

# ET 4

## VÄXELSTRÖMSMÄTNINGAR II

### MÅLSÄTTNING.

Laborationen syftar till att du skall förstå olika växelströmskretsars frekvensberoende.

### FÖRBEREDELSE.

Du skall noga ha läst igenom laborationen och förstått metodiken vid användande av  $j\omega$ -metoden. Du skall ha gjort hemuppgift 1 och 2 innan laborationen.

---

Namn ..... Kurs .....

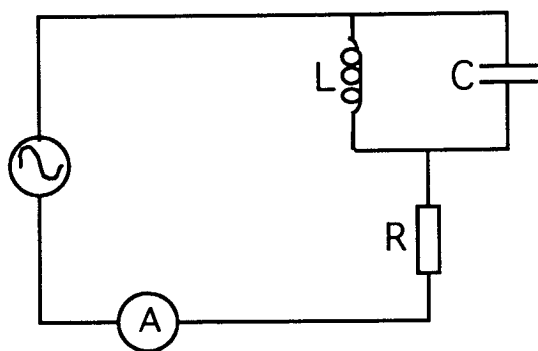
Utförd den .....Handledare .....

Godkänd den ..... av .....



**OBS.** Hemuppgifterna skall vara utförda innan laborationen för att du skall få delta vid laborationen.

**Hemuppgift 1.** Beräkna komplexa impedansen (Uttryck svaret på formen  $Z=a+jb$ ). och växelspanningens fasskillnad i förhållande till växelströmmen för kretsen i figur 1 nedan med komponentvärdena  $R=300\Omega$ ,  $L=15\text{mH}$  och  $C=50\text{nF}$ . Frekvensen från växelspanningskällan är  $10\text{kHz}$ . (Ledning: jämför med exemplet i teoriavsnittet om  $j\omega$ -metoden)



**Figur 1.**  
Resultat:

**Hemuppgift 2.** Beräkna balansvillkoret för Scheringbryggan i figur 9 med  $j\omega$ -metoden.

Resultat:

## $j\omega$ -metoden (Symboliska metoden)

Genom införande av komplexa impedansen för resistans, kapacitans och induktans kan man behandla växelströmskretsar med hjälp av Ohms och Kirchoffs lagar på samma sätt som för likströmskretsar. Skillnaden ligger i att man räknar med komplexa impedanser och att resultatet för strömmen eller spänningen är komplext.. Resistanser, kapacitanser och induktanser ersätts med sina komplexa impedanser:  $R$ ,  $1/j\omega C$  resp.  $j\omega L$  där  $\omega=2\pi f$  ( $f$ =frekvensen). Lösningen blir då komplex av typen:

$$I = \frac{U}{Z} = \frac{U}{a + jb}$$

Ur detta kan man beräkna exempelvis:

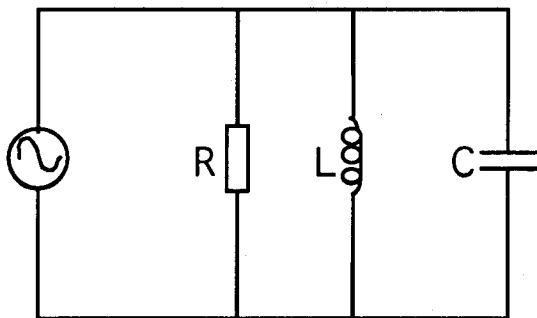
$$\text{Amplitud: } |I| = \frac{|U|}{\sqrt{a^2 + b^2}}$$

$$\text{Fasskillnad: } \varphi = \arctan \frac{b}{a}$$

$$\text{Impedans: } Z = a + jb = \sqrt{a^2 + b^2} \cdot e^{j\varphi}$$

Vi illustrerar detta med ett exempel:

Vi har i en växelströmskrets parallellkopplat ett motstånd, en spole och en kondensator (figur 2).



Figur 2. Växelströmskrets.

