

# Switch-mode spændingsforsyning

A. OZ11EN Jens Gønget, Mølleåparken 13, 2800 Lyngby

Der har i tidens løb været beskrevet mange konventionelle spændingsforsyninger, så her er et eksempel på beregning, opbygning og målinger på en switch-mode forsyning. Til sidst ses på problemerne omkring støj og bekæmpelsen heraf.

## Generelt om switch-mode.

Princippet i en switch-mode'er er, at man først laver en - ikke nødvendigvis ripplefri - jævnspænding af en vilkårlig størrelse (dog større end den ønskede spænding). Denne hakkes så i stykker ved en høj frekvens, f.eks. med en FET, således at midelværdien af spændingen svarer til den ønskede spænding. Spolen ved udgangen virker som energilager, der får tilført energi, når FET'en leder. Strømmen igennem en spole kan ikke afbrydes momentant, så friløbsdioden overtager strømmen når FET'en ikke leder. På denne måde modtager belastningen energi både når FET'en er ledende, og når den ikke er ledende. Hvis kondensatoren på udgangen har en tilstrækkelig stor kapacitet, bliver vekselspændingskomponenten på udgangen meget beskedent.

En konstruktion af denne type har selvfølgelig både fordele og ulemper i forhold til en konventionel serieregulator:

- + Høj virkningsgrad og lille køleplade.
- + Små filterkomponenter
- + Uhyre nem regulering af udgangsspændingen samt strømbegrænsning.
- + En del styrekredse på markedet.
- Kræver effektiv støjdemping samt et godt overvejet printlayout.
- Større dimensioneringsarbejde.

En seriereguleret forsyning kræver et spændingsfald over den regulerede komponent som bidrager med et tab, hvorimod en switch'ers tab stort set kun stammer ikke-idealitet i FET og friløbsdioder:

Ledetabene stammer fra tab på grund af FET'ens og friløbsdiodens ON-modstande  $R_{DS}$  og  $R_D$ . Koblingstabene stammer fra den energi, der skal omlades i FET'ens uundgåelige parasitkapaciteter, hver gang den tændes og slukkes.

## Specifikationer, principdiagram

Konstruktionen er en forward-omformer, der kan levere 5 V, 5 A. Ripplen vælges til max. at måtte være 50 mV. Styrekredsen SG3524B, der foruden at levere firkantpulser til FET'en, giver os også kortslutnings sikring og regulering af udgangsspændingen. Nedenfor er vist et principdiagram.

## Komponentvalg

### Givne komponenter

Som udgangspunkt vælges følgende "hovedkomponenter":

FET-transistor	IRF 9530	-100 V, 0.3 $\Omega$ , -12 A P-kanal MOSFET
Friløbsdioder	10TQ45	10 A Schottky diode
Regulatorkreds	SG 3524B	Pulsbredde- modulator med 5 V reference
Nettransformer	MN 20042	230 V $\rightarrow$ 23.6 V, $R_{sp} = 70,9 \Omega$
Ensretter	VH 148	$R_D = 23 \text{ m}\Omega$ , $U_D = 0.86 \text{ V}$
Kondensatorer	Rifa udvalg	470-68000 $\mu\text{F}$ , 10-100 VDC
Ferritkerner	RM8, 10, 12	$\Lambda = 250 \text{ nH}$
Driver transistor	BD 244	Medium power/ switching PNP

De kan selvfølgelig vælges på mange andre måder, men princippet hvad-mon-der-ligger-i-skuffen afgjorde netop disse valg.

## Glattekondensator

Den maksimale spænding, der kan ligge over indgangskondensatoren bliver:

$$U_{\max} = \sqrt{2} \cdot (U_{t,\max} + 10\%) - 2 \cdot U_D$$
$$= \sqrt{2} \cdot (23.6 \text{ V} + 10\%) - 2 \cdot 0.86 \text{ V} = 35.0 \text{ V} \quad (1)$$

Derfor vælges en 40 V kondensator.

For at bestemme størrelsen af kondensatoren, må man have kendskab til strømmen gennem kondensatoren, som afhænger af det totale effektforbrug. Dette er en sum af udgangseffekt, ledetab (i FET og friløbsdioder) samt koblingstab. Udgangseffekten er ifølge specifikationen  $5 \text{ V} \cdot 5 \text{ A} = 25 \text{ W}$ . Ledetabene (tab på grund af spændingsfald over FET og diode) fastlægges ved

