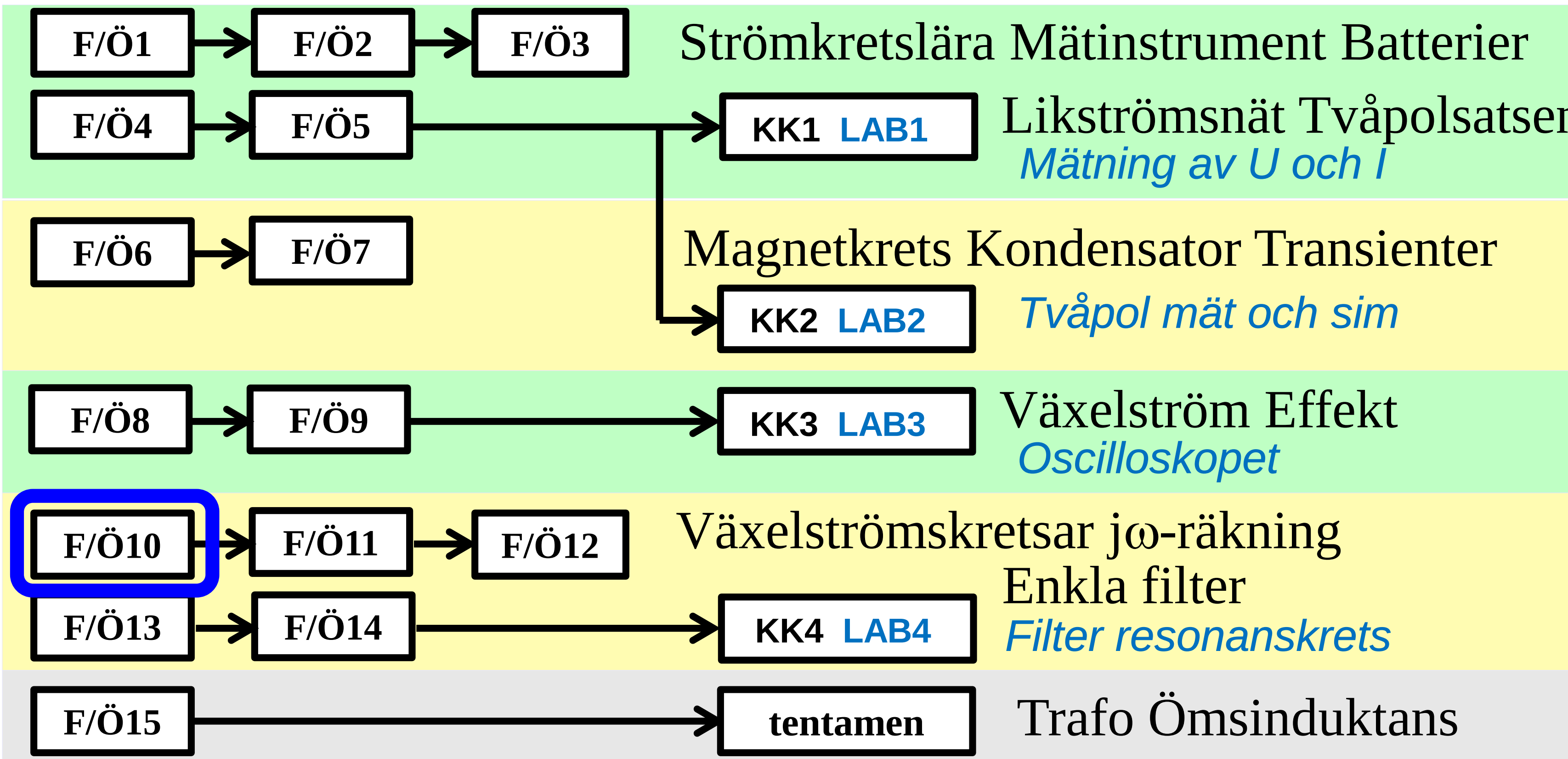
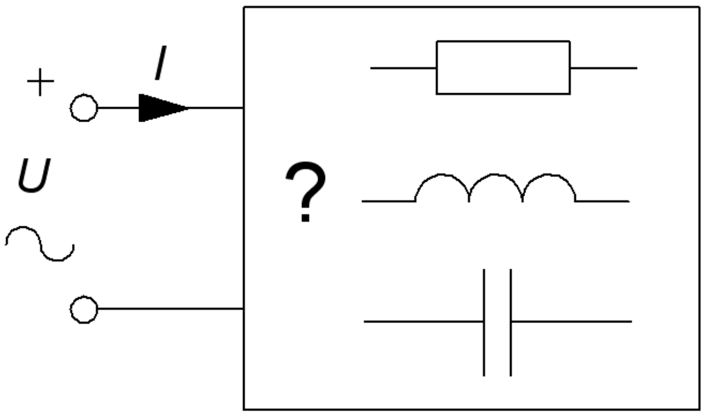
IF1330 Ellära

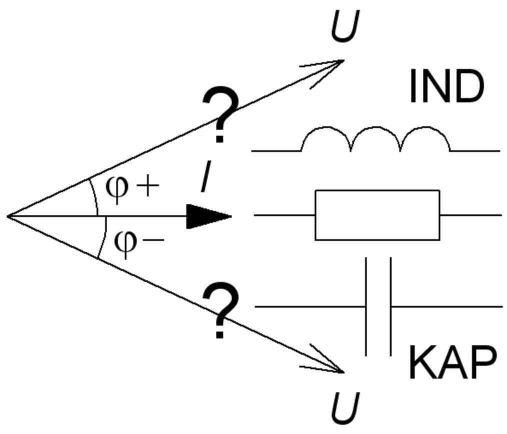


Föreläsningar och övningar bygger på varandra! Ta alltid igen det Du missat!
Läs på i förväg – delta i undervisningen – arbeta igenom materialet efteråt!

William Sandqvist william@kth.se

R L C

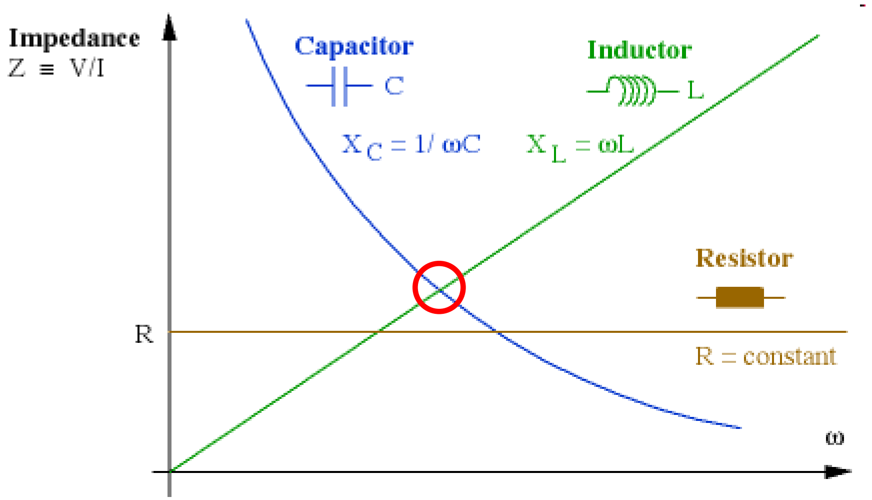




En impedans som innehåller spolar och kondensatorer har, beroende på frekvensen, antingen induktiv karaktär **IND**, eller kapacitiv karaktär **KAP**.

Ett viktigt *specialfall* uppstår vid den frekvens då kapacitanserna och induktanserna är jämstarka, och deras effekter tar ut varandra. Impedansen blir då rent resisistiv. Fenomenet kallas för **resonans** och den frekvens då detta uppträder är **resonansfrekvensen**.

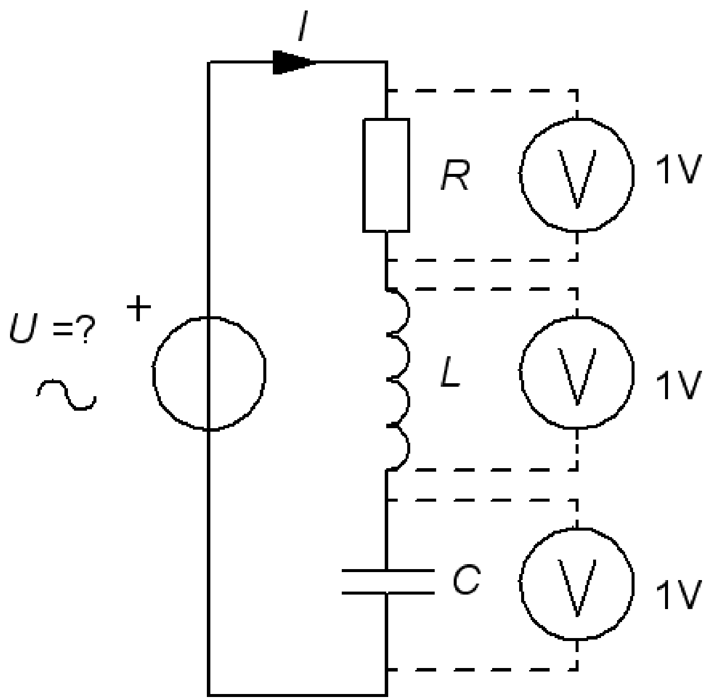
R L C impedanser



Vid en viss vinkelfrekvens har X_L och X_C samma belopp.

