

SÄHKÖTEKNIikka JA ELEKTRONIIKKA

tXt-10 2017, Kimmo Silvonen

Osa X, 27.11.2017

1 Lineaariset tehölähteet

1.1 Yleistä

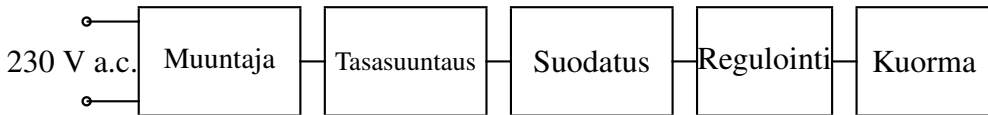
Vaihtojännitteen suuruutta voidaan muuntaa lähes häviöttömästi muuntajalla. Usein on kuitenkin tarvetta pienentää tai suurentaa tasajännitettä, vaihtaa sen etumerkkiä, tai muuttaa vaihtojännitteen taajuutta. Myös muunnosta vaihto- ja tasajännitteen välillä tarvitaan. Teholähdesovellukset jaotellaan esim. seuraavasti:

- AC-AC-muuntimet (taajuusmuuttajat)
- AC-DC-muuntimet (tasasuuntaajat)
- DC-AC-muuntimet (vaihtosuuntaajat eli invertterit)
- DC-DC-muuntimet (lineaariregulaattorit ja hakkuriteholähteet)

Tässä yhteydessä käytettynä sana *konverteri* tarkoittaa edellä mainittuja muuntimia. Osa edellä mainituista rakenteista perustuu käytännössä yleensä hakkuri- eli katkojatekniikkaan, osa vaihtoehtoisesti lineaaripiireihin.

Kuva 1 esittää tyypillisen **lineaarisen tehölähteen** lohkokaaaviota. Sana "lineaarinen" viittaa tässä siihen, että tasajännitettä ei muodosteta pulssimaisesti kuten hakkuriteholähteissä. Lineaarisen tehölähteen osana onkin

usein operaatiovahvistin regulaattoriin sisäisenä lohkona tai **regulaattoria** ohjaamassa. **Regulointi** tarkoittaa tässä yhteydessä yleensä jännitteen säätöä ja vakavoimista. Lähtöjännite pyritään pitämään vakiona kuormitusvirran, tulojännitteen ja ympäristöolosuhteiden muutoksista huolimatta. Jännitteestä suodattuvat lisäksi ajan funktiona muuttuvat häiriösignaalit pois. Piiriteoreettisesti teholähteet ovat yleensä vakiojännitelähteitä, vaikka puhekielessä usein käytetäänkin sanaa *virtalähde*.

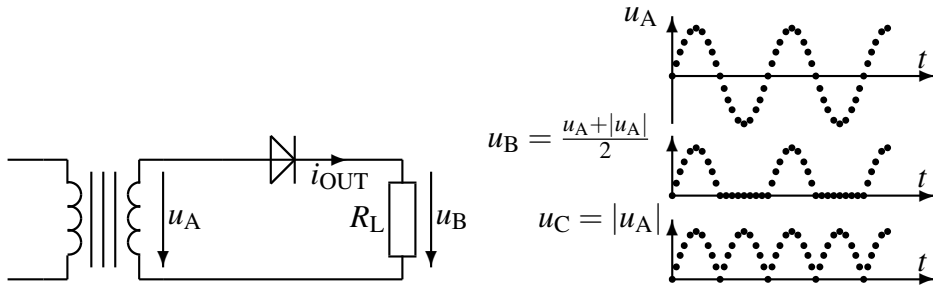


Kuva 1. Tyypillinen lineaarisen teholähteen lohkokaavio. Kuorma on se ulkopuolinen laite, joka on liitetty teholähteeseen. Esim. auton akkulaturin lohkokaavio voisi olla tällainen, jolloin ladattava akku muodostaa kuorman.

1.2 Puoliaalto- ja kokoaaltoasasuuntaus

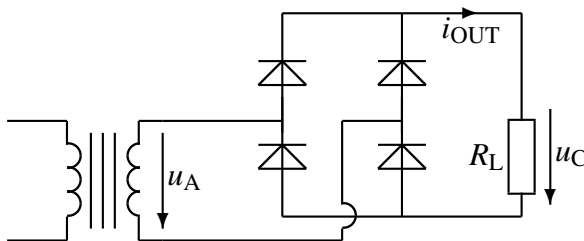
Puoliaalto- ja kokoaaltoasasuuntaajia tarvitaan vaihtovirran muuttamiseen tasavirraksi mm. teholähteissä ja mittalaitteissa. Puoliaaltoasasuuntaajassa on vain yksi diodi (kuva 2). Neljän diodin muodostamaa kokoaaltoasasuuntaajaa kutsutaan **tasasuuntaussillaksi** (kuva 3, **kaksitiekytkentä**). Molempien tasasuuntaajien jännitteiden yksinkertaistetut aaltomuodot on esitetty kuvassa 2. Kuvassa oletetaan, että kuorma on resistiivinen ja diodit ovat ideaalisia. Tehoelektronikassa puoliaaltoasasuuntaajaa kutsutaan **yksisyke-** tai **yksipulssisuuntaajaksi** ja kokoaaltoasasuuntaajaa **kaksisyke-** eli **kaksipulssisuuntaajaksi**, kolmivaiheisena vastaavasti **kolmi-** tai **kuusisykesuuntaajaksi**.

Vastus R_L tarkoittaa tasasuuntaajaan (jännitelähteeseen) kytkettyä laitetta eli **kuormaa** ($L = load$). Jännite u_A on yleensä muuntajan toisiojännite. Diodit piirretään usein vinottain eli selvemmin siltakytkennän muotoon (kuva 4). Jos toisiokäämi on kaksinkertainen, voidaan kahdellakin diodilla muodostaa kokoaaltoasasuuntaus **yksitie-** eli **keskipistekytkentänä**. Tällaiset muuntajat ovat hyvin yleisiä, koska niitä käytetään myös kaksipuolissa jännitelähteissä.

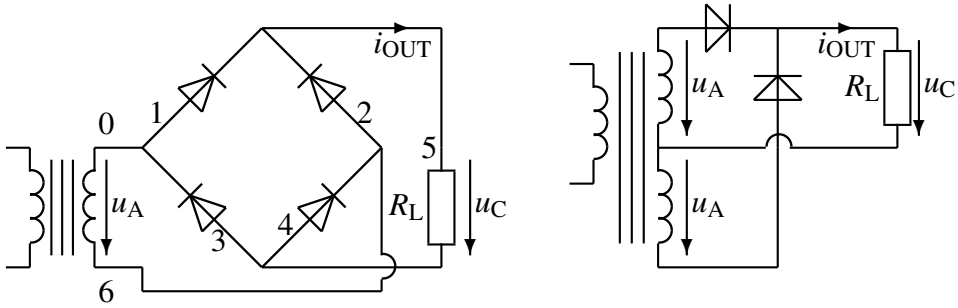


Kuva 2. Puoliaaltotasasuuntaaja ja kuormavastus R_L , johon tasasuunnattu virta johdetaan. Muuntajan tilalla voi olla mikä tahansa (vaihto)jännitelähde. Käämien välissä olevat viivat kuvaavat muuntajan rautasydäntä. Oikealla puoliaaltotasasuuntaajan (u_B) ja kokoaaltozasasuuntaajan (u_C) jännitteiden aaltomuodot. Ilman suodatusta tasasuuntaaja muodostaa sinimuotoisesta vaihtovirrasta sykkivää tasavirtaa. Jännite u_A on oletettu yhtä suureksi tässä ja tulevissa tasasuuntaajissa.

Koska diodit toimivat tasasuuntauksessa ideaalisen kytkimen tapaan, ne on mahdollista korvata sopivasti ohjatuilla **BJT-** tai **FET-kytkimillä** (synkroninen tasasuuntaaja). Transistorien ohjaussignaaleja muutellaan u_A :n napaisuuden funktiona. Transistorien ja varsinkin fettien etuna on pienempi jännitehäviö kuin diodeissa. Seikka on erityisen huomion arvoinen suurilla kuormavirroilla ja pienillä jännitteillä, joilla diodien tehohäviöt alkavat olla prosentuaalisesti merkittäviä. Nykyaikaisten mikroprosessorien virrankulutus saattaa olla yli 100 A noin 1,5 V:n jännitteellä. Ensimmäinen *Intel Pentium* -prosessori, jonka kellotaajuus oli 60 MHz, otti 4 A virtaa jännitteen ollessa 3,5 V.

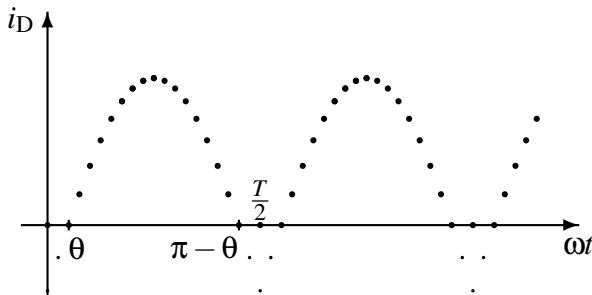


Kuva 3. Kokoaaltozasasuuntaaja. Huomaa, että tasavirta otetaan kuormavastukseen diodien samanlaisten päiden liitoskohdista, mutta vaihtovirta syötetään diodien erilaisten päiden liitoskohtiin.



Kuva 4. Tasasuuntaussilta ja kahdella diodilla toteutettu kokoaaltoasuuntaaja (yksitie- eli keskipistekytkenä). Oikeanpuoleisen kytkennän sisäinen vastus on pienempi, koska virta kulkee vain yhden diodin läpi kerrallaan; vasemmassa kytkennässä virran kulkureitillä on aina sarjassa kaksi diodia (kaksi eri reittiä riippuen u_A :n etumerkistä: $0 \rightarrow 1 \rightarrow 5 \rightarrow 4 \rightarrow 6$ tai $6 \rightarrow 2 \rightarrow 5 \rightarrow 3 \rightarrow 0$). Suuritehoisissa sovelluksissa voi diodien tilalla olla tyristorit.