$$P_F = R_{DS} \cdot I_F^2 \quad (2)$$

og

$$P_D = U_D \cdot I_{D,\text{av}} + R_D \cdot I_D^2 \quad (3)$$

samt

$$P_{\text{lede}} = P_F + P_D \quad (4)$$

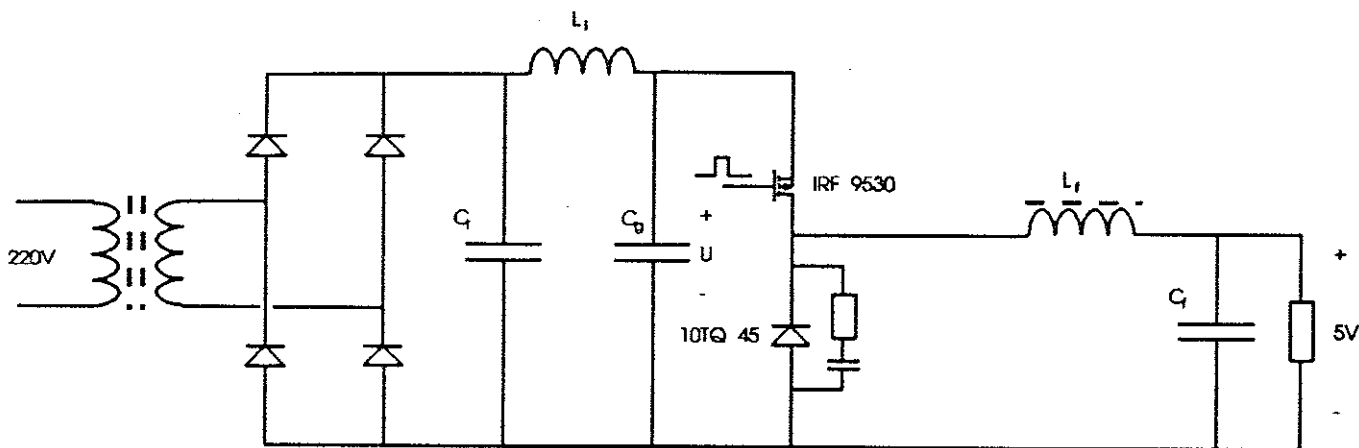


Fig. 1. Principdiagram

For dioden gælder:  $U_D = 0.36 \text{ V}$  og  $R_D = 17 \text{ m}\Omega$ .

Koblingstabene (tab på grund af parasitkapaciteter i FET'en) er typisk af samme størrelsesorden som ledetabene, og her skønnes de i første omgang til

$$P_{\text{kob}} = 0.75 \cdot P_f \quad (5)$$

idet de er afhængige af koblingsfrekvensen, som endnu ikke er fastlagt. Effekten er lig med kondensatorspændingen gange middelværdien af strømmen, som transformeren leverer:

$$P = U \cdot I_{\text{av}} =$$

$$(\sqrt{2} \cdot E \cdot \sin \alpha - 2 \cdot U_D) \frac{\sqrt{2} \cdot E}{R_K + 2R_D} \cdot \frac{2}{\pi} (\cos \alpha - (\frac{\pi}{2} - \alpha) \sin \alpha) \quad (6)$$

hvor

$$R_K = R_{KP} \cdot \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 = 0.816 \Omega \quad (7)$$

M.a.o. hvis man kender  $P$ , kan man finde  $\alpha$  (numérisk eller grafisk) ud fra ovenstående udtryk.

Nedenfor bestemmes  $\alpha$  ved iteration:

$$\text{Gæt: } U = 25 \text{ V} \Rightarrow D = \frac{5 \text{ V}}{25 \text{ V}} = 0.2$$

$$\Rightarrow P = P_D + P_f + P_{\text{kob}} + P_{\text{ud}} = 29.4 \text{ W} \quad (8)$$

V.h.a. numériske metoder findes:  $\alpha = 1.057$

Videre fås:

$$U = \sqrt{2} \cdot E \cdot \sin \alpha - 2 \cdot U_D = 27.35 \text{ V} \Rightarrow D = \frac{5 \text{ V}}{27.35 \text{ V}}$$

$$= 0.183 \Rightarrow P = 29.22 \text{ W} \quad (9)$$

Igen findes  $\alpha$  numérisk:  $\alpha = 1.060$

Kondensatorspændingen bliver ved denne  $\alpha$ -værdi:  $U = 27.4 \text{ V}$

Middelværdien af strømmen, som transformeren leverer findes:

$$I_{\text{av}} = \frac{P}{U} = 1.066 \text{ A} \quad (10)$$

Når  $\alpha$  er kendt, kan man ved hjælp af nogle betragtninger omkring ledeperioderne for ensrettediodes bestemme transformersstrømmens effektivværdi ( $I$ ):

$$I = \frac{\sqrt{2} \cdot E}{R_K + 2 \cdot R_D} \cdot \sqrt{2 \int_{\alpha}^{\pi/2} (\sin x - \sin \alpha)^2 dx} \quad (11)$$

$$= \frac{\sqrt{2} \cdot E}{R_K + 2 \cdot R_D} \cdot \sqrt{\frac{1}{2\pi} [(\pi - 2\alpha) \cdot (2 - \cos(2\alpha)) - 3 \cdot \sin(2\alpha)]}$$

$$= 2.05 \text{ A}$$

Rippelstrømmen i kondensatoren findes ud fra  $I$  og  $I_{\text{av}}$ :

$$I_c = \sqrt{I^2 - I_{\text{av}}^2} = 1.75 \text{ A} \quad (12)$$

Ud fra denne værdi findes ved opslag databog en passende kondensator:

$$C = 1500 \mu\text{F} \quad I_{\text{RAC}} = 2.9 \text{ A} \quad \text{Rifa nr. PEH 165KA4150}$$

Den mindste spænding, der kan ligge over kondensatoren, forekommer når netspændingen er 230 V-10 % og belastningsstrømmen  $I_0$  er 5 A. Ligesom ovenfor findes  $P$ ,  $\alpha$  og  $U$  ved iteration:

$$P = 29.45 \text{ W}$$

$$\alpha = 1.057$$

$$U = 24.44 \text{ V}$$

Denne værdi for kondensatorspændingen er imid-

lertid maximumværdien med laveste netspænding  $I_{0} = 5 \text{ A}$ .  $I_{av}$  findes nu ved division:

$$I_{av} = \frac{P}{U} = 1.21 \text{ A} \quad (13)$$

Minimumsværdien af kondensatorspændingen findes som

$$U_{min} = \sqrt{2} \cdot (E - 10\%) \cdot \sin\alpha \cdot 2 \cdot U_b - \frac{a \cdot I_{av}}{2\pi f \cdot C} = 23,1 \text{ V} \quad (14)$$

### Gatekredsløb og koblingstab

I gatekredsløbet indsættes en diode over  $R_{g3}$ , således at ind- og udkoblingsforløb er ens:  $R_{gu} = R_{g2}$  og  $R_{gi} = R_{g3}$ . Funktionen af modstanden  $R_{g1}$  er blot at begrænse strømmen i udgangstransistorerne i kredsen SG3524B. Følgende valg af de tre modstande foretages:

$$R_{g1} = 100 \Omega, R_{g2} = 100 \Omega, R_{g3} = 100 \Omega$$

Ydermere vælges en 15 V zenerdiode.

