

Dimensionering af transformatorer og køleplader til strømforsyninger

af OZ5IT Carsten Kanstrup, Bøgebakken 3, Gjernsø, 8600 Silkeborg.

Målet med denne artikel er primært at forklare, hvordan transformatoren til en strømforsyning dimensioneres korrekt, idet tilsyneladende meget få radioamatører kan den kunst. Det næsten alle forsynder sig imod er, at man til en typisk strømforsyning med brokoblet ensretter og filter med kondensatorindgang vælger en transformator med samme strømdata som strømforsyningens udgang. Dette giver en underdimensionering på næsten 2 gange. I det følgende skal jeg beskrive hvorfor.

Effektbetragtning

Al den effekt, der bruges af strømforsyningens tilkoblede udstyr, samt den effekt, der brændes af som varme i selve strømforsyningen, kan naturligvis kun komme ét sted fra - nemlig via lysnettet og dermed via transformatoren. På fig. 1 ses et simplificeret diagram af en typisk strømforsyning.

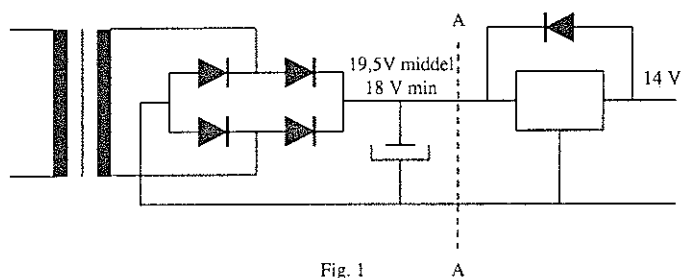


Fig. 1

Hvis strømforsyningen skal levere 14 V, 10 A ud, og regulatoren kræver et spændingsfald på 4 V, skal minimumspændingen på kondensatoren være 18 V. Med en ripple på f.eks. 3 V peak-peak vil middelværdien være ca. 19,5 V. Snit A-A på fig. 1 passerer altså af en effekt på $19,5 \text{ V} \cdot 10 \text{ A} = 195 \text{ W}$, forudsat at der ikke går nogen nævneværdig strøm i regulatorens nulleledning; ellers skal den naturligvis lægges til. Bemærk, at der er tale om middelværdien af kondensatorspændingen og ikke RMS-værdien, idet strømmen er konstant. Var filteret belastet med en modstand i stedet for en regulator, vil strømmen stige, når spændingen stiger, og det ville derfor være RMS-værdien, man skulle anvende. Antages ensretteren at have et konstant spændingsfald på 1,5 V, vil der afsættes en effekt i denne på $1,5 \text{ V} \cdot 10 \text{ A} = 15 \text{ W}$ (uanset strømmens kurveform, da spændingen er konstant). Transformatoren skal altså *afgive* en effekt på 210 W. Dette tal kunne man naturligvis også være kommet frem til ved at lægge diodespændingsfaldet i middelværdien af kondensatorspændingen og så gange med strømmen: $(19,5 + 1,5) \cdot 10 \text{ A} = 210 \text{ W}$.

Transformortab

For at kunne afgive en given effekt, er det normalt nødvendigt at vælge en transformator med en væsentlig større sekundæreffekt. Problemet er, at alle standardtransformatorer er dimensioneret ud fra en rent ohmsk belastning, og det er ikke ligefrem det, man byder dem med en ensretterbelastning! Tabet i en transformator kan opdeles i tab i kernen kaldet jernstab og tab i viklingerne kaldet kobbertab. Da jerntabene normalt udgør under 20% af den samlede tabeffekt, kan man normalt lade kobbertabene være dimensionsgivende for en transformator. Jerntabene skal derfor ikke omtales yderligere her.

Kobbertabene er integralet (middelværdien) af strømmen i anden potens gange modstanden eller RMS-værdien i anden potens af strømmen gange modstanden, hvilket er nøjagtigt det samme. Det er derfor ikke ligegyldig, om man trækker stor strøm i kort tid eller mindre strøm i længere tid, selv om det giver samme middelværdi. F.eks. vil dobbelt så stor strøm i halv tid give uændret middelværdi af strømmen; men dobbelt så stort kobbertab ($2 \cdot 2/2 = 2$) og dobbelt så stort spændingsfald. På dette punkt er et normalt filter med kondensatorindgang noget af det værste, man kan komme ud for - specielt i forbindelse med en enkeltensretter, der desuden medfører jævnstrømsmagnetisering af kernen.

