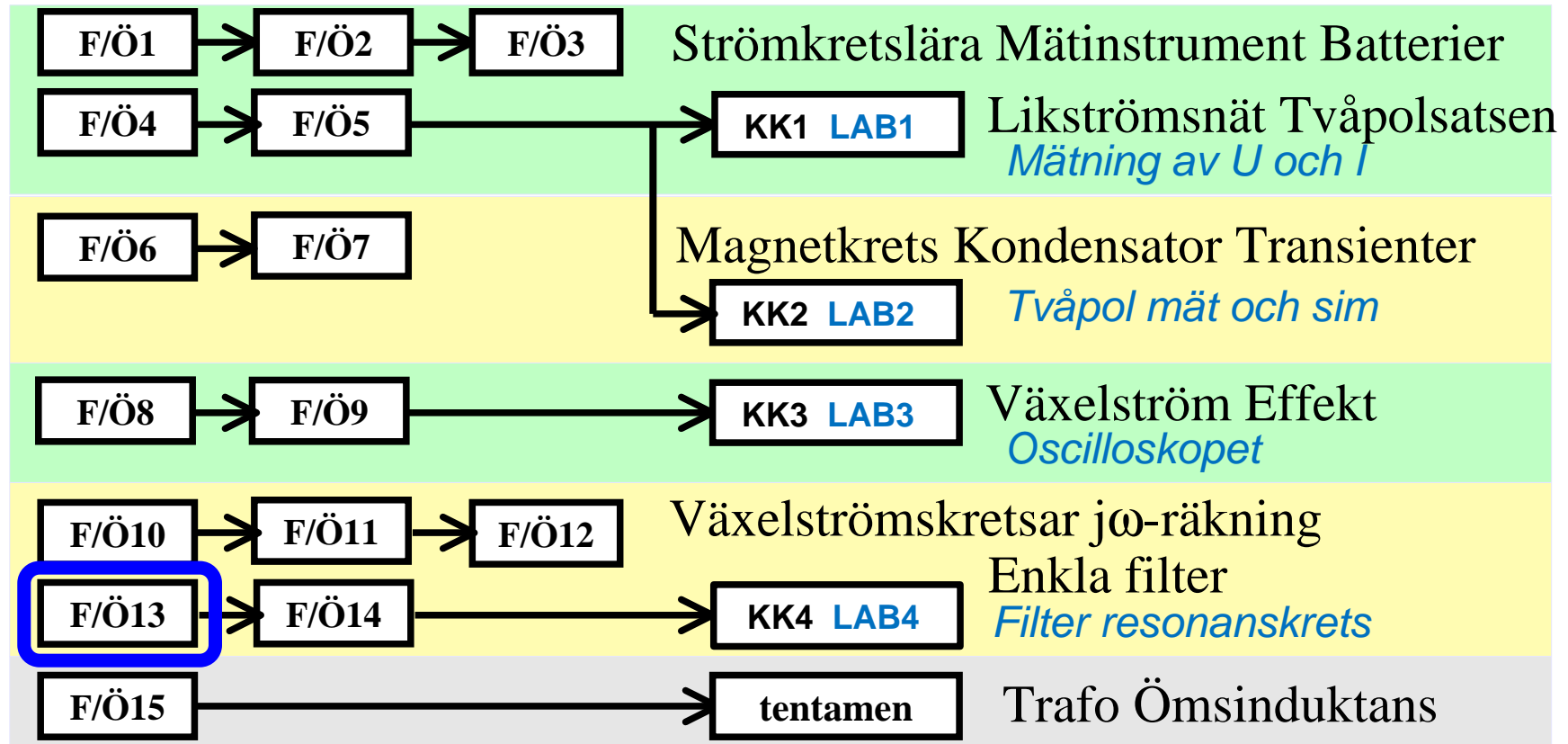
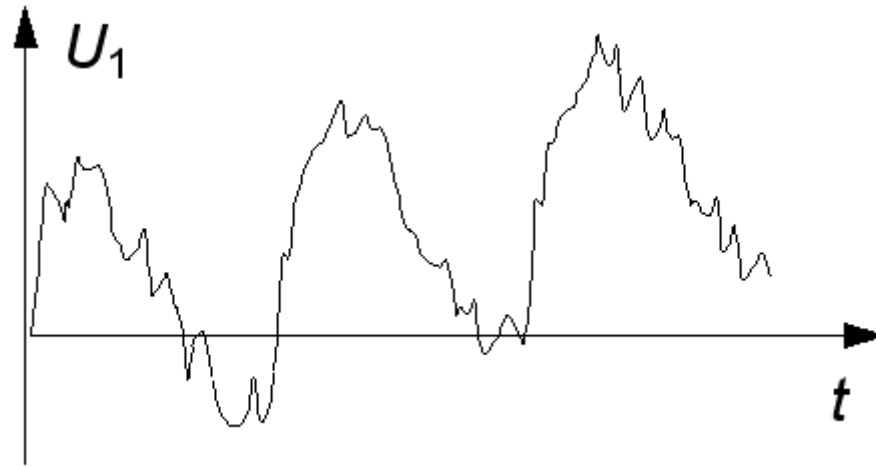


# IF1330 Ellära



*Föreläsningar och övningar bygger på varandra! Ta alltid igen det Du missat!  
Läs på i förväg – delta i undervisningen – arbeta igenom materialet efteråt!*

# En verklig signal ...



Verkliga signaler är svårtolkade. De är ofta störda av brus och brum.

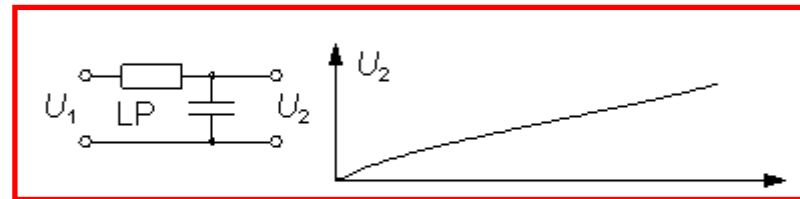
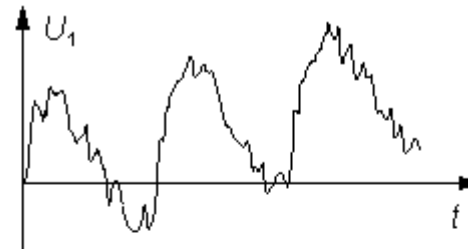
**Brum** är vårt 50 Hz nät som inducerats in i signalledningarna.

**Brus** är slumpmässiga störningar från förstärkare (eller t.o.m. resistorer).

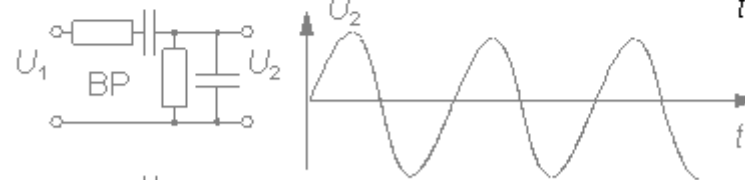
# Kanske likspänning ...

Kanske är signalen en långsamt ökande **likspänning** från tex. en temperaturgivare?

I så fall kan störningarna bestå av 50 Hz *brum* och högfrekvent *brus*.



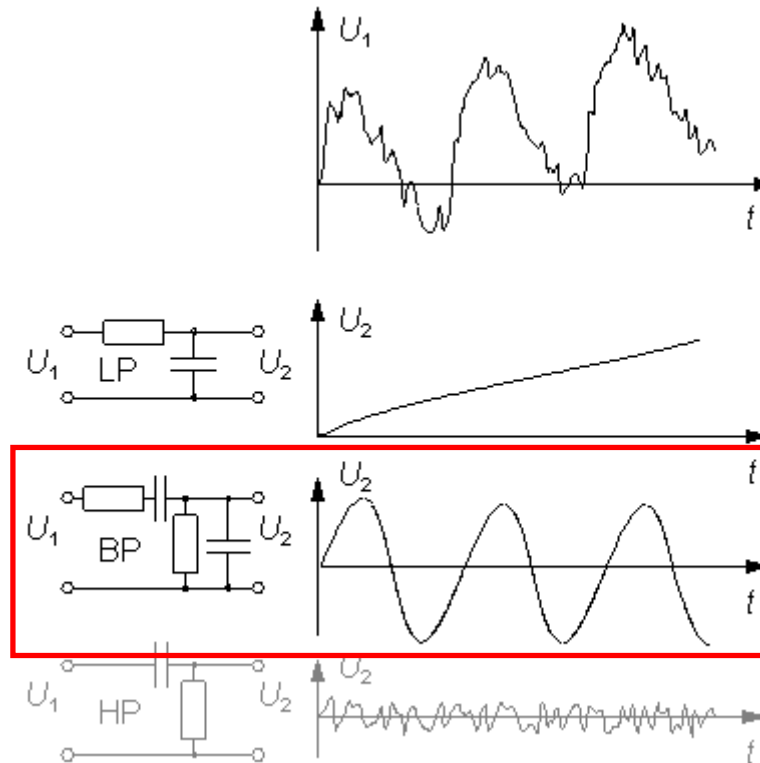
Ett **LP-filter** (=LågPass) filtrerar bort störningarna och lyfter fram signalen



# Kanske sinuston ...

Kanske är signalen en **sinuston**?

I så fall kan störningarna bestå av att likspänningsnivån långsamt ändrar sig, *drift*, och att *brus* tillkommit.

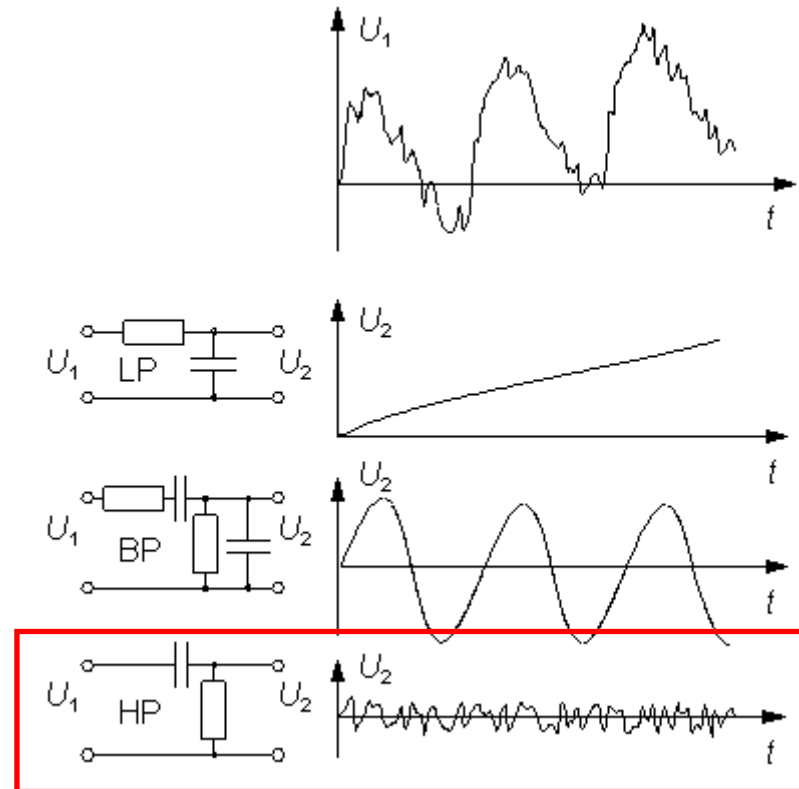


Ett **BP-filter** (BandPass) blockerar driften och filtrerar bort bruset.

# Kanske snabba variationer ...

Kanske är signalen de **snabba variationerna**?

I så fall kan störningarna bestå av att likspänningsnivån långsamt ändrar sig, *drift*, och att *brum* tillkommit.



Ett **HP-filter** (HögPass) filtrerar bort störningarna och lyfter fram signalen.

# Filter

Med  $R$   $L$  och  $C$  kan man bygga effektiva **filter**.

Induktanser är mer komplicerade att tillverka än kondensatorer och resistorer, därför används oftast bara kombinationen  $R$  och  $C$ .

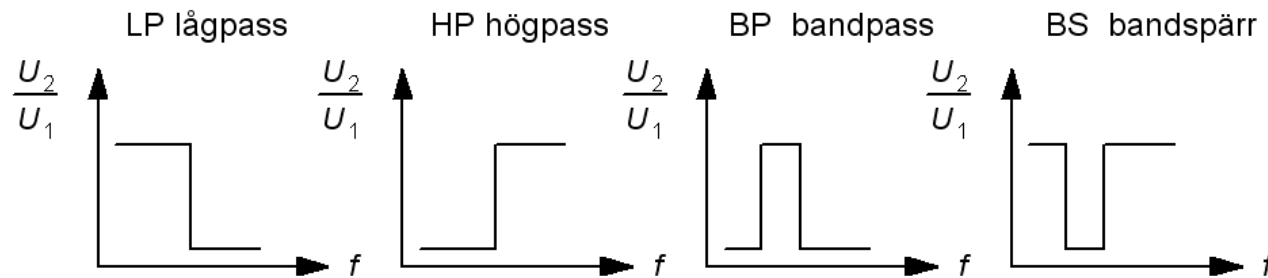
Snabba datorer kan filtrera signaler digitalt. Att beräkna en signals *löpande medelvärde* kan tex. motsvara LP-filtrering.

