

1 AC/DC-omzetting

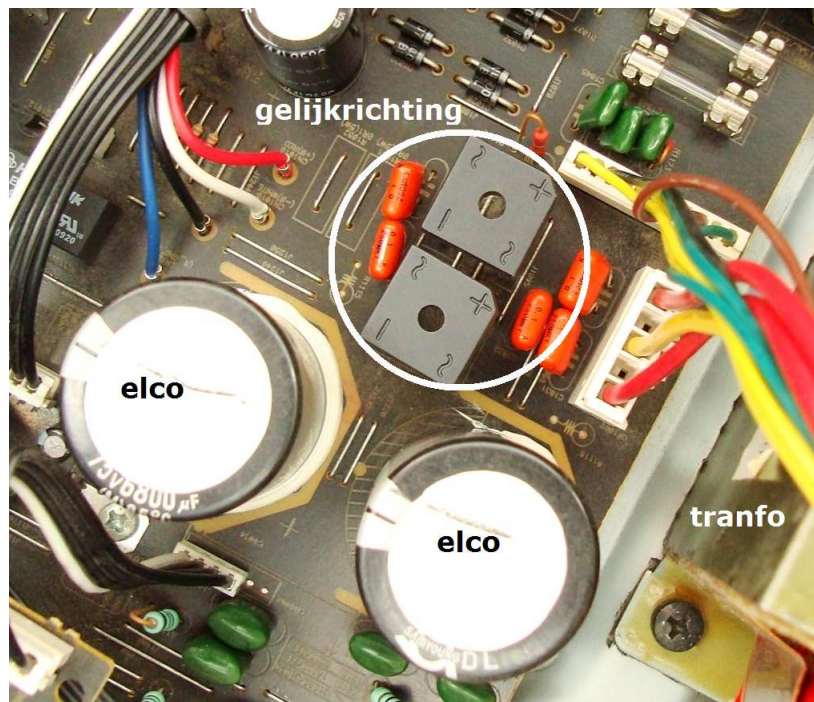
Eénfasige gelijkrichting



1.1 Inleiding

1.1.1 Nut van gelijkrichters

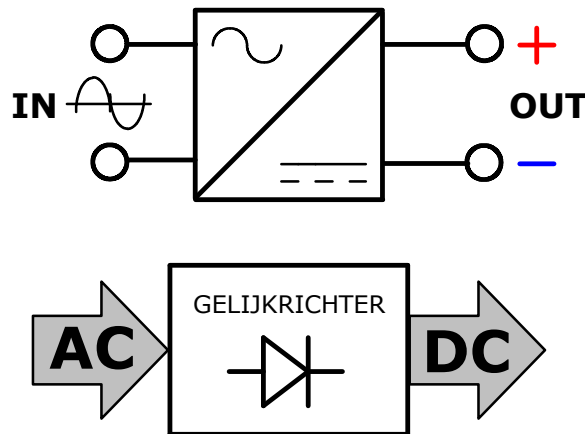
De meeste elektronische toestellen die je aansluit op een 230 V_{AC} stopcontact, zijn voorzien van een **gelijkrichterschakeling**. Doe de proef maar. Neem bijvoorbeeld een audioversterker en doe de behuizing open. De eerste module die je tegenkomt als je het netsnoer volgt, is een transformator die onmiddellijk gevolgd wordt door de *gelijkrichting*. Voor de elektronica, die verantwoordelijk is voor de versterking van het audiosignaal, is de aanwezigheid van een interne DC-spanning noodzakelijk. We mogen stellen dat de meeste elektronische (analoge en digitale) schakelingen gevoed moeten worden met een zo *constant* mogelijke **gelijkspanning**.



△ Fig.1.1 | Onder de motorkap van een audioversterker.
Bron: <https://www.petervis.com>

1.1.2 AC/DC-omzetters

De meest ideale voedingsspanning voor elektronica is de klemspanning van een (elektrochemische) batterij. Echter, het gebruik van zo'n batterij is in de realiteit niet erg praktisch. We zullen de **wisselspanningsenergie** van het AC-net dus moeten *omvormen* naar **gelijkspanningsenergie**. De bekomen DC-spanning moet er dan ook nog uitzien als een ideale (vlakke) batterijspanning. Dit gaan we in later bespreken in het hoofdstuk 'afvlakking'.



△ Fig.1.2 | Schemasympolen van een AC/DC-converter.
Tekening: W. Van Wichelen

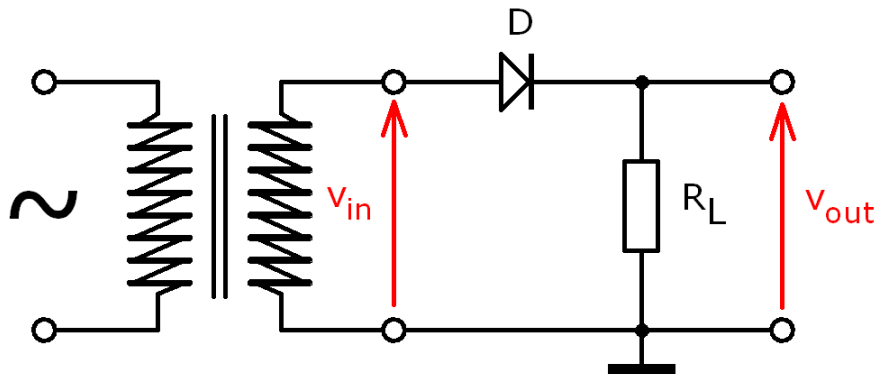
1.1.3 Gestuurde en niet-gestuurde gelijkrichters

Gelijkrichters, die een *vaste* DC-uitgangsspanning leveren, vormen de basis voor de meest voorkomende voedingschakelingen (power supplies). De halfgeleiders die hiervoor in staan zijn de **gelijkrichterdioden**.

Tegenwoordig regelen we het vermogen van grote elektrische machines (bv. motoren) m.b.v. vermogenelektronica. Hier kennen *stuurbare* gelijkrichters hun toepassingen. Stuurbare AC/DC omzetters genereren een regelbare DC-spanning en de halfgeleiders die dit schakelwerk voor hun rekening nemen zijn de zg. **SCR's** (thyristoren).

1.2 Enkelzijdige gelijkrichting

1.2.1 Principeschema



△ Fig.1.3 | Principeschema enkelzijdige gelijkrichting.
Tekening: W. Van Wichelen (TinyCAD)

Figuur 1.3 toont de opstelling van een **halve golf gelijkrichter**, ook wel bekend als de **enkelzijdige gelijkrichter**. De primaire kant van de transformator sluiten we aan op het net ($230V_{AC}$).

Alle spanningen die de kenplaat van een transformator vermeldt zijn **effectieve** spanningen. De secundaire transfo-wikkeling levert bijvoorbeeld een effectieve spanning van $8V_{eff}$ ($8V_{RMS}$). Diode D is het elektronische schakelelement dat voor de gelijkrichting van de aangeboden wisselspanning zal zorgen.

1.2.2 Gelijkrichterwerking

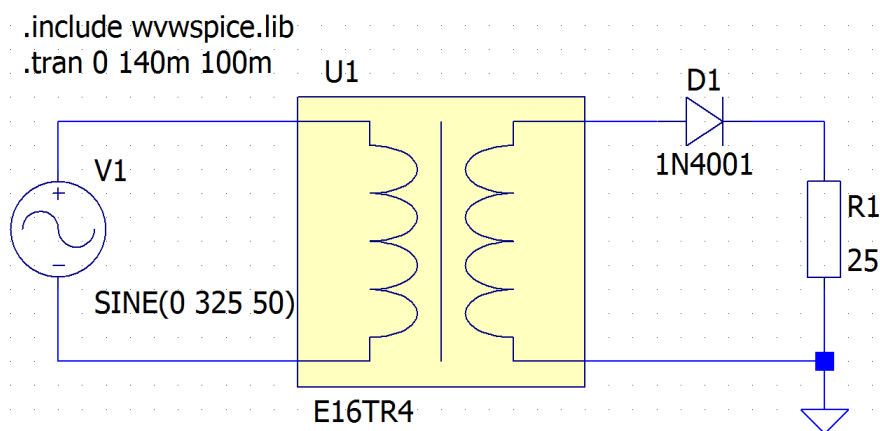
Hoe ziet de spanning v_{out} over de belastingsweerstand R_L er nu uit? De theoretische waarde van de secundaire piekspanning bepalen we als volgt:

$$V_{in(p)} = \sqrt{2} \times 8V_{eff} \approx 11,3V_p$$

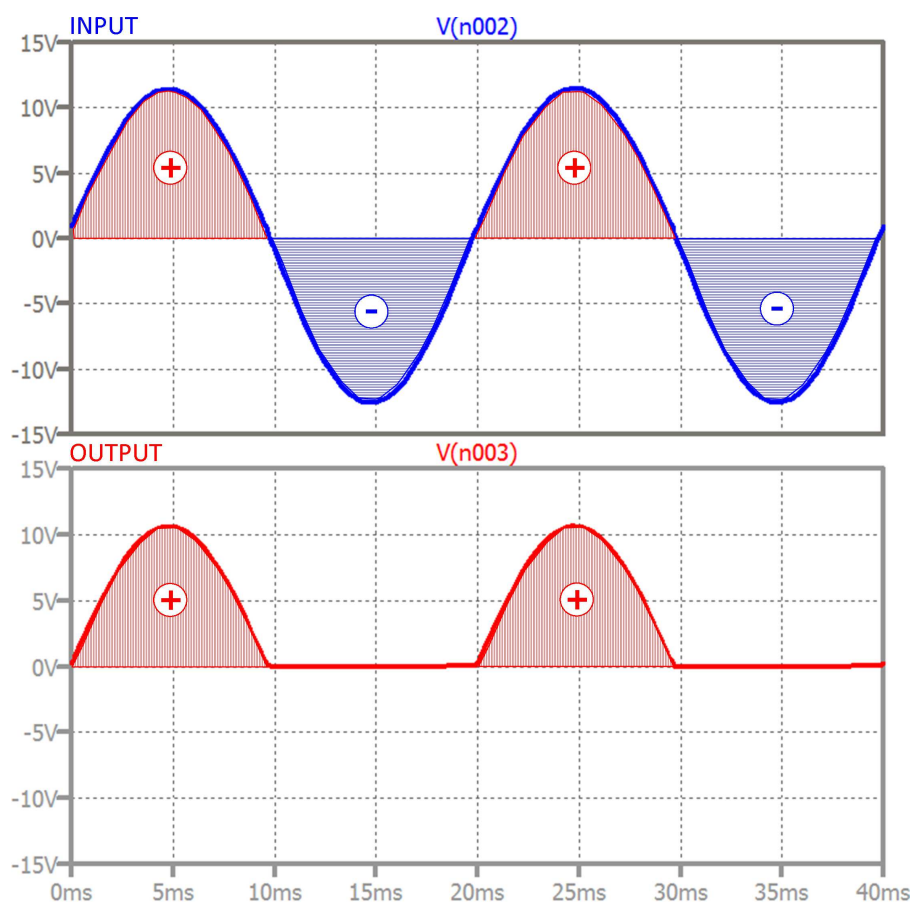
De **verliesspanning** over een diode-in-doorlaat is ca. $0,7V$. De amplitude van de uitgangsspanning, de maximale ogenblikkelijke waarde, kunnen we als volgt bepalen:

$$V_{out(p)} = V_{in(p)} - 0,7V \approx 10,6V$$

We gaan de uitgangsspanning van de gelijkrichter bestuderen m.b.v. een simulatieprogramma zoals *LTspice*. Figuur 1.4 toont het simulatieschema. We laten de computer een zg. 'transiënt analyse' uitvoeren over twee periodes van de 50 Hz-netspanning.



△ Fig.1.4 | Simulatieschema halve golf gelijkrichting.
Tekening: W. Van Wichelen (LTspice)



△ Fig.1.5 | In- en uitgangsspanning halve golf gelijkrichting.
Tekening: W. Van Wichelen (LTspice)

Figuur 1.5 toont het resultaat van de transiënt-analyse. Bij elke positieve alternantie van de ingangsspanning gedraagt de diode zich als een *gesloten* schakelaar. Gedurende de tijdsintervals 0-10ms en 20-30ms wordt de ingangsspanning bijna volledig overgedragen naar de uitgangsklemmen. Als we goed kijken dan zien we dat we wel klein beetje spanning missen: de doorlaatspanning (V_F) van de diode.

Gedurende de tijdsintervals 10-20ms en 30-40ms is de uitgangsspanning nul volt. De ingangsspanning is dan negatief (negatieve alternantie) en de diode staat in sper. De diode gedraagt zich dan als een *open* schakelaar, de ingangsspanning kan nu onmogelijk de uitgangsklemmen bereiken. Het resultaat is een pulserende uitgangsspanning waarvan de negatieve alternanties vakkundig zijn weggegomd.

1.2.3 Zuivere AC-spanningen

De secundaire transformatorspanning is een **sinusvormig** signaal. Een spanning of stroom met een mooie sinusvorm noemen we een 'zuiver AC-signaal'.

Definitie

- We spreken van een **zuiver AC-signaal** wanneer het wiskundig gemiddelde over een hele periode gelijk is aan **nul**.
- De **DC-component** is gelijk aan **nul**.



Grafisch is dit heel gemakkelijk te zien: er is evenveel signaal boven de tijd-as als onder de tijd-as. We spreken dus van een 'zuivere AC-spanning' wanneer de tijd-as mooi in het *midden* van de golfvorm ligt.

1.2.4 Ontstaan van een DC-component

Bekijk nu in figuur 1.5 de (OUTPUT) spanning over de verbruiker R_L . Tijdens de *positieve* alternantie geleidt de diode en tijdens de *negatieve* alternantie spert ze. Enkel gedurende de positieve alternantie vinden we de ingangsspanning terug over de belastingsweerstand R_L .

Is v_{out} nog een zuivere AC-spanning? Neen. Het wiskundige gemiddelde over een periode is nu niet meer gelijk aan 0 V. We zeggen dat er een **DC-component** is ontstaan. Er is dus een **omzetting** gebeurd van **AC** naar **DC**.

Maar onze gelijkgerichte spanning bezit nog een fameuze **rimpel**. Vergelijk er de immer vlakke accuspanning maar eens mee. Enfin, we hebben nu wel al een DC-spanning, maar geef toe: mooi is ze nog niet! De DC-component moet *hoger* en de rimpel moet *kleiner*.

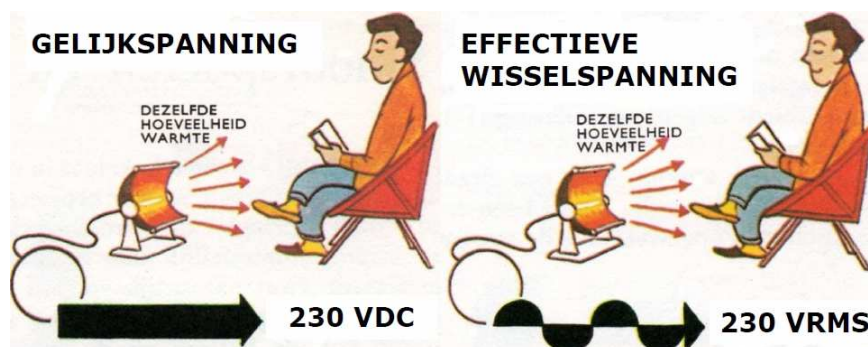
1.3 Effectieve & gemiddelde waarden

1.3.1 Effectieve waarde van een sinus

Stel dat we de $230V_{AC}$ netspanning zouden meten met een 'gemiddelde-waarde-meter'. De netspanning is een mooie sinus^[1], dus de gemiddelde-waarde-meter zal nul volt aanduiden. En toch kunnen we bijvoorbeeld lampen doen branden wanneer we ze aansluiten op dit 'nul-volt-net'. Om deze problematiek uit de weg te gaan heeft men het begrip '**effectieve waarde**' uitgedacht:

Definitie

De **effectieve waarde** van een sinusspanning is een denkbeeldige vlakke gelijkspanning, die in een ohmse weerstand hetzelfde vermogen omzet in warmte als de beschouwde sinusvormige spanning.