Diodien jännitehäviö huonontaa tasasuuntaajan toimintaa hieman. Kuvan 5 kokoaaltoasuunnatussa aaltomuodossa yksittäinen diodi johtaa, kun $\theta \leq \omega t \leq \pi - \theta$. Kynnysjännitteen takia tämä jakso on käytännössä lyhyempi kuin $T/2$ (T on jaksonaika).



Kuva 5. Diodi johtaa silloin, kun muuntajan toisiojännite ylittää diodien kynnysjännitteen eli välillä $\theta \dots \pi - \theta$. Tässä virtaa ja jännitettä on kuvattu selvyuden vuoksi sinifunktiolla eikä kosinilla, kuten paikoin toisaalla.

1.3 Rippeli ja tasasuunnatun jännitteen spektri

Jos suodatusta ei ole, tasasuuntaajan jännite on pulssimainen. Puoliaaltoasuunnattu siniaalto on kaikkea muuta kuin puhdasta tasajännitettä, kuten

oheinen Fourier-sarjakehitelmä osoittaa:

$$u_B(t) = \frac{\hat{u}}{\pi} + \frac{\hat{u}}{2} \sin \omega t - \frac{2\hat{u}}{3\pi} \cos 2\omega t - \frac{2\hat{u}}{15\pi} \cos 4\omega t - \dots - \frac{2\hat{u}}{(n^2 - 1)\pi} \cos n\omega t \quad (1)$$

Kokonaisluku n saa tässä vain **parillisia arvoja**. Keskimääräinen tasajännite eli jännitteen keskiarvo ja vaihtojännitekomponenttien tehollisarvo lasketaan seuraavasti:

$$U_{DC} = U_{AV} = \frac{\hat{u}}{\pi} \quad (2)$$

$$U_{AC} = \sqrt{\left(\frac{\hat{u}}{2\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{2\hat{u}}{3\pi\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{2\hat{u}}{15\pi\sqrt{2}}\right)^2 + \dots} \quad (3)$$

$$Rippeli = w_u = \frac{U_{AC}}{U_{DC}} = 121 \% \quad (4)$$

Rippeli (*ripple*) eli **aaltoisuus** kuvaa häiriöjännitteiden tehollisarvon ja tasajännitteen suhdetta eli tasajännitteen hyvyttä. Sama suhde voidaan laskea virroille. Edellä olleet kertoimet 3 ja 15 saadaan kaavalla $(n^2 - 1)$, jossa n on parillinen kokonaisluku (ei kuitenkaan nolla). Sarjaan syntyy siis tasakomponentin ja perustaajuuden lisäksi vain perustaajuuden parillisia kerrannaisia. Parittomia $n:n$ arvoja vastaavat kertoimet ovat nollia. Tasajännitekomponentin lisäksi syntyy siis taajuuksilla 50 Hz, 100 Hz, 200 Hz, 300 Hz, jne. olevat häiriösignaalit, jotka on suodatettava pois. Vastaavasti kokoaaltotasasuuntauksessa:

$$u_C(t) = \frac{2\hat{u}}{\pi} - \frac{4\hat{u}}{3\pi} \cos 2\omega t - \frac{4\hat{u}}{15\pi} \cos 4\omega t - \dots - \frac{4\hat{u}}{(n^2 - 1)\pi} \cos n\omega t \quad (5)$$

n saa nytkin vain **parillisia arvoja**. Tasajännite ja vaihtojännitekomponenttien tehollisarvot ovat nyt:

$$U_{DC} = U_{AV} = \frac{2\hat{u}}{\pi} \quad (6)$$

$$U_{AC} = \sqrt{\left(\frac{4\hat{u}}{3\pi\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{4\hat{u}}{15\pi\sqrt{2}}\right)^2 + \dots} \quad (7)$$

$$Rippeli = w_u = \frac{U_{AC}}{U_{DC}} = 48,2 \% \quad (8)$$

Perustaajuus 50 Hz puuttuu siis kokonaan, mutta kaikki muut taajuudet (myös tasavirta) ovat voimakkuudeltaan kaksinkertaisia puoliaaltotasasuuntaukseen verrattuna. Kokoaaltotasasuunnattu sini soveltuu paremmin suodatetun tasajännitteen raaka-aineeksi, koska ensimmäinen häiriötaajuus 100 Hz on kauempana tasavirrasta kuin puoliaaltotasasuuntaajan 50 Hz. Alipäästösuodatus toimii sitä tehokkaammin, mitä suurempia häiriötaajuudet ovat.

Suodatuksen riittää usein suuri elektrolyyttikondensaattori (esim. $C = 100 \dots 50000 \mu\text{F}$) rinnan kuorman R_L kanssa. Suodatustoiminta perustuu kondensaattorin lisäksi sen vasemmalla puolella olevan piirin (diodit, muuntaja) sisäiseen vastukseen ja induktanssiin; ideaalisen jännitelähteen rinnalle kytketty konkka ei suodata yhtään mitään. Jos kuormavirta on pieni, riittää pienempi kondensaattori. Usein käytetään lisäksi regulaattorimikropiiriä (joskus vain zenerdiodia) pitämään jännite kuormavirrasta riippumatta vakiona.

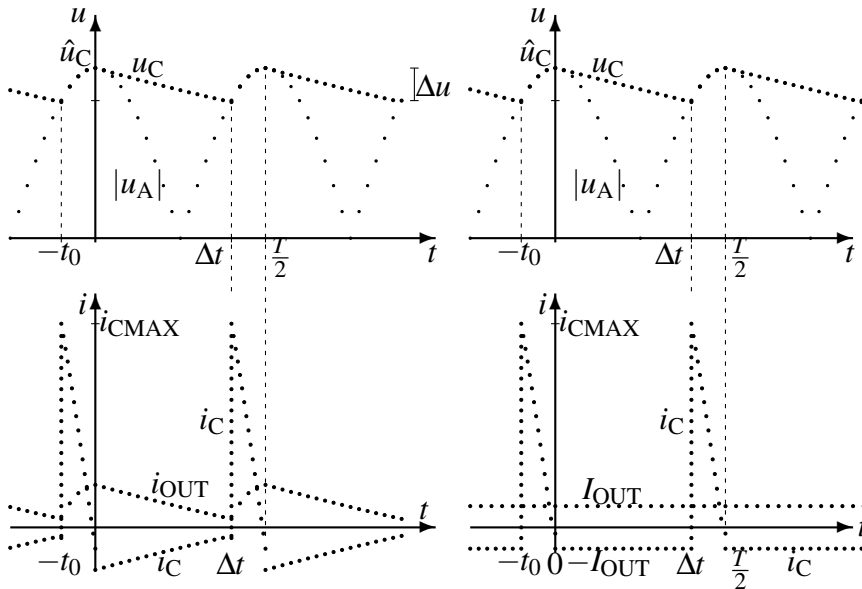
Elektroniikassa on nykyisin luovuttu (lähinnä paino- ja tilasyistä) putkiradioaikaan käytetyistä suodatuskeloista (tasauskuristin), jotka voitaisiin sijoittaa kuorman kanssa sarjaan. Toisin on asianlaita tehoelektroniikassa; jännite- ja virtakestoisuudeltaan huonompaa kondensaattorisuodatusta ei sähkövoimapuolella käytetä juuri lainkaan. Paras suodatus ennen regulointia saataisiin vielä nykyisinkin aikaan LC-tikapuuverkolla (LC-alipäästösuodatin), mutta hyvien regulaattorimikropiirien takia tähän ei juuri ole tarvetta muualla kuin hakkuriteholähteissä.

2 Huipputasasuuntaaja

2.1 Suodatuskondensaattorin vaikutus aaltomuotoihin

Kuva 6 esittää suodatuskondensaattorin C vaikutusta kuormajännitteen ja kondensaattorin virran aaltomuotoihin. Kondensaattorin jännite seuraa sinikäyrän nousevaa osaa hetkestä $-t_0$ alkaen. Tällöin kondensaattori latautuu. Purkautuminen alkaa likimain sinin huippukohdassa, ja jatkuu niin kauan kuin purkauskäyrä ja siniaalto uudestaan kohtaavat. Ilman suodatuskondensaattoria ideaaliselta kokoaaltotasasuuntaajalta tulisi yksinkertaisesti sinin itseisarvokäyrä. Jos kondensaattori on mukana, se pyrkii la-

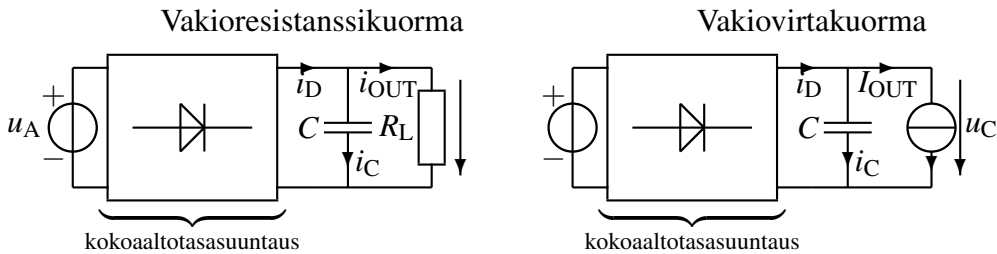
tautumaan sinikäyrän huippuarvoon, mutta purkautuu huippujen välillä joko eksponenttikäyrän mukaisesti tai suoraviivaisesti. Jännite putoaa suoraviivaisesti, jos kuorma ottaa jännitteestä riippumatta vakiovirran (**vakiovirtakuorma**). Eksponenttikäyrä syntyy **vakioresistanssikuormalla** (kuva 7). Edellinen tarkoittaa käytännössä **sarjaregulaattoria** (esim. mikropiiri 78xx) ja jälkimmäinen **rinnakkaisregulaattoria** (esim. zenerdiodi), tai ei regulointia lainkaan. Kuormavirta i_{OUT} noudattaa resistanssikuormalla jännitteen u_C aaltomuotoa.



