

1. Elektronische spannings- en stroomreferentiebronnen.

In de opvoeding- en vergelijkingsmeetmethoden wordt gebruik gemaakt van sekundaire spanningsstandaarden: de Weston-cel en referentie-zenerdiodes. Het nadeel hiervan echter is dat dergelijke systemen niet belast mogen worden (vb. Weston-element maximum $10 \mu A$). Voor praktische en toch nauwkeurige spanningsmetingen en voor ijking van meettoestellen gebruikt men tegenwoordig elektronische spanningbronnen uitgerust als een stabilisator met referentie zenerdiode. Vooreerst geven we enkele definities van spanningstabilisatoren

- line regulation

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

- load regulation

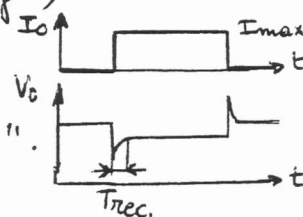
Dit is de verandering van de ogenblikkelijke waarde van V_o veroorzaakt door de verandering van de belastingsweerstand ($R_L = \infty$ tot $R_L = R_{Lmin}$).

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) voor een plotsse verandering in belastingstroom.

Soms spreekt men van "transient response time".



- uitgangs impedantie

De uitgangs impedantie wordt gemeten via de betrekking

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

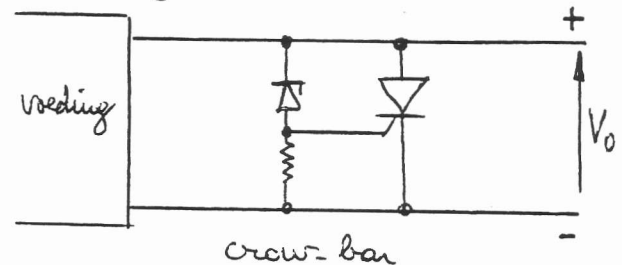
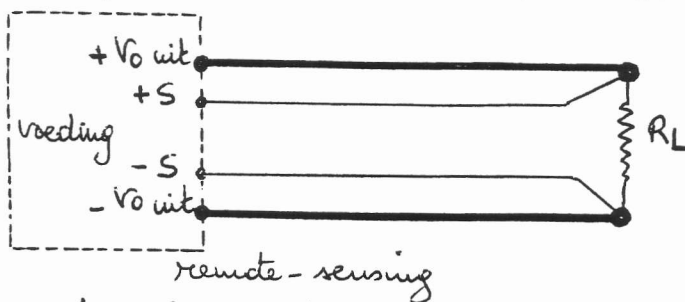
en wordt meestal bij een aantal frequenties aangegeven.

- 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 (bvb. seriële transistor) te vermijden. Bij overspanning wordt de uitgang dan kortgesloten d.m.v. een thyristor schakeling.

- remote sensing

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

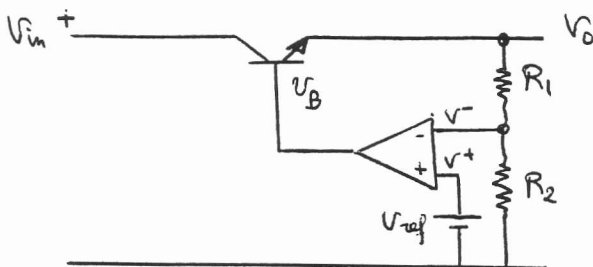


- rimpel en ruis

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

SERIE REGULATORS:

1.1. Principiële werking van de seriële stabilisator met transistoren

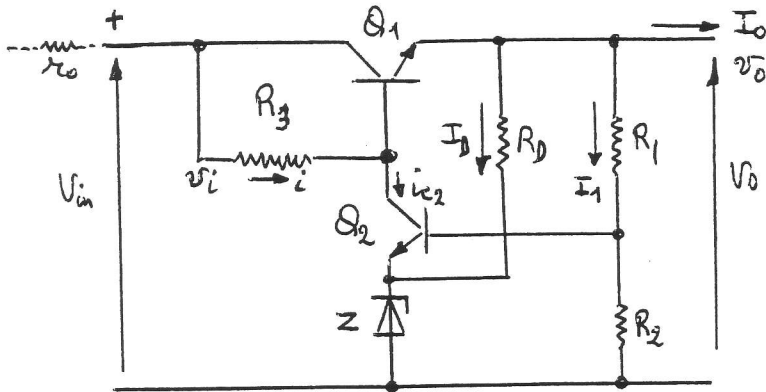


De stabiliserende werking gebeurt als volgt: Als V_o stijgt (vb. door afschakelen van de belasting), neemt V^- toe. Er ontstaat een verschilspanning t.o.v. V_{ref} , waardoor V_B afneemt. De transistor is als emittervolger geschakeld, waardoor V_o terug afneemt. Door het principe van terugkoppeling wordt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

De grootte van V_o wordt gevonden uit

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

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: $V_o = 25V$, $I_{o\max} = 1A$,
 $V_{in} = 50V \pm 5V$

Op basis van deze gegevens kan de schakeling berekend worden:

- We nemen een Si-zenerreferentiediode met $V_Z = 15V$
(orde van grootte $V_o/2$) met karakteristieken $r_Z = 12\Omega$ bij
 $I_Z = 20mA$ (reischakeling van $2 \times 1N755$ zeners)
- We kiezen nu $I_{C2} \approx I_{E2} = 10mA = I_Z/2$, waaraan
volgt dat $I_D = 10mA$ zodat

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

- Als we voor Q_2 gebruik maken van een 2N930 transistor
met $I_{C\max} = 30mA$ en $V_{CE\max} = 45V$ en bij
 $I_C = 10mA$ bedraagt $\beta = 220$ en $r_{\pi} = 800\Omega$

$$\text{Nu is } I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta_2} = 45\mu A$$

- De stroom I_1 = bleedestroom neemt men $10mA$, zodat
 I_{B2} hiermee te verwaarlozen is voor de berekening van
 R_1 en R_2 .

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

volgt hieruit, bij benadering neemmen V_{BE} verwaarloosd
wordt, dat $R_2 = 1k5$ en $R_1 = 1k$.

- Als serieregelt transistor Q_1 maken we gebruik van de 2N1722 met $\beta_1 = 100$ en $h_{ie1} = 20 \Omega$ bij $1A$.

