

Hoofdstuk 2: Praktische toepassingen van diodes

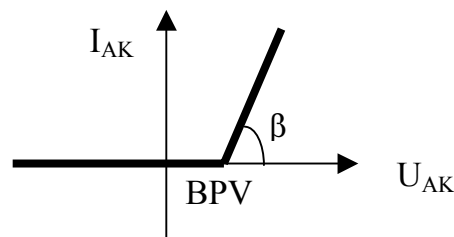
1: Gelijkrichting

1.1: De diodekarakteristiek

Vooraleer de meest voorkomende gelijkrichterschakelingen te bespreken, zullen we eerst nog eens kort de diodekarakteristiek bespreken. Bij het bestuderen van gelijkrichterschakelingen kan namelijk meestal gebruik gemaakt worden van een sterk vereenvoudigde diodekarakteristiek.

In Paragraaf 2.3 (Figuur 1.7) van het eerste hoofdstuk hebben we de spanning-stroomkarakteristiek van een reële Si- of Ge-diode gezien. Vaak is het mogelijk die reële karakteristieken flink te vereenvoudigen.

In een eerste vereenvoudiging bekomt men als diodekarakteristiek:

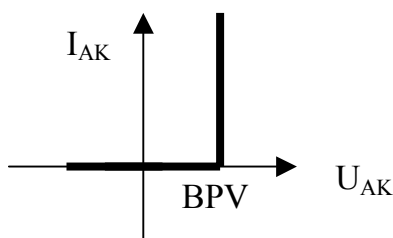


Figuur 2.1: Diodekarakteristiek, eerste vereenvoudiging

Hierbij wordt er van uitgegaan dat voor elke U_{AK} kleiner dan de break-point-voltage BPV de stroom I_{AK} gelijk is aan nul. Voor stromen groter dan de BPV is die stroom I_{AK} groter dan nul en gaat men er van uit dat de stroomtoename lineair is als functie van de spanning U_{AK} .

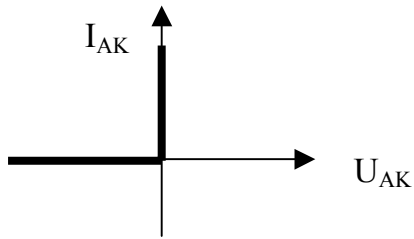
Die lineaire toename van de stroom bij spanningen $U_{AK} > BPV$ heeft tot gevolg dat de dynamische weerstand $R_d = 1/\text{tg}\beta$.

Vaak zal Figuur 2.1 verder vereenvoudigd worden tot:



Figuur 2.2: Diodekarakteristiek, tweede vereenvoudiging

In nogal wat schakelingen (ook bij gelijkrichterschakelingen) is de spanning welke over de geleidende diode staat verwaarloosbaar klein ten opzichte van de andere spanningen. Bij het verwaarlozen van de BPV, dus de spanning over de geleidende diode, krijgt men als vereenvoudigde diodekarakteristiek:



Figuur 2.3: Diodekarakteristiek, derde vereenvoudiging

In deze derde vereenvoudiging benadert men de diode, welke in doorlaatrichting gepolariseerd ($U_{AK} > 0$) is, als een gesloten schakelaar. De diode welke in sper gepolariseerd ($U_{AK} < 0$) is, wordt benaderd door een open schakelaar.

1.2: Definitie en praktisch nut

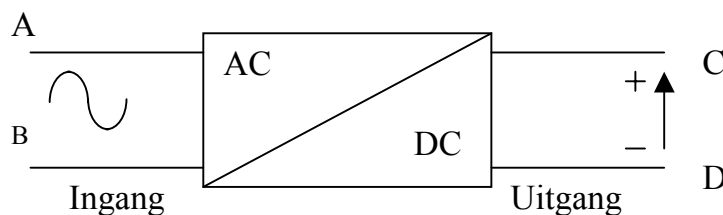
De spanning welke door een stopcontact geleverd is, is een sinusvormige wisselspanning met een frequentie van 50 Hz en een effectieve waarde van 230 V. Indien gewenst, kan men de netspanning van 230 V met behulp van een transformator omzetten naar een willekeurige andere waarde (bijvoorbeeld 6 V). Ook deze 6 V zal een sinusvormige wisselspanning met een frequentie $f = 50$ Hz zijn.

Zoals bekend kan men bijvoorbeeld een gloeilamp zowel met wisselspanning als met gelijkspanning voeden. Een fietslamp van 6 V zal even helder branden op 6 V wisselspanning (effectieve waarde) als op 6 V gelijkspanning.

Daarentegen mogen de meeste elektronische onderdelen en schakelingen (denk bijvoorbeeld aan radio-, TV- of computerschakelingen) uitsluitend met zuivere gelijkspanning gevoed worden. Met wisselspanning kunnen ze vaak niet behoorlijk gevoed worden, of gaan ze zelfs stuk.

Vaak wenst men dergelijke elektronische schakelingen toch via het lichtnet te voeden (denk aan de meeste TV's of PC's in de huiskamer). Men zit dus met een tegenstelling. Het lichtnet (plus een eventuele transformator) levert een wisselspanning terwijl de elektronische schakelingen een gelijkspanning vereisen.

Gelukkig bestaan er eenvoudige schakelingen die de hen toegevoerde wisselspanning omvormen naar een zuivere gelijkspanning. Dergelijke schakelingen worden gelijkrichterschakelingen of kortweg gelijkrichters genoemd.



Figuur 2.4: Gelijkrichter

Aan de ingangen A en B van de gelijkrichter wordt een sinusvormige wisselspanning aangelegd en aan de uitgangsklemmen C en D verkrijgt men in het ideale geval een mooi constante gelijkspanning.

Een dergelijke gelijkrichter is onder meer te vinden in een radiotoestel. De stekker van de radio levert via het stopcontact een AC-spanning. De gelijkrichter vormt deze om tot een DC-spanning die de radioschakeling zelf (de elektronica in de radio) voedt.

Het is duidelijk dat gelijkrichters zeer vaak toegepast worden, bijna elk elektronisch toestel bevat er één of meerdere. (uitzondering: een dimmer)

We besluiten deze paragraaf met enkele korte vraagjes.

Moet bijvoorbeeld een walkman altijd een gelijkrichter bevatten? Motiveer uw antwoord.

Als de meeste elektronische schakelingen alleen op gelijkspanning kunnen werken, waarom leveren de elektriciteitsproducenten dan wisselspanning aan ons lichtnet. Zou men niet beter overstappen naar DC-netten?

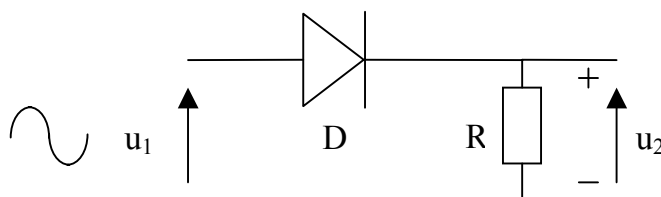
2: Praktische gelijkrichterschakelingen

Bij het bestuderen van de volgende schakelingen doet u er goed aan bij een eerste benadering elke geleidende diode te beschouwen als een gesloten schakelaar en elke sperrende diode als een open schakelaar. Zo wordt het basisprincipe van elke gelijkrichterschakeling duidelijk. Daarna pas brengen we de spanningsval (en eventuele sperstroom) van de diode in rekening.

Er bestaan talloze schakelingen. De belangrijkste zullen we in het huidige hoofdstuk bespreken. De studenten die meer informatie wensen i.v.m. gelijkrichters verwijzen we naar het boek 'Van elektronische vermogencontrole tot aandrijftechniek' van J. Pollefliet.

In de huidige cursus beperken we ons verder tot het gelijkrichten van de 50 Hz wisselspanning welke afkomstig is van het lichtnet.