Kuva 6. Huipputasasuuntaajan jännitteen ja virran aaltomuodot. Oletetaan koko-aaltotasasuuntaaja ideaalisin diodein. Vasen kuva edustaa vakioresistanssikuormaa; jännitteen ja virran aaltomuodot ovat "laskukauden" aikana eksponentiaalisesti laskevia; koska lasku on melko loivaa, näyttää käyrä kuitenkin lähes suoralta. Oikeanpuoleisessa kuvassa jännitteen laskukausi on teoriassakin suora, koska vakiovirtakuorma I_{OUT} purkaa kondensaattorin varausta tasaisesti. Laskukausien aikana $i_C = -I_{OUT}$, jolloin $i_D = 0$. Vielä tarkempi analyysi osoittaa, että laskukausi alkaa vasta hieman huippukohtaan jälkeen, koska sinikäyrä laskee aluksi loivemmin kuin eksponenttikäyrä tai eksponenttikäyrän tangentin suuntainen suora. Tasasuuntaajalta tuleva virta i_D haarautuu kondensaattoriin ja kuormaan. Kondensaattoriin menevä latausvirta koostuu kapeista likimain kolmiomaisista pulsseista. Latauspulssien aikana konkan ja kuorman jännite kasvaa ja pulssien välillä konkka purkautuu.

Mikäli diodien jännitehäviö(t) halutaan ottaa huomioon, korotetaan vaaka-akselia yhden (tai siltakytkennässä kahden) kynnyksjännitteen verran. Tällöin jännite on kupujen välillä osan aikaa nolla. Huippuarvo \hat{u} pienenee vastaavan määrän.

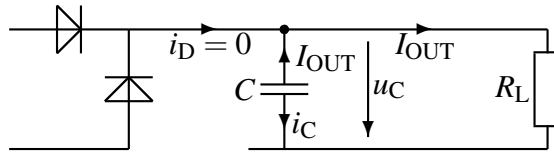
Kondensaattori on yleensä niin suuri, että jännitteen aaltoilu Δu on vain vähäistä. Kondensaattori latautuu erittäin nopeasti ja siksi virran huippuarvo $i_{C\text{MAX}}$ on suuri. Lähes kolmiomaisen latauspulssin pinta-ala eli varaus välillä $-t_0 \dots 0$ on sama kuin kuormavirran rajaama ala välillä $0 \dots \Delta t$. Tänä aikana vastus saa virtaa vain kondensaattorista.



Kuva 7. Vakioresistanssikuorman virta on suoraan verrannollinen jännitteeseen, joka vaihtelee hieman rippelin takia. Vakiovirtakuorma syntyy myös tavallisesta vastuksesta, jos sarjaregulaattori pitää kuorman jännitteen vakiona, vaikka regulaattorin tulojännite muuttuisikin. Käytännön kuormat ovat usein toiminnaltaan mutkikkaampia, mutta yksinkertaistukset ovat hyvä lähtökohta suunnittelulle.

2.2 Suodatuskondensaattorin mitoitus

Jos jännitteen aaltoilu on pientä, pysyy kuormavirta likimain vakiona: $i_{\text{OUT}} = I_{\text{OUT}}$ (pienellä i :llä merkitään ajan funktiona vaihtelevaa virtaa). Myös tyypillisen regulaattorimikropiirin (sarjaregulaattori) kanssa huipputasasuuntaajasta otettu virta on jännitteestä riippumaton, mikäli regulaattoria kuormitetaan vakioresistanssilla. Tällöin kondensaattorin jännite laskee latauspulssien välillä suoraviivaisesti. Zenerdiodiregulaattori ja reguloimaton tapaus (vain R_L ja C) tuottavat molemmat eksponentiaalisesti laskevan jännitteen, koska kondensaattorista oikealle kulkeva virta pienenee jännitteen funktiona. Eksponenttikäyrää voi kuitenkin approksimoida suoralla, kun aaltoilu eli *rippeli* on pientä.



Kuva 8. Sillä välin, kun diodien virta on nolla, puretaan kondensaattorin varausta kuormaan. Konkan jännite ehtii pienentyä Δu :n verran, kunnes se seuraavalla puolijaksolla latautuu uudesta diodin kautta. Tilanne ei juuri muutu, vaikka kondensaattorin ja kuorman väliin sijoitettaisiin sarjatyyppinen jännitteensäätö- eli regulointipiiri (esim. 7805).

Jännitteen aaltoilu tietyllä **suodatuskonkan** arvolla voidaan laskea seuraavasta likiarvokaavasta:

$$i_C = C \frac{du_C}{dt} \Rightarrow -I_{\text{OUT}} = C \frac{-\Delta u}{\Delta t} \quad (9)$$

$$\Delta u = \frac{I_{\text{OUT}}}{C} \Delta t \quad (10)$$

Δt :n tarkkaa arvoa on yleensä turhaa laskea, koska pienillä rippelin arvoilla pätee riittävän tarkasti approksimaatio:

$$\Delta t = \frac{T}{2} - t_0 \approx \frac{T}{2} \quad (11)$$

Rippelin likiarvolaskukaavaksi tai konkan mitoituskaavaksi tulee siis lopulta:

$$\Delta u \approx \frac{I_{\text{OUT}} T}{2C} = \frac{I_{\text{OUT}}}{2fC} \quad \left(T = \frac{1}{f} \right) \quad (12)$$

Tulos on sitä tarkempi, mitä pienempi Δu on; todellisuudessa Δu on pienempi kuin yllä oleva likiarvo. Yhden ampeerin virralla rippeliksi tulisi yksi voltti, jos $C = 10$ mF. Puoliaaltotasasuuntauksessa $\Delta t \approx T$, jolloin Δu :n kaavasta jätetään kakkonen pois.

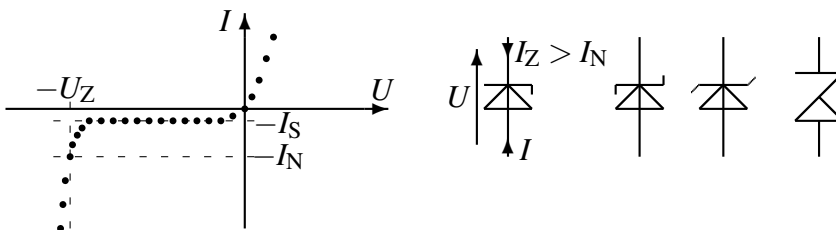
Reguloiduissa jännitelähteissä jännitteen tulee olla aaltoilun minimikohdissakin riittävän korkea — tavallisten ic-regulaattoreiden kanssa vähintään 2 tai jopa 3 volttia korkeampi kuin reguloitu lähtöjännite.

2.3 Zenerdiodi

Hyvin negatiivisilla jännitteillä diodin ominaiskäyrä kääntyy jyrkkään laskuun; tapahtuu niin sanottu läpilyönti. Sen aiheuttavat **zener-** ja *avalanche-* (**vyörypurkaus-** eli lumivyöry-) ilmiöt.

Molemmat läpilyöntimekanismit vaikuttavat yhtä aikaa, mutta karkean jaottelun mukaan zener-ilmiö on vallitseva alle 5 voltin läpilyöntijännitteillä ja vyörypurkausilmiö yli 7 voltin jännitteillä. Zener-ilmiössä tyhjennysalueen sähkökenttä on niin voimakas, että se pystyy irrottamaan elektroneja kovalenttisista sidoksista. Avalanche-ilmiössä tyhjennysalueen läpi sähkökentän ajamina kulkevat vähemmistövarauksenkuljettajat irrottavat elektroneja kovalenttisista sidoksista törmäysenergiansa (liike-energiaa) voimalla. "Lumivyöry" syntyy, kun nämä irronneet elektronit irrottavat omalla törmäysenergiallaan lisää elektroneja, jne.

Tavallinen diodi yleensä särkyi tässä vaiheessa, ellei läpilyöntivirtaa ole rajoitettu. Zenerdiodi (kuva 9) sitä vastoin on suunniteltu toimimaan juuri läpilyöntialueella; sitä käytetäänkin normaalisti **estosuunnassa**. Päästösuunnassa zenerdiodi käyttäytyy tavallisen diodin tavoin. **Läpilyöntijännitettä** $-U_Z$ negatiivisemmillä jännitteillä ominaiskäyrä laskee lähes pystysuorasti, jolloin jännite ei juuri muutu, vaikka virta vaihtelisi melko paljonkin. Zenerjännitettä U_Z vastaava nimellisvirta I_N ilmoitetaan diodin datalehdellä. Normaalikäytössä zenerdiodin virta I_Z mitoitetaan suuremmaksi kuin I_N (molemmat positiivisia). Tavallisimmilla zenerdiodeilla I_N on noin 5 ... 20 mA, mutta suuritehoisilla zenerdiodeilla jopa satoja milliampeereja.



Kuva 9. Zenerdiodin ominaiskäyrä ja piirrosmerkkejä, joista ensimmäinen on IEC:n standardin mukainen. Kuten diodilla, tässäkin kuvassa pysty akselin skaalaus vaikuttaa käyrän muotoon ja yleisvaikutelmaan.

Zenerdiodin maksimi tehohäviö on likimain zenerjännitteen ja esto-

suuntaisen maksimivirran tulo:

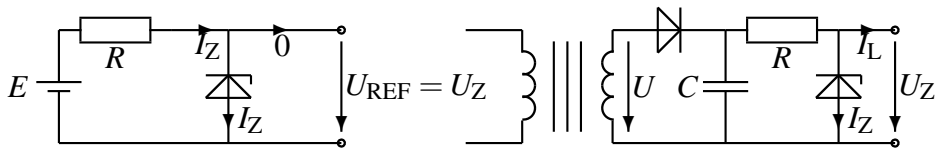
$$P_{\text{MAX}} = U_Z I_{\text{MAX}} \quad (13)$$

Tyypillisiä arvoja ovat 0,2 W ja 0,5 W, mutta jopa 20 W on mahdollinen. Määrätyn tehonkeston omaavia zenerdiodeja on aina saatavana useilla eri zenerjännitteen arvoilla.