Dette sørger for, at drivertansistoren bliver styret ordentligt.

Til beregning af koblingstab indføres for overskuelighedens skyld ind- og udkoblingskoefficienterne  $k_i$  og  $k_u$ . For at beregne disse, hentes nogle typiske data for FET'er fra databog:

$$C_{GD} = C_{RSS} = 100 \text{ pF}$$

$$C_{GS} = C_{ISS} - C_{GD} = (500-100) \text{ pF} = 400 \text{ pF}$$

$$U_T = 3.0 \text{ V}$$

$$g = 3.8 \text{ S}$$

$$R_{gi} = R_{g3} = 100 \Omega \quad (\text{indkoblingsmodstand})$$

$$R_{gu} = R_{g2} = 100 \Omega \quad (\text{udkoblingsmodstand})$$

$$U_F = U_Z = 15 \text{ V} \quad (\text{idet der bruges en 15 V zenerdiode})$$

$$I_0 = 5 \text{ A}$$

$$Q = Q_g = 25 \text{ nC}$$

Følgende formler bruges til beregning af ind- og udkoblingskoefficienterne:

$$k_i = (C_{GS} + C_{GD}) \cdot U \cdot \left[ g \cdot (U_F - |U_T|) \cdot \ln \left( \frac{U_F - |U_T|}{U_F - |U_T| - \frac{I_0}{g}} \right) \right] \cdot \frac{\frac{1}{2} \cdot U \cdot I_0 \cdot Q}{U_F - |U_T| - \frac{I_0}{g}} \quad (15)$$

$$k_u = \frac{\frac{1}{2} \cdot U \cdot I_0 \cdot Q}{|U_T| + \frac{I_0}{g}} + (C_{GS} + C_{GD}) \cdot U \cdot \left[ I_0 \cdot g \cdot |U_T| \cdot \ln \left( \frac{|U_T| + \frac{I_0}{g}}{|U_T|} \right) \right] \quad (16)$$

Ved at indsætte ovenstående værdier og samtidigt sætte  $U = 28 \text{ V}$  (en passende værdi mellem min. og max. spænding) fås følgende værdier for  $k_i$  og  $k_u$ :

$$k_i = 168 \cdot 10^{-9} \text{ AC (Ampere} \cdot \text{Coulomb)}$$

$$k_u = 417 \cdot 10^{-9} \text{ AC}$$

Det samlede koblingstab kan nu beregnes efter formlen:

$$P_{kob} = f \cdot R_{gi} \cdot k_i + f \cdot R_{gu} \cdot k_u \quad (17)$$

En typisk værdi for duty-cylen bliver  $D = 5V/28V = 0.179$ . Ledetabet bliver ved denne værdi:

$$P_{led} = R_{DS} \cdot I_0^2 \cdot D + I_0(1-D)(U_D + R_D \cdot I_0) = 3.17 \text{ W} \quad (18)$$

Nedenstående tabel viser koblingstab samt det samlede tab ved udvalgte frekvenser.

f/kHz	25	40	50	60	80
$P_{kob}/W$	1.46	2.34	2.93	3.51	4.68
$P/W$	4.63	5.51	6.10	6.68	7.85

Hosstående figurer viser det generelle forløb af hhv. ind- og udkobling. Tabet for en enkelt ind- eller udkobling kan findes som arealet under kurven  $I_0 \cdot U_{GS}$ . Koblingstabt findes derefter ved at gange med kontaktfrekvensen.

### Udgangsfilter

For at undgå at kernematerialet mættes, begrænses spolens induktans efter følgende formel:

$$L_{max} = \frac{(B_{max} \cdot A_{min})^2}{\Lambda \cdot I_0^2} \quad (19)$$

Fra magnetiseringskurven fås  $B_{max} = 0.3$ , og databladet oplyser endvidere  $\Lambda = 250 \text{ nH}$  og  $A_{min} = 55 \text{ mm}^2$ ,  $74 \text{ mm}^2$  og  $125 \text{ mm}^2$  for hhv. RM8, 10 og 12.

Ripplespændingens spids-spidsværdi som funktion af spole og kondensatorens parasitparametre er givet ved

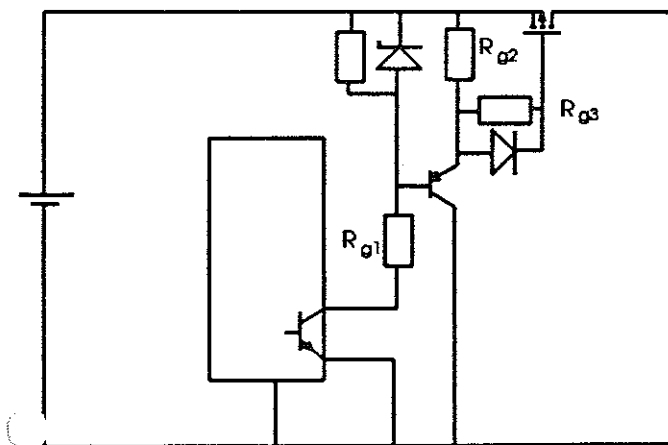


Fig. 2. Gatekredsløb.

