

Elektronica

Gilles Callebaut



1.1 Intrinsieke (zuivere) halfgeleiders

Een **halfgeleider** is een element met **4 valentie elektronen**. (Si en Ge)

Ze ordenen zich dus volgens een **kristalrooster**.

De **omgevingstemperatuur** zorgt ervoor dat de **atomen gaan trillen**.

Deze trillingen zorgen ervoor dat er een **e^- (geleidingselektron) loskomt** uit zijn covalente binding.

Waar het e^- oorspronkelijk zat blijft nu nog een **gat over**, die zich gedraagt als een positieve lading.

Soms komt een elektron in de buurt van een gat, wordt erdoor aangetrokken en verdwijnt in het gat. Dit noemt men **recombinatie**.

1.2 Extrinsieke (verontreinigde) Halfgeleider

Om een aantal ladingsdragers te verhogen worden halfgeleiders verontreinigd met vreemde elementen.

VERONTREINIGEN MET 5-WAARDIGE ELEMENTEN (P OF AS)

Het **5^{de} elektron** wordt **niet vastgehouden** in een covalente binding, wat men het **geleidingselektron** noemt.

Het 5-waardig atoom noemt men **donors**. De **plaats waar een donor gestationeerd zit is positief geladen**.

De **concentratie van vreemde elementen** bepaalt dus de **geleidbaarheid** van een extrinsieke halfgeleider.

Omdat we met donors zitten spreken we van **n-halfgeleiders** (elektronen afgeven).

Door **thermische generatie** worden in dergelijke halfgeleiders ook **elektron-gatparen** gegenereerd.

In een **n-materiaal** zijn de **gaten** de minderheidsladingsdragers (**mld**) en de **elektronen** de meerderheidsladingsdragers (**MLD**).

p = conc. bewegende pos. ladingen

$$\begin{cases} p = g^+ \\ n = N_d + e^- \end{cases}$$

n = conc. bewegende neg. ladingen met N_d (aantal donoren)

VERONTREINIGEN MET 3-WAARDIGE ELEMENTEN

Op de plaats waar die partner normaal zou zitten komt nu een gat voor.

Het **3-waardig** atoom noemt men **acceptoren**. De **plaats waar een acceptor gestationeerd zit is negatief geladen**.

De concentratie van vreemde elementen bepaalt dus de geleidbaarheid van een extrinsieke halfgeleider.

Omdat we met acceptoren zitten spreken we van **p-halfgeleiders** (elektronen opnemen).

Door **thermische generatie** worden in dergelijke halfgeleiders ook **elektron-gatparen** gegenereerd.

In een **p-materiaal** zijn de **elektronen** de minderheidsladingsdragers (**mld**) en de **gaten** de meerderheidsladingsdragers (**MLD**).

p = conc. bewegende pos. ladingen met N_a (aantal acceptoren)

$$\begin{cases} p = g^+ + N_a \\ n = e^- \end{cases}$$

n = conc. bewegende neg. ladingen



1.3 Stromen in Halfgeleiders

DRIFTSTROMEN IN INTRINSIEKE HALFGELEIDERS

De **concentratie aan gaten en elektronen** zijn hier **dezelfde**.

Wanneer men tussen de uiteinden van het kristal een elektrische potentiaal verschil aanlegt dan ontstaat er een elektrostatisch veld en een (aangrijpende) kracht.

Onder invloed van deze kracht zullen de ladingsdragers een geordende beweging volgen met een gemiddelde driftsnelheid v_{dp} :

$$E = \frac{U}{L} \rightarrow F = e \frac{U}{L}$$

$$v_{dp} = \underbrace{\mu_p}_{\text{mobiliteit}} \cdot E$$

$$I_p = p \cdot A \cdot v_{dp} \rightarrow I_p = p \cdot A \cdot \mu_p \cdot e \cdot \frac{U}{L}$$

$$I = I_n + I_p = 2I_{n_i} = n_i \cdot (\mu_n + \mu_p) \cdot e \cdot \frac{A}{L} \cdot U$$

$$R = \frac{L}{n_i \cdot (\mu_n + \mu_p) \cdot e \cdot A}$$

Dus als de temp. stijgt dan stijgt n_i en dus de weerstand zal verlagen.

DRIFTSTROMEN IN EXCENTRIKE HALFGELEIDERS

Idem zoals bij intrinsieke halfgeleiders enkel is daarbij $n \neq p$.

DIFFUSIESTROMEN IN HALFGELEIDERS

Wanneer in een materiaal een **conc.gradiënt** aanwezig is, dan zullen de **ladingsdrager gaan bewegen van hoge naar lage conc.**

Er ontstaan netto gatenbewegingen van het gebied met hoge conc. naar lage, met de daarbij horende **diffusiestroom**.

De grootte van de stroom is afhankelijk van de concentratiegradiënt en de temperatuur.



1.4 De PN junktie

DE JUNKTIEVORMING

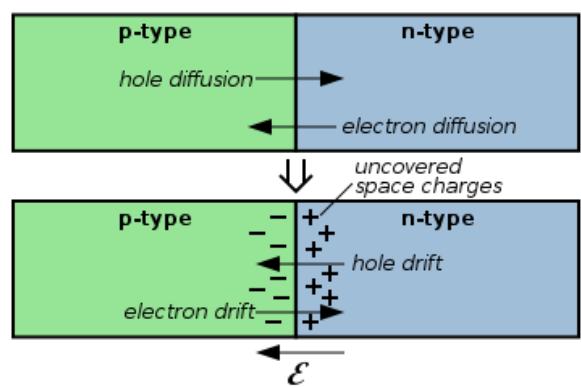
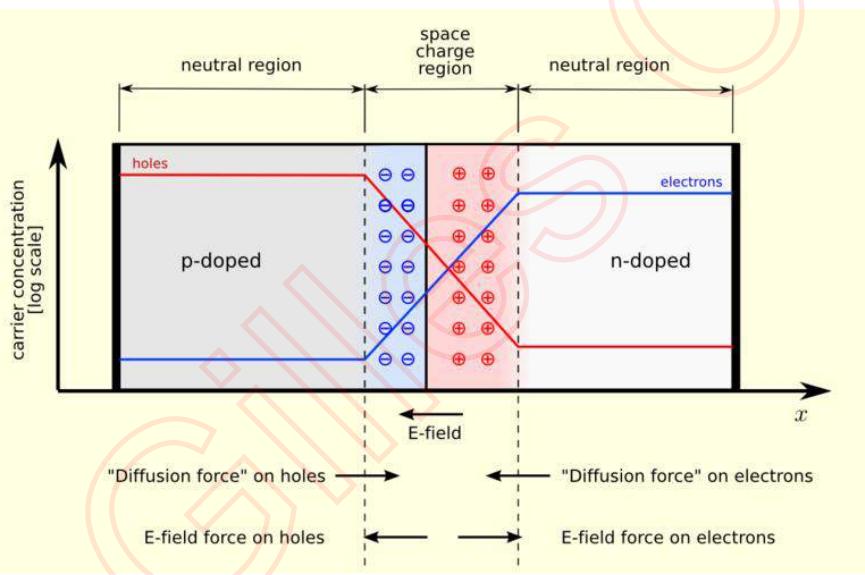
We voegen een n en p kristal bij elkaar.

Over de junktie ontstaat dus een **grote concentratiegradiënt** waardoor er een **diffusiestroom van gaten** zal ontstaan van het **p naar het n gebied**.

De **gaten** komen in het **n-gebied** terecht, daar zijn ze de mld en zullen door **recombinatie** snel verwijden.

Door dit diffusieverschijnsel zal het **p-gebied positieve ladingen verliezen** terwijl het **n-gebied geleidingselektronen** verliest.

Dit type transport blijft niet duren door het bestaan van ionen. Er ontstaat een **uitputtingslaag** (deplation layer)



De **netto-stroom** doorheen een ongepolariseerde junktie moet **nul** zijn. Daarom moeten de **diffusiestroom van MLD** en de **driftstroom van mld** elkaar **perfect compenseren** en dit bij elke temperatuur.

Temperatuur stijging zorgt voor stijging mld (driftsnelheid) waardoor de uitputtingslaag smaller wordt en zo de diffusiestroom ook kan stijgen.



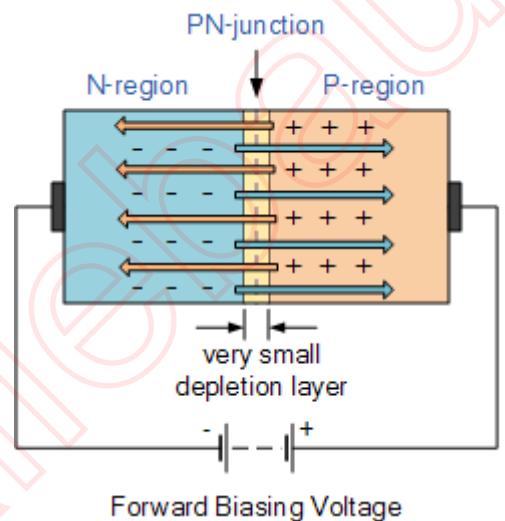
DE JUNKTIE GEPOLARISEERD IN DE DOORLAATZIN

De **positieve klem** van de spanningsbron wordt verbonden aan het **p-deel** van het kristal terwijl de **negatieve klem** aan het **n-deel** ligt.

De **positieve gaten** van het **p-gebied** zullen **afgestoten** worden door de bron terwijl **hetzelfde** gebeurt bij de **elektronen**.

De **MLD** zullen dus de neiging hebben om **dichter tot de junktie** te naderen. → **Verlagen junktie-barriere**.

De junkite-barriere kan zodanig verlagen dat **zeer veel MLD er over geraken** en de **difussiestromen** door de junktie **hoge waarden** bereiken.



DE JUNKTIE GEPOLARISEERD IN DE DOORLAATZIN

Nu wordt de spanningbron anders gepolariseerd (**inverse polarisatie**).

De **gaten** in het **p-gebied** zullen nu **aangetrokken** worden door de **n-klem** van de bron, hetzelfde voor het **n-gebied** en de elektronen door de **positieve klem** van de bron.

De **MLD** zullen dus de neging krijgen om zich **verder te verwijderen van de junktie**. → **Verhogen junktie-barriere**.

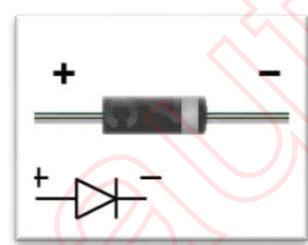
Deze is nu zodanig hoog dat er praktisch **geen MLD erover geraken**.

Op de mld heeft de polarisatie in de sperzin een versnellend effect.

De sperstroom is praktisch onafhankelijk van de sperspanning, men spreekt dan van een **verzadigingsstroom**. Die zeer sterk temperatuur afhankelijk is door de mld.

2.1 De component

De diode is een belangrijke tweeklems passieve niet-lineaire component.



SCHEMATISCH SYMBOOL

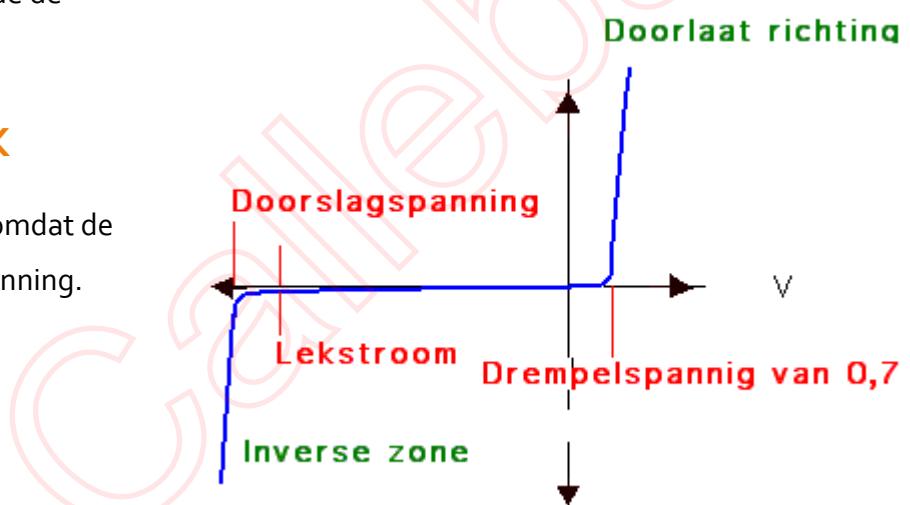
De p-zijde noemen we de anode, de n-zijde de kathode.

DE DIODE KARAKTERISTIEK

De diode is een niet-lineaire component omdat de stroom niet recht evenredig is met de spanning.

De diodestroom wordt berekend via:

$$I = \frac{U_B - U_D}{R}$$



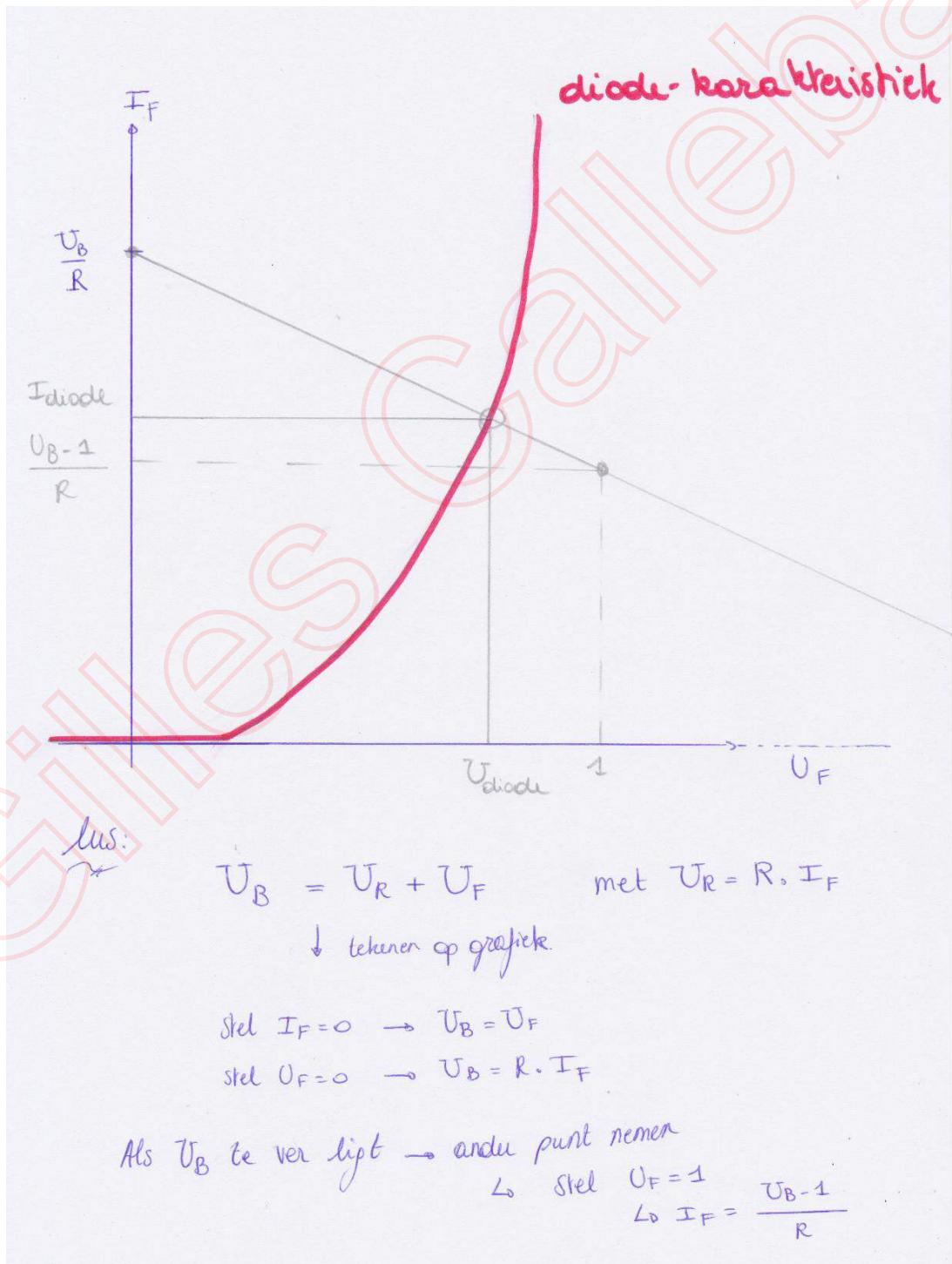
BENADERINGEN

- De ideale diode reageert als een intelligente schakelaar: hij sluit bij voorwaartse polarisatie en is open bij inversie polarisatie
- Als de spanning over de diode klein is speelt de drempelwaarde wel een rol.
Als de bronspanning kleiner is dan de drempelspanning, of negatief dan is de schakelaar open.
- De inwendige weerstand van de diode speelt ook een rol. Want eens de drempelwaarde overschreden wordt, stijgt de stroom lineair met de spanning.

