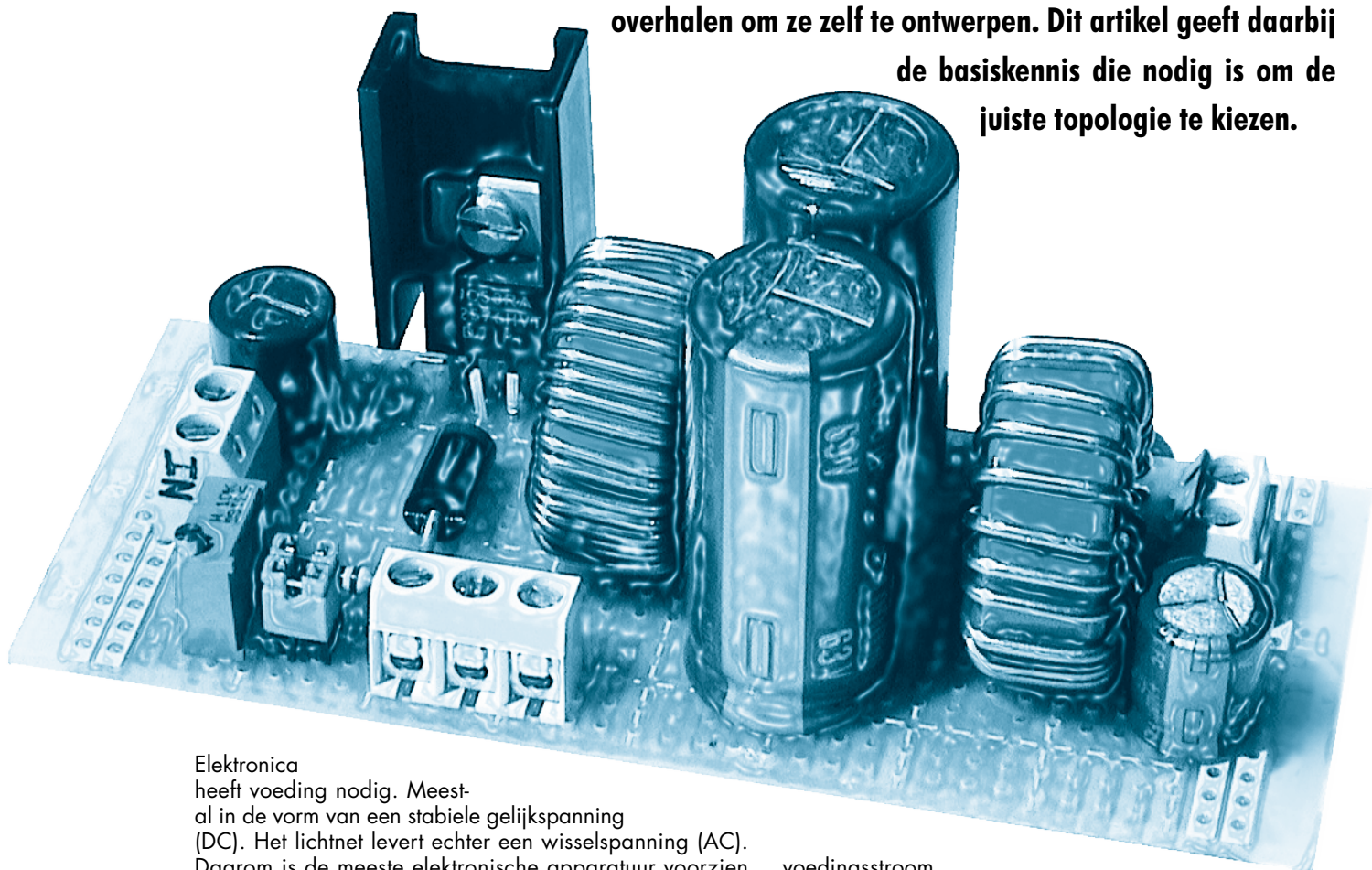


# Cool Power

## Schakelende voedingen – studievoer

Sergio Sánchez Moreno

Schakelende voedingen zijn bij zelfbouwers niet erg populair, omdat ze zo ingewikkeld zijn. In dit artikel geven we een overzicht van deze technologie en bespreken we de meest gebruikte topologieën op een praktijkgerichte manier. Hopelijk kunnen we hiermee een einde maken aan de geheimzinnigheid van schakelende voedingen en misschien zelfs ontwerpers overhalen om ze zelf te ontwerpen. Dit artikel geeft daarbij de basiskennis die nodig is om de juiste topologie te kiezen.



Elektronica heeft voeding nodig. Meestal in de vorm van een stabiele gelijkspanning (DC). Het lichtnet levert echter een wisselspanning (AC). Daarom is de meeste elektronische apparatuur voorzien van een voedingsgedeelte dat de wisselspanning van het lichtnet omzet in een voor de elektronica bruikbare gelijkspanning. Die omzetting is nooit 100% verliesvrij. We kunnen twee soorten voedingsschakelingen onderscheiden: Lineair en schakelend. Een lineaire voeding werkt met een doorlaatelement, zoals een transistor, waarin het teveel aan energie wordt gedissipeerd. Dat levert natuurlijk een verlies op: De voedingsstroom loopt door de regeltransistor en er staat een spanning over. Een schakelende voeding (SMPS = 'Switch Mode Power Supply') levert het vermogen in de vorm van pulsen of periodieke 'pakketjes'. Dat gebeurt met een herhalingsfrequentie van zo'n 10 kHz tot 1 MHz. De pulsvormige

voedingsstroom wordt afgevlakt om een constante spanning aan de belasting te kunnen geven. Bij dit systeem wordt het vermogen (op zijn minst in theorie) uitsluitend via verliesvrije componenten (schakelaars, spoelen, condensatoren, transformatoren) doorgegeven. Een ideale schakelaar is verliesvrij. Er wordt geen vermogen ( $P = V \cdot I$ ) in gedissipeerd, omdat door een open schakelaar geen stroom loopt ( $I = 0$ ) en over een gesloten schakelaar geen spanning valt ( $V = 0$ ). Natuurlijk zijn schakelaars in de praktijk niet ideaal, maar in elk geval hebben we bij het gebruik van schakelaars een veel beter uitgangspunt om een energiezuinige voeding te ontwerpen dan bij een lineaire voeding!