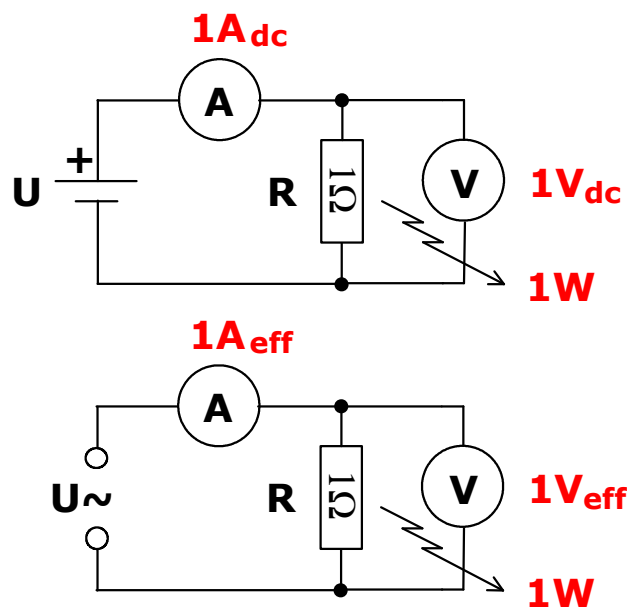
△ Fig.1.6 Het begrip 'effectieve waarde'.
Bron: De Wereld der Natuurkunde, De bliksem aan banden
Uitg.: De Nationale Uitgeverij Rotterdam

[1] Dit is tegenwoordig niet meer waar. Het toenemend gebruik van PV-inverters bijvoorbeeld vervormt de mooie sinusvorm.

1.3.2 Bepalen van de RMS-waarde van een sinus

Dus, of we nu een zuiver ohmse weerstand aansluiten op een gelijkspanning van $230V_{DC}$ of we sluiten diezelfde weerstand aan op een sinusvormige wisselspanning van $230V_{AC}$: hij zal evenveel warmte uitstralen!

De eerdere definitie laat ons toe om de **effectieve** waarde of de **RMS-waarde**^[2] van een sinusgolf te bepalen. In figuur 1.7 is het opgenomen vermogen in de weerstand voor beide elektrische kringen gelijk. Uitgaande van die vaststelling kunnen we de effectieve waarde van een sinusspanning wiskundig afleiden.



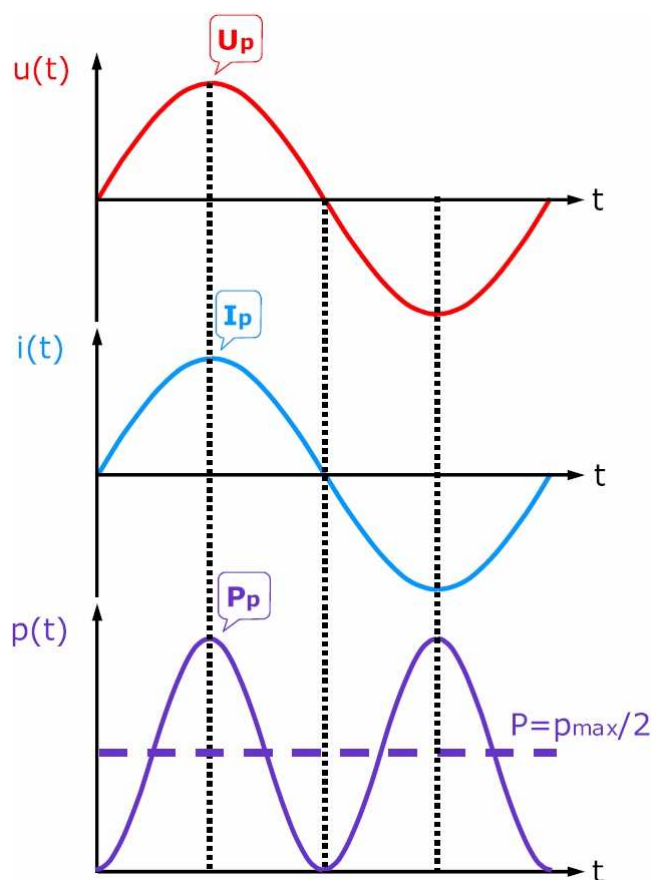
△ Fig.1.7 | Bepalen van de 'effectieve waarde'.
Tekening: W. Van Wichelen

Op **DC-regime** laat het vermogen zich gemakkelijk berekenen:

$$\begin{aligned} \rightarrow P &= U \times I \\ \Leftrightarrow P &= U \times \frac{U}{R} \\ \Leftrightarrow P &= \frac{U^2}{R} \quad (1) \end{aligned}$$

[2] De effectieve waarde wordt ook aangeduid als RMS, de Engelse afkorting voor root-mean-square oftewel kwadratisch gemiddelde.

Voor de bepaling van het vermogen op AC-regime bestuderen we de onderstaande vermogencurve van figuur 1.8:



△ Fig.1.8 | Vermogencurve op sinusregime.
Tekening: W. Van Wichelen (MS Publisher)

We ontdekken dat het vermogen, dat ontwikkeld wordt in de weerstand, gemiddeld genomen overeen komt met de **helft** van het **piekvermogen**:

$$\begin{aligned}
 \rightarrow P &= \frac{P_p}{2} \\
 \Leftrightarrow P &= \frac{U_p \times I_p}{2} \\
 \Leftrightarrow P &= \frac{U_p \times \frac{U_p}{R}}{2} \\
 \Leftrightarrow P &= \frac{1}{2} \times \frac{U_p^2}{R} \quad (2)
 \end{aligned}$$

Vergelijkingen (1) en (2) zijn uitdrukkingen voor hetzelfde opgenomen vermogen:

$$\begin{aligned}\rightarrow \frac{U^2}{R} &= \frac{1}{2} \times \frac{U_p^2}{R} \\ \Leftrightarrow U^2 &= \frac{1}{2} \times U_p^2 \\ \Leftrightarrow U &= \frac{U_p}{\sqrt{2}}\end{aligned}$$

In deze laatste uitdrukking is 'U' de **effectieve waarde**.

Parate kennis!

- Voor **sinusspanningen** geldt dus dat de effectieve waarde te berekenen is door de amplitude te delen door de vierkantswortel van twee:



$$U_{\text{eff}} = U_{\text{rms}} = \frac{U_p}{\sqrt{2}}$$

- Opmerking: bovenstaande formule geldt ook voor sinusvormige **stromen**.

1.3.3 RMS-waarde na enkelzijdige gelijkrichting

Als je slechts de helft van de sinusspanning doorschakelt naar een zuiver ohmse belasting, dan is het logisch dat het opgenomen vermogen ook halveert. Uitgaande van uitdrukking (2) op vorige pagina kunnen we noteren:

$$\begin{aligned}\rightarrow P_{\text{halvegolf}} &= \frac{1}{2} \times P_{\text{sinus}} \\ \Leftrightarrow \frac{U_{\text{eff(halvegolf)}}^2}{R} &= \frac{1}{2} \times \frac{1}{2} \times \frac{U_p^2}{R} \\ \Leftrightarrow U_{\text{eff(halvegolf)}}^2 &= \frac{1}{4} \times U_p^2 \\ \Leftrightarrow U_{\text{eff(halvegolf)}} &= \sqrt{\frac{1}{4} \times U_p^2} \\ \Leftrightarrow U_{\text{eff(halvegolf)}} &= \frac{1}{2} \times U_p\end{aligned}$$

Parate kennis!

- De **effectieve waarde** van een **halvegolf** gelijkgerichte sinusspanning is te berekenen door de amplitude te delen door twee:



$$U_{\text{eff(halvegolf)}} = \frac{U_p}{2}$$

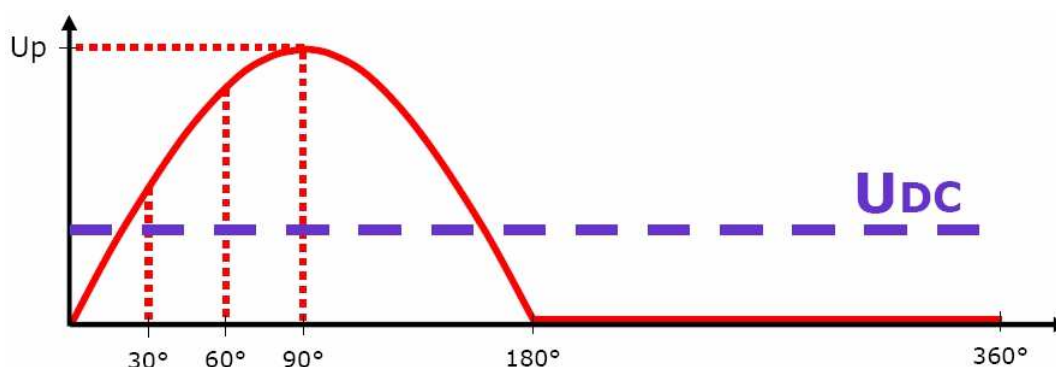
- Opmerking: bovenstaande formule geldt ook voor sinusvormige **stromen**.

1.3.4 DC-component na enkelzijdige gelijkrichting

Het spreekt voor zich dat de gemiddelde spanning over de verbruiker over één periode nu niet meer gelijk kan zijn aan nul. De uitgangsspanning bezit geen zuivere sinusvorm meer; dus is er een **DC-component** ontstaan.

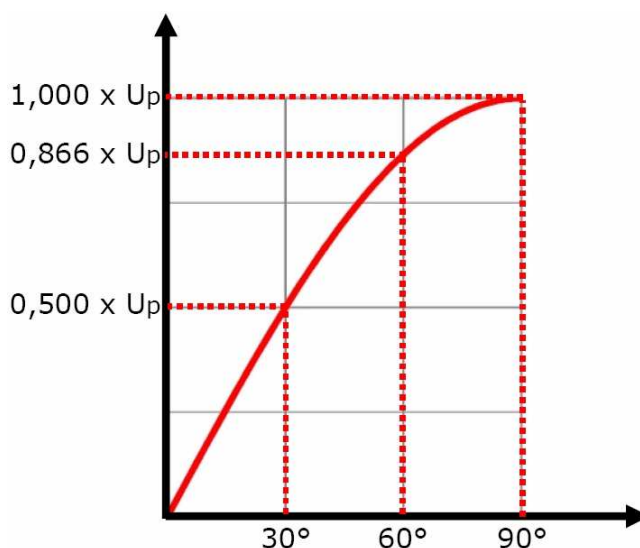
Maar hoe groot is deze DC-component nu? Wat is nu met andere woorden de **gemiddelde waarde** van de gelijkgerichte spanning?

Om deze gemiddelde spanning te kunnen bepalen moeten we de **oppervlakte** onder de sinuscurve berekenen. Omdat elke sinusfunctie een mooi symmetrisch verloop kent, is het voldoende om de oppervlakte te kennen over een **kwart** van de volledige periodetijd. Om de volledige oppervlakte te kennen gedurende de positieve alternantie, moeten we het resultaat vermenigvuldigen met twee. Als we dan dit resultaat uitsmeren over een volledige periode (360°) dan bekomen we de gemiddelde spanning.



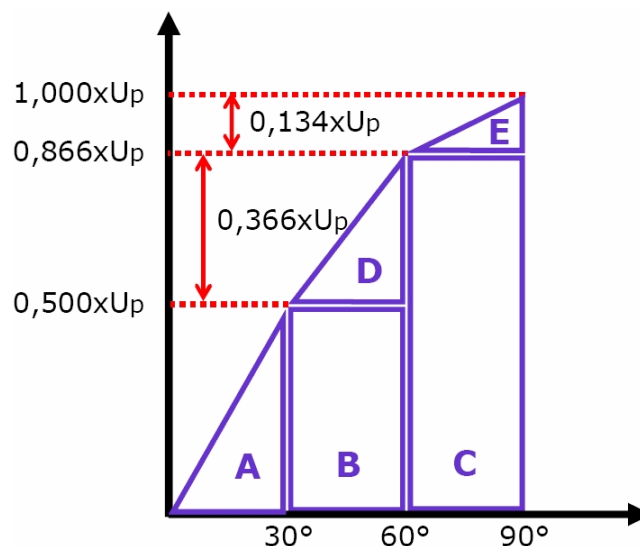
△ Fig.1.9 | Bepalen van de gemiddelde waarde bij halve golf gelijkrichting.
Tekening: W. Van Wichelen (MS Publisher)

Om geen beroep te hoeven doen op hogere wiskunde (via integraalrekenen) gaan we de sinuscurve benaderen m.b.v. rechthoeken en driehoeken. We delen het kwart van de sinuscurve in drie gelijke stroken van 30° . In figuur 1.10 is dit goed te volgen.



△ Fig.1.10 | Ogenblikkelijke waarden om de 30° .
Tekening: W. Van Wichelen (MS Publisher)

Het spreekt voor zich dat onze resultaten straks slechts bij benadering juist zullen zijn. Via deze werkwijze hoeven we slechts de oppervlakte van driehoeken en rechthoeken te berekenen, en dat mag geen probleem voor ons zijn!



△ Fig.1.11 | Benadering met gekende oppervlakten.
Tekening: W. Van Wichelen (MS Publisher)

Laten we de **ogenblikkelijke** waarden berekenen voor 0° , 30° , 60° en 90° :

$$\checkmark \sin(0^\circ) = 0$$

$$\checkmark \sin(30^\circ) = 0,5$$

$$\checkmark \sin(60^\circ) = 0,866$$

$$\checkmark \sin(90^\circ) = 1$$

In figuur 1.10 vermenigvuldigen we deze functiewaarden telkens met de amplitude (U_p). In figuur 1.11 benaderen we de oppervlakte onder de sinusfunctie met een constructie van driehoeken en rechthoeken. De hoogtes en breedtes zijn gemakkelijk te achterhalen. Laten we de oppervlakte berekenen van driehoek A:

$$\begin{aligned} A &= \frac{1}{2} \times b \times h \\ &= \frac{1}{2} \times 30 \times 0,5 \times U_p \\ &= 7,5 \times U_p \end{aligned}$$

De oppervlakte van rechthoek B:

$$\begin{aligned} B &= b \times h \\ &= 30 \times 0,5 \times U_p \\ &= 15 \times U_p \end{aligned}$$

De oppervlakte van rechthoek C:

$$\begin{aligned} C &= b \times h \\ &= 30 \times 0,866 \times U_p \\ &= 26 \times U_p \end{aligned}$$

De oppervlakte van driehoek D:

$$\begin{aligned} D &= \frac{1}{2} \times b \times h \\ &= \frac{1}{2} \times 30 \times 0,366 \times U_p \\ &= 5,5 \times U_p \end{aligned}$$

De oppervlakte van driehoek E:

$$\begin{aligned} E &= \frac{1}{2} \times b \times h \\ &= \frac{1}{2} \times 30 \times 0,134 \times U_p \\ &= 2 \times U_p \end{aligned}$$

De som van deze oppervlakten is:

$$\begin{aligned}\sum_{ABCDE} &= A+B+C+D+E \\ &= U_p \times [7,5 + 15 + 26 + 5,5 + 2] \\ &= 56 \times U_p\end{aligned}$$

De oppervlakte onder de curve gedurende de positieve alternantie is dan het dubbele:

$$\begin{aligned}2 \times \sum_{ABCDE} &= 2 \times 56 \times U_p \\ &= 112 \times U_p\end{aligned}$$

Uitgesmeerd over een volledige periode van 360° geeft dit:

$$\begin{aligned}U_{DC} &= \frac{112}{360} \times U_p \\ &= 0,31 \times U_p\end{aligned}$$

De DC-component ligt dus op ongeveer **31%** van het maximum. Dit komt grofweg neer op één derde van de amplitude. Via integraalrekenen kunnen we bewijzen dat dit neerkomt op delen door π (pi).

Parate kennis!

- De **gemiddelde waarde** van een **halvegolf** gelijkgerichte sinusspanning is te berekenen door de amplitude te delen door π :

$$U_{DC}(\text{halve golf}) = \frac{U_p}{\pi}$$

- Opmerking: bovenstaande formule geldt ook voor sinusvormige **stromen**.