2.4 Jännitereferenssi ja zener-regulaattori

Zenerdiodia voidaan käyttää mm. jännitereferenssinä tai jännitteen rajoittimena. Kuvassa 10 on esimerkkejä zenerdiodin käytöstä jännitteen regulointiin eli vakavointiin. Huomaa, että zenerdiodia käytetään yleensä estosuunnassa. Mitoituskaavat erikseen kuvan vasemmalle ja oikealle piirille:

$$I_Z = \frac{E - U_Z}{R} > I_N \quad I_Z + I_L \approx \frac{\sqrt{2}U - U_Z}{R} > I_N + I_L \quad (14)$$



Kuva 10. Zener-reguloinnin periaate. Vasemmalla jännitereferenssi, jota ei kuormiteta. Oikealla pienitehoinen tehollähde. Zenerdiodin jännite on sen nimellijännitteen suuruinen, mikäli jännite ilman zeneriä olisi samalla kohdalla tätä korkeampi.

Zenerdiodin tärkeimmät käyttösovellukset ovat siis **referenssijännitteenä** (kuvassa 10 vasemmalla) sekä **jänniteregulaattorina** (oikealla). Jänniteregulaattori on yleensä järkevää toteuttaa mikropiiriregulaattorilla — zenerdiodi soveltuu lähinnä tilanteisiin, joissa kuormavirta on hyvin pieni. Kokoaaltotasasuuntaaja on suositeltavampi yksinkertaistetun kuvan puoliaaltotasasuuntaajan sijaan.

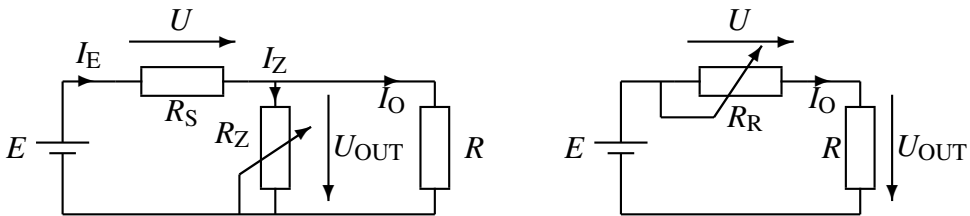
2.5 Rinnakkais- ja sarjaregulointi

Varsinkin kuormitusvirran ollessa pieni riittää tehollähteeksi muuntaja, tasasuuntaaja ja suurehko suodatuskondensaattori — satoja mikrofaradeja

tai enemmän. Tätä rakennetta näkee usein esimerkiksi hifi-vahvistimien tehölähteissä, joissa tosin suuren virran takia kondensaattorit ovat kymmeniä tai jopa satoja millifaradeja. Koska vahvistimen toiminta ei ole kovin herkkä käyttöjännitteen vaihteluille signaalin ja kuormituksen funktiona, ei varsinaista regulointia välttämättä tarvita.

Regulointi eli jännitteensäätö jaetaan kahteen päätyyppiin: **rinnakkais-** ja **sarjaregulointi** (kuva 11). Zenerdiodi on luonteeltaan rinnakkais- eli **shunttityyppinen** regulaattori. Sen läpi kulkee suurehko virta I_Z , jonka suuruus vaihtelee kuormaan menevän virran I_O funktiona; zenerdiodi on tavallaan vastus R_Z , jonka suuruus riippuu jännitteestä U_{OUT} . Kuorman ja zenerdiodin virtojen summa on likimain vakio, jotta vastuksen R_S jännitehäviö pysyy vakiona olettaen, että tasasuuntaajalta tuleva jännite E on suunnilleen vakio. Tämä toiminta on automaattista, koska zenerdiodi pyrkii pitämään jännitteensä vakiona.

Nykyisin yleisempi jännitteensäätötapa on sarjaregulointi. Siinä kuormavirta kulkee "säädettävän vastuksen" läpi. Vastusarvo säätyy automaattisesti kuormavirran ja tulojännitteen funktiona siten, että kuorman jännite pysyy vakiona. Varsinaiset regulaattorimikropiirit toimivat yleensä sarjareguloinnin periaatteella; säädettävä vastus on toteutettu transistoripiirillä.



Kuva 11. Rinnakkaisregulointi (vrt. zenerdiodi) vasemmalla ja sarjaregulointi (vrt. regulaattori-IC) oikealla. Säädettävä vastus esittää siis tässä zenerdiodia ja oikealla regulaattoripiiriä.

Oletetaan, että raakatasajännite E pysyy suunnilleen vakiona, mutta kuormavirta I_O vaihtelee; virta I_E vasemmalla pysyy sen sijaan vakiona. Käsitellään kuvan (11) molemmat piirit rinnakkain:

$$U = E - U_{OUT} = \text{vakio} \qquad U = E - U_{OUT} = \text{vakio} \quad (15)$$

$$I_E = \frac{E - U_{OUT}}{R_S} = I_Z + I_O = \text{vakio} \qquad I_O = \frac{U_{OUT}}{R} \quad (16)$$

$$R_Z = \frac{U_{\text{OUT}}}{I_Z} = \frac{U_{\text{OUT}}}{\frac{E - U_{\text{OUT}}}{R_S} - I_O} \quad R_R = \frac{E - U_{\text{OUT}}}{I_O} \quad (17)$$

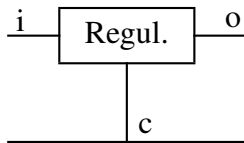
Tuloksista nähdään, miten regulaattorin vastus säätyy automaattisesti kuormavirran (ja E :n) funktiona. Zenerdiodin etuvastus R_S mitoitetaan yleensä kuorman suurimman virran mukaan

$$R_S = \frac{E - U_{\text{OUT}}}{I_{Z\text{MIN}} + I_{O\text{MAX}}} \quad (18)$$

jolloin pienemmillä I_O :n arvoilla zenerin virta on suurempi (näin jännite pysyy varmasti likimain arvossa U_Z . Reguloinnin takia kuorman jännite ei juuri vaihtele kuormavirran funktiona ja tasasuuntaajalta tulevat häiriötaajuudet (kuten 100 tai 50 Hz) suodattuvat paremmin pois.

2.6 Jänniteregulaattorit, kolmikarvaiset

Regulaattoreilla on transistorien tapaan kolme terminaalia, nyt nimeltään: input, output ja common (usein maa).



Kuva 12. Regulaattori *Three-Terminal Regulator*.

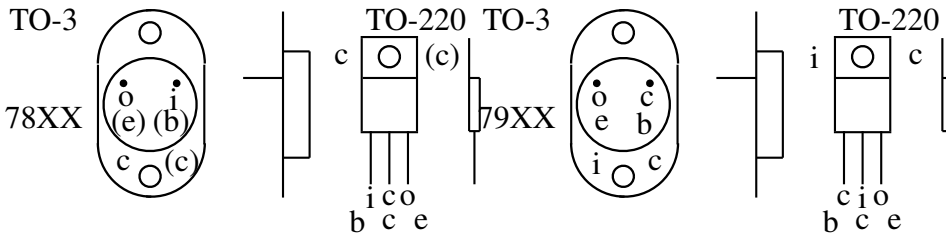
Tasajännitteen pienentäminen onnistuu helposti regulaattorimikropiirin avulla. Regulaattoreita on olemassa positiivisille ja negatiivisille jännitteille — sekä kiinteäjännitteisiä että säädettäviä. Parhaiten regulaattori soveltuu tilanteisiin, joissa kuormitusvirta on pienehkö, esim. alle 1 ... 2 A, tai ainakaan tarvittava jännitteen pudotus ja virta eivät ole yhtä aikaa suuria. Aivan pienikään jännitteen pudotus ei voi olla, koska tavallisimmat regulaattorit vaativat noin 2 ... 3 voltin eron tulon ja lähdön välille toimiakseen kunnolla. Erityisillä LDO (*Low Drop Out* -regulaattoreilla kyseinen jännite-ero saa olla paljon pienempi, ehkä vain satoja mV.

Regulaattori-IC on hinnaltaan edullinen mikropiiri, jossa on jännitteensäädön lisäksi **oikosulku-** ja **ylikuumenemissuojaus**. Piirin ylikuumentuminen laukaisee suojapiirin, joka katkaisee lähtöjännitteen. Tämä voi

tapahtua melko pienilläkin kuormavirran arvoilla, jos regulaattorin jännitehäviö ($E - U_{OUT}$) on suuri, mikä aiheuttaa suuren tehohäviön. Korkein sallittu tulojännite on tyypillisesti 35 V, mutta usein vähemmän. Suurin sallittu tehohäviö riippuu käytännössä piirin kotelotyypistä ja jäähtytyksen tehokkuudesta. Jäähtyttyään piiri toipuu ennalleen.

Tyypillisiä regulaattorimikropiirejä ovat **78xx-sarja** maahan nähden positiivisille jännitteille ja **79xx** negatiivisille. Tunnuksessa oleva xx tai x (780x, 790x) ilmoittaa kiinteään lähtöjännitteen, esimerkiksi 5; 8; 12; 15; 18 tai 24 V. Harvinaisemmat arvot on kuitenkin muodostettava säädettävällä regulaattorilla (kuten 78G, LM 317, LM 350, ym.), missä säätö tapahtuu yleensä vastusarvoa muuttamalla. Eri valmistajilla on myös omia numerokoodejaan, esimerkiksi LM 309K on käytännössä sama kuin monen valmistajan valikoimassa oleva 7805.

Ulkoisesti regulaattoriipiirit ovat tehotransistorin näköisiä. Yleensä ne on liitettävä metalliseen **jäähdytyslevyyn** eli **jäähdytysripaan**. Tavallimmat **kotelotyypit** lienevät TO-3 ja TO-220 sekä niiden muunnelmat. Kuvassa 13 kotelot esitetään päältä katsottuna.