2.2 De diode als kringelement in elektrische

netwerken:

Het gebruik van een niet-lineaire component



2.3 De diode als kringelement in elektrische netwerken: Benaderende studie m.b.v. een model

We vervangen de diode door een inwendige spanningsbron (+ aan de pijl en – en de streep), inwendige weerstand (gegeven of te bepalen uit de karakteristiek) en een schakelaar.

Deze schakelaar is open wanneer de stroom negatief is of wanneer de drempelspanning gelijk of groter is dan de bronspanning.

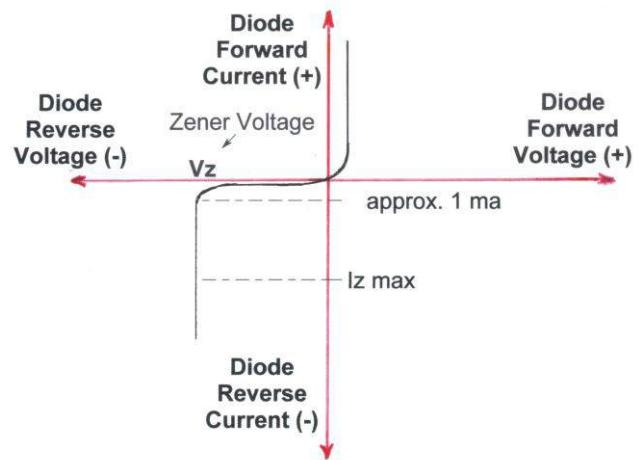
Als je na het uitrekenen een negatieve stroom hebt in een tak waar de diode zich bevindt dan moet je heel de schakeling herberekenen maar met een open schakelaar aan de diode.

2.4 Speciale diodes

DE ZENERDIODE

Een zenerdiode wordt geoptimaliseerd om in doorslag te werken.

- Voorwaardse toestand:
geleiding zoals een gewone Si-diode
- Inverse polarisatie:
praktisch geen stroom door de diode
- Doorgeslagen toestand:
de stroom zal zeer sterk toenemen, maar de spanning blijft constant.



OPTO-ELEKTRONISCHE COMPONENTEN

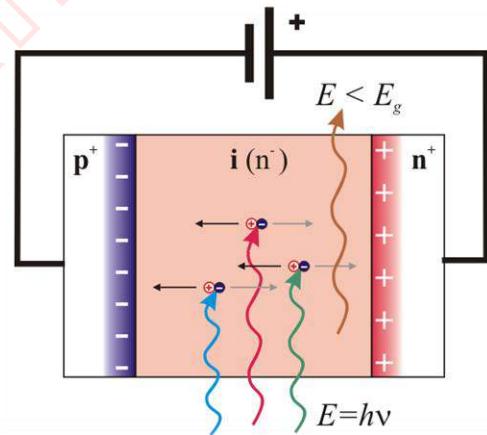
LED

Bij gewone diodes worden de recombinatie van gaten en elektronen omgezet in warmte, hier in licht. LED's hebben het voordeel weinig spanning nodig te hebben, ze hebben een lange levensduur en kunnen snel aan en uit gezet worden.

DE FOTODIODE

Als er extra energietoevoer (licht) wordt gebruikt zullen er meer ladingen vrij maken.

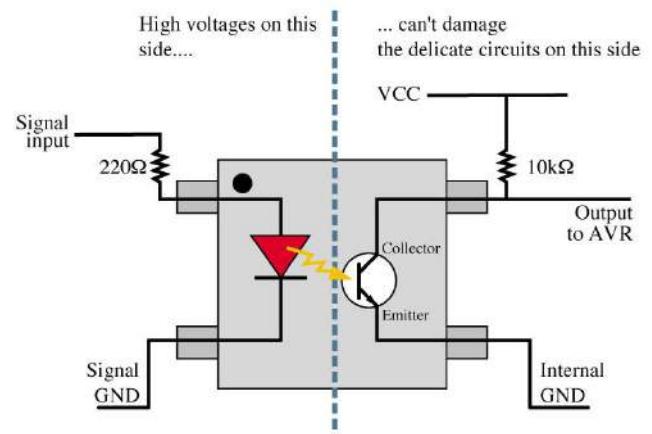
Hoe meer licht invalt, hoe groter de inverse stroom (door de mld).



DE OPTOCOUPLER

De optocoupler combineert een LED en een fotodiode in eenzelfde behuizing.

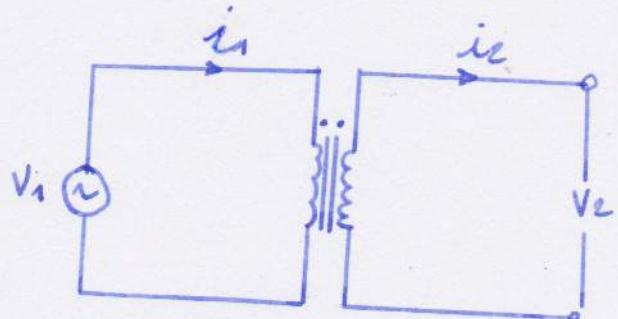
Het voordeel van deze combinatie is dat de ingang en de uitgang van elkaar gescheiden zijn.



Het gebruik van dioden in gelijkrichterschakelingen

Een voorbeeld

De ingangstransformator

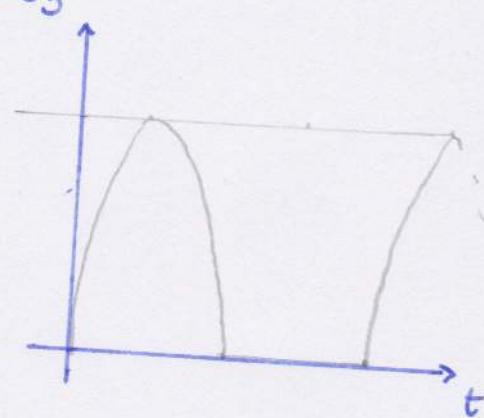
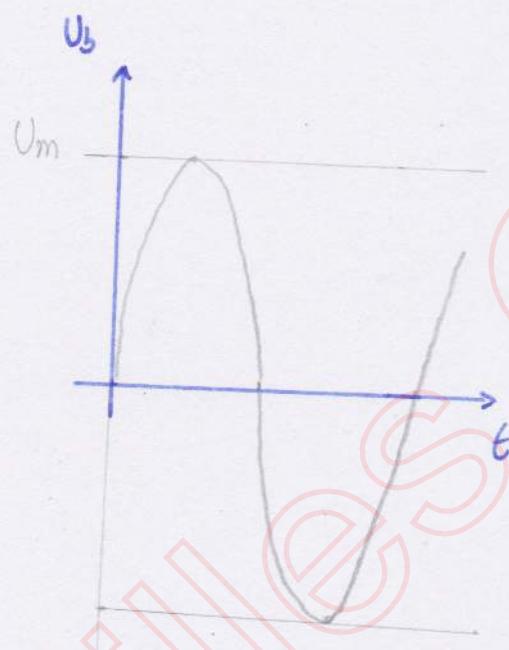
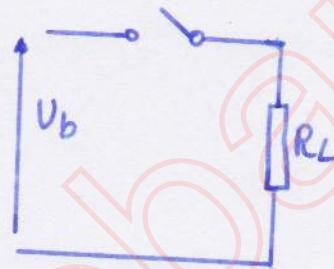
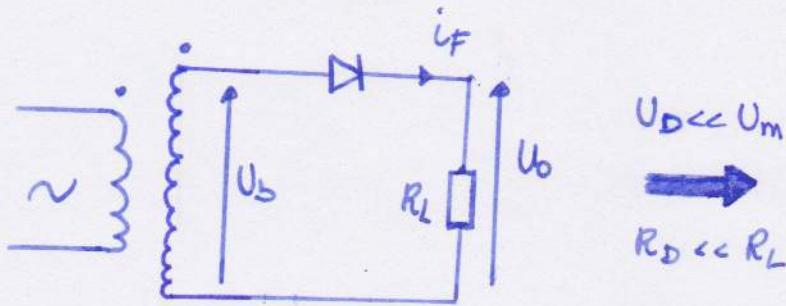


$$U_2 = \frac{N_2}{N_1} \cdot U_1$$

$$U_1 I_1 = U_2 I_2 \quad (\text{gn vermogen verlies})$$

$$\downarrow \\ I_1 = \frac{N_2}{N_1} I_2$$

De halve golf gelykrichter



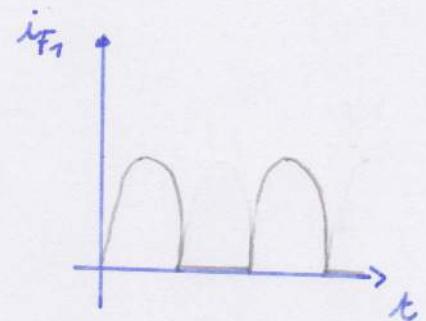
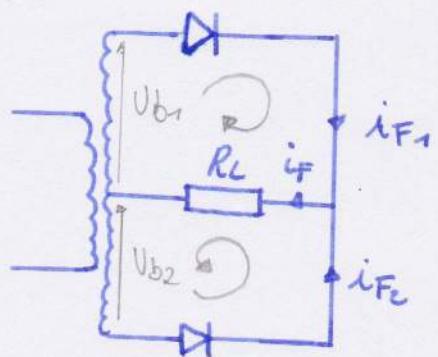
$$\begin{cases} i_F(t) = \frac{U_m}{R_L} \sin \omega t & [0, \frac{T}{2}] \\ i_F(t) = 0 & [\frac{T}{2}, T] \end{cases}$$

$$I_{dc} = \frac{1}{T} \int_0^T i_F(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} \frac{U_m}{R_L} \sin \omega t dt$$

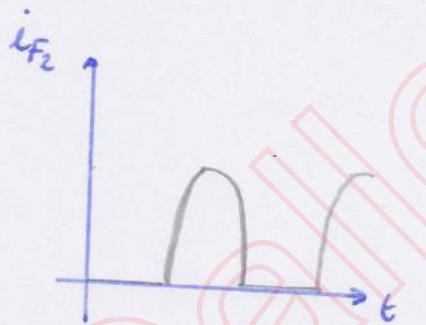
$$I_{dc} = \frac{U_m}{\pi \cdot R_L}$$

$$U_{dc} = \frac{U_m}{\pi}$$

De dubbelalternante - gelijkrichter (2 dioden)

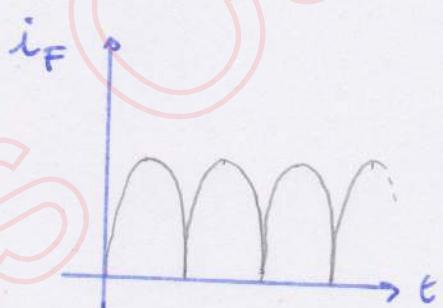


$$\begin{cases} i_{F_1} = I_m \sin \omega t & [0, T/2] \\ i_{F_1} = 0 & [T/2, T] \end{cases}$$



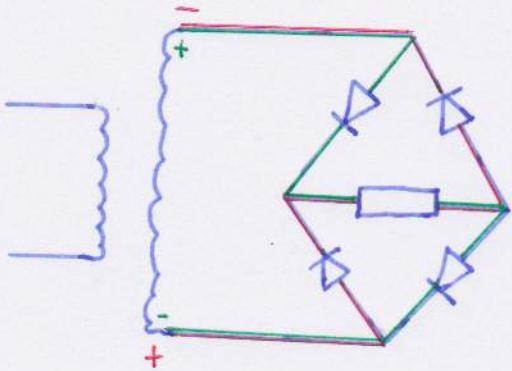
$$\begin{cases} i_{F_2} = 0 & \\ i_{F_2} = -I_m \sin \omega t & \end{cases}$$

$PIV = 2 U_m$

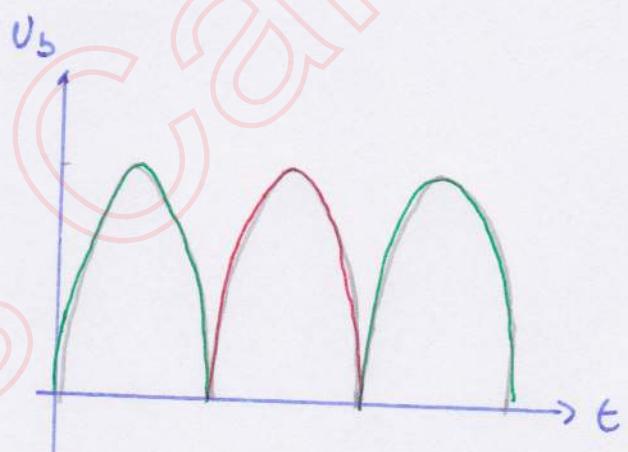


$$I_{dc} = 2 \left(\frac{I_m}{\pi} \right)$$

De dubbelalternantie - gelijkrichter (brug van Graetz)

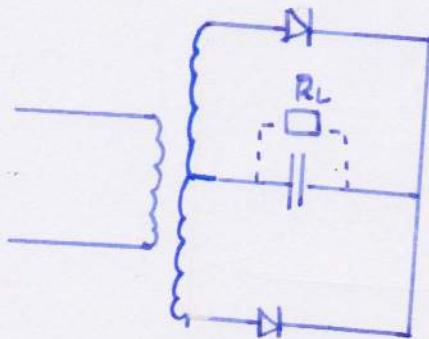


$$PIV = U_m$$

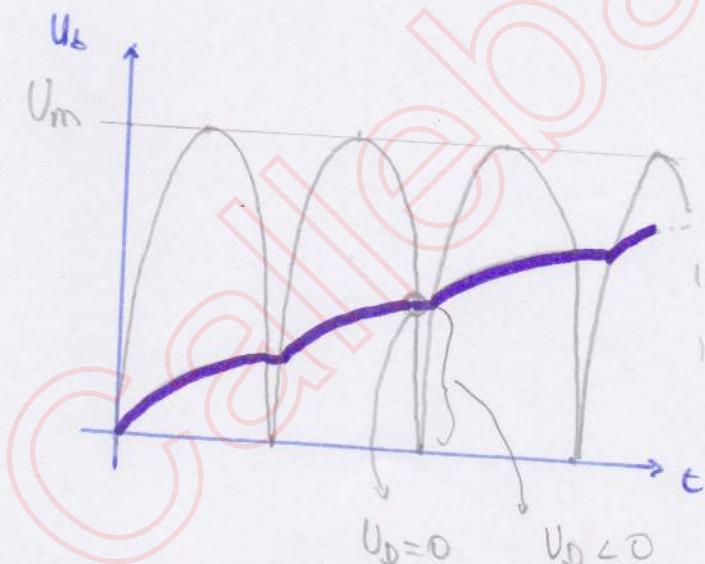


Eenvoudige filter

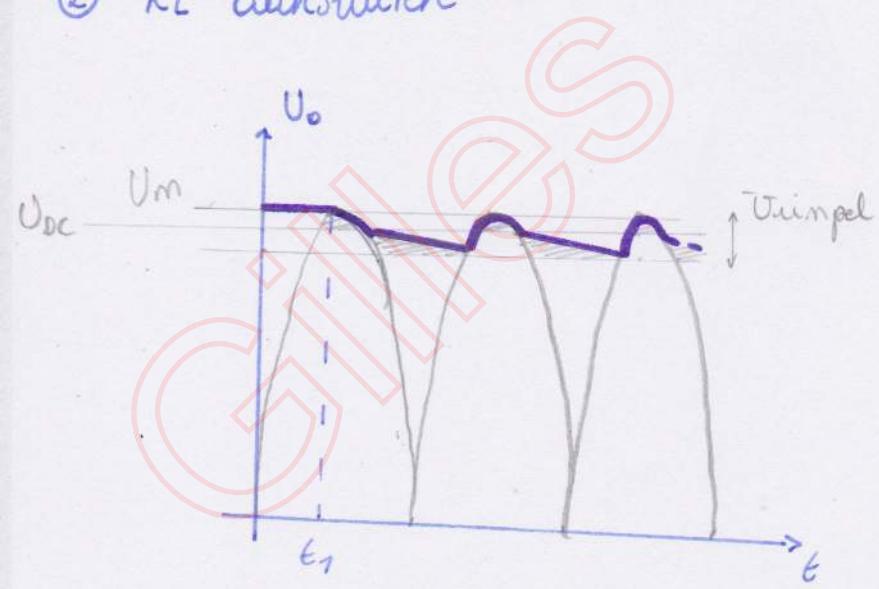
① Enkel met G



$$G(0) = 0$$



② R_L aansluiten



$$U_{DC} = U_m - \frac{1}{2} U_{Ripple}$$

$$\begin{aligned} \text{mit } U_{Ripple} &= U_m - U_C(t_1) \\ &= U_m (1 - e^{\frac{t_1}{\tau}}) \\ &\quad | \tau = 1 + X + \frac{X^2}{2} T \\ &= U_m (1 - (1 - \frac{t_1}{\tau})) \end{aligned}$$

