
Analoge elektronische schakelingen

Jan Genoe (jan.genoe@kuleuven.be)

jan 02, 2024

I	Versterkers	2
1	Klasse A versterkers	3
1.1	Indeling vermogenversterkers	3
2	Klasse B versterkers	12
2.1	Indeling vermogenversterkers	12
2.2	Basisschema	12
2.3	Gebruik van de voorinstelspanning	18
2.4	Voorbeeld 1: Klasse B versterker	30
2.5	Voorbeeld 2: Klasse B versterker	30
2.6	Voorbeeld 3: Klasse B versterker	30
2.7	Uitgewerkt voorbeeld van een klasse AB met MOS transistors	30
3	Klasse G versterkers	45
3.1	Indeling vermogenversterkers	45
3.2	Basisschema	45
II	Voedingen	49
4	Buck Converter of step-down Converter	50
4.1	Zonder belasting van de uitgang	50
4.2	Onder belasting van de uitgang: 5uA	50
5	Boost Converter of Step-up Converter	52
5.1	Oefening Boost converter	54
5.2	Boost Converter oefening 2	58
5.3	Boost Converter oefening 3	58
6	Inverter of Buck-Boost Converter	61
7	Flyback converter	62
III	References	63
8	Referenties	64
IV	Overzicht	65
	Bibliografie	66

door **Jan Genoe**

Welkom bij de notebooks van het vak [Analoge Elektronische Schakelingen](#).

Deze notebooks bevatten materiaal en oefeningen, in het formaat van [Jupyter Book](#), ontwikkeld als aanvullingen bij het vak [Analoge Elektronische Schakelingen](#) aan de [KU Leuven](#), campus Diepenbeek.

Notitie: Dit is momenteel nog werk in progress. De cursus zoals aanwezig op Toledo blijft het voornaamste leerinstrument. Dit is enkel een hulpmiddel.

Inhoudsopgave

- Versterkers
 - *Klasse A versterkers*
 - *Klasse B versterkers*
 - *Klasse G versterkers*
- Voedingen
 - *Buck Converter of step-down Convertor*
 - *Boost Converter of Step-up Converter*
 - *Inverter of Buck-Boost Converter*
 - *Flyback converter*
- References
 - *Referenties*
- Overzicht
 - *Lijst cursussen*
 - *Auteur Jan Genoe*

Licenties

Een licentie voor de inhoud wordt gegeven onder de Creative Commons Attribution 4.0 International License en voor de software code onder de [MIT license](#)

Deel I

Versterkers

Klasse A versterkers

1.1 Indeling vermogenversterkers

In Tabel 1.1 geven we een overzicht van de verschillende versterkers die we zullen bespreken in de leerlijn analoge elektronica. In dit hoofdstuk behandelen we de klasse A versterkers. Zoals je in de tabel kan zien, zijn dit versterkers die aan een lage frequentie werken en ook niet een resonant kring hebben zijn. Bovendien is er slechts 1 transistor die het vermogen van de finale trap gaat leveren. Natuurlijk zijn er normaal heel wat andere transistors aanwezig in het schema maar die werken op een veel lager vermogen, dit is een veel lagere stroom en in vele gevallen ook een veel lagere spanning.

Tabel 1.1: Indeling van de vermogenversterkers

	laagfrequent of breedband	hoogfrequent of resonant
1 transistor in de vermogentrap	Klasse A	Klasse C Klasse F Klasse E
2 of meer transistors in de vermogentrap	Klasse B Klasse G	Klasse D

1.1.1 Basisschema

Het basisschema van de klasse A versterker vinden we terug in Fig. 1.1. Om hiervan een Spice simulatie te maken, nummeren we de verschillende knopen in dit netwerk zoals je kan zien in Fig. 1.2.

1.1.2 Overeenkomende Spice listing

De overeenkomende spice listing wordt dan:

Spice Listing 1.1: basis Klasse A circuit

```
* Spice file van een eenvoudige Klasse A versterker
R_R6      0 1  8
R_R7      3 2  1
L1_TX1    3 4 25m
```

(Vervolgt op volgende pagina)

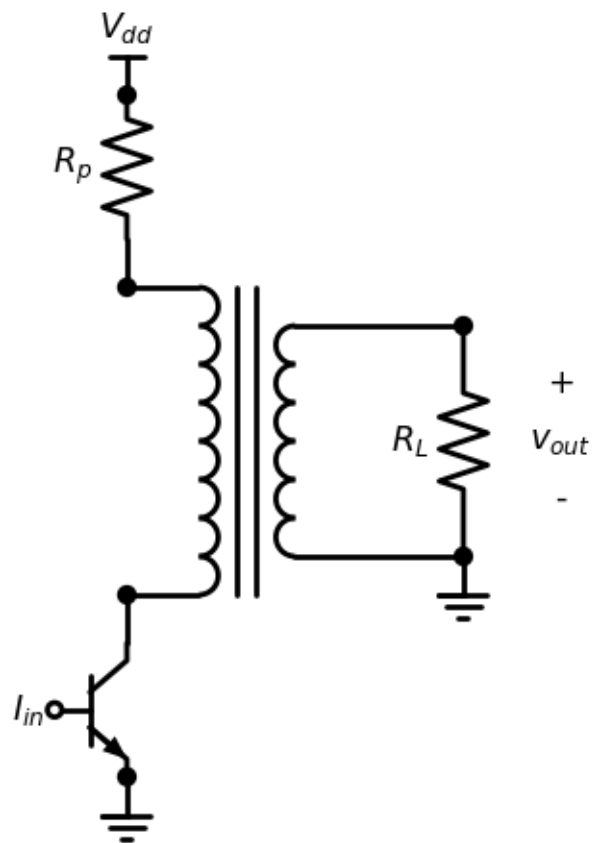


Fig. 1.1: Basisschema van de Klasse A versterker.

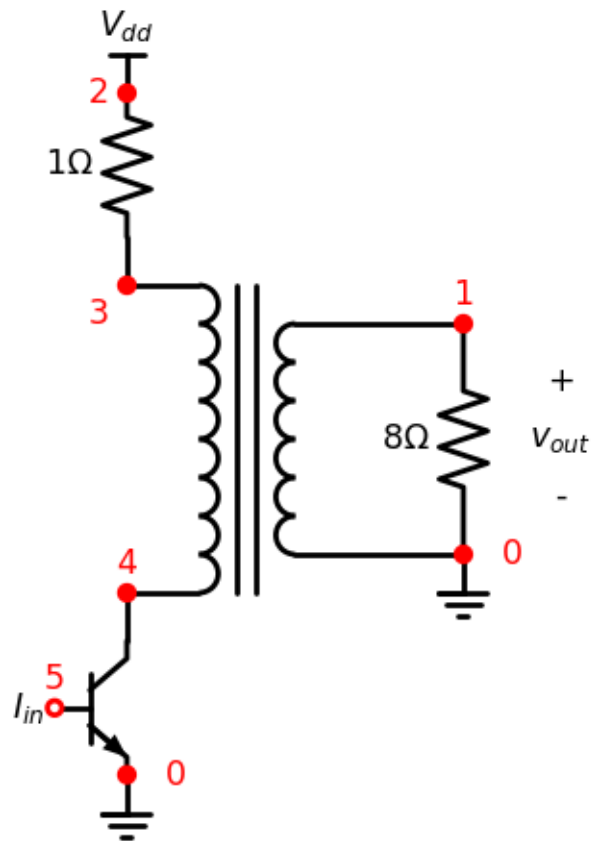


Fig. 1.2: Basisschema van de Klasse A versterker.

(Vervolgd van vorige pagina)

```
L2_TX1      1 0 1m
K_TX1      L1_TX1 L2_TX1 1.
Q_Q5       4 5 0 Q2
I_I4       0 5 SIN(17m 15m 10k) DC=17m
V_VDD      2 0 66V

.model Q2 NPN(Is=14.34p BF=20 )
```

Vergelijk deze Spice list aandachtig met Fig. 1.2. Voor elk element, met uitzondering van de transformator, vinden we de 2 of 3 knopen terug die ook in het schema staan. De uitgang wordt belast met een weerstand van $8\ \Omega$. De weerstand van de primaire wikkeling van de transformator is natuurlijk ongewenst maar we kunnen deze niet zomaar verwaarlozen. We moeten dit correct inbrengen om een realistische simulatie te bekomen. We doen dit door een weerstand van $1\ \Omega$ te plaatsen tussen knopen 2 en 3. Voor de vermogentransistor (Q5) nemen we in deze simulatie een bipolaire transistor. In het model van deze transistor (de naam van het model is Q2) zien we dat deze transistor een voorwaartse stroomversterking (β_F) heeft van 20.

De transformator TX1 implementeren we in spice aan de hand van de 2 spoelen L1_TX1 en L2_TX1 die gekoppeld worden door de koppeling K_TX1. De koppelingsfactor is 1. Uit de ratio van de 2 spoelwaarden ($\frac{25mH}{1mH} = 25$) kunnen we ook de wikkilverhouding (N) afleiden: $5 = \sqrt{25}$.

De bovenstaande netwerkcode simuleren we in Spice. Fig. 1.3 toont zowel de stromen (rechts) als de spanningen (links) als functie van de tijd.

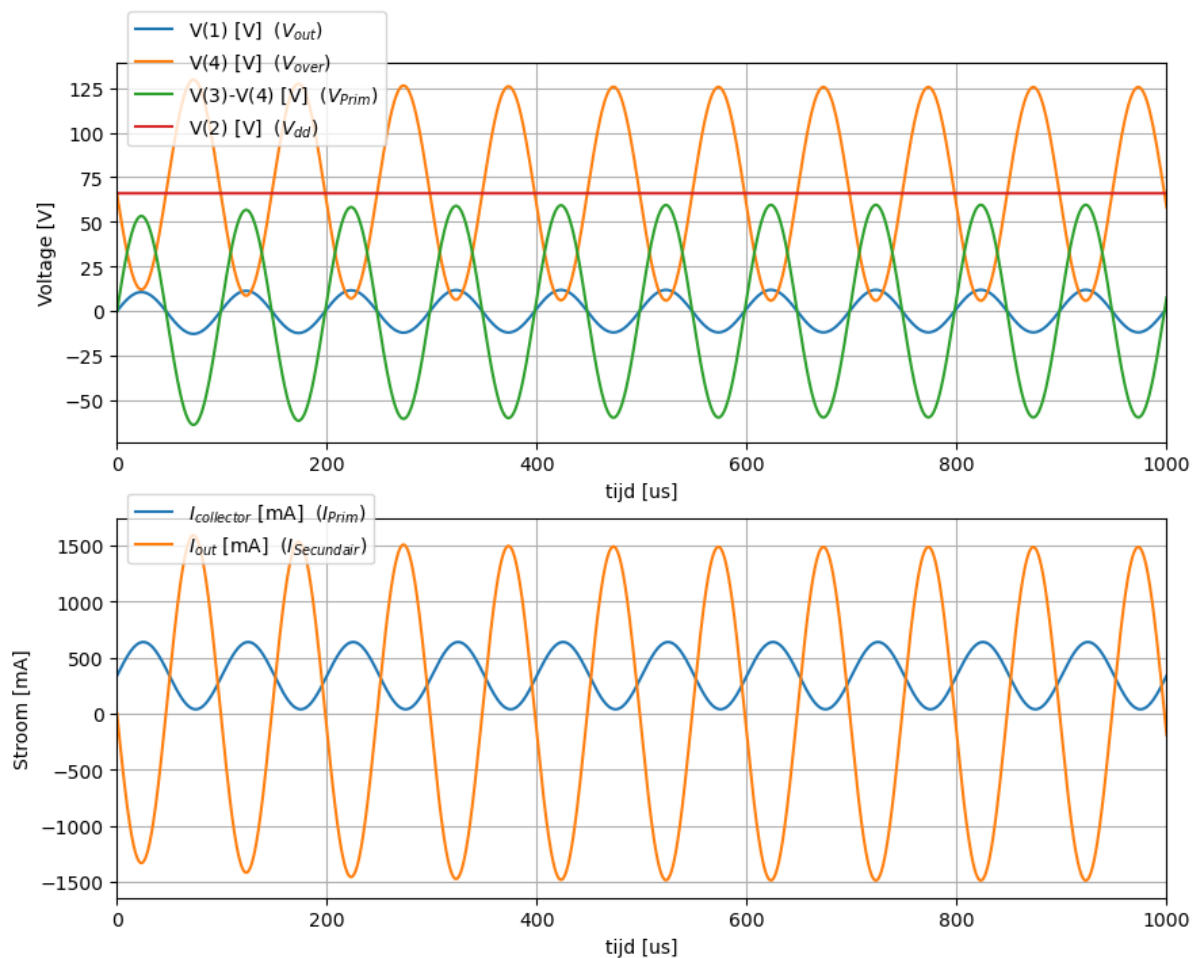


Fig. 1.3: Klasse A versterker: stromen en spanningen als functie van de tijd.

Het is ook altijd interessant om van dezelfde simulatie de stroom door de transistor versus de spanning over de transistor te plotten. Dit zien we in Fig. 1.4.

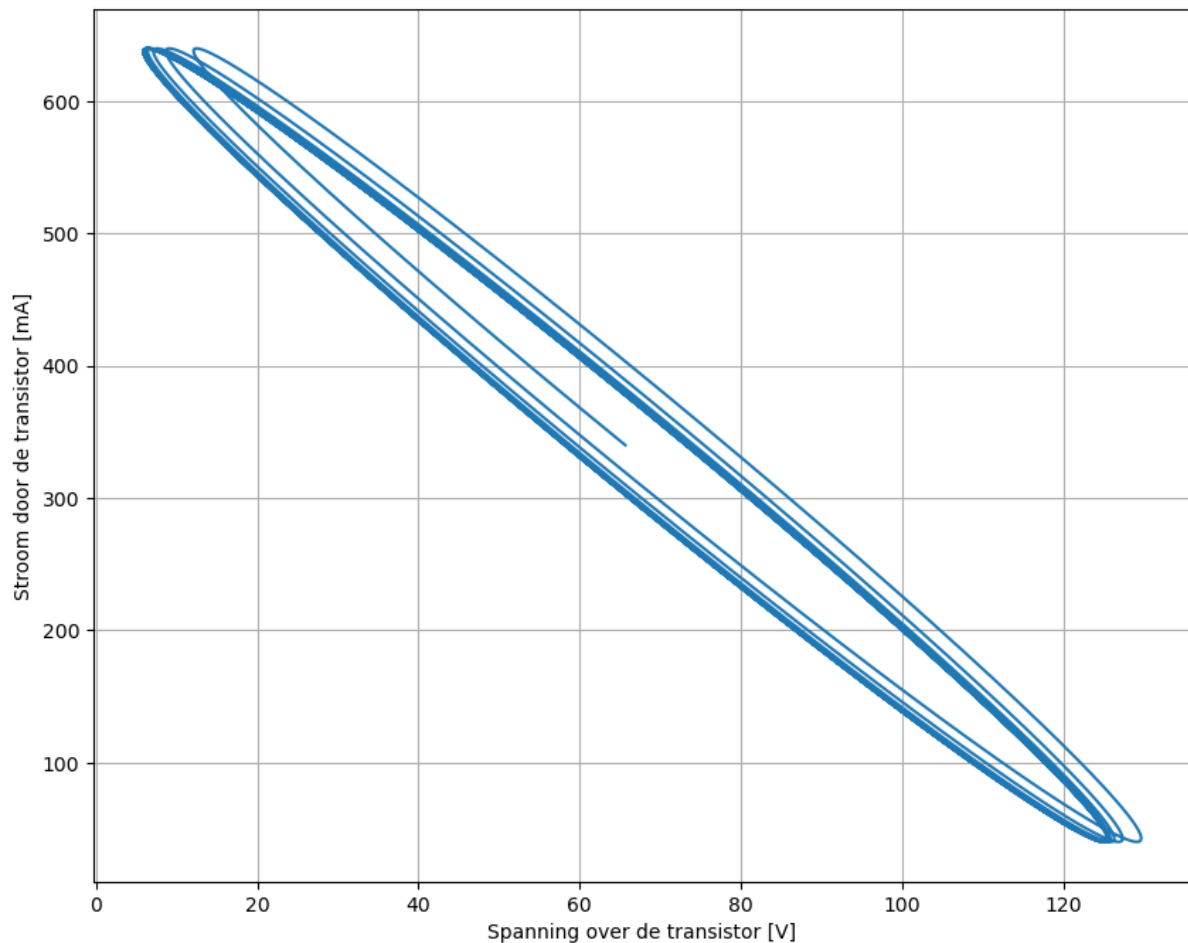


Fig. 1.4: Belastingskarakteristiek van de klasse A versterker.

Wanneer we de spoelwaarde van de primaire en de secundaire wikkeling heel erg sterk verhogen (zonder de wikkilverhouding van 5 hierbij aan te passen), valt het faseverschil tussen de stroom en de spanning weg en krijgen we een plot waarbij we een mooi lineair verband zien tussen stroom en spanning, zowel over de primaire (blauwe curve) als over de secundaire wikkeling (orange curve) (zie Fig. 1.5). De spice code voor deze simulatie met aangepaste wikkilverhouding kan je hieronder terugvinden.

