

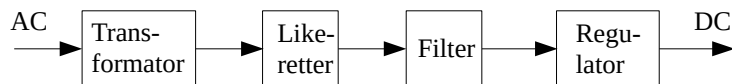
# Strømforsyninger

## 1 Innledning

Spenningen fra lysnettet er 230V vekselstrøm (AC) og uegnet til direkte bruk i for eksempel et lydanlegg eller i en radio - eller PC for den saks skyld. Vi trenger *lavere* spenning galvanisk skilt fra lysnettet, og vi trenger likespenning. Tidligere ble det stort sett bare benyttet såkalte lineære strømforsyninger til dette formålet.

Disse var nærmest enerådende som effektomformere fram til slutten av 1970-årene da de første kommersielle svitsjede strømforsyninger ble tilgjengelig. Svitsjede strømforsyninger har en dominerende stilling i dag når en ser bort fra bruksområder som laveffekt batterieliminatører, audio strømforsyninger, strømforsyninger til leker og lignende.

Lineære strømforsyninger har en forholdsvis stor (jernkjerne) transformator. Denne transformatoren har to oppgaver, den sørger for galvanisk skille mellom nettspenningen og vekselspenningsutgangen og reduserer samtidig nettspenningen fra 230 V til en mye lavere vekselspenning, for eksempel 10 V, se figur 1.



Figur 1. Lineær strømforsyning.

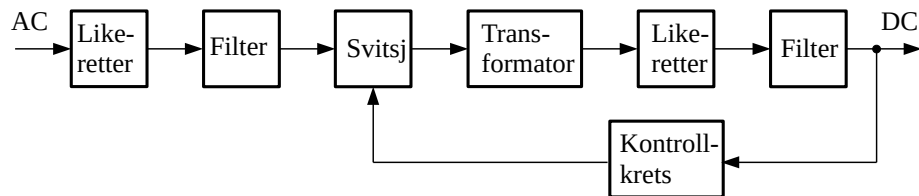
Den lave vekselspenningen fra transformatoren likerettes av to eller fire dioder og glattes ut til en likespenning av forholdsvis store elektrolyttkondensatorer. Denne likespenningen blir så ytterligere regulert ved hjelp av diskrete eller integrerte integratorer.

Svitsjede strømforsyninger har to prinsipielle fordeler og to ulemper sammenlignet med konvensjonelle lineære strømforsyninger. Fordelene er redusert vekt og kost og større effektivitet. Ulempene er mer kompliserte kretsløp og høye nivåer av luftbåren og ledningsbåren støy og interferens.

Svitsjede strømforsyninger kan lages uten nett-transformator og er dermed lettere og billigere enn lineære strømforsyninger. Inn-effekten kontrolleres ved å variere pulsbreddeforholdet ('Duty Cycle') til svitsjetransistorer (i hovedsak MOSFET). Disse har lavere effektforbruk enn konvensjonelle serietransistorer i lineære forsyninger. Når transistoren er på, er strømmen høy, men spenningen er lav (tilnærmet lik 0). Når transistoren er av, er spenningen høy, men til gjengjeld er strømmen tilnærmet lik null.

Dette reduserte effektforbruket fører ikke bare til økt energieffektivitet, men også til redusert størrelse, vekt og kost. I mange tilfeller er også kjølefinner overflødige. Nyere generasjon MOSFET kan svitsje store strømmer ved frekvenser på over 1 MHz. Sammenlignet med konvensjonelle forsyninger, kan følgelig rippelen holdes lav med forholdsvis små kondensatorer. Dette igjen fører til reduksjon i fysisk størrelse og kost.

I figur 2 er vist blokkdiagram for en svitsjet strømforsyning med vekselspanning (AC) inngang. Vekselspanningen (nettspenningen) likerettes og glattes ut til en forholdsvis høy likespenning før den tilføres en svitsj som 'hakker opp' likespenningen, styrt av en kontrollkrets som er tilkoppet likespenningsutgangen (DC). Denne kontrollkretsen opererer i de fleste tilfeller som en pulsbreddemodulator. I mange tilfeller blir spenningen fra svitsjen transformert opp eller ned, avhengig av hvilken størrelse utgangsspenningen skal ha. Etter transformatoren følger så en likeretter og et filter som leverer spenningen til lasten.



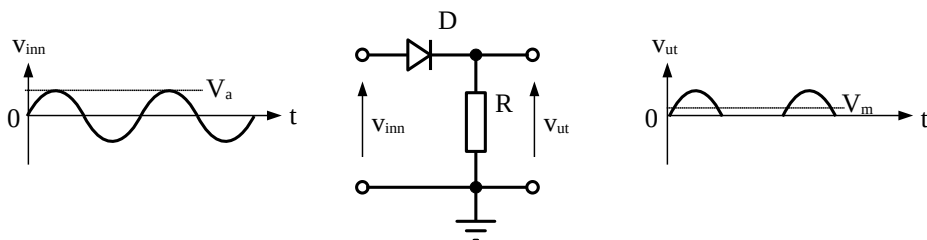
Figur 2. Svitsjet strømforsyning.

Siden transformatorer gir galvanisk skille, som også er en fordel sikkerhetsmessig, har også svitsjede forsyninger ofte en transformator. Dette har den fordel at utspenningsområdet kan være meget vidt. En annen fordel er at det også kan has flere spenningsutganger. Siden svitsjefrekvensen er høy (typisk 100 - 500 kHz), vil transformatoren ha små fysiske dimensjoner og være lett. Etter transformatoren, likeretteren og filteret følger en likespenningsomformer (DC/DC-omformer).

## 2 Likeretting og glatting

### 2.1 Enkel likeretting

Den enkleste varianten av likeretting er med én diode som vist i figur 3. Dioden leder i de positive halvperiodene, men sperrer når inn-spenningen er negativ. Denne typen kalles derfor halvperiodelikeretter.



Figur 3. Enkel likeretting.

Ut-spenningen i figur 3 er særdeles ujevn. Riktignok kan den brukes til å drive en likestrømsmotor, men ellers er den ikke særlig anvendelig. Midlere utgangsspenning er gitt ved:

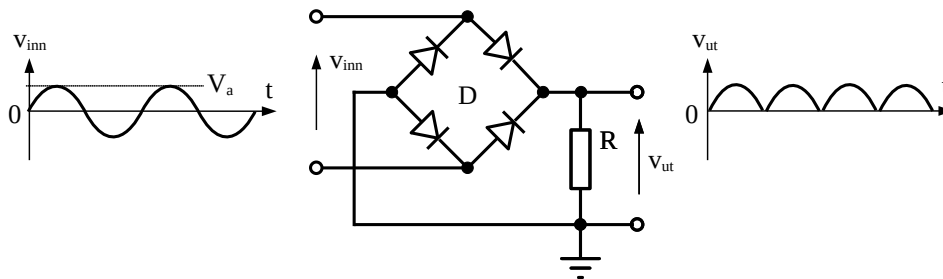
$$V_{ut,m} = \frac{V_m - V_D}{2} = \frac{2V_a/\pi - V_D}{2} = \frac{V_a}{\pi} - \frac{V_D}{2} \quad (1)$$

Her er  $V_a$  sinusamplituden, og det er benyttet uttrykket for halvperiodemiddelverdien gitt ved:

$$V_m = \frac{2V_a}{\pi} \quad (2)$$

## 2.2 Dobbel likeretting

En mer effektiv krets er brolikeretteren (som er en fullperiodelikeretter) i figur 4. De små spenningsgapene ved 0 V i utgangskurveformen kommer av diodedroppet på knapt en volt per diode, og i denne kretsen er to og to dioder er koplet i serie uansett polaritet på inn-spenningen.



Figur 4. Dobbel likeretting.

I praksis mister vi derfor  $2V_D$  med denne kretsen. Med den strømmen vi ofte har i likeretterkretser, vil dette være i underkant av 2 V. Likevel er den svært mye brukt, for det er nå en gang den beste måten å gjøre det på uten trefasestrøm.

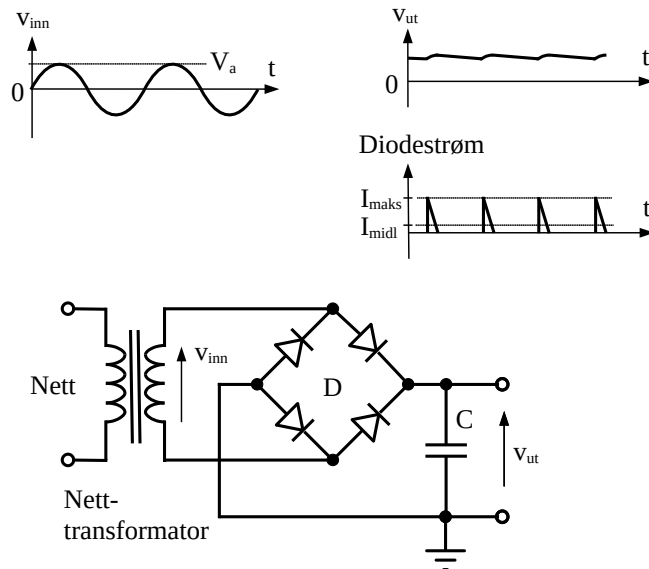
Den midlere utspenningen her blir det doble av utspenningen for enkel likeretting (1):

$$V_{ut,m} = V_m - 2V_D = \frac{2V_a}{\pi} - 2V_D \quad (3)$$

Vi tar med en liten kommentar om mulige feil som kan oppstå. Feil i en likeretterdiode skyldes stort sett overoppheting, kraftig sådan, ja slik at de to tilkopplingsledningene regelrett blir «sveiset» sammen. Da vil dioden selvsagt ikke sperre lenger, den lager jo en skikkelig *kortslutning*. Det vil være katastrofalt i kretsen foran, for da vil denne dioden kortslutte en diode til, som også vil bli ødelagt. Derfor er det *to* dioder i ei likeretterbro som bør og må byttes om noe først har gått galt.

## 2.3 Glattekondensator

Heller ikke spenningen fra en likeretterbro kan brukes til å drive elektronikkutstyr generelt direkte for det er apparater som krever **konstant** likespenning. For å unngå at ut-spenningen går ned til null, kan vi sette en stor kondensator over utgangen som vist i figur 5.



Figur 5. Dobbel likeretting med glattekondensator.

Når utspenningen fra transformatoren er på sitt høyeste, lades kondensatoren opp til maksimal verdi  $V_t$ , og fram til neste topp er det kondensatorens jobb å holde lasten med strøm, for da er diodene AV.

Dersom spenningsamplituden inn er  $V_a$ , så vil  $V_t$  være to diodedropp lavere, for det er to dioder som leder. Uten last (eller med liten last) er også dette utspenningen, for da lades ikke kondensatoren ut mellom hver oppladning:

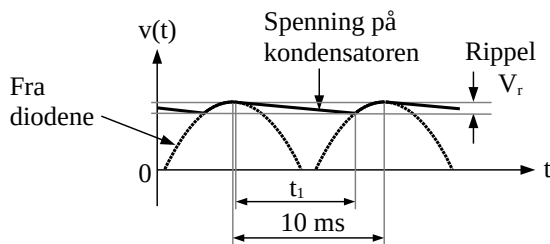
$$V_{ut} = V_t = V_a - 2V_D \quad \text{uten last} \quad (4)$$

Koplingen krever en stor kondensatorverdi  $C$  dersom sinusbølgen er på 50 Hz (nettfrekvensen). Uansett kapasitans, så vil utspenningen dale noe mellom hver oppladningspuls. Likevel: Utspenningen *blir* mye jevnere (glattere) med denne kondensatoren, som brukt på denne måten kalles glattekondensator eller «ladelytt». Den fungerer som strømrervoar, som et slags batteri med kort ut- og oppladningstid.

Legg merke til at oppladningen av kondensatoren ikke skjer kontinuerlig, men i kortvarige, kraftige strømpulser (diodestrøm i figur 5) når spenningen inn er i nærheten av sin største verdi. Den maksimale diodestrømmen er derfor mye større ( $\approx 5$  ganger) enn den gjennomsnittlige utstrømmen. Det fører ikke bare til økt belastning på dioder, transformator og kondensator, men kan også lett gi elektromagnetiske forstyrrelser til utstyr i nærheten.

## 2.4 Rippel

Variasjonen i utspenningen kalles rippelspenning, se  $V_r$  i figur 6. I figuren ser vi at utladningstiden  $t_1$  er litt mindre enn en halv periode på lysnettet, som med sine 50 Hz har en periode på 20 ms. Derfor regner vi gjerne  $t_1 \approx 8$  ms (det er jo ingen vits i å gjøre dette så nøyaktig siden en elektrolyttkondensator har nøyaktigheten  $-10$  til  $+50\%$ ).



Figur 6. Rippel.

Fra sammenhengen  $\Delta Q = I \cdot \Delta t = C \cdot \Delta V$  fås da denne sammenhengen mellom rippelspenning, kondensatorverdi og laststrøm:

$$V_r = \frac{I_L t_1}{C} \quad (5)$$

Her representerer  $I_L$  strømmen til lasten. Den midlere utspenningen nå er  $V_t$  fra (4) minus halve rippelen:

$$V_{\text{middel}} = V_t - V_r/2 = V_a - 2V_D - V_r/2 \quad (6)$$

Det er denne verdien vi vil måle med et voltmeter på likespenning (DC).

### Eksempel 1

Et system skal ha maksimalt ca. 2,0 V rippel når laststrømmen er 1,5 A. Hvor stor må glattekondensatoren (ladelytten) minst være? Hva blir middelverdien av spenningen over kondensatoren når transformatorens sekundærspenning er 15 V?

Vi løser (5) med hensyn på C og får:

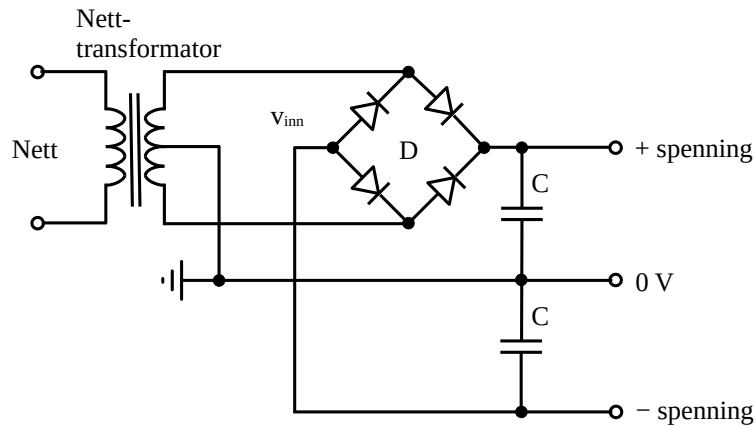
$$C = I_L t_1 / V_r = 1,5 \text{ A} \cdot 8 \text{ ms} / 2,0 \text{ V} = 6,0 \text{ mF}$$

De nærmest tilgjengelige verdiene er 4,7 mF, som gir ca. 2 - 2,8 V rippel innenfor komponenttoleransen, eller 10 mF, som gir 1 - 1,4 V. I sistnevnte tilfelle fås  $V_{\text{middel}}$  fra (6):

$$V_{\text{middel}} = 15 \cdot \sqrt{2} - 2 \cdot 1 - 1,4/2 = 18,5 \text{ V} \text{ (Vi har her antatt } V_D = 1,0 \text{ V)}$$

## 2.5 Dobbel spenningskilde

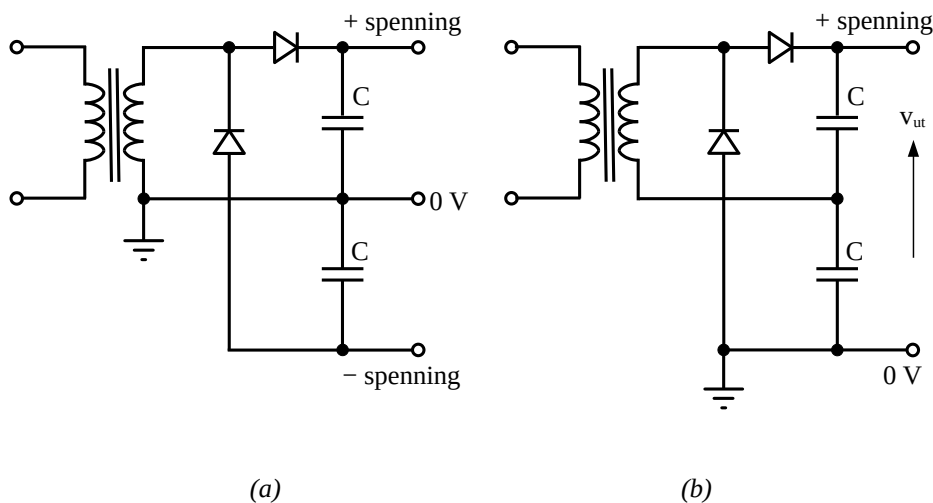
Dobbel spenning kan vi selvsagt få ved å kople sammen to kretser som i figur 5. Det betyr at netttransformatoren må ha to sekundærviklinger som kan brukes.



