

# Dimensionering af elliptiske filtre.

Del 2: Højpas.

Af OZ7MA Arne R. Pedersen, Rønne Allé 34, 3450 Allerød.

## 7. Normeret elliptisk HP-filter.

Når man ud fra tabeller for et normeret elliptisk LP-filter skal dimensionere et HP-filter, er første skridt i proceduren, at man vælger det ene af de to diagrammer for LP-filtre, som er vist i tabellerne i Del 1. I det valgte diagram erstatter man dernæst alle spoler med kondensatorer og alle kondensatorer med spoler. Kondensatorerne skal have de reciprokke værdier i forhold til de værdier spolerne havde, aflæst i tabellen. Ligeledes skal spolerne have de reciprokke værdier i forhold til de værdier, kondensatorerne havde.

For at gøre det helt klart, hvordan proceduren er, vil vi dimensionere et HP-filter af 5. orden til 50 ohms impedansniveau og med afskæringsfrekvens  $f_c = 50$  MHz. Vi vælger, at dæmpningen i spærreområdet skal være minimalt  $A_s = 50$  dB. Ripplen i gennemgangsområdet bestemmes af, at tabel 1 i Del 1 gælder for 0.1 dB ripple.

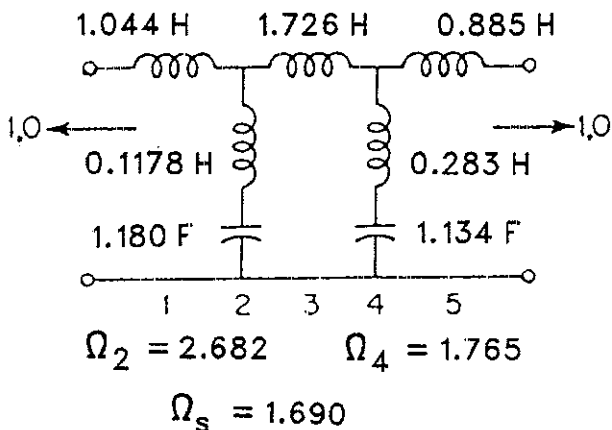


Fig. 6. Normeret LP-filter af 5. orden.  $A_s = 50$  dB.

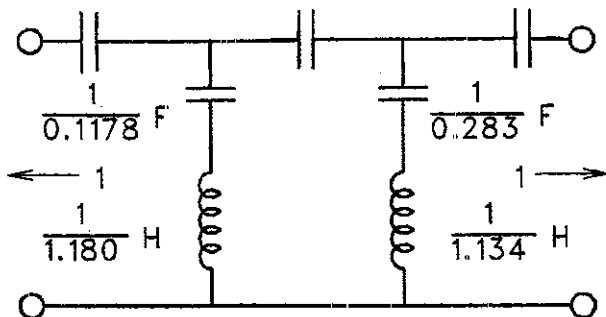


Fig. 7. Normeret HP-filter af 5. orden.  $A_s = 50$  dB.

Denne gang vælger vi det nederste af diagrammerne i tabel 1, og vi aflæser komponentværdierne for det normerede LP-filter i linien med  $A_s = 50$  dB i tabel 1, se fig. 6. Når vi så går over til HP-filteret ved at erstatte spoler med kondensatorer og omvendt, se

fig. 7, får vi et filter med kun to spoler, medens vi ville have fået 5 spoler, hvis vi var startet med det øverste diagram i tabel 1. For ikke at få kobling imellem spolerne er det nødvendigt - i hvert fald, hvis man bruger luftspoler - at montere hver spole i hver sit afskærmede rum i den box, hvori man indbygger filteret. Vi kan altså nøjes med to rum i stedet for fem. I fig. 7 er komponentværdierne påskrevet som de reciprokke værdier af de tilsvarende komponenter i LP-filteret i fig. 6. Dermed har vi i fig. 7 det normerede HP-filter.

## 8. Det endelige HP-filter.

Ud fra fig. 7 foregår dimensioneringen ganske som ved LP-filteret. Først multipliceres spoleværdierne med 50, og kondensatorværdierne divideres med 50 for at få impedansniveau 50 ohm, se fig. 8. Til sidst divideres værdierne i fig. 8 med  $2\pi \cdot 50 \cdot 10^6$  for at få afskæringsfrekvensen 50 MHz, hvorved vi får det endelige HP-filter i fig. 9.

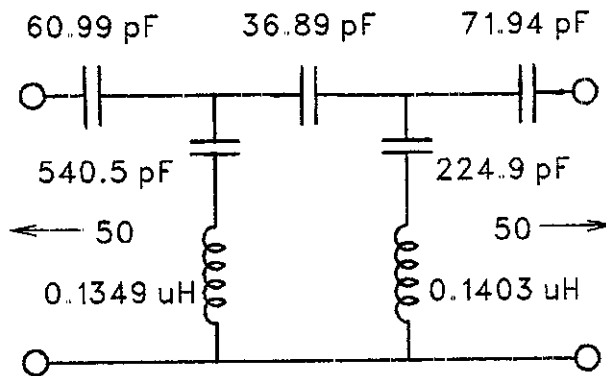


Fig. 8. HP-filter.  $50\Omega$ .  $A_s = 50$  dB.  $f_c = 1/(2\pi)$  Hz.

I fig. 10 er med kredsløbsprogrammet SPICE beregnet dæmpningskurven for filteret i fig. 9. Spolerens Q er sat til 100 ved 50 MHz. Vi ser, at den minimale dæmpning i spærreområdet netop er de 50 dB, vi havde dimensioneret for, og at denne dæmpning på flanken nås ved en frekvens på lige omkring 30 MHz. Den nøjagtige værdi er afskæringsfrekvensen 50 MHz divideret med  $\Omega_s = 1.690$ , aflæst i tabel 1 i Del 1. Faktisk valgte vi afskæringsfrekvensen 50 MHz, fordi  $\Omega_s$  gange 30 giver ca. 50, så at vi var sikker på, at filteret ville spærre i hele HF-området. De to dyk ligger på frekvenserne  $50/\Omega_2 = 18.6$  MHz og  $50/\Omega_4 = 28.3$  MHz.