De stroom door R_3 wordt nu

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

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

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

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

Voortaan gaan we nu de kwaliteit van voig voedingsschema na. V_o hangt af van V_i , I_L en de temperatuur T , de verandering van V_o , ΔV_o wordt uitgedrukt als

$$\begin{aligned} \Delta V_o &= \frac{\partial V_o}{\partial V_i} \Delta V_i + \frac{\partial V_o}{\partial I_L} \Delta I_L + \frac{\partial V_o}{\partial T} \Delta T \\ &= S_V \Delta V_i + R_o \Delta I_L + S_T \Delta T \end{aligned}$$

met $S_V = \left. \frac{\Delta V_o}{\Delta V_i} \right|_{\substack{\Delta I_L = 0 \\ \Delta T = 0}}$

$R_o = \left. \frac{\Delta V_o}{\Delta I_L} \right|_{\substack{\Delta V_i = 0 \\ \Delta T = 0}}$

$S_T = \left. \frac{\Delta V_o}{\Delta T} \right|_{\substack{\Delta V_i = 0 \\ \Delta I_L = 0}}$

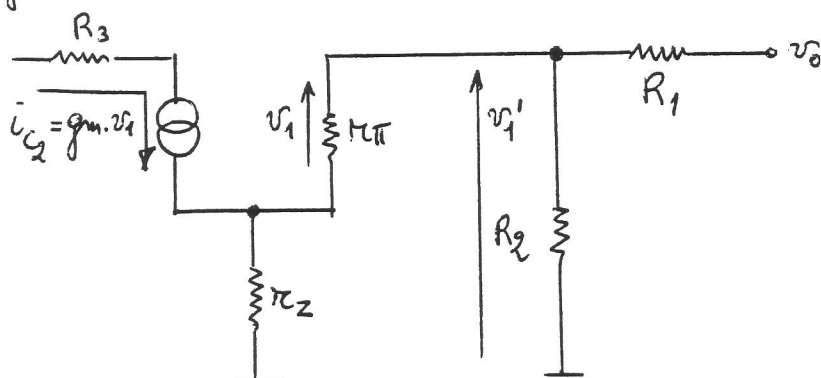
Om S_V te bepalen gaan we als volgt te werk: De uitgangsspanningsveranderingen $\Delta V_i = v_i$ zijn veel kleiner dan de uitgangsspanningsveranderingen $\Delta V_o = v_o$. Als we nu de veranderingen ΔV_{BE1} van Q_1 verwaarlozen, dan wordt $\Delta I = i$ in R_3

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

Daar R_L vast is ($25 \text{ V}/1A$) en $\Delta I_L = 0$ (definitie van S_V), met impliciet dat I_{B1} konstant blijft met $\Delta I = i$ in R_3

gegeven zijn door $i_c = \Delta I_{C2} = \dot{i}_{C2}$

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



Hierbij geldt dat

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

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

$$\dot{i}_{C2} = g_m \cdot v_1$$

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

waaruit volgt dat

$$G_M = \frac{\dot{i}_{C2}}{v_o} = \frac{\beta \cdot R_2}{R_1 R_2 + (R_1 + R_2) [r_z(\beta+1) + r_\pi]}$$

$$= \frac{\beta \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + r_z(\beta+1) + r_\pi}$$

met r_z de dynamische weerstand van de zenerdiode

Daar $v_i \cong \dot{i}_{C2} \cdot R_3$ vindt men

$$S_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{\dot{i}_{C2} \cdot R_3} = \frac{1}{G_M R_3}$$

Voor bovenstaande schakeling wordt dit: $S_v = 9022$

Door gebruik te maken van de equivalente schema's der transistoren vindt men benaderend voor de uitgangsimpedantie van de voeding:

$$R_o \cong \frac{r_o + (R_3 + h_{ie1}) / (1 + \beta_1)}{1 + G_M (R_3 + r_o)} = \frac{R_o'(GCS)}{1 + A_o \cdot \beta_{ter.}} \quad 6.$$

$$= 0,51 \Omega$$

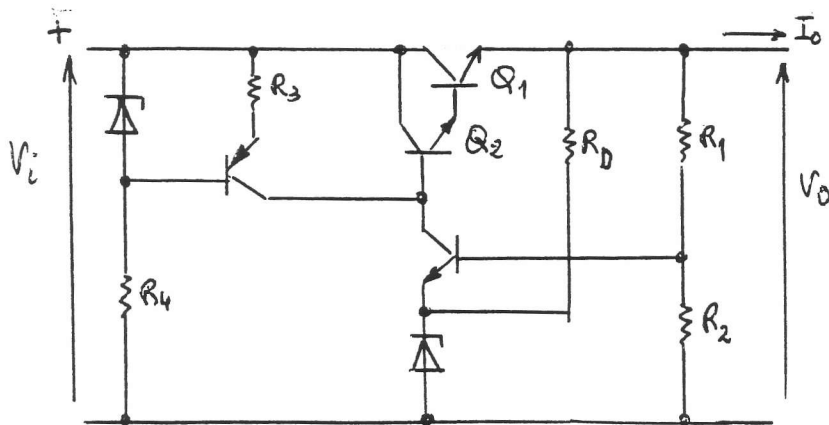
$$\text{met } \begin{cases} A_o = (R_3 + r_o) / r_z \\ \beta_{ter.} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \end{cases}$$

Als we nu een konstante temperatuur veronderstellen, dan heeft men

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

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

In de uitdrukking voor S_v staat R_3 in de noemer, door een konstante stroombron te voorzien wordt R_3 theoretisch ∞ waardoor $S_v \rightarrow 0$. Het schema, waarbij de seriële transistor als darlington is uitgevoerd ziet er als volgt uit:



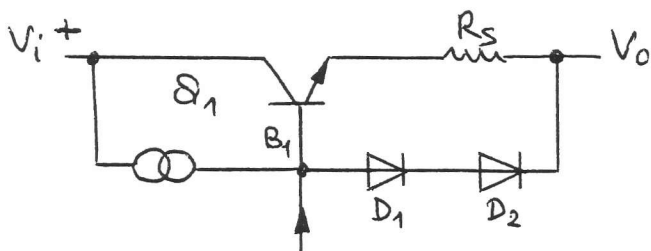
Als β_1 toeneemt zal R_o dalen, vandaar de exponentiële verhoging van β_1 door het voorzien van een darlington Q_1, Q_2 .
Voor $R_3 \rightarrow \infty$ wordt dan:

$$R_o \cong \frac{1}{\beta_1 \beta_2 \cdot G_M}$$

opmerking - kortsluitbeveiliging:

- met dioden

Door in de emitterklem van Q_1 een laagohmige seriële weerstand R_S toe te voegen en 2 supplementaire dioden D_1 en D_2 op te nemen kan men de stroom begrenzen:



