

## 1. Elektronische spannings- en stroomreferentie bronnen.

In de oppositie- en vergelijkingsmetmethoden wordt gebruik gemaakt van sekundaire spanningstandaarden: de Weston-cel en referentie-zenerdiodes. Het nadeel hiervan echter is dat dergelijke systemen niet belast mogen worden (vb. Weston-element maximum 10mA). Voor praktische en toch nauwkeurige spanningsmetingen en voor ijking van meettoestellen gebruikt men tegenwoordig elektronische spanningbronnen uitgevoerd als seinstabilisator met referentiezenerdiode. Voerent geven we enkele definities van spanningsstabilisatoren:

- line regulation

De line regulation factor wordt bepaald door  $\frac{\partial V_o}{\partial V_i}$  en wordt uitgedrukt in %. Een goede waarde is  $< 0,01\% = S_v$ .

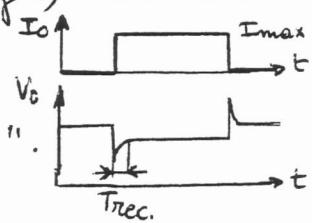
- load regulation

Dit is de verandering van de ogenblikkelijke waarde van  $V_o$  veroorzaakt door de verandering van de belastingsweerstand ( $R_L = \infty$  tot  $R_L = R_{L\min}$ ).

Typische waarden liggen in de buurt van de 0,05 %.

- load recovery time

Dit is de tijd om de uitgangsspanning terug op zijn normale waarde te brengen (binnen een bepaalde marge) na een plotselinge verandering in belastingstoornis.



Soms spreekt men van "transient response time".

- uitgangsimpedantie

De uitgangsimpedantie wordt gemeten via de betrekking

$$Z_o = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_o} \quad (\text{of } R_o)$$

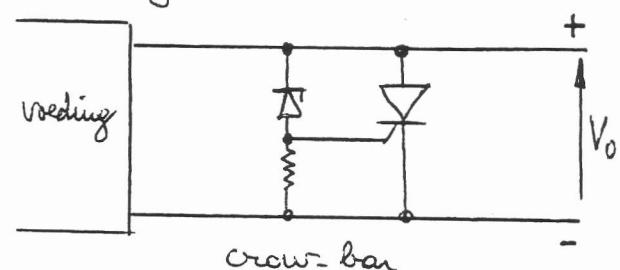
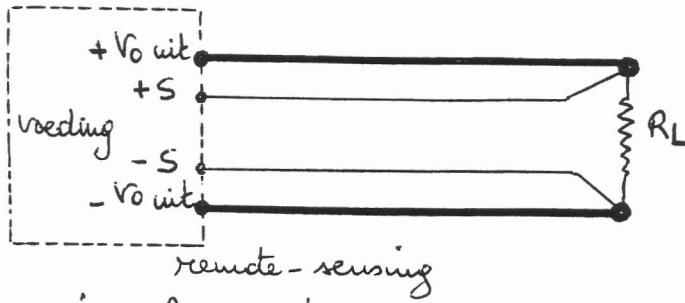
en wordt meestal bij een aantal frequenties aangegeven.

### - overvoltage crowbar

Dit is een schakeling die ervoor zorgt dat een vooraf ingestelde maximum spanning niet overschreden wordt, door een speciale parallelbelasting (crowbar) te plaatsen, dit om overspanningen bij defecten (bijv. scietraanistor) te vermijden. Bij overspanning wordt de uitgang dan kortgekort d.m.v. een thyristorschakeling.

### - remote sensing

Om spanningsval over de (eventueel lange) aansluitdraden die voeding en belasting verbinden te vermijden bij hoge stroomdichten zal men via 2 supplementaire draden de uitgangsspanning over de last terugvoeren naar de sense-klemmen van de voeding

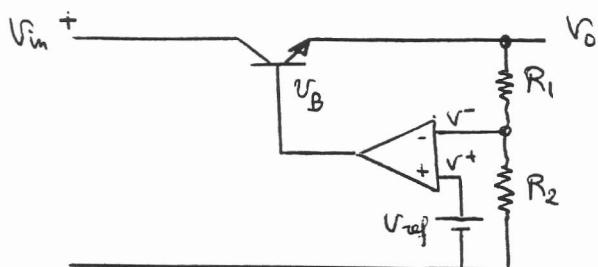


### - rimpel en ruis

Dit is de overblijvende AC-komponente op de uitgangsspanning (rms of pp) voor alle frequenties.

### SERIE REGULATORS:

#### 1. t. Principiële werking van de seriestabilisator met transistoren



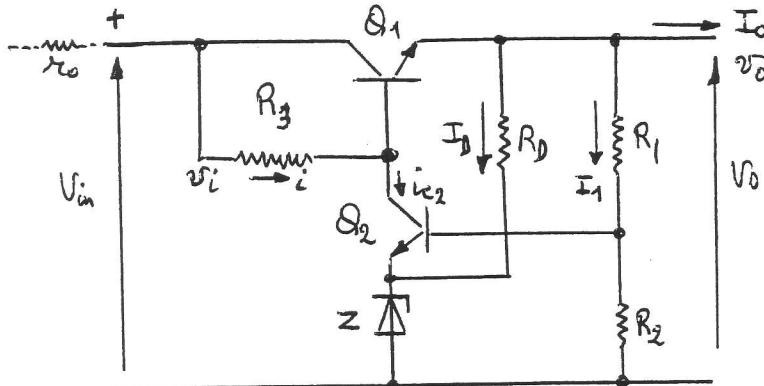
De stabilisende werking gebeurt als volgt: Als  $V_0$  stijgt (vb door afschalen van de belasting), neemt  $V^-$  toe. Er ontstaat een verschilspanning t.o.v.  $V_{ref}$ , waardoor  $V_B$  afneemt. De transistor is als emittervolger geschakeld, waardoor  $V_0$  terug afneemt. Door het principe van teghophoppeling wordt  $V_0$  dus constant gehouden.

De grootte van  $V_0$  wordt gevonden uit

$$V_0 \approx V_{ref} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \quad (1.1)$$

Door nu  $R_1$  en  $R_2$  uit te voeren als 1 potentiometer is de uitgangsspanning regelbaar.

Een praktische realisatie is hieronder afgebeeld:



De specificaties van de voeding zijn:  $V_o = 25 \text{ V}$ ,  $I_{o\max} = 1 \text{ A}$ ,  $V_{in} = 50 \text{ V} \pm 5 \text{ V}$

Op basis van deze gegevens kan de schakeling berekend worden:

- We nemen een Si-zenerreferentiediode met  $V_z = 15 \text{ V}$  (oede van grote  $V_o/2$ ) met karakteristieken  $r_z = 12 \Omega$  bij  $I_z = 20 \mu\text{A}$  (reisschakeling van  $2 \times 1N755$  zeners)
- We hopen nu  $I_{C2} \approx I_{E2} = 10 \mu\text{A} = I_z/2$ , waardoor volgt dat  $I_D = 10 \mu\text{A}$  zodat

$$R_D = \frac{V_o - V_z}{I_D} = 1 \text{ k}\Omega$$

= Als we voor  $Q_2$  gebruik maken van een  $2N930$  traanistor met  $I_{C\max} = 30 \mu\text{A}$  en  $V_{CE\max} = 45 \text{ V}$  en bij  $I_C = 10 \mu\text{A}$  leedaagt  $\beta = 220$  en  $r_{\pi} = 800 \Omega$

$$\text{Nu is } I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta} = 45 \mu\text{A}$$

- De stroom  $I_1$  = bleedeestroom neemt nu  $10 \mu\text{A}$ , zodat  $I_{B2}$  hiermee te rekenen is voor de berekening van  $R_1$  en  $R_2$ .

$$\text{uit } V_{ref} = V_o \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_{BE2} \quad \text{en } I_1 = \frac{V_o}{R_1 + R_2}$$

volgt hieruit, bij benadering neemmen  $V_{BE}$  rekening wordt, dat  $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$  en  $R_1 = 1 \text{k}\Omega$ .

- Als seriegeleidtraanistor  $\text{Q}_1$  maken we gebruik van de  $2N1722$  met  $\beta_1 = 100$  en  $\text{h}_{\text{ie}} = 20 \Omega$  bij  $1\text{A}$ .

