



# Klasse B versterkers

Jan Genoe  
KHLim  
Universitaire Campus, Gebouw B  
3590 Diepenbeek  
Belgium

<http://www.khlim.be/~jgenoe>

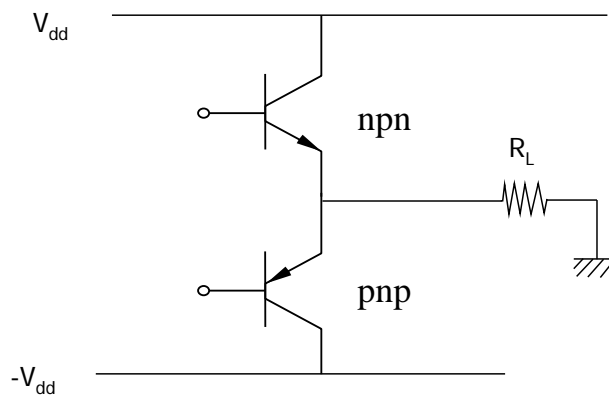


In dit hoofdstuk bespreken we de Klasse B en de klasse G versterker. Deze versterker vereist meer actieve elementen en is dus duurder in ontwerp maar levert een veel hoger rendement op. Hij is dus veel goedkoper in gebruik en vereist veel minder koeling.

# Situering

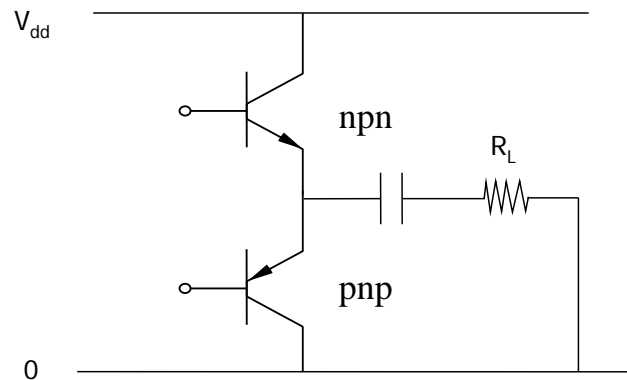
- Invoering van symmetrie
  - 2 transistors die elk de helft van de tijd in geleiding zijn
  - DC werkingpunt in een zone van geringe dissipatie
    - geen stroom door beide transistors
- Benamingen
  - balansschakeling
  - push-pull (duw-trek)
- Complexere schema's in vergelijking met klasse A, maar een hoger rendement
  - duurder in fabricatie
  - goedkoper in werking

## Basisschema



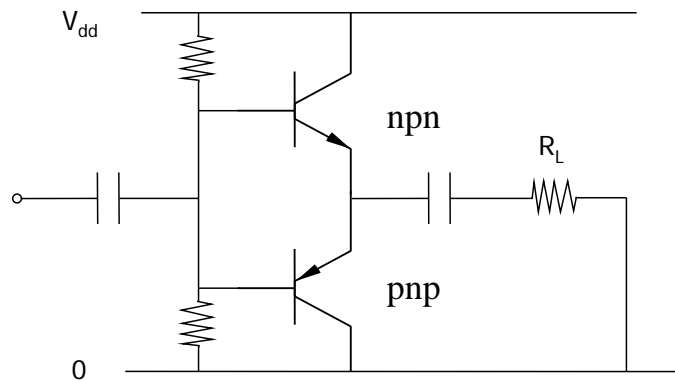
- NPN en PNP type transistor zijn beide de helft van de tijd in geleiding (bij sinusvormige sturing)
- Ook voor DC toepassingen bruikbaar

## Schema voor AC signalen



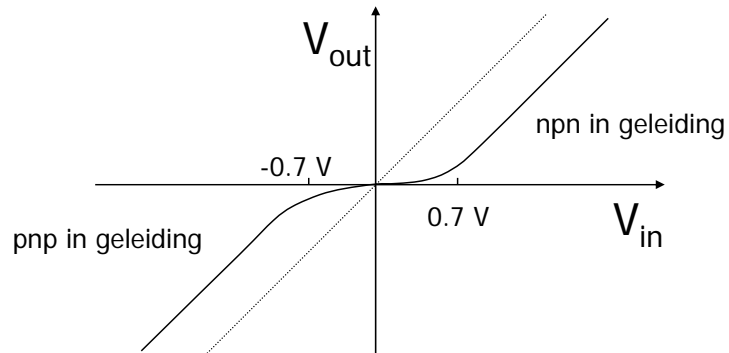
- Geen 3 aftakkingen op de voeding nodig
  - goedkopere voeding
- Geen gevaar voor drift
  - In de DC versie geeft drift van het instelpunt belangrijke DC stromen door de belasting.

# Transistor instelling



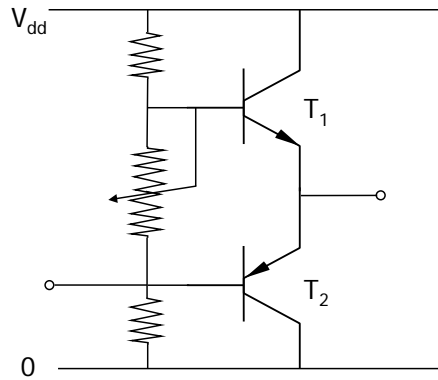
- 2 basissen worden gezamenlijk gestuurd met dezelfde spanning
- Beide transistors zijn emitter volgers
  - spanningsversterking = 1
  - stroomversterking  $\beta$

## Cross-over en distorsie



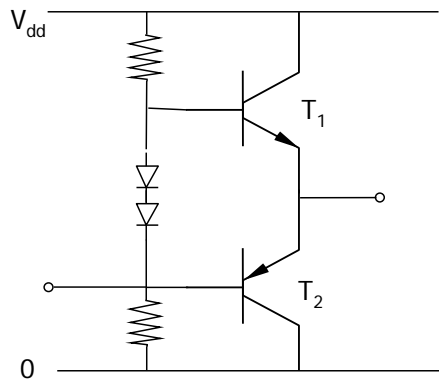
- Het overgaan van het geleiden van de ene transistor naar het geleiden van de andere transistor stelt een probleem.
- Er is een dode zone van  $2 * 0.7\text{ Volt}$ .