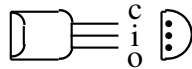


Kuva 13. Kuva esittää regulaattoriipiirien johdinjärjestystä päältä katsottuna TO-3 ja TO-220 -koteloidissa. Johdinjärjestys on positiivisilla ja negatiivisilla regulaattoreilla erilainen, mutta *npn*- ja *pnp*-tehotransistoreilla (b,c, e) keskenään samanlainen. LDO-regulaattoreille kuvan johdinjärjestys ei välttämättä päde! Oikea TO-3 on tietenkin hieman suipompi kuin kuvassa.

Huomaa, että johdinjärjestys on erilainen positiivisilla ja negatiivisilla regulaattoreilla, mutta myös monilla LDO-regulaattoreilla. Yksi johtimista on yleensä kytketty komponentin metallikuoreen. Kuvassa 14 on pientehoisen TO-92-kotelon nastajärjestys päältä katsottuna. Transistoreilla ei tässä kotelossa ole vakiintunutta johdinjärjestystä, vaan johtimien sijainti on tarkistettava datakirjasta tai mittaamalla. Kannan sijainnin voi helposti selvittää resistanssi- tai diodimittauksella; kollektorin ja emitterin erottaminen edellyttää esim. virtavahvistuksen mittaamista (β on suurempi sil-

loin, kun *n*pn-transistorin kollektorilla on positiivinen jännite emitteriin nähden).

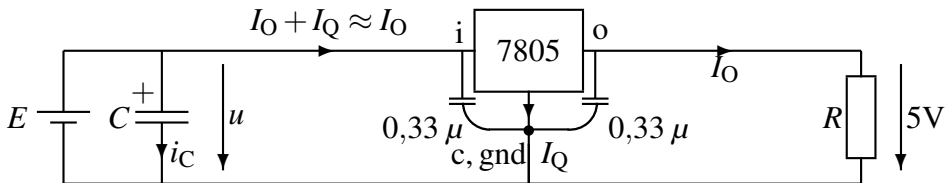
TO-92 7800/7900



Ylhäältä katsottuna

Kuva 14. TO-92-koteloisten regulaattoreiden johdinjärjestys on samanlainen sekä positiivisille että negatiivisille regulaattoreille, mutta transistoreilla johdinjärjestys voi tässä kotelossa olla aivan mikä tahansa! Kun koteloa katsotaan ylhäältä, eivät johtimet näy (toisin kuin kuvassa).

Yleispätevä regulaattorimikropiirin sovelluskytkentä on kuvassa 15.



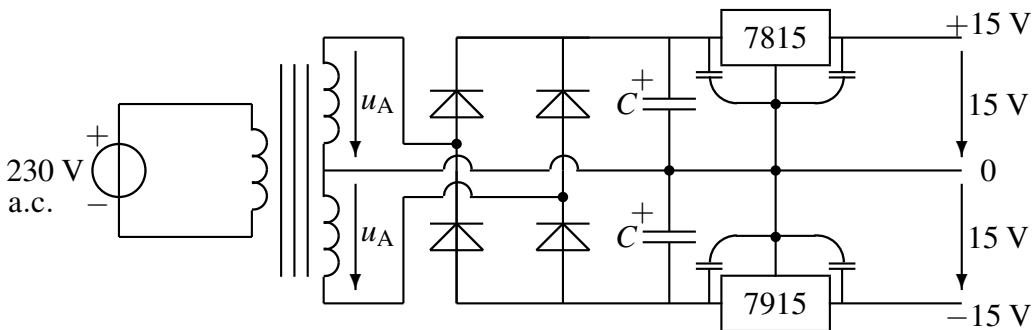
Kuva 15. Regulaattoripiirin yleinen sovelluskytkentä. Jännitelähde E voi olla esimerkiksi muuntaja ja tasasuuntaaja. C on mahdollisimman suuri suodatuskonkka — yleensä vähintään tuhansia mikrofaradeja; sitä ei tarvita, jos E on riittävän puhdasta tasajännitettä (esim. akku tai paristo). Kolme terminaalialia: $i = input$, $o = output$ ja $c = common$ eli $gnd = ground$ (maa).

Pariston E paikalla on tyypillisesti muuntaja ja tasasuuntaussilta, joskus esimerkiksi akku tai hakkuriteholähde. Kaksi pienempää kondensaattoria kytketään mahdollisimman lähelle regulaattoripiirin napoja. Oikeanpuoleinen pikkukonkka parantaa jännitelähteen **transienttiominaisuuksia**. Vasen eliminoi mahdolliset **värähtelytaipumukset**, mikäli regulaattori on kaukana varsinaisesta suodatuskonkastasta; kummankaan lukuarvot eivät ole kriittisiä. Kapasitanssin yksikkö F on tarkoituksella jätetty kaaviosta pois kuten usein on tapana.

Kondensaattorin C suuruus vaikuttaa regulaattorin tulojännitteen *rippeleihin* eli aaltoiluun, jonka pitäisi olla mahdollisimman vähäistä. Jos E koostuu muuntajasta ja tasasuuntaajasta, joutuu kondensaattori luovuttamaan koko kuormavirran sillä aikaa, kun diodit ovat estosuunnassa. Regulaattori poistaa rippelin lähes kokonaan, jos jännite pysyy koko ajan riittävän kor-

keana ($u > U_{\text{OUT}} + 3 \text{ V}$). Tavallisimmat regulaattorit vaativat toimiakseen jopa noin kolmen voltin jännite-eron tulon ja lähdön välille — monelle piirille riittää kahden voltin marginaali. *Low dropout*- eli LDO- tyyppisissä regulaattoreissa tarvittava marginaali on selvästi pienempi, vain kymmeniä tai satoja millivoltteja. Tulolle ja lähdölle yhteisen navan virta I_Q on kuormavirrasta tai tulojännitteestä riippumatta lähes vakio lepovirta. I_Q ($Q = \textit{quiescent}$) on tyyppisesti noin 5 mA, usein paljon pienempi.

Operaatiovahvistin ja muut analogiset signaalinkäsittelypiirit toimivat parhaiten **kaksipuolisella syöttöjännitteellä** (esimerkiksi ± 5 tai $\pm 15 \text{ V}$ maahan nähden). Tyyppisesti muuntajassa on valmiiksi tarvittavat kaksi toisiokäämiä; tasasuuntaussiltoja tarvitaan kuitenkin vain yksi (kuva 16).



Kuva 16. Kaksipuolinen ± 15 voltin jännitelähde. Tasasuuntaajan kytkentä voidaan ymmärtää kahdesta kahden diodin kokoaaltotasasuuntaajasta koostuvaksi. Tällainen teholähde on erittäin suositeltava esimerkiksi operaatiovahvistimen jännitelähteeksi vaikkapa audiosovelluksissa.

Jotkut laboratoriojännitelähteet antavat maahan nähden positiivisen ja negatiivisen jännitteen. Nämä voi yleensä tunnistaa ainoastaan kahdesta jännitemittarista ja kahdesta jännitteensäätönupista. Nykyisin ovat yleistyneet sellaiset jännitelähteet, joissa punaisen plussan ja mustan miinusken välissä olevaa hämäysmaata ei todellisuudessa ole kytketty mihinkään! Itse en kyllä laittaisi naparuuvia tällaiseen liitântään.

3 Hakkuriteholähteet

3.1 Hakkuriteholähde

Lineaarisen tehollähteen ongelmana on jännitteenpudotus, joka näkyy käytännössä tehohäviönä — hukkateho huonontaa hyötysuhdetta ja kuumentaa piirejä. Tästä ongelmasta päästäisiin, jos tasajännitettä voitaisiin muuntaa häviöttömästi arvosta toiseen — vaihtojännitteellähän muuntaja tekee juuri tämän.

Hakkuriteholähde (*switching regulator*, SMPS = *switched mode power supply*) ottaa raakajännitelähteestä tehoa pulssimaisesti pieninä muruina ja tavallaan kokoa jännitteen uudestaan näistä rakennuspalikoista. Lähteestä otetaan jokaisella jaksolla energiaa vain kuorman tarvitsema määrä. Näin hakkurin **hyötysuhde** on oleellisesti parempi kuin lineaarisen tehollähteen, teoriassa täydet 100 %. Aivan näin korkealle ei käytännössä päästä, mutta yli 90 % hyötysuhteet ovat mahdollisia.

Hakkuripiiriin menevää virtaa katkotaan; kytkin on kiinni ajan $t_{\text{on}} < T$, missä jaksonaika $T = \frac{1}{f}$. Pienemmän lämmöntuotannon ja suuremman taajuuden takia varsinkin suuritehoinen hakkuri vie vähemmän tilaa kuin vastaava lineaarinen tehollähde. Karkeana yleistyksenä voisi sanoa, että suuritehoinen tehollähde on edullista tehdä hakkurilla, mutta pienellä teholla lineaarinen rakenne on yksinkertaisempi. Paristokäyttöisissä laitteissa hakkurien hyvästä mukautuvuudesta eri jännite- ja virtatasoille on usein hyötyä. Hyvä esimerkki on Ledlenserin otsalamppu, joka toimii neljän sormipariston lisäksi 3 V litiumparistoilla (CR123A) ja 3,6 V litium-ioni -akuilla (18650) sekä latautuu USB:stä. Oleellinen osa hakkurin toimintaa on kytkin. Lähtöjännitettä säädetään muuttamalla kytkimen **pulssisuhdetta** (*duty ratio*)

$$D = \frac{t_{\text{on}}}{T} \quad (19)$$

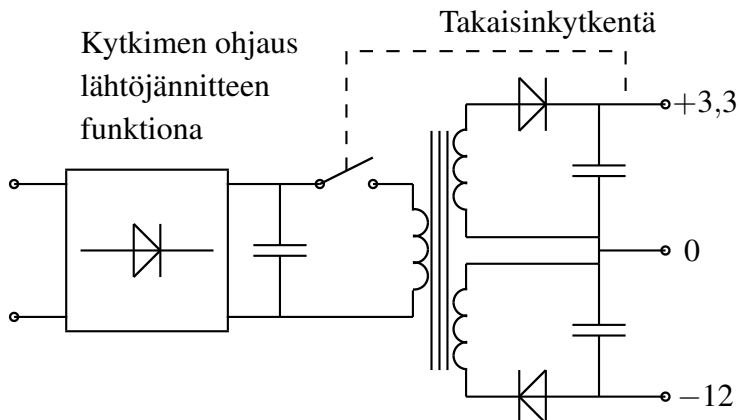
Se, miten jännite riippuu pulssisuhteesta, vaihtelee eri hakkurityyppien välillä; D :n kasvattaminen kuitenkin nostaa jännitettä. Hakkuritehollähteellä on mahdollista muodostaa tulojännitettä **suurempi** tai pienempi lähtöjännite. Tarvittaessa voidaan myös tehdä positiivisesta tulojännitteestä **negatiivinen** lähtöjännite. Tietokoneessa tarvittavat suuret virrat matalalla jännitteellä on helpompi tuottaa hakkurirakenteella ilman, että tehollähde lämpiää hirveästi.

