

---

# Samenvatting Elektronica

---

## Hoofdstuk 11: Elektronische systemen

### Definities

- **continue signalen** := analoog
- **discrete signalen** := digitaal ; en als 2 mogelijkheden  $\rightarrow$  binair
- **stelsel** := een gesloten volume waarvan de in- en uitgangen bekend zijn
- **sensoren en actuatoren** : componenten die intrageren met de buitenwereld
- **vervorming** = systematisch en reproduceerbaar ; **ruis** daarentegen is willekeurig en niet reproduceerbaar

### Inhoud

Als je een schakeling tekent: bovenaan positieve spanning en onderaan negatieve; links input en rechts output.

Ook kruisende draden overlap/boogje en geconnecteerd: volle punt.

## Hoofdstuk 12: Sensoren

### temperatuursensoren

- Resistieve thermometers: lineair maar lage gevoeligheid
- Thermistors: Zelfde maar hogere gevoeligheid
- pn junctions: lineair en eenvoudig maar beperkt temperatuurberkeik
- thermokoppels (seebeck effect)

### lichtsensoren

- fotovoltaïsch: pn-junctie; snel maar niet lineair (produceert een spanning)
- fotoconductief: veranderen van weerstand

### krachtsensoren

- rekstrookje: Verandering van weerstand

### verplaatsingssensoren

- potentiometer: meten hoekpositie of lineaire positie, weerstandsmat. met glijcontact
- inductieve nabijheidssensoren: inductie van een spoel beïnvloed door nabijheid ferromagnetisch mat.
- schakelaars
- opto-schakelaar: lichtbron en detector
- abs. pos. encoder: patroon van lichte en donkere strips; 'gray code'
- rel. pos. encoder: gebruikt 1 lijn zwart/wit streepjes

## geluidssensoren: microfoons:

- resistief: verandering van de weerstand van een koolstofplaatje
- piëzoelektrisch: spanning door mechanisch vervorming
- capacitief: verandering van capaciteit door vibratie van een condensatorplaatje
- dynamisch: membraan + bewegende spoel

## Hoofdstuk 14: Versterking

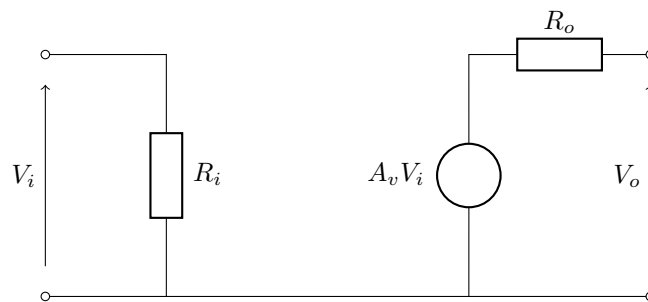
### Definities

- **Passieve versterker:** Geen externe energiebron
- **Actieve versterker:** Externe energiebron
- **Matching** := Optimalisering van impedanties voor maximale overdracht
- **nominale versterking** of **mid-band versterking:** Versterking in het midden van het frequentiebereik

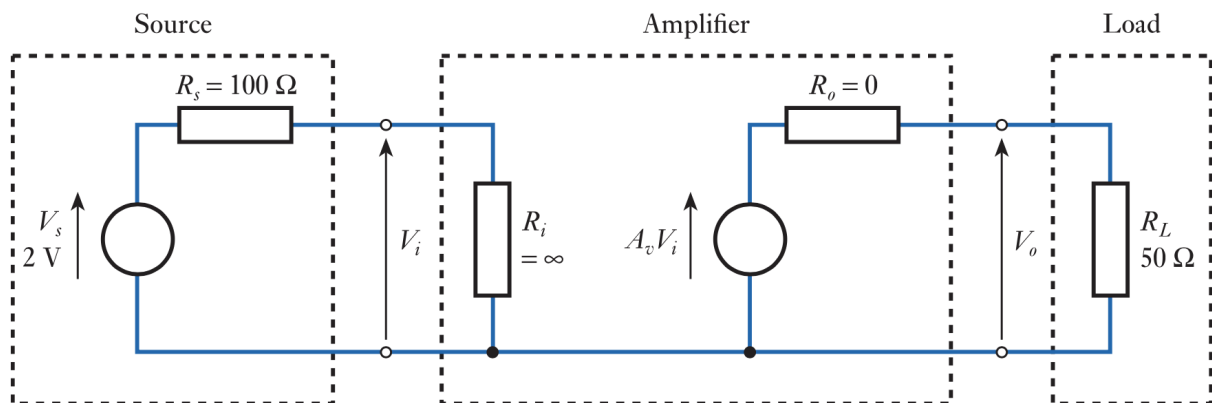
### Theorema's

- Thévenin: netwerk van weerstanden en energiebronnen met 2 aansluitingen → serieschakeling van een ideale spanningsbron en weerstand
- Norton: netwerk van weerstanden en energiebronnen met 2 aansluitingen → parallelschakeling van een ideale stroombron en weerstand

### Modelleren van bronnen en belastingen



Waarbij de input kan gemodelleerd worden aan de hand van een ingangsweerstand  $R_i$ , en de uitgang aan de hand van een spanningsbron met een serieweerstand wat een voorbeeld is van een 'Thévenin equivalent circuit'.



Figuur 1: Voorbeeld van ideale opamp

$$V_i = \frac{R_i}{R_s + R_i} V_s \approx \frac{R_i}{R_i} V_s = 2V$$

En dus is de outputspanning ( $A = 10$ ):

$$A_v V_i \frac{R_L}{R_L + R_o} \approx A_v V_i = 20V$$

## Vermogensversterking

vermogen:

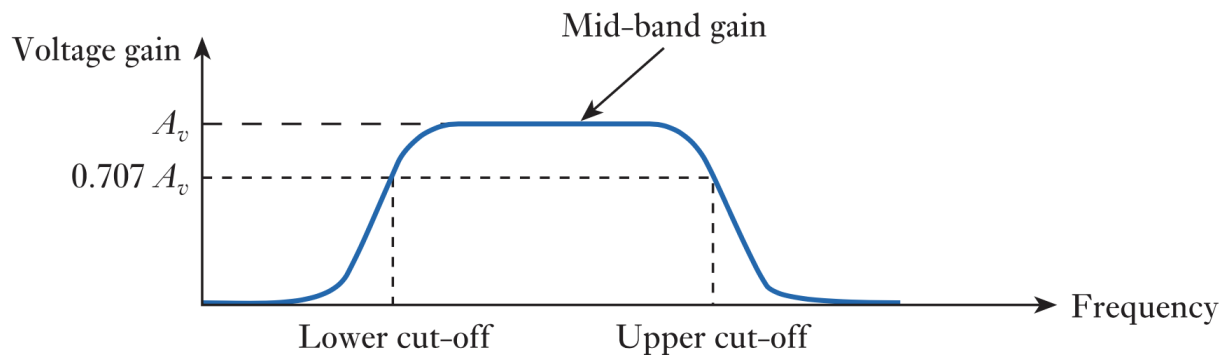
$$P_o = \frac{V_o^2}{R_L}$$

De vermogensversterking wordt vaak uitgedrukt in decibel aangezien je deze kan optellen bij trappen:

$$10 * \log_{10} \left( \frac{P_2}{P_1} \right)$$

## Frequentierespons en bandbreedte

Versterkers kunnen maar een beperkt bereik aan frequenties versterken, de laagst en hoogst versterkte frequenties zijn gespecificeerd bij half vermogen. Oftwel dat de versterking valt op een waarde  $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707$  keer de nominale versterking:

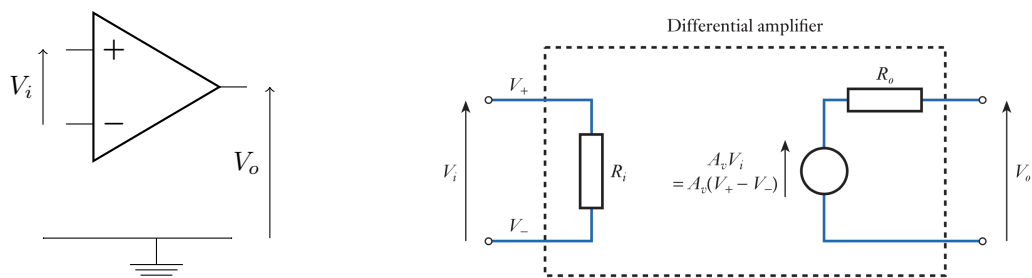


**bandbreedte** : verschil tussen onderste en bovenste cut-off frequenties  
Ruis wordt gekwantificeerd met de **signaal- ruisverhouding** (=signal-noise):

$$\frac{S}{N} = 10 * \log_{10} \left( \frac{P_s}{P_n} \right)$$

## verschilversterkers

Verschilversterkers hebben 2 ingangen en versterken het verschil tussen beide: De ingangen zijn de **niet-inverterende ingang (+)** en de **inverterende ingang (-)**. De meest gebruikelijke vorm is een operationele versterker (op-amp).



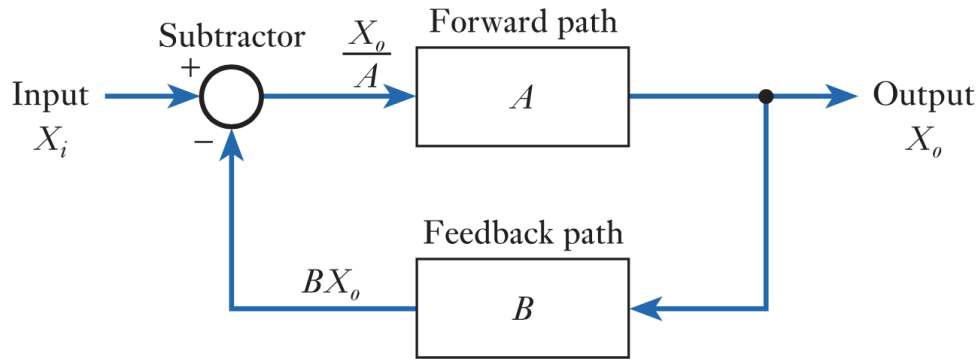
# Hoofdstuk 15: Controlsystemen en terugkoppeling

## Definities

- **openlus systeem** := de gebruiker heeft een doel en kiest de ingang van het systeem om dit te bereiken
- **geslotenlus systeem** := met behulp van feedback

## inhoud

Een geslotenlus systeem kan als volgt geabstraheerd worden:



met dus

$$\frac{X_o}{A} = X_i - BX_o \text{ of dus } \frac{X_o}{X_i} = \frac{A}{1 + AB} := G$$

openlusversterking = A en G de globale of geslotenlusversterking

↔ **AB negatief**

Dit betekent dat G groter is dan A, de gain van het circuit vergroot dus met de feedback. D.i **positieve terugkoppeling**; stel  $AB = -1 \implies \infty$  versterking (oscillatoren!)

↔ **AB positief**

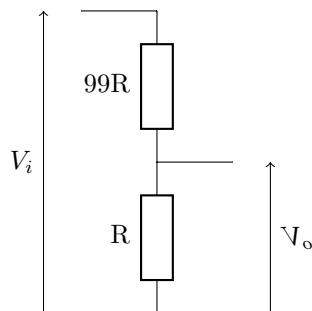
$\implies (1 + AB) > 1$  en dus  $G < A$ : **negatieve terugkoppeling**.

Stel nu  $AB \gg 1$  dan:

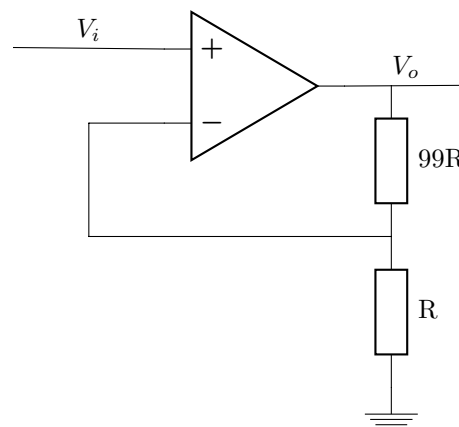
$$G \approx \frac{A}{AB} = \frac{1}{B}$$

dan is de versterking dus onafhankelijk van de openlusversterking A

## voorbeeld



Figuur 2:  $B = \frac{1}{100}$

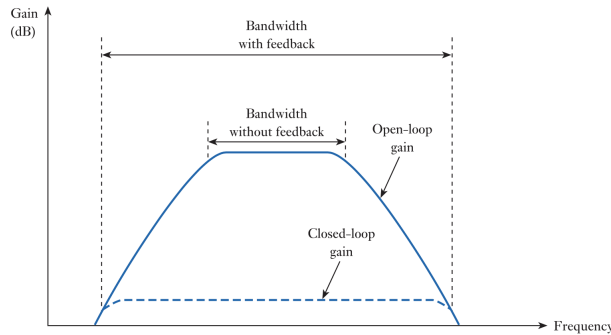


Figuur 3: amplifier met gain van 100 als  $AB \gg 1$

# Effecten van negatieve terugkoppeling

## Effecten op de frequentiecarakteristiek

- versterkers hebben een beperkte bandbreedte: versterking daalt bij lage en hoge frequenties
- versterking onafhankelijk van de openlusversterking zo lang  $A \gg G$
- bandbreedte neemt toe als gesloten-lusversterking afneemt aangezien vaak: versterking  $\times$  bandbreedte = cte



## Input en output weerstand

– Spannings-terugkoppeling

Uitgangsweerstand =  $\frac{V_o}{I_o} = \frac{R_o}{(1 + AB)}$

– Stroom-terugkoppeling

Uitgangsweerstand =  $\frac{V_o}{I_o} = R_o (1 + AB)$

– Serie-terugkoppeling: aftrekken van spanning aan de ingang:

Ingangsweerstand =  $R_i (1 + AB)$

= vorm van 'bootstrapping'

Zonder bewijs

– Parallele terugkoppeling (shunt feedback): aftrekken van stroom aan de ingang:

Ingangsweerstand =  $\frac{R_i}{(1 + AB)}$

Zonder bewijs

- Wordt de **spanning** van de uitgang teruggevoerd, dan maakt dit de uitgangsspanning stabiel: verlaging van de uitgangsweerstand
- Wordt de **stroom** van de uitgang teruggevoerd: de uitgangsstroom wordt stabiel: verhoging van de uitgangsweerstand
- Wordt een deel van de **spanning** afgetrokken van de ingangsspanning: verhoging van de ingangsweerstand
- Wordt een deel van de **stroom** afgetrokken van de ingangsspanning: verlaging van de ingangsweerstand

Factor waarmee de weerstand verandert:  $(1+AB)$

## Vervorming

vervorming die het gevolg is van niet-lineaire respons, wordt verminderd met een factor  $(1 + AB)$  aangezien de versterking gestabiliseerd wordt.

Ruis die binnenin de versterker opgewekt wordt, wordt gereduceerd met een factor  $(1 + AB)$  (ruis dat zich al in het ingangssignaal bevindt wordt echter mee-versterkt)

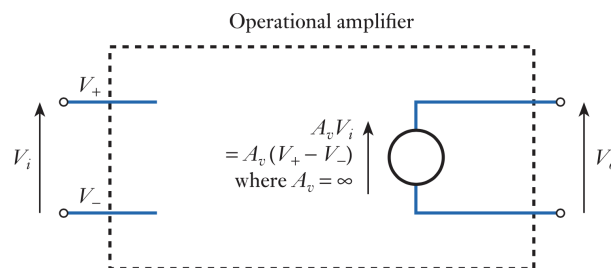
## stabiliteit

Voordien steeds A en B in  $G = \frac{A}{1+AB}$  gezien als reële getallen, echte versterkers produceren echter een faseverschuiving bij bepaalde frequenties (neemt meestal toe met de frequentie). Hierdoor kan  $|1 + AB|$  minder dan 1 worden en dus negatieve terugkoppeling  $\rightarrow$  positieve terugkoppeling := **parasitaire oscillatie**  $\rightarrow$  negatieve implicaties op de stabiliteit (wordt later nog op teruggekomen).