15.1 Hur stor är *U* ?

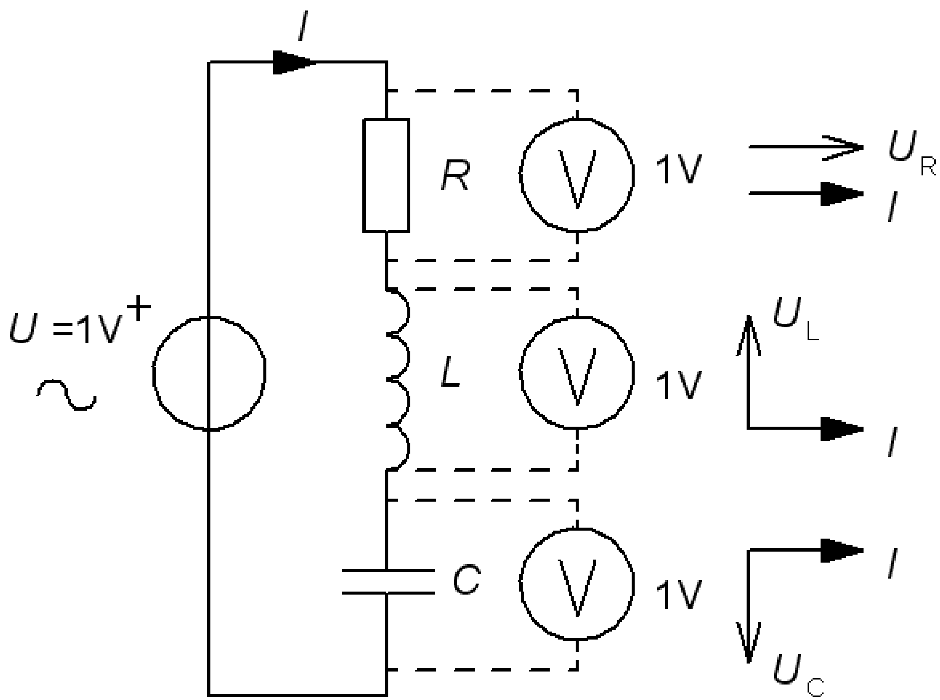
De tre voltmetrarna visar samma, 1V, hur stor är då den matande växel-spänningen *U* ?   (*Varning, kuggfråga*)



William Sandqvist william@kth.se

15.1 Hur stor är *U* ?

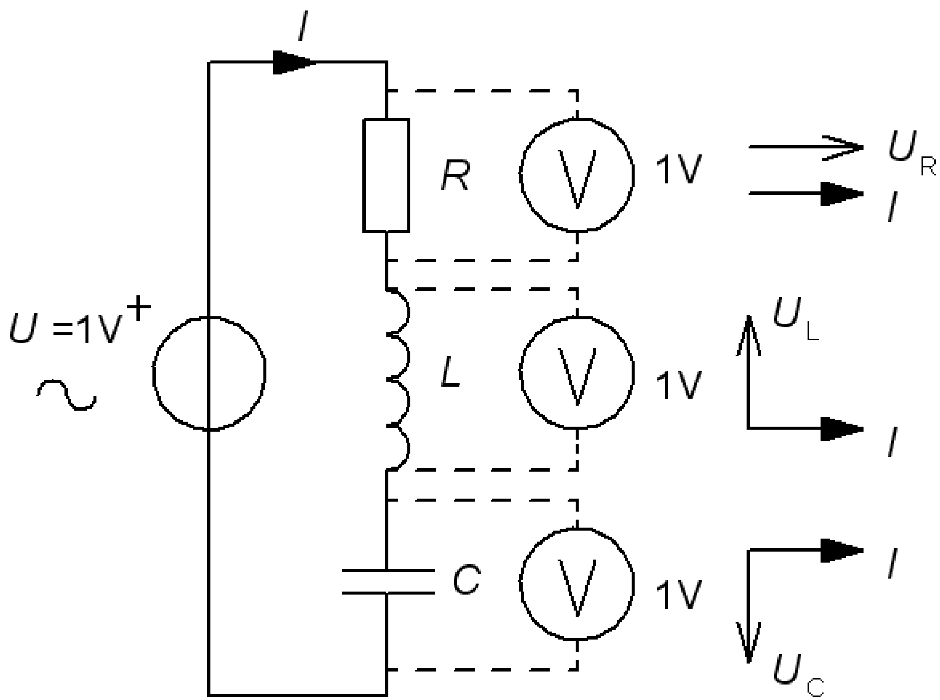
De tre voltmetrarna visar samma, 1V, hur stor är då den matande växel-spänningen *U* ? (*Varning, kuggfråga*)



William Sandqvist william@kth.se

15.1 Hur stor är *U* ?

De tre voltmetrarna visar samma, 1V, hur stor är då den matande växel-spänningen *U* ? (*Varning, kuggfråga*)



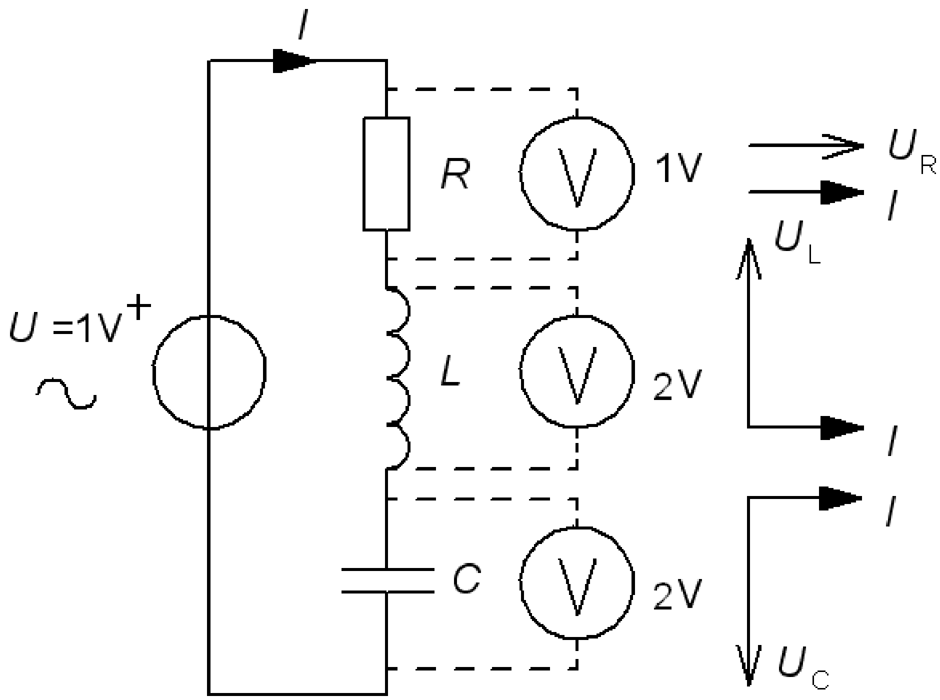
Eftersom voltmetrarna visar "*samma*" och strömmen *I* är *gemensam* så gäller:

$$R = |X_L| = |X_C| \qquad R = \omega L = \frac{1}{\omega C}$$

Om X_L=X_C=2R ?

Antag att växelspänningen *U* fortfarande är 1 V, men att reaktanserna är *dubbelt* så stora. Vad visar voltmetrarna?

