

Från vägguttag till antenn

Av SM5BUJ
Lennart Ranebäck,
Ljungsbro

Fortsättning

Tidigare avsnitt har varit införda under 1993 i följande nummer
Nr 3 sid 44-45, Nr 4 sid 38-39, Nr 5 sid 42-43, Nr 7 sid 36 - 37
samt Nr 9 sid 42-46

Andra kopplingar med IC.

Adderare

Eftersom det alltid är 0 volt mellan + och - ingången måste I_1, I_2, I_3, I_4 ta vägen genom R_5 . Om $R_1 - R_5$ är lika stora blir:
 $U_{UT} = R_5 \times (U_1/R_1 + U_2/R_2 + U_3/R_3 + U_4/R_4)$ varför:
 $U_{UT} = U_1 + U_2 + U_3 + U_4$

Setkompenseringen R_6 's storlek blir $R_1 - R_2 - R_3 - R_4 - R_5$ parallellkopplade

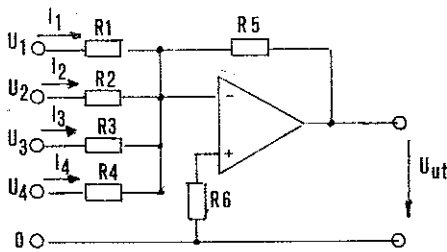


Fig 4:1

Adderare-subtraherare

Resistansema beräknas enligt föregående figur. Då U_1 och U_2 tillförs - ingången inverteras signalen och U_{UT} blir:

$$U_{UT} = U_3 + U_4 - (U_1 + U_2)$$

(Spänningskällornas R_i måste vara «R»)

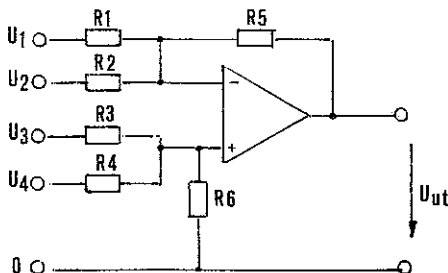


Fig 2:2

Differentialförstärkare

Om förhållandet $R_2/R_1 = R_4/R_3$ så blir: $U_{UT} = R_2/R_1 \times (U_2 - U_1)$
In impedansen $1 = R_1$
" $2 = R_1 + R_2$

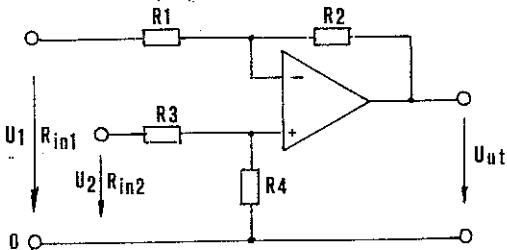


Fig 2:3

Komparator

Komparator användes för att jämföra två olika spänningar med varandra. U_{UT} är antingen 0 volt eller $+U_{CC}$, (Matas IC:n med \pm -spänning, $+U_{CC}$ eller $-U_{CC}$), beroende på vilken av ingångarna som har högst potential.

Komparatorn reagerar på mycket små spänningsskillnader mellan ingångarna

$$U_{UT} = \text{Positiv om } U_{ref} \text{ är } > U_1$$

$$U_{UT} = \text{Negativ eller 0 volt om } U_1 > U_{ref}$$

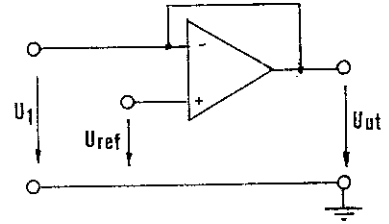


Fig 4:4

Spänningsdelare

Fig. 4:5 visar ett enkelt sätt att dela en spänning utan olägenheten med spänningsfall över R_1

Om $R_1 = R_2$ blir:

$$U_{UT} = U_{CC} \times R_2 / (R_1 + R_2) \quad R_{UT} \text{ blir lågohmig}$$

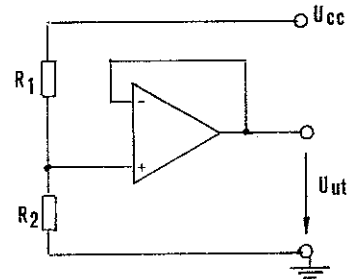


Fig 4:5

Effektförstärkare för lågfrekvens

I en trafikmottagare eller en amatörmottagare är effektbehovet litet. Användes hörtelofoner räcker det med mindre än 100 mW. Till och med en IC 741 i nedanstående koppling kan räkna

