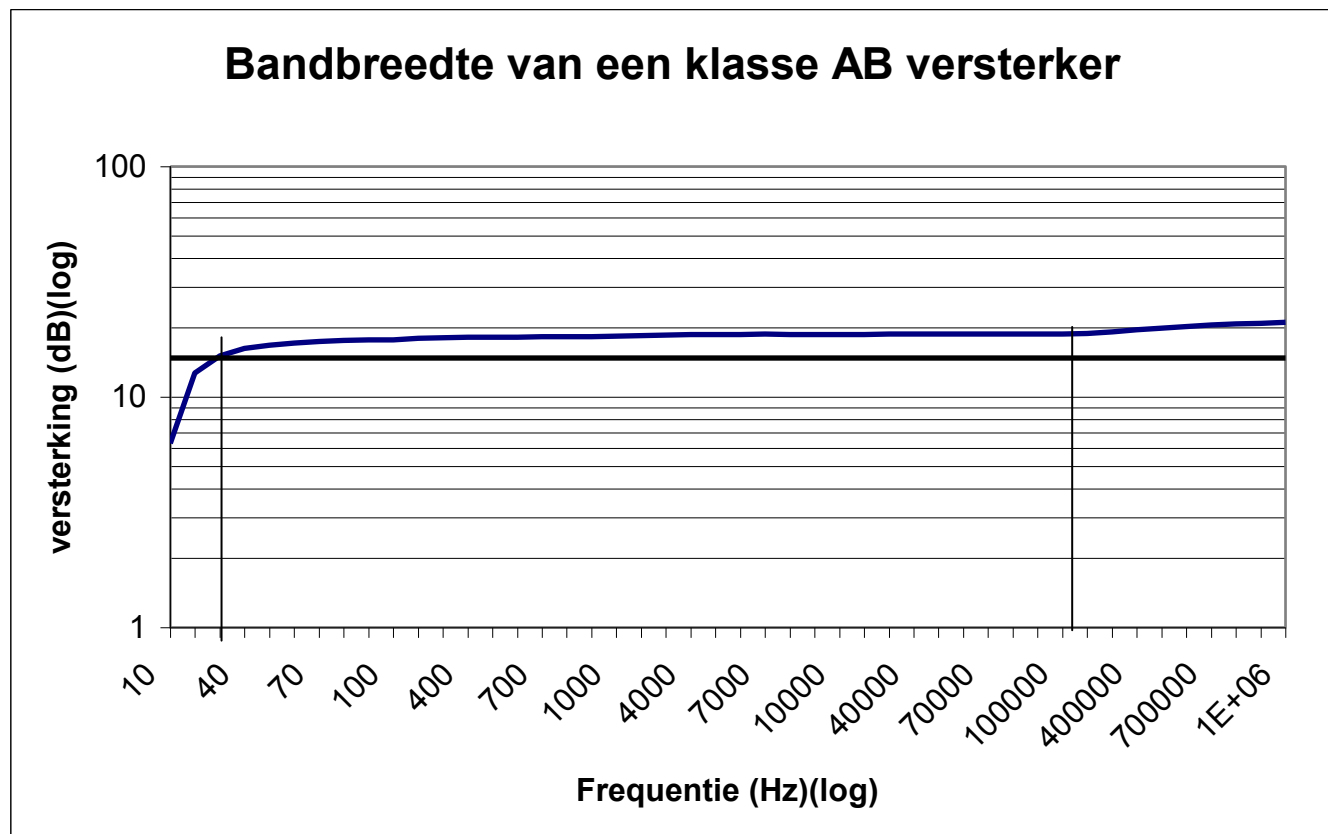
5.2.7 Vervorming

Vervorming van een schakelend element is het signaal dat wordt ingestuurd en dat er niet 100% identiek uitkomt. De oorzaken en gevolgen worden verder in deze G.I.P uitgelegd. Het is logisch dat we per versterker (klasse) uitleggen wat de bijhorende vervormingen zijn. Zolang deze vervorming kleiner is dan ongeveer 0.3%, zullen we daar als luisteraar niet blijven bij stilstaan, omdat we dit eenvoudigweg niet kunnen waarnemen. Alle moderne versterkers van goede kwaliteit voldoen aan deze vereiste.

5.2.8 Bandbreedte

5.2.8.1 *Frequentiekaracteristieken*

Een frequentiekaracteristiek geeft de grootte van de versterking in functie van de frequentie weer. Deze vindt men niet alleen terug bij versterkers, maar ook bij luidsprekers en microfonen. Wij kunnen deze opmeten met de automatische meetopstand (zie later klasse A versterker).



Hierboven vindt u een voorbeeld van dergelijk grafiek. De assen zijn logaritmisch ingedeeld, dit brengt met zich mee dat ieder frequentiegebied even gedetailleerd wordt weergegeven. Ook het oor interpreteert geluiden logaritmisch, zodat dit warempel de curve is die ons oor zou waarnemen. We onderscheiden 3 waarneembare gebieden:

1. lage frequenties: hier daalt de versterking
2. middenfrequenties: hier is de versterking maximum
3. hoge frequenties: ook hier daalt de versterking (niet omdat hetingangssignaal niet groot is, maar omdat een 1^e orde lowpassfilter hoogfrequent signalen tegenhoudt).

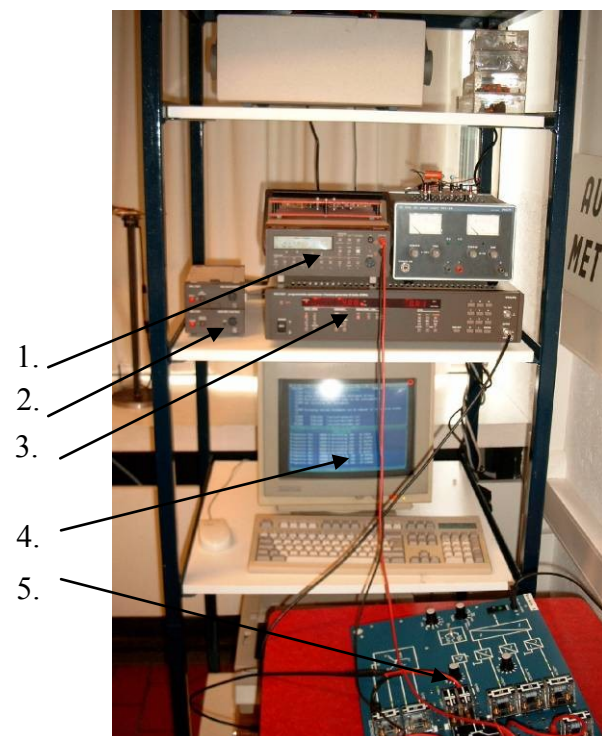
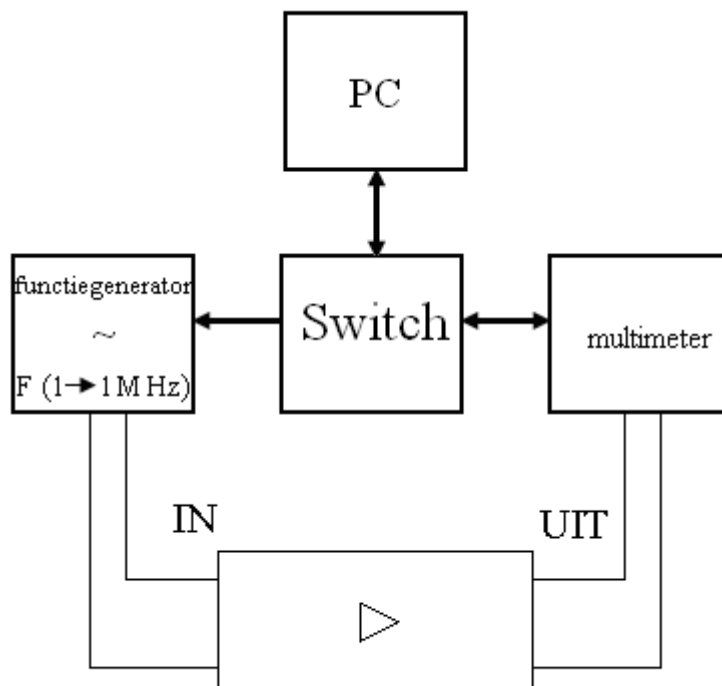
5.2.8.2 Bandbreedte bepalen

De bandbreedte B is de verzameling van de frequenties waarvoor de versterking nog 70% bedraagt van de maximale versterking bij de midden frequenties. Ook een mogelijkheid is bij een bepaalde standaard frequentie (1 kHz) uit het midden gebied een -3dB lijn op te tekenen. Om de -3db frequenties te vinden, tekent men de snijpunten van de -3db lijn en de curve naar beneden. Het frequentiegebied die men verkrijgt, noemt men de bandbreedte. Een standaard versterker heeft een bandbreedte van 20- 30kHz.

In het meetlokaal kregen we de kans om de automatische meetopstelling te gebruiken. Deze bestaat uit:

1. Een digitale Volt –meter
2. Een switcher tussen 1 en 3
3. Een functiegenerator (10 μ Hz – 2 MHz)
4. IBM pc
5. Meetopstelling

De opstelling kan geschematiseerd worden zoals in onderstaande figuur



De functie generator wordt gestuurd door de PC. De noodzakelijke informatie (frequentie, amplitude, signaalvorm, ...) wordt gestuurd via een computer programma. Via de switch stuurt de computer commando's naar de functiegenerator.

Het uitgangssignaal van de generator komt toe op de ingang van onze versterker, waar het versterkt op de uitgang wordt weergegeven.

De voltmeter meet dit op en geeft de waarde door aan de PC via de switch. Indien $u_0 = 0 \text{ V}$ dan is de versterking = 0dB. Meer informatie vindt men terug in de bijlage.

5.3 De bipolaire transistor als versterker

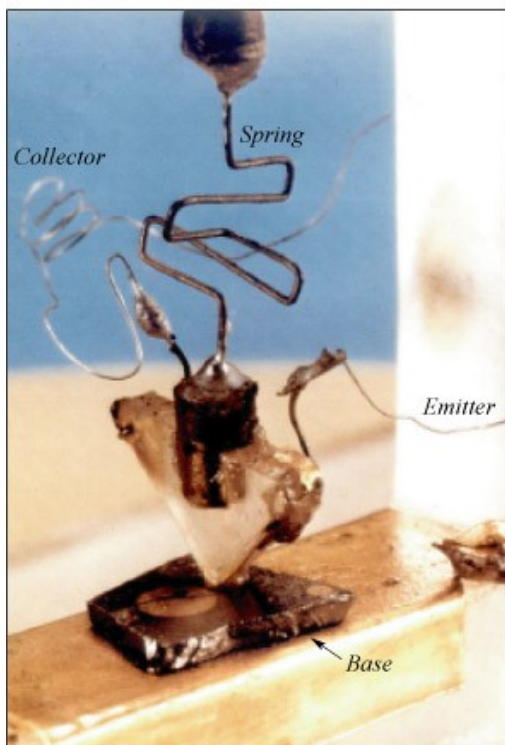
Transistor is een samentrekking uit het Engels: transfer en resistor. Dit wil letterlijk zeggen: overdrachtsweerstand.

Het is een elektronisch onderdeel dat een elektrische trilling kan versterken en dat bestaat uit een kristal van een halfgeleider in een afgesloten omhulling van metaal of kunststof. Er zijn in het algemeen drie aansluitingen (elektroden). Aan 1 daarvan (basis) wordt het te versterken signaal toegevoerd, aan de tweede (collector) kan het versterkte signaal worden onttrokken, de derde aansluiting is voor beide signalen gemeenschappelijk (emitter).

In dec. 1947 ontdekten John Bardeen en Walter Hauser Brattain de puntcontacttransistor, terwijl William Bradford Shockley in 1949 de lagen transistor ontwikkelde; zij ontvingen daarvoor de Nobelprijs voor natuurkunde (1956).

(© 1993-2003 Microsoft Corporation/Het Spectrum.)

The first point contact transistor
William Shockley, John Bardeen, and Walter Brattain
Bell Laboratories, Murray Hill, New Jersey (1947)



5.3.1 Opbouw en werking van een bipolaire transistor

5.3.1.1 *Opbouw van een bipolaire transistor*

De bipolaire transistor bestaat zoals de naam het zegt uit twee PN-overgangen. Naargelang het schakelen spreekt men over een PNP-transistor en NPN-transistor. Beide hebben dus twee PN overgangen (werking PN-junctie zie diode).

Op iedere overgang ontstaat er een sperlaag. Ieder kristal (P of N) wordt voorzien van een aansluitklem.

We spreken over de:

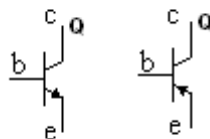
- c collector
- e emitter
- b basis



Naargelang de schakeling van de kristallen, verkrijgt men een NPN-element (de N-materialen bevinden zich aan deze buitenste kanten) of een PNP-element.

Men zal het verschil tussen een NPN- en een PNP-transistor voorstellen door de pijlpunt op de emitter.

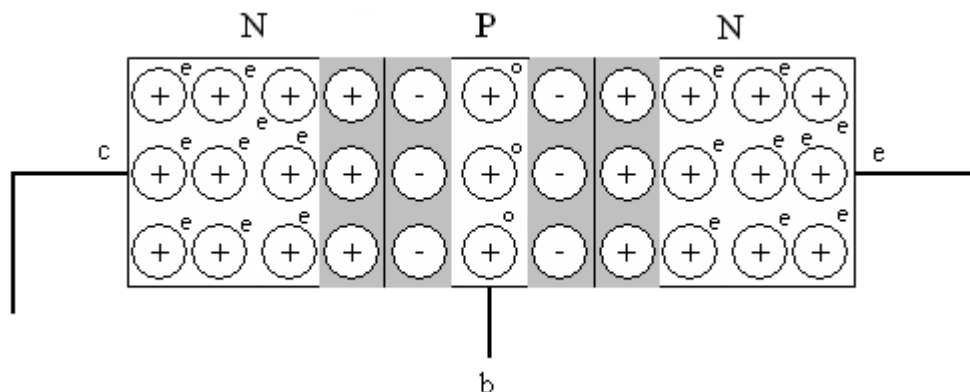
NPN-transistor



PNP-transistor

5.3.1.2 *Werking van een bipolaire transistor*

Om de werking van een transistor uit te leggen, baseren we ons op een NPN-transistor (de weg voor een PNP-transistor is gelijklopend).



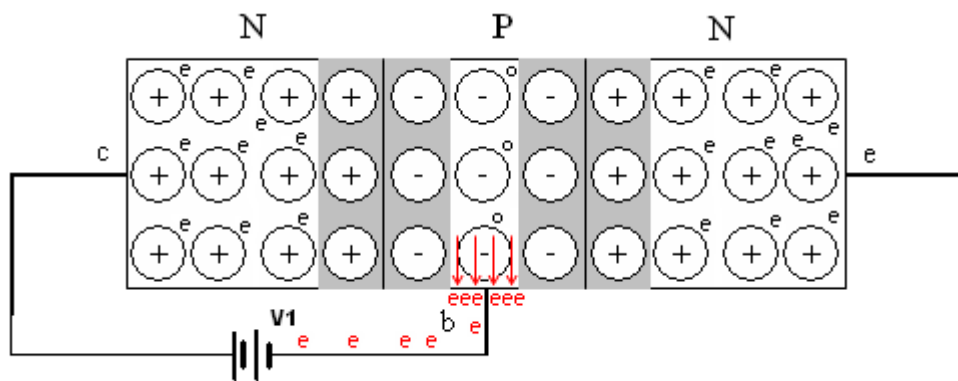
In de bovenstaande figuur vindt men een NPN-transistor waar geen spanning is aangesloten.

Het eerste deel (links) is N-materiaal, met een groot aantal vrije negatieve ladingsdragers. Daarnaast vindt men een P-materiaal, daardoor treedt er recombinatie op en ontstaat een sperlaag.

Helemaal links vindt men een N-materiaal wat ook gaat recombineren met het P-materiaal, zo ontstaat er een 2^{de} sper laag. De aansluitklemmen op de figuur zijn aangeduid volgens hun benaming.

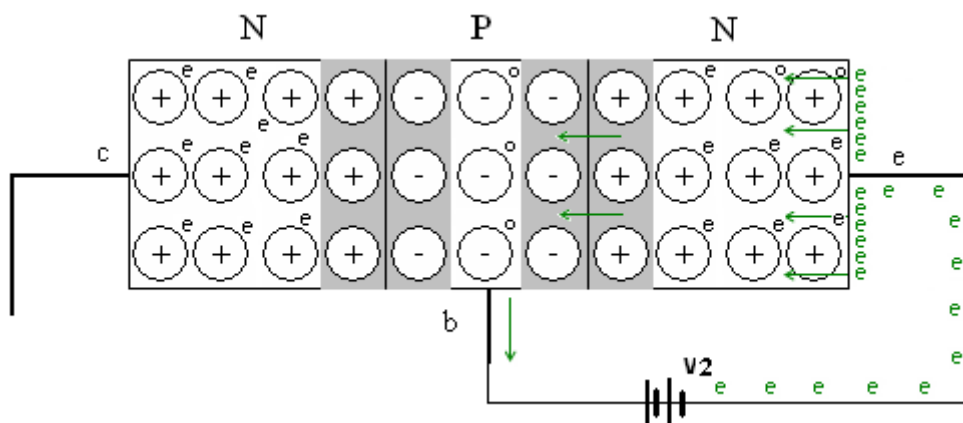
Om de werking van een bipolaire transistor effect te verklaren, sluiten we volgende spanningen aan:

- De basis-collector overgang in sper:



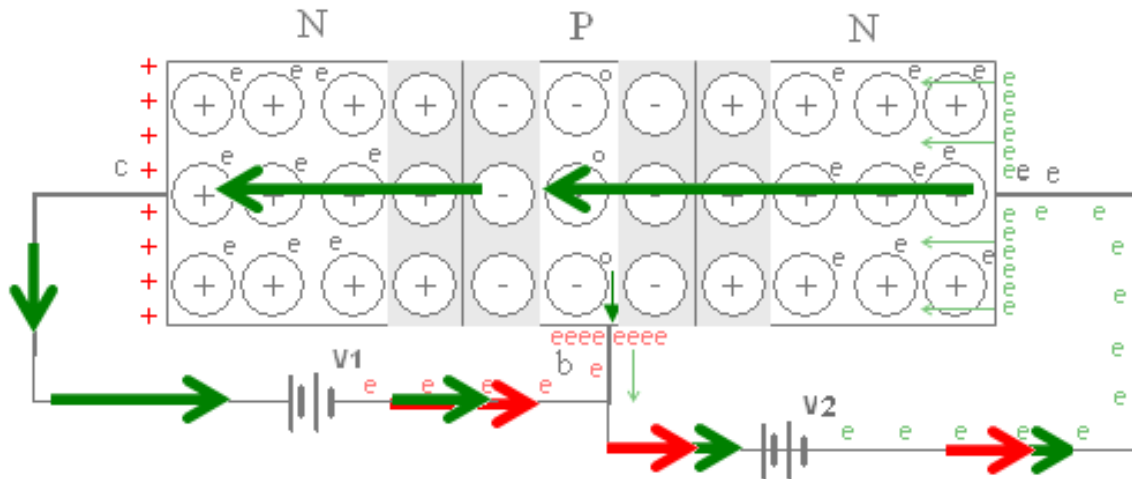
We sluiten op de collector de positieve kant van de gelijkstroom bron aan. Aan de andere kant sluiten we de basis aan. De elektronen van de bron zullen op de basis toekomen, en trekken de vrije gaten aan, waardoor de sperlaag groter wordt en zo de PN-overgang in sper komt te staan.

- De basis-emitter overgang in doorlaat:



We sluiten nu op de basis de positieve kant van de voeding aan, op de emitter de negatieve kant. De elektronen vanuit de bron komen op de emitter toe en stoten de vrije elektronen af door de sperlaag. De kring wordt zo gesloten.

- De basis-emitter overgang in doorlaat en basis-collector overgang in sper:



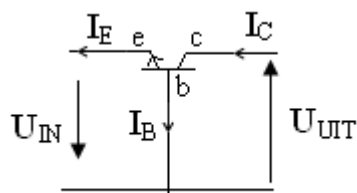
Wanneer we beide bronnen gelijktijdig inschakelen, zal het transistor effect optreden. Er zal nu maar een klein deel (1 tot 5%) van de elektronen afvloeien naar de basis (zonder zou de kring niet sluiten). De rest van de elektronen (95 tot 99%) worden sterk aangetrokken door de sterke positieve collector. Deze zullen dus de 2^{de} sperlaag breken en zo de basis-collector-Spanning te overwinnen. Er vloeit nu een collectorstroom die bijna gelijk is aan de emitterstroom, maar veel groter dan de basisstroom. Wanneer we de basisstroom (I_B) veranderen, zal ook de collectorstroom (I_C) evenredig mee veranderen. We spreken van een stroomgestuurde weerstand of schakelaar.

5.3.2 Fundamentele transistorschakelingen

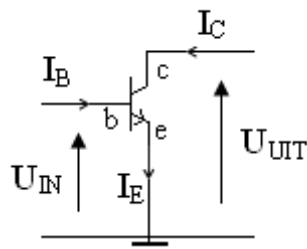
De transistor kan vervangen worden door een elektrisch netwerk, dat zich voor het te versterken signaal precies zo gedraagt als de transistor. Een dergelijk vervangend netwerk noemen we een signaalvervangingschema of AC-schema. Om dit vervangingschema op te stellen, wordt de transistor beschouwd als een vierpool, of beter nog als een "black box" met twee ingangs- en twee uitgangsklemmen (zie later de versterker als vierpool) waarbij één van de klemmen gemeenschappelijk is aan de in- en uitgang van de transistor.

Men spreekt van:

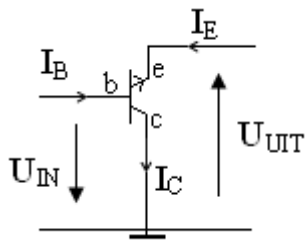
- De gemeenschappelijke basisschakeling GBS



- De gemeenschappelijke emitterschakeling GES



- De gemeenschappelijke collectorschakeling GCS



De meest gebruikte basisschakeling van de transistor als versterker, is de gemeenschappelijke emitterschakeling (GES). Omdat deze versterkerschakeling het vaakst gebruikt wordt, zullen de karakteristieken en de h-parameters van de transistor getekend worden voor deze schakeling.

Om de werking van de transistor als versterker te begrijpen moeten we zowel het gelijkstroomgedrag als het wisselstroomgedrag van de transistor van naderbij bekijken. Deze vinden we terug in de karakteristieken van een transistor.

5.3.3 Karakteristieken van een bipolaire transistor

Meestal worden de karakteristieken van een GES (Gemeenschappelijke Emitterschakeling) door de fabrikanten gepubliceerd (meest gebruikte schakeling).

Bij de GES zijn de basisstroom I_B en de basis-emitterspanning U_{BE} de ingangsgrootheden en de collectorstroom I_C en de collector-emitterspanning U_{CE} de uitgangsgrootheden. Het verband tussen deze in- en uitgangsgrootheden wordt weergegeven in de transistorkarakteristieken.

Meestal worden de karakteristieken van een GES (Gemeenschappelijke Emitterschakeling) door de fabrikanten gepubliceerd (meest gebruikte schakeling).

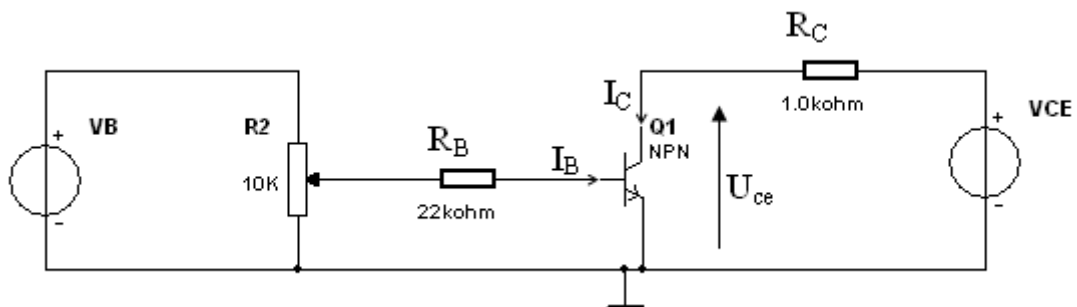
Bij de GES zijn de basisstroom I_B en de basis-emitterspanning U_{BE} de ingangsgrootheden en de collectorstroom I_C en de collector-emitterspanning U_{CE} de uitgangsgrootheden. Het verband tussen deze in- en uitgangsgrootheden wordt weergegeven in de transistorkarakteristieken.

5.3.3.1 Transferkarakteristiek

Deze karakteristiek geeft het verband weer tussen uitgang en ingang van een transistor. Bij een GES is dit verband tussen de uitgangsstroom (collectorstroom I_C) en de ingangsstroom (basisstroom I_B) bij een constante collector-emitterspanning U_{CE} . Deze karakteristiek wordt ook wel eens de stroomversterkingskarakteristiek genoemd.

$$I_C = f(I_B) \text{ met } U_{CE} = \text{cte.}$$

Schakeling om dit te gaan opmeten:



Karakteristiek:

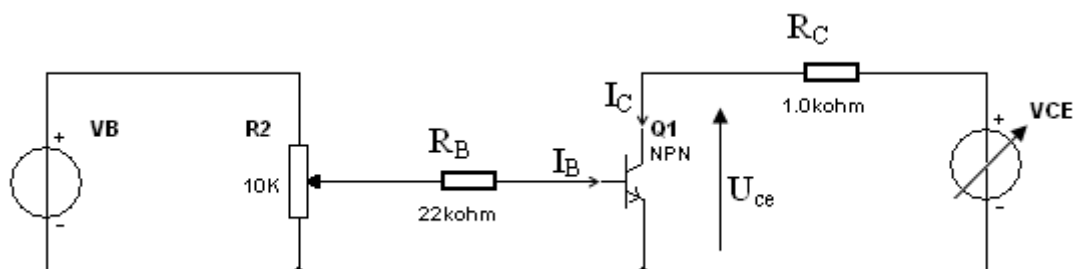
De karakteristiek vindt men terug in de bijlage.

5.3.3.2 Uitgangskarakteristiek

De uitgangskarakteristiek geeft het verband weer tussen de uitgangsspanning (collector-emitterspanning U_{CE}) en uitgangsstroom (collectorstroom I_C) van een transistor bij een constante basisstroom I_B .

$$I_C = f(U_{CE}) \text{ met } I_B = \text{cte.}$$

Schakeling:



Karakteristiek:

De karakteristiek vindt men terug in de bijlage.

Merk op :

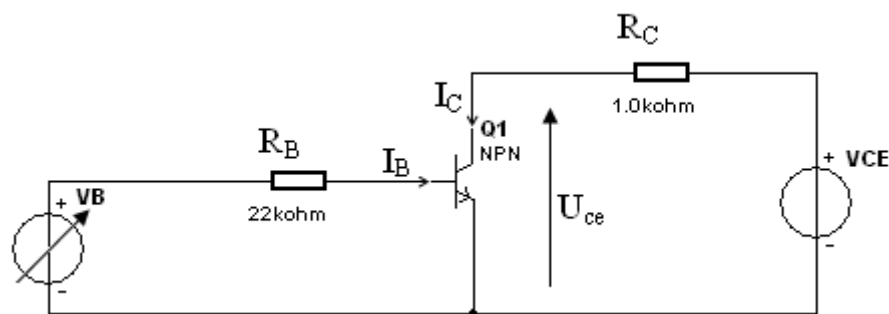
Als de collector-emitterspanning toeneemt, stijgt de collectorstroom bijna niet. De transistor is een **constante stroombron**.

5.3.3.3 Ingangskarakteristiek

De ingangskarakteristiek geeft het verband weer tussen deingangsspanning (basis-emitterspanning U_{BE}) en ingangsstroom (basisstroom I_B) van een transistor bij een constante collector-emitterspanning U_{CE} .

$$I_B = f(U_{BE}) \text{ met } U_{CE} = \text{cte.}$$

Schakeling:



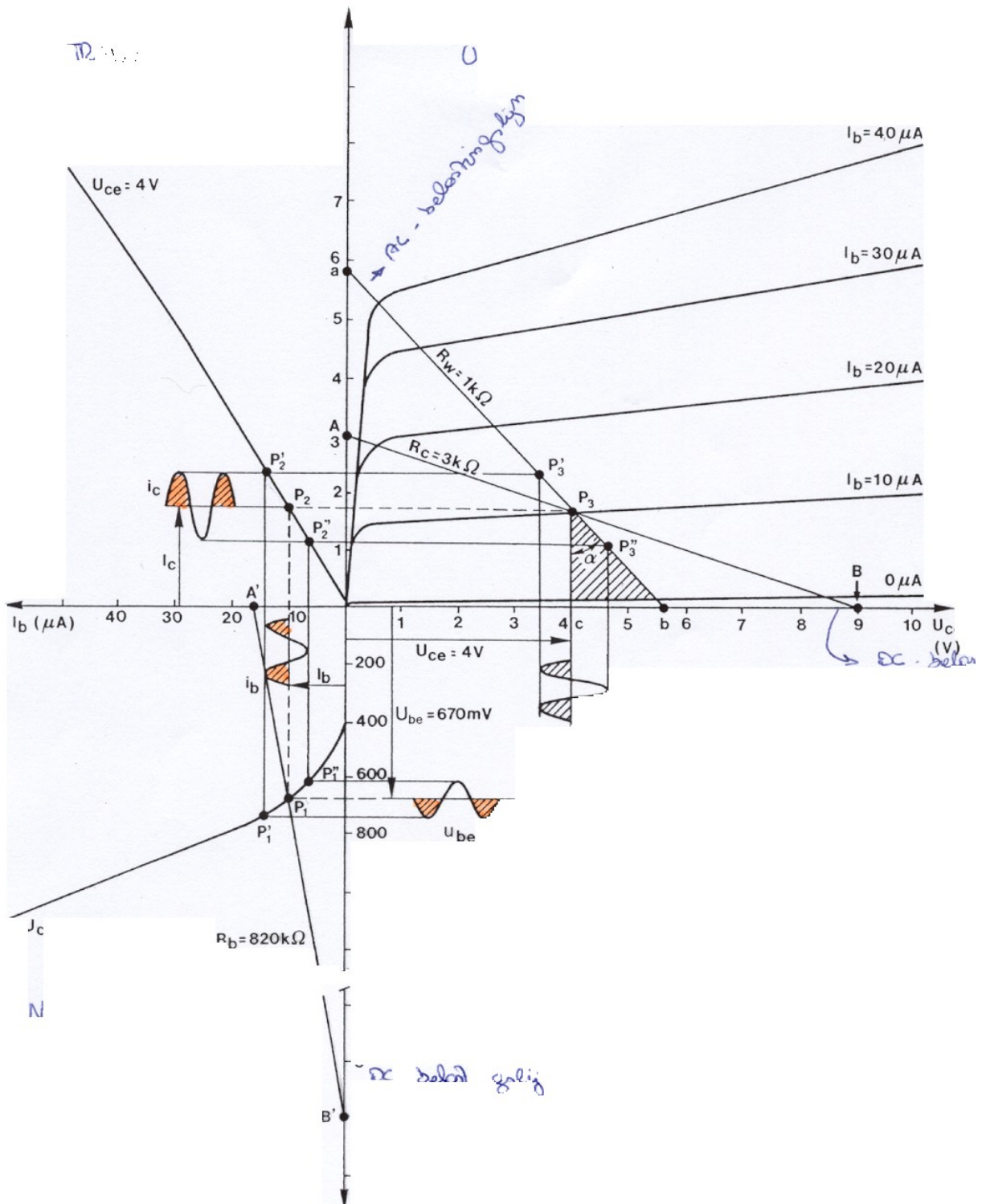
Karakteristiek:

De karakteristiek vindt men terug in de bijlage.

Merk op :

Deze karakteristiek is de doorlaatkarakteristiek van de Si diode tussen basis en emitter.

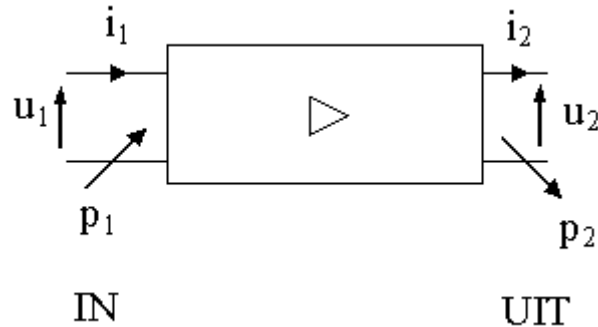
We kunnen gemakkelijk alle verkregen karakteristieken samenvoegen tot een groot veld = het karakteristiekveld. Met deze karakteristiek kunnen we gemakkelijk de theoretische versterking aflezen.



5.3.4 Bepalen van de hybride parameters van een bipolaire transistor

In databoeken van fabrikanten vind je nooit de karakteristieken van een bipolaire transistor terug: dit door de tijdrovende metingen en sterke temperatuursafhankelijkheid. Daardoor voerde men parameters in. Er zijn vier verschillende parameters, men spreekt van de Z-, H-, Y- en G-parameters.

De ingangsveranderlijken worden met een index 1 aangeduid (u_1, i_1, p_1), de variabelen aan de uitgang krijgen index 2 (u_2, i_2, p_2).



Het is duidelijk dat tussen deze verschillende wisselspanningsgrootheden bepaalde betrekkingen bestaan. Uit de verschillend mogelijke verbanden, kiest men meestal de volgende twee vierpool vergelijkingen:

$$u_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2$$

$$i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2$$

Hierin is:

h_{11} : verband tussen de ingangsspanning u_1 en ingangsstroom i_1

h_{12} : verband tussen de ingangsspanning u_1 en uitgangsspanning u_2

h_{21} : verband tussen de uitgangsstroom i_2 en de ingangsstroom i_1

h_{22} : verband tussen de uitgangsstroom i_2 en de uitgangsspanning u_2

Omdat de h-parameters niet alle vier dezelfde dimensie hebben, noemt men ze hybride-parameters. Om nu de betekenis van deze h-parameters te achterhalen, gaan we in de transistorvierpool achtereenvolgens de uitgangsklemmen kortsluiten ($u_2 = 0V$) en de ingangsklemmen open laten ($i_1 = 0 \text{ mA}$).

5.3.4.1 Bepaling van h-parameters

De h-parameters kunnen door het meten van wisselspanningen en stromen bepaald worden.

- Sluit men de uitgang kort ($u_2 = 0V$) dan vinden we:

$$u_1 = h_{11} \times i_1$$

$$h_{11} = \frac{u_1}{i_1} \quad [ohm]$$

Het gaat hier duidelijk om de ingangsweerstand van de transistor bij kortgesloten uitgangsklemmen.

- Bij geopende ingangsklemmen ($i_1 = 0 \text{ mA}$) vindt men volgende betrekking:

$$u_1 = h_{12} \times u_2$$

$$h_{12} = \frac{u_1}{u_2} \quad [onbenoemd]$$

Deze parameter laat de terugwerking van de uitgang van de transistor op de ingang bij geopende ingangsklemmen zien. Hij wordt daarom de spanningsterugwerking genoemd.

- Onder dezelfde ingangsvoorwaarde herleidt men de volgende betrekking tot:

$$i_2 = h_{22} \times u_2$$

$$h_{22} = \frac{i_2}{u_2} \quad [1/S, Siemens]$$

Deze parameter legt het verband vast tussen uitgangsstroom en -spanning bij geopende ingang, vandaar uitgangseleidbaarheidsfactor genoemd.

- Uit de tweede betrekking leiden we bij kort gesloten uitgangsklemmen het volgende af:

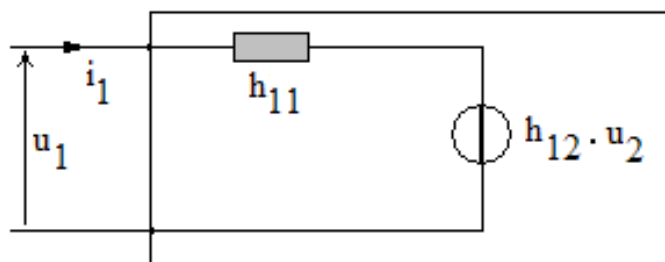
$$i_2 = h_{21} \times i_1$$

$$h_{21} = \frac{i_2}{i_1} \quad [onbenoemd]$$

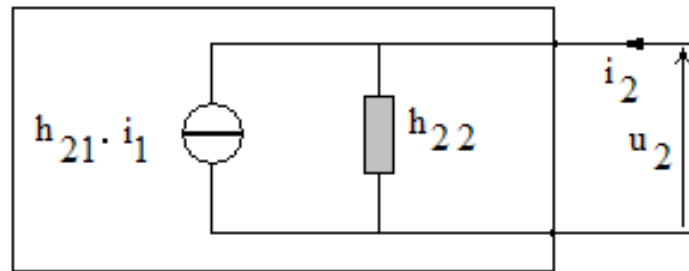
Deze parameter noemt men de stroomversterkingsfactor van de transistor bij $u_2 = 0$

5.3.4.2 Signaal-vervangingschema met h-parameters

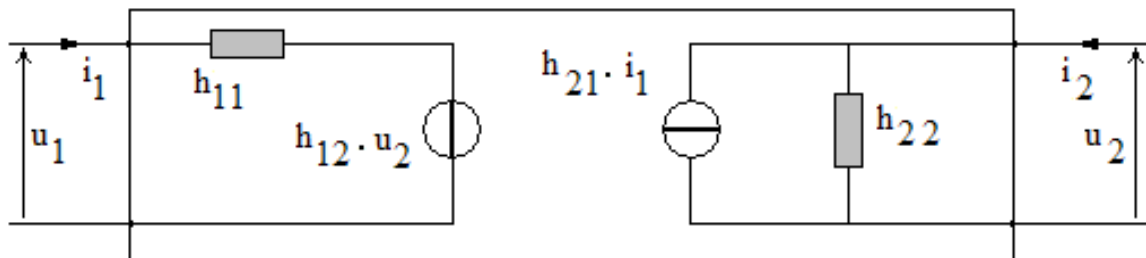
De eerste betrekking tot de parameters is de wiskundige uitdrukking van de tweede wet van Kirchoff. Dit leidt tot het volgende vervangingschema :



De tweede vergelijking is nu de wiskundige uitdrukking van de eerste wet van Kirchoff. Het vervangingsschema ziet er als volgt uit:



Het volledige vervangingsschema van de transistor kan dan voorgesteld worden door volgend schema:

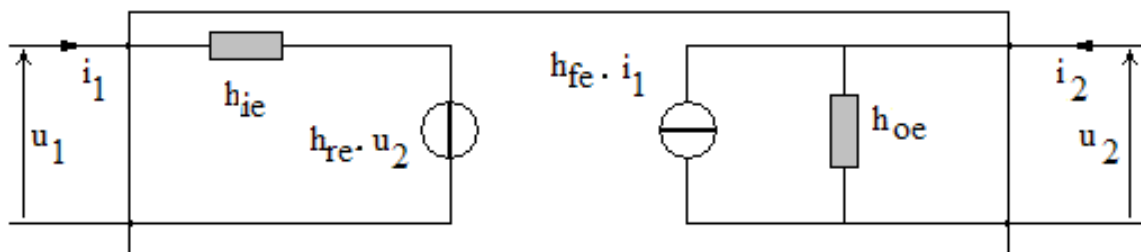


- h_i : input impedance i.p.v. h_{11}
- h_r : reverse i.p.v. h_{12}
- h_f : forward i.p.v. h_{21}
- h_o : output impedance i.p.v. h_{22}

De indexen i, r, f en o worden gevolgd door een index, die de fundamentele schakeling aangeeft.