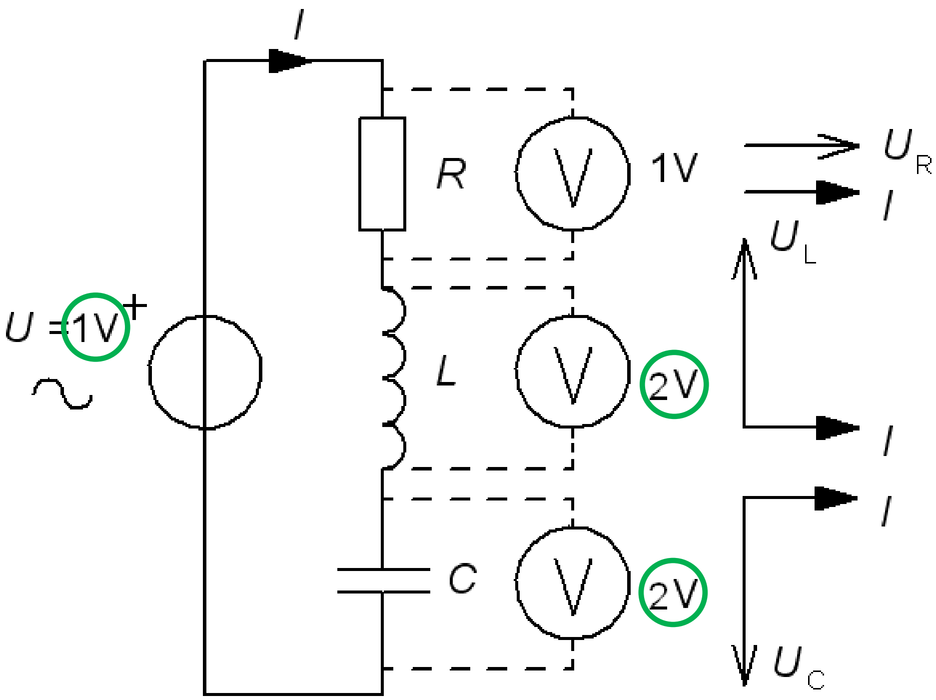
$$\omega L = \frac{1}{\omega C} = 2 \cdot R$$



Om X_L=X_C=2R ?

Antag att växelspänningen *U* fortfarande är 1 V, men att reaktanserna är *dubbelt* så stora. Vad visar voltmetrarna?

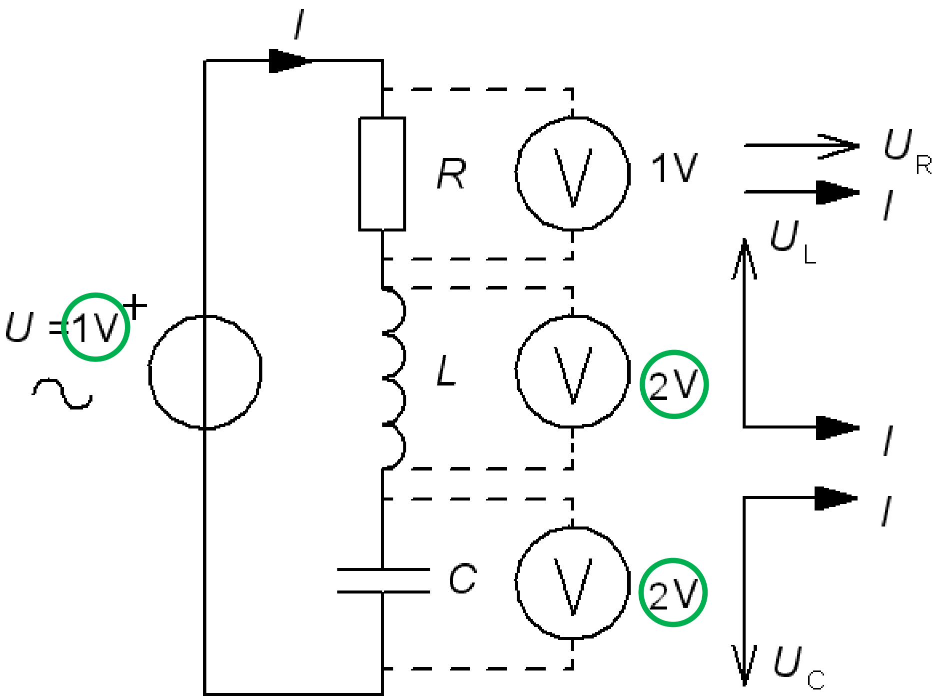
$$\omega L = \frac{1}{\omega C} = 2 \cdot R$$



Om $X_L = X_C = 2R$?

Antag att växelspänningen *U* fortfarande är 1 V, men att reaktanserna är *dubbelt* så stora. Vad visar voltmetrarna?

$$\omega L = \frac{1}{\omega C} = 2 \cdot R$$

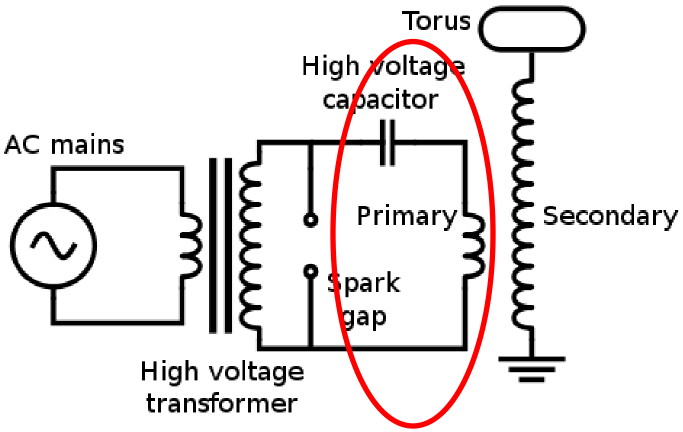


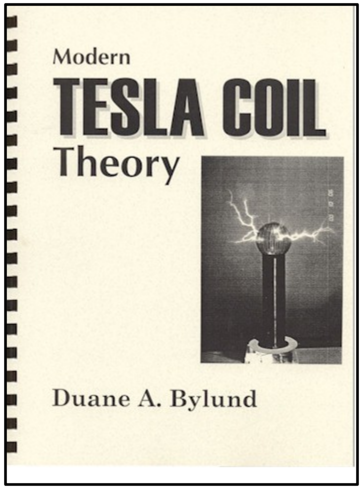
Vid resonans kan spänningarna över reaktanserna vara många gånger högre än den matande växelspänningen.

William Sandqvist william@kth.se

Tesla coil

Många bygger ”Tesla”-spolar för att skaffa sig lite spänning i livet …





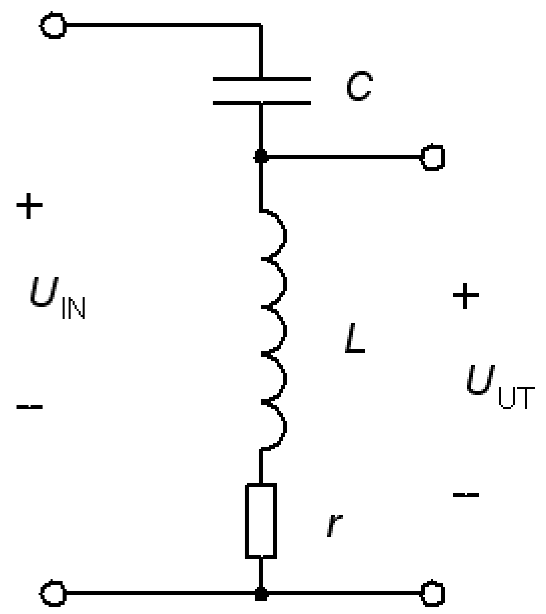
William Sandqvist william@kth.se

Spolens godhetstal *Q*

Oftast är det den inre resistansen i spolen som är resistorn i RLC-kretsen. Ju högre spolens växelströmsmotstånd ωL är i förhållande till likströmsmotståndet *r*, desto större blir spänningen över spolen vid en resonans.