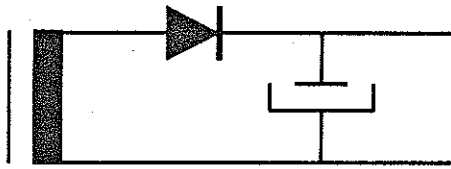
Transformatorens mærkestrøm skal altså vælges således, at den effekt, der afsættes i viklingerne ved den givne ensrettertype - sekundær viklingernes tilsyneladende effekt målt i VA, ikke overstiger den effekt, viklingerne er dimensioneret til ud fra en rent ohmsk belastning. Hvor meget større transformatoren skal vælges afhænger selvfølgelig af ensretter- og filtertype. På fig. 2 ses en oversigt over de mest brugte typer. Bemærk, at der på fig. 2 *ikke* er taget hensyn til spændingsfald i ensretterdioder og drosselspoler. Dem kan man selv lægge til middelværdien af DC-spændingen (V_{dc} på fig. 2). Betragter man fig. 2, vil nogle måske undre sig over, at en ensretterkobling med kun to dioder og midtpunktsudtag på transformatoren kræver en større transformator end en brokoblet ensretter. Dette skyldes, at transformatorens sekundæreffekt skal fordeles på to viklinger, som hver især er dimensioneret til den halve strøm. Da hver vikling kun trækker strøm i halv tid, kan man tillade sig en overbelastning på kvadratroden af $2 = 1,414$ gange for konstant tabeffekt ($1,414 \cdot 1,414 / 2 = 1,00$). Hver spolevikling kan altså være 1,414 gange mindre end den krævede strøm = 0,707 gange den krævede strøm. Da der er to viklinger, skal transformatoren totalt være 1,414 gange større

Fig. 2

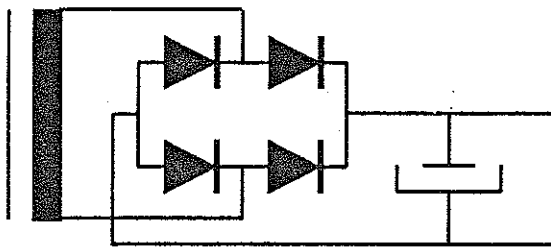
Transformator sekundær:
 V_{ac} (RMS), I_{ac} (RMS), P_{ac}

Ensretter:
 $V_{reverse}$, I_{load}

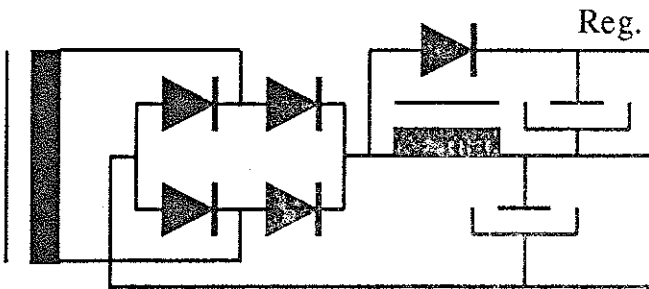
Filter:
 V_{dc} (tomgang), V_{ripple} (P-P)



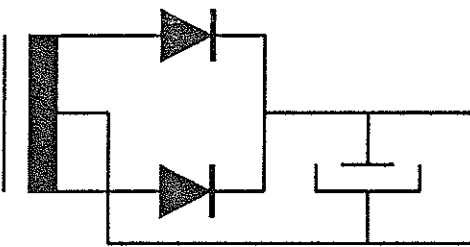
0,9 V_{dc} 2,7 I_{dc} **2,4 P_{dc}**
 2,8 V_{ac} I_{dc}
 1,4 V_{ac} 16*I_{dc}/C (mF)