Spice Listing 1.2: basis Klasse A circuit

```
* Spice file van een eenvoudige Klasse A versterker
R_R6      0 1  8
R_R7      3 2  1
L1_TX1    3 4 25
L2_TX1    1 0  1
K_TX1     L1_TX1 L2_TX1 1.
Q_Q5      4 5 0 Q2
I_I4      0 5  SIN(17m 15m 10k) DC=17m
V_VDD     2 0  66V

.model Q2  NPN(Is=14.34p BF=20 )
```

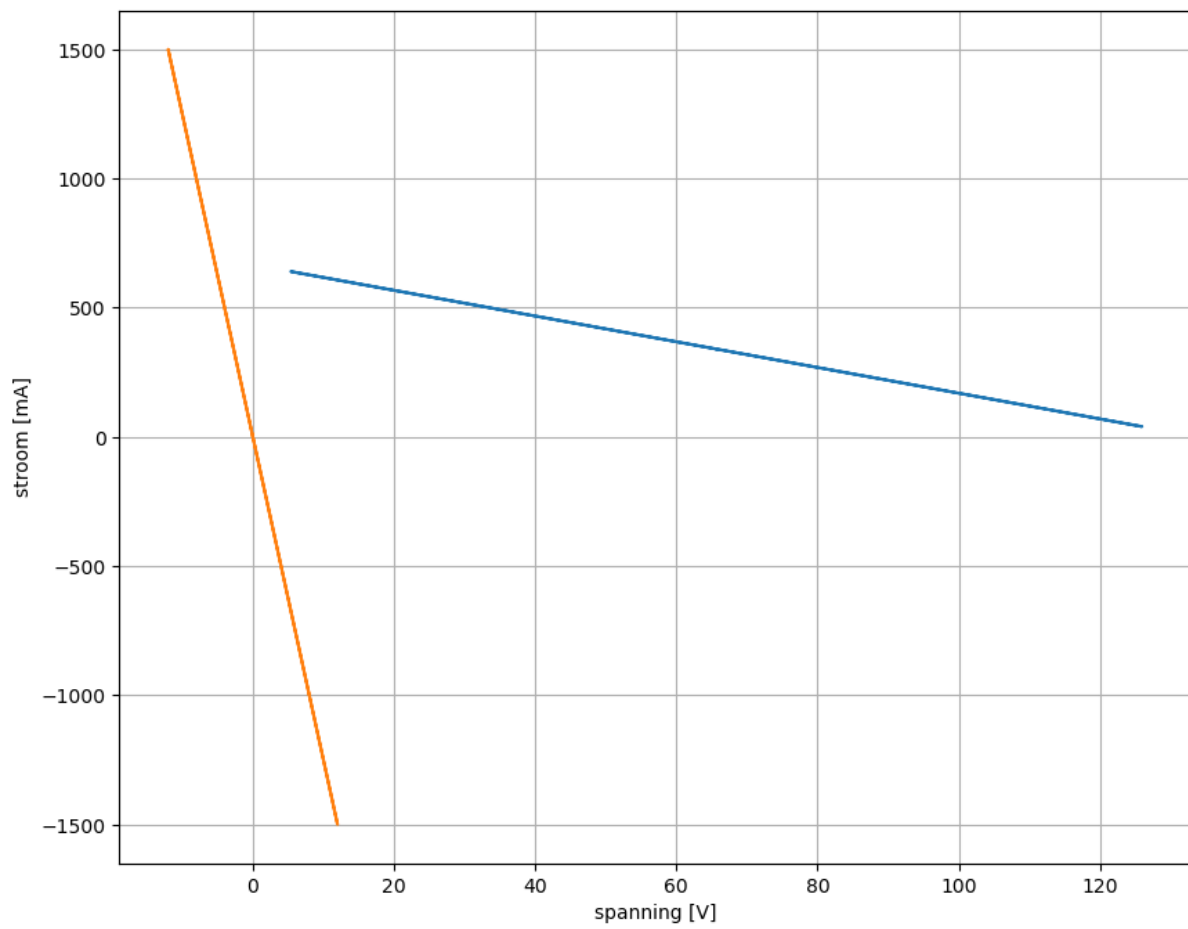


Fig. 1.5: Stroom-spanningsrelaties voor de primaire en de secundaire wikkeling in het geval van een grote inductantie van de spoelen.

Het verschil in fase tussen de stroom door de transistor en de spanning over de transistor kunnen we ook verkleinen door de frequentie te verhogen. In de onderstaande spice listing is de frequentie van de stroombron I4 aan de basis van de bipolaire transistor verhoogt van 10 kHz naar 100 kHz. Uit de simulatie in Fig. 1.6 zien we dat ook hier weer een bijna lineair verloop tussen stroom en spanning wordt bekomen.

Spice Listing 1.3: basis Klasse A circuit

```
* Spice file van een eenvoudige Klasse A versterker
R_R6      0 1  8
R_R7      3 2  1
L1_TX1    3 4 25m
L2_TX1    1 0 1m
K_TX1     L1_TX1 L2_TX1 1.
Q_Q5      4 5 0 Q2
I_I4      0 5  SIN(17m 15m 100k) DC=17m
V_VDD     2 0 66V

.model Q2  NPN(Is=14.34p BF=20 )
```

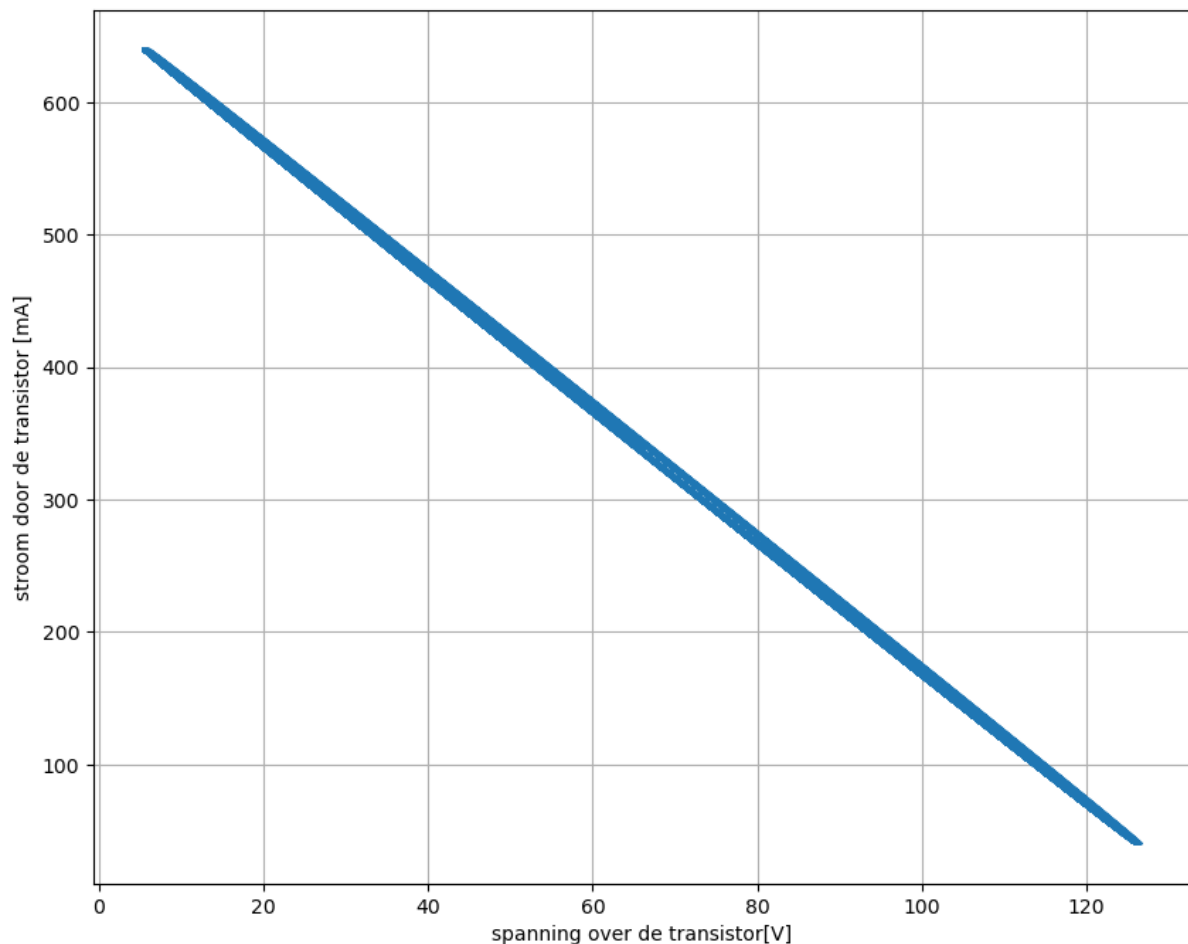


Fig. 1.6: Stroom door de transistor versus spanning over de transistor in het geval van aansturing aan 100 kHz.

We kunnen de simulatie van het ogenblikkelijk vermogen in Fig. 1.7 ook integreren over een aantal periodes. We

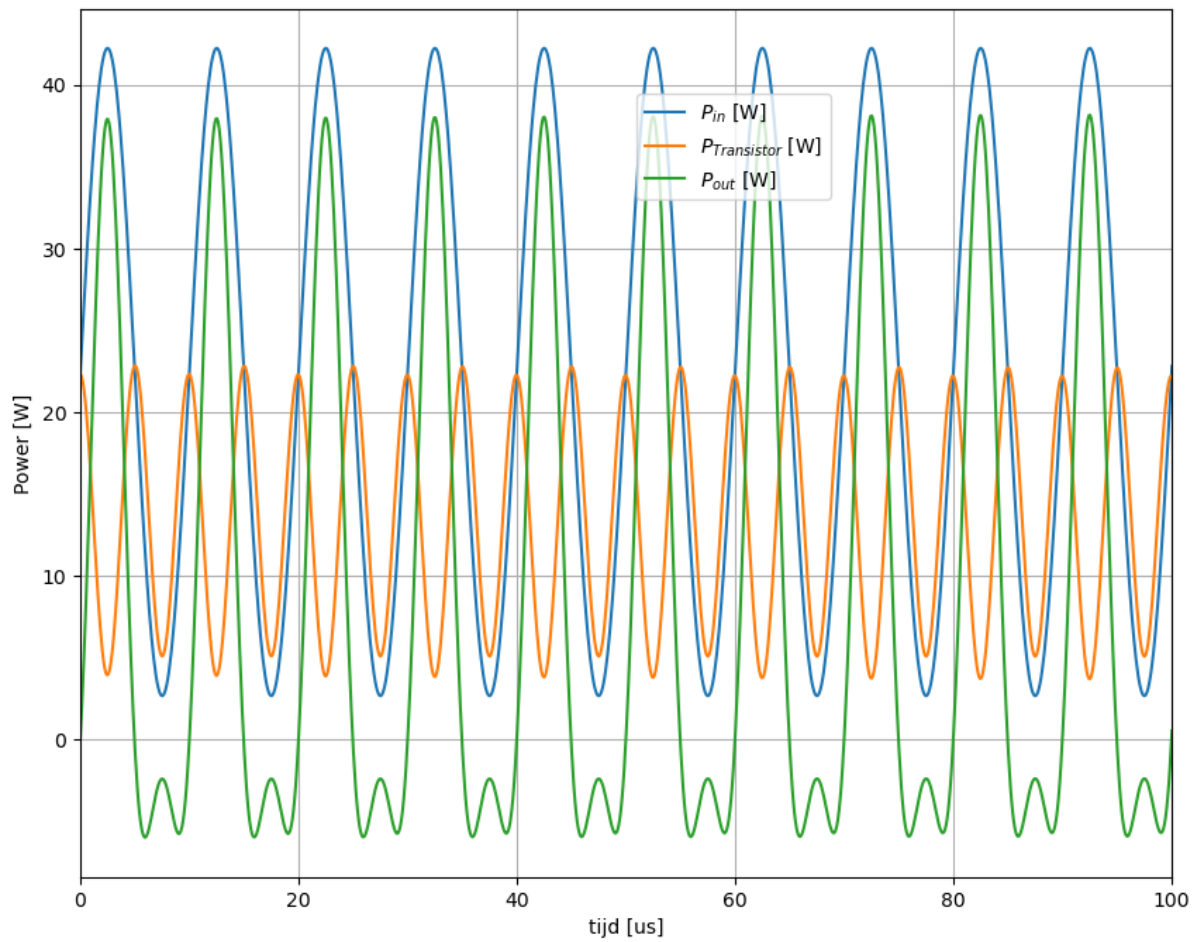


Fig. 1.7: Ogenblikkelijk vermogen als functie van de tijd voor de simulatie van Fig. 1.3

bekomen dat het gemiddeld vermogen:

$$P_{in} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{over} I_{door} dt$$

Het gemiddelde inputvermogen gedurende de 10 eerste periodes is 22.44 W
Het gemiddelde vermogenverlies in de transistor gedurende de 10 eerste periodes is 13.78 W
Het gemiddelde vermogen aan de uitgang gedurende de 10 eerste periodes is 8.50 W
De gemiddelde efficiëntie gedurende de 10 eerste periodes is 37.89 %

Klasse B versterkers

2.1 Indeling vermogenversterkers

In Tabel 2.1 hernemen we een overzicht van de verschillende versterkers die we bespreken in de leerlijn analoge elektronica. In het vorige hoofdstuk bespraken we de laagfrequent versterkers die slechts 1 vermogentransistor gebruiken in de laatste trap (daar waar het meeste vermogen verbruikt wordt). In dit hoofdstuk bespreken we de laagfrequent versterkers die 2 of meer vermogentransistor gebruiken in de laatste trap. Dit geeft een duurder ontwerp van de versterker, maar zoals we later zullen zien, geeft dit een veel efficiëntere implementaties. Als een gevolg hiervan kan de duurdere aanschafkost gemakkelijk terugewonnen worden door het lager energieverbruik.

Tabel 2.1: Indeling van de vermogenversterkers

	laagfrequent of breedband	hoogfrequent of resonant
1 transistor in de vermogentrap	Klasse A	Klasse C Klasse F Klasse E
2 of meer transistors in de vermogentrap	Klasse B Klasse G	Klasse D

2.2 Basisschema

2.2.1 Schema voor DC werking

Het is belangrijk in dit schema de verschillende bouwblokken te herkennen. Fig. 2.2 toont deze bouwblokken. We hebben natuurlijk in de eerste plaats de belasting R_L . Deze wordt hier symbolisch weergegeven als een weerstand, maar kan in de praktijk eender welke actuator zijn die vermogen opneemt in fase met de belasting.

Daarnaast zien we (in de groene box) zowel het pull-up netwerk als het pull-down netwerk aangeduid.

In het schema van Fig. 2.1 zien we dat er zowel een AC-pad als een DC-pad tussen beide voedingen (V_{DD} en $-V_{DD}$) en de belasting mogelijk is.

Om dit schema te kunnen simuleren in spice,

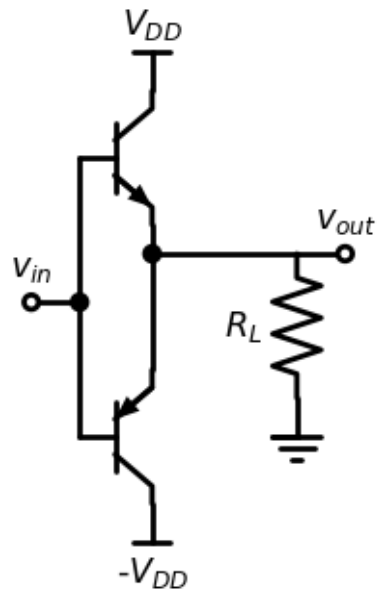


Fig. 2.1: Basisschema van de klasse B versterker voor DC werking.

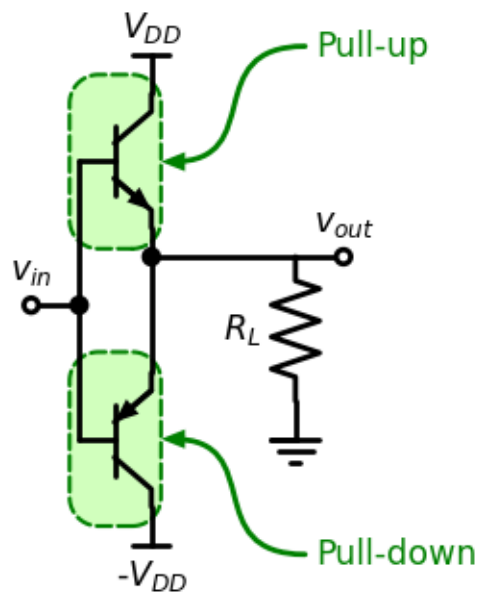
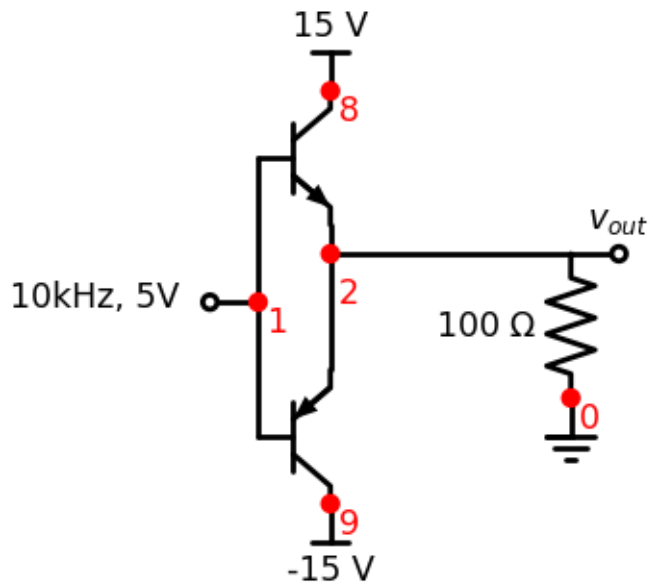


Fig. 2.2: Basisschema van de klasse B versterker voor DC werking met aangeduide bouwblokken.



Spice Listing 2.1: basis Klasse B circuit

```
Klasse B versterker
*
* SUPPLY VOLTAGES
VPOS 8 0 DC +15V
VNEG 9 0 DC -15V
*
* input source
VS1 1 0 DC 0 SIN(0V 5VPEAK 10KHZ)
*
* PUSH-PULL TRANSISTOR OUTPUT STAGE
Q1 8 1 2 QNPN
Q2 9 1 2 QPNP
*
* Load resistance
RL1 2 0 100
*
* DEVICE MODELS
.model QNPN NPN (BF=50)
.model QPNP PNP (BF=50)
```

De simulatie (zie Fig. 2.3) van de spice code [Spice Listing 2.1](#) geeft duidelijk de dode zone aan bij de nuldoorgang van de spanning. In [Fig. 2.4](#) bekijken we deze nuldoorgang in meer detail.

[Fig. 2.5](#) toont de stroom door als functie van de spanning over de transistor voor de npn transistor. Voor de pnp transistor bekomen we dezelfde grafiek.