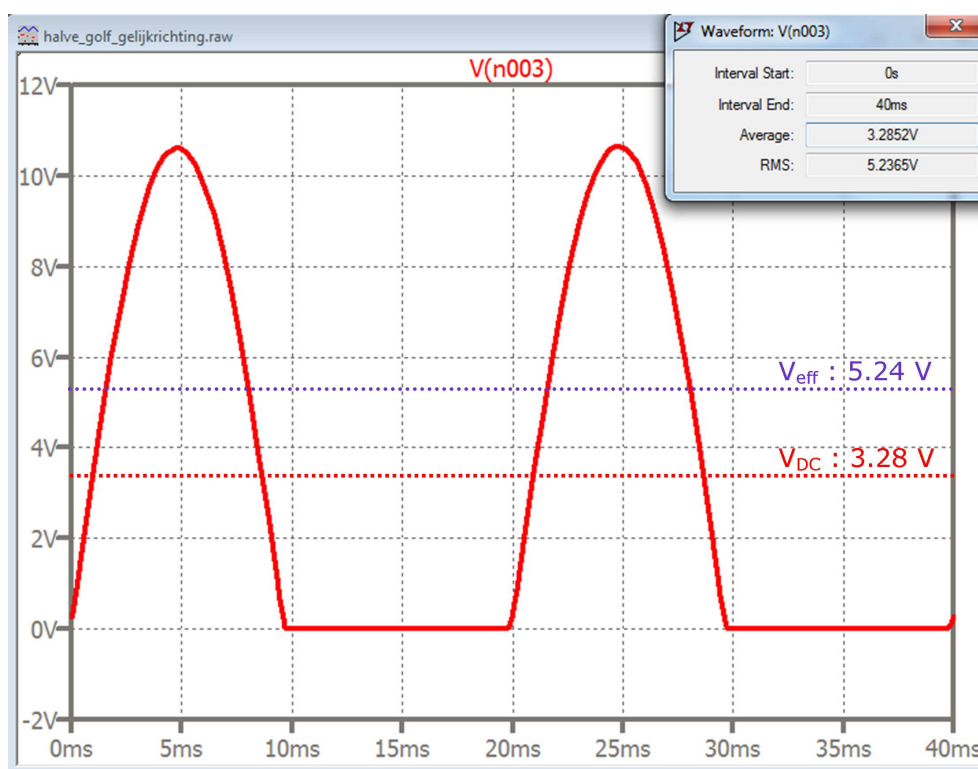
Laboproef

Onderzoek een halvegolf gelijkrichter die gebruik maakt van diode 1N4001. Maak gebruik van printtransformator E16TR4 (E.R.E.A). De belasting is zuiver ohms (25 Ω). Realiseer de schakeling in de praktijk en maak gebruik van LTspice om de resultaten te voorspellen.

1.3.5 LTspice metingen V_{RMS} en V_{DC}

Laten we nog even terugkijken naar het simulatieschema van figuur 1.4. In theorie levert de secundaire transformatie een effectieve spanning van 8 volt, wat neerkomt op een piekspanning van 11.3 volt. De diode snoept er ongeveer 0.7 volt van af, dus de piekwaarde van de uitgangsspanning is theoretisch 10.6 volt. We kunnen nu de effectieve en gemiddelde uitgangsspanning bepalen m.b.v. de formules van vorige pagina's.

In theorie is $V_{out(DC)} = 10.6V/\pi = 3.37V$ en $V_{out(eff)} = 10.6V/2 = 5.3V$. Figuur 1.12 toont de resultaten van de simulator:



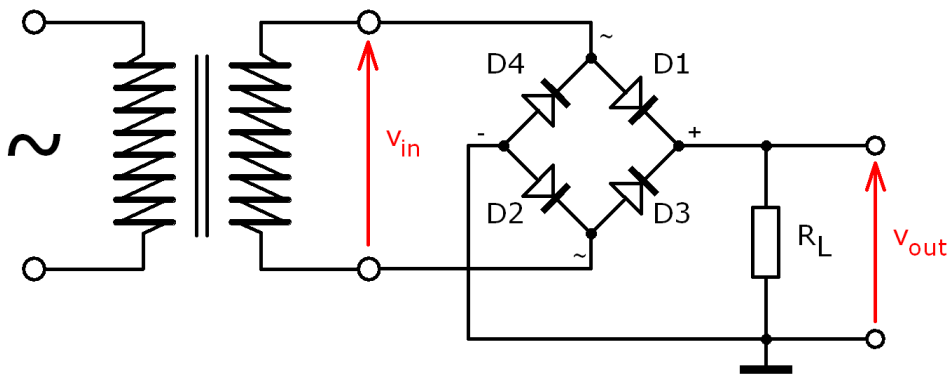
△ Fig.1.12 | Meting van de effectieve en gemiddelde waarden.
Tekening: W. Van Wichelen (LTspice)

We bemerken dat de gemiddelde waarde betekenisvol kleiner is dan de effectieve waarde. Hoe meer deze twee waarden van elkaar verschillen, hoe groter de rimpel. Het geeft ons een indicatie dat de DC-spanning nog verre van vlak is. Later zullen we zien dat bij een volledig vlakke DC-spanning de gemiddelde en effectieve waarden gelijk zullen zijn aan elkaar.

1.4 Dubbelzijdige gelijkrichting

1.4.1 Principeschema

We nemen dezelfde nettransformator (E16TR4) van de eerder besproken halvegolf gelijkrichter. De gelijkrichterdioden D1, D2, D3 en D4 vormen samen een zg. **diodebrug**. We noemen deze gelijkrichterschakeling daarom ook wel de '**bruggelijkrichter**'.

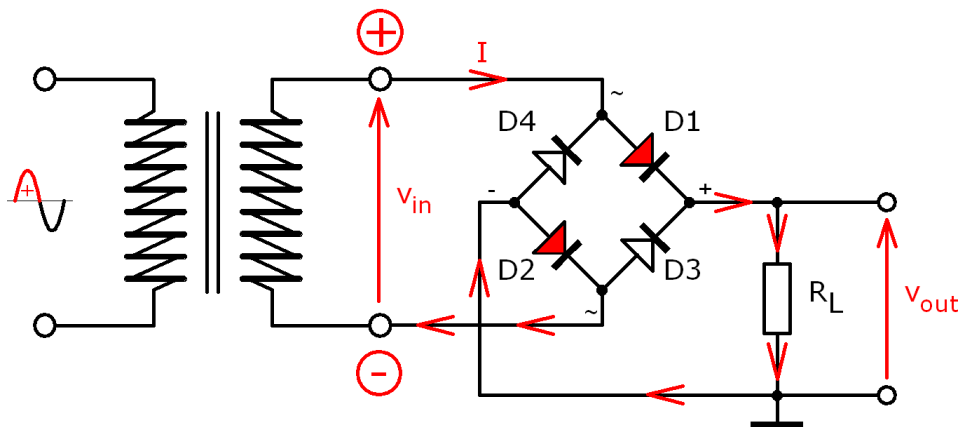


△ Fig.1.13 | Principe van de volle golf bruggelijkrichter.
Tekening: W. Van Wichelen (TinyCAD)

Merk op dat de ingangsspanning en de uitgangsspanning nu niet meer dezelfde *referentie* hebben. Met deze laatste opmerking dien je rekening te houden als je met een oscilloscoop de ingangsspanning en uitgangsspanning zou willen meten.

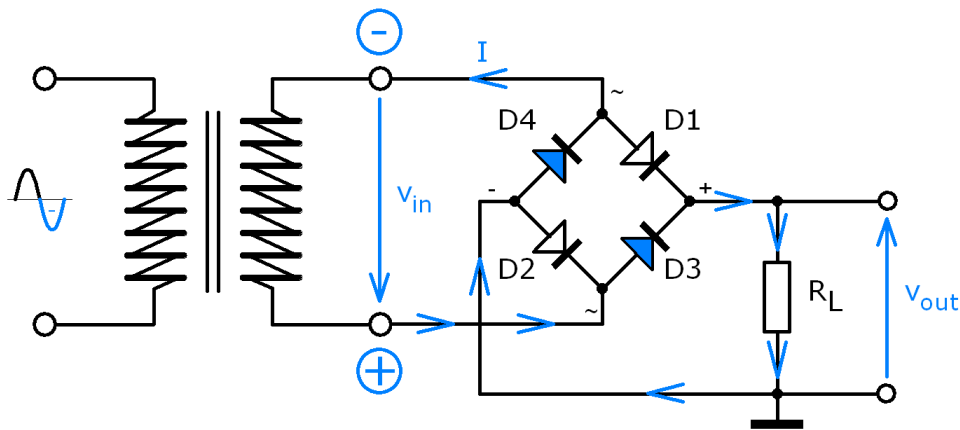
1.4.2 Gelijkrichterwerking

Tijdens de **positieve** alternantie geleiden dioden D1 en D2. Er vloeit een stroom met een zin zoals aangegeven in figuur 1.14. Deze stroom doet over verbruiker R_L een positieve spanning ontstaan t.o.v. de referentie (massa):



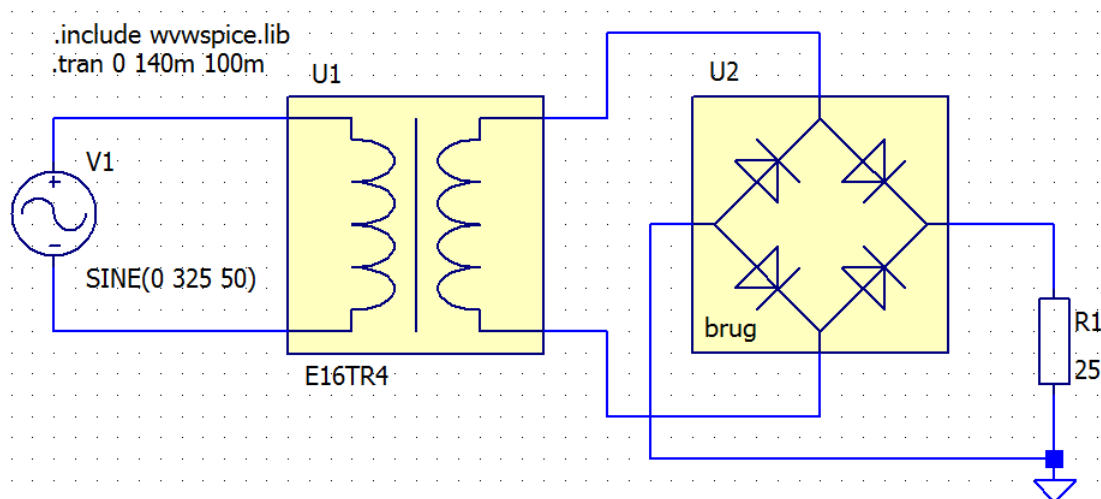
△ Fig.1.14 | Bruggelijkrichter tijdens positieve alternantie
Tekening: W. Van Wichelen (TinyCAD)

Tijdens de **negatieve** alternantie geleiden D3 en D4. We merken op dat de stroom door de belastingsweerstand op *dezelfde* manier vloeit zoals bij de positieve alternantie. De stroomzin blijft dus heel de tijd gelijk. De stroompijltjes in figuur 1.15 geven het stroompad aan en ook nu is de uitgangsspanning positief t.o.v. de massa:



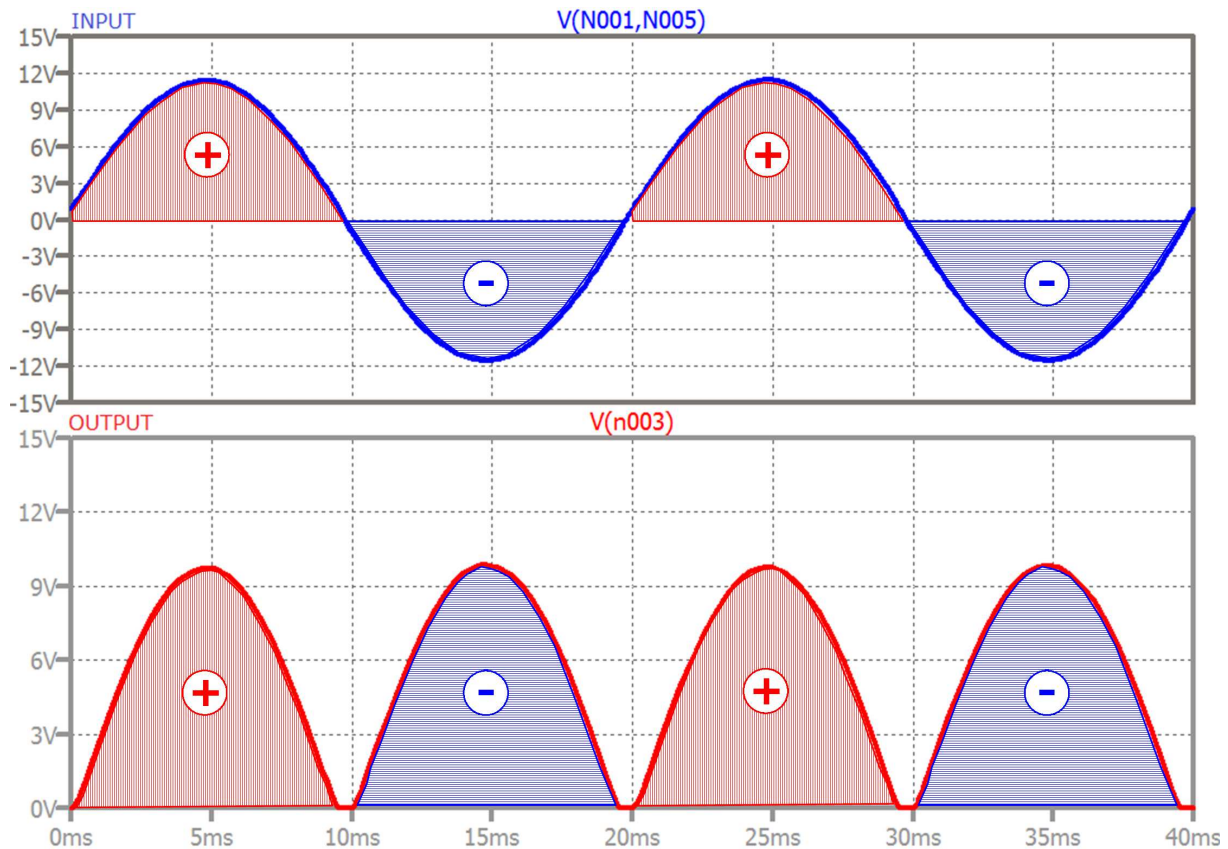
△ Fig.1.15 | Bruggelijkrichter tijdens negatieve alternantie
Tekening: W. Van Wichelen (TinyCAD)

We gaan de uitgangsspanning van de bruggelijkrichter bestuderen met *LTspice*. Figuur 1.16 toont het simulatieschema. We laten de computer een transient analyse uitvoeren over twee periodes.



△ Fig.1.16 | Simulatieschema van de bruggelijkrichter
Tekening: W. Van Wichelen (LTspice)

Na de run van de transiënt analyse plotten we de golfvormen van de ingangsspanning (INPUT) en de uitgangsspanning (OUTPUT):



△ Fig.1.17 | Simulatieresultaat van de bruggelijkrichter
Tekening: W. Van Wichelen (LTspice)

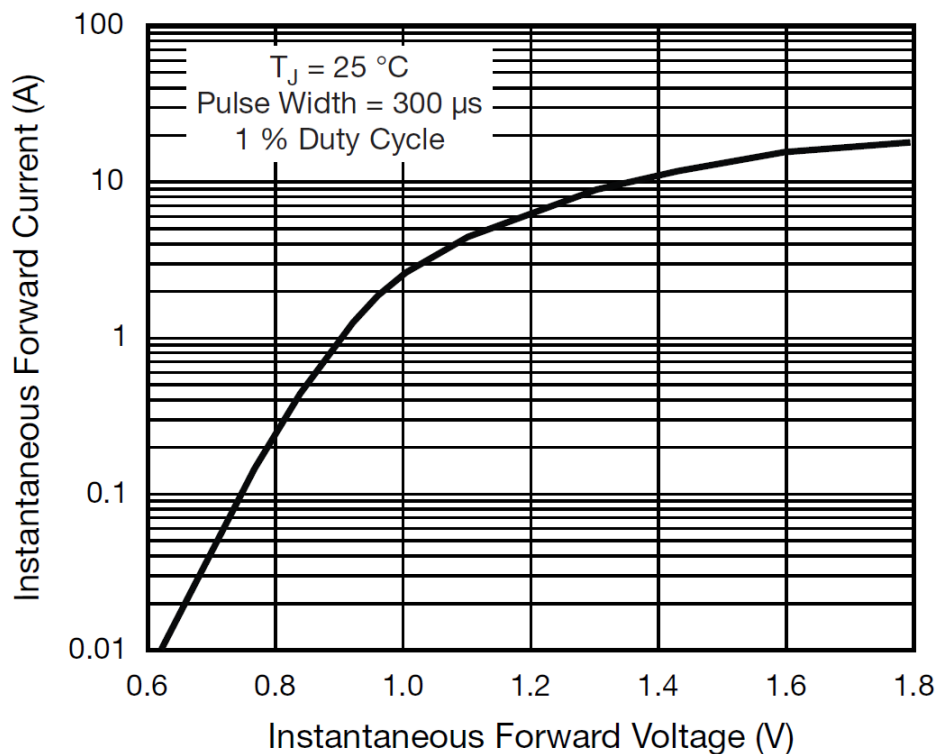
1.4.3 DC-component bij vollegolf gelijkrichting

Wat onmiddellijk opvalt is dat er gedurende de volledige periode (zowel tijdens positieve en negatieve alternantie) een positieve pulsvormige uitgangsspanning staat over de verbruiker R_L . We spreken nu van een '**dubbelzijdige**' of een '**vollegolf gelijkrichting**'.