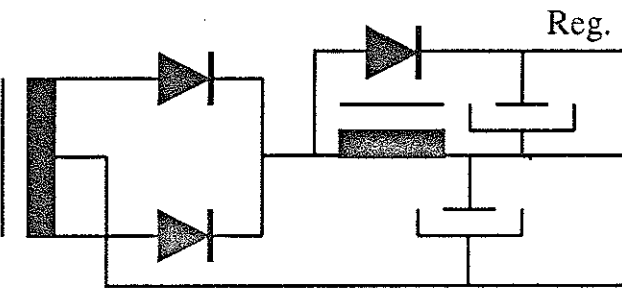
0,85 V_{dc} 1,8 I_{dc} **1,5 P_{dc}**
 1,4 V_{ac} 0,5 I_{dc}
 1,4 V_{ac} 7*I_{dc}/C (mF)



1,2 V_{dc} I_{dc} **1,2 P_{dc}**
 1,4 V_{ac} 0,5 I_{dc}
 0,9 V_{ac}



2*0,85 V_{dc} 1,35 I_{dc} **2,3 P_{dc}**
 2,8 V_{ac} 0,5 I_{dc}
 1,4 V_{ac} 7*I_{dc}/C (mF)



2*1,2 V_{dc} 0,7 I_{dc} **1,7 P_{dc}**
 2,8 V_{ac} 0,5 I_{dc}
 0,9 V_{ac}

end ved dobbeltensretter belastning, hvilket også fremgår af fig. 2. Da primærviklingen trækker strøm i hver halvperiode udsættes den naturligvis kun for en overbelastning svarende til en brokoblet ensretter. Heraf ses, hvorfor det altid er sekundæreffekten, der opgives for en transformator, idet den altid er lige så stor som primæreffekten, eller som i dette eks. væsentlig større. Når koblingen alligevel er medtaget her på trods af den dårlige udnyttelse af sekundærviklingen, skyldes det, at den på grund af det jordede midtpunkt giver en fremragende undertrykkelse af commonmode forstyrrelser på nettet. Koblingen er derfor overordentlig anbefalelsesværdig, hvis man vil lave en super strømforsyning uden maksimal hensyntagen til pris.

Drosselspoleindgang

For et filter med drosselspoleindgang er den nødvendige sekundæreffekt meget nem at beregne. Kobbtabet i de enkelte viklinger er som tidligere omtalt proportionalt med RMS-værdien i anden potens af den strøm, der løber i den. Belaster man derfor transformatoren med en konstant strøm, der svarer til mærkestrømmen (RMS-værdi), vil effekt-afsættelsen være uændret. Da middelværdien af kondensatorspændingen er 0,900 gange transformatorens AC-spænding, som det fremgår af filterdata på fig. 2, skal man for samme udgangsspænding vælge en transformator med en 1,11 gange højere spænding, men uændret strøm. Af hensyn til tolerancen på elnettet, der er 220 V +10/-6 % skal transformatorspændingen forhøjes med yderligere 6% til ca. 1,2 gange den ønskede DC-spænding - stadig med uændret strøm. Transformatorens sekundæreffekt eller mærkeeffekt (målt i VA) skal altså være 1,2 gange større end den ønskede afleverede effekt (målt i W). Et filter med drosselspoleindgang giver en masse fordele:

- 1) Maksimal udnyttelse af nettransformatoren
- 2) Meget fin filtrering (lille ripple). Bortset fra den ohmske modstand er en spole faktisk lige så god til at oplagre elektrisk energi som en kondensator. Min egen 14 V, 9 A strømforsyning bygget efter dette princip har en kondensator på kun 4,7 mF og en drossel på 24 mH. Dette giver en ripple på kun 1,3 V peak-peak ved fuld last. Til sammenligning skulle man til en strømforsyning uden drossel og med samme ripple bruge en kondensator på ca. 56 mF! En så stor drossel som min er dog ikke nødvendig. I dag ville jeg nok vælge 10 mH og 10 mF til en 14 V, 10 A strømforsyning.
- 3) Super blød opstart i modsætning til et filter med kondensatorindgang, hvor man praktisk taget skal holde på sikringer og andre løse genstande ved opstart!