- e : voor gemeenschappelijke emitterschakeling
- b : voor gemeenschappelijke basisschakeling
- c : voor gemeenschappelijke collectorschakeling

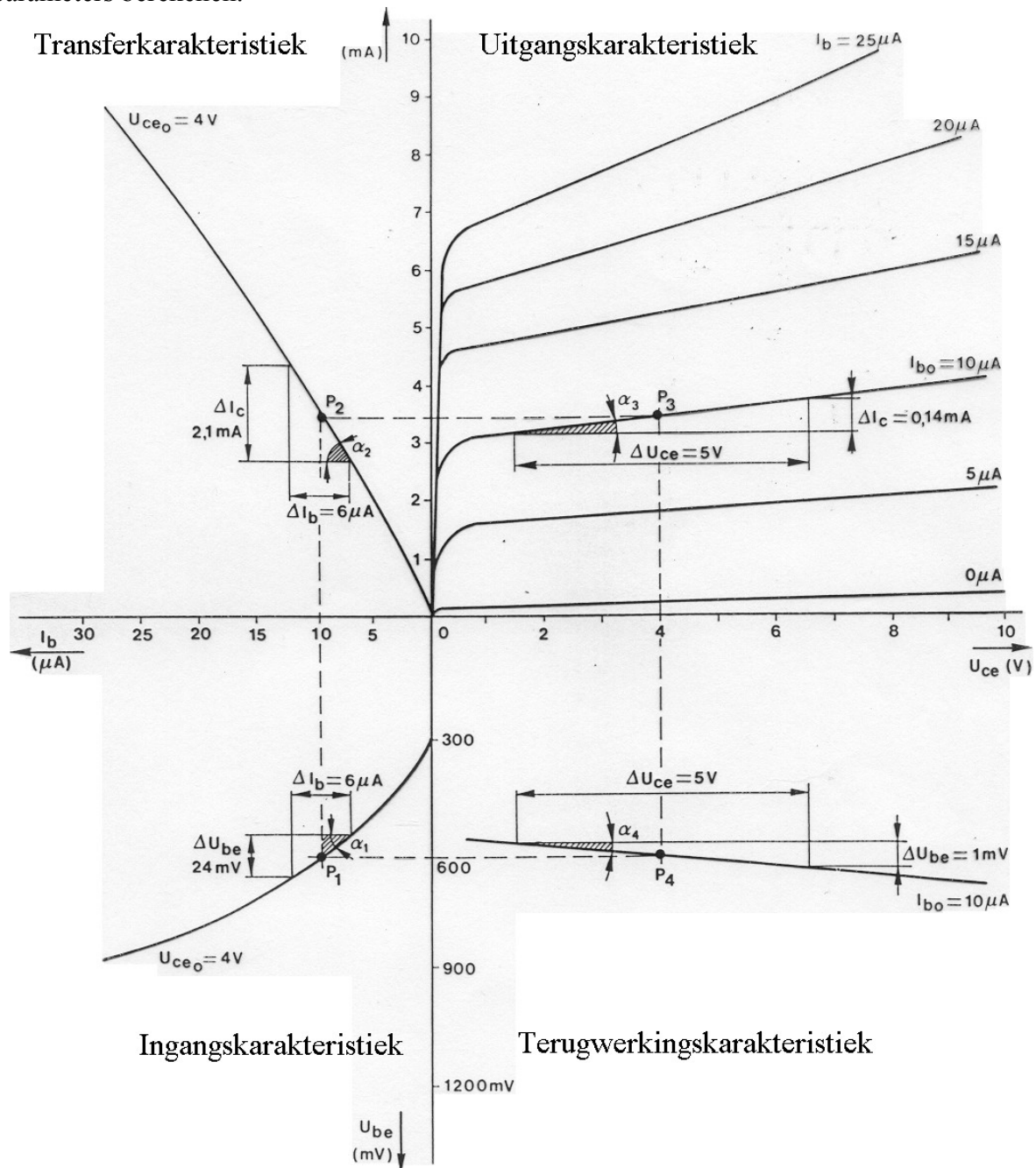
Wordt deze notatie toegepast op een GES (meest gebruikte schakeling), dan ontstaat het volgende vervangingsschema van de transistor:



5.3.4.3 Bepalen van h-parameters

Op de onderstaande transistorkarakteristiek, is de raaklijn-methode toegepast voor het bepalen van de vier h-parameters. Voor alle duidelijkheid is hierbij de helling van de uitgangs- en terugwerkingskarakteristiek groter voorgesteld dan in werkelijkheid het geval is.

We nemen rond de instelpunten (zie later) een bepaalde verandering. Deze verandering brengt een andere verandering tot stand. Uit de twee veranderingen kunnen we nu de parameters berekenen.



- Met de ingangskarakteristiek rond P_1 vindt men de ingangsweerstand:

$$h_{ie} = \tan \alpha_1 = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{u_{BE}}{i_B} = 24 \text{ mV} / 6 \mu A = 4000 \Omega$$

- Met de transferkarakteristiek in P_2 vindt men de statische stroomversterking:

$$H_{FE} = \frac{I_C}{I_B} = 3.5\text{mA} / 10 \mu\text{A} = 350$$

Deze geeft de gelijkstroomversterking weer van de transistor.

- Met de transferkarakteristiek in P_2 vindt men de dynamische stroomversterking:

$$h_{fe} = \tan \alpha_2 = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{i_c}{i_b} = 2.1\text{mA} / 6 \mu\text{A} = 350$$

Deze geeft de wisselstroomversterking weer van de transistor.

- Met de uitgangskarakteristiek rond P_3 vindt men de uitgangselektrodegeleidbaarheid:

$$h_{oe} = \tan \alpha_3 = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{CE}} = \frac{i_c}{u_{CE}} = 0.14 \text{ mA} / 5\text{V} = 0,000028 \text{ S}$$

- Met de terugwerkingkarakteristiek rond P_4 bepaalt men de terugwerkingsfactor :

$$h_{re} = \tan \alpha_4 = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{CE}} = \frac{u_{BE}}{u_{CE}}$$

5.3.5 Het instellen van een bipolaire transistor als versterker

5.3.5.1 *DC- en AC- instelling van een bipolaire transistor als versterker*

Uitvoorgaande zien we dat het instelpunt of werkpunt de waarden van de ingangsgrootheden (I_B en U_{BE}) en uitgangsgrootheden (I_C en U_{CE}) vast legt.

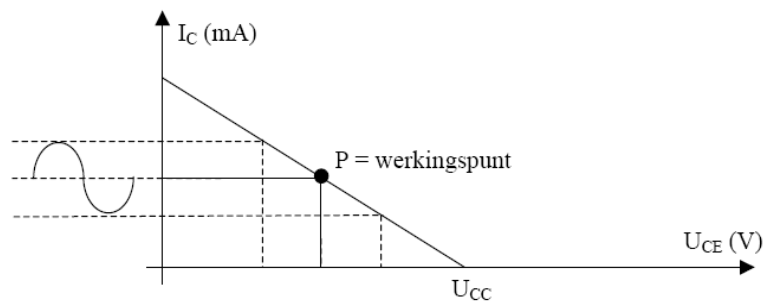
Deze instelling noemt men de DC-instelling van een transistor, en het zal het soort klasse van versterker bepalen. Deze is van groot belang voor de goede werking van de transistor.

Naast de DC-instellingen moet men de transistor ook instellen voor AC. Beide instellingen komen nu aan bod.

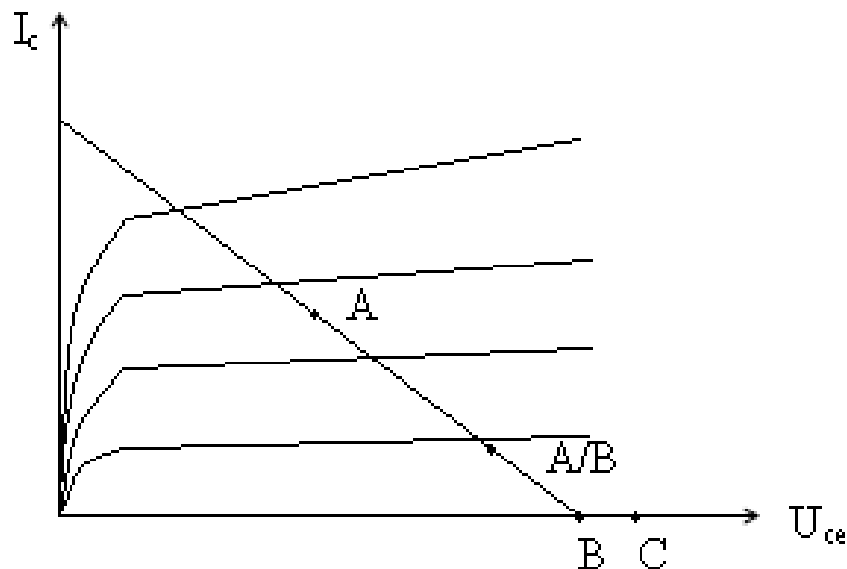
5.3.5.2 Soorten klassen van versterkers

Afhankelijk van de plaats van het werkpunt kan men vier soorten versterkers onderscheiden:

- Klasse A versterker: Wordt gebruikt voor het Versterken van kleine signalen. Zowel de positieve als de negatieve halve periode van het wisselspanningssignaal wordt versterkt. Je hebt aan één transistor voldoende om het signaal te versterken.



- Klasse B versterker: Deze instelling gebruik je voor vermogenversterkers. Hier wordt slechts een halve periode van de wisselspanning versterkt. Je hebt dus twee transistoren nodig om het volledige signaal te versterken.
- Klasse AB versterker: Deze instelling wordt ook gebruikt bij vermogenversterkers. Het heeft bijna dezelfde eigenschappen als klasse B, maar de overnameverliezen worden hier vermeden.
- Klasse C versterker: Bij HF-versterkers gebruik je een instelling klasse C. Hier moet de wisselspanning reeds een bepaalde waarde aangenomen hebben, alvorens de transistor het signaal begint te versterken.



5.3.6 De DC-instelling van een bipolaire transistor in klasse-A

Uit voorgaand zien we dat het instelpunt of werkpunt de waarden van de grootheden vastlegt (I_F en U_F bij een diode). Indien de karakteristiek van de transistor gekend is, dan kunnen we met de werkpunten de ingangsgrootheden (I_B en U_{BE}) en de uitgangsgrootheden (I_C en U_{CE}) vastleggen. Net zoals bij de diode zal men met behulp van de belastingslijn het werkpunt bepalen voor een gegeven voedingsspanning en belasting.

Deze instelling noemt men de DC-instelling van een transistor en is bepalend voor de goede werking van de versterker.

5.3.6.1 *Bipolaire versterker met één basisweerstand*

De DC-instelling van een transistor met één basisweerstand ziet er als volgt uit:

Uit bovenstaande figuur kan men afleiden dat:

$$U_{CC} = U_{RC} + U_{CE}$$

$$U_{CC} = I_C \times R_C + U_{CE}$$

en

$$U_{CC} = U_{RB} + U_{BE}$$

$$U_{CC} = I_B \times R_B + U_{BE}$$

- Bepalen van de belastingslijn op de uitgangskarakteristiek:

Om de belastingslijn te bepalen, hebben we eerst de vergelijking nodig op de uitgang van de transistor. De uitgangsvergelijking wordt nu:

$$U_{CC} = U_{RC} + U_{CE} \quad \text{met } U_{CC} = \text{cte.}$$

$$U_{CC} = I_C \times R_C + U_{CE}$$

$$\begin{array}{ccc} \downarrow & \downarrow & \downarrow \\ \text{Y-as} & \text{cte.} & \text{X-as} \end{array}$$

Als we deze vergelijken met de wiskunde dan wordt:

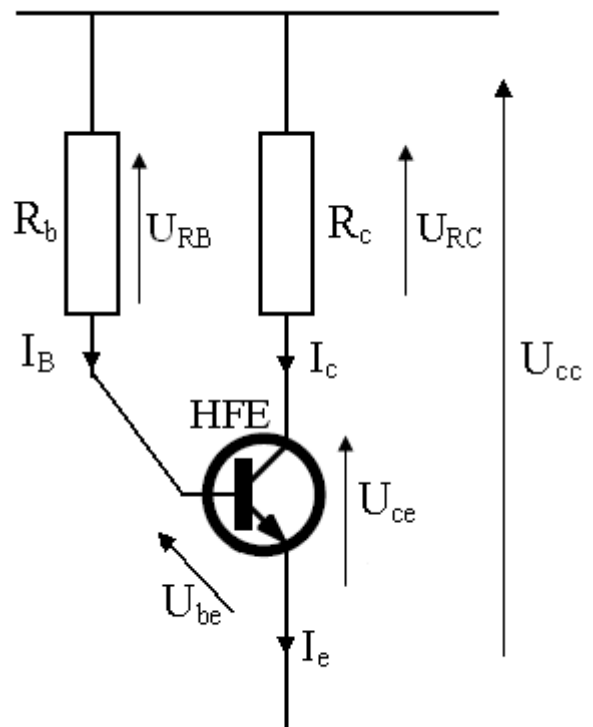
$$U_{CC} = x + y R_C \rightarrow y = f(x)$$

$$y = \frac{U_{CC} - x}{R_C} = -\frac{1}{R_C} \times x + \frac{U_{CC}}{R_C} \rightarrow \text{Dit is de vergelijking van een dalende rechte.}$$

De belastingslijn wordt nu bepaald door twee snijpunten:

A: $I_C = 0$ (kring is open) $\rightarrow U_{CE} = U_{CC}$

B: $U_{CE} = 0$ (kortgesloten) $\rightarrow I_C = \frac{U_{CC}}{R_C}$



Besluit:

Het werkpunt wordt bepaald door de belastingslijn en de bronstroom I_B . Om het werkpunt te vinden, moeten we de basisstroom kennen. De basisstroom zullen we nu bepalen door middel van de ingangsbelastingslijn.

- Bepalen van de belastingslijn op de ingangskarakteristiek

Het instelpunt van de transistor wordt bepaald door de ingangsgrootheden I_B en U_{BE} . Men zal dus een tweede belastingslijn moeten construeren op de ingangskarakteristiek, om het werkpunt van de transistor te bepalen.

De ingangsvergelijking wordt nu :

$$U_{CC} = U_{RB} + U_{BE} = (I_B \times R_B) + U_{BE}$$

\downarrow \downarrow \downarrow \downarrow
Cte. X-as cte. Y-as

Als we deze vergelijken met de wiskunde dan wordt:

$$U_{CC} = y + R_B \rightarrow y = f(x)$$

$$y = U_{CC} - xR_B \rightarrow y = -ax + b \text{ (vergelijking van een dalende rechte)}$$

De belastingslijn wordt nu bepaald door twee snijpunten:

A: $I_B = 0$ (kring is open) $\rightarrow U_{BE} = U_{CC}$

B: $U_{BE} = 0$ (kortgesloten) $\rightarrow I_B = \frac{U_{CC}}{R_B}$

Probleem:


Op onze karakteristiek (die u onder punt 5.3.6.2) is het aflezen van het snijpunt van $U_{BE} > 0.7 \text{ V}$ onmogelijk. We nemen een derde punt (wille keurig) dat als $U_{BE} = 0.65 \text{ V}$ heeft, als hoogte en breedte de functie waarde.


- Bepalen van de collector- en basisweerstand

In de praktijk zal men de karakteristieken van de transistor maar zelden terug vinden.

Daarom moeten we op zoek gaan naar andere oplossingsmethodes.

Men kan uitgaan van twee gegevens:

-  Ofwel krijgt men de weerstandswaarden opgegeven en moet men de stromen en spanningen bepalen.

-  Ofwel krijgt men stromen en spanningen opgegeven en moet men de weerstandswaarden bepalen.

Wanneer de weerstandswaarden opgegeven zijn, kan men de spanningen en stromen eenvoudig bepalen door H_{FE} -waarde van de transistor af te lezen uit databoekgegevens, en voor de basis-emitter spanning $U_{BE} = 0,6 \text{ à } 0,7 \text{ V}$ te nemen.

Wanneer men echter zelf de schakeling wil instellen, dan kan men zelf de plaats van het werkpunt vastleggen. Afhankelijk van de plaats van het werkpunt, kan men vier klassen van versterkers onderscheiden (soorten klassen van versterkers).

Het gebruik van deze versterkers werd reeds besproken. Voor het versterken van kleine LF-signalen, wordt enkel de klasse A versterker gebruikt. Hierbij moet men ervoor zorgen dat het instelpunt zich in het midden van de transferkarakteristiek bevindt. Om dit laatste te waarborgen nemen we voor de collector-emitterspanning ongeveer de helft van de voedingspanning.

$$U_{CE} \approx \frac{1}{2} U_{CC}$$

Omwille van de stabilisatie, plaatst men meestal een emitterweerstand in de kring. Hierdoor ontstaat er een extra vrijheidsgraad.

$$U_{RE} \approx \frac{1}{6} U_{CC}$$

- Stabilisatie van de instelling

De stabiliteit van de DC-instelling tegenover temperatuur verandering wordt bepaald door de instelling. Aan de hand van onderstaande rekenvoorbeelden gaan we op zoek naar de meest stabiele schakeling.

De transistor met één R_B en zonder R_E .

Gegeven:

- $U_{CC} = 15V$
- $I_C = 10mA$
- $H_{FE} = 240$
- $U_{BE} = 0,7V$
- Klasse A instelling

Gevraagd:

bepaal R_B en R_C en U_{CE} .

Oplossing:

> R_B en R_C :

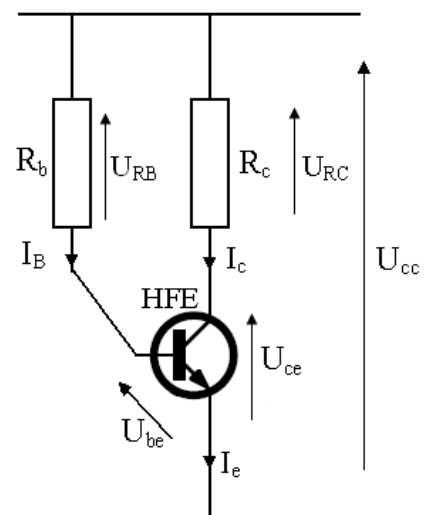
klasse A: $U_{CE} = \frac{1}{2} \times U_{CC} = 7,5V$

$$R_C = \frac{U_{RC}}{I_C} = 750\Omega \xrightarrow{E12reeks} 680\Omega$$

$$U_{RB} = 15V - U_{BE} = 15V - 0.7V = 14,3V$$

$$I_C = H_{FE} \times I_B \rightarrow I_B = \frac{I_C}{H_{FE}} = 41,67\mu A$$

$$R_B = \frac{U_{RB}}{I_B} = 343,2k\Omega \xrightarrow{E12reeks} 330k\Omega$$



> U_{CE} :

$$I_B = \frac{U_{RB}}{R_B} = 435 \mu A$$

$$I_B \times H_{FE} = I_C = 10,83 \text{ mA}$$

$$U_{RC} = R_C \times I_C = 7,36 \text{ V}$$

$$U_{CE} = 15 \text{ V} - U_{RC} = 7,63 \text{ V}$$

Ten gevolge van temperatuurverandering stijgt de H_{FE} waarde naar 250.

De basis-emitterspanning blijft 0.7V

	Gewenste instellingen	Nieuwe instelling
I_C	10 mA	10.83 mA
U_{CE}	7.5 V	7.63 V

De transistor met een R_B en met R_E .

Gegeven:

$$- U_{CC} = 15 \text{ V}$$

$$- H_{FE} = 240$$

$$- U_{BE} = 0,7 \text{ V}$$

Gevraagd:

bepaal R_B en R_C , R_E en U_{CE} .

Bepaal U_{CE} .

Oplossing:

> R_B , R_C , R_E , U_{CE}

$$U_{CE} = 7.5 \text{ V}$$

$$U_{RE} = \frac{1}{6} U_{CC} = 2.5 \text{ V}$$

$$U_{RC} = U_{CC} - (7.5 + 2.5) = 5 \text{ V}$$

$$U_{RB} = U_{CC} - (U_{RE} + U_{BE}) = 15 - (2.5 + 0.7) = 11.8 \text{ V}$$

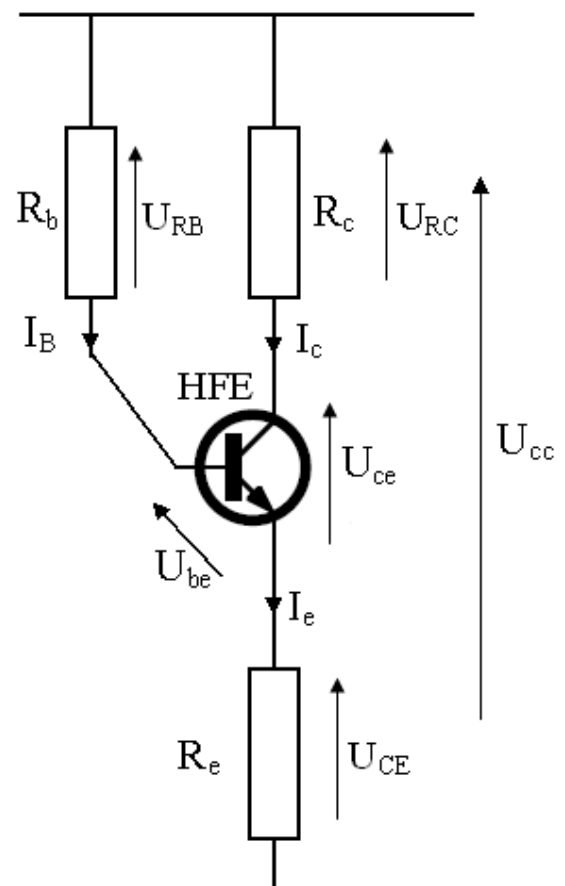
$$R_C = \frac{U_{RC}}{I_C} = \frac{5}{10 \text{ mA}} = 500 \Omega \xrightarrow{E12} 470 \Omega$$

$$I_B = \frac{I_C}{H_{FE}} = \frac{10 \text{ mA}}{240} = 41.67 \mu A$$

$$R_B = \frac{U_{RB}}{I_B} = \frac{11.8}{41.67 \mu} = 283.18 \text{ k}\Omega \xrightarrow{E12} 270 \text{ k}\Omega$$

$$I_C = I_B + I_c = 41.46 \mu + 10 \text{ m} = 10.042 \text{ mA}$$

$$R_E = \frac{U_{RE}}{I_E} = \frac{2.5}{10.04 \text{ m}} = 248.96 \Omega \xrightarrow{E12} 220 \Omega$$



We merken opnieuw een H_{FE} verandering op (door temperatuursverandering) van 240 \rightarrow 400. Hier volgt de herberekening van stromen en spanningen, de weerstanden R_B , R_C en R_E blijven natuurlijk behouden.

> U_{CE} :

$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B + (1 + H_{FE})R_E}$$

$$I_B = \frac{14.3V}{270k + (1 + 400) \times 220\Omega} = 39.99\mu A$$

$$I_C = 400 \times 39.99\mu A = 15.97mA$$

$$U_{RB} = R_B \times I_B = 10.8V$$

$$U_{RE} = U_{CC} - U_{RB} - U_{BE} = 3.5V \quad I_E = \frac{U_{Re}}{R_E} = \frac{3.5}{220} = 15.91mA$$

$$U_{RC} = I_C \times R_C = 15.97mA \times 470\Omega = 7.51V$$

Vergelijkende tabel:

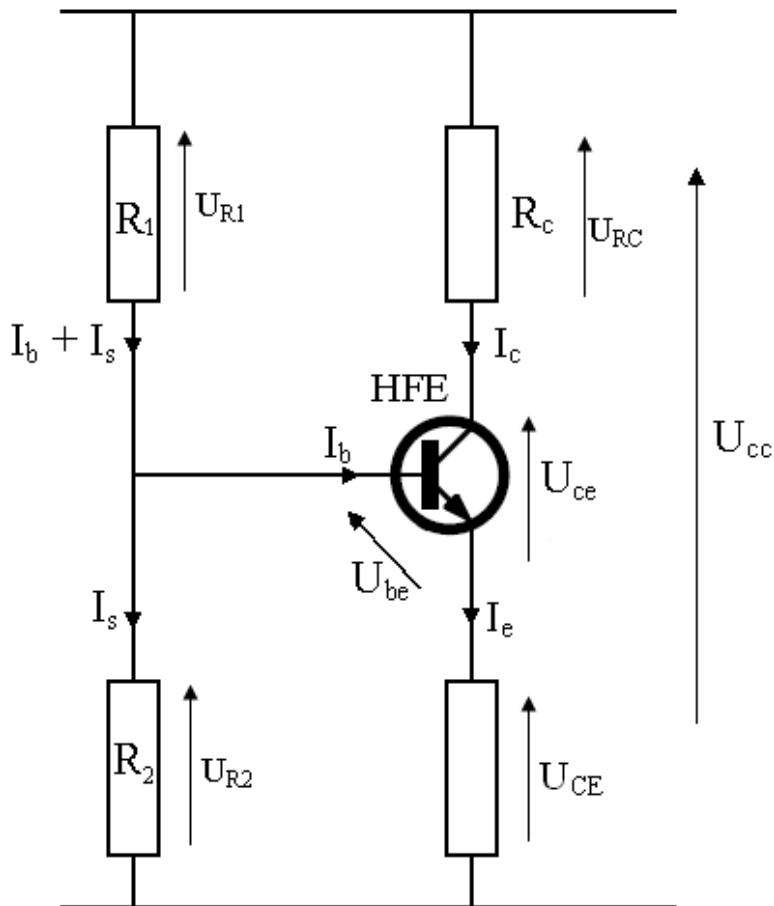
	I_C	U_{CE}
Één basisweerstand en zonder R_E	10.83 mA	7.5V
Één basisweerstand en met R_E	15.97 mA	7.5V

Besluit:

Door het toevoegen van een emitterweerstand in onze schakeling, is deze al minder gevoelig aan temperatuursveranderingen. Laat u niet misleiden door de groter I_C van de laatste schakeling dit komt omdat we een zeer grote H_{FE} verandering gebruikten.

5.3.6.2 Met spanningdeler en R_E

De DC-instelling van een transistor met spanningsdeler en R_E ziet er als volgt uit:



Uit bovenstaande figuur kan men afleiden dat:

$$\begin{aligned}
 U_{CC} &= U_{RC} + U_{CE} + U_{RE} \\
 &= I_C R_C + U_{CE} + I_E R_E \\
 &= I_C R_C + U_{CE} + (I_C + I_B) R_E \\
 &= H_{FE} I_B R_C + U_{CE} + (H_{FE} + 1)(I_B \times R_E)
 \end{aligned}$$

De ingang wordt bepaald door de spanningsdeling van R_1 en R_2 .

- Bepalen van de belastingslijn op de uitgangskarakteristiek

Om de belastingslijn te kunnen bepalen, hebben we eerst de vergelijking nodig op de uitgang van de transistor.

De uitgangsvergelijking wordt nu:

$$\begin{aligned} U_{CC} &= U_{RC} + U_{CE} + U_{RE} \\ &= I_C R_C + U_{CE} + I_E R_E \\ &= I_C R_C + U_{CE} + (I_C + I_B) R_E \end{aligned}$$

We kunnen I_B verwaarlozen ten opzichte van I_C ($I_C \rightarrow I_B$) voor het teken van de belastingslijn

$$\begin{aligned} U_{CC} &= I_C R_C + U_{CE} + I_C R_E \\ &= I_C (R_C + R_E) + U_{CE} \end{aligned}$$

De belastingslijn wordt nu bepaald door twee snijpunten:

A: $I_C = 0$ (kring is open) $\rightarrow U_{CE} = U_{CC}$

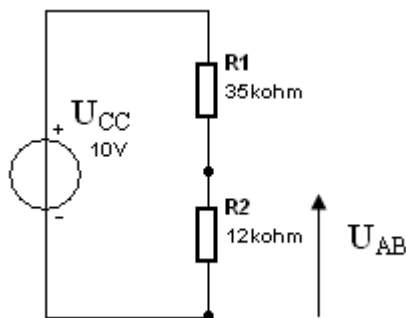
B: $U_{CE} = 0$ (kortgesloten) $\rightarrow I_C = \frac{U_{CC}}{R_C + R_E}$

- Bepalen van de belastingslijn op de ingangskarakteristiek

Het instelpunt van de transistor wordt bepaald door de ingangsgrootheden I_B en U_{BE} .

Men zal dus een tweede belastingslijn moeten construeren op de ingangskarakteristiek om de werkpunt van de transistor te bepalen.

De ingangsvergelijking wordt nu gevonden door toepassing van Thevenin:

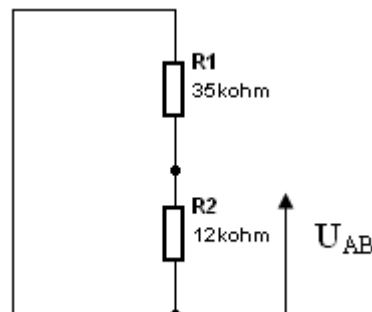


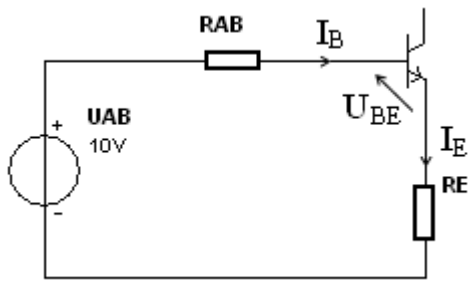
$$U_{AB} = U_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

(Als voorbeeld hier = 2.553V)

$$R_{AB} = R_1 // R_2$$

(Als voorbeeld hier = 8.936k)





$$\begin{aligned}
 U_{AB} &= U_{R_{AB}} + U_{BE} + U_{R_E} \\
 &= I_B R_{AB} + U_{BE} + I_E R_E \\
 &= I_B R_{AB} + U_{BE} + (I_C + I_B) R_E \\
 &= I_B R_{AB} + U_{BE} + (H_{FE} + 1) I_B R_E
 \end{aligned}$$

De belastingslijn wordt bepaald door twee snijpunten:

A: $I_B = 0$ (kring is open) $\rightarrow U_{BE} = U_{CC}$

B: $U_{BE} = 0$ (kortgesloten) $\rightarrow I_B = \frac{U_{AB}}{R_{AB} + (H_{FE} + 1)R_E}$

Toegepast:

Gegeven:

- $U_{CC} = 10V$
- $I_C = 5mA$
- $H_{FE} = 200$
- $U_{BE} = 0.65V$

Gevraagd :

Bepaal R_C , R_E , R_1 , R_2

Bepaal de werkpunten op de karakteristiek

Oplossing:

> R_C , R_E , R_1 en R_2

$$U_{CE} = \frac{1}{2} U_{CC} = 5V$$

$$U_{RE} = \frac{1}{6} U_{CC} = 1,667V$$

$$U_{RC} = U_{CC} - U_{CE} - U_{RE} = 3.333V$$

$$R_C = \frac{U_{RC}}{I_C} = 666,67 \Omega$$

$$I_B = \frac{I_C}{200} = 25\mu A$$

$$I_S = 10 \times I_B = 250\mu A$$

$$I_{RB} = I_B + I_S = 275\mu A$$

$$U_{R2} = U_{RE} + U_{BE} = 1.67V + 0.65V = 2,32V$$

$$U_{R1} = U_{CC} - U_{RS} = 7,68V$$

$$R_2 = \frac{U_{R2}}{I_S} = 9268\Omega$$

$$R_B = \frac{U_{R1}}{I_{RB}} = 27,94k\Omega$$

$$I_E = I_C + I_B = 5025\mu A$$

$$R_e = \frac{U_{RE}}{I_E} = 331,67\Omega$$

Uit de E12 reeks volgt: $R_e = 330\Omega$, $R_c = 680\Omega$, $R_s = 10k\Omega$, $R_b = 27k\Omega$

Opstellen van vergelijkingen:

Uitgangsvergelijking:

$$U_{cc} = I_c \times (R_c + R_e) + U_{ce}$$

$$I_c = 0 \rightarrow U_{cc} = U_{ce} = 10V \rightarrow 1^{ste} \text{ punt } (10V;0)$$

$$U_{ce} = 0 \rightarrow I_c = 9.901mA \rightarrow 2^{de} \text{ punt } (0;9,9 \text{ mA})$$

Ingangsvergelijking:

$$U_{th} = I_b \times R_{th} + U_{be} + 201 \times I_b \times R_e$$

$$U_{th} = U_{R2} = I \times R_2 = \frac{U_{cc}}{R_1 + R_2} \times R_2 = 2.703V$$

$$R_{th} = R_1 // R_2 = 7.30k\Omega$$

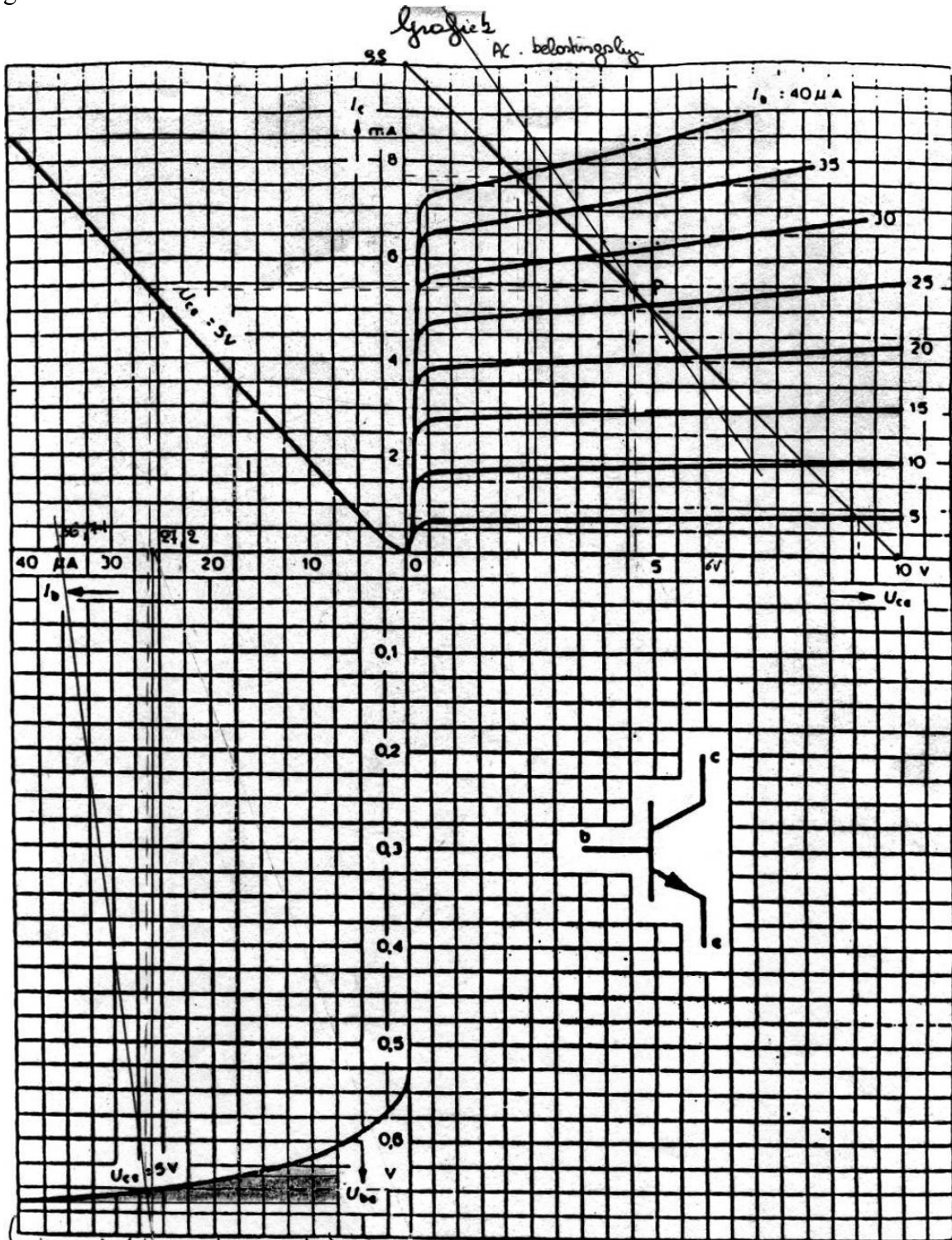
$$I_b = 0 \rightarrow U_{th} = U_{be} = 2.703V$$

$$U_{be} = 0 \rightarrow I_b = \frac{U_{th}}{R_{th} + (H_{FE} + 1)R_e} = 36.71\mu A \rightarrow 3^{de} \text{ punt } (36.71\mu A;0)$$

→ Extra punt voor ingangskarakteristiek:
(anders kan de transfergrafiek niet getekend worden)

$$U_{be} = 0.7V \rightarrow I_b = \frac{U_{th} - U_{be}}{R_{th} + 201 \times R_e} = 27.20\mu A \rightarrow 4^{de} \text{ punt } (27.20\mu A; f(27.20\mu A))$$

grafiek:



*↳ hoe steil hoe groter versterking
gemeenschappelijke emitter schakeling*

$U_{be} = 0,65V$
 $I_b = 28 \mu A$
 $U_{ce} = 4,7V$
 $I_c = 5,4 mA$

- Bepalen van de instelling

Net zoals bij de transistorschakeling met één basisweerstand, zal men op zoek moeten gaan naar een andere oplossingsmethode, omdat in de praktijk de karakteristieken van de transistor maar zelden terug te vinden zijn. Ook hier gaat men uit van twee gegevens:

- ofwel krijgt men de weerstandswaarden opgegeven en moet men de stromen en spanningen bepalen,
- ofwel krijgt men stromen en spanningen opgegeven en moet men de weerstandswaarden bepalen.

Wanneer de weerstandswaarden opgegeven zijn, kan men de spanningen en stromen bepalen door de H_{FE} -waarde van de transistor af te lezen uit databoekgegevens, door de basis-emitter spanning $U_{BE} = 0,6$ à $0,7$ V te nemen en Thevenin toe te passen op de ingang.

Indien men echter zelf de schakeling wil instellen, dan kan men zelf de plaats van het werkpunt vastleggen, afhankelijk van de klasse van de versterker. Voor het versterken van kleine LF-signalen wordt enkel de klasse A versterker gebruikt. Hierbij moet men ervoor zorgen dat het instelpunt zich in het midden van de transferkarakteristiek bevindt. Om dit laatste te waarborgen, nemen we voor de collector-emitterspanning ongeveer de helft van de voedingsspanning.

Omwille van de stabilisatie plaatst men naast de emitterweerstand ook een spanningsdeler in de kring.

$$U_{CE} \approx \frac{1}{2} U_{CC}$$

Hierdoor ontstaan er nu twee extra vrijheidsgraden.

$$I_s = 10 I_B$$

$$U_{RE} = \frac{1}{6} U_{CC}$$

Toepassing:

De transistor met R_e en spanningsdeler.

Gegeven:

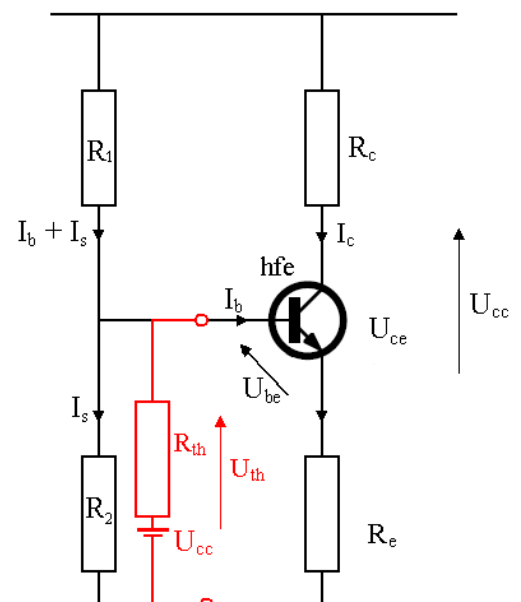
- $U_{BE} = 0.7V$
- $H_{FE} = 240$
- $I_C = 10mA$
- $I_S = 10 \times I_b$
- klasse A instelling
- $U_{CC} = 15V$

Gevraagd:

- Bepaal R_C , R_E , R_1 , R_2
- Bepaal U_{CE}

Oplossing:

- > R_C , R_E , R_1 en R_2



$$U_{RE} = \frac{1}{6} U_{CC} = 2.5V$$

$$U_{RC} = 15V - U_{RE} - U_{CE} = 5V$$

$$R_C = \frac{U_{RC}}{I_C} = 500\Omega \xrightarrow{E12} 470\Omega$$

$$I_C = H_{FE} \times I_B \rightarrow I_B = \frac{I_C}{H_{FE}} = 41.67\mu A$$

$$I_S = 10 \times I_B = 416.7\mu A$$

$$I_{R1} = I_B + I_S = 458.37\mu A$$

$$U_{R2} = U_{RE} + U_{BE} = 3.2V$$

$$U_{R1} = U_{CC} - U_{R2} = 11.8V$$

$$R_2 = \frac{U_{R2}}{I_S} = 7.68k\Omega \xrightarrow{E12} 6.8k\Omega$$

$$R_1 = \frac{U_{R1}}{I_{R1}} = 25.78k\Omega \xrightarrow{E12} 27k\Omega$$

Met $R_e = 220\Omega$

(R_e en R_c zijn reeds bepaald uit voorgaande oefening)

We laten de H_{FE} waarde stijgen tot 250 en een tweede keer tot 300 om het effect te bestuderen hoe I_b en I_s gaan veranderen.

$H_{FE} 250$	$H_{FE} 300$
$U_{th} = I \times R_S = \frac{U_{CC}}{R_S + R_B} \times R_S = 3.493V$	$U_{th} = I \times R_S = \frac{U_{CC}}{R_S + R_B} \times R_S = 3.493V$
$R_{th} = R_B // R_S = 6.290k\Omega$	$R_{th} = R_B // R_S = 6.290k\Omega$
$U_{th} = I_B \times R_{th} + U_{BE} + I_B \times H_{FE} \times R_E$	$U_{th} = I_B \times R_{th} + U_{BE} + I_B \times H_{FE} \times R_E$
$U_{th} - U_{BE} = I_B \times (R_{th} + (H_{FE} + 1) \times R_E)$	$U_{th} - U_{BE} = I_B \times (R_{th} + (H_{FE} + 1) \times R_E)$
$I_B = 45.41\mu A$	$I_B = 38.5189\mu A$
$U_{RE} = (I_B + I_B \times H_{FE}) \times R_E = 2.51V$	$U_{RE} = (I_B + I_B \times H_{FE}) \times R_E = 2.55V$
$I_E = I_B + I_C$	$I_E = I_B + I_C$
$I_E = I_B + I_B \times H_{FE} = 11.40mA$	$I_E = I_B + I_B \times H_{FE} = 11.594mA$
$U_{RC} = I_B \times H_{FE} \times R_C = 5.34V$	$U_{RC} = I_B \times H_{FE} \times R_C = 5.43V$
$U_{CE} = U_{CC} - U_{RC} - U_{RE} = 7.15V$	$U_{CE} = U_{CC} - U_{RC} - U_{RE} = 7.02V$

- Stabilisatie van de instelling

Door toevoeging van R_E en de spanningsdeler $R_1 - R_2$ ontstaat er een tegenkoppelmechanisme. Deze zorgt ervoor dat de schakeling veel minder onderhevig is aan temperatuurschommelingen.