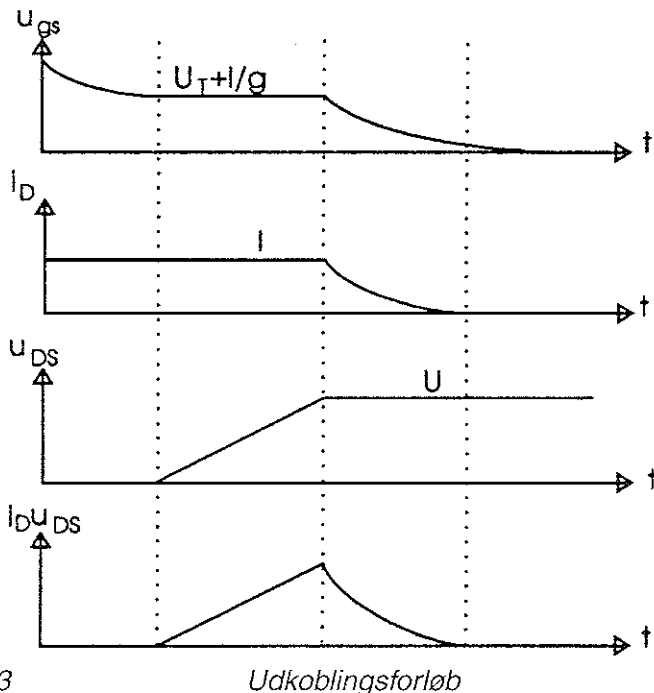
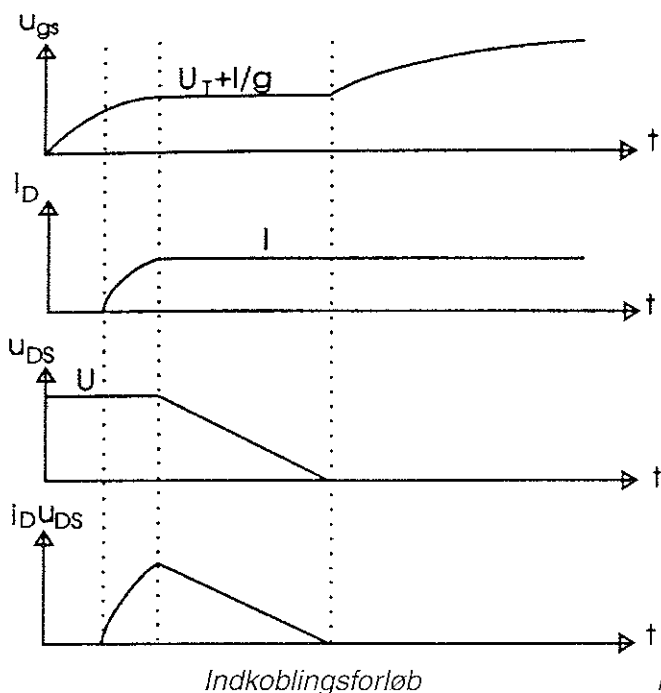


Fig. 3

$$\Delta U_0 = \frac{r \cdot U_0 \cdot t_2 \cdot (1-D)}{L} + \frac{1 \cdot U_0}{L \cdot D} \quad (20)$$

Hvorved den nødvendige spoleinduktans bliver

$$L = \frac{U_0 + U_D}{\Delta U} \left( r \cdot t_2 \cdot (1-D) + \frac{1}{D} \right) \quad (21)$$

Et passende udvalg af 10 V kondensatorer er

C/μF	1/nH	r/mΩ
4700	21	36
6800	21	24
10000	24	20
15000	25	21

Nedenfor er afsat sammengørende værdier af L og C som funktion af periodetiden t<sub>2</sub>. Derudover er indtegnet maksimalinduktanserne for de 3 kerner.

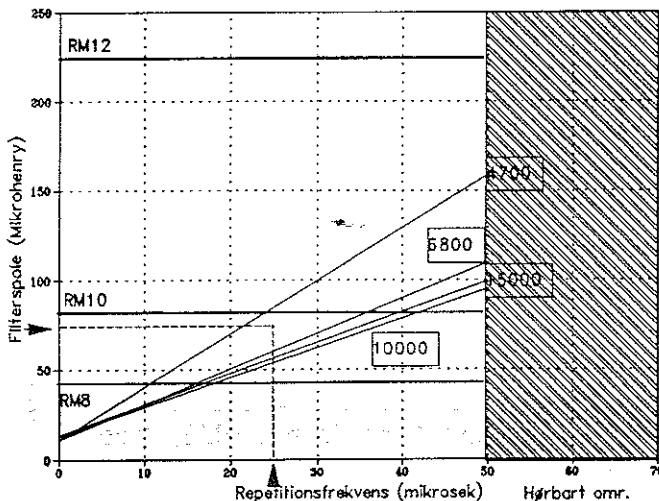


Fig. 4. Valg af filterkomponenter

Af graden ses, at kernen RM12 snildt kan benyttes sammen med alle de undersøgte kondensatorer. Man kan dog nøjes med kernen RM10, hvis man vælger en tilpas lille værdi for t<sub>2</sub> (d.v.s. en tilpas stor kontakt-frekvens). Her vælges kondensatoren på 6800 μF og periodetiden på 25 μs (hvilket giver frekvensen f = 40 kHz) sammen med RM10. Ud fra disse valg og ovenstående formel fås, at spolen skal have induktansen L = 70 μH. For at opnå denne induktans skal viklingstallet være:

$$N = \sqrt{\frac{L}{\Lambda}} = 16,7 \approx 17 \text{ vdg.}$$

Den største værdi af yderdiametere på kobbertråden er bestemt af:

$$d_{y,max} = \sqrt{\frac{A_v}{N}} = \sqrt{\frac{41,5 \text{ mm}^2}{17}} = 1,56 \text{ mm}$$

De forhåndenværende søms princip gav en kobbertråd med inderdiametere d<sub>i</sub> = 1,2 mm og yderdiametere d<sub>y</sub> = 1,28 mm.