- 4) Lang komponentlevetid som følge af de små, næsten konstante strømme. Strømmen i kondensatoren er ved en meget stor drossel næsten null. Det kan man mildt sagt ikke sige om et filter med kondensatorindgang.
- 5) Simpel mulighed for at udtage en højere spænding til regulatoren og dermed muliggøre et meget lavt spændingsfald over serietransistorerne - så lavt som transistorerne tillader. Dette er vist på fig. 2 som den ekstra udgang mærket Reg.

Et filter med drosselspoleindgang er specielt anbefalelsesværdig til store strømforsyninger - over ca. 5 A. Til en lille strømforsyning kan man godt undvære drosselspolen, idet en lille transformator er meget »blød«, således at ladestrømmen til kondensatoren begrænses af den indre modstand. En meget lille transformator (5-10 VA) kan faktisk være så »blød«, at en sikring dimensioneret til nominal strøm ikke springer, selv om sekundærsiden kortsluttes! Agter man derimod at bygge en »kanonstrømforsyning« på f.eks. 50 A, er der for mig ingen tvivl om, at alt andet end et filter med drosselspoleindgang er dårligt design.

Bemærk, at drosselspolen skal være med luftgab for at kunne tåle DC-strømmen. For at sikre ubrudt strøm gennem ensretterdioden, skal induktionen være over en vis kritisk selvinduktion, der for dobbeltensretning kan beregnes ud fra følgende formel:

$$L_{\min}(\text{H}) = (V_{\text{dc}}(\text{V}) + V_{\text{drossel}}(\text{V})) / (6 * \pi * F_{\text{net}} * I_{\text{dc}}(\text{A})) = >$$

$$L_{\min}(\text{mH}) = (V_{\text{dc}}(\text{V}) + V_{\text{drossel}}(\text{V})) / (0,94 * I_{\text{dc}}(\text{A}))$$

V_{dc} = middelværdi af spænding på kondensator.

V_{drossel} = DC-spændingsfald over drosselspolen ved den givne udgangsstrøm.

Formlen forudsætter, at transformatorimpedansen er meget mindre end belastningsimpedansen; men det vil normalt også være tilfældet i praksis.

Advarsel! Falder belastningen under den grænse, der svarer til den kritiske selvinduktion, vil filtret begynde at virke kapacitivt, og spændingen stiger derfor på udgangen. Ved ren tomgang kan spændingen blive meget høj. Hvis f.eks. drosselspolen har et spændingsfald på 1,5 V ved 10 A, og ripplen er 1,4 V peak-peak, vil en passende transformator til en 14 V, 10 A strømforsyning med brokoblet ensretter og drosselspolefilter være (18 V + 0,7 V + 1,5 V + 1,5 V) * 1,2 = 26 V, 260 VA. Tomgangsspændingen for en transformator af denne størrelse vil typisk være ca. 10 % højere - altså 28,6 V. Ved maksimal netspænding kommer man op på 31,5 V. Udgangsspændingen ved ren tomgang vil altså være max. 31,5 V * 1,4 - 1,5 V (dioder) = 42,6 V! Så pas på regulatoren! I praksis går det som regel ikke helt så slemt, fordi selv den mindste belastning fra regulatoren og fra even-

tuelle lamper vil reducere spændingen drastisk - specielt i forbindelse med en forholdsvis stor drosselspole; men pas alligevel på. Pas endvidere på effektivsættelse i serietransistoren. Når spændingen begynder at stige, stiger spændingsfaldet over serietransistoren drastisk, idet det er kondensatorspændingen minus den faste udgangsspænding. Det er derfor vigtigt, at drosselspolen vælges så stor, at spændingsstigningen først indtræder, når strømmen er så lille, at det ikke giver anledning til forøget effektivsættelse. Det anbefales derfor at vælge en drossel noget større end den kritiske selvinduktion ved maksimal udgangsstrøm f.eks. 3-10 gange. Nærmere kan jeg desværre ikke komme det, idet jeg ikke er i besiddelse af en formel eller en kurve over kondensatorspændingen som funktion af belastningsstrømmen; men måske kan nogen af OZ's læsere hjælpe? Iøvrigt vil en drossel på 5 gange den kritiske selvinduktion i praksis få omkring det halve volumen af en halvtransformator.