# Hoofdstuk 16: Operationele versterkers

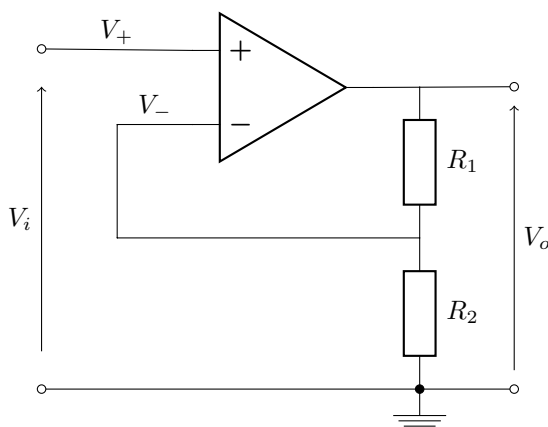
## definities

- **Ideale op-amp** := ideale spanningsversterker met  $A_v = \infty$ ,  $R_i = \infty$  en  $R_o = 0$
- **niet-inverterende amp** :=  $+ \rightarrow +$  en  $- \rightarrow -$ ; **inverterende amp**  $+ \rightarrow -$  en vise-versa
- **slew rate** := maximum frequentie waarbij de outputspanning kan veranderen.



## basisschakelingen

$\hookrightarrow$  **niet-inverterende versterker**



De gain van de op-amp is  $\infty \rightarrow$  inputvoltage in de opamp = 0 voor eindige output dus  $V_+ - V_- = 0 \Rightarrow V_i = V_- = V_+$  en aangezien  $R_i = \infty$  moet de inputstroom nul zijn en is  $V_-$  dus voll bepaald door de spanningsdeler:

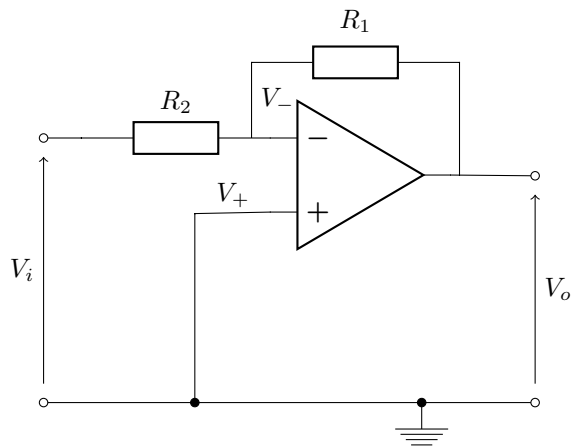
$$V_- = V_o \frac{R_2}{R_1 + R_2} \stackrel{V_- = V_i}{=} V_i$$

en dus wordt de gain gegeven door:

$$G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

zoals voordien

↪ **inverterende versterker**



zoals voordien maar aangezien  $V_+ = 0 \implies V_- = V_+ = 0$ . Aangezien de ingangsspanning  $\infty$  is moet de ingangsstroom 0 zijn en is dus  $-I_1 = I_2$  waarbij het nummer slaat op de weerstand, dus:

$$I_1 = \frac{V_0 - V_-}{R_1} = \frac{V_0 - 0}{R_1} = \frac{V_0}{R_1}$$

en

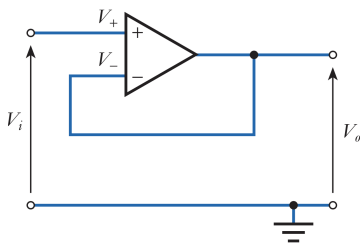
$$I_2 = \frac{V_i - V_-}{R_2} = \frac{V_i - 0}{R_2} = \frac{V_i}{R_2}$$

geeft aangezien  $-I_1 = I_2$ :

$$G = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_1}{R_2}$$

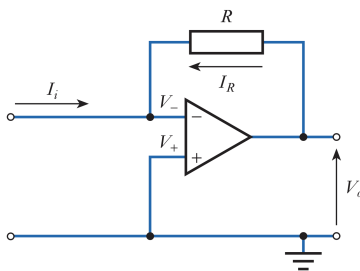
**andere nuttige schakelingen**

↪ **bufferversterker**



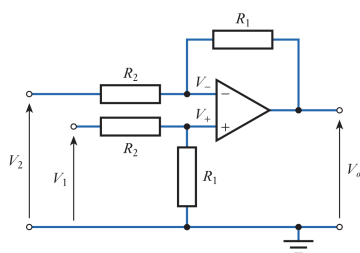
$$G = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{R_1}{R_2} + 1 = \frac{0}{\infty} + 1 = 1$$

↪ **stroom-spanningsomzetter**



$$I_i + I_R = 0 \text{ en } V_- = 0 \implies I_R = \frac{V_o}{R} \implies V_o = -I_i R$$

↪ **Differentiële versterker of verschilversterker**



$$V_+ = V_1 \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

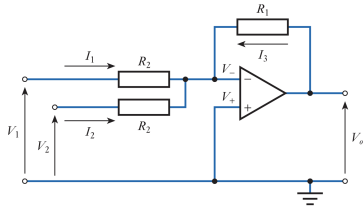
$$V_- = V_2 + (V_o - V_2) \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$V_+ = V_- \implies V_1 \frac{R_1}{R_1 + R_2} = V_2 + (V_o - V_2) \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$V_1 R_1 = V_2 (R_1 + R_2) + (V_o - V_2) R_2$$

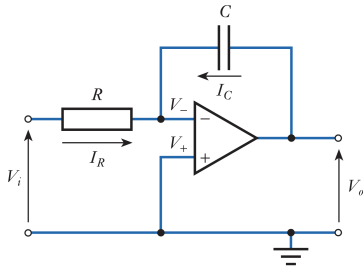
$$V_o = \frac{V_1 R_1 - V_2 R_1}{R_2} = (V_1 - V_2) \frac{R_1}{R_2}$$

↪ **Inverterende sommeersterker**



$$V_o = -(V_1 + V_2) \frac{R_1}{R_2}$$

↪ **Integrator**

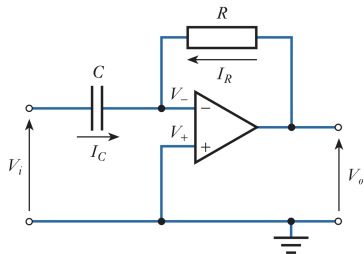


$$I_C = -I_R = -\frac{V_i}{R}$$

$$V_o = V_C = \frac{q}{C} = \frac{1}{C} \int I_C dt + \text{spanning bij } (t=0)$$

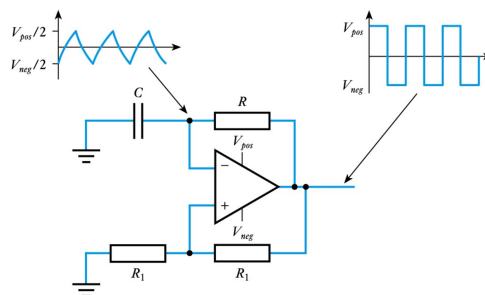
$$V_o = -\frac{1}{RC} \int V_i dt$$

↪ **differentiator**



$$V_o = -RC \frac{dV_i}{dt}$$

↪ **Blokgolfoscillator (relaxatie-oscillator): zie practicum**



steunt op positieve feedback: kleine storing waardoor output positief →  $V_{pos}$ ; condensator laadt op tot ze een grotere spanning veroorzaakt aan de inverterende ingang dan aan de niet-inverterende waarna ze door positieve feedback zeer snel →  $V_{neg}$

**Reële operationele versterkers**

Hoewel bij een ideale op-amp een gelijke verandering bij de + en - ingang geen effect zou moeten hebben op de uitgang, is dit wel het geval bij reële op-amps. We kwantificeren dit aan de hand van de **common-mode rejection ratio (CMRR)** := verhouding van het effect van een gemeenschappelijke verandering aan de ingang t.o.v. een verschilsignaal aan de ingang.

Ook is er een **Ingangs-offsetspanning** : 0V ingang → 0V uitgang.

Op-amps kunnen als ideaal blijven beschouwd worden als (1) de versterking van de schakeling  $\ll$  openlusversterking van de op-amp, (2) de uitwendige weerstanden  $\ll$  ingangsweerstand van de op-amp en (3) de uitwendige weerstanden  $\gg$  t.o.v. de uitgangsweerstand van de op-amp.



# Hoofdstuk 17: Halfgeleiders en diodes

## Elektrische eigenschappen van vaste stoffen

### Geleiders

- Hoge geleidbaarheid, lage resistiviteit
- Geleidbaarheid daalt met de temperatuur
- In de elektronica: nodig voor verbindingen

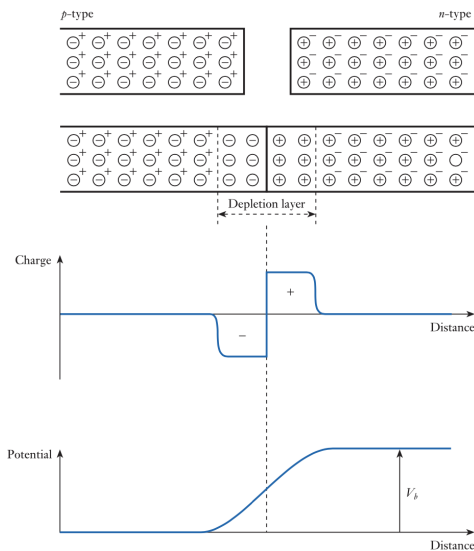
### isolatoren

- (Zeer) lage geleidbaarheid, hoge resistiviteit
- In de elektronica: Diëlektrica voor condensatoren, isolatie voor kabels, ...

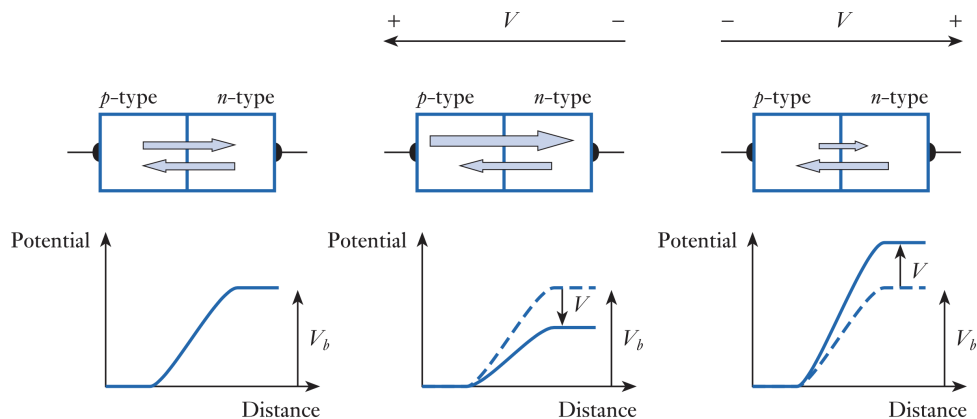
Hiertussen hebben we een klasse genaamd **Halfgeleiders**, als deze niet gedoteerd zijn spreken we van **Intrinsieke halfgeleiders** : Geleidbaarheid stijgt exponentieel met de temperatuur. Als we deze echter doteren bekomen we een **Extrinsieke halfgeleider**, dit kan op 2 verschillende manieren:

- **N-type** Toevoegen van donoren: elektronen zijn de meerderheidsladingsdragers
- **P-type** Toevoegen van acceptoren: gaten zijn de meerderheidsladingsdragers

En hebben als handige eigenschap dat ze over een groot temperatuurbereik een ong. cte geleidbaarheid hebben. Deze p- en n-types samenvoegen geeft een **pn junctie**



meerderheidsladingsdragers diffunderen over de junctie en recombineren met elkaar dit zorgt voor een **depletielaag** wat een **Potentiaalbarrière** veroorzaakt over de junctie. Deze belet stroom van meerderheidsladingsdragers (=diffusiestroom) d.z de weinige ladingen die voldoende energie hebben en laat stroom van minderheidsladingsdragers toe:= **driftstroom**, in een geïsoleerde junctie heffen deze stromen elkaar op en is de nettostroom dus nul. In de **voorwaartse richting** is de p-type positief ten opzichte van het n-type en verkleint de hoogte van de barrière dus: Hogere diffusiestroom hoewel de driftstroom gelijk blijft, er is dus een nettostroom door de junctie. In de **sperrichting** echter is p-type negatief t.o.v het n-type en vergroot de hoogte van de barrière dus: kleinere diffusiestroom en driftstroom (zeer klein) blijft gelijk → heel kleine lekstroom.



Hoewel ze een exponentieel volgen kan bv een siliciumdiode als alles doorlatend beschouwd worden vanaf 0.7V en deze gebruikend.

Als een diode te ver in de negatieve richting wordt geduwd kan er **Sper-doorslagspanning** optreden, dit kan in 2 vormen:

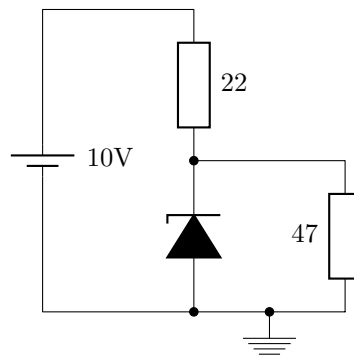
Oftewel **Zener doorslag** dit wordt veroorzaakt in diodes met zwaar-gedoteerde p- en n-type gebieden en produceert een grote sperstroom bij spanningen typisch  $< 5V$ .

Oftewel **Lawine-doorslag** wat voorkomt in diodes met lichte dotering bij spanningen typisch  $> 5V$ , hier kan gebruik van gemaakt worden.

## Diodes voor speciale toepassingen

### zenerdiode

diodes met een constante sper-doorslagspanning en worden gebruikt als spanningsreferentie, hun doorslagspanning wordt de **Zenerspanning  $V_Z$**  genoemd en ze geven dit als ugangsspanning ongeacht veranderende ingangsspanning. Wordt gebruikt met een seriweerstand om de stroom in de diode te beperken. bereken de dissipatie in de weerstanden en de 3,3V zenerdiode:



### Schottkydiodes



Dit is een metaal-halfgeleiderjunctie die veel sneller is dan een pn junctie diode en een lage voorwaartse spanningsval heeft ( $\approx 0.25V$ )

### Tunneldiodes



Heel sterke dotering en daardoor een heel dunne depletielaag wat leidt tot enkel tunneling van ladingen en een gebied met negatieve weerstand.

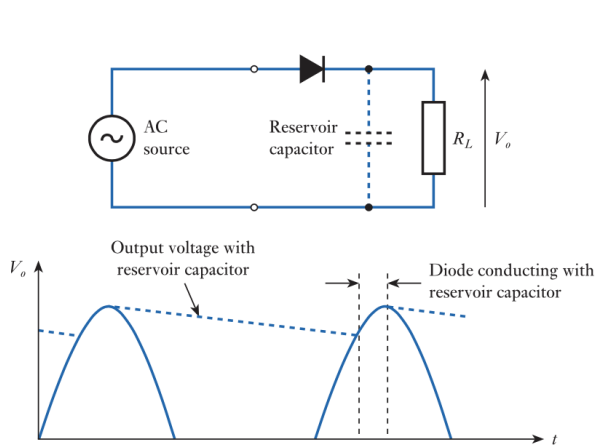
### Varactor diodes (varicaps)



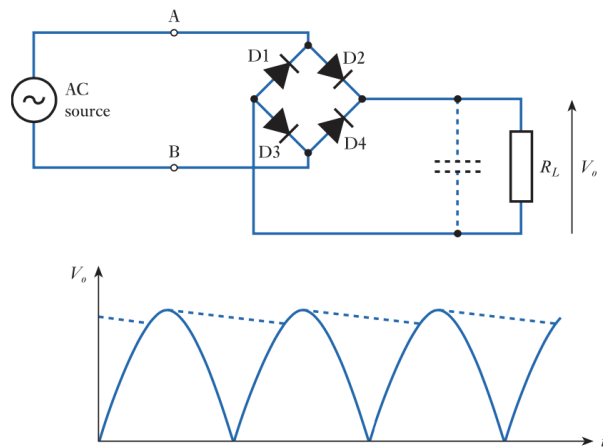
Dit is een diode in sperrichting die qua structuur lijkt op een condensator; verandering in de sperspanning veroorzaakt een verandering van de breedte van de depletielaag, dus veranderende capaciteit  $\rightarrow$  spanningsafhankelijke condensator.