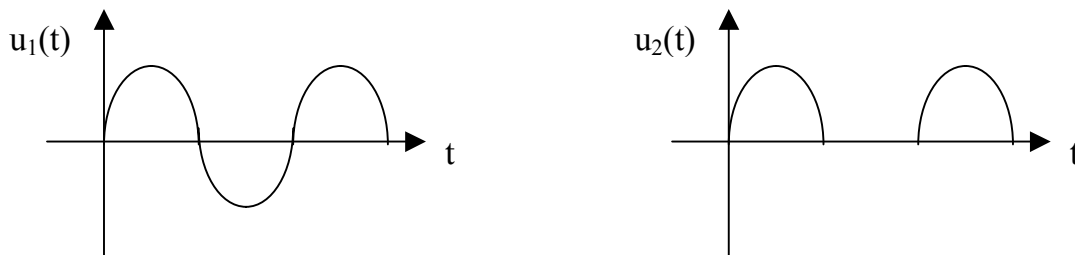
2.1: Enkelzijdige gelijkrichter



Figuur 2.5: Enkelzijdige gelijkrichter

We veronderstellen dat de sinusvormige ingangsspanning $u_1(t)$ een piekwaarde U_p heeft. Verder veronderstellen we eerst dat de diode ideaal is. De ideale diode gedraagt zich (zoals Figuur 2.3 aangeeft) als een gesloten schakelaar indien ze in geleiding gepolariseerd is. Ze gedraagt zich als een open schakelaar indien ze in sper gepolariseerd is. Dit betekent dat de uitgangsspanning $u_2(t)$ (welke over R staat) gelijk is aan $u_1(t)$ wanneer de diode geleidt en dat $u_2(t)$ gelijk is aan nul indien de diode niet geleidt.

Dit geeft als spanningvormen:



Figuur 2.6: Spanningsvormen enkelzijdige gelijkrichter

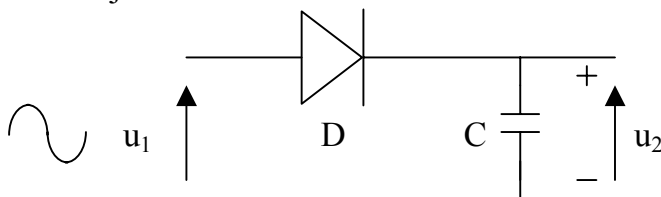
Zoals op de figuur te zien is kunnen we hier al van een gelijkgerichte spanning spreken. Inderdaad, de uitgangsspanning verandert niet meer van teken.

Bepaal welke spanningvorm er over de diode staat. Bepaal ook welke stroomvorm er door de diode vloeit.

In de praktijk moet wel rekening gehouden worden met de spanningsval die over de diode ontstaat in doorlaatrichting. Soms moet ook rekening gehouden worden met de sperstroom die door de diode vloeit in sperzin. Ga na welke gevolgen deze beide factoren hebben.

Ga na wat de uitgangsspanning is indien aan de ingang van Figuur 2.5 een symmetrische driehoekspanning met topwaarde U_p aangelegd wordt.

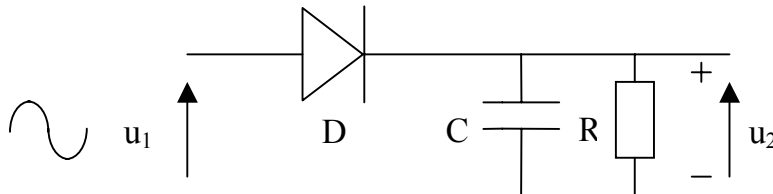
Ga na welke uitgangsspanning $u_2(t)$ bekomen wordt indien aan de ingang van Figuur 2.7 een sinusvormige spanning met amplitude U_p aangelegd wordt. Gebruik hierbij opnieuw een ideale diode. Ga verder na tegen welke inverse spanningen de diode bestand moet zijn.



Figuur 2.7: Enkelzijdige gelijkrichter met C

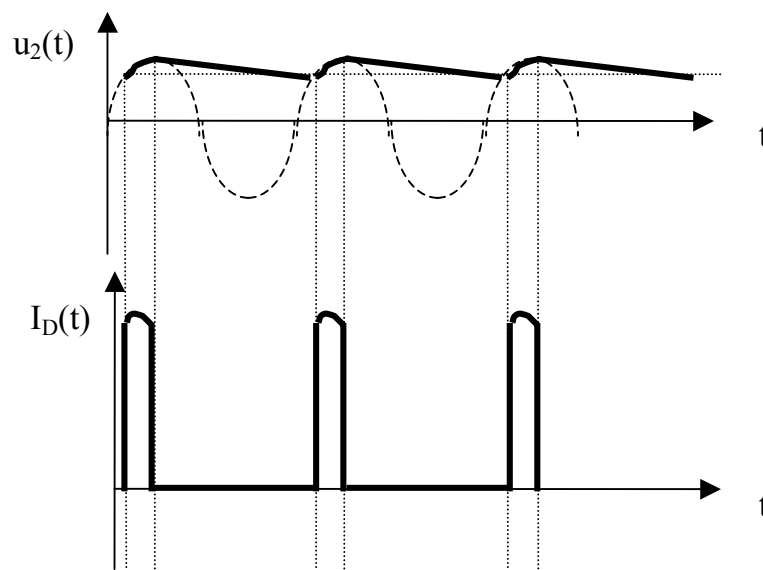
2.2: Enkelzijdige gelijkrichter met afvlakcondensator

Plaatsen we op de uitgang van de schakeling van Figuur 2.5 een gepolariseerde elektrolytische condensator, dan wordt de in Figuur 2.6 bekomen uitgangsspanning meer afgevlakt.



Figuur 2.8: Enkelzijdige gelijkrichter met afvlakcondensator

Indien de diode ideaal wordt verondersteld zoals in Figuur 2.3 weergegeven is, dan heeft de uitgangsspanning $u_2(t)$ en de diodestroom $i_D(t)$ het volgende verloop:



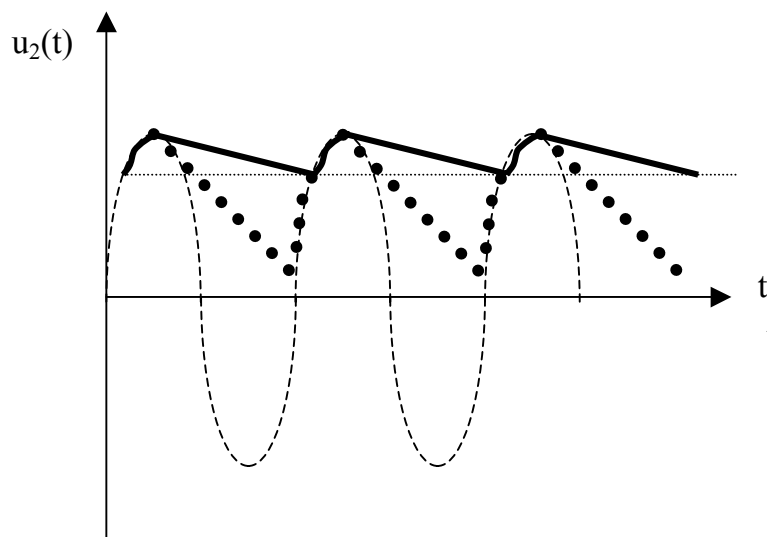
Figuur 2.9: Uitgangsspanning en diodestroom bij enkelzijdige gelijkrichter met afvlakcondensator

Inderdaad, de diode laadt gedurende (een deel van de) positieve alternantie de condensator op. Dit opladen gebeurt vrij snel en met een vrij grote diodestroom $i_D(t)$. Dit opladen van de C stopt op het ogenblik dat $u_1(t)$ en $u_2(t)$ hun maximale waarde bereikt hebben. De stroom door de diode is dus pulserend

Tijdens de periode na het bereiken van de topwaarde van de positieve spanningsalternantie en ook tijdens de volledige negatieve alternantie ontladt de condensator zich exponentieel over de belastingsweerstand R . De tijdsconstante van deze ontlading is $\tau = RC$. Dit ontladen van de condensator zet zich verder bij het begin van de volgende positieve alternantie en stopt op het ogenblik dat de ingangsspanning $u_1(t)$ groter wordt dan de spanning over de condensator.

Het aantal ladingen die toegevoerd worden aan de C tijdens het opladen is even groot als het aantal ladingen die tijdens het ontladen afgevoerd wordt. De oplaadtijd van de C is veel korter dan de ontlaadtijd waardoor de stroompulsen door de diode veel groter zijn dan de gemiddelde stroom die door de belastingsweerstand vloeit. Hiermee moet rekening gehouden worden bij het kiezen van een geschikte diode voor de schakeling (belang van I_{FRM}).