Har man BCI eller TVI problemer, når man sender på HF, og har man en formodning om, at det skyldes,

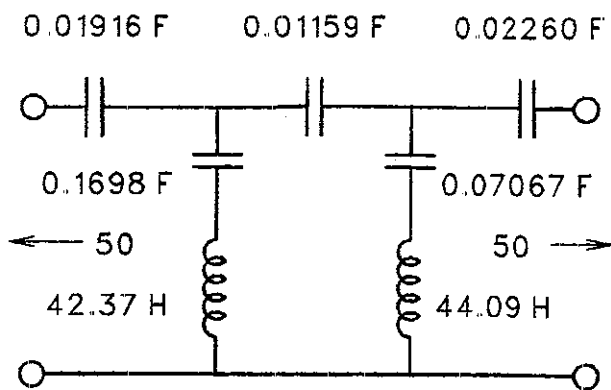


Fig. 9. Endelige HP-filtre.  $50 \Omega$ .  $f_c = 50 \text{ MHz}$ .

at modtageren bliver overstyret af det kraftige HF signal, så er det rette remedie at indskyde dette filter i modtagerens antennekabel. Skyldes problemet derimod kraftige harmoniske fra ens egen sender, så bør man indskyde et LP-filter fra Del 1 i senders antennekabel.

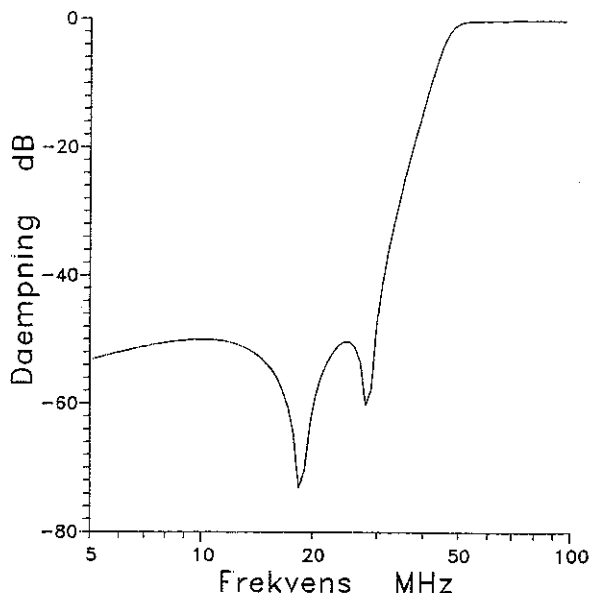


Fig. 10. Dæmpningskurve for HP-filter i fig. 9. Spølers  $Q = 100$  ved  $50 \text{ MHz}$ . Mellem  $70$  og  $100 \text{ MHz}$  er dæmpningen omkring  $0.1 \text{ dB}$ . Ved  $60 \text{ MHz}$  er dæmpningen  $0.27 \text{ dB}$ , ved  $50 \text{ MHz}$   $0.7 \text{ dB}$ .

### 9. Båndpasfilter sammensat af et LP- og et HP-filter.

Et båndpasfilter med stort forhold mellem den øvre og nedre grænsefrekvens laves ofte ved at sammensætte et LP- og et HP-filter i kaskade. LP-filteret skal så have afskæringsfrekvens lig den øvre grænsefrekvens, og HP-filterets afskæringsfrekvens skal være lig den nedre grænsefrekvens. Et sådant filter (for talefrekvenser) har OZ9KC [1] beskrevet for mange år siden.

OZ NOVEMBER 1996

Vi har nu set, at elliptiske HP-filtre kun er en lille smule mere besværlige at dimensionere end elliptiske LP-filtre. Beregningerne kan stadig foretages med en simpel lommeregner. En hel del mere kompliceret bliver det, når vi i næste artikel skal se på forholdene for elliptiske båndpasfiltre.

### 10. Reference.

[1] Knud Hammer Christensen, OZ9KC: Elliptiske filtre for amatører. OZ juli 1973, pp. 260-264. **OZ**

## Litteratur nyt

UHF/Microwave Projects Manual, ARRL 1994.

318 sider, pris kr. 225,- hos Radioamatørernes Forlag ApS.

Ligesom herhjemme er udviklingen i USA gået i retning af højere frekvenser, og det har fået ARRL til at udsende denne bog

Frekvensmæssigt begynder den ved  $432 \text{ MHz}$  og stopper ved  $24 \text{ GHz}$ , men i forordet udstrykker ARRL's vicepræsident K1ZZ, David Summer det håb, at den næste samling konstruktionsartikler må begynde, hvor denne bog slutter, nemlig ved  $24 \text{ GHz}$ .

Efter et par afsnit med introduktion af båndene og praktiske tips kommer et par afsnit med transvertere. For de radioamatører, der frygter oprimning af transvertere, er der her en lettelse, idet mange af konstruktionerne kun kræver et minimum af trimning. Sidst i afsnittet er der en beskrivelse af en lasertransceiver - sådan noget har vi ikke set meget til herhjemme; måske er der en spændende niche her (det kræver ikke licens!!)

De følgende afsnit giver mange gode tips om strømforsyninger og styrekredsløb til antenneforstærkere, oscillatorer og multiplikatortrin, og endelig er der et afsnit om filtre.

Antenneforstærkere behandles i et helt afsnit, og her gøres det udstrakt brug af MGF 1302. For de mere avancerede er der konstruktioner med HEMT-transistorer, som også er til at få fat på i Europa. Konstruktionerne er udført med den grundighed, som kendetegner amerikanske konstruktioner, men der er som om man ikke har fået de sidste nyheder med, som blandt andet DJ9BV står for.

Afsnittet med udgangsforstærkere er helt naturligt domineret af rørkonstruktioner, og er der noget, som amerikanerne er godt til, så er det at bygge PA-trin med rør. Der indledes med en grundig oversigt over trioder i jordet gitteropstilling og tetroder i jordet katodeopstilling. I oversigten er det også lykkedes forfatterne at fremstikke data de fortrinlige russiske senderrør, der i de sidste år er strømmet ind over det vesteuropæiske marked

Ikke overraskende er der 3CX800A7, der anvendes på  $432 \text{ MHz}$ . Der er to meget gennemarbejdede konstruktioner, hvoraf den sidste kan levere  $1500 \text{ W}$ .  $23 \text{ cm}$  er heller ikke glemt. Med det lille 2C39 er der et PA-trin, der med luftkøling kan levere  $100 \text{ W}$ ; med vandkøling mere end  $250 \text{ W}$ . For de, der kan nøjes med mindre, er der et lille trin med en Mitsubishi M67115; det kan levere  $3 \text{ W}$ .