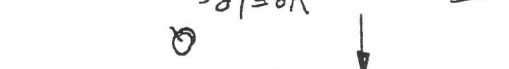
Wanneer $V_{B1} - V_o > 2 \cdot V_D$ of $I_o \cdot R_S \cong V_D$ wordt de transistor van Q_1 afgeleid door D_1 en D_2 waardoor

I_o begrensd wordt op V_D / R_S . Nadeel van deze opstelling is dat de kortsluitstroom niet instelbaar is.

beslissing over een profitevenement
is gekoppeld aan een de postbuit-
steen instellen. De beslissing is

kollekten neu &.

$$I_{KSm} = V_{BE}/R_s$$



ein vollständige Restriktion ($R_L = 0 \Rightarrow V_0 = 0$), da totale ausge-

Atom Tennis eine Sache de Konfliktfreier Welt, was

alt Egen te gavan hon men en agn. "faddace -

Phenolische Resine, Moulding Compounds



R_S Komponenten. Hierher in der

agreement sale no date warranty

Volstaat en dat te zien geliden en de rtoem van de reue houn-



$$V_{BE1} = R_5 \cdot I_0 - (V_0 + I_0 R_5) \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

8

waarmit volgt dat

$$I_0 = \frac{V_{BE1}(R_1 + R_2) + V_0 \cdot R_1}{R_5 \cdot R_2}$$

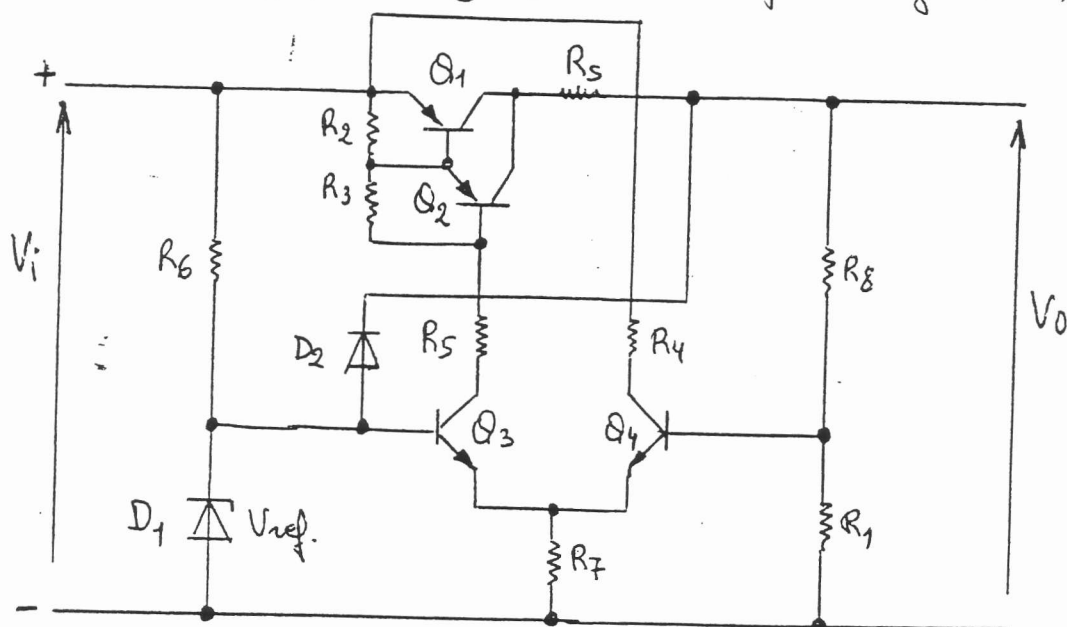
In de uitdrukking zien we dat, wanneer nog geldt dat V_0 de nominale waarde heeft, I_{0max} groot is.

Wanneer R_2 nu beneden R_{min} komt te liggen, zal V_0 dalen waardoor I_0 kleiner mag zijn om $V_{BE1} \approx 0,65V$ te bereiken. In het geval van een kortsluiting vindt men

$$I_{ks} = \frac{V_{BE}(R_1 + R_2)}{R_5 R_2} < I_{0max}$$

1.2. Seriëstabilisator met differentiaalversterker

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



Indien $V_0 \uparrow$, zal $V_{B4} \uparrow$, waardoor $I_{C4} \approx I_{E4}$ stijgen, daan Q_3 en Q_4 een differentiaalversterker vormen moet de som $I_{C3} + I_{C4}$ konstant 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 stabiliserende werking aanwezig.

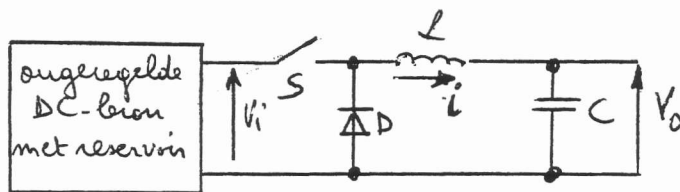
1.8. Principeschema's

De serieregulator vertoont het nadeel een slecht rendement te beruilen, immers: indien de ingestelde uitgangsspanning V_o laag is, staat een hoge spanning over de serie transistor ($V_i - V_o$), zodat het gedimipeerd 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 vermogensverlies. Dit impliceert gewicht (trafo + 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, terwijl "bron en L" samenwerken. Wanneer we reeds beschikken over een ongeregelde 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-kring, waardoor de stroom i toeneemt (lineair in functie van de tijd). Op deze wijze wordt magnetische energie in de spoel opgebouwd. Wanneer S open gaat bij de af-tijd zal de stroom in L blijven vloeien via de vrijgeleide D terwijl de stroom nu lineair afneemt (regime toestand). Wanneer S dicht is staat over L een spanning

$$V_L = V_i - V_o$$

Als S open is staat over S een spanning

$$V_L = -V_D - V_O$$

19

Tijdens de regimetoestand moeten stijgingen en dalingen gelijk zijn, zodat

$$\text{S dicht: } L \frac{\Delta i}{T_{aan}} = V_i - V_O$$

$$\text{S open: } L \frac{\Delta i}{T_{af}} = -V_D - V_O \approx -V_O$$

Daar Δi positief is wanneer S dicht is en negatief wanneer S open is komt er:

$$(V_i - V_O) T_{aan} = -(-V_O) T_{af}$$

dit volgt rechtstreeks uit

$$L \Delta i \Big|_{aan} = -L \Delta i \Big|_{af}$$

Hieruit volgt dat

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

We besluiten dat V_O steeds lager is dan V_i

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

De schakelaar is uitgerust als transistor, in het ideale geval bevindt deze zich in de ON of OFF toestand waarbij nagenoeg geen vermogen gedissipeerd wordt.