Nu heeft de grootte van C zowel een effect op het verloop van de diodestroom $i_D(t)$ als op het verloop van de uitgangsspanning $u_2(t)$. Het effect op de uitgangsspanning is weergegeven op de onderstaande figuur.



Figuur 2.10: Effect grootte afvlakcondensator

De uitgangsspanning in volle lijn heeft een grote afvlakcondensator en de uitgangsspanning in puntlijn afgedrukt heeft een kleinere afvlakcondensator.

Indien C groter wordt, duurt de oplaadtijd van de C korter en duurt de ontlaadtijd langer, dit impliceert dat bij een grote C de oplaadstroom van de condensator erg groot kan worden. Wat een nadeel is. Een kleine C heeft echter het nadeel (zie Figuur 2.10) dat de rimpel op de uitgangsspanning $u_2(t)$ groter wordt.

De uitgangsspanning is dus afhankelijk van de aangelegde ingangsspanning $u_1(t)$ en de grootte van de afvlakcondensator C . Indien C voldoende groot is, kan de spanningsrimpel verwaarloosd worden en is $u_2(t)$ nagenoeg constant met waarde U_p .

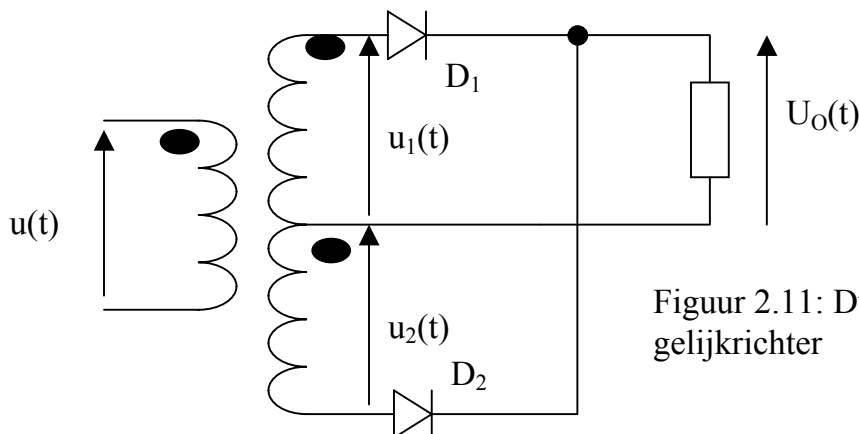
Indien de diode benaderd wordt zoals weergegeven in Figuur 2.2 (wat dus realistischer is dan Figuur 2.3), dan is er een spanningsval over de geleidende diode. Indien we veronderstellen dat deze spanningsval $0,7\text{ V}$ is, dan is de piekwaarde van $u_2(t)$ gelijk aan $(U_p - 0,7\text{ V})$.

2.3: Dubbelzijdige gelijkrichter: eerste mogelijkheid

Het is jammer dat er in voorgaande schakeling geen nut gehaald wordt uit de negatieve alternantie van het net. Nu volgen een aantal schakelingen waarbij wel nut gehaald wordt uit de negatieve alternantie. Dank zij deze negatieve alternantie kan voor een zelfde rimpel op de uitgangsspanning een kleinere afvlakcondensator genomen worden (of met een zelfde afvlakcondensator is de spanningsrimpel kleiner).

Een eerste dubbelzijdige gelijkrichter wordt hier besproken in Paragraaf 2.3. In Paragraaf 2.4 bespreken we een tweede dubbelzijdige gelijkrichterschakeling.

Een eerste mogelijkheid bestaat er in te vertrekken van een transformator met twee secundaire wikkelingen. Elke secundaire heeft een enkelzijdige gelijkrichter en de uitgangen van beide gelijkrichters worden parallel op elkaar geplaatst. Aan deze uitgangen wordt dan de belasting geschakeld.

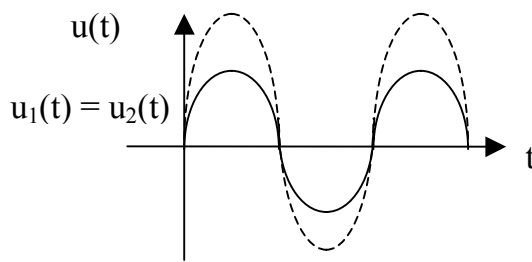


Figuur 2.11: Dubbelzijdige gelijkrichter

Let in de bovenstaande figuur eerst en vooral op de voedingstransformator met twee secundaire wikkelingen. Er is een ingangsspanning $u(t)$ met een effectieve waarde van 220 V en een frequentie van 50 Hz . Er zijn de secundaire spanningen $u_1(t)$ en $u_2(t)$ die beiden een zelfde amplitude hebben.

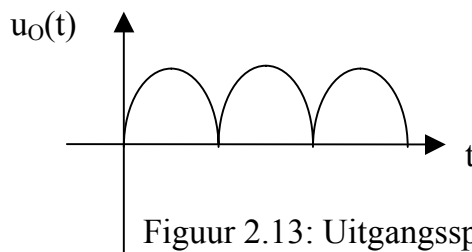
De primaire spanning is in streeplijn getekend en de twee (identieke) secundaire spanningen zijn in volle lijn getekend.

Tijdens de positieve alternantie van de netspanning zijn $u_1(t) > 0$ en $u_2(t) > 0$. De diode D_1 geleidt en de diode D_2 spert. Tijdens de negatieve alternantie van de netspanning zijn $u_1(t) < 0$ en $u_2(t) < 0$. De diode D_1 spert en de diode D_2 geleidt. De stroom door de belastingsweerstand R vloeit door de geleidende diode.



Figuur 2.12: Spanningsvormen voedingstransformator

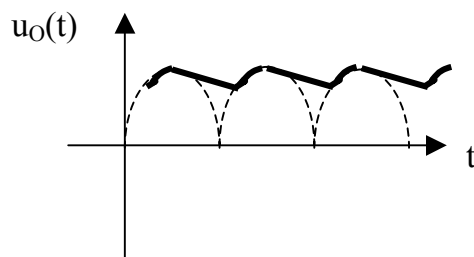
Zowel tijdens de positieve alternantie als tijdens de negatieve alternantie van de netspanning is de uitgangsspanning $u_o(t)$ positief. De piekwaarde van de uitgangsspanning is gelijk aan de piekwaarde van de secundaire spanningen indien de diodes ideaal verondersteld zijn.



Figuur 2.13: Uitgangsspanning

Als u de schakeling van naderbij bekijkt, zult u zien dat er over de niet geleidende diode een grote negatieve spanning staat. Meer precies is de maximale spanning over een gesperde diode 2 keer de secundaire piekspanning van $u_1(t)$ of $u_2(t)$.

Net zoals bij de enkelzijdige gelijkrichting is het mogelijk en nuttig een afvlakcondensator C te plaatsen die parallel staat met de belastingsweerstand R . Dit geeft een uitgangsspanning van de vorm



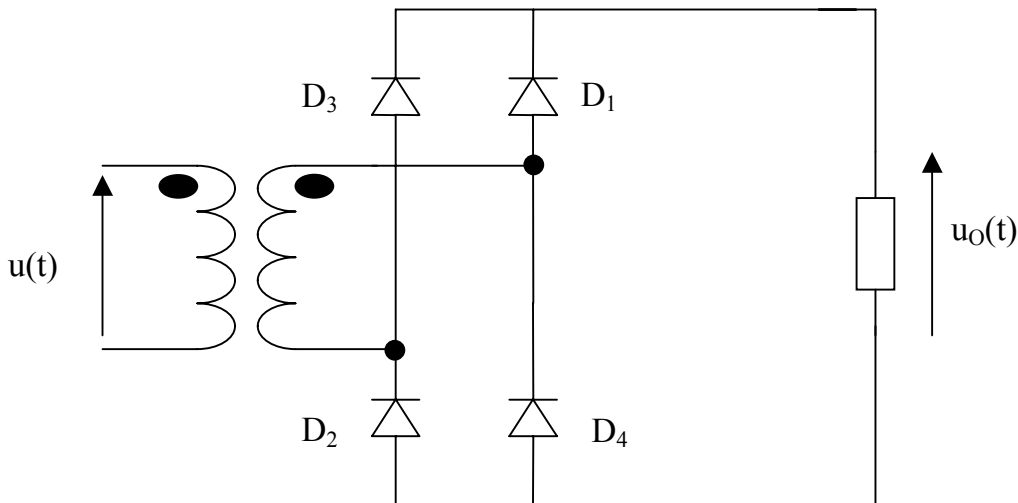
Figuur 2.14: Uitgangsspanning indien een afvlakcondensator geplaatst is

2.4: Dubbelzijdige gelijkrichter: tweede mogelijkheid

Een tweede mogelijkheid om dubbelzijdige gelijkrichting te bekomen is voorgesteld in onderstaande Figuur 2.15.