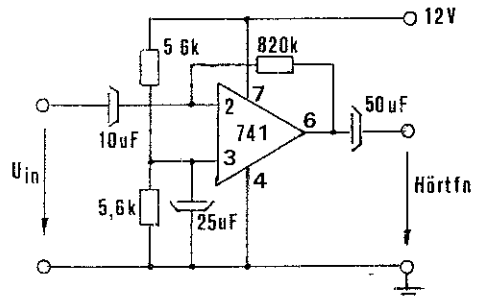


Fig 4:6

För att driva en högtalare måste dock en effektförstärkning ske

Fig 4:7 visar den principiella uppbyggnaden av LF-effektsteg. Steget har dubbel spänningsmatning. Vid enkel spänningsmatning måste en kondensator C anslutas mellan punkten P och högtalaren eftersom punkten P har potentialen $U_{CC}/2$

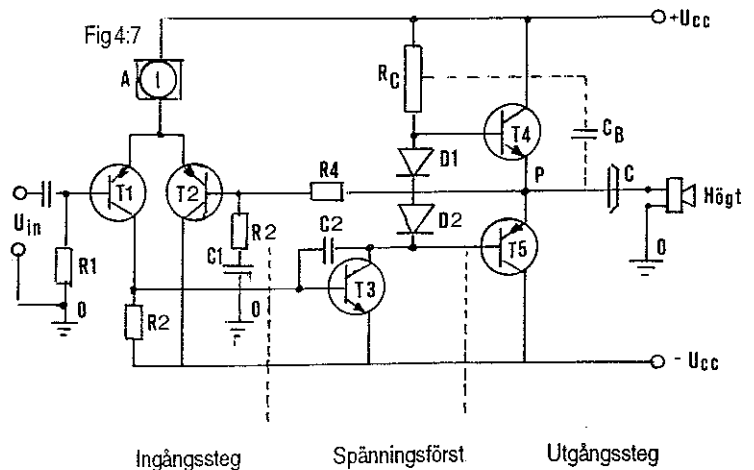


Fig 4:7

I exklusiva trafikmottagare sker denna filtrering och bandbreddsreducering vanligen med kristallfilter i mellanfrekvensförstärkaren. SSB-mottagaren kräver en bandbredd på 1,8-2,5 kHz. Vid telegrafimottagning räcker det med 50-150 Hz bandbredd. Filterfrekvensen är vanligen 9 MHz. Filtringen sker även i LF-förstärkaren med RC-filter.

De RC-filter som användes här är:

- 1 Lågpasfilter [LP]
- 2 Högpasfilter [HP]
- 3 Bandpasfilter [BP]
- 4 Bandspärrfilter [BS] (Notch-Filter)

Filter kan vara passiva eller aktiva. Med passiva filter erhålles alltid en dämpning av signalen.

I ovanstående filtrering är resistans och en eller flera reaktans. Beroende på vilken reaktans som användes benämnes de som:

- a RC-filter [C=kondensator X_C]
- b RL-filter [L=induktor X_L]
- c LC-filter [Både X_L och X_C (vanligen utan R)]

Passiva RC-filter.

Kondensators reaktans $X_C = 1/2\pi f$ och minskar därmed vid stigande frekvens (f). Signalen läggs över impedansen Z, utsignalen tas över X_C . Vi får en spänningsdelning enligt fig 5:2b

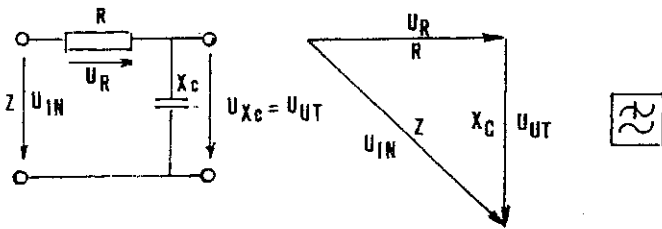


Fig 5:2a

Fig 5:2b

Symbol

Vid gränshfrekvensen $[f_g]$ är spänningsfallet $U_R = U_C$. Fasförskjutningen mellan ström och spänning i kretsen är då -45° , se fig 5:2b. $\sin 45^\circ = 0,707$, $20 \times \log 0,707 = -3,0$ dB. Vid likström är $U_{UT}/U_{IN} = 1$ och omräknat i dB blir $\log 1 = 0$ dB.

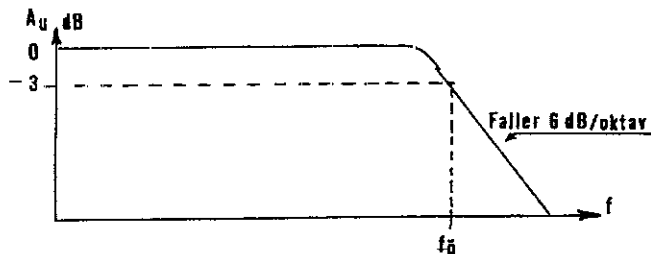
Vi kan också använda oss av Pythagoras sats och får då;

$$U_{UT} = U_{IN} \times U_C / \sqrt{(X_C^2 + X_C^2)}; \quad U_{IN} \times X_C / (X_C \times \sqrt{2}) = U_{IN} / \sqrt{2}$$

Med hjälp av trigonometrin går det lättare och snabbare att beräkna en given krets

Beräkning av brytthfrekvensen $[f_g]$

Antag att $R = 5 \text{ k}\Omega$ och $C = 0,1 \mu\text{F}$. Då $X_C = R$ får vi:
 $5 \times 10^3 = 1 / (2 \times \pi \times f_g \times 0,1 \times 10^{-6})$; $f_g = 1 / (5 \times 10^3 \times 2 \times \pi \times 0,1 \times 10^{-6})$
 $f_g = 10^3 / \pi = 318,81 \text{ Hz}$. Återgivningen blir enligt fig 5:3
 Lägga märke till att kurvan sjunker 6 dB/oktav över f_g



Högpasfilter.