De stroom door  $R_3$  wordt nu

$$I_{R_3} = I_{B_1} + I_{C_2} = 20 \text{ mA}$$

Dit stroom moet reeds vallen bij  $V_{\text{in min}} = 45 \text{ V}$ , zodat

$$R_3 = \frac{V_{\text{in min}} - V_{\text{BE1}} - V_0}{I_{R_3}} = 1000 \Omega$$

Een verbetering wordt verkregen indien men  $R_3$  van voig schema vervangt door een constante stroombron. Dit is geïllustreerd in het volgende voedingsschema.

Voerent gaan we nu de kwaliteit van voig voedingschema na.  $V_0$  hangt af van  $V_i$ ,  $I_L$  en de temperatuur  $T$ , de verandering van  $V_0$ ,  $\Delta V_0$  wordt uitgedrukt als

$$\Delta V_0 = \frac{\partial V_0}{\partial V_i} \Delta V_i + \frac{\partial V_0}{\partial I_L} \Delta I_L + \frac{\partial V_0}{\partial T} \Delta T$$

$$= S_V \Delta V_i + R_0 \Delta I_L + S_T \Delta T$$

met  $S_V = \left. \frac{\Delta V_0}{\Delta V_i} \right|_{\begin{array}{l} \Delta I_L = 0 \\ \Delta T = 0 \end{array}}$

$$R_0 = \left. \frac{\Delta V_0}{\Delta I_L} \right|_{\begin{array}{l} \Delta V_i = 0 \\ \Delta T = 0 \end{array}}$$

$$S_T = \left. \frac{\Delta V_0}{\Delta T} \right|_{\begin{array}{l} \Delta V_i = 0 \\ \Delta I_L = 0 \end{array}}$$

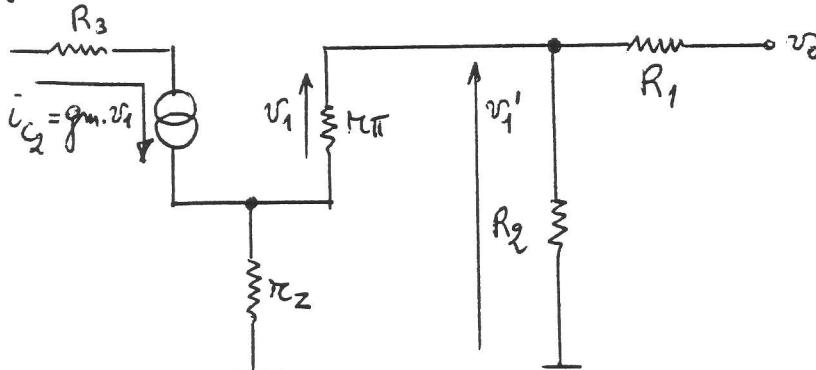
Om  $S_V$  te bepalen gaan we als volgt te werk: De uitingsspanningsveranderingen  $\Delta V_i = v_i$  zijn veel kleiner dan de uitgangsspanningsveranderingen  $\Delta V_0 = v_0$ . Als we nu de veranderingen  $\Delta V_{\text{BE1}}$  van  $\text{Q}_1$  verwaarlozen, dan wordt  $\Delta I = i$  in  $R_3$

$$i = \frac{v_i - v_0}{R_3} \approx \frac{v_i}{R_3}$$

Daar  $R_L$  vast is ( $25 \text{ V}/1\text{A}$ ) en  $\Delta I_L = 0$  (definitie van  $S_V$ ), moet impliceren dat  $I_{B_1}$  constant blijft met  $\Delta I = i$  in  $R_3$

gegeven zijn door  $i = \Delta I_{C2} = i_{C2}$

Noemen we nu  $G_M = \frac{i_{C2}}{v_o}$ , dan kan men  $G_M$  vinden uit volgend equivalent schema:



Hierbij geldt dat

$$v_1' = v_o \cdot \frac{[r_z(\beta+1) + r_\pi] R_2}{R_1 + \frac{[r_z(\beta+1) + r_\pi] R_2}{r_z(\beta+1) + r_\pi + R_2}}$$

$$v_1 = v_1' \frac{r_\pi}{r_\pi + (\beta+1)r_z}$$

$$i_{C2} = g_m \cdot v_1$$

$$\beta_2 = g_m \cdot r_\pi$$

waarmit volgt dat

$$\begin{aligned} G_M &= \frac{i_{C2}}{v_o} = \frac{\beta_2 R_2}{R_1 R_2 + (R_1 + R_2)[r_z(\beta+1) + r_\pi]} \\ &= \frac{\beta_2 R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + r_z(\beta+1) + r_\pi} \end{aligned}$$

met  $r_z$  de dynamische weerstand van de zenerdiode

Daar  $v_i \approx i_{C2} \cdot R_3$  vindt men

$$S_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{i_{C2} \cdot R_3} = \frac{1}{G_M R_3}$$

Voor levertaande schakeling vindt dit:  $S_v = 4022$

Door gebruik te maken van de equivalenten schema's der traantoren vindt men benaderend voor de uitgangsimpedantie na de voeding:

$$R_o \approx \frac{r_o + (R_3 + h_{ie1})/(1+\beta_1)}{1 + 6M(R_3 + r_o)} = \frac{R'_o(GCS)}{1 + A_{\text{oe}} \cdot \beta_{\text{ter}}} \quad 6.$$

$$= 0,51 \Omega$$

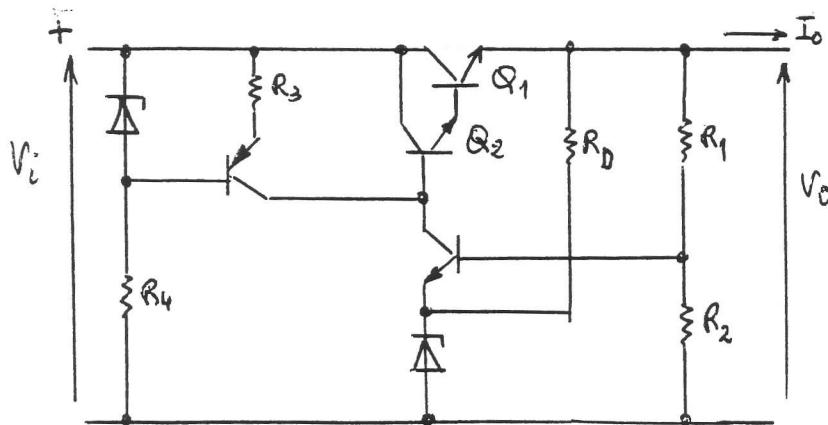
$$\text{met } \begin{cases} A_{\text{oe}} = (R_3 + r_o)/r_{\text{z}} \\ \beta_{\text{ter}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \end{cases}$$

Als we nu een constante temperatuur veronderstellen, dan heeft men

$$\Delta V_o = S_v \cdot \Delta V_i + R_o \cdot \Delta I_L$$

$$= 0,022 \cdot 10 + 0,51 \cdot 1 = 0,73V$$

In de uitdrukking voor  $S_v$  staat  $R_3$  in de noemer, door een constante stroombron te voeren wordt  $R_3$  theoretisch  $\infty$  waardoor  $S_v \rightarrow 0$ . Het schema, waarbij de seriegeletraanistor als darlington is uitgevoerd ziet er als volgt uit:



Als  $\beta_1$  toeneert zal  $R_o$  dalen, waardoor de kantmatige verhoging van  $\beta_1$  door het voeren van een darlington  $Q_1, Q_2$ .