Tijdens de positieve alternantie van de voedingsspanning (en dus ook van de secundaire spanning van de voedingstransformator) geleiden D_1 en D_2 terwijl D_3 en D_4 gesperd zijn. De uitgangsspanning $u_o(t)$ heeft dan ook een positieve waarde.

Tijdens de negatieve alternantie van de voedingsspanning geleiden D_3 en D_4 terwijl D_1 en D_2 gesperd zijn. Dit impliceert dat ook dan de uitgangsspanning $u_o(t)$ een positieve waarde heeft.



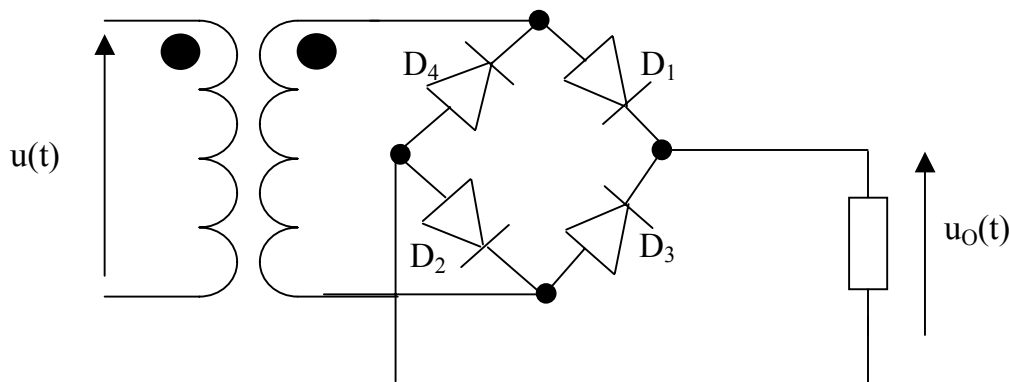
Figuur 2.15: Dubbelzijdige gelijkrichter

De uitgangsspanning heeft dezelfde vorm als de spanningsvorm getekend in Figuur 2.13. Indien er een extra afvlakcondensator parallel geschakeld wordt met de belastingsweerstand R , dan heeft de uitgangsspanning de spanningsvorm getekend in Figuur 2.14. We hebben dus opnieuw een dubbelzijdige gelijkrichterschakeling bekomen.

Bij deze schakeling is er geen transformator nodig met twee secundairen, een enkele secundaire volstaat. Langs de andere kant zijn er wel vier en geen twee gelijkrichterdiodes nodig.

Van die vier diodes zijn er steeds twee in geleiding (indien er geen afvlakcondensator voorzien is). Indien de diodes niet ideaal verondersteld zijn, dus indien we er van uitgaan dat er over een geleidende diode een spanning van $0,7\text{ V}$ staat, dan verliezen we een spanningsval van $1,4\text{ V}$.

De dubbelzijdige gelijkrichterbrug van Figuur 2.15 wordt vaak de Graetz-gelijkrichter genoemd. De Graetz-gelijkrichterbrug wordt vaak voorgesteld als:



Figuur 2.16: Graetz-gelijkrichterbrug

Ga zelf na dat Figuur 2.15 en Figuur 2.16 identiek dezelfde schakeling weergeven.

Vergeet niet dat in de schakeling van Figuur 2.16 vaak een afvlakcondensator parallel met de belastingsweerstand R geplaatst wordt. Dit zorgt voor een uitgangsspanning van de vorm weergegeven in Figuur 2.14.

Beschouw een Graetz-gelijkrichterschakeling met afvlakcondensator. Teken (in functie van de tijd) het verloop van de uitgangsspanning $u_o(t)$. Teken het verloop van $i_{D1}(t)$, $i_{D2}(t)$, $i_{D3}(t)$ en $i_{D4}(t)$. Teken ook het verloop van de stroom welke door de secundaire transformatorwinding vloeit.

3: Belangrijke ontwerpregels bij gelijkrichterschakelingen

Aangezien de Graetz-gelijkrichterschakeling meer gebruikt wordt dan de gelijkrichterschakeling van Paragraaf 2.3, richten we ons in de huidige paragraaf dan ook op eigenschappen die geldig zijn voor deze Graetz-gelijkrichterschakeling. Het is evenwel zo dat een aantal opmerkingen (eventueel met een gepaste wijziging) ook geldig zijn voor de schakeling voorgesteld in Paragraaf 2.3. We laten het over aan de geïnteresseerde student om dit uit te zoeken.

3.1: De uitgangsspanning en de secundaire transformatorspanning

Indien de afvlakcondensator C voldoende groot is, kan de spanningsrimpel verwaarloosd worden en is $u_o(t)$ nagenoeg constant met waarde U_p (dit dus in de veronderstelling dat U_p de piekwaarde is van de secundaire spanning van de voedingstransformator).

Indien de diodes benaderd worden zoals weergegeven in Figuur 2.2 (wat dus realistischer is dan Figuur 2.3), dan is er een spanningsval over elke geleidende diode. Indien we veronderstellen dat deze spanningsval $0,7\text{ V}$ is, dan heeft $u_o(t)$ de waarde $(U_p - 1,4\text{ V})$. Verklaar dit aan de hand van de uitleg welke reeds gegeven is in de voorgaande paragraaf.

Stel dat we een uitgangsspanning willen van 20 V gelijkspanning. Welke secundaire spanning moet de voedingstransformator in Figuur 2.15 of Figuur 2.16 leveren?

3.2: Dimensionering transformatorstromen

Beschouw een bruggelijkrichter met afvlakcondensator C. Stel dat een gelijkstroom I_O geleverd moet kunnen worden. Voor welke effectieve secundaire stroomsterkte I_S moet de transformator dan geschikt zijn?

Omdat de transformatorstroom pulsvormig (zie eerder) is zal I_S steeds een factor k groter zijn dan de gelijkstroom I_O . De precieze k-factor hangt af van de gebruikte C, van de belasting van de diodes, van de inwendige impedanties van de transformatorwikkelingen en van de inwendige impedanties van het voedend net. In praktische schakelingen blijkt k tussen 1,6 en 1,9 te liggen. Vandaar de vaak gehanteerde benadering $I_S = 1,8 I_O$.

Dit laatste betekent dat men een transformator nodig heeft met een merkelijk hoger Volt-Ampère-product (schijnbaar vermogen) dan het uiteindelijk leverbare DC-vermogen $P = U_O I_O$. Dit is trouwens zichtbaar in de oefening welke straks besproken zal worden.

3.3: De keuze van de afvlakcondensator

Hoe groter de gekozen C-waarde van de afvlakcondensator, hoe kleiner de rimpel op de uitgangsspanning. Een grote C-waarde biedt dus een belangrijk voordeel, maar de condensator wordt dan wel volumineuzer en duurder. Bovendien worden ook de stroompieken in de diodes en in de transformatoren groter. Dit laatste is dan uiteraard een nadeel. Kleine C-waarden geven de omgekeerde gevolgen.

In de praktijk zal dus een compromis gesloten moeten worden (“middelmatige” C-waarden). Een vaak gehanteerde vuistregel (bij dubbelzijdige gelijkrichting) is het volgende:

Kies een C gelijk aan 2000 μF per Ampère uitgangsstroom.