# Spanningsdeler als instelspanning



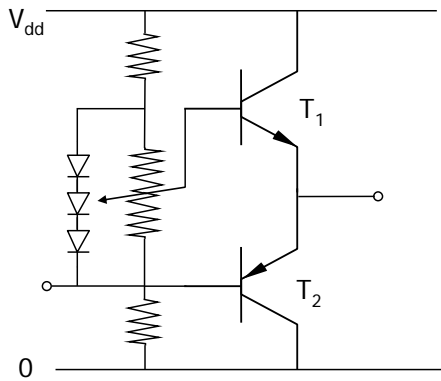
- Verschillende voorspanning voor beide transistors
- Problemen:
  - Voorspanning verandert met variaties op de voeding.
  - Het schema houdt geen rekening met de temperatuursafhankelijkheid van  $V_{BE}$ .

## Diodes als instelelement



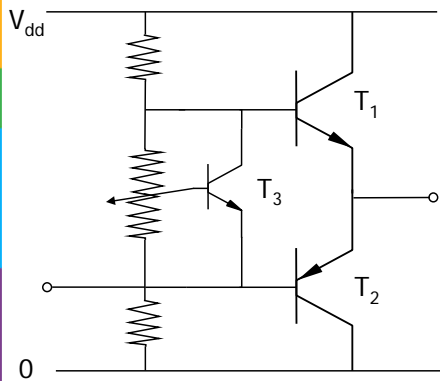
- Deze diodes vangen
  - variaties van de voeding
  - temperatuursvariatie van de junctieop.
- Deze diodes moeten dezelfde temperatuur hebben als de transistors.
  - Dit kan maar bij benadering zo zijn.

## Diodes als instelelement



- Deze diodes vangen
  - variaties van de voeding
  - temperatuursvariatie van de junctieop
- Deze diodes moeten dezelfde temperatuur hebben als de transistors
  - Dit kan maar bij benadering zo zijn

## Hulptransistor als instelelement



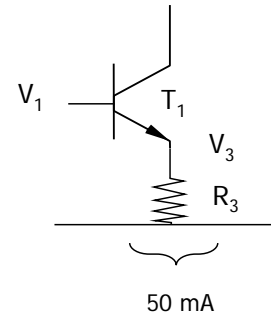
- Neem een transistor met een grote stroomversterking
  - De stroom door beide delen van de instelweerstand zal dan gelijk zijn
  - Over het onderste deel van de instelweerstand staat  $V_{BE}$
  - De instelling van de weerstand bepaalt de totale spanning
- Beste oplossing omdat het de laagste impedantie geeft tussen de basissen van de vermogentransistors

## Eisen voor de voorspanning

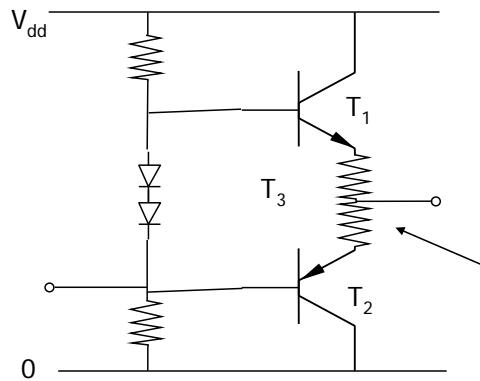
- De voorspanning mag nooit te groot worden.
  - Een te grote voorspanning brengt beide transistors gelijktijdig in geleiding, zodat de voeding kortgesloten wordt.
- De voorspanning mag kleiner worden maar als het signaal door 0 gaat moet ze de ingestelde waarde hebben
- Het optimale gedrag voor de voorspanning is dus een spanningsbron met een lage impedantie

# Principe van emitter degeneratie

- Bij een constante basis-emitter spanning neemt de stroom toe met 8% per graad Celsius dat de temperatuur stijgt.
  - Dit geeft een verdubbeling van de stroom elke 9 graden Celsius.
- Bij een constante basisstroom daalt  $V_{BE}$  2 mV per graad Celsius dat de temperatuur stijgt.
  - Stel  $V_1 = 3,75$  V en  $V_3 = 3$  V (keuze  $R_3 = 60 \Omega$ )
    - $V_3$  stijgt ten gevolge van een temperatuursstijging van 1 graad Celsius met ongeveer 2 mV.
    - nog een aanvaardbare stroomstijging (0,066 %)
  - Stel  $V_1 = 0,85$  V en  $V_3 = 0,1$  V (keuze  $R_3 = 2 \Omega$ )
    - stroomstijging per graad Celsius is nu 2%
    - 10 graden stijgen:  $V_3 = 0,12$  V (20% stijging)

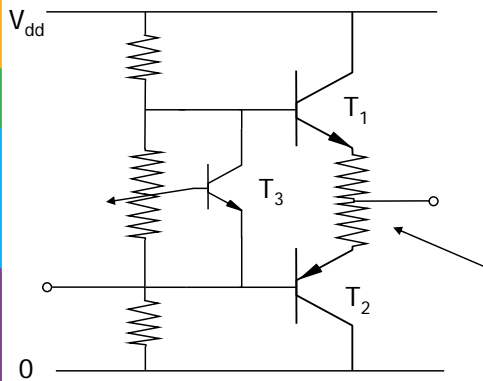


# Emitter degeneratie



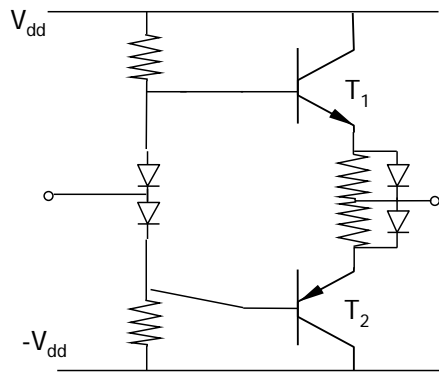
- Bij schakelingen met een groot vermogen is het onmogelijk de diodes op dezelfde temperatuur te plaatsen.
- Emitter degeneratie door weerstanden is dus aangewezen.
- Het is een probleem dat deze weerstanden bij grote stromen grote verliezen betekenen.