$$U_{DC} = U_m (1 - \frac{t_1}{2\tau})$$

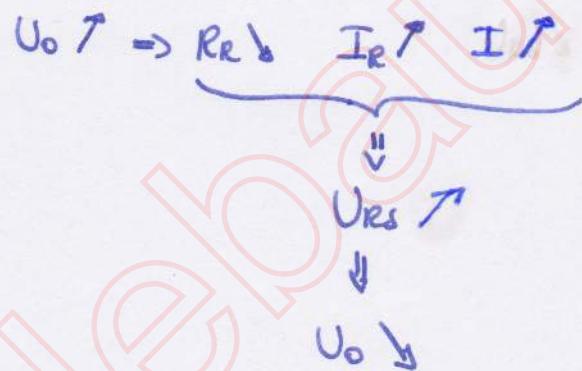
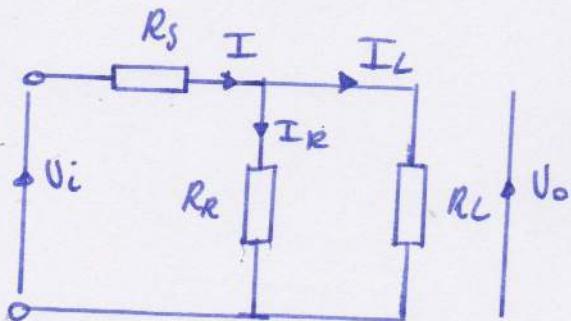
$$t_1 \approx \frac{T}{2}$$

dubbel gelykrichter: $U_{DC} = U_m (1 - \frac{T}{4\tau})$

halfgelykrichter: $U_{DC} = U_m (1 - \frac{T}{2\tau})$

Spanningsstabilisatie

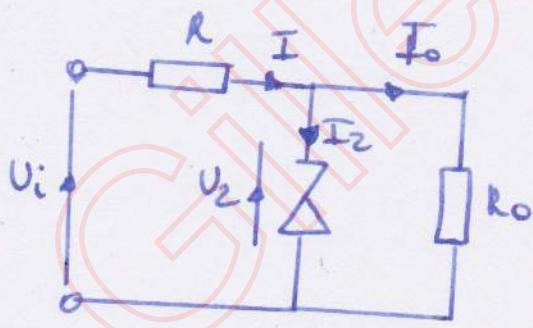
Shuntregulator



R_F verandert door:

U_o vergeleken met referentiespanning (analogisch)
 \hookrightarrow verschil \rightarrow na versterking $\rightarrow R_F$ wijzigen

Zenerdiodes



$$R = \frac{U_i - U_z}{I_z + I_o}$$

$I_z \gg$ kniestroom ($= I_{z, \min}$)

$U_{i, \min} =$ minimale ingangsspanning

$I_{o, \max} =$ maximale belastingsstroom

$$\Rightarrow R < \frac{U_{i, \min} - U_z}{I_{z, \min} + I_{o, \max}}$$

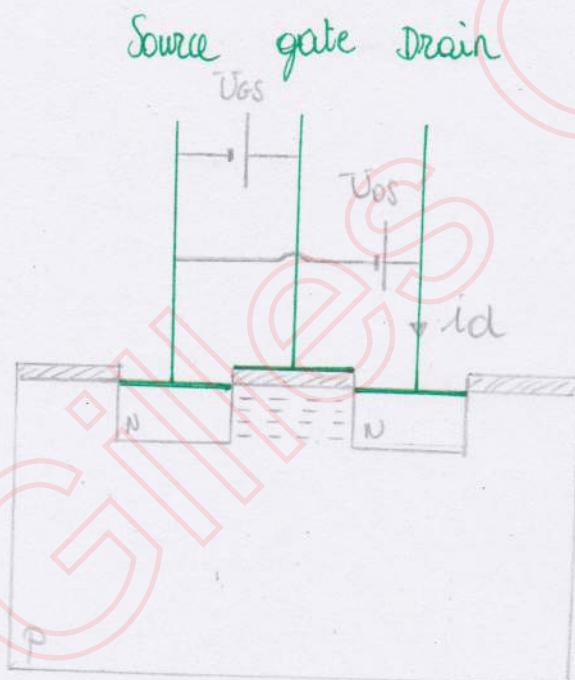
$$R > \frac{U_{i, \max} - U_z}{I_{z, \max} + I_{o, \min}}$$

* maximale vermogen dissipatieve

H3: De MOSFET

MOSFET
metal oxide semi-conductor field effect transistor

N-kanaal, vermeerde ringstyp



$$U_{GS} > 0 \text{ en } U_{DS} = 0$$

e^- uit N-gebieden
↳ oprullen q^+ p-gebied
→ laag neg. ladingen
↳ n-kanaal

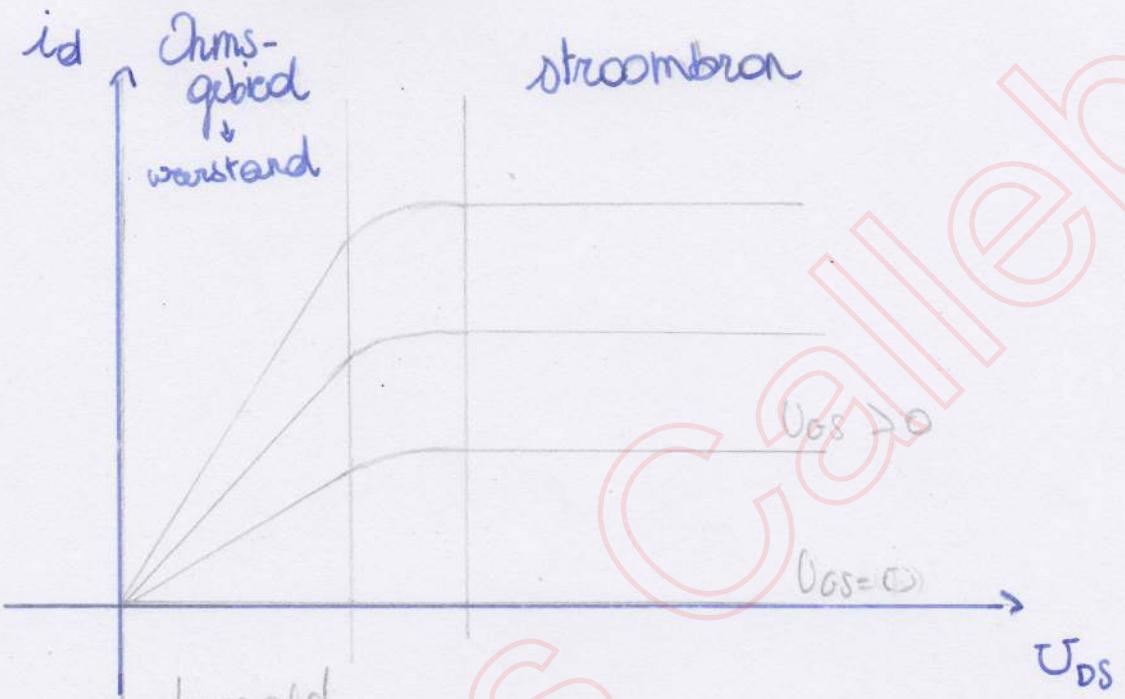
$$U_{DS} > 0$$

↳ stroom leiden

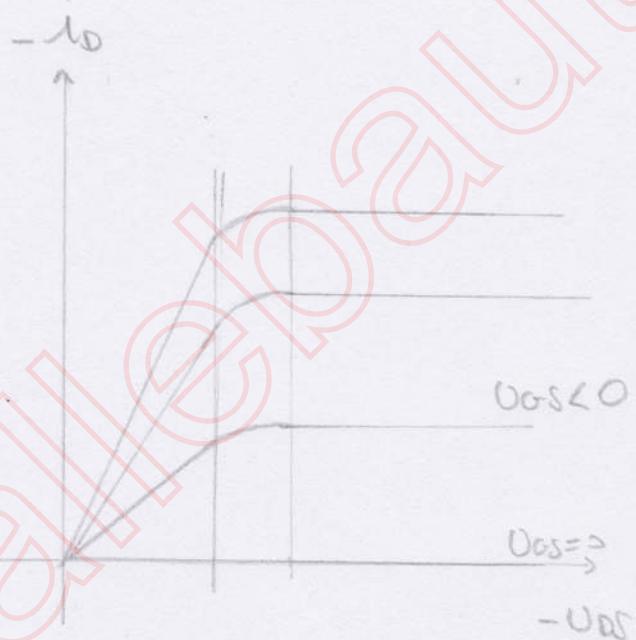
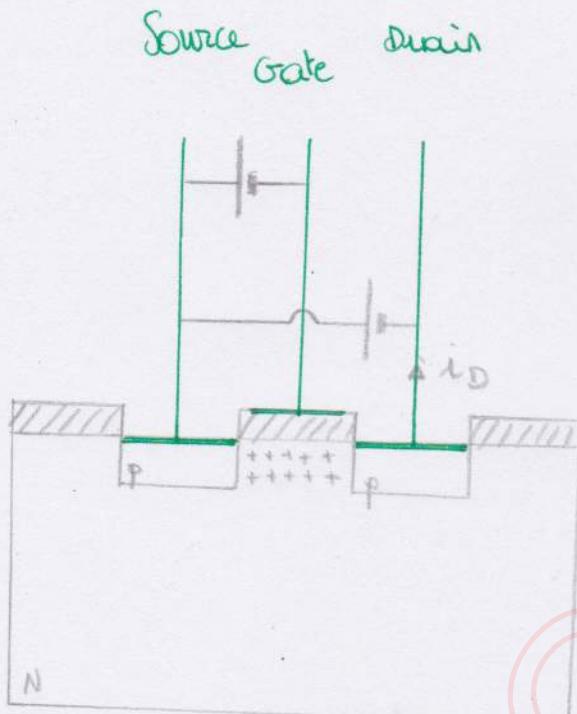
$$U_{DS} \nearrow \rightarrow U_{DS} \approx U_{GS}$$

↳ kanaal ver nauwen

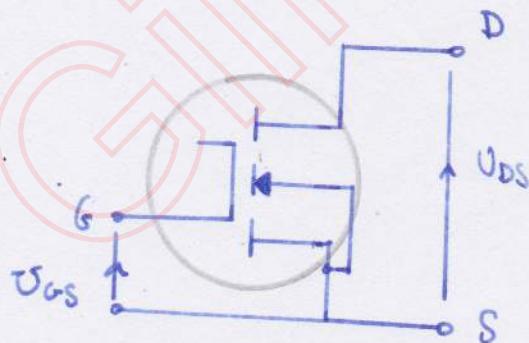




P-kanaal. vermeerderingstype



Schematisch symbool

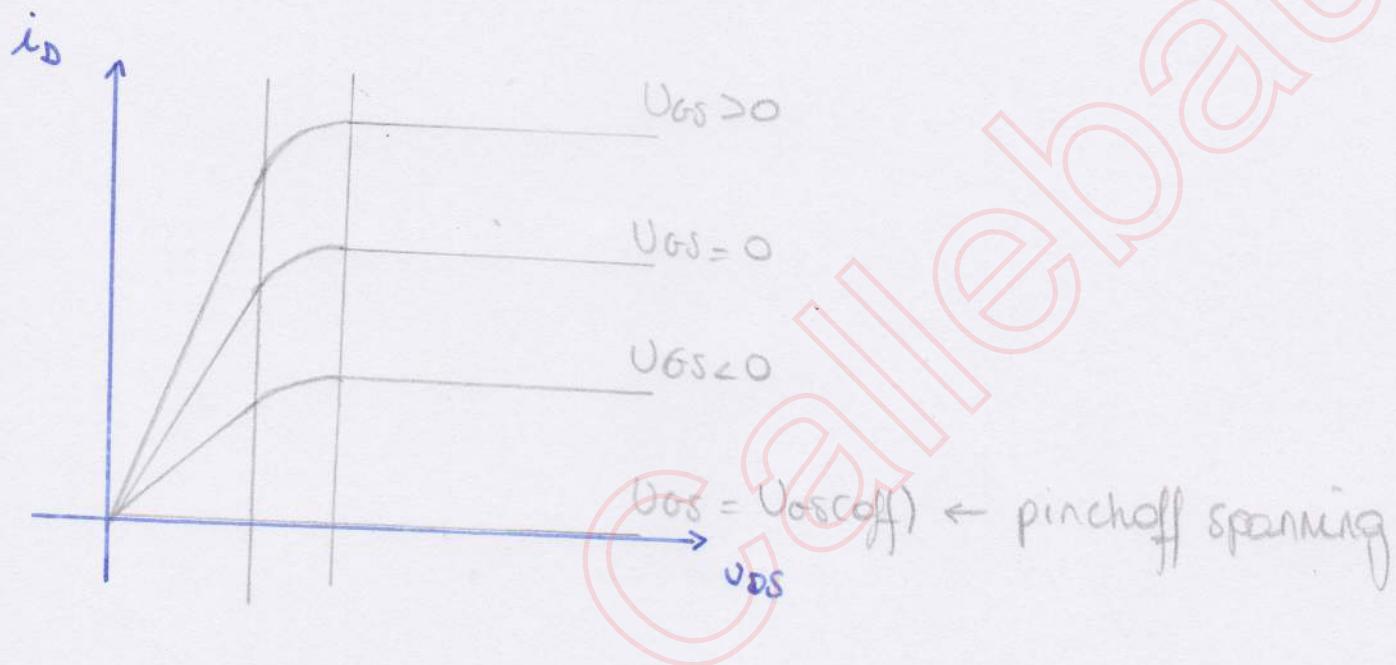


n-kanaal

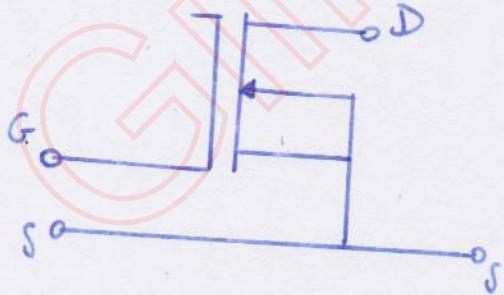
bij p-kanaal wijst de pijl weg.