Den totala impedansen för de tre komponenterna ges av:

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + \frac{1}{1/j\omega C}$$

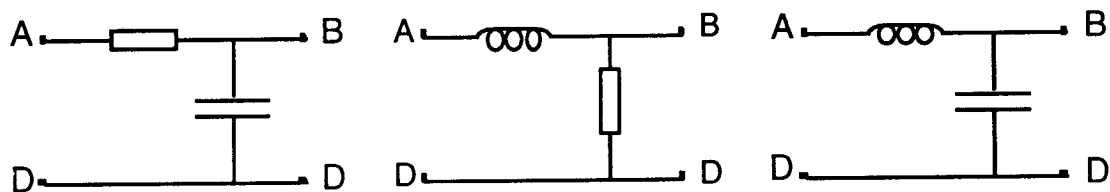
Vi identifierar nu impedansens realdel och imaginärdel:

$$Z = \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C} = \frac{1}{\frac{1}{R} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)} = \frac{\frac{1}{R} - j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)}{\left[\frac{1}{R} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)\right] \cdot \left[\frac{1}{R} - j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)\right]} = \frac{\frac{1}{R} - j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)}{\frac{1}{R^2} + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2} = \frac{\frac{1}{R}}{\frac{1}{R^2} + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2} - j \cdot \frac{\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)}{\frac{1}{R^2} + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2}$$

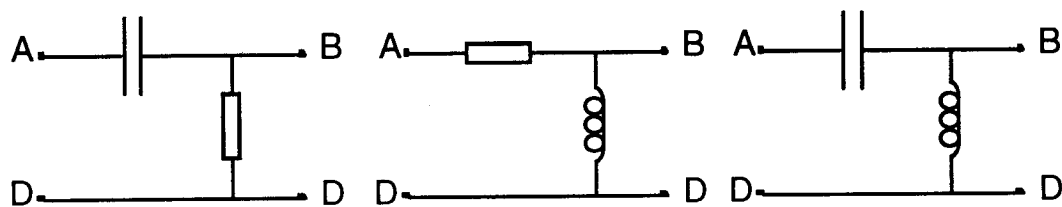
Det är nu också möjligt att med hjälp av ovan nämnda formler räkna ut exempelvis strömmens amplitud och fasskillnad i kretsen.

### Frekvenskaraktäristik hos filter

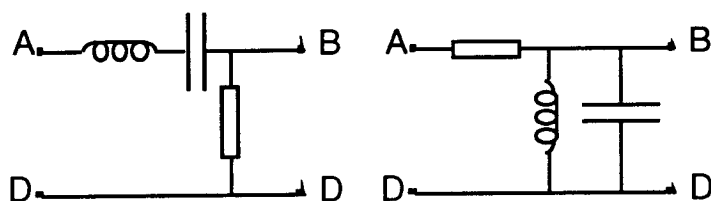
Genom att kombinera spolar och kondensatorer kan man konstruera filter som släpper igenom resp. spärrar signaler med olika frekvenser. Ett lågpasfilter t.ex. släpper igenom signaler med frekvenser upp till en viss gräns, det motsatta gäller för ett högpasfilter. Filter som släpper igenom resp. spärrar ett frekvensområde som är begränsat både uppåt och nedåt kallas bandpass- resp. bandspärrfilter. Exempel på hur sådana filter kan vara konstruerade finns i nedanstående figurer.



Figur 3. Exempel på lågpasfilter.

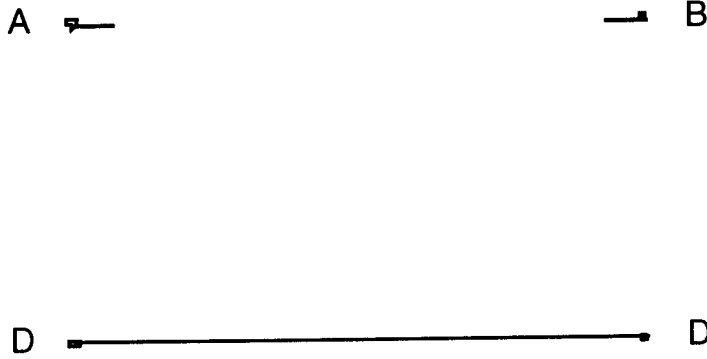


Figur 4. Exempel på högpasfilter.



Figur 5. Exempel på bandpassfilter.