Weerom hebben we een AC-spanning omgezet naar een DC-spanning. De gemiddelde uitgangsspanning is immers verschillend van 0V. We merken tevens op dat, in vergelijking met de halvegolf gelijkrichter, deze **DC-component** dubbel zo groot geworden is.

1.4.4 Verliesspanning over diodebrug

Er geleiden per alternantie twee diodes. Bij de bruggelijkrichter is er dus een spanningsverlies van twee dioden-in-doorlaat. Dit komt neer op een spanningsvermindering van theoretisch 1,4V. In de praktijk gaan we wel rekening houden met een groter spanningsverlies. We zullen later zien dat er vrij grote stromen kunnen vloeien doorheen de gelijkrichterdiodes. Figuur 1.18 toont een uittreksel van een datasheet van diode 1N4001:



△ Fig.1.18 | Voorwaartse spanning van diode 1N4001
Bron: www.vishay.com

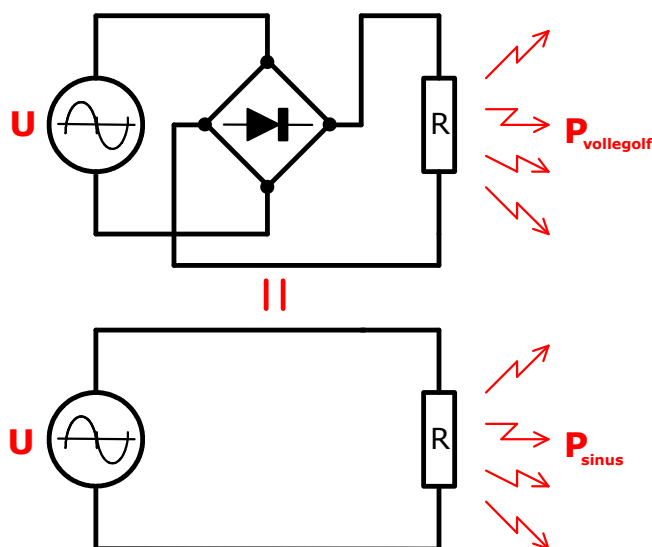
Bij stromen groter dan 1 ampère loopt de voorwaartse spanning al snel op tot 1 volt. Het spanningsverlies over de gelijkrichterbrug bedraagt dan gemakkelijk 2 volt. Bij relatief kleine ingangsspanningen (bij secundaire transfosspanningen kleiner dan $10V_{\text{eff}}$) mogen we deze verliesspanning dan niet meer verwaarlozen.

1.4.5 Optimaler gebruik van de nettransformator

Bij de halvegolf gelijkrichter werd enkel tijdens de positieve alternantie AC-energie omgezet in DC-energie. De helft van de tijd keek de transformator werkloos toe. Dit is natuurlijk niet gewenst want dit komt het transformatorrendement uiteraard niet ten goede. De secundaire transformatorwikkeling bij de bruggelijkrichter staat in voor de energie-overdracht gedurende de volledige periode. Het transformatorrendement is nu dubbel zo groot.

1.4.6 RMS-waarde na vollegolf gelijkrichting

Het is niet moeilijk om in te zien dat de effectieve waarde van een dubbelzijdig gelijkgerichte sinusspanning gelijk is aan de effectieve waarde van een zuivere sinusspanning.



△ Fig.1.19 | Effectieve waarde vollegolf gelijkgerichte sinus
Tekening: W. Van Wichelen

Of je nu de verwarmingsweerstand van een elektrisch vuur verhit door het aan te sluiten op een zuivere sinusspanning of, door er het te voeden met een vollegolf gelijkgerichte spanning: in beide gevallen zal het toestel evenveel warmte uitstralen.

Parate kennis!

- De **effectieve waarde** van een **vollegolf** gelijkgerichte sinusspanning bepalen we door de amplitude te delen door de vierkantswortel van twee:



$$U_{\text{eff(vollegolf)}} = \frac{U_p}{\sqrt{2}}$$

- Opmerking: bovenstaande formule geldt ook voor sinusvormige **stromen**.

1.4.7 Gemiddelde waarde na volle golf gelijkrichting

Eerder bepaalden we de **DC-component** van een *halvegolf* gelijkgerichte sinusspanning. Je voelt wel aan dat de DC-component van een *vollegolf* gelijkgerichte sinusspanning het **dubbele** moet zijn.

Parate kennis!

- De **gemiddelde waarde** van een **vollegolf** gelijkgerichte sinusspanning is te berekenen door de amplitude te vermenigvuldigen met twee en te delen door π :



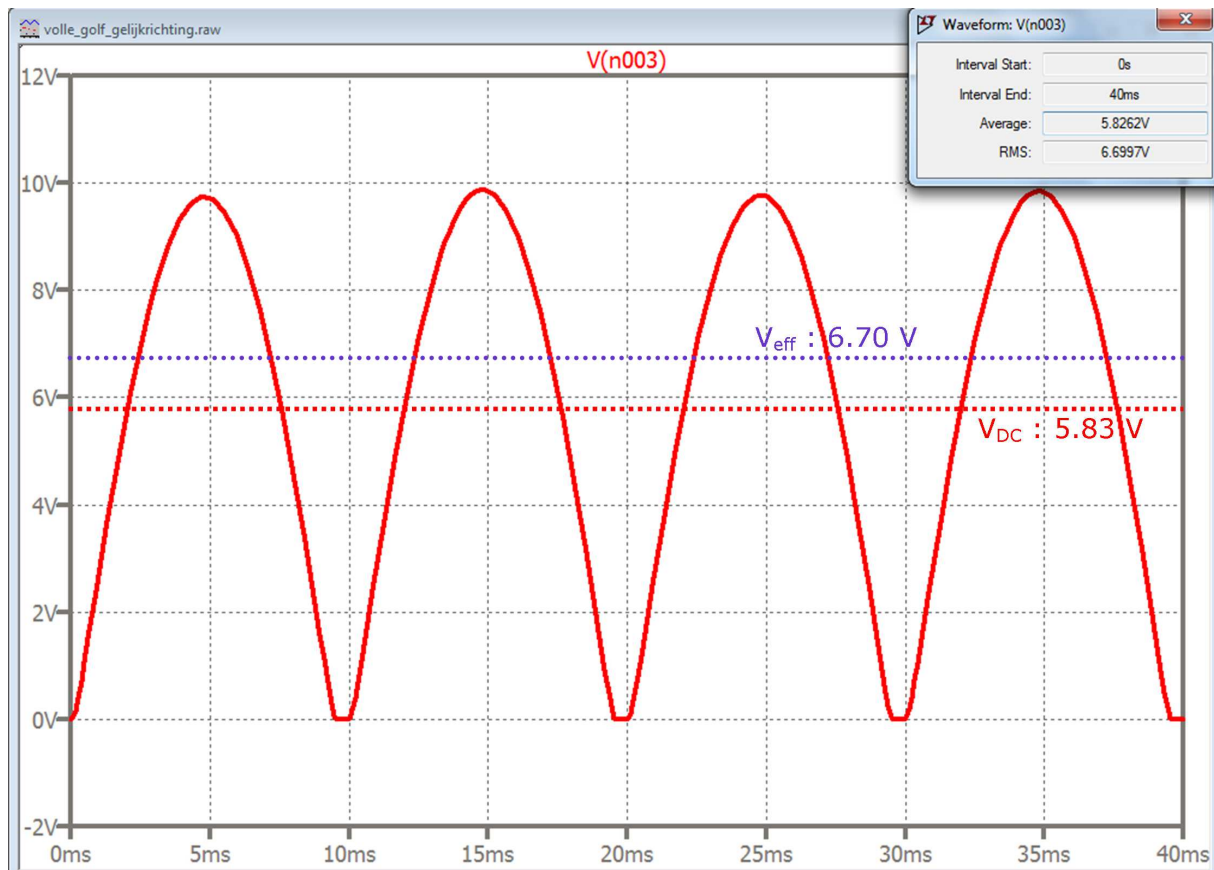
$$U_{\text{DC(vollegolf)}} = \frac{2 \cdot U_p}{\pi}$$

- Opmerking: bovenstaande formule geldt ook voor sinusvormige **stromen**.

1.4.8 LTspice metingen V_{RMS} en V_{DC}

We nemen het simulatieschema van figuur 1.16 er even bij. De theoretische secundaire transfospanning is $11.3V_p$. De theoretische verliesspanning over de gelijkrichterbrug is $2 \times 0.7V$, dus de piekwaarde van de uitgangsspanning zou in theorie $9.9V_p$ zijn.

In theorie is $V_{out(DC)} = 2 \times 9.9V / \pi = 6.3V$ en $V_{out(eff)} = 9.9V / \sqrt{2} = 7.0V$. Figuur 1.20 toont de resultaten van de simulator:

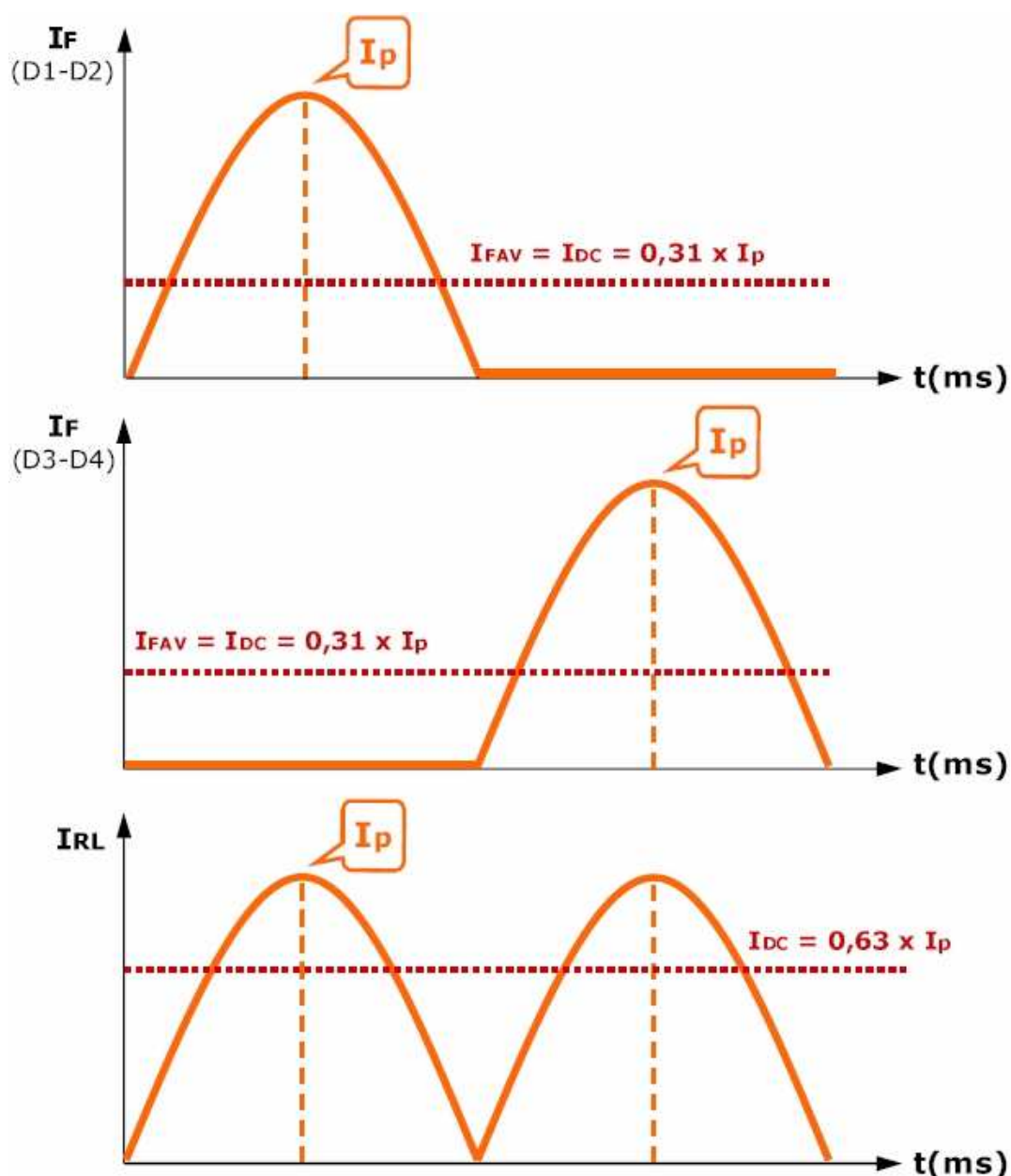


△ Fig.1.20 | Simulatieresultaten vollegolf gelijkrichter
Tekening: W. Van Wichelen (LTspice)

Beide spanningswaarden zijn gestegen. We bemerken ook dat de DC-component (gemiddelde waarde) en de effectieve waarde naar elkaar zijn toegegroeid. Het verschil is afgenomen tot ca. 870mV. Het verschil met de theoretische waarde is te verklaren door de lagere transformatorspanning en de kleine tussenpozen waarbij de spanning eventjes nul volt blijft. Deze tussenpozen zijn een gevolg van de voorwaartse spanning V_F die overwonnen moet worden om de diode te doen geleiden.

1.4.9 Gemiddelde diodestroom

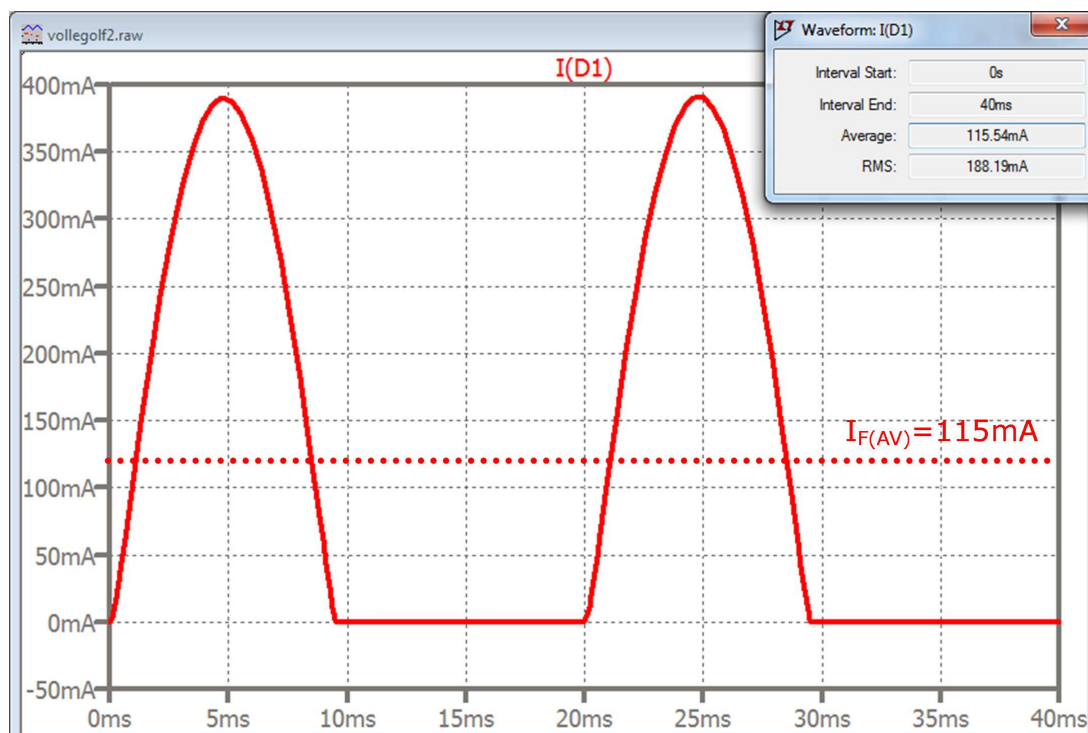
Gedurende het gelijkrichterproces vloeit er doorheen elke diodetak een pulserende stroom. Elke tak komt maar voor de helft van de periode in actie. Bij het ontwerpen van gelijkrichterschakelingen is het van belang dat we componenten kiezen die de klus kunnen klaren. Fabrikanten publiceren in datasheets de voornaamse kenmerken (*features*) zoals: maximale waarden (*maximum ratings*) en elektrische eigenschappen (*electrical characteristics*) bij normaal gebruik.