Ved undersøgelse af de termiske forhold for udgangsspolen antages, at strømmen i spolen er konstant I<sub>0</sub> = 5 A. Kobberviklingernes resistans bestemmes således af:

$$R_{vik} = \rho \cdot \frac{l_{tråd}}{A_{tråd}} = \rho_0 (1 + \alpha_0 (\theta - \theta_0)) \frac{4 \cdot N \cdot l_m}{d_i^2 \cdot \pi} \quad (24)$$

Viklingernes temperatur findes af følgende udtryk:

$$\theta = \theta_a + (R_{vik} \cdot I_0) \cdot R_{th} \quad (25)$$

Ved denne maksimale omgivelsestemperatur  $\theta_a = 40^\circ\text{C}$  fås ved isolation af  $R_{vik}$  og  $\theta$  i ovenstående formler:

$$R_{vik} = 16.0 \text{ m}\Omega \quad \theta = 56.0^\circ\text{C}$$

Her er der altså ingen grund til bekymring.

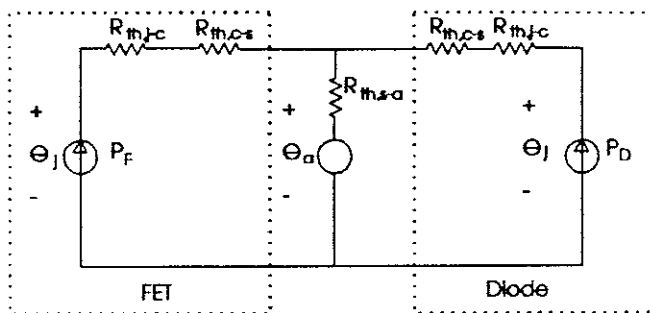
### Køleplade

Kølepladen overdimensioneres en smule, idet vi sætter diodetab og tab i FET'en til:

$$P_D = 2 \text{ W} \quad P_F = 5 \text{ W}$$

Den maksimalt tilladelige junctiontemperatur sættes til  $100^\circ\text{C}$ .

Nedenstående diagram viser det termiske ækvivalentdiagram, hvor diode og FET er monteret på samme køleplade:



Databladet opgiver følgende for friløbsdioden:

$$R_{th,j-c} = 5.0 \text{ K/W}$$

$$R_{th,c-s} = 1.0 \text{ K/W}$$

og for FET'en opgives:

$$R_{th,j-c} = 1.67 \text{ K/W}$$

$$R_{th,c-s} = 1.0 \text{ K/W}$$

Idet der regnes med en maksimal omgivelsestemperatur  $\theta_a = 40^\circ\text{C}$ , opskrives ud fra diagrammet følgende udtryk for FET'en:

$$R_{th,s-a} = \frac{\theta_j - \theta_a - (R_{th,j-c} + R_{th,c-s}) \cdot P_F}{P_F + P_D} = 6.7 \frac{\text{K}}{\text{W}} \quad (26)$$

Herefter verificeres diodejunctiontemperaturen:

$$\theta_j = (R_{th,j-c} + R_{th,c-s}) \cdot P_D + R_{th,s-a} \cdot (P_F + P_D) + \theta_a = 99^\circ\text{C} \quad (27)$$

Heraf ses, at ingen af komponenterne bliver over  $100^\circ\text{C}$ .

Kølelegemet - et stykke 1,5 mm aluminiumsplade - skal derved have et areal på  $70 \text{ cm}^2$  efter aflæsning på en graf (ikke vist).

### Indgangsfiler

For at få dæmpet kontaktfrekvensens 'gennemslag' på udgangen vælges filterets resonansfrekvens som en tommelfingerregel til det halve af den, d.v.s.

$$\omega \cdot \sqrt{L_i \cdot C_i} = 2 \Rightarrow L_i = \left( \frac{1}{f \cdot \pi} \right)^2 \cdot \frac{1}{C_i} \quad (28)$$

$C_i$  vælges til  $10 \mu\text{F}$ , hvilket giver  $L_i = 6.3 \mu\text{H}$ . Spo-lens realiseres som en luftspole, hvor spolediamete-ren vælges til  $D = 10 \text{ mm}$  og tråddykkelsen vælges til  $d_i = 0.8 \text{ mm}$ . Trådens yderdiameter er  $d = 0.885 \text{ mm}$ . Med disse valg bliver vikingstallet:

$$N = \frac{d}{2 \cdot D} \cdot \frac{L_i}{D \cdot 10^{-6} \frac{\text{H}}{\text{m}}} + \sqrt{\left( \frac{d}{2 \cdot D} \cdot \frac{L_i}{D \cdot 10^{-6} \frac{\text{H}}{\text{m}}} \right)^2 + 0.43 \cdot \frac{L_i}{D \cdot 10^{-6} \frac{\text{H}}{\text{m}}}} = 60 \quad (29)$$

Herefter gøres nogle termiske overvejelser for spolen. Kobbertrådslængden bestemmes:

$$l = \pi \cdot N \cdot (D + d) = 2.05 \text{ m} \quad (30)$$

Resistansen er givet ved:

$$R_i = \rho \cdot \frac{l}{A_i} = \rho_0 \cdot [1 + \alpha_0 (\theta_{cu} - \theta_0)] \cdot \frac{4l}{\pi \cdot d_i^2} \quad (31)$$

og den afsatte effekt er:

$$P_i = R_i \cdot I^2 = R_i (I_c^2 + I_{Fav}^2) \quad (32)$$

hvor  $I_c = 2.05 \text{ A}$  og  $I_{Fav} = I_0 \cdot D = 0.915 \text{ A}$  ved  $D = 0.183$

For en étlags luftspole har man fundet, at den termiske resistans tilnærmelsesvis er givet ved:

$$R_{th} = \frac{1}{16 \frac{\text{W}}{\text{K}\cdot\text{m}^2} \cdot 0_i} = \frac{1}{16 \frac{\text{W}}{\text{K}\cdot\text{m}^2} \cdot d_i \pi l} = 12.1 \frac{\text{K}}{\text{W}} \quad (33)$$

Om temperaturstigningen gælder:

$$\theta_{cu} - \theta_a = R_{th} \cdot P_i = R_{th} \cdot R_i (I_c^2 + I_{Fav}^2) \quad (34)$$

Herved kan kobbertemperaturen fastlægges ved isolation af ovenstående formler:

$$\theta_{cu} = \frac{\theta_a + R_{th} \rho_0 \frac{4l}{\pi d_i^2} I_i^2 (1 - \alpha_0 \theta_0)}{1 - \alpha_0 R_{th} \rho_0 \frac{4l}{\pi d_i^2} I_i^2} = 44.9^\circ\text{C} \quad (35)$$

Denne stigning ses at være ubetydelig.