Efter et afsnit om transmissionslinjer er der et godt afsnit om antenner. Det indledes med en  $70 \text{ cm}$  antenne, hvor forfatterne har gjort sig store anstrengelser for at optimere konstruktionen. Efter nogle loop-antener til  $23 \text{ cm}$  er resten af kapitlet en beskrivelse af parabolantener og fødehorn til disse. Det sidste afsnit handler om måleudstyr, og den første artikel giver et fint tips til afprøvning af GaAsFET's - vel at mærke uden at ødelægge dem. Der er et simpelt wattmeter med en termistor samt et par milliwatt-metre og SWR-metre med anvendelse til mindst  $1296 \text{ MHz}$ .

Alt i alt en spændende bog med mange gode tips. For den aktive UHF-SHF-radioamatør vil den være en naturlig inspirationskilde, medens den for de mange, der frekvensmæssigt bevæger sig i den retning, må blive en af de næste nyanskaffelser.

OZ5KM, Kjeld.

# Dimensionering af elliptiske filtre.

## Del 3: Båndpas.

Af OZ7MA Arne R. Pedersen, Rønne Allé 34, 3450 Allerød.

### 11. Normeret elliptisk båndpasfilter.

Vi vil demonstrere hele proceduren ved at dimensionere et 5. ordens båndpasfilter ud fra et 5. ordens lavpasfilter. Et sådant båndpasfilter er af 10. orden, fordi det har dobbelt så mange poler, nemlig 10, i forhold til lavpasfilterets 5 poler. Vi vælger centerfrekvens 3.65 MHz og båndbredde på 0.4 MHz, så det dækker en lille smule mere end 80 meter båndet. Den relative båndbredde bliver altså  $0.4/3.65 = 0.1096$ . Af grunde vi vil forklare senere, vælger vi her et impedansniveau på 1000 ohm.

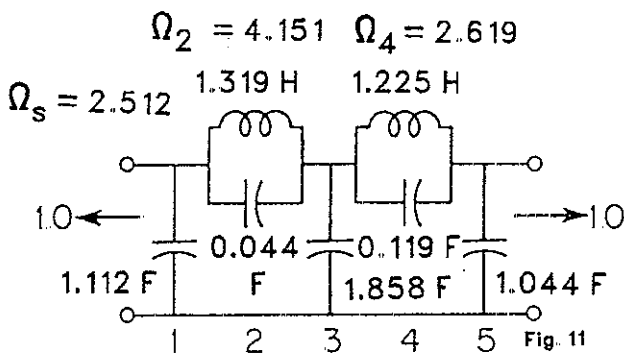
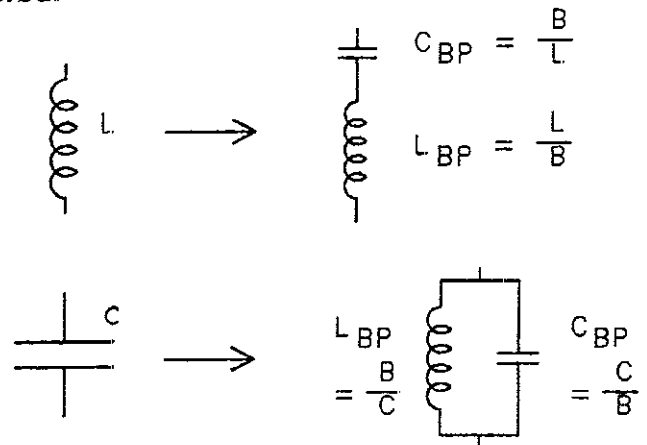


Fig. 11. Normeret LP-filter af 5. orden for  $A_s = 70$  dB.

Denne gang starter vi med det normerede LP-filter for  $A_s = 70$  dB, se fig. 11, hvor komponentværdierne er aflæst i nederste linie i tabel 1 i Del 1. Derefter transformerer vi dette LP-filter om til et BP-filter på flg. måde: Alle steder, hvor der i fig. 11 er en spole, tegner vi en seriekombination af en spole og en kondensator. Og alle steder, hvor der i fig. 11 er en kondensator, tegner vi en parallelkombination af en



$$B = \frac{\text{Båndbredde i Hz}}{\text{Centerfrekvens i Hz}}$$

Fig. 13

Fig. 13. Procedure for omtransformering fra LP- til BP-filter.

spole og en kondensator, se fig. 12. Komponentværdierne i fig. 12 udregnes ud fra værdierne i fig. 11 ved hjælp af de formler, der er anført i fig. 13. Bemærk, at alle svingningskredse i fig. 12, både serie- og parallelkredse, har den normerede resonansfrekvens  $\omega_0 = 1$  eller  $f_0 = 1/(2\pi)$  Hz.

Nu kan vi som ved LP-filteret transformere impedansniveauet om til det ønskede ved at multiplicere alle spoler og dividere alle kondensatorer med impedansniveauet i ohm, i vort tilfælde altså med 1000. Derved når vi frem til fig. 14. Svingningskredse har stadig den normerede resonansfrekvens  $\omega_0 = 1$ .

Derefter transformerer vi om til den ønskede båndcenterfrekvens  $f_0$  ved at dividere alle spoler og kondensatorer med  $2\pi f_0$ , i vort tilfælde med