Advarsel! Drosselspolens selvinduktion i mH gange kondensatorens kapacitet i mF må under ingen (normale) omstændigheder vælges til 2,533, da dette vil give serieresonans ved brumfrekvensen 100 Hz. Dette LC-produkt vil dog normalt aldrig forekomme i praksis bortset fra højspændings- eller stærkstrømsforsyninger med meget lille kondensator. Resonansfænomenet kan på snedig vis udnyttes til at reducere kondensatorens størrelse. Dette gøres som vist på fig. 3 ved at tage udgangsspændingen fra et udtag på drosselspolen og så sætte »halen« i serieresonans, hvorfor det ikke skal omtales yderligere her. Betragter man fig. 3 vil man se, at regulatorspændingen er taget fra et udtag på drosslen. Dette er et lille »fif«, der også kan benyttes med fordel ved et normalt drosselspolefilter f.eks. i forbindelse med et midtpunktudtag (det gør jeg i min strømforsyning). Det reducerer spænding og ripple på regulatorudgangen, idet drosselspolen kan opfattes som en autotransformator med DC i den »kolde ende« og AC i den »varme«.

Kondensatorindgang

På grund af de store pulsstrømme er en eksakt bestemmelse af de nødvendige transformatordata ret vanskelig for et filter med kondensatorindgang. Her

skal man desuden være opmærksom på, at selv om en transformators sekundærspændinger er opgivet ved fuld last, gælder dette ikke ved et filter med kondensatorindgang, idet spændingsfaldet i viklingerne ved et sådant filter er proportionalt med *spidsværdien* af strømmen, som langt overstiger RMS-værdien. Fig. 2 viser derfor kun nogle håndregler. Her er der regnet med en tilsyneladende strøm (RMS) på ca. 1,8 gange den krævede DC-strøm; men faktoren kan blive så stor som 2,5 gange ved en *meget* stor kondensator, så brug ikke større kondensator end nødvendigt for at holde ripplen på et acceptabelt niveau - f.eks. 2-4 V peak-peak ved en 14 V strømforsyning. Ud fra disse formler vil en passende transformatorspænding til eksemplet på fig. 1 være $(19,5 \text{ V} + 1,5 \text{ V}) * 0,85 = 18 \text{ V}$. Transformatoreffekten skal være $210 \text{ W} * 1,5 = 315 \text{ VA}$. Hånden på hjertet. Ville du have valgt en 18 V, 10 A transformator (180 VA) til den omtalte 10 A strømforsyning? Trøst dig. Det er du ikke ene om! Prøv blot at kigge OZ igennem. Den er gal praktisk taget hver eneste gang, man ser en strømforsyningskonstruktion.

Intermitterende drift

Jeg ved godt, at nogle amatører (specielt dem, der ville have valgt en 180 VA transformator til ovenstående eks.) har hævdet, at en amatørstrømforsyning ikke behøver at kunne afgive fuld effekt kontinuerligt, og at man derfor på grund af den store termiske tidskonstant (af størrelsesorden timer) godt kan tillade sig en kortvarig overbelastning af viklingerne. Efter min mening er dette noget elendigt amatørflusk. For hvad er mere naturligt end at benytte den fine strømforsyning som akkumulatorlader eller hvad med SSTV, repeater, beacons, etc. Ærlig talt - ville du ikke blive temmelig sur, hvis en dyr, færdigkøbt strømforsyning ikke kunne klare en kontinuerlig belastning? Desuden er temperaturstigningen over omgivelsestemperaturen på en normal, billige standardtransformator ved fuldlast og nominel netspænding oftest ca. 60-70 °C, så der er ikke så stor margin, før lakken smelter, og transformatoren ødelægges ved ca. 130 °C. Selv ved nominel last er en 100 °C varm transformator ikke videre spændende at have i et apparat sammen med den øvrige elektronik, så en vis overdimensionering kan være på sin plads! Ønsker man virkelig at dimensionere efter intermitterende drift, må dette gøres seriøst, og ikke være ved