# Diodeschakelingen

## Gelijkrichters

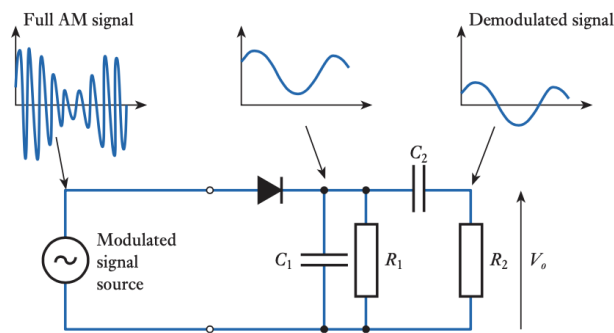


Figuur 4: enkelfase



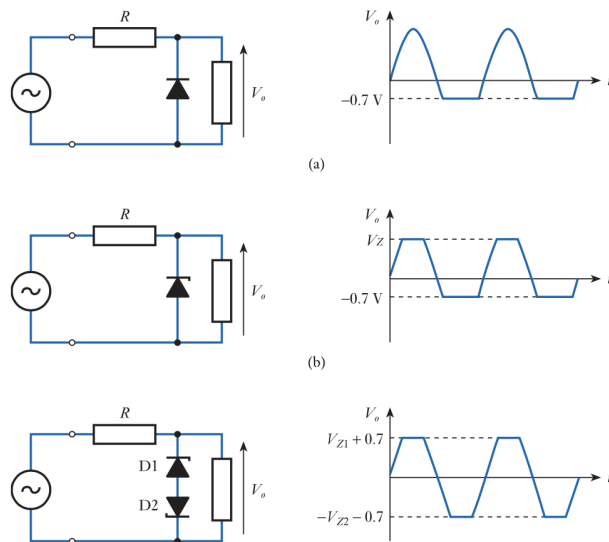
Figuur 5: 2-fase

Signaalgelijkrichter ook bekend als **envelope (omhullende) detector**



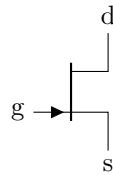
Figuur 6: gebruikt om AM te demoduleren

Signaalbegrenzing, eenvoudige vorm van **signaalconditionering**



# Hoofdstuk 18: Veldeffecttransistoren

Er zijn 2 basistypes van **Field-effect (veldeffect) transistoren (FETs)**: **MOSFETs (metal oxide semiconductor field-effect transistor)** en **Junctie-FETs**. Deze FETs hebben nog veel andere vormen, maar altijd hetzelfde principe: Een spanning produceert een elektrisch veld, dat de stroom door de 2 andere aansluitingen beïnvloedt:

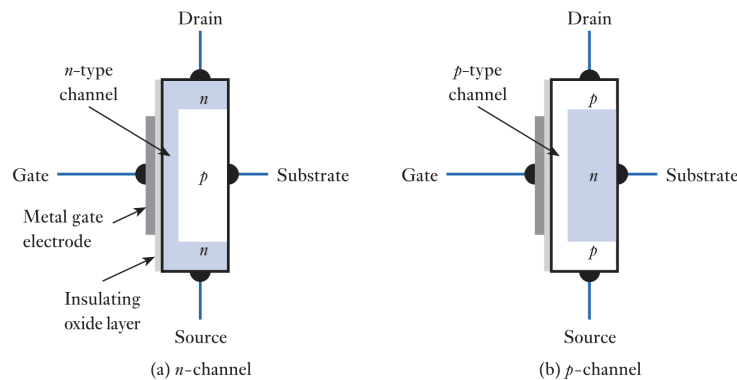


Met als 3 aansluitingen:

- drain (d)
- source (s)
- gate (g)

de gate is de controle-ingang.

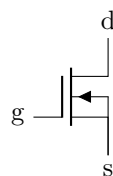
## MOSFET



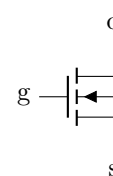
bekijken we nu voor wat volgt de n-channel (linkse) MOSFET (p-channel analoog met wisseling polariteit); de gatespanning controleert de dikte van het kanaal: Meer positieve gate  $\rightarrow e^-$  worden aangetrokken  $\rightarrow$  dikker kanaal  $\rightarrow$  lagere weerstand van het kanaal die dan =: **aangerijkt (enhanced)**  
 Meer negatieve gate  $\rightarrow e^-$  worden afgestoten  $\rightarrow$  dunner kanaal  $\rightarrow$  hogere weerstand van het kanaal die dan =: **verarmd (depleted)**

Dit soort type MOSFETs worden daarom **depletion-enhancement (DE MOSFETs)** genoemd. Als er echter geen kanaal is als er geen spanning op de gate staat kan ze niet in 'depletion mode' gebruikt worden en spreken we van een **Enhancement MOSFET**.

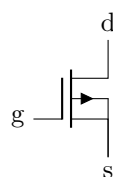
Geheugensteuntje: n-channel: pijl er **in**



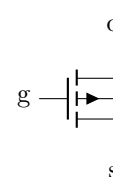
Figuur 7: n DE MOSFET



Figuur 8: n E MOSFET



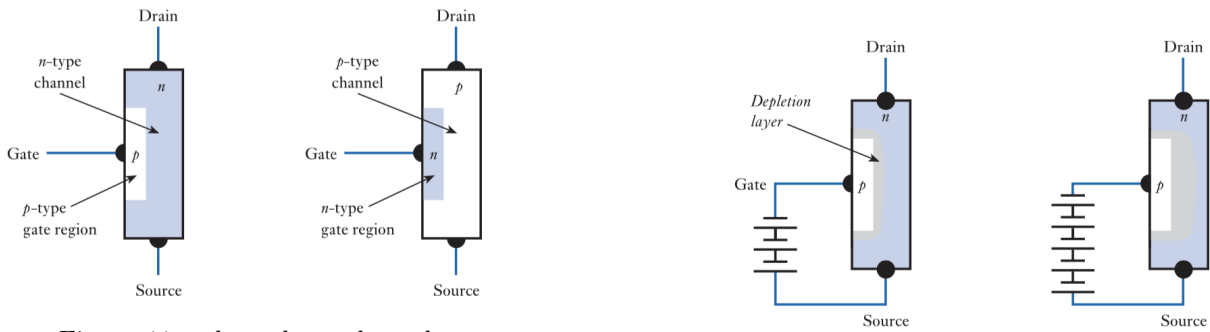
Figuur 9: p DE MOSFET



Figuur 10: p E MOSFET

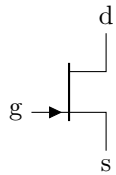
# JFET

De plaats van de geïsoleerde gate wordt hier ingenomen door een pn-junctie in sperrichting:

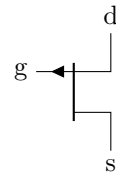


Figuur 11: n-kanaal en p-kanaal

De Gate-junctie in sperrichting vormt een depletelaag in het gebied van het kanaal waarbij de dikte gecontroleerd wordt door de gatespanning. Bij n-kanaal is de gate altijd negatief t.o.v het kanaal zodat de junctie in sperrichting staat.



Figuur 12: n-channel



Figuur 13: p-channel

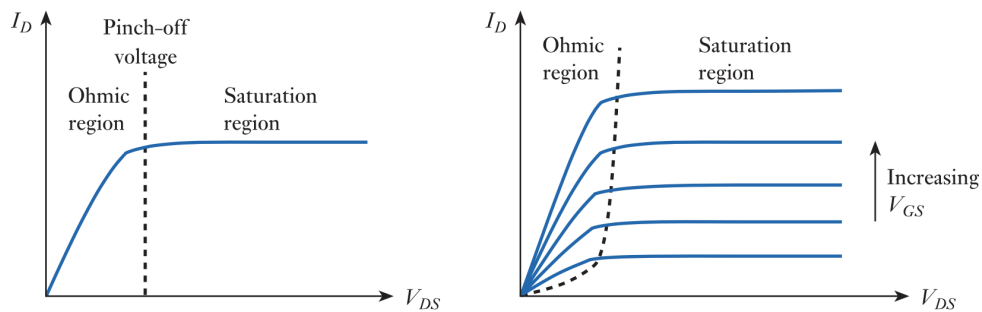
## FET karakteristieken

### Ingangskarakteristieken:

Bij zowel MOSFETs als JFETs is de gate geïsoleerd van de rest van de transistor

### Uitgangskarakteristieken:

Drain is meestal positiever dan de source en de drainspanning beïnvloedt de dikte van het kanaal



Beide regio's zijn bruikbaar maar voor verschillende toepassingen:

- Ohms gebied: weerstand met instelbare waarde
- Saturatiegebied: spanning - stroom-omzetter

### Transferkarakteristieken

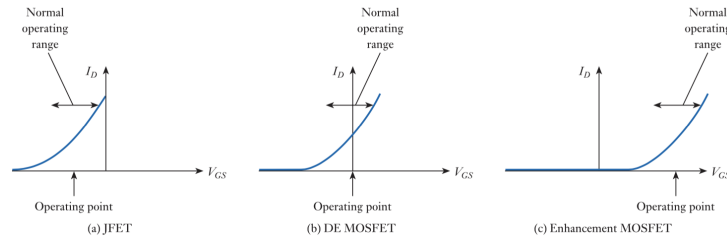
MOSFET:

$$I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 \tag{1}$$

JFET:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 = K'(V_{GS} - V_p)^2 \quad (2)$$

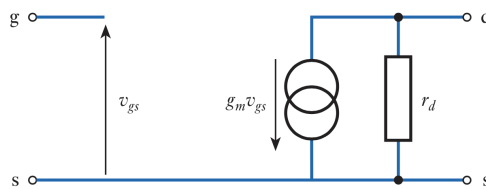
met  $I_{DSS}$  de drain-source saturatiestroom (= stroom bij  $V_{GS} = 0$ ),  $V_T$  de **threshold voltage** oftewel de  $V_{GS}$  spanning vanaf dewelke ze geleidt en  $V_p$  de **pinch-off spanning**, deze relaties zijn niet lineair maar min of meer lineair over een klein gebied:



Bij het werkingpunt kunnen we de transferkarakteristiek beschrijven a.d.h.v verandering v.d uitgan i;f.v verandering aan de ingang:

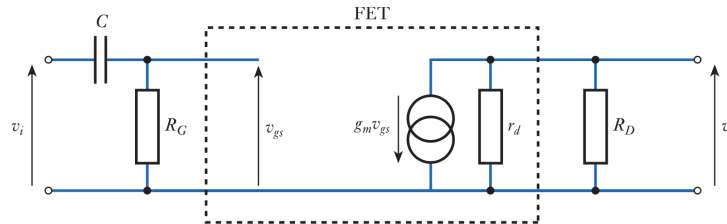
$$\text{transconductantie } g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \neq \frac{I_D}{V_{GS}} \quad (3)$$

er kan een klein-sigtaal ( $\rightarrow$  kleine letters) equivalent worden opgesteld:



## FET versterkers

Equivalent schema van een FET versterker geldig voor elk type FET met een geschikte waarde voor  $R_G$ :



D.I een **klein-sigtaal equivalent schema**:

$$v_o = -g_m v_{gs} (r_d // R_D) = -g_m v_i (r_d // R_D) \implies \frac{v_o}{v_i} = -g_m (r_d // R_D) ; r_i \approx R_G \text{ en } r_o \approx r_d // R_D \quad (4)$$

met // aanduiding van parallel optellen. Nu is in veel gevallen  $r_d \gg R_D$  en  $r_d$  dus verwaarloosbaar en dus:

$$\text{spanningsbersterking} = \frac{v_o}{v_i} \approx -g_m R_D \quad (5)$$

## Ruststroominstellingen (biasing)

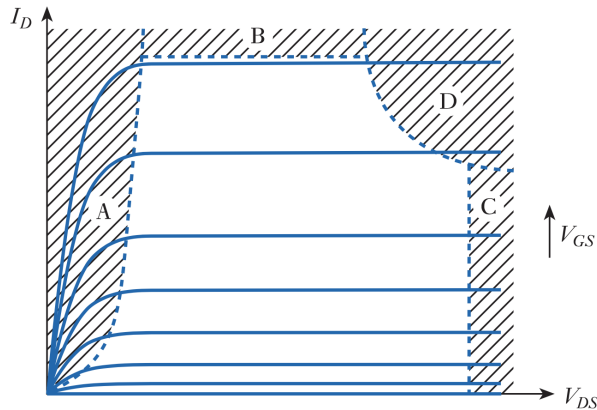
De ruststroominstelling bepaalt de werking van de schakeling, d.i de rusttoestand (**quiescent state**). De uitgangsspanning in rust:  $V_{o(\text{quies})}$  is:

$$V_{o(\text{quies})} = V_{DD} - I_{D(\text{quies})} R_D \quad (6)$$

het bepalen hiervan kan bv m.b.v. een belastinglijn.

## Keuze van werkingpunt

bij de keuze van het werkingpunt (en de ruststroominstelling) dienen de verboden gebieden vermeden te worden dus binnen **SOA = Safe Operating Area** blijven:

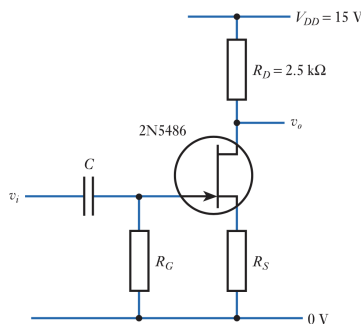


- links (A): De ohmse regio, niet handig bij het maken van een amp
- boven (B): max drain current voor ze beschadigd wordt
- rechtsboven (D) door de vermogensdissipatie kan het daar te veel opwarmen
- rechts (C) boven de **breakdown voltage** is het apparaat beschadigd

## Belangrijke voorbeelden

### Voorbeeld 18.4 (18.3 is retarded)

De gegeven JFET heeft  $V_p = -6V$  en  $I_{DSS} = 8mA$ , maak de opstelling zo dat de amplifier een quiescent output spanning heeft van 10V:



We weten dat

$$V_o = 10 \implies I_D = \frac{V_{DD} - V_o}{R_D} = 2mA$$

en dus dat

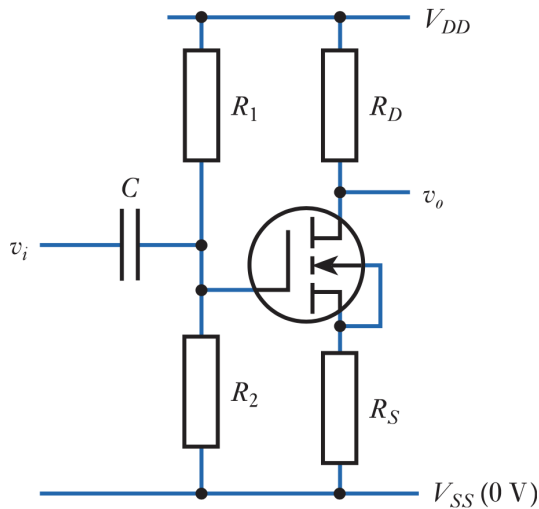
$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \implies V_{GS} = V_p \left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right) = -3V$$

Dus moet

$$R_S = \frac{V_S}{I_D} = \frac{3V}{2mA} = 1.5k\Omega \quad (7)$$

## Versterker met neg. terugkoppeling

Er zijn veel variaties in FET-karakteristieken, deze kunnen teniet gedaan worden met terugkoppeling. Ook kan ermee de spanningsgain gestabiliseerd worden:



uit de definitie van  $g_m$  hebben we:

$$i_d = v_{gs}g_m := (v_g - v_s)g_m \text{ en } v_s = R_S i_d \implies v_s = (v_g - v_s)g_m R_S$$

$$\implies v_s = \frac{1}{\frac{1}{g_m R_S} + 1} v_g \quad (8)$$

als dus  $\frac{1}{g_m R_S} \ll 1$  dan is  $v_s \approx v_g$  en volgt de source dus de gate spanning! Nu versterking:

$$i_d = i_s = \frac{v_s}{R_S} \text{ en } v_o = 0 - i_d R_D = -\frac{v_s}{R_S} R_D$$

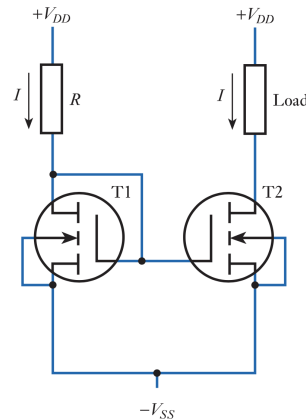
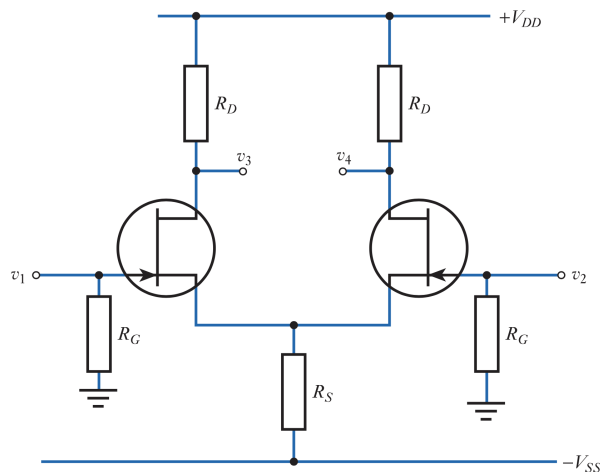
waarbij de 0 de kleine spanningsverandering van de bron voorstelt die een cte is. Als dus  $\frac{1}{g_m R_S} \ll 1$  en dus  $v_s \approx v_g$  bekommen we:

$$-v_o \frac{R_S}{R_D} \approx v_s = v_i \implies \frac{v_o}{v_i} \approx -\frac{R_D}{R_S}$$

De versterking is dus voll bepaald door passieve componenten. Er zijn hier varianten op, door bijvoorbeeld ook nog gebruik te maken van een ontkoppelcondensator (condensator van  $V_{SS}$  naar de source) Is er een verhoogde versterking door kortsluiting van kleine signalen. Ook kan  $R_D = 0$  voor een source-folger te verkrijgen (met dus versterking 1) met lage uitgangsimpedantie.