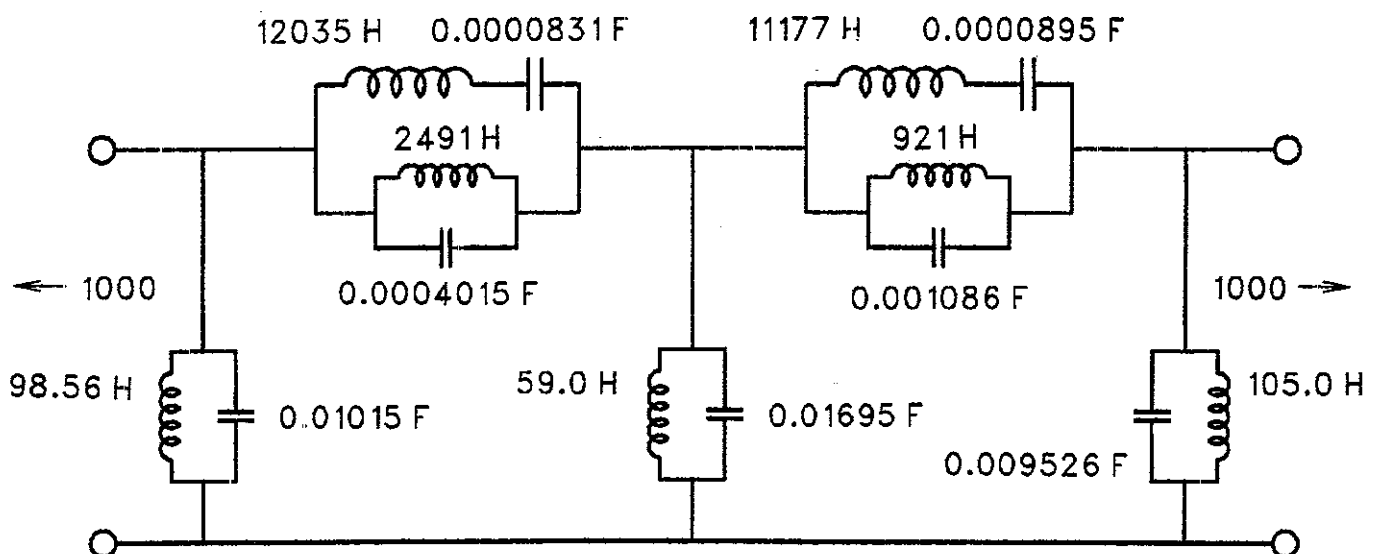


Fig. 12. Normeret BP-filter af 5. orden for  $A_s = 70$  dB.

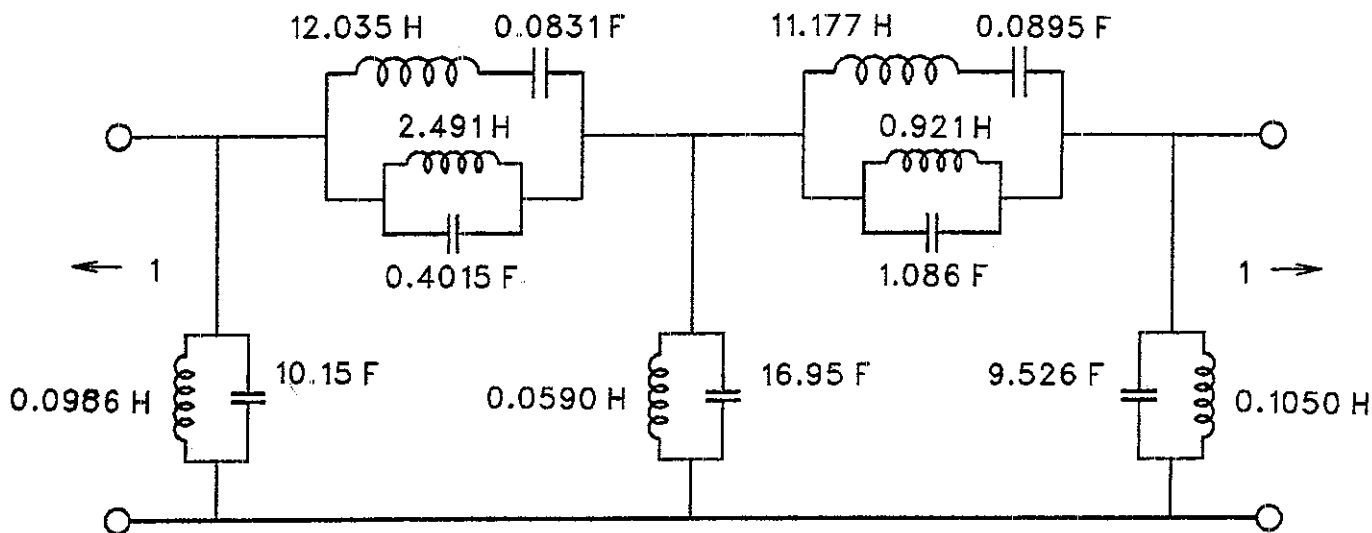


Fig. 14. Det normerede BP-filter transformeret om til impedansniveau 1000 ohm.  $\omega_0 = 1$ .

$2\pi \cdot 3.65 \cdot 10^6$ . Vi får da værdierne vist i fig. 15. Nu har alle svingningskredse resonansfrekvensen  $f_0 = 3.65$  MHz.

I ref. [1] side 26 er der et lille (45 linier) Basic program, hvormed man kan foretage alle disse beregninger i 'ét hug' frem for at udføre dem trinvis, som vi nu har gjort det for forståelsens skyld. Programmet går altså direkte fra komponentværdierne i fig. 11 til værdierne i fig. 15.

Det kan vises, at man kan erstatte parallelkombinationen af en seriekreds og en parallelkreds med en seriekombination af to parallelkredse ved hjælp af formlerne i fig. 16. Disse beregninger er så besværlige, at man står sig ved at programmere ligningerne ind i en lommeregner eller computer. I ref. [1] side 26 findes et lille (51 linier) Basic program, der foretager disse beregninger. Ved at bruge dette program finder vi de endelige værdier for vort båndpasfilter som vist i fig. 17.

Parallelkredsene forbundet til stel er ikke ændret,

og de har alle resonans ved centerfrekvensen. Men læg mærke til, at de 'nye' parallelkredse ikke har resonans ved centerfrekvensen, men ved frekvenser et stykke over og et stykke under båndpasområdet, som anført på fig. 17. Ved disse 4 frekvenser fås meget stor dæmpning, medens dæmpningen uden for båndpasområdet ellers minimalt er de 70 dB, vi har dimensioneret filteret for.