Figur 7. Dobbel spenningskilde.

En annen variant er vist i figur 7, der transformatoren er utstyrt med midtuttak. Da trenger vi pussig nok bare en likeretterbro, og dette er en mye brukt kopling.

I figur 8a er vist en kopling som også gir ut en pluss- og minus-spenning som i figur 7. Men her er benyttet en transformator uten midtuttak. Prisen vi må betale, er at rippleen blir dobbelt så stor siden vi nå har bare enkel likeretting for den negative og positive spenningen.



Figur 8. Dobbel spenning fra transformator uten midtuttak.

I figur 8b har vi flyttet jord-referansen. Dette betyr at spenningen ut er dobbel, men bare som en pluss-spenning. Vi har med andre ord laget oss en spenningsdobler, siden  $V_{ut}$  er det doble av spenningen over hver av kondensatorene. Snur vi begge diodene, kan vi få ut en dobbel negativ spenning.

### 3 Lineære regulatorer

#### 3.1 Innledning

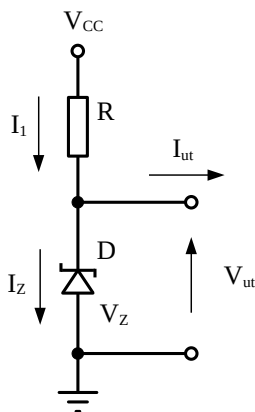
I praksis er det sjelden aktuelt å sende utspenningen fra en glattekondensator rett inn på elektroniske kretser. Vanligvis koples denne «rå» spenningen inn på en *regulator*, en krets som gir ut en nøyaktig og konstant spenning så å si uten rippel.

Regulatoren kan plasseres mellom kilden (den uregulerte spenningen) og lasten, dette kalles for en serie-regulator, eller regulatoren kan plasseres i parallell med lasten, den kalles da en parallell-regulator. Enkle lineære regulatorer kan inneholde bare en zenerdiode og en motstand, mens mer kompliserte regulatorer kan være bygd opp av spenningsreferanse, feil-forsterker og et 'pass-element' (effekttransistor). Lineære regulatorer kan være integrert eller bygd opp av diskrete komponenter.

Et mål for hvor god en spenningsregulator er, er hvor stor forskjellen i utgangsspenning blir om lasten trekker maksimalt med strøm eller ingen strøm i det hele tatt. Ofte vil også spenningsregulatorer ha kortslutnings-sikring, dette gjelder i særdeleshet integrerte regulatorer.

#### 3.2 Zener-regulator

En zenerdiode og en motstand er seriekoplet mellom jord (0 V) og «pluss»-spenningen  $V_{CC}$  på 12 V, som må være større enn zenerspenningen, se figur 9.



Figur 9. Zener-regulator.

Generelt har vi nå at:

$$V_{CC} = V_{ut} + R \cdot I_1 \quad \Rightarrow I_1 = \frac{V_{CC} - V_{ut}}{R} \quad \text{og} \quad I_{ut} = I_1 - I_Z$$

La oss nå velge R slik at at  $I_{ut} < I_1$ . Da må det gå strøm i zenerdioden, og da kan ikke  $V_{UT}$  være noe annet enn zenerspenningen  $V_Z$  på 6,2V. Dette er den normale arbeidssituasjonen for kretsen, og da er:

$$I_1 = \frac{V_{CC} - V_Z}{R}$$

---

### Eksempel 2

For kretsen i figur 9 anta  $V_{CC} = 12\text{ V}$ ,  $R = 220\ \Omega$  og  $V_Z = 6,2\text{ V}$ . Finn strømmene  $I_1$  og  $I_Z$  når  $I_{ut} = 10\text{ mA}$ .

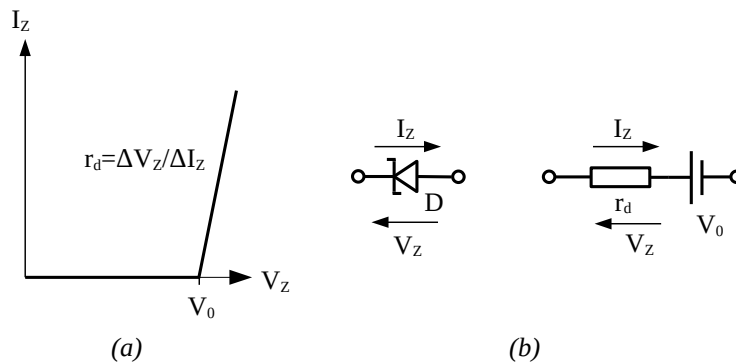
$$\text{Vi ser at: } I_1 = \frac{V_{CC} - V_Z}{R} = \frac{12 - 6,2}{220} = 26,4\text{ mA} \quad \text{og} \quad I_Z = I_1 - I_{ut} = 26,4 - 10 = 16,4\text{ mA}$$

Hva så om  $V_{CC}$  økes til 15V? Jo, da øker strømmen  $I_1$  og dermed også  $I_Z$ . «På papiret» er imidlertid  $V_Z$  uavhengig av dette, men i praksis øker den.

---

### 3.3 Zener-ekvivalent

Dersom vi studerer karakteristikken for zenerdioden, ser vi at zenerspenningen ikke er helt konstant når strømmen endrer seg, men vil øke med økende strøm gjennom dioden. Dersom vi ikke har tilgang til karakteristikken, kan vi lage oss en del-lineær tilnærming, se figur 10a.



Figur 10. Del-lineær tilnærming (a) og ekvivalent (b) for zenerdiode.

Vi kan da benytte en verdi for den dynamiske motstanden  $r_d = \Delta V_Z / \Delta I_Z$ . Denne er av størrelsesorden noen få ohm og vil være størst for lave zener-verdier. I figur 10b er vist en ekvivalent som kan benyttes, der  $V_0$  er «tomgangsspenningen» lik  $V_Z$  for  $I_Z = 0$ .

---

### Eksempel 3

For kretsen i figur 9 anta  $V_{CC} = 12\text{ V}$ ,  $R = 100\ \Omega$  og  $V_Z = 6,2\text{ V}$  ved  $I_Z = 5\text{ mA}$ . Anta  $r_d = 10\ \Omega$  og finn  $V_0$ . Finn strømmen  $I_{ut}$  når  $V_{ut} = 6,2\text{ V}$ . Finn strømmen  $I_Z$  og  $V_{ut}$  når  $I_{ut} = 0$  (lasten er frakoplet).

Når  $V_{ut} = 6,2\text{ V}$ , er  $I_Z = 5\text{ mA}$  og:

$$V_Z = V_0 + r_d I_Z \Rightarrow V_0 = 6,2 - 10 \cdot 5\text{ m} = 6,15\text{ V}$$

$$I_1 = \frac{V_{CC} - V_Z}{R} = \frac{12 - 6,2}{100} = 58,0\text{ mA} \quad \text{og} \quad I_{ut} = I_1 - I_Z = 58,0 - 5,0 = 53,0\text{ mA}$$

Når  $I_{ut} = 0$ , er:

$$V_Z = V_0 + r_d I_Z = 6,15 + 10 \cdot I_Z$$



$$I_1 = I_Z = \frac{V_{CC} - V_Z}{R} = \frac{12 - 6,15 - 10 \cdot I_Z}{100} \Rightarrow I_1 = I_Z = \frac{5,85}{110} = 53,2 \text{ mA}$$

$$V_{ut} = V_Z = 6,15 + 10 \cdot 53,2 \text{ m} = 6,68 \text{ V}$$

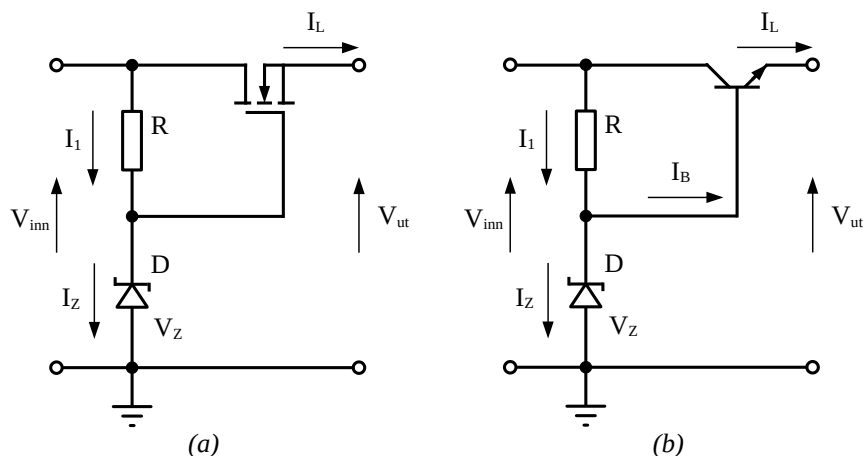
Det ses at zenerspenningen øker forholdsvis mye. Det kan også være lurt å se på effektforbruket til zenerdioden:

$$P = V_Z I_Z = 6,68 \cdot 53,2 \text{ m} = 355 \text{ mW}$$

### 3.4 Enkel serieregulator

Zener-regulatoren kan ikke levere mye strøm til lasten, idet strømmen gjennom zenerdioden er begrenset. Ved varierende strømtrekk fra lasten må zenerdioden ta over mye strøm når lasten trekker lite strøm og tilsvarende ta en minimumsstrøm når lasten trekker mye strøm. I førstnevnte tilfelle må zenerdioden tåle et forholdsvis høyt effekttap.

For å kunne forsyne lasten med høy strøm samtidig som strømmen gjennom zenerdioden kan kontrolleres mye bedre, kan tilføyelse av en transistor til den enkle koplingen i figur 9 gi den enkle serieregulatoren med MOSFET vist i figur 11a.



Figur 11. Enkel serieregulator med MOSFET (a) og BJT (b).

Siden gate-strømmen er neglisjerbar, ses at  $I_1 = I_Z$ . Strømmen gjennom zenerdioden er følgelig gitt ved:

$$I_Z = \frac{V_{inn} - V_Z}{R} \quad (7)$$

Utgangsspenningen er gitt som:

$$V_{ut} = V_Z - V_{GS} \quad (8)$$

der  $V_{GS}$  er gate-source-spenningen til transistoren og  $V_Z$  er zenerspenningen.  $V_{inn}$  må være noe høyere enn  $V_{ut}$ , normalt i størrelsesorden 2-4 V, avhengig av hva slags type MOSFET som brukes. Det må også være tilstrekkelig spenningsforskjell for å ha nok spenning over motstanden R.

Med bipolar transistor blir kretsen som vist i figur 11b. Her er  $I_1 = I_Z + I_B$ , der basestrømmen tilnærmet er gitt som  $I_B = I_L/\beta$  når  $\beta$  er strømforsterkningen.

Dersom laststrømmen ikke er så stor, kan strømmen gjennom zenerdioden tilnærmes ved (7), og utgangsspenningen er gitt som:

$$V_{ut} = V_Z - V_{BE} \quad (9)$$

der  $V_{BE}$  er base-emitter-spenningen til transistoren.  $V_{inn}$  må også her være noe høyere enn  $V_{ut}$ , normalt i størrelsesorden 1-3 V, altså lavere enn for koplingen med MOSFET. For store laststrømmer ses ofte at transistoren i figur 11b byttes ut med en Darlington. Da vil basestrømmen også være neglisjerbar, selv ved store laststrømmer, men forskjellen mellom  $V_{inn}$  og  $V_{ut}$  må være større.

#### Eksempel 4

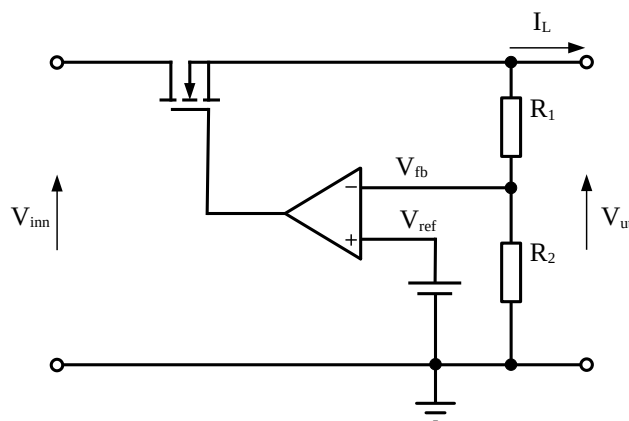
Transistoren i figur 11b er en Darlington. Anta at  $V_{CC} = 14$  V og at ønsket utspenning er 10 V når  $I_{ut} = 1$  A. Finn egnet zenerdiode og finn en passende størrelse på R.

Base-emitter-spenningen for transistoren vil være typisk 1,5 - 2 V. En 12 V zenerdiode kan derfor egne seg bra. En strømforsterkning på ca 5000 ganger for en Darlington er ikke uvanlig. Dette gir en basestrøm lik  $1A/5000 = 0,2$  mA. Med en zenerdiodestrøm på 5 mA, kan en passende størrelse på R være:

$$R = \frac{V_{CC} - V_Z}{I_1} = \frac{14 - 12}{5,2 \text{ m}} = 384,6 \Omega, R = 390 \Omega \text{ kan velges.}$$

### 3.5 Serieregulator med feilforsterker

Ved å benytte tilbakekopling kan utgangsspenningen settes nøyaktig samtidig som reguleringen generelt kan forbedres. I figur 12 er vist prinsippet for en slik serieregulator.



Figur 12. Serieregulator med feilforsterker.

Referansespenningen  $V_{\text{ref}}$  kan tenkes fremkommet av en zenerdiode eller av en integrert spenningsreferanse. Operasjonsforsterkeren sammenligner referansespenningen med spenningen  $V_{\text{fb}}$  fra spenningsdeleren, gitt ved:

$$V_{\text{fb}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{\text{ut}}$$

Operasjonsforsterkeren vil prøve å holde denne spenningen og referansespenningen  $V_{\text{ref}}$  like. Da er utgangsspenningen gitt som:

$$V_{\text{ut}} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_{\text{ref}} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_{\text{ref}} \quad (10)$$

Legg merke til at spenningsforskjellen mellom  $V_{\text{inn}}$  og  $V_{\text{ut}}$  kan være liten ved denne koplingen. Dersom spenningsdeleren erstattes av et potensiometer, kan utgangsspenningen også gjøres variabel.

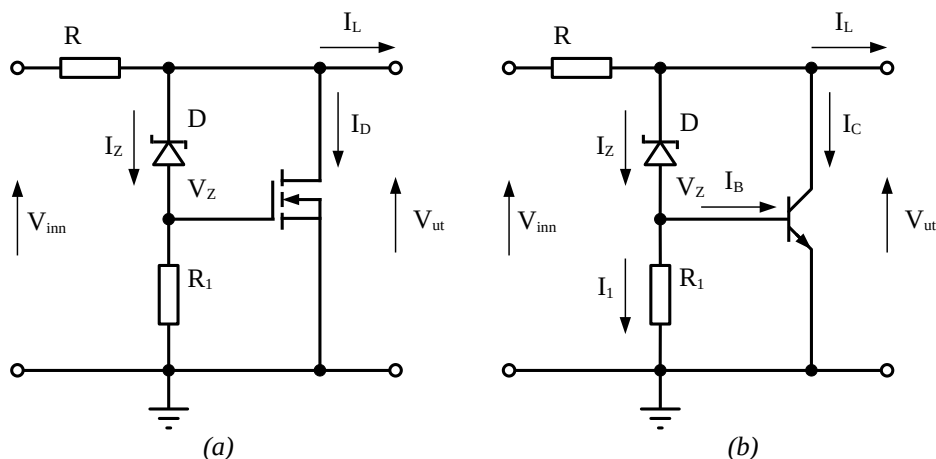
### 3.6 Enkel parallell-regulator

I figur 13a er vist en enkel parallell-regulator. Bemerk likheten med den enkle zener-regulatoren vist i figur 9.

Det ses at utgangsspenningen er gitt som:

$$V_{\text{ut}} = V_Z + V_{\text{GS}} \quad (11)$$

Som for den enkle zener-regulatoren er det over fallmotstanden ( $R$ ) at forskjellen mellom inngangsspenningen og utgangsspenningen vil legge seg. For at ikke effekttapet skal bli så stort vil en prøve å gjøre denne motstanden så liten som mulig.



Figur 13. Enkel parallell-regulator med MOSFET (a) og BJT (b).

Virkemåten for denne parallell-regulatoren er også lik virkemåten for zener-regulatoren. Hvis utgangsspenningen prøver å stige, vil dette medføre at drain-strømmen i transistoren vil øke (siden gate-source-spenningen øker). Dette medfører at spenningsfallet over fallmotstanden  $R$  vil øke, og utgangsspenningen reduseres til sitt opprinnelige nivå.