Numera dominerar den digitala filtrertekniken över den analoga.

Enkla RC-filter ingår naturligt i de flesta mätinstrument, eller t.o.m. uppkommer av "sig självt" när man kopplar samman utrustningar.

Detta är anledningen till att man måste känna till och kunna räkna på enkla RC-länkar, trots att de som filter betraktat är **mycket ofullständiga**.

# LP HP BP BS



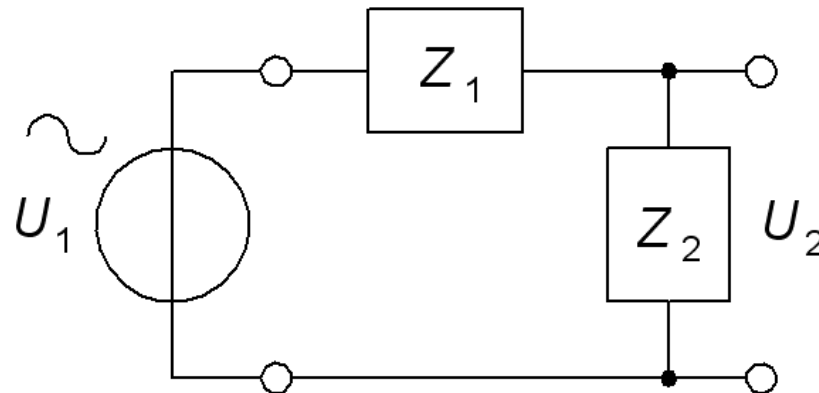
BP eller BS filtren kan ses som olika kombinationer av LP och HP filter.

William Sandqvist [william@kth.se](mailto:william@kth.se)



# Spänningsdelarens överföringsfunktion

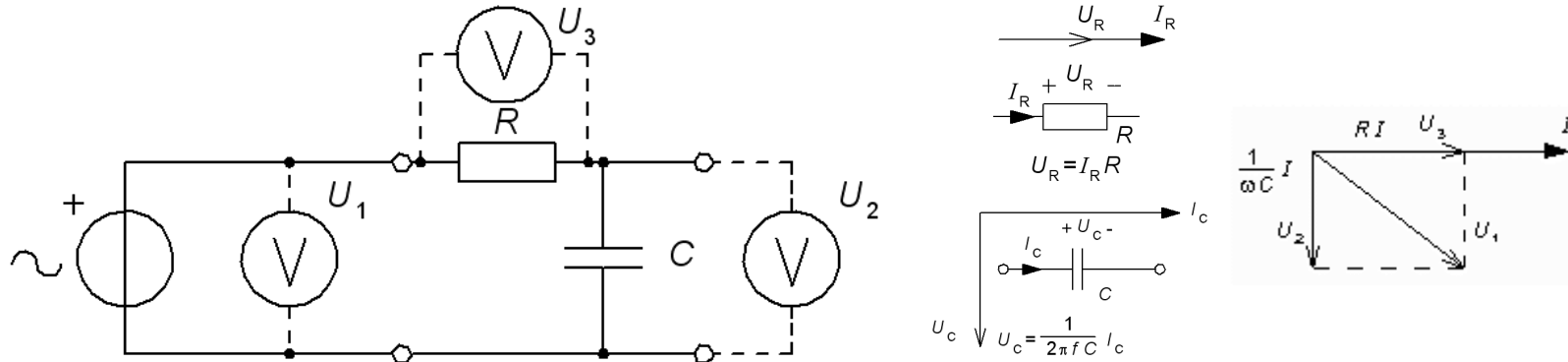
Enkla filter är ofta utformade som spänningsdelare. Ett filters **överföringsfunktion**,  $H(\omega)$  eller  $H(f)$ , är kvoten mellan utspänning och inspänning. Den kvoten får man *direkt* från spänningsdelningsformeln!



$$\underline{U}_2 = \underline{U}_1 \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2} \Rightarrow \underline{H}(\omega) = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2}$$

William Sandqvist [william@kth.se](mailto:william@kth.se)

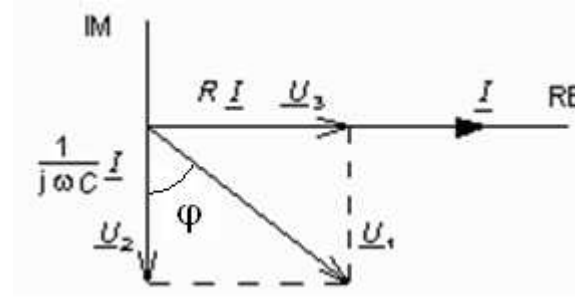
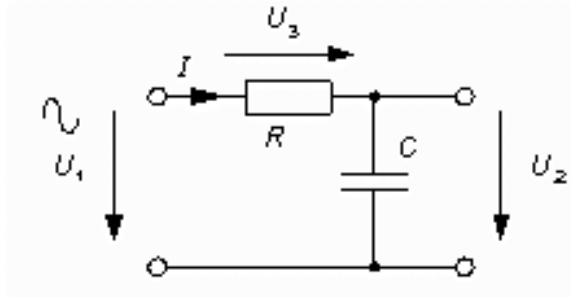
# RC LP-filtret, visare



Visardiagram:  $R$  och  $C$  har strömmen  $I$  gemensamt. Spänningen över resistorn och spänningen över kondensatorn blir därför vinkelräta. Pythagoras sats kan användas:

$$U_1^2 = U_3^2 + U_2^2$$

# RC LP-filtret, $j\omega$

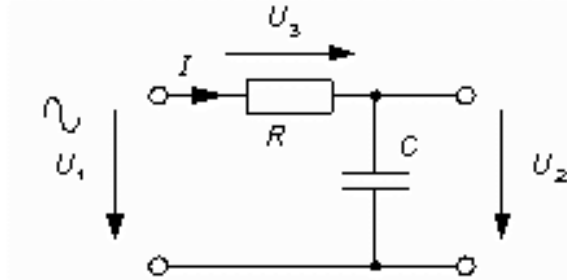


$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}} \cdot \frac{j\omega C}{j\omega C} = \frac{1}{1 + j\omega RC}$$

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}$$

$$\varphi = \arg\left(\frac{U_2}{U_1}\right) = \arg(1) - \arg(1 + j\omega RC) = 0 - \arctan\left(\frac{\omega RC}{1}\right) = -\arctan(\omega RC)$$

# RC LP-filtret, $H(\omega)$

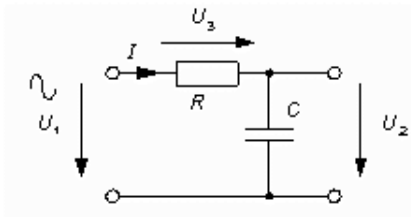


$$\underline{H} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad \text{abs}(\underline{H}) = H = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \quad \text{arg}(\underline{H}) = -\arctan(\omega RC)$$

Vid den vinkelfrekvens då  $\omega RC = 1$ , blir nämnarens realdel och imaginärdel lika. Detta är filtrets gränsfrekvens.

$\omega \approx 0$	$\omega \approx \frac{1}{RC} \quad \omega RC = 1$	$\omega \gg \frac{1}{RC}$	$\omega \rightarrow \infty$
$\frac{U_2}{U_1} \approx \frac{1}{\sqrt{1+0}} \approx 1$	$\frac{U_2}{U_1} \approx \frac{1}{\sqrt{1^2+1^2}} \approx \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0,71$	$\frac{U_2}{U_1} \approx \frac{1}{\omega RC}$ avtar med $\omega$ 0,1ggr/dekad	$\frac{U_2}{U_1} \rightarrow 0$
$\arg\left(\frac{U_2}{U_1}\right) \approx \arctan 0 \approx 0^\circ$	$\arg\left(\frac{U_2}{U_1}\right) \approx 0 - \arctan 1 = -45^\circ$	$\arg\left(\frac{U_2}{U_1}\right) \approx -\arctan(\omega RC)$	$\arg\left(\frac{U_2}{U_1}\right) \rightarrow -90^\circ$

# LP-Beloppsfunktioner

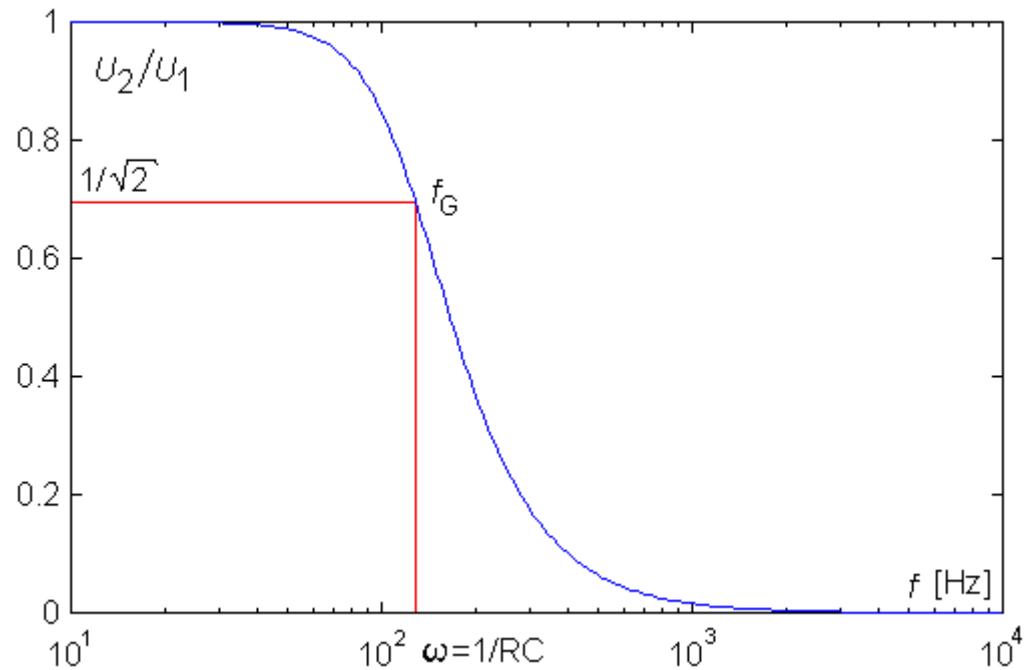


$$R = 1 \text{ k}\Omega$$

$$C = 1 \text{ }\mu\text{F}$$

$$f_G = \frac{1}{2\pi \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-6}}$$

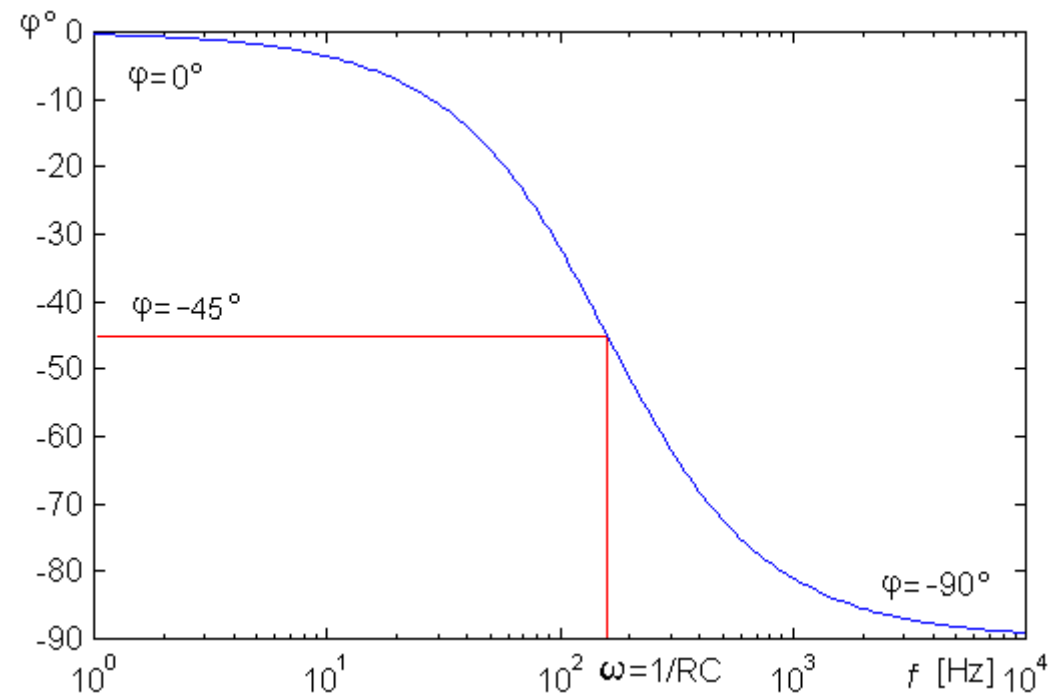
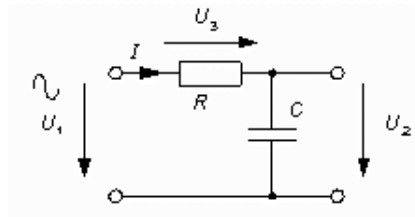
$\approx 160 \text{ Hz}$