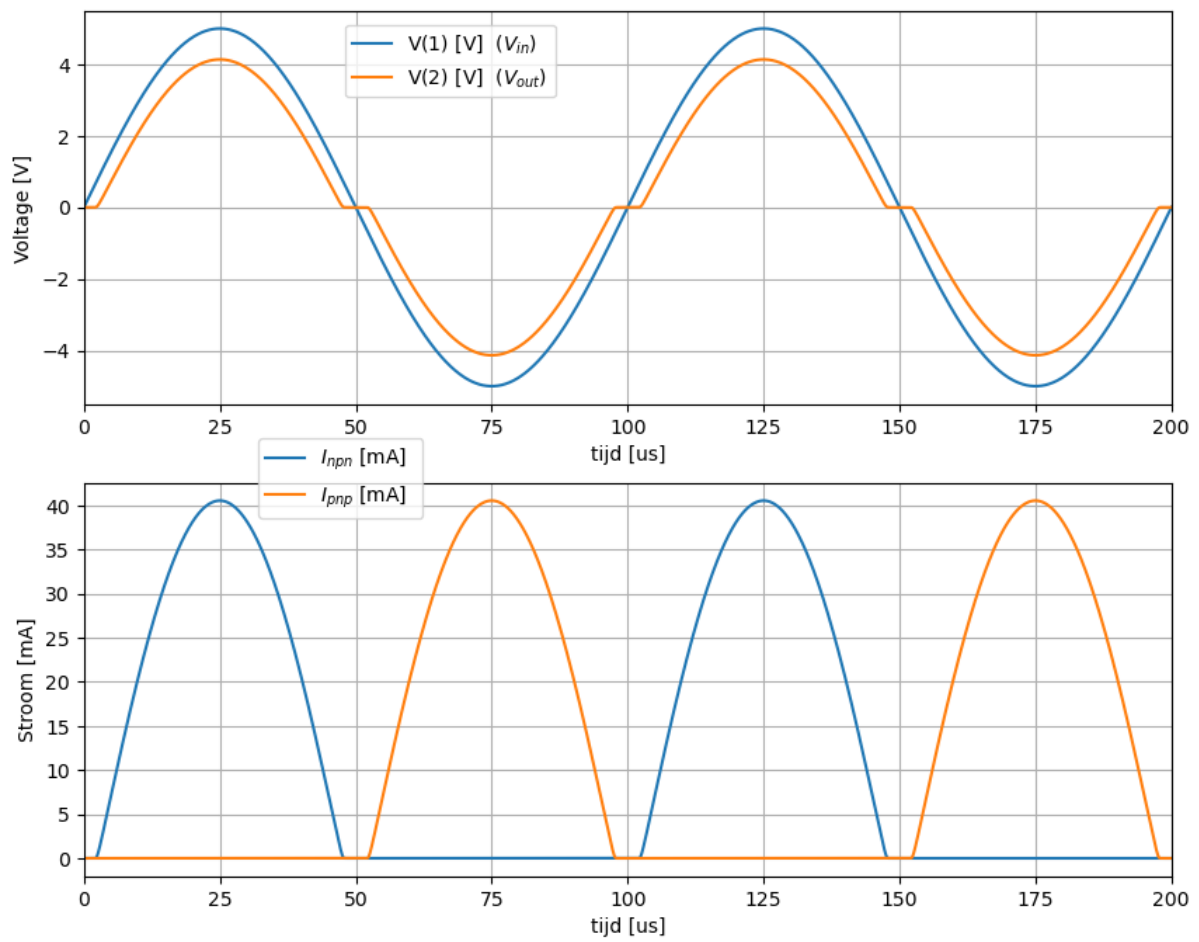


Fig. 2.3: De klasse B versterker: stromen en spanningen als functie van de tijd.

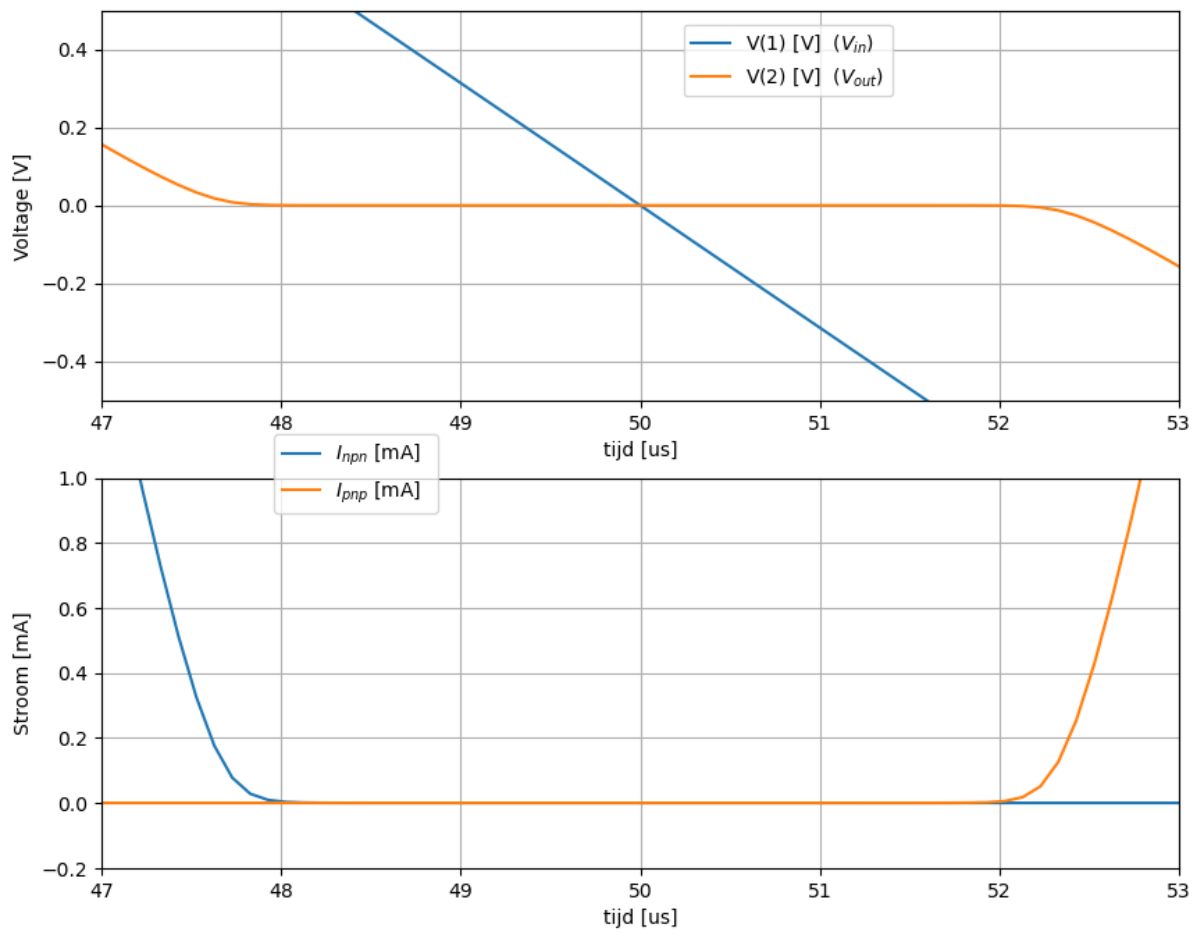


Fig. 2.4: De klasse B versterker: detail van de stromen en spanningen als functie van de tijd in de buurt van de nuldoorgang.

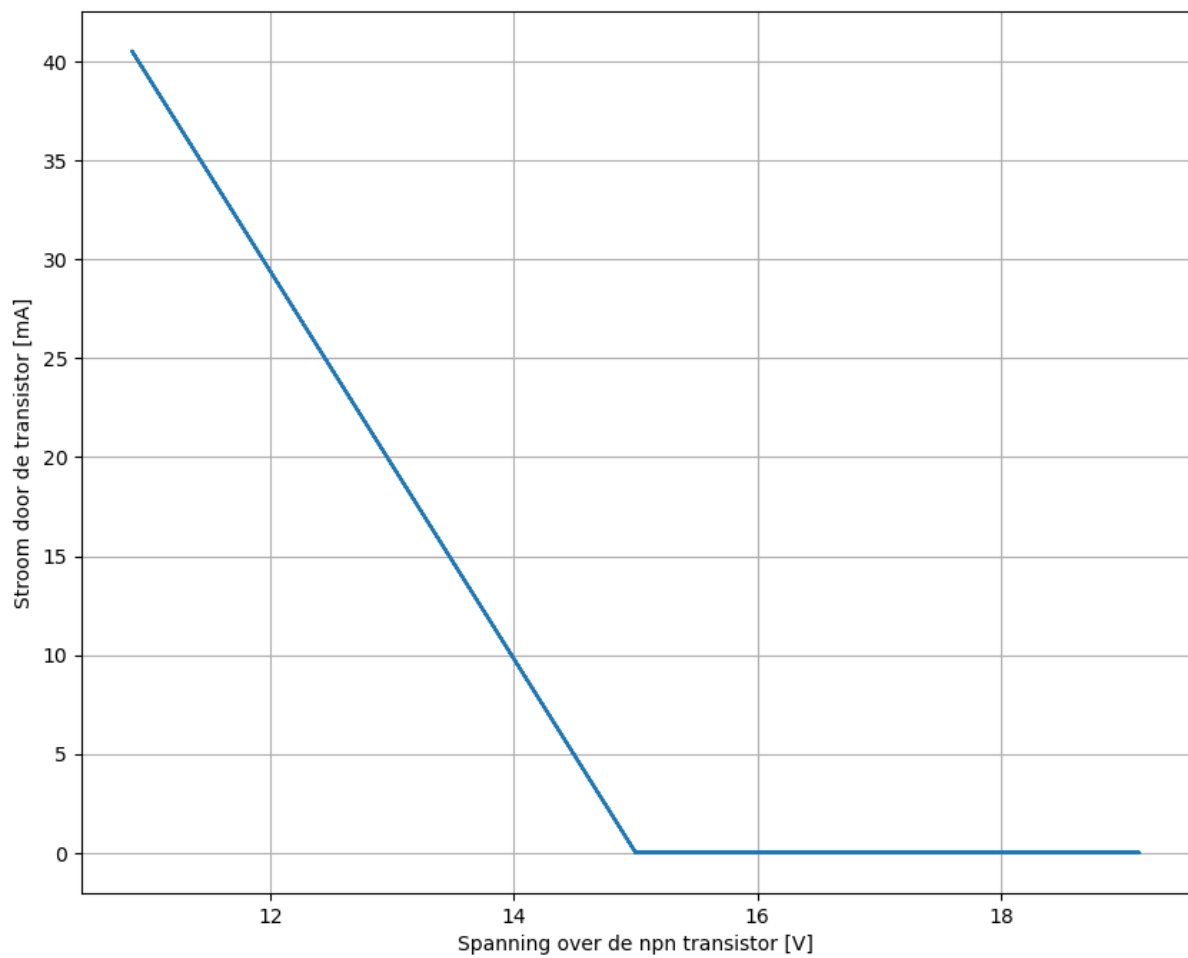


Fig. 2.5: De klasse B versterker: de stroom door een npn transistor als functie van de spanning.

2.2.2 Schema voor enkel AC werking

In heel wat implementaties is een DC pad naar de belasting niet gewenst. Hierbij denken we bijvoorbeeld aan een luidspreker. Een DC stroom bij een luidspreker geeft een vaste offset van de conus die de lucht aanstuurt. Dit geeft heel wat verliezen en geeft ook een asymmetrische weergave van het geluid. Dit geeft belangrijke vervormingen en ook ongewenste hoger tonen.

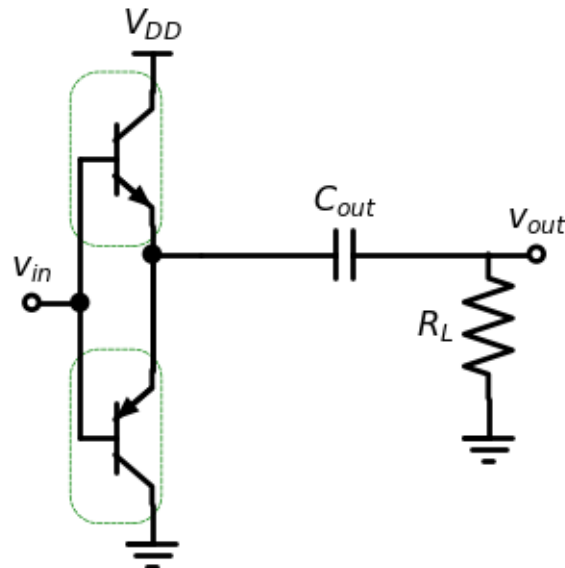
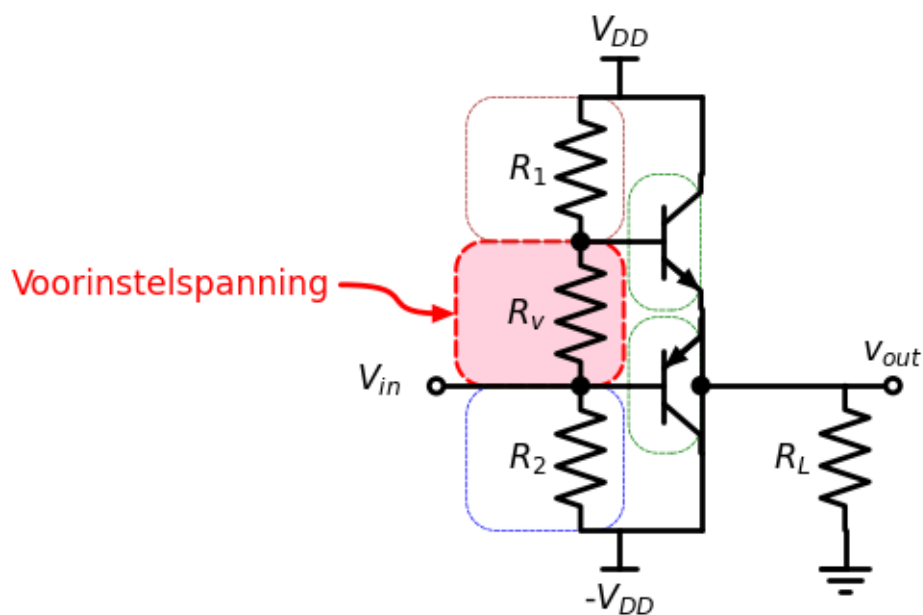


Fig. 2.6: Basisschema van de klasse B versterker voor AC werking.

2.3 Gebruik van de voorinstelspanning

2.3.1 Weerstand als voorinstelspanning



2.3.2 Diodes als voorinstelspanning

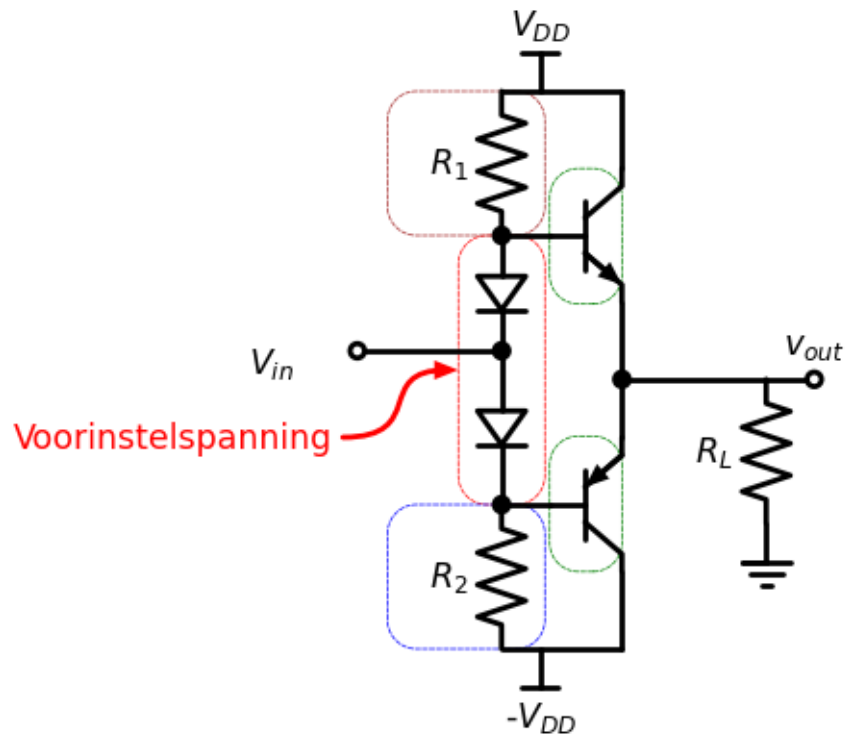
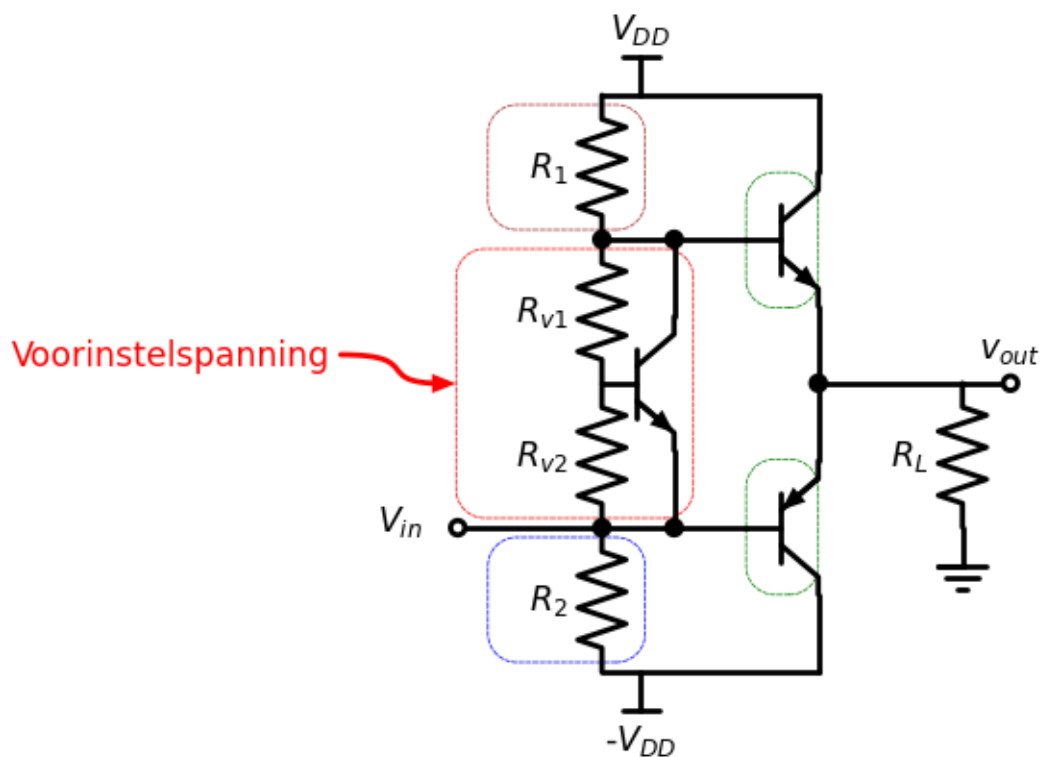


Fig. 2.7: Basisschema van de klasse B versterker voor DC werking met diode voorinstelspanning.

2.3.3 Transistor als voorinstelspanning



Hieronder tonen we de spice listing van de klasse B versterker waarbij we een voorinstelspanning voorzien tussen de basissen van de npn en de pnp transistor. Deze voorinstelspanning is hier uitgevoerd door diodes. in Fig. 2.8 merken we hierbij op dat dit tot gevolg heeft dat er toch een stroom blijft lopen door de transistor die niet in geleiding is. Dit noemen we de klasse AB werking van deze klasseB versterker.

Spice Listing 2.2: Klasse B circuit met voorinstelspanning

```
Klasse B versterker
*
*  SUPPLY VOLTAGES
VPOS 8 0 DC +15V
VNEG 9 0 DC -15V
*
VS2 10 0 DC 0 SIN(0V 5VPEAK 10KHZ)
*
D1 13 10 DNOM
RB1 13 8 10K
Q11 8 13 12 QNPN
*
D2 10 14 DNOM
RB2 14 9 10K
Q12 9 14 12 QPNP
*
RL2 12 0 100
*
*  DEVICE MODELS
.model QNPN NPN (BF=50)
.model QPNP PNP (BF=50)
.model DNOM D()
```

In de grafiek (Fig. 2.9) wordt dit nog duidelijker.