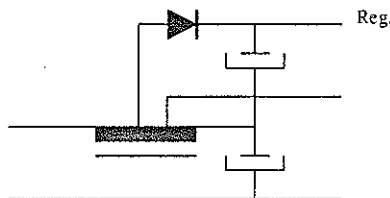


Fig. 3

at vælge en tilfældig, lidt mindre transformator. Dette gøres ved at dimensionere strømforsyningen ud fra *RMS-værdien* af den strøm, man agter at trække og så vælge en transformator med en lidt højere spænding end vist på fig. 2 som kompensation for de forøgede spændingsfald i transformatoren. Hvis man f.eks. agter at lave en strømforsyning til indbygning i en amatørstation, hvor det trækkes 20 A ved sending og 4 A i stand-by, og hvor senderen skal kunne benyttes i 1/3 af tiden, skal strømforsyningen dimensioneres efter en strøm på kvadratroden af $(20 * 20 + 4 * 4 + 4 * 4) / 3 = 12$ A. Dette forudsætter naturligvis, at sendeperioderne er korte sammenlignet med transformatorens termiske tidskonstant. Hvis forskellen mellem tomgangsspænding og fuldlastspænding for transformatoren er 10%, vil denne forskel være $1,7 * 10\% = 17\%$ ved den beskrevne overbelastning. Den på fig. 2 viste transformatorspænding skal altså forhøjes med $17\% - 10\% = 7\%$; men med uændret strøm, således at den nødvendige sekundæreffekt også bliver 7% højere. Strømforsyningen får altså følgende data: 12 A RMS, 20 A spids og *ikke »20-A-dog-ikke-for-længe-ad-gangen«*.

Klasse 2 transformator

Jeg vil anbefale, at man altid (uanset ensrettertype) køber en såkaldt klasse 2 transformator, dvs. en transformator med fuldstændig adskilt primær- og sekundærvikling (*ikke* viklet oven på hinanden), hvis en sådan kan skaffes. Dette giver for det første en lavere koblingskapacitet og dermed bedre undertrykkelse af forstyrrelser på nettet og for det andet en langt bedre sikkerhed. Køber du en normal transformator af ukendt fabrikat, har du ingen garanti for isolationsevnen. Selv ved et anerkendt fabrikat har spoleformene trods alt en væsentlig større isolationssevne end 3 lag 0,05 mm plastfolie mellem primær- og sekundærvikling - specielt hvis transformatoren overbelastes og derfor bliver varmere, end den er dimensioneret til.

Beregning af termisk modstand for køleplader

Når transformatoren er beregnet, kommer turen til kølepladen på serietransistorerne. Det er let nok, hvis man køber en ny køleplade ud fra den ønskede termiske modstand; men hvad med rodekassekølepladen? Beregning af den termiske modstand for en sådan er normalt ikke nogen nem sag. Jeg har udviklet følgende simple formel til omtrentlig bestemmelse af den termiske modstand ud fra kølepladens volumen i cm³: Termisk modstand (°C/W) = $85 / (\text{Kubikrod}(\text{volumen}(\text{cm}^3)))^2$.

Beregningseksempel:

En køleplade har ydre mål 14 cm * 12 cm * 11 cm, hvilket giver et volumen på 1848 cm³. Kubikroden af dette er 12,3. Kvadratet er 151. Den termiske modstand er altså ca. $85/151 = 0,56$ °C/W.

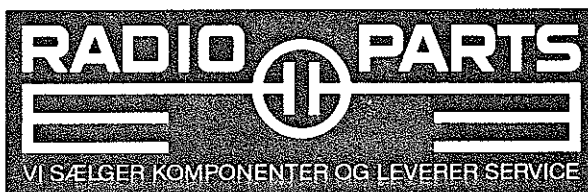
DANMARKS BEDSTE KOMPONENTINGENIØR

- DU har 5-10 års erfaring fra elektronikindustrien i udvikling/salg
- DU har up-to-date viden om teknik niveau og markedets behov
- DU har kommerciel flair
- DU kan kommunikere forståeligt og sagligt skriftligt og mundtligt på alle niveauer
- DU får ansvar for sortimentsvalg, prisniveau samt certificering
- DU er ikke fyldt 60 år
- VI tilbyder store muligheder for en kreativ/initiativrig ingeniør, der forstår at kombinere teknik og praktik/handel
- VI tilbyder løn efter kvalifikationer/erfaring og resultater
- VI har brug for dig **HER & NU**