We veronderstellen dat ten gevolge van een temperatuurswijziging, de collectorstroom stijgt.

Eveneens mag men veronderstellen dat de spanning op de basis constant is indien $I_S \gg \gg I_B$.

$$I_C \uparrow \rightarrow I_E \uparrow (= I_C + I_B) \text{ met } I_C \gg \gg I_B \rightarrow U_{RE} \uparrow (= I_E \cdot R_E)$$

$$\text{En } U_{R2} = \text{cte. } (I_S \gg \gg I_B) \rightarrow U_{BE} \downarrow \rightarrow I_B \downarrow$$

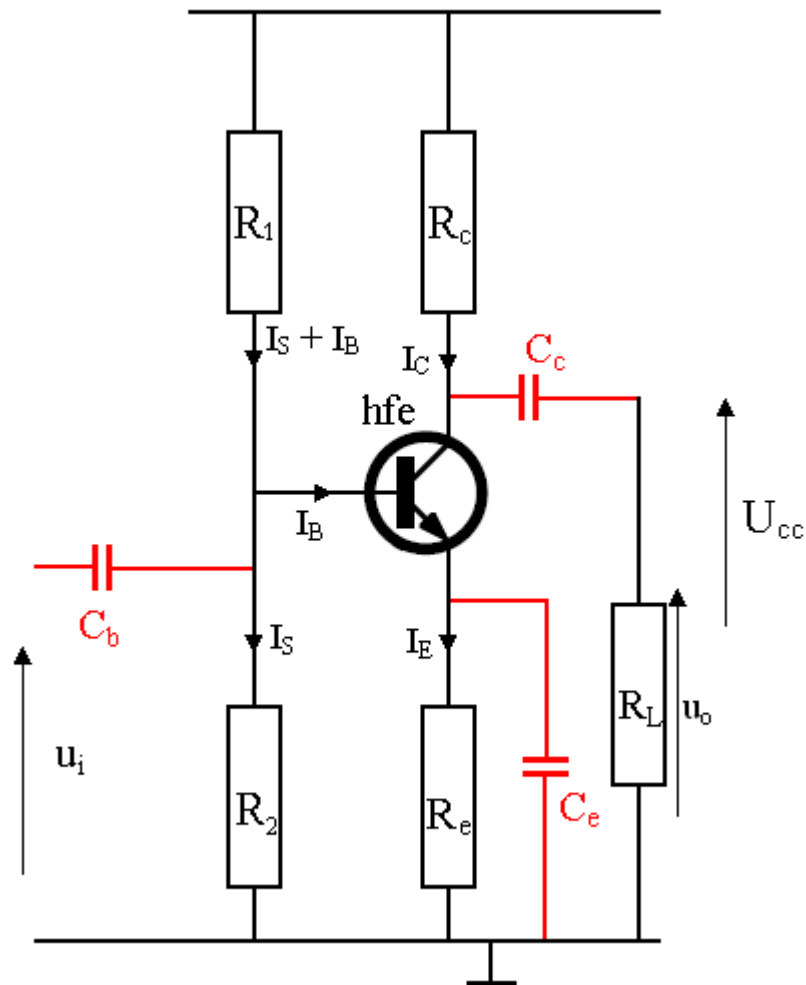
$$\text{Dus } I_C \downarrow (H_{FE} \cdot I_B)$$

Besluit:

Dit is de meest stabiele kring en zal dus ook de beste versterker zijn.

5.3.7 De AC-instelling van een bipolaire transistor in klasse A

Onderstaande figuur stelt een gemeenschappelijke emitterschakeling (GES) voor. Omdat de emitterklem gemeenschappelijk is aan de ingang- en de uitgangsketen, moet de emitter voor AC aan de massa liggen. **Het rode gedeelte is het bijgevoede AC gedeelte.**



De transistor zal ervoor zorgen dat het ingangssignaal dat binnenkomt aan de basis (t.o.v. emitter) zal versterkt worden naar de collector (t.o.v. emitter).

We bespraken reeds 4 soorten versterkers, naargelang hun instelpunt of klasse.

Deze manier van instellen noemt men de DC-instelling. Naast de DC-instelling moet men de transistor ook instellen voor het AC gedeelte. Dit zal gebeuren d.m.v. de drie condensatoren

C_B : De basiscondensator laat de wisselspanning, afkomstig van een signaalbron, door en houdt een mogelijke gelijkspanning tegen (Hoog Doorlaat Filter). De ohmse weerstand van de signaalbron kan zo de DC-instelling van de transistor niet beïnvloeden. De condensatorwaarde moet zo berekend worden, dat z'n impedantie te verwaarlozen is, t.o.v. de inwendige weerstand van de versterkerschakeling, en dit voor de laagste frequentie die men wil versterken.

$$X_{CB} = \frac{1}{10} \cdot Z_i$$

$$C_B = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot X_{CB}} \text{ met } f : \text{ de laagste frequentie die men wil versterken}$$

C_E : Indien de emittercondensator er niet zou staan, dan verdeelt de ingangsspanning zich over de basis-emitter en over de emitterweerstand R_E . Enkel het deel over de basis-emitter wordt versterkt. De totale versterking van de schakeling is dus kleiner dan wat haalbaar zou zijn indien de volledige ingangsspanning over de basis-emitter staat. Door het plaatsen van de emittercondensator sluiten we het deel over de emitterweerstand R_E kort voor AC, zodat de versterking van de schakeling maximaal is.

$$X_{CE} = \frac{1}{10} \cdot R_E$$

$$C_E = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot X_{CE}} \text{ met } f : \text{ de laagste frequentie die men wil versterken}$$

C_C : De collectorcondensator laat de wisselspanning door en houdt de gelijkspanning tegen (Hoog Doorlaat Filter). Deze condensator zorgt ervoor dat de belasting de gelijkstroominstelling van de transistor niet kan beïnvloeden. Deze belasting kan zowel een luidspreker als een volgende versterkertrap zijn.

$$X_{CC} = \frac{1}{10} \cdot Z_L$$

$$C_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot X_{CC}} \text{ met } f : \text{ de laagste frequentie die men wil versterken}$$

5.3.8 DC - AC belastingslijn

De DC belastingslijn bepaalt, zoals reeds gezien, de ligging van de basis- en collectorstroom en de basis-emitter en collector-emitter spanning. De AC-belastingslijn zal nu de verandering van het werkpunt weergeven, niet ten gevolge van een temperatuursverandering, maar ten gevolge van een ingangssignaal.

Wanneer we een ingangssignaal in de versterker sturen, dan is de variatie van het werkpunt zeer snel en zullen de condensatoren zich gedragen als een kortsluiting. Hierdoor wordt de emitterweerstand kortgesloten en wordt de emitter gemeenschappelijk voor zowel in- als

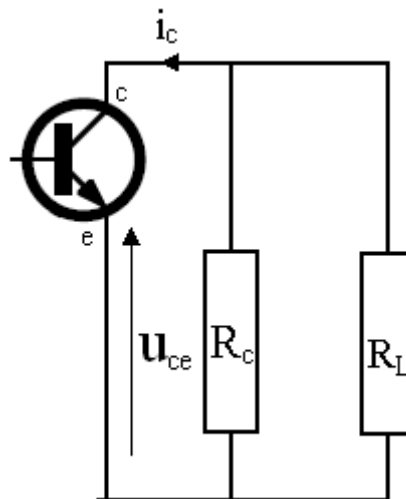
uitgang. Door het kortsluit gedrag van de condensatoren, zal de belastings-weerstand R_L in rekening gebracht worden.

Door de snelle verandering zal het werkpunt zich niet meer verplaatsen op de DC-belastingslijn, zoals bij trage variaties het geval is, maar wel op een nieuwe te bepalen lijn: de AC-belastingslijn.

- DC-belastingslijn; zie voorbeeld oefening.
- AC-belastingslijn; voorbeeld: Om de AC-belastingslijn te gaan teken gaan we er van uit dat:

- De condensatoren een kortsluiting vormen voor AC = draadverbinding.
- De DC-voeding een kortsluiting is voor AC-spanning + V_{CC} is dan voor AC-massa.

Vereenvoudigd AC-schema, om de vergelijking op te stellen:



Opstellen van de vergelijking voor het rechter deel:

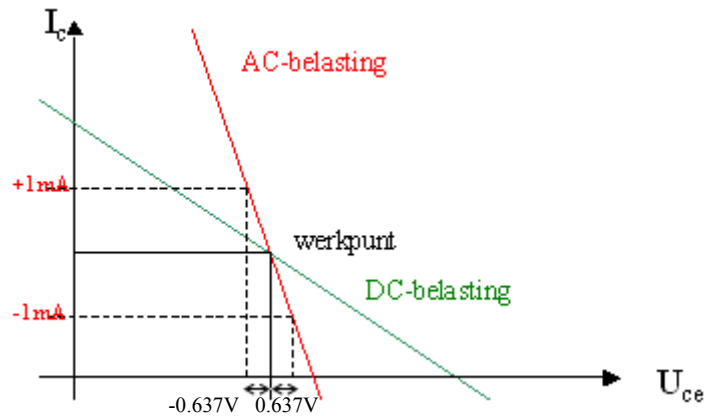
$$u_{CE} = -i_C (R_C // R_L)$$

- stel de variatie van $u_{CE} = 0 \rightarrow i_C = 0$
- stel de variatie van $u_{CE} = \pm 1$ V dan moet op Y-as i_C worden bij geteld.

$$\text{Als } u_{ce} = -1V \text{ dan is } i_C = \frac{-u_{CE}}{R_C // R_L} = \frac{1V}{680\Omega // 10k\Omega} = 1,571 \text{ mA}$$

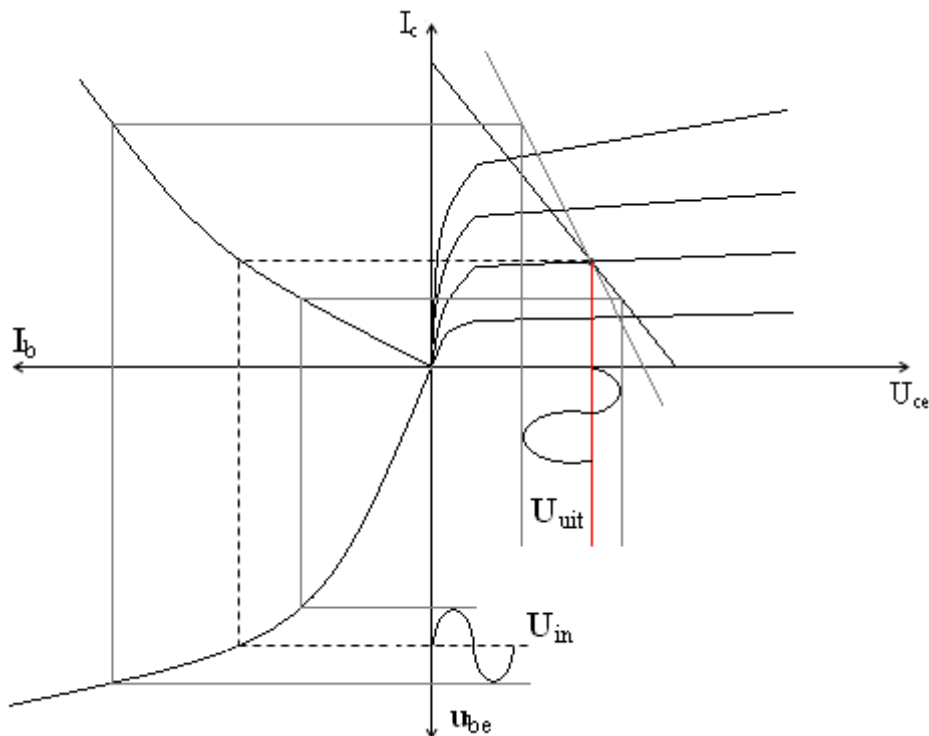
- (-) of stel de variatie van $i_C = \pm 1$ mA dan moet op de X-as u_{CE} worden bijgevoegd
- Als $i_C = 1\text{mA}$ is $u_{CE} = i_C (R_C // R_L) = 1\text{mA}(680\Omega // 10k\Omega) = 0.637V$

De onderstaande figuur verduidelijkt dit:



Besluit:

Aan de hand van de DC-instelling worden de werkpunten vastgelegd op de transistorkarakteristieken. Wanneer er een signaal aan de ingang van de versterker geschakeld wordt, dan zorgt dit signaal voor een snelle verandering van het werkpunt op de drie karakteristieken:



$$u_1 = u_{be} \rightarrow i_b \rightarrow i_c \rightarrow u_{ce} = u_2$$

De verandering van de collector-emitterspanning wordt gegeven door de AC-belastingslijn. We zien nu dat het uitgangssignaal niet alleen versterkt is, maar ook 180° in fase verschoven (zie karakteristiek). (Bij een temperatuursverandering verschuift het DC-werkpunt.)

5.3.9 Grafisch bepalen van de spanningsversterking

We starten onderaan de karakteristiek met een signaal Δu_{input} met piek tot piek waarde 50mV

Dit levert ons:



$\rightarrow \Delta I_B$ op namelijk $40\mu\text{A} - 15\mu\text{A} = 25\mu\text{A}$	$hfe = \frac{i_C}{i_B} = 200$ en $hie = \frac{u_{BE}}{i_B} = 2k\Omega$
$\rightarrow \Delta I_C$ op namelijk $8.5\text{mA} - 3.5\text{mA} = 5\text{mA}$	
$\rightarrow \Delta u_{CE}$ op namelijk $6\text{V} - 1.5\text{V} = 4.5\text{V}$	$hoe = \frac{i_C}{u_{CE}} = 1,11\text{mS}$

Uiteindelijk wordt de spanningsversterking gelijk aan:

$$|A_V|_{dB} = 20 \log 90 = 39.08 \text{ dB} \text{ of } A_V = \frac{u_{CE}}{u_{BE}} = \frac{4.5\text{V}}{50\text{mV}} = 90$$

Opmerking: merk op dat de ingangs- en de uitgangsspanning in tegenfase zijn.

Als $u_{BE} \uparrow \rightarrow I_B \uparrow \rightarrow I_C \uparrow \rightarrow u_{CE} \downarrow$

5.3.10 Wiskundige analyse van de GES

5.3.10.1 *Het h-parameter schema (AC-vervangingschema)*

In het AC-vervangingschema worden enkel de componenten geplaatst die invloed hebben op het AC-gedrag van een versterker.

Het AC-vervangingschema wordt gebruikt om de AC-eigenschappen van een versterker uit te rekenen (Z_i , Z_o , A_v , A_i en A_p).

- Z_i ingangsimpedantie
- Z_o uitgangsimpedantie
- A_v spanningsversterking
- A_i stroomversterking
- A_p vermogen versterking

Om de AC-belastingslijn te gaan teken gaan we er van uit dat: (zie ook AC-belastingslijn)

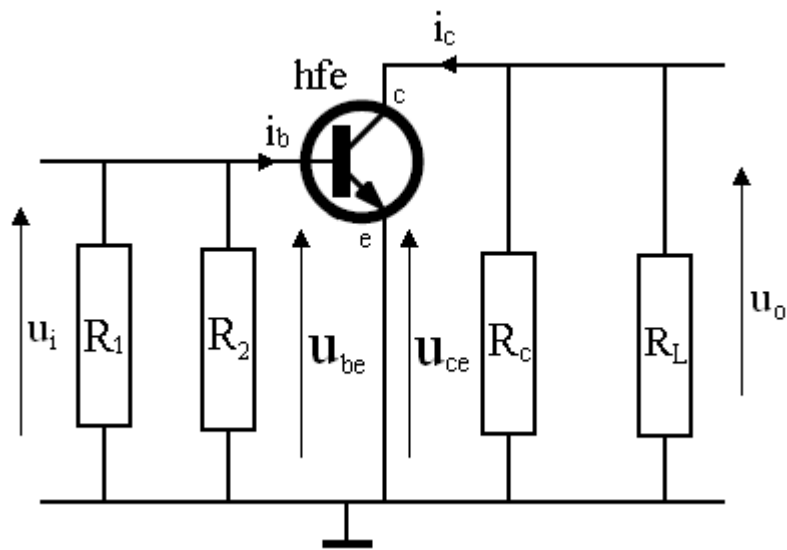
- \rightarrow De condensatoren een kortsluiting vormen voor AC = draadverbinding.
- \rightarrow De DC-voeding een kortsluiting is voor AC-spanning + V_{CC} voor AC-massa

C_e sluit als het ware R_e kort (AC) en zorgt ervoor dat de versterkingsfactor zo groot mogelijk blijft, indien deze niet geplaatst wordt verdeelt zich de spanning (u_i) over u_{be} en u_{Re} .

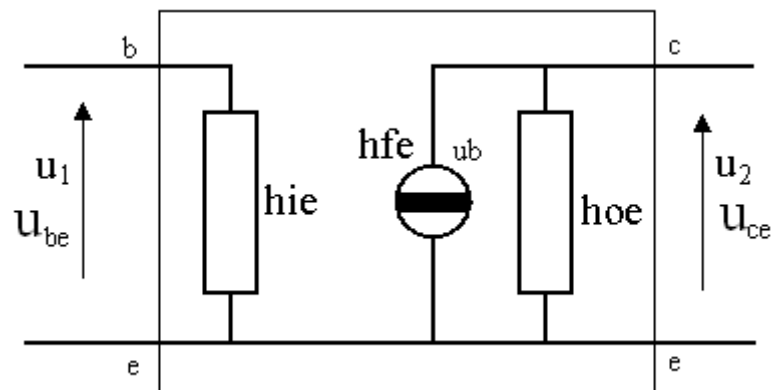
\rightarrow Enkel het deel over u_{be} wordt versterkt, zodat de totale versterking kleiner is dan wat maximaal haalbaar zou zijn.

Het equivalent h-parametermodel van een transistor wordt uitgebreid besproken in het hoger onderwijs.

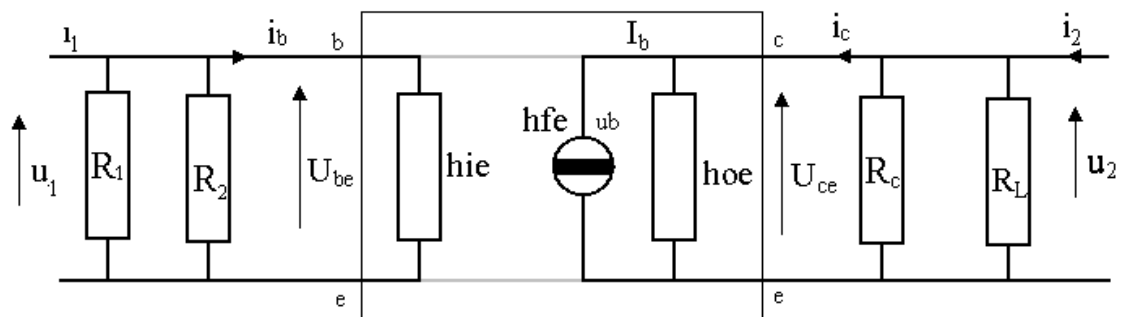
Het AC-vervangingschema ziet er nu als volgt uit :



De transistor met h-parameters ziet er als volgt uit:
Hierbij zullen we $1/h_{oe}$ vaak verwaarlozen:



zodat het totale schema er nu zo uitziet :



Aan de hand van dit schema kan men nu de vijf hoofdeigenschappen bepalen.

5.3.10.2 Ingangsimpedantie Z_i

$$Z_i = R_1 // R_2 // hie$$

Aangezien $hie \ll R_1$ en R_2 wordt de ingangsimpedantie voornamelijk door hie bepaald.

5.3.10.3 Uitgangsimpedantie Z_o

$$Z_o = R_C // R_L$$

5.3.10.4 Spanningsversterking A_V

$$A_V = \frac{u_o}{u_i} = \frac{u_{ce}}{u_{be}} = \frac{-i_c(R_C // R_L)}{i_b \cdot hie} = \frac{-i_b hfe(R_C // R_L)}{i_b \cdot hie}$$

$$A_V = \frac{-hfe(R_C // R_L)}{hie}$$

5.3.10.5 Stroomversterking A_i

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{i_o}{i_c} \times \frac{i_c}{i_b} \times \frac{i_b}{i_i} = \frac{R_C}{R_C + R_L} \times hfe \times \frac{(R_1 // R_2)}{(R_1 // R_2) + hie}$$

$$u_{ce} = -i_c(R_C // R_L) = -i_o \times R_L$$

$$\rightarrow i_c(R_C // R_L) = i_o \times R_L$$

$$* \rightarrow \frac{i_o}{i_c} = \frac{R_C // R_L}{R_L} = \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \frac{1}{R_L}$$

$$\rightarrow \frac{i_o}{i_c} = \frac{R_C}{R_C + R_L}$$

$$* i_c = hfe \times i_b \rightarrow \frac{i_c}{i_b} = hfe$$

$$u_i = i_i(R_1 // R_2 // hie) = i_b \times hie$$

$$* \rightarrow \frac{i_b}{i_c} = \frac{R_1 // R_2 // hie}{hie} = \frac{(R_1 // R_2)hie}{(R_1 // R_2) + hie} \frac{1}{hie}$$

$$= \frac{(R_1 // R_2)}{(R_1 // R_2) + hie}$$

Opmerking:

Om de totale stroomversterking te vinden, moeten deze 3 factoren met elkaar vermenigvuldigd worden.

De factoren 1 en 3 zijn kleiner dan 1, de factor 2 is veel groter dan 1.

$$A_i = \frac{R_C}{R_C + R_L} \times hfe \times \frac{(R_1 // R_2)}{(R_1 // R_2) + hie}$$

5.3.10.6 Vermogenversterking A_p

$$A_p = A_i \times A_v = \left(\frac{R_C}{R_C + R_L} \times h_{fe} \times \frac{(R_1 // R_2)}{(R_1 // R_2) + h_{ie}} \right) \times \frac{-h_{fe}(R_C // R_L)}{h_{ie}}$$

De vermogenversterking is het product van de spanningsversterking en de stroomversterking.

5.3.11 Praktische realisatie van een klasse A versterker

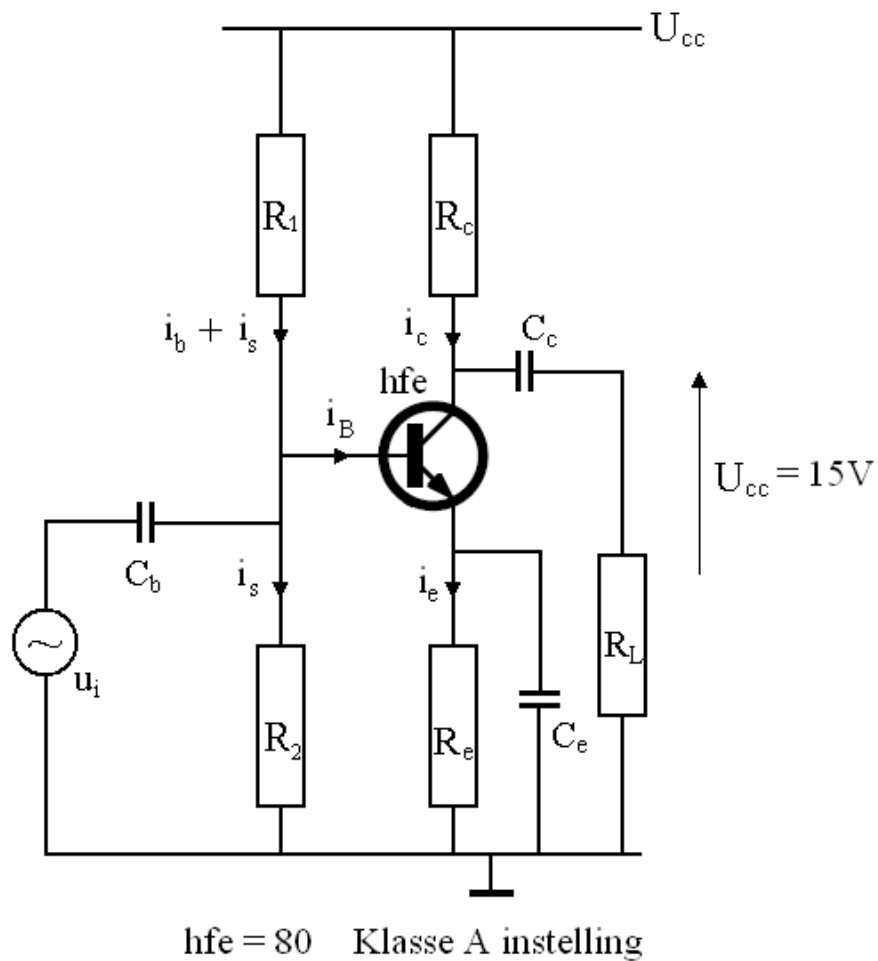
Schakeling van de versterker rond het element BC140 NPN:

Gegeeven:

- $U_{cc} = 15V$ (bekomen we van de voedingsbordjes in de klas)
- $I_c = 50 \text{ mA} = 0,05A$
- $H_{FE} = 80$ zie bijlage
- Klasse A instelling

Gevraagd:

- Bereken de DC-instellingen
- Bereken de AC-instellingen



schema

We gebruiken als u_i de functie generator, aanwezig op de meetplaats. Deingangspanning bedraagt in maximale waarde 10 mV.

De last die we gebruiken, is een luidspreker/microfoon met weerstand van 550Ω .

- DC-instellingen:

$$U_{ce} = \frac{1}{2} U_{cc} = 7.5V \quad U_{Re} = \frac{1}{6} U_{cc} = 2.5V \quad U_{Rc} = U_{cc} - U_{ce} - U_{Re} = 5V$$

$$R_c = \frac{U_{Rc}}{I_c} = 100\Omega \xrightarrow{E12} 100\Omega$$

$$I_b = \frac{I_c}{h_{fe}} = 625\mu A \quad I_s = 10 \times I_b = 6250\mu A$$

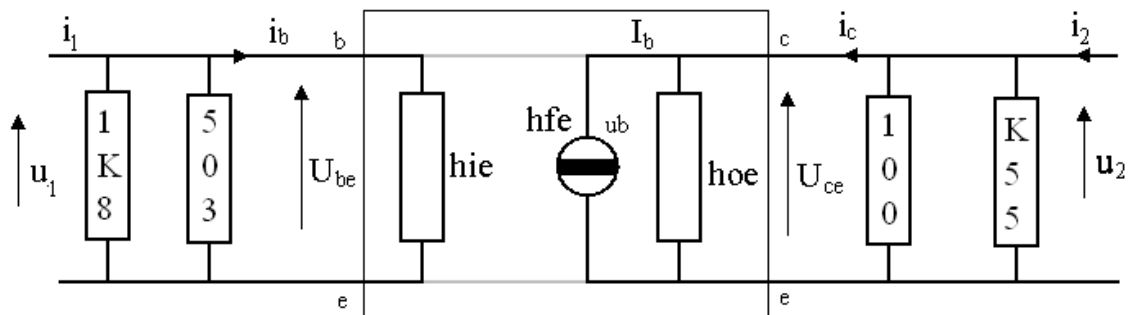
$$U_{R2} = U_{Re} + U_{be} = 3.2V \quad U_{R1} = U_{cc} - U_{Rs} = 11.8V$$

$$R_1 = \frac{U_{R1}}{I_s + I_b} = 1716.36\Omega \xrightarrow{E12} 1800\Omega$$

$$R_2 = \frac{U_{R2}}{I_s} = 512\Omega \xrightarrow{E12} 470\Omega + 33\Omega = 503\Omega \text{ (we doen dit om de waarde zo dicht mogelijk te benaderen.)}$$

$$R_e = \frac{U_{Re}}{I_c + I_b} = 49.39\Omega \xrightarrow{E12} 47\Omega$$

- AC-instellingen:



AC-schema

$h_{ie} = \frac{u_{be}}{i_b}$ en $h_{oe} = \frac{I_c}{U_{ce}}$ kunnen we niet berekenen zonder metingen te maken op de schakeling,

dus zullen we deze maar later kunnen uitrekenen.

We besluiten om de condensatoren te berekenen voor de laagste frequentie van 100Hz en met belasting van 550Ω .

$$X_{Cb} = \frac{1}{10} Z_i \rightarrow C_b = \frac{1}{2\pi f X_{Cb}}$$

$$C_b = 54.69\mu F \xrightarrow{\text{gebruikt}} 100\mu F$$

$$X_{C_c} = \frac{1}{10} R_1 \rightarrow C_c = \frac{1}{2\pi f X_{C_c}}$$

$$C_c = 31.64 \mu\text{F} \quad \xrightarrow{\text{gebruikt}} 30 \mu\text{F}$$

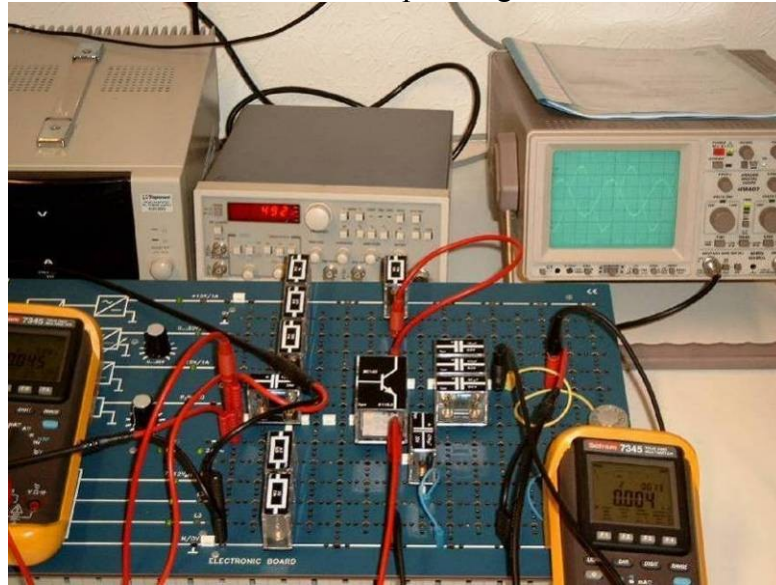
$$X_{C_e} = \frac{1}{10} R_e \rightarrow C_e = \frac{1}{2\pi f X_{C_e}}$$

$$C_e = 338.62 \mu\text{F} \quad \xrightarrow{\text{gebruikt}} 470 \mu\text{F}$$

Let op : we nemen best een grotere waarde voor C, zodat bij de laagste frequenties zeker zijn dat ze een kortsluiting vormen.

Opgemeten waarden:

De meetopstelling:



Opbouw van meetopstelling in meetlokaal. Aanwezige toestellen: true RMS meettoestel, digitale oscilloscoop, funtiegenerator, opstelbordje met constante voedingsspanning van 15V, lastluidsprekerteje van K55.

De meting gebeurt met:

- ✓ Basis en componenten.
- ✓ Oscilloscoop.
- ✓ True RMS meter
- ✓ Functie generator

DC-instellingen:

$$I_c = 46.15 \text{mA}$$

$$I_e = 49.65 \text{mA}$$

(→ moet een beetje meer zijn dan I_c)

$$U_{ce} = 7.605 \text{V}$$

$$U_{Rc} = 4.983 \text{V}$$

$$U_{Re} = 2.36 \text{V}$$

$$I_{R1} = 6.609 \mu\text{A}$$

$$I_{R2} = 6.278 \mu\text{A}$$

$$U_{R1} = 11.765 \text{V}$$

$$U_{R2} = 3.1591 \text{V}$$

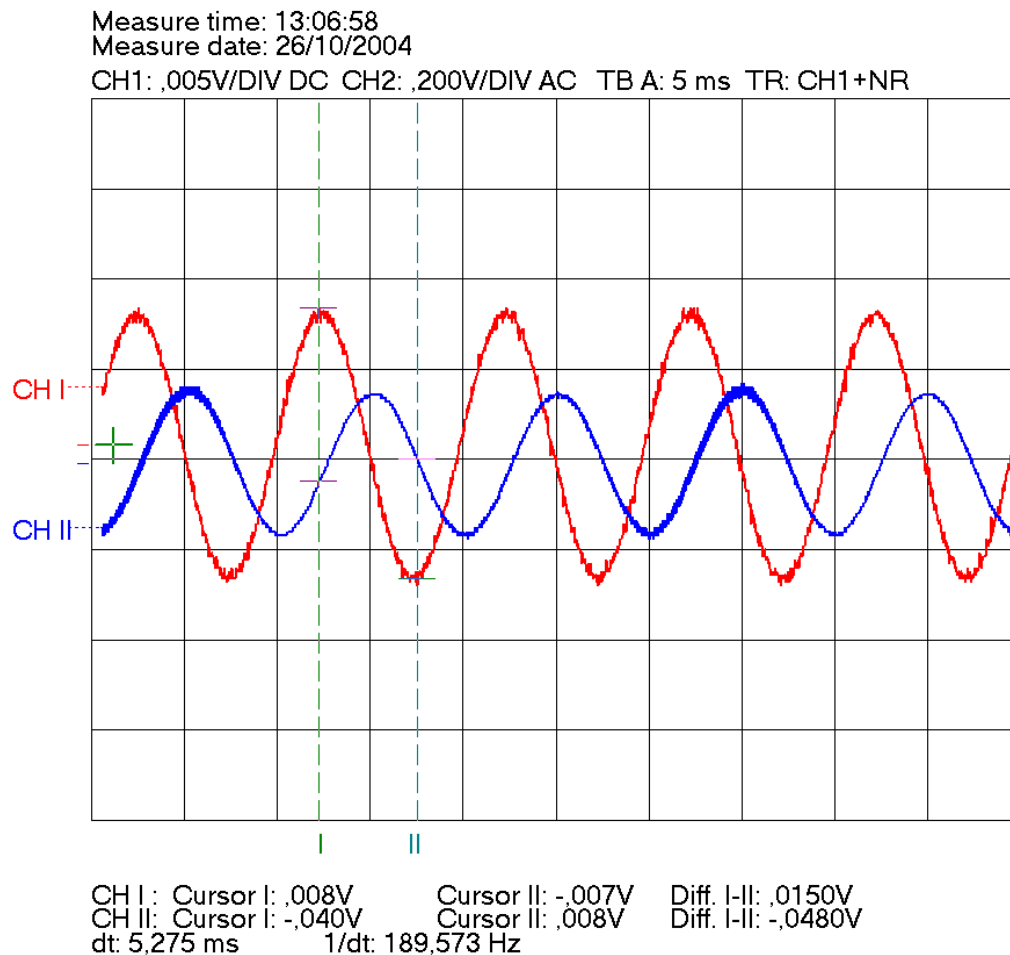
Verklaring afwijking met theoretische waarden:

- ❖ Tolerantie meettoestellen
- ❖ Tolerantie weerstanden
- ❖ Temperatuur afhankelijkheid
- ❖ Tolerantie transistoren
- ❖ Tolerantie voedingsbron

AC-instellingen:

De scoop die we gebruikten, heeft een uitgang die op een printerpoort van een pc kan worden aangesloten, om zo de gegevens binnen te lezen. Hier volgen enkele grafieken, de gegevens heeft de computer er bij geplaatst:

Meetwaarden in -en uitgangsspanning op luidsprekertje:



Op het scoopbeeld zie je op het eerste kanaal de functiegenerator. Met het tweede meten we de uitgangsspanning. We kunnen dus opmerken dat het uitgangssignaal duidelijk groter is dan het ingangssignaal. We merken ook een fase verschuiving van 180° op.

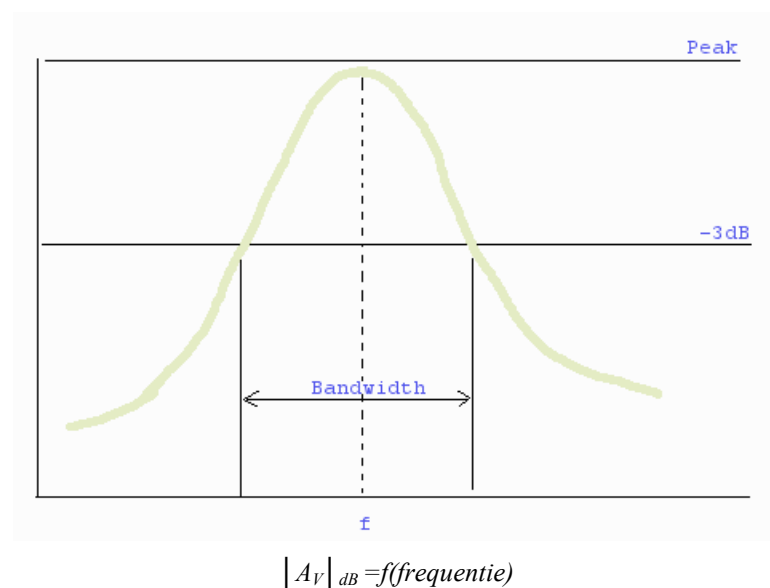
Vergelijking met gemeten waarden en theoretische waarden:

BC547		Gemeten waarden:	
$H_{FE} 80$ $I_c = 50\text{mA}$ $U_{cc} = 15\text{V}$		I_c (mA)	46.15
I_b (μA)	625	I_b (μA)	660.9
I_s (μA)	6250	I_s (μA)	6278
I_e (mA)	56.875	I_e (mA)	49.65
U_{R2} (V)	3.2	U_{R2} (V)	3.1591
U_{R1} (V)	11.8	U_{R1} (V)	11.765
U_{Rc} (V)	5	U_{Rc} (V)	4.983
U_{Re} (V)	2.5	U_{Re} (V)	2.36
U_{ce} (V)	7.5	U_{ce} (V)	7.605

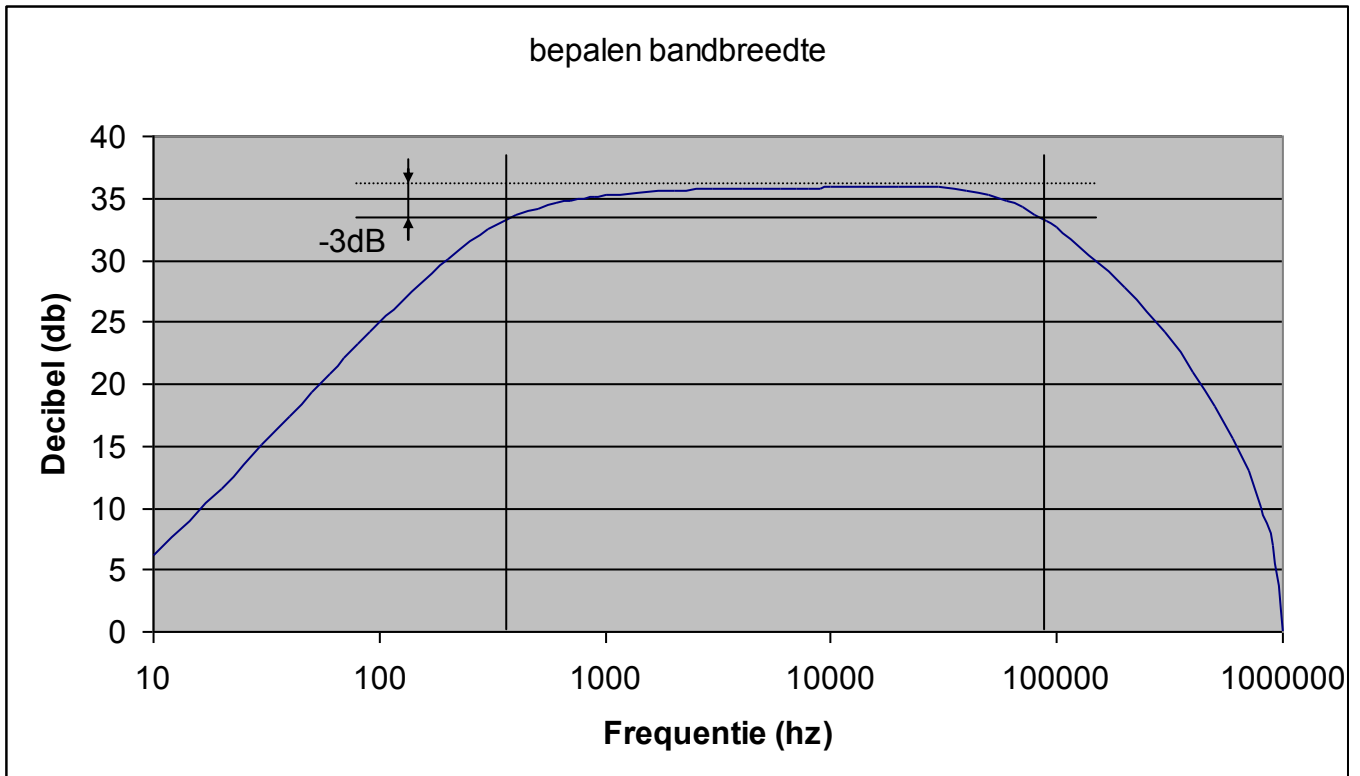
We zien dat de voorop berekende waarden en de gemeten waarden dicht bij elkaar liggen. Het verschil tussen beiden is natuurlijk te wijten aan de toleranties op de componenten, de meettoestellen, de voedingsbronnen, ... De metingen verliepen gespreid over enkele namiddagen.