We kunnen ook proberen de dode zone weg te werken aan de hand van feedback, zoals in het onderstaande schema aan de hand van een opamp. Op het eerste zicht lijkt dat te lukken, als we de simulatie in Fig. 2.10 bekijken. De V_{in} en V_{out} liggen zo goed als volledig op elkaar dat we het verschil niet merken. Enkel als we heel erg inzoomen, zoals in Fig. 2.11 lijkt er een klein verschil te zijn langs de nuldoorgang. Laat je hierbij echter niet vangen. Deze simulatie is gedaan met een ideale OpAmp, waarvan de stijpsnelheid niet realistisch is. Wanneer we diezelfde simulatie hernemen met een realistische OpAmp, zie onder, blijft dit bijna ideale gedrag niet behouden.

Spice Listing 2.3: SPICE code met OPAMP feedback

```
.title Klasse B versterker  PUSH-PULL PLACED IN OPAMP FEEDBACK LOOP
*
*  SUPPLY VOLTAGES
VPOS 8 0 DC +15V
VNEG 9 0 DC -15V
*
VS3 20 0 DC 0 SIN(0V 5VPEAK 10KHZ)
*
Q21 8 23 22 QNPN
Q22 9 23 22 QPNP
RL3 22 0 100
*
XOpAmp 20 22 8 9 23 8 opamp
*
*  DEVICE MODELS
.model QNPN NPN (BF=50)
.model QPNP PNP (BF=50)
.model DNOM D()
```

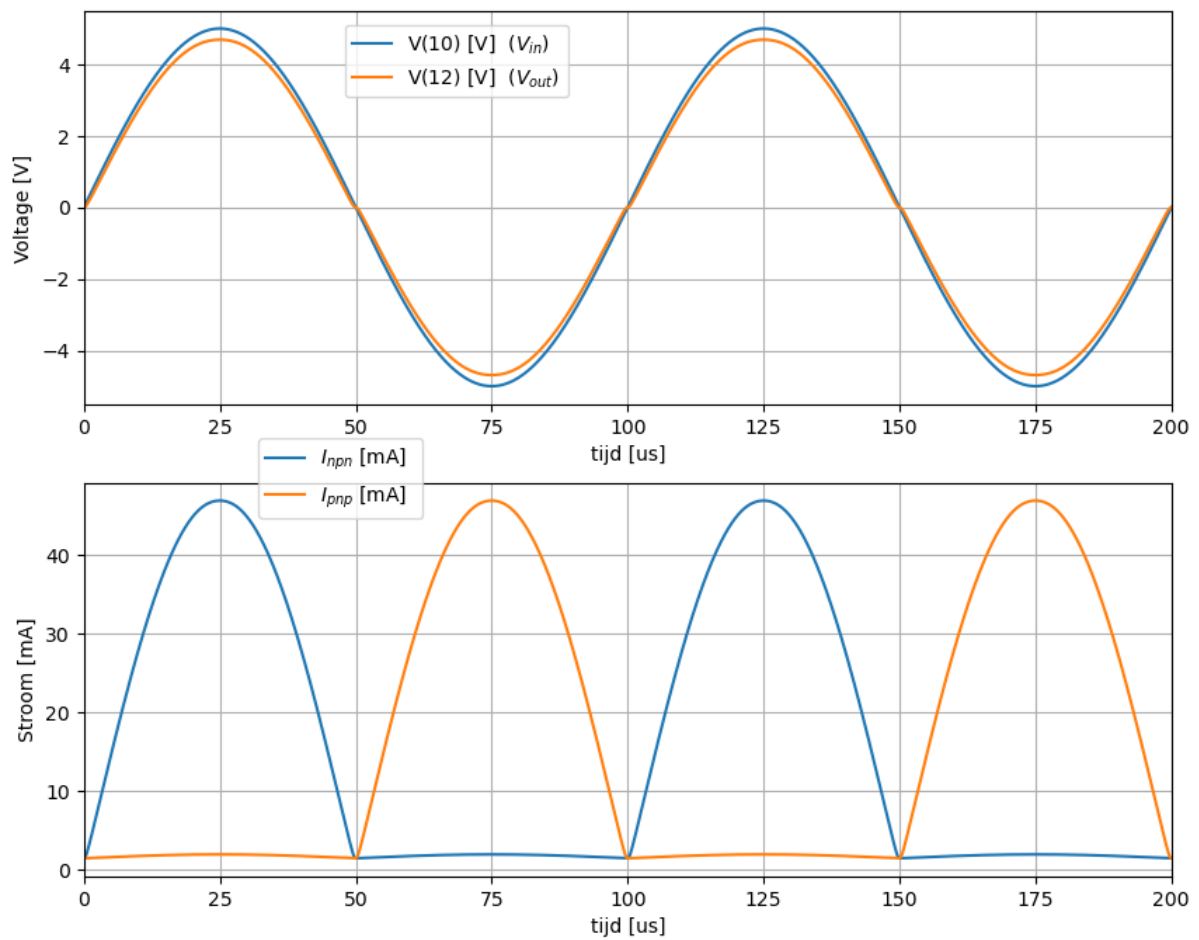


Fig. 2.8: De klasse B versterker: stromen en spanningen als functie van de tijd.

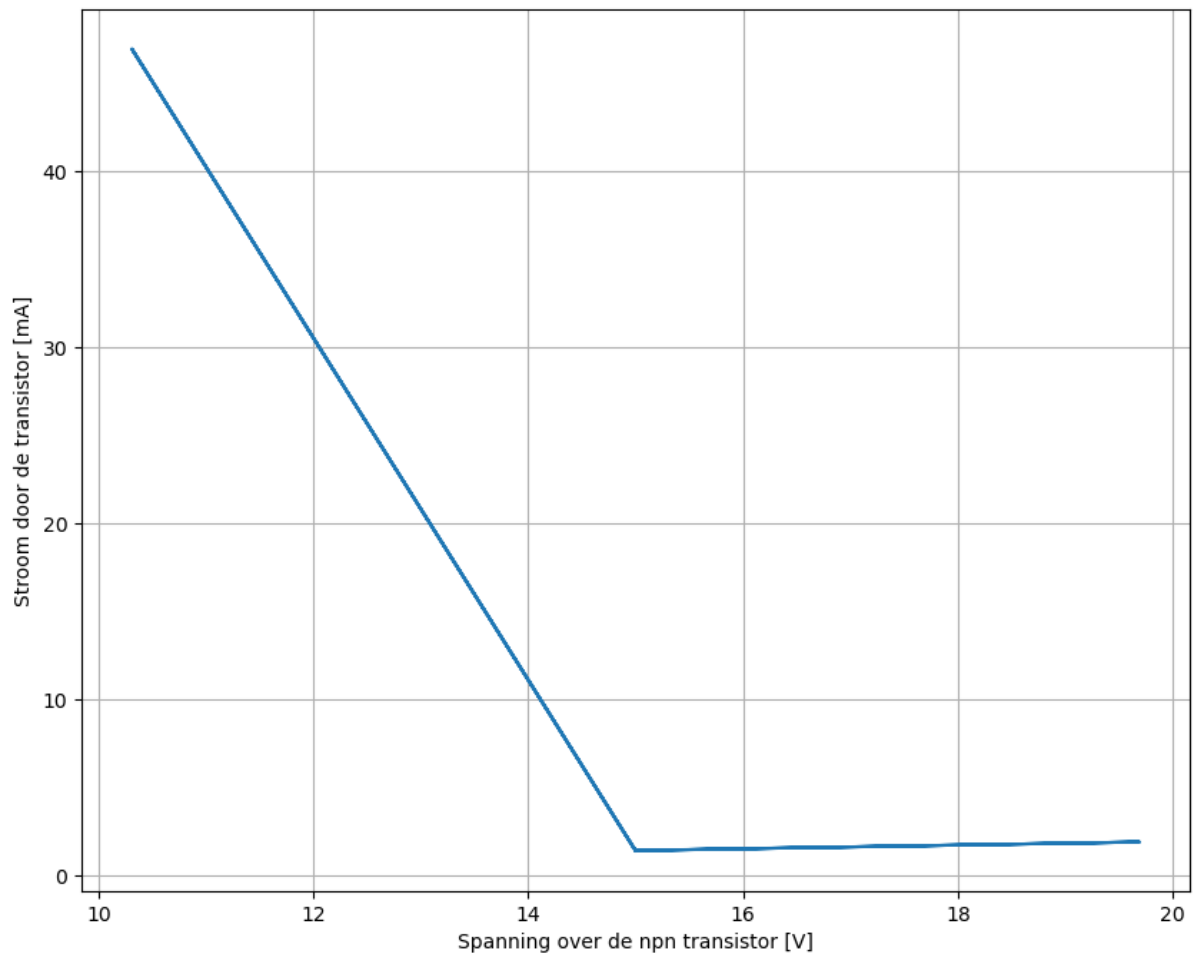


Fig. 2.9: De klasse B versterker: de stroom door een npn transistor als functie van de spanning.

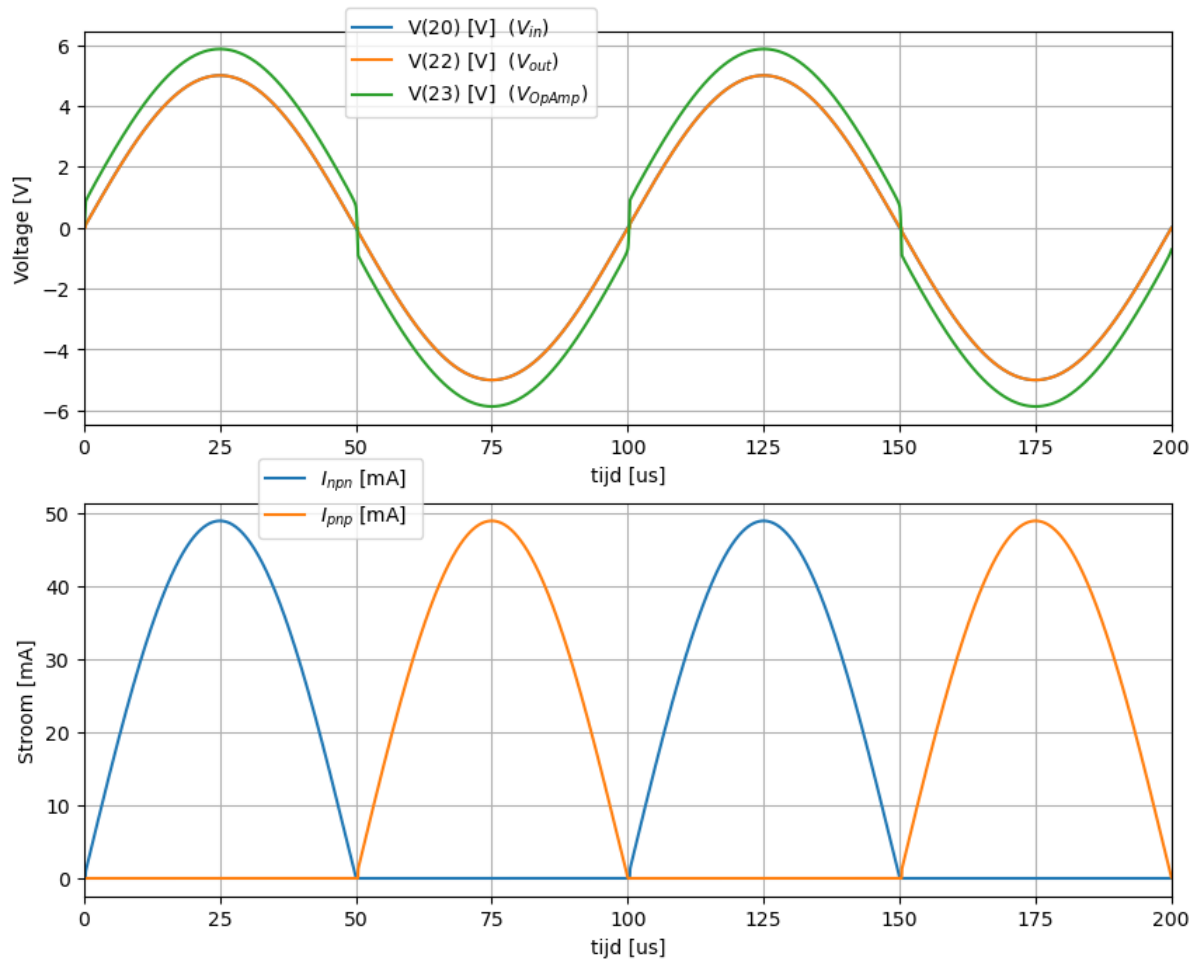


Fig. 2.10: De klasse B versterker teruggekoppeld met een ideale OpAmp: stromen en spanningen als functie van de tijd.

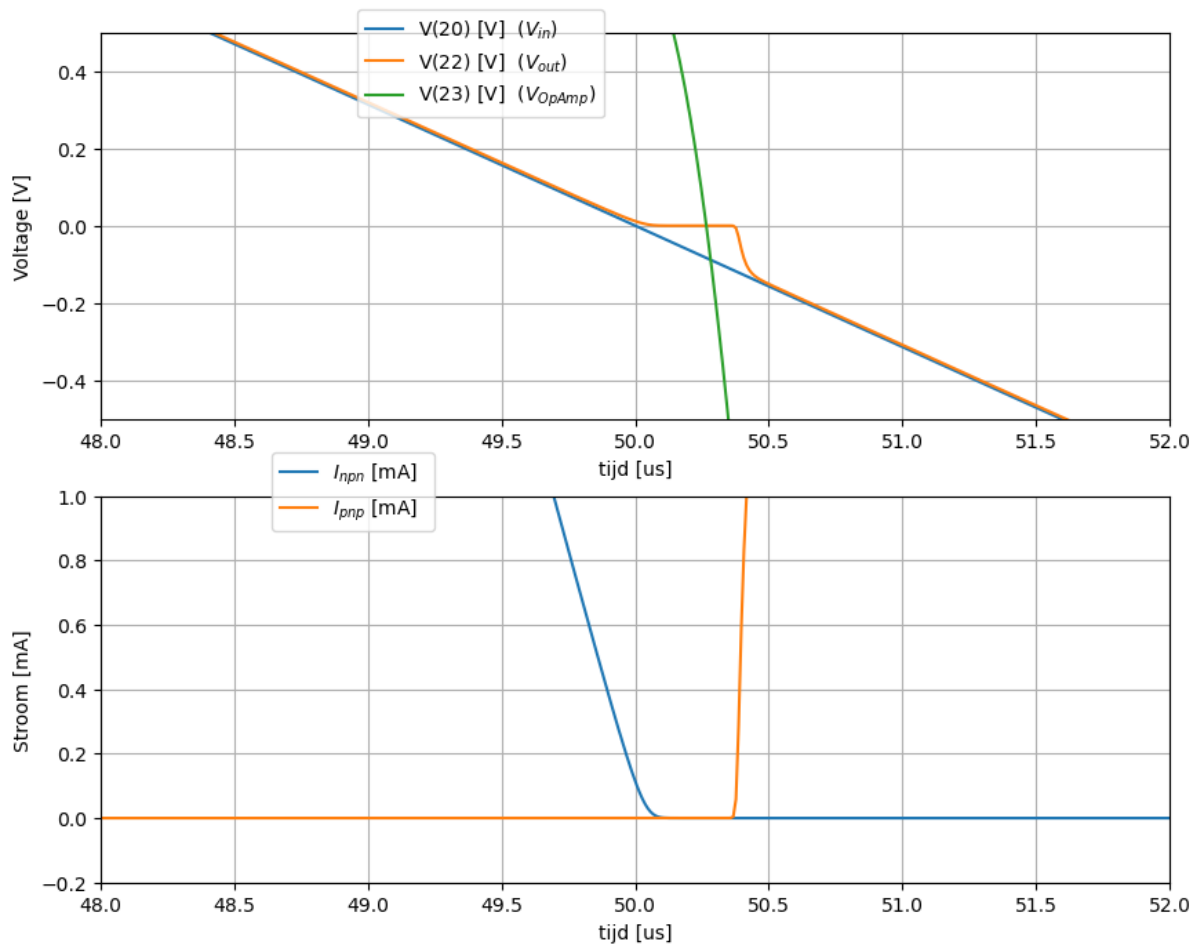


Fig. 2.11: De klasse B versterker teruggekoppeld met een ideale OpAmp: stromen en spanningen als functie van de tijd in de nabijheid van de nuldoorgang.

Spice Listing 2.4: SPICE code met OPAMP feedback

```
.title Klasse B versterker  PUSH-PULL PLACED IN OPAMP FEEDBACK LOOP
*
* SUPPLY VOLTAGES
VPOS 8 0 DC +2.5V
VNEG 9 0 DC -2.5V
*
VS3 20 0 DC 0 SIN(0V 1VPEAK 10KHZ)
*
Q21 8 23 22 QNPN
Q22 9 23 22 QPNP
RL3 22 0 100
*
XOpAmp 20 22 8 9 23 8 opamp
*
* DEVICE MODELS
.model QNPN NPN (BF=50)
.model QPNP PNP (BF=50)
.model DNOM D ()
```

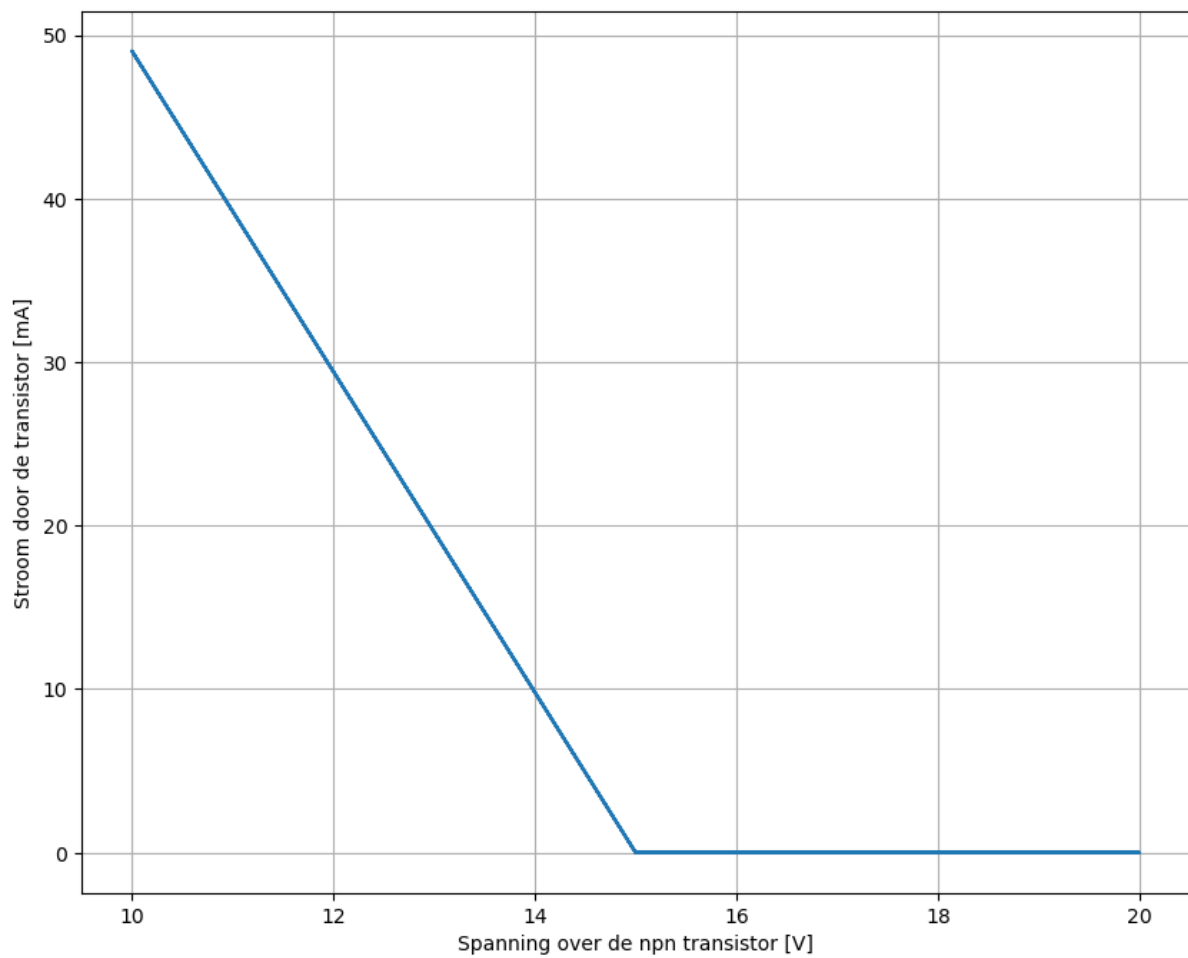


Fig. 2.12: De klasse B versterker: de stroom door een npn transistor als functie van de spanning.