# Emitterdegeneratie



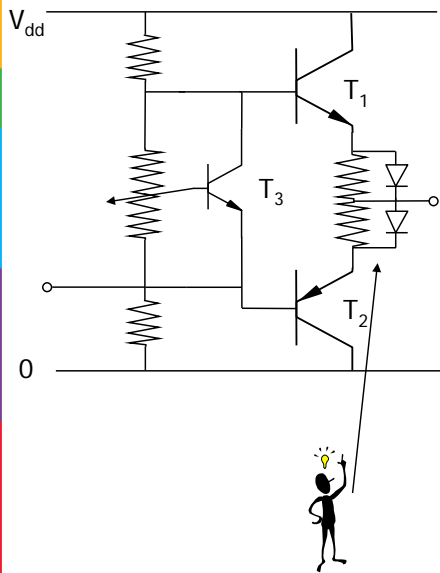
- Bij schakelingen met een groot vermogen is het onmogelijk de voorspanningsschakeling op dezelfde temperatuur te plaatsen
- Emitterdegeneratie door weerstanden is dus aangewezen
- Het is een probleem dat deze weerstanden bij grote stromen grote verliezen betekenen

# Overbruggingsdiodes



- Door het bijplaatsen van overbruggingsdiodes kunnen we het probleem van de grote verliezen bij grote stromen aanpakken.

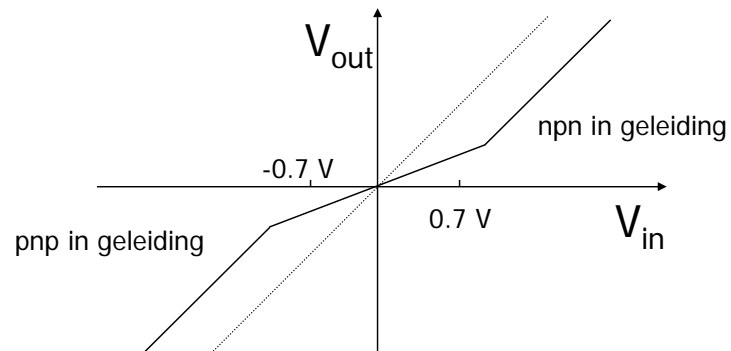
# Overbruggingsdiodes



- Door het bijplaatsen van overbruggingsdiodes kunnen we het probleem van de grote verliezen bij grote stromen aanpakken

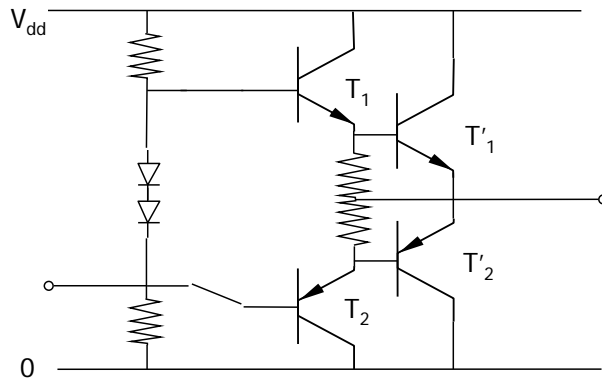
Jan Genoe: Klasse B versterker

## Luie zone



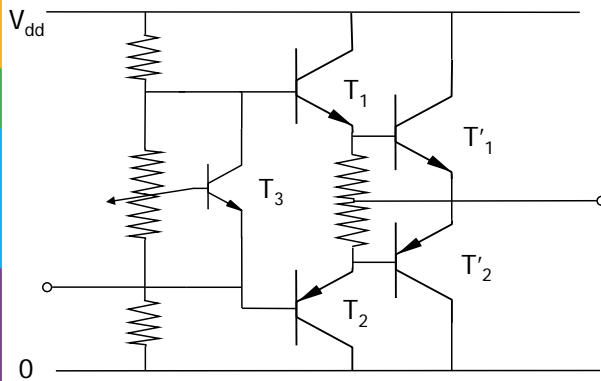
- De karakteristiek die men met voorgaande schakeling bekomt heeft een luie zone i.p.v. een dode zone.
  - De emitter weerstand staat in serie met de belasting en geeft dus aanleiding tot spanningsverlies.
- Terugkoppeling kan deze niet-lineariteit overwinnen.

## Actieve diodes = transistors



- De stroom die in het vorige schema door de diodes vloeide, wordt nu versterkt door de transistors T'.
- De transistors T' leveren het grootste vermogen maar zijn minder dan de helft van de tijd in geleiding.

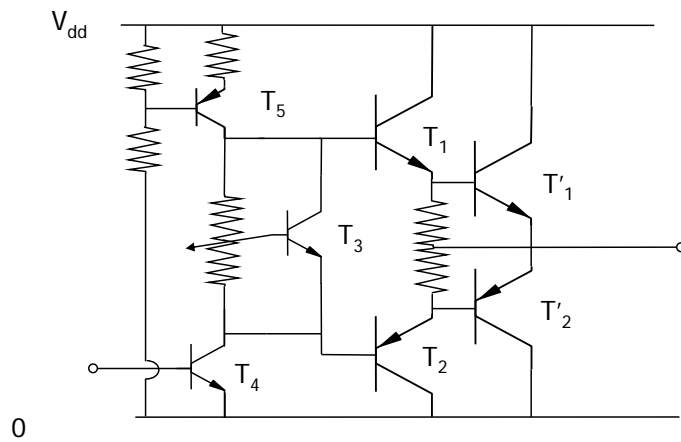
## Actieve diodes = transistors



- De stroom die in het vorige schema door de diodes vloeide wordt nu versterkt door de transistors T'
- De transistors T' leveren het grootste vermogen maar zijn minder dan de helft van de tijd in geleiding