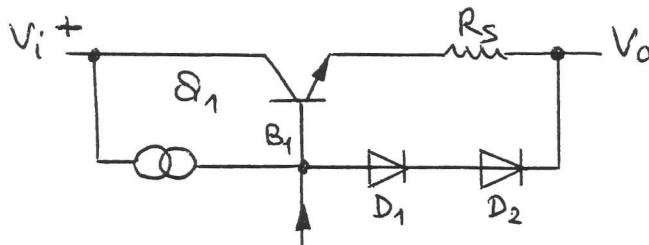
Voor  $R_3 \rightarrow \infty$  wordt dan:

$$R_o \approx \frac{1}{\beta_1 \beta_2 \cdot 6M}$$

Opmerking - kortsluitbeveiliging:

- met dioden

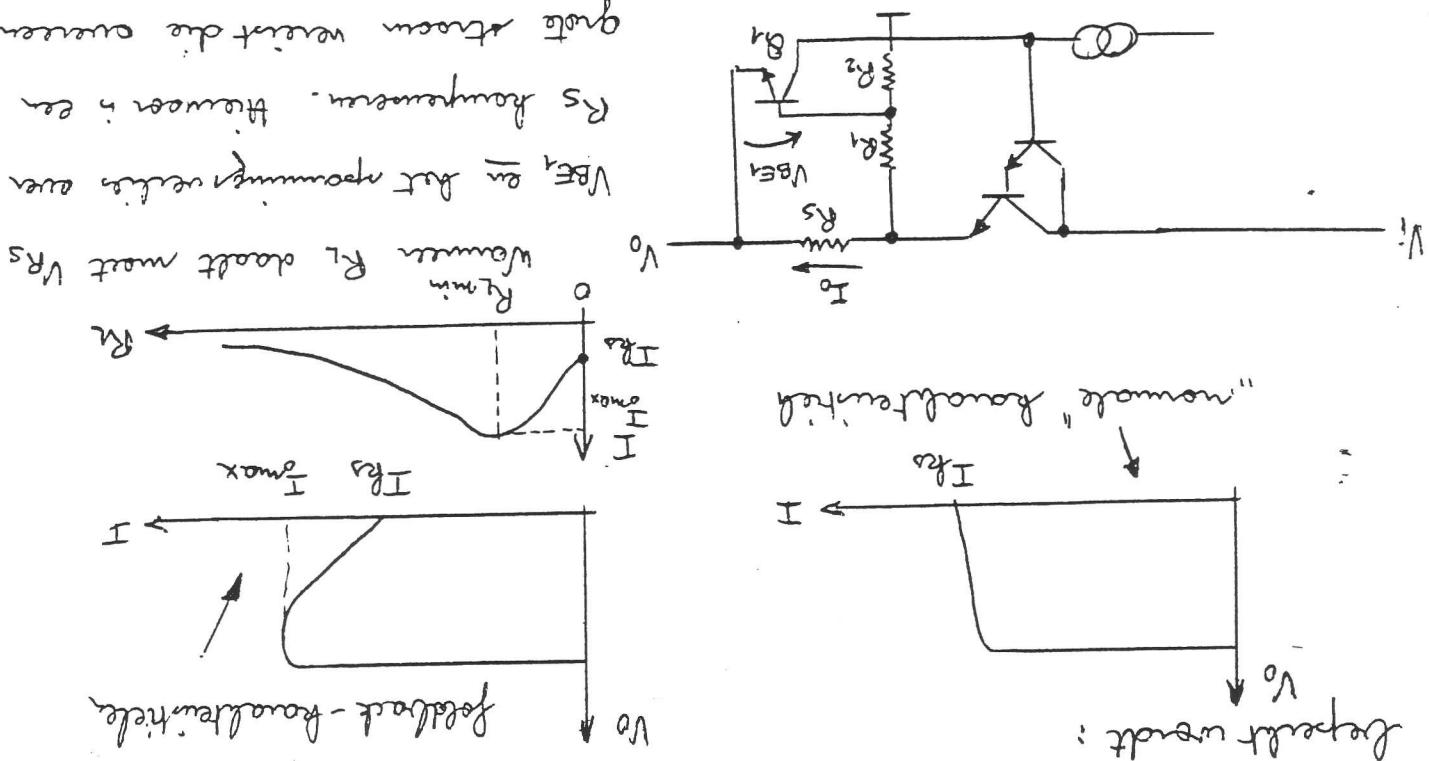
Door in de emitterkondensator van  $Q_1$  een laagohmige serieverstand  $R_s$  toe te voegen en 2 supplementaire dioden  $D_1$  en  $D_2$  op te nemen kan men de stroom begrenzen:



Wanneer  $V_{B1} - V_o > 2 \cdot V_D$  of  $I_o \cdot R_s \approx V_D$  wordt de leidstroom van  $Q_1$  afgeleid door  $D_1$  en  $D_2$  waardoor

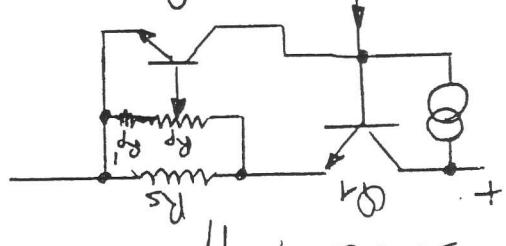
$I_o$  begrensd wordt op  $V_D / R_s$ . Nadeel van deze opstelling is dat de harsluitstroom niet instelbaar is.

quale strumento veniva utilizzata la sonda  
- B1 -



$$I_{KS_{max}} = \frac{V_{BE} \cdot (R_P' + R_F)}{R_S}$$

$$I_{KS_{\text{min}}} = V_{BE}/R_S$$



- met kunnen

$$V_{BE1} = R_s \cdot I_o - (V_0 + I_o R_s) \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

waarmit volgt dat

$$I_o = \frac{V_{BE1}(R_1 + R_2) + V_0 \cdot R_1}{R_s \cdot R_2}$$

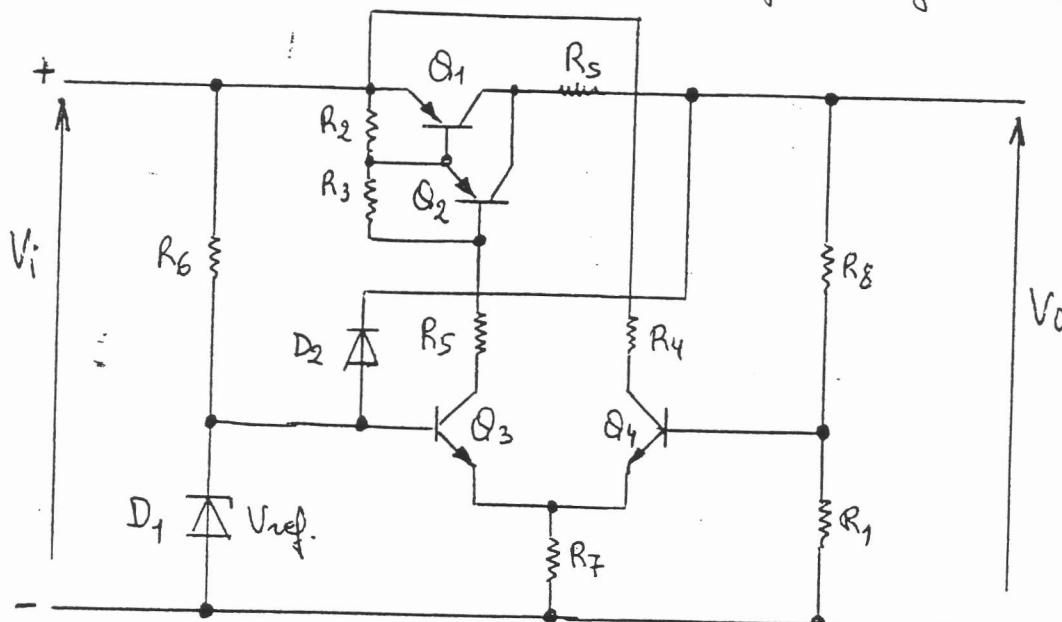
In deze uitdrukking zien we dat, wanneer nog geldt dat  $V_0$  de nominale waarde bereikt,  $I_{o,\max}$  groot is.

Wanneer  $R_2$  nu beneden  $R_{min}$  komt te liggen, zal  $V_0$  dalen waardoor  $I_o$  kleiner mag zijn om  $V_{BE1} \approx 0,65V$  te bereiken. In het geval van een kortsluiting vindt men

$$I_{fs} = \frac{V_{BE}(R_1 + R_2)}{R_s R_2} < I_{o,\max}$$

### 1.2. Seriestabilisator met differentiaalversterker

Hier is het regelend element een differentiaalversterker met op de ene input de senaanspanning (referentie) en op de andere input de uitgangsspanning (via een spanningsdeler)



Indien  $V_0 \uparrow$ , zal  $V_{B4} \uparrow$ , waardoor  $I_{C4} \approx I_{E4}$  stijgt, daar  $Q_3$  en  $Q_4$  een differentiaalversterker vormen moet de som  $I_{C3} + I_{C4}$  constant blijven, waardoor  $I_{C3} \downarrow$  en  $V_{C3} \uparrow$  of  $V_{B2} \uparrow$ . Hierdoor nemen  $V_{BE2}$  en  $V_{BE1}$  af waardoor  $I_{E1}$  en dus ook  $I_{C1}$  afnemen. Het gevolg hiervan is dat  $V_0 = I_{C1} \cdot R_L$  afneemt. Er is dus een stabiliseerende werking aanwezig.