Tulojännitteen suuruus ei vaikuta niin paljon hyötysuhteeseen kuin lineaariregulaattoreissa, joissa hyötysuhde on lähes tarkalleen sama kuin lähtöjännitteen ja tulojännitteen suhde, koska $I_{OUT} \approx I_{IN}$. Hakkurikytkennöissä ei aina tarvita edes muuntajaa, mutta turvallisuussyistä se kuitenkin on yleensä verkkovirtalaitteissa mukana. Tasasuuntaaja, karkea suodatus ja hakkurin kytkin ovat jo muuntajan ensiöpuolella; muuntaja toimii suuri-taajuisilla tasavirtapulsseilla.

Hakkurin **kela ja kondensaattori** toimivat **energiavarastoina** ja syöttävät kuormaan virtaa sillä välin, kun lähteestä ei oteta tehoa. Hakkureissa tarvitaan tehokas suodatus, jotta lähtöjännite olisi tasaista. Toisaalta hakkurit toimivat yleensä suurella jopa satojen kilohertsien taajuudella, jolloin suodatus on helpompaa kuin pienemmällä taajuuksilla. Suuren taajuuden takia hakkurin kelat, kondensaattorit ja muuntajakin voivat olla paljon pienempiä kuin muuten. Suuri taajuus aiheuttaa helposti radioteitse eteneviä tai sähköisesti kytkeytyviä häiriöitä.

Mm. **tietokoneiden jännitelähteet** ovat hakkurityyppisiä, koska prosessoripiirien tarvitsema kymmenien ampeerien virta aiheuttaisi lineaarisissa tehölähteissä valtavia ongelmia (kuva 17). Lineaariregulaattori olisi toivottoman kallis ja kuuma. Toisiokäämejä on useita, jolloin samalla laitteella voidaan kehittää useita eri suuria ja erimerkkisiä lähtöjännitteitä. Usein vain yksi lähtöjännitteistä (3,3 V) on varsinaisesti reguloitu eli kytketty takaisinkytkentään. Muiden lähtöjen jännitteet ovat käämien kierros-määrien suhteessa verrannollisia reguloidun lähdön jännitteeseen. Reguloimattomat jännitteet vaihtelevat kuitenkin esimerkiksi kuormitusvirran funktiona. Käämit on kytkettävä oikein päin, muuten piiri ei toimi. Koska kytkin sijaitsee korkeajännitteisessä piirissä, tarvitaan takaisinkytkentä-lenkkiin **optoeristin** eli optoerotin. Se on komponentti, jossa samassa kotelossa on LED ja valoherkkä fotodiodi. Tieto siirtyy optoeristimen sisällä optisesti, jolloin tulon ja lähdön välillä ei ole ns. **galvaanista** eli "johtimelista" yhteyttä.

Lopullinen jännitteen regulointi tehdään joskus hakkuriteholähteen jälkeen kuitenkin vielä lineaarisella regulaattorilla. Tämä voi olla kätevää esimerkiksi silloin, kun tarvitaan useita eri suuria tasajännitteitä tai erityisen tasaista tasajännitettä.

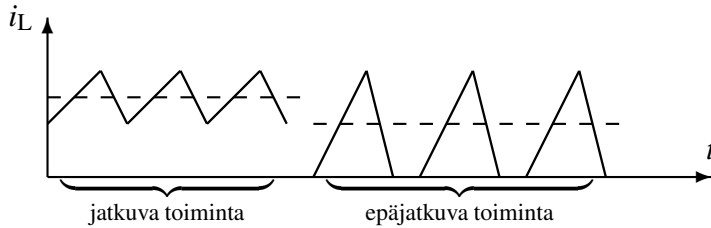


Kuva 17. Tietokoneiden **ATX-poverin** periaatekytkentä, esimerkkinä kaksi lähtöjännitettä. Katkoviiva tarkoittaa kytkimen pulssisuhteen ohjausta (yhden) lähtöjännitteen funktiona. Toisiokäämejä on useita; käytännön ATX-povereissa on tyypillisesti jännitteet: +3,3 V; +5 V; +12 V ja -12 V sekä joskus vanhoille ISA-korteille -5 V. Liitântöjen virranantokyvyssä on suuria eroja; suurin teho saadaan yleensä 12 V linjasta. Kaikkia liitântöjä ei voi kuormittaa yhtä aikaa maksimivirralla, ettei maksimiteho ylitä; rajoittavana tekijänä on ehkä muuntaja.

Hakkuriteholähteen suunnittelu on helppoa IC-valmistajien datalehtien perusteella. Yleensä toimintaa ohjaavan mikropiirin lisäksi tarvitaan vain muutama irrallinen komponentti, jotka olisi vaikea integroida: kela, suurrehko kondensaattori, nopea kytkindiodi ja ehkä FET- tai transistorikytkin. Viime mainittu on usein mikropiirissä valmiina. Usein ohjainpiirit on suunniteltu ja optimoitu nimenomaan tiettyyn hakkurikonfiguraatioon tai jopa tiettyyn tarkasti määriteltyyn käyttösovellukseen.

3.2 Hakkurien perusrakenteet ja toimintatilat

Kolme yleisintä hakkuriteholähteiden perusrakennetta ovat: *step-down*, *step-up* ja niiden yhdistelmä *buck-boost* tai *step-down step-up* eli *invertteri*. Yleisimmät hakkuriteholähdetyypit sisältävät ohjauselektroniiikan lisäksi vain kytkimen, diodin, kondensaattorin ja kelan. Nämä ovat kaikki likimain häviöttömiä komponentteja, mikä onkin hakkuriteholähteen hyvän hyötysuhteen salaisuus. Kytkin ja diodi muodostavat itse asiassa vaihtokytkimen, jolla kela kytketään vuorotellen varautumistilaan ja purkautumistilaan, jossa se luovuttaa energiaa kuormaan.



Kuva 18. Hakkuriteholähteen jatkuva ja epäjatkuvuus toiminta; katkoviiva on virran keskiarvo.

Hakkuriteholähteillä on kaksi päätoimintamuotoa (vrt. kuva 18): **epäjatkuvassa** toiminnassa kelan virta menee välillä nolllaksi, **jatkuvassa** toimintatavassa uusi latauspulssi alkaa ennen kuin kelan virta on ehtinyt sammuttua (kelan virta on siis jatkuva). Epäjatkuvan toiminnan huono puoli on suuri kelavirran vaihtelu, koska kelan on siirrettävä kondensaattoriin tietty varaus lyhyemmässä ajassa. Epäjatkuvan toiminnan etuna on pienempi herkkyys tulojännitteen ja kuormavirran vaihteluille. *Invertteri-* ja *step-up*-kytkennät toimivat yleensä epäjatkuvassa moodissa, kun taas *step-down*-tyyppinen hakkuri on yleisempi jatkuvassa toiminnassa. Jotta kelan virta olisi jatkuva, pitää induktanssin olla suurehko, mutta vastaavasti kondensaattori voi olla pienempi. Suuritehoisissa laitteissa jatkuva toiminta on edullisempi, koska huippuvirratt jäävät pienemmiksi. Suurella kuormitusvirralla toiminta muuttuu luonnostaan jatkuvaksi.

3.3 Käämivuon ja varauksen säilyminen, rippeli

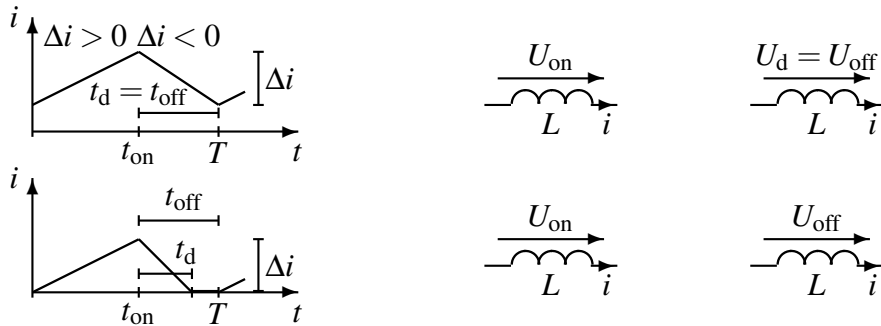
Alaindeksi L liittyy seuraavissa alaluvuissa aina kelaan; sekaannusten välttämiseksi kuormaan viitataan alaindeksillä O tai O_{OUT} . Oletetaan kuormavirta I_O sekä tulo- ja lähtöjännitteet U_{IN} ja U_O vakioiksi. Muut suureet oletetaan ajan funktioiksi, mitä ne ovat käytännössäkin — niitä merkitään siksi pienillä kirjaimilla. Yksinkertaisissa analyyseissä kytkimen ja diodin jännitteet u_S ja u_D oletetaan joko nollliksi tai vakioiksi. Kelan sarjavastus on helpompi ottaa huomioon vasta simulointivaiheessa, jos pyritään hyvin tarkkaan analyysiin.