N-kanaal mosfet, uitputtingstype

→ al n-kanaal aanwezig (zonder V_{GS})

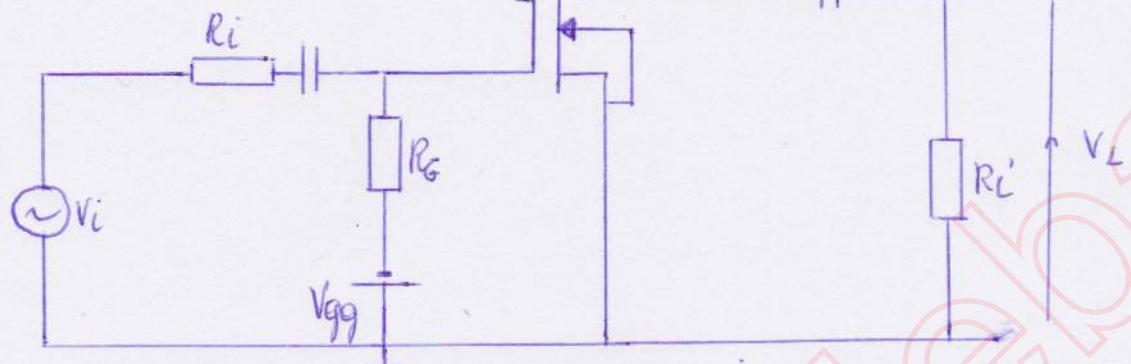


Schematisch symbool

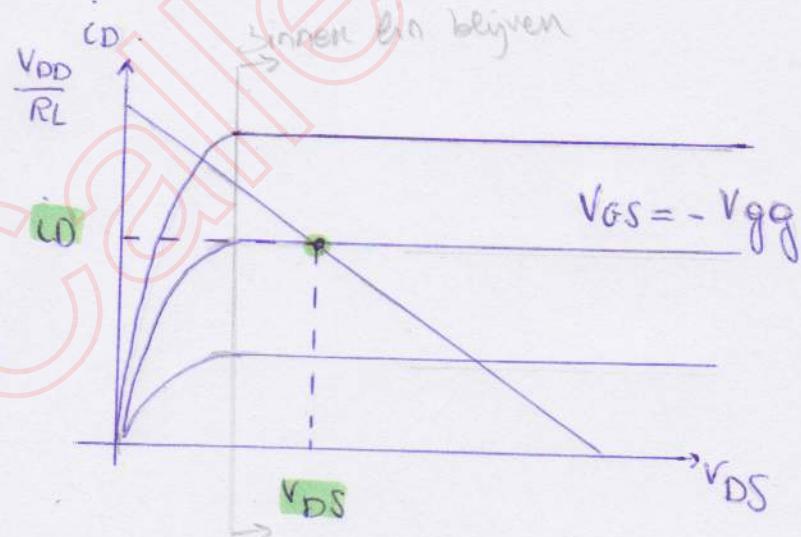
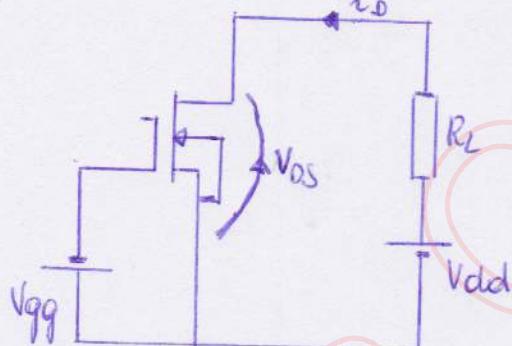


n-kanaal

De versterkingschakeling

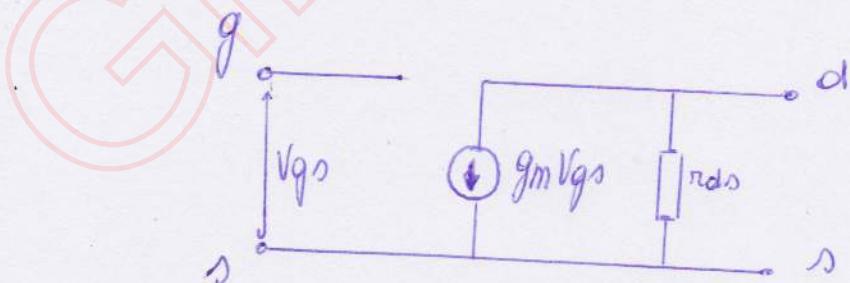


DC

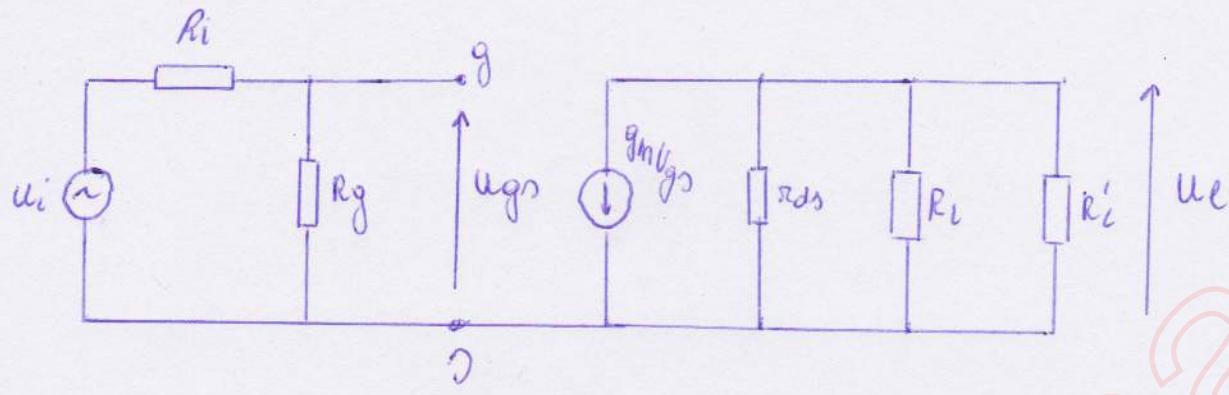


AC

transconductantie: $g_m = \frac{\Delta i_D}{\Delta u_{GS}}$



we zoeken $A_v = \frac{u_o}{u_i}$



$$u_e = -g_m u_{gs} [r_{ds} \parallel R_L \parallel R'_L]$$

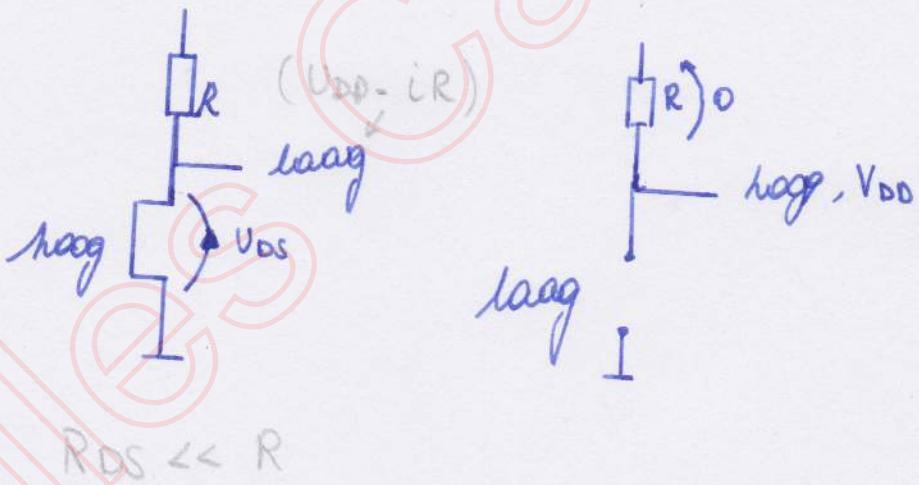
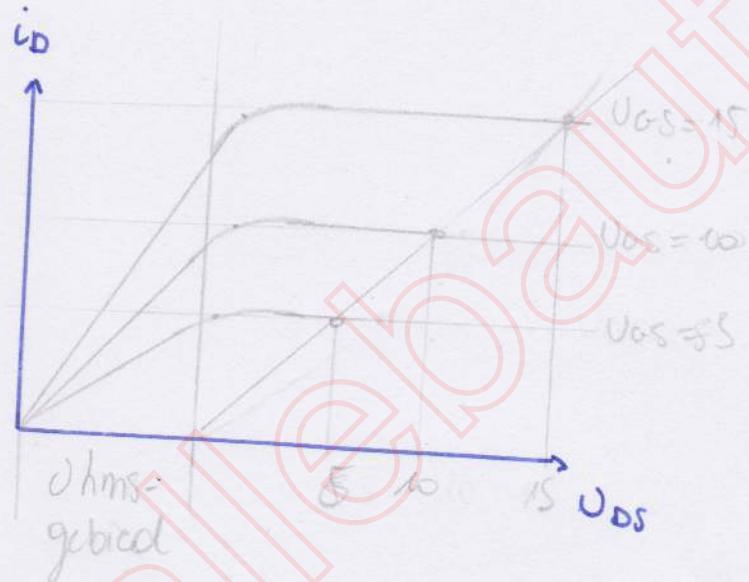
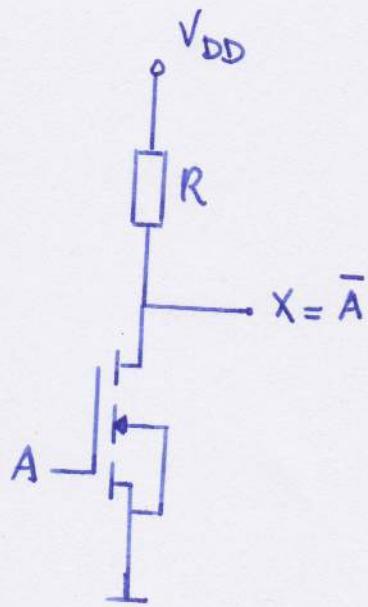
$$u_{gs} = u_i \frac{R_g}{R_g + R_i}$$

$$A_v = \frac{u_e}{u_i} = -g_m \left[r_{ds} \parallel R_L \parallel R'_L \right] \frac{R_g}{R_g + R_i}$$

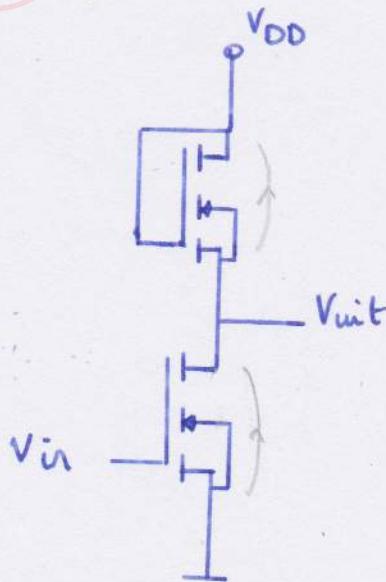
für verschwiring

($U_{gg} \rightarrow \text{pos} \rightarrow n\text{-kanal mosfet}$)

NMOS inverter



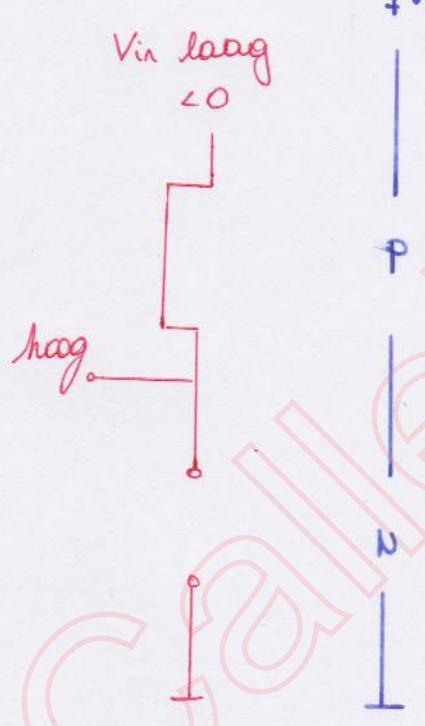
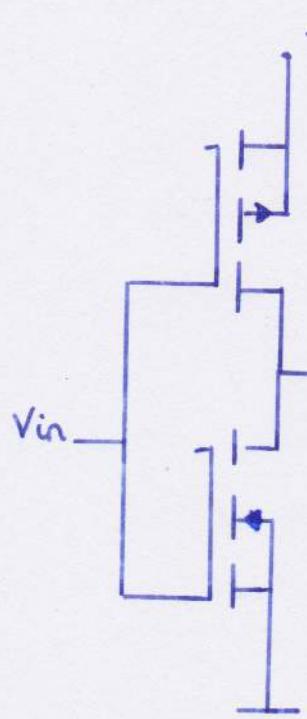
R vervangen door een mosfet:



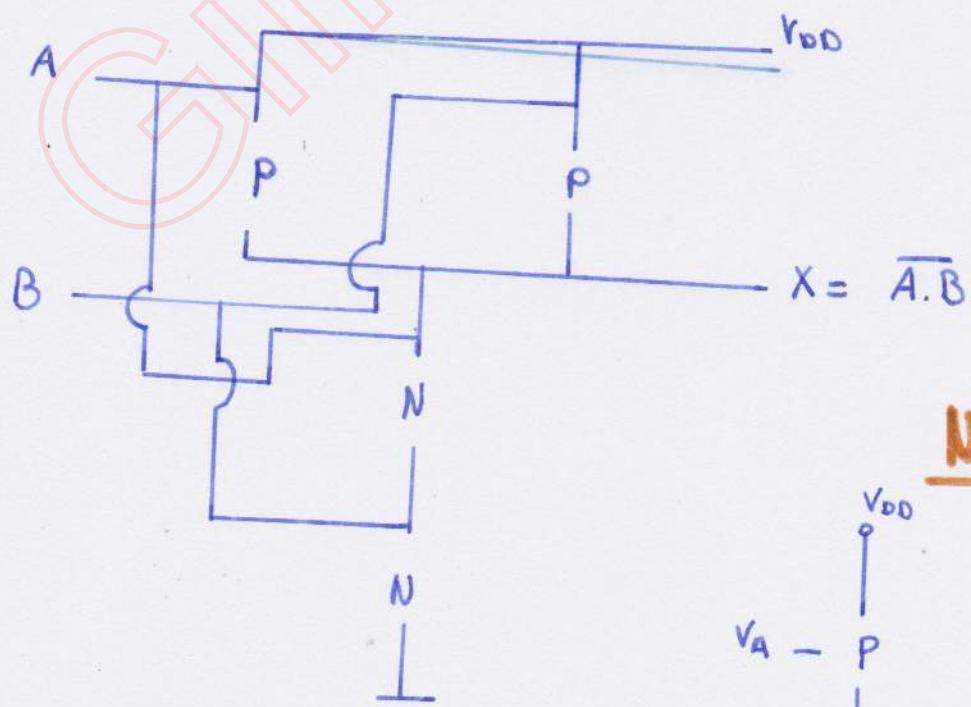
PMOS



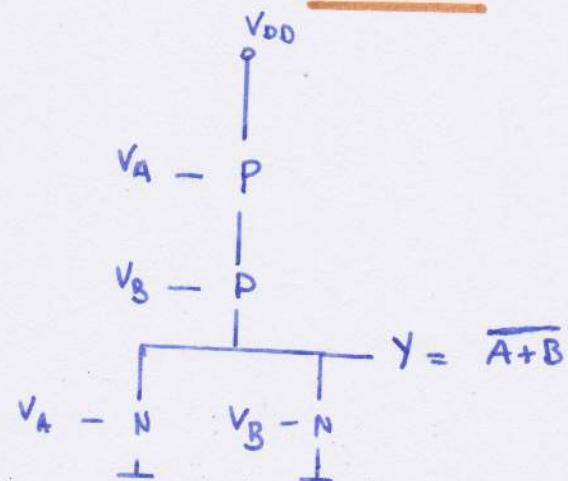
CMOS inverter



NAND

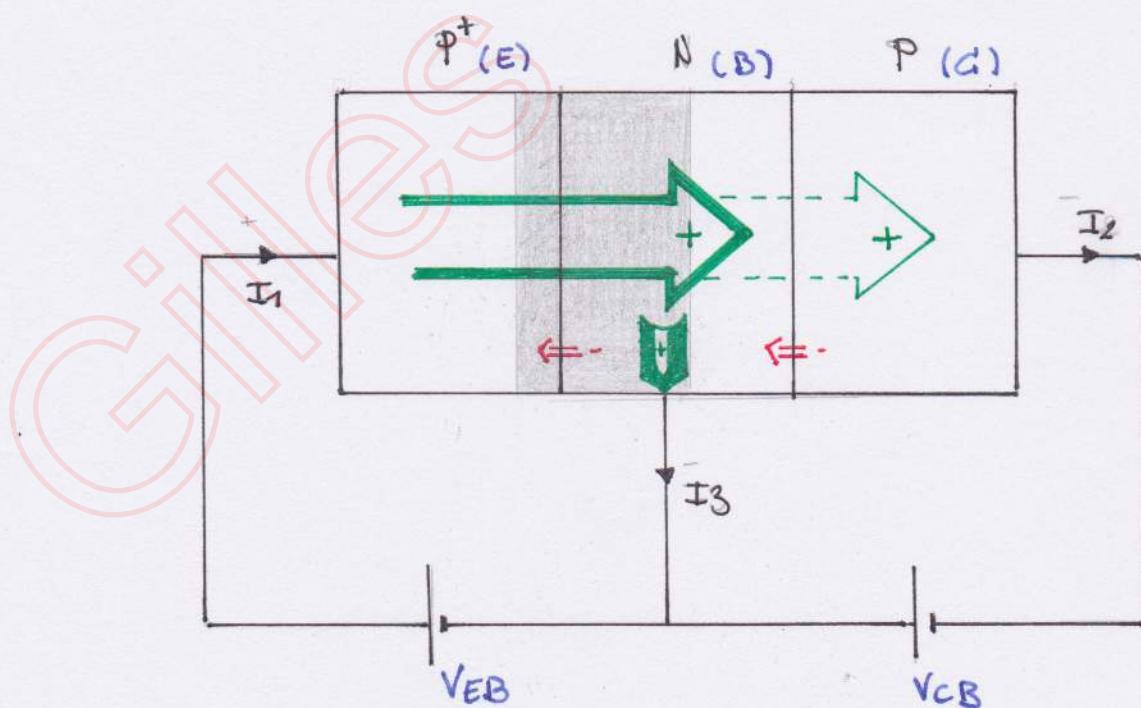
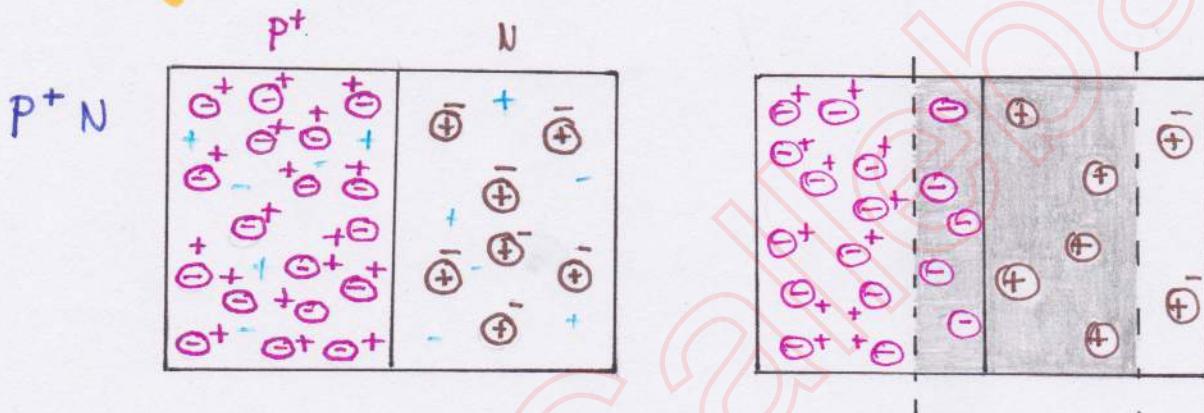