## SCHAKELENDE VOEDINGEN

18

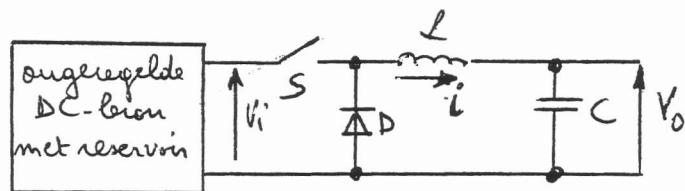
### 1.8. Principeschema's

De seriegeleider vertoont het nadeel een slecht rendement te leveren, immers: indien de ingestelde uitgangsspanning  $V_o$  laag is, staat een hoge spanning over de serietransistor ( $V_i - V_o$ ), zodat het gedimensioneerd vermogen ( $\approx [V_i - V_o] \cdot I_o$ ) zeer hoog kan oplopen. Zelfs wanneer  $V_o$  hoog is geeft dit reeds aanleiding tot een groot vermogenverlies. Dit impliceert gewicht (trago + koelplaten), volume, slecht rendement.

We onderscheiden een aantal principeschema's bij schakelende voedingen,

#### - buck-converter:

De buck-converter is een forward-converter, in de zin dat de energie in de spoel opgebouwd wordt wanneer de stroom door de belasting stijgend is, temijl bron en L samewerken. Wanneer we reeds beschikken over een aangegelde DC-spanning ziet het principeschema er als volgt uit:



Schakelaar  $S$  wordt periodisch geopend en gesloten ( $f \approx 20\text{ kHz}$ ). Tijdens de aan-tijd ( $S$  dicht) wordt  $V_i$  aangelegd aan de LC-ketting, waardoor de stroom  $i$  toeneemt (lineair in functie van de tijd). Op deze wijze wordt magnetische energie in de spoel opgebouwd. Wanneer  $S$  nu opengaat bij de af-tijd zal de stroom in  $L$  blijven blijven via de reëlgeleidende  $D$  temijl de stroom nu lineair afneemt (regimtoestand). Wanneer  $S$  dicht is staat over  $L$  een spanning

$$V_L = V_i - V_o$$

Als  $S$  open is staat over  $S$  een spanning

$$V_L = -V_D - V_0$$

Tijdens de regime toestand moeten stijgingen en dalingen gelijk zijn, zodat

$$\text{Sdicht: } L \frac{\Delta i}{T_{\text{aan}}} = V_i - V_0$$

$$\text{Sopen: } L \frac{\Delta i}{T_{\text{af}}} = -V_D - V_0 \approx -V_0$$

Dan  $\Delta i$  positief is wanneer Sdicht is en negatief wanneer Sopen is. Korter:

$$(V_i - V_0) T_{\text{aan}} = -(-V_0) T_{\text{af}}$$

dit volgt rechtstreeks uit

$$L \frac{\Delta i}{T_{\text{aan}}} = -L \frac{\Delta i}{T_{\text{af}}}$$

Hieruit volgt dat

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{T_{\text{aan}}}{T} \quad \text{met } T = T_{\text{aan}} + T_{\text{af}}$$

We besluiten dat  $V_0$  steeds lager is dan  $V_i$ .

Dat de schakelende reeding minder verliezen heeft volgt uit het onderstaande: Als verliezen heeft men enkel de spanningval in de diode, in de serieverstand van  $L$  en in de schakelaar.

De schakelaar is uitgevoerd als traanistor, in het ideale geval bevindt deze zich in de ON of OFF toestand waarbij nauwelijc geen verliezen gedimensioneerd wordt.

$V_i$  daarentegen mag binnen een grote grenzen variëren: het volstaat de aan-tijd te wijzigen om  $V_0$  constant te houden, zonder rendementsverlies.

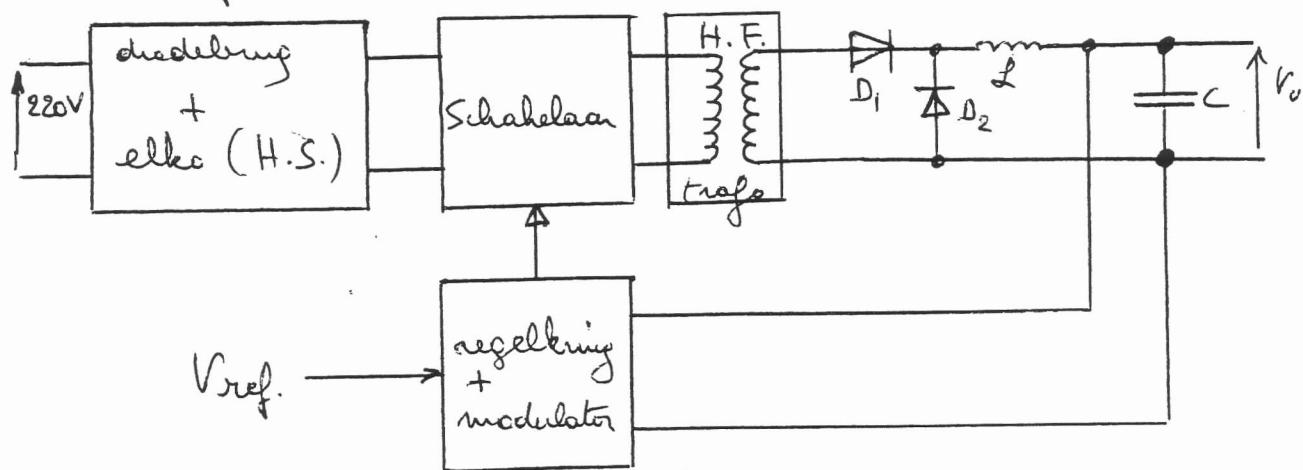
Men bekent dan ook waarden rond de 80%.

Er zijn echter ook nadelen: de schakeling wordt complexer, de rimpelspanning is hoger (op schakelfrequentie) tot v. en het antwoord op overgangssituaties is slechter.

Om aan het 1e nadeel te verhelpen, kan men gebruik maken van pubbreedtemodulatoren, waarbij TaaM/T gegeeld wordt. Deze schakelingen zijn in geïntegreerde vorm verkrijgbaar, vb. TDA 1060.

De 2 andere nadeelen werden eerder in de cursus behandeld.  
→ Een bijzondere uitvoering van schakelende voedingen bestaat erin de schakelaar S op te nemen voor de transformator, vandaar de benaming priem schakelende voeding. In dit geval zijn wel hoogspanningsvermogentransistoren vereist, doch tegenwoordig valt dit geen enkel probleem. De energieopslag (reservoir) gebruikt nu bij hoge spanning wat interessanter is, namelijk meer energie per Fasad opgeslagen wordt, immers  $E = CV^2/2$ , dus door de hogere V wordt meer energie opgeslagen. Verder kan dan ook het schakelmechanisme deze energie veel vader opneemt worden dan bij klamische voedingen.

Een ander bijzonder voordeel is de verwijding van de (zware) en dure 50 Hz-trafos door een lichter goedkoop H.F.-trago met keramische kern:

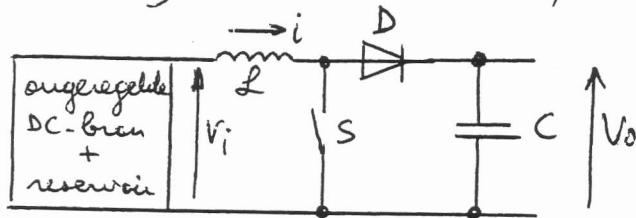


Het blok  $V_{ref}$  bestaat principieel uit dertigdelen bewerken als de klamische stieregulators.

### - boost-converter

Wil men een hogere  $V_o$  dan  $V_i$ , dan kan men gebruik maken van dit type konverter.

Dit is eveneens een forward-converter: wanneer de magnetische energie in  $L$  opgesloten wordt in de stroom door de belasting dalend, doch "bron en  $L$ " werken rechtstreeks samen om  $V_o$  op te bouwen.