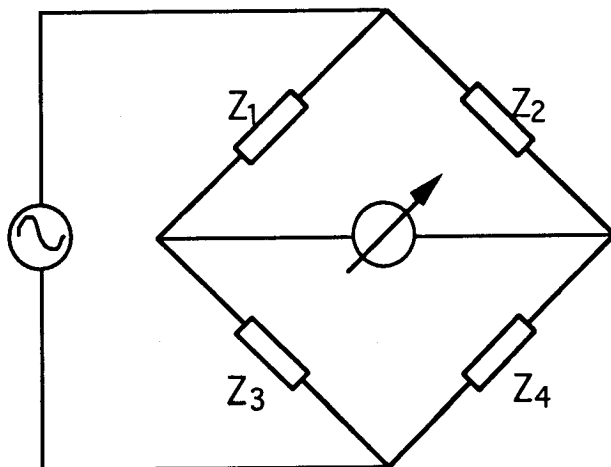




Rita in komponenterna med komponentvärden för det undersökta filtret i bilden ovan.

### Växelsrömsbryggor

För att noggrannt kunna uppmäta impedanser bestående av resistanser, induktanser och kapacitanser kan man använda sig av en växelsrömsbrygga. En generell växelsrömsbrygga som används vid en sådan mätning beskrivs i figur 8.

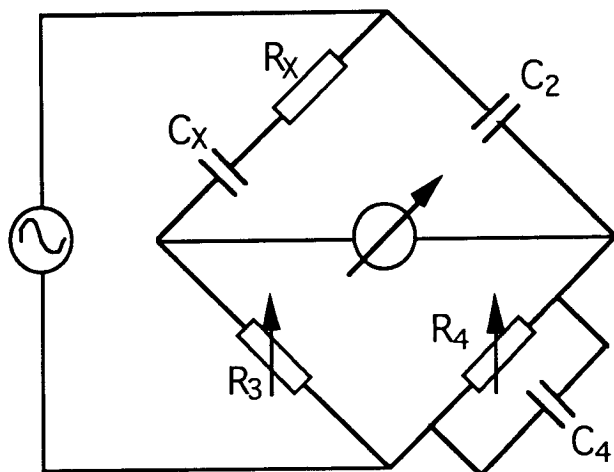


Figur 8. Växelsrömsbryggans princip.

Då bryggan är i balans flyter ingen ström genom mätinstrumentet i mitten av bryggan. Villkoret för balans är:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{Z_3}{Z_4}$$

Det existerar en mängd olika bryggor. Vi skall här koncentrera oss på Scheringbryggan som används för att bestämma kapacitansen och inre resistansen hos en kondensator. I figur 9 nedan visas kopplingschemat för Scheringbryggan där kondensatorn inkopplats i övre vänstra grenen.



**Figur 9.** Scheringbryggan.  $C_x$  och  $R_x$  representerar kondensatorns kapacitans resp. resistans.

### Uppgift 2. Bestämning av kapacitansen för en kondensator.

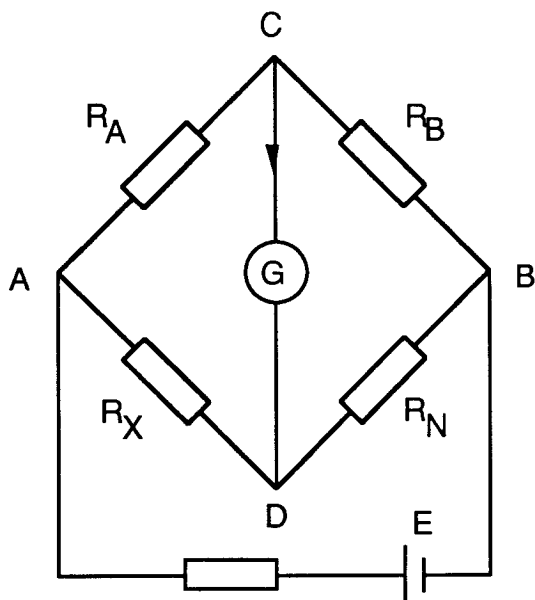
Kontrollmät kapacitansen hos en  $0.33\mu\text{F}$  elektrolyt-kondensator genom att koppla upp en Scheringbrygga enligt figur 9. Inre resistansen i kondensatorn försummas varför  $C_4$  kan utelämnas i bryggkopplingen. Välj  $C_2=30\text{nF}$  och  $R_3=40\Omega$ .  $R_4$  skall vara en trimpotentiometer  $0\text{-}1\text{k}\Omega$ . Mät obalansspänningen i bryggdiagonalen genom att koppla in en ampere-meter och justera  $R_4$  till dess att balans uppnåtts (strömmen minimerats). Mät resistansen hos  $R_4$  och använd dina beräkningar i hemuppgift 2 för att bestämma kapacitansen hos kondensatorn  $C_x$ .