Med bipolar transistor blir kretsen som vist i figur 13b. Her er  $I_Z = I_1 + I_B$ , der basestrømmen tilnærmet er gitt som  $I_B = I_C/\beta$  ( $\beta$  er strømforsterkningen) og  $I_1 = V_{BE}/R_1$  ( $V_{BE}$  er base-emitter-spenningen til transistoren). Utgangsspenningen er gitt som:

$$V_{ut} = V_Z + V_{BE} \quad (12)$$

For store laststrømmer ses ofte at transistoren i figur 13b byttes ut med en Darlington. Da vil basestrømmen også være neglisjerbar, selv ved store laststrømmer. Utgangsspenningen vil da være som (12), men med to base-emitter-spenningsfall istedenfor ett.

Regulatorene i figur 13 kan forbedres ved å erstatte fallmotstanden R med en konstantstrømkilde. Det betyr at regulatoren trekker konstant strøm fra kilden (kretsen foran). Når strømtrekket fra lasten varierer, vil transistoren ha som oppgave å utligne forskjellen mellom konstantstrømmen og laststrømmen, derav navnet 'pass'-element. Metoden er populær for integrerte parallell-regulatorer siden det er enklere å integrere strømgeneratorer enn motstander.

Parallell-regulatorene er mindre følsomme for variasjoner i inngangsspenningen og vil ikke sende tilbake til inngangen strømtransienter fra lasten. Dette er et resultat av «absorpsjonseffekten» til transistoren. Parallell-regulatorene er også beskyttet fra kortslutning på utgangen siden dette vil få transistoren til å slå seg av. Dermed virker fallmotstanden som en strømbegrenser.

Imidlertid er parallell-regulatorer mindre effektive enn serie-regulatorer fordi transistoren alltid må ha en viss strøm for at regulatoren skal virke etter hensikten.

### Eksempel 5

I figur 13a er  $V_{inn} = 18 \text{ V}$ ,  $R = 22 \text{ }\Omega$ , og  $V_Z = 10 \text{ V}$  for en diodestrøm  $I_Z = 5 \text{ mA}$ . Anta at  $V_{GS} = 4,2 \text{ V}$  for transistoren. Regulatoren belastes med en strøm lik  $I_L = 0,1 \text{ A}$ . Hva blir utspenningen  $V_{ut}$ ? Finn en passende størrelse på  $R_1$ . Hva er effekttapet i R og transistoren?

I henhold til (11) er utspenningen:  $V_{ut} = V_Z + V_{GS} = 10 + 4,2 = 14,2 \text{ V}$

En passende størrelse på  $R_1$  kan være:  $R_1 = \frac{V_{GS}}{I_Z} = \frac{4,2}{5 \text{ m}} = 840 \text{ }\Omega$ ,  $R_1 = 820 \text{ }\Omega$  kan velges.

Strømmen i R er:  $I_R = \frac{V_{inn} - V_{ut}}{R} = \frac{18 - 14,2}{22} = 0,17 \text{ A}$

Effekttapet i R er:  $P_R = R \cdot I_R^2 = 22 \cdot 0,17^2 = 656 \text{ mW}$

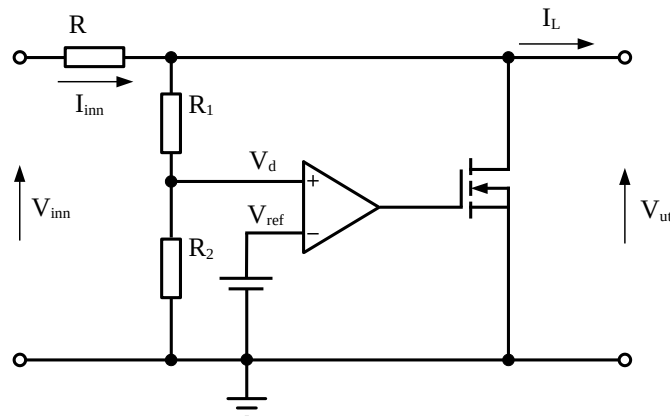
Strømmen i transistoren er:  $I_D = I_R - I_Z - I_{ut} = 170 \text{ m} - 5 \text{ m} - 100 \text{ m} = 65 \text{ mA}$

Effekttapet i transistoren er:  $P_Q = V_{ut} \cdot I_D = 14,2 \cdot 65 \text{ m} = 923 \text{ mW}$

### 3.7 Parallell-regulator med feilforsterker

I figur 14 er vist en parallell-regulator med feilforsterker. Referansespenningen  $V_{ref}$  kan igjen tenkes fremkommet av en zenerdiode eller av en integrert spenningsreferanse. Operasjonsforsterkeren sammenligner referansespenningen med spenningen  $V_a$  fra spenningsdeleren, gitt ved:

$$V_d = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{ut}$$



Figur 14. Parallell-regulator med feilforsterker.

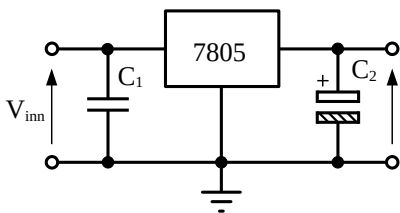
Operasjonsforsterkeren vil prøve å holde denne spenningen og referansespenningen  $V_{ref}$  like. Da er utgangsspenningen gitt som:

$$V_{ut} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_{ref} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_{ref} \quad (13)$$

Bemerk at inngangsstrømmen tilnærmet er gitt som  $I_{inn} = I_L + I_D$ , der  $I_D$  er drain-strømmen til transistoren (når vi ser bort fra strømmen gjennom spenningsdeleren). Også her vil transistoren måtte håndtere strømforskjellen mellom inngangsstrømmen og laststrømmen. Fallmotstanden  $R$  erstattes også her ofte med en konstantstrømsgenerator som gir en ytterligere forbedret regulator.

### 3.8 Integreerte regulatorer

I figur 15 ser vi et eksempel på en integrert serie-regulator. Her er det benyttet en 7805-regulator som gir 5 V (ikke justerbar) med opp til 1 A utgangsstrøm. Kondensatorene  $C_1$  og  $C_2$  er avkoplingskondensatorer.

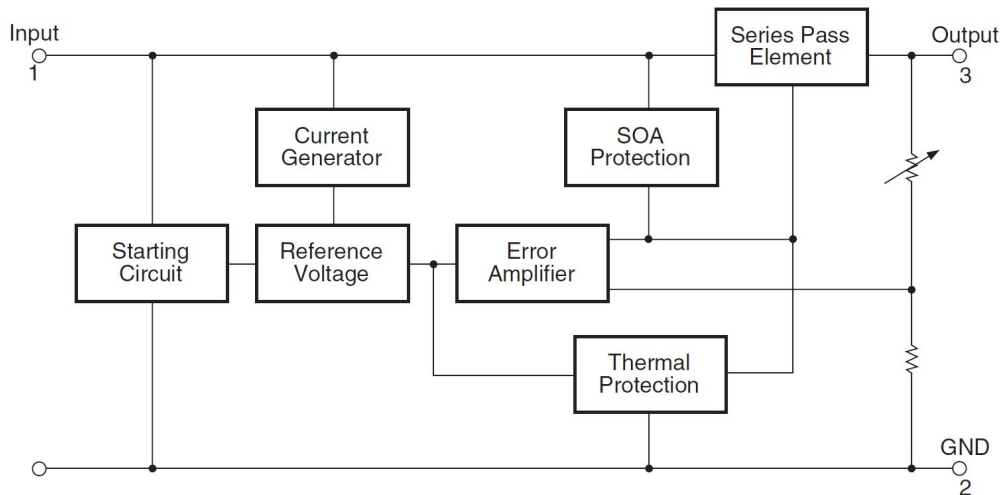


Figur 15. Regulatoren 7805.

I figur 16 er vist et blokkskjema for denne regulatoren. Det ses at foruten referansespenning, feilforsterker og 'pass-element' (effekttransistor), har regulatoren oppstartkrets, termisk beskyttelse (mot overoppheting) og såkalt SOA-beskyttelse. SOA ('Safe Operating Area') betegner det området av transistorens spenning- og strøm-område der transistoren kan operere uten å ta skade.

Av databladet for denne regulatoren (LM7805) fremgår det at linjereguleringen er maksimalt 50 mV når inngangs-spenningen er mellom 8 og 12 V. Dette betyr at en variasjon på inngangen på for eksempel 4 V reduseres til en variasjon på 50 mV på utgangen. Av databladet kan en ellers lese at

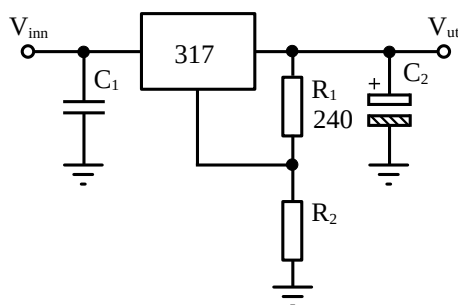
lastreguleringen er 50 mV når utgangsstrømmen varierer mellom 250 og 750 mA. Dette betyr at utgangsspenningen ikke varierer mer enn 50 mV med denne forholdsvis store belastningsforskjellen (målt med en fast inngangsspenning på 10 V). Av andre interessante punkter fra databladet kan nevnes rippel-undertrykkingen som er oppgitt til minimum 62 dB og støy på utgangen oppgitt til ca 200  $\mu$ V (båndbredde 10 Hz – 100 kHz).



Figur 16. Blokkskjema for 7805-regulatoren.

I 78XX-serien finnes regulatorer med 5, 6, 8, 10, 12, 15, 18 og 24 V, alle på 1 A maksimal utgangsstrøm. Negative spenninger er tilgjengelig i den tilsvarende 79XX-serien, og mange andre varianter finnes også.

I figur 17 er vist en serie-regulator som heter LM317. Den er veldig populær, og kan lett «programmeres» til å gi ut en hvilken som helst spenning fra 1,25 V og oppover.



Figur 17. Regulatoren LM317.

Det gjøres ved hjelp av motstandene  $R_1$  og  $R_2$ , og utspenningen  $V_{ut}$  blir da:

$$V_{ut} = V_0 \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (14)$$

der  $V_0 = 1,25$  V.  $R_1$  skal være 240  $\Omega$ .

Maksimalstrømmen er 1,5 A, men det krever god kjøling av komponenten. Med  $R_2$  som et potensiometer blir utspenningen variabel. Det finnes også regulerbare regulatorer som gir negative spenninger, LM337 er «den negative LM317».

Men merk: For at alle disse kretsene skal virke, må inn-spenningen til regulatoren,  $V_{inn}$ , være noe høyere enn utspenningen,  $V_{ut}$ . Den minste-differansen regulatoren tåler før den slutter å virke skikkelig, kalles 'Dropout Voltage'. Det finnes egne typer som er «spesialister» på å greie seg med lite spenning, de kalles 'Low dropout' (LDO) -typer.

Effekttapet i regulatoren er lik spenningsfall ganger strøm. Vi kan regne strøm inn og ut som lik, og da har vi (strømmen til 0 V er bare noen få mA):

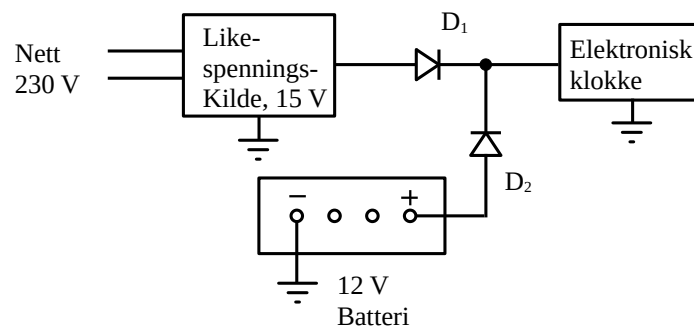
$$P = (V_{inn} - V_{ut}) \cdot I_{ut} \quad (15)$$

Dette fører over til et grunnleggende praktisk problem i elektronikk der det er snakk om virkelig selvoppvarming og behov for avkjøling: Hvordan lede bort varmen slik at komponentene ikke overopphetes?

Ulike typer kjølefinner av aluminium brukes mest til dette, i ekstreme tilfelle med vifte(r), se forøvrig avsnitt 5. Uttrykk (15) inneholder en overraskelse. Den sier at P, og dermed oppvarmingen av IC'en er størst når utspenningen er minst. Den er det lett å *brenne* seg på.

### 3.9 'Backup'-batteri

Neste eksempel er en slags logisk krets, der den høyeste spenningen fra to (eller flere) spenningskilder skal koples til en last uten å påvirke de andre, se figur 18. Den elektroniske klokka vil «se» en spenning som er den høyeste av de to spenningskildene, minus et diodedropp. Med innpluggnet støpsel blir det i overkant av 14 V. Dras støpselet ut, går innspenningen på klokka ned til vel 11 V. (Klokka må være laget slik at dette ikke gir noen problemer.)



Figur 18. 'Backup'-batteri.

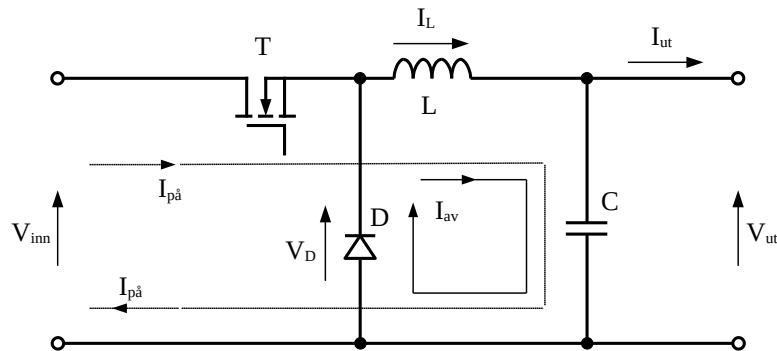
## 4 Svitsjede regulatorer

### 4.1 Innledning

Svitsjede likespenningsomformere benyttes ved svitsjede strømforsyninger operert fra nettspenning, men også der det er snakk om bare å omforme en likespenning til en annen. Det kan være å øke en inngangsspenning, med samme polaritet eller med motsatt polaritet, eller det kan være å minske en inngangsspenning, også her med eller uten polaritetsskift.

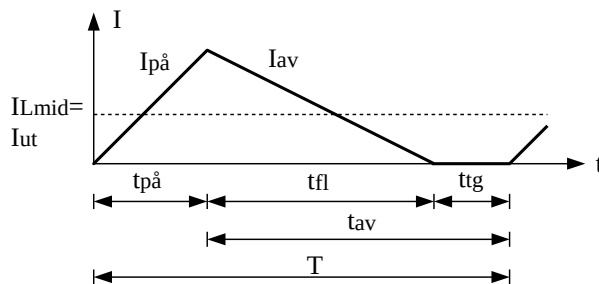
## 4.2 'Buck'-omformer

En type likespenningsomformer er den såkalte 'Buck'-omformeren vist i figur 19. Transistoren T opererer som en svitsj kontrollert av en pulsbreddemodulator.



Figur 19. 'Buck' omformer.

Den er på i tidsrommet  $t_{p\ddot{a}}$  og er av i tidsrommet  $t_{av}$ , se figur 20. I tidsrommet  $t_{p\ddot{a}}$  går strømmen  $I_{p\ddot{a}}$  fra inngangen gjennom spolen L og lader opp reservoarkondensatoren C. Dioden D er da forspent i sperreretning. Når transistoren slås av, fortsetter strømmen å gå gjennom spolen siden strømmen ikke kan endres brått. Denne strømmen  $I_{av}$  fortsetter oppladningen av kondensatoren i tidsrommet  $t_{fl}$  som vist i figuren.



Figur 20. Strømforløp.

Avhengig av svitsjeperioden  $T$  og lengden på tidsrommet  $t_{av}$ , kan det være et tidsrom  $t_{tg}$  der strømmen gjennom spolen er lik null, som det fremgår av figuren. Dersom  $t_{tg} = 0$  sies omformeren å operere i kontinuerlig modus, mens den ellers sies å operere i diskontinuerlig modus.

Antas stasjonært forløp, has det i tidsrommet  $t_{p\ddot{a}}$  følgende:

$$V_{inn} - V_{ut} = L \frac{dI_{p\ddot{a}}}{dt} = L \frac{\Delta I_{p\ddot{a}}}{t_{p\ddot{a}}} \quad (16)$$

Tilsvarende has det i tidsrommet  $t_{fl}$ :

$$V_{ut} = -L \frac{dI_{av}}{dt} = -L \frac{\Delta I_{av}}{t_{fl}} \quad (17)$$

Ved stasjonært forløp må strømmen ha samme verdi på slutten av perioden som ved begynnelsen. Følgelig vil følgende gjelde:

$$\Delta I_{p\ddot{a}} + \Delta I_{av} = 0 \quad (18)$$



Løses ligningene med hensyn på forholdet mellom  $V_{ut}$  og  $V_{inn}$ , fås:

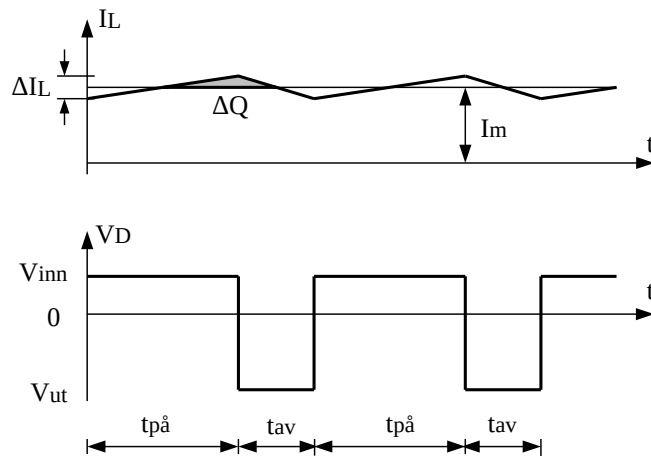
$$\frac{V_{ut}}{V_{inn}} = \frac{t_{på}}{t_{på} + t_{fl}} = \frac{t_{på}}{T - t_{tg}} \quad (19)$$

Utgangsspenningen ved en 'Buck' omformer er følgelig alltid mindre enn inngangsspenningen. Utgangsspenningen kan kontrolleres ved å regulere lengden av på-tiden  $t_{på}$ . Dette er en enkel parameter å kontrollere. Denne type likespenningsomformere hører således til typen pulsbreddemodulatorer.