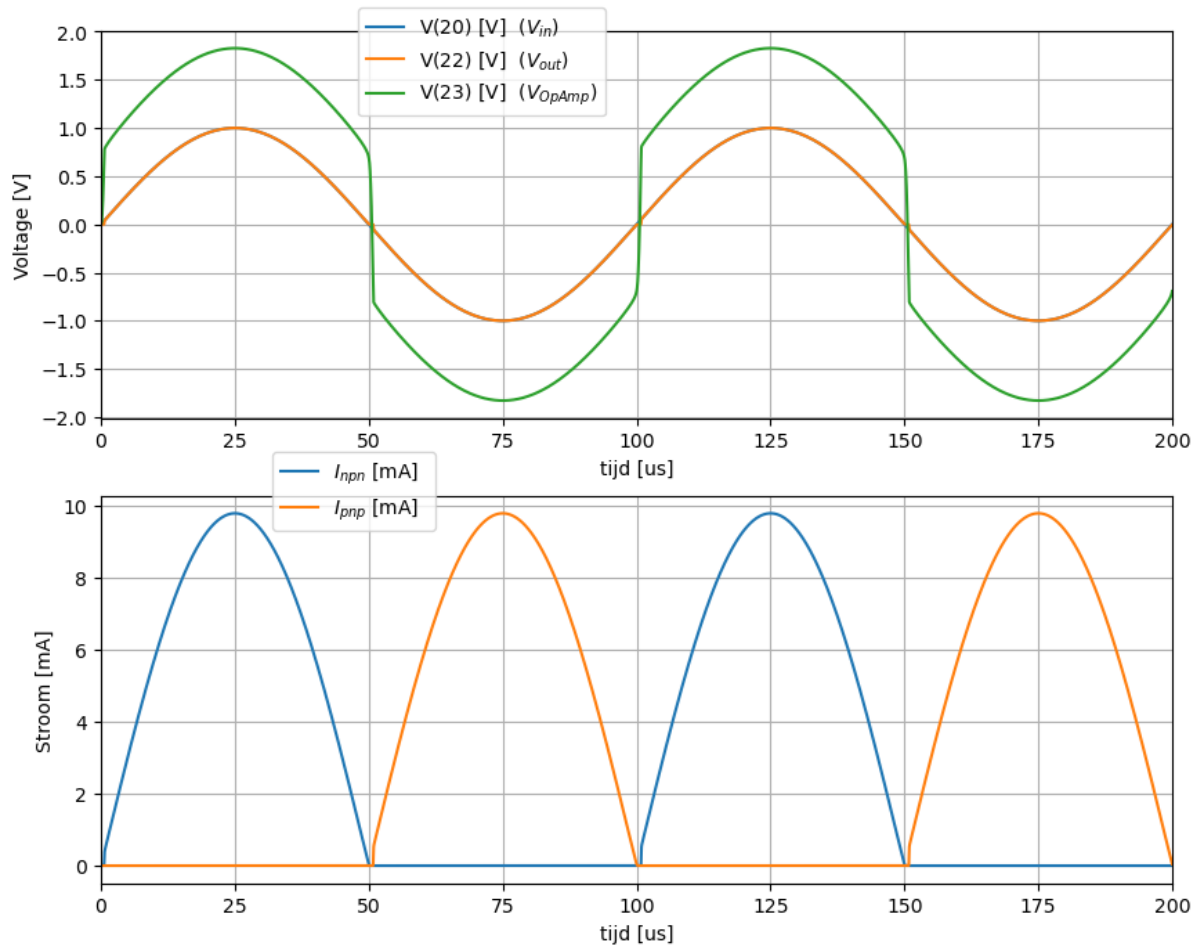


Fig. 2.13: De klasse B versterker met lagere voedingsspanning teruggekoppeld met een ideale OpAmp: stromen en spanningen als functie van de tijd.

Echter, wanneer we een realistisch model van een opamp invoeren, zoals de [LMV981-N](#) van Texas Instruments, zien we een heel ander gedrag in de dode zone.

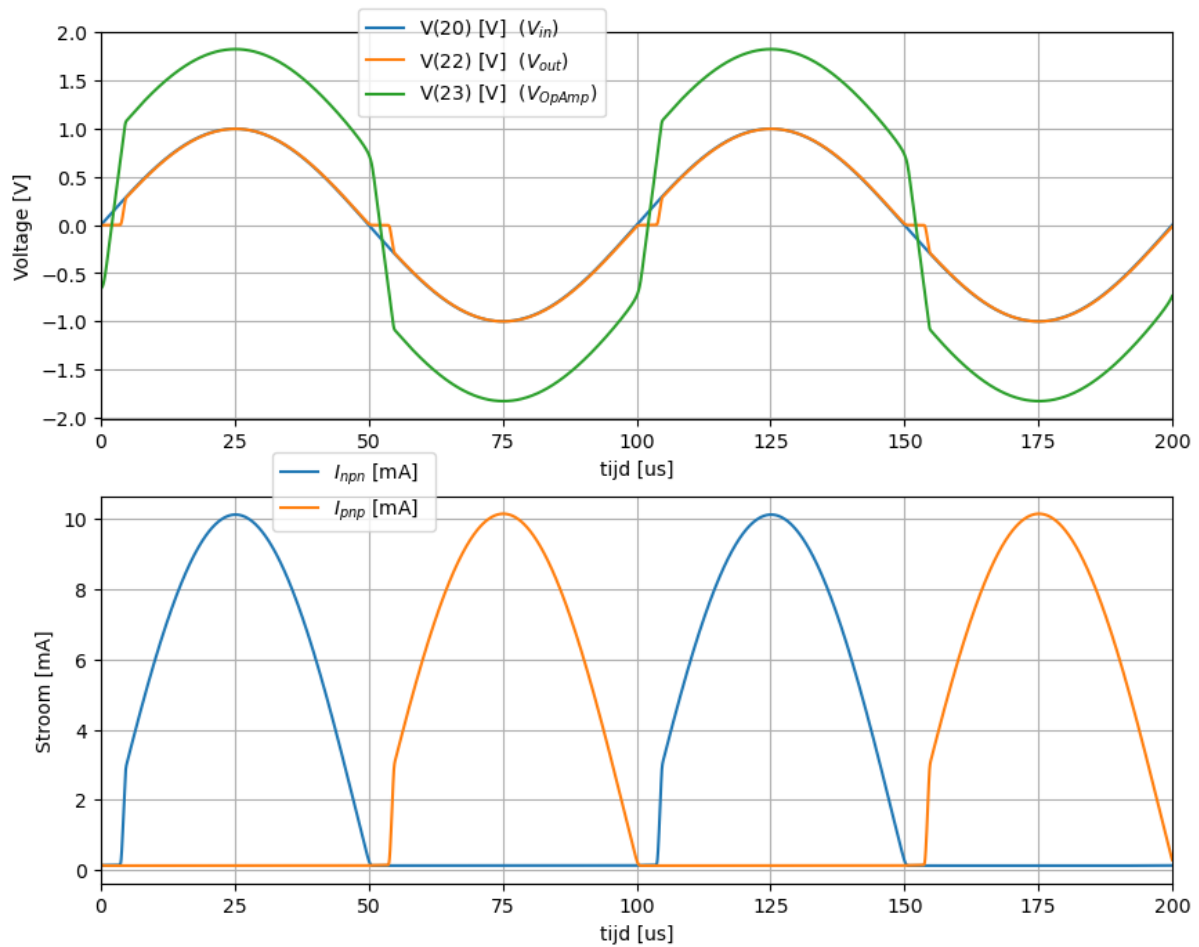
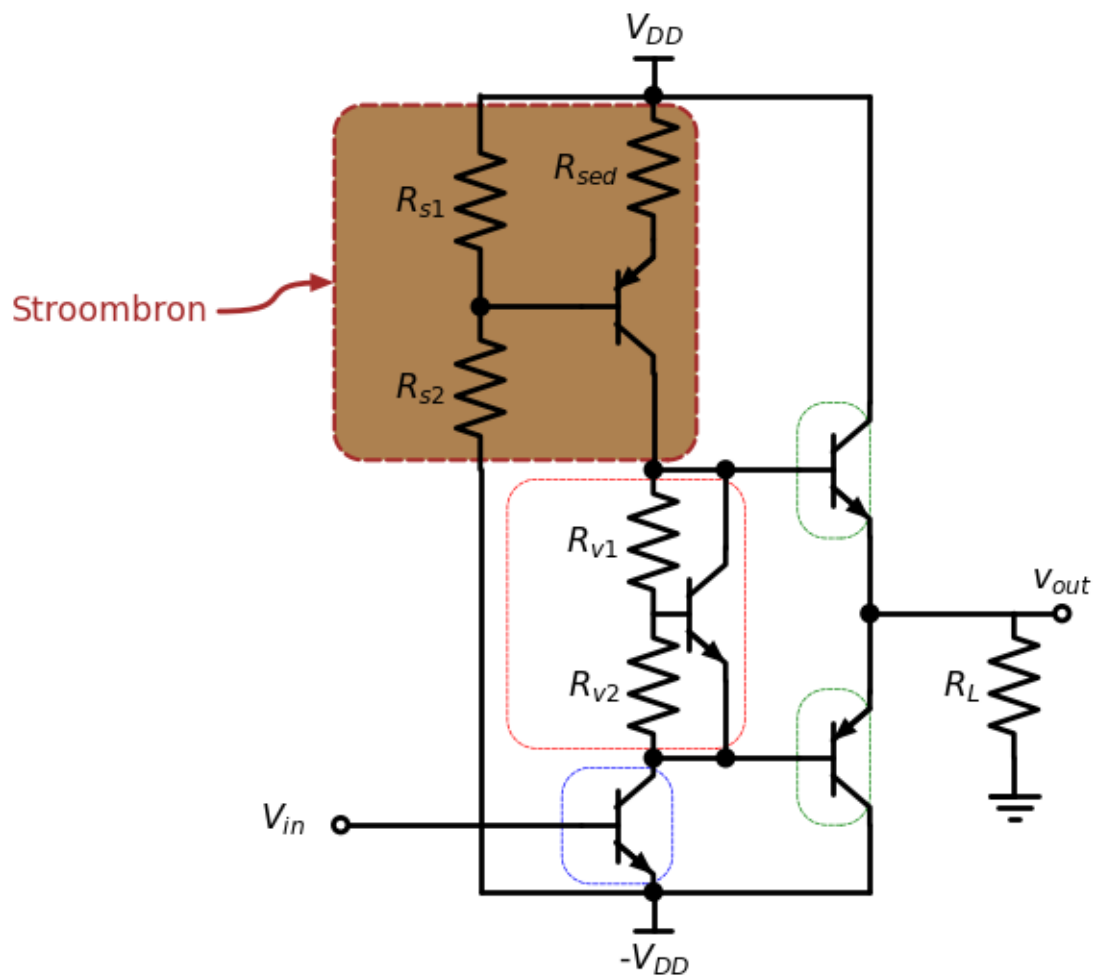
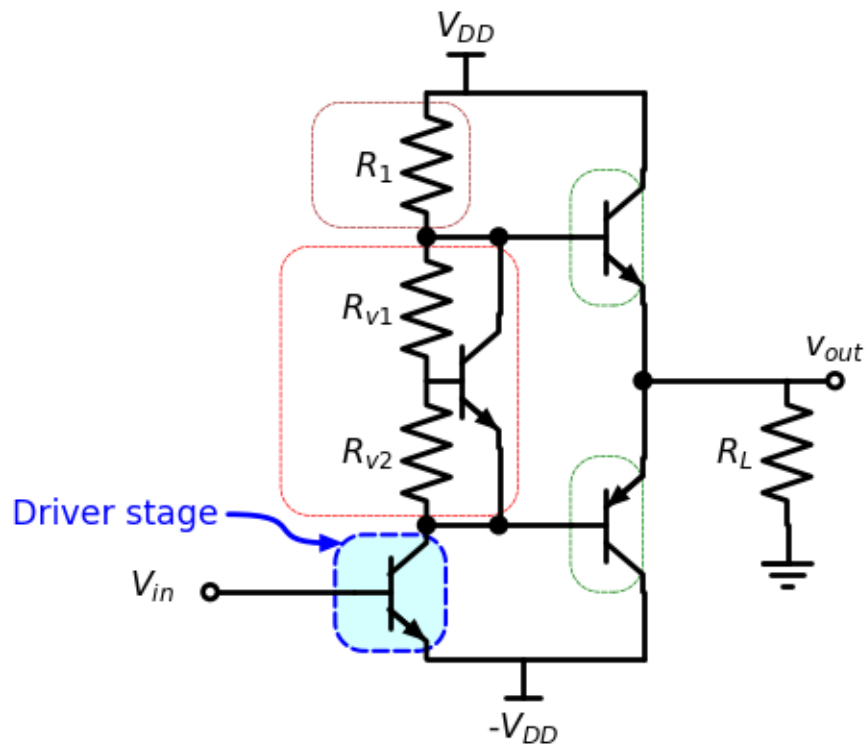


Fig. 2.14: De klasse B versterker met lagere voedinsspanning teruggekoppeld met een realistisch OpAmp model [LMV981-N](#): stromen en spanningen als functie van de tijd.