## Voordelen

- **Efficiëntie:** Eén van de belangrijkste voordelen van een SMPS is dat het vermogen met weinig verlies aan de verbruiker geleverd kan worden. Een verlies van niet meer dan 20% is gemakkelijk haalbaar. Dat is een stuk beter dan bij een lineaire voeding.
- **Afmetingen:** Hoewel een schakelende voeding over het algemeen meer onderdelen bevat dan een lineaire, kan ze meestal toch kleiner zijn omdat het om kleinere onderdelen gaat. Een lineaire voeding heeft bijvoorbeeld over het algemeen een veel groter koellichaam nodig. Ook als een transformator gebruikt wordt, kan die in een schakelende voeding veel kleiner zijn omdat gewerkt wordt met een veel hogere frequentie (minstens 10 kHz) dan de 50 Hz van het lichtnet.
- **Flexibiliteit:** Met een schakelende voeding is het gemakkelijk mogelijk verschillende voedingsspanningen te maken uit één spanningsbron; ook spanningen die groter zijn dan de ingangsspanning en ook spanningen met een andere polariteit dan de ingangsspanning. Dat is met een lineaire voeding veel lastiger te realiseren.

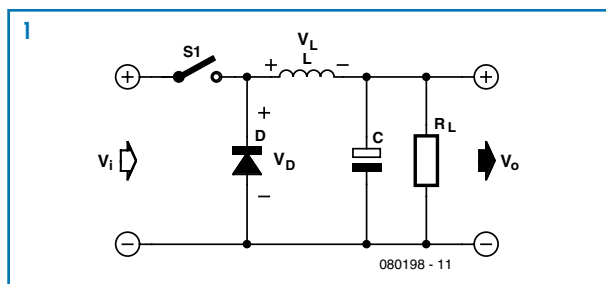
## Nadelen

- **Stoorsignalen:** De snelle overgangen in schakelende voedingen produceren veel harmonischen die gemakkelijk uitgestraald kunnen worden. Dat kan leiden tot storingen in apparatuur in de buurt of in de te voeden schakeling zelf. Ook op de voedingsspanning zelf kunnen stoorpieken of een rimpelspanning ontstaan. Gelukkig is er op dat gebied veel onderzoek gedaan en het is nu mogelijk een behoorlijk 'schone' SMPS te maken, zelfs voor grote vermogens.
- **Complexiteit/betrouwbaarheid:** Een schakelende voeding bevat meer componenten dan een lineaire en er zijn dus ook meer componenten die kapot kunnen gaan. De grootste faalkans zit in de vermogenshalfgeleiders. Door een zorgvuldig ontwerp en dankzij de kwaliteit van de hedendaagse halfgeleiders is het toch mogelijk een betrouwbare voeding te bouwen.
- **Lastig ontwerp:** Het ontwerp van een schakelende voeding is heel anders en veel ingewikkelder dan een vergelijkbare lineaire voeding. Van de ontwerper wordt dan ook een brede kennis gevraagd: Vermogenselektronica, magnetische circuits, elektrische en magnetische interferentie, terugkoppeling enz.

## Buck-converter

De eenvoudigste schakelende DC/DC-converter is de buck-converter. Deze zet een DC-ingangsspanning om in een lagere DC-uitgangsspanning. De basisarchitectuur is te zien in **figuur 1**.

Een buck-converter bestaat uit een schakelaar, een diode (die als een tweede schakelaar werkt), een spoel en een afvlakcondensator. De schakelaar heeft twee standen, AAN en UIT, en wordt bestuurd door een regelaar. De taak van



de regelaar is de uitgangsspanning zoveel mogelijk constant te houden, ondanks variaties in de ingangsspanning en belastingsstroom. Als de schakelaar AAN is (contacten gesloten), spert de diode doordat er een spanning in sperrichting over staat. Dan geldt:  $V_{in} = V_L + V_D$ , dus  $V_L = V_i - V_D$ . De basisvergelijking van een zelfinductie is  $V_L = L \cdot di_L/dt$ , dan geldt:

$$I_L = \int_0^{t_{on}} \frac{V_i - V_D}{L} dt$$

omdat  $(V_i - V_D)/L$  niet afhankelijk is van de tijd, is de toename van de stroom constant en we vinden:

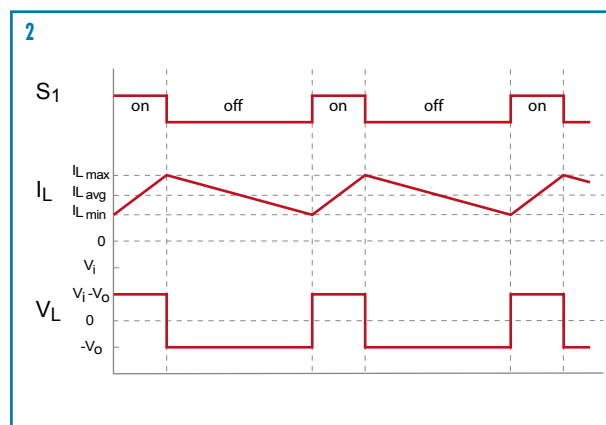
$$\Delta I_{L(on)} = \frac{V_i - V_D}{L} t_{on}$$

(de stroom door de spoel neemt lineair toe, zolang de schakelaar AAN is).