Dersom omformerens opereres i kontinuerlig modus, det vil si slik at  $t_{tg} = 0$ , er forholdet mellom  $V_{ut}$  og  $V_{inn}$ :

$$\frac{V_{ut}}{V_{inn}} = \frac{t_{på}}{T} = D \quad (20)$$

Det ses at forholdet mellom  $V_{ut}$  og  $V_{inn}$  da er lik pulsbreddeforholdet ('Duty Cycle')  $D$ , der  $T = t_{på} + t_{av}$ . I figur 21 er vist bølgeformer for dette tilfellet (der  $D = 2/3$ ). Midlere spolestrøm er benevnt  $I_m$  mens spolens rippelstrøm har amplituden  $\Delta I_L/2$ .



Figur 21. Kontinuerlig modus bølgeformer.

Minimum midlere spolestrøm for å opprettholde kontinuerlig modus ( $I_m > 0$ ) er:

$$I_{Lmin} = \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{(V_{inn} - V_{ut}) t_{på}}{2 \cdot L_{min}} = \frac{(V_{inn} - V_{ut}) \cdot D \cdot T}{2 \cdot L_{min}} = V_{inn} \frac{(1-D) \cdot D \cdot T}{2 \cdot L_{min}} \quad (21)$$

Her er det benyttet uttrykket for  $\Delta I_L = \Delta I_{på}$  fra ligning (16) og satt inn for  $V_{ut}/V_{inn} = t_{på}/T = D$  fra ligning (20).

Dersom det skal gå strøm i hele perioden, må  $I_{ut} = I_{Lmin}$ . Minimum spolestørrelse for kontinuerlig strøm til lasten er følgelig:

$$L_{min} = (1-D) \frac{V_{inn} \cdot D \cdot T}{2 \cdot I_{ut}} \quad (22)$$

Med en ohmsk last  $R_L = V_{ut}/I_{ut}$ , kan denne også uttrykkes som:

$$L_{\min} = (1-D) \frac{V_{\text{inn}} \cdot D \cdot T}{2 \cdot V_{\text{ut}}} R_L = \frac{1}{2} (1-D) \cdot T \cdot R_L \quad (23)$$

Dersom det antas at all ripplestrømmen i spolen ( $\Delta I_L$ ) flyter gjennom reservoarkondensatoren og at midlere spoelstrøm ( $I_m$ ) flyter gjennom lasten, representerer  $\Delta Q$  i figur 21 den totale ladningsforandringen i en hel periode. I figuren er  $\Delta Q$  illustrert som arealet mellom midlere strøm og strømkurven. Den er da gitt som:

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{t_{\text{på}}}{2} \cdot \frac{\Delta I_L}{2} + \frac{1}{2} \cdot \frac{t_{\text{av}}}{2} \cdot \frac{\Delta I_L}{2} = \Delta I_L \cdot \frac{T}{8} \quad (24)$$

Med  $\Delta I_L/2 = I_{L\min}$  fra ligning (21) fås da:

$$\Delta Q = \frac{T}{8} \cdot V_{\text{inn}} \frac{(1-D) \cdot D \cdot T}{L_{\min}} = \frac{T}{8} \cdot V_{\text{ut}} \frac{(1-D) \cdot T}{L_{\min}} = C \cdot V_{\text{ripple}} \quad (25)$$

Her er det også benyttet at  $V_{\text{inn}} = V_{\text{ut}}/D$ . Løses med hensyn på  $C$ , fås da:

$$C = \frac{(1-D)T^2}{8L_{\min}} \cdot \frac{V_{\text{ut}}}{V_{\text{ripple}}} \quad (26)$$

Fra (21) finnes ripplestrømmen gjennom spolen lik:

$$\Delta I_L = 2I_{L\min} = V_{\text{inn}} \frac{(1-D) \cdot D \cdot T}{L_{\min}} \quad (27)$$

Kondensatorens ekvivalente seriemotstand ('Equivalent Series Resistance', ESR) må da ikke overstige:

$$\text{ESR} = \frac{V_{\text{ripple}}}{\Delta I_L} = \frac{V_{\text{ripple}}}{V_{\text{inn}}(1-D) \cdot D \cdot T} L_{\min} \quad (28)$$

### Eksempel 6

For 'Buck'-omformerer i figur 19 er  $V_{\text{inn}} = 12 \text{ V}$  og svitsjefrekvensen lik  $100 \text{ kHz}$ . Det ønskes en utspenning på  $5 \text{ V}$  med en maksimal ripple på  $50 \text{ mV}$  når strømtrekket er  $1 \text{ A}$ . Finn minimumstørrelsen på spolen og kondensatoren, spolens ripplestrøm og kondensatorens maksimale ESR.

Vi forutsetter kontinuerlig modus, og fra (20) has  $D = 5/12$ . En svitsjefrekvens på  $100 \text{ kHz}$  svarer til en periode  $T = 100 \mu\text{s}$ . Fra (22) fås:

$$L_{\min} = (1-5/12) \frac{12 \cdot (5/12) \cdot 10 \mu}{2 \cdot 1} \approx 15 \mu\text{H}$$

Kondensatorstørrelsen finnes fra (26):

$$C = \frac{(1-D) \cdot T^2}{8 \cdot L_{\min}} \cdot \frac{V_{\text{ut}}}{V_{\text{ripple}}} = \frac{(1-5/12) \cdot (10 \mu)^2}{8 \cdot 15 \mu} \cdot \frac{5}{50 \text{ m}} \approx 50 \mu\text{F}$$

Ripplestrømmen finnes fra (27):

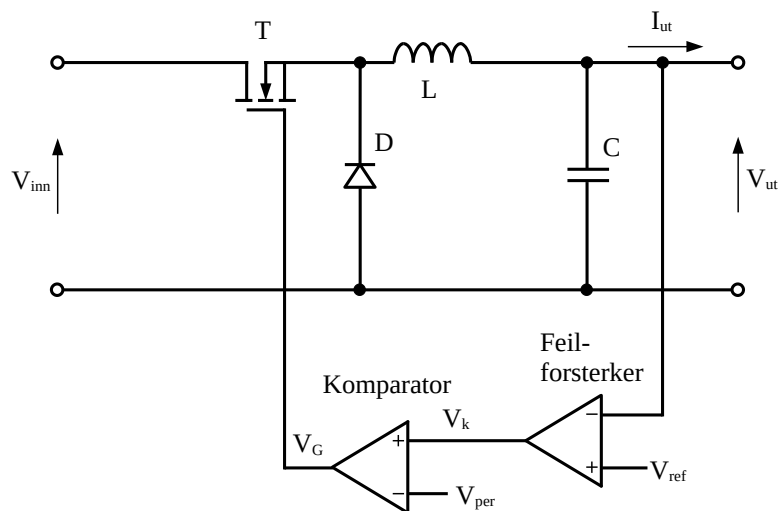
$$\Delta I_L = 12 \frac{(1 - 5/12) \cdot (5/12) \cdot 10 \mu}{15 \mu} = 1,94 \text{ A}$$

Maksimal ESR finnes fra (28):

$$\text{ESR} = \frac{V_{\text{ripple}}}{\Delta I_L} = \frac{50 \text{ mV}}{1,94 \text{ A}} = 25,7 \text{ m}\Omega$$

### 4.3 Styresignaler

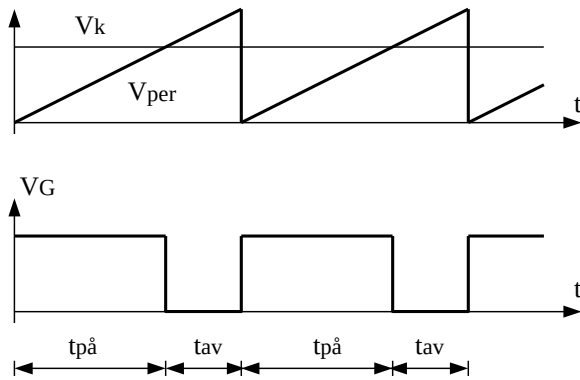
Som nevnt brukes pulsbreddemodulasjon ('PWM') for å regulere tiden transistoren er på i forhold til tiden den er av. I figur 22 er vist 'Buck'-omformeren fra figur 19 med feilforsterker og pulsbreddemodulator, realisert ved hjelp av en komparator.



Figur 22. 'Buck'-omformer med styresignaler.

I feilforsterkeren sammenlignes utgangsspenningen  $V_{ut}$  med en referansespenning  $V_{ref}$ . Dette gir en kontrollspenning  $V_k$  ut fra feilforsterkeren som tilføres komparatorens pluss-inngang. Komparatorens minus-inngang er en sagtanspenning, se figur 23. Ut fra komparatoren fås transistorens styresignal  $V_G$ .

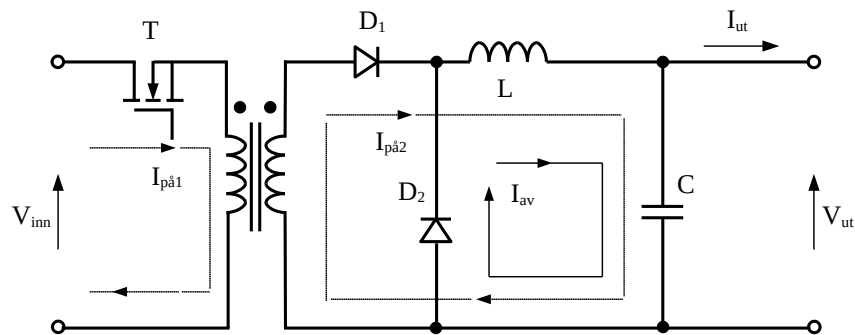
Dersom for eksempel spenningen er for høy, må dette gi en lavere kontrollspenning  $V_k$ . Resultatet blir da at tiden  $t_{p\ddot{a}}$  og pulsbreddeforholdet  $D$  minskes. Dermed reduseres utgangsspenningen  $V_{ut}$  i henhold til (19) og (20).



Figur 23. PWM styresignal.

#### 4.4 'Forward' omformer

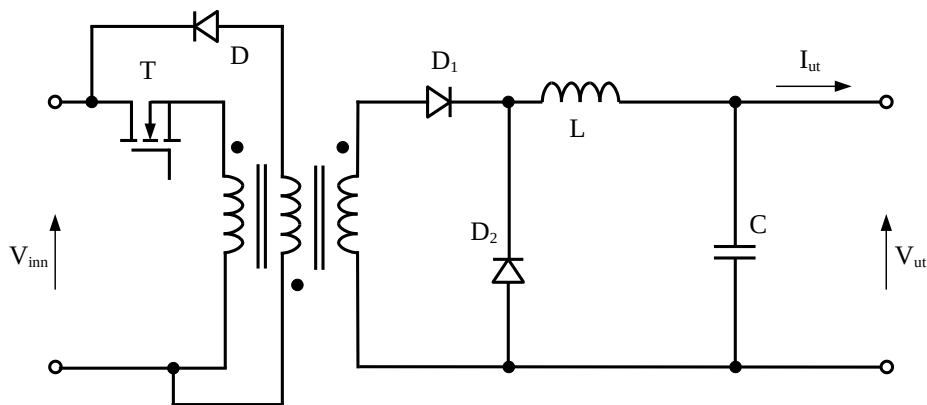
Med transformator kan en såkalt 'Forward' omformer vist i figur 24 erstatte 'Buck'-omformeren. Når transistoren T er på, vil strømmen  $I_{p\dot{a}1}$  gjennomløpe transformatorens primærside.



Figur 24. 'Forward' omformer.

Den resulterende sekundærstrømmen  $I_{p\dot{a}2}$  gjennomløper dioden  $D_1$  og spolen L og lader opp kondensatoren C. Når transistoren er av, fortsetter strømmen å gjennomløpe spolen og dioden  $D_2$ , som nå er forspent i lederetning.

Med denne kretsen flyter strømmen i primær- og sekundærsiden av transformatoren bare i en retning. Dette medfører at kjernen blir permanent magnetisert, og kretsen kan følgelig ikke brukes i praksis. Metningen av kjernen kan unngås ved å legge inn en ekstra vinding på transformatoren som vist i figur 25.



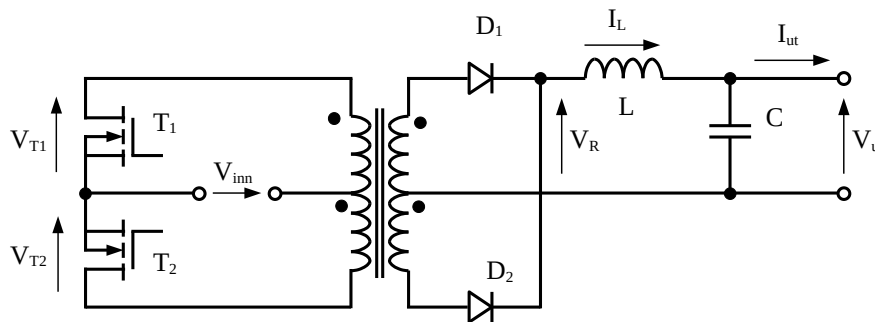
Figur 25. 'Forward' omformer med ekstra vinding.

Energien som er lagret i kjernen inducerer en strøm i denne vindingen når transistoren er av. Denne strømmen flyter gjennom den ekstra dioden D og returnerer strømmen til inngangen. Dermed oppheves magnetiseringen av kjernen samtidig som transientspenninger hindres i å induceres på primærsiden og opptrer over transistoren.

'Forward' omformere må opereres med et pulsbreddeforhold ('Duty Cycle') på 50% eller mindre for å hindre metning av kjernen.

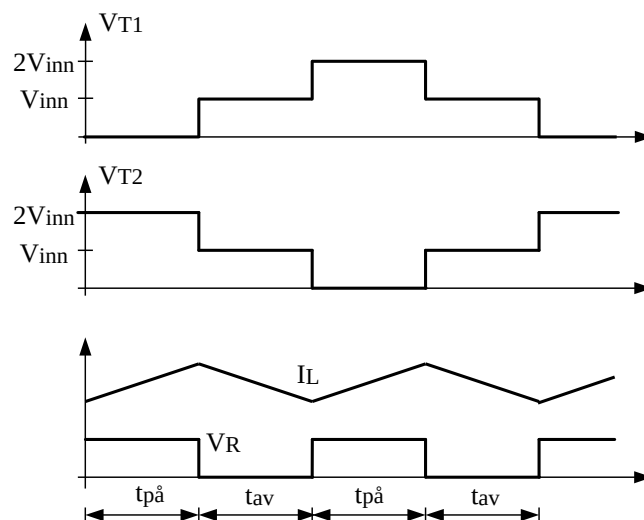
#### 4.5 'Push-Pull'-omformer

En såkalt 'Push-Pull' omformer er vist i figur 26. Transistorene  $T_1$  og  $T_2$  opererer som svitsjer i mottakt, se figur 27. Siden transistorene er vekselvis på og av i hver sin halvperiode, fås en vekslende polaritet på transformatorens primærside.



Figur 26. 'Push-Pull' omformer.

Siden den fulle innspenningen  $V_{inn}$  tilføres halve primærsiden når en av transistorene er på, vil spenningen over den andre transistoren være  $2V_{inn}$ . I eksemplet vist i figur 26 er også sekundærsiden sentertappet for å gi en helbølge likeretter ved hjelp av diodene  $D_1$  og  $D_2$ . Med henvisning til figur 27 ses at begge transistorene er av i tidsperioden  $t_{av}$ . Strømmen går da gjennom begge diodene på sekundærsiden.



Figur 27. Bølgeformer for 'Push-Pull' omformer.