Wanneer  $S$  open is, geldt indien  $V_D$  verwaarloosd wordt,

$$L \frac{\Delta i}{T_{af}} = V_i - V_o$$

Wanneer  $S$  dicht is geldt indien de schakelaar  $S$  ideaal is:

$$L \frac{\Delta i}{T_{aan}} = V_i - V_s$$

Dan  $|\Delta i|_{aan} = |\Delta i|_{af}$  geldt.

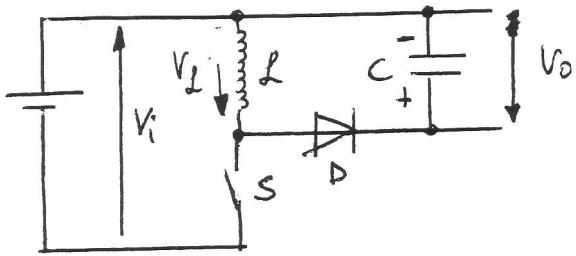
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{T}{T_{af}}$$

Dan  $T_{af} \leq T$  is  $V_o \geq V_i$

### - flyback of tengslagomvormer.

Met deze schakeling is  $V_o \geq V_i$ . We spreken van een flyback of tengslagomvormer die verschillend is van de forward-converter. Eerst stuur de bron energie in een zelfinductie. Vervolgens wordt de bron afgeschakeld terwijl de zelfinductie houdt de zgn. tengslag de energie in de kapaciteit opstapelt. De "bron en  $L$ " werken dus niet simultaan.

In zijn meest eenvoudige configuratie ziet de flyback-converter er uit zoals in volgend schema:



Wanneer  $S$  dicht is, geldt dat

$$L \frac{\Delta i}{T_{aan}} = -V_i$$

Als nu  $S$  open gaat wordt

$$L \frac{\Delta i}{T_{af}} = +V_o$$

wanneer  $V_o$  rewaardeerd wordt.

Met  $\Delta i|_{af} = \Delta i|_{aan}$  kent er

$$V_i \cdot T_{aan} = V_o \cdot T_{af}$$

Waarmit volgt:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{T_{aan}}{T_{af}}$$

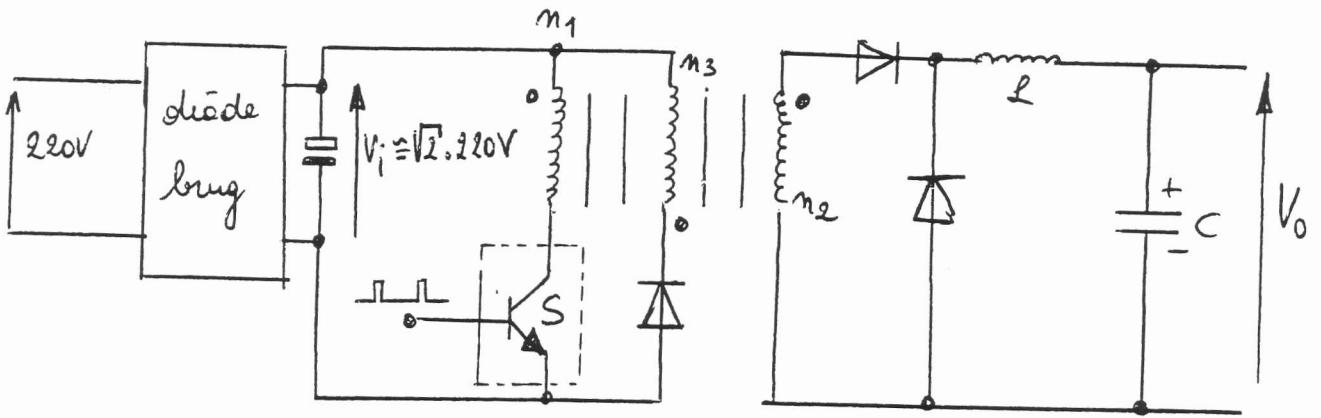
Men kan dus inderdaad maken dat  $V_o \geq V_i$ .

### 1.9. Forward-converter als primair schakelende voeding

#### 1.9.1. Schakeling met 1 traanistor en hulpwikkeling

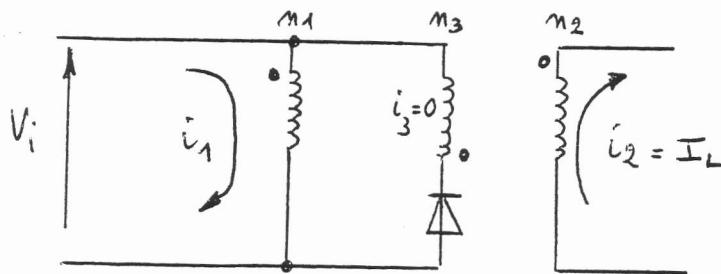
Bij primair schakelende voedingen maakt men gebruik van een trafo om de verbruiker te isoleren van het net en om toch een (niet rewaardebare) on-tijd te verhogen, die een reële waarde vertoont t.o.v. de off-tijd. Men kan immers moeilijk door het schakelen afstoten van  $\sqrt{2} \cdot 220\text{V}$  naar  $5\text{V}_{DC}$ .

En wordt 1 winding van de trafo gemagnetiseerd, temtijl de magnetiseringsenergie door de hulpwinding  $n_3$  gerecupereert wordt. De schakeling is in volgende figuur gegeven:



e3

- Wanneer de transistors aan is geldt volgend stroomverloop:

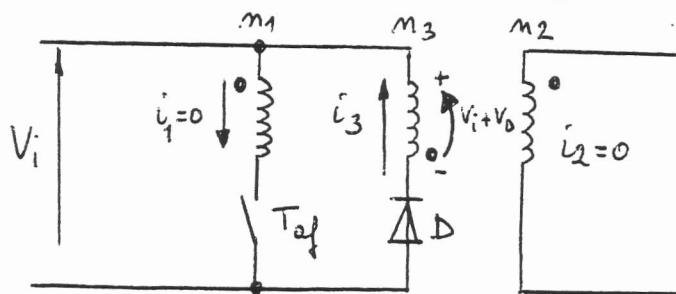
taan:

De stroom  $i_1$  hangt af van de gevraagde  $I_L$  en van  $I_m$  (magnetisatiesstroom).

$$i_1 = \frac{n_2}{n_1} I_L + I_m$$

De geïnduceerde spanning  $e = \frac{d\phi}{dt}$  kan nu vermeden worden door tijdens de af-tijd  $I_m$  af te leiden via  $n_3$ , waardoor  $i_3 \neq 0$

- Tijdens de af-tijd geldt bij gelijk onderstaand stroomverloop

taf:

De stroom  $i_1 = 0$  (de transistor is off), terwijl  $i_3$  door D en  $n_3$  loopt en voldoet aan

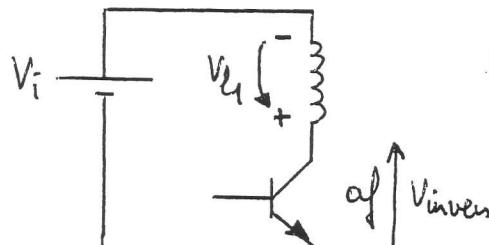
$$i_3 = \frac{n_1}{n_3} \cdot I_m$$

De stroom  $I_m$  neemt toe tijdens de aan-tijd, terwijl er afneemt tijdens de af-tijd.

Gedurende de af-tijd wordt over  $n_3$  een spanning  $V_i + V_D$

geïnduceert om de stroom te laten vloeien.

Verder wordt de traanistor tydens de aan-tijd een hogere spanning  $V_{invers}$  aangeboden, gegeven door



$$V_{invers} = V_i + V_{D1} \quad \text{met} \quad \frac{V_{D1}}{m_1} = \frac{V_{in}}{m_3}$$

zodat er komt:

$$V_{invers} = V_i + V_i \frac{m_1}{m_3} !$$

- Tijden de aan-tijd wordt  $I_m$  opgeladen, tenuit tydens de af-tijd deze stroom wordt afgeladen. Dit vergt een zekere tijd, zodat de aan-tijd beperkt moet worden, wil men  $T_{af}$  benutten om deze stroom integraal af te kunnen. Er geldt dat

$$I_m \cdot T_{aan} = \frac{m_1}{m_3} I_m T_{af}$$

$$T_{af} = T - T_{aan}$$

Voor de maximale aan-tijd komt dus de voorwaarde

$$T_{aan,\max} = \frac{m_1}{m_1 + m_3} \cdot T$$

te voorschijn, die voldaan moet worden.