### RC-led

Over friløbsdioden ses op- og afladningsforløbene overlejret af en dæmpet sinussvingning. Denne svingning hidrører fra diodens spærrekapacitet og

glatte kondensatorens parasitinduktans. For at fastlægge begge værdier, måles resonanskredsens svingningstid, der eksperimentelt findes:

$$T_1 = 2\pi\sqrt{L \cdot C} = 38 \text{ ns} \quad (36)$$

Ved at påmontere en ekstra kapacitet  $\Delta C = 4.7 \text{ nF}$  over dioden, fås en nu svingningstid

$$T_2 = 2\pi\sqrt{L \cdot (C + \Delta C)} = 127 \text{ ns} \quad (37)$$

Idet

$$\left(\frac{T_2}{T_1}\right)^2 = 1 + \frac{\Delta C}{C} \quad (38)$$

findes nu både parasitinduktans og spærrekapacitet:

$$C = \frac{\Delta C}{\left(\frac{T_2}{T_1}\right)^2 - 1} = 0.47 \text{ nF} \text{ og } L = \frac{1}{C} \cdot \left(\frac{T_1}{2\pi}\right)^2 = 79 \text{ nH} \quad (39)$$

For at forløbet skal være dæmpet, skal følgende ulighed være opfyldt:

$$R \leq \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} = 6.5 \Omega \quad (40)$$

Nærmeste mindre standardværdi -  $5.6 \Omega$  - vælges. Seriekapaciteten vælges ca. 5 gange større end spærrekapaciteten, hvilket giver  $2.2 \text{ nF}$ .

### Strømbegrænsning

Strømbegrænsningen klares let med styrekredsen. Dette gøres ved at indsætte en lille modstand i serie med spolen i udgangsfileret og forbinde kredsens ben 4 og 5 til hver sin side af modstanden. Når spændingsfaldet over den overskrider  $200 \text{ mV}$ , begynder kredsen at strømbegrænse. Selve strøm-målemodstanden er et stykke konstantanstråd.

### Spændingsregulering

Kredsen har en indbygget fejlforstærker samt en  $5 \text{ V}$  referenceudgang. Tilsluttes referencen direkte til fejlforstærkerens positive indgang og spændingsforsyningens udgang til den negative indgang, genereres et negativ feedback, der bruges til at regulere duty-cylen. For at undgå selvsving ved regulering, er det nødvendigt at tilføje et RC-led på fejl-forstærkerens udgang.

Dimensioneringen af RC-leddet kræver kendskab til forstærkerens egenskaber.

$$\begin{aligned} G \cdot R &= 10^4 \text{ ved } R_F = \infty \text{ og } \omega = 0 \text{ (DC-råforstærkning)} \\ R &= 4.4 \text{ M}\Omega \quad \text{(indgangsimpedans)} \\ G &= 2.3 \cdot 10^{-3} \text{ A/V} (= 2.3 \cdot 10^{-3} \Omega^{-1}) \\ f_{\text{dB}} &= 3 \text{ MHz} \Rightarrow C = 120 \text{ pF} \quad \text{(udgangsparallel kapacitet)} \end{aligned}$$

For kondensatoren i udgangsfileret haves  $R_c = 24 \text{ M}\Omega$ .

RC-leddets modstand  $R_2$  bestemmes:

$$R_2 = \sqrt{\frac{L}{10 \cdot R_c \cdot G \cdot C}} = 32.5 \text{ k}\Omega \quad (41)$$

Reguleringsspændingens spids-spids værdi beregnes:

$$\Delta u = 50 \text{ mV} \left| \frac{2.3 \cdot 10^{-3} \frac{\text{A}}{\text{V}} \cdot 32.5 \text{ k}\Omega}{1 + j \cdot 40 \text{ kHz} \cdot 2\pi \cdot 32.5 \text{ k}\Omega \cdot 120 \text{ pF}} \right| = 2.7 \text{ V} \quad (42)$$

Denne skal for et rimeligt system ligge i intervallet  $0.5 - 1 \text{ V}$ . Derfor forøges  $C$  med en ydre kondensator  $\Delta C$ . For  $\Delta C = 300 \text{ pF}$  fås nu

$$R_2 = \sqrt{\frac{70 \mu\text{H}}{10 \cdot 24 \text{ m}\Omega \cdot 2.3 \cdot 10^{-3} \frac{\text{A}}{\text{V}} \cdot 420 \text{ pF}}} = 17.4 \text{ k}\Omega \quad (43)$$

Denne rundes ned til  $15 \text{ k}\Omega$ , og hermed findes  $\Delta u$ :

$$\Delta u = 50 \text{ mV} \left| \frac{2.3 \cdot 10^{-3} \frac{\text{A}}{\text{V}} \cdot 15 \text{ k}\Omega}{1 + j \cdot 40 \text{ kHz} \cdot 2\pi \cdot 15 \text{ k}\Omega \cdot 420 \text{ pF}} \right| = 0.92 \text{ V} \quad (44)$$

Det kritiske knæk, hvor forstærkningen optimalt er 1, ligger ved

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot R_2 \cdot C} = 25.3 \text{ kHz} \quad (45)$$

Forstærkningen ved denne frekvens er  $G \cdot R_2 = 34.5$ .