## Stroombron als belasting voor de driver

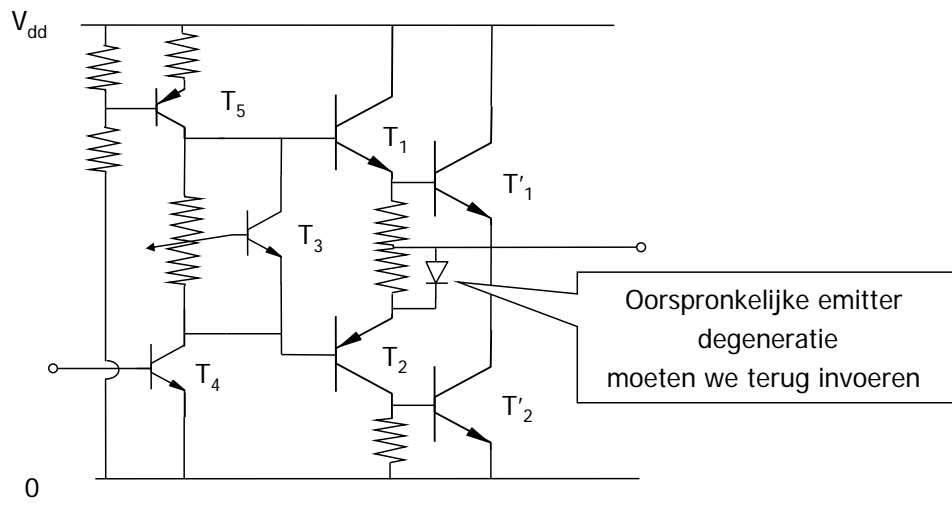


- Stroombron levert altijd de maximale stroom die  $T_1$  nodig heeft

# PNP vermogentransistors

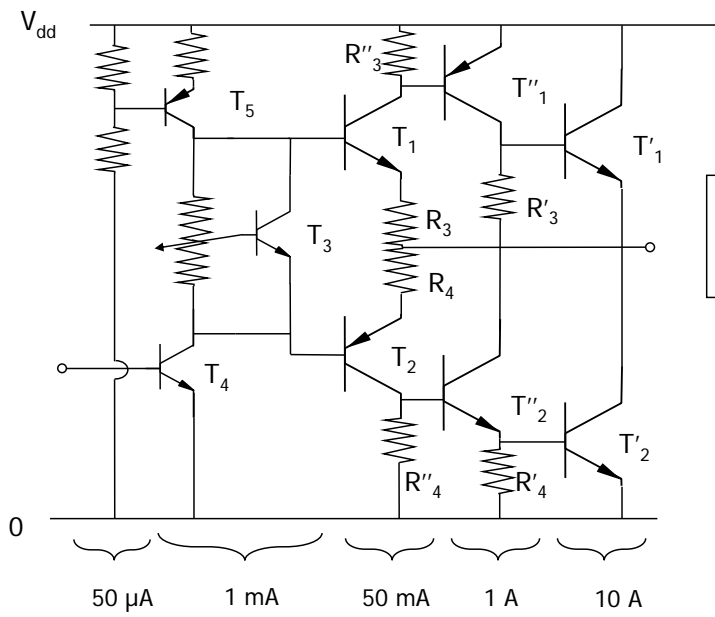
- PNP vermogentransistors zijn
  - minder goed,
  - minder robust,
  - minder betrouwbaar,
  - of duurderdan de vergelijkbare NPN component.
- We vervangen de grootste PNP transistors door NPN transistors.
- $T_2$  verhuist daardoor van plaats en we moeten de diode terug invoeren.
- We zijn een belangrijk deel van de symmetrie terug kwijt.

# Schema met NPN eindtrap



Jan Genoe: Klasse B versterker

# Bijkomende trap met invoering symmetrie



$$R_3 = R_4 \approx 100 \Omega$$

$$R'_3 = R'_4 \approx 33 \Omega$$

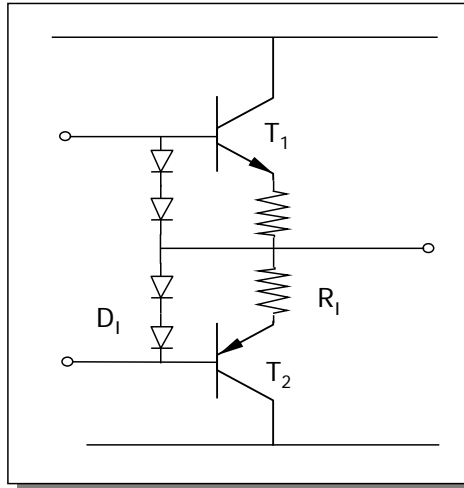
$$R''_3 = R''_4 \approx 1 \text{ k}\Omega$$