Sammenligner vi komponentværdierne i fig. 15 og fig. 17, ser vi, at de er mere rimelige til 3.65 MHz i sidstnævnte figur. I førstnævnte har seriekredsene meget store selvinduktioner og meget små kapaciteter. Desuden er det rent praktisk rarere udelukkende at arbejde med parallelkredse. Inden man lodder kredse ind i filteret, kan det være fordelagtigt at justere hver kredse til sin resonansfrekvens ved hjælp af f. eks. et gitterdykmeter og en frekvenstæller eller modtager med digitalvisning af frekvensen. Det gør ikke så meget, om spoler og kondensatorer ikke har de helt nøjagtige værdier. Det, der betyder mest, er

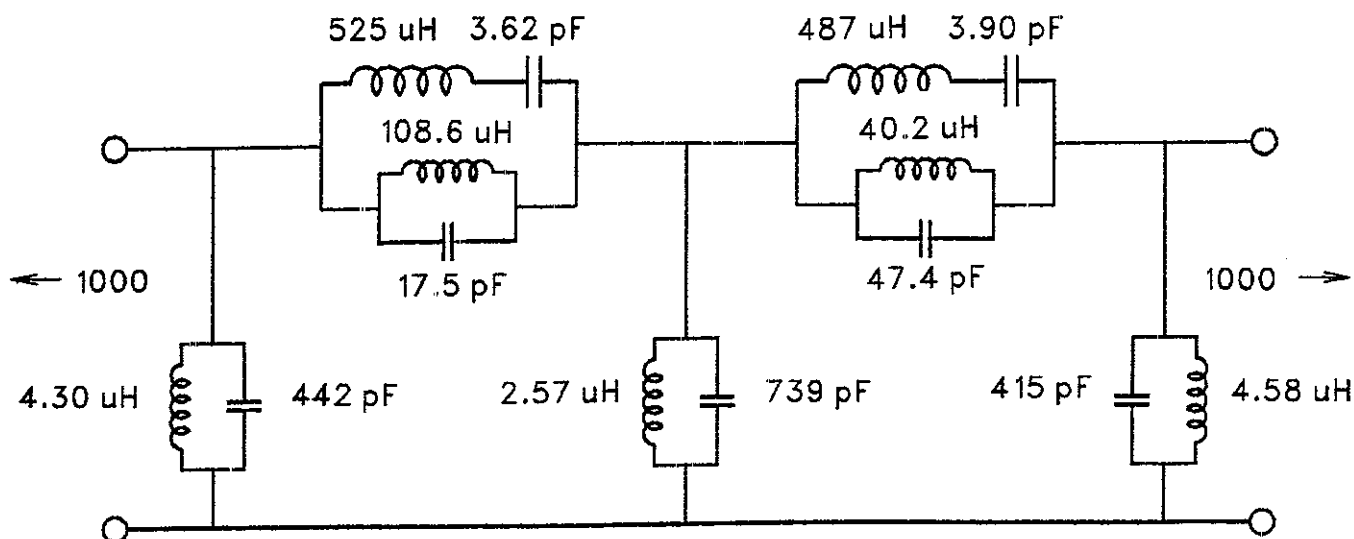
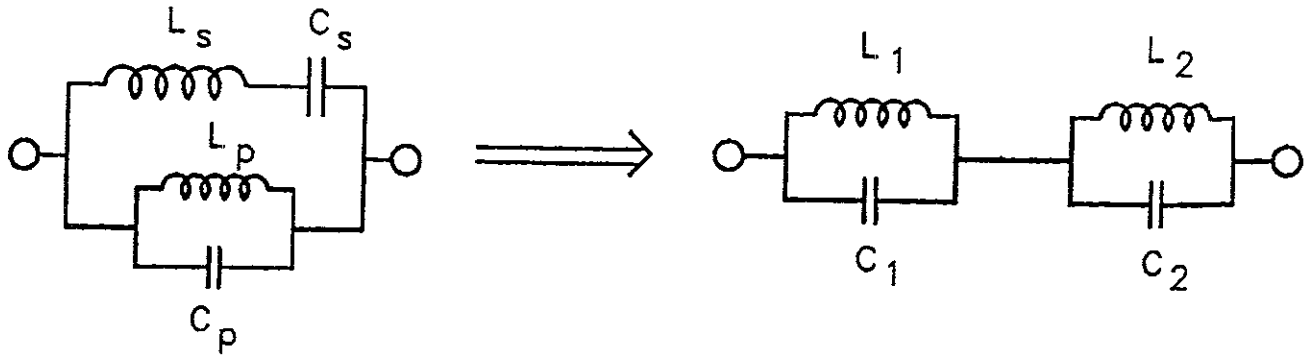


Fig. 15. BP-filteret i fig. 14 transformeret om til centerfrekvens 3.65 MHz.



$$A = L_s L_p C_s C_p$$

$$B = L_s C_s + L_p C_p + L_p C_s$$

$$E = L_s L_p C_s$$

$$P = \frac{1}{2} (B + \sqrt{B^2 - 4A})$$

$$L_1 = \frac{A L_p - P E}{A - P^2}$$

$$C_1 = \frac{A^2 - A P^2}{A L_p P - E P^2}$$

$$L_2 = \frac{P E - L_p P^2}{A - P^2}$$

$$C_2 = \frac{A - P^2}{E - P L_p}$$

Fig. 16. Omregning fra parallelkombination af en serie- og en parallelkreds til seriekombination af to parallelkredse.

at kredsene har de rigtige resonansfrekvenser, som man så kan opnå ved at stille på en jernkerne eller ved at strække eller trykke spolerne lidt sammen, også selv om de er viklet på ringkerner, eller ved at bruge trimmekondensatorer i parallel med faste kondensatorer.

Hvis vi havde dimensioneret dette filter til impedansniveau 50 ohm, så ville alle spoler være blevet 20 gange mindre og alle kondensatorer 20 gange større. Vi ser så, at vi ville have fået nogle yderst urimelige komponentværdier, meget små spoler og meget store kondensatorer, især for de tre svingningskredse, der er forbundet til stel. Hvis vi alligevel har brug for impedansniveau 50 ohm, så kan vi opnå dette ved at gå ind med passende udtag på den første og sidste spole, som vist punkteret i fig. 17. Hvis disse spoler er viklet på ringkerner, kan vi roligt regne med, at impedansen omtransformeres som kvadratet på vindingstallet. Hvis ringkernespolen eksempelvis har 22 vindinger, så finder vi, at for at få 50 ohms impedansniveau, så skal udtaget være de 22 vindinger multipliceret med kvadratroden af 50/1000. Denne udregning giver 4.92 vdg., hvilket naturligvis vil sige 5 vdg. regnet fra stelsiden.

I fig. 18 er vist komponentværdierne for et tilsvarende BP-filter med  $A_S = 35$  dB, hvor udgangspunktet har været det normerede LP-filter i fig. 1 i Del 1.