Als de schakelaar UIT is (contacten open), is de ingangsspanning losgekoppeld van de schakeling. Nu spert de diode niet meer en de stroom zal door de diode gaan lopen. De spanning over de spoel is nu:  $V_L = -V_D$ . Dus nu geldt:

$$\Delta I_{L(off)} = \frac{-V_D}{L} t_{off}$$

Dit is alleen de toename, niet de absolute waarde. De gemiddelde waarde van de stroom,  $I_{avg}$ , is afhankelijk van de belastingsweerstand en is het gemiddelde van de minimale en maximale stroom.



## Continu en discontinu gedrag

In **figuur 2** is te zien dat de stroom door de spoel driehoekvormig varieert rondom de gemiddelde stroomwaarde. De stroom neemt lineair toe of af als de schakelaar AAN respectievelijk UIT is.

We gaan er van uit dat  $I_L$  nooit afneemt tot nul. We noemen deze modus 'Continuous Conduction Mode (CCM)'. Het is duidelijk dat in de evenwichtssituatie stroom  $I_L$  bij het begin van de cyclus ( $t = 0$ ) gelijk moet zijn aan de stroom bij het einde van de cyclus ( $t = T$ ). Als dat niet het geval was, zou de stroom blijven toenemen of afnemen. De toename en afname van de stroom moeten dus gelijk zijn in grootte, maar tegengesteld in richting:  $\Delta I_{L(on)} = -\Delta I_{L(off)}$ , dus:

$$\frac{V_i - V_o}{L} t_{on} = \frac{V_o}{L} t_{off}$$

$$V_o = \frac{V_i}{\frac{2L \cdot I_{avg}}{D^2 \cdot V_i \cdot T} + 1}$$

We noemen  $D$  de duty-cycle, dat is het deel van de tijd  $T$  dat de schakelaar gesloten is. ( $T = 1/F_S$ ; de schakelfrequentie). Dus  $D = t_{on}/T$  en  $t_{on} = D \cdot T$ , de rest van de tijd is de schakelaar uit:  $t_{off} = T(1-D)$ . Als we dat invullen in de vergelijking, vinden we:

$$\frac{V_i - V_o}{L} DT = \frac{V_o}{L} (1-D)T$$

$$I_{avg(CCM)} \geq \frac{V_i(1-D)DT}{2L}$$

Of vereenvoudigd:

$$\frac{V_o}{V_i} = D$$

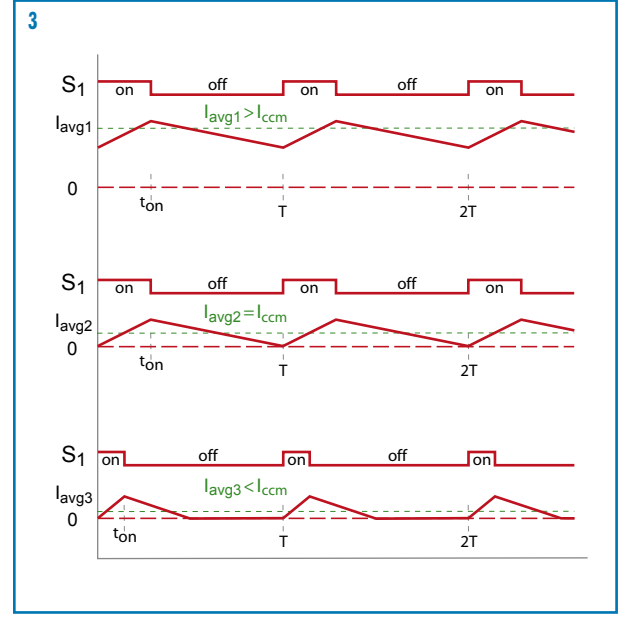
$D$  is altijd kleiner dan of gelijk aan 1, dus  $V_o$  is altijd kleiner dan of gelijk aan  $V_i$ . Daarom wordt de buck-converter ook wel een 'step down converter' genoemd.

In CCM is de uitgangsspanning  $V_o$  dus alleen afhankelijk van de duty-cycle en  $V_i$ . Als we bijvoorbeeld 5 V willen maken uit een ingangsspanning van 12 V, dan moet de regelaar de schakelaar sluiten gedurende  $5/12 = 0,4166$  (41,66%) van de tijd, onafhankelijk van de belasting. De rest van de tijd moet de schakelaar open blijven.

Die is nu dus ook afhankelijk van de ingangsspanning, de schakelperiode ( $T$ ) en de waarde van de spoel. De minimale stroomwaarde waarvoor gegarandeerd kan worden dat de stroom door de spoel nooit tot nul daalt (en de regelaar dus in CCM blijft werken), is:

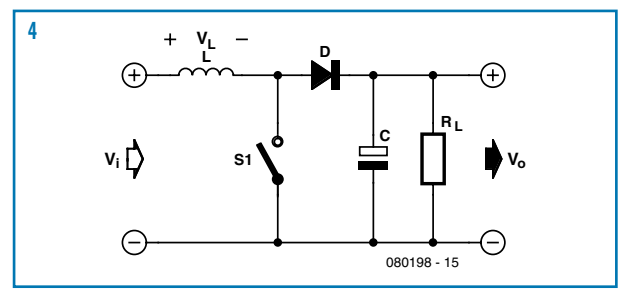
Om de besturing van een buck-converter in CCM te houden moet er altijd een minimale stroom afgenomen worden. Dan blijft de regelaar eenvoudig. Niets belet ons om een buck-converter in DCM-mode te gebruiken, maar dan is vaak een regeling via de schakelfrequentie beter dan via de duty-cycle (dus eigenlijk FM in plaats van PWM).