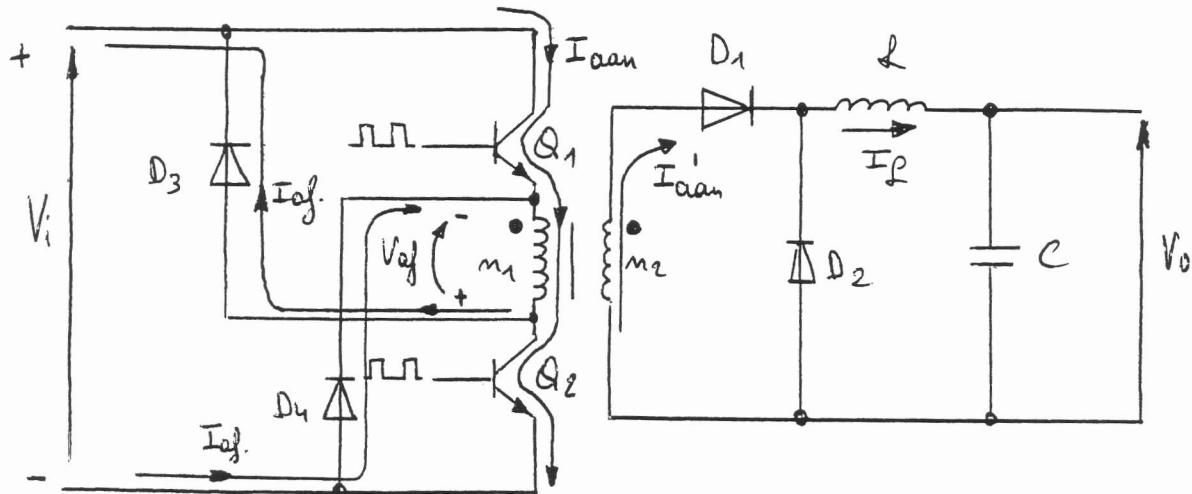
We merken nog op dat de traanistor bestand moet zijn tegen de  $V_{invers}$ -waarde.

Dere hoge spanning-waarde kan beperkt worden door gebruik te maken van volgend schema:

#### 1.9.2. Schakeling met 2 traanistoren zonder hulpwirkeling

Men kan de spanning over de traanistoren leiden tot  $V_i$  door een extra traanistor te gebruiken.

De hulpwirkeling is eveneens overbodig:



$Q_1$  en  $Q_2$  worden hier simultaan aangedreven

- Tijdens de aan-tijd vloeit de stroom  $I_{aan}$  door  $Q_1$ ,  $m_1$  en  $Q_2$ . Hierdoor vloeit een stroom  $I_{aan}$  door  $m_2$ ,  $D_1$ ,  $L$ ,  $C$  en  $R_L$  die stijgend is (forward converter)

Tijdens deze periode staat  $V_i$  (op de verhoger na over de 2 traanistoren) over  $m_1$ .

$$\text{Hierbij is } I_{aan}' = \frac{m_1}{m_2} I_{aan}$$

- Tijdens de af-tijd sperren  $Q_1$  en  $Q_2$ . Daar er geen hulp-wikkeling is, zal  $I_{aan}$  blijven vloeien (doch afnemend in intensiteit). Dere stroom die we  $I_{af}$  noemen vloeit door de 2 vijfhoekdiodes  $D_3$  en  $D_4$ .

Gedurende deze periode staat  $-(V_i + 2V_D)$  over  $m_1$ , wat we  $V_{af}$  noemen.

De spanning  $V_i + 2V_D \approx V_i$  staat dus gedurende deze periode over de parallel schakeling der 2 traanistoren, zodat  $V_{invers}$  per traanistor  $\approx V_i$ .

Verder geldt dat tijdens de af-tijd  $I_{aan}' = 0$ , nemits  $D_1$  zich nu in de sperstand bevindt. De stroom  $I_f$  kan echter blijven vloeien, daar  $D_2$  geleidt. Dere stroom neemt dan echter wel af gedurende de af-tijd (zie).

principiële werking buck-converter).

- Bij dit schema geldt dat

$$I_{\text{aan}} T_{\text{aanmax}} = I_{\text{af}} \cdot T_{\text{af}}$$

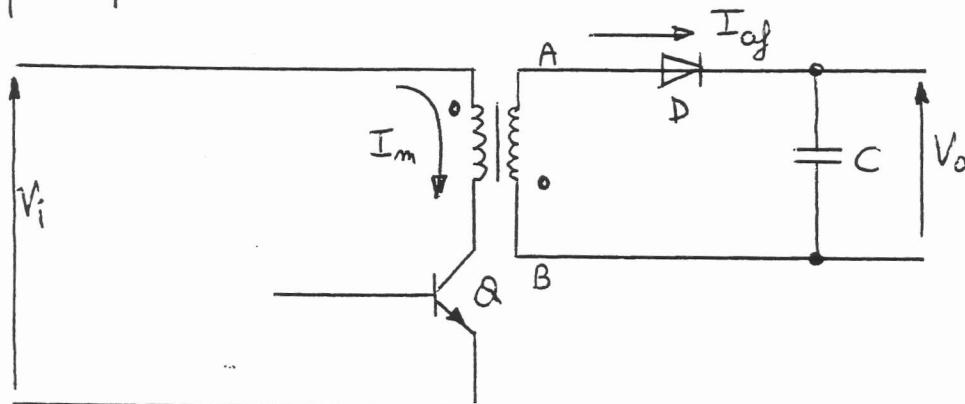
$$T_{\text{aanmax}} = T - T_{\text{af}}$$

waarmit volgt dat

$$T_{\text{aanmax}} = \frac{T}{2}.$$

### 1.10. flyback-converter als primaire schakelende voeding

Als we in het principeschema van de tengslagvoeding de spoel vervangen door een transformator, en de transistor in de primaire wikkeling openen, bekomen we een primaire schakelende voeding, welkend volgens het flyback of tengslag-principe:



Gedurende de aan-tijd van Q wordt magnetische energie opgeslagen in de primaire van de transformator door het uitoefen van een magnetiseringsstroom  $I_m$ .

Wanneer Q sluit wordt punt A positief t.o.v. B (gaat na), waardoor de opgeslagen energie vrij komt door een stroom  $I_{\text{af}}$  die doorheen de diode, C en Rl vloeit. Den stroom vloeit dus enkel gedurende de af-tijd, vandaar de benaming tengslag of flyback-converter. Wanneer  $I_{\text{af}}$  niet vloeit ( $T_{\text{aan}}$ ), moet C de belastingsstroom voeren wat aanleiding moet tot soorten ruisnel.

27

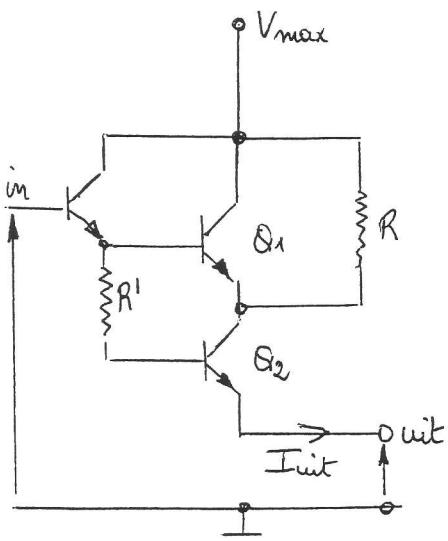
Vandaar dat dergelyk voedingsysteem slechts voor kleine vermogenen toegepast wordt.

Het voordeel van de schakeling bestaat erin dat de elektrische speel  $I$  neervalgt.

### 1.11. Opterungen bij voedingen

#### - vermogenstransistor bij serie regulators

Om de vermogenstransistor te ontlasten van de maximale ontwikkeling zal men de seriestransistor vervangen door 2 transistoren el.m.v. een speciale schakeling waarbij de gezamenlijke dimisie door  $Q_1$  en  $Q_2$  steeds kleiner is dan  $\frac{1}{4} (V_{max} \cdot I_{max})$ .



Voor goede dimensivering zorgen we dat

- voor  $0 < I < \frac{3}{4} I_{max}$  de stroom door  $R$  en  $Q_2$  vloeit
- voor  $\frac{3}{4} I_{max} < I < I_{max}$  de stroom door  $Q_1$  vloeit (en  $Q_2$ ).