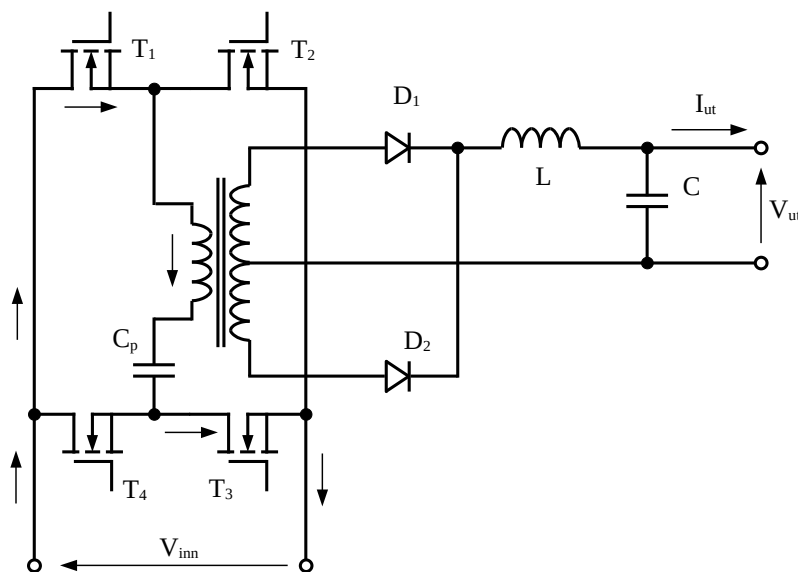
Legg merke til at det ikke får noen metning på primærsiden dersom transistorene er på like lenge. På sekundærsiden flyter strømmen i motsatt retning, slik at primærsiden ikke blir påvirket.

En ulempe med denne omformer er at transistorene må kunne tåle det doble av innspenningen. Transistorene må også beskyttes mot induktive spenningstopper i revers-retning. Dette gjøres normalt ved å kople dioder i revers-retning mellom drain og source dersom transistoren ikke er produsert med slike.

#### 4.6 Helbølge-omformer

En såkalt helbølge-omformer er vist i figur 28. I en halvperiode er transistorene  $T_1$  og  $T_3$  begge på, samtidig som transistorene  $T_2$  og  $T_4$  begge er av, som antydnet i figuren. I neste halvperiode bytter transistorene rolle. Når  $T_1$  og  $T_3$  er på, flyter strømmen i en retning gjennom transformatorens primærside. Når de to andre transistorene er på, skifter strømmen retning.

Siden transistorene er vekselvis på og av i hver sin halvperiode, fås en vekslende polaritet på transformatorens primærside. Her fås da heller ingen metning på primærsiden dersom transistorene er på like lenge, samtidig som at primærsiden ikke blir påvirket fra sekundærsiden. Kondensatoren  $C_p$  vil sperre for likestrømskomponenter som kan oppstå dersom transistorene skulle ha ulik svitsjetid.



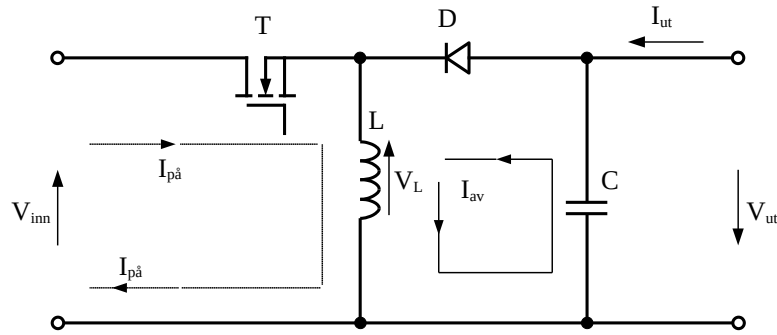
Figur 28. Helbølge-omformer.

Ulempen med denne omformer er at det kreves fire transistorer. Til gjengjeld er maksimal spenning over transistorene lik  $V_{inn}$ . Pulsbreddeforholdet vil igjen brukes til å styre midlere spenning til lasten.

#### 4.7 'Flyback'-omformer

En såkalt 'Flyback'-omformer er vist i figur 29. Transistoren  $T$  opererer som en svitsj styrt av en pulsbreddemodulator. Den er på i tidsperioden  $t_{p\ddot{a}}$  og av i tidsperioden  $t_{av}$ , se figur 20. I tidsperioden

$t_{p\ddot{a}}$  flyter strømmen  $I_{p\ddot{a}}$  fra inngangen gjennom spolen  $L$ . I denne perioden er dioden forspent i sperreretning, og kondensatoren  $C$  lades ut gjennom lasten.



Figur 29. 'Flyback'-omformer.

Når transistoren slås av, fortsetter strømmen å flyte gjennom spolen (siden den ikke kan stoppe umiddelbart). Denne strømmen  $I_{av}$  flyter gjennom dioden og lader opp reservoarkondensatoren i tidsperioden  $t_{fl}$  (se figur 20). Energi lagres i spolen i tidsperioden  $t_{p\ddot{a}}$  og overføres til kondensatoren i tidsperioden  $t_{av}$ . Legg merke til at utgangsspenningen har invertert polaritet. Avhengig av svitsjeperioden  $T$  og hvor fort  $I_{av}$  endrer seg, kan det ha en tidsperiode  $t_{tg}$  der strømmen gjennom spolen er lik null.

Antas stasjonært forløp, has det i tidsrommet  $t_{p\ddot{a}}$  følgende:

$$V_{inn} = L \frac{dI_{p\ddot{a}}}{dt} = L \frac{\Delta I_{p\ddot{a}}}{t_{p\ddot{a}}} \quad (29)$$

Tilsvarende has det i tidsrommet  $t_{fl}$ :

$$V_{ut} = -L \frac{dI_{av}}{dt} = -L \frac{\Delta I_{av}}{t_{fl}} \quad (30)$$

Ved stasjonært forløp må strømmen ha samme verdi på slutten av perioden som ved begynnelsen. Følgelig vil følgende gjelde:

$$\Delta I_{p\ddot{a}} + \Delta I_{av} = 0 \quad (31)$$

Løses ligningene med hensyn på forholdet mellom  $V_{ut}$  og  $V_{inn}$ , fås:

$$\frac{V_{ut}}{V_{inn}} = \frac{t_{p\ddot{a}}}{t_{fl}} = \frac{t_{p\ddot{a}}}{T - t_{p\ddot{a}} - t_{tg}} \quad (32)$$

Utgangsspenningen ved en 'Flyback'-omformer kan følgelig være større eller mindre enn inngangsspenningen. Utgangsspenningen kan kontrolleres ved å regulere lengden av på-tiden  $t_{p\ddot{a}}$ .

Dersom omformerens opereres slik at  $t_{tg} = 0$ , er forholdet mellom  $V_{ut}$  og  $V_{inn}$ :

$$\frac{V_{ut}}{V_{inn}} = \frac{t_{p\ddot{a}}}{T - t_{p\ddot{a}}} = \frac{D}{1 - D} \quad (33)$$

Her er pulsbreddeforholdet  $D = t_{p\ddot{a}}/T$ , og  $T = t_{p\ddot{a}} + t_{av}$ . I figur 30 er vist bølgeformer for dette tilfellet (der  $D = 2/3$ ). Midlere spolestrøm er benevnt  $I_m$  mens spolens rippelstrøm har amplituden  $\Delta I_L/2$ .

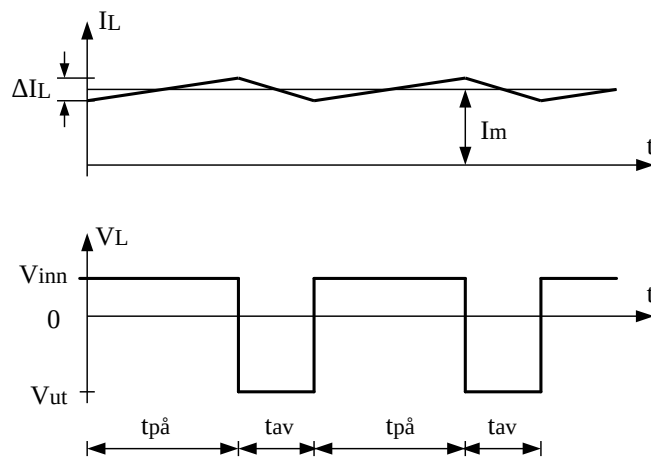
Minimum midlere spolestrøm for å opprettholde kontinuerlig modus ( $I_m > 0$ ) er:

$$I_{Lmin} = \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{V_{inn} t_{p\ddot{a}}}{2 \cdot L_{min}} = \frac{V_{inn} \cdot D \cdot T}{2 \cdot L_{min}} \quad (34)$$

Her er det benyttet uttrykket for  $\Delta I_L = \Delta I_{p\ddot{a}}$  fra ligning (29) og satt inn for  $t_{p\ddot{a}}/T = D$ . Minimum strøm til lasten er da gitt ved:

$$I_{ut} = I_{Lmin} \frac{t_{av}}{T} = \frac{V_{inn} \cdot D \cdot T}{2 \cdot L_{min}} \cdot \frac{t_{av}}{T} = (1-D) \frac{V_{inn} \cdot D \cdot T}{2 \cdot L_{min}} \quad (35)$$

Her er benyttet forholdet  $t_{av}/T = 1 - D$  og satt inn for  $I_{Lmin}$  fra ligning (34).



Figur 30. Bølgeformer for kontinuerlig modus .

Minimum spolestørrelse for kontinuerlig strøm til lasten er følgende:

$$L_{min} = (1-D) \frac{V_{inn} \cdot D \cdot T}{2 \cdot I_{ut}} \quad (36)$$

Med en ohmsk last  $R_L = V_{ut}/I_{ut}$  kan denne også uttrykkes som:

$$L_{min} = (1-D) \frac{V_{inn} \cdot D \cdot T}{2 \cdot V_{ut}} R_L = \frac{1}{2} (1-D)^2 T \cdot R_L \quad (37)$$

Når transistoren er på, sperrer dioden og strømmen til lasten må leveres av kondensatoren. Rippelspanningen  $V_{ripped}$  til lasten er da tilnærmet gitt ved:

$$V_{ripped} = I_{ut} \frac{t_{p\ddot{a}}}{C} = I_{ut} \frac{D \cdot T}{C} \quad (38)$$

Her er benyttet forholdet  $t_{p\ddot{a}}/T = D$ . Sammenhengen mellom reservoarkondensatoren og rippelspanningens amplitude er følgende:



$$C = \frac{D \cdot T}{V_{\text{ripple}}} I_{\text{ut}} = \frac{D \cdot T}{V_{\text{ripple}}} \cdot \frac{V_{\text{ut}}}{R_L} \quad (39)$$

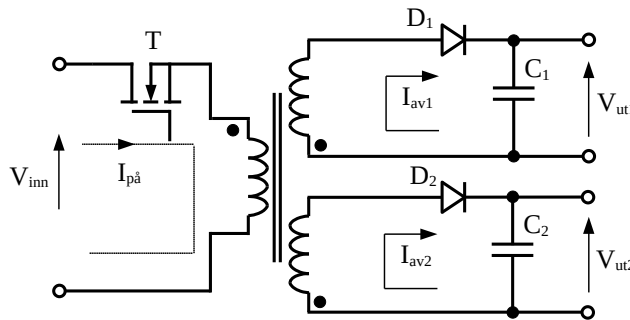
Rippelstrømmen gjennom spolen kan finnes fra (34):

$$\Delta I_L = 2I_{L_{\text{min}}} = \frac{V_{\text{inn}} \cdot D \cdot T}{L_{\text{min}}} \quad (40)$$

Kondensatorens maksimale ekvivalente seriemotstand må ikke overstige:

$$\text{ESR} = \frac{V_{\text{ripple}}}{\Delta I_L} = \frac{V_{\text{ripple}}}{V_{\text{inn}} \cdot D \cdot T} L_{\text{min}} \quad (41)$$

'Flyback'-omformeren kan enkelt modifiseres til å være transformatorkoplet, som vist i figur 31. Her er den vist med to isolerte utganger. Dette er en ofte brukt løsning for høy spenning/lav strøm spenningsforsyninger.



Figur 31. Isolert 'Flyback' omformer med to utganger.

### Eksempel 7

For 'Flyback'-omformeren i figur 29 er  $V_{\text{inn}} = 12 \text{ V}$  og svitsjefrekvensen lik  $100 \text{ kHz}$ . Det ønskes en utspenning på  $-15 \text{ V}$  med en maksimal rippel på  $50 \text{ mV}$  når strømtrekket er  $1 \text{ A}$ . Beregn minimums-størrelsen på spolen og kondensatoren samt spolens rippelstrøm og kondensatorens maksimale ESR.

Vi forutsetter kontinuerlig modus, og fra (33) has  $D = 5/9$ . En svitsjefrekvens på  $100 \text{ kHz}$  svarer til en periode  $T = 100 \mu\text{s}$ . Fra (36) fås:

$$L_{\text{min}} = (1 - 5/9) \frac{12 \cdot (5/9) \cdot 10 \mu}{2 \cdot 1} \approx 15 \mu\text{H}$$

Kondensatorstørrelsen finnes fra (39):

$$C = \frac{D \cdot T}{V_{\text{ripple}}} I_{\text{ut}} = \frac{(5/9) \cdot 10 \mu}{50 \text{ m}} \cdot 1 \approx 110 \mu\text{F}$$

Spolens rippelstrøm er gitt i (40):

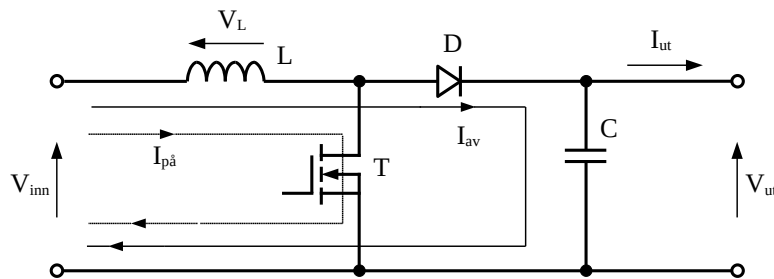
$$\Delta I_L = \frac{12 \cdot (5/9) \cdot 10\mu}{15\mu} = 4,4 \text{ A}$$

ESR må ikke overstige (41):

$$\text{ESR} = \frac{V_{\text{ripple}}}{\Delta I_L} = \frac{50 \text{ mV}}{4,4 \text{ A}} = 11,3 \text{ m}\Omega$$

## 4.8 'Boost'-omformer

Kretsen til en 'Boost'-omformer er vist i figur 32. Transistoren T opererer som en svitsj styrt av en pulsbreddemodulator som i de foregående omformerne. Den er på i tidsperioden  $t_{p\grave{a}}$  og av i tidsperioden  $t_{av}$ , se figur 20. I tidsperioden  $t_{p\grave{a}}$  flyter strømmen  $I_{p\grave{a}}$  fra inngangen gjennom spolen L. I denne perioden er dioden forspent i sperreretning, og kondensatoren C lades ut gjennom lasten.



Figur 32. 'Boost' omformer.

Når transistoren slås av, fortsetter strømmen å flyte gjennom spolen (siden den ikke umiddelbart kan slutte å flyte). Denne strømmen,  $I_{av}$ , flyter gjennom dioden og lader opp reservoarkondensatoren i tidsperioden  $t_{fl}$  (se figur 20). Energi lagres i spolen i tidsperioden  $t_{p\grave{a}}$  og overføres til kondensatoren i tidsperioden  $t_{av}$ . Legg merke til at utgangsspenningen her ikke har invertert polaritet. Avhengig av svitsjeperioden T og hvor fort  $I_{av}$  endrer seg, kan det has en tidsperiode  $t_{lg}$  der strømmen gjennom spolen er lik null.

Antas stasjonært forløp, has det i tidsrommet  $t_{p\grave{a}}$  følgende:

$$V_{\text{inn}} = L \frac{dI_{p\grave{a}}}{dt} = L \frac{\Delta I_{p\grave{a}}}{t_{p\grave{a}}} \quad (42)$$

Tilsvarende has det i tidsrommet  $t_{fl}$ :

$$V_{\text{inn}} - V_{\text{ut}} = L \frac{dI_{av}}{dt} = L \frac{\Delta I_{av}}{t_{fl}} \quad (43)$$

Ved stasjonært forløp må strømmen ha samme verdi på slutten av perioden som ved begynnelsen. Følgelig vil følgende gjelde:

$$\Delta I_{p\grave{a}} + \Delta I_{av} = 0 \quad (44)$$

Løses ligningene med hensyn på forholdet mellom  $V_{\text{ut}}$  og  $V_{\text{inn}}$ , fås:

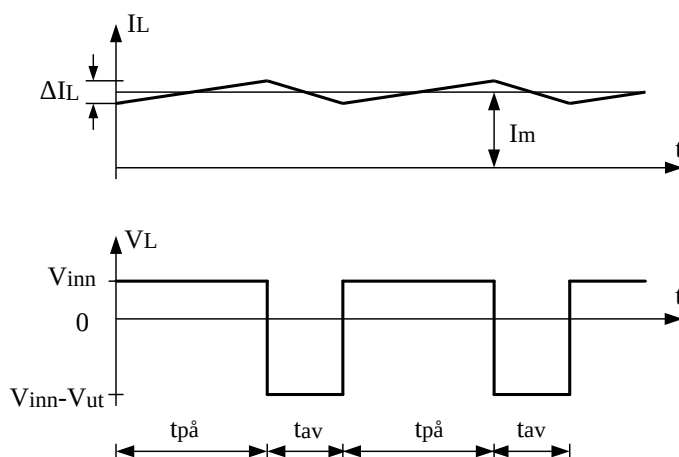
$$\frac{V_{ut}}{V_{inn}} = \frac{t_{p\ddot{a}} + t_{fl}}{t_{fl}} = \frac{T - t_{tg}}{T - t_{p\ddot{a}} - t_{tg}} \quad (45)$$

Utgangsspenningen ved en 'Boost' omformer er f\olgelig st\orre enn inngangsspenningen, derav navnet. Utgangsspenningen kan kontrolleres ved \aa regulere lengden av p\aa-tiden  $t_{p\ddot{a}}$ .