## Verschilversterkers

Dit is een 'heel belangrijke schakeling' typevoorbeeld van een **long-tailed pair** (links):

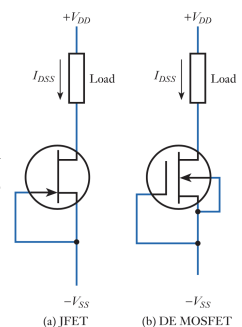


hierbij is de ingangsspanning  $v_i = v_1 - v_2$  en de uitgangsspanning  $v_o = v_3 - v_4$ .

## Andere FET toepassingen

### constante-stroombron

Dit is vanzelfsprekend uit het verloop van  $I_D$  i.f.v  $V_{DS}$  na de ohmse regio, de  $R_S$  uit de vorige foto (de **long-tailed pair versterker**) kan hiermee veranderd worden om zo equivalent een hoge sourceweerstand waardoor de totale stroom door de FETs constant wordt waarmee dus een hoge CMRR ( $\approx g_m R_S$ ) overeenkomt.





## stroomspiegel

Zie de rechterfiguur.

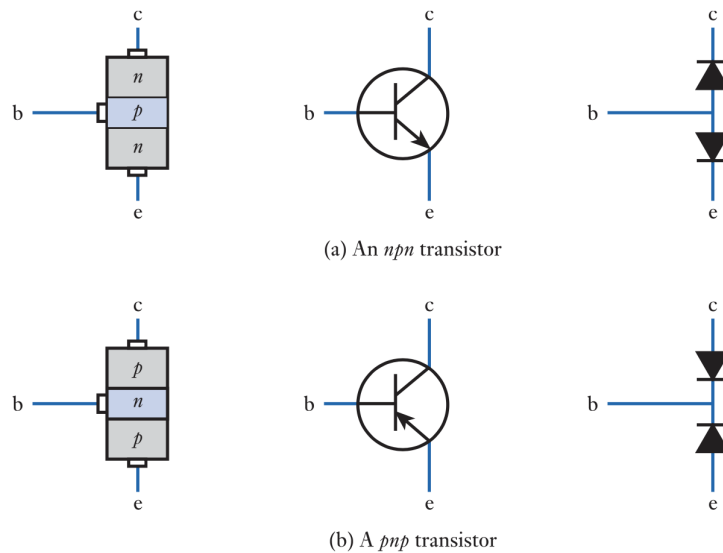
Dan kan FET nog als spanningsgestuurde weerstand, analoge schakelaar, logische schakelaar en **CMOS schakeling (complementaire MOS)** wat lijkt op 2 schakelaars in serie met of de een aan of de ander afhankelijk van de inputspanning, gebruikt worden.

## Hoofdstuk 19: Bipolaire transistoren

### Overzicht van bipolaire transistoren

In tegenstelling tot FETs gebeurt de controle in een bipolaire transistor niet met een elektrisch veld maar met een elektrische stroom. De relatie tussen de collectorstroom en de basisstroom is ongeveer lineair en verwaarloosbare stroom tussen c en e bij open basis.

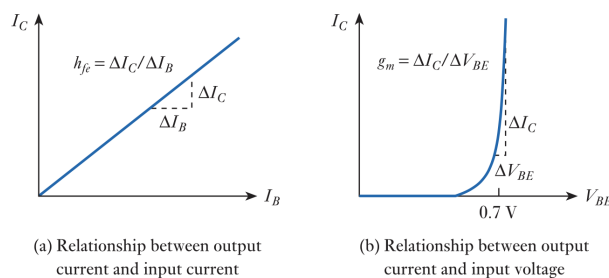
constructie:



hierbij is c de collector, b de basis en e de emitter. In wat volgt zal enkel de npn transistor beschouwd worden (**pijl naar buiten**), pnp is gelijkaardig maar met polariteit van de spanningen en stromen omgewisseld.

### Werking van bipolaire transistoren

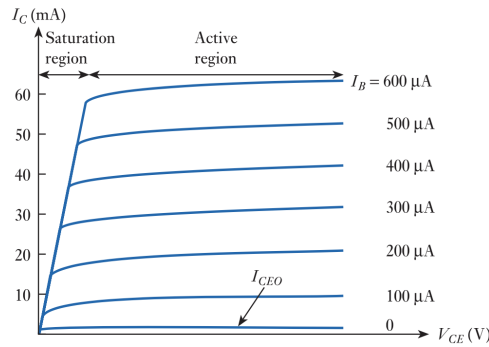
Gedrag kan beschreven worden met **stroomversterking**,  $h_{fe}$  of  $\beta$  of met **transconductantie**  $g_m$ :



Ook is er iets genaamd de **uitgangs-admittantie**  $h_{oe} = \frac{dI_C}{dV_{CE}}$  en de **ingangsweerstand**  $h_{ie} = \frac{dV_{BE}}{dI_B}$  met dus  $h_{fe} = h_{ie}g_m$

## Transistorkarakteristieken

gemeenschappelijke emitter schakeling:= de emitter hoort gemeenschappelijk bij in- en uitgang (dit betekent gewoon dat deze verbonden is aan 0V), de ingang gedraagt zich als een diode en de uitgang als volgt ( $I_{CEO}$  = leakage current, en dus niet 0 bij  $I_B = 0$ ):



nu is

$$I_E = I_B + I_C \text{ en } I_C = h_{FE} I_B \implies I_E = (1 + h_{FE}) I_B \stackrel{h_{FE} \gg 1}{\approx} h_{FE} I_B$$

en dus is

$$g_m = \frac{dI_C}{dV_{BE}} = h_{FE} \frac{dI_B}{dV_{BE}} \approx h_{FE} 40 I_B = 40 I_C \approx 40 I_E \text{ siemens}$$

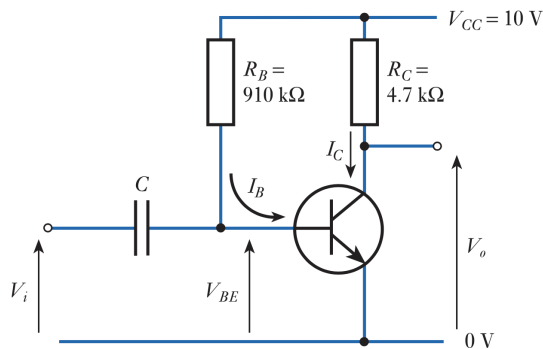
met de eenheid van  $\frac{1}{g_m}$  = weerstand en deze wordt de **emitterweerstand**  $r_e$  genoemd

## Versterkerschakelingen

Als we een analyse van een versterker uitvoeren kijken we eerst naar het DC ('quiescent' of rust) gedrag en dan pas AC(of klein-sigtaal) gedrag we bekijken hiervoor een voorbeeld:

### Voorbeeld 19.1

Bepaal de collectorstroom en de uitgangsspanning in rust als de  $h_{FE}$  van de transistor 100 bedraagt:



de basis-emitterspanning  $V_{BE} \approx 0.7$  (diode), trekken we dit af van de ingangsspanning dan vinden we zo de spanning over  $R_B$  en dus:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} = \frac{10 - 0.7}{910 \text{ k}\Omega} = 10.2 \mu\text{A}$$

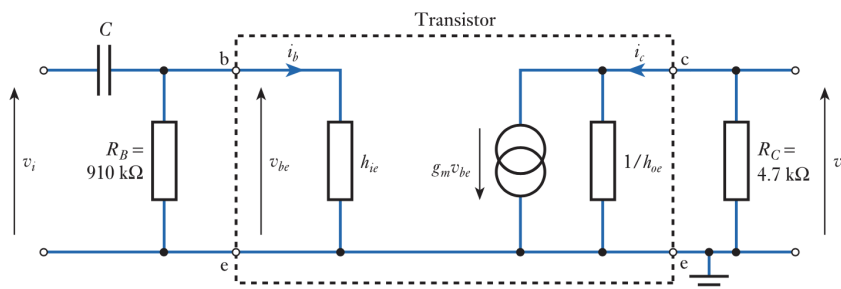
$$I_C = h_{FE} I_B = 100 \times 10.2 \mu\text{A} = 1.02 \text{ mA}$$

en

$$V_o = V_{CC} - I_C R_C = 10 - 1.02 \times 10^{-3} \times 4.7 \times 10^3 \approx 5.2 \text{ V}$$

## Klein-sigtaal analyse van een versterker

klein-sigtaal equivalent schema:



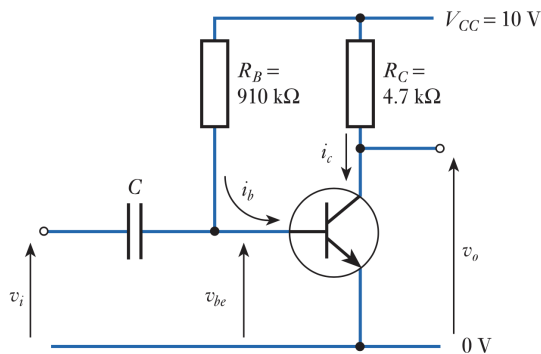
we verwaarlozen de effecten van C en dus is  $v_{be} = v_i$  en stellen  $R_C \ll 1$

$$v_o = -g_m v_{be} \left( \frac{1}{h_{oe}} // R_C \right) = -g_m v_i \left( \frac{1}{h_{oe}} // R_C \right) = -g_m v_i \frac{R_C}{h_{oe} R_C + 1} \quad (9)$$

$$\Rightarrow \frac{v_o}{v_i} \approx -g_m R_C := -\frac{R_C}{r_e}$$

### Voorbeeld 19.2

Bepaal de klein-sigitaal spanningsversterking, ingangsweerstand en uitgangsweerstand van deze schakeling als  $h_{fe} = 100$  en  $h_{oe} = 10 \mu S$ :



Om het gedrag van het circuit te vinden moeten we zoeken wat  $h_{ie}$  en  $g_m$  zijn, zoals voordien is  $I_E \approx I_C = 1.02 \text{ mA}$  en dus  $g_m \approx 40 I_E \approx 40.8 \text{ mS}$  en

$$h_{ie} \approx \frac{h_{fe}}{40 I_E} \approx \frac{100}{40 \times 1.02 \times 10^{-3}} \approx 2.45 \text{ k}\Omega$$

uit vergelijking 9 hebben we dan dus dat (invullen  $g_m$  en  $h_{oe}$ ):

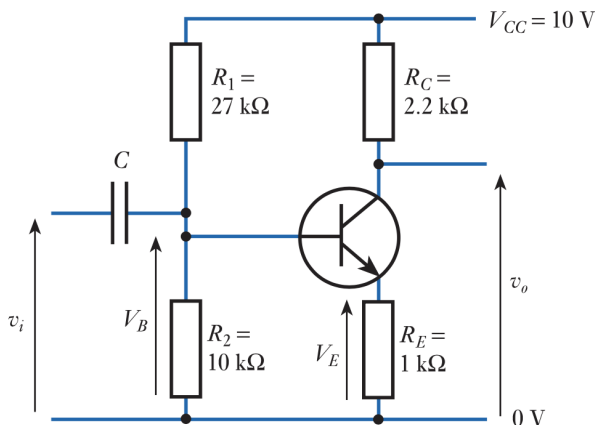
$$\text{voltage gain} = -40.8 \times 10^{-3} \frac{4700}{10 \times 10^{-6} \times 4700 + 1} \approx -183$$

of benaderend :  $\approx -g_m R_C = 40.8 \times 10^{-3} \times 4700 \approx -192$

## Gebruik van terugkoppeling

### Voorbeeld 19.3

Bepaal de spanningen in de schakeling in rust:



neem aan dat de basisstroom verwaarloosbaar is:

$$V_B \approx V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \approx 2.7 \text{ V}$$

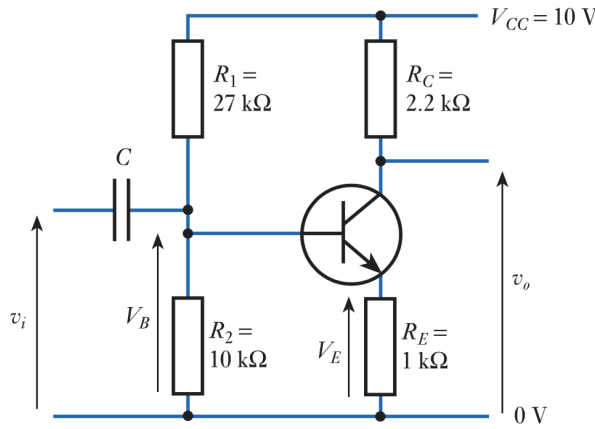
aangezien  $V_{BE} \approx 0.7 \text{ V}$  is  $V_E = V_B - V_{BE} \approx 2.7 \text{ V} - 0.7 \text{ V} = 2 \text{ V}$  en is dus:

$$I_C \approx I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{2 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 2 \text{ mA}$$

$$V_{o(\text{rust})} \approx V_C = V_{CC} - I_C R_C = 10 \text{ V} - 2 \text{ mA} \times 2.2 \text{ k}\Omega = 5.6 \text{ V}$$

### Voorbeeld 19.4

Bepaal het klein-sigitaal gedrag van deze schakeling



nemen we aan dat  $V_{BE}$  constant is en dus  $v_{BE}$  zeer klein en dus  $v_e \approx v_b \approx v_i$

$$v_o = -i_C R_C \approx -i_E R_C = -\frac{v_e}{R_E} R_C = -v_e \frac{R_C}{R_E} = -v_i \frac{R_C}{R_E}$$

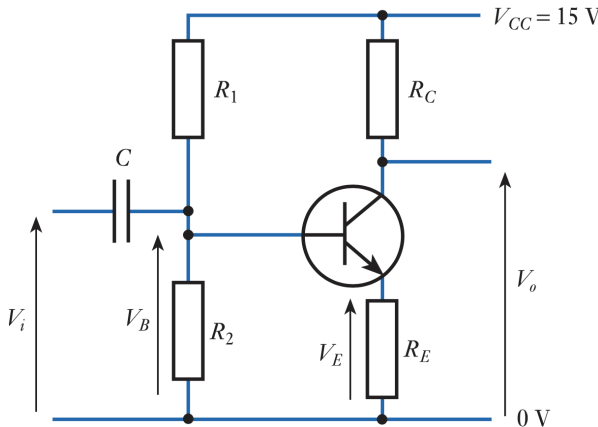
en dus is:

$$\frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_C}{R_E} = -\frac{2.2k\Omega}{1k\Omega} = -2.2$$

wat onafhankelijk is van  $g_m$  en  $h_{fe}$  en ze zo stabiliseert.

### Voorbeeld 19.6

Ontwerp een versterker met terugkoppeling met 15V voeding, klein-sigitaal spanningsversterking -4, variaties in uitgangsspanning (output swing) van minimaal 10  $V_{pp}$  (peak to peak), AC gekoppeld met cte versterking aan de laagfrequent kant tot 100Hz en belasting met hoge weerstand.