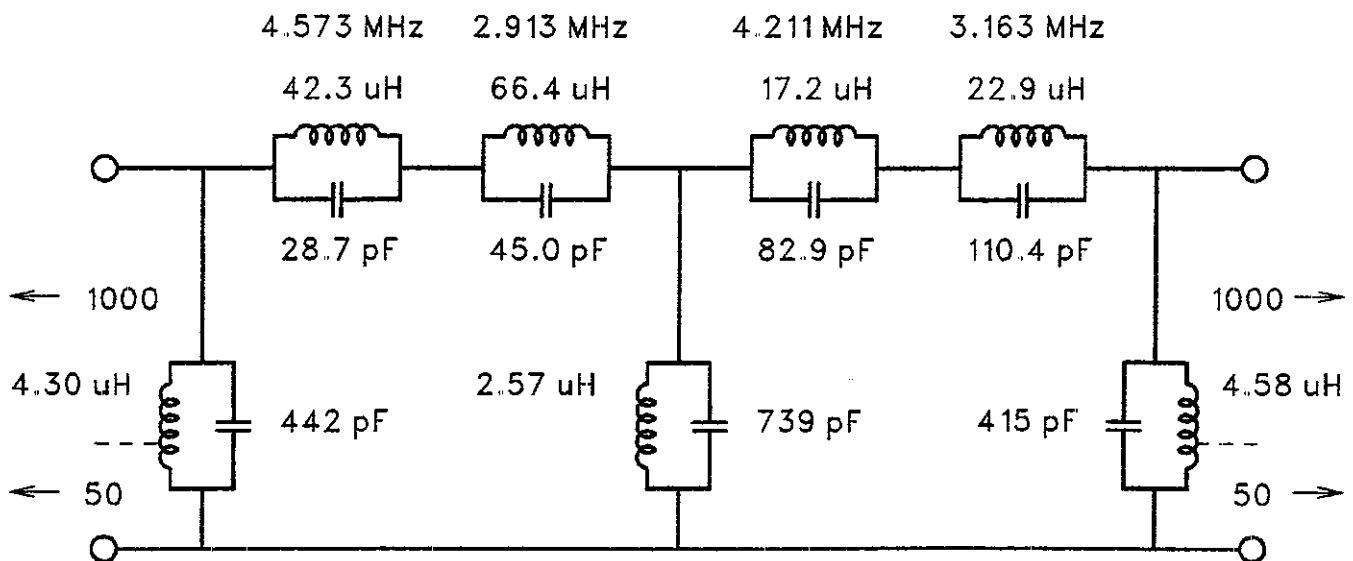


Fig. 17. Det endelige BP-filter for  $A_S = 70$  dB,  $f_0 = 3.65$  MHz.

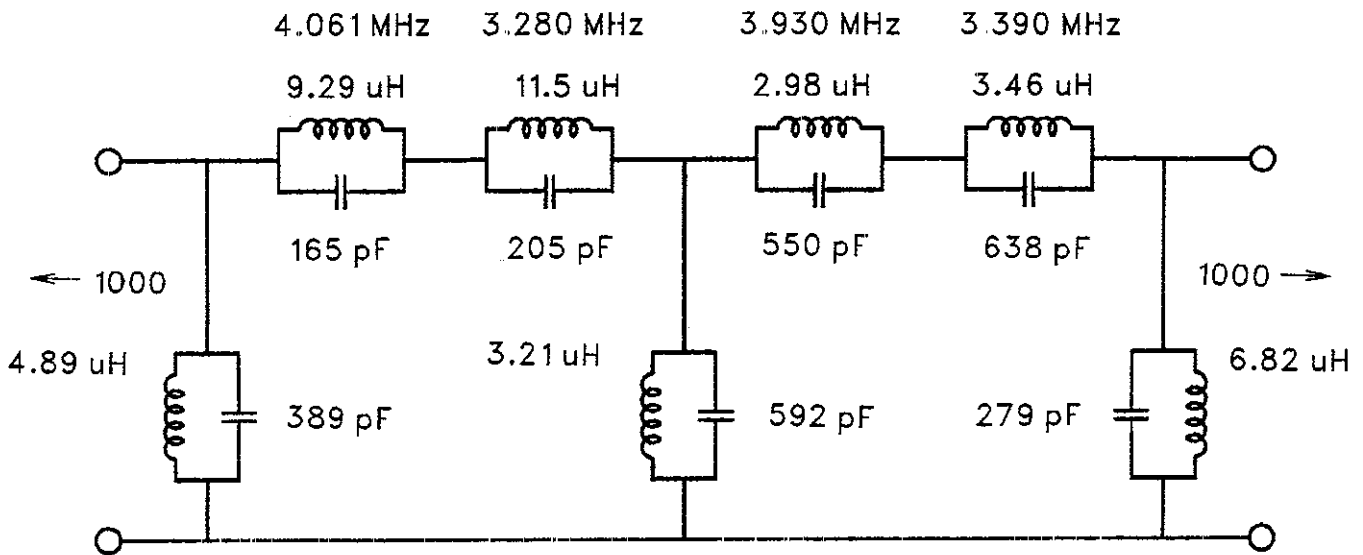


Fig. 18 Det endelige BP-filter for  $A_S = 35$  dB  $f_0 = 3.65$  MHz

## 12. Beregnede kurver for dimensionerede filtre.

Med kredsløbsprogrammet SPICE har vi beregnet kurverne for de to BP-filtre i fig. 17 og 18. Alle spoler  $Q$  er sat til 100 ved 3.65 MHz. Resultaterne er vist i fig. 19. Vi ser, at 70 dB filteret har mindre stejle flanker end 35 dB filteret. De 4 dyk ved resonansfrekvenserne for de vandret tegnede svingningskredse ses tydeligt for 70 dB filteret, medens de to dyk nærmest båndpasområdet for 35 dB filteret kun ses antydnet, men de bidrager til at forøge dette filters flankestejlhed. At dykkene ikke bliver særlig dybe, skyldes tab i spolerne.

I båndpasområdet fra 3.5 - 3.8 MHz varierer dæmpningen for 70 dB filteret mellem 2.6 og 3.5 dB, for 35 dB filteret mellem 2.0 og 3.3 dB. Disse tab er acceptable, hvis filtrene bruges i en modtager, men er alt for store ved brug i en sender.