Dersom omformeren opereres slik at  $t_{tg} = 0$ , er forholdet mellom  $V_{ut}$  og  $V_{inn}$ :

$$\frac{V_{ut}}{V_{inn}} = \frac{T}{T - t_{p\ddot{a}}} = \frac{1}{1 - t_{p\ddot{a}}/T} = \frac{1}{1 - D} \quad (46)$$

Her er pulsbreddeforholdet  $D = t_{p\ddot{a}}/T$ , og  $T = t_{p\ddot{a}} + t_{av}$ . I figur 33 er vist b\olgeformer for dette tilfellet (der  $D = 2/3$ ).



Figur 33. Kontinuerlig modus b\olgeformer.

Midlere spolestr\om er benevnt  $I_m$  mens spolens rippelstr\om har amplituden  $\Delta I_L/2$ . Minimum midlere spolestr\om for \aa opprettholde kontinuerlig modus ( $I_m > 0$ ) er:

$$I_{Lmin} = \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{V_{inn} t_{p\ddot{a}}}{2L_{min}} = \frac{V_{inn} D T}{2L_{min}} \quad (47)$$

Her er det benyttet uttrykket for  $\Delta I_L = \Delta I_{p\ddot{a}}$  fra ligning (42) og satt inn for  $t_{p\ddot{a}}/T = D$ . N\aa vi ser bort fra tap i komponentene i kretsen, er da effekt tilf\orrt kretsen lik effekt tilf\orrt lasten:

$$\begin{aligned} V_{inn} I_{Lmin} &= V_{ut} I_{ut} \Rightarrow \\ I_{ut} &= \frac{V_{inn}}{V_{ut}} I_{Lmin} = (1 - D) I_{Lmin} = (1 - D) \frac{V_{inn} D T}{2L_{min}} \end{aligned} \quad (48)$$

Her er benyttet forholdet  $V_{ut}/V_{inn}$  fra ligning (46) og satt inn for  $I_{Lmin}$  fra ligning (47). Minimum spolest\orrelse for kontinuerlig str\om til lasten er f\olgelig:

$$L_{min} = (1 - D) \frac{V_{inn} D T}{2I_{ut}} \quad (49)$$

Med en ohmsk last  $R_L = V_{ut}/I_{ut}$ , kan denne ogs\aa uttrykkes som:

$$L_{\min} = (1-D) \frac{V_{\text{inn}} D T}{2 V_{\text{ut}}} R_L = \frac{1}{2} (1-D)^2 D \cdot T \cdot R_L \quad (50)$$

Når transistoren er på, sperrer dioden, og strømmen til lasten må leveres av kondensatoren. Sammenhengen mellom reservoarkondensatoren og rippelspenningens amplitude  $V_{\text{ripple}}$  er følgelig det samme som for 'Flyback'-omformeren:

$$C = \frac{D T}{V_{\text{ripple}}} I_{\text{ut}} = \frac{D T}{V_{\text{ripple}}} \cdot \frac{V_{\text{ut}}}{R_L} \quad (51)$$

Rippelstrømmen gjennom spolen finnes fra (47):

$$\Delta I_L = 2 I_{L_{\min}} = \frac{V_{\text{inn}} D T}{L_{\min}} \quad (52)$$

Kondensatorens maksimale ekvivalente seriemotstand må da være:

$$ESR = \frac{V_{\text{ripple}}}{\Delta I_L} = \frac{V_{\text{ripple}}}{V_{\text{inn}} D T} L_{\min} \quad (53)$$

### Eksempel 8

For 'Boost'-omformeren i figur 32 er  $V_{\text{inn}} = 12 \text{ V}$  og svitsjefrekvensen lik  $100 \text{ kHz}$ . Det ønskes en utspenning på  $+15 \text{ V}$  med en maksimal ripple på  $50 \text{ mV}$  når strømtrekket er  $1 \text{ A}$ . Beregn minimumsstørrelsen på spolen og kondensatoren. Finn spolens ripplestrøm og kondensatorens maksimale ESR.

Vi forutsetter kontinuerlig modus, og fra (46) has  $D = 1/5$ . En svitsjefrekvens på  $100 \text{ kHz}$  svarer til en periode  $T = 10 \mu\text{s}$ . Fra (49) fås:

$$L_{\min} = (1-D) \frac{V_{\text{inn}} D T}{2 I_{\text{ut}}} = (1-1/5) \frac{12 \cdot (1/5) \cdot 10 \mu}{2 \cdot 1} = 9,6 \mu\text{H}$$

Kondensatorstørrelsen finnes fra (51):

$$C = \frac{D T}{V_{\text{ripple}}} I_{\text{ut}} = \frac{1/5 \cdot 10 \mu}{50 \text{ m}} \cdot 1 = 40 \mu\text{F}$$

Spolens ripplestrøm finnes fra (52):

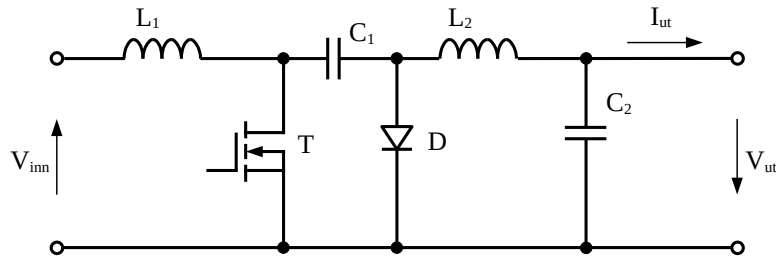
$$\Delta I_L = \frac{12 \cdot (1/5) \cdot 10 \mu}{9,6 \mu} = 2,5 \text{ A}$$

Kondensatorens maksimale ESR finnes fra (53):

$$ESR = \frac{50 \text{ mV}}{2,5 \text{ A}} = 20 \text{ m}\Omega$$

## 4.9 Ćuk-omformer

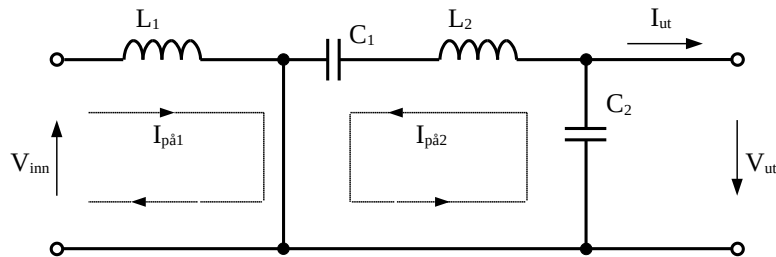
Ćuk-omformeren er en kombinasjon av en 'Boost' og en 'Buck' omformer og er oppkalt etter oppfinneren Slobodan Ćuk. Omformeren er vist i figur 34.



Figur 34. Ćuk omformer.

Legg merke til at polariteten på utgangsspenningen er invertert. Det antas stasjonære forhold og at omformeren opereres i kontinuerlig modus ( $t_{ig} = 0$ ) i det følgende.

Virkemåten til omformeren når transistoren er på, er vist i figur 35. Da flyter strømmen  $I_{p\dot{a}1}$  fra inngangen gjennom spolen  $L_1$  slik at energien lagres i denne. Energien lagret i  $C_1$  ved foregående av-tilstand overføres til  $C_2$  og  $L_2$  med  $I_{p\dot{a}2}$ .



Figur 35. Ćuk omformer ved på-tilstand.

For inngangssløyfen i tidsrommet  $t_{p\dot{a}}$  has det følgende:

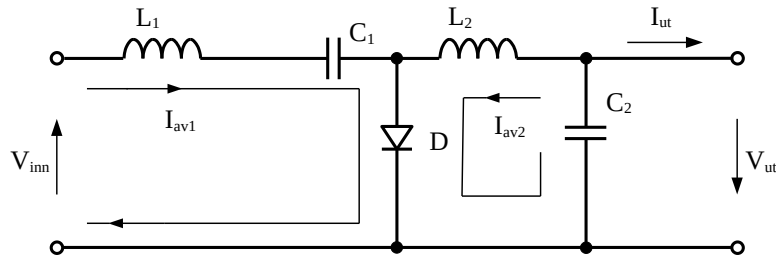
$$V_{inn} = L_1 \frac{dI_{p\dot{a}1}}{dt} = L_1 \frac{\Delta I_{p\dot{a}1}}{t_{p\dot{a}}} \quad (54)$$

For utgangen har vi tilsvarende:

$$V_{C1} - V_{ut} = L_2 \frac{dI_{p\dot{a}2}}{dt} = L_2 \frac{\Delta I_{p\dot{a}2}}{t_{p\dot{a}}} \quad (55)$$

Her er spenningsfallet over  $C_1$  kalt for  $V_{C1}$ .

Virkemåten til omformeren når transistoren er av, er vist i figur 35. Kondensatoren  $C_1$  opplades fra inngangen med strømmen  $I_{av1}$  via spolen  $L_1$  og dioden  $D$ . Energien lagret i  $L_2$  fra foregående på-tilstand overføres til kondensatoren  $C_2$  med strømmen  $I_{av2}$ .



Figur 36. Ćuk omformer ved av-tilstand.

I tidsrommet  $t_{av}$  fås følgende:

$$V_{inn} - V_{C1} = L_1 \frac{dI_{av1}}{dt} = L_1 \frac{\Delta I_{av1}}{t_{av}} \quad (56)$$

For utgangen har vi tilsvarende:

$$V_{ut} = -L_2 \frac{dI_{av2}}{dt} = -L_2 \frac{\Delta I_{av2}}{t_{av}} \quad (57)$$

Ved stasjonært forløp må strømmen ha samme verdi på slutten av perioden som ved begynnelsen. Følgelig vil igjen følgende gjelde:

$$\Delta I_{p\ddot{a}} + \Delta I_{av} = 0 \quad (58)$$

Fra (54) og (56) fås:

$$t_{p\ddot{a}} \frac{V_{inn}}{L_1} + t_{av} \frac{V_{inn} - V_{C1}}{L_1} = 0 \quad (59)$$

Fra (55) og (57) fås:

$$t_{p\ddot{a}} \frac{V_{C1} - V_{ut}}{L_2} - t_{av} \frac{V_{ut}}{L_2} = 0 \quad (60)$$

Løses (59) og (60) med hensyn på  $V_{C1}$ , fås:

$$V_{C1} = V_{inn} \frac{t_{p\ddot{a}} + t_{av}}{t_{av}} = V_{ut} \frac{t_{p\ddot{a}} + t_{av}}{t_{p\ddot{a}}} \quad (61)$$

Forholdet mellom utgangsspenning  $V_{ut}$  og inngangsspenning  $V_{inn}$  er da gitt som:

$$\frac{V_{ut}}{V_{inn}} = \frac{t_{p\ddot{a}}}{t_{av}} = \frac{D}{1-D} \quad (62)$$

Utgangsspenningen ved denne omformeren er følgelig større (i tallverdi) enn inngangsspenningen dersom  $D > \frac{1}{2}$  og mindre dersom  $D < \frac{1}{2}$ . Utgangsspenningen kontrolleres med andre ord ved å regulere lengden av på-tiden  $t_{p\ddot{a}}$  i forhold til svitsjeperioden  $T$  idet  $D = t_{p\ddot{a}}/T$ .

En fordel med denne omformeren er at den bruker bare en transistor med styrekretsloop som kan refereres til samme 0 V referanse. Kondensatoren  $C_1$  brukes her som reservoarkondensator.

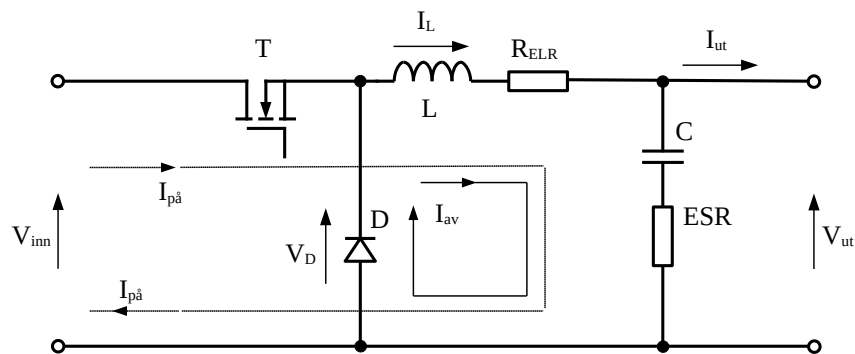
Istedenfor å bruke to uavhengige spoler, ses det Ćuk-omformere der det brukes en magnetisk komponent med begge spolene på en felles kjerne slik at det oppnås en induktiv kopling mellom disse to. Fordelen med en slik løsning er at rippelspenningen på utgangen blir mindre enn med den tradisjonelle Ćuk-omformeren.

#### 4.10 Effektforbruk

Effektiviteten til svitsjede spenningsforsyninger er en av de viktigste grunnene til at disse velges. Derfor er maksimal effektivitet en av de viktigste designkriteriene, ikke minst for mobile enheter som er batteridrevet. Høy effektivitet er også viktig med hensyn på temperatur, siden høyere effektforbruk fører til høyere temperatur. Med andre ord vil effektivitetsforbedring også føre til kostreduksjon siden for eksempel kravet til kjøling kan reduseres og størrelse på (og antall av) komponenter kan reduseres. Gode svitsjede spenningsforsyninger kan således ha en effektivitet som er over 95 %, som er langt bedre enn lineære forsyninger.

For å oppnå slik effektivitet, må en redusere tapene så mye som mulig. Tapene finnes hovedsaklig i svitsjeelementene, det vil si i transistorene og diodene, og i mindre grad i spolene og kondensatorene.

Som eksempel tar vi utgangspunkt i Buck-omformeren, der utgangsspenningen er redusert i forhold til inngangsspenningen, se figur 37.



Figur 37. Buck-omformer med spole- og kondensator-ekvivalent.

Transistoren slås på og av med en konstant frekvens med et pulsbreddemodulert styresignal. Når transistoren er på, vil inngangsspenningen lade opp kondensatoren og spolen og levere effekt til lasten. Da vil også spolestrømmen være en økende rampestrøm.

Når transistoren slås av, blir inngangsspenningen frakoplet og spolen og kondensatoren forsyner lasten. Da vil også spolestrømmen være en minkende rampestrøm.

Det er pulsbreddeforholdet ('Duty Cycle')  $D = t_{p\ddot{a}}/T$  som regulerer hvor lenge transistoren er på. Jo større pulsbreddeforhold, jo mer energi tilføres lasten. Vi har da fra tidligere (20):

$$\frac{V_{ut}}{V_{inn}} = \frac{t_{p\ddot{a}}}{T} = D \quad (63)$$

For Buck-omformeren betyr det i praksis at lite pulsbreddeforhold betyr at de største relative tap er knyttet til tiden transistoren er av og vice versa.