Bij kleine stromen is de spanningsval over  $R'$  te verwaarlozen, zodat  $V_{B1} \approx V_{B2} \approx 0,7V$ , tenzij de emitter van  $Q_1$  magneet op  $V_{max}$  staat.  $Q_1$  geleidt dus niet, temtijl  $Q_2$  geleidt. Als nu  $I_{uit}$  stijgt, neemt  $V_R$  toe en bij  $I = \frac{3}{4} I_{max}$  moet  $Q_2$  in verzadiging zijn:

$$R = \frac{V_{max} - V_{sat}}{\frac{3}{4} I_{max}} \approx \frac{4}{3} \frac{V_{max}}{I_{max}}$$

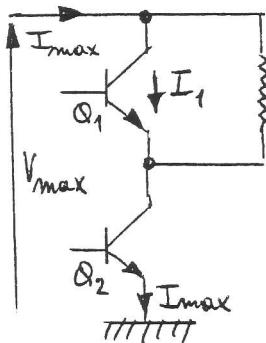
Door de verzadiging van  $Q_2$  daalt  $\beta_2$ , waardoor wieder bij deze hoge drainstroom door  $Q_2$ ,  $V_R'$  toeneemt en  $Q_1$  in geleiding komt, dus

$$R' = \frac{V_{B1} - V_{B2}}{I_{B2}} = \frac{(V_{BE1} + V_{CE2\ sat}) - V_{BE2}}{\frac{3}{4} \frac{I_{max}}{\beta_{2\ sat}}} \approx \frac{4 V_{CE\ sat}}{3 I_{max}} \beta.$$

We tonen nu aan dat de dimisie inderdaad beperkt is:

- wanneer  $Q_1$  en  $Q_2$  simultaan geleidende ( $I > \frac{3}{4} I_{max}$ ), dan geldt 28

bij een kortsluiting dat



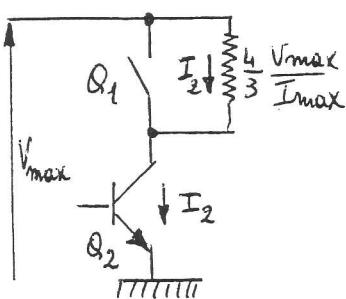
$$\frac{4}{3} \frac{V_{max}}{I_{max}} = R \quad I_1 = I_{max} - \frac{V_{max} - V_{CEsat2}}{\frac{3}{4} \frac{V_{max}}{I_{max}}} \approx \frac{1}{4} I_{max}$$

dus wordt

$$P_{Q_1} \approx \frac{1}{4} V_{max} \cdot I_{max}$$

$$P_{Q_2} \approx V_{CEsat2} \cdot I_{max} \approx 0.$$

- wanneer  $Q_2$  enkel geleidt via  $R$  ( $I < \frac{3}{4} I_{max}$ ) en  $Q_1$  of is geldt



$$V_{max} = V_{CE2} + \frac{4}{3} \frac{V_{max}}{I_{max}} I_2, \text{ waarmit volgt dat}$$

$$V_{CE2} = V_{max} \left( 1 - \frac{4}{3} \frac{I_2}{I_{max}} \right)$$

Het gedimensioneerde vermogen in  $Q_2$  is  $V_{CE2} \cdot I_2$  of

$$P_{Q_2} = V_{max} \left( I_2 - \frac{4}{3} \frac{I_2^2}{I_{max}} \right). \text{ Het maximum}$$

gedimensioneerde vermogen gedimensioneerd in  $Q_2$  volgt uit  $\frac{\partial P}{\partial I_2} = 0$ , waarbij als maximum stroom gevonden wordt voor maximum vermogen:

$$I_m = \frac{3}{8} I_{max}$$

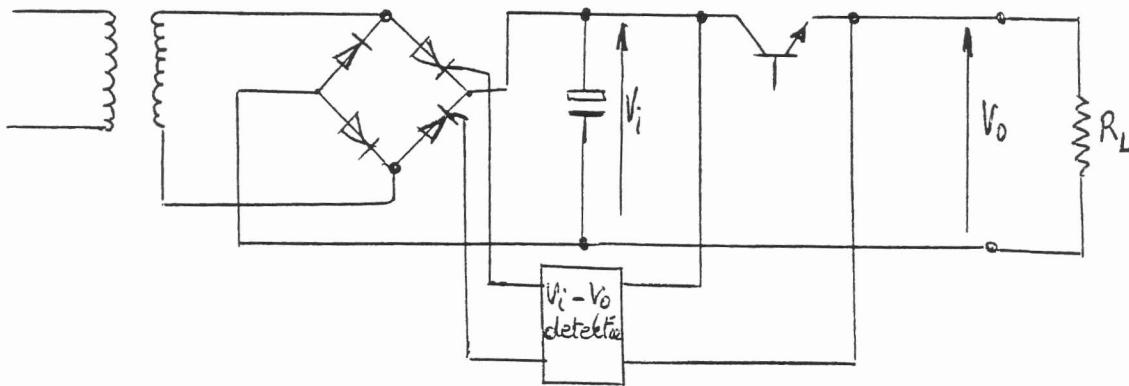
Dit maximum vermogen bedraagt

$$P_{Q_{2m}} = \frac{3}{16} V_{max} \cdot I_{max}.$$

Er is inderdaad steeds voldaan aan  $P_{tot,max} \leq \frac{1}{4} V_{max} \cdot I_{max}$

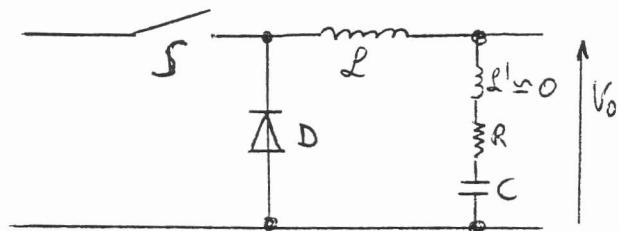
- hoge dimisiatie bij serie regelaar

Wanneer de uitgangsspanning van een serie regelaar of lage uitgangsspanning ingesteld wordt, is het rendement vrij slecht, daar over de serie traanistor het product  $(V_i - V_o) I_o$  bij hoge stroomafnames groot wordt. Wil men toch gebruik maken van een serie regulator bij hoog vermogen, en regelbare  $V_o$ , dan zal men de spanning aan de ingang ( $V_i$ ) regelbaar maken in functie van  $V_o$ . Dit kan gerealiseerd worden d.m.v. thyristorsturing in de bruggelijkrichter, zodat de spanning over de serie traanis-



- overgangsverschijnselen bij schakelende voedingen

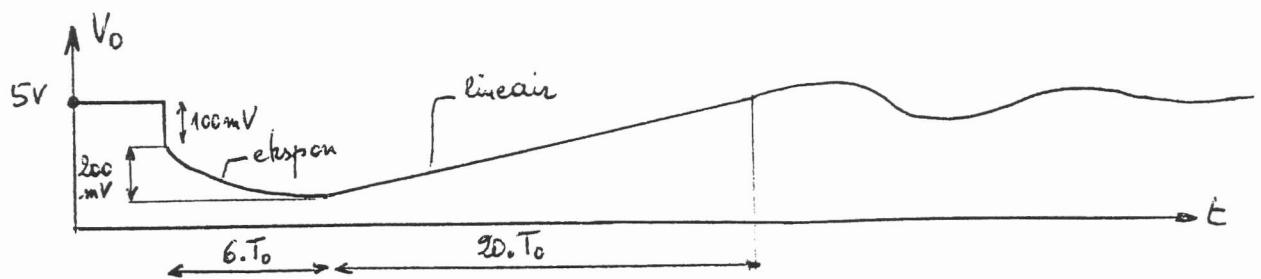
Bechoumen we een typische schakelende voeding, waarbij we de uitgangskondensator vervangen door zijn equivalent schema  $C + R + L'$  en waarbij we  $L'$  (parasitaire serieinductantie) negeeren.