$$H = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}$$

$$\omega_G = \frac{1}{RC} \quad f_G = \frac{1}{2\pi RC}$$

# LP-Fasfunktionen

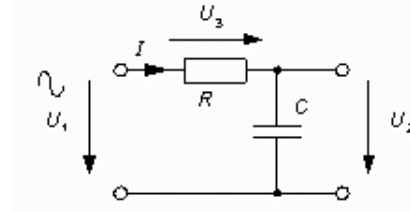


$$\varphi = \arg(\underline{H}) = -\arctan(\omega RC)$$

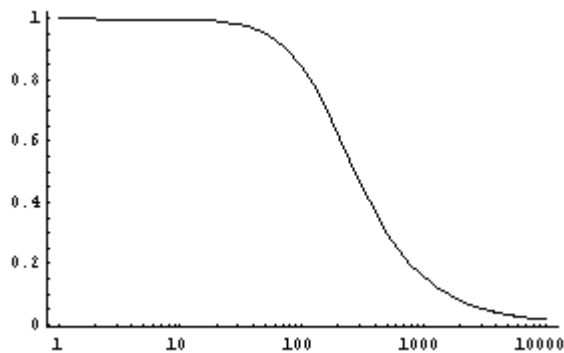
# Grafik med Mathematica

**Mathematica** har kommandon för komplexa tals belopp (**abs[ ]**) och argument (**arg[ ]**, i radianer).

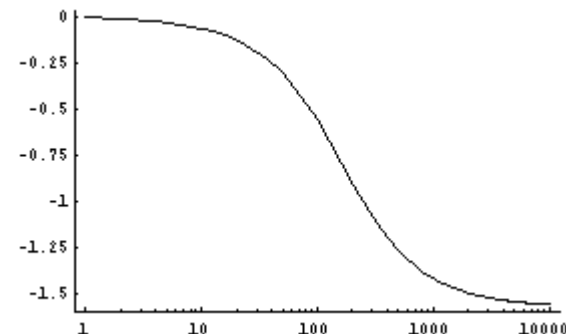
```
<<Graphics
r=1*10^3;
c=1*10^-6;
w=2*Pi*f;
u2u1[f_]=1/(1+I*w*r*c);
LogLinearPlot[Abs[u2u1[f]],{f,1,10000},PlotRange->All,PlotPoints->100];
LogLinearPlot[Arg[u2u1[f]],{f,1,10000},PlotRange->All,PlotPoints->100];
```



Tryck **SHIFT + ENTER** för att utföra beräkningen.



Beloppskurvan



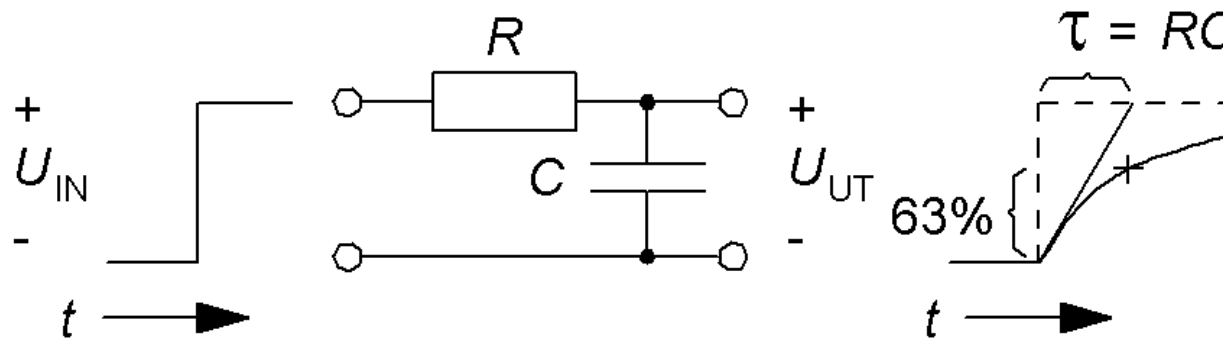
Faskurvan [rad]



# RC Två sidor av samma mynt

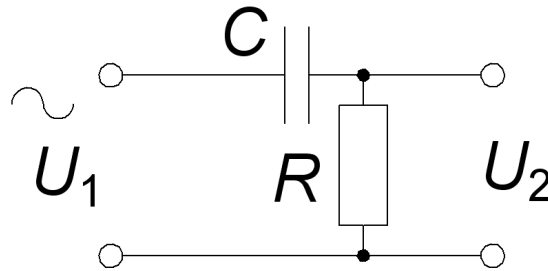
$$\omega_G = \frac{1}{RC} \quad \tau = RC$$

Låg gränshfrekvens  $\omega_G$  undertrycker störningar bra, men det innebär en lång tidkonstant  $\tau$  som gör att det tar lång tid innan  $U_{Ut}$  når slutvärdet och kan avläsas.



William Sandqvist [william@kth.se](mailto:william@kth.se)

# RC HP-filtret, $j\omega$

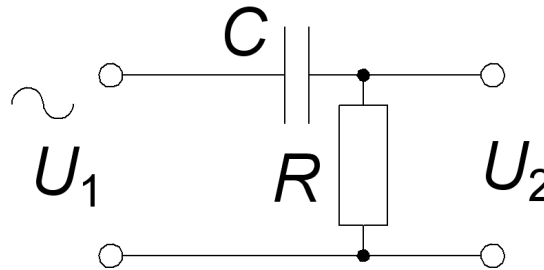


$$\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} \cdot \frac{j\omega C}{j\omega C} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC}$$

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{\omega RC}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}$$

$$\arg\left(\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1}\right) = \arg(j\omega RC) - \arg(1 + j\omega RC) = 90^\circ - \arctan\left(\frac{\omega RC}{1}\right) = \arctan\left(\frac{1}{\omega RC}\right)$$

# RC HP-filtret, $H(\omega)$

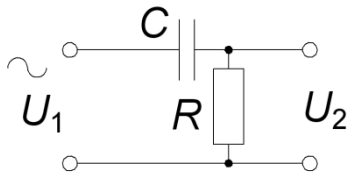


$$\underline{H} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} \quad \text{abs}(\underline{H}) = \frac{\omega RC}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \quad \arg(\underline{H}) = \arctan\left(\frac{1}{\omega RC}\right)$$

Vid den vinkelfrekvens då  $\omega RC = 1$ , blir nämnarens realdel och imaginärdel lika. Detta är filtrets gränsfrekvens.

$\omega \approx 0$	$\omega \ll \frac{1}{RC}$	$\omega = \frac{1}{RC}$	$\omega \rightarrow \infty$
$\frac{U_2}{U_1} \approx 0$	$\frac{U_2}{U_1} \approx \frac{\omega RC}{1+0} \approx \omega RC$ stiger med $\omega$ 10ggr/dekad	$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{\sqrt{1^2+1^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0,71$	$\frac{U_2}{U_1} \rightarrow 1$
$\arg\left(\frac{U_2}{U_1}\right) \approx \arg\left(\frac{\approx j}{1+0 \cdot j}\right) = \arg j = 90^\circ$	$\arg\left(\frac{U_2}{U_1}\right) \approx 90^\circ - \arctan(\omega RC)$	$\arg\left(\frac{U_2}{U_1}\right) \approx 90^\circ - \arctan 1 = 45^\circ$	$\arg\left(\frac{U_2}{U_1}\right) = 90^\circ - 90^\circ = 0^\circ$

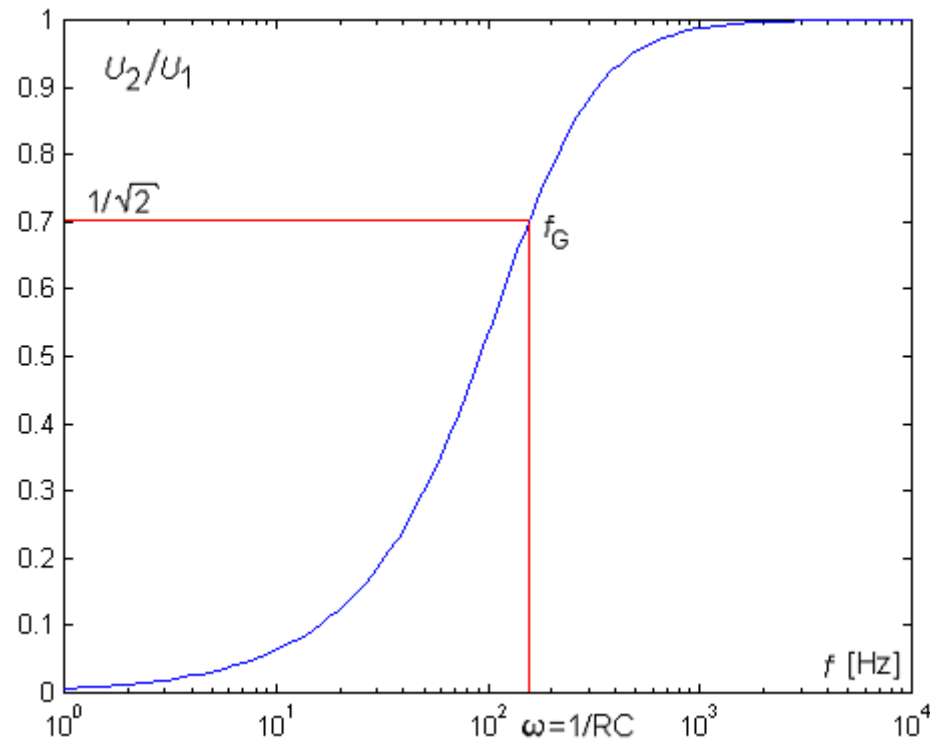
# HP-Beloppsfunktioner



$$R = 1 \text{ k}\Omega$$

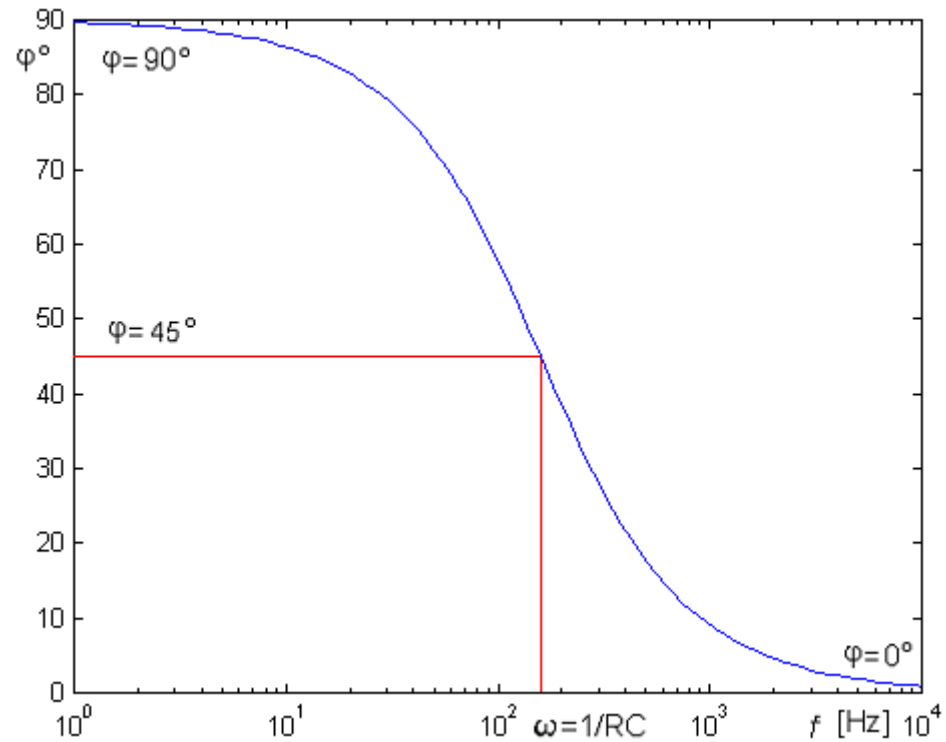
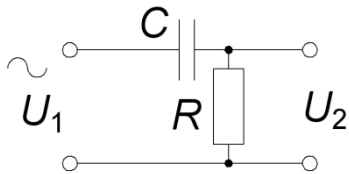
$$C = 1 \text{ }\mu\text{F}$$

$$f_G = \frac{1}{2\pi \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-6}}$$
$$\approx 160 \text{ Hz}$$



$$\text{abs}(\underline{H}) = \frac{\omega RC}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}$$

# HP-Fasfunktionen

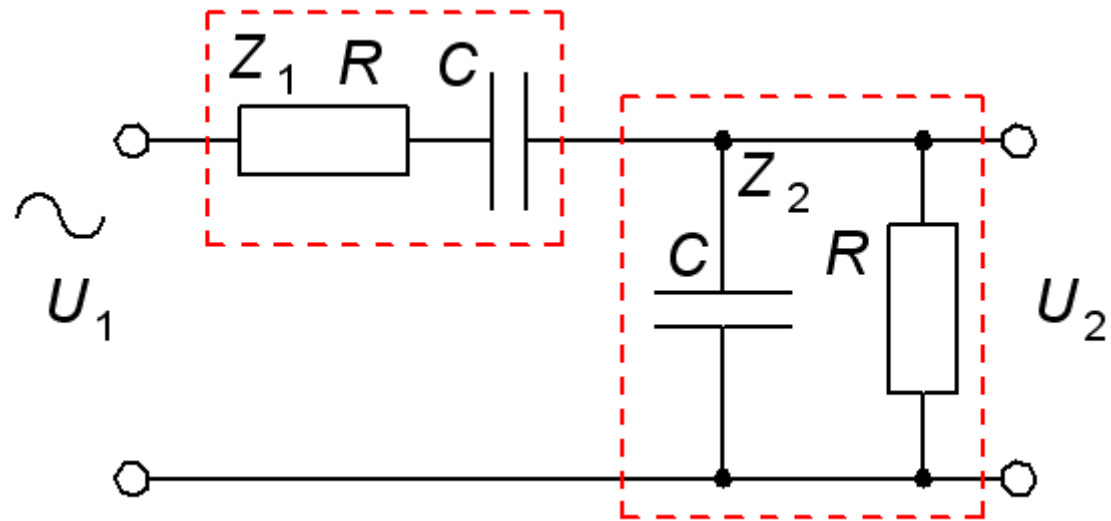


$$\varphi = \arg(\underline{H}) = \arctan\left(\frac{1}{\omega RC}\right)$$

William Sandqvist [william@kth.se](mailto:william@kth.se)

# 16.4 Wienbryggan

Undersöktes av Max Wien 1891



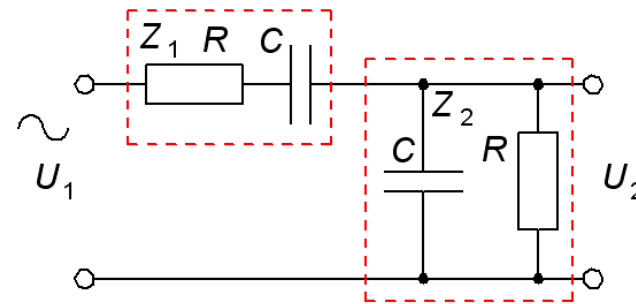
För en viss frekvens är  $U_1$  och  $U_2$  i fas. Vilken?