△ Fig.1.21 | Gemiddelde voorwaartse diodestroom
Tekening: W. Van Wichelen (MS Publisher)

Diode-datasheets vermelden meestal ook de **gemiddelde voorwaartse diodestroom** (*average forward rectified current*) $I_{F(AV)}$. Het is dus zinvol om de gemiddelde stroom doorheen elke diode te bepalen. Figuur 1.21 toont de stroomdoorgang doorheen elke brugtak ($I_{F1,2}+I_{F3,4}$) en resulterende stroom (I_{RL}) doorheen een ohmse belasting R_L . Elke diode verwerkt dus slechts de **helft** van de gemiddelde belastingsstroom.

Figuur 1.22 toont de simulatie van de voorwaartse stroom doorheen een diode van de bruggelijkrichter. De nettransformator is een E16TR4, de dioden zijn 4 X 1N4001 en de belasting is 25Ω .

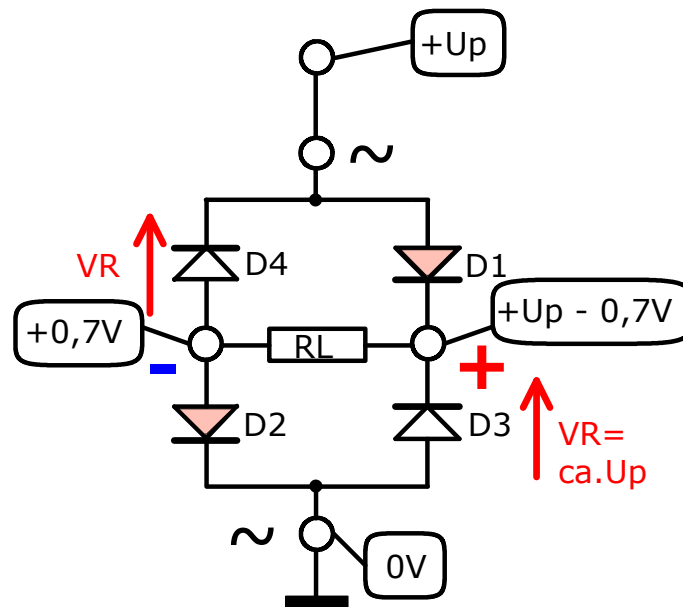


△ Fig.1.22 | Simulatie gemiddelde voorwaartse diodestroom
Tekening: W. Van Wichelen (LTspice)

1.4.10 Inverse piekspanning

Wanneer de ene brugtak in geleiding is, dan is de andere brugtak gesperd. Over een geleidende diode weten we dat de spanning erover ongeveer 0,7 volt bedraagt. Welke spanning staat er nu over elke gesperde diode? Dit is van belang want we weten dat bij elke diode het fenomeen van **doorslag** kan optreden bij een bepaalde (hoge) inverse sperspanning. In de datasheets vinden we deze **maximale sperspanning** terug onder de vermelding 'peak repetitive inverse voltage': V_{RRM} .

Laten we de brugschakeling even op een andere manier tekenen. We nemen een 'snapshot' op het moment dat de secundaire transformatorspanning maximaal is: 5ms na de nuldoorgang. Door het schema van figuur 1.23 te bestuderen, kunnen we op een eenvoudige manier deze inverse spanningen bepalen.



△ Fig.1.23 Inverse piekspanning
Tekening: W. Van Wichelen

Dioden D1 en D2 geleiden. Over de sperrende dioden D4 en D3 staat ongeveer de maximale spanning U_p als je de verliespanning V_F verwaarloost.

Parate kennis!

- Doorheen elke diode van de brugschakeling vloeit een **gemiddelde stroom** die gelijk is aan de helft van de DC-belastingsstroom: $I_{FAV} = I_{DC} / 2$
- De **maximale inverse spanning** over elke diode van de brugschakeling is ongeveer gelijk aan de amplitude van de ingangsspanning: $V_R = U_p$.



1.4.11 Topfactor en vormfactor

De netspanning hoort in principe redelijk sinusvormig te zijn. In de netcode (Europese Netwerkkode) is opgenomen in welke mate de netspanning van de ideale vorm mag afwijken. Door de forse toename van het gebruik van elektronica met niet-lineaire werking, ontstaat er **harmonische vervorming**^[3] die de mooie sinusgolf misvormt. Voorbeelden van deze netvervuilende apparatuur zijn: LED-verlichting, schakelende voedingen (SMPS^[4]) en inverters van PV-installaties^[5].

Naast grootheden als effectieve waarde en gemiddelde waarde kennen we nog belangrijke signaalkenmerken als *topfactor* en *vormfactor*. De **topfactor** (*crest factor*) is de verhouding tussen de maximale waarde (amplitude) en de effectieve waarde van de wisselspanning:

$$\text{topfactor} = \frac{U_p}{U_{eff}}$$

Bij een zuiver sinusvormige spanning is dit:

$$\text{topfactor} = \frac{U_{eff} \cdot \sqrt{2}}{U_{eff}} = \sqrt{2} = 1,41$$

De **vormfactor** (*form factor*) is de verhouding tussen de effectieve en de gemiddelde waarde:

$$\text{vormfactor} = \frac{U_{eff}}{U_{DC}}$$

[3] Harmonische vervorming ontstaat doordat de stroom, die wordt opgenomen door een toestel, de sinusvorm van de spanning niet meer volgt.

[4] SMPS staat voor Switched Mode Power Supply

[5] Een inverter zet bijvoorbeeld de DC-energie van een zonne-installatie om in AC-energie om netinkoppeling van de zonnestroom mogelijk te maken.

Bij een zuiver sinusvormige **vollegolf gelijkgerichte** spanning is de vormfactor:

$$\text{vormfactor} = \frac{U_{\text{eff}}}{U_{\text{DC}}} = \frac{\frac{U_p}{\sqrt{2}}}{\frac{2 \times U_p}{\pi}} = \frac{U_p}{\sqrt{2}} \times \frac{\pi}{2 \times U_p} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1,11$$

Als een spanning (of stroom) niet sinusvormig is krijgen we uiteraard andere waarden voor deze beide kenmerken. Als we dit resultaat van 1,11 bekomen, dan zijn we zeker dat de gemeten AC-spanning niet afwijkt van de ideale sinusvorm en dus weinig vervormd is.

Eenvoudige (goedkope) digitale multimeters maken van deze vormfactor gebruik om de effectieve waarde van een AC-spanning te bekomen. Eerst wordt de wisselspanning op de klemmen van het meettoestel **gelijkgericht**. De gemiddelde waarde van de gelijkgerichte spanning wordt met 11% verhoogd en die waarde wordt uiteindelijk op het display getoond.

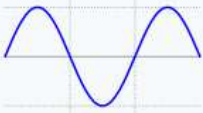
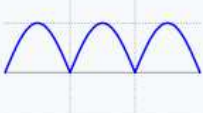
$$\begin{aligned} 1,11 &= \frac{U_{\text{eff}}}{U_{\text{DC}}} \\ \Rightarrow U_{\text{eff}} &= 1,11 \cdot U_{\text{DC}} \\ \Leftrightarrow U_{\text{eff}} &= (1 + 0,11) \cdot U_{\text{DC}} \\ \Leftrightarrow U_{\text{eff}} &= U_{\text{DC}} + 0,11 \cdot U_{\text{DC}} \\ \Leftrightarrow U_{\text{eff}} &= U_{\text{DC}} + 11\% \cdot U_{\text{DC}} \end{aligned}$$

Dit betekent dat het meettoestel slechts een behoorlijke nauwkeurigheid heeft als de te meten spanning zuiver **sinusvormig** is. Enkel wanneer op het meettoestel de vermelding 'true RMS' staat ben je zeker van een nauwkeurig meetresultaat.



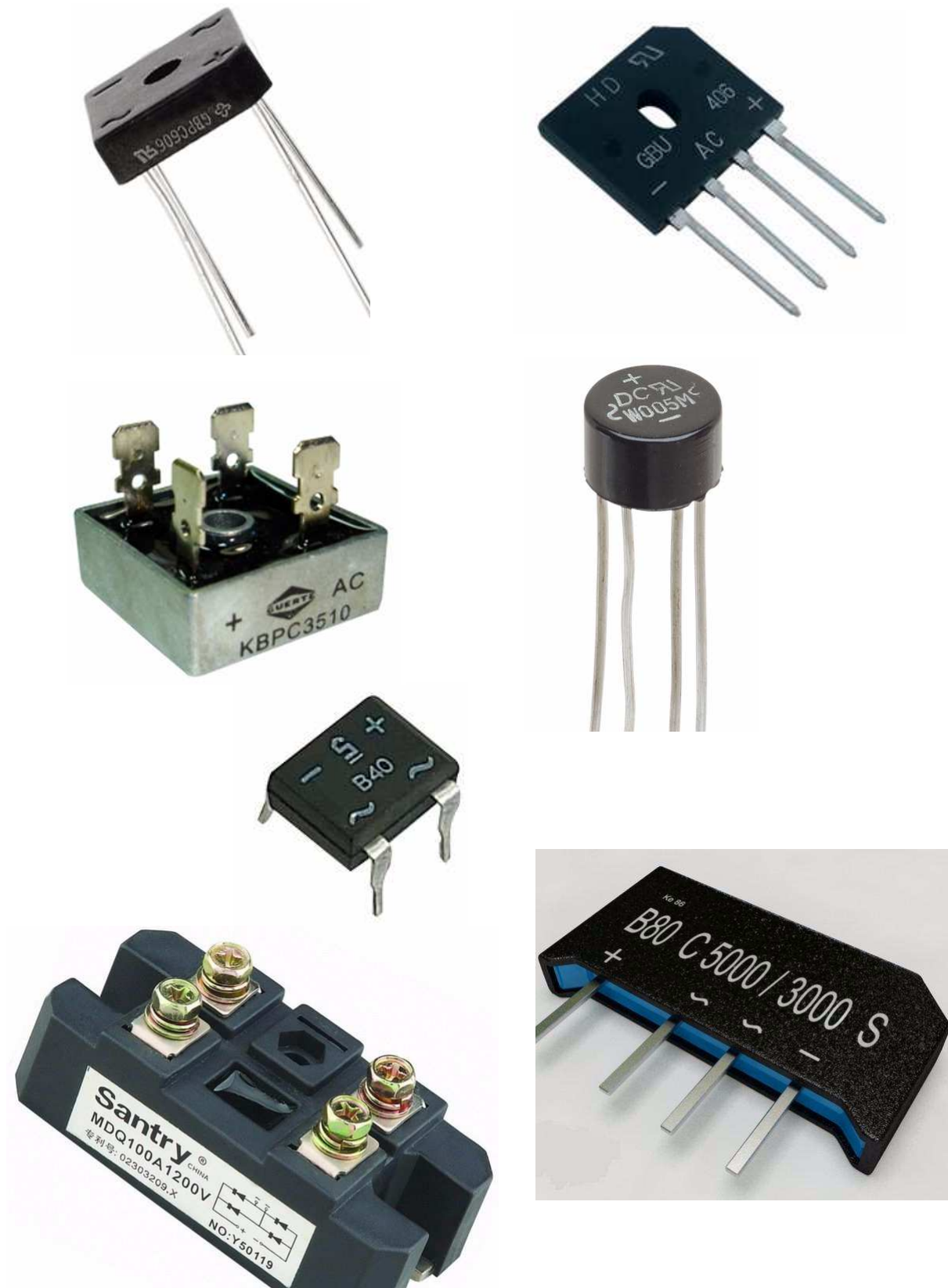
△ Fig.1.24 | True RMS multimeter
Bron: <https://www.ratoeducation.be>

Figuur 1.25 toont een tabel met de waarde voor de crest factor en de RMS-waarde van veel voorkomende golfvormen:

Wave type	Waveform	RMS value	Crest factor
DC		1	1
Sine wave		$\frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0.707$	$\sqrt{2} \approx 1.414$
Full-wave rectified sine		$\frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0.707$	$\sqrt{2} \approx 1.414$
Half-wave rectified sine		$\frac{1}{2} = 0.5$	2
Triangle wave		$\frac{1}{\sqrt{3}} \approx 0.577$	$\sqrt{3} \approx 1.732$
Square wave		1	1

△ Fig.1.25 | Topfactor van typische golfvormen
Bron: <https://www.wikipedia.org>

1.4.12 Typische behuizingen



△ Fig.1.26 | Familieportret van gelijkrichters
Bron: world wide web

1.4.13 Datasheet 1N400x

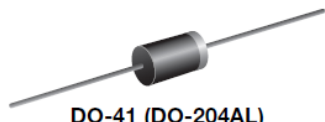


1N4001, 1N4002, 1N4003, 1N4004, 1N4005, 1N4006, 1N4007

www.vishay.com

Vishay General Semiconductor

General Purpose Plastic Rectifier



DO-41 (DO-204AL)

FEATURES

- Low forward voltage drop
- Low leakage current
- High forward surge capability
- Solder dip 275 °C max. 10 s, per JESD 22-B106
- Material categorization: for definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?99912

RoHS
COMPLIANT

PRIMARY CHARACTERISTICS

$I_{F(AV)}$	1.0 A
V_{RRM}	50 V, 100 V, 200 V, 400 V, 600 V, 800 V, 1000 V
I_{FSM} (8.3 ms sine-wave)	30 A
I_{FSM} (square wave $t_p = 1$ ms)	45 A
V_F	1.1 V
I_R	5.0 μ A
T_J max.	150 °C
Package	DO-41 (DO-204AL)
Circuit configuration	Single

TYPICAL APPLICATIONS

For use in general purpose rectification of power supplies, inverters, converters, and freewheeling diodes application.

MECHANICAL DATA

Case: DO-41 (DO-204AL), molded epoxy body
Molding compound meets UL 94 V-0 flammability rating
Base P/N-E3 - RoHS-compliant, commercial grade

Terminals: matte tin plated leads, solderable per J-STD-002 and JESD 22-B102

E3 suffix meets JESD 201 class 1A whisker test

Polarity: color band denotes cathode end

MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25$ °C unless otherwise noted)

PARAMETER	SYMBOL	1N4001	1N4002	1N4003	1N4004	1N4005	1N4006	1N4007	UNIT
Maximum repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum RMS voltage	V_{RMS}	35	70	140	280	420	560	700	V
Maximum DC blocking voltage	V_{DC}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum average forward rectified current 0.375" (9.5 mm) lead length at $T_A = 75\text{ }^{\circ}\text{C}$	$I_{F(AV)}$	1.0							A
Peak forward surge current 8.3 ms single half sine-wave superimposed on rated load	I_{FSM}	30							A
Non-repetitive peak forward surge current square waveform $T_A = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ (fig. 3)	$t_p = 1\text{ ms}$	45							A
	$t_p = 2\text{ ms}$	35							
	$t_p = 5\text{ ms}$	30							
Maximum full load reverse current, full cycle average 0.375" (9.5 mm) lead length $T_L = 75\text{ }^{\circ}\text{C}$	$I_{R(AV)}$	30							μA
Rating for fusing ($t < 8.3\text{ ms}$)	I^2t (1)	3.7							A^2s
Operating junction and storage temperature range	T_J, T_{STG}	-50 to +150							$^{\circ}\text{C}$

Note

(1) For device using on bridge rectifier application

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25$ °C unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS		SYMBOL	1N4001	1N4002	1N4003	1N4004	1N4005	1N4006	1N4007	UNIT
Maximum instantaneous forward voltage	1.0 A		V _F	1.1							V
Maximum DC reverse current at rated DC blocking voltage		T _A = 25 °C	I _R	5.0							μA
		T _A = 125 °C		50							
Typical junction capacitance	4.0 V, 1 MHz		C _J	15							pF

1.4.14 Datasheet BxxC1500

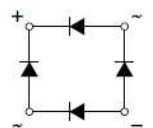


B40C1500G, B80C1500G, B125C1500G, B250C1500G, B380C1500G

www.vishay.com

Vishay Semiconductors

Glass Passivated Single-Phase Bridge Rectifier



Case Style WOG

PRIMARY CHARACTERISTICS

Package	WOG
$I_{F(AV)}$	1.5 A
V_{RRM}	65 V, 125 V, 200 V, 400 V, 600 V
I_{FSM}	50 A
I_R	10 μ A
V_F at $I_F = 1.5$ A	1.0 V
T_J max.	125 °C
Diode variations	Quad

FEATURES

- Ideal for printed circuit boards
- High case dielectric strength
- High surge current capability
- Typical I_R less than 0.1 μ A
- Solder dip 275 °C max. 10 s, per JESD 22-B106
- Material categorization: For definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?99912

RoHS
COMPLIANT

TYPICAL APPLICATIONS

General purpose use in AC/DC bridge full wave rectification for power supply, adapter, charger, lighting ballaster on consumers, and home appliances applications.