Forfatteren har opbygget et filter efter fig. 17 til brug i en experimental 80 meter modtager. De tre svingningskredse, der er forbundet til stel, har spoler viklet på små ringkerner, medens de fire vandret tegnede kredse har spoler viklet med litzetråd på kammerformede med jernkerner. Disse 4 kredse er finjusteret til de 4 dyk-frekvenser angivet i fig. 17, efter at filteret var monteret ved at indskyde filteret mellem en generator og en modtager, stille modtager og generator på dyk-frekvenserne og successivt stille de 4 jernkerner til minimum udslag på modtagerens S-meter. Spolerne er afskærmet fra hinanden. Måling af filterets dæmpning med primitivt måleudstyr gav de på fig. 19 viste punkter. Udstyret bestod foruden af ovennævnte generator og modtager af hjemmebyggede attenuatorer, der ved hver frekvens blev stillet til samme udslag på modtagerens S-meter. Det var ikke i stand til at måle større dæmpninger end 49 dB. Det ses, at målepunkterne passer ganske godt med den beregnede kurve.

Endelig har vi til sammenligning beregnet kurven for et sæt koblede kredse. De to ens spoler har et  $Q$

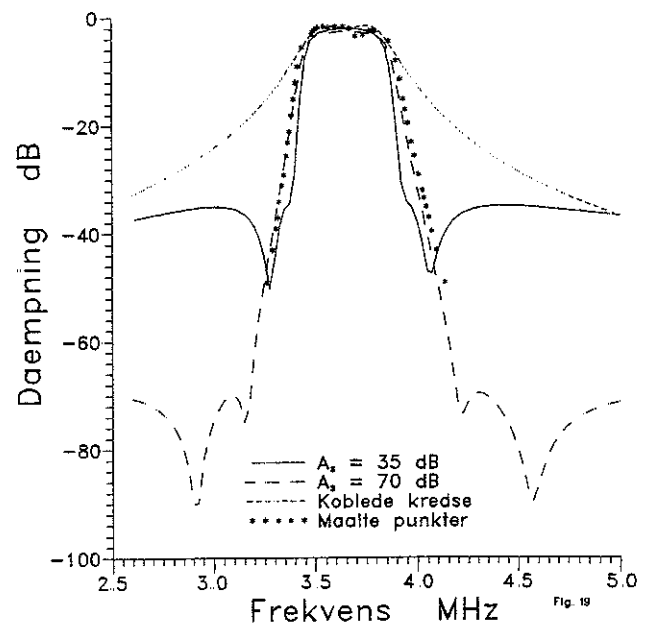


Fig. 19 Beregnede kurver for BP-filtre i fig. 17 og 18. Til sammenligning er vist beregnet kurve for filter med koblede kredse. Spolers  $Q = 100$  i alle tre filtre. Målte punkter for opbygget filter med  $A_S = 70$  dB.

på 100, men for at opnå den store båndbredde er det belastede  $Q$  kun omkring 16. For at opnå en svagt overkritisk kobling skal koblingsgraden ved så lavt et belastet  $Q$  være så stor, at det ved direkte kobling mellem to luftspoler nok kunne blive vanskeligt at opnå i praksis. I båndpasområdet 3.5 - 3.8 MHz beregnes tab på mellem 1.5 og 2.4 dB. Det ses, at flankestejlheden er meget mindre end for de elliptiske filtre, hvilket naturligvis også er yderst rimeligt i betragtning af, at der kun benyttes 2 afstemte kredse mod 7 i de elliptiske filtre.

## 13. Beregning på andre elliptiske BP-filtre.

Til orientering har vi dimensioneret et par BP-filtre til 14 MHz båndet og med SPICE beregnet kurverne

for dem. Dimensioneret for  $A_S = 70$  dB, impedansniveau 1000 ohm og en båndbredde på 0.45 MHz (altså lidt mere end 14 MHz båndet) og med spole  $Q = 100$  finder vi dæmpninger på 8.9 - 11.8 dB inden for området 14.000-14.350 MHz. Med  $Q = 50$  stiger tabet til mellem 17.1 og 20.8 dB. Disse filtre er naturligvis uanvendelige i praksis. Vi dimensionerede også et filter med båndbredde 1.55 MHz, så den relative båndbredde blev den samme som i 3.65 MHz filteret i fig. 17. Med spole  $Q$  på 100 gav det en dæmpning på 2.6 dB inden for 14 MHz båndet, og med  $Q = 50$  på omkring 5.2 dB. Så man skal altså sørge for ikke at dimensionere sine elliptiske BP-filtre til en for lille relativ båndbredde. Det opbyggede 3.65 MHz filter burde nok være dimensioneret til lidt større båndbredde for at nedbringe tabet i båndpassområdet, men dette blev først erkendt, da filteret var færdigt.

Man kan efter samme procedure dimensionere BP-filtre af f. eks. 7. orden (tabel 2 i Del 1), men det vil nok være sjældent, at radioamatører har brug for det.

#### 14. Elliptiske båndstopfiltre.

Båndstopfiltre kan dimensioneres ved en procedure, der er ganske analog til metoden ovenfor for BP-filtre. Da det nok er sjældent, at radioamatører har brug for båndstopfiltre, vil vi ikke komme nærmere ind herpå.

#### LCTRANSF.ASC

```

DIM Q$(3)
pi = 3.14159
CLS
PRINT "This program transforms a parallel resonant - series resonant com-
bination into two parallel resonant circuits in series with other."
PRINT
Lbl1:
PRINT "Enter the value (in uH) of the series indu-
ctor"
INPUT L3
PRINT "Enter the value (in uH) of the parallel indu-
ctor"
INPUT L4
PRINT "Enter the value (in pF) of the series capa-
citor"
INPUT C3
PRINT "Enter the value (in pF) of the parallel
capacitor"
INPUT C4
A = L3 * L4 * C3 * C4
B = C4 * L4 + C3 * L3 + L4 * C3
E = L3 * L4 * C3
P = (B + SQR(B * B - 4 * A)) * .5
C1 = (A * A - A * P * P) / (A * L4 * P - E * P * P)
C2 = (A - P * P) / (E - P * L4)