I detta filter byter R och C plats. Se Fig 5:4.

Vid höga frekvenser är reaktansen X_C liten. Spänningsfallet över X_C är då också litet, varför större delen av U_{IN} återfinns över R. Impedanstriangeln visas i fig 5:4b. Som synes är kretsen induktiv.

Liksom vid LP-filter, då R och X_C är lika stora och fasförskjutningen 45° inträffar gränshfrekvensen $[f_g]$. Den benämnes nu undre gränshfrekvens f_u . Frekvenskurvan får då utseende som visas i fig 5:5

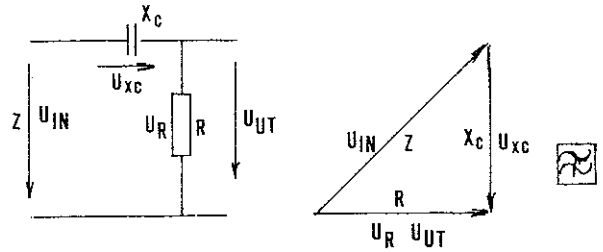


Fig 5:4 a

5:4 b

Symbol

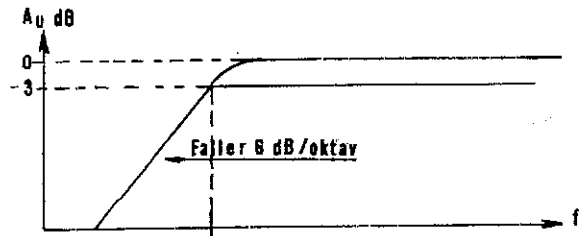


Fig 5:5

Genom att seriekoppla två eller flera filterlänkar med samma gränshfrekvens erhålles filter av 2:a, 3:dje osv ordningen. I filter av andra ordningen sjunker U_{UT} med 12 dB/okt. Och vid 3:dje ordningen med 18 dB/okt. Över eller under gränshfrekvensen $[f_g]$.

I en förstärkare av något slag bestäms $[f_u]$ av de i kretsen ingående kopplings- och avkopplings-kondensatorer $[f_g]$ bestäms av förstärkarelementens inre kapacitanser och ledningskapacitanserna.

Bandpasfilter.

Ett sådant filter erhålles om ett LP och ett HP-filter med olika brytthfrekvenser kopplas i serie. Resultatet blir en frekvensåtergivning enligt fig 5:6.

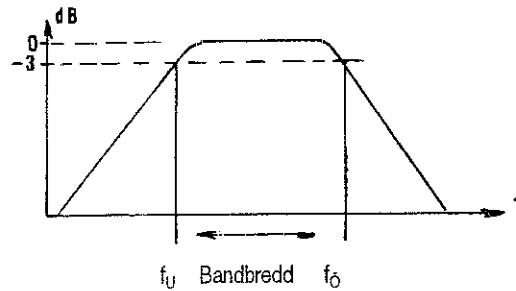


Fig 5:6

Ett bandpasfilter erhålles också med ett LC-krets. Bandbredden bestäms här av kretsens Q-värde X_L/R . Vi har anledning att återkomma till detta senare.

RL-filter.

I dessa filter användes den induktiva reaktansen som frekvensbestämmande komponent. Eftersom reaktansen $[X_L]$ ökar vid ökande frekvens blir kopplingen för LP- och HP-filter enligt nedanstående figurer 5:7 och 8.

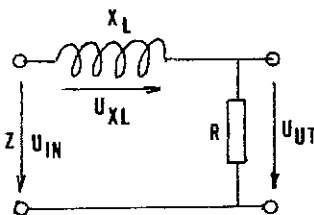


Fig 5:7 LP-filter.

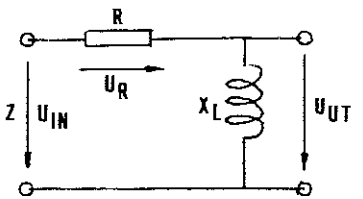


Fig 5:8 HP-filter.

Beräkningen av $[f_g]$ blir.

$$R = 2 \times \pi \times f_g \times X_L(H) \quad f_g = R / [2\pi L(H)] \text{ Hz.}$$

I de här presenterade kretsarna är alltid $U_{UT} < U_{IN}$