V_i daarentegen mag binnen een zeer grote grens variëren. Het volstaat de aan-tijd te wijzigen om V_O constant te houden, zonder rendementsverlies.

Men bekent dan ook waarden rond de 80%.

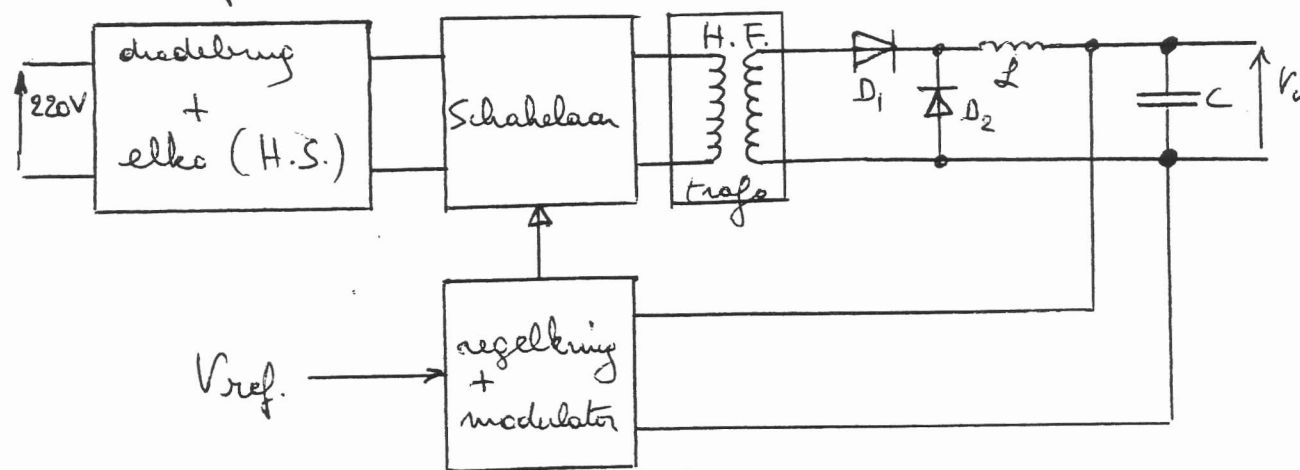
Er zijn echter ook nadelen: de schakeling wordt complexer, de rimpelspanning is hoger (op schakelfrequentie) ~10mV en het antwoord op overgangverschijnselen is slechter.

Om aan het 1e nadeel te verhelpen, kan men gebruik maken van pubbreedtemodulatoren, waarbij T_{aan}/T geregeld wordt. Deze schakelingen zijn in geïntegreerde vorm verkrijgbaar, v.b. TDA1060.

De 2 andere nadelen werden verder in de cursus behandeld.

→ Een bijzondere uitvoering van schakelende voedingen bestaat erin de schakelaar S op te nemen vóór de transformator, vandaar de benaming primaire schakelende voeding. In dit geval zijn wel hoogspanningsvermogenstransistoren vereist, doch tegenwoordig vormt dit geen enkel probleem. De energieopslageling (reservoir) gebeurt nu bij hoge spanning wat interessanter is, vermits meer energie per Farad opgeslagen wordt, immers $E = CV^2/2$, dus door de hogere V wordt meer energie opgeslagen. Verder kan dan bij het schakelmechanisme deze energie veel verder opgebouwd worden dan bij klanische voedingen.

Een ander bijzonder voordeel is de vervanging van de (zware) en dure 50 Hz-trafo door een lichtere goedkope H.F.-trafo met keramische kern:

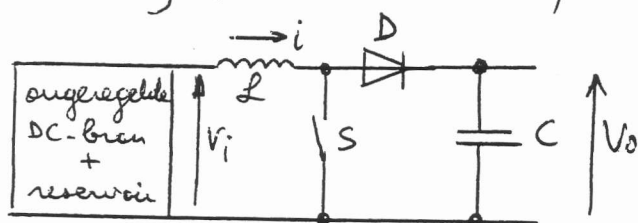


Het blok V_{ref} bestaat principieel uit dezelfde bouwstenen als de klanische serieregulator.

- Boost-converter

Wanneer men een hogere V_o dan V_i , dan kan men gebruik maken van dit type converter.

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



Wanneer S open is, geldt indien V_o verwaarloosd wordt:

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

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

$$L \frac{\Delta i}{T_{aan}} = V_i - \underset{0}{V_s}$$

Daar $|\Delta i|_{aan} = |\Delta i|_{af}$ geldt:

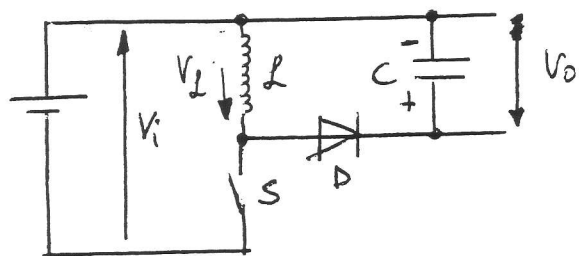
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{T}{T_{af}}$$

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

- flyback of terugslagomvormer

Met deze schakeling is $V_o \geq V_i$. We spreken van een flyback of terugslagomvormer die verschillend is van de forward-converter. Eerst stroomt de bron energie in een zelfinductie. Vervolgens wordt de bron afgeschakeld terwijl de zelfinductie tijdens de zgn. terugslag de energie in de capaciteit opstapelt. De "bron en L " verkeren 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 vernieuwbaar wordt.