Dit betekent dus dat $C (\mu\text{F}) = 2000 I (\text{A})$ waarbij I de belastingstroom is. Het is dus eenvoudig voor u om te bepalen welke C-waarde er gekozen wordt bij een belastingsstroom van 1,5 A. Bepaal eveneens de C-waarde bij een belastingsstroom van 0,5 A.

Met de aldus bepaalde C-waarde kan men vervolgens zeer eenvoudig nameten (bijvoorbeeld met behulp van een oscilloscoop) hoe groot de rimpelspanning werkelijk is. Hiervoor verwijzen we naar de labo-oefeningen. Blijkt de rimpel nu te groot voor de toepassing, dan zal men C groter nemen. Is de rimpel kleiner dan toegelaten, dan

kan men eventueel opteren voor een kleinere C . Op deze manier bekomt men eenvoudig de gepaste C -waarde welke de gewenste rimpel geeft.

3.4: Dimensionering diodespanning

Bij de keuze van de diodes is het belangrijk ervoor te zorgen dat ze bestand zijn tegen de inverse spanningen welke er over staat in gesperde toestand. In principe volstaat het hier om diodes te nemen met een $U_{RRM} > U_p$ (zie Paragraaf 3.4 in het Hoofdstuk 1). Dit betekent dat in vergelijking met de schakeling in Paragraaf 2.3 U_{RRM} half zo groot is. Inderdaad, bij Figuur 2.11 staat over een gesperde diode een spanning gelijk aan 2 keer U_p . Hierbij is dus U_p de piekwaarde van de secundaire spanningen $u_1(t)$ en $u_2(t)$.

3.5: Dimensionering diodestromen

Bij dubbelzijdige gelijkrichting geleiden de diodes “om beurten” (telkens gedurende 10 ms of minder). Daarom bedraagt de gemiddelde stroom door elke diode (I_{FAV}) slechts de helft van de uiteindelijke gelijkstroom I_O .

In principe volstaan dus diodes met een $I_{F(AV)max} = I_O/2$. In de praktijk zal men de diodes vaak “overdimensioneren”. Dit betekent dat men veiligheidshalve diodes kiest met een $I_{F(AV)max}$ die duidelijk groter is dan $I_O/2$ (waarbij dus I_O de uitgangsstroom is).

In de elektronica zijn doorgaans slechts beperkte I_O -waarden als belastingsstroom vereist (meestal minder dan 1 A). Anderzijds zijn moderne Si-diodes van 1 A of zelfs van 3 A spotgoedkoop geworden. Men kan bijgevolg zeer gemakkelijk ruim overdimensioneren.

Gelijkrichter-diodes (Si) verdragen in vergelijking met hun $I_{F(AV)max}$ zeer hoge I_{FRM} - en I_{FSM} -waarden. Bovendien verdragen ze inverse spanningen van 50 V tot 1000 V en meer. Bij de typische low-power gelijkrichters (belastingsstroom $I_O < 3$ A en uitgangsspanning $U_O < 50$ V) zal men daarom slechts uiterst zelden controleren of de toegelaten diodestromen I_{FRM} en I_{FSM} niet overschreden worden. Indien men voor een moderne Si-diode kiest met een voldoende grote $I_{F(AV)max}$, dan zit men voor andere stroomwaarden haast automatisch “safe”. Hierbij denken we bijvoorbeeld aan de diodes 1N4007 (1 A / 1000 V) en de 1N5404 (3A / 1000 V).

3.6: Geleide oefening

Dimensioneer de bruggelijkrichters vermeld in Paragraaf 2.4 waarbij $U_O = 24$ V (gelijkspanning) met een belastingsstroom $I_O = 1,5$ A. Het leverbaar gelijkstroomvermogen is dus 36 W.

De oplossing bestaat erin een transformator van 230 V / 18 V – 2,7 A te nemen. Meer specifiek een transformator met een schijnbaar vermogen van 50 VA. De diodes

moeten een $U_{RRM} > 25 \text{ V}$ en een $I_{F(AV)\max} = 0,75 \text{ A}$ hebben. Zodoende is een 1N4007 geschikt. Neem tenslotte een afvlakcondensator van $3000 \mu\text{F}$.

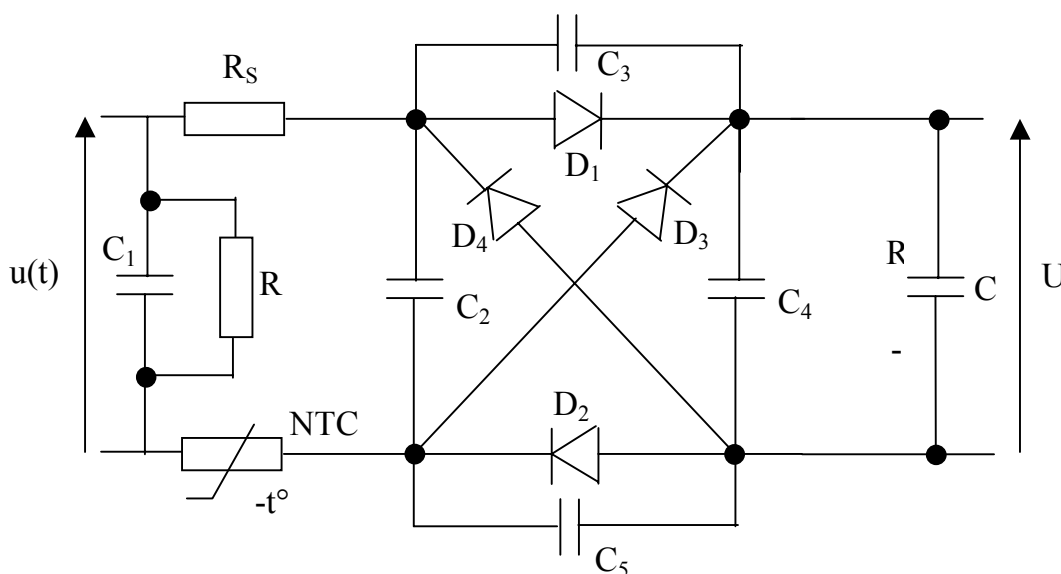
4: Aanvullingen van bruggelijkrichters

De onderstaande Figuur 2.17 bevat naast de diodes D_1, D_2, D_3, D_4 en de elektrolytische condensator C de condensatoren $C_1 = 470 \text{ nF}$, $C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = 2,2 \text{ nF}$. Bovendien staat er parallel met C_1 de weerstand $R = 150 \text{ k}\Omega$. Bemerkt ook de NTC-weerstand en de serieweerstand $R_S = 10 \Omega$.

Aan de ingang wordt een wisselspanning aangelegd van bijvoorbeeld 220 V effectieve waarde bij een frequentie van 50 Hz .

De bruggelijkrichter is eerder uitgelegd in Paragraaf 2.4 zodat we ons hier beperken tot het bespreken van de extra toegevoegde componenten.

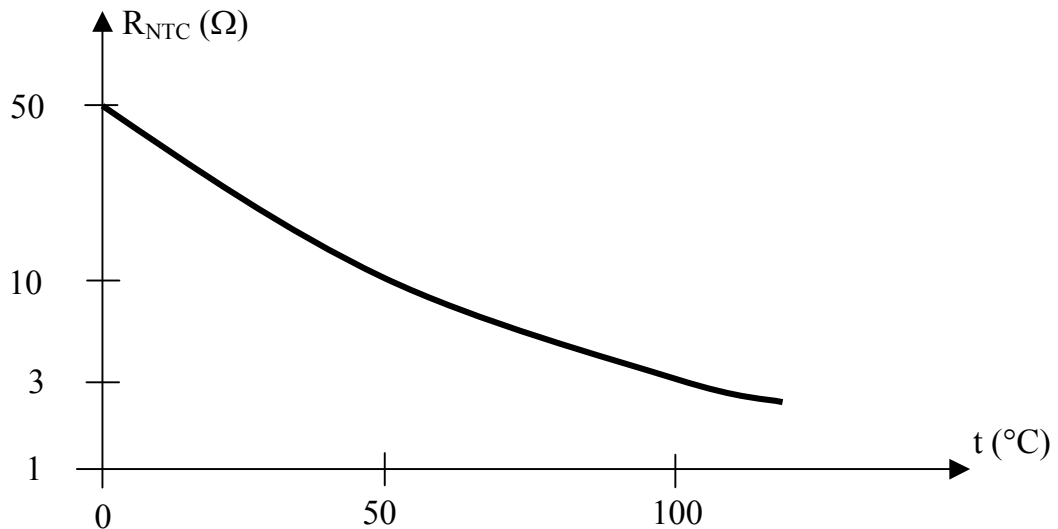
De weerstand $R_S = 10 \Omega$ dient als startstroombegrenzer. Veronderstel even dat we juist de schakeling aan het net schakelen op het ogenblik dat het net $+311 \text{ V}$ bereikt, en dit met een volkomen ontladen afvlakcondensator C . Er ontstaat op dit ogenblik een zeer grote (weliswaar kortstondige) stroompiek welke de diodes D_1 en D_2 kan beschadigen of zelfs vernietigen. Inderdaad de stroompiek (de oplaadstroom van de afvlakcondensator) kan groter zijn dan de I_{FSM} -waarde van de diodes (zie Paragraaf 3.4 in Hoofdstuk 1).