Jan Genoe: Klasse B versterker



## Beveiliging tegen kortsluiting-overbelasting

- Stroombegrenzing principeschema

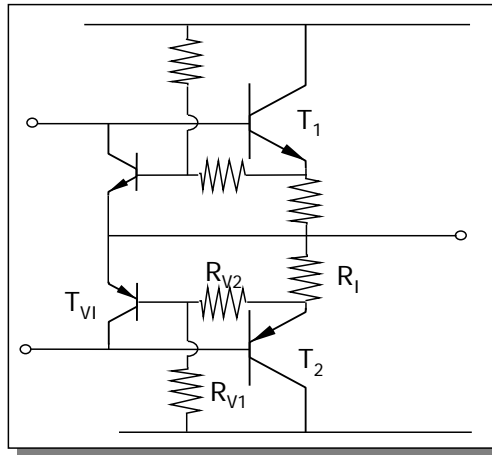


$$I_{\max} = \frac{2V_{D_i} - V_{BE}}{R_I} \approx \frac{0.7V}{R_I}$$

Jan Genoe: Klasse B versterker

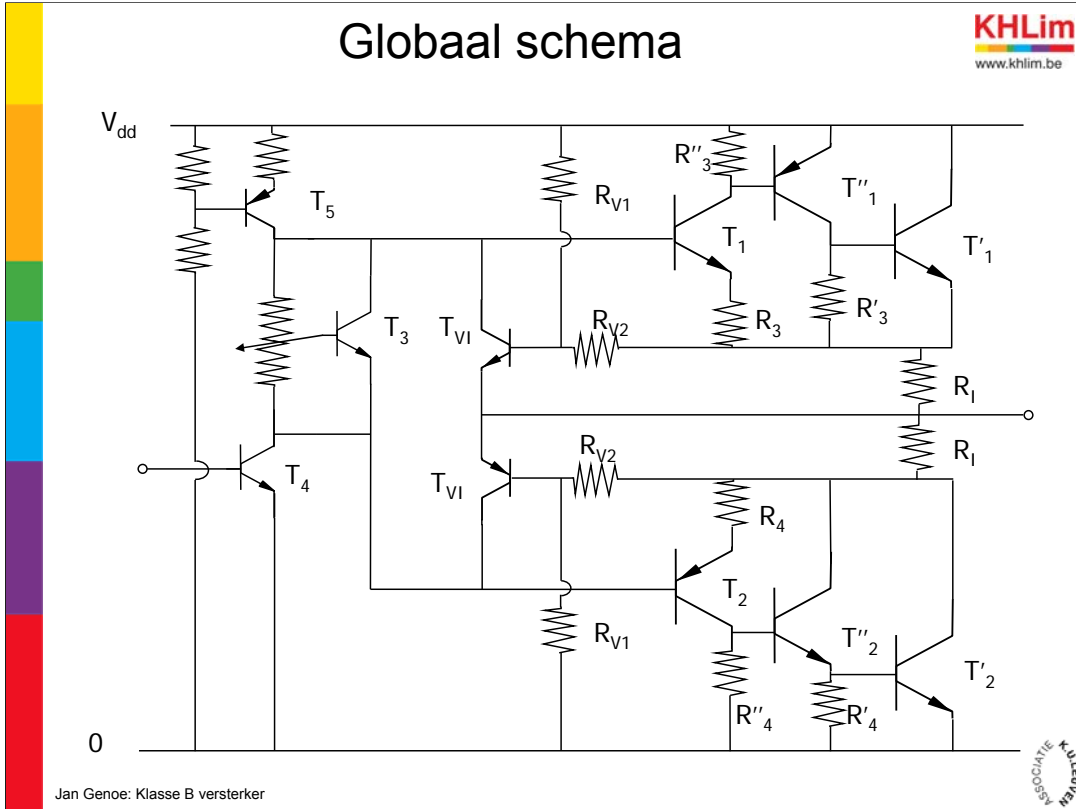
## Beveiliging tegen kortsluiting-overbelasting

- vermogenbegrenzing principeschema
  - Spanning aan de basis van  $T_{V1}$  is evenredig met
    - de stroom door de transistor ( $R_1$ )
    - de spanning over de transistor [ $R_{V2}/(R_{V1}+R_{V2})$ ]



Jan Genoe: Klasse B versterker

# Globaal schema

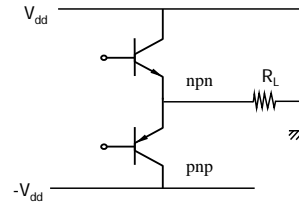


Jan Genoe: Klasse B versterker



# Dissipatie en rendement

- De stroom vanuit de voedingen is dezelfde als de stroom door de belasting.
- De spanning van de voeding is constant.



$$P_{V_{dd}(DC)} = 2 \frac{1}{T} V_{dd} \int_0^{T/2} i(t) dt = \frac{2}{T} V_{dd} \int_0^{T/2} \frac{V_{AC} \sin(\omega t)}{R_L} dt = V_{dd} \frac{V_{AC}}{R_L} \frac{2}{T} \int_0^{T/2} \sin(\omega t) \cdot dt = 2 \frac{V_{dd} \cdot V_{AC}}{\pi \cdot R_L}$$

$$P_{AC} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) i(t) dt = \frac{V_{AC}^2}{R_L} \frac{1}{T} \int_0^T \sin^2(\omega t) dt = \frac{V_{AC}^2}{2 \cdot R_L}$$

$$\eta = \frac{P_{AC}}{P_{V_{dd}(DC)}} = \frac{\pi V_{AC}}{4 V_{dd}}$$

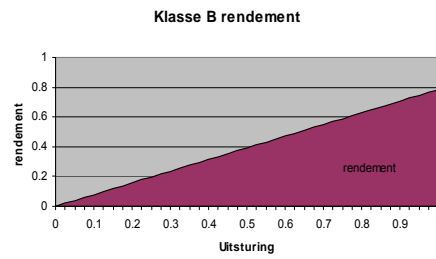
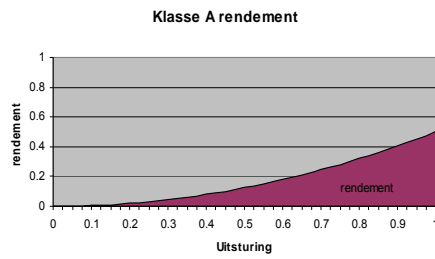
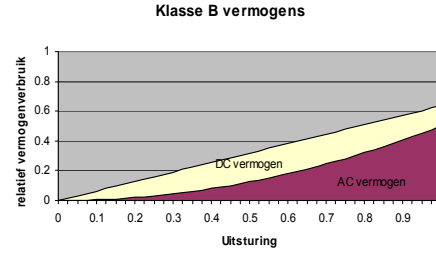
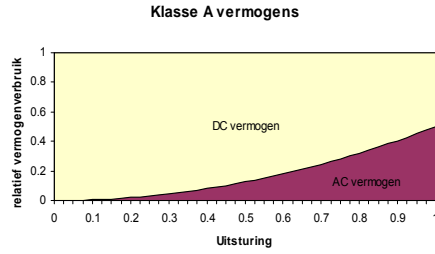
Maximaal 78%

Jan Genoe: Klasse B versterker

Om het DC vermogen te berekenen, moeten we het product van spanning en stroom uit de voedingen integreren over een periode T en delen door de periode T. We kunnen hierop de volgende vereenvoudigingen toepassen:

- Omdat beide voedingen symmetrisch zijn, hoeven we het maar voor een voeding uit te rekenen, en kunnen we het resultaat vermenigvuldigen met 2.
- Omdat de stroom gedurende de tweede helft van de periode 0 is, hoeven we maar te integreren tot T/2.