NOR



H3 De bipolaire transistor

De asymmetrische PNP-transistor



P⁺ → Emitter

N → Basis

P → collector

I₁ → I_E

I₃ → I_B

I₂ → I_C

$$\left\{ \begin{array}{l} I_C = \alpha I_E + I_{CBO} \\ I_B = (1-\alpha) I_E - I_{CBO} \end{array} \right.$$

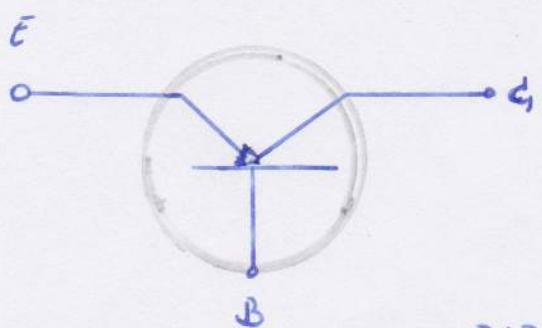
$$I_E = I_C + I_B$$

enkel
NP
P
N

Voorwaarden:

- ladingsdragers c_i in C -gebied \rightarrow laag \rightarrow hoge doorslagspanning
conc.
- ladingsdragers conc. in B -gebied \rightarrow groot t.o.v. C
 \downarrow
barisbreedte die weinig verandert met de sperzinning over C
- ladingsdr. conc. in E -gebied \rightarrow groot t.o.v. B
 \hookrightarrow goede injectie-eff.
- barisbreedte \rightarrow klein in vergelijking met de diffusielengte vol med in B
 \rightarrow hoog transport rendement
- B : med goed bewegen \uparrow
- $E \rightarrow$ doorlaatzaan
- $C \rightarrow$ sperzin

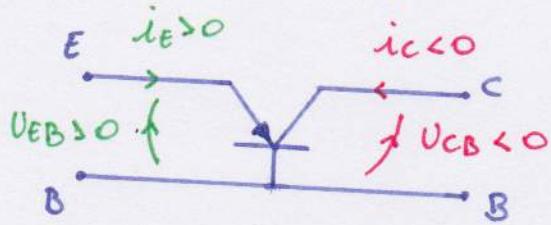
Symbol



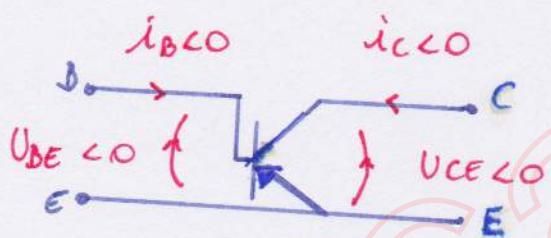
PNP

Verstärkerschaltungen

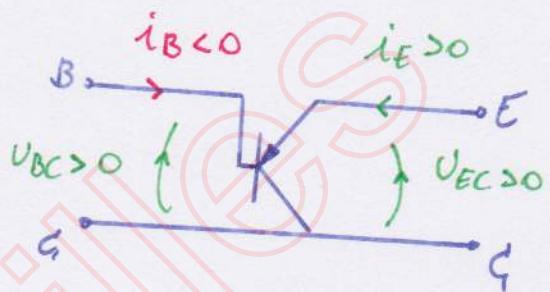
(GBS)



(GES)



(GCS)



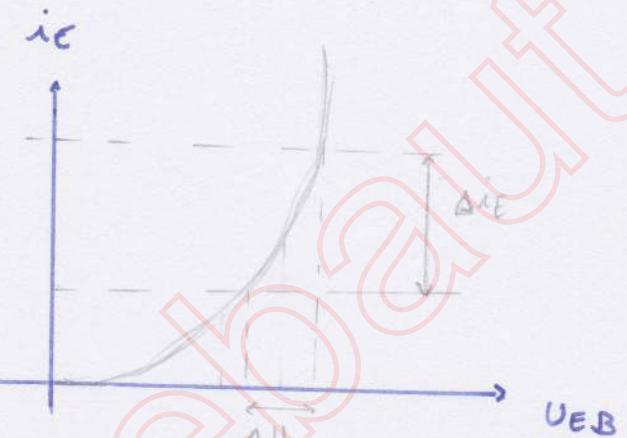
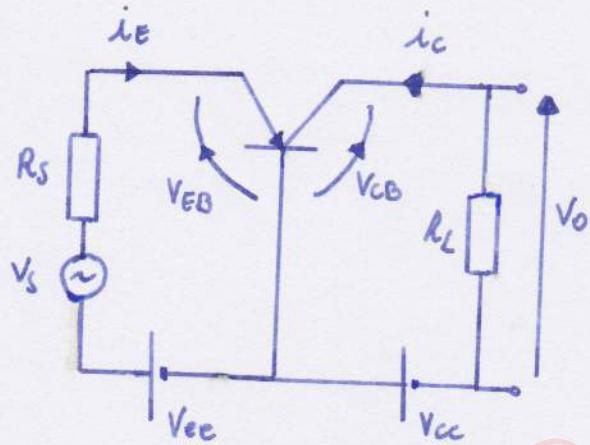
PNP:

EB vorw!

Bc invrs!

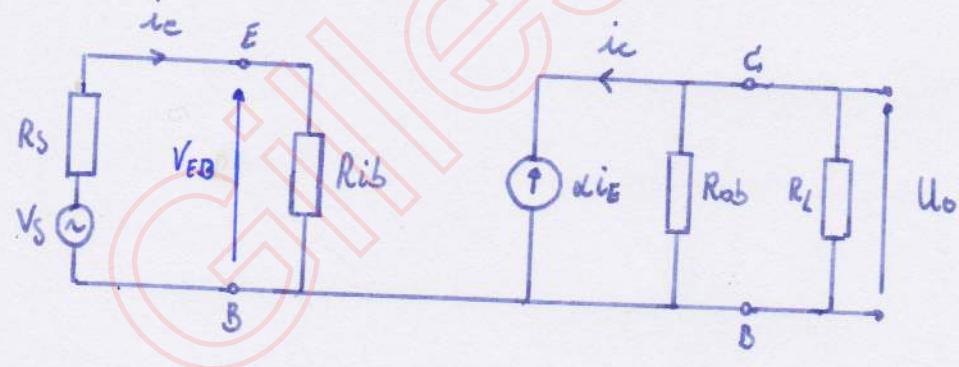
$$PNP: -i_C = \alpha i_E + I_{CBO}$$

$$\hookrightarrow \alpha = -\frac{\Delta i_C}{\Delta i_E}$$



kleine $\Delta U_{CB} \Rightarrow \Delta i_E \uparrow \Rightarrow \Delta i_C \uparrow$
 α
 hohe R_L
 $V_o \uparrow$

Spannungsverstärkung



$R_{ib} \ll$
 $R_{ob} \gg R_L$

$$U_o = \alpha \cdot i_E \cdot (R_{ob} // R_L) \rightarrow U_o \approx \alpha i_E \cdot R_L$$

$$i_E = \frac{U_{eb}}{R_{ib}}$$

$$\Rightarrow U_o = \alpha \cdot \frac{U_{eb}}{R_{ib}} \cdot R_L$$

$\alpha \approx 1$

$$U_o = \frac{R_L}{R_{ib}} \cdot U_{eb}$$

GES

$$-i_C = \alpha \cdot i_E + I_{CBO}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} i_C + i_B + i_E = 0 \\ \end{array} \right.$$

$$i_C = \alpha(i_B + i_E) - I_{CBO}$$

$$i_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} i_B - \frac{I_{CBO}}{1-\alpha}$$

$$\frac{\alpha}{1-\alpha} = \beta \Rightarrow i_C = \beta i_B - \frac{I_{CBO}}{1-\alpha}$$

$$\downarrow \beta \gg 1$$

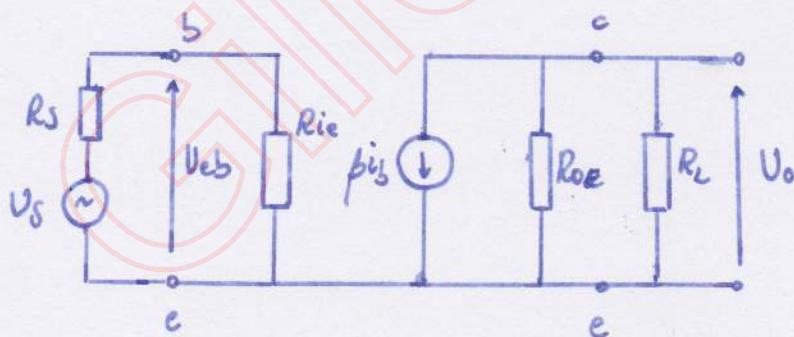
stroomversterking

klein ΔV_{BE} $\Rightarrow \Delta i_B \uparrow \Rightarrow \beta \Delta i_C$

$$R_L \ggg$$

$$\Delta U_o \uparrow$$

spanningsversterking



$$R_{ie} \ll$$

$$R_{oc} \gg R_L$$

$$U_o \approx -\beta i_b R_L$$

$$i_b = \frac{U_{be}}{R_{ie}}$$

$$\Rightarrow U_o = -\beta \frac{R_L}{R_{ie}} U_{be}$$

$$-i_b = (1-\alpha) i_e - I_{CBO}$$

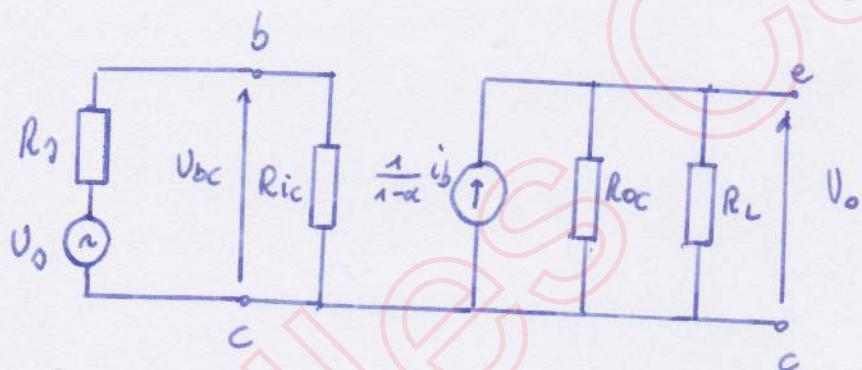
$$\hookrightarrow i_e = -\frac{i_b}{1-\alpha} + \frac{I_{CBO}}{1-\alpha}$$

$\rightarrow |i_{ce}| > |i_b|$

$$\hookrightarrow i_c = -(\beta+1)i_b + \frac{I_{CBO}}{1-\alpha}$$

$$\beta+1 = -\frac{\Delta i_E}{\Delta i_B}$$

stroomversterking



$R_{ic} \gg$

$R_{oc} \gg$ maar $< R_{ic}$

$$U_o = \frac{1}{1-\alpha} i_b \cdot R_L \text{ (met } R_L \ll R_{oc} \text{)}$$

$$i_b = \frac{U_s}{R_{ic} + R_s} = \frac{U_{bc}}{R_{ic}}$$

$$\hookrightarrow U_o = (1+\beta) \frac{U_{bc}}{R_{ic}} \cdot R_L$$

$$\hookrightarrow U_o < U_{bc}$$

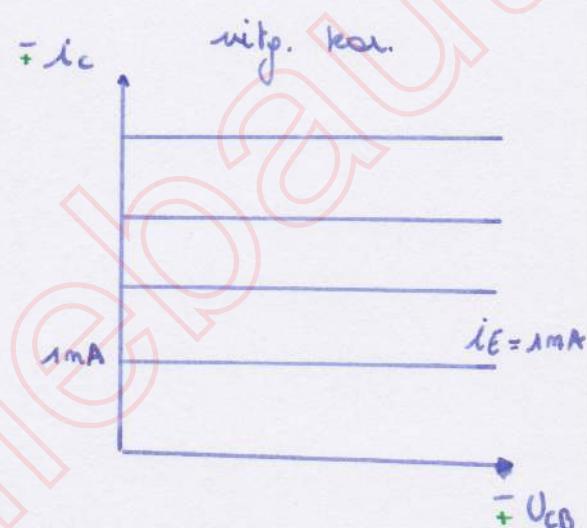
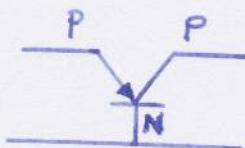
Karakteristiken

GBS

PNP NPN

ingang: i_E ; U_{EB}

uitgang: i_C , U_{CB}



$$-i_C = \alpha i_E + I_{CBO}$$

$$|U_{CB}| \uparrow$$

\Rightarrow eff. breukte basis \downarrow

$$\downarrow \alpha \uparrow$$

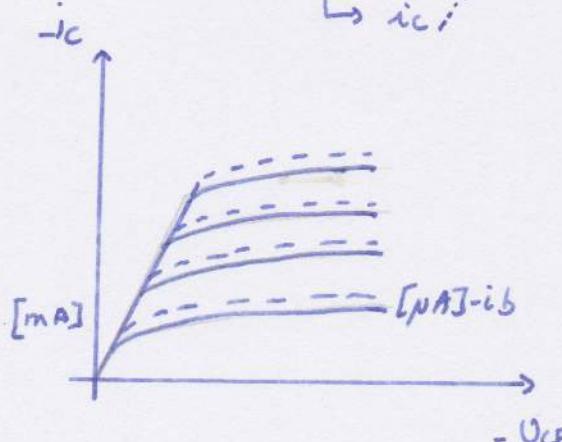
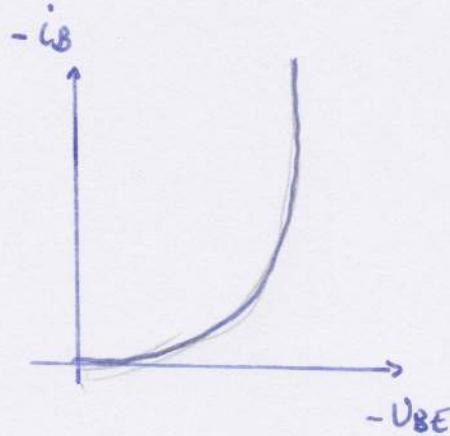
\hookrightarrow Early-effect.