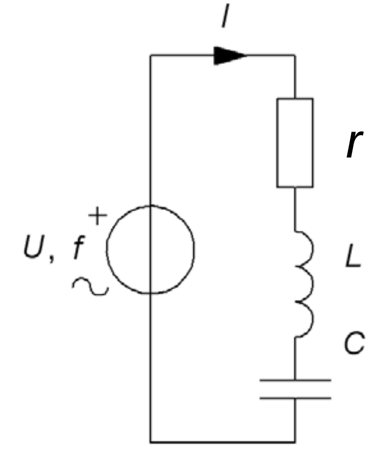
Detta förhållande kallas för spolens **godhetstal** *Q*. (eller Q-faktor).

$$Q = \frac{X_L}{r} = \frac{\omega L}{r} \quad \Rightarrow \quad \boxed{U_{UT} \approx Q \cdot U_{IN}}$$



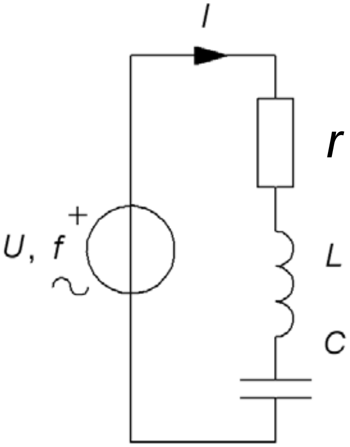
Serieresonansen

$$\underline{U} = \underline{I} \cdot \left(r + \mathrm{j}\omega L + \frac{1}{\mathrm{j}\omega C} \right) = \underline{I} \cdot \left(r + \mathrm{j}(\omega L - \frac{1}{\omega C}) \right)$$



Serieresonansen

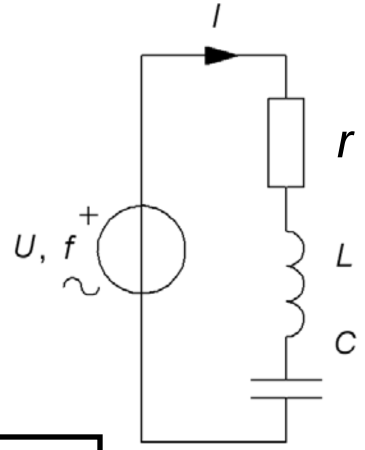
$$\underline{U} = \underline{I}\cdot\left(r + \mathrm{j}\omega L + \frac{1}{\mathrm{j}\omega C}\right) = \underline{I}\cdot\left(r + \mathrm{j}\overbrace{\boxed{(\omega L - \frac{1}{\omega C})}}^{=0}\right)$$



Impedansen är reell när imaginärdelen är ”0”. Detta inträffar vid vinkelfrekvensen ω_0 (frekvensen f_0).

Serieresonansen

$$\underline{U} = \underline{I} \cdot \left(r + \mathrm{j}\omega L + \frac{1}{\mathrm{j}\omega C} \right) = \underline{I} \cdot \left(r + \mathrm{j}\underbrace{\boxed{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}}_{=0} \right)$$

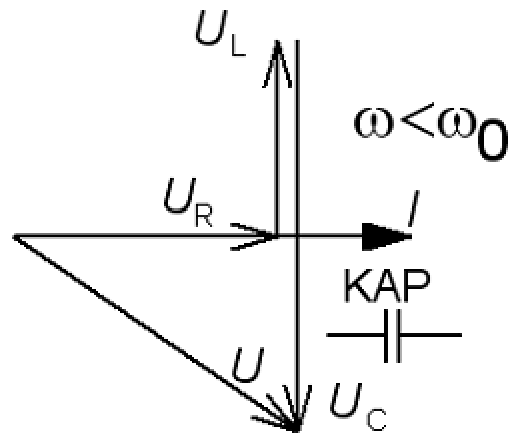


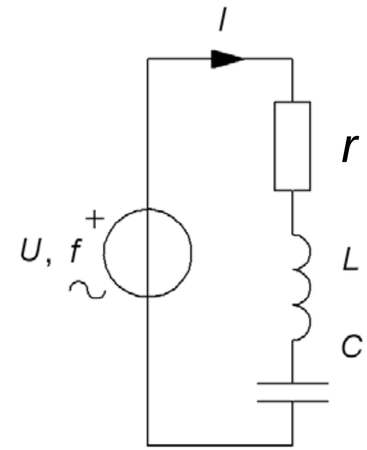
Impedansen är reell när imaginärdelen är ”0”. Detta inträffar vid vinkelfrekvensen ω_0 (frekvensen f_0).

$$\mathrm{Im}\left[\underline{Z}\right] = \omega L - \frac{1}{\omega C} = 0 \quad \Rightarrow \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \qquad \boxed{f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}}$$

Serieresonansens visardiagram

$$\underline{U} = \underline{I} \cdot \left(r + \mathrm{j}(\omega L - \frac{1}{\omega C}) \right)$$

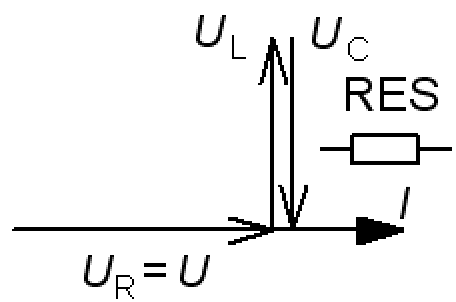




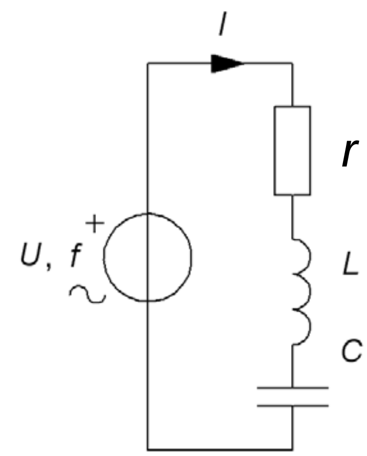
William Sandqvist william@kth.se

Serieresonansens visardiagram

$$\underline{U} = \underline{I} \cdot \left(r + \mathrm{j}(\omega L - \frac{1}{\omega C}) \right)$$



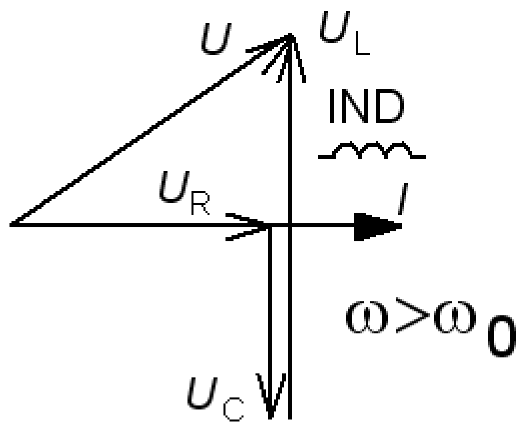
$\omega = \omega_0$

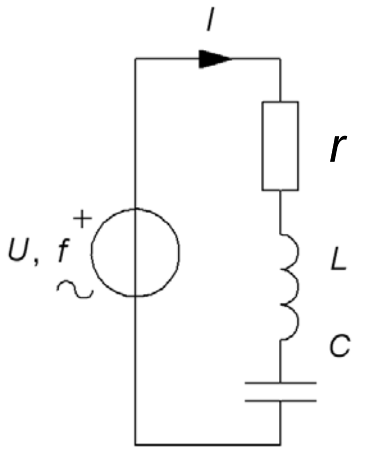


William Sandqvist william@kth.se

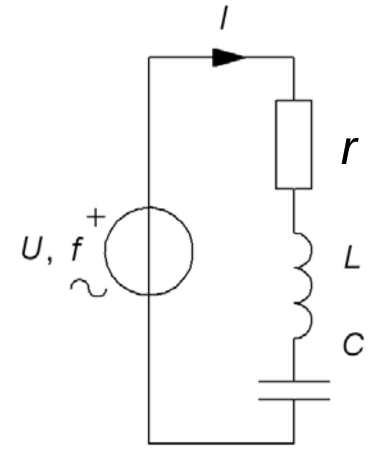
Serieresonansens visardiagram

$$\underline{U} = \underline{I} \cdot \left(r + \mathrm{j}(\omega L - \frac{1}{\omega C}) \right)$$





Serieresonanskretsens *Q*

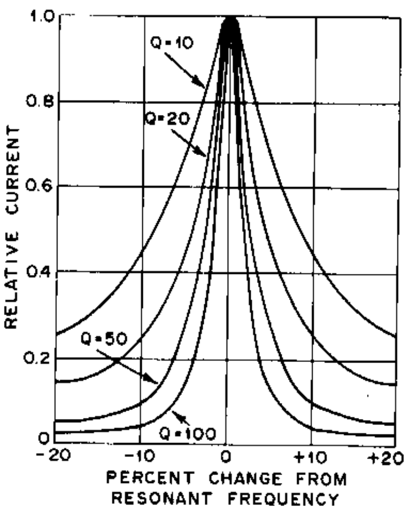


Det är *resistansen* i resonanskretsen, oftast spolens inre resistans, som avgör hur uttalat resonansfeno-menet blir.