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

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

Waaruit volgt:

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

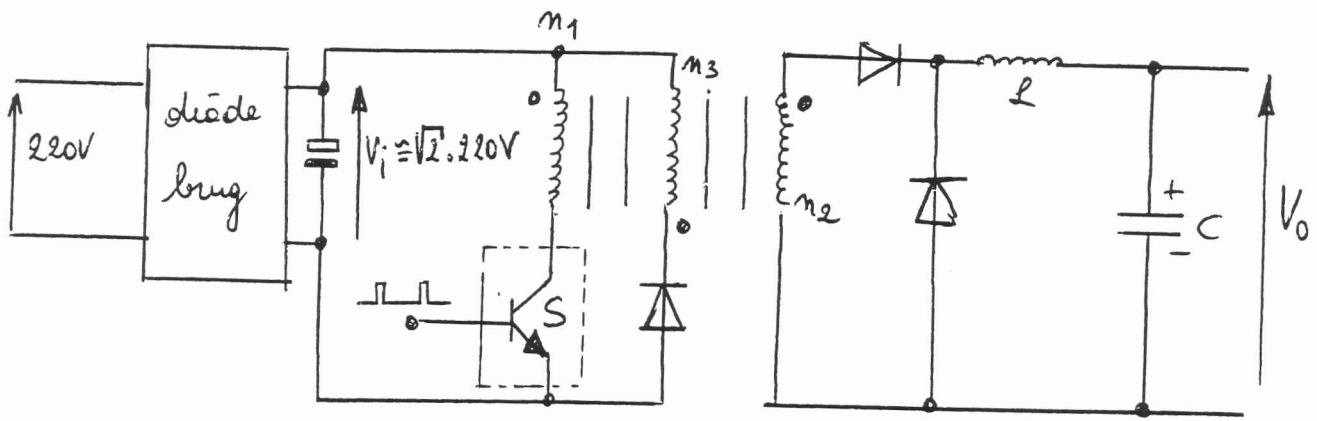
Men kan dus inderdaad maken dat $V_o \geq V_i$.

1.9. Forward - converter als primair schakelende voeding

1.9.1. Schakeling met 1 transistor en hulpwikkeling

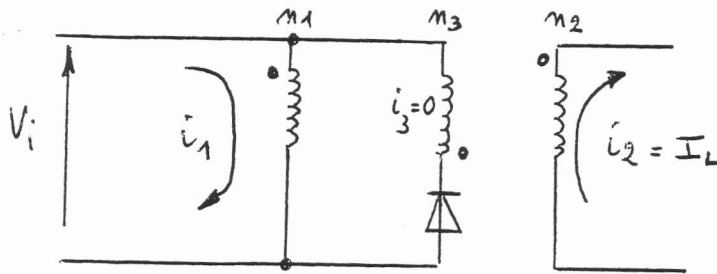
Bij primair schakelende voedingen maakt men gebruik van een trafo om de verbruiker te isoleren van het net en om toch een (niet vernieuwbaar) on-tijd te verkrijgen, die een zekere waarde vertoont t.o.v. de off-tijd. Men kan immers moeilijk door het schakelen af dalen van $\sqrt{2} \cdot 220V$ naar $5V_{DC}$.

Er wordt 1 winding van de trafo gemagnetiseerd, terwijl de magnetiseringsenergie door de hulpwinding N_3 gerecupereerd wordt. De schakeling is in volgende figuur gegeven:



- Wanneer de transistor S aan is, geldt het volgende stroomverloop:

taan:



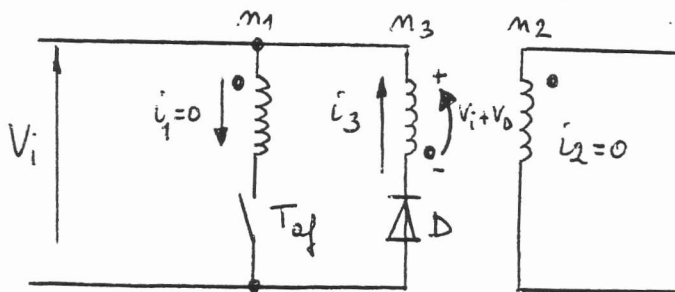
De stroom i_1 hangt af van de gevraagde I_L en van I_m (magnetiseringsstroom).

$$\hat{i}_1 = \frac{n_2}{n_1} I_L + I_m$$

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

- Tijdens de af-tijd geldt het volgende onderstaand stroomverloop:

taf:



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

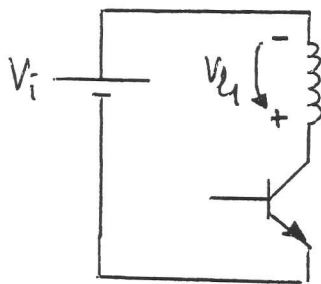
$$\hat{i}_3 = \frac{n_1}{n_3} \cdot I_m$$

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

Gedurende de af-tijd wordt over n_3 een spanning $V_1 + V_D$

geïnduceert om de stroom te laten afvloeien.

Verder wordt de transistor tijdens de af-tijd een hogere spanning V_{invers} aangeboden, gegeven door



$$V_{invers} = V_i + V_{L1} \quad \text{met} \quad \frac{V_{L1}}{n_1} = \frac{V_{in}}{n_3}$$

zodat er komt:

$$V_{invers} = V_i + V_i \frac{n_1}{n_3} !$$

- Tijdens de aan-tijd wordt I_m opgebouwd, terwijl tijdens de af-tijd deze stroom wordt afgebouwd. Dit vergt een zeker tijd, zodat de aan-tijd beperkt moet worden, wil men T_{of} benutten om deze stroom integraal af te bouwen. Er geldt dat

$$I_m \cdot T_{aan} = \frac{n_1}{n_3} I_m T_{of}$$

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

Voor de maximale aan-tijd komt dus de voorwaarde

$$T_{aan, \max} = \frac{n_1}{n_1 + n_3} \cdot T$$

te verschijnen, die voldaan moet worden.

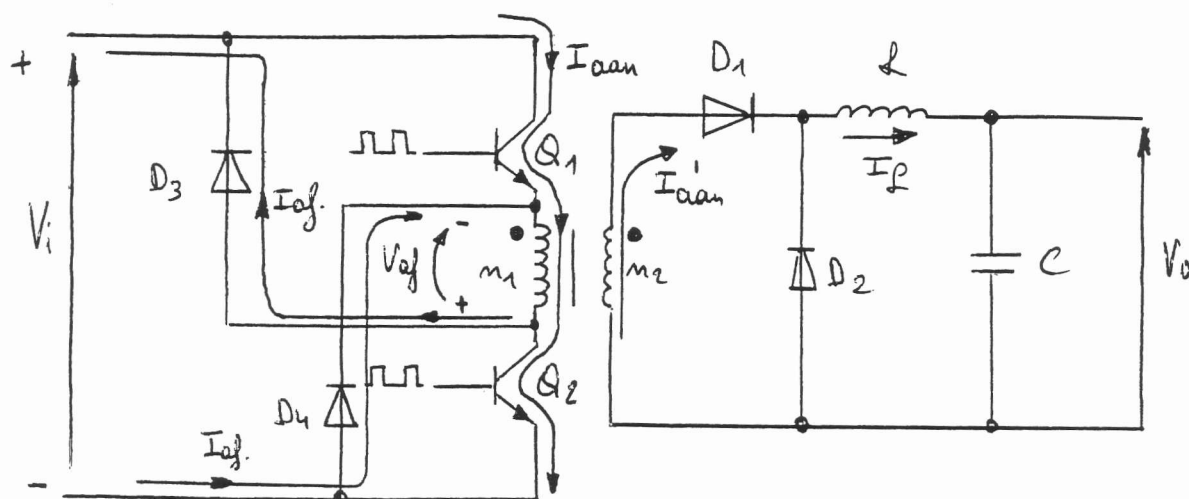
We merken nog op dat de transistor bestand moet zijn tegen de V_{invers} -waarde.