Opmeten Bandbreedte:

Met bandbreedte bedoelen we het verschil tussen de hoogste en laagste frequentie, waarbij het signaalniveau 3 dB is gezakt t.o.v. het maximum.



Die bandbreedte kunnen we aflezen op de grafiek. We bepalen de grafiek met behulp van de automatische meetstand, die bestaat uit: een functiegenerator, en een voltmeter die door de pc wordt gestuurd. De functiegenerator zendt een signaal met constante amplitude en veranderde frequentie naar de versterker, m.b.v. de uitgangsspanning van de versterker (gemeten door de voltmeter) bepaalt de computer bij iedere frequentie de versterking in dB. Uit deze resultaten kunnen we nu de amplitudekarakteristiek gaan tekenen waaruit we de bandbreedte kunnen bepalen.



Uit de grafiek kunnen we afleiden:

- $f_1 = \pm 600\text{Hz}$
- $f_2 = \pm 90000\text{Hz}$

Hieruit besluiten we dat de bandbreedte 89400Hz is. Omdat 600Hz te verwaarlozen is tegenover 90000Hz, kunnen we zeggen dat de bandbreedte gelijk is aan 90000Hz ofwel 90kHz

Berekenen van de spanningsversterking dB:

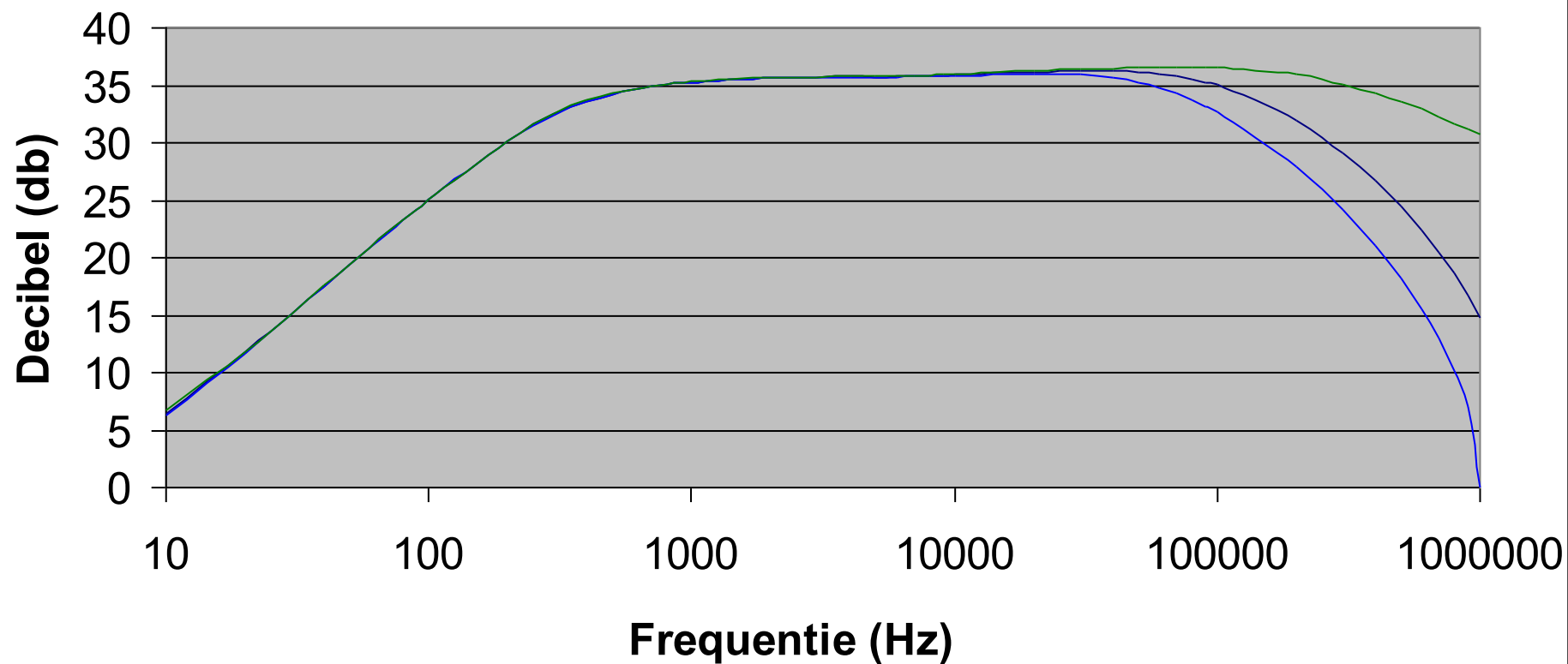
$$\begin{aligned} \text{Decibel of db} \rightarrow [AV]_{\text{db}} &= 20 \times \log [AV] \\ [Ap]_{\text{db}} &= 10 \times \log [Ap] \\ [Ai]_{\text{db}} &= 20 \times \log [Ai] \end{aligned}$$

:

.

db ifv frequentie voor de BC140

— 10 nf over de belasting — 200 μ F voor de ingang — 50 μ F voor de ingang



Eventjes verduidelijken:

- Het eerste verloop bekomen we door een condensator van 10nF parallel over de belasting te plaatsen.
We doen dit om het hoog frequent gedrag van een versterker te bestuderen. Door het parasitaire parallel capacitief gedrag van de transistor te versterken door een condensator van 10nF parallel op de belasting te plaatsen (tussen collector en emitter).
We merken dan ook duidelijk dat de karakteristiek de afsnijfrequentie bereikt en zo de dB waarde verkleint. We zien ook op de grafiek dat de weg van $10 \rightarrow 100$ Hz langzaam naar boven verloopt (dit komt ook voor een stuk omdat we de condensatoren in de kring hebben berekend bij de laagste frequentie van 100 Hz).
De parasitaire capaciteiten zullen een grote rol spelen bij versterking van hoge frequenties.
- De tweede grafiek bekomen we door in parallel over C_b twee condensatoren van $100\mu\text{F}$ (\rightarrow resulteert in $200\mu\text{F}$) te schakelen en we bestuderen de waarden. We zien dat het begin van de grafiek gelijkaardig met de eerste (en derde) grafiek loopt. We kunnen dus aannemen dat de condensatoren die bijgeschakeld werden geen invloed hebben op het verloop tot ongeveer 13000 Hz. Daar zien we dat de grafiek minder stijl verloop dan de eerste, we kunnen het verloop van de grafiek (en dus ook de versterking) aanpassen door een (hoge) C over C_b te plaatsen.
- De derde grafiek bekomen we door twee elementen van $100\mu\text{F}$ in serie te plaatsen (\rightarrow resulteert in $50\mu\text{F}$), en deze dan over C_b plaatsen. we zien dat deze grafiek naar het einde het steilst verloopt en dus ook het minste rendement zal hebben.

De gegevens tabel vindt men terug in de bijlage.

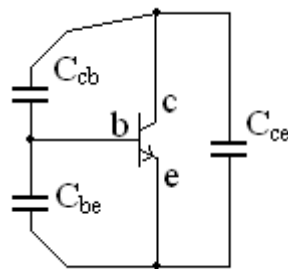
Parasitaire verliezen:

De verklaringen van parasitaire verliezen doet men aan de hand van het effect van Miller.

Een transistor bezit twee PN-overgangen en dus ook parasitaire capaciteiten, die bij hoge frequenties niet meer te verwaarlozen zijn.

We onderscheiden:

- > De basis – emittercapaciteit C_{be} vanwege de be-diode
- > De collector – basiscapaciteit C_{cb} vanwege de db-diode
- > De collector – emittercapaciteit C_{ce} gevormd door de behuizing en bedrading.



Omwille van het Miller effect is de collector-basisspanning het belangrijkste omdat die invloed in de ingangsketen bepalend wordt.

Het geheel zorgt er voor de hoge frequenties minder worden versterkt.

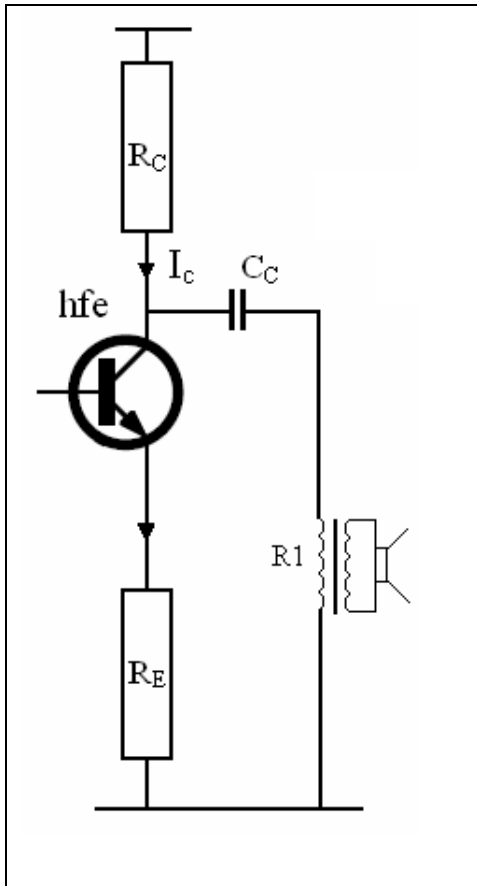
5.3.12 Voor- en nadelen van een klasse A versterker

5.3.12.1 *Het moeilijk regelen van de spanningsversterking (A_v)*

De spanningsversterking wordt gegeven door volgende formule:

$$A_v = \frac{-h_{fe}(R_c // R_C)}{h_{ie}}$$

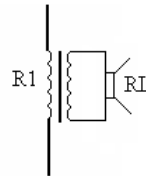
Men kan A_v alleen maar aanpassen door een andere transistor te kiezen (= ander H_{FE} en h_{ie} waarden) en of de collector stroom (dus de weerstand R_C) aan te passen; dit wil zeggen dat de belasting ook een rol speelt (want: bij het veranderen van de collectorweerstand zal de DC-instelling wijzigen, tenzij we ook de voedingsspanning veranderen). ook de belastingsweerstand speelt een belangrijke rol.



$$\text{want: } R_c = \frac{U_{CC} - U_{CE} - U_{RE}}{I_C}$$

We houden liefst de belastingsweerstand zo hoog mogelijk, omdat anders de spanningsversterking te klein wordt. Indien we de versterking hoog willen hebben, maken we gebruik van een hoog ohmige luidspreker. Als we dan toch willen werken met een laagohmige luidspreker kunnen we dit oplossen door een transformator te gebruiken (zie figuur).

$$R_1 = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 R_L \rightarrow \text{wisselstroom weerstand op de}$$

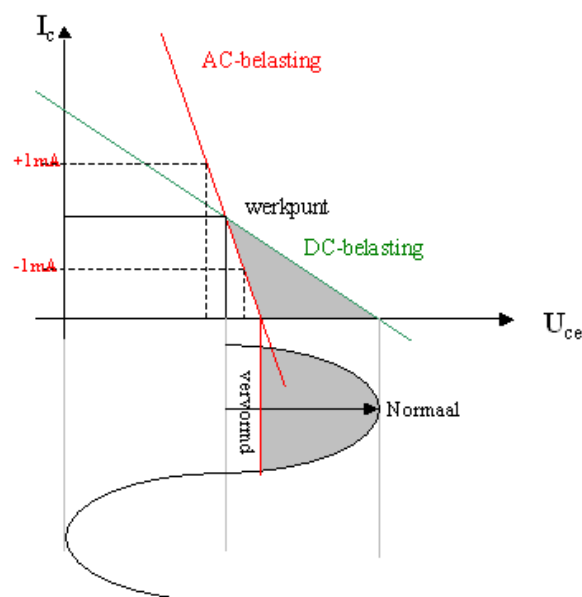


primaire.

Door met veel primaire wikkelingen te werken ten opzichte van de secundaire wikkeling is R_1 groot. In de secundaire willen we een hoge spanning en dit kunnen we bekomen door nog meer windingen te nemen op de secundaire dan op de primaire. De vermogen overdracht is echter dezelfde $P_{\text{primair}} = \pm P_{\text{secundair}}$

Doordat de A_v door deze verschillende factoren beïnvloedbaar is, is het logisch dat A_v ook moeilijk regelbaar is.

We zagen ook dat niet alleen de DC- belastingslijn bepalend is voor het uitgangssignaal, maar ook de AC-belastingslijn. Tijdens de positieve alternantie van signaal treedt er vervorming op (onderstaand grijs gebied is het gebied waar vervorming optreedt).



5.3.12.2 Lineaire Vervorming

De sinusvormige golfvorm is de meest fundamentele golfvorm en hij bevat slechts 1 frequentie. Vierkantsgolven, zaagtandvormige golven en alle andere mogelijke golfvormen bestaan uit een grondgolf en 1 of meerdere harmonischen van de grondgolf. Een versterker mag natuurlijk geen harmonischen hebben; om een zo natuurlijk mogelijke klankversterking te realiseren.

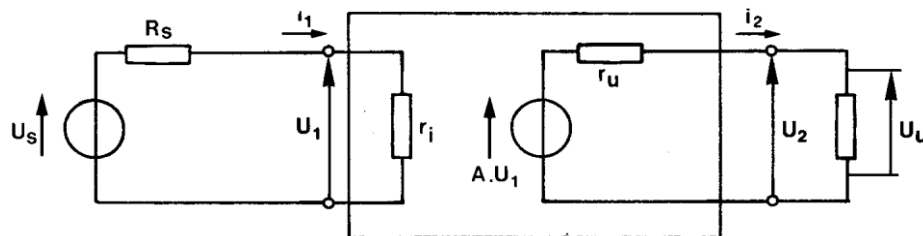
We zagen voordien dat de spanningsversterking niet constant is naar gelang de frequentie, dit zal dus ook voor een vervorming zorgen.

5.3.12.3 Niet lineaire vervorming

Wordt een niet te klein sinusvormig signaal u_{be} aan de ingang van een transistor gelegd, dan is het werkgebied van de transferkarakteristiek niet-lineair. Hierdoor is de uitgangsstroom i_c niet langer zuiver sinusvormig. Omdat i_c doorheen de belastingsweerstand vloeit is ook de uitgangsspanning geen getrouwe kopie van het ingangssignaal. Door de kromming van de transferkarakteristiek treedt er niet-lineaire vervorming op door het ontstaan van neven harmonischen. Hierdoor is de positieve alternantie van i_c groter dan de negatieve. Men spreekt dan ook van amplitudevervorming.

5.3.12.4 Invloed van de ingangsweerstand

Beschouw de principiële voorstelling van een versterker waarbij de gelijkspanningsbron niet getekend wordt, maar wel aanwezig is.



De signaalbron wordt gekenmerkt door haar e.m.s. u_s en haar inwendige resistentie R_s . De ingangsspanning van de versterker wordt dus:

$$u_1 = \frac{r_i}{R_s + r_i} \times u_s$$

Indien $r_i \gg R_s$ dan is u_1 maximaal en praktisch gelijk aan u_s . In dit geval bezit de signaalbron het gedrag van een spanningsbron. Uiteraard blijft de ingangsstroom i_1 door de grote ingangsweerstand erg klein.

$$i_1 = \frac{U_x}{R_x + Z_i}$$

Deze werkingsvoorwaarde is vooral geschikt voor die opnemers die behoorlijk werken bij kleine stromen en weinig mogen belast worden. Bij een klasse A versterker is dit dus niet

van toepassing. Men zit met een kleine ingangsweerstand waardoor de voorversterker meer belast word. Bij ons was onze r_i gelijk aan 766.7Ω , waardoor $u_1 = 2,44998985 \text{ V}$, en $i_1 = 3.1955\mu\text{A}$.

5.3.12.5 *Het lage rendement van de versterker*

De formule voor rendement is:

$$\eta = \frac{P_n}{P_t} \times 100\%$$

$P_n \rightarrow$ vermogen geleverd aan de luidspreker of belasting.

$P_t \rightarrow P_s$ signaalbron, daar dat vermogen miniem is, verwaarlozen we dit vermogen.

$P_v \rightarrow$ vermogen dat geleverd wordt door de gelijkspanningsbron.

$$P_v = U_{cc} \times (I_c + I_s + I_b)$$

$$P_v = 15 \times (49.15 + 6.609 + 6.278) \sqrt{2} = 1316,00350118691 \text{ mW}$$

$$P_n = \frac{U_{eff}^2}{R_l} = \left(\frac{U_{max}}{\sqrt{2}} \right)^2 \times \frac{1}{R_l} = \frac{U_{max}^2}{2R_l} = 0.41 \text{ W}$$

$$\eta = \frac{P_n}{P_t} \times 100\% = 31.15\%$$

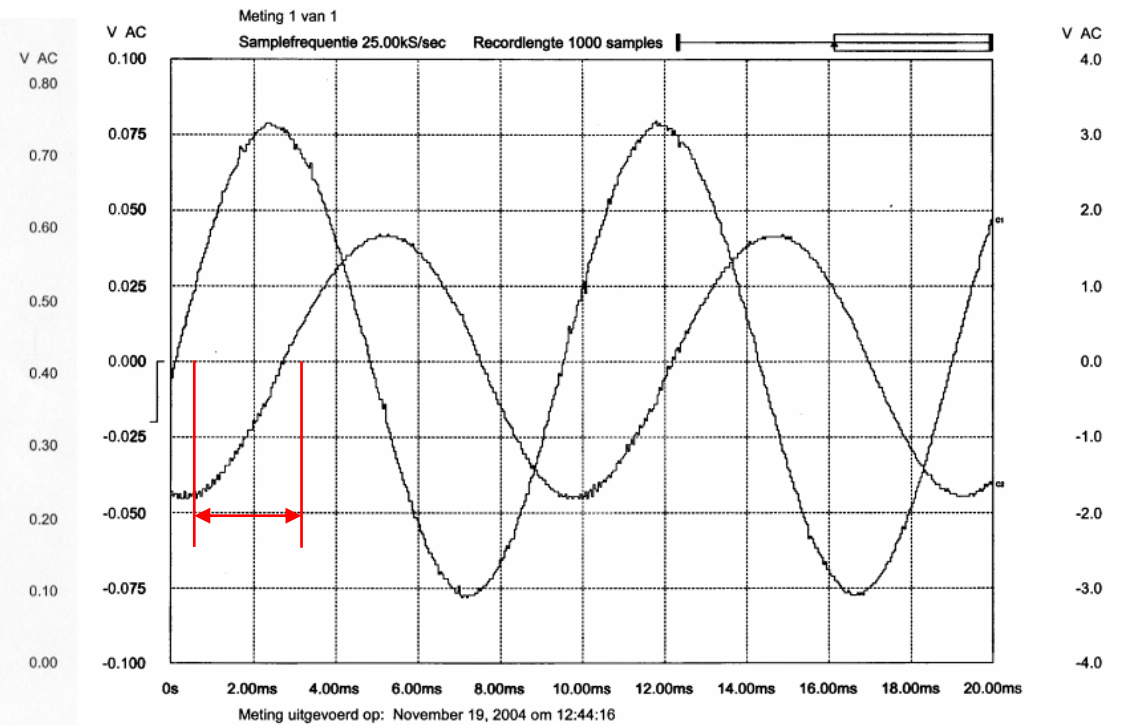
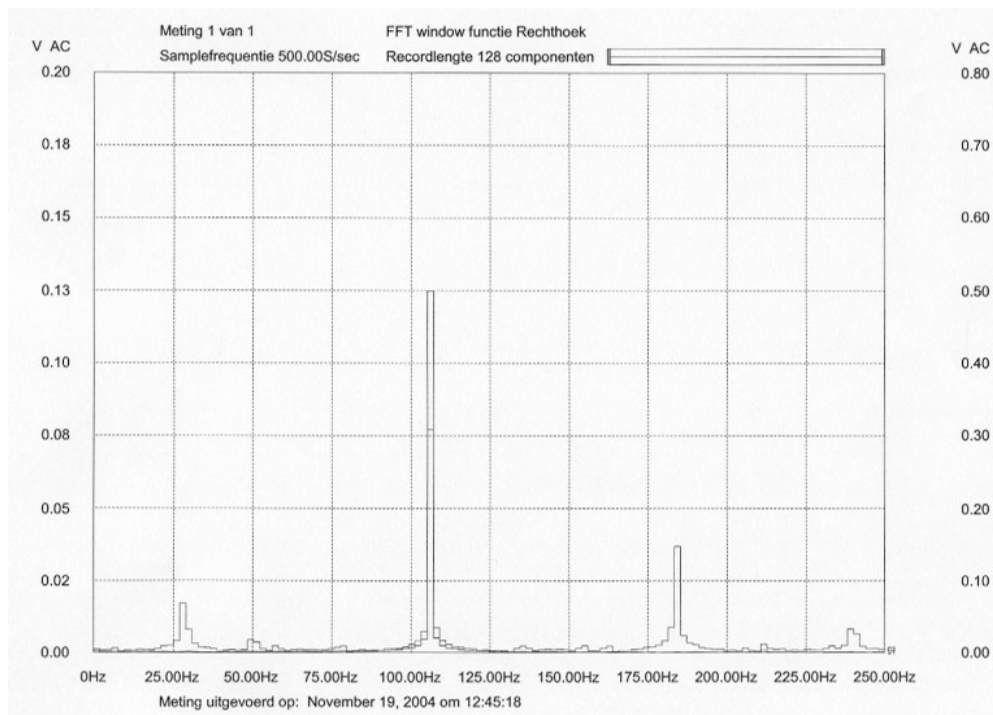
Besluit:

Het toegevoegde vermogen is veel groter dan het geleverd vermogen, waardoor de schakeling te nadelig zou zijn voor vermogenversterking. Voor kleinere versterkingsschakelingen voldoet deze schakeling wel.

5.3.12.6 *Gemeten uitgangssignalen*

Voortbouwend op onze kleine versterker rond het element BC547, hebben we in het labo verder metingen uitgevoerd op de elektronische scope waar we ook de harmonischen (met de spectrum analyser) op konden weergeven:

Meting op 100 Hz:



Op de eerste figuur is een resultaat van een spectrum analyser op de ingang te zien. We hebben op de ingang van de versterker een frequentie van ongeveer 100Hz aangesloten. We zien duidelijk dat de grootste piek te vinden is op (ongeveer) 100Hz, maar er treden ook piekjes op andere plaatsen op. Deze noemen we harmonischen en worden gegenereerd door de versterker. Het signaal dat buiten komt, is niet alleen versterkt, maar ook vervormd door de aanwezigheid van harmonischen. Hier zien we duidelijk dat de 3de harmonische het grootst is (zie THD).

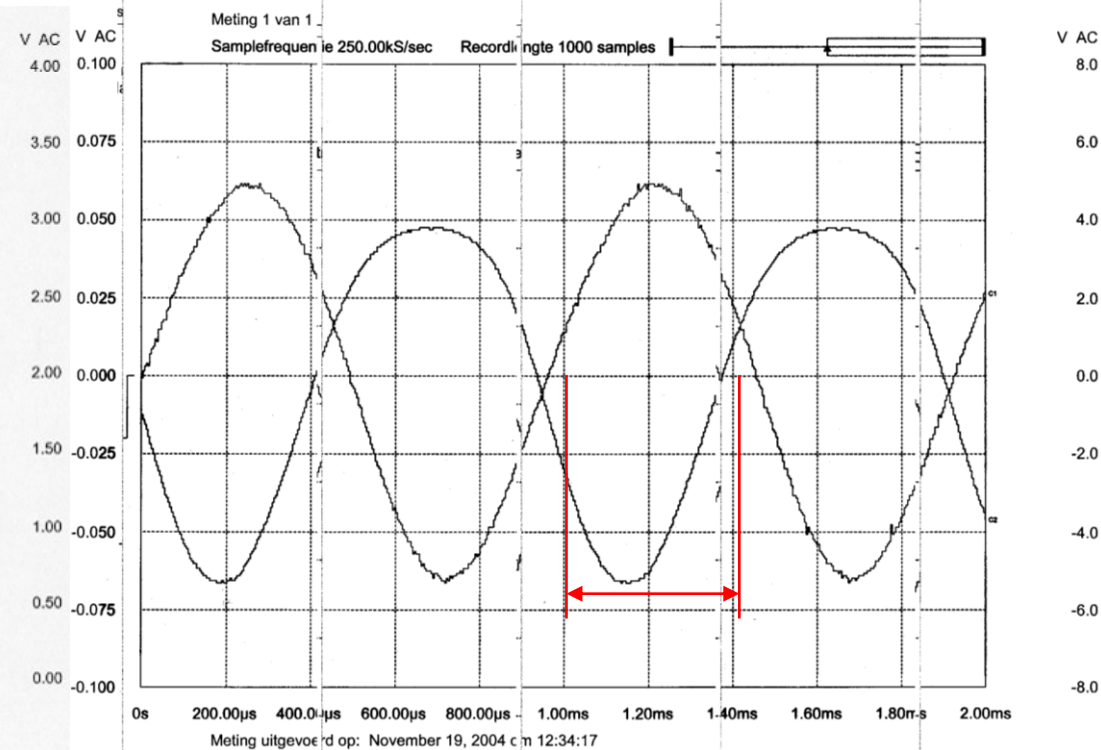
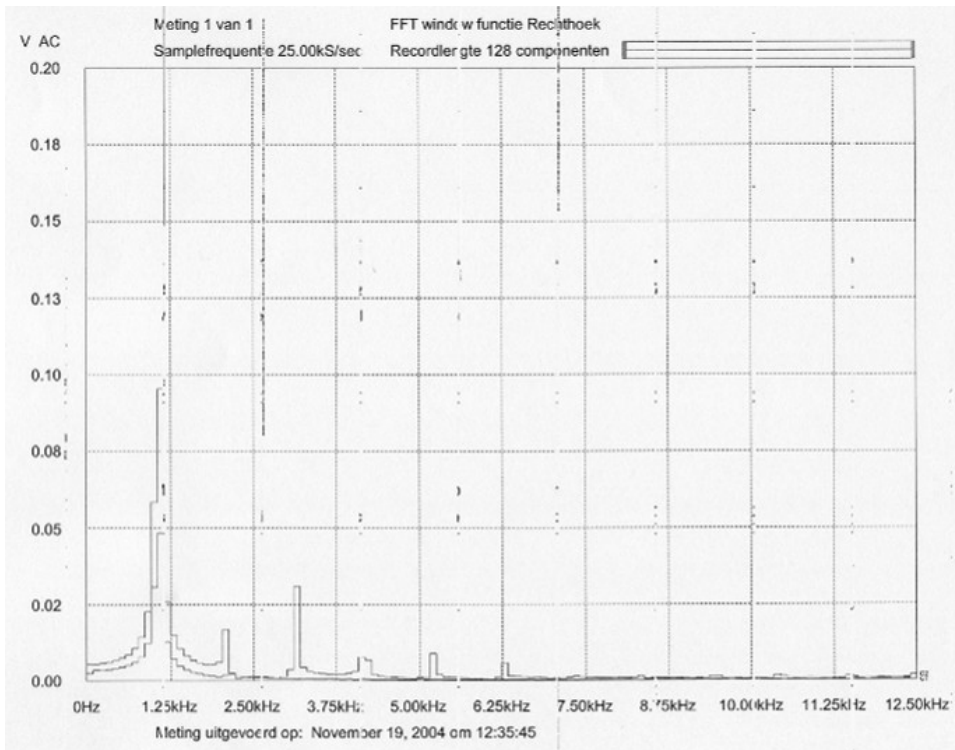
Het tweede beeld is het ingangs- en uitgangssignaal opgemeten met de oscilloscoop. Er vallen twee zaken op het ingangssignaal is kleiner dan het uitgangssignaal en werd dus versterkt. We zien ook dat het uitgangssignaal ϕ^{graden} verschoven is t.o.v. het ingangssignaal. Dit ongeveer 1.3 hokje = 2.6 ms

$$f = 100\text{Hz} \quad T = \frac{1}{f} = \frac{1}{100\text{Hz}} = 10\text{ms} = 360^\circ$$

$$\varphi = \frac{360^\circ}{10\text{ms}} \times t \rightarrow 9.36^\circ$$

$$A_V = \frac{u_o}{u_i} = \frac{3.50\text{V}}{0.16\text{V}} = 21.875\text{maal}$$

Meting op 1 kHz:



Voor de 2^{de} meting nemen we een frequentie van 1kHz. We zien net als vorige keer een piek van de vooraf ingestelde frequentie, maar we zien nu reeds duidelijker dat er verscheidende harmonische aanwezig zijn die naarmate ze verder van de grondgolf (1kHz) afwijken, hoe zwakker ze worden. We vinden harmonischen terug op 3kHz, 5.25kHz, 6 kHz, ... daar kunnen we nog piekjes waarnemen.

Net zoals bij voorgaande meting zien we dat er een fase verschuiving is tussen ingangs- en uitgangssignaal en dat dit deze keer groter is dan bij 100 Hz. Hier ongeveer 2hokjes $\rightarrow 0.4ms$

$$f = 1000Hz \quad T = \frac{1}{f} = \frac{1}{1000Hz} = 1ms = 360^\circ$$

$$\varphi = \frac{360^\circ}{10ms} \times t \rightarrow 144^\circ$$

$$A_v = \frac{u_o}{u_i} = \frac{10V}{0.09V} \\ = 111.11maal$$

Hiermee hebben we aangetoond dat de nadelen die we in voorgaande puntjes bespraken, klopp

5.3.13 THD

In technische specificaties wordt vervorming vaak gespecificeerd als THD, wat staat voor Third Harmonic Distortion. Daarom is het belangrijk de harmonischen van een versterker te gaan meten. Dit is omdat THD steeds een vervorming is van een golfvorm.

Daarbij is het zo dat oneven harmonischen door het menselijke oor veel sterker worden waargenomen, wanneer deze aan een signaal worden toegevoegd dan even harmonischen.

In de meetpraktijk doet men dit door aan de versterker een zuiver en onvervormd sinussignaal van een bepaalde frequentie (bvb. 1000 Hz) toe te voegen.

De signaalsterkte van de 3000 Hz component wordt dan gemeten en deze waarde vergeleken met die van hetingangssignaal. De verhouding tussen beide is dan het THD vervormingspercentage.

Vanzelfsprekend kan dit ook in dB worden uitgedrukt. In de meting bedraagt de THD (in %) $0.28/0.9 = 31,11\%$ (wat heel erg groot is).

Men kan ook spreken over Total Harmonic Distortion, dit is dan de totale som van de oneven harmonischen.

5.4 De unipolaire transistor als versterker

5.4.1 De unipolaire transistor

De bipolaire transistor is opgebouwd, zoals de naam het zelf zegt, uit twee PN-overgangen. Hierbij wordt de collectorstroom bepaald door de waarde van de basisstroom. Daarom is het noodzakelijk dat de PN-overgang van de basis-emitter junctie in doorlaat staat en de basis-collector junctie in sper.

De unipolaire transistoren of veldeffecttransistoren of FET (= Field Effect Transistor) is opgebouwd uit slechts één PN-overgang. Hierbij zal de sturing nu niet meer gebeuren via een stroom, maar d.m.v. een elektrisch veld.

We onderscheiden bij de veldeffecttransistoren of FET twee uitvoeringsvormen :

- 1) Junctie FET of JFET waarbij de sturelektrode gescheiden wordt door één PN-overgang die in sperzin is aangesloten.
- 2) MOSFET of Metal oxide screen FET waarbij de sturelektrode geïsoleerd is door een dun laagje oxide en niet door een PN-overgang

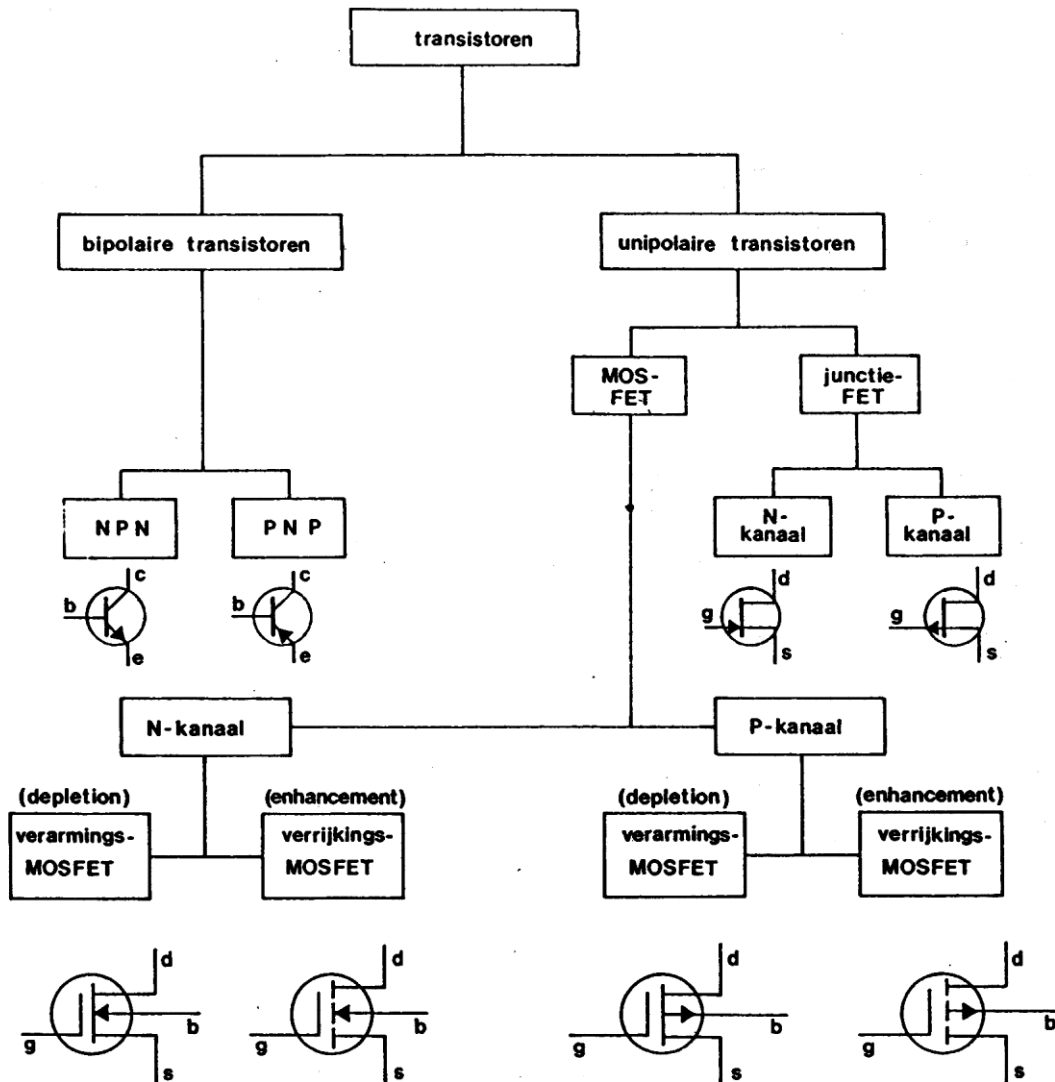
De FET is zoals de bipolaire transistor een actief element met eveneens drie aansluitklemmen, namelijk :

- De source (s) of bron
- De gate (g) of sturelektrode
- De drain (d) of de afvoerelektrode

Omdat de FET eveneens kan beschouwd worden als een vierpool waarbij één van de aansluitklemmen gemeenschappelijk is aan in- en uitgang, leidt dit tot de volgende drie versterkerschakelingen :

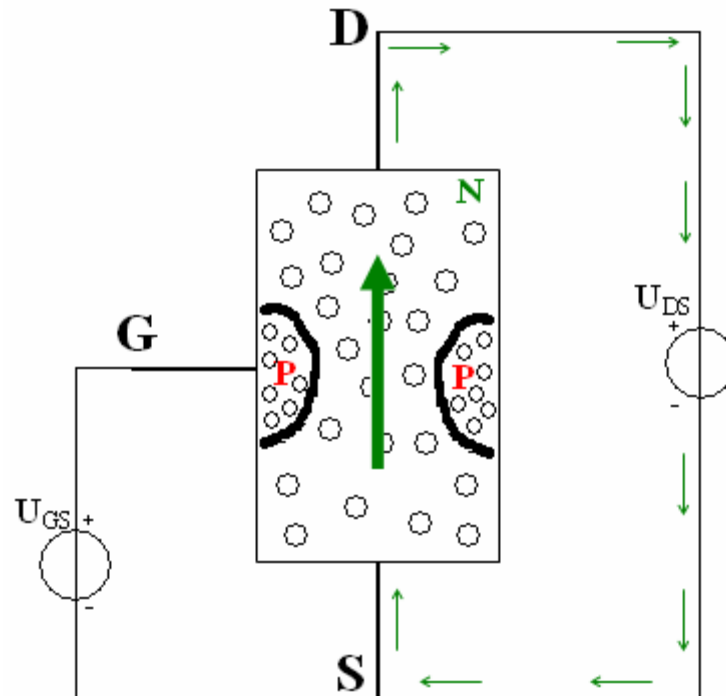
- De gemeenschappelijke source-schakeling of GSS
- De gemeenschappelijke drain-schakeling of GDS
- De gemeenschappelijke gate-schakeling of GGS

In onderstaande figuur wordt een overzicht gegeven van de beschikbare transistoren en hun symbolen.



5.4.2 DE JFET opbouw en werking

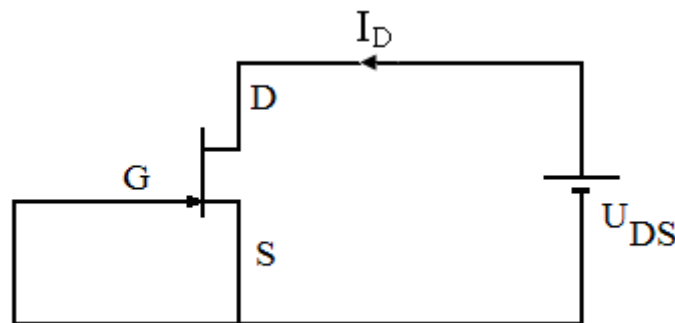
De opbouw van een junctie FET of JFET ziet er als volgt uit :



We maken hierbij onderscheid tussen de elektronenstroom of technische stroomzin en de gatenstroom of conventionele stroomzin. De werking van een P-kanaal JFET is dan analoog.

5.4.3 De gate-source spanning is gelijk aan nul

- Voorstelling:

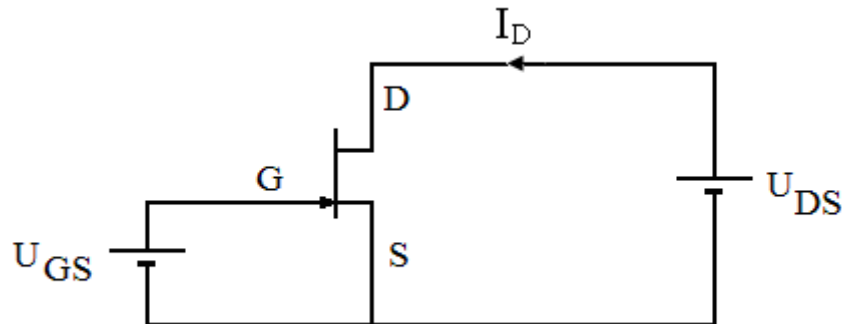


- Verklaring:

Er vloeit een drainstroom van enkele mA, immers het N-materiaal is een geleider door het inbrengen van ladingsdragers, en er zijn dus geen gesperde juncties.

5.4.4 De gate-source spanning is positief

- Voorstelling:

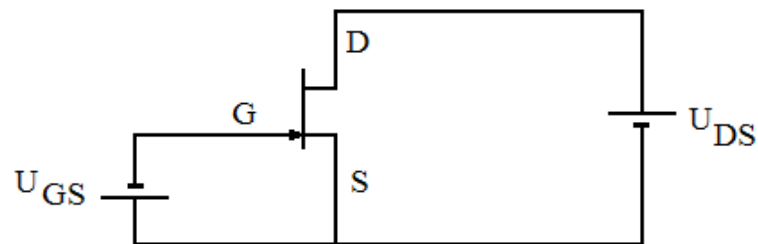


- Verklaring:

De PN-junctie tussen gate en source staat in doorlaat, het kanaal is open en er vloeit een stroom in de gate, maar deze heeft geen enkel nut. U_{GS} positief wordt dan ook nooit gebruikt.