Man brukar ”*normera*” sambandet mellan de olika variablerna genom att *införa* resonansvinkelfrekvensen $\boldsymbol{\omega_0}$ tillsammans med ***Q*** och maxströmmen $\boldsymbol{I_{max}}$ i funktionen $I(\omega)$:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \qquad Q = \frac{\omega_0 L}{r}$$

$$\underline{I} = \frac{I_{\max}}{\left(1 + jQ(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega})\right)}$$

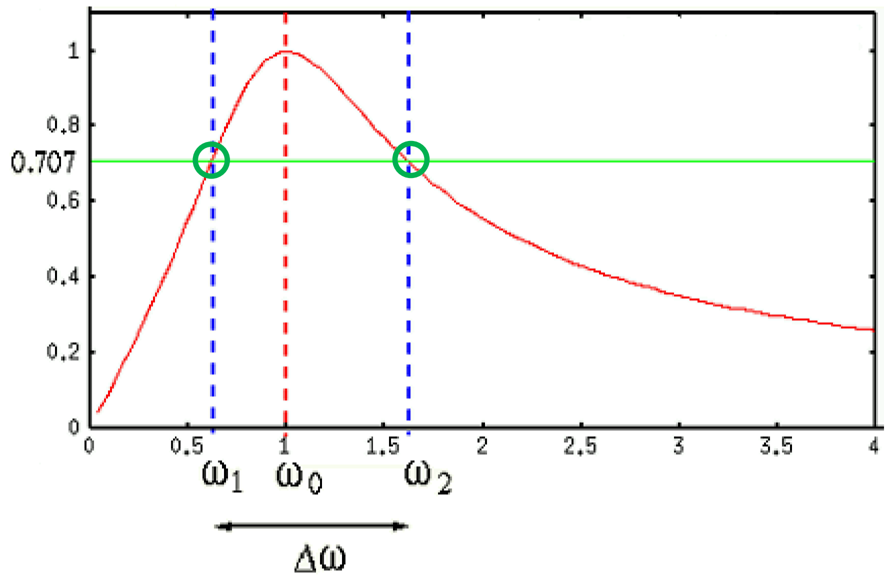


Normerat diagram för serieresonans-kretsen.

Ett högt Q mot-svarar en smal resonanstopp.

Bandbredden *BW*

Vid *två* olika vinkelfrekvenser blir imaginärdel **Im** och realdel **Re** i nämnaren *lika* stora.
I är då $I_{max}/\sqrt{2}$ (≈71%).
Bandbredden *BW*=$\Delta\omega$ är avståndet mellan dessa vinkel-frekvenser.



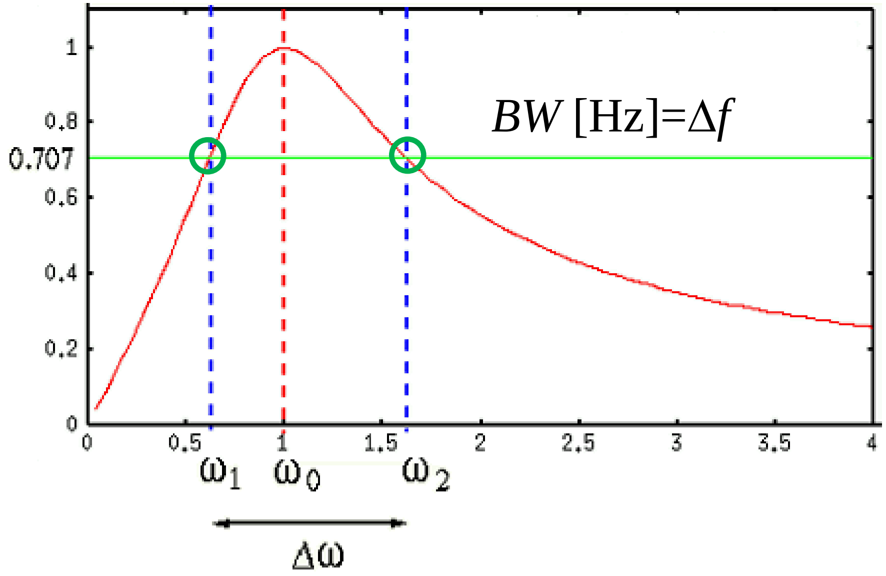
$$\underline{I} = \frac{I_{max}}{\left(\boxed{1} + \boxed{jQ(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega})}\right)}$$

Re = Im

andragradsekvationer ger :

$$BW[\text{rad/s}] = \Delta\omega = \omega_2 - \omega_1 = \frac{\omega_0}{Q} \qquad \omega_0^2 = \omega_2 \cdot \omega_1 \qquad \omega_2, \omega_1 = \omega_0 \left(\pm \frac{1}{2Q} + \sqrt{\frac{1}{(2Q)^2} + 1} \right)$$

Bekvämare formler



$$\boxed{f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}} \qquad \boxed{Q = \frac{2\pi f_0 L}{r}} \qquad \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{1}{Q} \quad \Rightarrow \quad \boxed{\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{Q}}$$

Om *Q* är *högt* gör man *inget större fel* om man fördelar bandbredden *lika* på båda sidor om f_0.

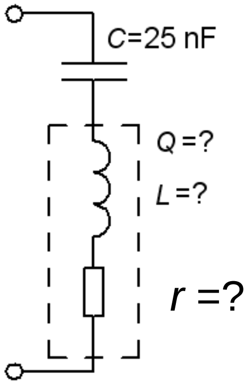
$$f_2, f_1 \approx f_0 \pm \frac{\Delta f}{2}$$

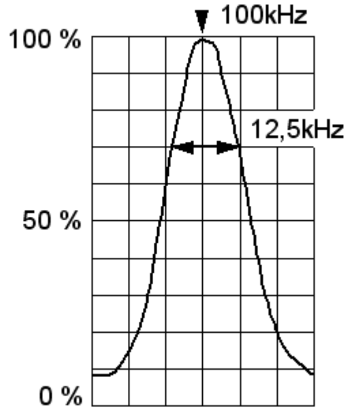
William Sandqvist william@kth.se

Exempel, serieresonanskrets

C = 25 nF
f_0 = 100 kHz
$BW = \Delta f$ = 12,5 kHz

Q = ? L = ? r = ?



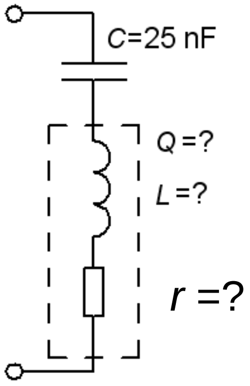


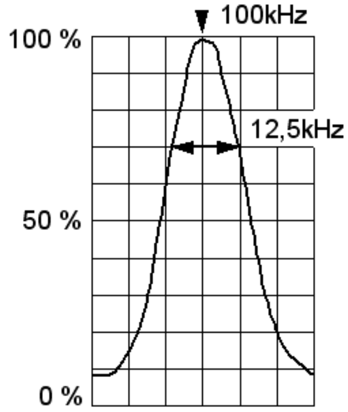
Exempel, serieresonanskrets

C = 25 nF
f_0 = 100 kHz
BW = Δf = 12,5 kHz

Q = ? *L* = ? *r* = ?

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{100}{12{,}5} = 8$$

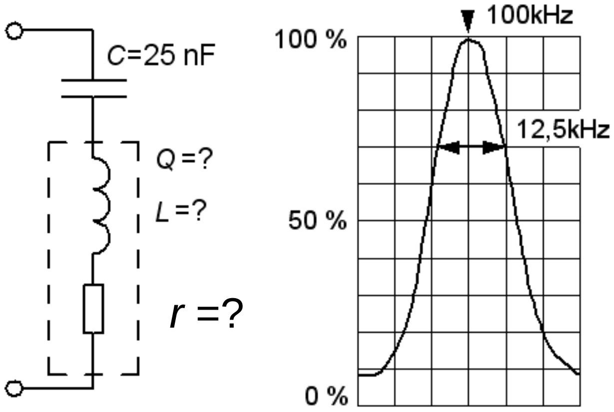




Exempel, serieresonanskrets

C = 25 nF
f_0 = 100 kHz
BW = Δf = 12,5 kHz

Q = ? *L* = ? *r* = ?



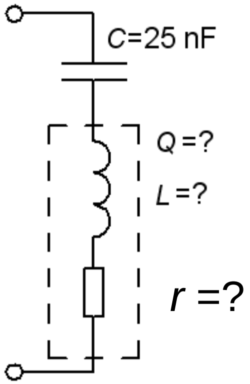
$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{100}{12{,}5} = 8$$

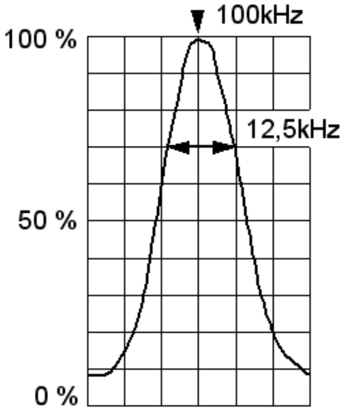
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \Rightarrow \quad L = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C} = \frac{1}{(2\pi \cdot 100 \cdot 10^3)^2 \cdot 25 \cdot 10^{-9}} = 0{,}1\,\mathrm{mH}$$

Exempel, serieresonanskrets

C = 25 nF
f_0 = 100 kHz
$BW = \Delta f$ = 12,5 kHz

Q = ? L = ? r = ?