Om 10V peak to peak te produceren moet het mogelijk zijn om boven en onder haar quiescent waarde te gaan met minstens 5V. Om nog een redelijke spanning over  $R_E$  te laten (om de stabiliteit te vergroten) kiezen we dus een quiescent output spanning van  $\approx 5.5V$  onder  $V_{CC}$  en dus:

$$V_{C(\text{quiescent})} \approx V_{CC} - 5.5 = 9.5V$$

de stroom door de collector kan arbitrair gekozen worden maar aangezien er gevraagd wordt naar een hoge weerstand kiezen we 1mA en dus:

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_C}{I_C} = \frac{15V - 9.5V}{1mA} = 5.5k\Omega \approx 5.6k\Omega (E24)$$

En uit  $-\frac{R_C}{R_E} = -4$  is dus  $R_E = 1.4k\Omega \approx 1.5k\Omega (E24)$

Nu nog  $R_1$  en  $R_2$  bepalen:

Eerst en vooral  $V_E$  bepalen en door het 'diodeprincipe' terugwerken:

$$V_{E(\text{rust})} = I_E R_E = 1mA \cdot 1.5k\Omega = 1.5V \implies V_B = V_E + 0.7V = 2.2V$$

Dus is

$$2.2V = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} \implies \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{2.2V}{15V}$$

de keuze voor  $R_2$  is vaak 10 keer  $R_E$  en dus  $R_2 = 15k\Omega$  en uit het vorige  $R_1 = 87k\Omega$   
C kan nu bepaald worden a.d.h.v:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \text{ met de ingangsweerstand R: } R_1 // R_2 \approx 12.8k\Omega$$

kieszen we nu cte vanaf -3db overeenkomst met 10Hz bij max 100Hz dan:

$$C = \frac{1}{2\pi R f_c} = \frac{1}{2\pi \cdot 12.8k\Omega \cdot 10Hz} = 1.24\mu F \approx 1\mu F$$

De voordien vermelde E24 is een typisch gebruikte weerstandsgroote groep

### Versterkerconfiguraties

Voordien de hele tijd gemeenschappelijke-emitterconfiguraties bekeken maar er zijn nog andere mogelijkheden:

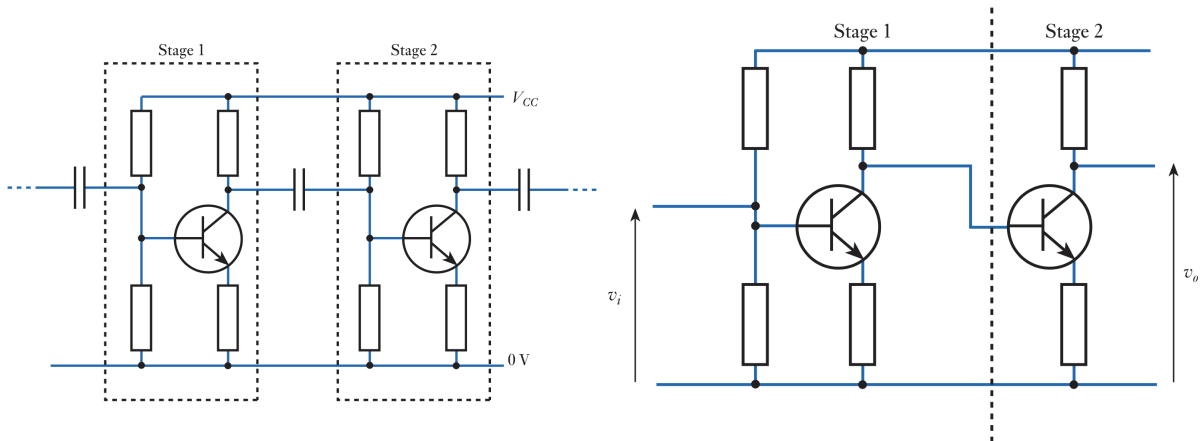
### Gemeenschappelijke-collector schakeling

collector gemeenschappelijk aan in- en uitgang en wordt ook wel **emittervolger** genoemd aangezien de spanningsversterking ong. 1 bedraagt en ze niet-inverterend is

### Gemeenschappelijke-basis schakeling

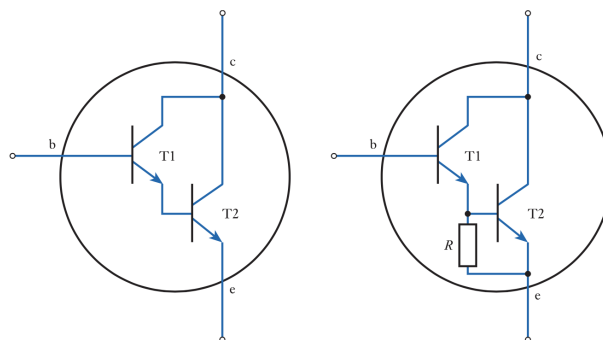
niet zo veel gebruikt; lage ingangsweerstand en hoge spanningsversterking + hoge uitgangsweerstand.

### meertrapsversterkers



kijk nog eens hoe de outputspanning zou berekend worden

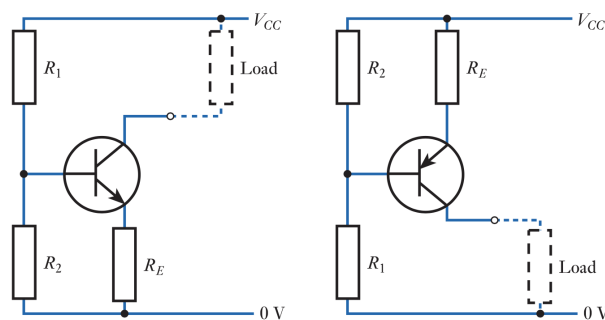
### Darlington transistoren



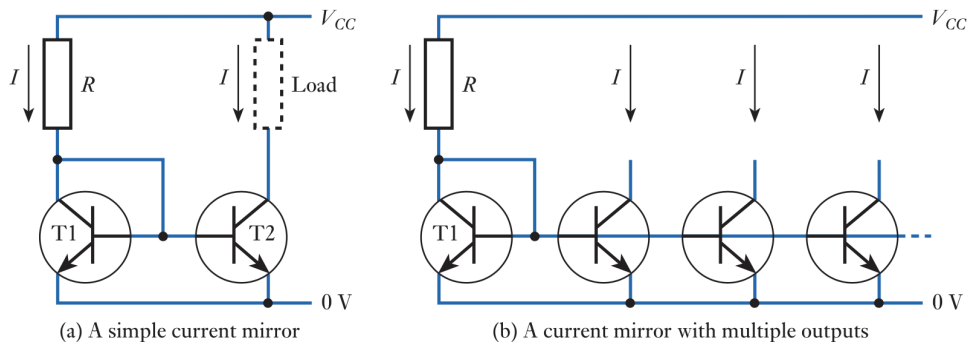
belangrijk voordeel: gigantische versterking, belangrijk nadeel:  $0.7V + 0.7V = 1.4V$  aan npn.

### Toepassingen

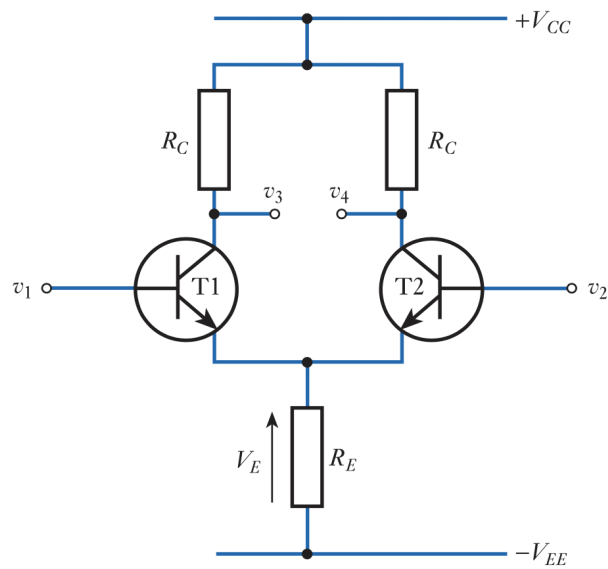
#### constante stroombron



**stroomspiegel**



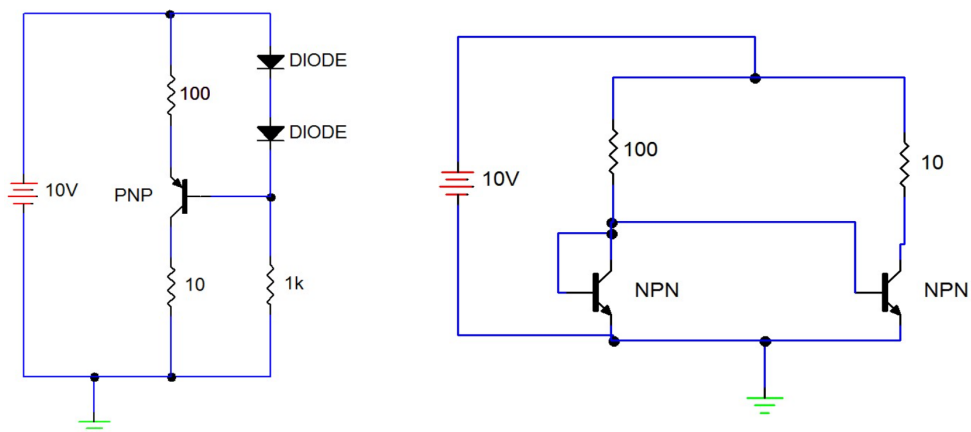
**verschilversterker (long tailed pair)**



Verder kan je bv. de 2 bovenstaande combineren of met behulp van een zenerdiode een spanningsregelaar maken of logische schakelaar...

**test**

Wat is de stroom door de 10 Ohm weerstand?:



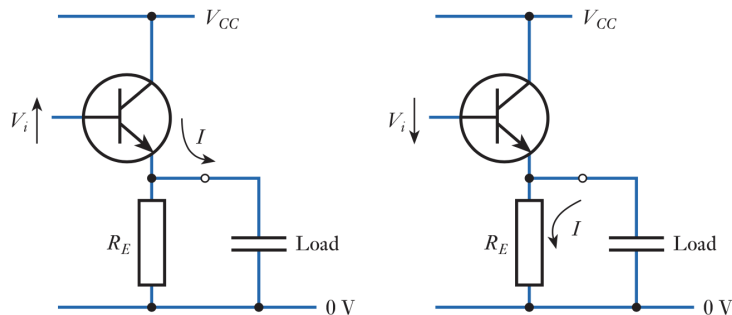
# Hoofdstuk 20: Vermogenselektronica

## Vermogensversterkers met bipolaire transistoren

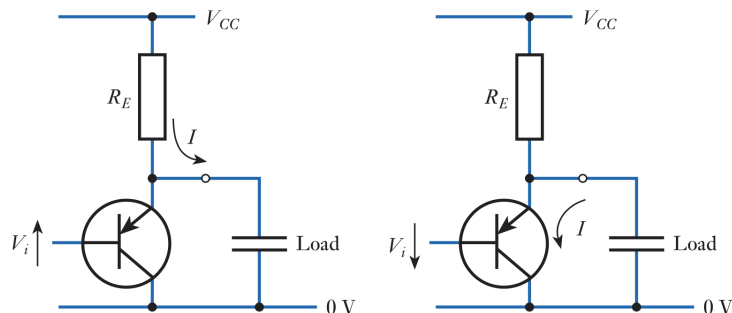
Een vermogensversterker dient een lage uitgangsweerstand te hebben zodat we een hoge uitgangsstroom kunnen leveren, hiervoor gebruiken we een emittervolger wat geen spanningsversterking ( $=1$ ) heeft maar wel een lage uitgangsweerstand levert. Echter kan de belasting van onze versterker ook iets anders zijn dan puur resistief, vaak inductief of capacitief.

### Stroombron en -afvoer

Bij een condensator soms stroom leveren maar soms ook absorberen:

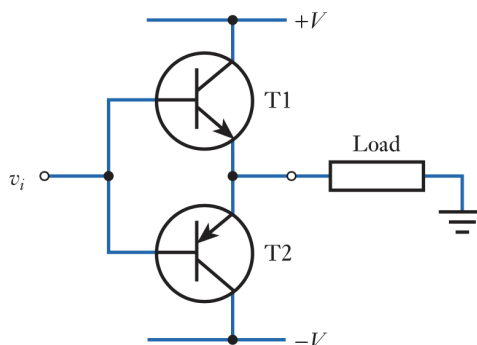


Deze schakeling is goed om stroom te leveren maar echter slecht om stroom af te voeren, alternatief kan gebruik worden gemaakt van een pnp transistor die een slechte stroombron is maar goede afvoer:

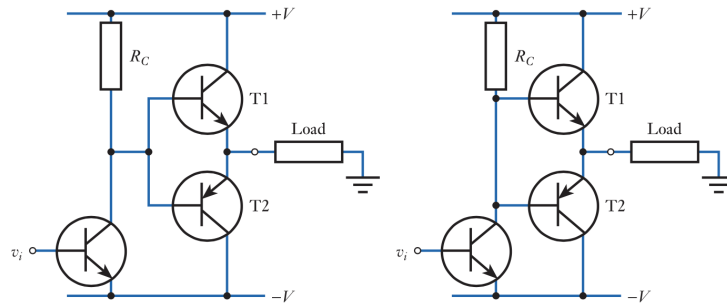


### Push-pull versterkers

Deze kunnen we combineren in Push-pull versterkers die dus zowel een goede stroombron (T1) als goede afvoer (T2) vertonen (ingang tussen de 2 transistors en  $v_i$  de regeling):

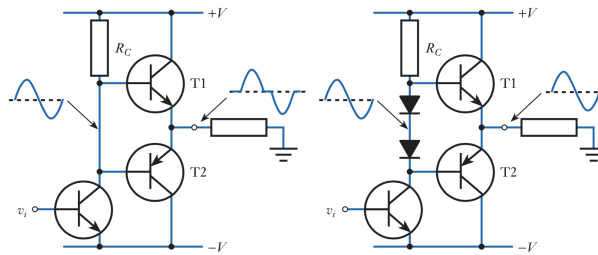


Vaak wordt deze gemaakt met de toevoeging van een controle-element ( $v_i$  bepaalt hoeveel stroom er gegeven wordt aan T1 en T2):



**overnamevervorming**

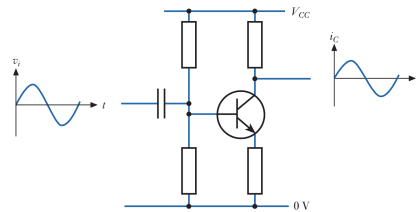
Wanneer de ingang van de push-pull schakeling zich echter tussen -0.7V en 0.7V bevindt ten opzichte van de uitgang geleidt geen van beide transistoren! ( $\leftrightarrow$  platte delen in oscillatie) oplossing is de basisspanningen 1.4V uit elkaar halen a.d.h.v diodes zodat altijd 1 van beiden geleidt:



**Versterkerklassen**

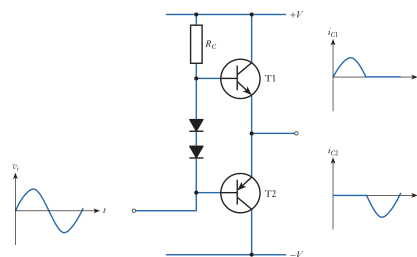
**Klasse A**

- Het actieve element (de transistor) geleidt 100% van de tijd
- Lage efficiëntie (<25%), de rest gaat verloren als warmte
- Lage vervorming



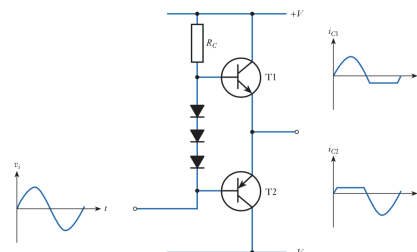
**Klasse B**

- Transistoren geleiden 50% van de tijd
- goede efficiëntie (tot 78%)



**Klasse AB**

- Transistoren geleiden iets meer dan 50%
- behoorlijke efficiëntie
- lagere vervorming dan klasse B

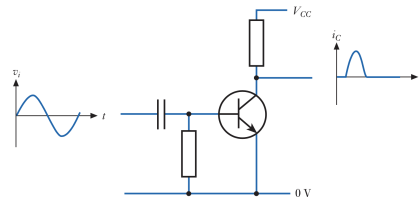




!Deze kan echter verbeterd worden door de 2 diodes te vervangen door een  $V_{BE}$  vermenigvuldiger of 'versterkte diode', d.i een npn waarbij c en b verbonden zijn met een regelbare weerstand en b en e met een weerstand waardoor de spanning tussen T1 en T2 hun basissen kan geregeld worden

### Klasse C

- Geleiding minder dan 50% van de tijd
- efficiëntie bijna 100%
- Sterke vervorming



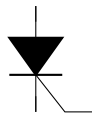
### Klasse D

Hierbij worden de transistoren gebruikt als schakelaars (een ideale schakelaar dissipeert geen vermogen) , deze worden **Schakelende versterkers** genoemd. Ze hebben een heel hoge efficiëntie waardoor ze compact zijn en relatief goedkoop, wordt vaak gebruikt met pulsbreedtemodulatie.