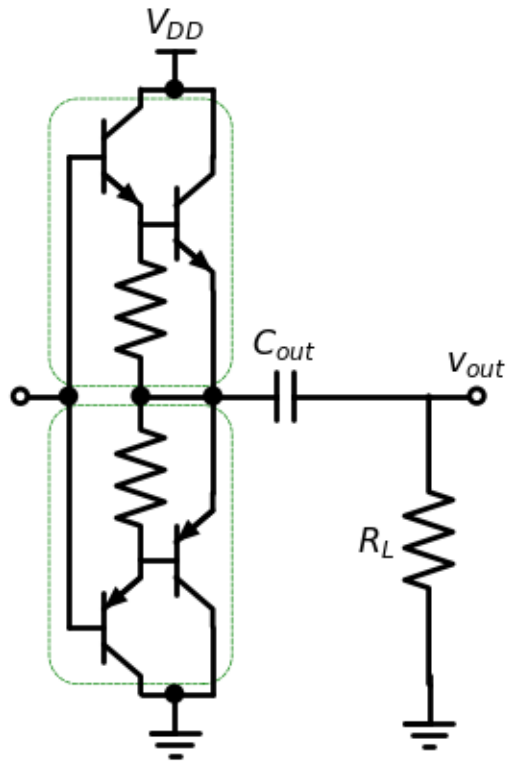
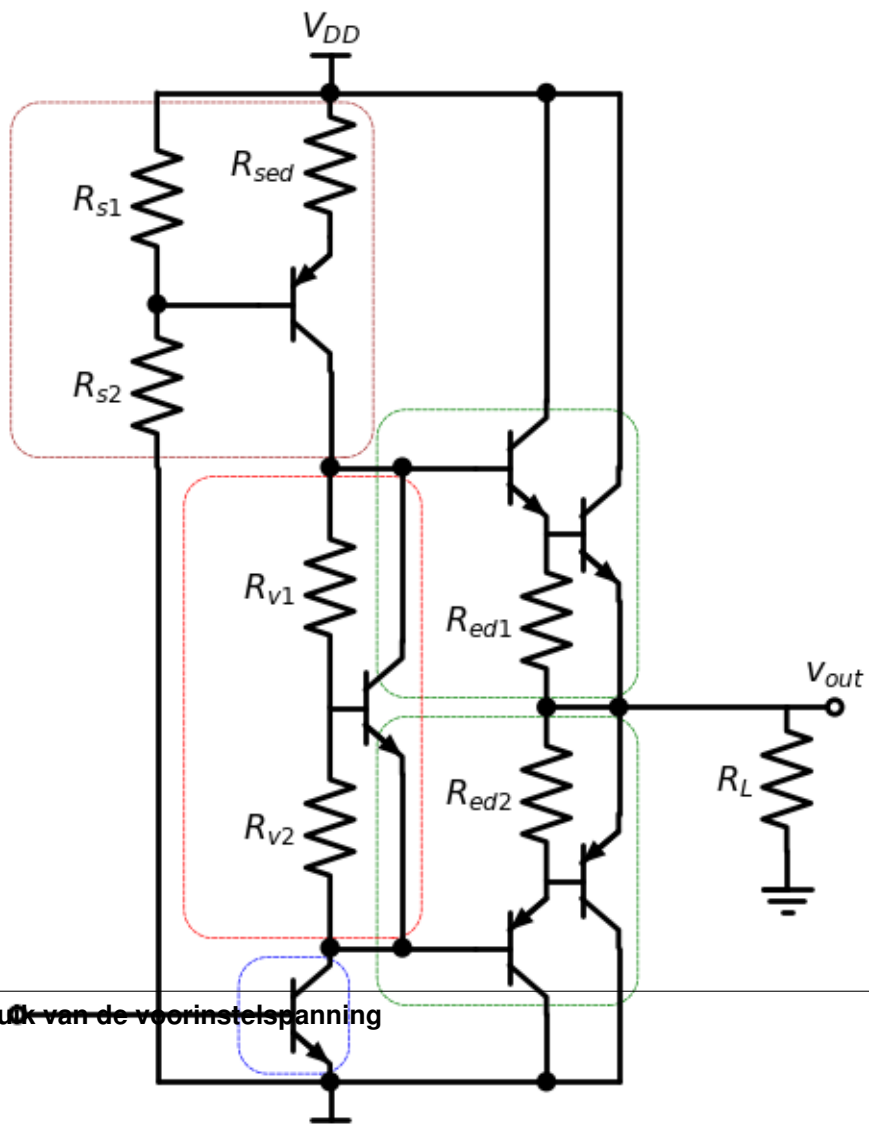
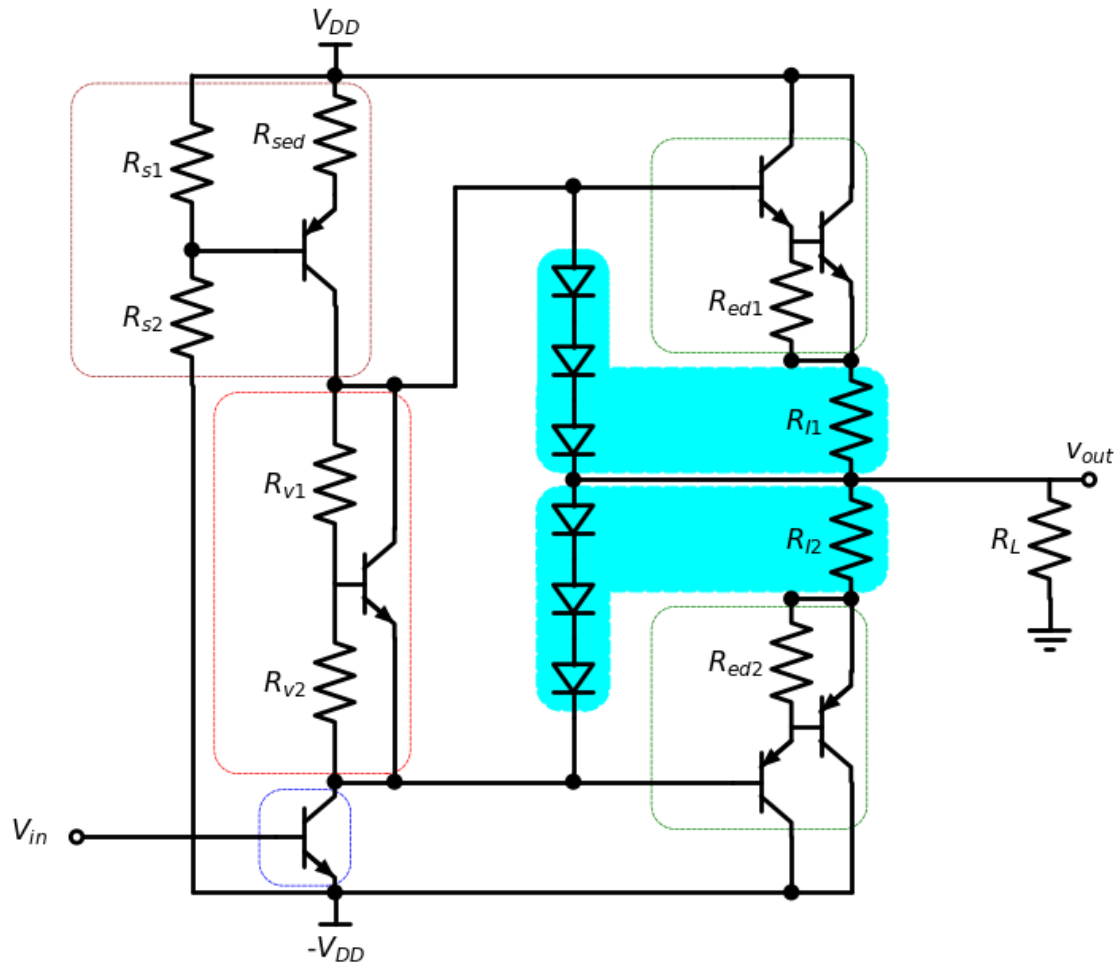


Fig. 2.15: De klasse B versterker met 2 opeenvolgende drive transistors.





2.4 Voorbeeld 1: Klasse B versterker

2.5 Voorbeeld 2: Klasse B versterker

2.6 Voorbeeld 3: Klasse B versterker

2.7 Uitgewerkt voorbeeld van een klasse AB met MOS transistors

In [1] wordt de klasse AB werking getoond aan de hand van het schema in Fig. 2.29. We bestuderen dit schema in meer detail. Eerst bekijken we de voorinsteltak. De 2 weerstanden R , samen met de 2 diodes zorgen ervoor dat zonder aangelegd signaal de spanning V_i gelegen is midden de 2 voedingsspanningen. De 2 weerstanden R zijn dan zo gekozen dat de I_B een DC stroomcomponenten heeft die mooi kan ingesteld worden door R .

Wanneer we vervolgens een AC signaal aanleggen, krijgen we de volgende signalen:

- $V_I + V_D$ aan de ingang van de nMOS transistor M_N
- $V_I - V_D$ aan de ingang van de pMOS transistor M_P

Onder zo goed als alle omstandigheden zullen zowel de nMOS als de pMOS in saturatie zijn. Dit wil zeggen dat de stromen door deze transistors voldoen aan de vergelijkingen:

$$I_n = \mu_n C_{ox} \frac{W_n}{2L_n} (V_{GSn} - V_{Tn})^2$$

31

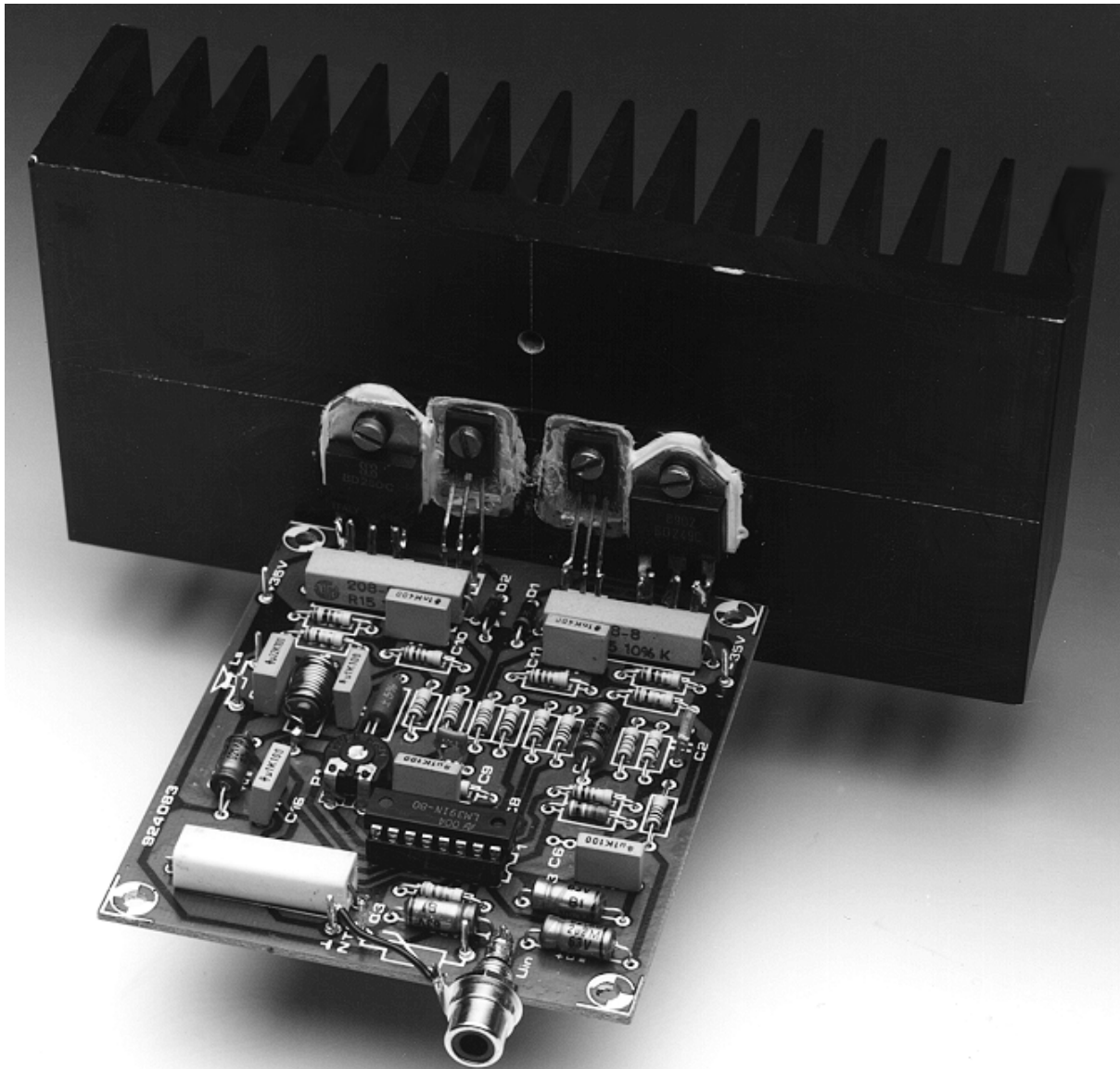


Fig. 2.18: Foto van de versterker

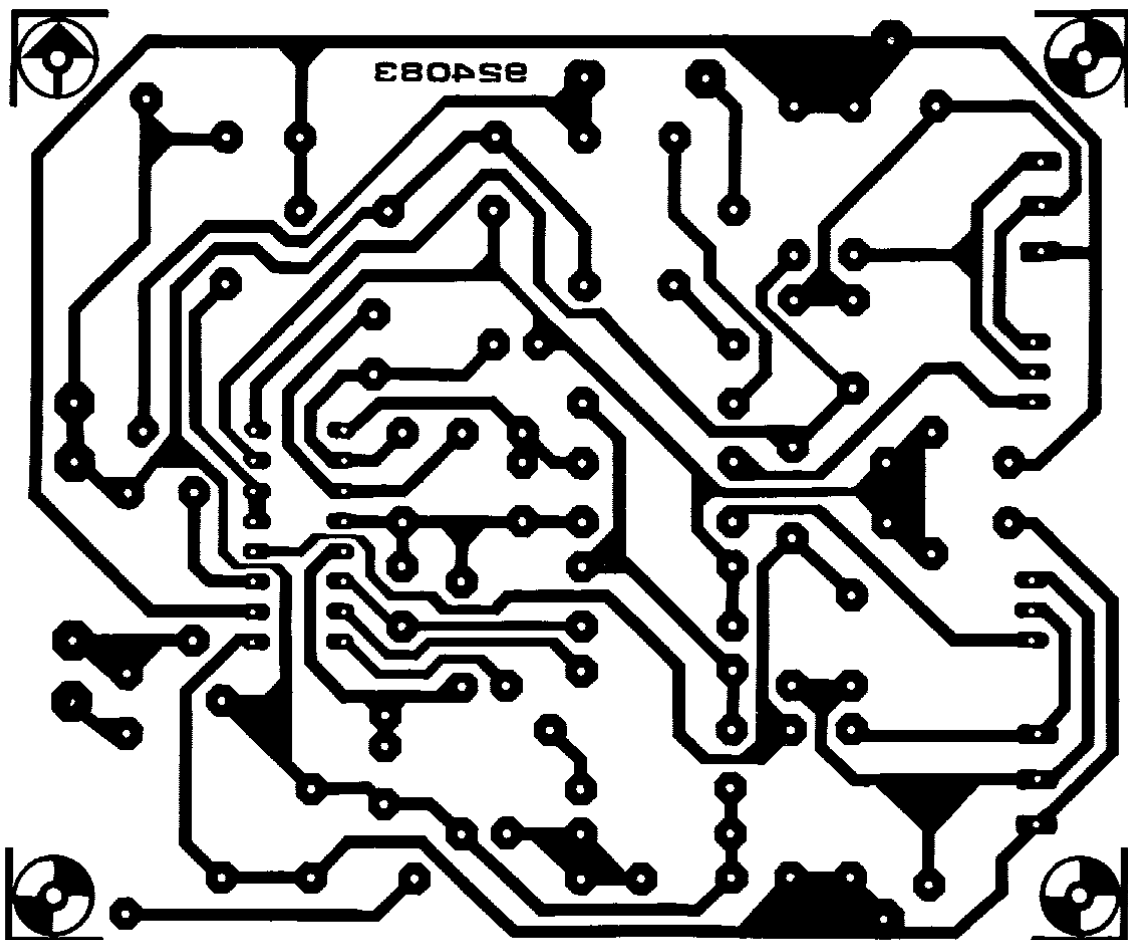


Fig. 2.19: Layout van de versterker



Fig. 2.20: Bestukking van de versterker



Fig. 2.21: Basisschema van de versterker



Fig. 2.22: Interne structuur van de versterkerchip

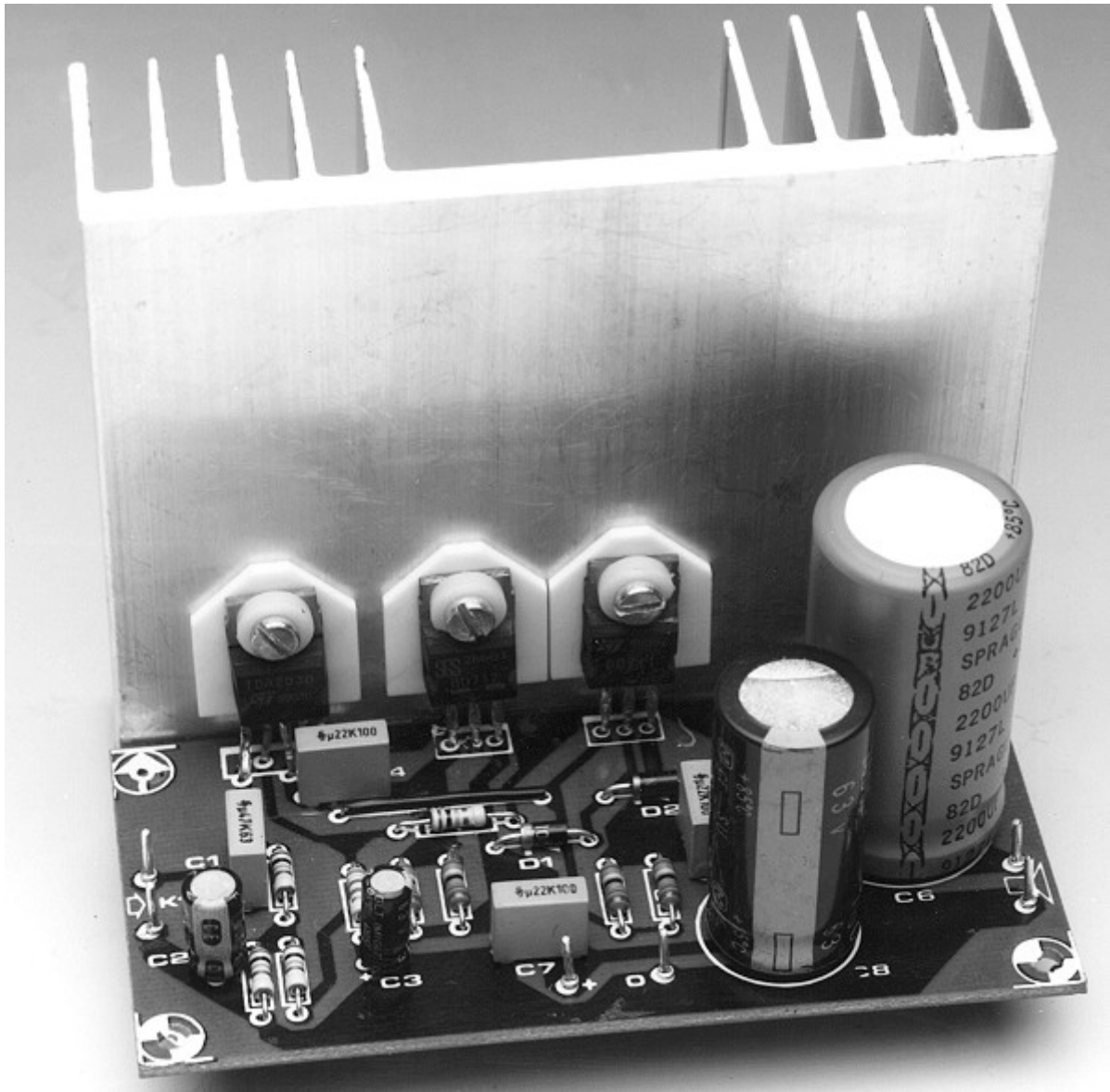


Fig. 2.23: Foto van de versterker

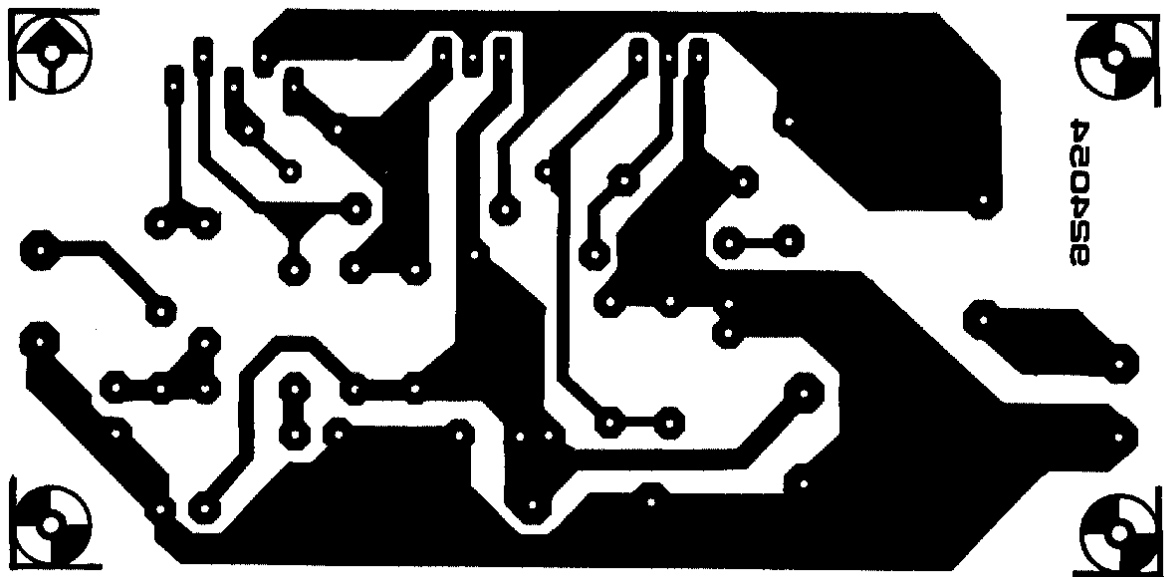


Fig. 2.24: Layout van de versterker

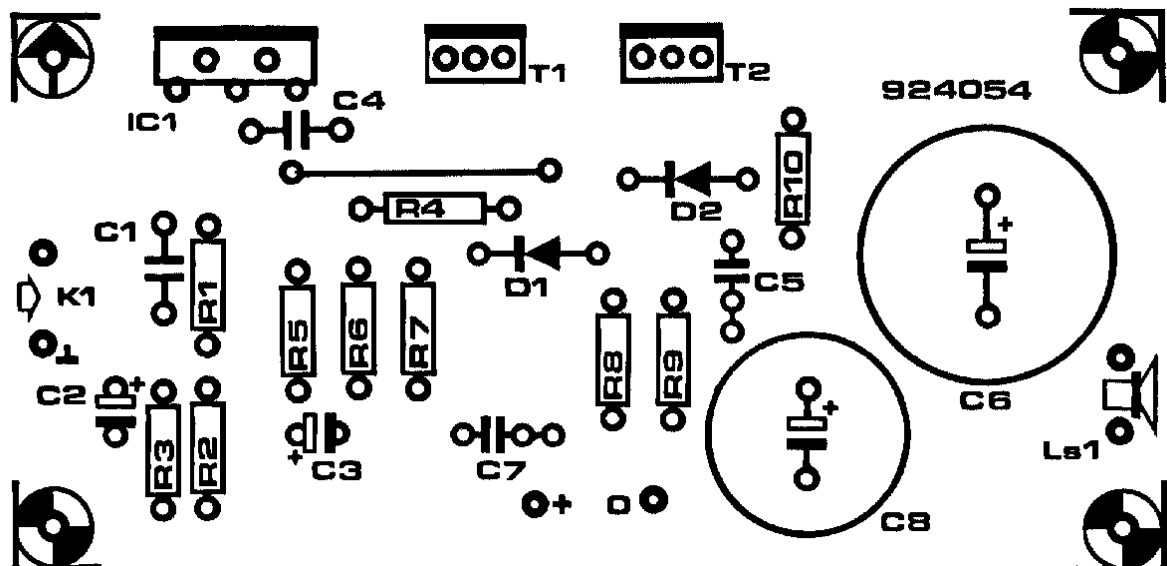


Fig. 2.25: Bestukking van de versterker



Fig. 2.26: Basisschema van de versterker



Fig. 2.27: Foto van de versterker



Fig. 2.28: Layout van de versterker

als $V_{GSn} > V_{Tn}$

$$I_p = \mu_p C_{ox} \frac{W_p}{2L_p} (V_{GSp} - V_{Tp})^2$$

als $V_{GSp} < V_{Tp}$

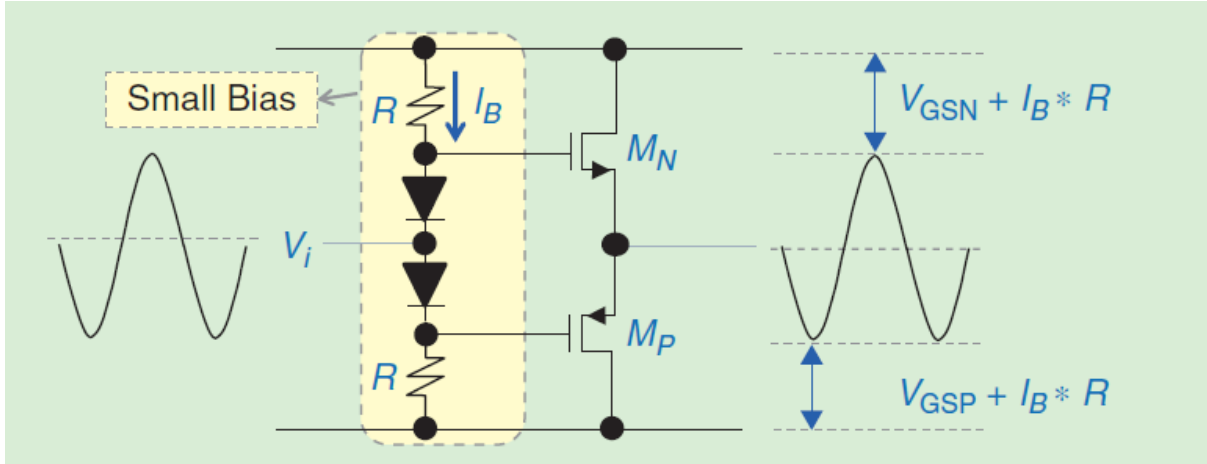


Fig. 2.29: Klasse AB versterker met MOS transistors [1].

Wanneer we de spanning aan de gate en de source invullen krijgen we:

- $I_n = \mu_n C_{ox} \frac{W_n}{2L_n} (V_I + V_D - V_{out} - V_{Tn})^2$ als $V_I + V_D - V_{out} > V_{Tn}$
- $I_p = \mu_p C_{ox} \frac{W_p}{2L_p} (V_I - V_D - V_{out} - V_{Tp})^2$ als $V_I - V_D - V_{out} < V_{Tp}$
- $V_{out} = (I_n - I_p) R_L$

In Fig. 2.30 berekenen we deze stromen. We veronderstellen hierbij dat: $\mu_n C_{ox} \frac{W_n}{2L_n} = \mu_p C_{ox} \frac{W_p}{2L_p} = 0.02 \text{ A/V}^2$, $V_D = 0.7 \text{ V}$, $V_{Tn} = 0.3 \text{ V}$, $V_{Tp} = -0.3 \text{ V}$ en $R_L = 80 \Omega$.

In Fig. 2.31 zoomen we in op een detail rond de oorsprong.



Fig. 2.30: Transfer curve en stroom van de beide transistors.

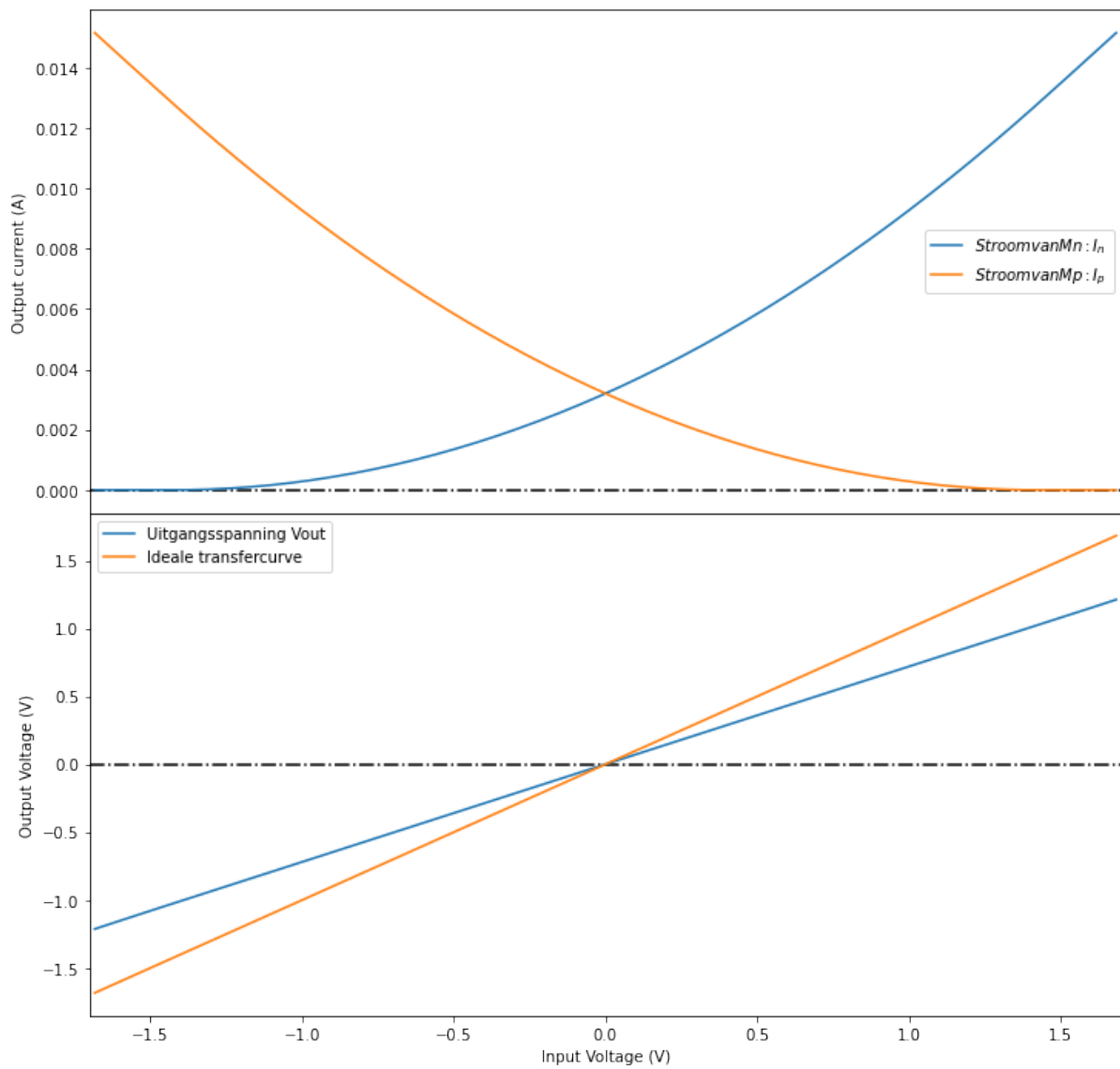


Fig. 2.31: Detail van de zone rond de oorsprong. We zien dat hier beide transistors in geleiding zijn.

Klasse G versterkers

3.1 Indeling vermogenversterkers

In Tabel 3.1 hernemen we een overzicht van de verschillende versterkers die we bespreken in de leerlijn analoge elektronica.

Tabel 3.1: Indeling van de vermogenversterkers

	laagfrequent of breedband	hoogfrequent of resonant
1 transistor in de vermogentrap	Klasse A	Klasse C Klasse F Klasse E
2 of meer transistors in de vermogentrap	Klasse B Klasse G	Klasse D

3.2 Basisschema

Spice Listing 3.1: basis Klasse G circuit

```
Klasse G versterker
*
* SUPPLY VOLTAGES
VPOS1 8 0 DC +70
VNEG1 6 0 DC -70V
VPOS2 5 0 DC +20V
VNEG2 4 0 DC -20V
*
* input source
VS1 1 0 DC 0 SIN(0V 48VPEAK 10KHZ)
*
* PUSH-PULL TRANSISTOR OUTPUT STAGE
Q1h 8 1 9 QNPN
Q1s 9 12 2 QNPN
Q2s 7 13 2 QPNP
Q2h 6 1 7 QPNP
*
Dpos 5 9 DNOM
```

(Vervolgt op volgende pagina)

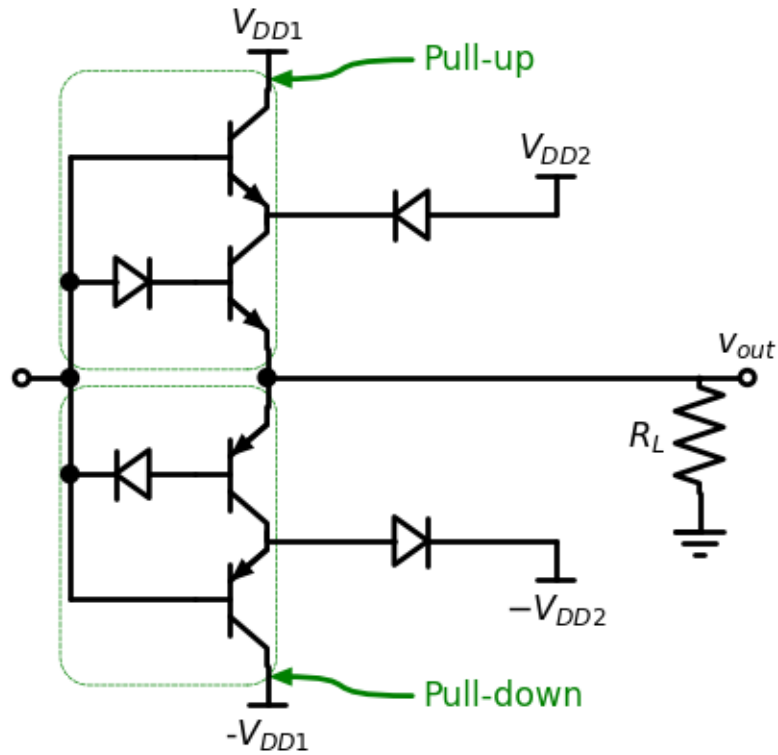


Fig. 3.1: Basisschema van de klasse G versterker met compensatie voor de saturatie spanning.

(Vervolgd van vorige pagina)

```
Dneg 7 4 DNOM
*
*compensatie Vsat
Db1 1 12 DNOM
Db4 13 1 DNOM
*
* Load resistance
RL1 2 0 8
*
* DEVICE MODELS
.model QNPN NPN (BF=50)
.model QPNP PNP (BF=50)
.model DNOM D()
```




Fig. 3.2: Klasse G versterker: stromen en spanningen als functie van de tijd.

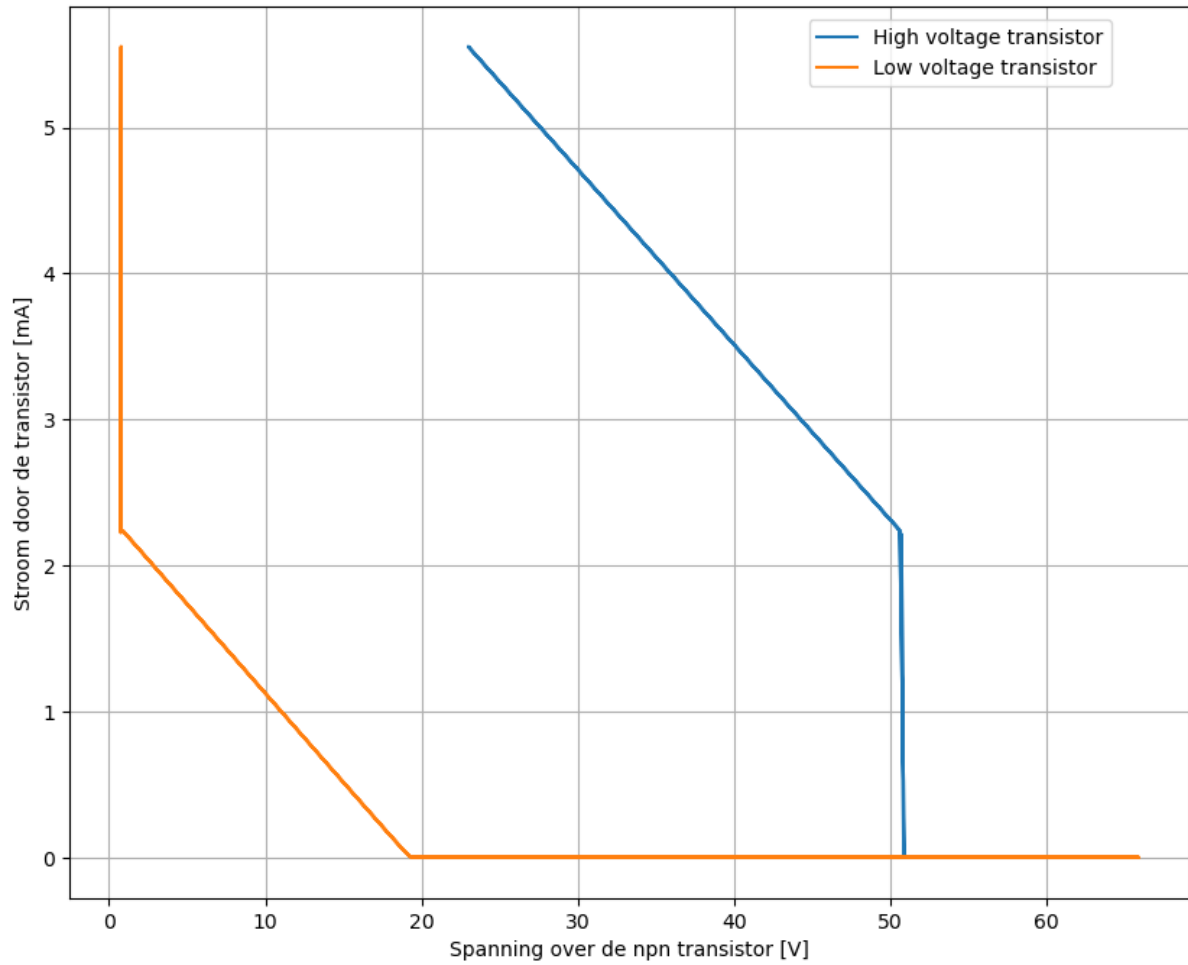


Fig. 3.3: Klasse G versterker: de stroom door de verschillende transistor als functie van de spanning over deze transistors.

Deel II

Voedingen

Buck Converter of step-down Converter

In dit hoofdstuk bespreken we de voedingen die een (eventueel veranderlijke) ingangsspanning omzetten in een stabiele en ook lagere uitgangsspanning. In het engels gebruiken we hiervoor typisch de volgende namen:

- Buck converter
- Step-down converter

4.1 Zonder belasting van de uitgang

```
ratio = 0.4166666666666667 sr
RLoad = 3.125  $\Omega$ 
period = 2.5000000000000004  $\mu$ s
duty_cycle = 1.0416666666666667  $\mu$ s
ripple_current = 0.6 A
L = 12.152777777777779  $\mu$ H
Cout = 19.53125  $\mu$ F
Cint = 13.020833333333332  $\mu$ F
```

4.2 Onder belasting van de uitgang: 5uA

```
ratio = 0.4166666666666667 sr
RLoad = 1.25  $\Omega$ 
period = 2.5000000000000004  $\mu$ s
duty_cycle = 1.0416666666666667  $\mu$ s
ripple_current = 1.5 A
L = 4.861111111111112  $\mu$ H
Cout = 312.5  $\mu$ F
Cint = -26.04166666666667  $\mu$ F
```



Fig. 4.1: Schakelspanning en bekomen spanning voor een step-down converter met een inputspanning van 12 V die opstart van 0V naar 5V, zonder stroom aan de uitgang. De gewenste spanning is aangegeven in het rood.



Fig. 4.2: Schakelspanning en bekomen spanning voor een step-down converter met een inputspanning van 12 V die opstart van 0V naar 5V, onder een uitgangsstroom van 5 uA. De gewenste spanning is aangegeven in het rood.