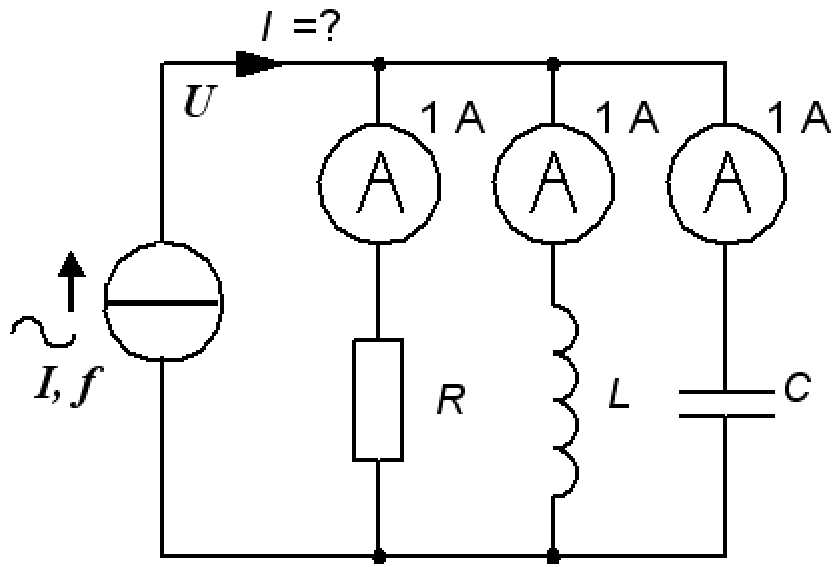
$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{100}{12{,}5} = 8$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \Rightarrow \quad L = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C} = \frac{1}{(2\pi \cdot 100 \cdot 10^3)^2 \cdot 25 \cdot 10^{-9}} = 0{,}1\,\text{mH}$$

$$Q = \frac{X_L}{r} = \frac{2\pi f_0 \cdot L}{r} \quad \Rightarrow \quad r = \frac{2\pi f_0 \cdot L}{Q} = \frac{2\pi \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 0{,}1 \cdot 10^{-3}}{8} \approx 8\,\Omega$$

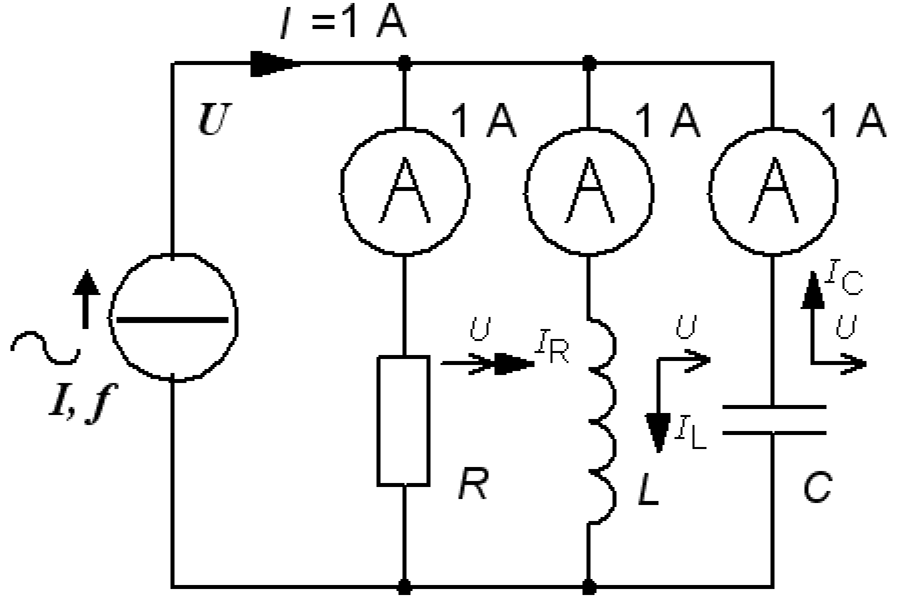
15.2 Hur stor är *I* ?

De tre amperemetrarna visar samma, 1A, hur stor är då den matande växelströmmen *I* ? (*Varning, kuggfråga*)



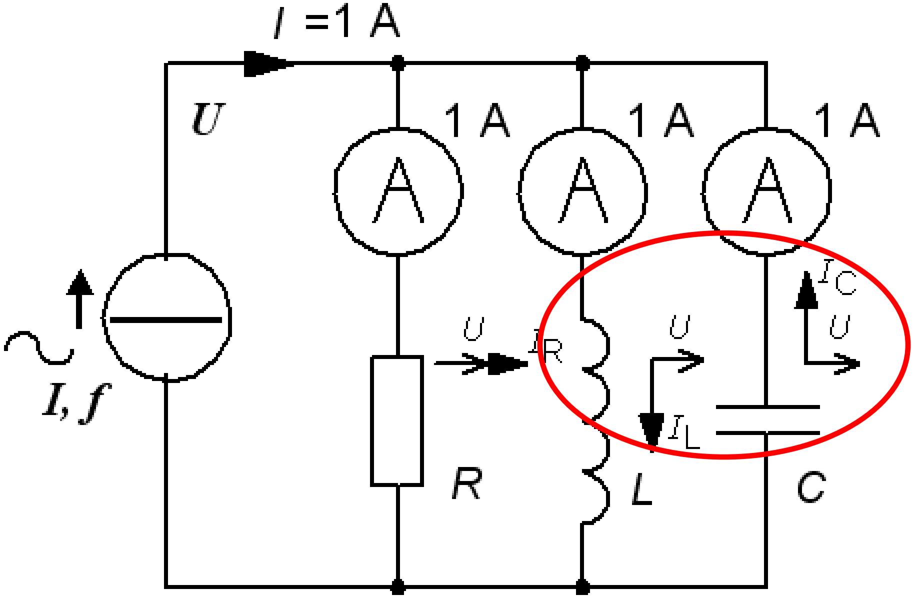
15.2 Hur stor är *I* ?

De tre amperemetrarna visar samma, 1A, hur stor är då den matande växelströmmen *I* ? (*Varning, kuggfråga*)



15.2 Hur stor är *I* ?

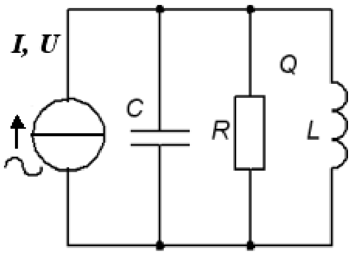
De tre amperemetrarna visar samma, 1A, hur stor är då den matande växelströmmen *I* ? (*Varning, kuggfråga*)



I_L och I_C blir en cirkulerande ström frikopplad från I_R. I_L, I_C kan vara *många gånger större* än det matande nätets ström I = I_R. Detta är parallellresonans.

Ideal parallellresonanskrets

$$\underline{Z} = R \parallel L \parallel C = \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{\mathrm{j}\omega L} + \mathrm{j}\omega C} = \frac{1}{\frac{1}{R} + \mathrm{j}\,(\underbrace{\boxed{\omega C - \frac{1}{\omega L}}}_{=0})}$$



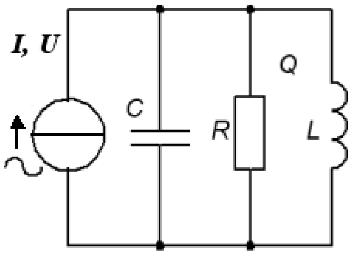
Resonansfrekvensen får precis *samma* uttryck som för serieresonans-kretsen, men för övrigt har kretsen **omvänd karaktär**, IND vid låga frekvenser och KAP vid höga. Vid resonans är impedansen reell = *R*.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

William Sandqvist william@kth.se

Ideal parallellresonanskrets

$$\underline{Z} = R \,||\, L \,||\, C = \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C} = \frac{1}{\frac{1}{R} + j\,\underbrace{\boxed{(\omega C - \frac{1}{\omega L}}}_{=0})}$$

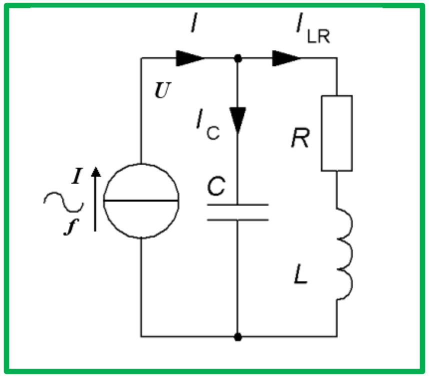


Resonansfrekvensen får precis *samma* uttryck som för serieresonans-kretsen, men för övrigt har kretsen **omvänd karaktär**, IND vid låga frekvenser och KAP vid höga. Vid resonans är impedansen reell = *R*.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Verklig parallellresonanskrets

Verkliga parallellresonanskretsar har en serieresistans inuti spolen. Beräkningarna blir betydligt mer kompli-cerade och resonansfrekvensen kommer också att avvika något från vår formel.