#### 4.10.1 Tap i MOSFET og diode

Transistoren og dioden er komponentene som står for de største tapene og reduserer effektiviteten. Effekttapet kan deles inn i to typer: ledingstap og svitsjetap. Ledingstap fås når svitsjeelementet er på. For transistoren vil dette være gitt ved:

$$P_{LM} = I_{p\grave{a}}^2 r_{DS} D \quad (64)$$

Her er  $r_{DS}$  på-motstanden til transistoren mens  $I_{p\grave{a}}$  er midlere strøm gjennom transistoren når den er på. Transistoren leverer strømmen  $I_{ut}$  når den er på:

$$P_{LM} = I_{ut}^2 r_{DS} \frac{V_{ut}}{V_{inn}} \quad (65)$$

Ledingstap for dioden vil avhenge av spenningen over dioden i lederetning. Dermed vil ledingstapet i dioden normalt være større enn for transistoren. Siden dioden for Buck-omformeren vil være på når transistoren er av, vil ledingstapet være:

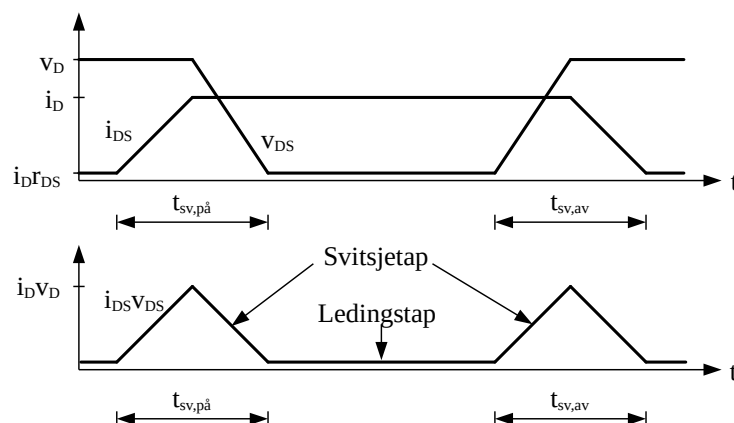
$$P_{LD} = I_{av} V_D (1 - D) \quad (66)$$

Her er  $I_{av}$  midlere strøm gjennom dioden når den er på. For Buck-omformeren vil dioden levere strømmen  $I_{ut}$  når den er på:

$$P_{LD} = I_{ut} V_D \left( 1 - \frac{V_{ut}}{V_{inn}} \right) \quad (67)$$

Det ses følgelig at jo lengre svitsjeelementet er på, dess større er ledingstapet for dette elementet. For Buck-omformeren vil dioden bidra mer og mer til ledingstapet jo lavere utgangsspenningen er, siden den da leder for en større del av svitsjeperioden.

Svitsjetap kommer av svitsjekarakteristikken til dioden og transistoren. Det tar tid å gå fra på-tilstand til av-tilstand og vice versa, og dette medfører økt effektforbruk. For transistoren er dette illustrert i figur 38.



Figur 38. Tap i MOSFET.



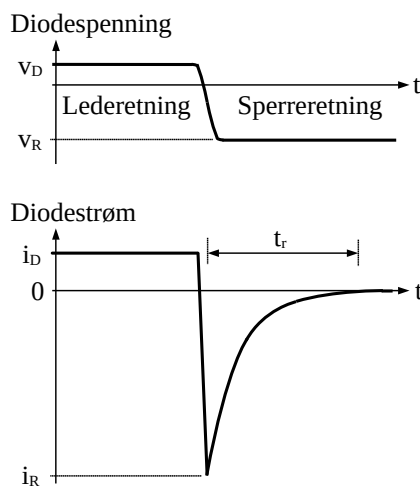
For en MOSFET må en da se på drain-source-spenningen og drain-strømmen som vist i figuren. Her er inntegnet tiden det tar å slå på transistoren,  $t_{sv,på}$ , og slå av transistoren,  $t_{sv,av}$ . Som det ses av figuren, må transistoren lede full strøm før dens  $v_{DS}$  avtar til transistoren er i på-tilstand. Tilsvarende leder transistoren fortsatt mens  $v_{DS}$  øker til verdien den har når transistoren er i av-tilstand. Disse transisjonene resulterer i overlapping av spenning og strøm som medfører effektdissipasjon vist nederst i figuren.

Transisjonstidene for svitsjingen er stort sett konstant og uavhengig av svitsjefrekvensen  $f_s$  til regulatoren. Når svitsjefrekvensen øker, betyr dette at effektiviteten går ned siden transisjonstiden utgjør en økende del av svitsjeperioden. En svitsjetransisjon som utgjør bare 1/20-del av pulsbreddeforholdet, vil ha mindre å si for effektiviteten enn en svitsjetransisjon som utgjør 1/10-del av pulsbreddeforholdet. Dermed vil svitsjetap dominere over ledingstap for høye svitsjefrekvenser. Hvis vi som vist i figur 38, antar trekantformet forløp, kan vi tilnærme svitsjetapet som:

$$P_{SVM} \approx \frac{1}{2} v_{DM} i_{DM} (t_{sv,på} + t_{sv,av}) f_s \quad (68)$$

Her er  $v_{DM}$  drain-source-spenningen til MOSFET'en når den er av,  $i_{DM}$  er drainstrømmen under på-tiden,  $t_{sv,på}$  og  $t_{sv,av}$  er svitsjetidene for henholdsvis på- og av-slag av transistoren, mens  $f_s$  er svitsjefrekvensen.

Som transistoren vil også dioden ha svitsjetap. Imidlertid er dette tapet stort sett bare resultat av svitsjetiden fra dioden leder til den sperrer. Strømstøtet som da oppstår, er rettet motsatt av strømmen i lederetning. Dette resulterer i et effekttap siden dioden er forspent i sperreretning i denne tiden, se figur 39.



Figur 39. Tap i diode.

For dioden kan da følgende tilnærming benyttes for svitsjetapet:

$$P_{SvD} \approx \frac{1}{2} v_R i_R t_r f_s \quad (69)$$

Her er  $v_R$  diodens revers-spenning,  $i_R$  spiss-strømmen i revers-retning og  $t_r$  tiden fra  $i_R$  er på sitt maksimale til dioden ikke lenger leder strøm (i sperreretning). For Buck-omformerens vil innspenningen forspenne dioden i sperreretning etter at MOSFET'en slås på.

Siden  $t_r$  er relativt liten for dioder, vil normalt ledingstap dominere for denne komponenten.

Fra resultatene ovenfor kan en slutte at tap minimaliseres ved å velge transistorer med lav på-motstand  $r_{DS}$  og korte svitsjetider samt dioder med lav spenning i lederetning og kort tid fra leding til sperring. Schottkydioder er meget raske og har en spenning i lederetning som er halvparten av tilsvarende for vanlige dioder. Siden de også er hurtige, vil også svitsjetapet være mye mindre enn for vanlige dioder. Imidlertid tåler schottkydioder mindre revers-spenning og brukes derfor i utstrakt grad mest i laveffektkonstruksjoner. Her kan de redusere effekttapet markant, for Buck-omformere særlig for lave pulsbreddeforhold ( stor avstand mellom inn- og ut-spenning).

#### 4.10.2 Tap i spole og kondensator

Også de passive komponentene reduserer effektiviteten til regulatorer siden også de bidrar med effekttap. Tap i spoler utgjøres av vindingstap og kjernetap. Vindingstap skyldes likestrømsresistansen i lederen som benyttes for å lage spolen, mens kjernetap er gitt av spolens magnetiske karakteristikk. Likestrømsresistansen  $R_{ELR}$  er gitt av resistiviteten til ledermaterialet, lederlengden og arealet til ledertverrsnittet. Følgelig vil likestrømsresistansen øke for lengre leder og minke for større tverrsnitt. Kjenner vi  $R_{ELR}$  og midlere spolestrøm  $I_{Lmid}$ , kan resistiv induktiv effekttap finnes som:

$$P_{L L} = I_{Lmid}^2 R_{ELR} \quad (70)$$

Kjernetap er ikke så enkelt å beregne. Det er gitt av hysteresetap og virvelstrømtap som skyldes fluksvariasjonen i kjernen. Fluksvariasjonen oppstår siden det fås rippelstrøm som følge av varierende spenning over spolen (til tross for at midlere strøm er likestrøm).

Kjernematerialet har mye å si for kjernetapet, og jernpulverkjerner har normalt det største tapet mens kjerner av permalloy-pulver (legering av nikkel, jern og molybden) normalt har det laveste kjernetapet. For å kunne få pålitelige data for kjernetapet, leverer noen spoleprodusenter programvare for beregning av kjernetapet.

Tapene i kondensatorer er satt sammen av tre bidrag: dielektriske tap samt tap som skyldes serieresistans og lekkasje. Resistive tap i kondensatoren skyldes resistansen i metall-tilledningene og metallplatene. Siden kondensatoren ikke har uendelig motstand, vil det flyte en lekkstrøm som gir opphav til tap. Dielektriske tap skyldes energitapet som følge av molekylpolariseringen som fås når en varierende spenning (varierende elektrisk felt) opptrer over kondensatoren. Alle disse tre bidragene forenkles vanligvis til å være et resistivt bidrag: ekvivalent serieresistans (ESR).

Produsenter vil ofte oppgi ESR som funksjon av frekvensen. Effekttapet i kondensatorer kan da tilnærmes som:

$$P_{L C} = I_{Cmid}^2 ESR \quad (71)$$

Her er  $I_{Cmid}$  effektivverdien av vekselstrømmen gjennom kondensatoren. For Buck-omformeren vil denne strømmen være lik rippelstrømmen i spolen. Det er altså nødvendig å velge kondensatorer med minst mulig ESR, og dette er spesielt viktig ved høye rippelstrømmer. Siden stor ESR også gir høy rippel på utgangen, vil liten ESR også gi mindre rippel der. Elektrolyttkondensatorer (aluminium og tantal) har større ESR enn keramiske og plastkondensatorer (for samme verdi og spenningsområde). Imidlertid er ofte størrelse og pris også utslagsgivende for kondensatorvalget.

## 5 Varmetransport

### 5.1 Innledning

Alle elektroniske systemer genererer varme som et resultat av elektronstrømmen. Varme er energi (i form av molekylære eller atomære vibrasjoner) og måles med samme enhet (Joule) som enhver annen form for energi. I halvledere fører denne termiske energien til at sjikt-temperaturen stiger over omgivelsestemperaturen. Den mest åpenbare og ekstreme effekten av varme generert i elektroniske komponenter er termisk ødeleggelse. Over en viss kritisk sjikt-temperatur begynner halvleder materialet å bryte sammen og halvlederen ødelegges.

Elektroniske komponenter er imidlertid spesifisert for ganske høye temperaturer. For eksempel kan halvledere og andre elektroniske komponenter spesifisert for militært bruk opereres opp til en omgivelsestemperatur på 125 °C. For å møte kravet til pålitelighet, må imidlertid komponentene generelt opereres ved lavere temperaturer. Dette kommer av at påliteligheten reduseres hurtig med økende temperatur. Gjentatte temperaturvariasjoner (termisk sykling) har en enda mer drastisk innflytelse på påliteligheten. Det er derfor av stor viktighet å få ledet bort varmen fra komponentene for å kunne designe pålitelige elektroniske systemer.

### 5.2 Konduksjon, konveksjon og stråling

Konduksjon (varmeledning), konveksjon og stråling er de tre viktigste fysiske mekanismene for varmetransport. Konduksjon og konveksjon er de viktigste metodene, slik at disse vil bli behandlet mest inngående i det følgende. Varme er energi og måles følgelig i Joule (J). Varmetransport uttrykkes i Joule pr. sekund (J/s) eller Watt (W). Varmetransport kalles også varmedissipasjon eller effektdissipasjon.

#### 5.2.1 Konduksjon (Varmeledning)

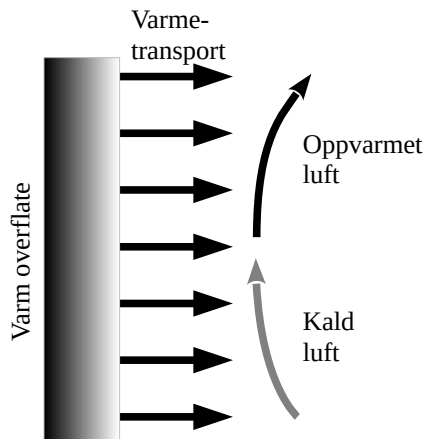
Konduksjon omhandler varmetransport mellom to faste objekter i direkte kontakt. Konduksjon er viktig i faste materialer slik som silisium, aluminium, kopper og plast. Gode elektriske ledere er også gode termiske ledere, mens det motsatte også er tilfelle: isolatorer er dårlige varmeledere. Om varme refereres til som  $Q$  [J], refereres varmetransport til som:  $P_d = dQ/dt$  [W].

$$P_d = \frac{dQ}{dt} = -kA \frac{dT}{dx} \quad (72)$$

Enheden for varmetransport er W. Evnen et materiale har til å transportere varme, refereres til som termisk ledningsevne,  $k$ , og uttrykkes i  $W/(mK)$ .  $A$  [ $m^2$ ] betegner tverrsnittsarealet til materialet, og  $dT/dx$  er temperaturgradienten [ $K/m$ ] normalt på arealet.

#### 5.2.2 Konveksjon

Konveksjon omhandler varmetransport fra en varm overflate til en bevegelig væske eller gass med en lavere temperatur (eksempler kan være tvungen luftkjøling med en vifte eller vannavkjøling i et lukket system). Konveksjon er en viktig varmetransportmekanisme i væsker eller gasser. Dette er måten varme transporteres vekk fra de fleste elektroniske systemer. Måten dette foregår på i de fleste tilfeller, er ved transport av varme fra overflaten til den omgivende luften, se figur 40.



Figur 40: Konveksjon: Varmetransport fra en varm overflate til omgivende luft.

Denne varmetransportmåten kan forbedres ved å øke arealet av overflaten (ved å bruke finner), ved å plassere overflaten vertikalt, og ved å tvinge kjølig luft over overflaten (tvungen konveksjon). Som for varmeledning, kan det brukes et uttrykk for varmetransport ved konveksjon:

$$P_d = \frac{dQ}{dt} = hA \Delta T \quad (73)$$

Som før betegner  $A$  [ $m^2$ ] tverrsnittsarealet til materialet, mens  $\Delta T$  [K] er temperaturforskjellen mellom den varme overflaten og omgivende væsken eller gassen. Varmetransport-koeffisienten for konveksjon,  $h$  [ $Wm^{-2}K^{-1}$ ], avhenger av temperaturen og lar seg ikke enkelt beregne. Dette problemet kan imidlertid omgås ved å ta i bruk betegnelsen termisk motstand.

### 5.2.3 Stråling

Stråling omhandler varmetransport i form av elektromagnetiske bølger mellom to overflater med forskjellig temperatur (for eksempel øker svarte objekter denne formen for varmetransport). Med temperaturer som har for elektroniske systemer ( $-50$  °C til  $150$  °C), vil utstrålt energi være i mikrobølgeområdet og det infrarøde området av det elektromagnetiske spekteret. Varmetapet kan uttrykkes ved følgende sammenheng:

$$P_d = \frac{dQ}{dt} = \sigma \varepsilon A (T_S^4 - T_A^4) \quad (74)$$

Som før betegner  $A$  [ $m^2$ ] tverrsnittsarealet til materialet, mens  $\sigma$  er Stefan-Boltzmann konstant ( $5.67 \cdot 10^{-8} Wm^{-2}K^{-4}$ ),  $T_S$  [K] er temperaturen til den emitterende overflaten,  $T_A$  [K] er temperaturen til omgivelsene og  $\varepsilon$  er emisjonskonstanten til den varme overflaten (dimensjonsløs og  $\leq 1$ ).

## 5.3 Termisk motstand

På samme måte som spenning kan sies å tvinge strøm gjennom en elektrisk krets, kan temperaturforskjell sies å være kraften som tvinger varme fra et varmt til et kaldere legeme. Når temperaturforskjellen øker, øker også varmetransporten. Dette leder til den termiske analogien til Ohms lov ved å bruke begrepet termisk motstand. Generelt kan følgende antas for et generelt varmetransportproblem:

$$\Delta T = P_d R_\theta \quad (75)$$

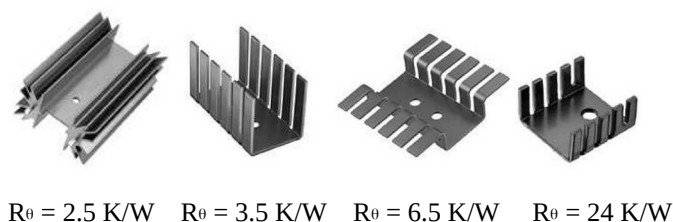
Her er  $\Delta T$  [K] temperaturforskjellen,  $P_d$  [W] er varmetransport som før, mens  $R_\theta$  er den termiske motstanden [K/W]. Denne ligningen er analog til Ohms lov, der temperatur erstatter spenning, varmetransport erstatter strøm og termisk motstand erstatter elektrisk motstand. Den termiske motstanden kan innbefatte konduksjon, konveksjon og stråling såfremt verdien bare brukes tilnærmet og over et begrenset temperaturområde. En liten termisk motstand indikerer at det er "lett" å få varme til å passere en viss fysisk avstand og at det krever en liten temperaturforskjell. Den termiske motstanden avhenger av de fysiske egenskapene til legemene og deres geometri.

## 5.4 Bruk av kjølelementer

For å lede bort varme fra elektroniske komponenter som effektmotstander og effekthalvledere, brukes ofte kjølelementer. Konveksjon er den viktigste mekanismen for å få transportert bort varmen til den omgivende luften. Imidlertid spiller også stråling en viss rolle når kjølelementet har svart overflate.

### 5.4.1 Kjølefinner

Små halvledere (transistorer, dioder og integrerte kretser) som dissiperer opp til omkring to watt, kan kjøles med 'clip-on' kjølefinner, se eksempler i figur 41.