**Boost-converter**



Als de belasting te weinig stroom afneemt, zal de golfvorm van de stroom veranderen zoals in **figuur 3**.

Uiteindelijk wordt de stroom dan 0 als de schakelaar UIT is. Als de schakeling in deze modus werkt, spreken we van 'Discontinuous Conduction Mode (DCM)'. In DCM kunnen we geen gebruik maken van de aanname dat  $\Delta I_{L(on)}$  en  $\Delta I_{L(off)}$  dezelfde grootte hebben. De berekening wordt dan moeilijker. De relatie tussen  $V_o$  en  $V_i$  is dan niet meer zo eenvoudig als bij CCM. De uitgangsspanning is dan als volgt te berekenen:



In **figuur 4** zien we de basisarchitectuur van de boost-converter. De formules verschillen niet zoveel van die voor de buck-converter:  $V_L = V_i$  (schakelaar AAN), dus

$$\Delta I_{L(on)} = \frac{V_i}{L} t_{on}$$

Merk op dat de stroom nu wordt geleverd door de elco; de rimpel is dus minimaal als deze voldoende groot is. In de UIT-toestand geldt  $V_L = V_i - V_o$ , dus:

$$\Delta I_{L(off)} = \frac{V_i - V_o}{L} t_{off}$$

Dan is:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D}$$

$D$  is altijd kleiner dan of gelijk aan 1, dus  $V_o$  is altijd groter dan of gelijk aan  $V_i$ , vandaar dat de boost-converter ook wel bekend staat als een 'step up converter'. In CCM is de uitgangsspanning alleen afhankelijk van de ingangsspanning en de duty-cycle. Als we bijvoorbeeld een uit-

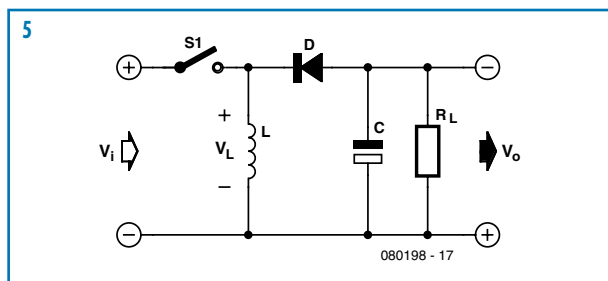
gangsspanning van 12 V willen maken uit eeningangsspanning van 5 V, dan zal de regelaar de schakelaar 58,3 % van de tijd AAN moeten zetten, onafhankelijk van de belasting; de rest van de tijd moet de schakelaar UIT zijn.

In tegenstelling tot buck-converters worden boost-converters vaker in DCM-modus gebruikt in verband met de stabiliteit. De formule voor de uitgangsspanning wordt dan:

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{V_i D^2 T}{2LI_{avg}}$$

Om de magnetische flux in de spoelkern tot rust te laten komen en verzadiging te voorkomen, wordt D over het algemeen niet groter dan 0,8 gekozen.

### Buck-boost of inverterende converter



De inverterende converter wordt gebruikt om een negatieve spanning te maken uit een positieveingangsspanning. In **figuur 5** is het basisschema te zien. Er is veel overeenkomst met de boost-converter. In de AAN-toestand geldt  $V_L = V_i$ , dus:

$$\Delta I_{L(on)} = \frac{V_i}{L} t_{on}$$

In de UIT-toestand geldt  $V_L = -V_o$ , dus:

$$\Delta I_{L(off)} = \frac{-V_o}{L} t_{off}$$

De condensator staat parallel aan de spoel en wordt daarvoor opgeladen met een negatieve spanning tijdens de UIT-fase. Daarna wordt stroom geleverd aan de belasting in de AAN-fase. We gaan er van uit dat daarmee de uitgangsspanning constant gehouden kan worden. Tussen  $V_o$  en  $V_i$  bestaat het volgende verband:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-D}{1-D}$$

De buck-boost-converter kan dus in theorie een negatieve spanning van 0 tot min oneindig leveren. Natuurlijk kan ook deze converter in DCM-mode werken als de belastingstroom  $I_{avg}$  niet groot genoeg is. In die situatie kunnen we, door rekening te houden met de energieopslag in de spoel,

aantonen dat voor de verhouding  $V_o/V_i$  geldt:

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{V_i D^2 T}{2LI_{avg}}$$

Natuurlijk zijn er ook nog talloze variaties op deze basistopologieën, zoals bijvoorbeeld de 'Cuk-converter', waarmee dezelfde verhouding  $V_o/V_i$  gerealiseerd wordt als in de inverterende converter, maar dan met gebruik van twee spoelen.

Opmerking: Er bestaat nog een andere topologie die met buck-boost wordt aangeduid. Die bestaat uit een buck-converter gevolgd door een boost-converter. Deze draait de polariteit van de spanning echter niet om.