Figuur 2.17: Brugschakeling met aanvullingen

In plaats van een vaste weerstand R_S , kan men een kleine NTC-weerstand in serie plaatsen.

Een NTC-weerstand (NTC = negatieve temperatuurscoëfficiënt) is een weerstand wiens weerstandswaarde daalt naarmate diens temperatuur hoger is. Een voorbeeld van het weerstandsverloop van een dergelijke NTC-weerstand is weergegeven in de onderstaande Figuur 2.18. Bemerkt wel dat de horizontale coördinaat-as een lineaire schaalverdeling heeft en dat de verticale coördinaat-as een logaritmische schaalverdeling heeft.



Figuur 2.18: Weerstandswaarde van een NTC-weerstand

Bij een lage temperatuur heeft de NTC-weerstand een grote weerstandswaarde die erg snel daalt als de temperatuur stijgt.

Bij het aanleggen van de schakeling heeft de schakeling (Figuur 2.17) koud en bezit de NTC-weerstand een relatief grote weerstandswaarde. De NTC-weerstand heeft de functie van startstroombegrenzer zodat de aanzetstroom beperkt is.

De stroom door de NTC-weerstand warmt deze op zodat zijn weerstandswaarde daalt naar een zeer lage waarde. Er gaat dus tijdens de regimewerking weinig vermogen verloren in deze weerstand zelf. Begrijpt u nu welk voordeel het gebruik van een NTC-weerstand biedt in vergelijking met dat van een gewone weerstand R_S ?

De condensator C_1 zorgt er voor dat hoogfrequente storingen (spanningspieken) vanuit het net kortgesloten worden, zodat ze de diodebrug en de daarachter gelegen schakelingen niet kunnen beschadigen. Parallel met C_1 is de weerstand R geschakeld die ervoor zorgt dat C_1 zich kan ontladen na het afschakelen van de netspanning.

De capaciteiten C_2 , C_3 , C_4 en C_5 voorkomen dat spanningspieken ontstaan over de diodes. Dit om te voorkomen dat eventuele kortstondige spanningspieken de diodes zouden beschadigen.

5: Spanningsverhogende schakelingen

De spanningsverhogende schakelingen welke we hier zullen bespreken zijn net zoals gelijkrichterschakelingen schakelingen die een wisselspanning omvormen tot een gelijkspanning.

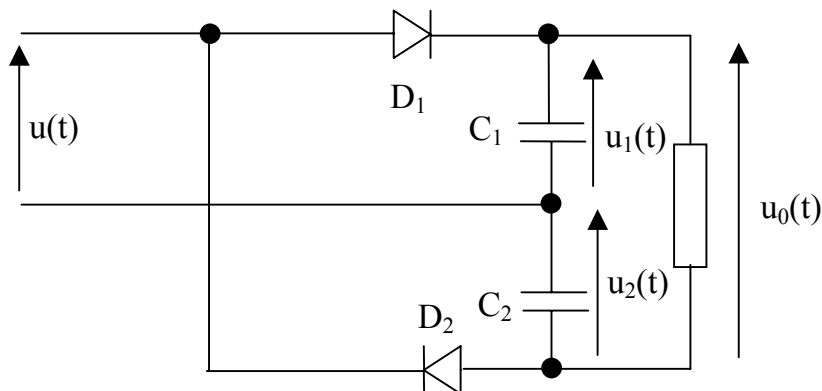
Spanningsverhogende schakelingen zijn echter schakelingen die in staat zijn om hogere gelijkspanningen te leveren dan de topwaarde van de aangesloten wisselspanning. We maken onderscheid tussen spanningsverdubbelers en spanningsvermenigvuldigers.

5.1: Spanningsverdubbeling: eerste mogelijkheid

We combineren eigenlijk twee enkelzijdige gelijkrichterschakelingen waarvan de uitgangscondensatoren in serie geschakeld worden. Het is eenvoudig aan te tonen dat voor voldoende grote C_1 en C_2 (elektrolytische condensatoren) de uitgangsspanning $u_0(t)$ bij benadering gelijk is aan $U_0 = 2(U_p - 0,7 \text{ V})$ (gelijkspanning). Hierbij is U_p de piekwaarde van de aangelegde sinusspanning aan de ingang.

Toon aan dat een ingangsspanning met een effectieve waarde van 10 V aan de uitgang een gelijkspanning impliceert van 26,8 V. Bepaal zelf de spanningsvormen $u_1(t)$, $u_2(t)$ en $u_0(t)$. Waarbij de ingangsspanning $u(t)$ een sinusspanning is met amplitude U_p .

Verifieer uw bekomen resultaat met behulp van een simulatiepakket zoals PSPICE.

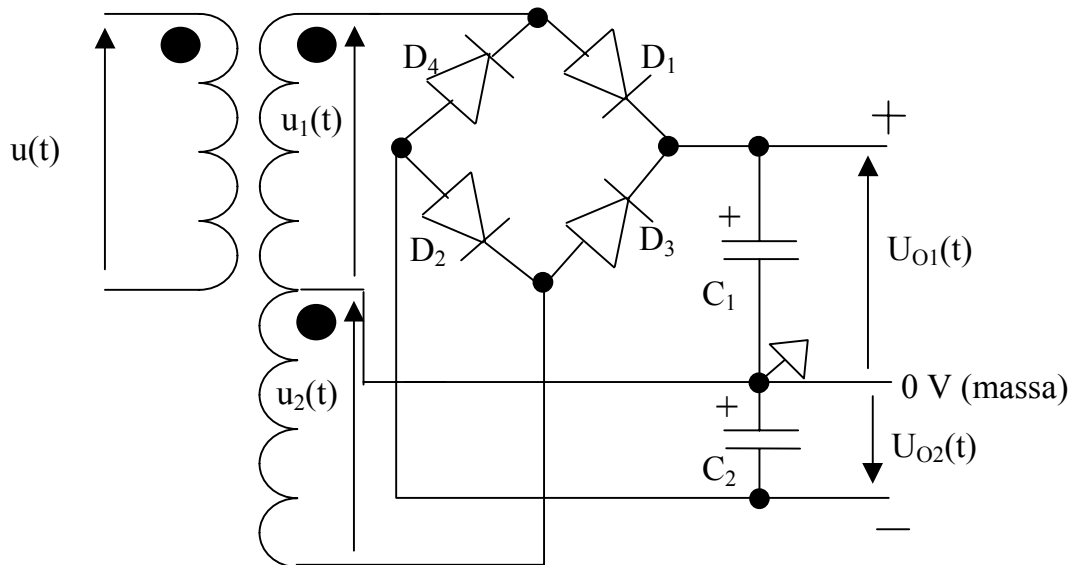


Figuur 2.19: Spanningsverdubbeling

5.2: Spanningsverdubbeling: tweede mogelijkheid

Een andere vaak gebruikte schakeling is hieronder weergegeven in Figuur 2.20. Aangezien de voedingstransformator twee secundaire spanningen geeft van 10 V (effectieve waarde) (dus 20 V samen) is het niet echt een spanningsverdubbelaar. Wat

wel interessant is aan de schakeling van Figuur 2.20 is het feit dat er twee gelijkspanningen aan de uitgang bekomen worden, een positieve en een negatieve.