# Wienbryggan

$$\underline{Z}_1 = R + \frac{1}{j\omega C}$$

$$\underline{Z}_2 = \frac{R \cdot \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} \cdot \frac{j\omega C}{j\omega C} = \frac{R}{1 + j\omega RC}$$



$U_1$  och  $U_2$  är i fas om överföringsfunktionens imaginärdel är 0!

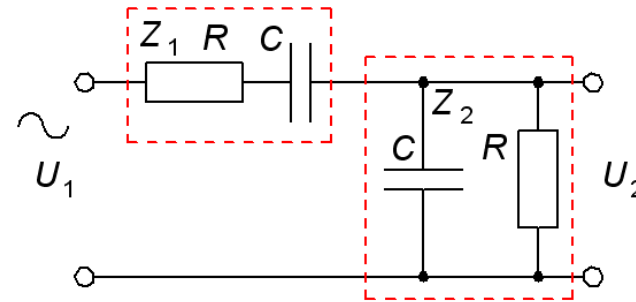
$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{\frac{R}{1 + j\omega RC}}{R + \frac{1}{j\omega C} + \frac{R}{1 + j\omega RC}} \cdot \frac{(1 + j\omega RC)}{R} = \frac{1}{3 + j\omega RC + \frac{1}{j\omega RC}} = \frac{1}{3 + j\left(\omega RC - \frac{1}{\omega RC}\right)}$$

$$= 0$$

# Wienbryggan

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{3 + j(\omega RC - \frac{1}{\omega RC})} \Rightarrow$$

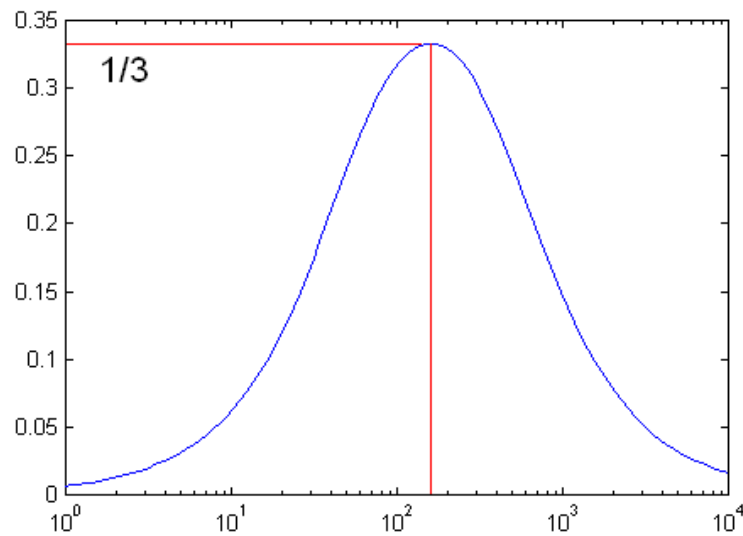
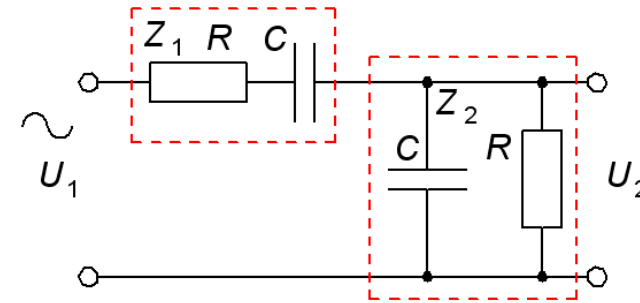
$$\omega RC - \frac{1}{\omega RC} = 0 \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{RC}$$



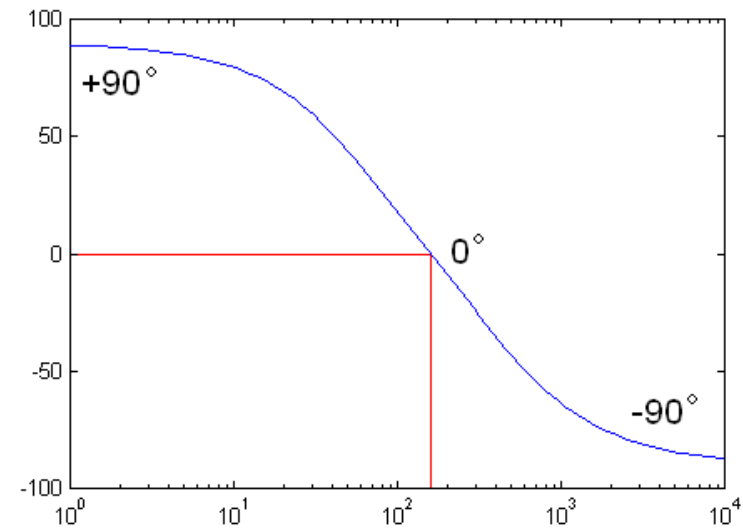
$\omega \approx 0$	$\omega = \frac{1}{RC} \quad (\omega RC - \frac{1}{\omega RC}) = 0$	$\omega \approx \infty$
$\frac{U_2}{U_1} \approx \frac{1}{\sqrt{\dots + (-\infty)^2}} \approx 0$	$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{\sqrt{3^2 + 0^2}} = \frac{1}{3} \approx 33\%$	$\frac{U_2}{U_1} \approx \frac{1}{\sqrt{\dots + (\infty)^2}} \approx 0$
$\arg\left(\frac{U_2}{U_1}\right) \approx \arg\left(\frac{1}{\dots + (-\infty \cdot j)}\right) = 90^\circ$	$\arg\left(\frac{U_2}{U_1}\right) = \arg\left(\frac{1}{1 + j \cdot 0}\right) = 0^\circ$	$\arg\left(\frac{U_2}{U_1}\right) \approx \arg\left(\frac{1}{\dots + \infty \cdot j}\right) \approx -90^\circ$

# Wienbryggan

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$



Beloppskurva

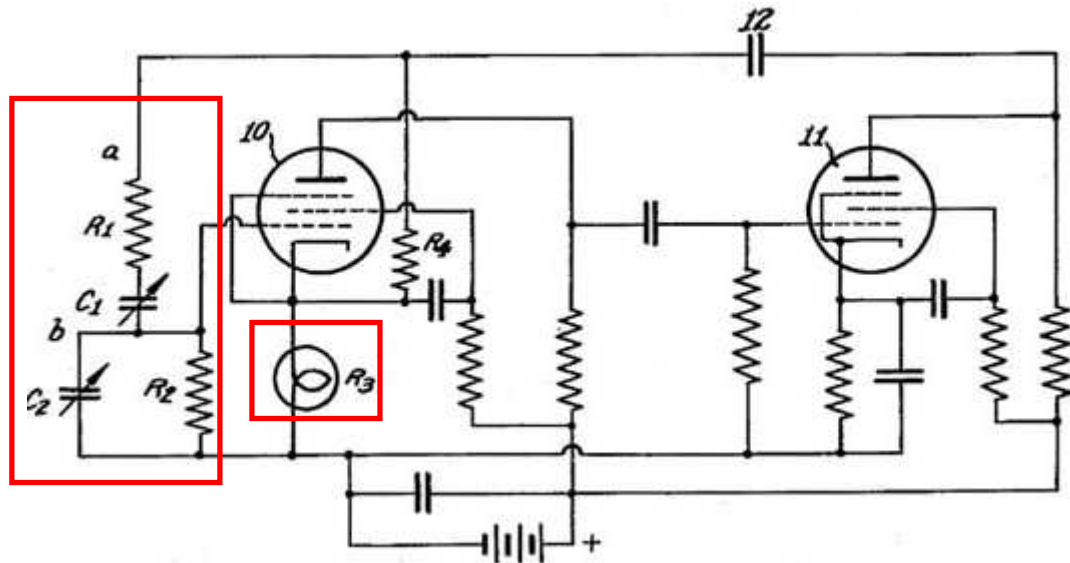


Faskurva

*Wienbryggan är ett bandpassfilter.*

# William Hewletts examensarbete

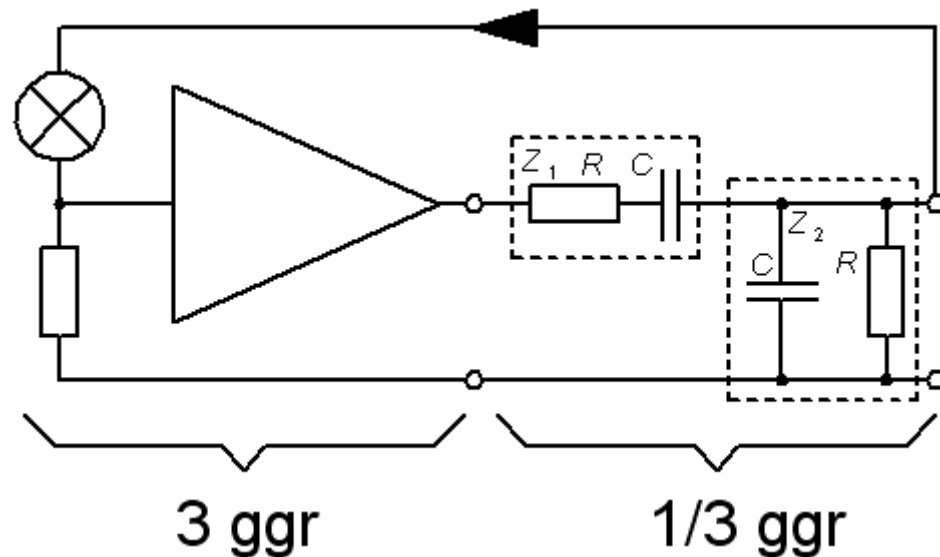
Masteruppsats 1930. Wienbrygga med glödlampa!



# William Hewletts examensarbete

Hewlett konstruerade en tongenerator. Wienbryggan dämpar signalen till  $1/3$  så han behövde en stabil förstärkare med *exakt* tre gångers förstärkning.

Glödlampan stabiliserar signalen. Om amplituden blir för stor värms glödlampan upp och då *dämpas* signalen i spänningsdelaren på förstärkarens ingång.



# The Palo Alto garage the birthplace of **Silicon Valley**



*Vilket världsföretag kommer Du att grunda med **ditt** exjobb?*

William Sandqvist [william@kth.se](mailto:william@kth.se)

William Sandqvist [william@kth.se](mailto:william@kth.se)

# DMM

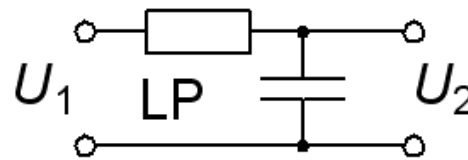
**Fluke 45**



Likspänningsmätning.



**LP-filter**

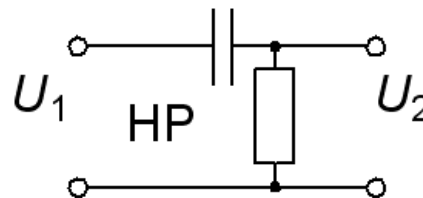


$U_{DC}$  **Likkomponent**  
*medelvärde*

Växelspänningsmätning.