### Converters met galvanische scheiding

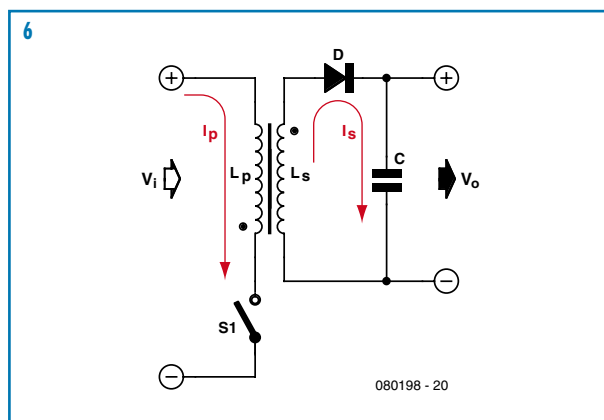
Als de ingangs- of uitgangsspanning gevaarlijk hoog is, moet een geïsoleerde topologie gebruikt worden. De isolatie tussen ingang en uitgang bestaat hier niet alleen maar uit een halfgeleider, er is sprake van een echte galvanische scheiding. Het schema is dan ook verdeeld in twee helften: Een primaire kant die in verbinding staat met de ingangsspanning en een secundaire kant die verbonden is met de belasting. Er zijn internationale voorschriften voor de veiligheid van elektrische apparaten, die onder meer gaan over de afstand (zogenoemde kruipafstanden en luchtwegen) tussen geleiders van het primaire circuit en het secundaire circuit. Bij het ontwerp van een geïsoleerde converter moet daar rekening mee worden gehouden.

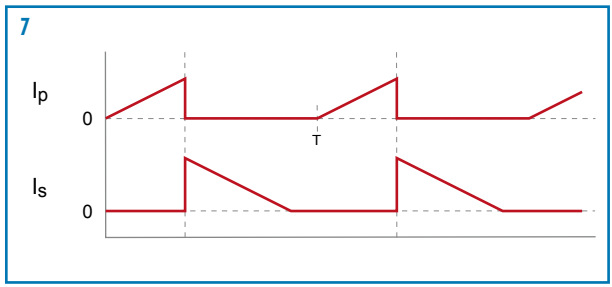
De meest bekende toepassing van geïsoleerde converters is de AC/DC-converter in de netvoeding van apparatuur. Er zijn verschillende topologieën voor deze toepassing, sommige rechtstreeks afgeleid van bovengenoemde typen, sommige wat ingewikkelder en ontworpen voor het omzetten van grotere vermogens.

### Flyback-converter

Het basisschema is te zien in **figuur 6**. Dit schema is duidelijk afgeleid van de buck-boost-converter, maar hier is de spoel vervangen door een transformator. De diode en condensator bevinden zich aan de secundaire kant. De wikkelrichting van de wikkelingen op de transformator en de polariteit van de diode zorgen er voor dat in dit geval een positieve uitgangsspanning wordt opgewekt. De ont koppeling tussen primaire en secundaire kant zorgt voor de galvanische scheiding.

Als S1 AAN gezet wordt, begint de stroom door de pri-





maire spoel lineair toe te nemen met een snelheid  $t \cdot V_i / L_{pri}$ , waarin  $L_{pri}$  de inductie van de primaire wikkeling voorstelt. Omdat de primaire en secundaire spoel tegengesteld gewikkeld zijn, is de spanning over de secundaire wikkeling gelijk aan de spanning over de primaire wikkeling, vermenigvuldigd met de  $N_2/N_1$  en tegengesteld in polariteit. De diode zal dus sperren en de belasting wordt alleen gevoed vanuit de condensator (die al eerder opgeladen was).

Als nu S1 UIT gezet wordt, loopt er geen stroom aan de primaire kant, maar de polariteit van de spanning keert om en hetzelfde gebeurt met de polariteit aan de secundaire kant. De diode gaat nu geleiden en de in de kern opgebouwde magnetische energie vindt via de secundaire spoel een uitweg (zie **figuur 7**) met een snelheid die lineair afhankelijk is van de tijd volgens  $-t \cdot V_o / L_{sec}$ . Intussen wordt de belasting gevoed en krijgt de condensator de kans zich weer op te laden voor de volgende periode wanneer S1 weer AAN gezet wordt.

Tijdens de UIT-tijd wordt de spanning aan de secundaire kant teruggereflekt ('flyback') naar de primaire kant, vermenigvuldigd met de wikkelverhouding. S1 moet tegen deze spanning  $V_{in} + V_o \cdot N_1/N_2$  plus enige reserve bestand zijn.

In tegenstelling tot de andere typen geïsoleerde converters wordt in de flyback-converter energie opgeslagen in de transformator (naast de energieopslag in de condensator waaruit de belasting gevoed wordt in de UIT-toestand). Daarom is deze transformator meestal uitgerust met een ferrietkern en een luchtspleet, zodat er meer energie in kan worden opgeslagen.

Met behulp van de uitdrukking voor de energie die in de zelfinductie wordt opgeslagen tijdens de AAN-tijd en uitgaande van de veronderstelling dat alle energie weer wordt afgestaan tijdens de UIT-tijd (DCM-modus), is de formule die de uitgangsspanning weergeeft als volgt:

$$\frac{V_o}{V_i} = D \cdot \sqrt{\frac{T \cdot V_o}{2 I_{avg} L_{pri}}}$$

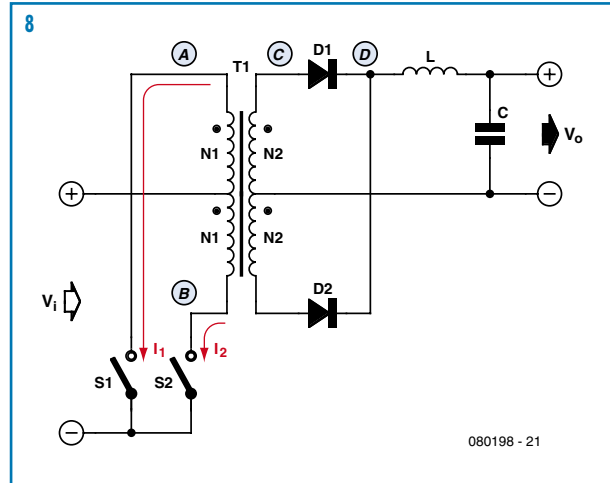
De regelaar kan de uitgangsspanning bijsturen met behulp van duty-cycle  $D$ .