# Dissipatie en rendement: vergelijking



Jan Genoe: Klasse B versterker



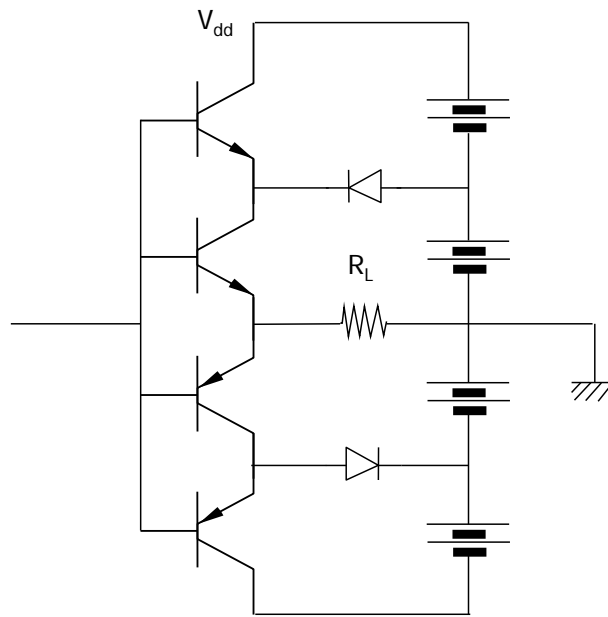
# Dissipatie per transistor

- De dissipatie is maximaal voor een uitsturing van 63%.
- Deze dissipatie is kleiner dan de helft van het maximale AC vermogen.
- Per transistor is dit maar 1/4 van het maximale AC vermogen.
- Bij een klasse A is de maximale dissipatie het dubbele van het maximale AC vermogen.
- Voor een gelijk vermogen zullen de transistors van een klasse A versterker ongeveer 10 maal groter (en duurder) zijn.

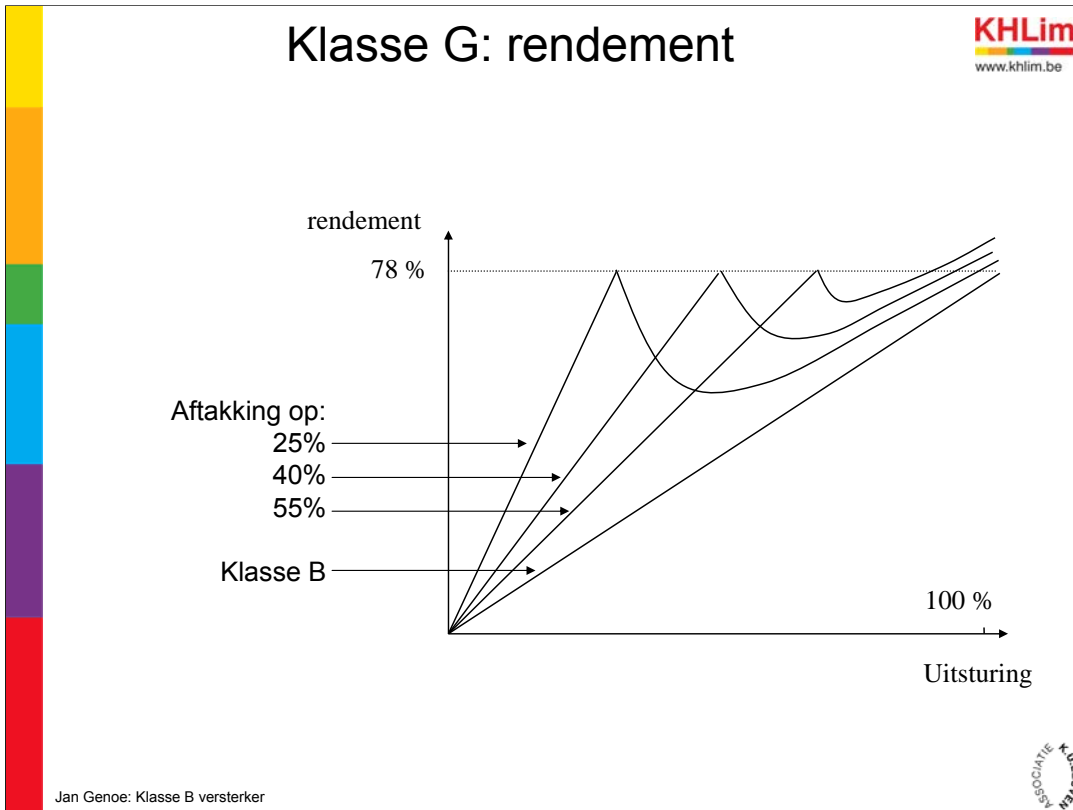
# Spaarschakelingen

- Continu veranderende voeding
  - Voeding aanpassen aan de amplitude van het signaal
  - Voeding moet tijd krijgen om zich aan te passen
    - vertragingslijn
    - voorspellingsnetwerk
- Stapsgewijs veranderende voeding (Klasse G)
  - 2 of meer voedingsspanningen zijn beschikbaar
  - signaalamplitude bepaalt de keuze van de voeding
- Hoogfrequent schakelen met laagdoorlaatfilter (Klasse S)

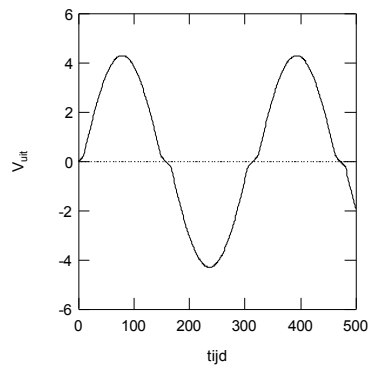
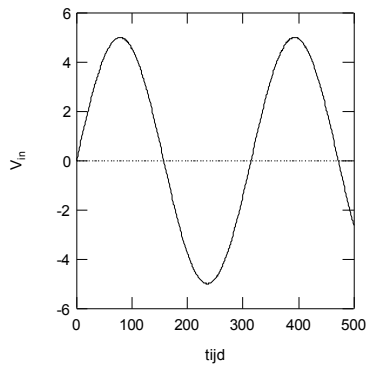
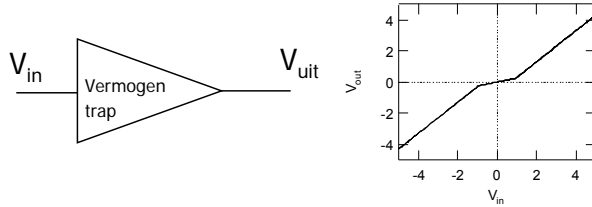
# Klasse G: principeschema