Resultat:

### Wheatstonebryggan

En noggrann resistansmätning kan göras med Wheatstones brygga. Det okända motståndet kopplas ihop med tre andra, av vilka minst två är variabla (se Figur 10).





**Figur 10.** Wheatstonebrygga.  
Balansvillkoret att  $I_G = 0$  kräver

$$\frac{R_X}{R_N} = \frac{R_A}{R_B}$$

Två utförandeformer finns:

- 1)  $R_N$  är fast och valbar i stora steg och  $R_A/R_B$  är variabel med  $R_A$  och  $R_B$  t ex utgörande delar på en direkt graderad tråd med slidkontant.
- 2)  $R_N$  utgöres av en motståndssdekad och är variabel i små steg. Kvoten  $R_A/R_B$  valbar i stora steg. Denna utföringsform användes vid precisionsmätningar.

Wheatstonebryggan är särskilt användbar vid mätningar inom området  $1\Omega - 10\text{ k}\Omega$  med en noggrannhet av ca 0,2 %. Vid högre resistanser blir känsligheten för liten. Vid värden under ca  $1\Omega$  förorsakar kontaktresistansen vid anslutningarna problem.

**Uppgift 3. Bestämning av ett precisionsmotstånds resistans.**

Vid uppgiften används en Wheatstones brygga enligt Figur 11. Bryggan regleras med fyra dekadmotstånd, vardera med lägena 0, 1, 2, .... 10, samt med en mätområdesomkopplare. Beroende på dennas läge skall det på dekadmotstånden avlästa värdet multipliceras med en faktor  $10^{-3}$ ,  $10^{-2}$ , ...  $10^2$ ,  $10^3$ .

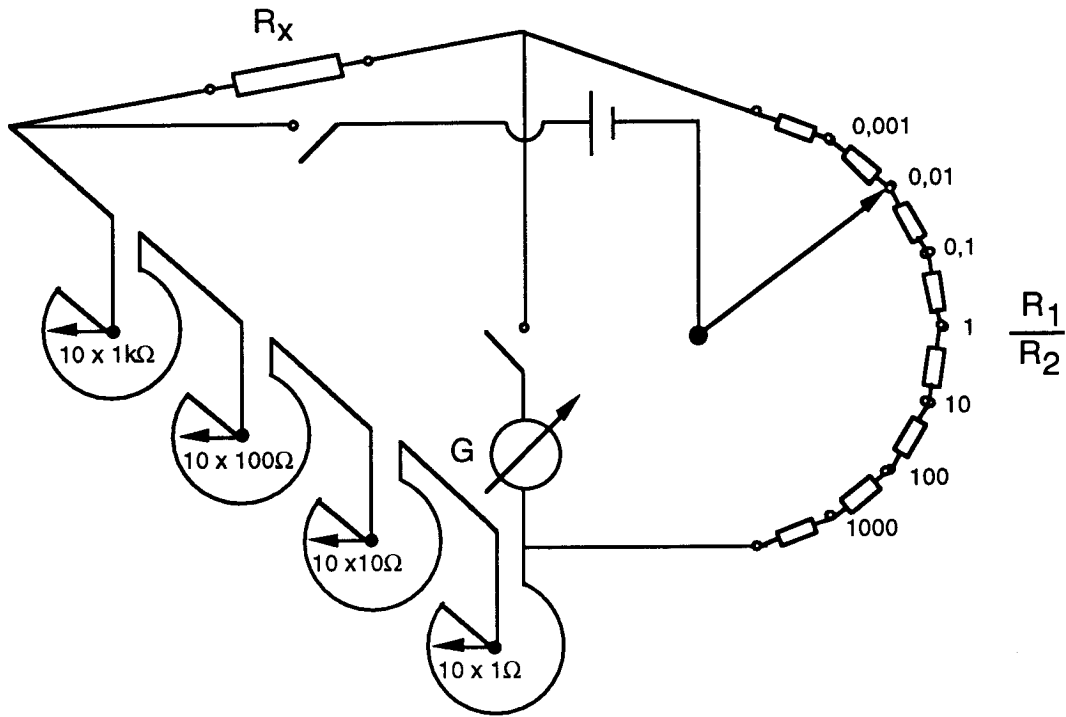


Fig. 11. Wheatstonebryggan.

När galvanometern är strömlös är balansvillkoret  $I_G = 0$  uppfyllt.