5.4.5 De gate-source spanning is negatief

- Voorstelling:



- Verklaring:

De PN-junctie tussen gate en source staat gesperd. Er ontstaat dus een verarmingslaag. Deze is een isolator waardoor het kanaal tussen drain en source (waardoor de drainstroom vloeit) versmalt. De ohmse weerstand vergroot (de doorsnede van het kanaal verkleint) zodat de drainstroom verkleint. Wanneer de gate voldoende negatief is kan het kanaal volledig dicht gaan. De FET is afgeknepen of in cut-off. We bevinden ons dan in het afknijppunt of het pinch-off punt. De gate source spanning die nodig is om de FET af te knijpen noemt men de cut-off spanning U_C , pinch-off spanning U_P .

- Besluit:

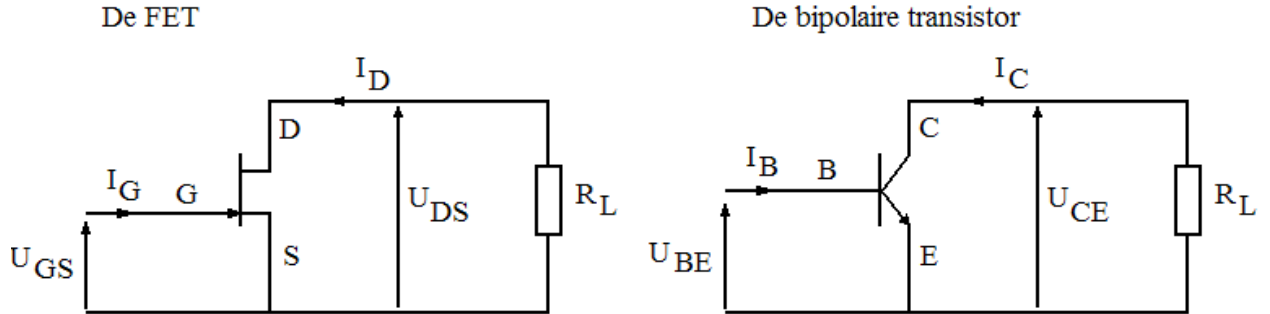
Aangezien een FET gebruikt wordt met een gesperde gate-source overgang, vloeit er geen stroom (tenzij een lekstroom) in de gate. Deingangsimpedantie van de FET is dan ook ongeveer oneindig. De FET wordt niet gestuurd door een stroom, zoals bij een bipolaire transistor, maar door een spanning. Een transistor is m.a.w. stroomgestuurd, een FET is spanningsgestuurd

5.4.6 Karakteristieken en parameters

Net zoals bij de bipolaire transistor worden de karakteristieken van een slechts één versterkerschakeling gepubliceerd. Bij de bipolaire transistor is dit de GES (Gemeenschappelijke Emitter Schakeling), bij de JFET wordt dit de GSS (Gemeenschappelijke Source Schakeling).

Bij de GES waren de basisstroom I_B en de basis-emitterspanning U_{BE} de ingangsgrootheden en de collectorstroom I_C en de collector-emitterspanning U_{CE} de uitgangsgrootheden.

Bij de GSS worden de gatestroom I_G en de gate-sourcespanning U_{GS} de ingangsgrootheden en de drainstroom I_D en de drain-sourcespanning U_{DS} de uitgangsgrootheden.



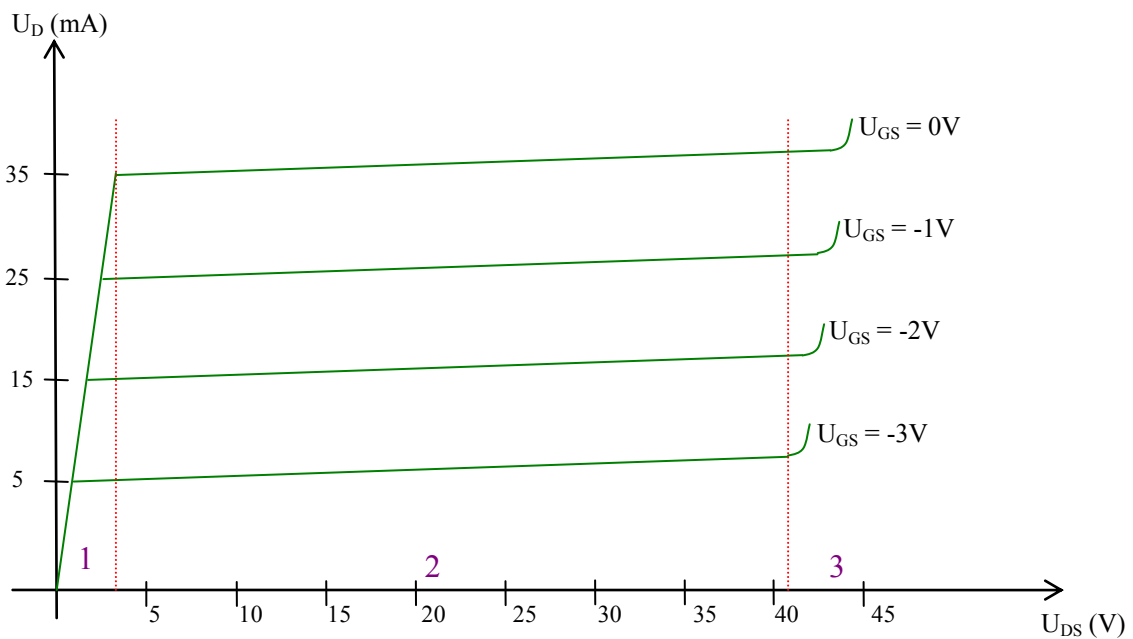
Het verband tussen deze in- en uitgangsgrootheden wordt weergegeven in de FET-karakteristieken.

- Uitgangskarakteristiek

De uitgangskarakteristiek geeft het verband weer tussen de uitgangsspanning (drain-sourcespanning U_{DS}) en uitgangsstroom (drainstroom I_D) van een JFET bij een constante gate-sourcespanning U_{GS} .

$$I_D = f(U_{DS}) \text{ met } U_{GS} = \text{cte.}$$

Karakteristiek



Werkgebieden

We onderscheiden drie werkgebieden :

- 1) Voor een bepaalde U_{GS} gedraagt de FET zich als een weerstand tussen drain en source. Dit zien we aan de schuine lijn van de karakteristiek. Er is een lineair verband tussen U_{DS} en I_D . Door U_{GS} te wijzigen kan men de helling van de karakteristiek veranderen en dus de weerstandswaarde wijzigen.
→ De FET gedraagt zich als een **spanningsgestuurde weerstand**.
- 2) Zelfs indien de spanning U_{DS} verandert, blijft de drainstroom I_D nagenoeg constant. De waarde van de drainstroom is dus enkel nog afhankelijk van de spanning U_{GS} .
→ De FET gedraagt zich als een **spanningsgestuurde stroombron**.
- 3) Het doorslaggebied

Parameter:

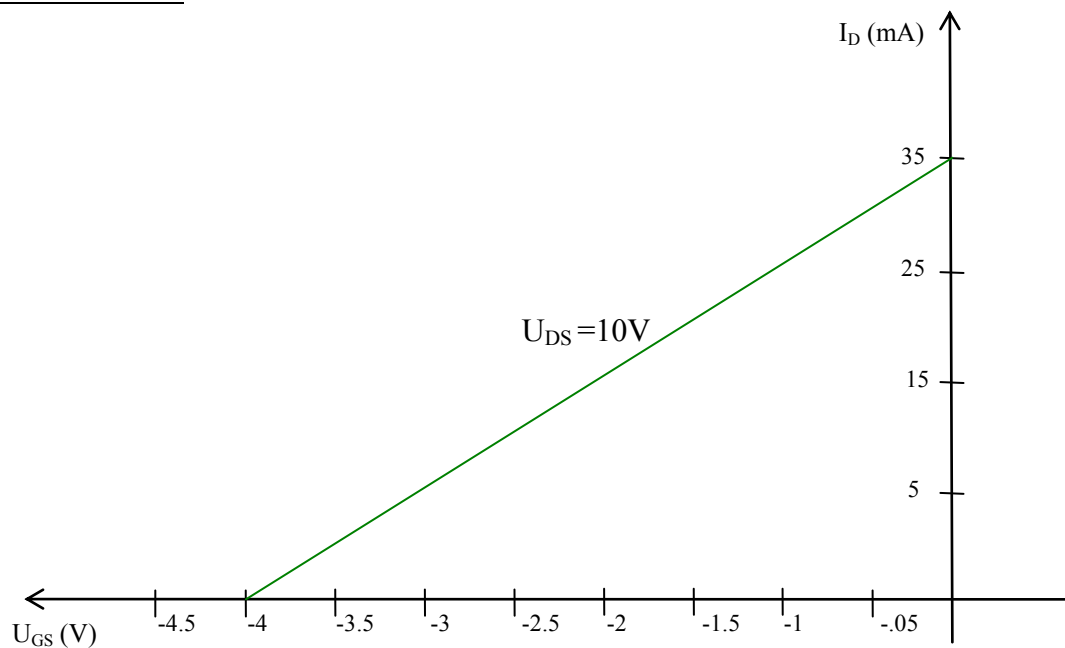
Bij constante U_{GS}
$Y_{os} = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{DS}} \text{ [Siemens]}$

- Transferkarakteristiek:

Deze karakteristiek geeft het verband weer tussen uitgang en ingang van een JFET. Bij een GSS is dit verband tussen de uitgangsstroom (drainstroom I_D) en de ingangsspanning (gate-sourcespanning U_{GS}) bij een constante drain-sourcespanning U_{DS} .

$$I_D = f(U_{GS}) \text{ met } U_{DS} = \text{cte.}$$

Karakteristiek:



Parameter:

Bij constante U_{DS}
$Y_{fs} = Y_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \text{ [Siemens]}$

- Ingangskarakteristiek:

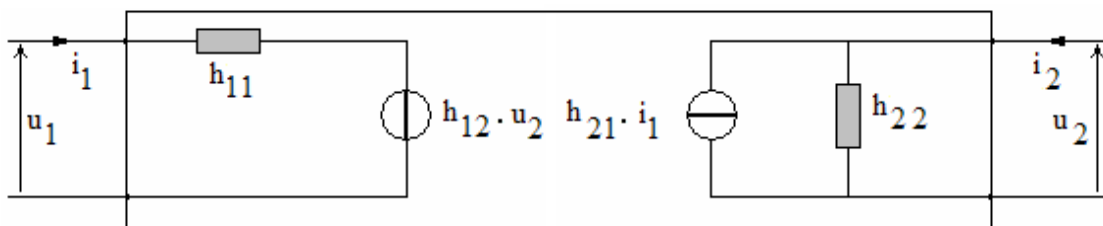
De ingangskarakteristiek geeft het verband weer tussen deingangsspanning (gate-sourcespanning U_{GS}) en ingangsstroom (gatestroom I_G) van een JFET bij een constante drain-sourcespanning U_{DS} .

$$I_G = f(U_{GS}) \text{ met } U_{DS} = c^{te}$$

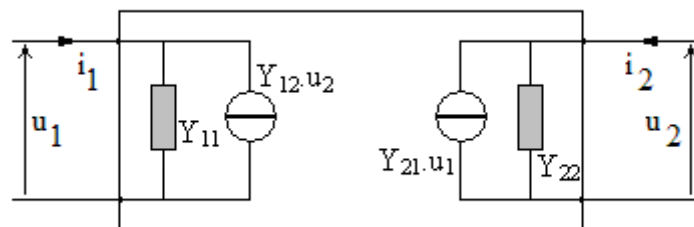
De fabrikant duidt de ingangskarakteristiek niet aan omdat er in de gate geen stroom vloeit tenzij een lekstroom van enkele pA.

5.5 Signaalvervangingschema van een JFET

Voor de praktische realisatie van een versterkerschakeling met transistoren worden door de fabrikanten in de databoeken de parameters meegedeeld, die de transistor als vierpool beschrijven. In onderstaande figuur wordt de transistor als vierpool voorgesteld met behulp van h-parameters.



De transistor als vierpool met h-parameters is eveneens te schrijven als een vierpool met y-parameters. De omzetting van h-parameter naar y-parameter is mogelijk via matrix berekeningen (zie hogere studies). De transistor als vierpool met y-parameters ziet er nu als volgt uit :



Volgende twee vierpoolvergelijkingen omschrijven volledig het gedrag van de transistor als vierpool met h-parameters:

$$u_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2$$

$$u_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2$$

Volgende twee vierpoolvergelijkingen omschrijven volledig het gedrag van de transistor als vierpool met y-parameters:

$$i_1 = y_{11} \cdot u_1 + y_{12} \cdot u_2$$

$$i_2 = y_{21} \cdot u_1 + y_{22} \cdot u_2$$

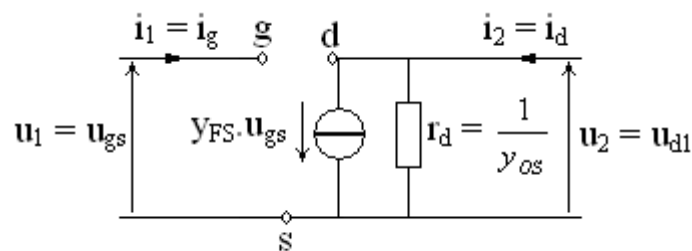
Omdat de FET een ingangsstroom $i_1 = 0$ heeft, volstaat slechts één vergelijking om het gedrag van een FET volledig te beschrijven.

$$i_2 = y_{21} \cdot u_1 + y_{22} \cdot u_2$$

Voor de FET in een gemeenschappelijke source-schakeling (GSS) kan bovenstaande uitdrukking ook als volgt worden geschreven:

$$I_d = y_{FS} \cdot u_{gs} + y_{0S} \cdot u_{ds}$$

Het signaalvervangingschema met y-parameters voor een FET in een GSS ziet er nu als volgt uit :



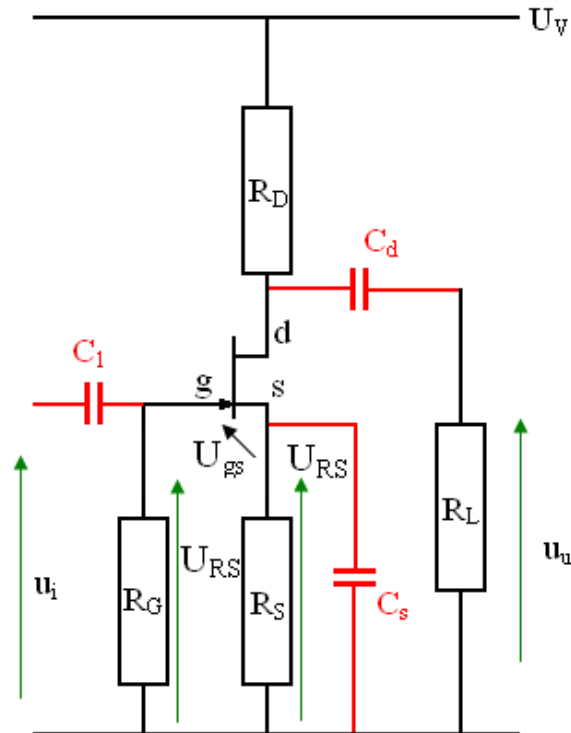
We onderscheiden twee delen:

- Een ingangsketen met $i_g = 0$ en $r_i = \infty$
- Een uitgangsketen met stroombron $y_{FS} = u_{gs}$ en uitgangsweerstand $r_d = \frac{1}{y_{0S}}$

5.6 De JFET als klein signaal-versterker in klasse-A

5.6.1 Instelling van een JFET met source-weerstand R_S

- Schakeling:



- Werking:

Om de FET te sturen moet men ervoor zorgen dat de gate negatief is t.o.v. de source, of de source positief is t.o.v. de gate.

We leggen de gate voor DC aan massa en we maken de source positief t.o.v. de gate. Om de source positief te maken, laat men een sourcestroom I_S vloeien door een sourceweerstand R_S . Hierdoor staat op de source een positieve spanning en daar de gate op nulpotentiala staat, wordt de gate-source spanning U_{GS} negatief.

De gate zullen we niet rechtstreeks aan massa hangen, omdat het ingangssignaal via C_1 aan de gate van de FET toekomt. Om een zo hoog mogelijke ingangsimpedantie te verkrijgen, legt men de gate aan massa met een hoogohmige weerstand R_G . Voor gelijkspanning en -stroom blijft dit hetzelfde daar in de gate en door deze weerstand R_G geen stroom vloeit.

- Instelling:

Net zoals bij een bipolaire transistor geldt voor een klasse-A instelling :

$$U_{DS} = \frac{1}{2} U_V$$

$$U_{RS} = \frac{1}{6} U_V = I_S \times R_S = I_D \times R_S \text{ want } I_G = 0$$

$$U_{RS} = -U_{gs} \text{ want } U_{RG} = 0$$

De grootte van de drainstroom I_D en de gate-sourcespanning U_{GS} kan bepaald worden door het snijpunt van de transfertkarakteristiek en de belastingslijn.

De twee vergelijkingen worden nu :

Uitgangskarakteristiek:

$$\begin{aligned} U_{DD} = U_V = U_{RD} + U_{DS} + U_{RS} & & U_{RS} = U_{GS} + U_{RS} \\ = I_D R_D + U_{DS} + I_S R_S & & 0V = U_{GS} + U_{RS} \\ = I_D (R_D + R_S) + U_{DS} \quad (I_G = 0 \rightarrow I_D = I_S) & & U_{GS} = -I_D \times R_S \end{aligned}$$

• Voorbeeld oefening:

Gegeven: $U_{DD} = 12 \text{ V}$
 $R_S = 680 \Omega$; $R_D = 1 \text{ k}\Omega$ en $R_G = 1 \text{ M}\Omega$

Gevraagd: Bepaal U_{GS} , I_D en U_{DS}

Oplossing:

Uitgang:

$$\begin{aligned} U_{DD} = U_V = U_{RD} + U_{DS} + U_{RS} \\ = I_D R_D + U_{DS} + I_S R_S \\ = I_D (R_D + R_S) + U_{DS} \\ \mathbf{1^{ste} punt:} \quad I_D = 0 \rightarrow U_{DS} = U_{DD} = 12V \\ \mathbf{2^{de} punt:} \quad U_{DS} = 0 \rightarrow I_D = (U_{DD}) / (R_D + R_S) = 12V / (680\Omega + 1k\Omega) = 7.143 \text{ mA} \end{aligned}$$

transfer:

$$\begin{aligned} U_{RS} = -U_{GS} = I_D \cdot R_S \\ \mathbf{1^{ste} punt:} \quad I_D = 0 \rightarrow U_{GS} = 0V \\ \mathbf{2^{de} punt:} \quad I_D = 10 \text{ mA} \rightarrow U_{GS} = -I_D \cdot R_S = -10 \text{ mA} \cdot 680\Omega = -6.8V \end{aligned}$$

Uit de karakteristiek (zie bijlage) weten we:
 $= U_{GS} = -1.857V$; $I_D = 8.511 \text{ mA}$; $U_{DS} = 7.511V$

De drainstroom I_D en de gate-sourcespanning U_{GS} kunnen ook opgegeven worden, dit wordt duidelijk gemaakt via een 2^{de} voorbeeld:

Gegeven: $U_{DD} = 15\text{ V}$
 $I_D = 5\text{ mA}$

Gevraagd: Bepaal R_S , R_D en R_G voor klasse A instelling

Oplossing:

$$U_{DS} = \frac{1}{2}U_{DD} = \frac{1}{2} \times 15\text{ V} = 7.5\text{ V}$$

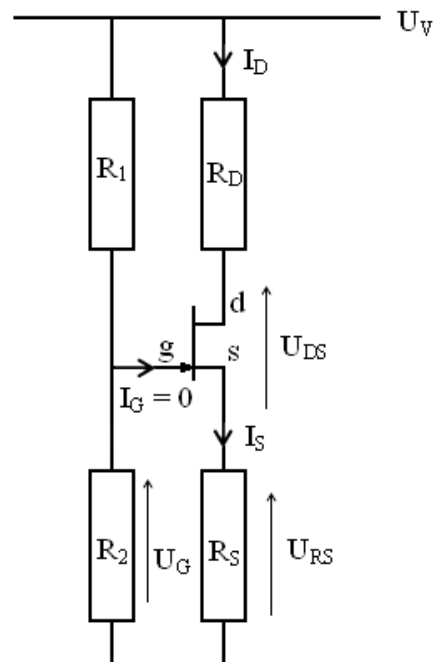
$$U_{RS} = \frac{1}{6}U_{DD} = \frac{1}{6} \times 15\text{ V} = 2.5\text{ V} = -U_{gs} = I_D R_S$$

$$\Rightarrow R_S = \frac{U_{RS}}{I_D} = \frac{2.5\text{ V}}{5\text{ mA}} = 500\Omega \rightarrow R_G = 1\text{ of } 10\text{ M}\Omega (\text{moet zeer hoog zijn})$$

$$\Rightarrow R_D = \frac{U_{RD}}{I_D} = \frac{U_{DD} - U_{DS} - U_{RS}}{I_D} = \frac{15\text{ V} - 7.5\text{ V} - 2.5\text{ V}}{5\text{ mA}} = 1\text{ k}\Omega$$

5.6.2 Instelling van een JFET met spanningsdeler

- Schakeling:



- Werking

Met behulp van de spanningsdeler R_1 en R_2 wordt de gate op een hoge positieve gelijkspanning gebracht:

$$U_G = U_{DD} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Hieruit volgt dat de source op een nog hogere spanning moet komen. Dit betekent dat R_S aanzienlijk groter wordt zodat de spreiding van de instelstroom en de temperatuursafhankelijkheid sterk verminderd is door een grote gelijkstroomtegenkoppeling. Daarom is de instelling met spanningsdeler en hoge R_S -waarde een stabielere instelling.

Omdat de ingangsimpedantie hoog ohmige zou blijven zodat de signaalbron u_s niet teveel zou belast worden, nemen we eveneens voor R_1 en R_2 hoog ohmige weerstanden.

Het instellen van een J-FET gebeurt dan op analoge manier zoals een bipolaire transistor.

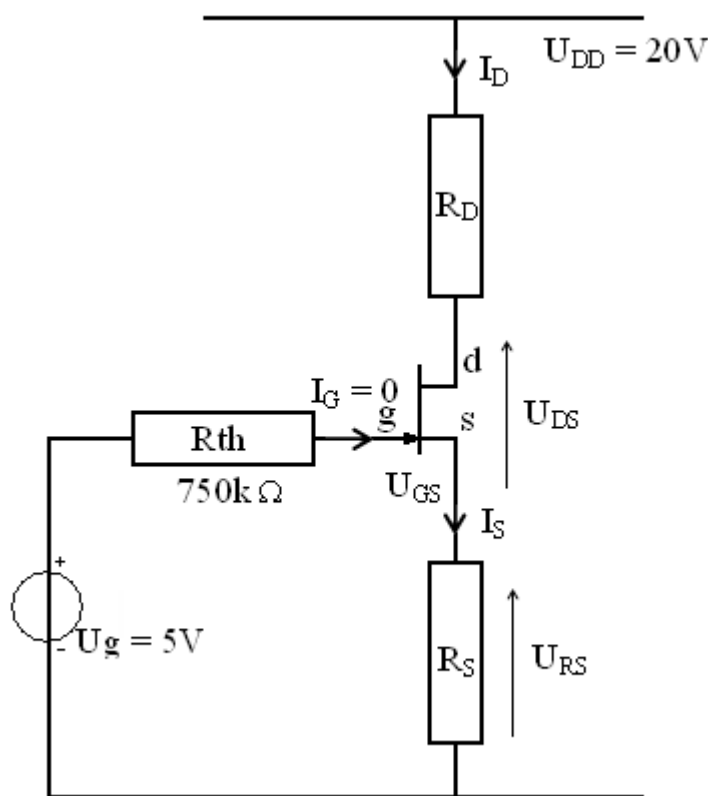
- Oefening

Gegeven: $U_{DD} = 20\text{ V}$

$R_1 = 3\text{ M}\Omega$; $R_2 = 1\text{ M}\Omega$; $R_S = 1,2\text{ k}\Omega$ en $R_D = 820\ \Omega$

Gevraagd: Bepaal I_S , U_{GS} en U_{DS} voor de BFW11

Oplossing:



$$U_G = U_{DD} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 20V \frac{1\text{M}\Omega}{1\text{M}\Omega + 3\text{M}\Omega} = 5V$$

$$R_{th} = R_1 // R_2 = 1\text{M}\Omega // 3\text{M}\Omega = 750\text{k}\Omega$$

$$U_g = U_{GS} + U_{RS}$$

$$\rightarrow U_{GS} = U_g - U_{RS}$$

$$\rightarrow U_{GS} = U_g - (I_D \times R_S)$$

$$\Rightarrow U_{GS} = 0$$

$$I_D = \frac{U_g}{R_S} = \frac{5V}{1,2k} = 4,16\text{mA}$$

$$\Rightarrow I_D = 0$$

$$U_{GS} = U_g = 5V$$

$$U_{DD} = U_{RD} + U_{DS} + U_{RS}$$

$$= I_D R_D + U_{DS} + I_S R_S$$

$$= I_D (R_D + R_S) + U_{DS}$$

$$\Rightarrow I_D = 0$$

$$U_{DS} = U_{DD} = 20V$$

$$U_{DS} = 0$$

$$\rightarrow I_D = \frac{U_{DD}}{R_D + R_S} = \frac{20V}{820\Omega + 1,2k} = 9,9\text{mA}$$

De drainstroom I_D en de drain-sourcespanning U_{DS} kunnen ook opgegeven worden, dit wordt duidelijk gemaakt via een 2^{de} voorbeeld:

Gegeven: $U_{DS} = 15 \text{ V}$
 $I_D = 3 \text{ mA}$, $U_{GG} = 7,5 \text{ V}$

Gevraagd: Bepaal R_1 , R_2 , R_S en R_D voor klasse A instelling

Oplossing:

$$U_{DS} = \frac{1}{2} U_{DD} = 0,5 \times 15 \text{ V} = 7,5 \text{ V}$$

$$U_{RS} = \frac{1}{6} U_{DD} = \frac{1}{6} 15 \text{ V} = 2,5 \text{ V}$$

$$R_S = \frac{U_{RS}}{I_D} = \frac{2,5 \text{ V}}{3 \text{ mA}} = 833,334 \Omega$$

$$U_{RD} = U_{DD} - U_{DS} - U_{RS} = 15 \text{ V} - 7,5 \text{ V} - 2,5 \text{ V} = 5 \text{ V}$$

$$R_D = \frac{U_{RD}}{I_D} = \frac{5 \text{ V}}{3 \text{ mA}} = 1,667 \text{ k}\Omega$$

$$U_{CG} = U_{DD} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 15 \text{ V} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

De verhouding van R_1 en R_2 bepaalt niet alleen de spanning op de gate, maar ook de ingangsimpedantie van de kring. Z_i moet zo groot mogelijk zijn zodat R_1 en R_2 zo groot mogelijk moeten zijn.

Bij voorbeeld: $z_i = 900 \text{ k}\Omega$

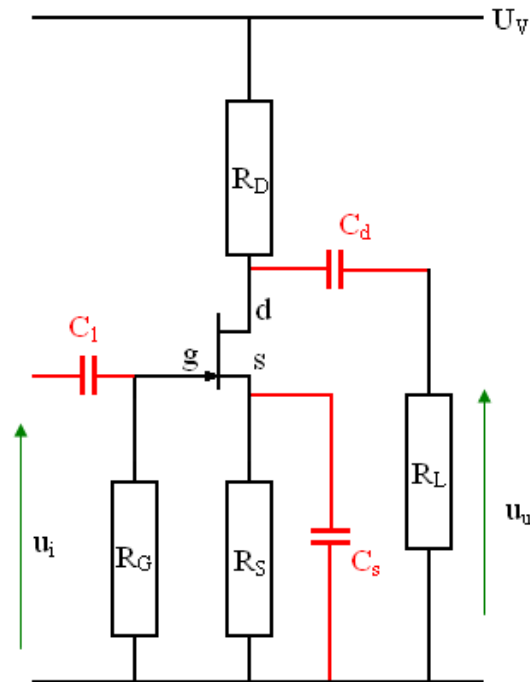
$$z_i = R_1 // R_2 = R_1 \left[\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right] = 900 \text{ k}\Omega \rightarrow \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{7,5 \text{ V}}{15 \text{ V}} = 0,5$$

$$R_1 = 1,8 \text{ M}\Omega$$

$$R_2 = 1,8 \text{ M}\Omega$$

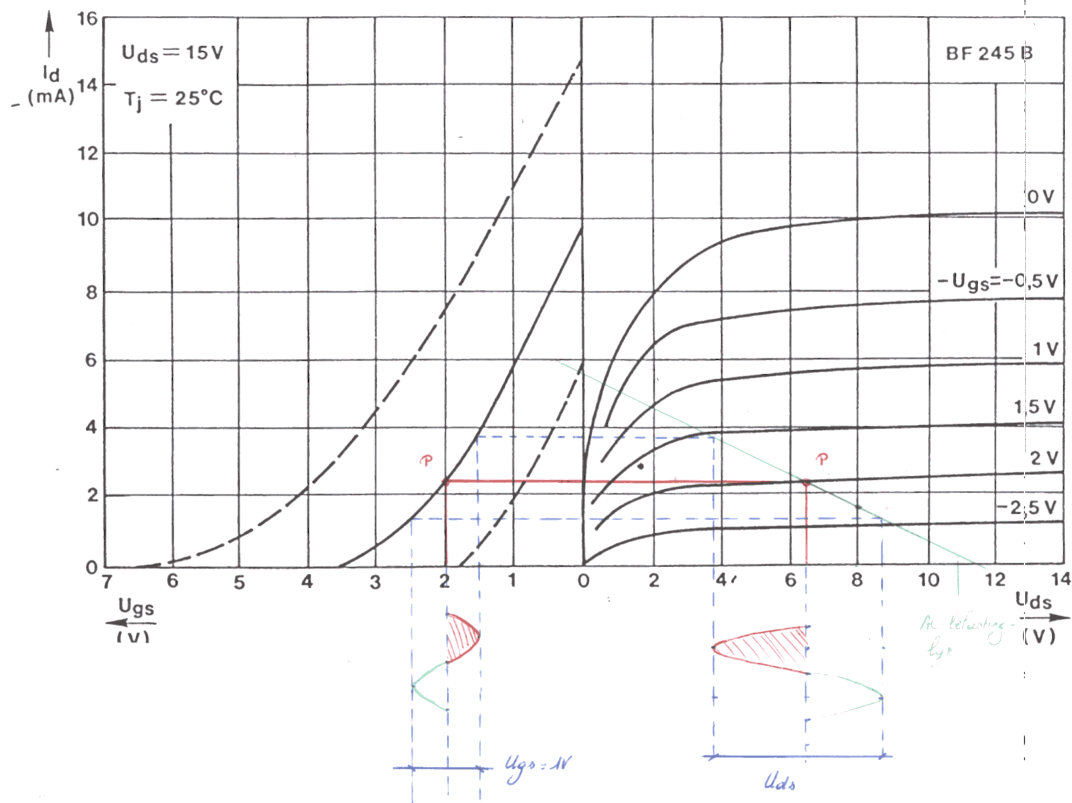
5.6.3 De FET als wisselspanningsversterker

- Schakeling



- Werking

In de versterkerschakeling van bovenstaande figuur is een J-FET geschakeld met een negatieve gate-sourcespanning $U_{GS} = -2\text{ V}$.



Volgens de transfertkarakteristiek vloeit er bij $U_{GS} = -2\text{ V}$ een constante drainstroom

$$I_D = 2.5\text{ mA}$$

Over $R_D = 2\text{ k}\Omega$ en $R_S = 1\text{ k}\Omega$ treedt nu een spanningsval op van :

$$U_{RD} = I_D \times R_D = 2.5\text{ mA} \times 2\text{ k}\Omega = 5\text{ V}$$

$$U_{RS} = I_D \times R_S = 2.5\text{ mA} \times 1\text{ k}\Omega = 2.5\text{ V}$$

Omdat de voedingsspanning $U_V = 14\text{ V}$ wordt de drain-sourcespanning U_{DS} :

$$U_{DS} = U_V - U_{RD} - U_{RS} = 14\text{ V} - 5\text{ V} - 2.5\text{ V} = 6.5\text{ V}$$

Om een wisselspanning te versterken, wordt deze als ingangsspanning u_{gs} gesuperponeerd op de negatieve voorspanning U_{GS} .

Hierdoor ontstaat een variërende i_d die gesuperponeerd is op de instelstroom I_D . Het gevolg is een variërende u_{ds} die gesuperponeerd is op een gelijkspanning U_{DS} . Om het verband tussen i_d en u_{ds} grafisch te kunnen afleiden, wordt in de uitgangskarakteristiek de belastingslijn geconstrueerd met behulp van de belastingslijn :

$$u_{DS} = -i_D \times (R_D // R_L) \text{ stel } R_L = 10\text{ k}\Omega$$

$$1) u_{DS} = 0 \Rightarrow i_D = 0$$

$$2) u_{DS} = +1.5\text{ V} \Rightarrow i_D = \frac{-u_{DS}}{R_D // R_L} = \frac{-1.5\text{ V}}{(2\text{ k} // 10\text{ k})} = -0.9\text{ mA}$$

De wisselspanningsversterking wordt nu :

$$u_{GS} = 1\text{ V (ptp)} \Rightarrow u_{DS} = 5.14\text{ V (ptp)}$$

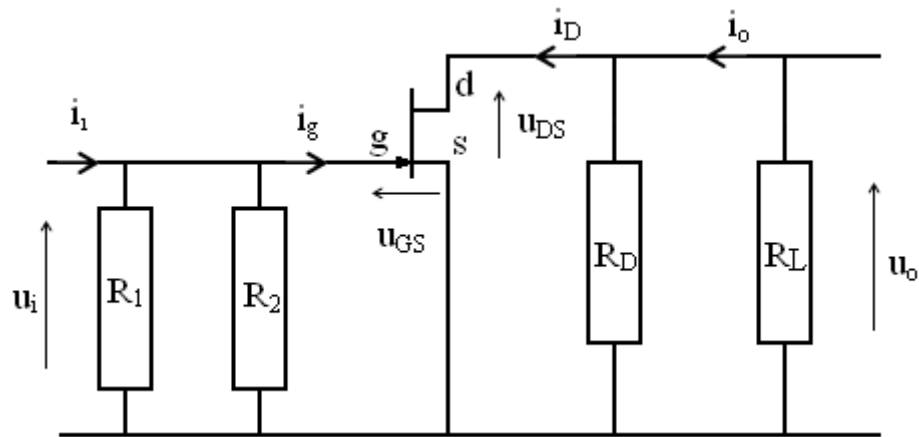
$$A_V = \frac{u_u}{u_i} = \frac{5.14\text{ V}}{1\text{ V}} = 5.14$$

Net zoals bij de bipolaire transistor, gaat men in de praktijk de versterkingsfactor niet bepalen d.m.v. de karakteristiek maar aan de hand van het signaalvervangingschema van een GSS.

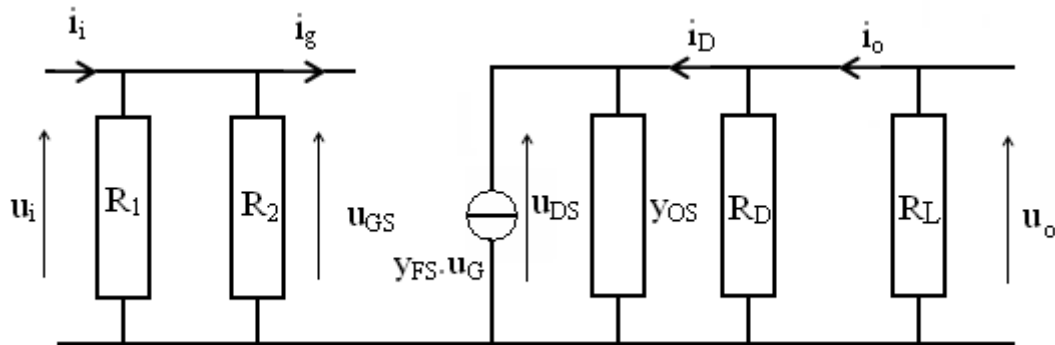
Signaalvervangingschema van een GSS

Omdat alle condensatoren zo gekozen zijn dat hun reactantie bij f_{\min} te verwaarlozen is en U_V op wisselspanningsgebied een kortsluiting vormt, kan men de GSS herleiden tot :

- Schema:



Hieruit blijkt dat de source gemeenschappelijk is voor het in -en uitgangssignaal. Tenslotte wordt de FET vervangen door het signaalvervangingschema van de FET met y-parameters:



Net zoals bij de bipolaire transistor, kunnen we nu aan de hand van dit schema de vijf hoofdeigenschappen bepalen.

- Ingangsimpedantie Z_i :

Deingangsimpedantie van de FET is oneindig:

$$z_i = \frac{u_i}{i_i} = R_1 // R_2$$

We gaan deze een zo hoog mogelijke waarde geven, zodat we een hoge impedantie hebben.

- Uitgangsimpedantie Z_o :

De uitgangsimpedantie van de FET is $r_u = 1/y_{os}$

De uitgangsimpedantie wordt dan $Z_o = \frac{u_o}{i_o} = 1/y_{os} // R_D // R_L$

De uitgangsadmittantie $1/z_o = y_o = y_{os} + \frac{1}{R_D} + \frac{1}{R_L}$

Hieruit blijkt dat het FET – signaalvervangingschema met y - parameters vooral praktisch is, omdat er veel parallel geschakelde componenten voorkomen.

- Spanningsversterking A_v :

$$A_v = \frac{u_o}{u_i} = \frac{u_{DS}}{u_{GS}} = \frac{-y_{FS} \times u_{FS} \times z_o}{u_{GS}} = -y_{FS} \times z_o$$

$$= -y_{FS} \left(\frac{1}{y_{os}} // R_D // R_L \right)$$

- Stroomversterking A_i :

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{\dots mA}{0} = \infty$$

Er vloeit geen stroom in de gate $\rightarrow i_G = 0$ de stroomversterking is dus oneindig.

- Vermogen versterking A_p :

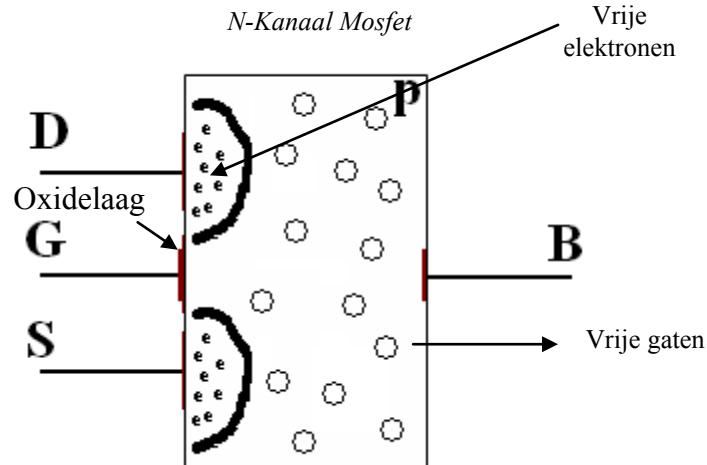
$$A_p = A_v \times A_i = \infty$$

De stroom wordt oneindig maal versterkt, zodat ook de vermogenversterking oneindig is.

5.7 De MOSFET

5.7.1 Soorten

De werking van deze FET steunt op het ontstaan van een oppervlaktekanaal. We beschouwen een P-kanaal met twee N-gebieden waarop een ohms contact is aangebracht, die de source en de drain genoemd worden. Deze N-gebieden zijn zeer dicht bij elkaar gelegen (5 à 10 μm). De oppervlakte tussen deze twee gebieden is bedekt met een oxidelaag (siliciumoxide) en daarop is een metalen contact aangebracht die de gate vormt.

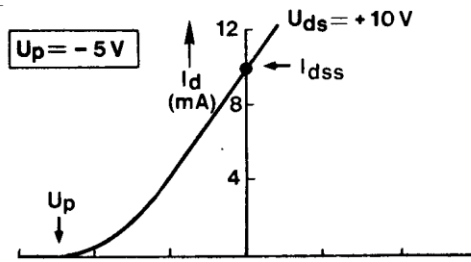
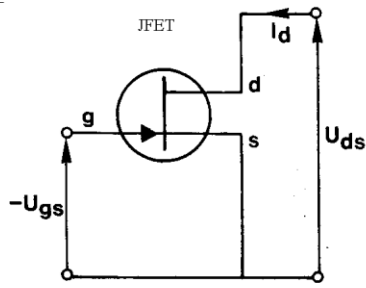


De toestand van de ladingsdragers juist onder deze oxidelaag zal de geleidbaarheid tussen source en drain bepalen, men spreekt van het verrijkingstype en het verarmingstype.