MECHANICAL DATA

Case: WOG

Molding compound meets UL 94 V-0 flammability rating
Base P/N-E4 - RoHS-compliant, commercial grade

Terminals: Silver plated leads, solderable per J-STD-002 and JESD22-B102

Polarity: As marked on body

MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25$ °C unless otherwise noted)

PARAMETER	SYMBOL	B40 C1500G	B80 C1500G	B125 C1500G	B250 C1500G	B380 C1500G	UNIT
Maximum repetitive peak reverse voltage	V _{RRM}	65	125	200	400	600	V
Maximum RMS input voltage R- and C-load	V _{RMS}	40	80	125	250	380	V
Maximum DC blocking voltage	V _{DC}	65	125	200	400	600	V
Maximum peak working voltage	V _{RWM}	90	180	300	600	800	V
Maximum non-repetitive peak voltage	V _{RSM}	100	200	350	600	1000	V
Maximum repetitive peak forward surge current	I _{FRM}	10					A
Maximum average forward output current for free air operation at T _A = 45 °C	I _{F(AV)}	1.6					A
		1.5					
Peak forward surge current single sine-wave on rated load	I _{FSM}	50					A
Rating for fusing at T _J = 125 °C (t < 100 ms)	I ² t	12.5					A ² s
Minimum series resistor C-load at V _{RMS} = ± 10 %	R _T	1.0	2.0	4.0	8.0	12	Ω
Maximum load capacitance + 50 % - 10 %	C _L	5000	2500	1000	500	200	μF
Operating junction temperature range	T _J	- 40 to + 125					°C
Storage temperature range	T _{STG}	- 40 to + 150					°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25$ °C unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	SYMBOL	B40 C1500G	B80 C1500G	B125 C1500G	B250 C1500G	B380 C1500G	UNIT
Maximum instantaneous forward voltage drop per diode	1.5 A	V_F	1.0					V
Maximum reverse current at rated repetitive peak voltage per diode	$T_A = 25$ °C	I_R	10					μ A



B40C1500G, B80C1500G, B125C1500G, B250C1500G, B380C1500G
www.vishay.com

Vishay Semiconductors

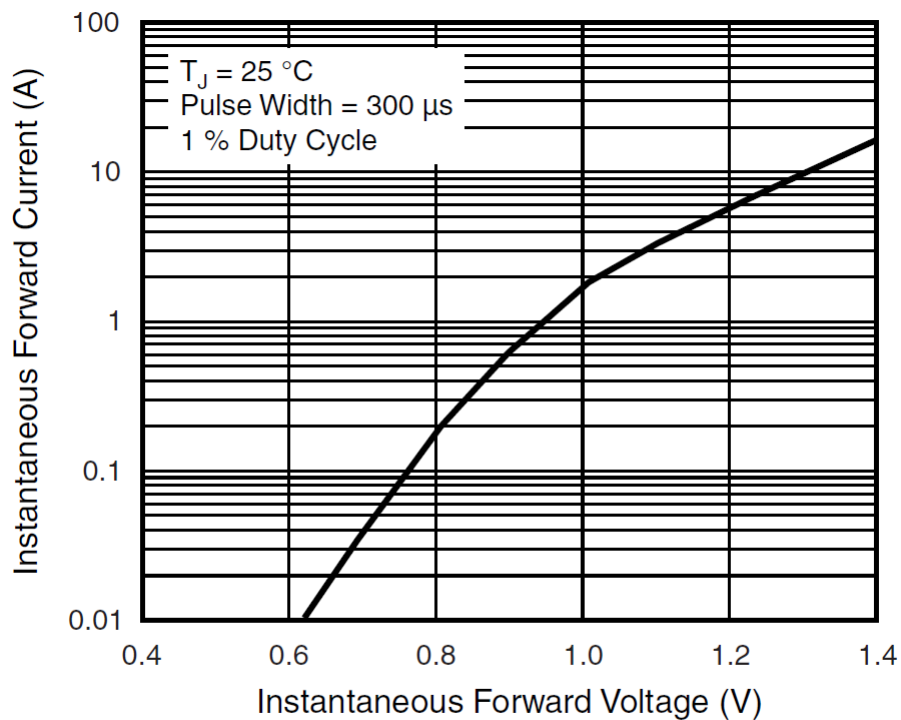


Fig. 4 - Typical Forward Characteristics Per Diode

Laboproef

Onderzoek een vollegolf bruggelijkrichtter die bestaat uit vier dioden 1N4001. Maak gebruik van printtransformator E16TR4 (E.R.E.A). De belasting is zuiver ohms (25Ω). Realiseer de schakeling in de praktijk en maak gebruik van LTspice om de resultaten te voorspellen. Bepaal ook de vormfactor en de topfactor.

1.5 Oefeningen

1. Een transformator met een secundaire spanning van 24 V voedt een halvegolf gelijkrichter. De belasting (R_L) gedraagt zich zuiver ohms en bedraagt $10\ \Omega$. Houd rekening met een verliesspanning over de diode van 1 volt.
 - a. teken het schema
 - b. teken de in- en uitgangsspanning van de gelijkrichter
 - c. bereken de effectieve waarde van uitgangsspanning
 - d. bereken de gemiddelde waarde van de uitgangsspanning
 - e. bepaal de effectieve stroom door de belasting
 - f. bepaal de gemiddelde stroom door de belasting
 - g. bepaal de gemiddelde stroom doorheen de diode
 - h. bereken het ontwikkelde vermogen in R_L
 - i. bereken de crest factor
 - j. bereken de vormfactor

2. Een bruggelijkrichter is aangesloten op een transformator met een secundaire spanning van 24 V. De belasting (R_L) is zuiver ohms en bedraagt $10\ \Omega$. Houd rekening met een verliesspanning over een diode van 1 volt.
 - a. teken het schema
 - b. teken de in- en uitgangsspanning van de gelijkrichter
 - c. bereken de effectieve waarde van uitgangsspanning
 - d. bereken de gemiddelde waarde van de uitgangsspanning
 - e. bepaal de effectieve stroom door de belasting
 - f. bepaal de gemiddelde stroom door de belasting
 - g. bepaal de gemiddelde stroom doorheen een diode
 - h. bereken het ontwikkelde vermogen in R_L
 - i. bereken de crest factor
 - j. bereken de vormfactor

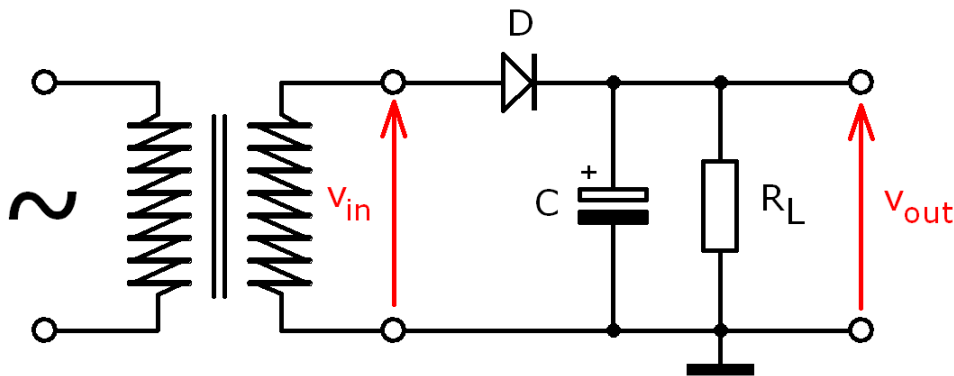
2 AC/DC-omzetting Spanningsafvlakking



2.1 Afvlakking bij halvegolf gelijkrichting

2.1.1 Principe

We nemen de eerder besproken halvegolf gelijkrichter van figuur 1.3 en we plaatsen over de belasting een extra **condensator**:



△ Fig.2.1 | Halvegolf gelijkrichter met afvlakking
Tekening: W. Van Wichelen (TinyCAD)

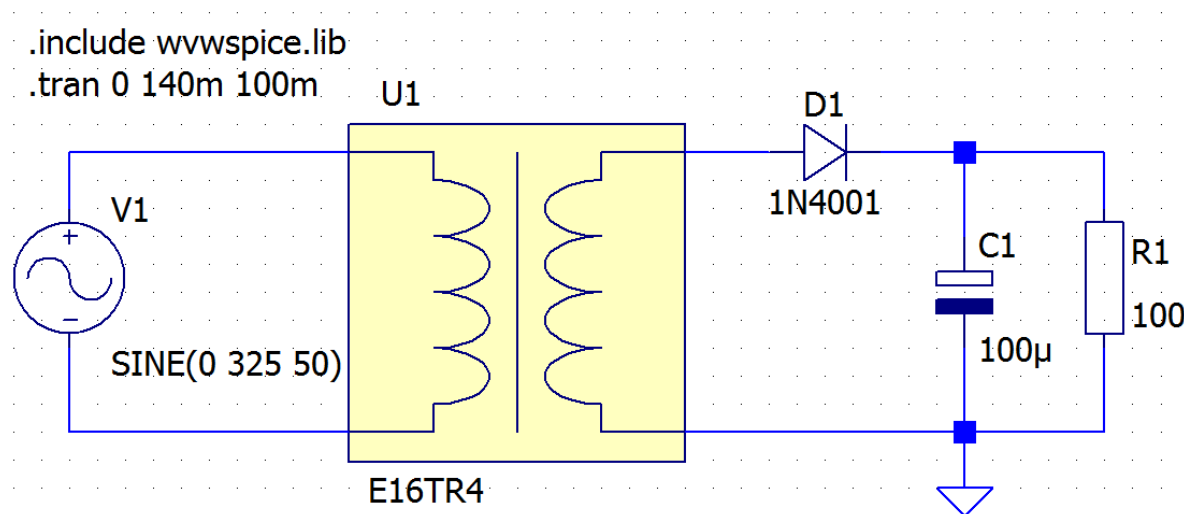
Wanneer we een condensator via een weerstand opladen door deze te verbinden aan de klemmen van bijvoorbeeld een batterij, dan zal de lading er op blijven zitten, ook als we de batterij wegnemen. Deze condensator gedraagt zich nu op zijn beurt als een mini batterij waarover een (vlakke) gelijkspanning staat. De capaciteit van deze 'condensator-batterij' is echter niet al te groot.

Wanneer we de geladen condensator verbinden met een verbruiker (R_L), dan zal de lading vlug weglekken: de DC-spanning zakt vrijwel onmiddellijk tot de condensator helemaal 'leeg' is.

Een **elektrolytische condensator** (elco) heeft veel weg van een batterij, maar zijn capaciteit is beperkt. De elco zal voortdurend moeten *bijgeladen* worden om een zekere DC-spanning te kunnen handhaven over de belasting R_L .

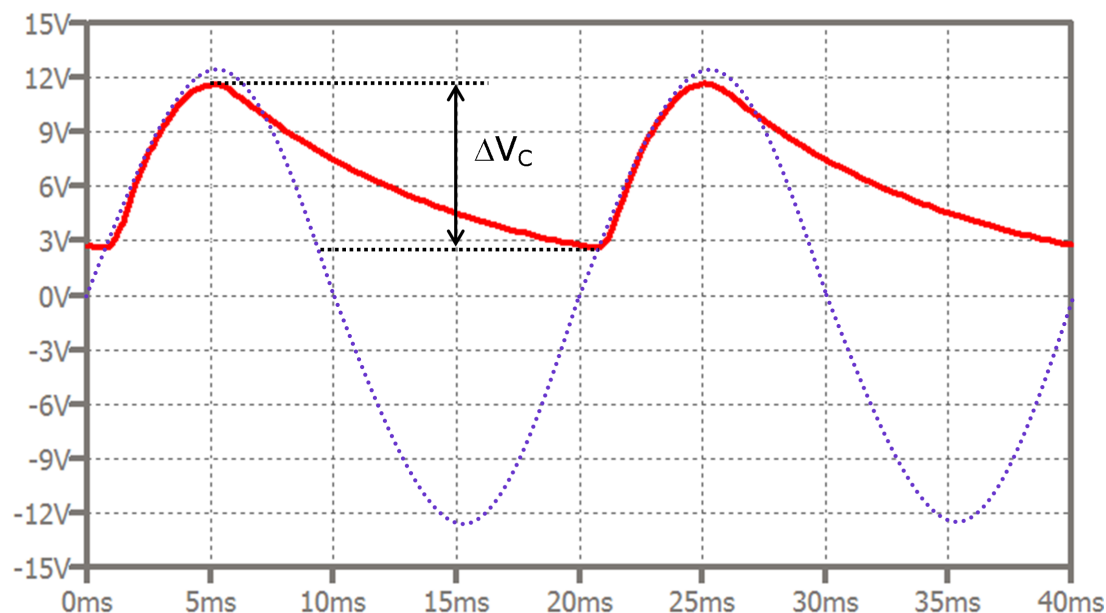
2.1.2 Afgevlakte uitgangsspanning

Om de vorm van de uitgangsspanning te weten te komen, gaan we beroep doen op LTspice. Figuur 2.2 toont het simulatieschema:



△ Fig.2.2 | Simulatieschema halvegolf gelijkrichter met afvlakking
Tekening: W. Van Wichelen (LTspice)

We schakelen een bipolaire condensator van 100μF bij. De net-transformator (E16TR4) levert de AC-ingangsspanning. We voeren een simulatie uit over twee perioden. Figuur 2.3 toont de uitgangsspanning over de belastingsweerstand van 100Ω:



△ Fig.2.3 | Simulatieresultaat halvegolf gelijkrichter met afvlakking
Tekening: W. Van Wichelen (LTspice)

Als we het opladen en ontladen wat idealiseren dan lijkt de uitgangsspanning op een 'zaagtand'. De condensator laadt op tot ca. 12V en hij ontladt tot ca. 3V. Over de belasting staat dus een **rimpelspanning** ΔV_C van ca. $9V_{\text{ptp}}$.

Bij de halvegolf gelijkrichter laadt de elco slechts éénmaal per periode bij. Enkel gedurende de positieve alternantie levert de transformator energie om condensator C op te laden en belasting R_L te voeden. Diode D krijgt er nu een extra functie bij:

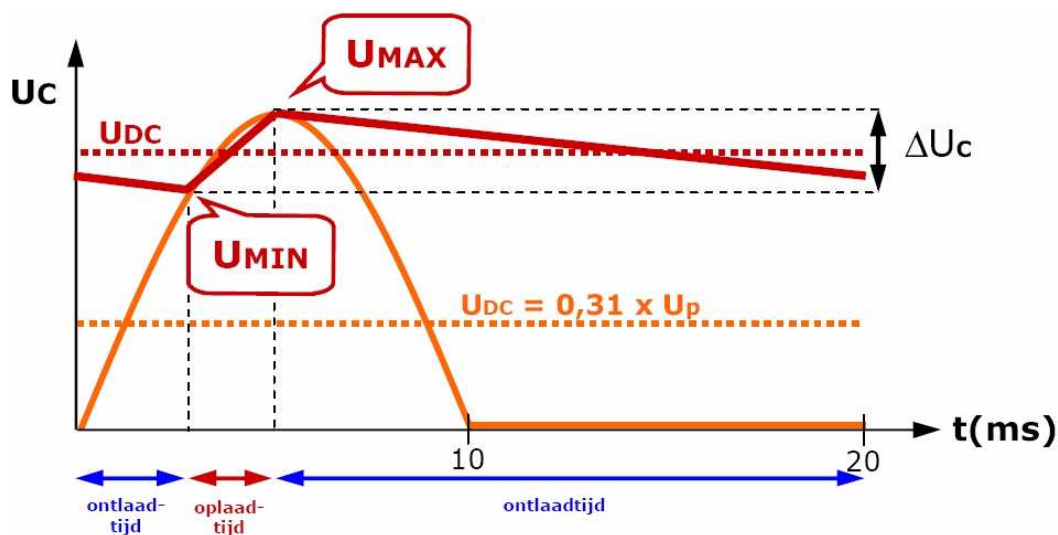
Parate kennis!