**HP-filter**



$U_{AC}$  **Växelkomponent**  
*effektivvärde*

Sant effektivvärde



**Samtidigt!**

$$U_{RMS} = \sqrt{U_{DC}^2 + U_{AC}^2}$$



William Sandqvist [william@kth.se](mailto:william@kth.se)

# Decibel

$$10 \text{ dB} = 1 \text{ B} \quad 10 \cdot 10^{\log \frac{P_2}{P_1}} \text{ [dB]}$$

$$\frac{\frac{U_2^2}{R_2}}{\frac{U_1^2}{R_1}} = \{R_2 = R_1\} = \frac{U_2^2}{U_1^2} \Rightarrow 10 \cdot 10^{\log \frac{U_2^2}{U_1^2}} = \boxed{20 \cdot 10^{\log \frac{U_2}{U_1}}}$$

Ursprungligen ett mått på ljudintensitet, men ofta använt som ett logaritmiskt mått på *spänningsförhållanden* vid förstärkning eller dämpning.

# Exempel. Decibel.

**Omvandla från [ggr] → [dB] :**

$$2 \text{ ggr} \rightarrow 20 \cdot^{10} \log 2 = 6 \text{ dB} \quad (\text{fördubbling})$$

$$5 \text{ ggr} \rightarrow 20 \cdot^{10} \log 5 = 14 \text{ dB}$$

$$10 \text{ ggr} \rightarrow 20 \cdot^{10} \log 10 = 20 \text{ dB} \quad (2 \cdot 5 = 10 \text{ ggr} \quad 6 + 14 = 20 \text{ dB})$$

$$0,1 \text{ ggr} \rightarrow 20 \cdot^{10} \log 0,1 = -20 \text{ dB}$$

# Exempel. Decibel.

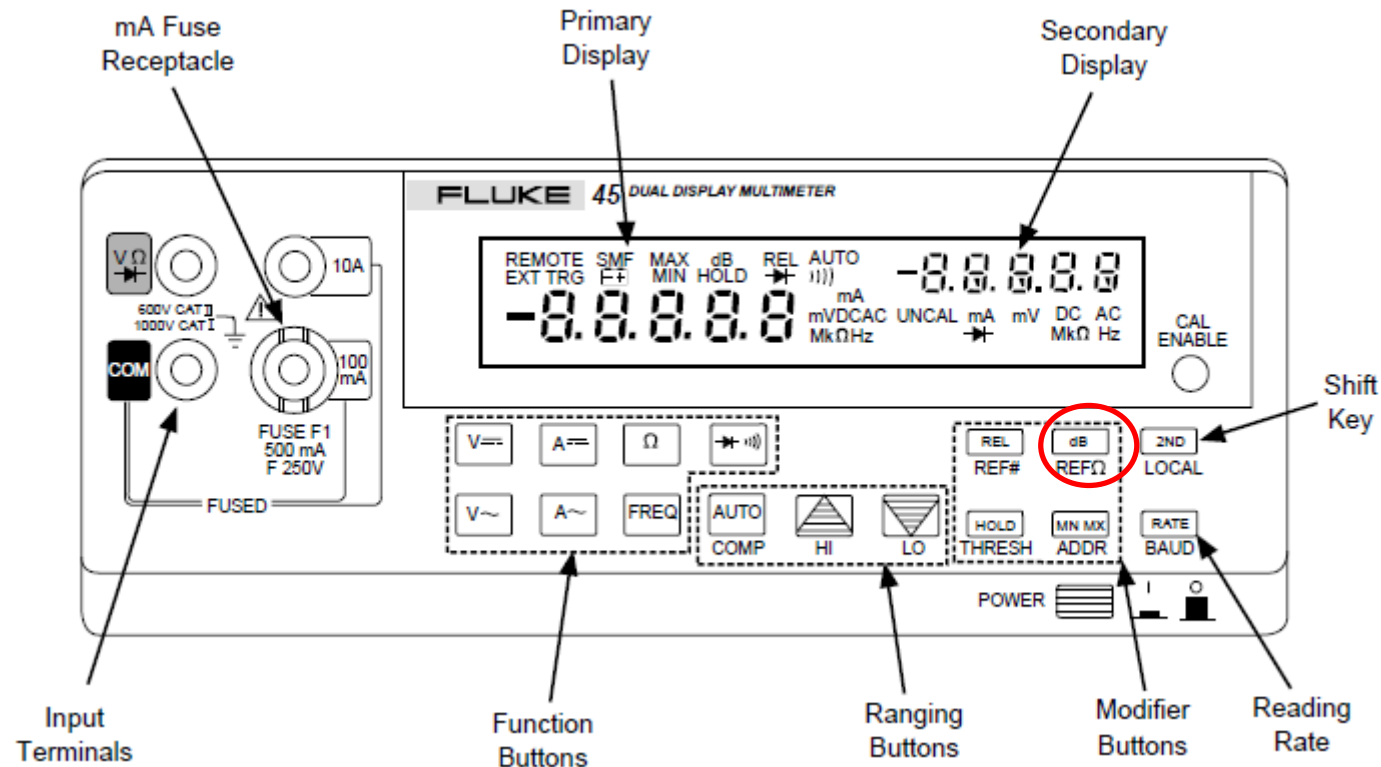
**Omvandla från [dB] → [ggr] :**

$$3 \text{ dB} \rightarrow 10^{\frac{3}{20}} = 1,414 \quad (\sqrt{2})$$

$$30 \text{ dB} \rightarrow 10^{\frac{30}{20}} = 31,62$$

$$-6 \text{ dB} \rightarrow 10^{-\frac{6}{20}} = 0,5$$

# ( dB med Fluke 45 )



EXAMPLE: Press  $V\sim$  to select volts ac for the primary display, then press  $dB$  to select the decibels modifier.

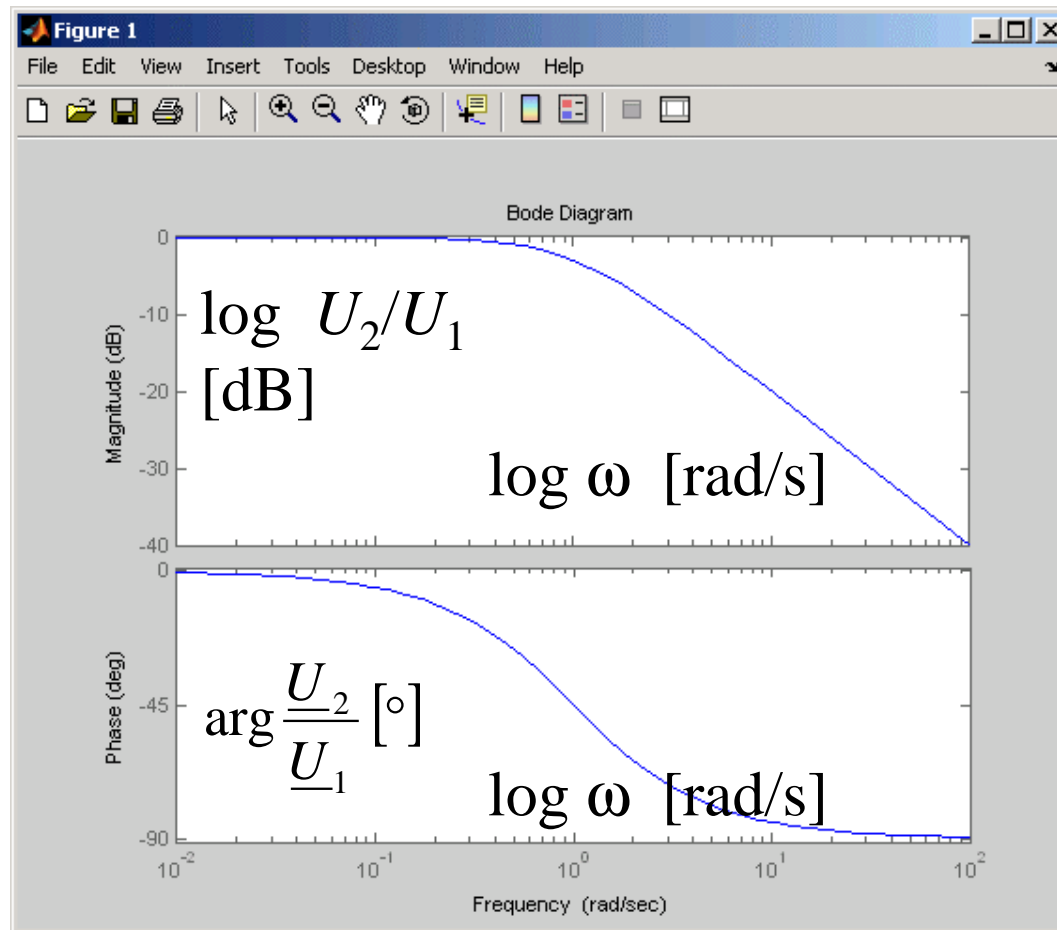
Man kan ställa in vid vilket värde  $R$  som  $U$  utvecklar effekten i – men det struntar man ofta i ...

William Sandqvist [william@kth.se](mailto:william@kth.se)

# Bode-diagram



*Hendrik Wade Bode*

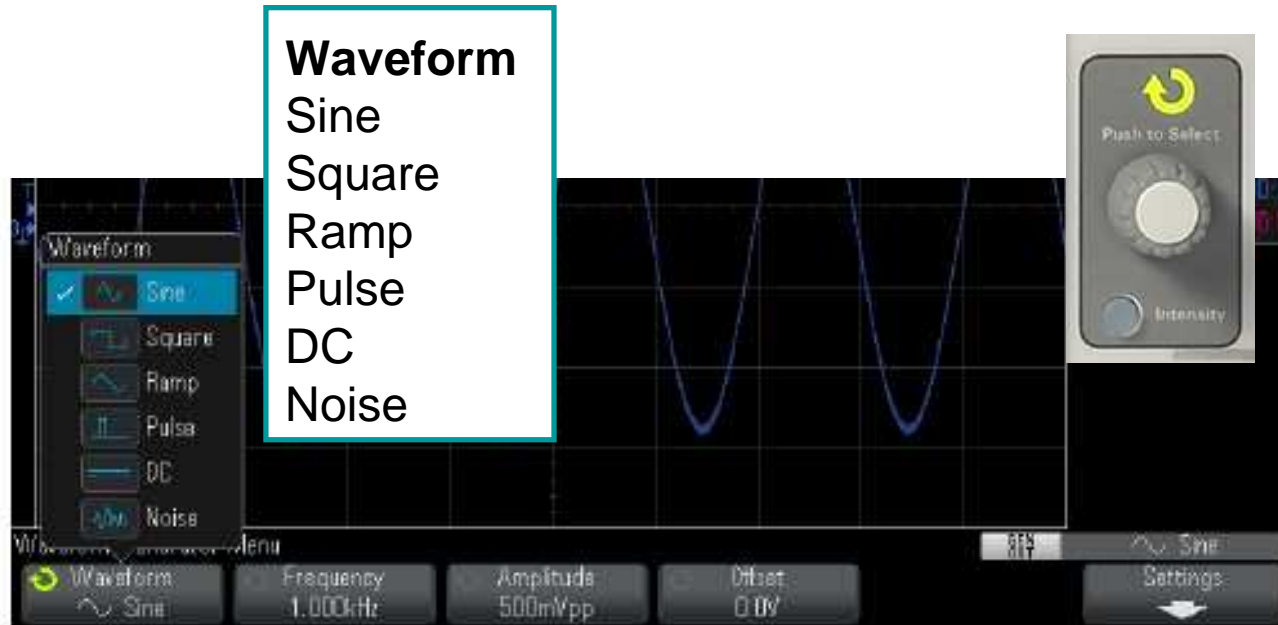
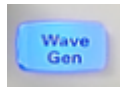


Bode-diagrammet är det *vanligaste* sättet att grafiskt beskriva filter eller förstärkare.

William Sandqvist [william@kth.se](mailto:william@kth.se)



# Oscilloskopets Wave-generator



BNC-kontakt

**Frequency Amplitude Offset**

**Output Load**

High-Z

*Man kan använda oscilloskopets inbyggda Wave-generator!*

50  $\Omega$

# Wave-Gen eller PM3159

PM3159



**Välj  
själv!**

Wave-Gen



**Nackdel:** Alla oscilloskopets funktioner använder samma **Entry-ratt!** Lite som ett kombinationsverktyg.

**Fördel:** Man kan välja **Trigger Menu**, **Source**, **WaveGen** så har man *alltid* stabil triggning på signaler som använder Wave-generator-signalerna!