```

```

L1 = (A * L4 - P * E) / (A - P * P)
L2 = (P * E - L4 * P * P) / (A - P * P)
f1 = 1 / (2 * pi * SQR(L1 * C1)) * 1000
f2 = 1 / (2 * pi * SQR(L2 * C2)) * 1000
CLS
PRINT "The input values are:"
PRINT
PRINT "Inductance (uH)          Capacitance (pF)
series circuit"
PRINT
PRINT USING "+#.#####^M"      "; L3; C3
PRINT
PRINT "Inductance (uH)          Capacitance (pF)
parallel circuit"
PRINT
PRINT USING "+#.#####^M"      "; L4; C4
PRINT
PRINT "The values for the two resonant circuits
are:"
PRINT
PRINT "Inductance uH          Capacitance pF
Frequency MHz"
PRINT
PRINT USING "+#.#####^M"      "; L1; C1; f1
PRINT USING "+#.#####^M"      "; L2; C2; f2
PRINT
PRINT
Lbl2:
PRINT "Do you wish to enter another set of data?
Y/N"
INPUT Q$
CLS
IF (Q$ = "Y" OR Q$ = "y") THEN GOTO Lbl1
IF (Q$ = "N" OR Q$ = "n") THEN GOTO Lbl3
CLS
GOTO Lbl2
CLS
Lbl3:
END

```

#### LP2BP.ASC

```

CLS
PRINT "This program computes the normalized
lowpass to wideband bandpass."
PRINT
PRINT
DIM Q$(3)
pi = 3.14159
PRINT "Enter the value of the center frequency in
Hz"
INPUT f_c
PRINT "Enter the value of the bandwidth in Hz"
INPUT B
PRINT "Enter the value of the source resistor"
INPUT R
CLS
PRINT "The center frequency is "; f_c " Hz"

```

```

PRINT "The bandwidth is "; B; " Hz"
PRINT "The source resistor is "; R; " ohms"
Lb1:
PRINT
PRINT "Enter the value of the normalized lowpass
capacitor (in farads)"
INPUT C
C1 = C / (2 * pi * B * R)
L1 = R * 2 * pi * B / (C * 4 * pi * pi * f * f)
PRINT
PRINT "Normalized      L1      C1      Paral-
lel"
PRINT "lowpass C      henries      farads
circuit"
PRINT
PRINT USING "+#.#####^M^M" "; C; L1; C1
PRINT
PRINT
PRINT "Enter the value of the normalized lowpass
inductor (in henries)"
INPUT L
C1 = 2 * pi * B / (L * R * 4 * pi * pi * f * f)
L1 = R * L / (2 * pi * B)
PRINT
PRINT "Normalized      L1      C1      Seri-
es"
PRINT "lowpass L      henries      farads      cir-
cuit"
PRINT
PRINT USING "+#.#####^M^M" "; L; L1; C1
PRINT
Lb2:
PRINT "Do you wish to enter additional values?
Y/N"
INPUT Q$
IF (Q$ = "Y" OR Q$ = "y") THEN GOTO Lb1
IF (Q$ = "N" OR Q$ = "n") THEN GOTO Lb3
CLS
GOTO Lb2
CLS
Lb3:
END

```

### 15. Afslutning.

Vi har vist, at det er ganske let, med en simpel lommeregner, at dimensionere særdeles effektive elliptiske LP- og HP-filtre. BP-filtre er noget mere komplicerede at dimensionere, her vil en programmerbar lommeregner eller en computer næsten være nødvendig. Det vil være en stor fordel, hvis man har mulighed for at checke sit design med et kredsløbsprogram, f. eks. SPICE. Samtidig får man oplysning om, hvor store tabene er i båndpasområdet som følge af, at spolerne ikke er ideelle. 16.

### 16. Reference.

[1] Cornell Drentea, WB3JZO, and Lee R. Watkins: Automatically switched half-octave filters: part 1. Ham Radio, Feb. 1988, pp. 10-32.

**OZ**

# Rettelse

XXX  
YYY

## OZ 11/96 Dimensionering af elliptiske filtre.

### Del 2: Højpas.

Jeg har lige fået OZ og ser, at i fig. 7 er komponentværdierne for de tre øverste kondensatorer desværre blevet klippet fra. Men heldigvis kan den opmærksomme læser ud fra teksten og komponentværdierne vist i fig. 6 let se, at de manglende værdier i fig. 7 skal være:

$$\frac{1}{1044} \text{ F} \quad \frac{1}{1.726} \text{ F} \quad \frac{1}{0.885} \text{ F}$$

Desuden er figurerne for hhv. figurtekst fig. 8 og figurtekst fig. 9 ombyttet, så at den figur, der er vist over figurtekst fig. 8 er det endelige HP-filter.

Vy Arne R. Pedersen, OZ7MA

## Fra andre blade

### Solcelleladestrukturer i miniformat.

Overladning af akkumulatorer ved ladning fra solceller kan jo let forekomme, når man har sat dem til ladning og så er taget ud for at udforske omgivelserne. Midlet imod denne overbelastning af batteriet er en automatisk kontrol, og en sådan i mindre end bystlommeformat beskriver WB8VGE nu.

WB8VGE er QRP-, portable- og solenergieusiast og meget flittig skribent til at berette om sine erfaringer. Hvor meget solceller bliver anvendt i OZ hører man ikke meget om, og hører man priser nævnt på båndene, er det vist for det meste på celler for større effekter, såsom 33 og 55 W; men ikke på størrelser som 5 å 10 W, der fuldt ud dækker QRP-behov. Akkumulatorerne skal jo også helst af hensyn til vægten være

til ganske få ampèretimer - af størrelsesordenen 1,2 - 6 Ah.

Michael Bryce, WB8VGE: *The Micro M - a Miniature Charge Controller*, QST SEP 1996 pp. 41-43.

OZ8T

PS. Da QRP-aktivitet - herunder selvbygning - er "in", må det være rimeligt at benytte denne lejlighed til at bringe en liste over artikler, der er relevante for ladere og kontrollere:

Michael Bryce, WB8VGE:

Off the Grid and on the Sun, QST DEC 1992 pp.45-51, OZ JAN 1993 p. 41

The SunSwitch, QST OCT 1993 pp. 24-27,

The FET Charge Controller QST JAN 1992 pp. 45-50, QST MAY 1992 p. 96

(Feedback),

NB! Diskussion herom i:

Rich Bonkowski, W3HWJ and Mike Bryce: FET Charge Controller Comments and

Catches, QST MAY 1992 pp. 95-96,

Lawrence Harbison, N7HRN: A Light-Operated Switch for Solar Panels QST

JAN 1993 p. 51. OZ MAR 1993 p. 153

Tekniske artikler af enhver art  
søges til OZ's spalter