Het plots aan of afschakelen van de belasting heeft ee overgangsverschijnsel tot gevolg, dat zich uitstrekt over meerdere perioden van de schakelfrequentie

Bij het plots inschakelen van  $R_L$ , koresponderend met de vollastsituatie treedt er een spanningsdaling op van ca 100 mV over de serieweerstand  $R$  van de condensator, gevolgd door een (genige) ontlasting van ca 200 mV van  $C$  die zich uitstrekt over een 5-tal schakelperioden. Daar de spanningssense-klemmen deze daling waarmeten treedt het regelmechanisme in werking en doet de uitgangsspanning  $V_o$  ±lineair toenemen, dit ten gevolge van de stroombegrenzing ( $i_{max}$  = constant), waardoor  $v_o \approx \frac{1}{C} \int i_{max} dt$  dus ±lineair toeneemt. Dit duurt een 20 tal perioden eer de compromiselijk ingestelde  $V_o$  terug bereikt wordt, en ten gevolge van  $L C$  treedt er een overgangsverschijnsel op (uitsluitingsverschijnsel op  $\omega_0$ ) maar een steady-state situatie

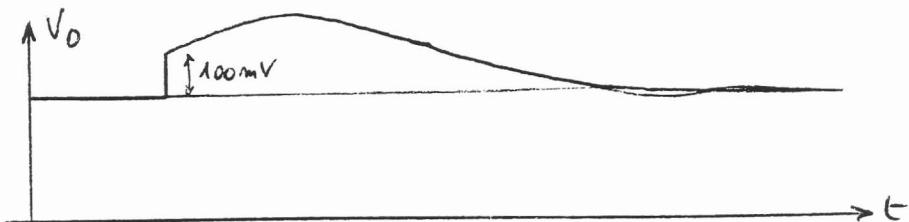
De golfformen zijn op de volgende bladzijde gegeven.



Bij het plots afschakelen van de belasting (vollast  $\rightarrow$  nullast), treedt er een plots spanningstoename van ca 100 mV op t.g.v. van de daling van de uitgangsstroom (over R staat nu - bijna geen spanning meer)

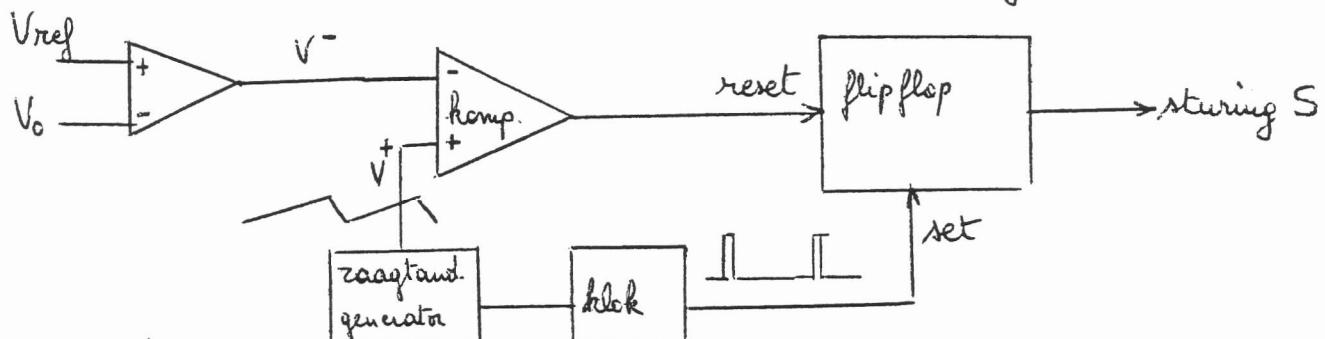
Vervolgens verkijgt men een geleidelijke toename van  $V_o$ , daan de hoge stroom die in  $L$  vloeide niet plots afgebouwd kan worden. De energie  $L i^2/2$  wordt dus in de kondensator gestuurd waardoor de overspanning ontstaat.

Door de regelwerking wordt de spanning langzaam temgergeeld naar de eenvoudigbare  $V_o$ , als er een kleine voorbelasting aanwezig is (leedsterstroom), gebent dit laatste sneller.

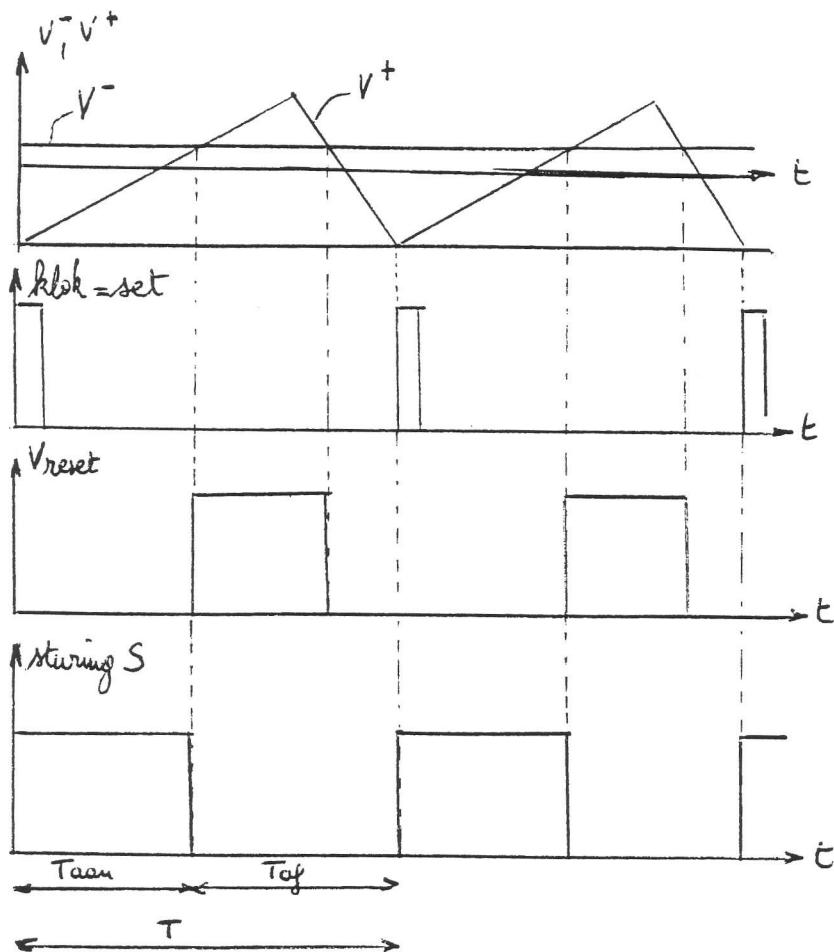


### - regelring met pulsmodulatie (pulsbreedte modulatie) bij schakelende voedingen

Het principeschema van een PWM is hieronder geïllustreerd:



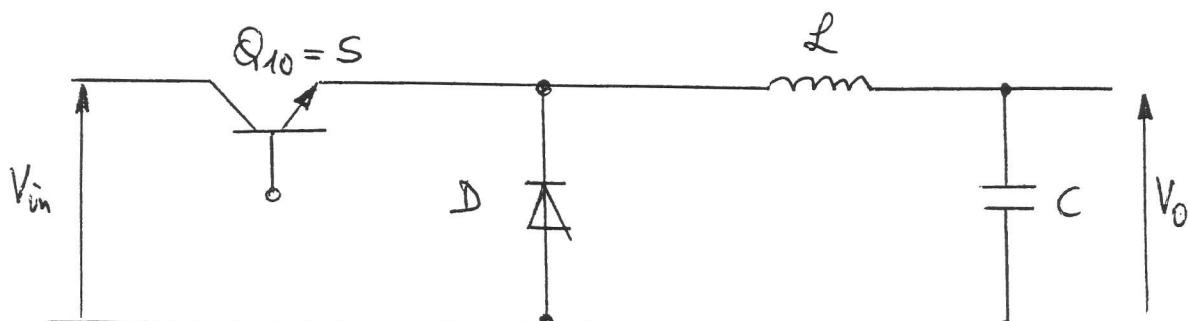
Beschouwen we het geval dat  $V_o < V_{ref}$ , dan heeft men volgende signaal vormen:



We hebben wel een minimale aan-tijd, beperkt door de aan-tijd van de klok minimaal te nemen

### - praktisch voorbeeld van een (eenvoudige) schakelende voeding

Tenslotte geven we nog een praktisch voorbeeld van een schakelende voeding werkend volgens het buck-principe. We herkennen in het schema van de volgende bladzijde  $Q_{10}$  als schakelaar, vijfhoopdiode D en de componenten L en C



Als oscillator wordt gebruik gemaakt van een astabiele multivibrator (AMV), die op de kollektor van  $Q_2$  zorgt voor een blokgolfvormige spanning. De ingang van  $Q_7$  die een differentiator vormt ( $C_D, R_D + r_{\text{AF7}}$ ), vormt