\downarrow
lichtjes stijgen $V_{CB} \uparrow$
 $\downarrow i_C \uparrow$

GES

ingang: i_B ; U_{BE}

uitgang: i_C ; U_{CE}



\hookrightarrow kan. VW gepol.
emitter junction

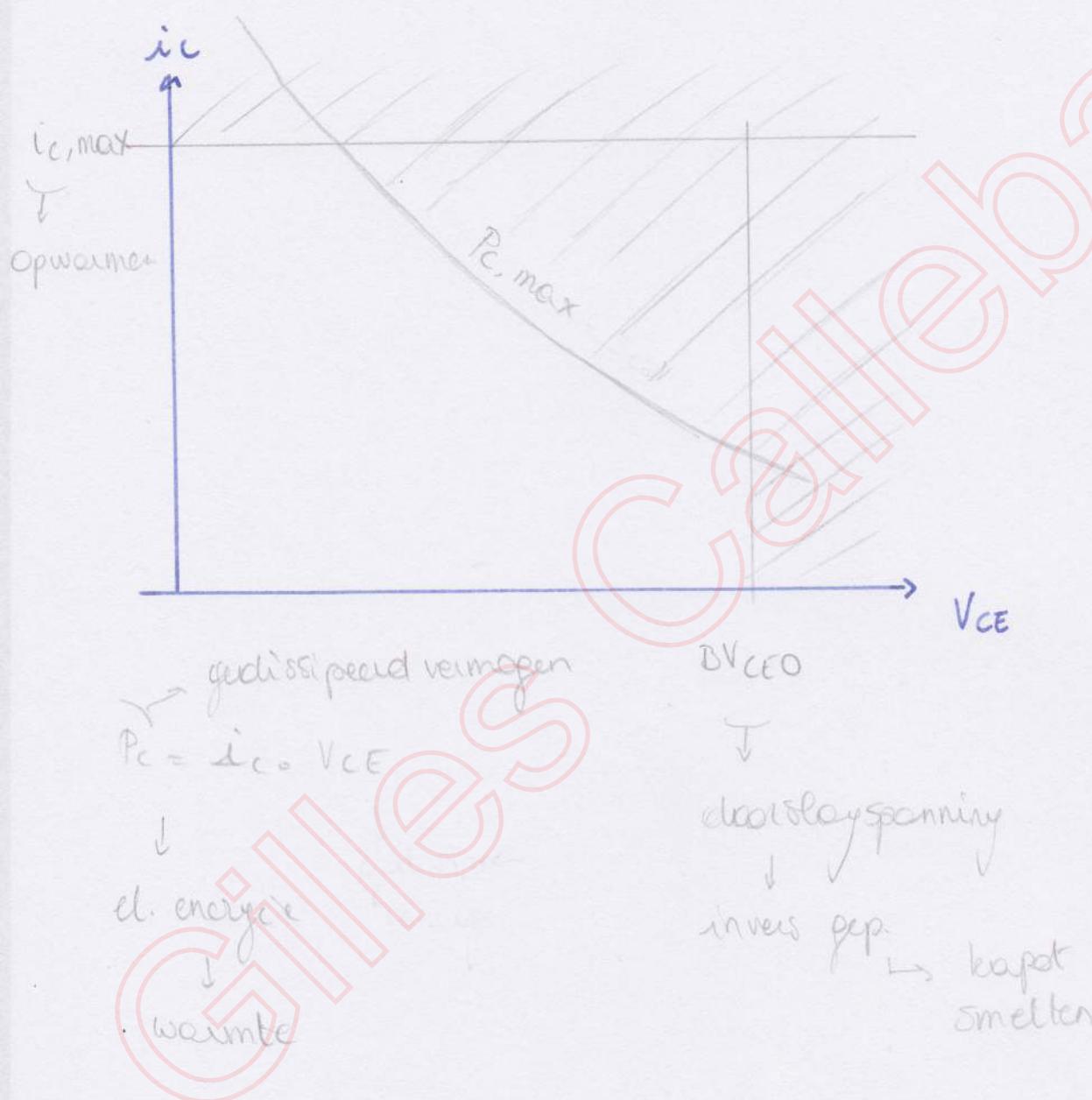
$i_B \rightarrow$ practic

$$-i_B = (1-\alpha) i_E$$

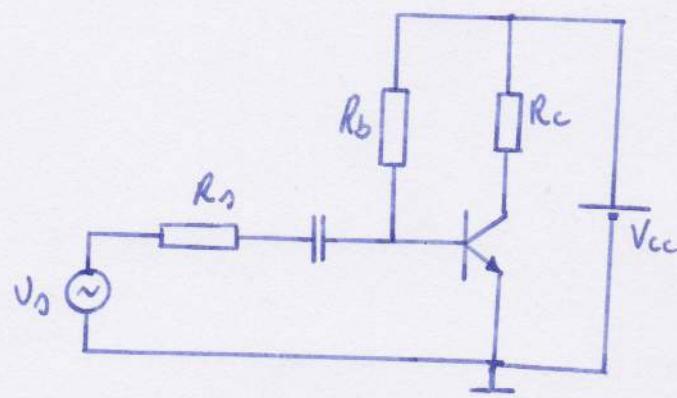
$$-i_C = \underbrace{\beta (-i_B)}_{\delta \text{ Temp. afh.}} + I_{CEO}$$

$\times \uparrow \rightarrow \beta \uparrow$

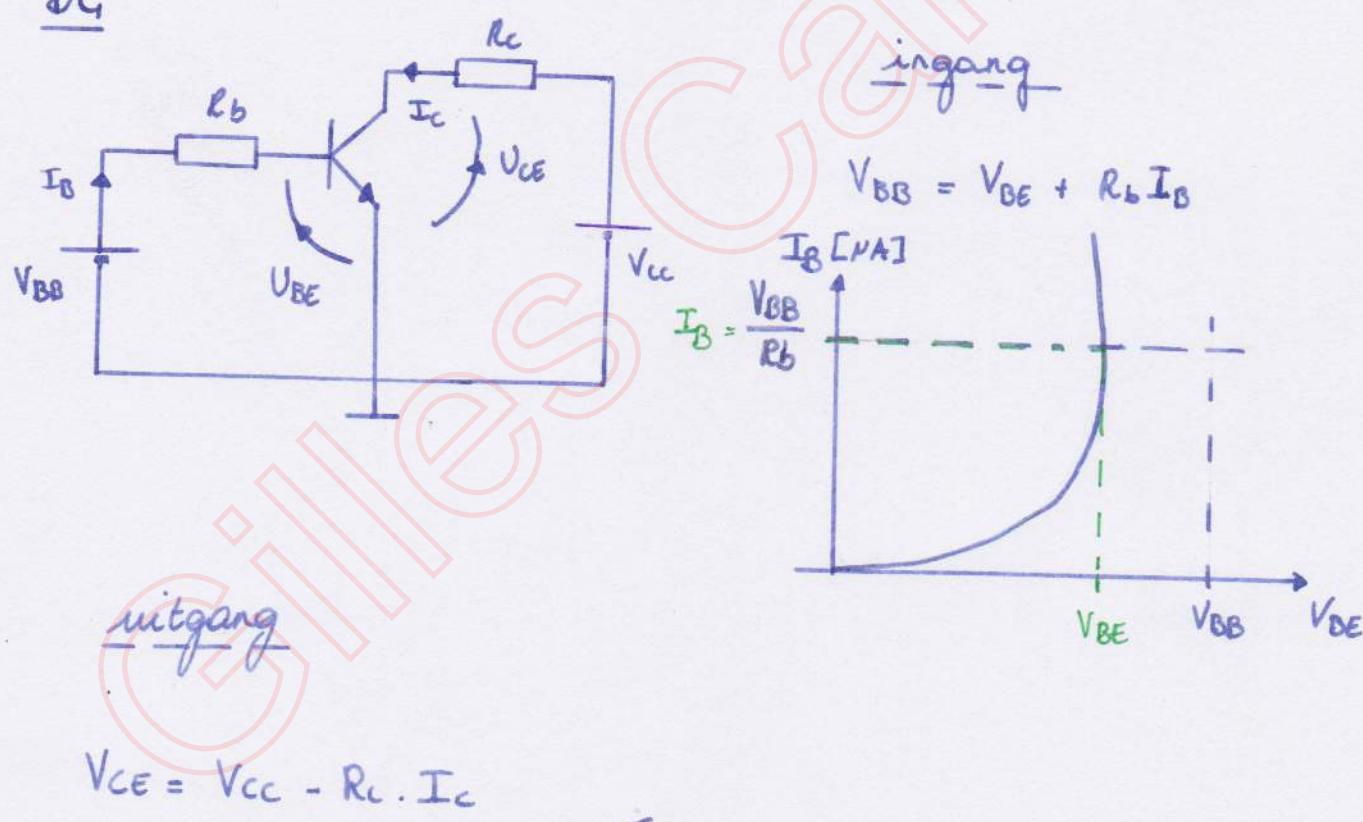
Grens-werkingsomstandigheden



Vervrekenenschakeling



DG

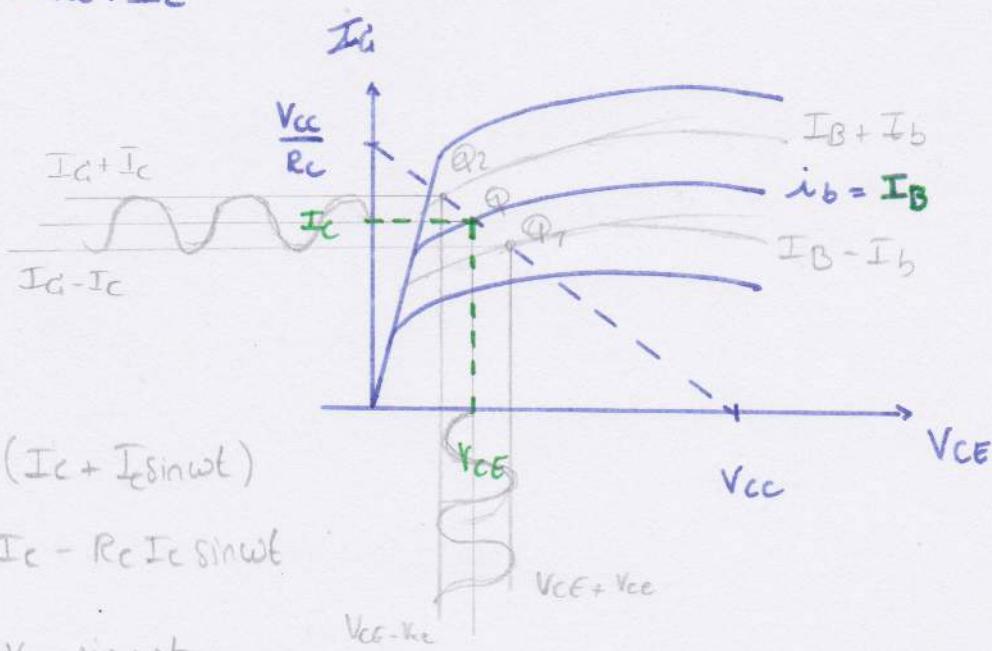


$A_G + D_C$

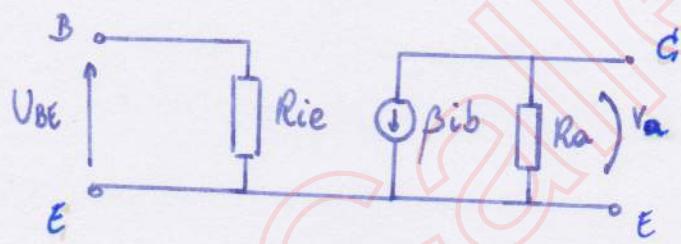
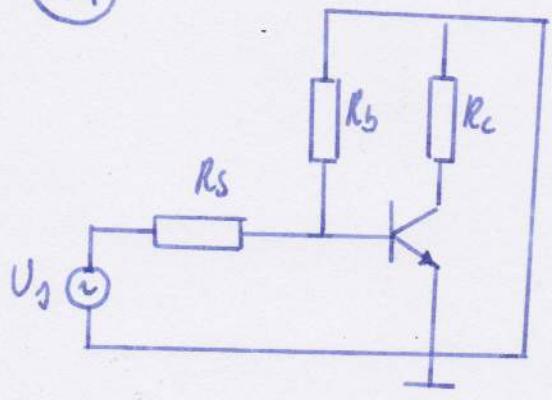
$$U_{CE} = V_{CC} - R_c (I_c + I_s \sin \omega t)$$

$$U_{CE} = V_{CC} - R_c I_c - R_c I_c \sin \omega t$$

$$U_{CE} = V_{CE} - V_a \sin \omega t$$



AG

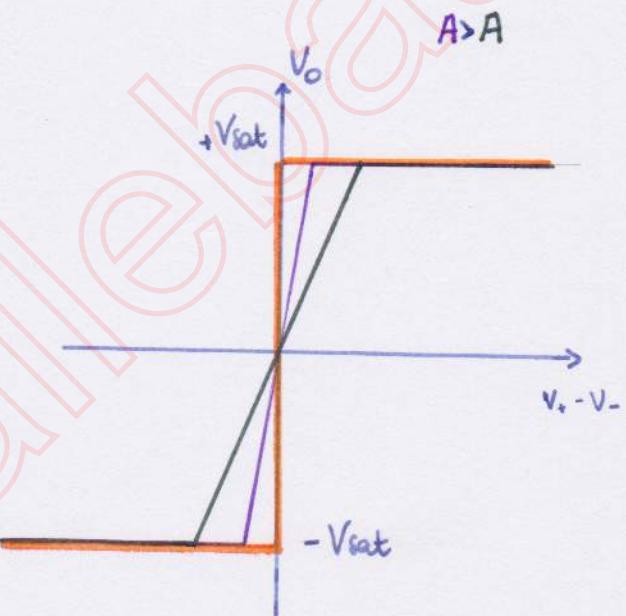
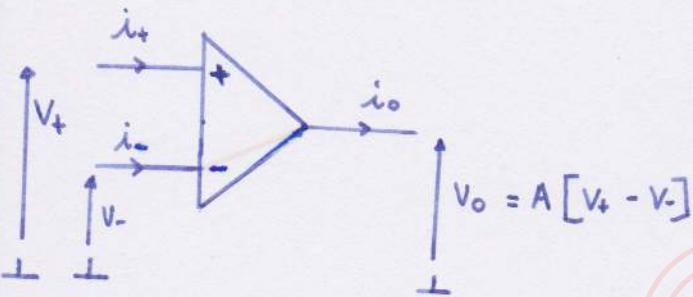


$$\left\{ \begin{array}{l} V_a \approx -\beta \cdot i_b \cdot R_c \\ i_b = \frac{V_{bc}}{R_{ie}} \end{array} \right.$$

H4 : De Opamp

De ideale opamp

↳ operationele versterker



Praktisch

$$A \approx 10^5 - 10^6$$

$$Z_i \approx M\Omega$$

$$Z_o \approx 10\Omega$$

theoretisch

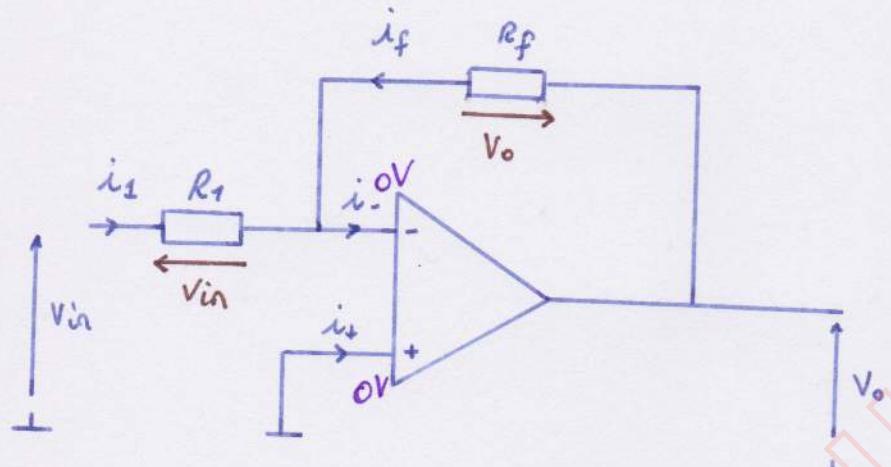
$$A = \infty \rightarrow V_o \text{ twijlt } \pm V_{sat}$$