Deze hoge spanning, waarde kan beperkt worden door gebruik te maken van volgend schema:

1.9.2. Schakeling met 2 transistoren zonder hulpwikkeling

Men kan de spanning over de transistoren beperken tot V_i door een extra transistor te gebruiken.

De hulpwikkeling is eveneens overbodig:



Q_1 en Q_2 worden hier simultaan aangedreven

- Tijdens de aan-tijd vloeit de stroom I_{aan} door Q_1 , n_1 en Q_2 . Hierdoor vloeit een stroom $I_{aan'}$ door n_2 , D_1 , L , C en R_L die stijgend is (forward converter)

Tijdens deze periode staat V_i (op de verliezen na over de 2 transistoren) over n_1 .

Hierbij is
$$I_{aan'} = \frac{n_1}{n_2} I_{aan}$$

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

Gedurende deze periode staat $-(V_i + 2V_D)$ over n_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 transistoren, zodat V_{uven} per transistor $\approx V_i$.

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

principiële werking buck-converter).

- Bij dit schema geldt dat

$$I_{aan} T_{aan,max} = I_{aaf} \cdot T_{af}$$

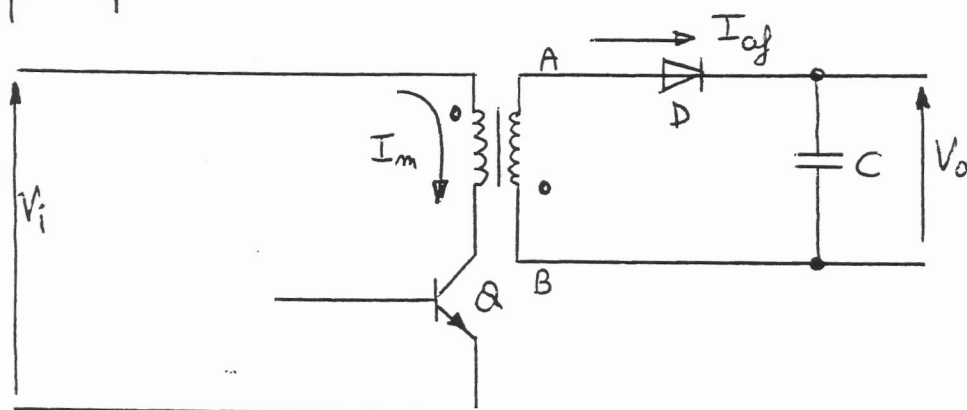
$$T_{aan,max} = T - T_{af}$$

waaruit volgt dat

$$T_{aan,max} = \frac{T}{2}.$$

1.10. flyback - converter als primair schakelende voeding

Als we in het principeschema van de tegenslagomvormer de spoel vervangen door een transformator, en de transistor in de primaire wikkeling opnemen, hebben we een primair schakelende voeding, werkend volgens het flyback of tegenslag-principe:



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

Wanneer Q spert wordt punt A positief t.o.v. B (geadit na), waardoor de opgeslagen energie vrij komt door een stroom I_{af} die doorheen de diode, C en R vloeit. Deze stroom vloeit dus enkel gedurende de af-tijd, vandaar de benaming tegenslag of flyback-converter. Wanneer I_{af} niet vloeit (T_{aan}), moet C de belastingstroom voeren wat aanleiding geeft tot een rimpel.

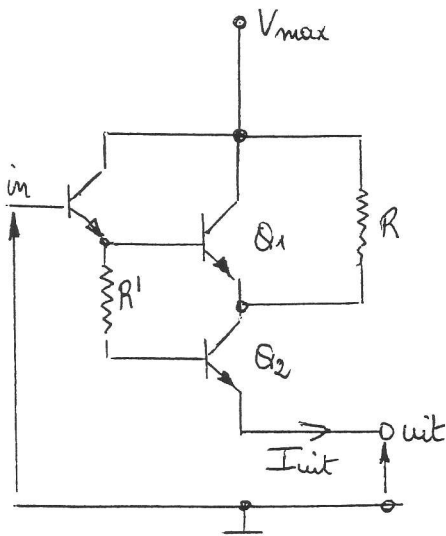
Vandaan dat dergelyk voedingsysteem slechts voor kleine vermogens toegepast wordt.

Het voordeel van de schakeling bestaat erin dat de extra span. I meevalt.

1.11. Opmerkingen bij voedingen

- vermogentransistor bij serieregulator

Om de vermogentransistor te ontlasten van de warmteontwikkeling zal men de seriestransistor vervangen door 3 transistoren d.m.v. een speciale schakeling waarbij de gezamenlijke dissipatie door Q_1 en Q_2 steeds kleiner is dan $\frac{1}{4} (V_{max} \cdot I_{max})$.



Voor goede dimensionering 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 $V_{B1} \approx V_{B2} \approx 0,7V$, terwijl de emitter van Q_1 nagenoeg op V_{max} staat. Q_1 geleidt dus niet, terwijl 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:

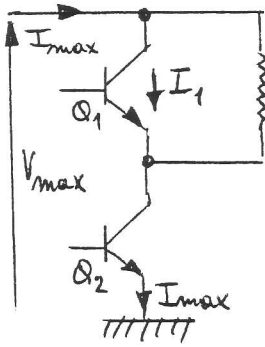
$$R = \frac{V_{max} - V_{sat2}}{\frac{3}{4} I_{max}} \approx \frac{4}{3} \frac{V_{max}}{I_{max}}$$

Door de verzadiging van Q_2 daalt β_2 , waardoor verder bij deze hoge basisstroom 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 dissipatie inderdaad beperkt is:

- wanneer Q_1 en Q_2 simultaan geleiden ($I > \frac{3}{4} I_{max}$), dan geldt bij een kortsluiting dat