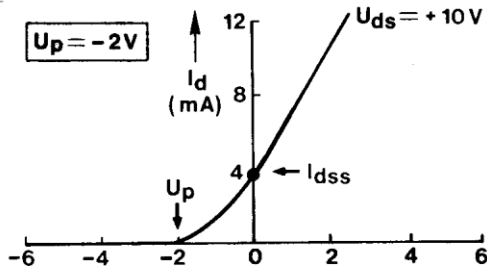
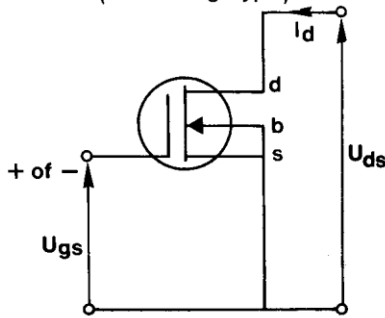
Symbolen:

	<i>N-Kanaal</i>			<i>P-Kanaal</i>		
<i>Verrijkingstype (zelfsperrend)</i>	<i>G</i>		<i>D</i>	<i>G</i>		<i>D</i>
			<i>B</i>			<i>B</i>
			<i>S</i>			<i>S</i>
<i>Verarmingstype (zelfgeleidend)</i>	<i>G</i>		<i>D</i>	<i>G</i>		<i>D</i>
			<i>B</i>			<i>B</i>
			<i>S</i>			<i>S</i>

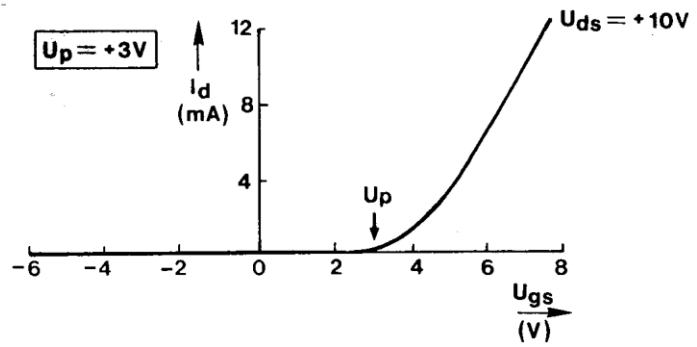
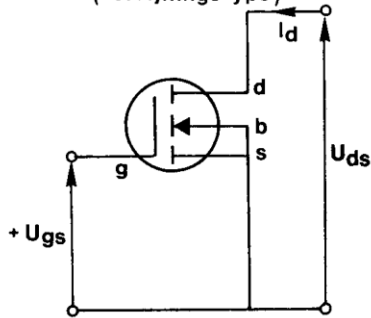
Bij het verrijkingstype zal bij UGS gelijk aan nul, geen stroom vloeien van drain naar source, er moet dus een van de juncties gesperd zijn daarom \rightarrow zelfsperrend type. Bij het verarmingstype zal bij UGS gelijk aan nul wel een stroom vloeien van de drain naar de source; dit omdat er in het P-materiaal onder de gate N-onzuiverheden werden ingebracht, zodat de PN-junctie verdwijnt \rightarrow zelfgeleidend type.



MOS - FET
(verarmingstype)



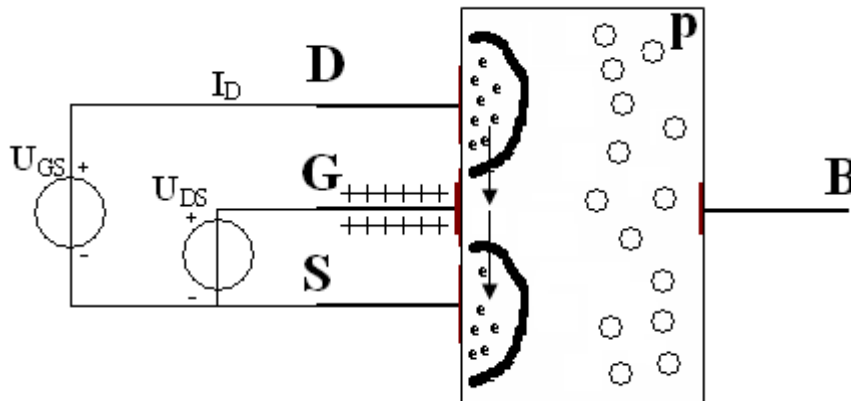
MOS - FET
(verrijkingstype)



5.7.2 Verrijkings-MOSFET met N-kanaal

- Opbouw en werking

De opbouw van een verrijkings-MOSFET met N-kanaal ziet er als volgt uit :



Onder de gate is een Si-oxidelaagje aangebracht.

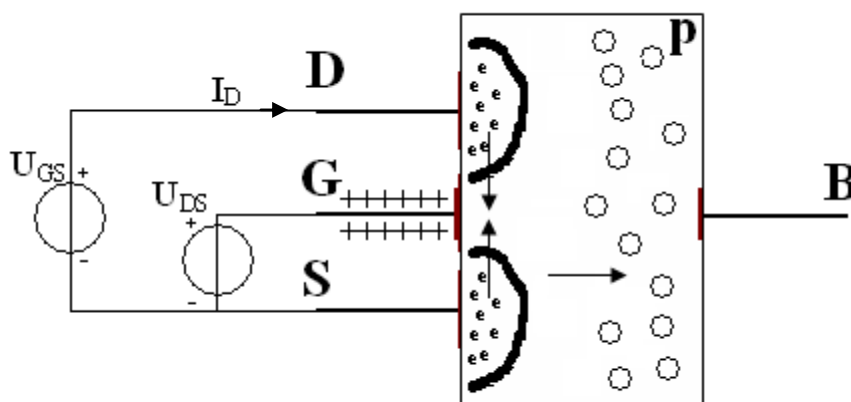
Beschouwen we de werking van een verrijkings-MOSFET met N-kanaal. We maken hierbij onderscheid tussen de elektronenstroom of technische stroomzin en de gatenstroom of conventionele stroomzin.

- Als de gate-source spanning gelijk is aan nul:

De bovenste PN-junctie is gesperd, het N-materiaal van de drain is positief geladen (→ aantrekking van vrije elektronen) en het P-materiaal van de gate is via de source verbonden met een negatieve lading (aantrekken van vrije gaten) → er kan dus zeker geen stroom vloeien van drain naar source.

- De gate-source spanning is positief:

Op de gate bekommen we een positieve lading, er vloeit wel geen stroom in de gate omdat



tussen de gate en het P-materiaal een isolatie aanwezig is (siliciumoxide). De positieve ladingen op de gate en vrije elektronen uit het N-materiaal doorbreken de PN-Junctie en plaatsen zich onder de gate. Er vloeit dus een stroom van drain naar source (er wordt een N-kanaal gevormd). De

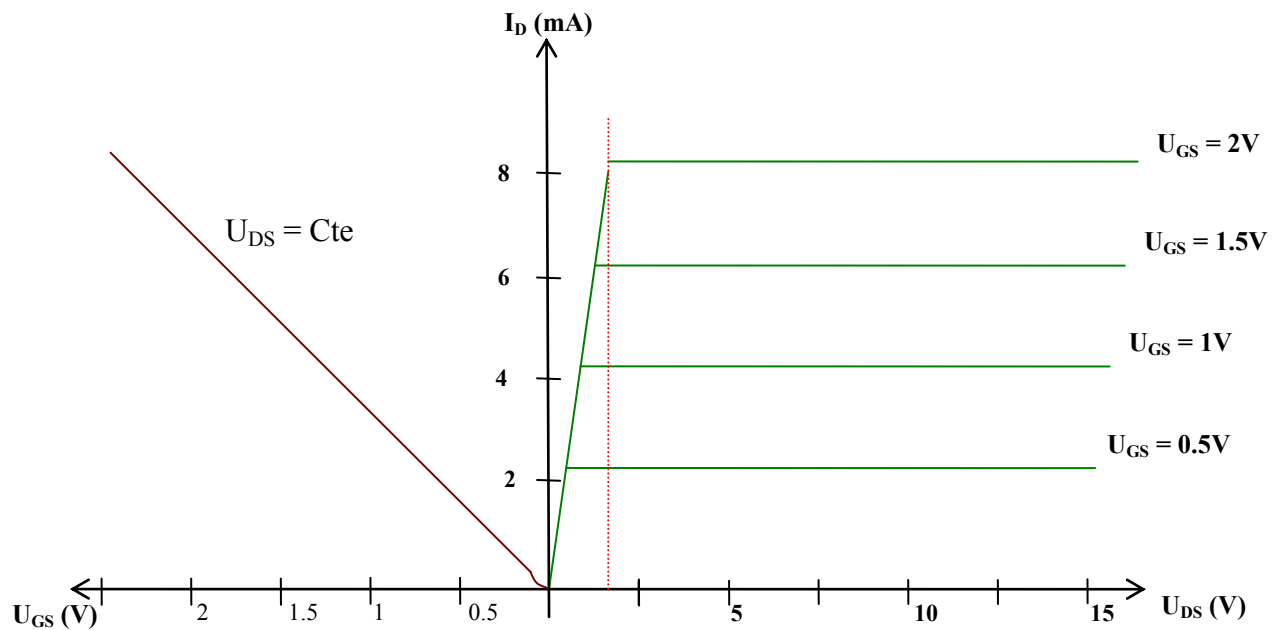
elektronen komen slechts uit de N-gebieden als een bepaalde drempelspanning is bereikt = Tresholtspanning.

- De gate-source spanning is negatief:

De PN-junctie tussen drain en gate is gesperd en wordt zelf versterkt door het aantrekken van vrije gaten onder de gate. Er zal geen stroom vloeien tussen drain en source, dus U_{GS} negatief zal niet worden toegepast.

5.7.3 Karakteristieken

De karakteristieken van een verrijgings-MOSFET met N-kanaal zien er als volgt uit :



Er zit een knikje in de transferkarakteristiek , er is dus een drempel spanning.

De parameters van de MOSFET zijn dezelfde als bij een JFET :

Bij constante U_{DS}	Bij constante U_{DS}	Bij constante U_{GS}
$S = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \text{ (mA/V)}$	$Y_{fs} = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \text{ [Siemens]}$	$Y_{os} = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{DS}} \text{ [Siemens]}$

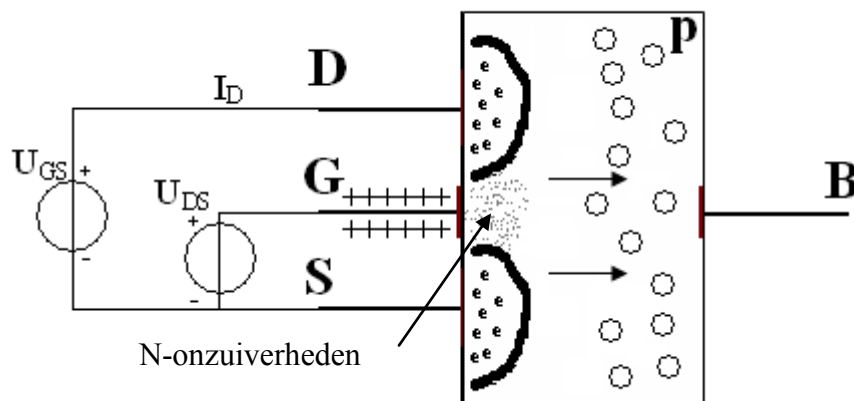
S is geleidbaarheid of admittantie, wordt ook wel eens de overdrachtsadmittantie genoemd. Voorgesteld door Y_{fs} met Y = admittantie; f = forward (overdracht); S = gemene source schakeling en o = output. Deze waarden geven allen de steilheid van een karakteristiek weer.

5.7.4 Verarmings-MOSFET met N-kanaal

> Opbouw en werking:

De opbouw van een verarmings-MOSFET met N-kanaal ziet er als volgt uit:

De algemene opbouw is bijna identiek aan de N-kanaals verrijkings-MOSFET maar onder de gate in het P-materiaal werden N-onzuiverheden aangebracht. Hierdoor zijn er vrije elektronen aanwezig die er voor zorgen dat de PN-junctie verdwijnt.



Beschouwen we de werking van een verarmings-MOSFET met N-kanaal. We maken hierbij onderscheid tussen de elektronenstroom of technische stroomzin en de gatenstroom of conventionele stroomzin.

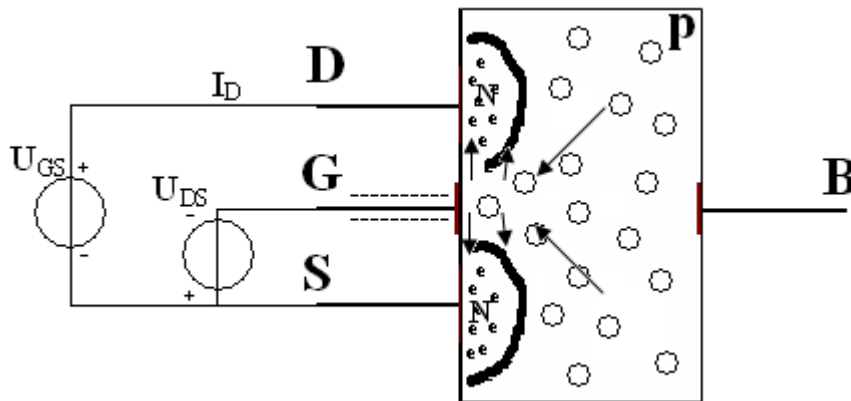
- De gate-source spanning is gelijk aan nul

Door het inbrengen van de N-onzuiverheid (vrije elektronen) onder de gate, is er reeds een N-kanaal aanwezig (stroom). Er kan dus een stroom vloeien van de drain naar de source.

- De gate-source spanning is positief

Als de gate positief wordt geladen is, worden er extra vrije elektronen uit de N-gebieden aangetrokken, zodat het kanaal tussen drain en source versterkt wordt en nog beter geleid. De stroom van drain naar source zal toenemen.

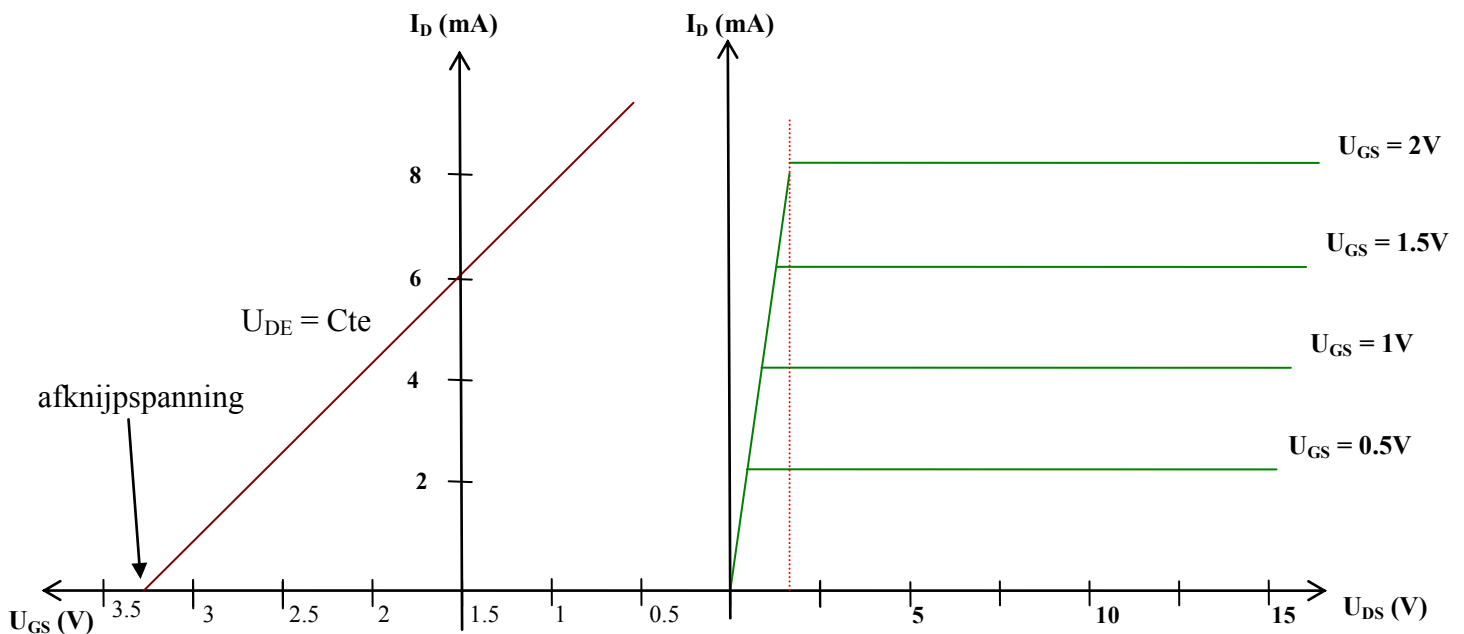
- De gate-source spanning is negatief



De vrije elektronen onder de gate worden afgestoten door de negatief geladen gate. Indien de gate voldoende negatief is krijgt het P-materiaal onder de gate terug zijn P-eigenschappen en ontstaat er een gesperde PN-junctie. De MOSFET spert en de stroom tussen

drain en source wordt dus nul. De bekrachtiging hiervoor nodig, noemt men de afknijpspanning of de pinch-off spanning.

5.7.5 Karakteristieken



De karakteristieken van een verarmings-MOSFET met N-kanaal zien er als volgt uit :

De parameters van de MOSFET zijn dezelfde als bij een JFET :

Parameters:

Bij constante U_{DS}	Bij constante U_{DS}	Bij constante U_{GS}
$S = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \text{ (mA/V)}$	$Y_{fs} = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \text{ [Siemens]}$	$Y_{os} = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{DS}} \text{ [Siemens]}$

5.7.6 Besluit over de FET'S:

- 1) Deingangsimpedantie van een MOSFET is ten gevolge van isolatie tussen gate en substraat (P-materiaal) oneindig groot.
- 2) De isolatielaag is zeer dun (μm) en slaat dus zeer vlug door. De doorslagspanning bedraagt enkele Volts, zodat de MOSFET zeer gevoelig is aan statische ladingen en geïnduceerde spanningen op het lichaam.
- 3) Voorzorgsmaatregelen:

De MOSFET 's worden verpakt in aluminium zodat alle klemmen op eenzelfde potentiaal komen te staan.

Vermijd contact met aansluitklemmen: de aansluitklemmen nooit in de handen nemen.

Werken met een geaarde soldeerbout

Geleidende armbanden, antistatische werkmatten, schoenen,... gebruiken

De figuren vindt men terug in de bijlgen.

5.8 De operationele versterker

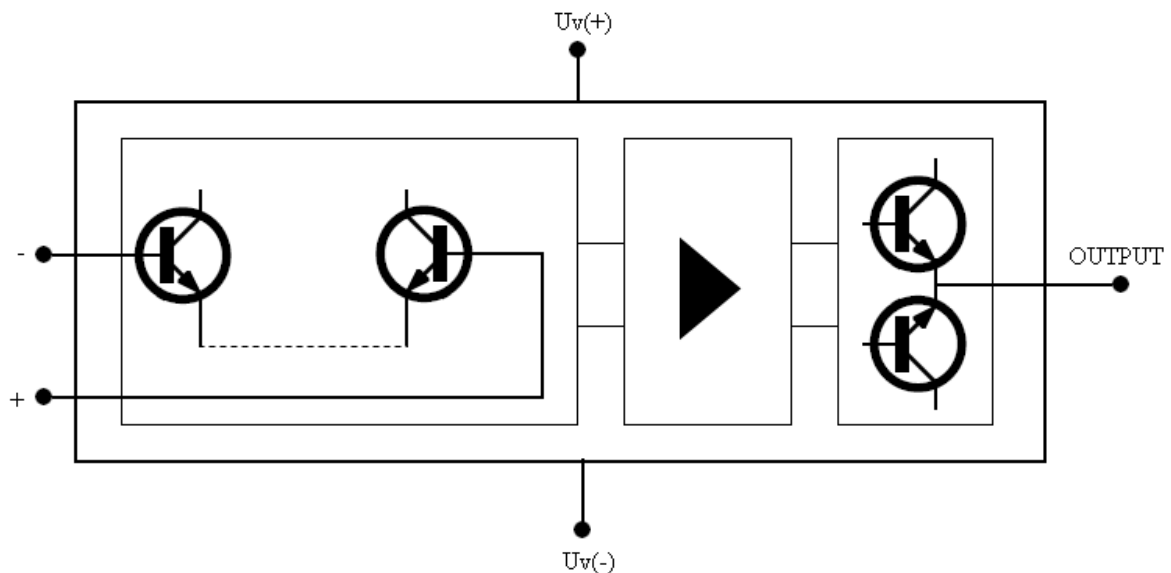
5.8.1 Inleiding

Operationele versterkers hebben een belangrijke plaats in de elektronica ingenomen. Je vindt ze in zowat alle schakelingen terug. Hun complexiteit neemt nog toe, waardoor er steeds minder externe componenten gebruikt worden. Het is verre van denkbeeldig dat in de toekomst volledige transceivers in één enkele OA (operational amplifier of operationele versterker) geperst kunnen worden. Natuurlijk zijn het dan verschillende basiselementen die in één chip of behuizing samengevoegd worden.

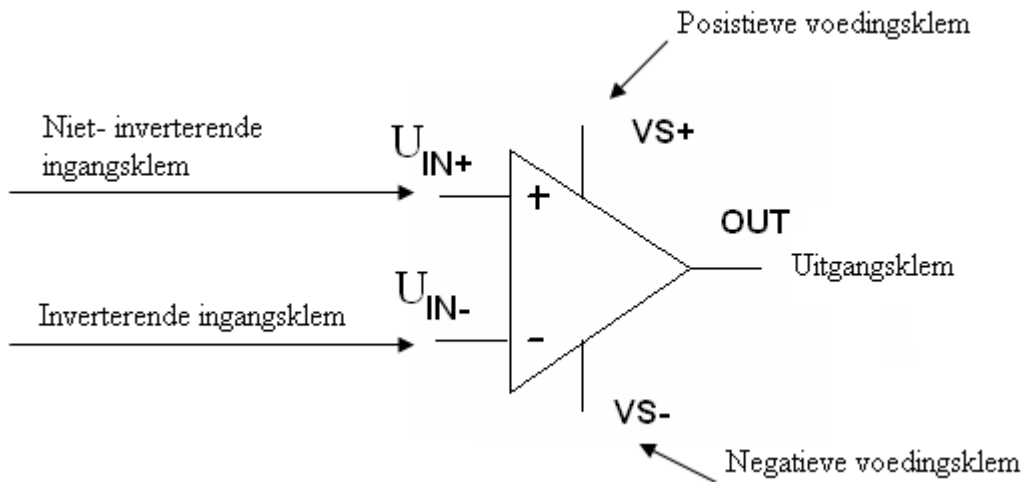
De interne structuur bestaat uit drie blokken:

- **Een verschilversterker**
Twee transistoren waarvan de basissen naar buiten gebracht worden, vormen de ingang van de schakeling. Het is de bedoeling om de verschilspanning tussen deze twee basissen te versterken.
- **Een tussenversterker**
Deze zorgt voor een voldoende hoge versterking.
- **Een eindversterker**
Het versterkte signaal wordt via een lage uitgangsweerstand aan de uitgang geleverd. Bovendien moet het signaal symmetrisch rond nul zowel positief als negatief kunnen bewegen.

Het inwendige schema (vereenvoudigd) van de opamp ziet er als volgt uit:



De hele schakeling kan worden voorgesteld door een driehoek voorzien van twee ingangslijnen en een uitgangslijn. Twee verbindingslijnen zorgen bovendien voor de aansluiting van de voedingsspanningen.



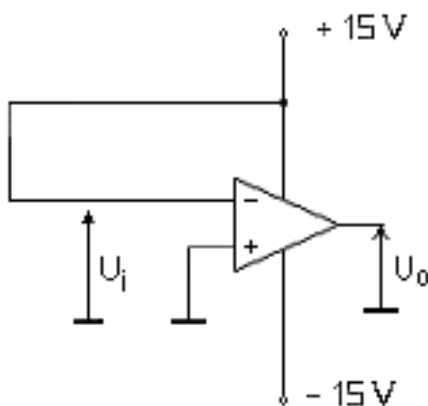
We onthouden voorlopig:

- 1) Op elke ingangsklem wordt een basis van een transistor geschakeld als verschil versterker.
- 2) De uitgangsklem is symmetrisch geschakeld tussen de beide voedingsspanningen, dit door transistoren die als eindtrap geschakeld zijn.

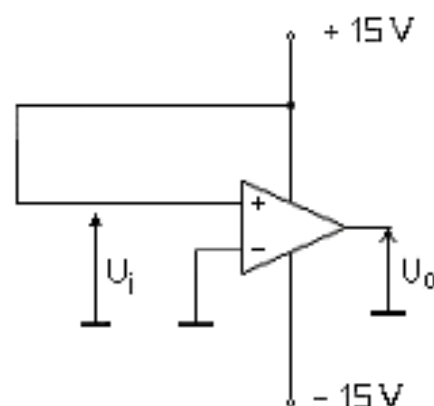
5.8.2 Ideale eigenschappen van een OA

- Open-lusversterking (dus zonder terugkoppeling) $A_0 = \infty \rightarrow$ versterking is oneindig.

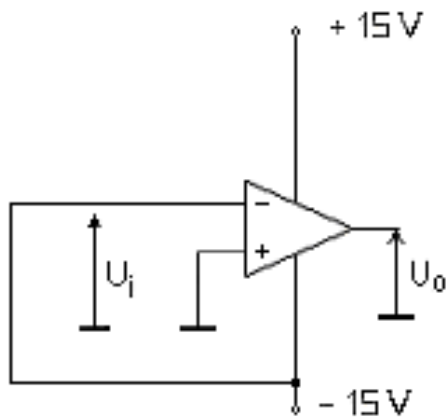
Proef : Meet telkens de uitgangsspanning van volgende schakelingen



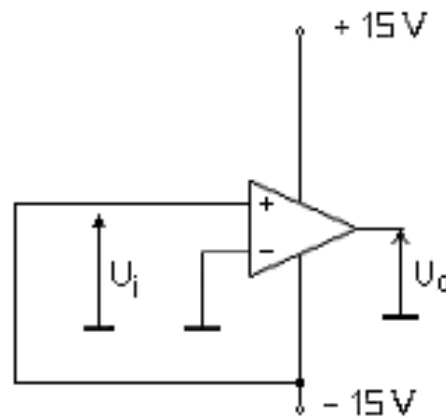
$$U_o = -12.335V$$



$$U_o = 13.758V$$



$$U_o = 13.756V$$

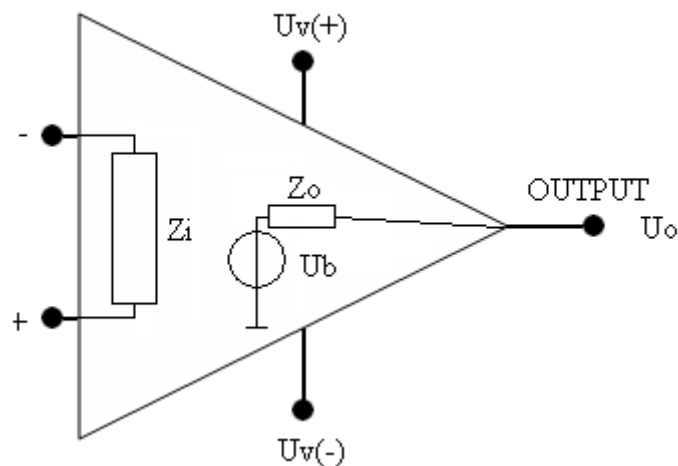


$$U_o = -12.347V$$

De uitgangsspanning zouden we nu als volgt kunnen bepalen :

$$U_o = A_{ou} \times (U_{in(+)} - U_{in(-)})$$

Merk op dat deze formule enkel juist is als de opamp niet in saturatie (= de versterking is oneindig en de OA produceert zijn max. spanning) staat en de uitgang van de opamp onbelast is. De uitgang kan worden beschouwd als een bron met waarde U_b met daarmee in serie een impedantie Z_o . Daar er een uitgangsimpedantie Z_o aanwezig is, zal de uitgangsspanning van de opamp bij belasting ook dalen.



Het is van groot belang om deze uitgangsimpedantie zo klein mogelijk te houden. Daarom wordt de uitgang van een opamp gestuurd door een transistorpaar, waardoor de uitgangsspanning niet groter kan worden dan V_{v-} en V_{v+} . In de praktijk liggen deze waarden nog eens lager.

- Ingangsweerstand $R_i = \infty$
- Ingangsstroom $I_i = 0 \rightarrow$ geen zware belasting van het signaal
- Bandbreedte $B = \infty$
- Uitgangsweerstand $R_u = 0$
- Ruisfactor $F = 0 \rightarrow$ kwaliteit

5.8.3 Algemene begrippen van de OA

- Open loop gain (openlusversterking)

Onder open loop gain wordt verstaan: de versterking van het verschilsignaal aan de aansluitklemmen van de opamp.

$$A_{ol} = \frac{U_o}{U_i} = \frac{U_o}{U_{in(+)} - U_{in(-)}}$$

Deze versterking wordt door de fabrikant zeer groot gemaakt. In het ideaal geval zou deze versterking oneindig mogen zijn. Al naargelang het type opamp ligt de open lus versterking in de orde van:

$$A_{ol} = 100\ 000 \text{ tot } 1\ 000\ 000$$

De uitgangsspanning kan natuurlijk niet groter worden dan de voedingsspanning U_P en U_N .

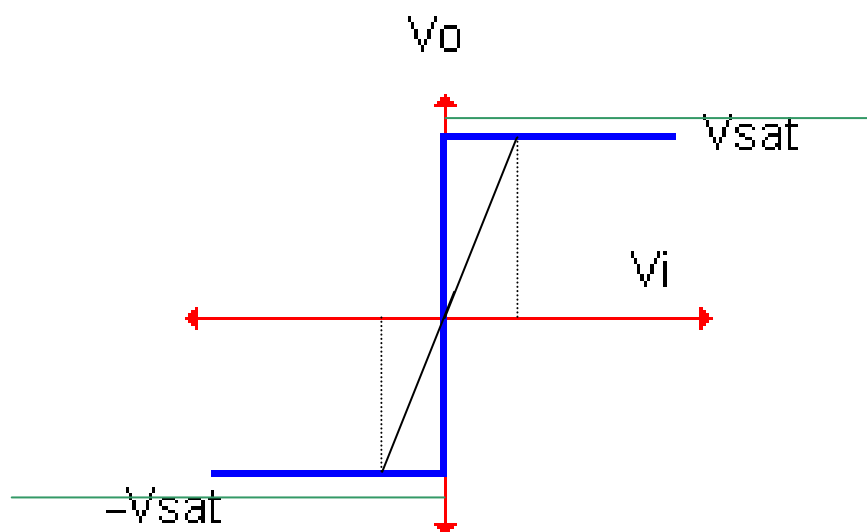
De verzadigingswaarde ligt gewoonlijk rond de 1V lager dan de voedingsspanning.

Stel : $U_P = 15\text{ V}$

Hoeveel bedraagt de minimum ingangsspanning die nodig is om de uitgang tegen de verzadigingswaarde te laten komen ($A = 200000$):

$$U_{in(+)} - U_{in(-)} = \frac{U_{osat}}{A_{ol}} = \frac{U_{in(+)} - 1V}{A_{ol}} = \frac{15V - 1V}{200000} = 70\mu V$$

Dit betekent, dat voor alle waarden van de uitgangsspanning, gelegen tussen de verzadigingswaarden in, de verschilspanning aan de ingang van de opamp zeer klein zal zijn en in de orde van tientallen μV .



Belangrijk is dat de geringe stroomvariatie van enkele nA en stroomvariatie teweeg brengt in de orde van de μA .

We bekommen zo een vermogenwinst van

$$A_p = A_v \times A_i = A_{ol} \times A_i = 10^6 \times 10^3 = 10^9$$

- Input resistance (ingangsimpedantie)

De ingangsweerstand is gelijk aan de weerstandwaarde tussen de inverterende en niet-inverterende ingang. De weerstanden die buiten de opamp gebruikt worden zijn doorgaans klein t.o.v. deze ingangsweerstand. Ideaal wenst men dat de ingangsweerstand oneindig groot zou zijn, zodat de voorgaande schakeling niet belast wordt.

In de praktijk bedraagt de ingangsweerstand:

Voor de 741: $R_i = 1 \text{ M}\Omega$

Transistoringang : $R_i = 1 \text{ M}\Omega$

Een FET ingang : $R_i = 100 \text{ M}\Omega$

- Output resistance (uitgangsimpedantie)

Aan de uitgang van de opamp hebben we reeds gezien dat deze te vergelijken is met een spanningbron in serie met een uitgangsweerstand (Thévenin). Ideaal wenst men een uitgangsweerstand gelijk aan nul.

In de praktijk bedraagt de uitgangsweerstand: $R_o = 100 \Omega$

- Unity gain bandwidth (bandbreedte factor)

Dit is een maatgetal voor de bandbreedte van de opamp. Hiermee wordt de hoogste frequentie die de versterker nog kan doorlaten, uitgedrukt. Door het aanbrengen van uitwendige weerstanden, kan men de hoge openlusversterking herleiden. De unity gain bandwidth is de bandbreedte dat de versterker doorlaat bij een versterking van 1.

Wordt een hogere versterking ingesteld, dan zal de bandbreedte kleiner zijn.

→ de versterking is dus afhankelijk van de gewenste bandbreedte of omgekeerd.

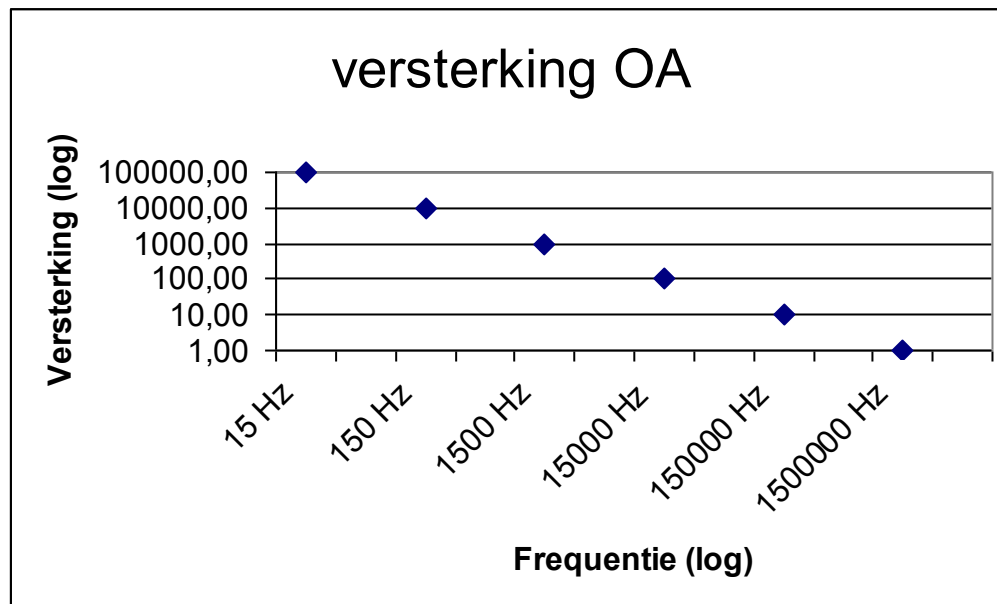
Bij elke ingestelde versterking hoort een andere bandbreedte die als volgt kan bepaald worden:

$$\text{Unity gain bandwidth} = \text{versterkingsfactor}(\text{gesloten lus}) \times \text{bandbreedte.}$$

De gesloten lus zorgt ervoor dat de OA zijn max. versterking niet behaalt, dit door het schakelen van weerstanden.

Onderstaande grafiek geeft het verband weer tussen de versterking en de bandbreedte voor een unity gain bandwidth = 1,5 MHz.

Versterking	Bandbreedte
1×	1,5 MHz
10×	150 kHz
100×	15 kHz
1 000×	1,5 kHz
1 0 000×	150 Hz
1 00 000×	15 Hz



- Structuur van de 741 (TBA221-222)

Interne structuur van de 741 en andere gegevens vinden we terug in de bijlage. De ingangsklemmen zijn de aansluitingen 2 en 3 die terecht komen op de basissen van transistoren Q1 en Q2. Deze transistoren vormen de verschilversterker.

Aan de uitgang ligt pen 6 symmetrisch tussen de positieve voedingsspanning (7) en de negatieve voedingsspanning (4). Merk ook op dat er stroombegrenzende weerstanden zijn, zowel in de positieve als in de negatieve voedingslijn. In de positieve voedingslijn gaat bij een te hoge stroom een spanningsval over R_9 ontstaan waardoor Q15 in verzadiging gaat en Q14 in cut-off dringt. Deze schakeling heeft dus de functie van een overstroombeveiliging.

In de negatieve voedingslijn staat R_{10} als passieve stroombegrenzing. Hier is een voorziening getroffen om de symmetrie van de verschilversterker aan de ingang te beïnvloeden, met de bedoeling de uitgangsspanning in rust op nul te kunnen afstellen. Tussen de klem 1 en 5 wordt een potentiometer aangelegd, waarvan de looper met de negatieve spanning verbonden is. Door de looperstand te veranderen kan men de symmetrie van de verschilversterker in de ene of de andere richting verschuiven, zodat de uitgang precies op nul kan worden ingesteld bij $u_i = 0$.

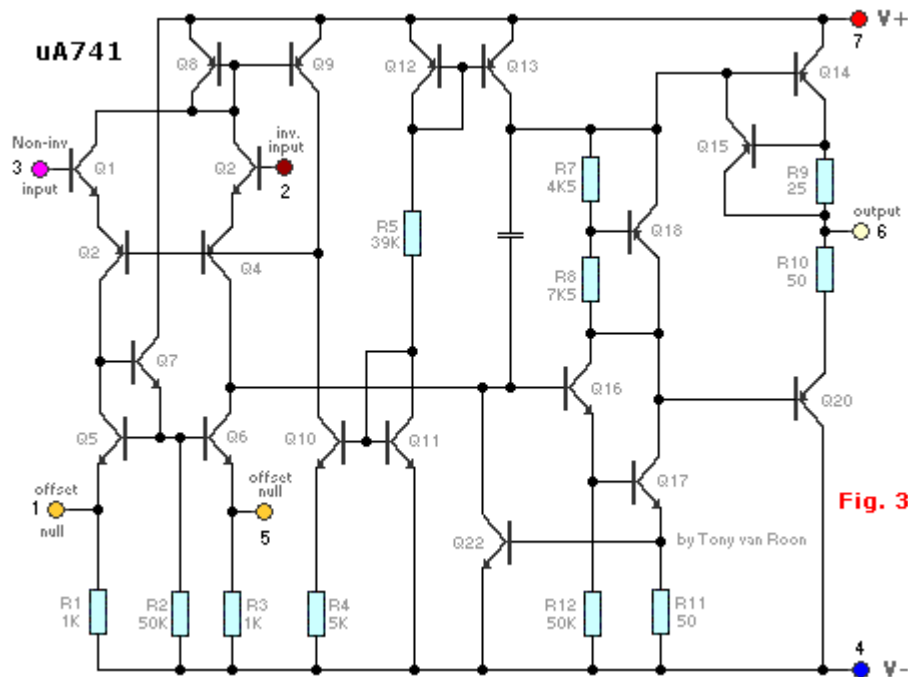


Fig. 3

5.8.4 Aanvullende begrippen over de opamp

- OFFSET spanning

Dit is de verschilspanning die aan de inverterende en niet-inverterende ingang moet gelegd worden om de uitgangsspanning op nul Volt te krijgen. De oorzaak van deze offsetspanning is gelegen in de onbalans van de verschilversterker.

Externe offsetregeling heeft nu als bedoeling bij een ingangsspanning van nul Volt een uitgangsspanning van nul Volt te krijgen. We kunnen de offset spanning regelen door een potentiometer op de OA aan te sluiten en zo het nulpunt zo goed mogelijk af te regelen.

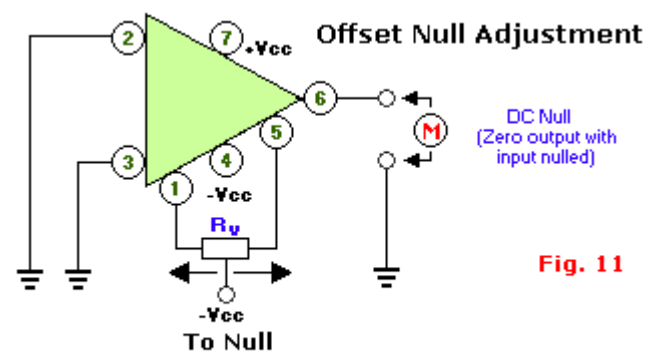


Fig. 11

Note: Both inputs grounded implies that V_{in} is zero and that each input has a DC resistance (value depending on the application) to ground.

- CMRR

In decibel uitgedrukt, is de verhouding van de open loop gain (tegenfaseversterking) tot de common mode gain (infase-versterking)

Formule:

$$CMMRR = 20 \log \frac{A_{ol}}{A_{cm}}$$

Dit is een maatgetal voor het onderdrukken van de common mode of de stoorsignalen. Hoe groter het CMRR getal, hoe beter de onderdrukking.