## Componenten met 4 lagen

### Thyristoren

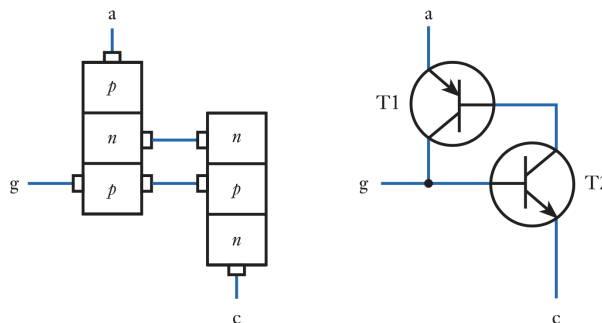
#### structuur



- 4 lagen: pnpn structuur
- 3 aansluitingen: anode (boven), kathode (onder) en gate (uitstekend) (=controle-ingang)

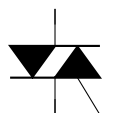
#### werking

Deze lijkt op een stel van 2 bipolaire transistoren: als T2 aan schakelt, stuurt hij T1 open en blijft geleiden tot de stroom nul wordt



Ze wordt gebruikt voor AC vermogensregeling: 50% kan door 1 geregeld worden via variabele timing van triggerpulsen en 2 in parallel in verschillende richtingen tot 100%

### Triac



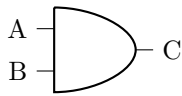
- lijkt op een bidirectionele thyristor en laat dus 0-100% regeling toe met 1 device
- vaak gebruikt met een bidirectionele triggerdioden (een **diac** als triac zonder gate) om de triggerpulsen te maken

# Hoofdstuk 24: Digitale systemen

## Logische poorten

links: [logisch symbool](#), midden de [waarheidstabel](#) en rechts de [boolse notatie](#).

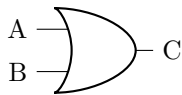
### AND GATE



A	B	C
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

$$C = A \cdot B$$

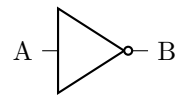
### OR GATE



A	B	C
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

$$C = A + B$$

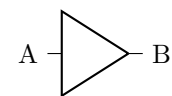
### NOT GATE/INVERTER



A	B
0	1
1	0

$$B = \bar{A}$$

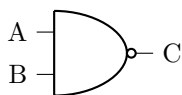
### BUFFER



A	B
0	0
1	1

$$B = A$$

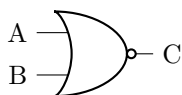
### NAND GATE



A	B	C
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

$$C = \overline{A \cdot B}$$

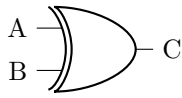
### NOR GATE



A	B	C
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

$$C = \overline{A + B}$$

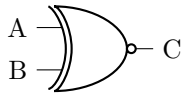
## ExOR (Exclusive OR) GATE



A	B	C
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

$$C = A \oplus B$$

## ExNOR (Exclusive NOR) GATE



A	B	C
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

$$C = \overline{A \oplus B}$$

## Boole-algebra

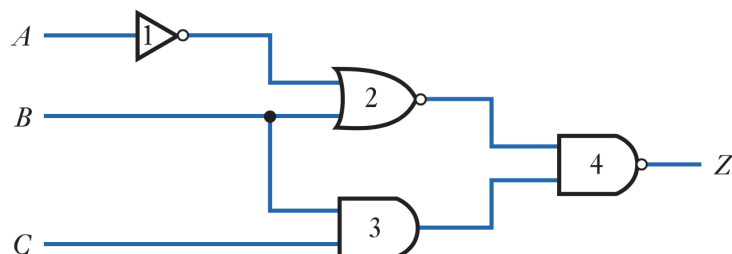
### Boolese wetten

<p><b>Commutative law</b></p> $AB = BA$ $A + B = B + A$	<p><b>Absorption law</b></p> $A + AB = A$ $A(A + B) = A$
<p><b>Distributive law</b></p> $A(B + C) = AB + AC$ $A + BC = (A + B)(A + C)$	<p><b>De Morgan's law</b></p> $\overline{A + B} = \overline{A} \cdot \overline{B}$ $\overline{A \cdot B} = \overline{A} + \overline{B}$
<p><b>Associative law</b></p> $A(BC) = (AB)C$ $A + (B + C) = (A + B) + C$	<p><b>ook opmerkelijk</b></p> $A + \overline{A}B = A + B$ $A(\overline{A} + B) = AB$

## Combinatorische logica

Er zijn 2 soorten logische schakelingen: **combinatorische logica**: De uitgangen worden volledig bepaald door de ingangen en **sequentiële logica** waarbij de voorgeschiedenis en de volgorde waarin de ingangen aangeboden worden ook een rol spelen.

van een boolese uitdrukking overgaan naar een schakeling en omgekeerd is zeer makkelijk, kijk bijvoorbeeld waarom deze schakeling niet nuttig is mbv een boolese expressie:



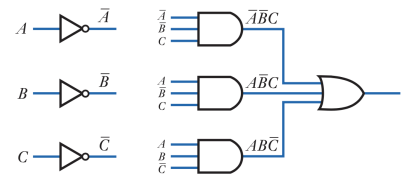
Ook van een waarheidstabel naar een boolese expressie en zo naar een schakeling is eenvoudig:

A	B	C	X
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	0
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	0

dit geeft duidelijk  
(uit de 2de, 6de en 7de rij)

$$X = \bar{A}\bar{B}C + A\bar{B}C + ABC\bar{C}$$

en als circuit



boolese expressies kunnen zo altijd als de som van producten (mintermen) geschreven worden laat wel **GEEN** inversies van producten voorkomen zoals  $\bar{A}\bar{B}C\bar{D} + \bar{A}BCD$

Logische poorten hebben ook nog een eindige responstijd waardoor de uitgang achterloopt op de ingang, dit is de [propagatietijd/vertragingstijd](#), dit kan soms problemen opleveren.

## Algebraïsche rekenregels en vereenvoudigingen

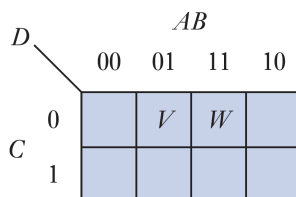
voorbeeld:  $X = ABC + \bar{A}BC + AC + A\bar{C} = BC(A + \bar{A}) + A(C + \bar{C}) = BC + A$  of nog:

$$\begin{aligned} E &= B\bar{C}\bar{D} + \bar{A}BD + ABD + BC\bar{D} + \bar{B}CD + \bar{A}\bar{B}\bar{C}D + A\bar{B}\bar{C}D \\ &= (\bar{A} + A)BD + B\bar{D}(\bar{C} + C) + \bar{B}CD + (\bar{A} + A)\bar{B}\bar{C}D \\ &= BD + B\bar{D} + \bar{B}CD + \bar{B}\bar{C}D \\ &= B(D + \bar{D}) + \bar{B}D(C + \bar{C}) \\ &= B + \bar{B}D \\ &= B + D \end{aligned}$$

## Karnaugh-kaarten

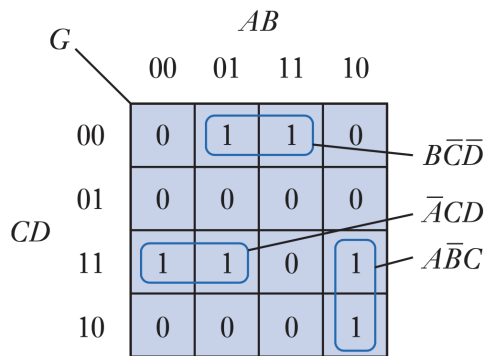
Deze vereenvoudigingen kunnen echter ook grafisch gedaan worden met behulp van Karnaugh-kaarten, deze geven de informatie in een waarheidstabel grafisch in 2D weer.

De nummering gebeurt via [Gray code](#) dit betekent dat naburige cellen altijd maar 1 variabele verschillen bijvoorbeeld:



$$V = \bar{A}\bar{B}\bar{C} \text{ en } W = A\bar{B}\bar{C}$$

De volgende principes kunnen hiermee gehanteerd worden:



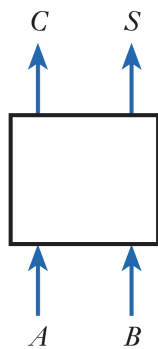
- groeperen van '1'-tjes door die samen te omcirkelen
- bij elk van die groepjes hoort één enkele term
- de totale uitdrukking is de som van de termen

En dus is het resultaat:  $G = B\bar{C}\bar{D} + \bar{A}CD + \bar{A}BC$

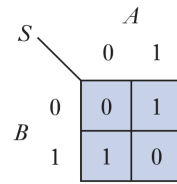
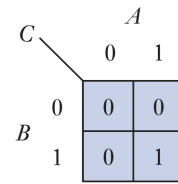
Hier zijn vaak verschillende mogelijkheden van groepjesvorming bij, we kunnen ook bij het voorkomen van 'don't care' voorwaarden (die dus geen belang hebben op de schakeling) kunnen we die meegroeperen of niet naargelang simpelere uitdrukking.

## Binair rekenen

### Binair optellen: "half adder"

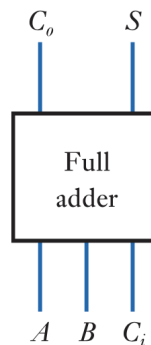
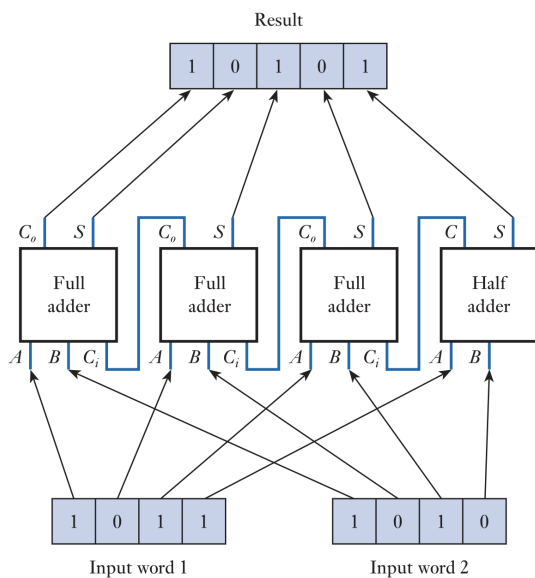


A	B	C	S
0	0	0	0
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	1	0



### Binair optellen: full adder

Deze kan echter maar 2 bits optellen, willen we grotere getallen optellen dan hebben we een **full adder** nodig. Hierbij dragen we iederen keer de  $C_o$  van de vorige adder naar de  $C_i$  van de volgende als een gewoon telsysteem:



A	B	$C_i$	$C_o$	S
0	0	0	0	0
0	0	1	0	1
0	1	0	0	1
0	1	1	1	0
1	0	0	0	1
1	0	1	1	0
1	1	0	1	0
1	1	1	1	1

Deze full adder kan je bereiken door combinatie van 2 half adders

## Numerieke codering

De binaire code is de meest gebruikelijke code in de informatica en heeft als voordeel haar eenvoud en efficiëntie in opslag.

**Binary-coded decimal code (BCD):** hierbij wordt elk cijfer als haar binair (4 cijfers) geschreven en aan elkaar geplakt bv.  $12 = (1)(2) = (1)(0010) = 10010_{BCD}$

**Gray code:** zoals voordien vermeld wordt dit gebruikt in Karnaugh diagrammen maar o.a ook in encoders. Deze wordt opgesteld met de voorwaarde dat er slechts 1 bit verschil mag zijn tussen naburige waarden. Dit doe je makkelijk door beginnen met de eerste 2 getallen (0 en 1) en dan alles te herhalen in omgekeerde volgorden en een 1 voor zetten:  
(1 omgedraaid in 3de kolom is  $01 \rightarrow 101$ )

0	0	0
1	1	1
	11	11
	10	10
		110
		111
		101
		100

## Hoofdstuk 25: Sequentiële logica

### Inleiding

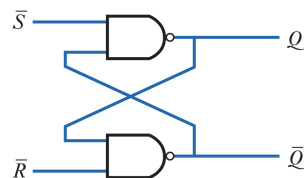
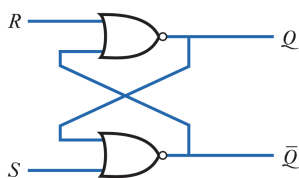
Sequentiële logica combineert de eig. van combinatorische logica met geheugen, de bouwstenen van sequentiële logica gebruiken een of ander type **multivibrator** (xd) d.i een verzamelnaam voor schakelingen. die hebben 2 ingangen die (normaal) elkaars tegengestelde zijn en we noemen de 2 uitgangen  $Q$  en  $\bar{Q}$ . Er zijn 3 basistypes:

- bistabiel
- monostabiel
- astabiel

### Bistabiele schakelingen

d.i een schakeling met 2 stabiele toestanden bv. 2 not gates aan elkaar in een loop (Q geeft 1  $\rightarrow$  P geeft 0  $\rightarrow$  Q geeft weer 1), astabiel is bv 3 not gates in een loop, dit wordt ook wel een **ring oscillator** genoemd.

### De S-R Latch

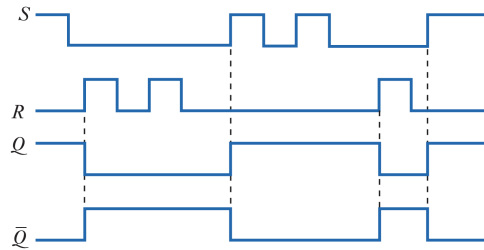


Deze wordt meestal als rechts getekent en heeft de volgende eigenschappen:

- als  $R=S=0$ : toestand behouden
- als  $S=1, R=0$ : Q wordt op 1 **geset** ( $\bar{Q} = 0$ )
- als  $S=0, R=1$ : Q wordt op 0 **gereset** ( $\bar{Q} = 1$ )
- als  $S=1, R=1$ : beide uitgangen op 0; geen toegelaten toestand

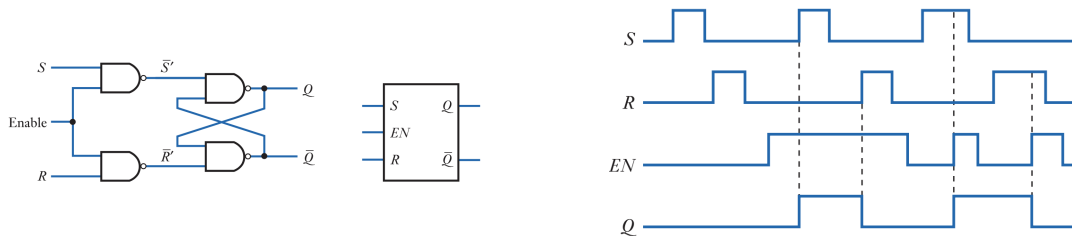
De versie met NAND poorten wordt een **actief-laag schakeling** genoemd.