Figuur 2.20: Verkrijgen positieve en negatieve spanning

In Figuur 2.20 worden twee dubbelzijdige gelijkrichters gecombineerd. Zo is de schakeling uitermate geschikt om uit een transformatorsecundaire met middenaftakking via een bruggelijkrichter een positieve en een negatieve spanning voedingsspanning te verkrijgen.

Een dergelijke schakeling wordt vaak toegepast bij onder meer audio-versterkers en schakelingen met operationele versterkers (opamps). Doch hiervoor verwijzen we naar latere elektronica cursussen.

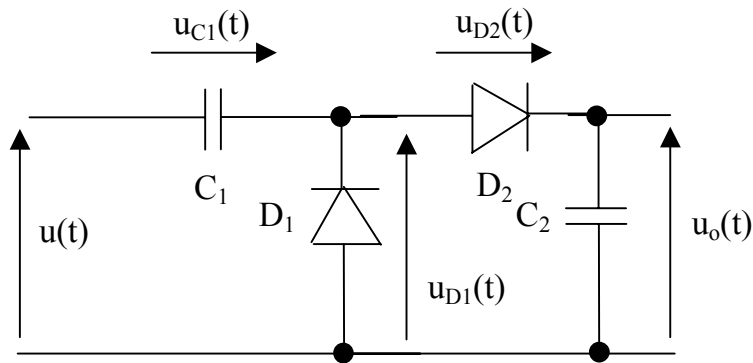
We laten het aan de geïnteresseerde student over om aan te tonen dat voor voldoende grote C_1 en C_2 , de spanningen $u_{O1}(t)$ en $u_{O2}(t)$ respectievelijk de waarden $U_p - 0,7 \text{ V}$ en $-(U_p - 0,7 \text{ V})$ hebben (in regime). Hierbij is U_p de piekwaarde van zowel $u_1(t)$ als $u_2(t)$.

Indien $u_1(t)$ en $u_2(t)$ elk een effectieve waarde van 10 V hebben, dan hebben $u_{O1}(t)$ en $u_{O2}(t)$ respectievelijk een waarde van +13,4 v en -13,4 V. Dit allebei ten opzichte van de massa (het referentiepunt).

Verifieer desnoods uw bekomen resultaten met behulp van PSPICE.

5.3: Spanningsverdubbeling: derde mogelijkheid

Tenslotte besluiten we de bespreking van de mogelijke spanningsverdubbelers met een derde mogelijkheid tot spanningsverdubbeling.



Figuur 2.21: Spanningsverdubbelaar

De schakeling wordt gevoed met een sinusvormige spanning $u(t)$ die een piekwaarde U_p heeft. Ga na dat er in regime over C_1 een spanning $U_p - 0,7 \text{ V}$ komt te staan. Ga eveneens na dat er in regime een uitgangsspanning $u_o(t) \cong U_O = 2(U_p - 0,7 \text{ V})$ bekomen wordt.

Wanneer de ingangsspanning $u(t)$ een effectieve waarde van 10 V heeft, dan is de regimewaarde van $u_o(t)$ gelijk aan $U_O \cong 26,8 \text{ V}$ gelijkspanning.

Vooraleer de uitgangsspanning $u_o(t)$ zijn regimewaarde bereikt heeft, treden er overgangsverschijselen op. Ga zelf na hoe die overgangsverschijselen er uit zien. Teken met andere woorden het verloop van de spanningen $u_{C1}(t)$, $u_{D1}(t)$, $u_{D2}(t)$ en $u_o(t)$.

Ga eerst uit van de veronderstelling dat er geen belastingsweerstand geschakeld is, dat C_1 en C_2 ideale condensatoren zijn en dat de diodes ideaal zijn. Ga aanvankelijk ook uit van de veronderstelling dat C_1 veel groter is dan C_2 . Verifieer uw bekomen resultaat met behulp van een simulatiepakket zoals PSPICE.

Simuleer daarna met behulp van PSPICE de spanningvormen en de stroomvormen in Figuur 2.21 in de veronderstelling dat $C_1 = C_2$. Het overgangsverschijsel is veel complexer. Verklaar het gesimuleerde resultaat. Maak onderscheid tussen het geval waarbij er geen belastingsweerstand aanwezig is en het geval waarbij er wel degelijk een belastingsweerstand aanwezig is.

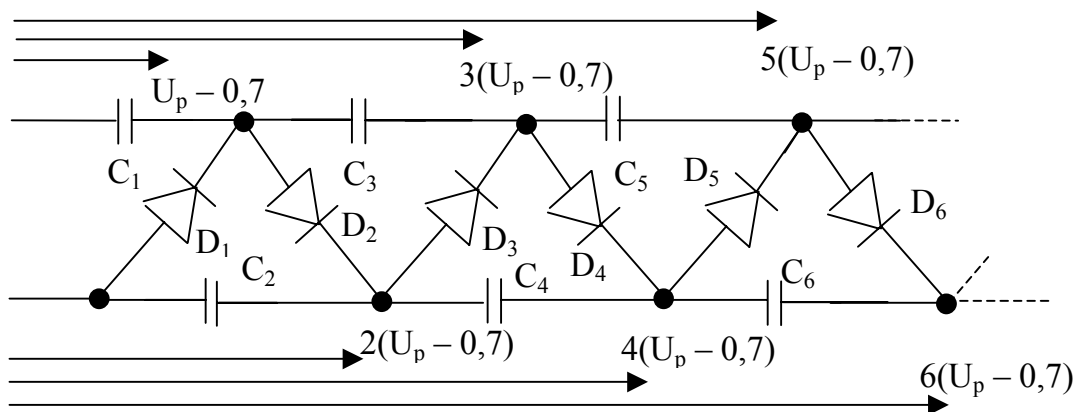
Weeg ook de voordelen en de nadelen af van de huidige schakeling van Figuur 2.21 met voorgaande schakelingen.

5.4: Spanningsvermenigvuldigers

Spanningsvermenigvuldigers zijn schakelingen die theoretisch om het even welk aantal malen de waarde U_p (amplitude van de sinusvormige ingangsspanning) kunnen leveren. Een dergelijke schakeling is getekend in Figuur 2.22.

Net zoals bij de spanningsverdubbelaar kan er een onderscheid gemaakt worden tussen het overgangsverschijnsel en het regimegedrag. De studie van het overgangsverschijnsel (eventueel met behulp van PSPICE) laten we over aan de zeer geïnteresseerde student. Eenvoudiger dan het overgangsverschijnsel is het regimegedrag.

Ga de werking van de schakeling van Figuur 2.22 na (in regimetoestand). Hoe moeten de condensatoren (elektrolytische condensatoren) gepolariseerd worden? Tegen welke werkspanningen moeten deze condensatoren bestand zijn? Welke maximale sperspanningen moeten de diodes verwerken?



Figuur 2.22: Spanningsvermenigvuldiger

Het is duidelijk dat dergelijke spanningsvermenigvuldigers alleen maar voor hoge spanningen en voor zeer lage belastingsstromen gebruikt worden. Een typisch voorbeeld van het gebruik van een dergelijke schakeling is het opbouwen van de hoogspanning van 25 kV bij een televisie-kleurenbeeldbuis.

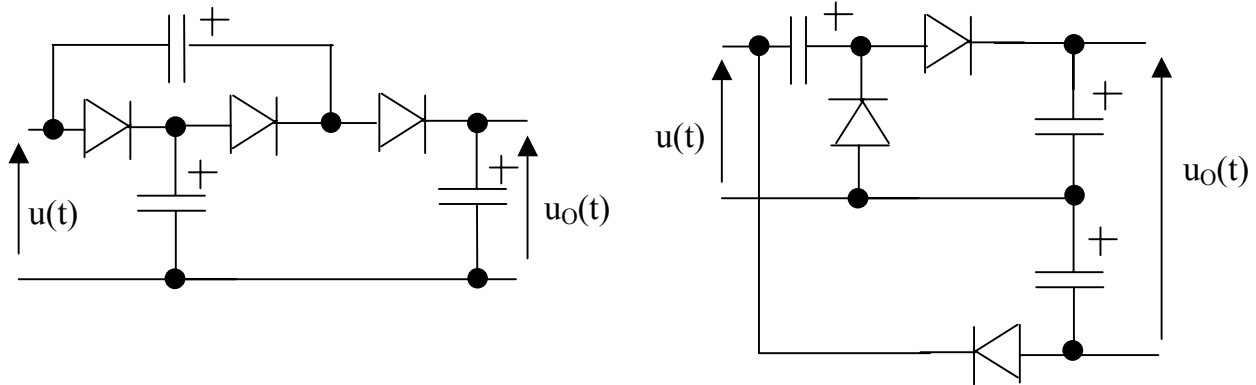
5.5: Spanningsverhogende schakelingen: oefeningen

De in de voorgaande paragrafen beschreven schakelingen zijn niet de enige spanningsverhogende schakelingen welke u in de praktijk kunt ontmoeten. Er zijn nog heel wat andere mogelijke spanningsverhogende schakelingen.