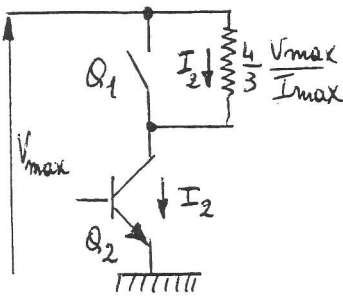


$$R = \frac{4}{3} \frac{V_{max}}{I_{max}} \quad I_1 = I_{max} - \frac{V_{max} - V_{CEsat2}}{\frac{3}{4} \frac{V_{max}}{I_{max}}} \approx \frac{1}{4} I_{max}$$

dit wordt

$$\begin{aligned} P_{Q1} &\approx \frac{1}{4} V_{max} \cdot I_{max} \\ P_{Q2} &\approx V_{CEsat2} \cdot I_{max} \approx 0. \end{aligned}$$

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



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

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

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

$$P_{Q2} = V_{max} \left(I_2 - \frac{4}{3} \frac{I_2^2}{I_{max}} \right). \text{ Het maximaal}$$

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

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

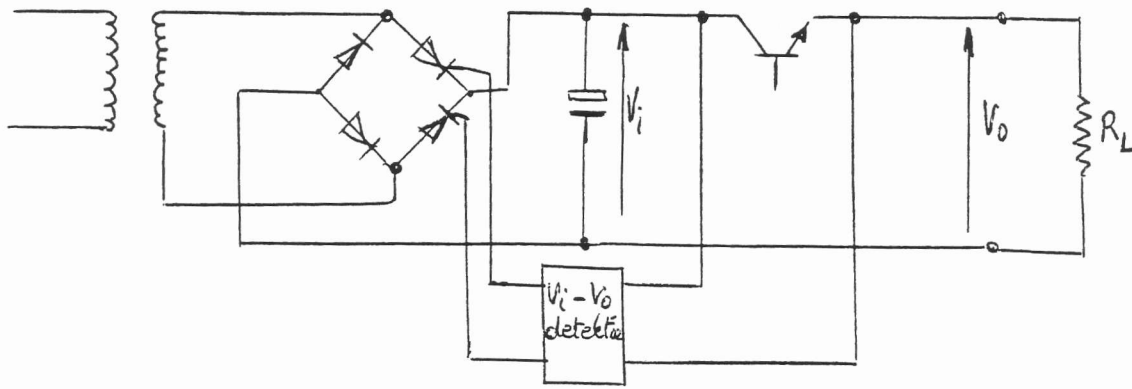
Dit maximum vermogen bedraagt

$$P_{Q2m} = \frac{3}{16} V_{max} \cdot I_{max}.$$

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

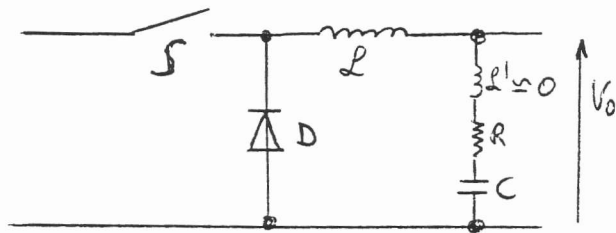
- hoge dissipatie bij serieregelaars

Wanneer de uitgangsspanning van een serieregelaar of lage uitgangsspanning ingesteld wordt, is het rendement vrij slecht, daar over de serie transistor het product $(V_i - V_o) I_o$ bij hoge stroomafname groot wordt. Wil men toch gebruik maken van een serieregulator 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 bruggeleghichten, zodat de spanning over de serie transistor



- overgangsverschijnselen bij schakelende voedingen

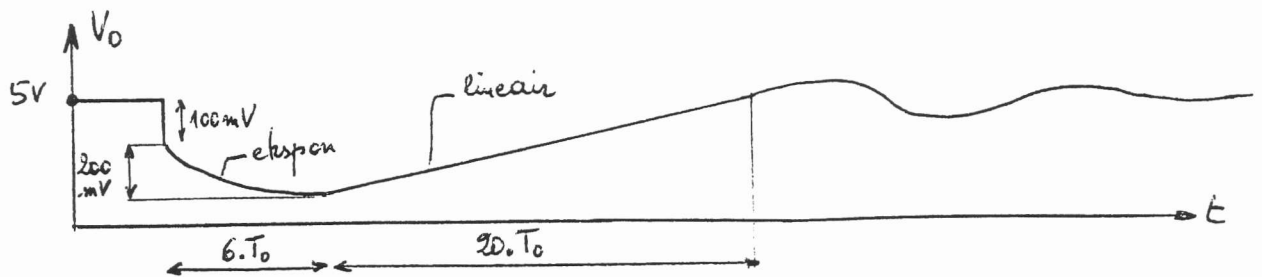
Beschouwen we een typische schakelende voeding, waarbij we de uitgangskondensator vervangen door zijn equivalent schema $C + R + L'$ en waarbij we L' (parasitaire serie-inductantie) verwaarlozen



Het plots aan/afschakelen van de belasting heeft een overgangsverschijnsel tot gevolg, dat zich uitstrekt over meerdere periodes van de schakelfrequentie

Bij het plots inschakelen van R_L , corresponderend met de vollast situatie treedt er een spanningsdaling op van ca 100 mV door de serie weerstand R van de kondensator, gevolgd door een (geringe) ontlading van ca 200 mV van C die zich uitstrekt over een 5-tal schakelperiodes. Door de spanningsense-klemmen deze daling waarnemen treedt het regelmechanisme in werking en doet de uitgangsspanning V_o $\pm$ lineair toenemen, dit ten gevolge van de stroombegrenzing ($i_{max} = \text{constant}$), waardoor $V_o \approx \frac{1}{C} \int i_{max} dt$ dus $\pm$ lineair toeneemt. Dit duurt een 20 tal periodes eer de oorspronkelijk ingestelde V_o terug bereikt wordt, en ten gevolge van LC treedt er een overgangsverschijnsel op (uitslagenverschijnsel op V_o) naar een steady-state situatie

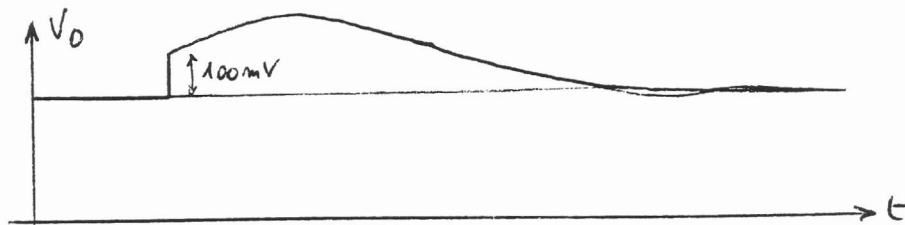
De golfvormen zijn op de volgende bladzijde gegeven.