Systemet bestående af filter og modulator har forstærkning 1 ved frekvensen

$$f = 10 \frac{R_c}{2\pi \cdot L} = 546 \text{ Hz} \quad (46)$$

Derefter falder amplituden med  $20 \text{ dB/dekade}$ , d.v.s. at forstærkningen ved  $25.3 \text{ kHz}$  er  $21.6 \cdot 10^{-3}$ .

Det samlede systems forstærkning ved denne frekvens er således  $21.6 \cdot 10^{-3} \cdot 34.5 = 0.75$ .

Systemet er således en smule mere trægt end optimalt, men til gengæld er man sikker på, at det ikke begynder at svinge.

### Støj Praktisk opbygning

For så vidt som muligt at reducere støj i systemet, er der visse ledningsføringer, der kan være ret kritiske. Specielt er det vigtigt at sørge for at danne et roligt punkt ved friløbsdiodens anode, for at reducere utilsigtede svingninger.

Det er desuden vigtigt at sørge for, at strømforsyningsens udgang sidder direkte over kondensatoren i udgangsfilteret for at sikre, at udgangsspændingen overholder kravet om at ripplespændingen max. må være 50 mV. Hvis udgangen ikke tages direkte over kondensatoren, kan induktansen i ledningsføringerne bevirke større ripple.

For at sørge for at reguleringen fungerer, må man sørge for også at måle spændingen direkte over udgangen, idet stelpotentialet på udgangen er forskellig fra det rolige punkts potentiale.

Styredelens stel hentes fra det rolige punkt for at undgå forstyrrende spikes. Dog skal drivertransistorens og kredsens udgangstransistors stel hentes fra effekt delen.

### Undertrykkelse af parasitsvingninger

På udgangsspændingen blev der konstateret nogle korte men kraftige spikes (ca. 0.5V i 50-100 ns i HF-båndet) p.g.a. elektrolytkondensatorens forholdsvis store parasitinduktans. Her blev resultatet betydeligt bedre ved at plante en tantalkondensator på 4.7 µF direkte over udgangsklemmerne. Dette er lidt frækt, da den principielt skal have en formodstand for at kunne overleve, men idet spolen har en parasit-seriemodstand og der er indsat en strømmålemodstand, går det alligevel.

### Målinger

#### Koblingstab

Måling af koblingstab foretages ved at betragte strømmen gennem FET'en sammenholdt med spændingen over den. Der benyttes et digitalt storage-skop, der kan multiplicere. V.h.a. dette fås en kurve, der viser produktet af strømmen i og spændingen over FET'en.

Ved indgangsspændingen  $U = 25 \text{ V}$  findes koblingstab  $P_{\text{kob}} = 2.32 \text{ W}$ .

Ved  $U = 30 \text{ V}$  findes tabet  $P_{\text{kob}} = 2.77 \text{ W}$ .

#### Duty-cycle

Den mindste og den største værdi som duty-cyc-len kan antage findes ved hhv. 23.1 V og max. belastning og ved 35.0 V og min. belastning (forbelastning). De to værdier måles til at være:

$$D_{\text{max}} = 0.24$$

$$D_{\text{min}} = 0.12$$

Ideelt burde duty-cyc-len være uafhængig af belastningen, og de teoretiske værdier for duty-cyc-len bliver:

$$U = 23.1 \text{ V} \Rightarrow D = 0.22$$

$$U = 35.0 \text{ V} \Rightarrow D = 0.14$$

Dog skal det siges, at målingerne forplumres af, at flankerne ikke er lodrette og derfor kan tolkes forskelligt.

### Virkningsgrad

Ved måling af virkningsgrad ses bort fra tab i diodebroen og i nettransformeren, d.v.s. det er kun tabene i selve kontraktregulatoren, der medtages. Virkningsgraden findes ved at måle den totale strøm ind i kontaktregulatoren ( $I$ ) og belastningsstrømmen ( $I_0$ ) og en indgangsspænding på hhv.  $U = 25 \text{ V}$  og  $U = 30 \text{ V}$ . Virkningsgrad kan ud fra disse værdier findes ved følgende formel:

$$\eta = \frac{P_{\text{ud}}}{P_{\text{ind}}} = \frac{U_0 \cdot I_0}{U \cdot I} \quad (47)$$

Følgende tabeller viser disse målinger samt beregningen af virkningsgraden:

Udgangsspænding:  $U_0 = 5 \text{ V}$

U = 25 V			U = 30 V		
I/A	I <sub>0</sub> /A	η/%	I/A	I <sub>0</sub> /A	η/%
0.26	0.66	51	0.25	0.68	45
0.365	1.12	61	0.33	1.12	57
0.44	1.50	68	0.40	1.50	63
0.58	2.00	69	0.51	2.00	65
0.68	2.50	74	0.62	2.50	67
0.80	3.00	75	0.70	3.00	71
0.93	3.50	75	0.80	3.50	73
1.05	4.00	76	0.90	4.00	74
1.13	4.50	80	1.00	4.50	75
1.28	5.00	78	1.12	5.00	74