Jan Genoe: Klasse B versterker

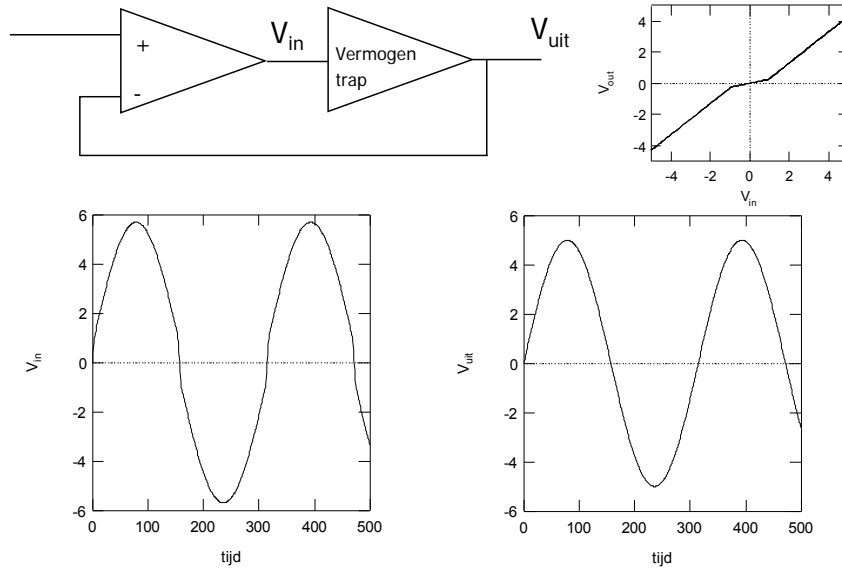


# Vermogentrap zonder terugkoppeling



Jan Genoe: Klasse B versterker

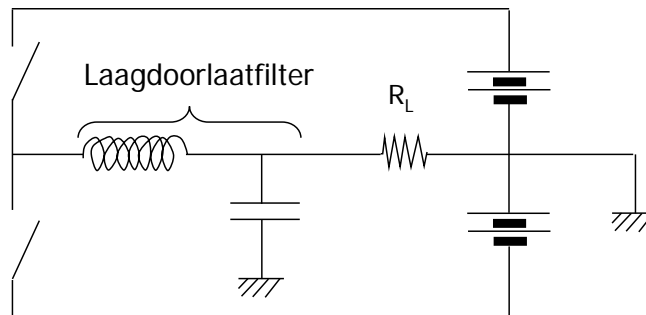
# Vermogentrap met terugkoppeling



Jan Genoe: Klasse B versterker

## Klasse S principeschema

- Rendement Klasse B versterker:
  - van 0 tot 78 % afhankelijk van de uitsturing bij sinus signaal
  - van 0 tot 100 % afhankelijk van de uitsturing bij blokgolf signaal
- Waarom dan niet
  - een hoogfrequent blokgolf opleggen met maximale amplitude
  - een laagdoorlaatfilter deze laten omzetten naar een sinus

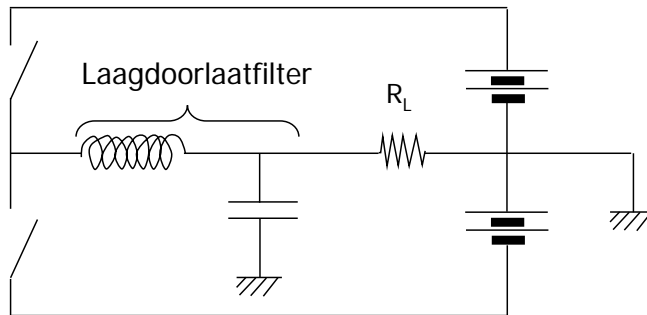


Jan Genoe: Klasse B versterker

## Klasse S: vereisten

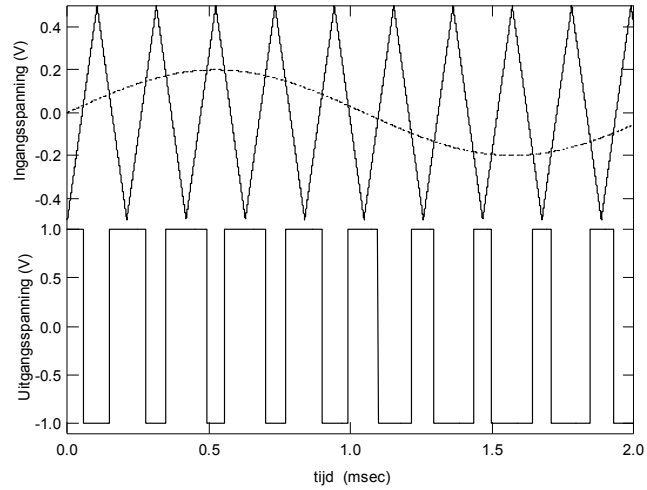
- Het laagdoorlaatfilter heeft zijn 3dB punt vlak boven de maximale frequentie in het signaal.
- De schakelfrequentie moet minstens 10 maal hoger zijn dan het 3dB punt van het laagdoorlaatfilter
  - Dit vereist vermogen FETs in plaats van bipolaire transistors
  - Vermogen FETs zijn veel duurder

$$\omega_{3dB} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$



# Aansturing Klasse S

- Komt neer op pulsbreedte modulatie.
- Vergelijk de ingang met een zaagtang:
  - indien groter: 1
  - indien kleiner: -1
- Gebruik dit als aansturing van de schakelaars



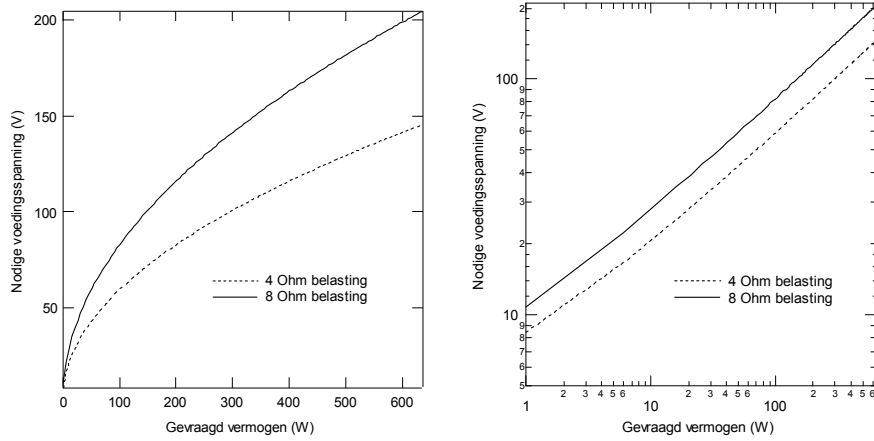
## Nodige voedingsspanning klasse B

- Meestal is gekend
  - Het te leveren (sinus)vermogen van de versterker ( $P_{AC}$ )
    - bv 50 W
  - De impedantie van de belasting ( $R_L$ )
    - bv 4 Ohm
- Hieruit volgt onmiddellijk de spanningszwaai van aan de belasting ( $V_{max}$ )
- De nodige voedingsspanning is  $2 V_{max} + 2V_{sat}$