Kytкин on vuorotellen kiinni ajan t_{on} ja auki ajan t_{off} . Diodivirran kesto- aika t_d on korkeintaan yhtä pitkä kuin kytkimen aukioloaika ($t_d \leq t_{off}$). Kelan energiavaraston purkautuminen vie samoin ajan t_d ($d = discharge$, *decay*, "rappeutumisaika", "mätänemisaika"); kelan virta putoaa epäjatkuv-

vassa toiminnassa tässä ajassa nollassi. **Jaksonaika** on kytkentätaajuuden f käänteisluku.

$$T = t_{\text{on}} + t_{\text{off}} = \frac{1}{f} \quad (20)$$

Δi_L on kelavirran ja Δu_O kuormajännitteen vaihtelu huipusta huippuun eli *virta-* tai *jänniterippeli* (kuva 19).



Kuva 19. Virran aaltoilu eli virtarippeli voidaan laskea "käämivuon säilymislain" perusteella. Yllä jatkuva, alla epäjatkuva toiminta.

Nämä voidaan yleensä spesifioida itse — sopiva rippelin arvo olisi ehkä kymmeniä tai korkeintaan satoja millivoltteja. Kelan ja kytkimen sarjajavastus sekä diodin jännitehäviö suurentavat käytännössä rippeliä. Erään nyrkkisäännön mukaan virran vaihtelu Δi_L voisi jatkuvassa toiminnassa olla noin 40 % keskimääräisestä kuormavirrasta; epäjatkuvan toiminnan rajalla se on kuitenkin jo kaksi kertaa kuormavirta ja epäjatkuvassa toiminnassa vielä suurempi.

Koska kelan jännite $u(t) = u_L$ on likimain vakio, on virran $i = i_L$ muuttuminen suoraan verrannollista aikaan (vrt. vakion integraali: $\int k dt = kt$).

$$i(t_2) = \frac{1}{L} \int_{t_1}^{t_2} u(t) dt + i(t_1) \quad (21)$$

Koska muutos on suoraviivaista, derivaatta voidaan lausua tarkasti erotusosamääränä ilman raja-arvotarkastelua:

$$u = L \frac{di}{dt} = L \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (22)$$

Virran muutos ylös- ja alaspäin pysyy keskimäärin muuttumattomana:

$$\Delta i = \frac{U_{\text{on}} t_{\text{on}}}{L} = - \frac{U_{\text{off}} t_{\text{d}}}{L} \quad (23)$$

Tämä tulos voidaan tulkita **käämivuon säilymlaiksi**:

$$\Delta\psi = L\Delta i = U_{\text{on}}t_{\text{on}} = -U_{\text{off}}t_{\text{d}} \quad (24)$$

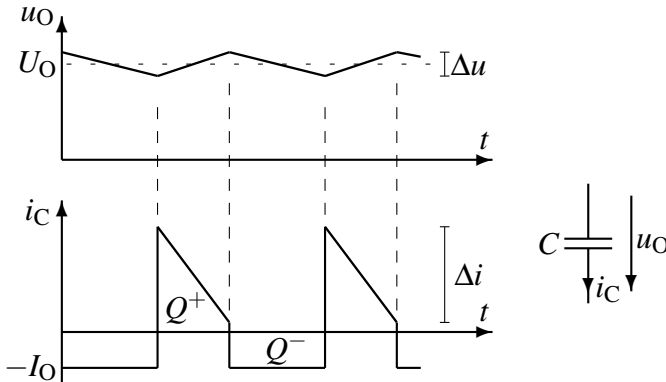
$$\frac{t_{\text{on}}}{t_{\text{d}}} = \frac{-U_{\text{off}}}{U_{\text{on}}} \quad (25)$$

Jännitteet U_{on} ja U_{off} määräytyvät yleensä tulo- ja lähtöjännitteen perusteella. Käämivuota $\psi = \int_N \phi$ merkitään ulkomaisissa kirjoissa kirjaimella λ . Kondensaattorin virran ja jännitteen aaltomuoto riippuu hakkuriteholähteen perusrakenteesta; kaikissa tilanteissa kuitenkin pätee **varauksen säilymlaki** (kuva 20).

$$\Delta Q = C\Delta u = Q_+ = Q_- \quad (26)$$

$$\Delta u = \frac{\Delta Q}{C} \quad (27)$$

Yleisperiaatteena voidaan päätellä, että **hakkuriteholähteen lähtöjännite lasketaan käämivuon säilymlain** pohjalta, mutta **lähtöjännitteen aaltoilu** lasketaan **varauksen säilymlain** perusteella.



Kuva 20. Hakkuriteholähteen kelan virran vaihtelu näkyy yleensä myös kondensaattorin virrassa. Kondensaattorin jännite kasvaa, kun sen virta on positiivinen; virran ollessa negatiivinen, jännite pienenee. Tämä saa aikaan jännitteen rip-pelin Δu . Jännite vaihtelee likimain arvojen $U_O - \frac{1}{2}\Delta u$ ja $U_O + \frac{1}{2}\Delta u$ välillä. Koska aaltomuoto ei ole symmetristä, ei keskiarvo U_O todellisuudessa sijaitse täysin keskellä. Kuvan aaltomuoto on piirretty epätarkasti — jännitehän on kondensaattorissa virran integraali. Jatkuvassa toiminnassa varautumis- ja pur-kautumisvaraukset ovat itseisarvoiltaan yhtä suuret $\Delta Q = Q_+ = Q_-$ (molemmat oletettu lukuarvoiltaan positiivisiksi).

Kondensaattorin jännite $u = u_C$ on yleensä samalla myös piirin lähtöjännite u_O . Tämän jännitteen alkuarvo, jota tarvitaan mm. simuloinnissa, voidaan laskea tarkasti integrointikaavalla:

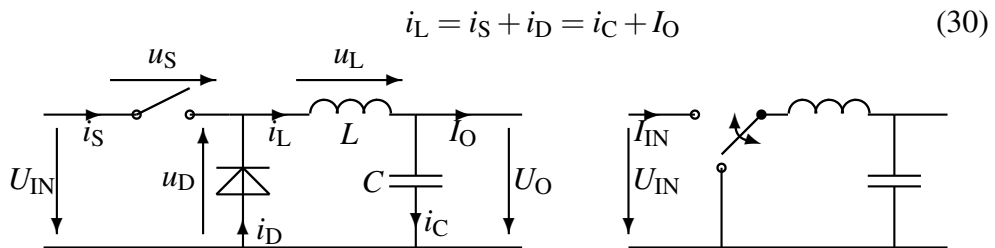
$$u(t_1) = \frac{1}{C} \int_{t_0}^{t_1} i(t) dt + u(t_0) \quad (28)$$

$$\Rightarrow u_C(0) = u_C(t_1) - \frac{1}{C} \int_0^{t_1} i dt \quad (29)$$

missä $u_C(t_1) = U_O \pm \frac{1}{2} \Delta u$ ja $t_0 = 0$. Aika t_1 tarkoittaa tässä ensimmäisen jännitemaksimin tai -minimin ajankohtaa.

3.4 Step-down eli buck (forward)

Step-down-rakenteessa lähtöjännite on aina pienempi kuin tulojännite ($U_O < U_{IN}$). Tulo- ja lähtöjännite ovat lisäksi keskenään samanmerkkiset. Näissä seikoissa ei tässä rakenteessa saavuteta etua lineaariseen regulaattoriin nähden; hyötysuhde sen sijaan on hakkurilla merkittävästi parempi. Kytkin ja diodi muodostavat vaihtokytkimen, jolla kelan vasenta päätä kytetään vuorotellen raakajännitelähteen plussaan (U_{IN}) ja maahan (kuva 21). Kelan virta on kytkimen ja diodin virtojen summa:



Kuva 21. *Step-down*- eli *forward*-tyyppinen jännitettä pienentävä eli alasmuuntava hakkuriteholähde. Huomaa, kuinka vaihtokytkin on toteutettu diodilla ja tavallisella kytkimellä; kelan virta ei katkea edes kytkimen kääntämisen aikana.

Jännitesuhde määräytyy **pulssisuhteesta** D :

$$\frac{U_O}{U_{IN}} \approx \frac{t_{on}}{t_{on} + t_d} = \frac{t_{on}}{T} = D \quad (31)$$

Diodin jännite u_D on virrasta riippuen noin 0,5...0,8 V (Schottkydiodeilla vähemmän); hyvän kytkimen jännitehäviö (u_S) on paljon tätä pienempi. Kytkentäaajuus f on tyypillisesti vähintään kymmeniä tai satoja

kilohertsejä, jolloin L ja C voivat vastaavasti olla pieniä. Lausutaan kelan ja kondensaattorin likimääräiset ($u_D \approx 0$ ja $u_S \approx 0$) mitoituskaavat vielä kätevässä muodossa jännitteiden avulla (tämä on johdettu kirjassa):

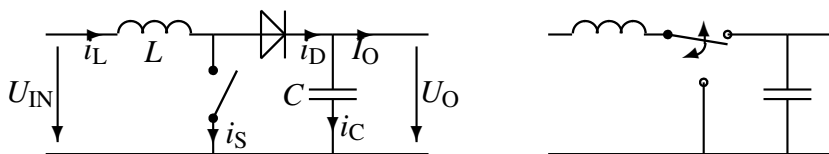
$$L_{\text{MIN}} \approx \frac{(U_{\text{IN}} - U_{\text{O}})U_{\text{O}}}{\Delta i_{\text{LMAX}}U_{\text{IN}}} T \quad (32)$$

$$C_{\text{MIN}} \approx \frac{(U_{\text{IN}} - U_{\text{O}})U_{\text{O}}T^2}{8\Delta u_{\text{OMAX}}U_{\text{IN}}L} \quad (33)$$

Induktanssin suurentaminen pienentää virran rippeliä ja kapasitanssin suurentaminen jännitteen aaltoisuutta eli Δi_L ja Δu_O pienenevät. Kelan ja kytkimen resistanssien sekä diodin jännitehäviön vaikutus lopputuloksiin on usein huomattava; ne puolestaan suurentavat rippeliä. Tarkkoja simuloitteja voi tehdä simulointiohjelmilla.