Boost Converter of Step-up Converter

De relatie tussen de Duty cycle (D) en de uitgangsspanning (V_{uit}) voor een gegeven ingangsspanning (V_{in}) kunnen we het best berekenen vanuit het perspectief van de stroomverandering door het spoel. Inderdaad, de spanning over het spoel is evenredig met de stroomstijging per tijdseenheid.

$$U_L = L \frac{dI}{dt}$$

Hieruit volgt dat tijdens de tijd dat de transistor aan staat (T_{on}):

$$U_L = L \frac{\Delta I}{T_{on}}$$

en tijdens de tijd dat de transistor af staat (T_{off}):

$$U_L = L \frac{-\Delta I}{T_{off}}$$

We vullen dit in en we bekomen:

$$U_L = L \frac{\Delta I}{T_{on}} =$$

$$U_L = -L \frac{\Delta I}{T_{off}} =$$

met ** zijnde ***. Uit beide vergelijkingen kunnen we nu $L\Delta I$ extraheren en deze 2 waardes aan elkaar gelijkstellen. Dit geeft:

$$L\Delta I = T_{on}() = -T_{off}()$$

Wanneer we deze vergelijking nu oplossen naar V_{uit} en de stroom door het spoel I_L bekomen we:

$$V_{uit} = \frac{1}{1-D} V_{in} - V_D - \frac{1}{1-D} R_L I_L - \frac{D}{1-D} R_T I_L$$

In de meeste gevallen willen we echter de uitgangsspanning als functie van een gegeven uitgangsstroom I_{out} .

$$V_{uit} = \frac{1}{1-D} V_{in} - V_D - \frac{1}{(1-D)^2} R_L I_{out} - \frac{D}{(1-D)^2} R_T I_{out}$$

We kunnen de vergelijking ook schrijven in functie van de duty cycle D . We zien dat er hier 2 oplossingen zijn.



Fig. 5.1: Visualisatie van de werking van de boost convertor

5.1 Oefening Boost convertor

5.1.1 opgave

Het onderstaande schema beschikbaar op het [internet](#). De ingangsspanning is 12V en de uitgangsspanning is 48V. De voorwaartse spanning over **D1** is typisch 0.45V en de aan weerstand van **M1** is typisch 0.028Ω . De weerstand van het spoel L1 is verwaarloosbaar klein ten opzichte van de weerstand R_{SENSE} (zie schema) die wel moet meegerekend worden.

1. Wat is de duty cycle als er een verwaarloosbare stroom aan de uitgang loopt?
2. Bereken de duty cycle D als een functie van de stroom I_L
3. Bereken de duty cycle D als een functie van de stroom I_{out} . Hier bekijken we enkel de duty cycle waarbij een stabiele waarde van de stroom wordt bekomen.
4. Bereken de efficiëntie als een functie van de stroom I_{out}
5. Bereken de efficiëntie als een functie van de output Power P_{out} .
6. Hoe verandert deze efficiëntie als de chip nog bijkomend 22mA uit de 12V voeding verbruikt?



Fig. 5.2: Commercieel boost convertor circuit

5.1.2 Oplossing

We berekenen hier eerst de duty cycle als een functie van de stroom die door het spoel loopt (I_L).

Bereken de duty cycle D als een functie van de stroom I_L

$$D(V_{in} - (R_L + R_{SENSE} + R_T)I_L) + (1 - D)(V_{in} - V_D - (R_L + R_{SENSE})I_L - V_{out}) = 0$$

$$D(V_{in} - (R_L + R_{SENSE} + R_T)I_L) - D(V_{in} - V_D - (R_L + R_{SENSE})I_L - V_{out}) = V_{out} + V_D + (R_L + R_{SENSE})I_L - V_{in}$$

$$D(-R_T I_L) - D(-V_D - V_{out}) = V_{out} + V_D + (R_L + R_{SENSE})I_L - V_{in}$$

$$D(V_{out} + V_D - R_T I_L) = V_{out} + V_D + (R_L + R_{SENSE})I_L - V_{in}$$

$$D = \frac{V_{out} + V_D + (R_L + R_{SENSE})I_L - V_{in}}{(V_{out} + V_D - R_T I_L)}$$

$$D = \frac{36.45 + 0.005I_L}{48.45 - 0.028I_L}$$

Fig. 5.3 toont het verloop van de bekomen Duty Dycle als een functie van de stroom die door het spoel loopt (I_L).

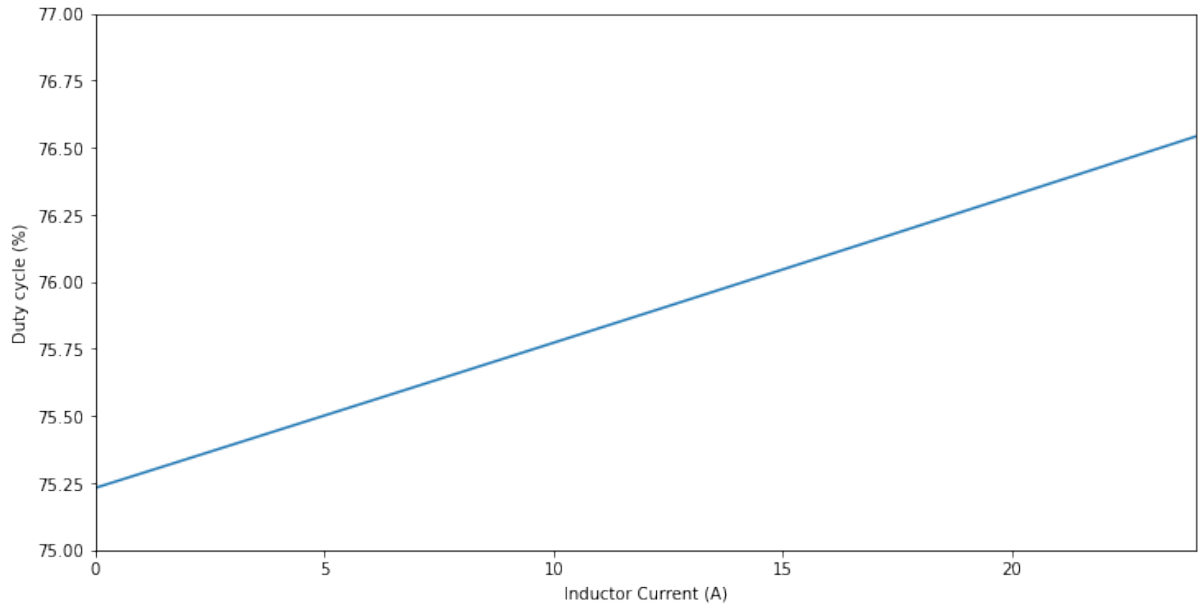


Fig. 5.3: Duty cycle als een functie van de stroom door de spoel

Wanneer we deze grafiek bekijken, lijkt het in dit geval dat we een lineaire benadering kunnen uitvoeren. $D = \frac{36.45 + 0.005I_L}{48.45 - 0.028I_L}$

Dit doen we door een reeks ontwikkeling van de noemer uit te werken:

$$D = \frac{36.45}{48.45} \left(1 + \frac{0.005}{36.45} I_L \right) \left(1 + \frac{0.028}{48.45} I_L + \dots \right)$$

en deze reeks vervolgens te benaderen door de eerste term:

$$D \approx \frac{36.45}{48.45} \left(1 + \frac{0.005}{36.45} I_L \right) \left(1 + \frac{0.028}{48.45} I_L \right)$$

$$D \approx \frac{36.45}{48.45} \left(1 + \left(\frac{0.005}{36.45} + \frac{0.028}{48.45} \right) I_L \right)$$

$$D \approx 0.7523 (1 + 0.000715 I_L)$$

Bereken de duty cycle D als een functie van de stroom I_{out}

$$I_L(1 - D) = I_{out}$$

$$D(V_{out} + V_D - R_T I_L) = V_{out} + V_D + (R_L + R_{SENSE}) I_L - V_{in}$$

$$D((1 - D)(V_{out} + V_D) - R_T I_{out}) = (1 - D)(V_{out} + V_D - V_{in}) + (R_L + R_{SENSE}) I_{out}$$

$$-(V_{out} + V_D) D^2 + (2V_{out} + 2V_D - R_T I_{out} - V_{in}) D - (V_{out} + V_D - V_{in} + (R_L + R_{SENSE}) I_{out})$$

$$D = \frac{-(2V_{out} + 2V_D - R_T I_{out} - V_{in}) + \sqrt{(2V_{out} + 2V_D - R_T I_{out} - V_{in})^2 - 4(V_{out} + V_D)(V_{out} + V_D - V_{in} + (R_L + R_{SENSE}) I_{out})}}{-2(V_{out} + V_D)}$$



Fig. 5.4: Duty cycle als een functie van de stroom aan de uitgang

Aangezien de duty cycle erg lineair was als functie van I_L kunnen we dit ook als basis nemen voor de verdere berekening van de duty cycle als functie van de I_{out}

$$D \approx 0.7523 (1 + 0.000715 I_L)$$

$$D \approx 0.7523 \left(1 + 0.000715 \frac{I_{out}}{1 - D} \right)$$

$$D(1 - D) = 0.7523 (1 - D + 0.000715 I_{out})$$

$$D^2 - D + 0.7523 (1 - D + 0.000715 I_{out}) = 0$$

$$D^2 - 1.7523 D + 0.7523 + 0.0005378945 I_{out} \approx 0$$

Opnieuw heeft deze vierkantsvergelijking 2 oplossingen. De berekening met de + levert ons het onstabiele stroompunt op. De correcte benadering vinden we in:

$$D \approx \frac{1.7523 - \sqrt{1.7523^2 - 4(0.7523 + 0.0005378945 I_{out})}}{2}$$

Fig. 5.4 toont dat zowel de correcte berekening als de benadering weinig van elkaar verschillen.

```
0.0005378945
```

```
(0.06135528999999984, 0.03506752229514367)
```

```
(0.75230000000000002, 0.0021715563181267687)
```

$$D \approx \frac{1.7523 - \sqrt{0.061355(1 - 0.035 I_{out})}}{2}$$

$$D \approx 0.7523 + 0.00217 I_{out}$$

Bereken de efficiëntie als een functie van de stroom I_{out}



Fig. 5.5: efficiëntie als een functie van de stroom aan de uitgang

Bereken de efficiëntie als een functie van de output Power P_{out}

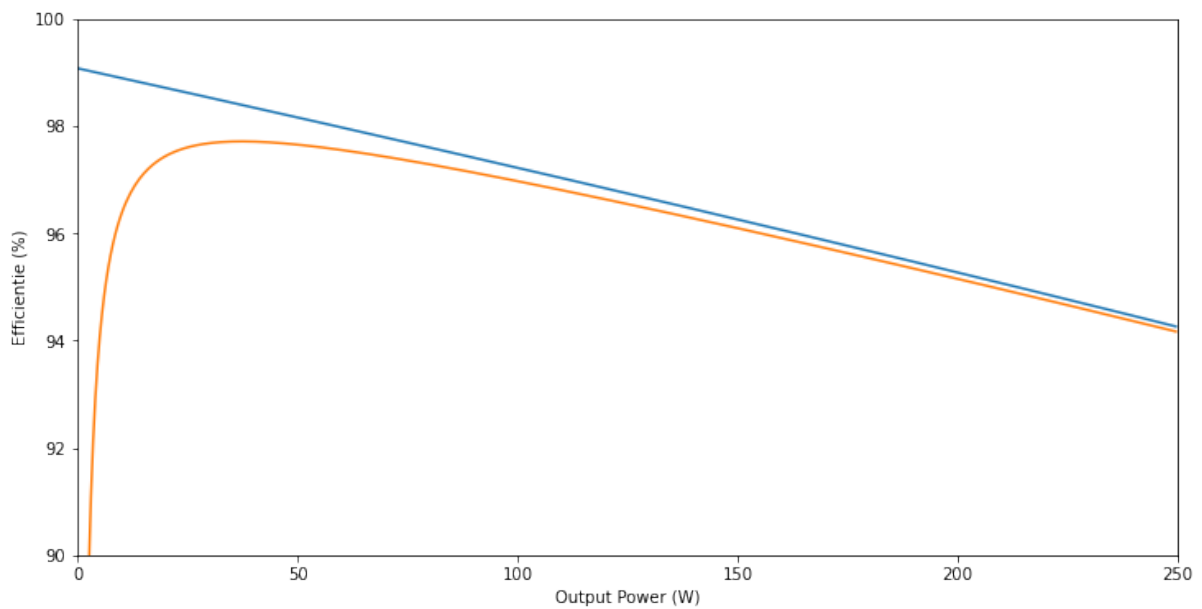


Fig. 5.6: Efficiëntie als een functie van de output power

5.2 Boost Converter oefening 2

(a) Het schema in Fig. 5.7 komt uit een [datasheet](#) die je van het internet kan downloaden. Wat verwacht je dat er binnen in deze component zit en hoe werkt dit circuit dan? De R_{on} van de schakeltransistor veronderstel je 0.3Ω en de weerstand van het spoel L1 mag je verwaarlozen, VD veronderstel je $0.3V$.

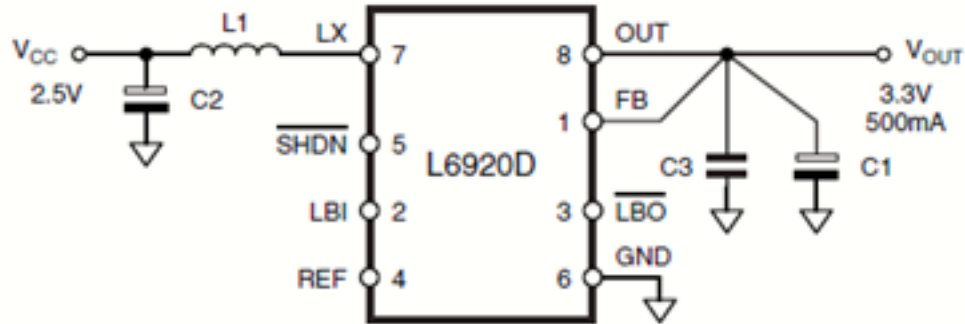


Fig. 5.7: Schema van een Step-up converter ontworpen door ST-microelectronics [bron toevoegen].

(b) Reken uit hoe de Duty cycle en de efficiëntie veranderen als de output stroom gaat van 0 mA naar 500 mA.

5.3 Boost Converter oefening 3



Fig. 5.8: (links) Duty-cycle als functie van de input spanning en (rechts) efficiëntie als functie van de output stroom voor de ontworpen Step-up converter.

```
0.0 12.3 12.33 12.405000000000001
0.1 11.07 11.136666666666667 11.303333333333335
0.3 8.61 8.78142857142857 9.209999999999999
0.5 6.15 6.51 7.41
0.7 3.6900000000000001 4.490000000000001 6.49
0.9 1.2299999999999998 4.23 11.73
```



Fig. 5.9: Duty cycle als functie van de input spanning voor de ontworpen Step-up converter.

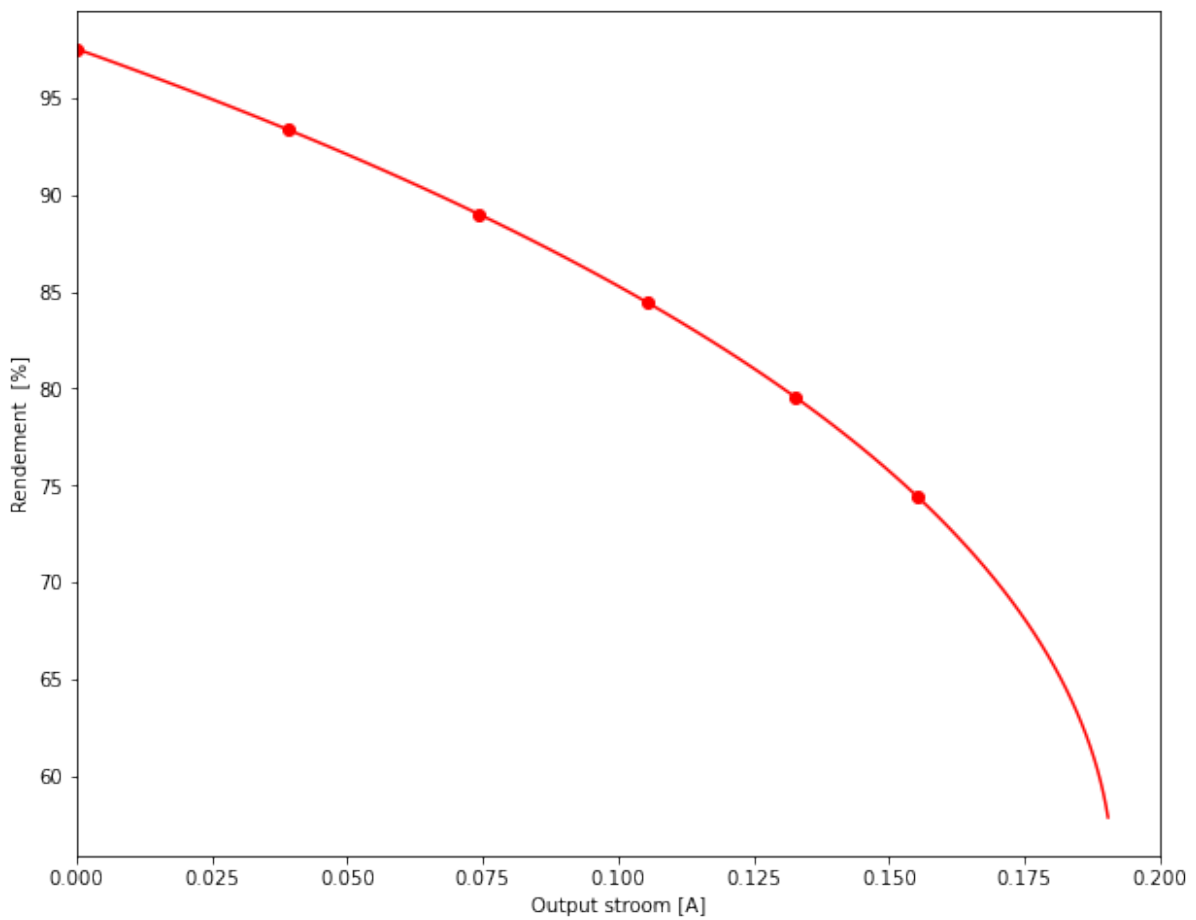


Fig. 5.10: Efficiëntie als functie van de output stroom voor de ontworpen Step-up converter

```
[0.5934959349593495,
0.6108333333333333,
0.6290598290598289,
0.6482456140350876,
0.6684684684684684,
0.6898148148148148]
```

```
[97.56097560975613,
93.4,
89.02564102564105,
84.42105263157899,
79.56756756756758,
74.44444444444446]
```

```
[0.0,
0.0389166666666667,
0.0741880341880342,
0.1055263157894737,
0.1326126126126126,
0.1550925925925926]
```

HOOFDSTUK 6

Inverter of Buck-Boost Converter

HOOFDSTUK 7

Flyback converter

Deel III

References

HOOFDSTUK 8

Referenties

Deel IV

Overzicht

Bibliografie

- [1] X. Jiang. Fundamentals of Audio Class D Amplifier Design: A Review of Schemes and Architectures. *IEEE Solid-State Circuits Magazine*, 9(3):14–25, 2017. doi:[10.1109/MSSC.2017.2712368](https://doi.org/10.1109/MSSC.2017.2712368).