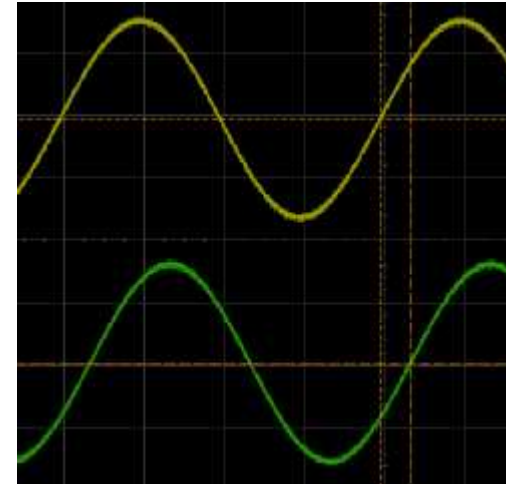
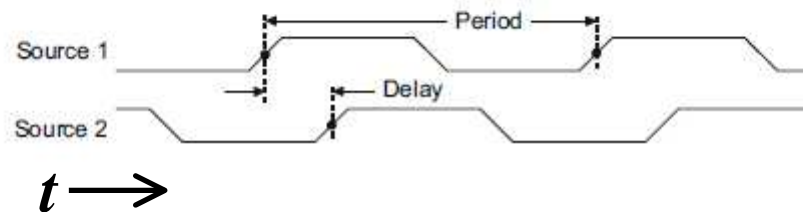
## Phase

# Mätning av fas



Phase is the calculated phase shift from source 1 to source 2, expressed in degrees. Negative phase shift values indicate that the rising edge of source 1 occurred after the rising edge of source 2.

$$\text{Phase} = \frac{\text{Delay}}{\text{Source 1 Period}} \times 360$$



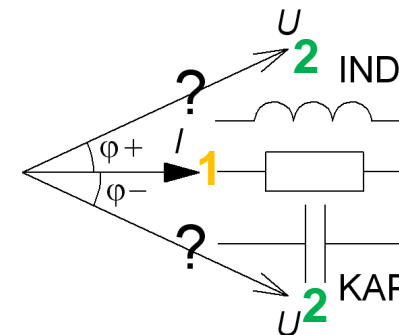
Oscilloskopet mäter fas som tids-fördröjning. En positiv tidsfördröjning ses som en positiv fasvinkel.

I elläran ser vi en positiv tids-fördröjning som att signalen "släpar efter" och har en **negativ** fasvinkel.

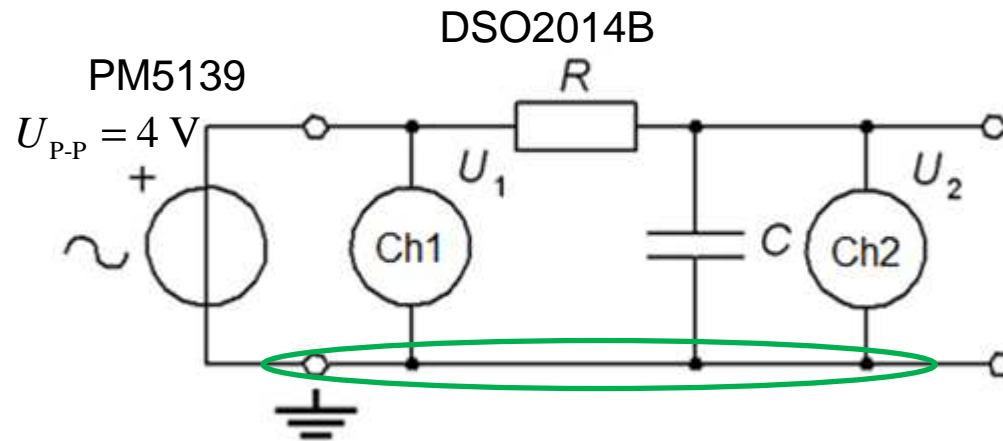
**Byt från Phase(1→2) till Phase(2→1) !**

• Ställ in ...

**Meas, Phase, Settings, Source1 2, Source2 1, så blir det rätt!**



# Mätning av överföringsfunktion

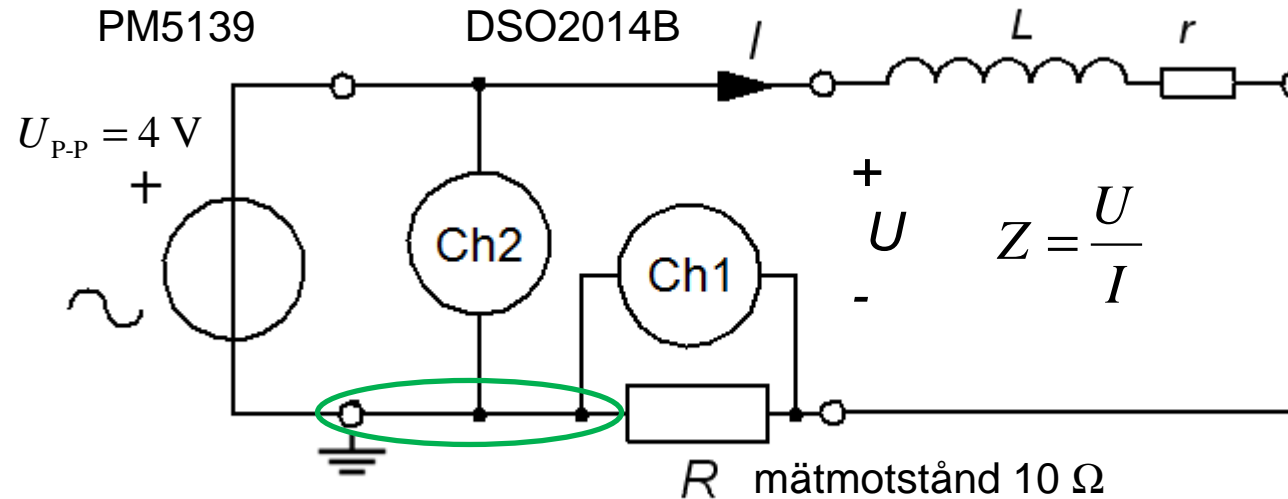


$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{U_{CH2}}{U_{CH1}}$$

$$\varphi = \arg\left(\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1}\right) = \text{Phase}(2 \rightarrow 1)$$

*ger vinkeln det rätta tecknet!*

# Mätning av impedans $Z$ $45^\circ$



- Mätning av  $Z$  när fasvinkelns belopp är  $45^\circ$  ger speciellt enkla uttryck för att beräkna  $r$  och  $L$ .

$$Z_{45^\circ}^2 = r^2 + (2\pi f_{45^\circ} L)^2 \quad r = 2\pi f_{45^\circ} L \quad \Rightarrow$$

$$r = \frac{Z_{45^\circ}}{\sqrt{2}} \quad L = \frac{r}{2\pi f_{45^\circ}}$$

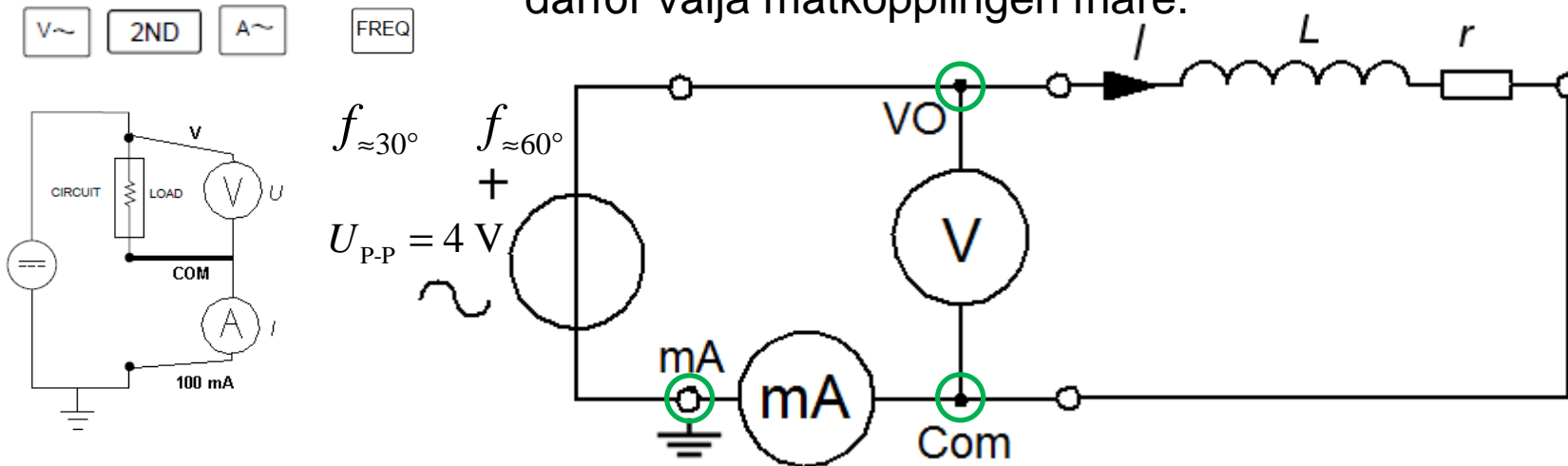
$$Z \approx \frac{U_{CH2}}{U_{CH1}} R$$

$$\varphi = \text{Phase}(2 \rightarrow 1)$$

# Noggrann mätning DMM



Medan oscilloskopet är till för översiktliga mätningar, har en DMM som Fluke 45 betydligt högre mätnoggrannhet. Dessutom har en DMM *inte* gemensam jord med signalgeneratoren, så man kan därför välja mätkopplingen friare.



$$(1) Z_{30^\circ}^2 = (2\pi f_{30^\circ})^2 \cdot L^2 + r^2$$

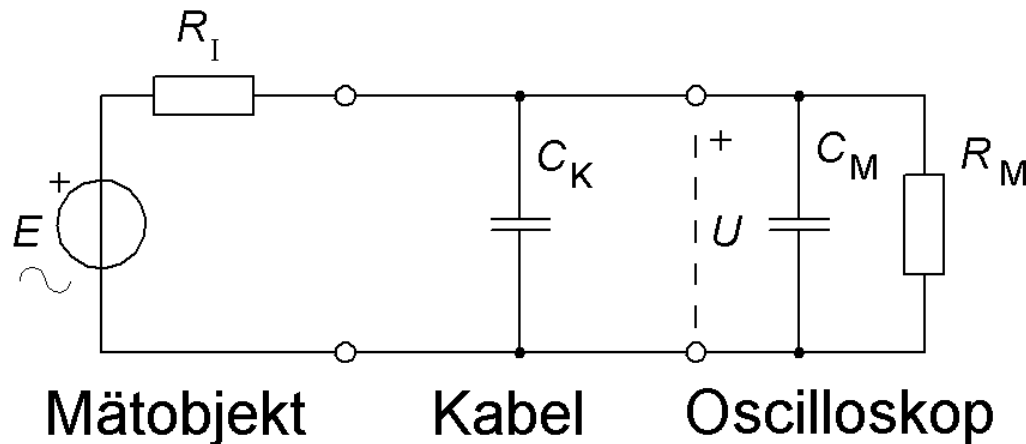
$$(2) Z_{60^\circ}^2 = (2\pi f_{60^\circ})^2 \cdot L^2 + r^2 \Rightarrow$$

$$(2) - (1) \quad L = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{Z_{60^\circ}^2 - Z_{30^\circ}^2}{f_{60^\circ}^2 - f_{30^\circ}^2}}$$

• Mätning av  $Z$  ( $U, I$ ) vid **två olika** frekvenser ( $f$ ) kan ge  $L$  med en högre noggrannhet än oscilloskopmätningen.

William Sandqvist [william@kth.se](mailto:william@kth.se)

# Oscilloskopkabeln (16.5)



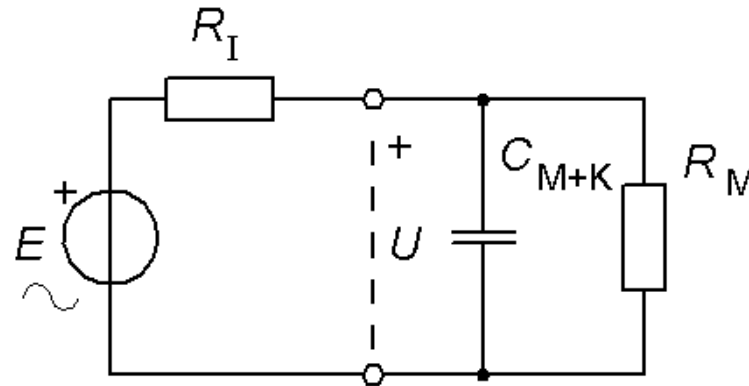
*Vanlig  
skärmkabel*

Mätobjektet har den inre resistansen  $R_I = 10 \text{ k}\Omega$ . Oscilloskopkabeln har kapacitansen  $C_K = 60 \text{ pF}$ . Oscilloskopet har in-impedansen  $1 \text{ M}\Omega || 40 \text{ pF}$  ( $R_M$  och  $C_M$ ).

Hur stort blir felet när den uppmätta signalen har frekvensen 100 KHz?  
( Oscilloskopet uppges ha bandbredden 100 MHz. )



# Oscilloskopkabeln (16.5)



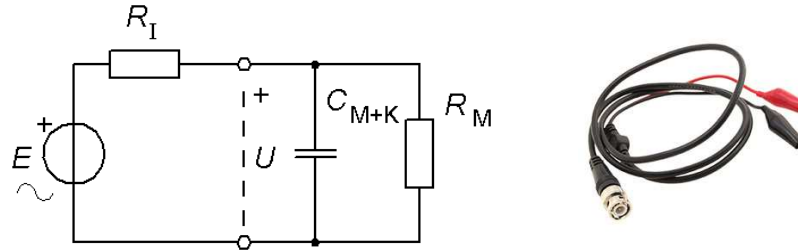
Signalkällan tillsammans med kabeln och oscilloskopets impedans bildar ett lågpasfilter.

Kretsen kan förenklas genom att  $C_K$  slås ihop med  $C_M$ .