I bryggans lock finns en instruktion på engelska hur bryggan används. Studera denna.

Bestäm ett precisionsmotstånds resistans så noga som möjligt, dels med

Wheatstonebryggan:

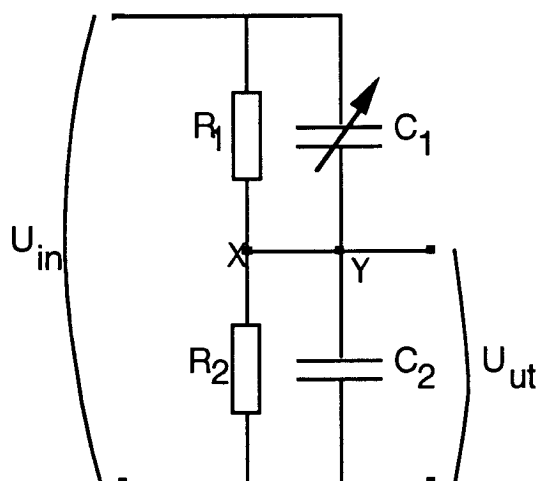
Svar:

och dels med

DMM:

Svar:

## Mätning av dämpning i RC-kretsar



Figur 12. Frekvensoberoende spänningsdelning.

Vid frekvensoberoende spänningsdelning gäller allmänt med beteckningar enligt Figur 12 att:

$$C_1 = C_2 \frac{R_2}{R_1} \quad U_{ut} = U_{in} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Kretsen kan enklast förstås om de två resistorerna och kondensatorerna betraktas som de fyra armarna i en växelströmsbrygga. Om  $R_1 C_1 = R_2 C_2$  är bryggan balanserad och ingen ström flyter i grenen som sammanbinder X och Y. För att beräkna utsignalen kan grenen X - Y därför utelämnas och utsignalen blir:

$$U_{ut} = U_{in} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

oberoende av frekvensen. Justeringar av balansen görs enklast med hjälp av en fyrkantvågssignal. Kompensationen beror kritiskt på att villkoret  $R_1 C_1 = R_2 C_2$  uppfylls exakt.

För att ange kvoten mellan utsignal och insignal (effekt-, spännings- och strömförhållanden) använder man sig ofta av dB (deciBell) som är ett logaritmiskt mått. Fördelen är att presentationsområdet blir större vid uppritning av frekvenskurvor med logaritmisk skala och att förstärkningstalen för de olika stegen i en förstärkare kan på ett bekvämt sätt adderas. Vid dämpning definieras

$$\text{dB} = 10 \cdot 10 \log \frac{P_{in}}{P_{ut}}$$

$$\text{dB} = 20 \cdot 10 \log \frac{U_1}{U_2} \quad \text{och} \quad \text{dB} = 20 \cdot 10 \log \frac{I_1}{I_2}$$

Vid förstärkning inverteras kvoterna.

#### Uppgift 4. Mätning av dämpning i RC-kretsar.

Koppla upp kretsen i figur 12 på ett kopplingsbord med komponentvärdena:  $R_1 = 900 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $C_2 = 70 \text{ pF}$ . Använd korta trådar vid uppkoppling för att minska risken för störningar. Spänningarna mäts med oscilloskop (toppvärden).

Låt  $U_{in}$  vara en fyrkantspänning med amplituden 1 V och undersök  $U_{ut}$  och  $U_{in}$  med hjälp av oscilloskopet. Balansera kretsen med hjälp av  $C_1$  så att god kompensering erhålls ( $U_{ut}$  skall då vara en ostörd fyrkantspänning).

Mät kretsens spänningsdelning  $U_{ut}/U_{in}$  för sinusformad spänning vid frekvenserna  $f = 1 \text{ kHz}$  och  $f = 100 \text{ kHz}$ .

	$f = 1 \text{ kHz}$	$f = 100 \text{ kHz}$
$U_{ut}/U_{in}$		

Bringa nu kretsen ur balans genom att överkompensera så mycket som möjligt ( $C_1$  så stor som möjligt). Studera kurvformen hos  $U_{ut}$  med fyrkantvåg och bestäm med sinusformad spänning åter spänningsdelningen  $U_{ut}/U_{in}$  vid samma frekvenser som tidigare.