3.5 Step-up eli boost ks. laskuharjoitustehtävä!

Kuten nimikin sanoo, on *step-up*-regulaattorin lähtöjännite aina suurempi kuin tulojännite ($U_{\text{IN}} < U_{\text{O}}$)! Kuvassa 22 on tämän rakenteen periaatekytkentä.

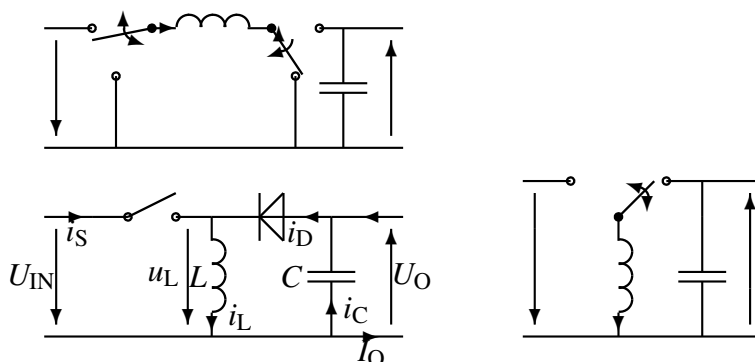


Kuva 22. *Step-up*-tyyppisen konvertterin periaatekytkentä. Kela latautuu vaihtokytkimen ala-asennossa ja työntää kytkimen yläasennossa virtaa eteenpäin kondensaattorille ("boost").

3.6 Buck–boost eli step–up–step–down ks. laskuharjoitustehtävä!

Buck–boost-tyyppin konvertterissa eli invertterissä jännitteen suunta kääntyy; tulojännitteen miinusjohdin onkin lähtöjännitteen plusjohdin. Positiivisesta tulojännitteestä saadaan siis negatiivinen lähtöjännite (kuva 23). Tästä voi olla suuri hyöty käytännössä, koska monet laitteet vaativat erikseen positiivisen ja negatiivisen käyttöjännitteen, mutta esimerkiksi samaan käämiin kytkettyjä tasasuuntaussilloja ei voi kytkeä sarjaan. Myös

esimerkiksi auton akusta saadaan invertterillä tarvittaessa myös maahan nähden negatiivinen jännite. Lähtöjännite U_O voi itseisarvoltaan olla joko pienempi tai suurempi kuin tulojännite U_{IN} .



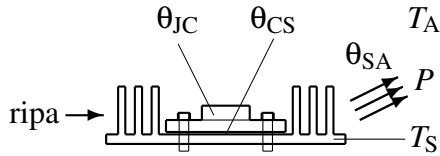
Kuva 23. Buck–boost-tyyppisen konvertterin toimintaperiaate. Se voidaan ymmärtää myös buck- ja boost-rakenteiden peräkkäin kytkentänä (yllä). Kelavirran suunta ei muutu (eikä edes voi muuttua) kytkintä käännettäessä.

4 Jäähdytyslementin mitoitus

Suuritehoiset puolijohdekomponentit, kuten regulaattorit tai tehotransistorit, joudutaan kiinnittämään metalliseen **jäähdytyslevyyn** tai **-ripaan**. Yksinkertaisimmillaan jäähdytyslevy on esimerkiksi alumiinilevy, johon komponentti on puristettu ruuveilla kiinni. Mikäli mitään **eristyssarjoja** (kiillelevy, muoviruuvit ja -holkit) ei käytetä, tulee jäähdytyslevy jännitteelliseksi, koska komponentin metallikuori on yleensä yhdistetty johonkin osaan piiriä; esim. tehotransistoreilla kuoressa on kollektori, positiivisilla regulaattoreilla maa (*common*). Kuvassa 24 on TO-3–koteloinen tehotransistori tai regulaattori kiinnitettynä jäähdytysripaan.

Pystysuorassa oleva jäähdytyslevy toimii tehokkaammin kuin vaakasuora (jälkimmäisen lämpövastus on 15...20 % suurempi). Kirkkaan alumiinin lämpöresistanssi on myös n. 15...20 % suurempi kuin **mustan**. Jäähdytyksen mitoitus on yllättävän helppoa **virtapiirianalogian** avulla. Seuraavat suureet vastaavat toisiaan:

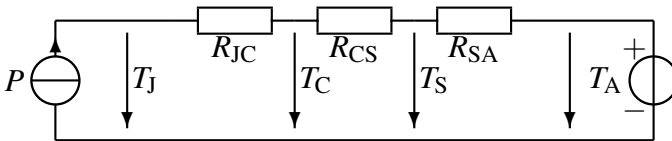
lämpötila	↔	jännite
tehohäviö	↔	virta
lämpövastus	↔	vastus



Kuva 24. Tehotransistori kiinnitettyä jäähditysriipaan. Transistorin tehohäviö on noin $P \approx U_{CE} \cdot I_C$. Jäähdytysriivan tarkoituksena on tämän tehon lähettäminen ympäröivään ilmaan.

Sijaiskytkentä (kuvassa 25) esittää tyypillistä tilannetta puolijohdekomponentin jäähdytyksessä. Vastusten ja lämpötilojen alaindeksit ovat seuraavat:

- J = *junction*, puolijohdeliitos
- C = *case*, komponentin kotelon pinta
- S = (*heat sink*), jäähdytyslevy
- A = *ambient*, ympäristö



Kuva 25. Jäähdytys-elementin mitoitus virtapiirianalogian perusteella. Tämä sijaiskytkentä pätee jäähdytyksen osalta kaikissa tilanteissa.

Lasketaan **liitoslämpötila** eli komponentin sisuksen lämpötila tehohäviön funktiona:

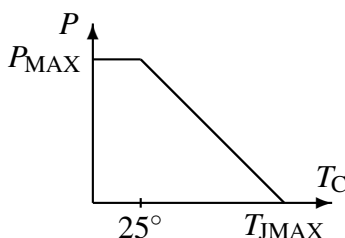
$$T_J = (\theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA})P_{\text{REG}} \quad (34)$$

Puolijohdekomponenttien suurin sallittu liitoslämpötila on melkoisen korkea, yleensä 125–200 °C. Ensimmäinen rakentamani hifi-vahvistin toimi liian suurella lepovirralla; päätetransistorit kävivät niin kuumana, että niille syljettäessä kuului kihahdus kuin saunan kiukaasta — laite kuitenkin toimi mainiosti!

Liitoslämpötila tarkoittaa komponentin ytimen ("puolijohdeliitos") lämpötilaa (*core temperature*). Komponentin suurin sallittu **pintalämpötila** on tätä alempi — esimerkiksi mikroprosessoreilla usein vain n. 70 °C. Jo maksimilämpötilan lähellä piiri voi alkaa toimia epäluotettavasti. Komponenteille ja jäähdytystarvikkeille ilmoitetaan yleensä lämpöresistanssi

$R_{TH} = \theta$, jossa alaindeksi $_{TH}$ (*thermal*) korvataan yleensä alaindeksillä $_{JC}$, $_{CS}$ tai $_{SA}$. Mitä pienempi lämpövastus, sitä parempi! Toinen mahdollisuus on antaa sama informaatio käyrämuodossa (kuva 26). Kuvasta voidaan helposti laskea:

$$R_{JC} = \theta_{JC} = \frac{T_{JMAX} - 25^\circ}{P_{MAX}} \quad (35)$$



Kuva 26. Puolijohdekomponentin suurin sallittu tehohäviö kotelolämpötilan funktiona: *power (dissipation) derating curve*. Luiskan kulmakertoimen itseisarvo on sama kuin komponentin lämpöresistanssi puolijohdeliitoksen ja kotelon välillä.

Komponenttia voidaan käyttää maksimiteholla vain, jos jäähdytys on täydellinen ($R_{CA} = 0$). Mikäli jäähdytyslevyä ei käytetä, on laskelmissa vastukseen sisällytettävä koko ketjun lämpöresistanssi $R_{JA} = R_{JC} + R_{CA}$. Esimerkiksi TO-3-kotelossa nämä ovat tyypillisesti $R_{JC} \approx 2 \text{ }^\circ\text{C/W}$ ja $R_{JA} \approx 35 \text{ }^\circ\text{C/W}$. Vastaavasti TO-220-kotelossa $R_{JC} \approx 3 \text{ }^\circ\text{C/W}$ ja $R_{JA} \approx 50 \text{ }^\circ\text{C/W}$ (arvot vaihtelevat tuotekohtaisesti). Pienimmät (0,1 A) regulaattorit ovat usein TO-92-kotelossa, jonka kanssa ei yleensä käytetä jäähdytyslevyä, mutta R_{JA} onkin sitten n. $200 \text{ }^\circ\text{C/W}$. Komponentin ja jäähdytyslevyn välinen lämpövastus R_{CS} on yleensä pieni, esim. $0,1 \text{ }^\circ\text{C/W}$, **silikonipastaa** eli **piitahnaa** käytettäessä vähemmän. Usein käytetty kiille-eriste¹ suurentaa R_{CS} :n moninkertaiseksi. Jäähdytyslevyjen valmistajat ilmoittavat puolestaan R_{SA} :n arvon. Vastaava suure ilmoitetaan myös esimerkiksi **prosessorituulettimille**.

Tsemppiä välikokeeseen ja tenttiin! Kannustuspisteitä jaetaan helpommin kuin ykkösvälikokeessa!

¹Kirkas kiilleliiska kestää korkeita lämpötiloja hyvin. Korvasin koulupoikana juotoskolvin hajonneet kiille-eristeet kontaktimuovilla, jota en ollut viitsinyt laittaa koulukirjoihin. Sulake paloi välittömästi, mutta savu ei ollut yhtä sanka kuin vahingossa oikosulkeutuneesta muuntajasta aiemmin tuprunnut pilvi!