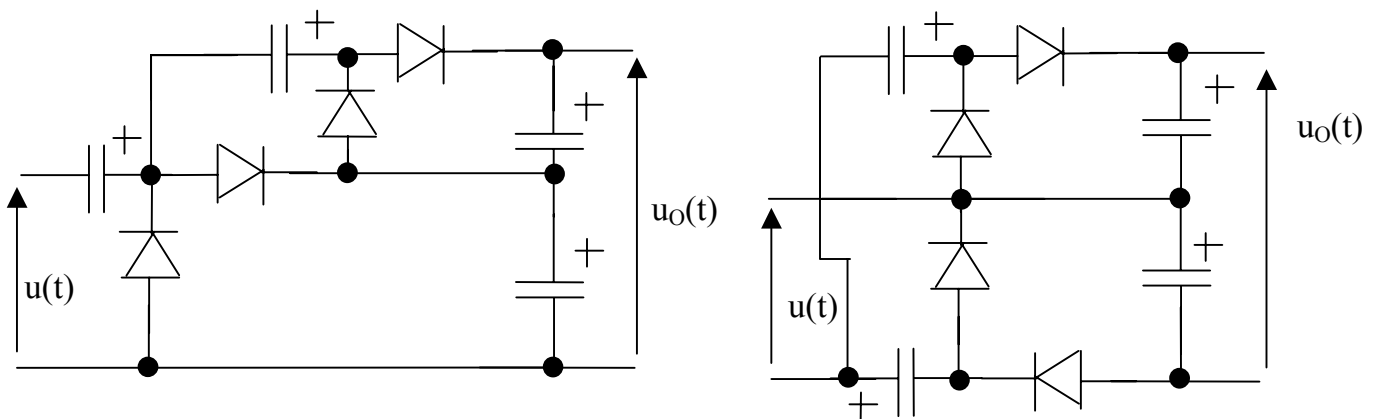
De volgende figuren tonen spanningsverhogende schakelingen. Ga telkens na wat de respectievelijke uitgangsspanningen zijn.

Ga eveneens na dat de aangeduide polariteit van de condensatoren correct is. Ga na welke spanning er maximaal over de condensatoren komt te staan. Dit is namelijk een cruciaal gegeven bij de aankoop van de condensatoren.

Ga eveneens na welke maximale sperspanning er over de diodes komt te staan indien de aangelegde spanning $u(t)$ een piekwaarde U_p heeft.



Figuur 2.23: Spanningsverhogende schakelingen



Figuur 2.24: Spanningsverhogende schakelingen

5.6: Schakeling met meerdere uitgangsspanningen

Het gebeurt vaak dat men in een schakeling verschillende hulpspanningen nodig heeft. Deze hulpspanningen hebben elk hun eigen belasting. Meestal moeten veel van die hulpspanningen slechts een gering vermogen leveren. Doch het gebeurt ook vaak dat één van die spanningen zwaar belast wordt terwijl dit van de anderen niet het geval is.

Soms gebruikt men meer dan één transformator (of een transformator met meerdere secundairen) zodat er meerdere secundaire wisselspanningen beschikbaar zijn. Deze secundaire spanningen hebben veelal een verschillende waarde en via gelijkrichter-

schakelingen en spanningsverhogende schakelingen worden de nodige gelijkspanningen bekomen.

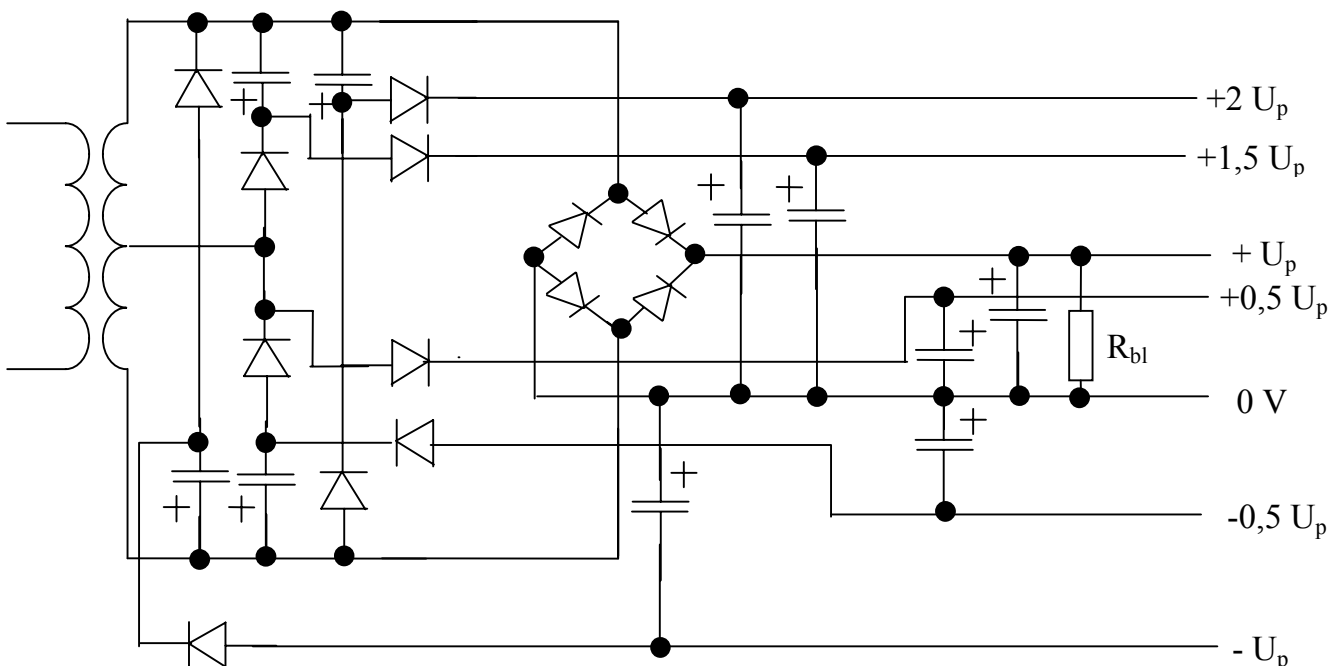
Het gebruik van een tweede transformator is echter niet altijd nodig om een veelvoud aan gelijkspanningen te bekomen. Dit wordt geïllustreerd aan de hand van de onderstaande Figuur 2.25.

De enige voorwaarde voor een verzekerde werking is dat de bruggelijkrichter steeds belast wordt, vandaar dat er een bleeder-weerstand R_{bl} op de uitgang getekend wordt.

Is de topwaarde van de totale secundaire spanning U_p , dan kunnen we een hoofdspanning U_p en de hulpspanningen $+1,5 U_p$, $+2 U_p$, $-0,5 U_p$, en $-U_p$ bekomen. Dit laatste weliswaar in de veronderstelling dat de diodes ideaal zijn.

Ga eveneens na dat de aangeduide polariteit van de condensatoren correct is. Ga na welke spanning er maximaal over de condensatoren komt te staan. Dit is namelijk een cruciaal gegeven bij de aankoop van de condensatoren.

Ga eveneens na welke maximale sperspanning er over de diodes komt te staan indien de totale secundaire spanning een piekwaarde U_p heeft.



Figuur 2.25: Verkrijgen positieve en negatieve spanningen