	$f = 1 \text{ kHz}$	$f = 100 \text{ kHz}$
$U_{ut}/U_{in}$		

Rita av kurvformen vid överkompensering då  $U_{in}$  är en fyrkantvåg.  
Resultat:

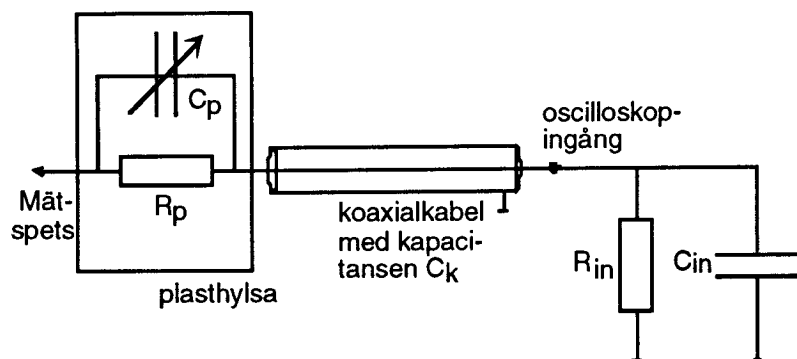
Avlägsna nu kondensatorn  $C_1$  (figur 12). Studera åter kurvformen hos  $U_{ut}$  med fyrkantvåg och bestäm med sinusformad spänning åter spänningsdelningen  $U_{ut}/U_{in}$  vid samma frekvenser som tidigare.

	$f = 1 \text{ kHz}$	$f = 100 \text{ kHz}$
$U_{ut}/U_{in}$		

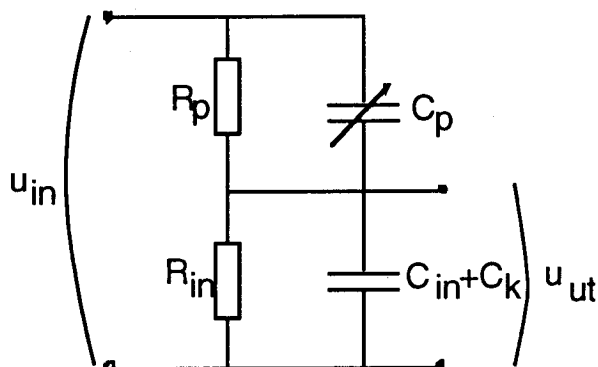
Rita av kurvformen utan  $C_1$  då  $U_{in}$  är en fyrkantvåg.  
Resultat:

## Studium av oscilloskopproben

Genom att använda oscilloskopprobe kan hög ingångsimpedans erhållas vid mätning med oscilloskop. Belastningen på mätobjektet minskar och dessutom undviks i viss mån störningar. Detta sker dock till priset av en nedsatt känslighet. Oscilloskopets ingångsimpedans är  $1\text{ M}\Omega$  parallellt med  $28\text{ pF}$ . Dessutom är kapacitansen i koaxialkablarna på laborationsplatsen c:a  $100\text{ pF/m}$ . Många mätobjekt tål ej att belastas med dessa impedanser. Frånsett felvisning kan mätobjektets funktion störas.



Figur 13. Principskiss av en oscilloskopprobe och oscilloskopets ingång.



Figur 14. Förenkling av samma bild som ovan.  $C_{in} = 28\text{ pF}$ ,  $R_{in} = 1\text{ M}\Omega$ ,  $R_p = 9\text{ M}\Omega$ .

För frekvensoberoende spänningsdelning gäller på samma sätt som i föregående uppgift:

$$R_p C_p = R_{in} (C_{in} + C_k)$$

Härav följer att ju större  $R_p$  är desto mindre måste  $C_p$  vara eftersom högra ledet i ekvationen är konstant med given koaxialkabel.

Vanligen väljs  $R_p = 9 R_{in}$  varvid en spänningsdelning på 1:10 erhålles. Nackdelen med en probe är givetvis den minskade spänningskänsligheten. Dock kan denna extra spänningsdelning vara nödvändig vid mätningar på höga spänningar.

### **Uppgift 5. Kompensering av proben.**

Vid höga frekvenser kan inte induktanserna i kretsen försummas utan ytterligare kompensation måste införas. Anslut proben till oscilloskopets CH1-ingång. Håll probens mätpets mot oscilloskopets kalibreringsutgång ( 1 V fyrkantvåg). Justera probens kapacitans tills fyrkantvågens utseende ej är över- eller underkompenserat.