- Naast het gelijkrichten zorgt de diode er ook voor dat de lading op de condensator niet kan weglekken tijdens de negatieve alternantie.
- De lading kan enkel weglekken via de verbruiker.



2.1.3 DC-component en rimpel

In een korte tijd (4ms in ons voorbeeld) moet de condensator volledig bijgeladen worden. Dit gaat gepaard met grote **laadstromen**. De energie die de belasting op zijn gemak kan verbruiken moet immers gedurende de rest van de periode (16ms in ons voorbeeld) in een zeer korte tijd terug bijgetankt worden.



△ Fig.2.4 | Laadtijd en onlaadtijd van de afvlakcondensator
Tekening: W. Van Wichelen

Vergelijk de gemiddelde waarde van de uitgangsspanning van de halve golfgelijkrichter eens *met* en *zonder* afvlakcondensator. Wat merk je? De gemiddelde waarde (U_{DC}) van de golfvorm is toegenomen en de rimpel (ΔU_C) is kleiner.

2.1.4 Laad- en ontlaadstromen

Een ongeladen (lege) bipolaire condensator kan je vergelijken met een groot 'vat' dat je moet vullen. Wanneer de elco ongeladen is ($U_c = 0V$), dan zal de laadstroom maximaal zijn. Je kan deze situatie vergelijken met het opladen van een lege accu. Eenmaal de elco volledig is opgeladen, dan is het vat vol en kan er niets meer bij. De laadstroom wordt dan nul ampère en de condensator gedraagt zich dan als een oneindige grote weerstand.



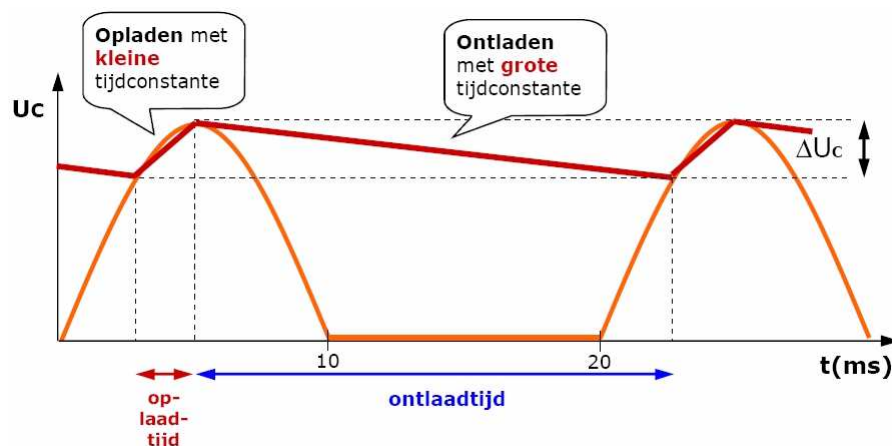
△ Fig.2.5 | Elektrolytische condensator (elco)
Bron: RS components

Parate kennis!

- Afvlakcondensatoren zijn steeds van het **elektrolytische** type (elco) en hebben een vaste polariteit.
- Een **ongeladen** afvlakcondensator gedraagt zich als een kortsluiting bij plotse spanningstoenames.

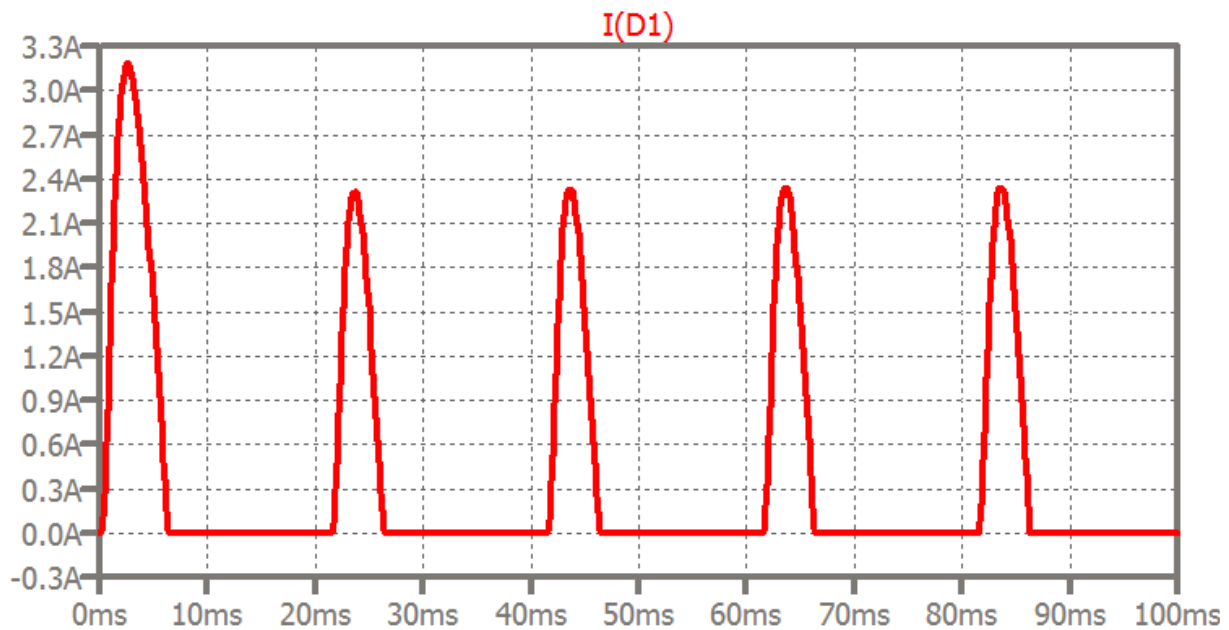


De laadstroom wordt enkel beperkt door de weerstand van de secundaire transformatorwikkeling en de doorlaatweerstand van de diode. De totale weerstand tijdens het opladen is dus zeer klein. Dit resulteert in forse laadstromen en een zeer kleine tijdconstante ($\tau = R \times C$). De condensator kan daarom zeer snel opladen.



△ Fig.2.6 | Tijdconstante van laden en ontladen
Tekening: W. Van Wichelen

Om een idee te krijgen van de laadstroom gaan we LTspice even aan het werk zetten. Nettransformator E16TR10 levert de ingangsspanning, de belasting is 25Ω en de elco heeft een capaciteit van $1000\mu\text{F}$:



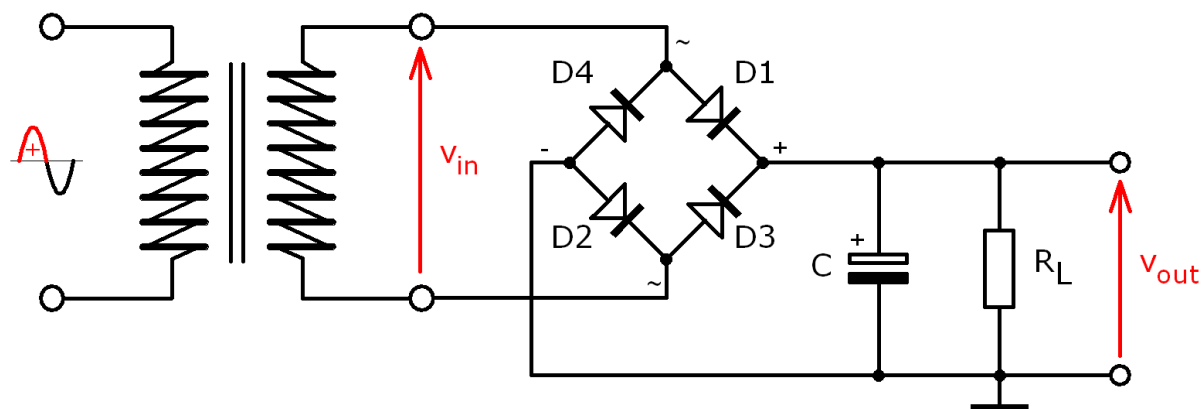
△ Fig.2.7 | Forse laadstromen doorheen de diode
Tekening: W. Van Wichelen (LTspice)

Figuur 2.7 toont de voorwaartse diodestroom tijdens de eerste laadcycli van een enkelzijdige halvegolf gelijkrichter. De eerste piekstroom bedraagt bijna 3,3A. Na enkele periodes stabiliseert de laadstroom tot ca. 2,3A. De vraag die een goed ontwerper zich nu stelt is: "Kan de gelijkrichterdiode deze stroompieken aan?"

2.2 Afvlakking bij vollegolf gelijkrichting

2.2.1 Principe

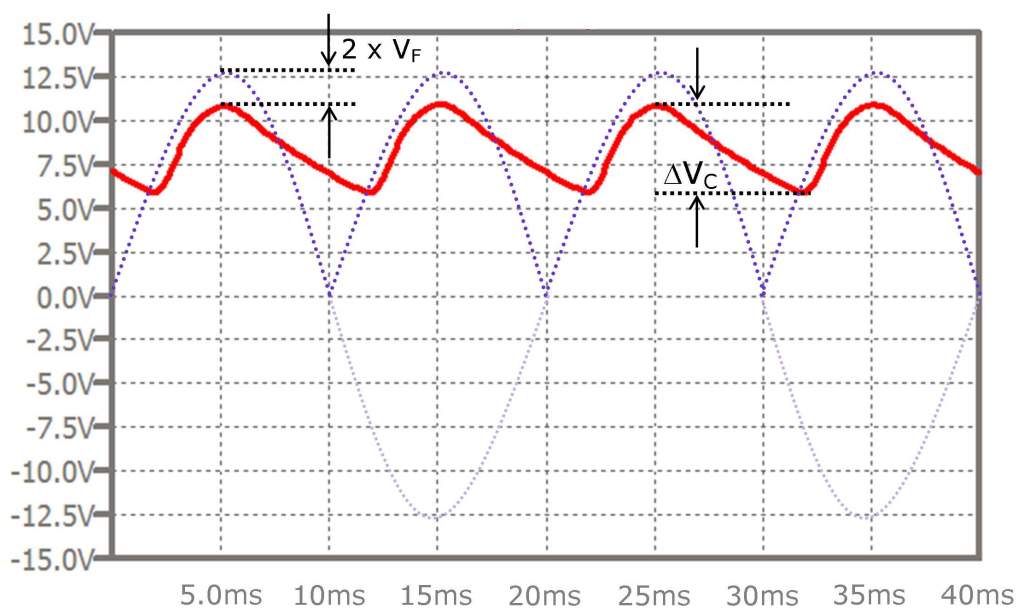
In de praktijk gaan we van de vorige schakeling weinig gebruik maken. Het is veel zinnvoller de elco **tweemaal** bij te tanken per periode. De redenen hiervoor zullen we verderop in detail bespreken. We nemen de bruggelijkrichter van figuur 1.13 en we plaatsen er een extra afvlakcondensator bij:



△ Fig.2.8 | Bruggelijkrichter met afvlakking
Tekening: W. Van Wichelen (TinyCAD)

2.2.2 Afgevlakte uitgangsspanning

Figuur 2.9 toont de uitgangsspanning over de belasting. Omdat de afvlakcondensator parallel staat is dit ook de condensatorspanning.

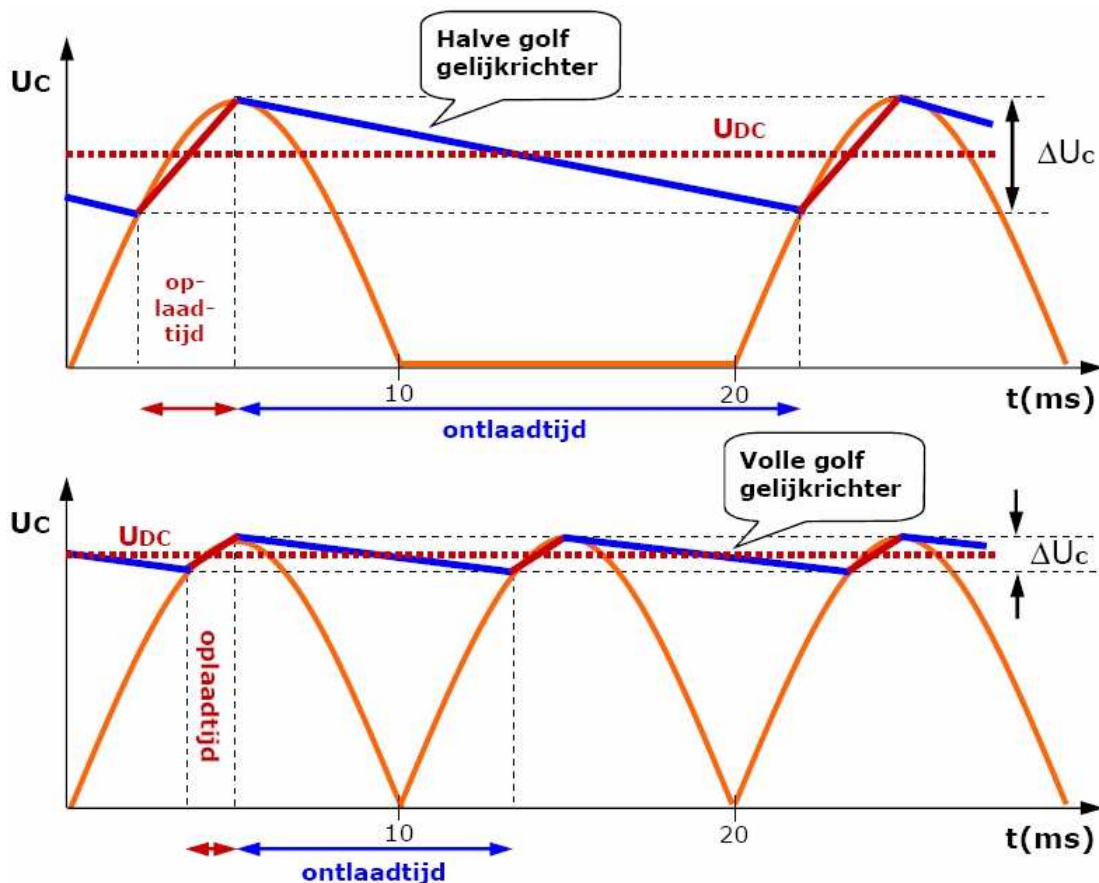


△ Fig.2.9 | Uitgangsspanning van de bruggelijkrichter met afvlakking
Tekening: W. Van Wichelen (LTspice)

De condensator heeft een capaciteit van $100\mu\text{F}$ en de belasting is 100Ω . De condensator wordt nu twee maal per periode bijgeladen en heeft het nu gemakkelijker om zijn rol van energiereservoir te spelen. Hij ontladst nu minder diep zodat de spanning op zijn klemmen ook minder zakt dan bij de halve golf gelijkrichter.