Merk op dat de spanning over de primaire spoel altijd positief is. Er wordt dus maar één kwadrant van de B/H-curve van de transformator gebruikt. Andere topologieën zoals push-pull en halve brug kunnen minstens het dubbele vermogen overdragen via dezelfde transformator kern.

Maar ook al is de flyback-converter alleen geschikt voor kleine vermogens (typisch <200 W), hij heeft wel het voordeel van een eenvoudige opbouw: Geen uitgangspoelen, maar één primaire schakelaar en één diode enz. Daardoor is deze converter erg populair en wordt hij veel toegepast (we vinden hem bijvoorbeeld in elke tv en computermonitor, maar ook in kleine netspanningsadapters, bijvoorbeeld voor laptops).

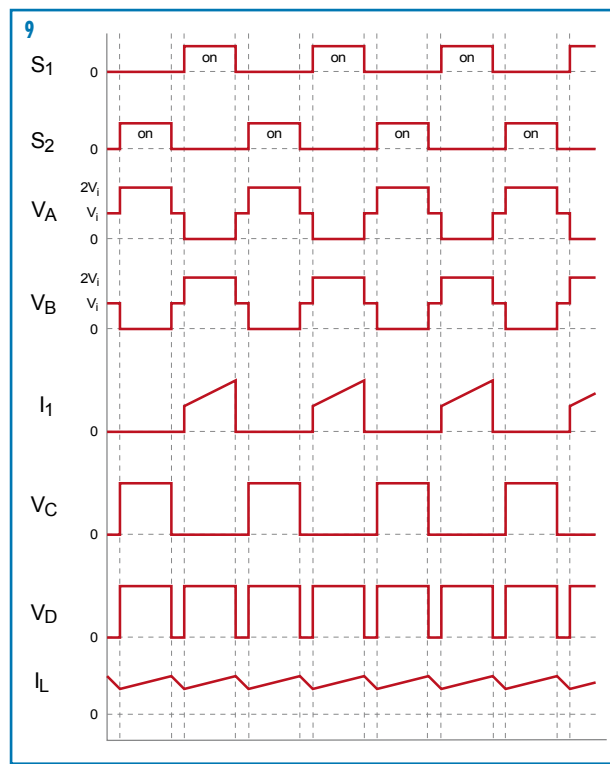
De flyback-converter kan geschikt gemaakt worden voor het leveren van verschillende uitgangsspanningen door eenvoudig extra secundaire wikkelingen toe te voegen. De kruisregeling (regelen van de ene output als de belasting van een andere output verandert) is in deze topologie erg goed. Dat is nog een reden waarom deze topologie erg populair is.

**Push-pull-converter**



Als meer vermogen nodig is, moet de transformatorcapaciteit beter benut worden. Dat kan door gebruik te maken van een topologie die twee kwadranten van de B/H-curve van de transformator benut (door de primaire spoel zowel met een positieve als een negatieve spanning aan te sturen). Een voorbeeld van zo'n topologie is de push-pull-converter (zie **figuur 8**).

De primaire spoel heeft een middenaftakking, verbonden met  $V_{ir}$ , dus in feite zijn er twee primaire wikkelingen die in serie geschakeld zijn, beide met  $N_1$  windingen. Hetzelfde



is gedaan met de secundaire kant, die bestaat uit twee wikkelingen met elk  $N_2$  windingen.

Beide schakelaars worden apart aangestuurd met een duty-cycle die kan variëren van 0 tot 50%. De schakelaars mogen nooit allebei tegelijk AAN zijn. In **figuur 9** zijn de spanningvormen in deze converter te zien.

Als S1 of S2 AAN gezet wordt, wordt corresponderende primaire wikkeling verbonden met 0 V, dus de primaire wikkeling 'ziet' een spanning van  $V_i$ . De totale primaire spanning wisselt daarmee van  $-V_i$  naar  $+V_i$ . De stroom in beide primaire wikkelingen zal dan lineair gaan toenemen door de zelfinductie van de primaire wikkelingen. De primaire spanning vermenigvuldigd met  $N_2/N_1$  komt ook op de secundaire wikkeling te staan. De corresponderende diode gaat dan geleiden. Dus telkens als één van de schakelaars AAN is, vloeit er een lineair toenemende stroom door de secundaire wikkeling en door de uitgangspoel, die de belasting voedt en de condensator oplaadt.

Als beide schakelaars UIT zijn, is de secundaire spanning in beide gevallen nul. L1 keert dan de spanning om en er loopt stroom door beide diodes, net zoals bij een buck-converter. De door de uitgangspoel geleverde stroom neemt dan af met een factor  $-t \cdot L_1 \cdot V_o$  en de belasting wordt alleen nog gevoed vanuit de uitgangspoel en de condensator. De formule voor de uitgangsspanning is:

$$\frac{V_o}{V_i} = 2D \cdot \frac{N_2}{N_1}$$

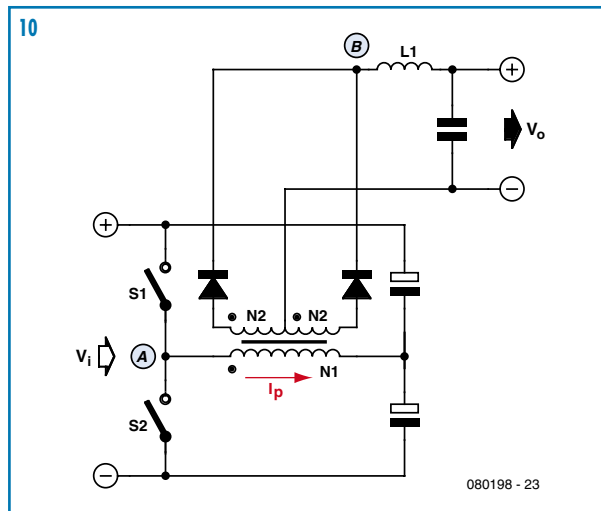
De regelaar kan de uitgangsspanning beïnvloeden door middel van de duty-cycle. Afhankelijk van de dimensionering van de transformator kan de uitgangsspanning groter of kleiner dan de ingangsspanning zijn.