$$\hookrightarrow V_+ = V_-$$

$$Z_i = \infty \rightarrow i_+ = i_- = 0$$

$$Z_o = 0 \rightarrow V_o \text{ onafh. vd stroom is}$$

De inverterende versterker



$$V_+ = V_-$$

$$i_+ = i_- = 0$$

$$V_+ = 0 \rightarrow V_- = 0$$

$$i_f = -i_1$$
$$\frac{V_o}{R_f} = -\frac{V_{in}}{R_1}$$

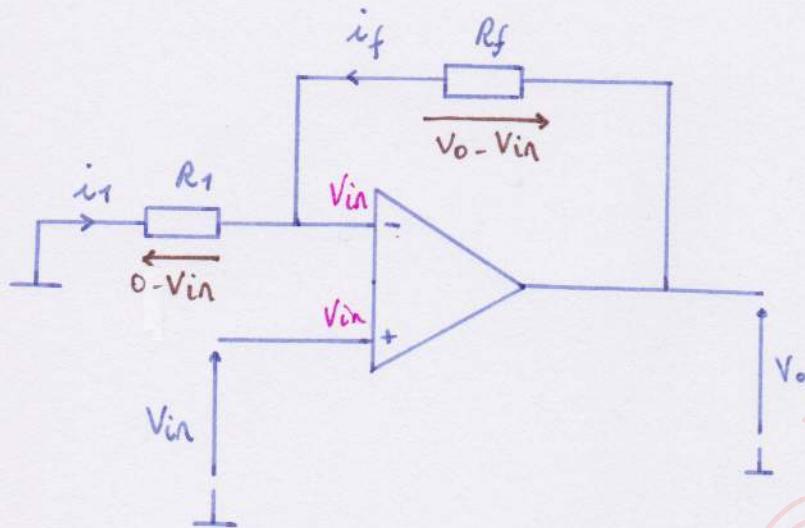
$$V_o = -\frac{R_f}{R_1} V_{in}$$

tegen fase

versterken: $R_f > R_1$

verzwakken: $R_f < R_1$

De niet-inverteerende versterker



$$V_+ = V_- \rightarrow V_+ = V_{in} = V_-$$

$$i_1 = -i_f$$

$$-\frac{V_{in}}{R_1} = -\frac{V_o - V_{in}}{R_f}$$

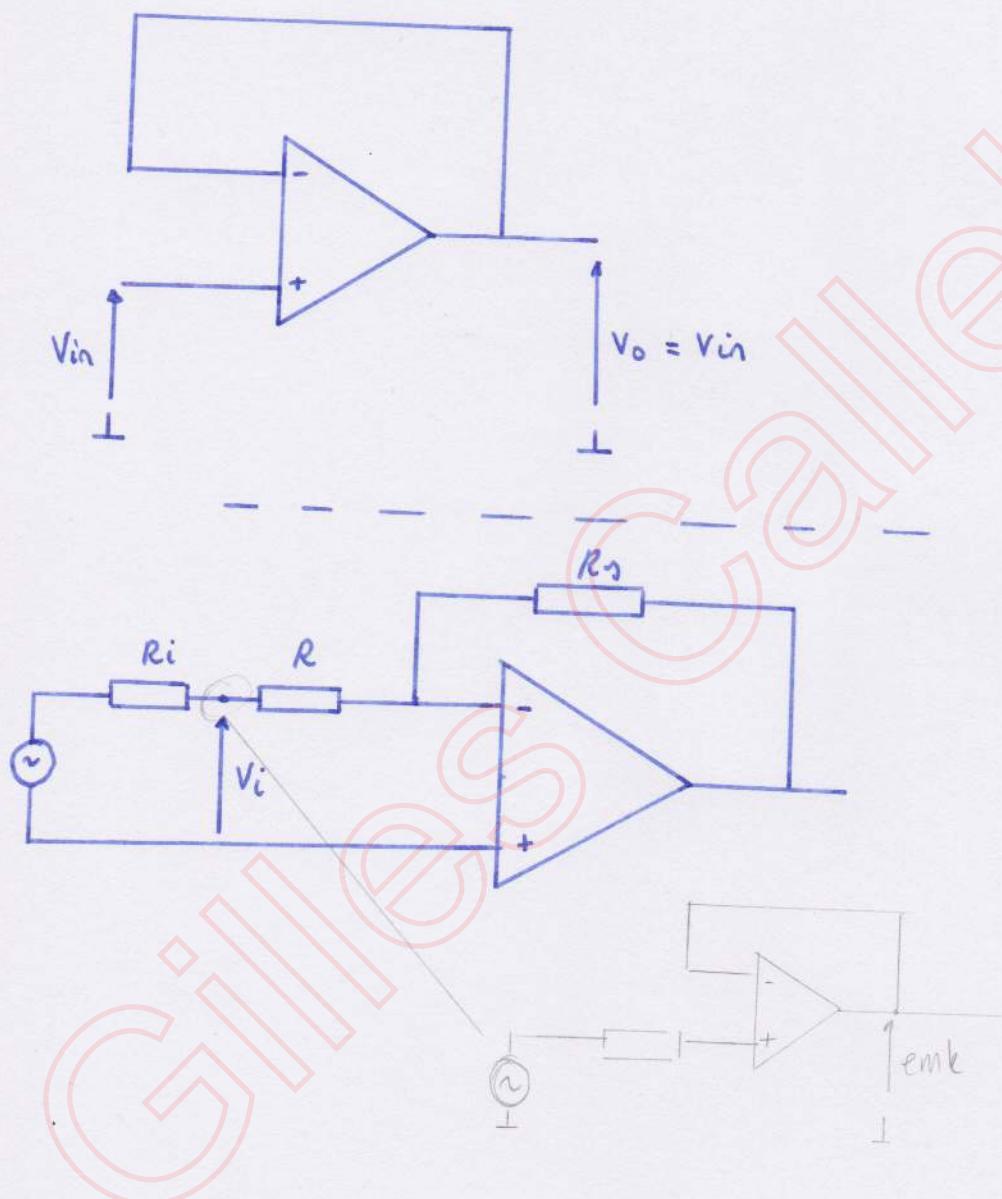
$$\frac{R_f}{R_1} V_{in} = V_o - V_{in}$$

$$V_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) V_{in}$$

→ niet-inverteend

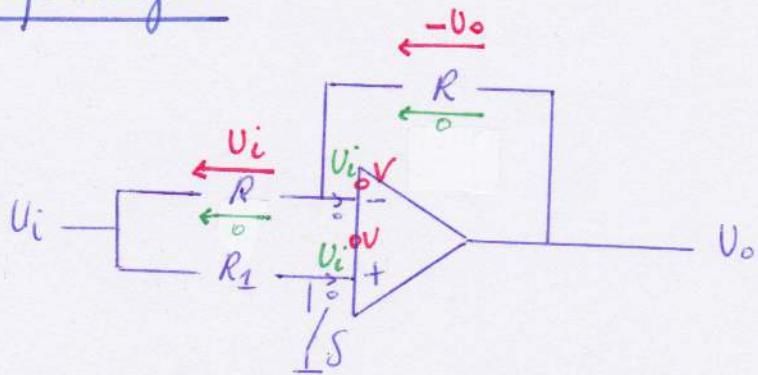
→ enkel versterken

Spannungsverstärker



Definieren

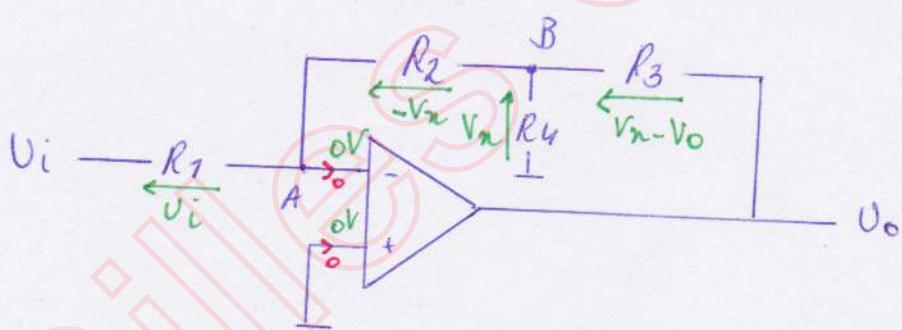
①



$$S \text{ open} \rightarrow U_i = U_o$$

$$S \text{ toe} \rightarrow \frac{U_i}{R} = -\frac{U_o}{R} \rightarrow U_i = -U_o$$

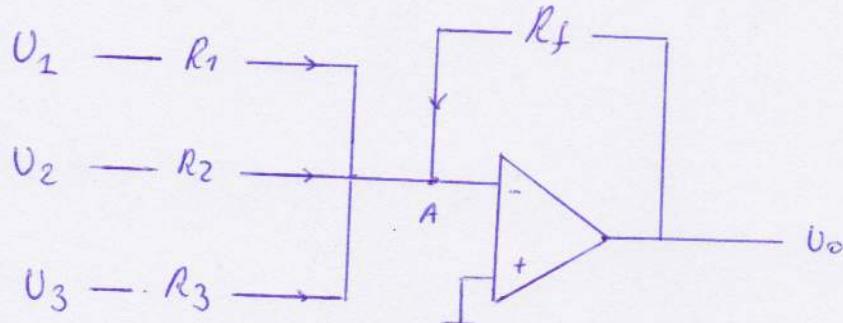
②



$$A) \frac{U_i}{R_1} = \frac{-V_n}{R_2}$$

$$B) -\frac{V_n}{R_2} = \frac{V_n}{R_4} + \frac{V_o - V_n}{R_3}$$

De somversterker



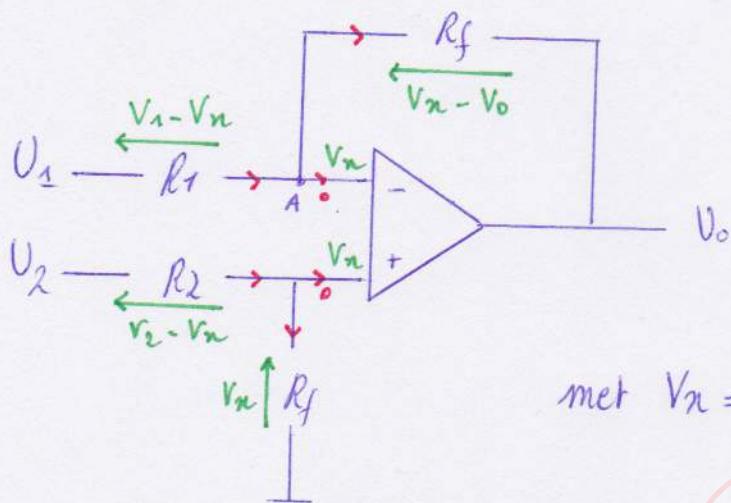
A) $i_1 + i_2 + i_3 = -i_f$

$$\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} = -\frac{V_o}{R_f} \rightarrow V_o = -R_f \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} \right)$$

$$\rightarrow \frac{R_f}{R} = \frac{1}{n} \rightarrow V_o = -\frac{1}{n} (V_1 + V_2 + \dots + V_n)$$

gemiddelde

De verschielversterker



met $V_n = \frac{R_f}{R_f + R_1} V_2$ (spanningsdeeler)

A) $\frac{V_1 - V_n}{R_1} = \frac{V_n - V_o}{R_f}$

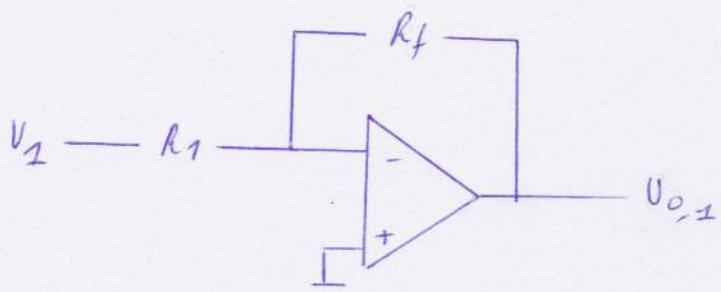
$(V_1 - V_n) \frac{R_f}{R_1} = V_n - V_o \rightarrow V_o = -V_1 \frac{R_f}{R_1} + V_n \frac{R_f}{R_1} + V_n$

$V_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) V_n - V_1 \left(\frac{R_f}{R_1}\right)$

$V_o = \left(\frac{R_1 + R_f}{R_1}\right) \left(\frac{R_f}{R_f + R_1}\right) V_2 - V_1 \left(\frac{R_f}{R_1}\right)$

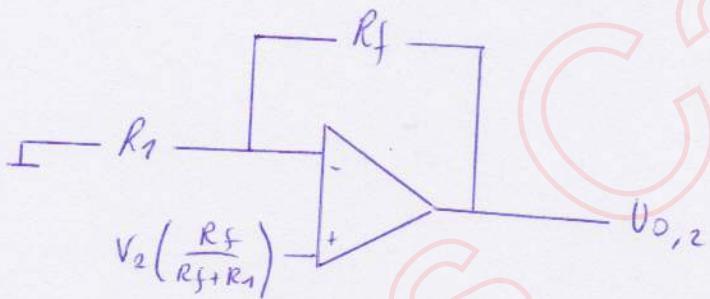
$$V_o = \left(\frac{R_f}{R_1}\right) (V_2 - V_1)$$

Superpositie



$$\rightarrow U_o = -\frac{R_f}{R_1} V_1$$

↳ invertierbare versterker



$$\rightarrow U_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \cdot V_{in}$$

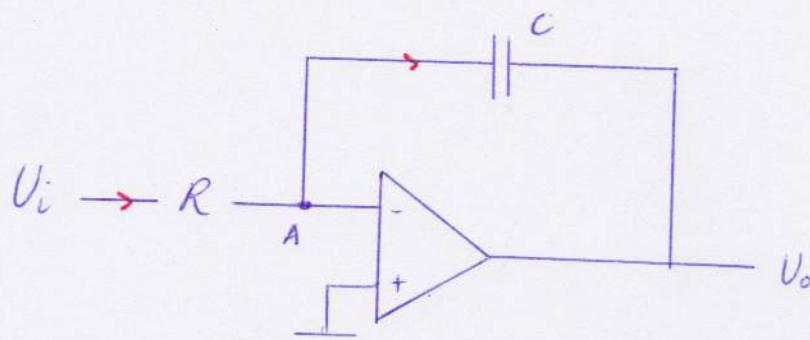
↳ nT. invert

$$U_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \left(\frac{R_f}{R_f + R_1}\right) V_2$$

$$U_o = \frac{R_f}{R_1} V_L$$

$$\Rightarrow U_o = \frac{R_f}{R_1} (V_2 - V_1)$$

De integratorschakeling



$$A) \quad i_R(t) = i_C(t)$$

$$\frac{V_i}{R} = -C \frac{dV_o}{dt} \rightarrow V_o(t) = -\frac{1}{RC} \int V_i(t) dt$$

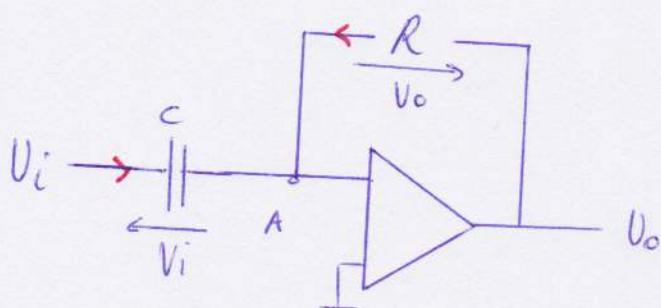
via impedancess

$$\bar{V}_o = -\frac{\bar{Z}_c}{R} \bar{V}_i \rightarrow \bar{V}_o = -\left(\frac{1}{RC} \bar{V}_i\right) \cdot \frac{1}{j\omega}$$

) $\frac{1}{j\omega} \leftarrow \text{integrieren}$

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

De differentiator schakeling



A) $i_C(t) = -i_R(t)$

$$C \frac{dV_i}{dt} = - \frac{V_o}{R}$$

$$V_o = -RC \frac{dV_i(t)}{dt}$$

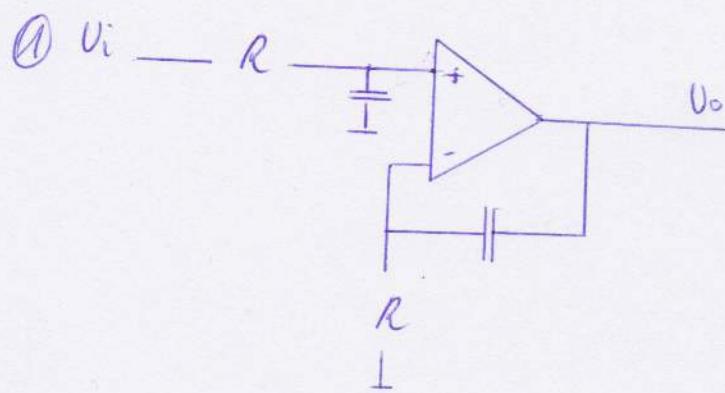
Via impedanties

$$\frac{\frac{Z_C}{V_i}}{\bar{V}_o} = - \frac{R}{\bar{V}_o} \rightarrow \bar{V}_o = -(RC \bar{V}_i) j\omega$$