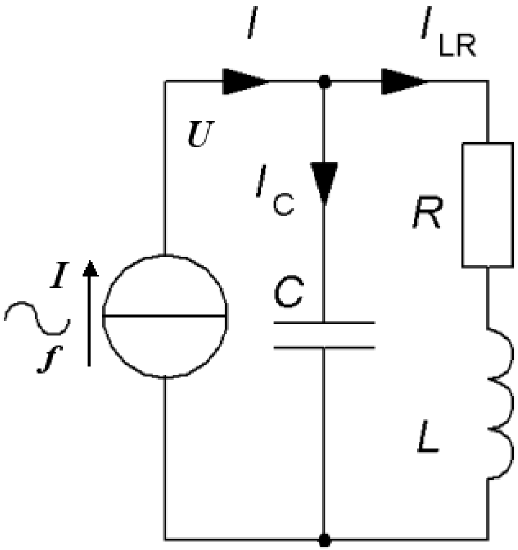


William Sandqvist william@kth.se

Exempel, verklig krets (15.3)

$$\underline{I} = \underline{I}_{\mathrm{C}} + \underline{I}_{\mathrm{LR}} = \frac{U}{\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C}} + \frac{U}{r + \mathrm{j}\omega L} \cdot \frac{(r - \mathrm{j}\omega L)}{(r - \mathrm{j}\omega L)} = U \cdot \left(\mathrm{j}\omega C + \frac{r - \mathrm{j}\omega L}{r^2 + (\omega L)^2} \right) =$$

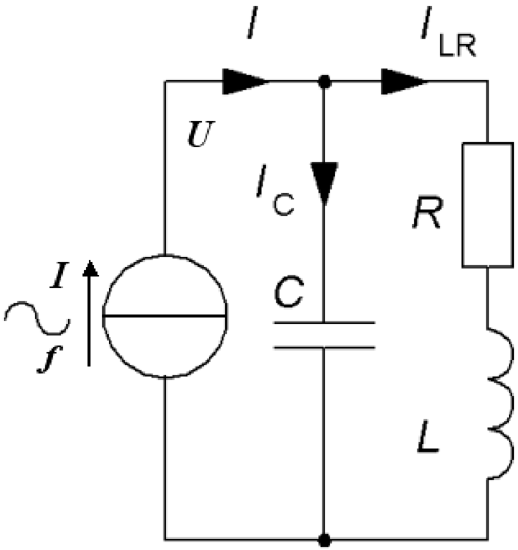
$$= U \cdot \left(\frac{r}{r^2 + (\omega L)^2} + \mathrm{j} \underbrace{\boxed{\left(\omega C - \frac{\omega L}{r^2 + (\omega L)^2} \right)}}_{=0} \right)$$



Exempel, verklig krets (15.3)

$$\underline{I}=\underline{I}_{\mathrm{C}}+\underline{I}_{\mathrm{LR}}=\frac{U}{\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C}}+\frac{U}{r+\mathrm{j}\omega L}\cdot\frac{(r-\mathrm{j}\omega L)}{(r-\mathrm{j}\omega L)}=U\cdot\left(\mathrm{j}\omega C+\frac{r-\mathrm{j}\omega L}{r^2+(\omega L)^2}\right)=$$

$$=U\cdot\left(\frac{r}{r^2+(\omega L)^2}+\mathrm{j}\underbrace{\boxed{\left(\omega C-\frac{\omega L}{r^2+(\omega L)^2}\right)}}_{=0}\right)$$



$$\omega_0 C=\frac{\omega_0 L}{r^2+(\omega_0 L)^2}\quad\Rightarrow\quad\omega_0{}^2=\frac{1}{LC}-\frac{r^2}{L^2}\quad\omega_0=2\pi f\quad\Rightarrow\quad\boxed{f_0=\frac{1}{2\pi}\sqrt{\left(\frac{1}{LC}-\frac{r^2}{L^2}\right)}}$$

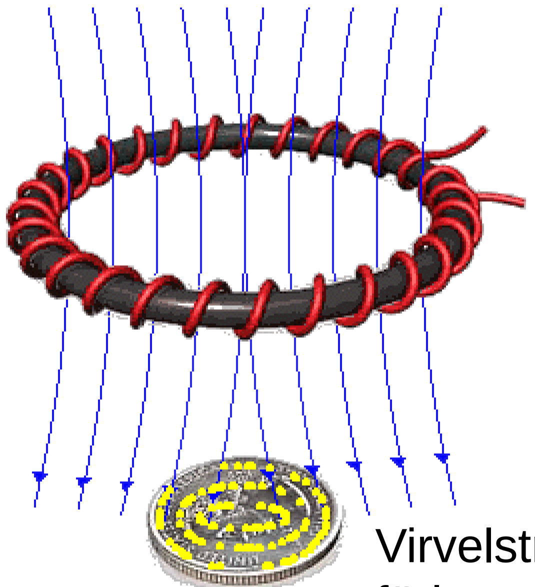
Metalldetektorn

$$f_0 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\left(\frac{1}{LC} - \frac{r^2}{L^2}\right)}$$

Alla ”förluster” (även virvelströmsförluster i metaller) sammanfattas av symbolen r !

Järnföremål påverkar magnetfältet och därmed även L !

Parallellresonansfrekvensen påverkas av spolens förluster. Så kan gömda skatter hittas!



Virvelströmsförluster

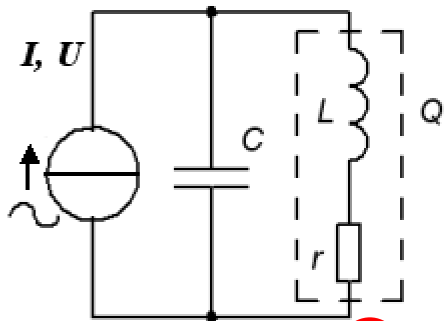
William Sandqvist william@kth.se

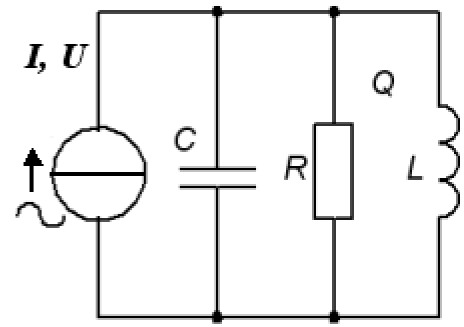
Serie- *eller* Parallellresistor

Vid handräkning brukar man för enkelhets skull använda formlerna för den ideala resonanskretsen. Vid högt Q och nära resonansfrekvensen f_0 blir avvikelserna obetydliga.

Överslagsmässigt (vid **Q >10**) är de två kretsarna ”utbytbara”.

$$\omega_0 \approx \frac{1}{\sqrt{LC}}$$





Alternativ definition av Q med R_P

$$\boxed{Q = \frac{\omega_0 L}{r_S} = \frac{R_P}{\omega_0 L}} \Rightarrow \boxed{R_P = Q^2 \cdot r_S}$$

*(Gäller approximativt för **Q >10**)*

Exempel, parallellkrets

Parallellkrets.
C = 25 nF
f_0 = 100 kHz
BW = 1250 Hz

L = ? r = ?

Exempel, parallellkrets

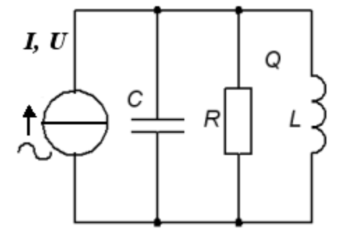
Parallellkrets.
C = 25 nF
f_0 = 100 kHz
BW = 1250 Hz

L = ? *r* = ?