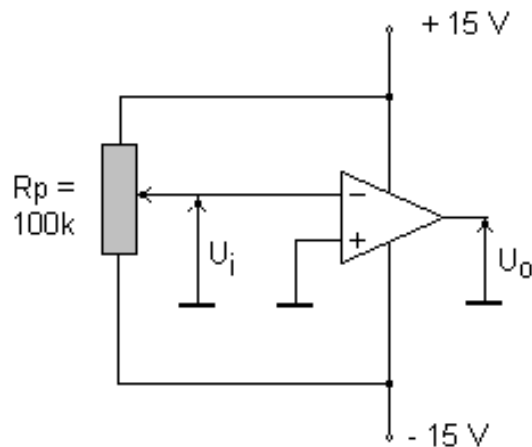
In de praktijk bedraagt de CMRR: 90dB.

- Slew Rate

Dit is een maatgetal voor de snelheid waarmee de uitgangsspanning kan veranderen en wordt uitgedrukt in volts per microseconde. Bijvoorbeeld: een slew rate van $1 \text{ V}/\mu\text{s}$ betekent: De uitgangsspanning kan niet sneller veranderen dan $1 \mu\text{V}$ per seconde.

5.8.5 De inverterende versterker in open lus

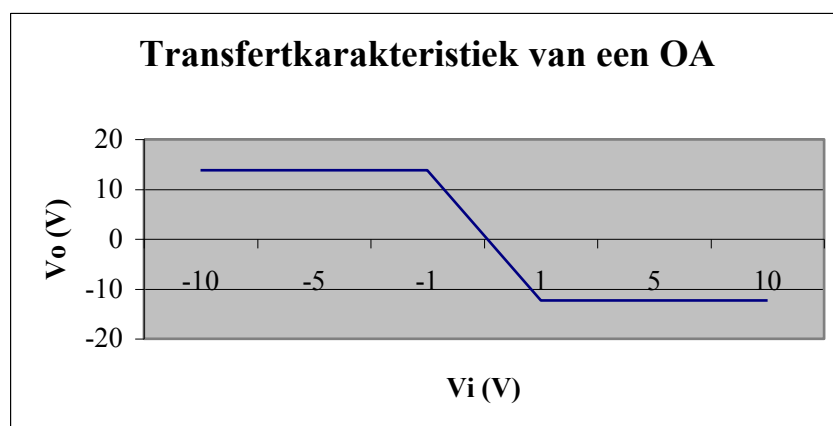
- Meetschakeling



- Meting uitvoeren om onderstaande tabel in te vullen

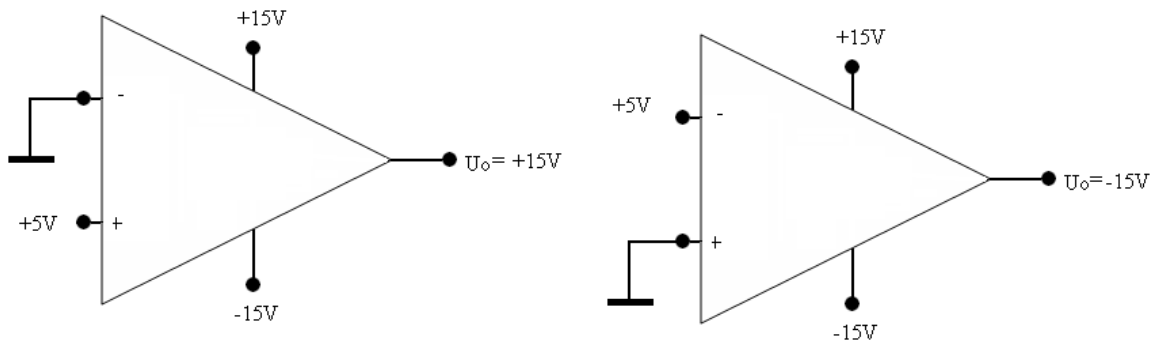
V_i (V)	V_o (V)
+ 1	-12.333V
+ 5	-12.346V
+ 10	-12.3456V
- 1	13.755V
- 5	13.758V
- 10	13.757V

- De transfertkarakteristiek.

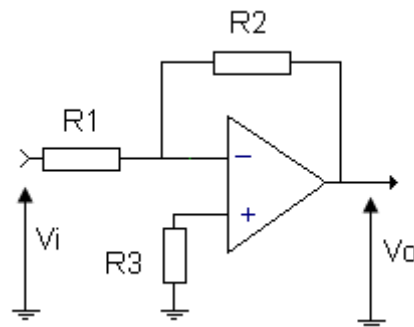


Opmerking :

Je kan ieder komende meting starten met deze meting/proefopstelling, om de werking van de OA te testen.



We merken op dat de saturatiespanning niet $\pm 15V$ bedraagt, maar wel iets lager is (12.347V en voor de laatste -13.756V), dit omwille van spanningsverliezen over de weerstanden R_9 en R_{10} (zie inwendig schema (Structuur van de 741 (TBA221-222))).

5.8.6 De inverterende versterker in gesloten lus> Schakeling:

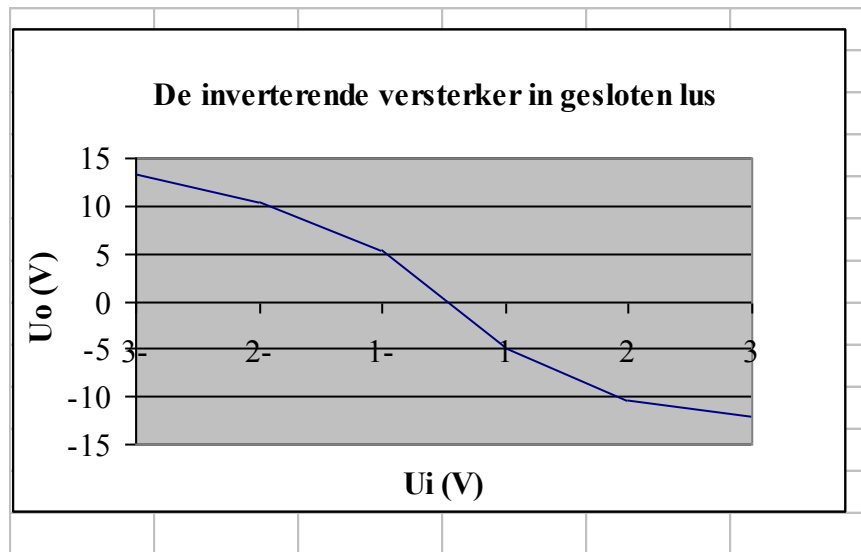
Gegeven: $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 5 \text{ k}\Omega$ ($2 \times 10 \text{ k}\Omega //$), $R_3 = 0 \Omega$

Gevraagd: Voer de meting uit.

Oplossing:

U_i (V)	+ 1	+ 2	+ 3	- 1	- 2	- 3
U_o (V)	-5.013V	-10.441V	-12.141V	5.334V	10.400V	13.3771V

In grafiek vorm:



Opmerking:

$U_o = 5 \text{maal } U_i$ (zolang de opamp niet in saturatie is)
De uitgang is het inverse van de ingang

Werking :

De ingangsweerstand van de inverterende versterker.

De signaalspanning V_i valt volledig over R_1 , waardoor de signaalbron uitsluitend belast wordt door R_1 , de signaalstroom wordt dan bepaald door:

$$i_1 = \frac{V_i}{R_1}$$

De ingangsweerstand R_i die de signaalbron ervaart, wordt gelijk aan:

$$R_i = R_1$$

Daar u_i zeer klein is en de ingangsweerstand R_i van de OA zeer groot, mag de ingangsstroom i_i van de OA verwaarloosd worden t.o.v. i_1 .

Hieruit volgt dat de signaalstroom i_1 geheel doorheen de terugkoppelweerstand R_2 vloeit of:

$$i_1 = i_2$$

Omdat bij de OA in open lus de ingangsimpedantie naar oneindig streeft, is er geen spanningsverschil tussen de + en - klem. Wordt de + ingang verbonden met de massa, dan wordt de - ingang virtueel massapunt (dit zolang de opamp niet satureert) omdat de ingangsweerstand daarbij oneindig groot is.

$$\begin{aligned} i(-) &= i(+) = 0 \\ \rightarrow I_{R1} + I_{R2} &= 0 \\ \rightarrow I_{R1} &= -I_{R2} \\ \rightarrow \frac{V_i}{R1} &= \frac{-V_o}{R2} \end{aligned}$$

$$\rightarrow A_v = \frac{-R_2}{R_1} = \frac{V_o}{V_i}$$

$$\text{Of } V_o = \frac{-R_2}{R_1} \times V_i$$

De uitgangsweerstand van de inverterende versterker.

Wordt aan de uitgang van een inverterende versterker een belasting R_L aangebracht, dan is er een 2^{de} stroom i_L zodat er in de uitgangsleding een totale stroom $i_1 + i_L$ vloeit. De grootte van de uitgangsspanning u_0 is onafhankelijk van R_L maar wordt enkel bepaald door:

$$U_0 = -i_1 \times R_2$$

Dit betekent dat de inverterende versterker zich gedraagt zoals een spanningsbron of de uitgangsweerstand van deze schakeling zeer laag is. Men kan aantonen dat:

$$R_u = \frac{r_u}{|A_v|}$$

Oefeningen:

- Bepaal de weerstanden en realiseer de schakeling van het vorig schema voor een spanningsversterking van $A_v = 1$; 10 ; 100 en 0,1

$$|A_v| = \frac{R_2}{R_1}$$

We nemen dus best R_1 constant . Als we dan een versterking van 1 nemen, moeten R_1 & R_2 gelijk zijn aan elkaar; hier: $1k\Omega$

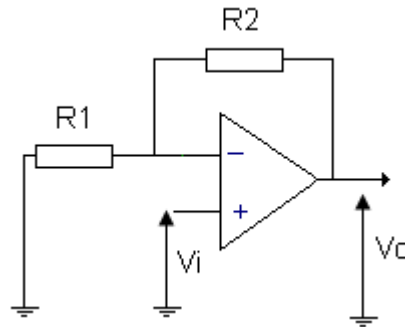
Voor spanningsversterking van 10 moet R_2 dan $10k\Omega$ bedragen.

Av(maal)	R2 (ohm)
1	1000
10	10 000
100	100 000
0.1	100

De signaalvormen vindt men terug in de bijlage.

5.8.7 De niet-inverterende versterker in gesloten lus

> Schakeling:



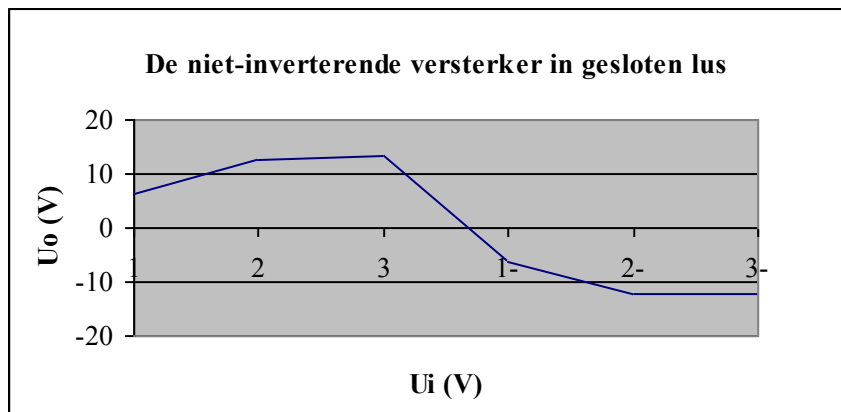
Gegeven: $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 5 \text{ k}\Omega$ ($2 \times 10 \text{ k}\Omega //$)

Gevraagd: Voer de meting uit zodat je de tabel kunt invullen.

Oplossing:

V_i (V)	+ 1	+ 2	+ 3	- 1	- 2	- 3
V_o (V)	6.240V	12.557V	13.401V	-6.307V	-12.044V	-12.170

In grafiek vorm:



Opmerking:

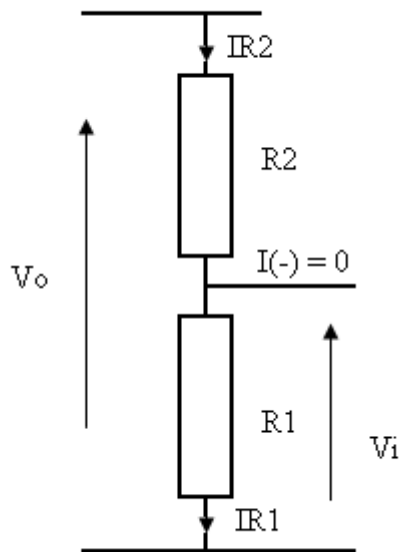
$U_o = 6 \text{ maal } U_i$ (zo lang de opamp niet in saturatie is)

De uitgang is evenredig met de ingang.

Werking :

Omdat deingangsimpedantie van de opamp naar oneindig streeft, is er geen spanningsverschil tussen de + en de - klem. Wordt de +ingang verbonden met de ingangsspanning, dan bedraagt de spanning op de -klem de spanning over de ingangsweerstand.

De spanningsdeler: je kan de schakeling als volgt gaan voorstellen:



met $I_{R1} = I_{R2}$

$$\frac{V_i}{R1} = \frac{V_o}{R1 + R2}$$

Dus is $V_i = \frac{V_o}{R1 + R2} R1$

$$\rightarrow Av = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R1 + R2}{R1} = 1 + \frac{R2}{R1}$$

Of $V_o = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) V_i$

Oefeningen:

- Bepaal de weerstanden en realiseer de schakeling van de figuur hierboven voor een spanningsversterking van $A_v = 1 ; 10 ; 100$.

We nemen R1 constant.

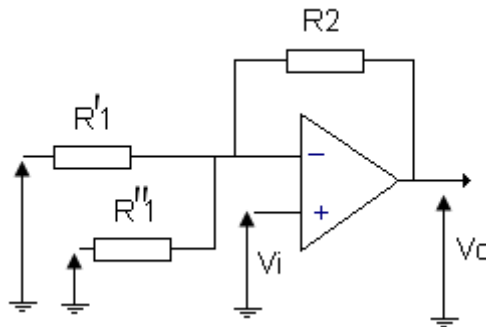
Hier geldt de formule $Av = 1 + \frac{R2}{R1}$ en wordt dus:

Av	R2 (ohm)
1	10
10	1000
100	10 000

De signaalvormen vindt men terug in de bijlage.

5.8.8 De sommeersterker

- Schakeling:



Gegeven: $R_1' = R_1'' = 1 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$

Gevraagd: Voer de meting uit zodat je de tabel kunt invullen.

Oplossing:

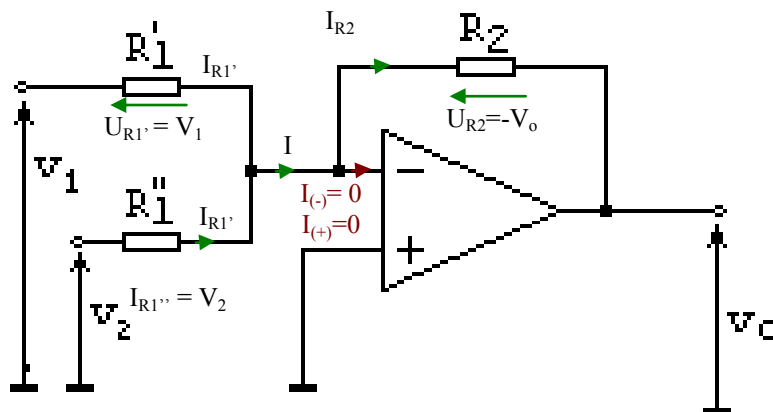
V_1 (V)	0	+1	+2	+3
V_2 (V)	+2	+2	+2	+2
V_o (V)	-4.106V	-6.197V	-8.214V	-10.113V

Opmerking :

U_o is 2 maal ($U_1 + U_2$) (zolang de opamp niet in saturatie gaat)

De uitgang is invers ten opzichte van de ingang.

Werking :



Z_i van een opamp streeft naar oneindig $\rightarrow i(+)=i(-)=0$

V_o bereikt de saturatiespanning niet $\rightarrow V(+)=V(-)=0V$ (met de niet-inverterende ingangsklem met de massa verbonden).

$$I_{R1}' = \frac{V_1}{R_1'} \text{ en } I_{R1}'' = \frac{V_2}{R_1''}$$

$$\Rightarrow I = I_{R1}' + I_{R1}'' = I_{R2}$$

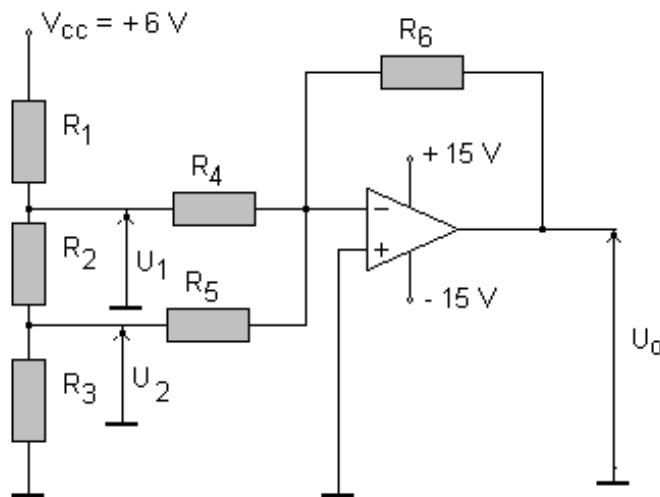
met

$$I_{R2} = \frac{U_{R2}}{R_2} = \frac{-V_o}{R_2}$$

$$\frac{V_1}{R_1'} + \frac{V_2}{R_1''} = \frac{-V_o}{R_2}$$

$$\Rightarrow V_o = V_1 \times \left(\frac{-R_2}{R_1'} \right) + V_2 \times \left(\frac{-R_2}{R_1''} \right)$$

Oefening :



Geg.: $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$;
 $R_2 = R_3 = 100 \text{ }\Omega$;
 $R_4 = 27 \text{ k}\Omega$;
 $R_5 = 10 \text{ k}\Omega$;
 $R_6 = 100 \text{ k}\Omega$;

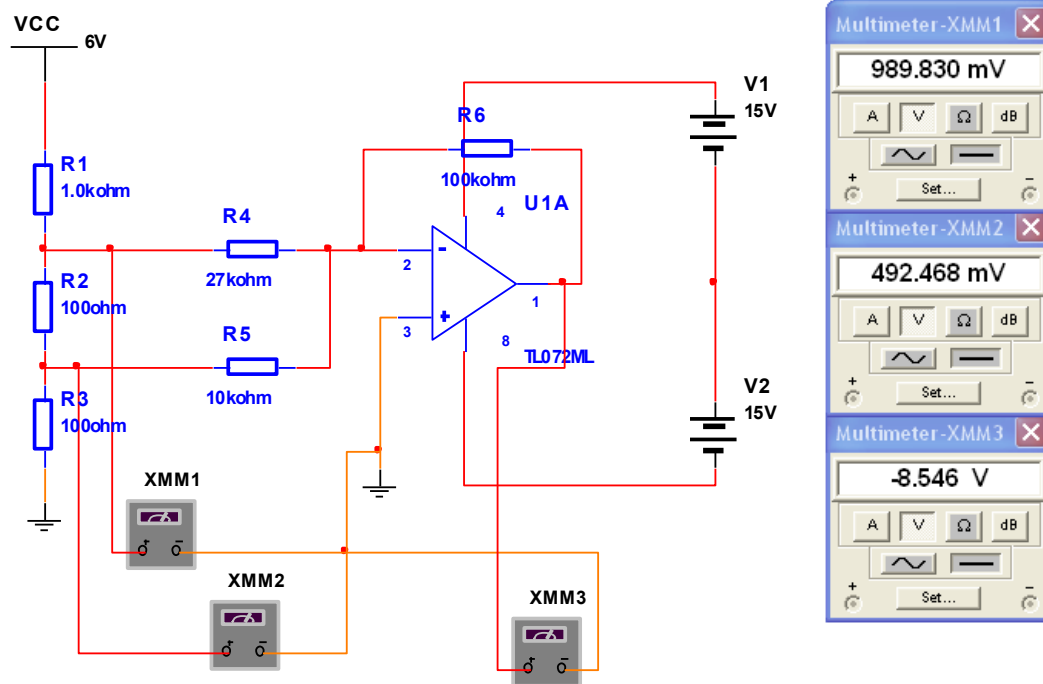
Gevr.: - Bereken U_1, U_2, U_0
 - Meet U_1, U_2, U_0

Gemeten :

$U_1 = 1.0046\text{V}$	$U_2 = 0.4995\text{V}$	$U_0 = -8.714\text{V}$
------------------------	------------------------	------------------------

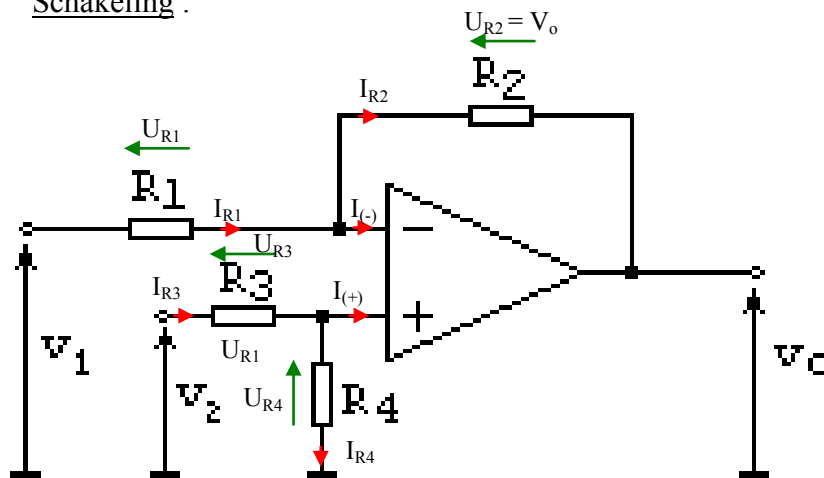
Berekening :

We hebben het programma mutltisim gebruikt om de gevraagde waarden te bereken/simuleren.



5.8.9 De verschilversterker

> Schakeling :



> Werking:

Geef de formule voor de uitgangsspanning V_o voor een verschilversterker.

$$\begin{aligned}
 U_{R_4} &= V(+)=V(-)=I_{R_4} \times R_4 \text{ met } i(+)=0 \\
 &= \frac{U_2}{R_3 + R_4} \times R_4
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
V_1 &= U_{R1} + V(-) \\
\rightarrow U_{R1} &= V_1 - V(-) \\
\rightarrow I_{R1} &= \frac{U_{R1}}{R_1} = \frac{V_1 - V(-)}{R_1} \\
I_{R1} &= I_{R2} \text{ aangezien } i(-) = 0 \\
U_{R2} &= I_{R2} \times R_2 = (V_1 - V(-)) \times \frac{R_2}{R_1} \\
V(-) &= U_{R2} + V_0 \\
\Rightarrow V_0 &= V(-) - U_{R2} \\
&= V(-) - \left((V_1 - V(-)) \frac{R_2}{R_1} \right) \\
&= V(-) - V_1 \frac{R_2}{R_1} + V(-) \frac{R_2}{R_1} \\
&= V(-) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - \left(V_1 \frac{R_2}{R_1} \right) \\
&= V_2 \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - \left(V_1 \frac{R_2}{R_1} \right)
\end{aligned}$$

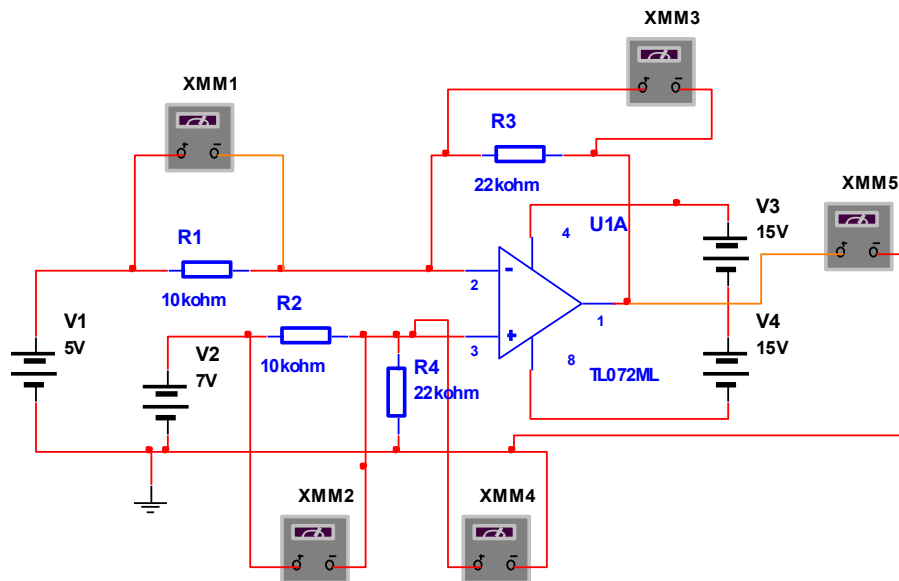
Oefeningen:

- De verschilversterker van bovenstaande figuur bezit volgende gegevens:

$$\begin{aligned}
R_1 = R_3 &= 10 \text{ k}\Omega ; R_4 = R_2 = 22 \text{ k}\Omega \\
V_1 &= +5 \text{ V} ; V_2 = +7 \text{ V} .
\end{aligned}$$

Bereken en meet:

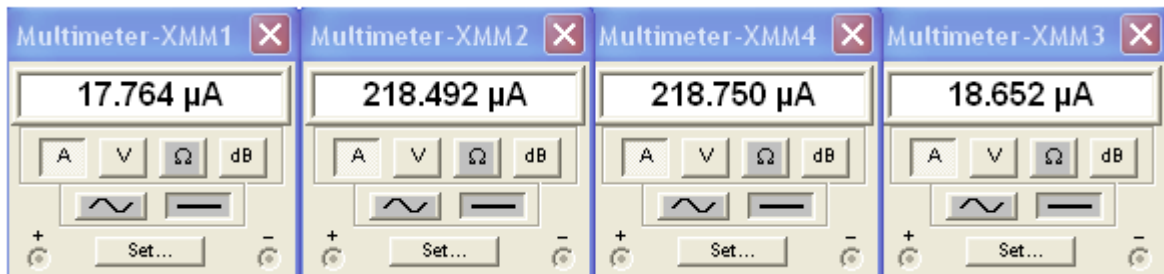
$I_{R1} ; I_{R2} ; I_{R3} ; I_{R4} ; U_{R1} ; U_{R2} ; U_{R3} ; U_{R4} ; V+ ; V- ; V_0$ + controle met formule.
 We hebben de computer opnieuw de berekeningen laten uitvoeren door het programma multisim.



Schema meten van de spanningen



Resultaten spanning



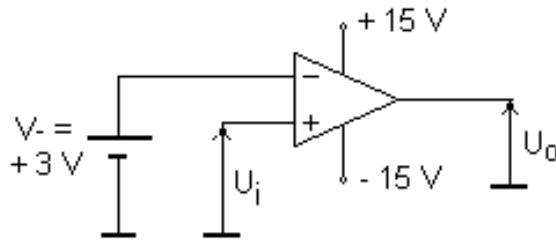
Resultaten stroom

Meetresultaten:

I_{R1}	I_{R2}	I_{R3}	U_{R1}	U_{R2}
-0.240mA	-0.240mA	0.164mA	-2.3410V	-7.722V
U_{R3}	U_{R4}	V+	V-	V _o
-1.6446V	5.420V	15.098V	-14.924V	-12.231V

5.8.10 De comparator

Gegeven:

Meetschakeling:

Gevraagd: Voer de meting uit zodat je de tabel kunt invullen.

V_i (V)	+ 0	+ 1	+ 2	+ 3	+ 4	+ 5
V_o (V)	-12.231V	-12.232V	-12.238V	13.951V	13.948V	13.947V

Oplossing:

Werking:

Wanneer de ingangsspanning ($V(+)$) kleiner is dan de referentie spanning ($V(-)$), bedraagt de uitgangsspanning die negatieve saturatiespanning (-15V):

$$\begin{aligned} &\rightarrow \text{als } V_i = 0\text{V} \\ V_o &= A_{OL} : (0\text{V} - 3\text{V}) \\ &= -15\text{V} \end{aligned}$$

Indien de ingangsspanning ($V(+)$) groter is dan de referentiespanning ($V(-)$), bedraagt de uitgangsspanning de negatieve saturatiespanning (-15V)

$$\begin{aligned} &\rightarrow \text{als } V_i = 0\text{V} \\ V_o &= A_{OL} : (0\text{V} - 3\text{V}) \\ &= -15\text{V (saturatie)} \end{aligned}$$

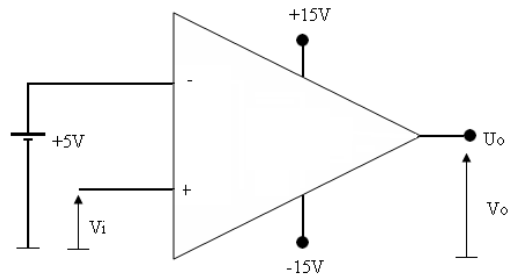
Als de ingangsspanning groter is dan de referentiespanning, bedraagt de uitgangsspanning de positieve saturatiespanning (+15V)

$$\begin{aligned} &\rightarrow \text{als } V_i = 5\text{V} \\ V_o &= A_{OL} : (5\text{V} - 3\text{V}) \\ &= +15\text{V (saturatie)} \end{aligned}$$

Wanneer beide spanningen gelijk zijn, dan zal de uitgangsspanning theoretisch 0V bedragen, maar praktisch is dit niet haalbaar, omdat bij een verschil tussen de twee ingangen van $70\mu\text{V}$ er reeds saturatie optreedt aan de uitgang.

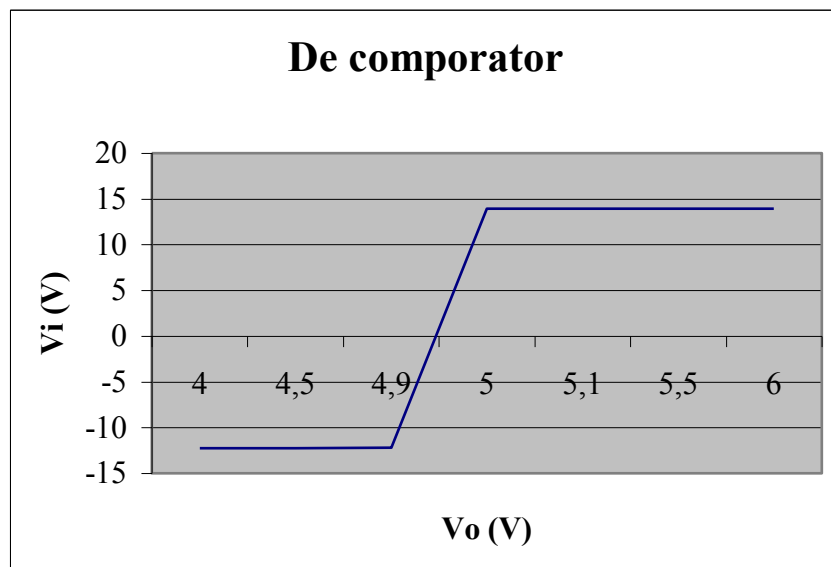
Oefeningen :

- Teken de schakeling van een comparator waarbij $V_- = +5\text{V}$. Leg de werking uit, analoog aan deze van de vorige schakeling. Voer ook volgende meting uit:



V_i (V)	V_o (V)
+ 4	-12.230V
+ 4,5	-12.232V
+ 4,9	-12.196V
+ 5	13.944V
+ 5,1	13.940V
+ 5,5	13.940V
+ 6	13.939V

- Teken de transferkarakteristiek



6 Vermogenversterkers

6.1 Inleiding

We zullen aan de hand van enkele (zelfgebouwde) versterkers de term vermogenversterker omschrijven. We spreken pas van een vermogen versterker, indien het rendement hoog genoeg ligt t.o.v. het geleverde vermogen aan de versterker schakeling. (hoger dan 40%). De rest van het toegevoegde vermogen gaat verloren in warmtedissipatie.

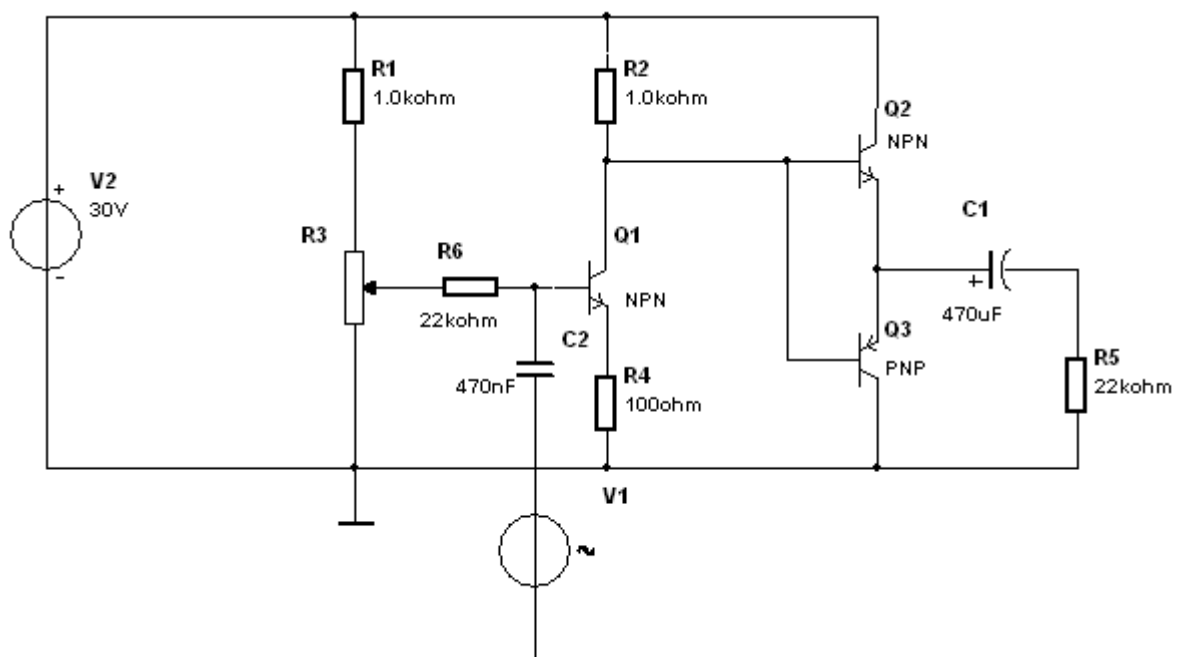
6.2 Beveiliging

Het beveiligen van een versterker is een essentieel onderdeel van de versterker. Zonder beveiliging kunnen verschillende componenten kapot gaan. Niet alleen componenten in de versterker maar ook de luidsprekers, signaalbron,.... Een goede beveiliging kan de kostprijs doen stijgen, maar het loont altijd de moeite om deze in de versterker onder te brengen. In moderne versterkers bestaan er meerdere soorten beveiligingstypes die elk een mogelijk probleem aanpakken; zoals: kortsluiting, overbelasting, temperatuursbeveiliging, bescherming tegen DC-spanning, vervorming, gedwongen koeling, inschakelingvertraging, Het is onmogelijk om deze allemaal uitgebreid te bespreken. bij het ontwerp van een vermogen versterker baseerden ons op bestaande schema's, passen we ze aan naar onze wensen.

6.3 De balansversterker (klasse B)

Een balansversterker laat toe het werkpunt van de voorversterker (in klasse A opstelling) af te regelen, zodat we een maximale versterking krijgen van zowel de positieve als negatieve alternantie.

Het schema ziet er als volgt uit:



De componenten:

1 transistor V_1 (BC 170)	
1 transistor V_2 (BC 140)	
1 transistor V_3 (BC 160)	
1 weerstand 22k ohm (2 W)	R_5
1 weerstand 100 ohm (2 W)	R_4
2 weerstand 1k ohm (2 W)	R_1 & R_2
1 weerstand 22k ohm (2 W)	R_6
1 potentiometer 1k ohm (0,4 W)	R_3
1 condensator 0.47 μ F	C_2
1 elektrolytische condensator 470 μ F	C_1
1 gelijkspanning 30 V	V_2

De wisselspanningsbron v_1 stelt het inkomend audio signaal voor. Dit signaal komt op de basis toe gesuperponeerd de gelijkspanning die kan afgeregeld worden van 0 – 15 V DC (omdat R_1 en R_3 gelijke weerstanden zijn); dit bij een voedingsspanning van 30V. zorgt voor de DC-instelling van de klasse-A versterker.

Er zal geen fase verdraaiing voorkomen (t.o.v. de voorversterker en het ingangssignaal), dit komt omdat er aan de ingang een elco staat.

Berekeningen:

Het maximale vermogen uit de versterker bij een belastingsweerstand van 8Ω (luidspreker):

met $U_{RL\text{eff}} = \frac{U_{RL\text{max}}}{\sqrt{2}}$ maar omdat de spanning over de weerstand maximaal V_2 kan zijn

wordt de formule: met $U_{RL\text{eff}} = \frac{V_2}{2\sqrt{2}}$. De formule om vermogen te gaan berekenen is :

$$P_{rms} = \frac{U_{eff}^2}{R} \text{ met}$$

$$P_{rms} = \frac{\left(\frac{30V}{2\sqrt{2}}\right)^2}{8} = 14.06W \text{ en bij } 4\Omega \text{ wordt dit: } 28.13W \text{ het is een}$$

theoretisch vermogen dat moeilijk zal worden gehaald.

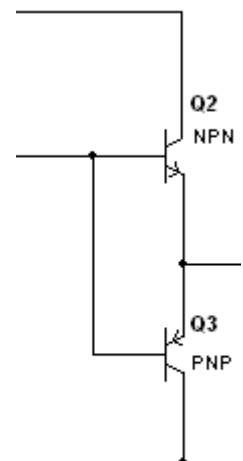
Bij een klasse-A versterker geldt:

De spanning over de emitter en collector van $V_{CC} = \frac{1}{2} \times 30V = 15V$

De spanning over R_4 bedraagt $\frac{1}{6} \times 30V = 5V$ (deze veronderstelling klopt alleen als de potentiometer zo staat, praktisch zal dit niet zo zijn!).

De resterende spanning = 10V staat over R_2 .

De stroom door de collector is dus $= \frac{U_{R2}}{R_2} = \frac{10V}{1000\Omega} = 0,01A$ of 10mA

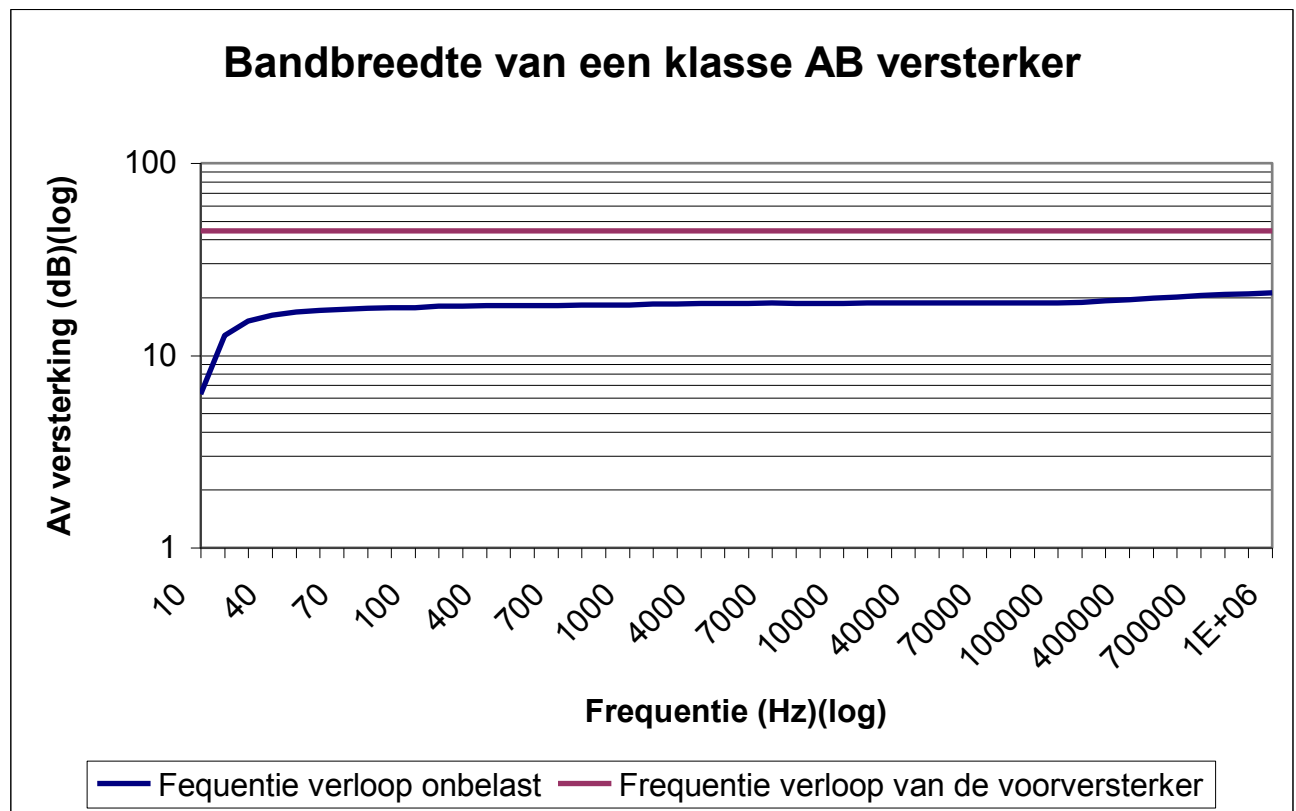


Het vermogen ontwikkeld en de weerstand wordt dus $(I_C)0.01A \times (U_{RC}) 10V = 0,1W$ (hierbij komt nog eens het wisselspanning vermogen). Daarom namen we weerstanden van 2W

Verder in het schema vinden we de eindtrap, deze is in klasse-B ingesteld. De componenten zijn twee gelijkwaardige transistoren (zelfde I_c en H_{FE} waarde), waarvan een NPN en een PNP. We merken verder op, dat beiden een gemeenschappelijke emitter hebben. Er zijn geen collectorweerstand → er zal geen spanningsversterking zijn, maar wel een stroomversterking. Over de twee transistoren staat samen de volledige voedingsspanning, doordat ze gelijkwaardig zijn staat er maar de volledig spanning over. Omdat de voorversterking ook de volledige spanning gebruikt, en in het midden het werkpunt plaatst is de max. spanning op de uitgangsweerstand de helft van de voedingsspanning.