$\downarrow \cdot j\omega \rightarrow \text{afleiden}$

$$V_o(t) = -RC \frac{dV_i}{dt}$$

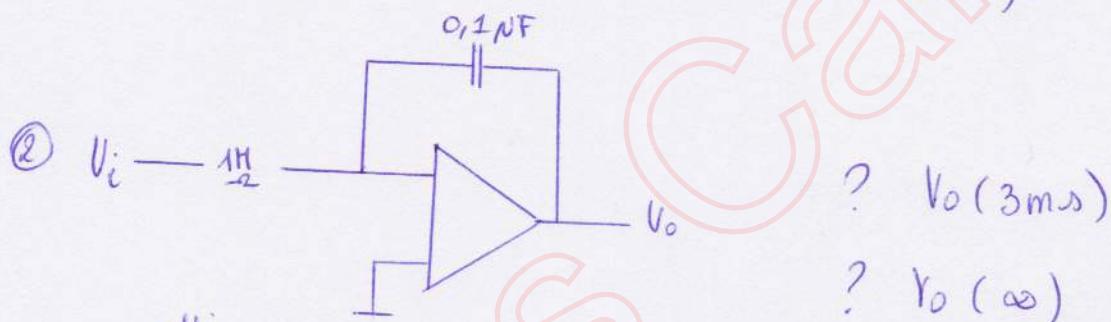
veffeningen



$$\bar{V}_+ = \frac{\bar{Z}_c}{R + \bar{Z}_c} \bar{V}_i$$

$$\bar{V}_- = \frac{R}{R + \bar{Z}_c} \bar{V}_o$$

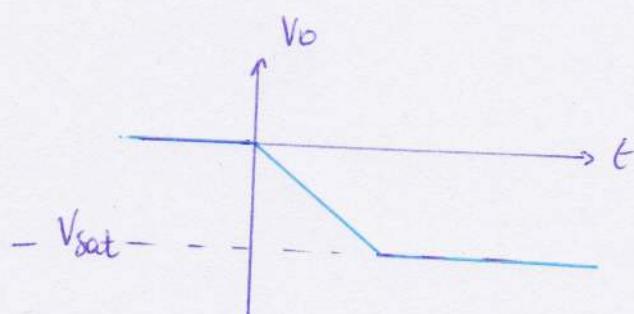
$$\rightarrow \bar{Z}_c \bar{V}_i = R \bar{V}_o \rightarrow \bar{V}_o = \frac{1}{RC} \frac{\bar{V}_i}{j\omega} \rightarrow v_o(t) = \frac{1}{RC} \int v_i dt$$



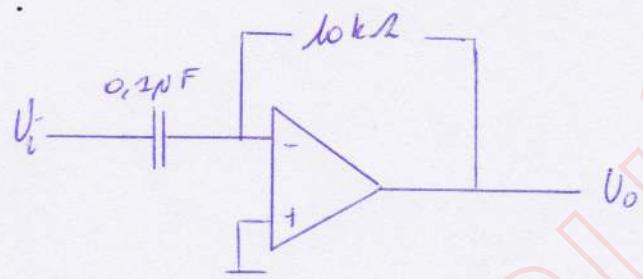
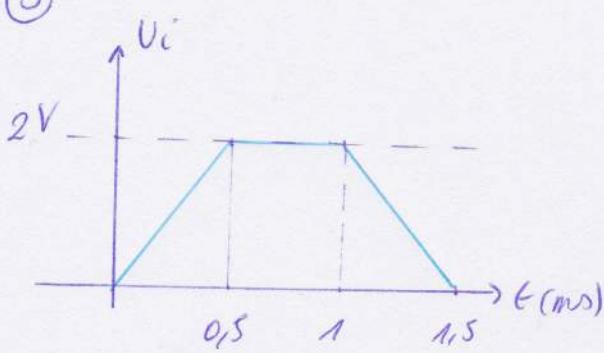
theorie: $- \frac{1}{RC} \int v_i dt = v_o$

$$\rightarrow v_o = -10 \cdot t \rightarrow v_o(3ms) = -30mV$$

$$\rightarrow v_o(\infty) = -V_{sat}$$

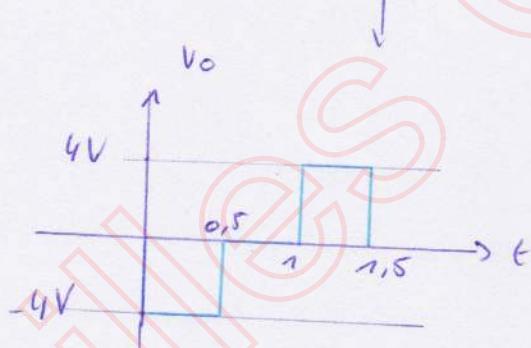


③

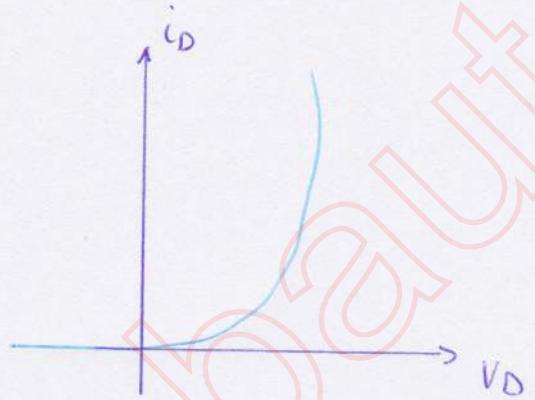
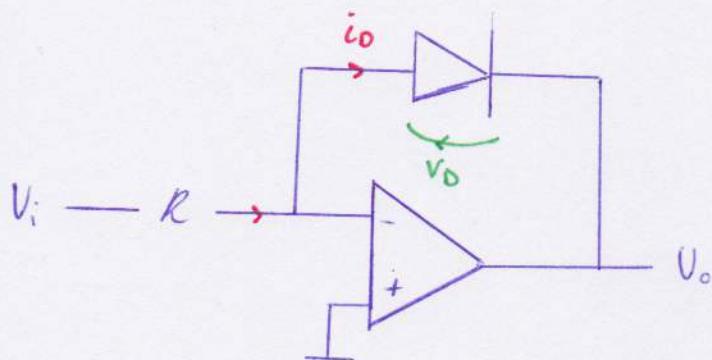


$$\text{Theorie: } V_o = -RC \frac{dV_i}{dt}$$

$$V_o = -10^{-3} \frac{dV_i}{dt}$$



Niet-lineair versterker



$$i_D = I_S (e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1)$$

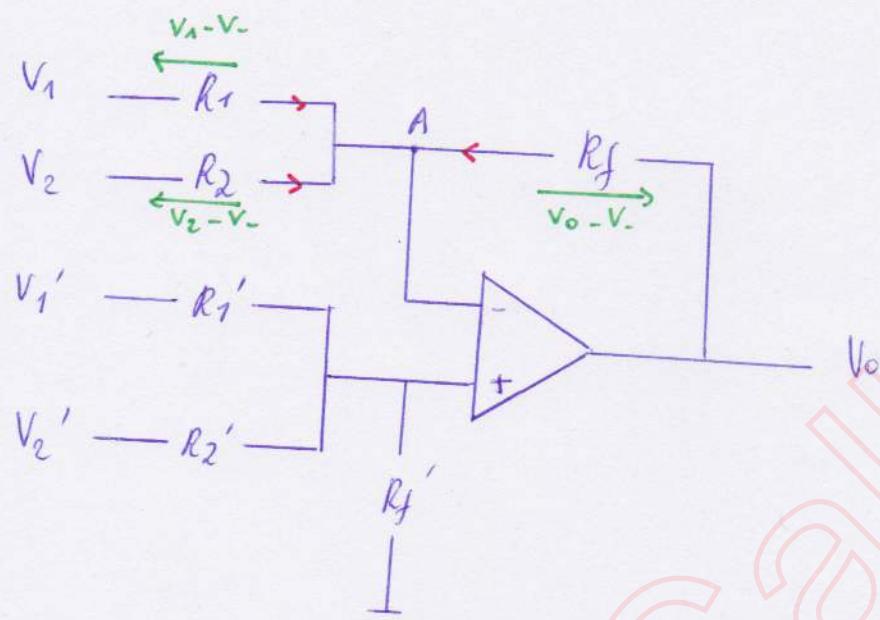
inverse saturatievoon
(VoCo)

$$i_R = i_D$$

$$\rightarrow \frac{V_i}{R} = I_S e^{\frac{V_D}{V_T}} \quad \xrightarrow{V_D = -V_o} \quad \frac{V_i}{R} = I_S e^{-\frac{V_o}{V_T}}$$

$$\rightarrow V_o = -V_T \ln\left(\frac{V_i}{R I_S}\right)$$

De optel-aftakschakeling



A) $\frac{V_1 - V_-}{R_1} + \frac{V_2 - V_-}{R_2} + \frac{V_0 - V_-}{R_f} = 0$

~~↳~~ $V_0 = -\frac{R_f}{R_1} V_1 - \frac{R_f}{R_2} V_2 + \left(1 + \frac{R_f}{R_1} + \frac{R_f}{R_2}\right) V_-$

~~V₊~~) superpositie

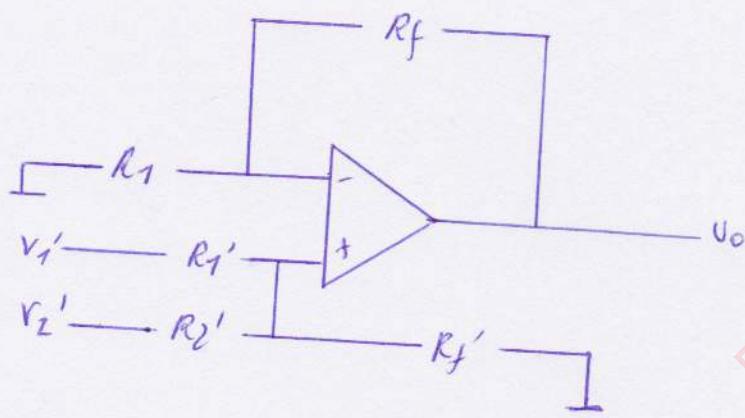
$$V_+ = \frac{\left(\frac{R_2' \cdot R_f'}{R_2' + R_f'}\right)}{R_1' + \left(\frac{R_2' \cdot R_f'}{R_2' + R_f'}\right)} V_1' + \frac{\left(\frac{R_1' \cdot R_f'}{R_1' + R_f'}\right)}{R_2' + \left(\frac{R_1' \cdot R_f'}{R_1' + R_f'}\right)} V_2'$$

$$VW: \frac{R_f}{R_1} + \frac{R_f}{R_2} = \frac{R_f'}{R_1'} + \frac{R_f'}{R_2'}$$

↳ balans voorwaarde

$$\rightarrow v_0 = -\frac{R_f}{R_1} v_1 - \frac{R_f}{R_2} v_2 + \frac{R_f'}{R_1'} v_1' + \frac{R_f'}{R_2'} v_2'$$

De niet-inverterende optelschakeling



→ er geldt: $U_o = V_1' + V_2'$

op VW: $R_f' = R_1' = R_2'$
 \propto
 $R_f = n R_1$

→ algemener: $U_o = V_1 + V_2 + \dots + V_n$

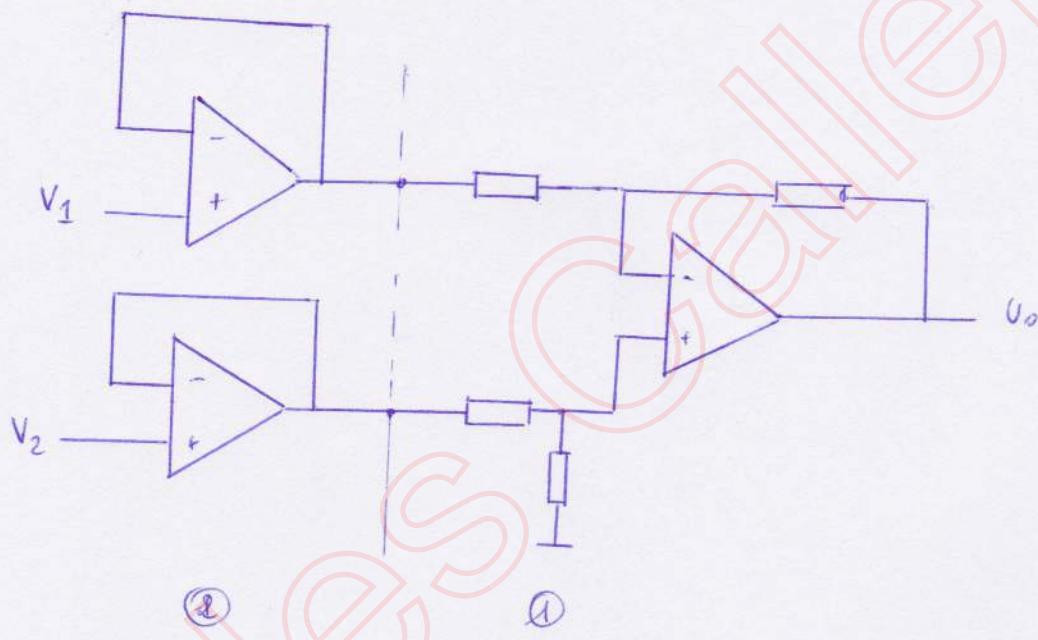
als $\rightarrow R_1' = R_2' = \dots = R_n' = R_f'$

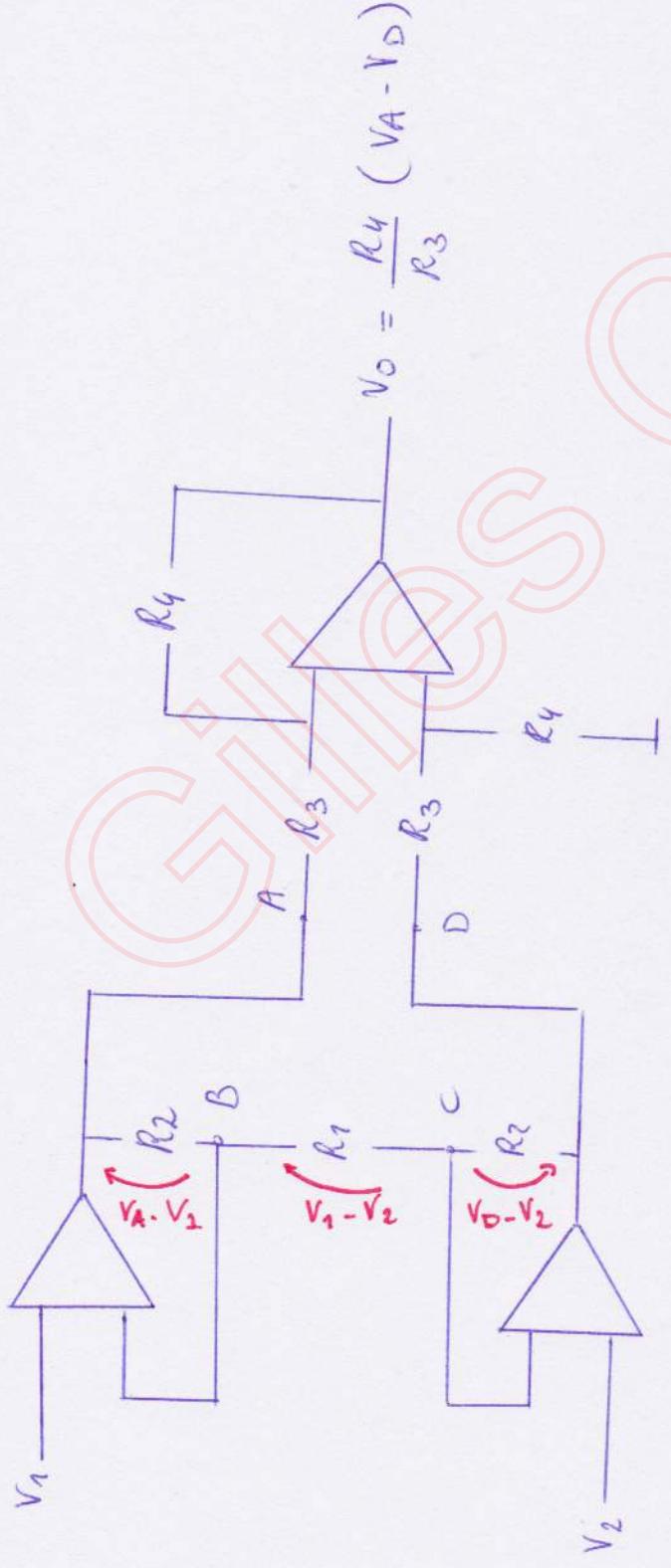
$\rightarrow R_f = n R_1$

Instrumentatieversterker

- ① uitgang; versterker van verschilspanningen
- ② niet belaste bron

Basischakeling:





$$B) \frac{V_A - V_1}{R_2} = \frac{V_1 - V_2}{R_1}$$

$$C) \frac{V_D - V_2}{R_2} = - \frac{V_1 - V_2}{R_1}$$

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

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

$$\Rightarrow V_0 = \frac{R_4}{R_3} \left(2 \frac{R_2}{R_1} + 1 \right) (V_2 - V_1)$$