2.2.3 DC-component en rimpel

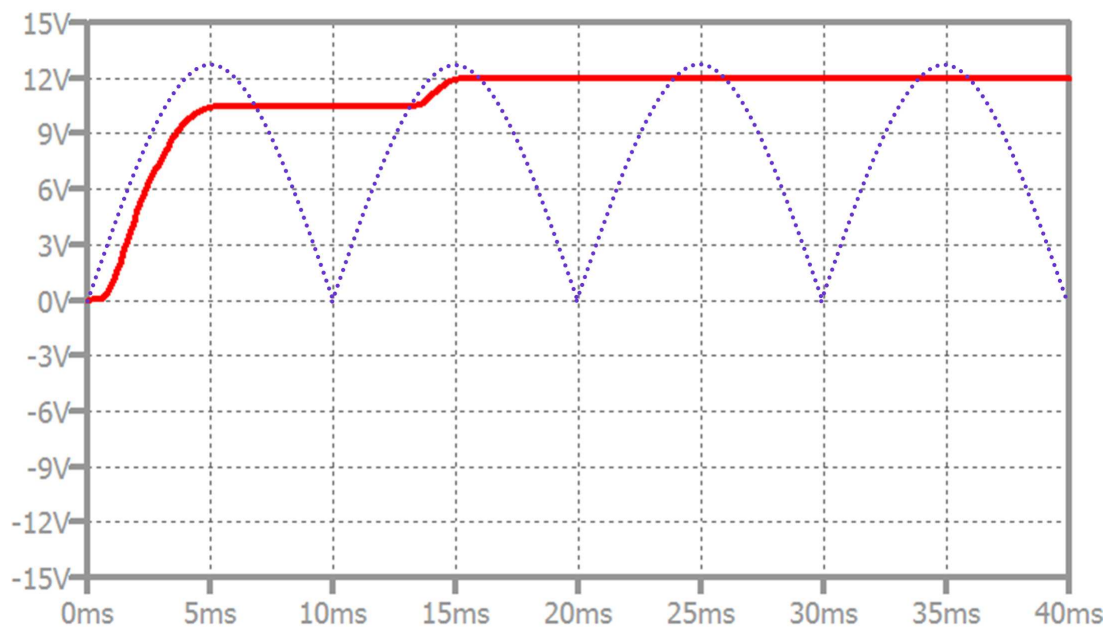
Wanneer je de afvlakking van beide gelijkrichterschakelingen vergelijkt, merk je dat de **rimpel** bij vollegolf gelijkrichting *kleiner* is, wat eigenlijk wel logisch is. De condensator krijgt minder tijd om te ontladen via de belasting: hij wordt immers vlugger bijgeladen zodat de spanning er over niet drastisch kan zakken. Een bijkomend effect is dat de **DC-component** van de uitgangsspanning ook *groter* is. In figuur 2.10 kan je de uitgangsspanning van beide gelijkrichterschakelingen mooi vergelijken.



△ Fig.2.10 | Afvlakking bij halvegolf en vollegolf gelijkrichting
Tekening: W. Van Wichelen

2.2.4 Gedrag bij nullast

Hoe zou de uitgangsspanning er uit zien wanneer we de belasting R_L wegnippen? We veronderstellen een lege condensator. De uitgangsspanning is nul volt. Bij het sluiten van de netschakelaar zal de condensator beginnen opladen. Op een gegeven moment is de condensator volledig opgeladen tot een maximale spanning. Door het ontbreken van een belasting kan er geen lading weglekken naar massa. Omdat de gelijkrichterdiodes de weg versperren kan er ook geen lading weglekken via de secundaire transformatorwikkeling. Het gevolg is dat de spanning op de condensator constant blijft. De waarde is bijna gelijk aan de amplitude van de secundaire transformatorspanning. We verliezen twee keer de voorwaartse diodespanning. Omdat er geen stroom vloeit (het vat is immers vol) zal het spanningsverlies niet zo groot zijn.



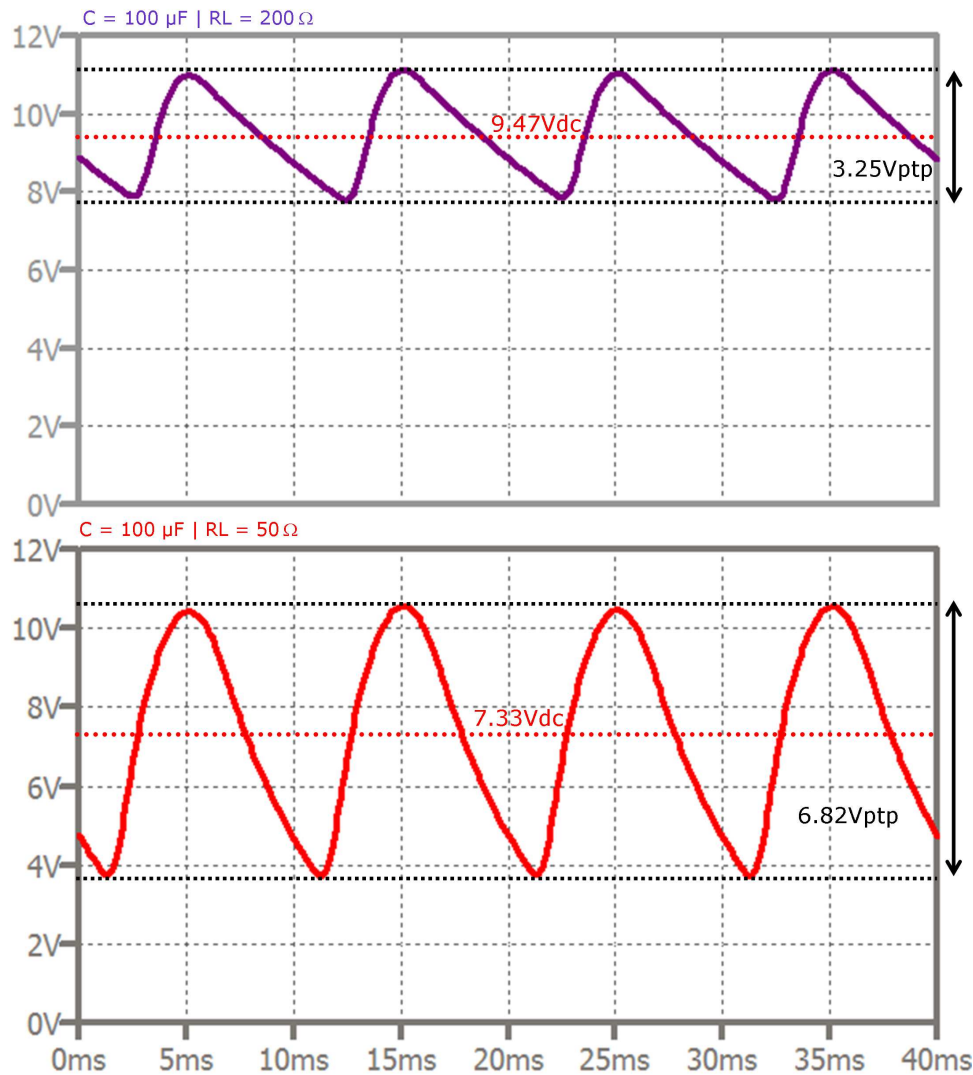
△ Fig.2.11 | Gedrag bij nullast
Tekening: W. Van Wichelen (LTspice)

Eenmaal de condensator opgeladen is tot de maximale spanning, blijft deze spanning er voor 'eeuwig en alle dagen' op zitten.^[6] We hebben dus een constante en vlakke gelijkspanning gemaakt, maar we kunnen er wel niets mee doen...

[6] Het is raadzaam om bij reparatie van elektrische toestellen, waarbij de spanning op de afvlakcondensator hoger is dan 48 volt, niet onmiddellijk te gaan uitmeten als de netstekker is uitgetrokken. Om het ontladen te bespoedigen, wordt er parallel over de condensator een grote 'bleeder-weerstand' geplaatst.

2.2.5 Effecten bij toenemende belasting

De bedoeling is dat we de gelijkrichterschakeling kunnen belasten met bijvoorbeeld een transistorversterker. En die vraagt uiteraard wel stroom! Laten we het effect eens bekijken bij toenemende belasting. Dit doen we door de weerstandswaarde voor R_L te laten afnemen. Eerst doen we een LTspice-simulatie met $R_L=200\Omega$ en daarna voeren we dezelfde simulatie uit met $R_L=50\Omega$. De waarde van de condensator blijft steeds $100\mu\text{F}$.



△ Fig.2.12 | Uitgangsspanning bij toenemende belasting
Tekening: W. Van Wichelen (LTspice)

Parate kennis!

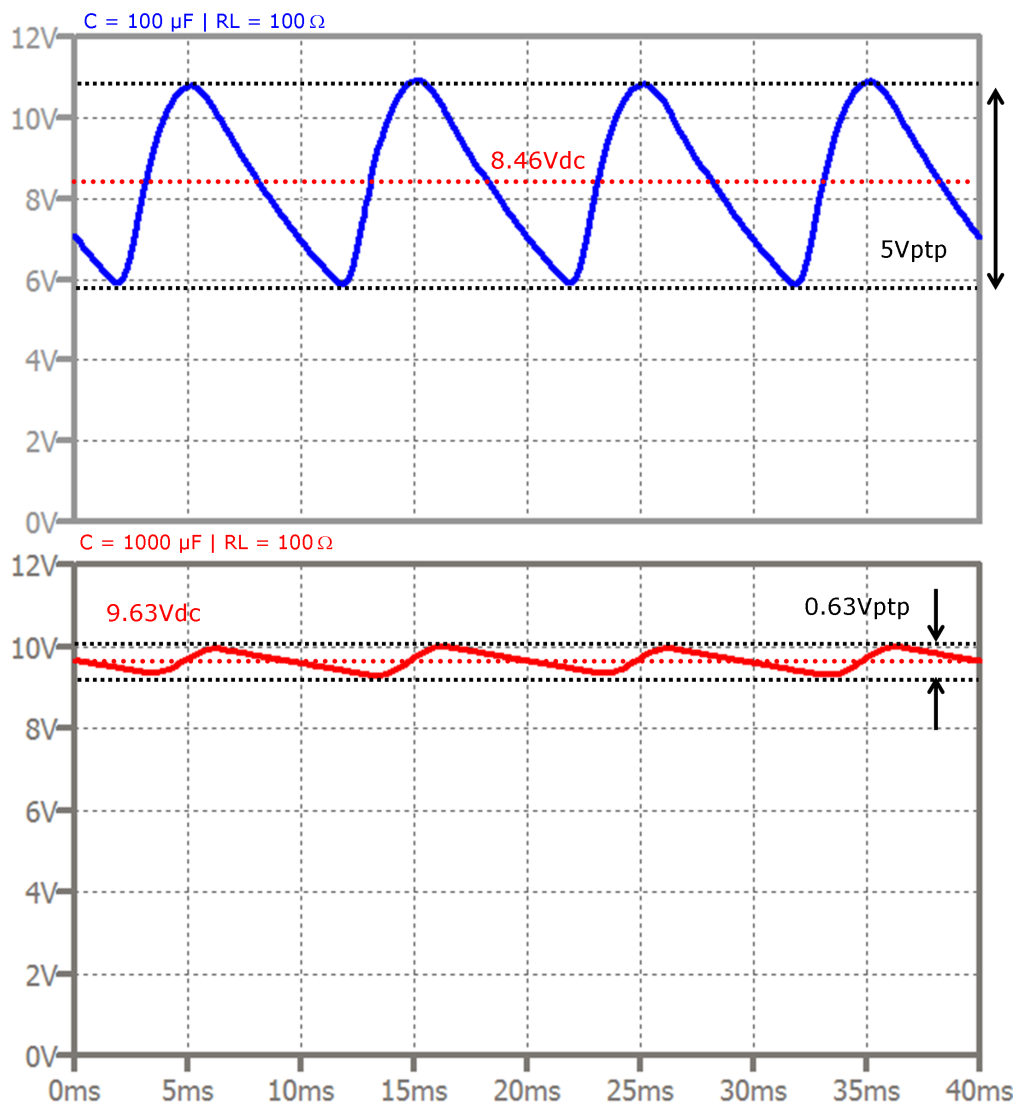
Bij toenemende **belasting**:

- *vergroot* de rimpel van de uitgangsspanning
- *vermindert* de DC-component



2.2.6 Effecten bij toenemende capaciteitswaarden

Stel, men vraagt je een zo vlak mogelijke spanning af te leveren over een bepaalde belasting. Je zou als volgt kunnen redeneren: hoe groter de capaciteit van de condensator, hoe beter de gelijkenis met een batterij. Dus, we drijven de capaciteitswaarde van de afvlakcondensator gewoon op totdat de uitgangsspanning vlak genoeg is. We laten LTspice wat rekenwerk doen. De belastingsweerstand blijft voor elke simulatie 100Ω . Eerst plotten we de uitgangsspanning bij een capaciteit van $100\mu\text{F}$ en vervolgens verhogen we de capaciteit tot $1000\mu\text{F}$:

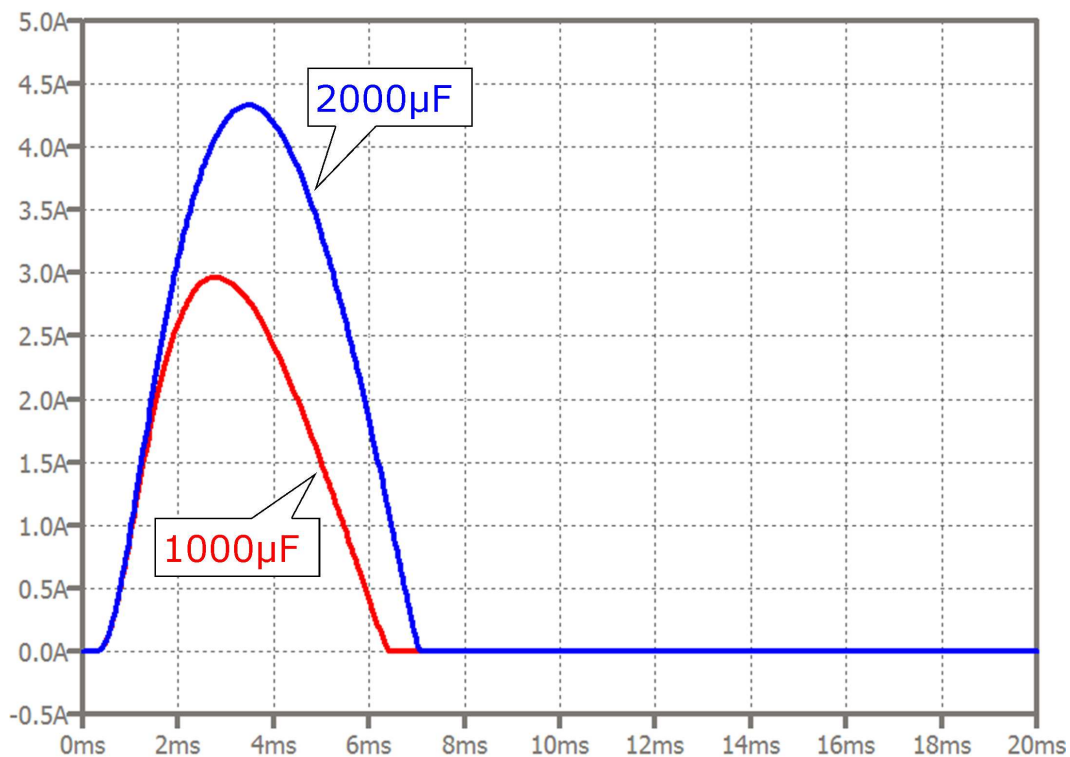


△ Fig.2.13 | Uitgangsspanning bij toenemende capaciteit
Tekening: W. Van Wichelen (LTspice)

2.2.7 Effect op de diodestroom

Ogenschijnlijk ligt de oplossing voor de hand: wensen we de rimpel te verkleinen, vergroot dan gewoon de capaciteit van de afvlakcondensator! Nu, de kans bestaat dat je schakeling in rook opgaat wanneer je de netschakelaar over haalt. Immers, welke prijs moet je betalen om een relatief vlakke gelijkspanning over R_L te bekomen? Heb je een idee welke laadstromen er vloeien doorheen de dioden van de gelijkrichterbrug?

Om het effect op de diodestroom van de toenemende capaciteit van de afvlakcondensator te onderzoeken laten we LTspice een transient-analyse uitvoeren gedurende de eerste 20ms na de opstart. De nettransformator E16TR10 levert de ingangsspanning en we passen twee capaciteitswaarden toe: 1000 μ F en 2000 μ F.



△ Fig.2.14 Effect van grote elco's op de diodestroom
Tekening: W. Van Wichelen (LTspice)

Na het bestuderen van het simulatieresultaat van figuur 2.14 kunnen we afleiden dat een stijgende capaciteitswaarde resulteert in een sterke toename van de diodestroom. Hiermee gaan we dus moeten rekening houden bij het dimensioneren van de capaciteit van de afvlakcondensator.

Parate kennis!

Bij toenemende **capaciteitswaarden**:

- *verkleint* de rimpel van de uitgangsspanning
- *stijgt* de DC-component
- neemt de laadstroom fors *toe*



Laboproef

Onderzoek de mate van **afvlakking** bij een **vollegolf bruggelijkrichter**. Een E.R.E.A.-nettransfo (E16TR10) levert de ingangsspanning.

Ga het effect na van toenemende belasting en het bijschakelen van afvlakcondensatoren. Meet telkens de uitgangsspanning met een oscilloscoop en bepaal de DC-component en de rimpel van de uitgangsspanning.