Voorbeeld in-en uitgangen voor en S-R latch:

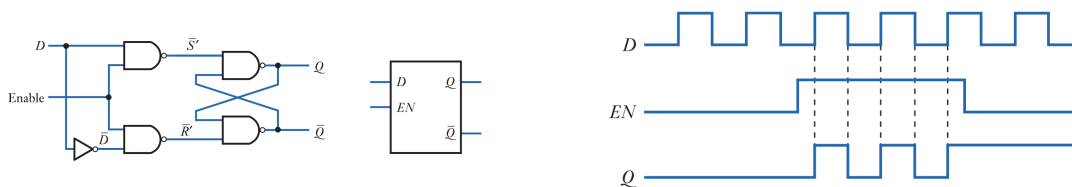


Toepassingen S-R latch: contact-dender in een schakelaar tegengaan/ inbraak-alarm

### De gated S-R Latch



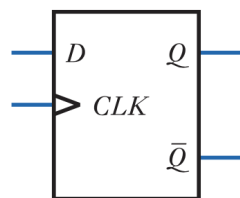
### De D (data) Latch



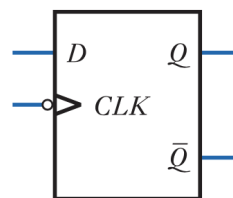
### Flank-getriggerde componenten/flip-flops

Deze zijn vaak nodig om veel componenten synchroon te laten werken en gebeurt met een klok-ingang: Ze reageren bij een specifieke (stijgende of dalende) flank van de klok

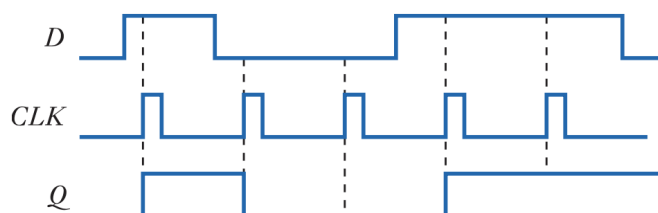
D flip-flop:



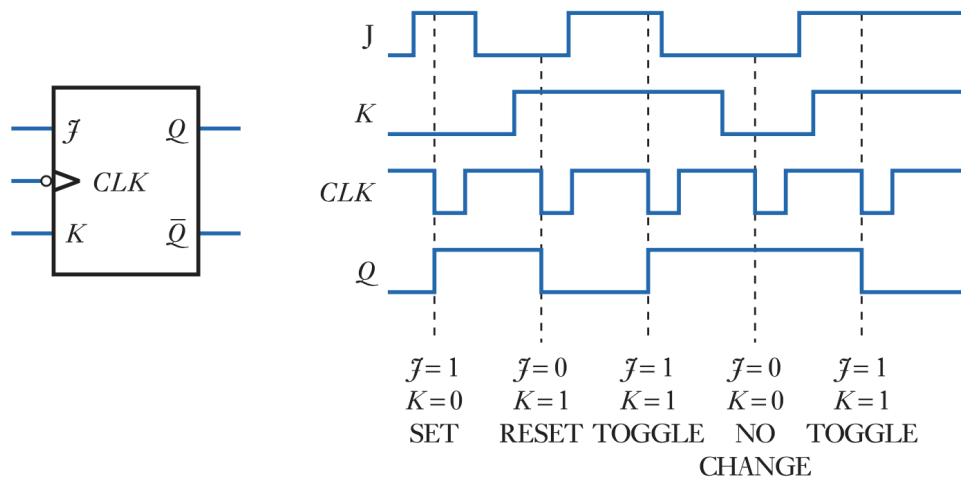
(a) Positive edge-triggered



(b) Negative edge-triggered



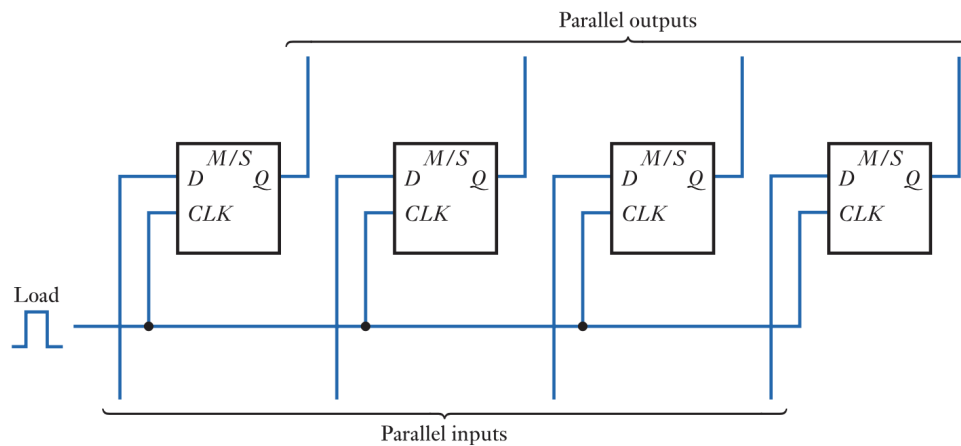
J-K flip-flop:



Merk op dit is een negative edge triggered J-K flip-flop, de normale schakelt bij stijgende klokwaarden en kan gebruikt worden om andere flip-flops te maken. Logische schakelingen hebben enige tijd nodig om te schakelen daarom bestaat er zoiets als een [race risico](#): De uitgang kan van de snelste component afhangen. Deze kan vermeden worden aan de hand van [puls-getriggerde of meester/slaaf](#) bistabiele schakelingen: Hierbij wordt een master en slave bistabiele schakeling in serie gezet wat als effect heeft dat het resultaat lijkt op een bistabiele schakelaar met als trigger van de klok de dalende flank ipv de stijgende... net als de negative edge triggered flip-flop. Zie ook dit filmpje voor extra uitleg.

## Geheugenregisters

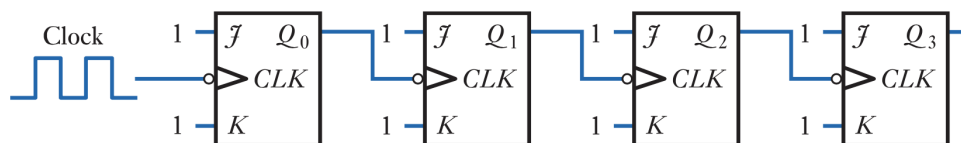
Zo'n D master slaves kunnen door aansluiting op een gemeenschappelijke klok eenvoudig gebruikt worden voor het opslaan van bits:



## Tellers

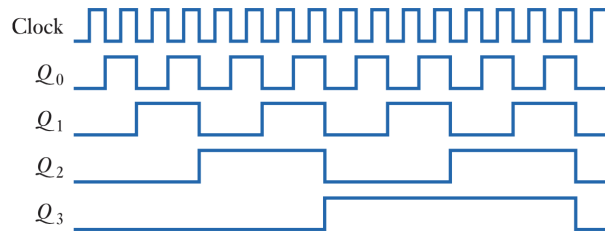
### rimpeltellers

Deze kunnen met verschillende bistabielen gemaakt worden en hebben dit als opstelling:



met resultaat:

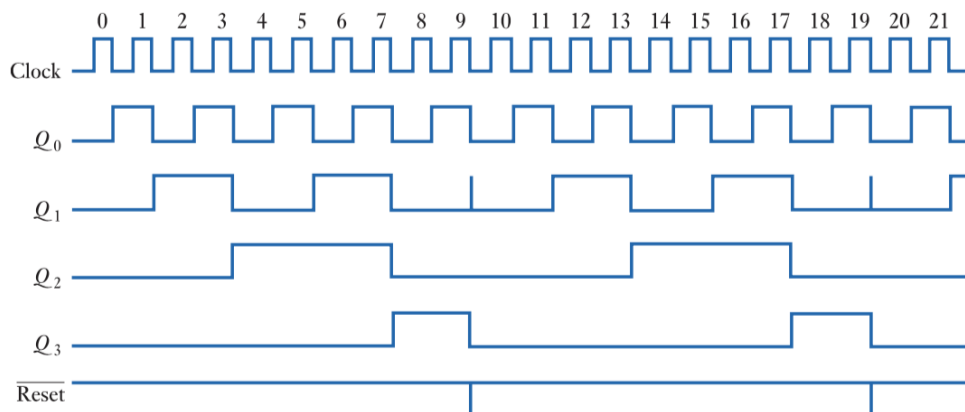
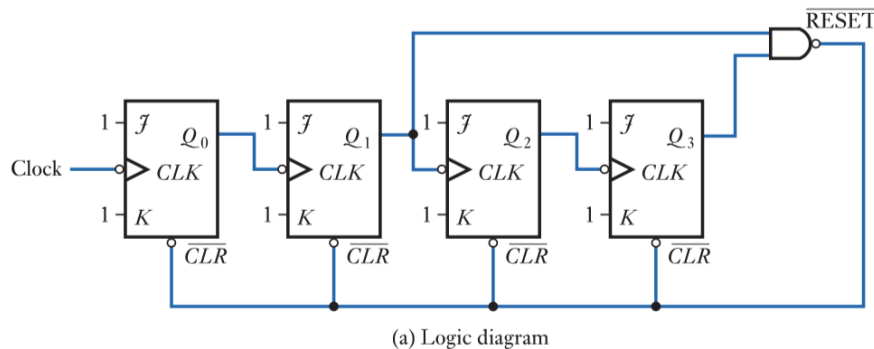




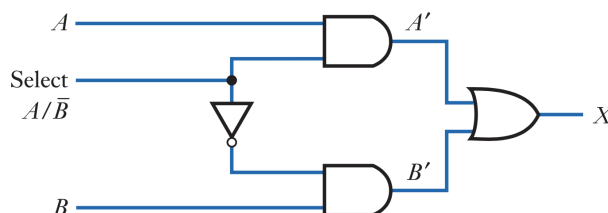
Dus een halvering van de frequentie na elke flip-flop, dit wordt bv gebruikt in een horloge om de frequentie van oscillerend quartz (32678Hz) om te zetten naar bruikbare frequentie (delen door  $2^{15}$  wat dus overeenkomt met 15 flipflops geeft 1Hz). Deze kunnen ook verticaal afgelezen worden om het aantal klokpulsen in binair te tellen (zie zelf in hoe). Nu wordt deze gereset na tot 15 te tellen (modulo-16 equivalent met 4 bit wat verwacht is van 4 Q uitgangen). Soms willen we echter tot een vast gespecificeerd getal tellen:

### Modulo-N tellers

Om te tellen tot  $2^n$  dienen we het aantal trappen n aan te passen, om echter te tellen naar een will. getal dienen we een resetschakeling toe te voegen, zie hier bv een decadeteller (modulo-10):



zie in waarom dit het eerst bij 10 reset (hint: kijk naar de afleesrichting). Een aftelschakeling werkt volledig analoog maar met iedere keer de  $\bar{Q}$  uitgang verbonden met de clock. Met behulp van een data selector (zie onderstaande figuur) kunnen de op- en neertellers gecombineerd worden om zo te kunnen kiezen welke van de 2 we willen doen.



# Hoofdstuk 28: Data-acquisitie en conversie

## Sampling

### Nyquist samplingtheorema (Nyquist criterium):

De samplefrequentie moet groter zijn dan 2 keer de **hoogst voorkomende** frequentie in het gemeten signaal, de minimale bemonsteringsfrequentie wordt de **Nyquist rate** genoemd, onder deze snelheid sampelen wordt **aliasing (vouwvervorming)** genoemd.

## Data converters

*sampling*: periodiek meten van een (analoog) signaal en omzetten naar een digitale vorm

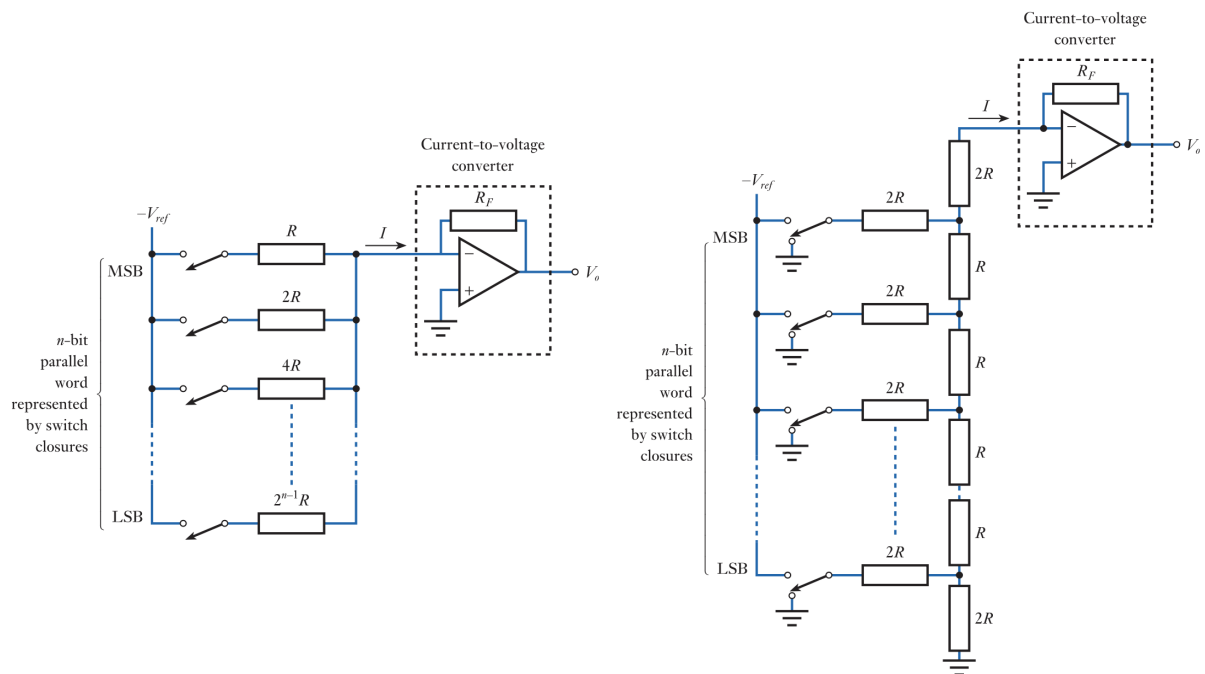
*Reconstructie*: omzetten van een serie digitale waarden naar een analoog equivalent. Beide bewerkingen worden uitgevoerd door zogenaamde: **Data converters**:

- Analoog-naar-digitaal converters (ADCs)
- Digitaal-naar-analoog converters (DACs)

Er moet bij het gebruiken en maken echter rekening gehouden worden met enkele dingen: de **resolutie** van data converters bepaalt hoe nauwkeurig meetwaarden gekwantiseerd worden (en dus hoe dicht ze zijn bij de werkelijke waarde) waarbij een 'n-bit converter'  $2^n$  discrete stappen gebruikt.

DA en AD conversie kost ook een zekere tijd, de **conversietijd**. Ook dient rekening gehouden te worden met de **precisie = reproduceerbaarheid**.

## DAC

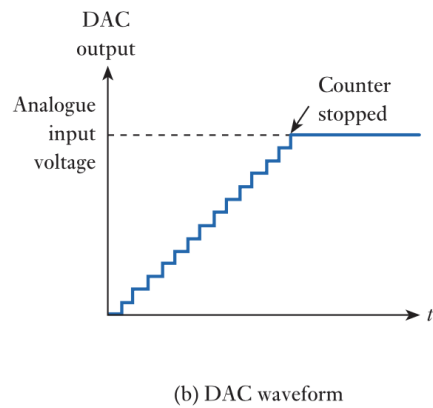
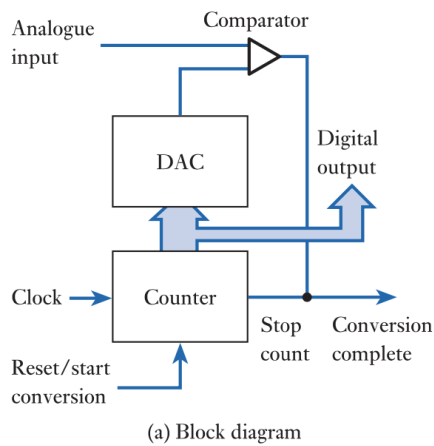


Hier zien we 2 *binair gewogen DACs*, de linkse is moeilijk te maken aangezien een groot bereik aan precisieweerstanden nodig is in tegenstelling tot de rechtse.