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

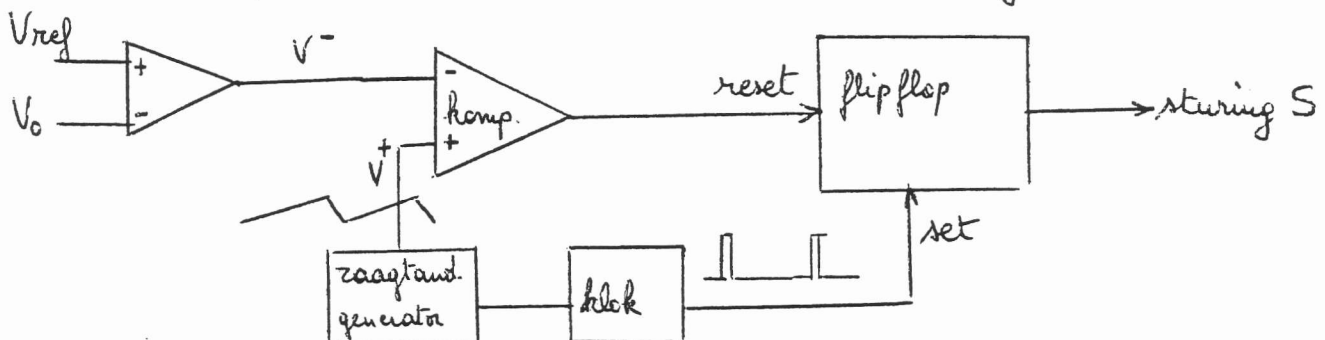
Vervolgens verkrijgt men een geleidelijke toename van V_o , door de hoge stroom die in L bleef niet plots afgebruimd kan worden. De energie $Li^2/2$ wordt dus in de condensator gestuurd waardoor de overspanning ontstaat.

Door de regelwerking wordt de spanning langzaam teruggegeld naar de oorspronkelijke V_o , als er een kleine voorbelasting aanwezig is (bleedestroom), gebeurt dit laatste sneller.

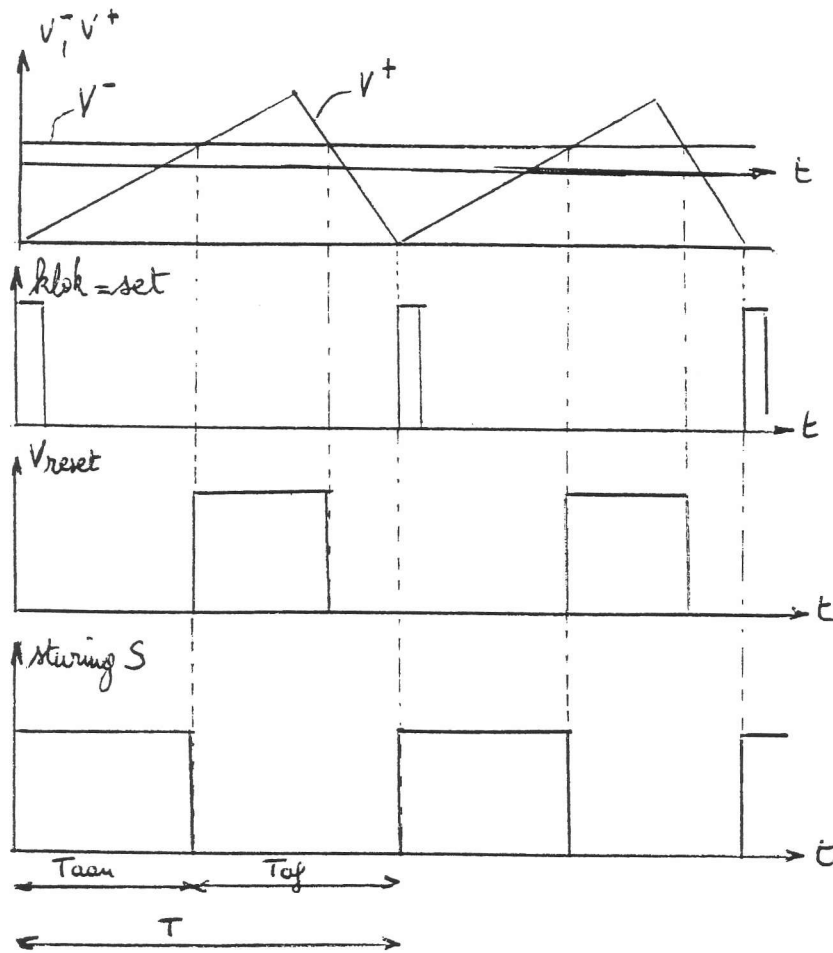


- regelkring met pulsmodulatie (pulsbreedte modulatie) bij schakelende voedingen

Het prinsipschema van een PWM is hieronder getekend:



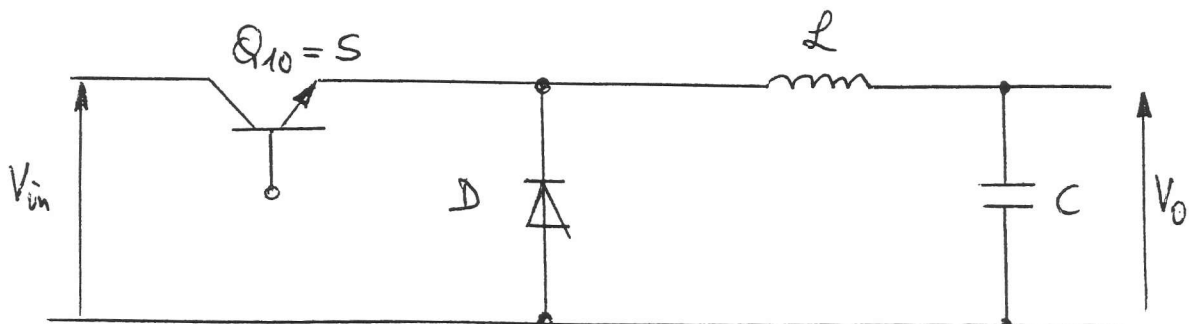
Beschouwen we het geval dat $V_o < V_{ref}$, dan heeft men volgende signaal vormen:



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 Q₁₀ als schakelaar, vrijlopende D en de componenten L en C



Als oscillator wordt gebruik gemaakt van een onstabiele multivibrator (AMV), die op de collector van Q₂ zorgt voor een blokgolfvormige spanning. De ingang van Q₇ die een differentiator vormt ($C_D, R_D + r_{\pi 7}$), vormt