$C_{M+K} = 40 + 60 = 100$  pF.  $R_I = 10$  k $\Omega$ .  $R_M = 1$  M $\Omega$ .

$$\underline{Z}_{R||C} = \frac{R_M \cdot \frac{1}{j\omega C_{M+K}}}{R_M + \frac{1}{j\omega C_{M+K}}} \cdot \frac{j\omega C_{M+K}}{j\omega C_{M+K}} = \frac{R_M}{1 + j\omega R_M C_{M+K}}$$

# Oscilloskopkabeln (16.5)



$$\frac{U}{E} = \frac{\frac{R_M}{1 + j\omega R_M C_{M+K}}}{R_I + \frac{R_M}{1 + j\omega R_M C_{M+K}}} \cdot \frac{1 + j\omega R_M C_{M+K}}{1 + j\omega R_M C_{M+K}} = \frac{R_M}{j\omega R_I R_M C_{M+K} + R_I + R_M}$$

$$\frac{U}{E} = \frac{R_M}{\sqrt{(\omega R_I R_M C_{M+K})^2 + (R_I + R_M)^2}} = \frac{10^6}{\sqrt{(2\pi \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 10^6 \cdot 100 \cdot 10^{-12})^2 + (10 \cdot 10^3 + 10^6)^2}}$$

$$\Rightarrow \frac{U}{E}(f = 100 \text{ kHz}) = 0,84 \Rightarrow 16\% \text{ fel!}$$

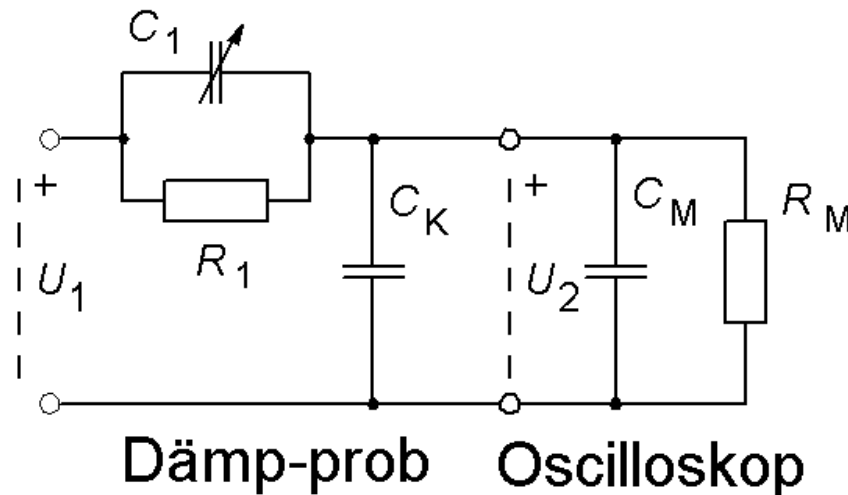
***Falsk marknadsföring? På oscilloskopet står det stämplat BW 100 MHz! Men felet är större än 15% redan vid 100 kHz?***

# Oscilloskop-proben (16.6)

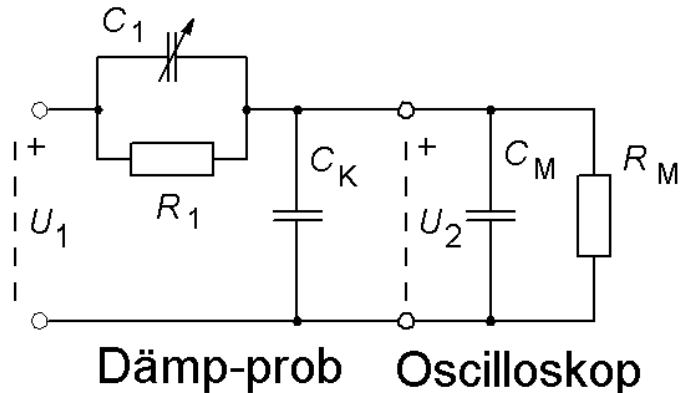
Signalkällans inre resistans bildar *alltid* ett låpassfilter med mätkabeln.

Lösningen "kort kabel" är *inte alltid* användbar eller praktisk!

- I stället kan man skaffa sig en speciell kabel, en **dämp-prob**.



# Oscilloskop-proben (16.6)

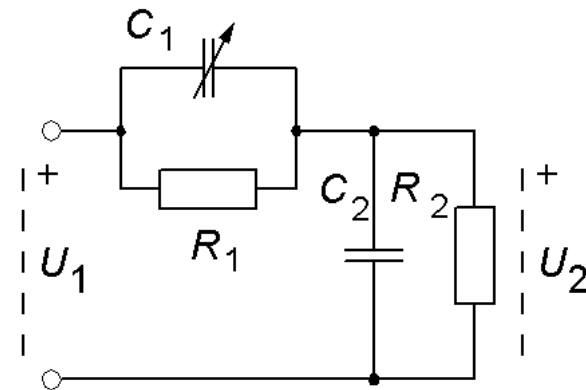


Siffervärden:

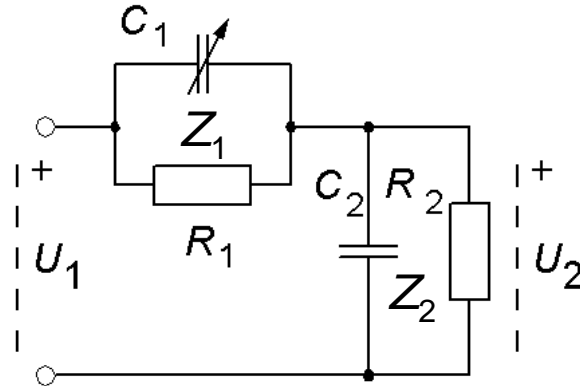
$$C_2 = C_K + C_M = 60 + 40 = 100 \text{ pF}$$

$$R_2 = R_M = 1 \text{ M}\Omega$$

Kan man välja  $R_1$  och  $C_1$  så att  $U_2$  och  $U_1$  är i fas? Det är viktigt att oscilloskopet gör en **fasriktig** avbildning av  $U_1$  ?



# Oscilloskop-proben (16.6)

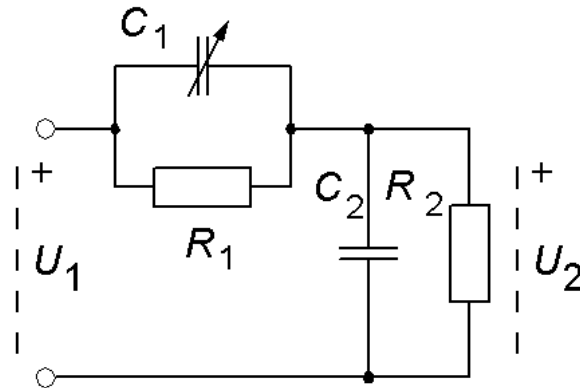


Impedanserna  $Z_1$  och  $Z_2$ .

$$\underline{Z}_1 = \frac{R_1 \cdot \frac{1}{j\omega C_1}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} \cdot \frac{j\omega C_1}{j\omega C_1} = \frac{R_1}{1 + j\omega R_1 C_1}$$

$$\underline{Z}_2 = \frac{R_2 \cdot \frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} \cdot \frac{j\omega C_2}{j\omega C_2} = \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_2}$$

# Oscilloskop-proben (16.6)

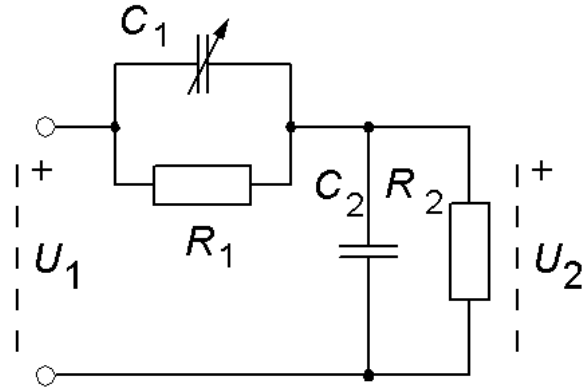


$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{\frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_2}}{\frac{R_1}{1 + j\omega R_1 C_1} + \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_2}}$$

$U_2$  och  $U_1$  ska vara i fas för *alla* frekvenser. Det innebär att uttrycket måste vara *oberoende* av "j $\omega$ ".

Om  $R_1 C_1 = R_2 C_2$  (=  $RC$ ) så kan alla "j $\omega$ " brytas ut och förkortas bort!

# Oscilloskop-proben (16.6)



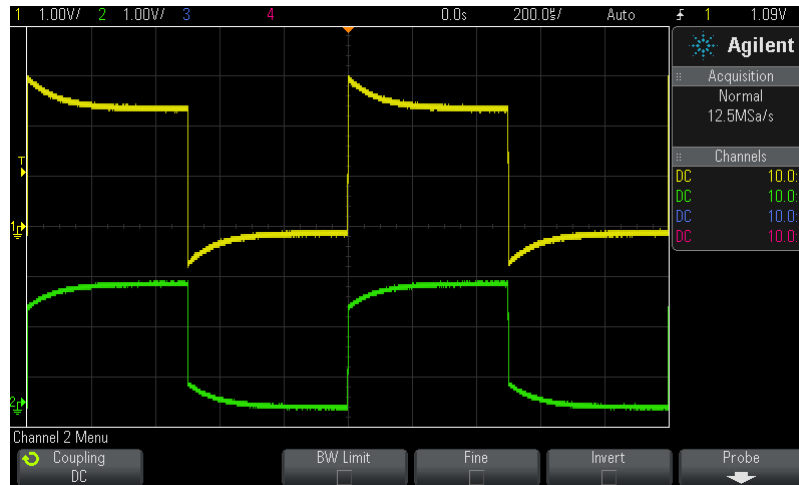
$$R_1 C_1 = R_2 C_2 = RC \Rightarrow \frac{U_2}{U_1} = \frac{R_2}{\frac{R_1}{1+j\omega RC} + \frac{R_2}{1+j\omega RC}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Det är bekvämt för användaren om dämp-proben dämpar 10 ggr.

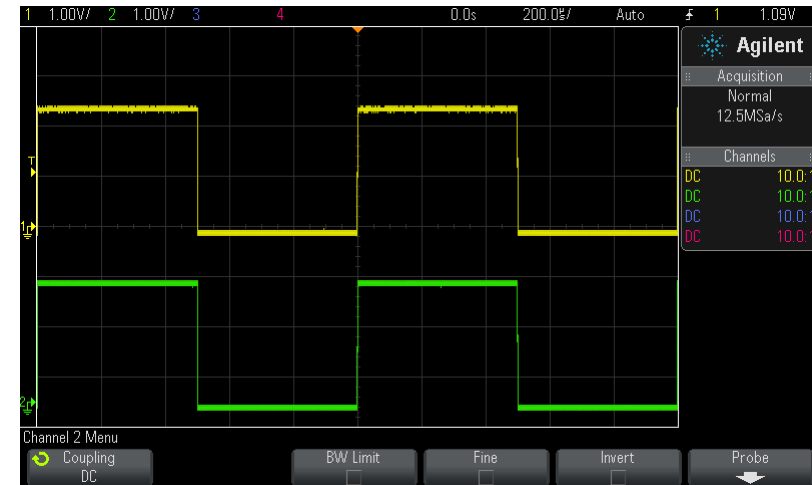
$$\frac{1}{10} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \Rightarrow R_1 = 9 \cdot R_2 = 9 \text{ M}\Omega \quad R_1 C_1 = R_2 C_2 \Rightarrow C_1 = 11 \text{ pF}$$

$R_1$  och  $C_1$  monteras i mätspetsen.  $C_1$  kan "trimmas" att passa olika oscilloskop och olika kabellängder.

# Kalibrering av oscilloskop-prob

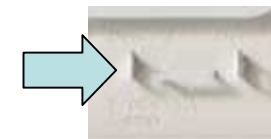


**Channel-1 (yellow) = Over compensated**  
**Channel-2 (green) = Under compensated**



**Proper Compensation**

Oscilloskop har i allmänhet ett uttag för en kalibreringssignal, en fyrkantvåg (**Demo2** kontakten när inte träningsignalerna är på).



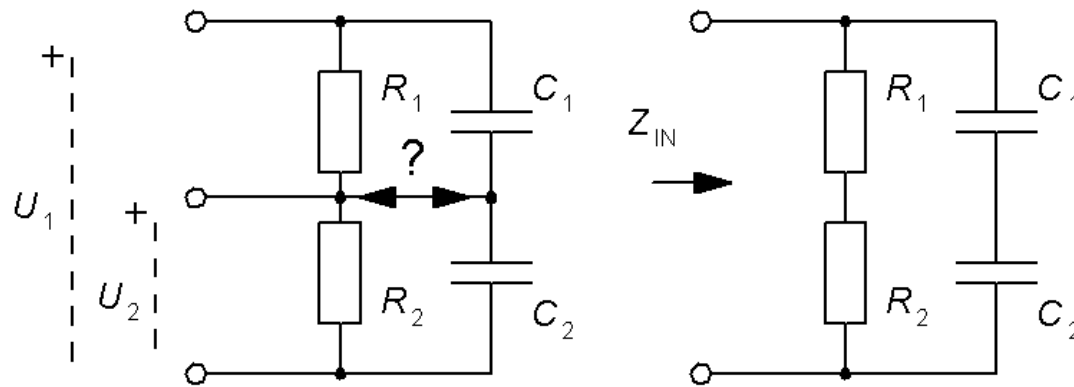
Kalibreringssignalen kan användas för att kontrollera om en prob är rätt *justerad*.