Er is een fundamenteel probleem bij de push-pull-converter dat de bruikbaarheid in de weg staat: Als de verandering in flux door de beide primaire wikkelingen niet exact gelijk (en tegengesteld) is, bouwt zich langzamerhand een steeds grotere flux op, die de kern uiteindelijk in verzadiging brengt. Als dat gebeurt, neemt de zelfinductie dramatisch af, zodat de spoel bijna op een kortsluiting gaat lijken. De schakelaars overleven dat niet. Dit kan gedetecteerd worden door de golfvorm van de stroom door de beide schakelaars te controleren, want dan zijn de stromen niet gelijk. Wanneer de situatie kritiek wordt, zal de stroom door één van de schakelaars tegen het einde van de AAN-tijd sterk toenemen.

Bij gebruik van MOSFET's wordt dit risico gedeeltelijk tegengegaan doordat ze van nature een positieve temperatuurcoëfficiënt hebben ( $R_{ds(on)}$  neemt toe met de temperatuur, dus de primaire spanning neemt af vanwege de hogere  $V_{ds(on)}$ ).

Let er op dat de schakelaars geschikt moeten zijn voor tweemaal de ingangsspanning. Deze topologie is dus minder geschikt voor het omzetten van grote vermogens vanuit het lichtnet (waar de schakelaars met spanningen tot bijna 1 kV te maken zouden krijgen en ook nog eens geschikt moeten zijn voor een grote stroom).

Een typische toepassing voor push-pull-converters vinden we dus bij lage ingangsspanningen, zoals voor het voeden van een audioversterker vanuit een autoaccu, bij vermogens tot ca. 1 kW. Er lopen dan grote primaire stromen, maar de FET's hoeven maar geschikt te zijn voor maximale spanningen van ca. 30 tot 60 V. Zulke FET's zijn goed verkrijgbaar.



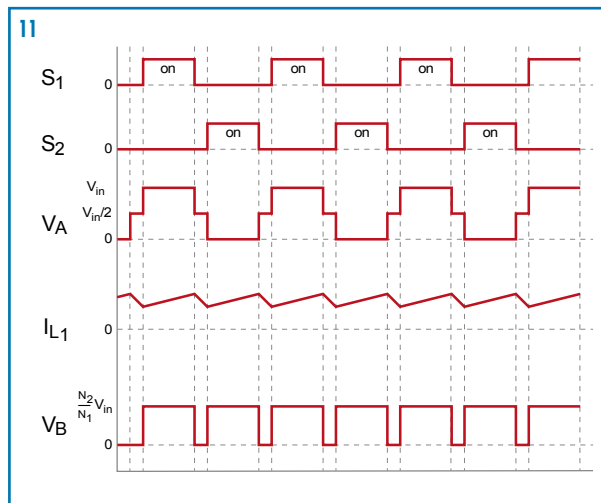
### Halve- en hele-brug-converters

Zeker bij 230 V<sub>AC</sub> netspanning zijn voor een push-pull-converter dus moeilijk geschikte MOSFET's te vinden. Bij brug-converters worden aan de schakelaars minder extreme eisen gesteld, terwijl ze toch geschikt zijn voor grote vermogens en de capaciteit van de transformator efficiënt kunnen benutten. De eenvoudigste versie is de halve-brug-converter, te zien in **figuur 10**.

Ook deze topologie gebruikt twee schakelaars, twee diodes en één uitgangspoel. De transformator heeft één primaire wikkeling met  $N_1$  windingen en twee secundaire wikkelingen, elk met  $N_2$  windingen, met een middenaftakking. De andere kant van de primaire wikkeling is verbonden met  $V_i/2$ , een virtueel massapunt, gemaakt met een capacitieve spanningsdeler.

Beide schakelaars worden weer aangestuurd met een duty-cycle van 0 tot 50%. De schakelaars mogen nooit tegelijk AAN zijn. **Figuur 11** geeft de spanningvormen in deze converter weer.

Als S1 of S2 AAN gezet wordt, wordt één kant van de primaire wikkeling verbonden met  $V_i$  of 0 V. Doordat de andere kant van deze wikkeling is verbonden met  $V_i/2$  staat over de primaire spoel een spanning die varieert van  $-V_i/2$  tot  $+V_i/2$ . De stroom door de primaire wikkeling neemt lineair toe tijdens de AAN-tijd. De primaire spanning, vermenigvuldigd met  $N_2/N_1$ , wordt geïnduceerd in de secundaire wikkeling. De corresponderende diode komt in geleiding, dus telkens als een van de schakelaars AAN is, loopt er een stroom door één van de secundaire wikkelingen. De stroom



door de uitgangspoel, die de belasting en de condensator voedt, neemt dus lineair toe.

Als beide schakelaars UIT zijn, is de secundaire spanning in beide gevallen nul.  $L_1$  keert dan de spanningspolariteit om en er loopt stroom door beide diodes, net zoals bij een buck-converter. De spoelstroom neemt dan af volgens  $-t \cdot L_1 \cdot V_o$ . Dan wordt de belasting alleen nog gevoed vanuit de uitgangspoel en de condensator.