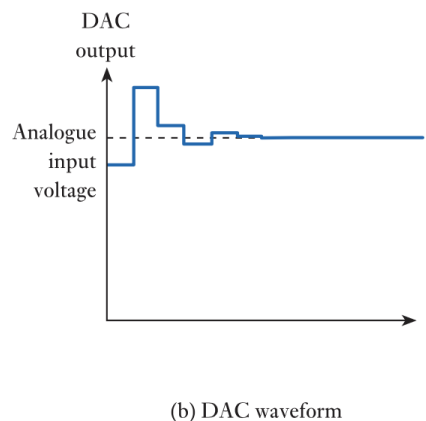
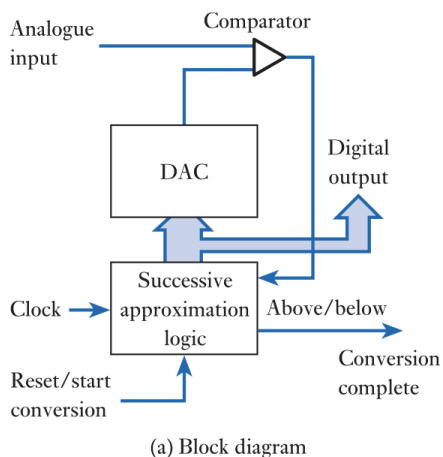
## ADC

### Teller-ADC

Hierbij wordt het inputsignaal steeds vergeleken met het huidige DAC signaal waarbij steeds opgeteld wordt als deze lager is, deze is traag en de conversietijd is niet constant

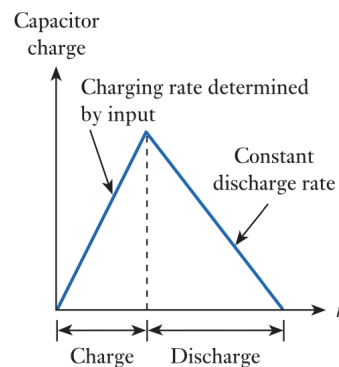
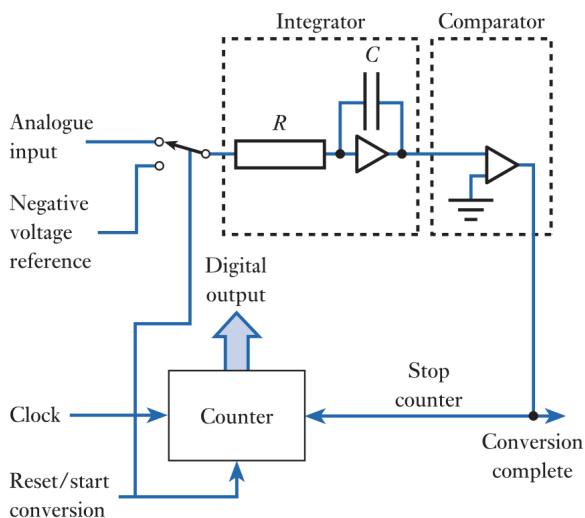


### Opeenvolgende benadering-ADC



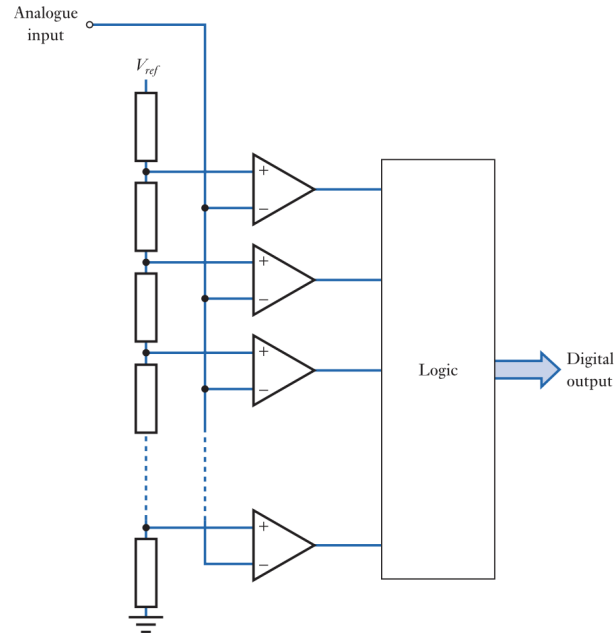
Hierbij wordt steeds gekeken of het input-signaal hoger of lager is dan het gegeven en iedere keer de helft af of bijgeteld.

### Dubbele helling ADC



Deze is traag maar de nauwkeurigheid is niet afhankelijk van R en C en goed voor hoge resoluties, ze werkt door het opladen van een condensator en te kijken hoe lang het ontladen duurt.

## parallele of flash ADC



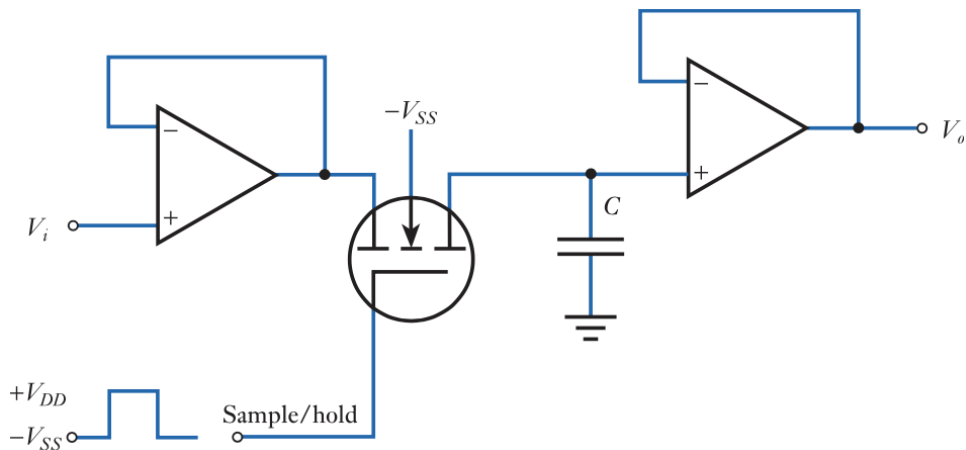
Deze is zeer snel maar ook complex ( $2^n$  comparators).

## ADC trucs

- Vervangen van meer dan 1 ADC door multiplexing aan de ingang + 1 ADC
- Vervangen van 1 snelle ADC door meerdere trage (timing belangrijk)
- ...

## Sample en hold

bij ADC mag deingangsspanning niet veranderen tijdens de conversie en analoog bij DAC de uitgangsspanning.



## Multiplexing

in plaats van meerdere ADCs te gebruiken (wat duur zou zijn) kiezen we om se beurt een analoge input om zo maar 1 ADC te hoeven gebruiken. Na het converteren gewoon een feedback dan naar de multiplexer. Om te maken dat ze niet aan verschillende tijden worden gelezen kan dan met de voordien besproken sample en hold gates gewerkt worden. Dit kan analoog met een DAC en sample en hold gates die om se beurt worden upgedate.

# Hoofdstuk 29: Communicatie

**simplex:** 1 richting communicatie. **duplex:** 2 richtingen, hier is er echter een onderscheid tussen **Half-duplex:** 2 richtingen, maar niet tegelijk en **Full-duplex.**

## Voortplanting van radiogolven

**Ground wave:** < 3 MHz : over kabel

**Sky wave:** 3-30 MHz: reflecteerd op de grond en de ionosfeer

**Line-of-sight:** >30 MHz: direct wijzen naar de ontvanger

## Modulatie

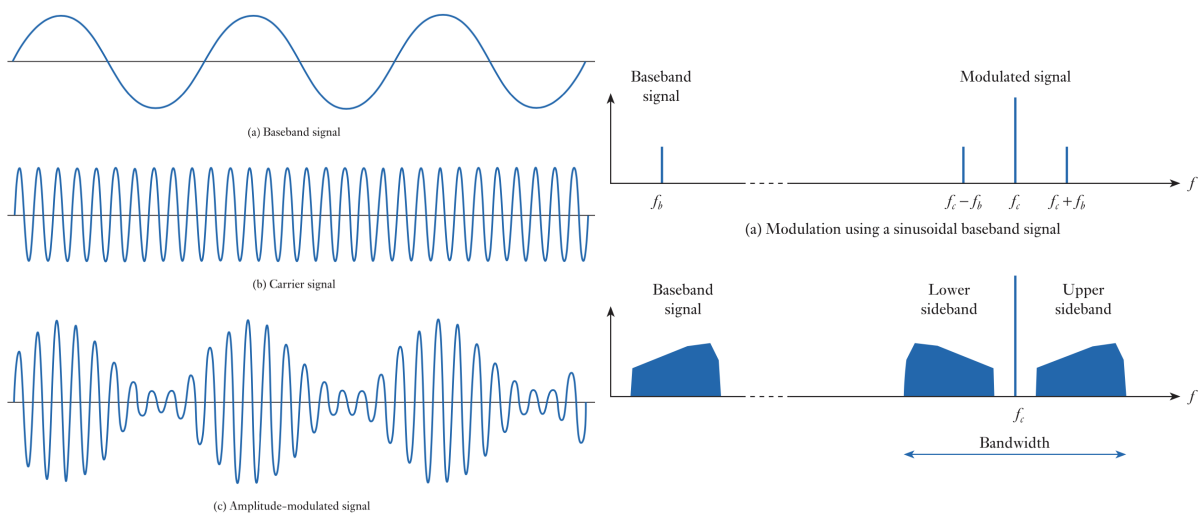
2 functies:

- Signalen naar een ander deel van het frequentiespectrum brengen
- Een aantal verschillende signalen tegelijk langs 1 kanaal sturen

Hiervoor wordt er een draaggolf gebruikt die met het signaal gemoduleerd wordt.

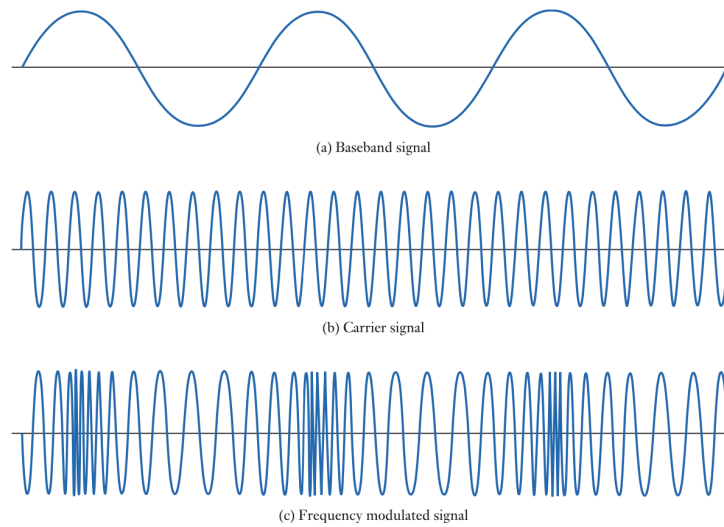
## Analoge modulatie

hierbij hebben we **amplitudemodulatie (AM):**



waarbij deze 2 banden een gevolg zijn van de aard van modulatie, ze kunnen eruit gefilterd worden aangezien ze dezelfde informatie-inhoud hebben maar vaak moeilijker te moduleren.

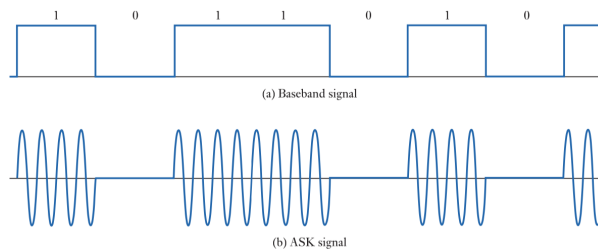
**Frequentiemodulatie (FM):**



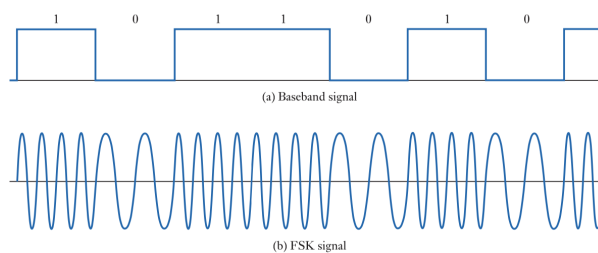
Deze is minder storingsgevoelig dan AM maar meer frequentiecomponenten en hogere bandbreedte

## Digitale modulatie

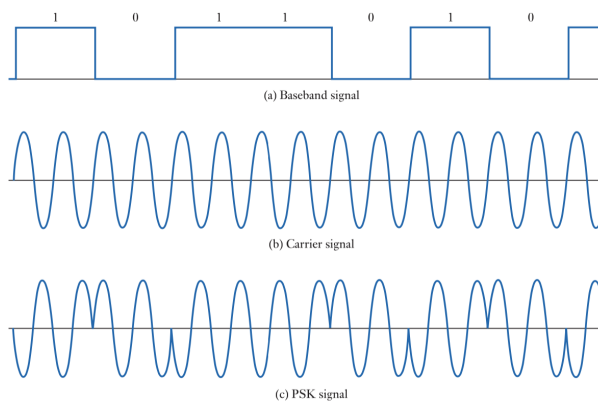
Amplitude-shift keying (ASK):



Net als AM ruisgevoelig aangezien ruis de amplitude affecteert.  
frequency shift keying (FSK):

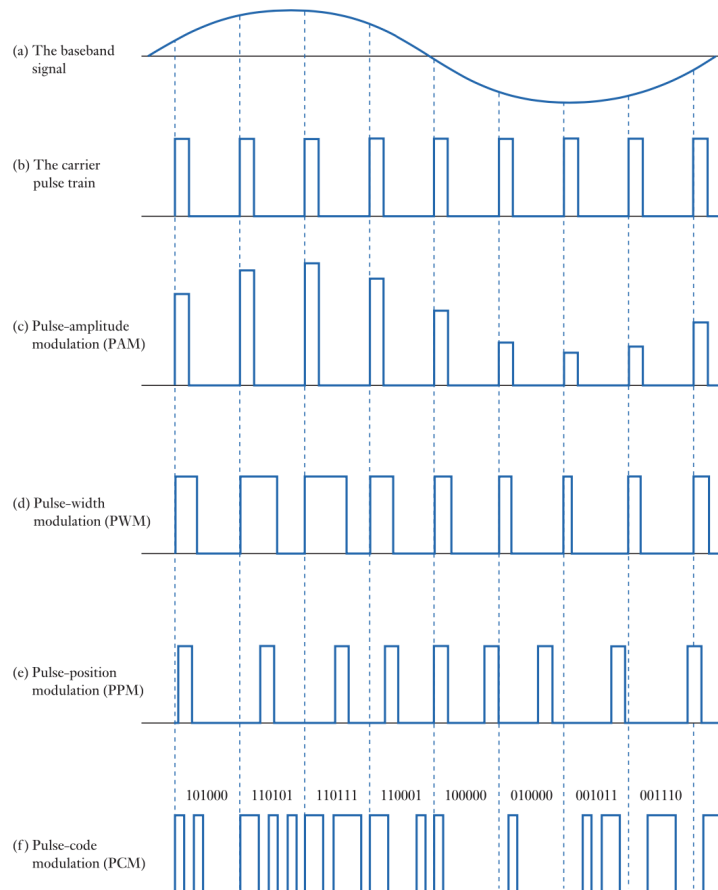


Zoals verwacht in de naam wordt tussen frequenties gewisseld.  
phase-shift keying (PSK):



Als uit de naam wordt de fase met  $180^\circ$  veranderd bij verandering van  $0 \rightarrow 1$  en  $1 \rightarrow 0$ . Hier is echter geen onderscheid of ze van 0 naar 1 of omgekeerd verandert, dit kan overkomen worden met [Differential phase-shift keying \(DSPK\)](#): iedere 1 een faseverandering en niet bij 0, deze kan ook met kleinere stappen gebeuren, bijvoorbeeld van  $45^\circ$  bij bluetooth om meer bits per keer te kunnen doorsturen.

## Pulsemodulatie



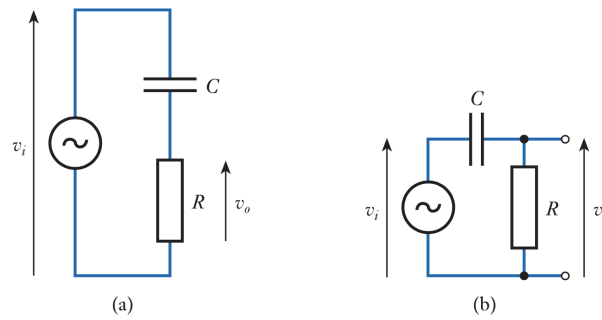
## Radio-ontvangst

een radio-ontvanger dient selectief 1 frequentie(band) te detecteren, deze te versterken en demoduleren. Vroeger werden 'rechuit' afgestemde resonantiekringen gebruikt waarbij de selectiviteit afhing van de kwaliteitsfactor:  $Q = \frac{f_0}{B}$  met  $f_0$  de frequentie en  $B$  de bandbreedte, aangezien deze echter constant is werden op hogere frequenties te veel aan bandbreedte waargenomen en zo overlappende ontvangst verkregen. Om dit te vermijden wordt hedendaags superheterodyne ontvangers gebruikt waarbij het inkomend signaal naar een andere frequentie wordt geshift om dit te voorkomen.

## Multiplexing

We kunnen meerdere signalen tegelijk sturen in de vorm van bijvoorbeeld time division multiplexing (inkomende signalen opdelen in regio's en iedere keer de regio's samen sturen of bijvoorbeeld frequency division multiplexing (op verschillende frequenties)).

## Extra: Laag- en hoogdoorlaatfilter



Hierboven zien we een hoogdoorlaatfilter, de versterking is 1 voor hoge frequenties tot een frequentie  $f_c = \frac{1}{2\pi CR}$  bereikt wordt waarna ze sterk vermindert, dit wordt de **cut-off frequentie** genoemd. Als je de positie van de condensator en de weerstand omwisselt bekom je een laagdoorlaatfilter die dus 1 is voor lage frequenties en sterk daalt vanaf dat eenzelfde **cut-off frequentie** bereikt wordt.