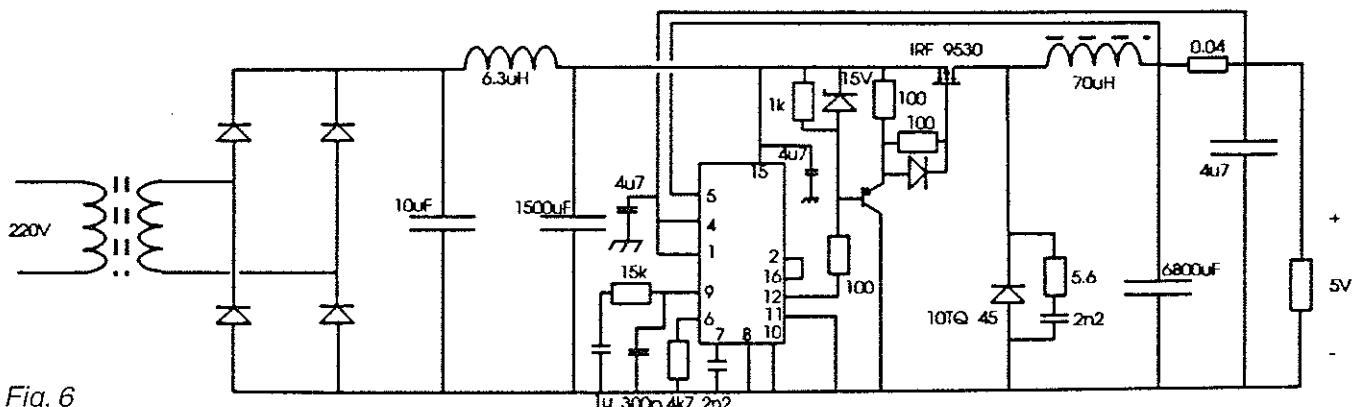


Fig. 6

Det ses heraf, at man opnår den laveste virkningsgrad ved den mindste belastning, og omvendt opnås den største virkningsgrad ved den største belastning. Dette skyldes, at koblingstabene er uafhængige af belastningen, mens ledetabene er proportionale. Yderligere går der nogen effekt tabt i gatekredsløbet - specielt i PNP-drivertransistoren.

### Dynamisk belastning

Reguleringssystemet fungerer rimeligt hurtigt. Det tager ca. 20 ms at regulere spændingen ind under 50 mV-grænsen, hvis man skifter mellem min. og max. belastning. Det maksimale spændingsudsving aflæses til at være 200 mV. Man kan endvidere se, at der ikke er oversving på reguleringssystemet. Dette er ikke uventet, idet det er designet lidt sløvere end optimalt.

### Ripple

Ved fuld belastning aflæses ripplen på udgangsspændingen på oscilloskopet. Der er både en 40 kHz ripple fra kontaktkredsløbet, samt en 100 Hz ripple

fra den ensrettede netspænding. Resultatet af disse målinger er:

$$100 \text{ Hz ripple : } \Delta U_o = 10 \text{ mV (max.)}$$

$$40 \text{ kHz ripple : } \Delta U_o = 40 \text{ mV (max.)}$$

Heraf ses, at ripplen lige netop holder sig indenfor den specificerede 50 mV grænse.

### Efterskrift

Det er en god idé at isolere kølepladen fra FET og diode, idet spændingsforsyningen eller vil fungere udmærket som en 40 kHz sender. Den elektriske isolation vil medføre en større termisk modstand, hvorved kølepladen skal være lidt større.

Er du blevet nysgerrig, eller er du utilfreds med at nogle af formlerne mere eller mindre er grebet ud af den blå luft, kan du kigge i noten "Magnetiske kredse og Effektelektronik" udgivet af Laboratoriet for Industriel Elektronik, Danmarks Tekniske Højskole. Den koster ca. 200 kr, og der er det hele gennemgået i større detaljer.

**OZ**

## HF Strøprobe

Af OZ7TA Jørgen Kragh, Forelvej 25, 3450 Allerød

### 1. Indledning

I denne lille artikel beskrives en strøprobe til måling af HF strømme op til 10 A ved frekvenser op til 60 MHz.

Måling af HF strøm er især vigtigt, hvis man bygger antennenetunere og skal sikre at tunereren afleverer effekten til antennen. Dette kan normalt ikke gøres med et effektmeter mellem tuner og antenne, da impedansforholdet her som regel ikke er 50 Ω, men et eller andet mystisk. Det eneste, der kan anvendes til at måle et sådant sted, er faktisk et HF amperemeter.

Amperemeter til HF kan udføres på flere måder, eksempelvis som termokorsinstrumenter eller som strømtransformatorer. I dette tilfælde er der valgt at anvende en strømtransformator i forbindelse med et HF mV-meter.

HF mV-metre har været beskrevet i OZ talrige gange, se f.eks. litt. 1, men er man ikke interesseret i en absolut kalibrering, kan mV-metret sagtens erstattes af en almindelig HF probe.

### 2. Virkemåde

I fig. 1 er vist principdiagrammet af strøproben.

I den ledning hvor strømmen skal måles indskydes en strømtransformator. Denne har på sin indgangsside 1 vinding og på sin udgangsside N vindinger. Strømmen fra primærsiden bliver altså nedtransformeret med en faktor N.

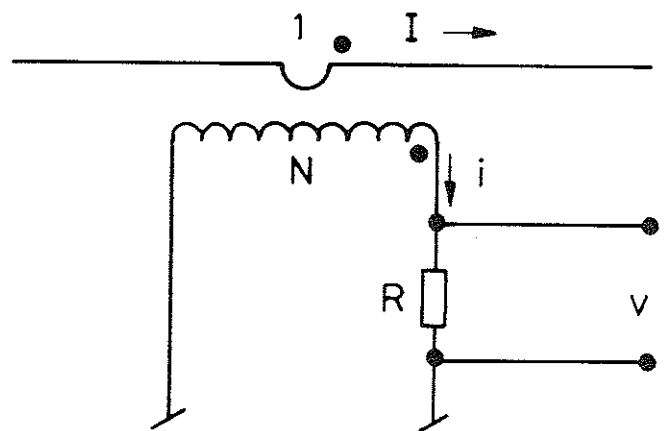


Fig. 1

Sekundærsiden af transformatoren er belastet med modstanden R, hvad der er meget vigtigt. En strømtransformator skal altid være belastet, idet den ellers brænder af, d.v.s. spændingen over den bliver så stor, at kernematerialet ødelægges.

Fra fig. 1 får vi:

$$i = \frac{I}{N} \quad (1)$$

$$v = R \cdot i = \frac{R \cdot I}{N} \quad (2)$$