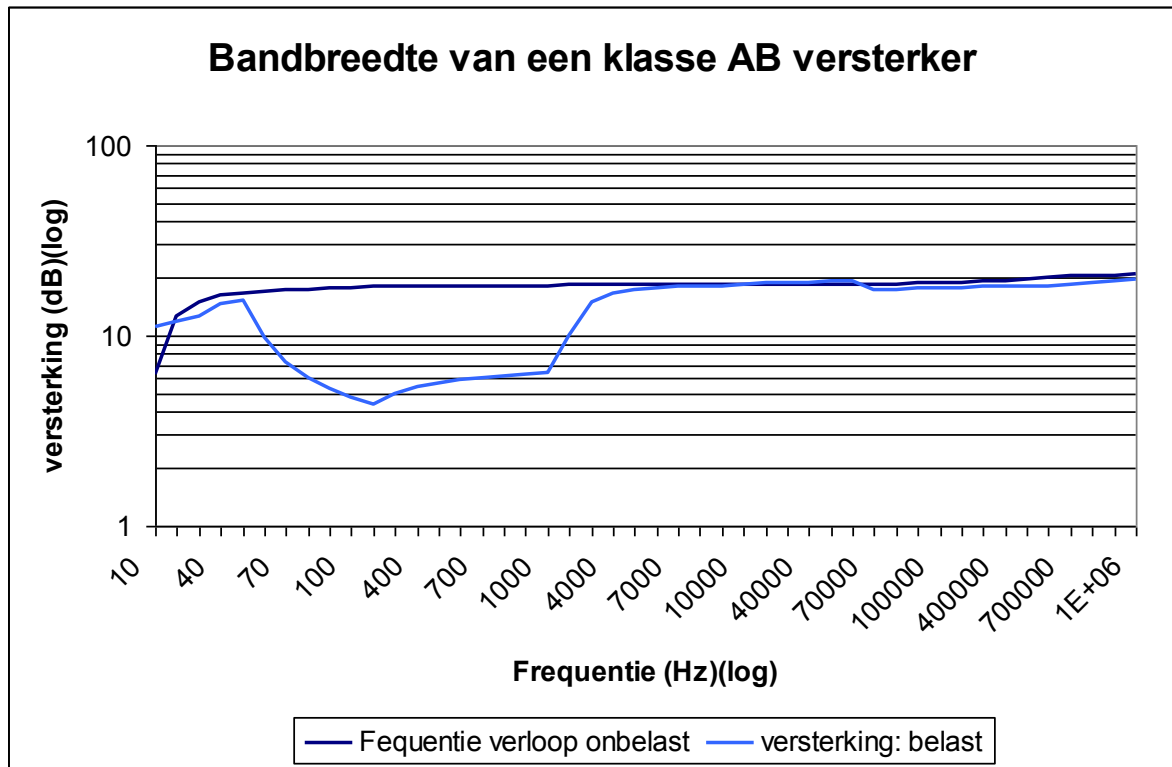
De basisstroom in de transistoren zorgt ervoor dat de spanning over de collector-emitter zal dalen en over de emitter zal vloeien naar de belasting. We kunnen op de uitgang een elektrolytische condensator plaatsen, omdat we met een positieve voedingsspanning werken.

De meting op de automatische meetopstelling leverde ons de bandbreedte van de versterker. De eerste grafiek geeft ons de bandbreedte onbelast, dit met een voedingsspanning van 30V en een ingangssignaal van 0.2V piek tot piek.



We zien dat het verloop van de bandbreedte zeer goed is, de voorversterker heeft een karakteristiek die horizontaal verloopt, ook de eindtrap doet het behoorlijk.

De tweede grafiek geeft ons de bandbreedte met een belasting van 10kΩ + luidspreker van 8Ω, dit met een voedingsspanning van 30V en een ingangssignaal van 0.2V piek tot piek.



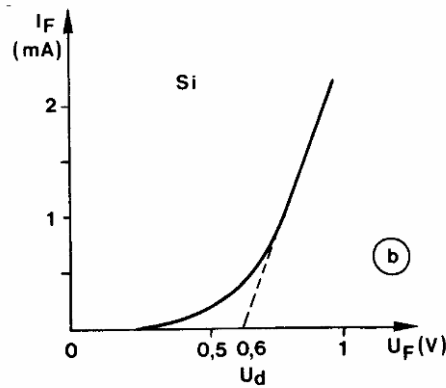
We zien dat de karakteristiek niet het verwachte bandbreedtebeeld oplevert, de meting wordt vertekend door het gebruik van maar 1 basluidspreker (die dus de hoge tonen niet kan weergeven). Op het einde van de karakteristiek merken we een kleine stijging, deze kan worden veroorzaakt door de transistors. Omdat deze gemaakt zijn om alleen laagfrequent-signalen te gaan versterken en dus hoe hoger de frequentie beginnen te satureren.

Het grootste probleem van deze versterker was de weergave van muziek, deze was barslecht! Het geluid dat geproduceerd werd kwam net als schokjes uit de luidspreker, eerst schoven we de schuld op de slechte signaalbron (cassettespeler). Maar de oorzaak ligt bij de transistorschakeling in de eindtrap!

6.4 Cross-oververvorming (overneemvervorming)

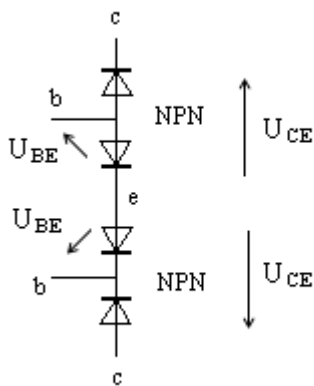
6.4.1 Oorzaak

Zoals reeds vermeld in voorgaande hoofdstuk is een transistor opgebouwd uit twee dioden. Iedere diode heeft een minimale spanning (de drempel spanning) nodig om in geleiding te komen. Er ontstaat een overgangsgebied (kniegebied) tussen sperren en geleiden (zie onderstaande figuur).



Doorslag bij een Si-diode

Het signaal dat binnenkomt op de eindtrappen moet minimaal 0.7V bedragen om de transistoren te laten geleiden en uiteindelijk het signaal door te geven naar de belasting. Een gedeelte van het geluidsignaal gaat dus verloren (zie figuur).



Als we de eindtrap opnieuw teken, maar dan deze keer met behulp van dioden zien we duidelijk waar de cross-overspanningen optreden. Twee maal zien we dat er over $U_{BE} \pm 0.7V$ wordt gemeten, dit levert dus tussen punten b-b 1.4V.

De twee karakteristieken overlappen elkaar niet voldoende, wat betreft hun symmetriewerking. Hierdoor ontstaat een harmonische vervorming, men noemt deze de overneemvervorming of commutatievervorming.

6.4.2 Oplossingen

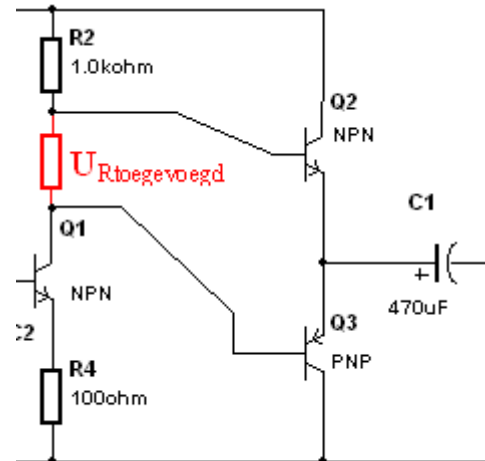
De oplossing is niet moeilijk, we verplaatsen het werkpunt van de diode gewoon een 0.7V hoger door er voor te zorgen dat er DC een spanning over de basis-emitter komt te staan tegengesteld aan de basis-emitter spanning. Men kan dit op 2 manieren doen:

Oplossing 1 : een berekende weerstand

We plaatsen een extra weerstand in de collector kring van de voorversterker. De spanning over $R_{toegevoegd}$ moet 1.2V à 1.4V bedragen. eerst bereken we de collector stroom $U_{R2} = 10V \rightarrow I_C = 10 \text{ mA}$.

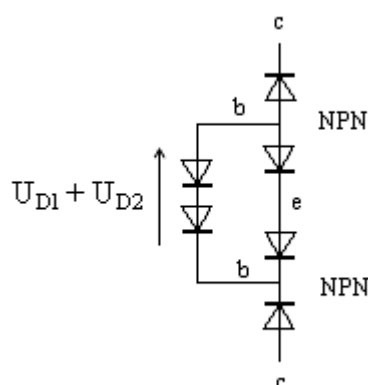
Als we over $R_{toegevoegd}$ een spanning willen hebben van 1.2V dan moet de weerstand gelijk zijn aan $1.2V/10mA = 120\Omega$. De totale collectorweerstand moet $1k\Omega$ bedragen zodat R_2 gelijk wordt aan 880Ω .

Een probleem bij deze oplossing is wanneer we onze voedingsspanning wijzigen dan daalt deze spanning $U_{Rtoegevoegd} \rightarrow$ is geen vaste waarde. Nog een nadeel is dat de weerstand de DC instelling van de versterker kan gaan wijzigen, zoals we mee hebben gemaakt bij de praktische realisatie van deze versterker, na aanpassing van deze weerstand bleek een van de transistoren van de eindtrap gesneuveld te zijn omdat de basistroom te groot bleek te worden (wat heel erg uitzonderlijk is).



Oplossing 2 : twee dioden

De volgende oplossing is deze met de twee dioden, in plaats van een weerstand tussen de twee basissen van de eindtrap te plaatsen zodat we aan ongeveer 1.2V kwamen nemen we



nu twee dioden in serie geschakeld (zie schema). $U_{D1} + U_{D2}$ stelt de spanning voor over twee dioden die in geleiding staan, (dus twee maal de diffusiespanning). De spanning is gelijk aan de spanning die moet worden overwonnen om in het lineair gebied van de twee transistoren te komen. Deze oplossing is eigenlijk de beste oplossing omdat zowel de dioden en als de transistoren van een silicium type zijn. De spanning over de dioden is ook onafhankelijk ten opzichte van de voedingsspanning. Men moet wel opletten dat de dioden voldoende vermogen kunnen dissiperen.

6.5 De balansversterker in klasse AB

We besloten dus een tweede versterker te bouwen, met als basis vorige versterker. We voorzaken op het printje de mogelijkheid te kunnen kiezen tussen de diodeoplossing of de weerstandoplossing. We kozen ook om met ander transistoren te gaan werken die een groter vermogen kunnen leveren.

De componenten:

2 transistors Q_1 (BD 139)

1 transistor Q_2 (BD 140)

1 luidspreker

2 weerstanden 100 ohm (2 W)

2 weerstand 1 kohm (2 W)

2 dioden 1004N

1 weerstand 22 kohm (2 W)

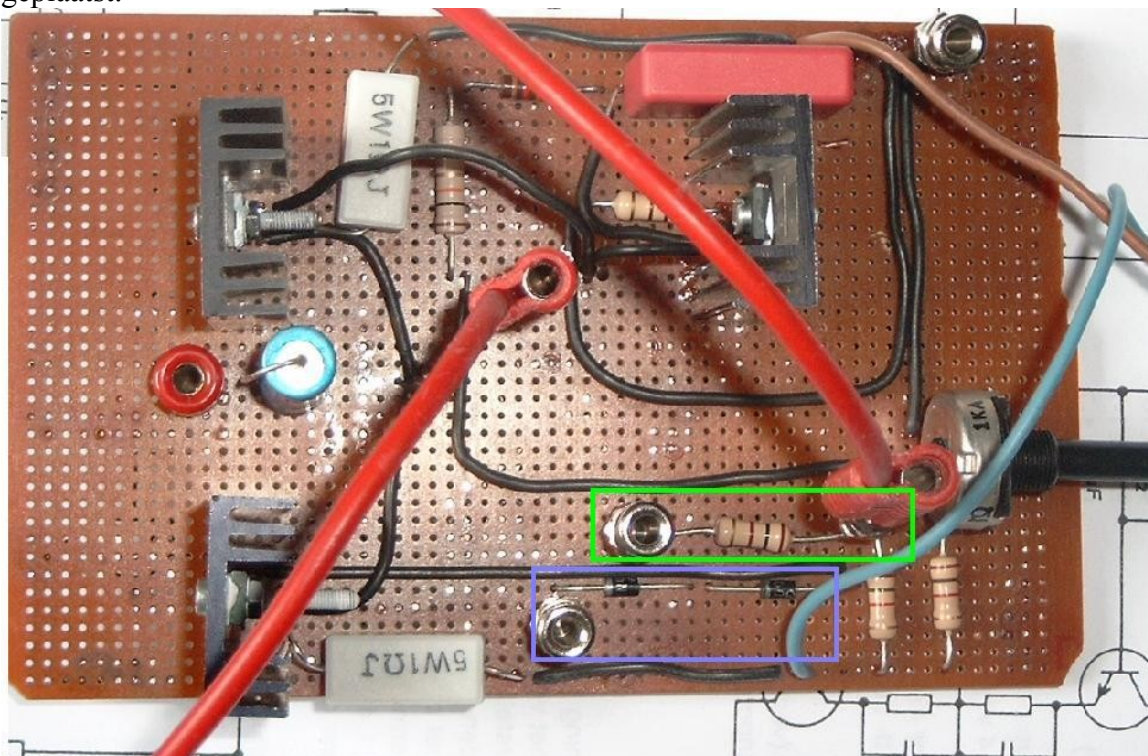
1 potentiometer 1 kohm (0,4 W)

1 condensator 0.47 μ F

1 elektrolytische condensator 470 μ F

1 regelbare gelijkspanning 0- 30 V

Het BD type transistor leek ons gepast omdat deze zware stromen aankunnen (1,5A) en niet veel kosten. De H_{FE} waarde van de BD139/140 en BC160/140 liggen niet ver uit elkaar, dus we zullen geen verschil hebben in versterking (wat sowieso niet zou verschillen omdat we werken met $A_V = 1$). Op ons printje maakten we het mogelijk (door bananenklemmen te gebruiken) om tussen bevat oplossingen van de cross-oververvorming te kiezen: ofwel de weerstand, de twee dioden. Om de stroom beter te kunnen controleren, hebben we in de eindtrap telkens een $1\ \Omega$ (5W) weerstand geplaatst.



2^{de} klasse AB versterker

In het groene kadertje zien we de weerstand die voor de constante instelspanning zorgt van 1V bij een voedingsspanning van 30V.

In het tweede kadertje zien we twee dioden in serie die ook voor een constante spanning zorgen. Na het soldeer werk stootten we al vlug op een probleem: de voorversterker (klasse-A) deed zijn werk niet, in plaats van het signaal tienmaal te versterken, kwam het signaal op de eindtrap verzwakt toe. Na wat onderzoek bleek dit probleem bij een slechte soldeerlas te liggen. Er was een klein contact en dit bleek een weerstandswaarde te hebben van enkel mega ohm. Het signaal kwam (door deze weerstand) meerdere malen verzwakt toe op de basis van de BD139.

Op iedere transistor monteerden we een koelplaatje; na enkele tests bleek dat de koelplaat op de voorversterker helemaal niet nodig is, maar de koelplaatjes op de eindtrap waren zeker geen overbodige luxe. Tests die we thuis uitvoerden, resulteerden in het opwarmen van de koelplaat tot een temperatuur van 75°C, terwijl de voedingsspanning nog maar 15V bedroeg. Om de voedingsspanning op 30V te krijgen hebben we onmiddellijk 2 grotere koelplaten gemonteerd.

6.5.1 Theoretische waarden

Zoals we voordien reeds berekenende hangt het leverbaar vermogen volledig af van de aangelegde voedingsspanning. Het globale verloop van de spanning over de transistoren is sinus vorming, we kunnen dan stellen dat het maximum vermogen dat beide transistoren

leveren aan de belasting gelijk is aan: $P_w = \frac{i_c \times u_{ce}}{2}$ is. Het vermogen geleverd door 1 transistor is gelijk aan de helft van P_w .

Bij volledige uitsturing van het element mogen we stellen dat : $P_w = \frac{1}{4} i_c \times u_v$.

Om het rendement van een klasse B-versterker te kennen moeten we het toegevoegd gelijkstroomvermogen vergelijken met het verkregen wisselstroom vermogen.

Het gelijkstroomvermogen (per transistor) : $P = U_v \times I_{vgemiddeld} = U_v \times \frac{i_c}{\pi}$.

Het rendement berekent men zo: $\eta = \frac{P_w}{P} = \frac{\frac{1}{4} i_c \times u_v}{U_v \times \frac{i_c}{\pi}} = \frac{\pi}{4}$, wat in decimalen gelijk is aan

0,78539816339744830961566084581988... $\rightarrow \pm 78\%$.

Dit betekend dus dan onder ideale omstandigheden een klasse B-versterker 78% rendement kan behalen. Praktisch is dit onmogelijk!

6.5.2 Praktische gemeten op de vesterker

Deze waarden zijn relatief omdat we de potentiometer nooit perfect kunnen afstellen u vindt de meetresultaten terug in de bijlagen.

7 Luidsprekers

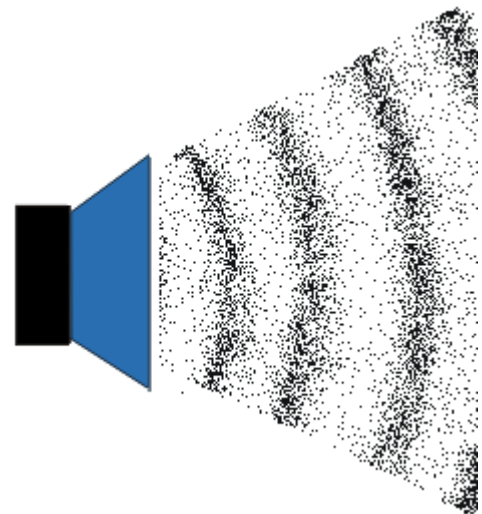
7.1 Inleiding

Eenmaal de versterker het signaal versterkt heeft, moet dit signaal ook kunnen waargenomen worden. Dit doen we met behulp van luidsprekers. Een luidspreker zet een elektrisch signaal om in een variërende beweging.

7.2 Wat is geluid

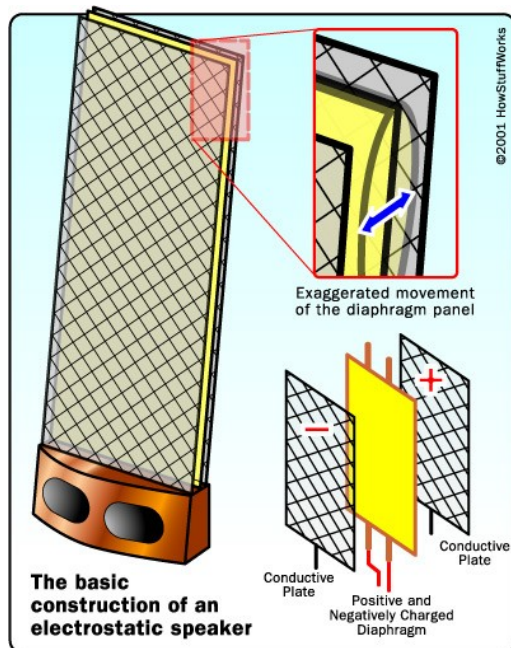
Geluid zijn trillingen in de lucht die door gezonde oren waar te nemen zijn. Wanneer een voorwerp geluid produceert, worden de luchtdeeltjes in de omgeving samengeperst, waardoor de luchtdruk ter plaatse toeneemt. De samengeperste luchtdeeltjes botsen met omliggende deeltjes in de lucht en geven hun energie zo door.

Dit doet zich ook voor, wanneer een luidspreker in trilling gebracht wordt. De donkere gedeeltes (op de figuur) zijn de luchtdelen met een hoge geluidsdruk en de lichte gedeeltes met een lagere geluidsdruk. Meteen kan je zien dat iedere speaker een bepaald afstralgedrag heeft, m.a.w. het geluid gaat verschillen als je voor, achter of naast de luidspreker staat.



7.3 Luidsprekerconstructie

Bij luidsprekers treffen we drie verschillende mechanismes aan om geluid te maken uit het versterker signaal: Electrostatisch, Piëzo-elektrisch of Magneto-Dynamisch.



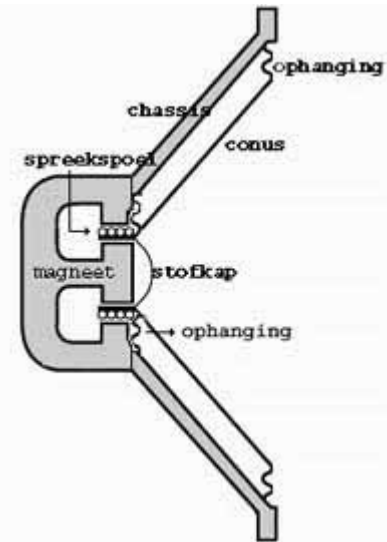
In het eerste geval berust de werking op elektrostatische aantrekking en afstoting. Hier is een uiterst dunne elektrisch geleidende folie gespannen tussen elektroden die geluid kunnen doorlaten. Door hoge elektrische spanningen wordt de folie in trilling gebracht. Het voordeel van electrostaten is dat ze erg weinig kleuring aan het geluid geven. Het nadeel is dat ze erg duur zijn en ook wel onderhouds gevoelig. (schoonmaken en folie spannen)

Electrostaten doen het erg goed in het midden- en hoogfrequente gebied. Voor de laagste frequenties worden ze erg groot en nog duurder. Het nut van electrostaten bij de laagste frequenties is ook wat twijfelachtig. Men ziet dan ook wel combinaties van magnetische

luidsprekers voor het laag, en elektrostaten voor het midden en hoog.

Bij Piëzo luidsprekers is het een vaste stof die van vorm verandert onder invloed van een elektrische spanning. Het werkt alleen redelijk bij de hoogste audio-frequenties; je ziet wel eens tweeters volgens dit principe, vaak met een aangebouwd hoorntje. De geluidskwaliteit is meestal matig, omdat het piëzo-materiaal vaak nogal sterke interne resonanties vertoont, en het hoorntje geeft een sterke richtwerking. Wel is het mogelijk met deze luidsprekers heel grote geluidsterkte te halen.

"Magneto-dynamisch" is eigenlijk een verkeerde term, want dat zou betekenen dat er een magneet beweegt, en er zijn goede redenen om die nou juist stil te laten staan. Een betere term is Elektro-dynamisch. Veruit de meeste luidsprekers zijn gebouwd volgens dit principe, waarbij een spoel van koper- of aluminium draad beweegt in een magneetveld. Hiernaast zie je een doorsnede van zo'n luidspreker.



Een belangrijke variant op dit principe is de dome-tweeter. Daarbij zijn het chassis en de conus nagenoeg afwezig, en is het de stofkap, de "dome" (koepel) die het geluid produceert. Dit werkt voor de hoogste frequenties veel beter dan de klassieke conus, en ook beter dan de "dubbelconus" luidsprekers, waarbij er een veel kleinere extra conus op de stofkap staat.

Een andere variant heeft een flinke vlakke plaat als geluidswaergeving, en er zijn magneten en elektrische geleiders verdeelt over de hele plaat en de vaste constructie daar achter. Waar de conus luidspreker slechts op één punt aangedreven wordt is de zo genaamde "magnetostaat" over de volle oppervlakte aangedreven. Magnetostaten worden niet in een behuizing gemonteerd, maar als complete eenheid geleverd.

Terug naar de conus-luidspreker.

Een belangrijke vraag is of de spreekspoel kort is ten opzichte van het magneetveld, of juist flink langer. Luidsprekers met een lange spoel kunnen een aanzienlijke conus uitslag verdragen, met een bescheiden magneet, maar het rendement is lager, omdat er steeds maar een deel van de spreekspoel meedoet (in het magneetveld zit). In het geval van de korte spoel is de conus uitslag beperkt, want als de spreekspoel buiten het magneetveld komt treedt er een aanzienlijke intermodulatie vervorming op. Er is dus een magneet nodig met een lang en homogeen veld en zulke magneten zijn groter en duurder dan die voor een lange spoel.

Met name het materiaal van de conus bepaalt in hoge mate de geluidskwaliteit. Het probleem is steevast dat niet alle delen van de conus gelijk op bewegen; de conus is niet volmaakt stijf, maar heeft ook wat interne vering en natuurlijk massa. De combinatie van massa en vering geeft resonanties op bepaalde frequenties. De kunst van het luidsprekers bouwen is om die effecten te minimaliseren, en dat is steeds een kwestie van compromissen: Als je een bepaalde eigenschap verbetert heeft dat bijna altijd een verslechtering van een andere eigenschap ten gevolge. Top op dit moment zijn de tweeters van B&W deze hebben een diamanten conus.

Een aparte vermelding verdienen actieve luidsprekers, dus waar er een bewegingsopnemer aan de conus verbonden is, die een signaal terugstuurt naar de versterker zodat ongewenste bewegingen tegengegaan worden. Er is op dit gebied niet zoveel op de markt, en je zit altijd vast aan de elektronica die er door de fabrikant bijbedacht is. Daardoor bespreken we deze configuratie niet helemaal.

7.4 Luidsprekerimpedantie

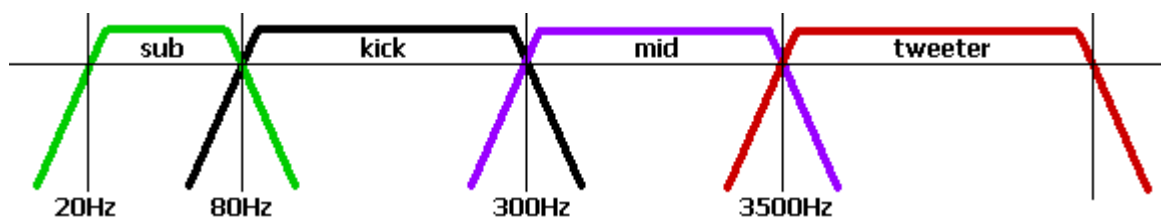
Luidsprekers worden geleverd met een impedantie of weerstand van 8 Ohm of 4 Ohm. Een enkele keer zie je wel eens 2 Ohm of 16 Ohm. Voor huiskamer Hifi is 8 Ohm het meest gebruikelijk. Bij luidsprekers voor gebruik in de auto is 4 Ohm zo'n beetje de standaard. De achtergrond is de beperkte voedingsspanning van 12 Volt in de auto. Met een lagere luidspreker impedantie kun je bij de zelfde spanning meer vermogen maken.

Het een is niet beter of slechter dan het andere. Maar je moet er wel op letten dat de versterker er mee overweg kan. Alle versterkers kunnen met 8 Ohm luidsprekers werken. Ze zijn echter alleen geschikt voor 4 Ohm als dat er duidelijk op staat. Op een versterker voor 4 Ohm kun je gerust luidsprekers van 8 Ohm aansluiten, maar dan wordt het maximum versterker vermogen niet gehaald. Andersom is af te raden, want je kunt de versterker opblazen. (Nou ja, meestal gaat het wel goed, als de versterker een flink vermogen kan leveren en je toch nooit zo hard speelt)

7.5 Indeling van de luidsprekers

Boven de 16000 Hz horen we, afhankelijk van de leeftijd, maar heel erg weinig en onder 20Hz voelen we alleen maar de luchtgolven. Vandaar dat luidsprekers in een hifi-installatie een bereik hebben van ca. 20 - 20000 Hz, zodat alle frequenties die onze oren kunnen horen, weergegeven worden. Het streven is dat alle frequenties ook nog even sterk weergegeven worden, zodat het een heel lineair en homogeen geluid oplevert. Pieken of dippen in de frequentiecurve zijn dus niet gewenst.

Hieronder staat een plaatje van het totale frequentiespectrum, onderverdeeld naar de luidsprekertypes:



Het is duidelijk dat er voor het totale spectrum verschillende luidsprekers nodig zijn. Eigenlijk zou de ideale speaker lineair moeten kunnen weergeven van 20 - 20000 Hz, helaas zijn die tot op heden nog niet uitgevonden. Voor sublaag hebben speakers hele andere elektrische en mechanische eigenschappen nodig dan voor hoog. Er worden meerdere speakers ontwikkeld die ieder een gedeelte van het frequentiespectrum weergeven.

Verschillende types en hun bereik:

Subwoofer 20 - 80 Hz	
Kickbass woofer 80 - 300 Hz	
Mid-woofer 300 - 3500 Hz	
tweeter 3500 - 20000 Hz	

De exacte filterfrequentie (kantel- of scheidingsfrequentie) en flanksteilheid hangt helemaal af van de gebruikte speakers. Bij een 2-weg wordt mid en kickbass door één woofer weergegeven.

Meerdere speakers gebruiken per kanaal (dus 2- of 3-weg systemen) heeft ook weer nadelen. Stereo-opnames worden gemaakt voor alleen een rechter en linker kanaal. In het ideale geval bestaat elk kanaal uit één puntbron, ofwel één speaker. Dit geeft het meest natuurlijke stereobeeld en plaatsbepaling van de instrumenten weer zoals de maker dit

bedoeld heeft. Een meerkanaalssysteem zal, o.a. vanwege de filter en de afstand tussen de luidsprekers, dit stereobeeld wat beïnvloeden. Daarom kan een 2-weg soms beter klinken dan een 3- of zelfs 4-weg systeem.

7.6 Klankkasten

Iedere speaker is ontworpen om in een welbepaalde behuizing te zitten. Plaatst men meerdere luidspreker in 1 kist (men bouwt een luidspreker), dan moet ook iedere component in zijn afzonderlijke kist zitten.

Demping.

Allereerst kiezen we een houtsoort om een kist te maken. We hebben een houtsoort nodig die sterke vezels en een hoge dichtheid heeft. Door een hoge dichtheid kan er weinig resonantie (beweging van de panelen) optreden. Mdf komt daarvoor in aanmerking, multieplex wordt ook veel gebruikt. De beste kist zou bestaan uit zware materialen, bv beton, maar niet veel mensen hebben zin om een 140kg zware kist te verplaatsen.

Het kistontwerp (piramide, rechthoekig, bolvormig...) kan staande golven doen verminderen ook tussenschotten in de kist doen de resonantie dalen. Dempingsmateriaal (glasvezel, noppenschuim) wordt gebruikt om aan klanktuning te doen. Ook wordt binnen in de kist versterkingen aangebracht → nog minder resonantie, de topfabrikanten kunnen zelf er harmonische mee laten verdwijnen door speciale roosters te gebruiken (zie figuur).

Soorten behuizingen.

Iedere luidspreker heeft zijn welbepaalde specificaties en past dus in een welbepaalde kist. Tweeters en midtoners steekt men meestal in een gesloten behuizing omdat men met weinig vermogen een hoog volume kan bereiken. Een woofer (zowel kickbaswoofer als subwoofer) heeft meestal veel vermogen nodig om luid te klinken. Daar bestaan dus ook de meeste kistontwerpen voor om een zo luid mogelijk effect te bekomen.

- Gesloten behuizing: hier zit de woofer in een gesloten behuizing. Zo'n behuizing is goedkoop om te maken, kan makkelijk snelle beelden verdragen en is meestal geschikt voor alle woofers. Een zeer goede behuizing voor iedere luidspreker.
- Gepoorte behuizing: deze komt het meeste voor. In de kist is er een opening gemaakt waardoor er lucht kan 'ontsnappen'. De kist is hier meestal groter, klinkt wat lager en heeft een hoger rendement dan een gesloten versie. Veelal toegepast in homecinema, heeft een typische rollende klank.
- Bandpass behuizing: hier zie je de woofer niet. De woofer zit in een kamer binnen en spuwt alleen maar bas uit de baspijpen. Deze kisten zijn meestal aan de grote kant (2 kamers). De constructie is ook wat moeilijker dan gesloten/gepoorte versie. Wel



heeft deze behuizing een zeer hoge gevoeligheid en klinkt de kist zeer laag. Bij snellere beaten kan je wel een 'boemerig' effect bekomen. Deze behuizing komt niet veel voor, in goedkopere homecinema systemen kan je deze wel tegenkomen.

- TL (transmission line) behuizing: hier zit de woofer aan het einde van een lange buis. Deze heeft dus door reflectie een grote gevoeligheid. Dit wordt veel toegepast in sportzalen om een goede bas te verkrijgen. De speakers klinken in hogere frequenties niet meer goed, dus alleen maar voor pure bas.
- Hoornvormig: bij deze constructie zie je de woofer niet. Aan de achterkant van de sub wordt een hoorn bevestigd om terug een grote gevoeligheid te bekomen. De kisten zijn moeilijker te maken, zijn meestal imposant van uitzicht en er zijn maar weinig woofers die in zo'n configuratie kunnen spelen. De speaker heeft wel een enorm grote gevoeligheid en gaat ook enorm laag. Dit komt voor bij fuiven waar enorm veel bas verwacht wordt.



8 Besluit

Omdat onze kennis van elektronica zeer beperkt was gingen we van start met de studie van een zeer eenvoudige versterker, meerbepaald een klasse-A versterker met een bipolaire transistor. Deze versterker is vooral bedoeld om kleine laagfrequent signalen te versterken. Wanneer we deze versterker zwaar gaan belasten dan treedt er al vlug vervorming op. Het rendement van een dergelijke opstelling is ook zeker niet spectaculair, en zeker niet geschikt voor grote vermogens. Deze versterker voldoet dus niet aan de eisen van een moderne versterker. Als we in ons achterhoofd houden dat we streven naar een versterker zonder vervorming met een zo groot mogelijk rendement (zo weinig mogelijk energie verloren onder de vorm van warmte) en zo goedkoop mogelijk, dan kunnen we deze versterker zeker niet gebruiken.

Daarom besloten we een ander schema uit te zoeken. Ons oog viel op een reeds gemaakte versterker in het KHBO te Oostende. Die versterker heeft als actieve elementen MOSFETS op de eindtrap. Deze hebben als voordeel dat ze spanningsgestuurd werken, wat er voor zorgt dat de voorgaande trap niet zwaar wordt belast en dat daar dus weinig vermogen in verloren gaat. Nog een groot voordeel is dat deze versterker een zeer groot vermogen kan schakelen. Jammer genoeg liep het uittesten van die schakeling niet zo vlot: achteraf bleek dat we de P-mosfet en N-mosfet van benaming hadden omgewisseld; uiteindelijk kregen we de eindtrap aan de praat. Een groot nadeel van deze versterker is dat de koelplaat heel erg warm werd omdat de ruststroom veel te groot was. Het was echter wel mogelijk om uit deze versterker een vrij groot vermogen te halen.

Tussen de klasse-A en de versterker van het KHBO zit een te groot niveau verschil. Dit losten we op, door een klasse-AB versterker te bestuderen. Het is een combinatie van twee verschillende klasse's; de balans klasse-A die hier door de kleine belastingsweerstand weinig vervorming vertoont gekoppeld aan een klasse-B eindtrap configuratie die een groot rendement waarborgt. Met een regelbare weerstand is het mogelijk het werkpunt (punt op de karakteristiek van de transistor waar rond het signaal versterkt zal worden) te bepalen. Dit resulteert in een perfecte versterking van zowel de positieve als de negatieve alternatie van het signaal. Het grootste probleem van dit type versterker is de overneemvervorming (cross-over). Deze ontstaat doordat het signaal op de eindtrap door twee transistoren wordt versterkt. Het probleem hierbij is, dat een transistor tijdens de nuldoorgangen in en uit geleiding treden

waardoor het signaal niet lineair versterkt wordt. Zo ontstaat er een vervorming op het uitgangssignaal. Dit valt op te lossen door tussen de twee basissen twee dioden te schakelen. Zij zorgen ervoor dat het werkpunt van beide transistoren op één lijn komt te staan. Met deze versterker kunnen we al een behoorlijk signaal (vermogen) versterken.

Tussen deze projecten door, bestudeerden we ook de operationele versterker (OPAMP's). Dit is een zeer goede spanningsversterker geïntegreerd in IC-vorm. Het voordeel van deze schakeling is de zeer grote versterking, wat dus ideaal is als spanningsversterker en dus als voorversterker. De grote ingangsimpedantie zorgt er eveneens voor dat de signaalbron niet te veel belast wordt. De OPAMP vinden we ook terug in filter schakelingen. Deze filterschakelingen zorgen ervoor dat bepaalde stoorsignalen niet versterkt worden, zodat de ruis productie minimaal is.

Een versterker wordt gevoed door een gelijkspanning, wat tot een volgend project leidde. Een netvoeding zet het sinusvormig signaal om, in een constante gelijkspanning.

Hoe meer vermogen we van een versterker vragen, hoe meer de voeding moet leveren en dus gaat kosten. Toch mogen we niet besparen op een voeding, want deze gaat uiteindelijk ook de kwaliteit van de versterker bepalen.

De kwaliteit van een versterker wordt ook weergegeven door de luidsprekers. Het was dan ook vanzelfsprekend om even onze aandacht te spitsen op dit onderwerp.

Tijdens onze G.I.P. was het praktisch realiseren van de bestudeerde schakelingen zeer belangrijk. Daarom probeerden we zelf printjes te ontwerpen. Met behulp van de software pakketten Multisim (simulatie programma) en Ultiboard (printontwerp) konden we niet allen onze schakelingen tekenen en simuleren, maar ook een print ontwerpen. De schakelingen werden dan op transparant geplaatst om gebruikt te worden als filter om fotogevoelige printplaten te belichten.

Op de vraag: "Is de G.I.P. af?", moeten we helaas nee antwoorden, gewoon omdat er nog zoveel te bespreken valt. Maar op de vraag: "Heb je veel bijgeleerd?", dan antwoorden we: "zeker weten."

Jan & Jos.

9 Bijlagen

Zie a.u.b. bijgevoegd mapje.

10 Bronnen

Notatie van bronnen:

HAY, J., Operationele versterkers, principes en toepassingen, 2^{de} druk, Elektuur B.V., AB Beek (L), 1992, 175 pagina's.

MAESEN, I., Basis elektronica, 1^{ste} druk, Wolters Plantyn N.V., 1995, 229 pagina's.

CUPPER, J., SAEYS, H., Analoge techniek 1A, 3^{de} druk, Die Keure, Brugge, 1991, 216 pagina's.

CUPPER, J., SAEYS, H., Analoge techniek 1B, 3^{de} druk, Die Keure, Brugge, 1991, 216 pagina's.

Jan, 'kist ontwerpen', Internet, 22/12/04,
<http://www.breem.nl/flotechniek/pgbehuizingen.htm>

'convectie (koeling)', Internet, wikipedia, 03/01/05, <http://nl.wikipedia.org/wiki/Convectie>.

Rob van Gameren, 'filterschakelingen', Internet, 12vhifi, 05/03/05,
<http://www.12vhifi.nl/filters.html> .

Van Thienen, 'waarom actieve filters gebruiken', Internet, Tiscali, 10/03/05,
<http://home.tiscali.be/van-thienen/WhyActiv.html>

We hadden beschikking over de cursussen van de heer BOTERBERGE, J., VTI Torhout.
Waarvoor hartelijke dank.

Ook verschillende datascheets werden van het net afgehaald. Zie hier de lijst

BC160

BC140

BC175

IRF540

IRF9540

IRF540N

TL071

TL072

IRFP240

Geen van deze uitgaven zijn onze eigendom, maar deze van de fabrikanten. Dus eventuele fouten aan de hand van de datacheets zijn niet onze verantwoordelijkheid. Het zelfde geld voor de karakteristieken.

ook deze adresse hebben we gebruikt maar we hebben de oorsprong niet kunnen achterhalen:

<http://www.energieweb.nl/ency/tabel/ency-wo.html>

<http://nl.wikipedia.org/wiki/Convectie>