Probens kapacitans kan "trimmas" genom att man "vrider" på en skruv på probskaftet.





# Probens impedans?

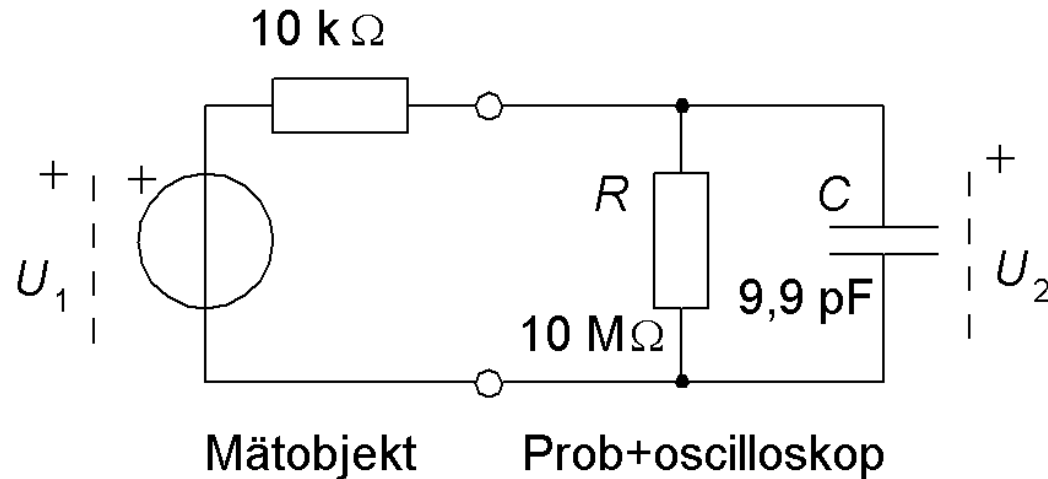


Hur går strömmen mellan resistorerna och kondensatorerna? Det kan *inte* gå någon sådan ström! Vi vet att  $U_1$  och  $U_2$  är i fas, en ström mellan kondensatorerna och resistorerna skulle leda till att  $U_2$  fasvrids.

Probens kapacitans och resistans kan därför beräknas *utan* att ta med anslutningen mellan  $R$  och  $C$  (mycket enklare beräkning).

$$R = R_1 + R_2 = 9 + 1 = 10 \text{ M}\Omega \quad C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} = \frac{11 \cdot 100}{11 + 100} \cdot 10^{-12} = 9,9 \text{ pF}$$

# Mätning med dämp-proben



Mätobjektet belastas nu med en  $10\text{ pF}$  kapacitans i stället för som tidigare med  $100\text{ pF}$ .

**10 ggr högre mätfrekvens kan nu återges.**

Dämpningen av signalen 10 ggr kan kompenseras med att man väljer 10 ggr högre förstärkning – utom på oscilloskopets känsligaste mätområde, då finns ju inget "ändå känsligare" område att ta till!

- **Ställ alltid in probens dämpningsfaktor på oscilloskopet så att dina mätvärden blir korrekta!**

# Aktiv prob



En **aktiv prob** innehåller en *miniatyrförstärkare* som byggs in i prob-spetsen.

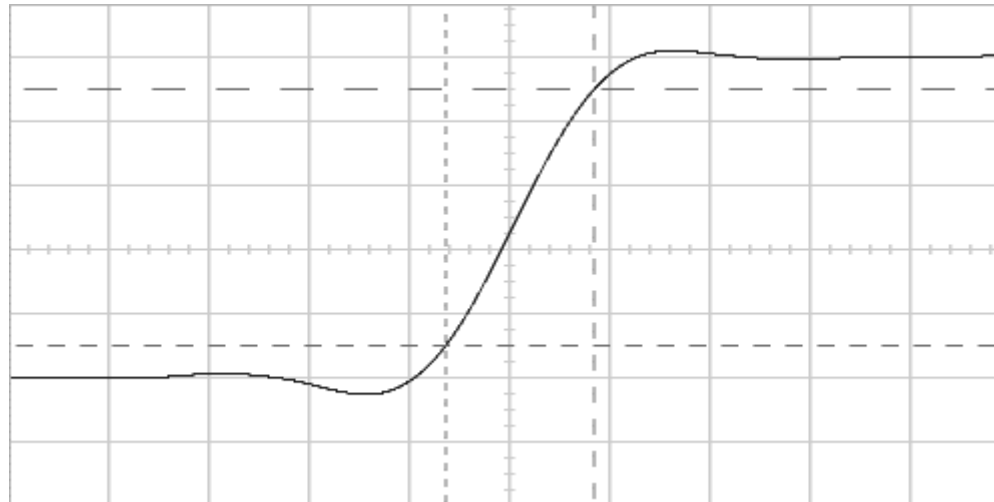
Med en sådan har man möjlighet att utnyttja oscilloskopets bandbredd "fullt ut" *utan* att behöva "offra" oscilloskopets känsligaste område.

William Sandqvist [william@kth.se](mailto:william@kth.se)

# ( Mätning av oscilloskopets stigtid )



**RiseTime**

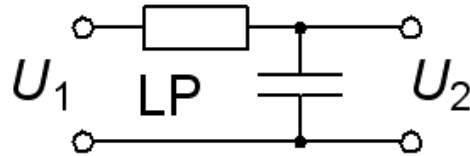


Ställ in oscilloskopet på det *snabbaste* svepet och studera en fyrkantvåg med hög frekvens från en signalgenerator ( signalgeneratoren måste ha bättre stigtid än oscilloskopet ). Stigtiden definieras som *tiden* mellan 10% - 90% av pulsamplituden. Speciell mätfunktion **RiseTime** finns för detta.

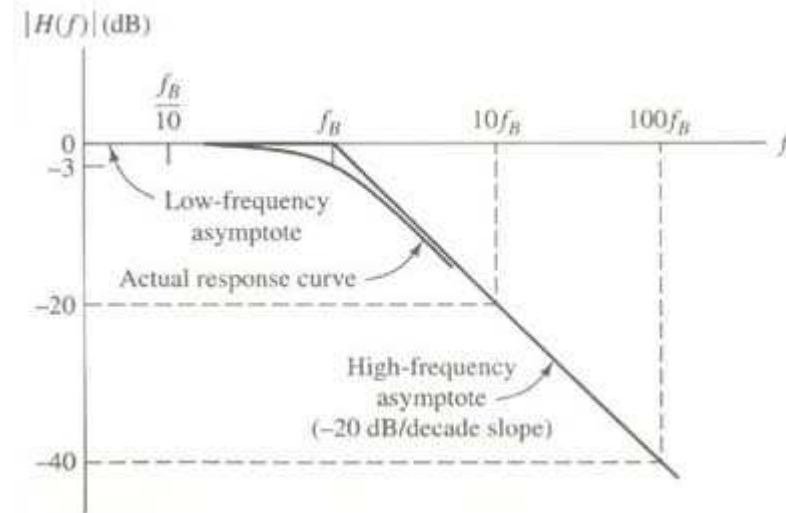
# Oscilloskopets bandbredd och stigtid

Ett DC-kopplat Oscilloskop är ett

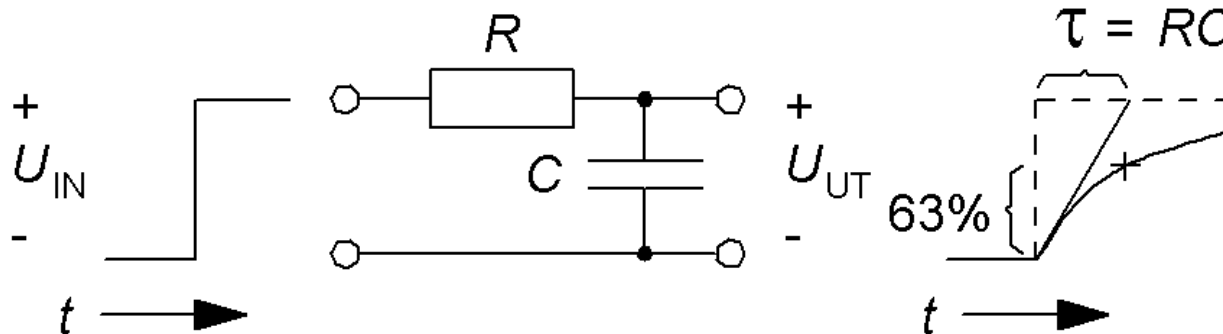
- LP-filter med en övre gränshfrekvens.



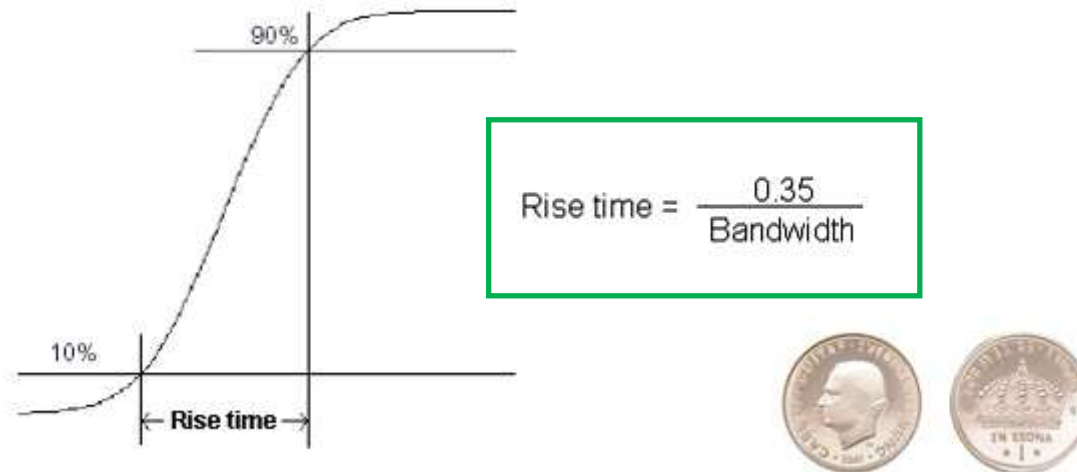
$$\omega_G = \frac{1}{RC} \quad BW[\text{Hz}] \approx \frac{1}{2\pi RC}$$



- Lågpassfiltret har en "tillslagstransient".



# Två sidor av samma mynt



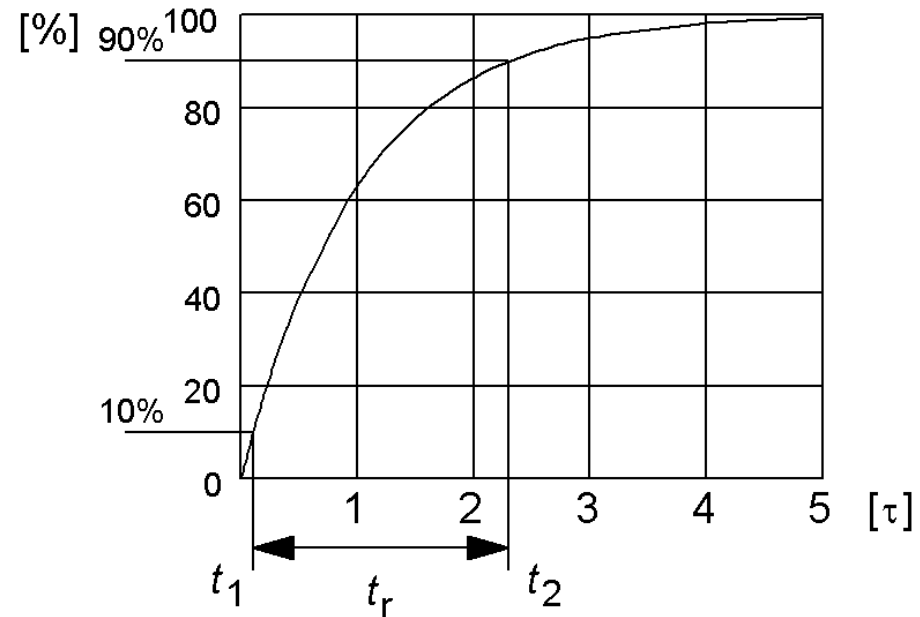
Ett oscilloskops **stigtid** och **bandbredd** hör ihop som sidorna på ett mynt. Produkten av *stigtid* och *bandbredd* är = **0,35** *Varför blir det så?*

# Stigtid och bandbredd

$$\begin{aligned}t_r &= \tau \cdot \ln \frac{\text{"hela"}}{\text{"resten"}} = \\ &= \tau \cdot \ln \frac{100-10}{100-90} = \\ &= \tau \cdot \ln 9\end{aligned}$$

$$BW = \frac{1}{2\pi RC} \quad \tau = RC$$

$$\Rightarrow t_r \cdot BW = \frac{\ln 9}{2\pi} \approx 0,35$$





William Sandqvist [william@kth.se](mailto:william@kth.se)