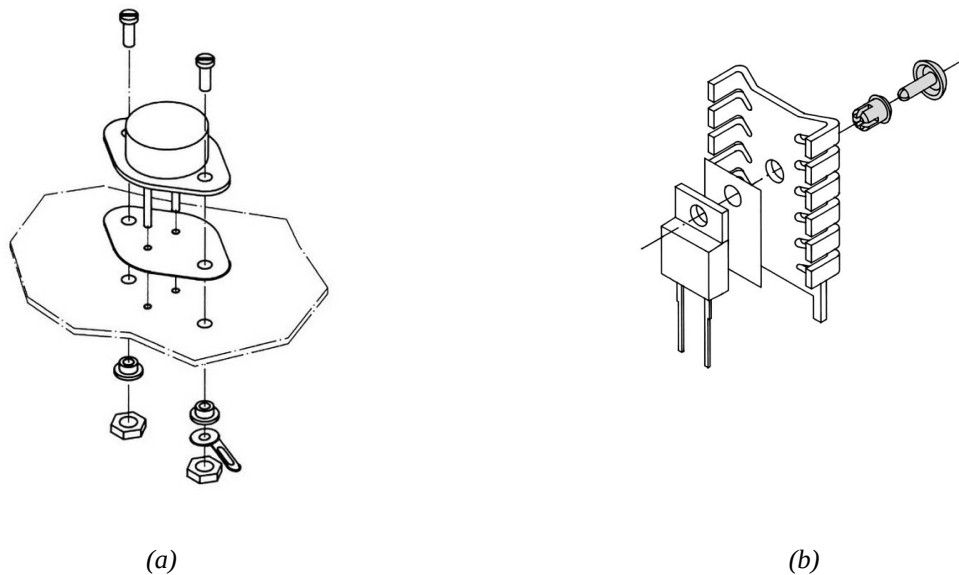


Figur 41. Typiske aluminium kjølefinner for lavere effekter.

Normalt lages kjølefinner av aluminium på grunn av materialets høye termiske ledningsevne og forholdsvis enkle formbarhet. Det er nødvendig å lage komplekse former for å øke arealet som trengs for å ha en effektiv varmetransport. I store effektførsterkere og strømforsyninger er det også ganske vanlig å bruke en stor kjølefinne for flere effektkomponenter samtidig. Imidlertid må den termiske motstanden være lav, dermed blir et stort areal nødvendig. Dette gjør at kjølefinnen blir stor og kostbar.

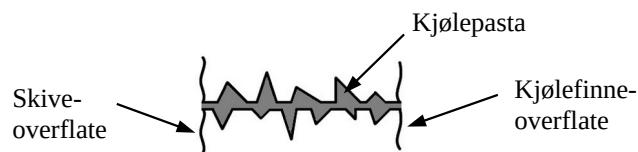
Et eksempel på en effekttransistor montert på en kjølefinne er vist i figur 42a. Her tjener metallinnkapslingen som en av de elektriske pinnene. For lavfrekvens-transistorer er denne ofte drain eller kollektor. For høyfrekvens-transistorer er denne ofte source eller emitter. I dette tilfelle er denne terminalen ganske ofte forbundet til jord slik at isolering fra kjølefinnen er unødvendig.

I de fleste tilfeller må imidlertid isolatorer benyttes. Disse er dårlige termiske ledere og må være tynne for å ha en lav termisk motstand. Tynne glimmerskiver brukes ofte til dette formålet. Andre typer er Sil-pad og Kapton. Isolerende skruer (av nylon) eller isolerende bøsning til bruk for metallskruer trengs for å feste effekt-transistoren til kjølefinnen.



Figur 42. Metallkanne og plastkapsel effekt-komponent montert på kjølefinne.

Imidlertid er ikke bare elektrisk isolering tilstrekkelig. Det trengs mer mellom glimmerskiven og kjølefinnen. Et mikroskopisk utsnitt av denne overgangen er vist i figur 43.



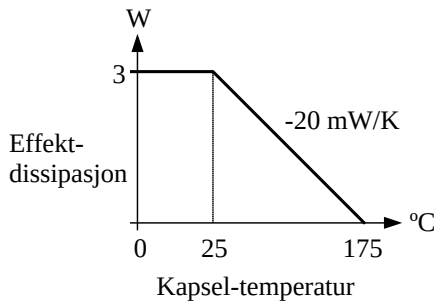
Figur 43. Mikroskopisk utsnitt av overgangen mellom glimmerskive og kjølefinne.

Det ses at overflaten er langt fra slett, og luftlommene forhindrer god kontakt mellom metallene. Silikon eller kjølepasta kan fylle disse luftlommene og forbedrer varmetransporten fra effektkomponentens innkapsling via glimmerskiven til kjølefinnen samtidig.

Noen effektkomponenter kommer i plastinnkapsling med eget metall-kjøleelement. Også her er en av komponentens ben tilkopleet dette kjøleelementet. Som for effekt-transistoren i figur 42a, er det som oftest drain eller kollektor som står i elektrisk kontakt med kapslingens kjøleelement. Dette sørger for den laveste termiske motstanden fra selve halvlederen til innkapslingen. Igjen er det i de fleste tilfeller nødvendig med isolering i form av en glimmerskive eller lignende med gode termiske egenskaper, se figur 42b.

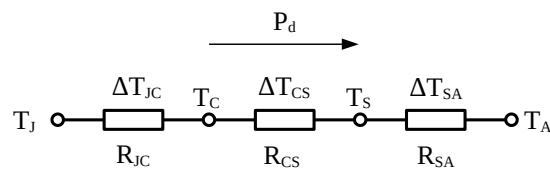
#### 5.4.2 Kjøleelementberegninger

Noen komponent-datablad oppgir ikke termisk motstand direkte, men oppgir istedet en kurve for effekt-dissipasjon som funksjon av innkapslings-temperatur. Et eksempel er vist i figur 44. Den termiske motstanden til komponenten er resiprok til helningen på kurven (dens numeriske verdi).



Figur 44. Kurve for maksimal tillatt effekt-dissipasjon for en småsignaltransistor.

Med referanse til figur 42 genereres varme i halvlederen som transporteres til omgivelsene via dens innkapsling til kjøleelementet. Temperaturen faller fra selve halvlederen til innkapslingen, fra innkapslingen til kjøleelementet og til slutt fra kjøleelementet til omgivelsene. Dette er den enkleste varmetransportberegningen å foreta. Dette kan da modelleres slik at det fås en statisk ekvivalentkrets som vist i figur 45.



Figur 45. Elektrisk ekvivalentkrets av det termiske systemet.

Strømkilden  $P_d$  representerer effekttapet i halvlederen som må avgis til omgivelsene som varme. De termiske motstandene vist i figuren representerer de forskjellige materialene mellom PN-overgangen og omgivelsene.

$R_{JC}$  er den termiske motstanden fra selve halvlederen til innkapslingen. Denne er normalt oppgitt av halvlederleverandøren i datablad.  $R_{CS}$  er den termiske motstanden til materialet i overgangen mellom innkapslingen og kjøleelementet. Denne kan inkludere kjølepasta og monteringsmaterialer. Typiske verdier for kjølepasta kan være ca. 0.1-0.2 K/W mens glimmerskiver kan ha typiske verdier på ca. 0.5 K/W.  $R_{SA}$  er den termiske motstanden til kjøleelementet. Dens verdi avhenger av volum og geometri til kjøleelementet og er spesifisert av leverandøren.

Den termiske motstanden kan tilnærmet finnes som:

$$R_{\theta} = \frac{t}{kA_C} \quad (76)$$

Her er  $t$  tykkelsen i m,  $A_C$  er kontaktarealet i  $m^2$  og  $k$  er termisk ledningsevne i  $W/(mK)$ . Om det ønskes liten termisk motstand, må kontaktarealet være stort, dette forklarer hvorfor kjølelementer ofte lages som kjølefinner.

Varmestrømmen medfører temperaturfall over hver termiske motstand. Sjøkt-temperaturen  $T_J$  er da summen av temperaturfallene  $\Delta T_{JC}$ ,  $\Delta T_{CS}$ ,  $\Delta T_{SA}$  og omgivelsestemperaturen  $T_A$ :

$$T_J = \Delta T_{JC} + \Delta T_{CS} + \Delta T_{SA} + T_A \quad (77)$$

Settes det inn for den termiske "Ohms lov" i ligning (75), fås:

$$T_J - T_A = P_d (R_{JC} + R_{CS} + R_{SA}) \quad (78)$$

Ut fra valget av effektkomponenten er  $R_{JC}$  og  $R_{CS}$  kjente størrelser mens de andre verdiene må bestemmes. Størst begrensning i valget av verdier fås når omgivelsestemperaturen er høy. Størrelsen  $R_{SA}$  bestemmes ut fra effekten som skal dissiperes og den maksimale sjikt-temperaturen  $T_{Jmax}$ . Denne vil være oppgitt i datablad.

Dersom en er interessert i kapseltemperaturen, ses det med referanse til figur 45:

$$T_C = \Delta T_{CS} + \Delta T_{SA} + T_A \quad (79)$$

Settes det inn for den termiske "Ohms lov" i ligning (75), fås:

$$T_C - T_A = P_d (R_{CS} + R_{SA}) \quad (80)$$

For halvledere hvor kjøleelement ikke er benyttet, vil halvlederleverandøren vanligvis oppgi en verdi for den effektive termiske motstanden mellom selve halvlederen og omgivelsene (inkludert innkapslingen).

---

### Eksempel 9

*Tillatt effektdissipasjon som funksjon av kapseltemperaturen for en regulator er som vist i figur 44. En kjølefinne med en termisk motstand på 24 K/W er festet på regulatoren via en isolerende skive med termisk motstand lik 0,5 K/W. Finn maksimal effektdissipasjon med denne kjølefinnen. Hva er kapseltemperaturen når det antas en omgivelsestemperatur på 25°C og regulatoren dissiperer 1,2 W?*

Fra figur 44 ses at  $T_C = T_J$  for  $P_d = 0$ . Maksimal effektdissipasjon finnes fra (78):

$$T_J - T_A = P_d (R_{JC} + R_{CS} + R_{SA}) \Rightarrow 175 - 25 = P_d \left( \frac{1}{20 \text{ m}} + 0,5 + 24 \right) \Rightarrow P_d = \frac{150}{74,5} = 2,0 \text{ W}$$

Kapseltemperaturen finnes fra (80):

$$T_C - T_A = P_d (R_{CS} + R_{SA}) \Rightarrow T_C - 25 = 1,2 \cdot (0,5 + 24) = 29,4 \Rightarrow T_C = 54,4 \text{ °C}$$

---

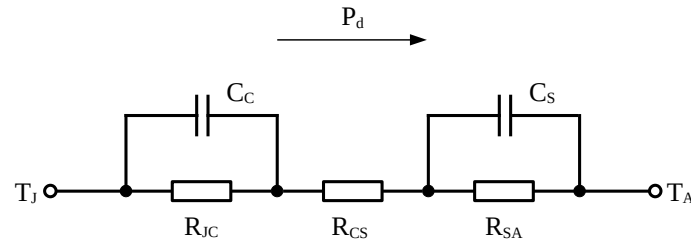
## 5.5 Varierende effekt-dissipasjon

I noen tilfeller vil effektdissipasjonen ikke være konstant, men vil variere vilkårlig eller kan variere med en fast frekvens. Noen ganger kan det være nødvendig å designe for 'worst-case' maksimal kontinuerlig effektdissipasjon ved bruk av teorien presentert foran.

Det er også mulig å bruke et mindre og billigere kjøleelement ved å ta i betraktning effekt-dissipasjonens pulserende natur. Det er da mulig å modellere de termiske kapasiteter til halvlederen og kjøleelementet, se figur 46. Hvis effektdissipasjonen er periodisk, er de termiske kapasitetene i stand til å absorbere varme i den delen av perioden der effekt-dissipasjonen skjer og avgi varme gjennom de termiske motstandene i den resterende perioden.

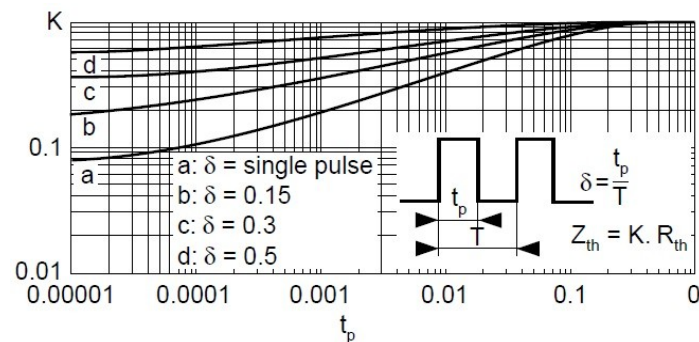


I virkeligheten er de termiske kapasitetene distribuert over effektkomponenten. Dette betyr at en analytisk kjøleelementberegning ved pulsforhold ikke kan anvendes. I stedet må empiriske data fra leverandøren benyttes.



Figur 46. Elektrisk ekvivalentkrets for transient effektdissipasjon.

Figur 47 viser data fra halvlederleverandøren for en effekttransistor som opererer pulset. Størrelsen  $\delta$  er pulsbreddeforholdet ('Duty Cycle'), gitt som forholdet mellom på-tid  $t_p$  og periode  $T$  for pulstoget. Størrelsen  $K$  er forholdet mellom transient termisk impedans  $Z_{th}$  og stasjonær termisk motstand  $R_{th}$ .



Figur 47. Typisk transient termisk impedans.

Med pulset effektdissipasjon går ligning (78) over til å bli:

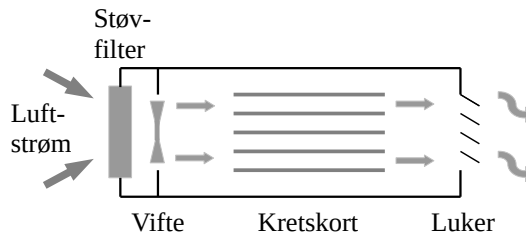
$$T_J - T_A = P_{\text{maks}} (KR_{JC} + \delta R_{CS} + \delta R_{SA}) \quad (81)$$

Den termiske motstanden  $R_{JC}$  er multiplisert med faktoren  $K$ . Siden  $K$  er mindre enn 1, er den effektive termiske impedansen lavere. Dette skyldes at komponenten kan absorbere varme midlertidig under effektpulsene (i dens termiske kapasitet). De termiske motstandene til glimmerskiven (eller lignende) og kjøleelementet,  $R_{CS}$  og  $R_{SA}$ , er multiplisert med pulsbreddeforholdet for å ta høyde for midlere effektdissipasjon.

Hvis effektdissipasjonen ikke er pulset for effekthalvlederen, kan en ekvivalent rektangulær pulsform med nye verdier for  $K$  og  $\delta$  finnes. Kravet til en slik ekvivalent pulsform er at energien i bølgeformen må svare til energien i den ekvivalente rektangulære bølgeformen.

## 5.6 Tvungen kjøling

Det er mulig å forbedre konveksjon fra et kjøleelement ved å la luft blåse over overflaten. Tvungen luftkjøling kan også brukes til å transportere varme bort fra kretskort ('Printed Circuit Boards', PCBs) som er montert i kabinett eller 'rack'. På denne måten reduseres temperaturen som kretskort-komponentene opererer ved, noe som bidrar til økt pålitelighet og økt levetid. Figur 48 illustrerer en typisk anvendelse av tvungen luftkjøling.



Figur 48. Tvungen kjøling av kretskort.

En liten aksiell vifte drar inn luft via et støvfilter og tvinger luft mellom et antall kretskort. Den oppvarmede luften presses ut gjennom luker i motsatt ende av viften. Elektriske vifter for denne typen anvendelser finnes i mange utgaver og kan drives fra (lav) likespenning eller nettspenning.

## 5.7 Andre kjøleteknikker

I mange henseender er teknikkene hittil beskrevet tilstrekkelig for å kunne håndtere varmetransport. De fleste kretskort kan kjøles ved naturlig konveksjon eller ved eventuelt å bruke vifte i tillegg uten å gjøre noe ekstra på selve kretskortet. Noen digitale elektroniske systemer implementert i CMOS med lav klokkefrekvens forbruker så lite energi at de kan være fullstendig innkapslet.

I applikasjoner der plassen er begrenset, kan designere bli tvunget til å øke pakketettheten og dermed effekt-tettheten. Dette vil sette større krav til varmetransporten. Bruken av overflatemonterte komponenter med tilhørende reduksjon i komponentstørrelse, vil også kunne øke effekt-tettheten.

Det største problemet er den lave termiske ledningsevnen til kretskort-laminatene. Flerlags kort med indre strømforsyningsplan og jordplan har lavere termisk ledningsevne enn etlags og tolags kretskort, men skaper fortsatt problemer med varmetransporten.

For systemer der komponentene må plasseres i kort avstand fra hverandre (f.eks. digitale høyhastighetssystemer), kan effekt-tettheten bli så høy at væskekjøling må benyttes. Da vil varmetransportsystemet bestemme mye av det fysiske designet for slike systemer.

*Dette kapitlet er et utdrag fra boka **Analog Elektronikk** av Rolf Ingebrigtsen og Knut Harald Nygaard ([post@andiha.no](mailto:post@andiha.no))*