$$V_{max} = \sqrt{2P_{AC}R_L}$$
$$V_{dd} = 2\sqrt{2P_{AC}R_L} + 2V_{sat}$$

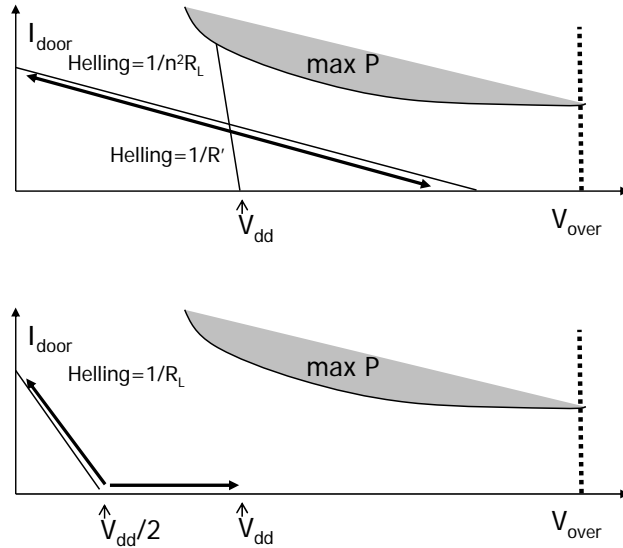
# Nodige voedingsspanning

$$V_{\max} = \sqrt{2P_{AC}R_L}$$
$$V_{dd} = 2\sqrt{2P_{AC}R_L} + 2V_{sat}$$



Jan Genoe: Klasse B versterker

# Stromen door en spanningen over de transistor



## Klasse A

- ruststroom niet nul
- tot dubbele van voeding

## Klasse B

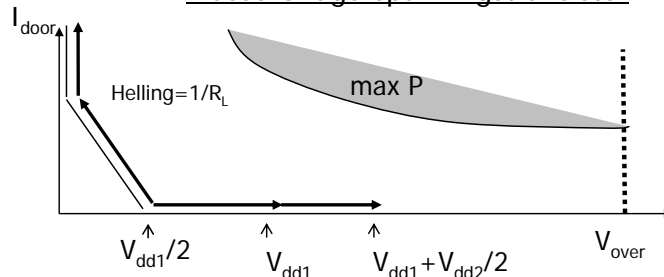
- ruststroom nul
- helft van de tijd in geleiding
- rustspanning helft van voeding
- spanning tot de voeding

Jan Genoe: Klasse B versterker

In de grafiek van de klasse B versterker beschouwen we een klasse B versterker met slechts 1 voedingsspanning. Wanneer we een klasse B versterker beschouwen uitgevoerd met een voeding  $+V_{DD}$  en  $-V_{DD}$ , bereikt de maximale spanning over de transistor de waarde  $2V_{DD}$ .

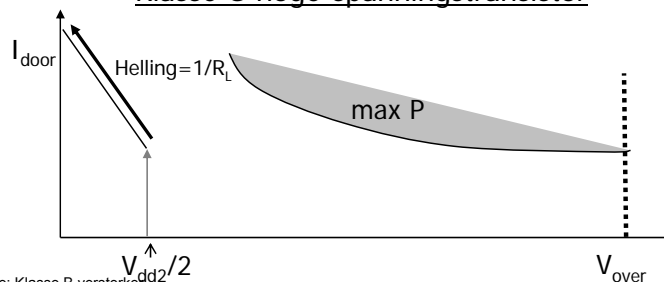
## Stromen door en spanningen over de transistor

### Klasse G lage-spanningstransistor



- ruststroom nul
- helft van de tijd in geleiding
- rustspanning helft van kleine voeding
- spanning tot ...

### Klasse G hoge-spanningstransistor



- ruststroom nul
- veel minder dan de helft van de tijd in geleiding
- rustspanning helft van voedingenverschil
- spanning tot helft van voedingenverschil

Jan Genoe: Klasse B versterker

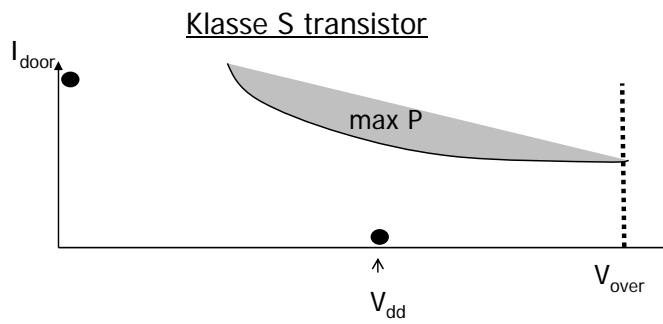
$V_{dd1}$  is hier het spanningsverschil tussen de + en de – klem van de voedingen gebruikt voor kleine signalen en  $V_{dd2}$  is het spanningsverschil tussen de + en de – klem van de voedingen gebruikt voor grote signalen.

De binnenste transistors krijgen de hoogste spanningen te verwerken, maar dit nooit onder grote stroom. Als er een grote stroom loopt is de spanning over deze transistors nul.

De buitenste transistors geleiden wel een grote stroom onder spanning, maar de spanning over deze transistors is echter steeds beperkt.

Met deze verschillen wordt best rekening gehouden bij de keuze van de transistors. Het ligt voor de hand een ander type transistor te gebruiken voor beide gevallen.

# Stromen door en spanningen over de transistor



- Grote spanning met geen stroom  
-> geen opwarming
- Grote stroom met weinig spanning  
-> geen opwarming

Vandaar het theoretisch rendement van 100 %