For yderligere oplysninger kontakt: personalechef fru B. Siggaard på tlf.: 38 33 33 11

Skriftlig ansøgning mrk.:
KOMPONENTINGENIØR sendes til:

RADIO-PARTS A/S
Glentevej 57
2400 København NV



RADIO-PARTS A/S er landsdækkende leverandør af elektronikkomponenter fra førende fabrikker i hele verden.

Serviceniveauet er højt og er baseret på et velassorteret lager og et anerkendt aktuelt katalog.

RADIO-PARTS A/S er en uafhængig dansk virksomhed, der ejes af RADIO-PARTS Fonden, som støtter uddannelsen af danske elektronikingeniører.

Formlen forudsætter, at kølepladen er rimeligt optimalt designet og overfladebehandlet f.eks. sorteløxeret.

Det anbefales *ikke* at anvende en køleplade af blank aluminium, da en sådan ikke kan komme af med en del af varmen som strålevarme og derfor har en termisk modstand, som er typisk 20-25% højere, end hvis den var sorteløxeret. Faktisk er det sådan, at et normalt legeme *uden* køleribber afgiver *mere* varme ved stråling end ved naturlig konvektion! Da strålingen afgives i det dybt infrarøde område, er farven, som vi ser den, fuldstændig ligegyldig. I dette område er nyfalden sne faktisk noget af det, der kommer nærmest på et absolut sort legeme - skarpt for-

fulgt af sorteløxering og emaillelak! Til sammenligning er en blank aluminiumsoverflade ca. 14 gange dårligere! Hvis kølepladen kan blive udsat for solstråling, vil det faktisk være hensigtsmæssigt med en snehvid emaillelak, idet sollyset indeholder sin største energimængde idet synlige område. Farven har derfor betydning for varmeabsorption, men ikke for varmeafgivelse. Specielt interesserede henvises til Elektronik Centralens rapport: »ECR-15, Varmetransmission i elektronik - Køleprofiler« fra 1974, som er noget af det bedste, der er skrevet om emnet, og desuden er let læst - også for den almindelige radioamatør dog med lidt matematisk viden.

Connect-alarm for packet radio

Oversat af OZ1AKD, Karsten Jensen, Højmarksvænget 56, 8600 Silkeborg
Af SM0RHK, Sven-Erik Wahl, Strålgatan 31, S-112 63 Stockholm (Fra SARTG News No. 69)

En af de store fordele ved at anvende PACKET radio er bl.a., at man hele tiden kan overvåge trafikken på båndet. Vel at mærke uden generende støj. Når der er oprettet kontakt, indikeres dette med en LED på TNC'en.

Smart og simpelt. Men en lille lysdiode påkalder jo ikke den store opmærksomhed. »Connect-alar-men«, som vises her, afgiver en kort tone og tænder samtidig en LED.

Konstruktionen er meget enkel, så der er ikke lavet et printlayout. Brug istedet et stykke Veroboard plade. Opstillingen er først og fremmest lavet til Kantronics modem, KPC-2, men skulle være nem at ændre til andre typer. Ben 8 i dataporten har en spænding, der går lav ved connect. Dette signal bliver via et R/C led ført til S/R latches N1-N2, som tænder LED'en. Denne fortsætter med at lyse til N2, ben 5 lægges til stel via resetknappen. IC3 er koblet som en monostabil vibrator, der driver summeren hver gang, der er connect.

Selve alarmen kræver kun 5 VDC, og det klares nemmest ved at snutte 12 VDC fra TNC'en og via en regulator 7805 er de 5 V hjemme.

Stykliste:

R1:	10 K
R2:	182 K
C1:	330 nF
C2:	1 nF
C3:	6,8 nF
C4:	10 nF
C5:	10 uF/16V
D1:	LED
IC1:	7805
IC2:	7400
IC3:	555

Desuden en trykknop og en summer, beregnet for 6 VDC.