De formule voor de uitgangsspanning lijkt op die van de push-pull-converter, maar omdat de primaire spanning nu is gehalveerd, geldt:

$$\frac{V_o}{V_i} = D \cdot \frac{N_2}{N_1}$$

De regelaar kan de uitgangsspanning dus weer beïnvloeden door middel van de duty-cycle. Ook hier is een uitgangsspanning groter of kleiner dan de ingangsspanning mogelijk.

De volledige-brug-topologie lijkt hier sterk op, maar nu is de primaire wikkeling aangesloten tussen twee paar schakelaars. Er zijn dus vier schakelaars nodig. De schakelaar linksboven schakelt tegelijk met die rechtsonder en andersom. Er is nu geen capacatieve spanningsdeler nodig. We krijgen nu een dubbele primaire spanning in vergelijking met de halve-brug-schakeling. De relatie tussen in- en uitgangsspanning wordt:

$$\frac{V_o}{V_i} = 2D \cdot \frac{N_2}{N_1}$$

Soms wordt een koppelcondensator  $C_c$  toegevoegd in serie met de primaire wikkeling om een eventuele gelijkstroomcomponent uit te sluiten en daarmee verzadiging van de transformator kern te voorkomen.  $C_c$  moet een voldoende grote capaciteit hebben om te voorkomen dat de primaire spanning inzakt. Gebruik een goede kwaliteit polypropyleen of keramische condensator. Ook in de halve-brug-topologie moeten de condensatoren goed gedimensioneerd worden. Parallel met deze condensatoren moeten weerstanden van circa 20 tot 100 k $\Omega$  geplaatst worden om de spanning goed in het midden te houden.

Halve-brug-converteren zijn bruikbaar voor vermogens van zo'n 250 tot 1000 W. De meest gebruikte toepassing is de netvoeding voor pc's. Een ander voorbeeld van zo'n voeding is te vinden in het artikel SAPS-400 elders in dit nummer. De daar beschreven voeding heeft twee gekoppelde uitgangspoelen voor een goede kruisregeling en verschillende extra secundaire wikkelingen.

Hoewel de volledige-brug-schakeling vier schakelaars bevat, is het regelcircuit hetzelfde als bij de halve brug en push-pull, omdat de schakelaars paarsgewijs aangestuurd worden. Wel is een scheiding nodig tussen de gate-spanningen, want de twee te schakelen MOSFET's hebben verschillende source-spanningen.

Volledige-brug-converteren zijn duurder dan halve-brug-converteren en ze worden dan ook alleen toegepast in situaties waar grote vermogens nodig zijn.

## Verliezen

Hoewel het in de bovenstaande formules niet te zien is, zijn er natuurlijk bij elk type converter bepaalde verliezen. De

twee belangrijkste oorzaken zijn:

- **Geleidingsverliezen:** Deze ontstaan wanneer de schakelaars AAN zijn, vanwege de weerstand  $R_{ds(on)}$  in de MOSFET's. In formulevorm:  $P_{cond} = I_{switch}^2 \cdot R_{ds(on)} \cdot D$  (de schakelaar is alleen AAN tijdens de tijd  $D$  vanwege de duty-cycle).

- **Schakelverliezen:** Niet-ideale schakelaars veranderen niet tijdloos van UIT naar AAN, maar kennen een stijg- en daaltijd ( $t_r$  en  $t_f$ ). Tijdens die tijden staat er spanning over de schakelaar en loopt er ook een stroom doorheen, dus is er dissipatie. Bij benadering geldt:

$$P_{switching} = \frac{V_{switch} I_{switch}}{2} (t_r + t_f) f$$

Er zijn nog andere verliezen, zoals de verliezen in de gate-drivers, verliezen veroorzaakt door de 'hersteltijd' (recovery time) van de diodes en koper- en ijzerverliezen in de spoelen en transformatoren, maar die zijn gewoonlijk kleiner. Een typische converter kan gemakkelijk een rendement van 90% halen. Nemen we bijvoorbeeld een converter die 5 V maakt uit een ingangsspanning van 12 V bij een belastingsstroom van 2 A ( $P_{out} = 10$  W), dan zou een lineaire regelaar ongeveer  $(12-5) \cdot 2 = 14$  W dissiperen. Een buck-converter zou in die toepassing maar ongeveer 1,2 W dissiperen.

## Keuze van een topologie

Op de Elektor-website zijn gratis een tabel en een flowchart te downloaden waarmee gemakkelijk de beste topologie voor een bepaalde toepassing gekozen kan worden. Ook onderwerpen als in- en uitgangsspanning, veiligheid, uitgangsvermogen en kosten komen daar aan de orde.

(080198)

## Weblinks

[www.smps.com](http://www.smps.com)

[www.onsemi.com/pub\\_link/Collateral/SMPSRM-D.PDF](http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/SMPSRM-D.PDF)

<http://sound.westhost.com/project89.htm>

[http://schmidt-walter.eit.h-da.de/smps\\_e/smps\\_e.html](http://schmidt-walter.eit.h-da.de/smps_e/smps_e.html)

<http://members.tripod.com/valveaudio/MembuatSendiri.htm>

## Literatuur

### Switching Power Supply Design

Abraham I. Pressman, Ed. McGraw-Hill (ISBN 0-07-052236-7)

### Practical Switching Power Supply Design

Marty Brown (Motorola Semiconductor). Ed. Academic Press, Inc. (ISBN 0-12-137030-5)

### Microelectronics

J. Millman-A. Grabel. Ed. McGraw-Hill (ISBN 84-255-0885-1)