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{100 \cdot 10^3}{1250} = 80$$

Exempel, parallellkrets

Parallellkrets.
C = 25 nF
f_0 = 100 kHz
BW = 1250 Hz



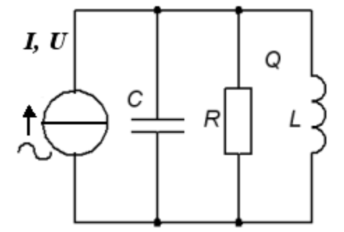
L = ? r = ?

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{100 \cdot 10^3}{1250} = 80$$

80 > 10 vilket motiverar räkning med den ideala modellen.

Exempel, parallellkrets

Parallellkrets.
C = 25 nF
f_0 = 100 kHz
BW = 1250 Hz



L = ? *r* = ?

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{100 \cdot 10^3}{1250} = 80$$

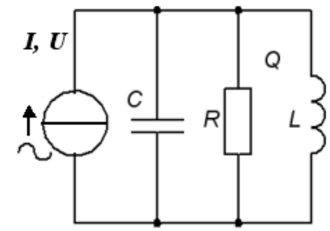
80 > 10 vilket motiverar räkning med den ideala modellen.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \Rightarrow \quad L = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C} = \frac{1}{(2\pi \cdot 100 \cdot 10^3)^2 \cdot 25 \cdot 10^{-9}} = 0{,}1\,\mathrm{mH}$$

Exempel, parallellkrets

Parallellkrets.
C = 25 nF
f_0 = 100 kHz
BW = 1250 Hz

L = ? r = ?



$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{100 \cdot 10^3}{1250} = 80$$

80 > 10 vilket motiverar räkning med den ideala modellen.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \Rightarrow \quad L = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C} = \frac{1}{(2\pi \cdot 100 \cdot 10^3)^2 \cdot 25 \cdot 10^{-9}} = 0{,}1\,\mathrm{mH}$$

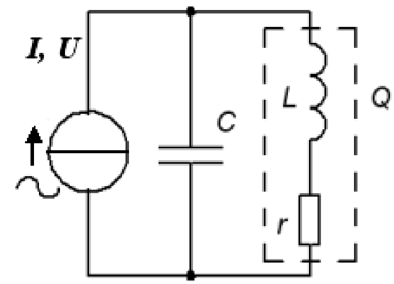
$$Q = \frac{R_\mathrm{P}}{X_\mathrm{L}} = \frac{R_\mathrm{P}}{2\pi f_0 \cdot L} \quad \Rightarrow \quad R_\mathrm{P} = 2\pi f_0 \cdot L \cdot Q = 2\pi \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 0{,}1 \cdot 10^{-3} \cdot 80 \approx 5027\ \Omega$$

William Sandqvist william@kth.se

Exempel, parallellkrets

Parallellkrets.
C = 25 nF
f_0 = 100 kHz
BW = 1250 Hz

Svara med serieresistor!



L = ? r = ?

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{100 \cdot 10^3}{1250} = 80$$

80 > 10 vilket motiverar räkning med den ideala modellen.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \Rightarrow \quad L = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C} = \frac{1}{(2\pi \cdot 100 \cdot 10^3)^2 \cdot 25 \cdot 10^{-9}} = 0{,}1\,\mathrm{mH}$$

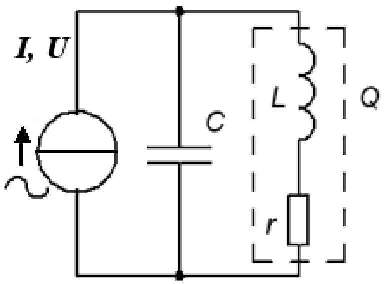
$$Q = \frac{R_\mathrm{P}}{X_\mathrm{L}} = \frac{R_\mathrm{P}}{2\pi f_0 \cdot L} \quad \Rightarrow \quad R_\mathrm{P} = 2\pi f_0 \cdot L \cdot Q = 2\pi \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 0{,}1 \cdot 10^{-3} \cdot 80 \approx 5027\,\Omega$$

$$r_\mathrm{S} = \frac{1}{Q^2} R_\mathrm{P} = \frac{1}{80^2} 5027 \approx 0{,}8\,\Omega$$

Exempel, parallellkrets

Parallellkrets.
C = 25 nF
f_0 = 100 kHz
BW = 1250 Hz

Svara medserieresistor!



L = ? r = ?

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{100 \cdot 10^3}{1250} = 80$$

80 > 10 vilket motiverar räkning med den ideala modellen.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \Rightarrow \quad L = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C} = \frac{1}{(2\pi \cdot 100 \cdot 10^3)^2 \cdot 25 \cdot 10^{-9}} = \boxed{0{,}1\,\text{mH}}$$

$$Q = \frac{R_\text{P}}{X_\text{L}} = \frac{R_\text{P}}{2\pi f_0 \cdot L} \quad \Rightarrow \quad R_\text{P} = 2\pi f_0 \cdot L \cdot Q = 2\pi \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 0{,}1 \cdot 10^{-3} \cdot 80 \approx 5027\ \Omega$$

$$r_\text{S} = \frac{1}{Q^2} R_\text{P} = \frac{1}{80^2} 5027 \approx 0{,}8\ \Omega$$

Tur att vi ***inte*** behövde använda denna formel för att beräkna L

$$f_0 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\left(\frac{1}{LC} - \frac{r^2}{L^2}\right)}$$

Numera finns det hjälp …

WolframAlpha computational knowledge engine

solve L f=(1/(2*pi))*sqrt(1/(L*C) - R^2/L^2)

Examples Random

Input interpretation:

solve $f = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{L\,C} - \frac{R^2}{L^2}}$ for L

Results:

$$L = \frac{1 - \sqrt{1 - 16\,\pi^2\,C^2\,f^2\,R^2}}{8\,\pi^2\,C\,f^2}$$

$$\boxed{L = \frac{\sqrt{1 - 16\,\pi^2\,C^2\,f^2\,R^2} + 1}{8\,\pi^2\,C\,f^2}}$$

Även om omräkning från *r* till *R* inte längre är nödvändig av beräkningsbarhets skäl – så är detta fortfarande viktiga begrepp när ingenjörer ”resonerar”.

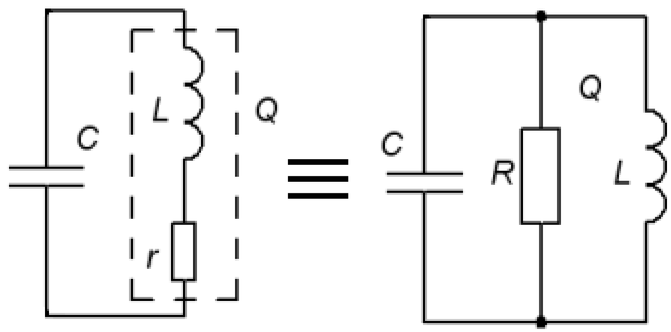
Vi väljer väl den positiva lösningen …

Numera finns det beräkningshjälp

$$L = \frac{\sqrt{1 - 16\pi^2 C^2 f_0^2 r^2} + 1}{8\pi^2 C f_0^2} =$$

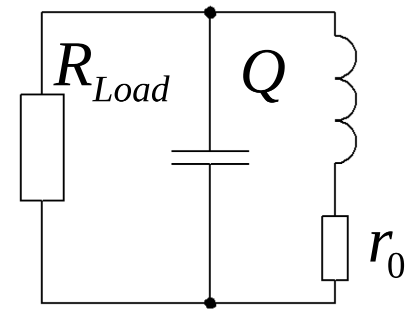
$$= \frac{\sqrt{1 - 16\pi^2 (25 \cdot 10^{-9})^2 \cdot (100 \cdot 10^3)^2 \cdot 0{,}8^2} + 1}{8\pi^2 \cdot 25 \cdot 10^{-9} \cdot (100 \cdot 10^3)^2} = \boxed{0{,}1\,\mathrm{mH}}$$

Belastad resonanskrets

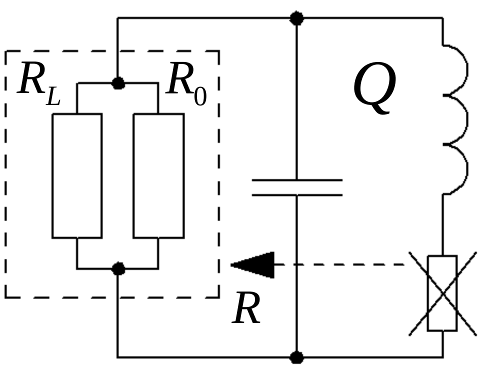


$$Q = \frac{X_L}{r} = \frac{R}{X_L} \qquad R = Q^2 \cdot r$$

Vanligt med belastad resonanskrets!



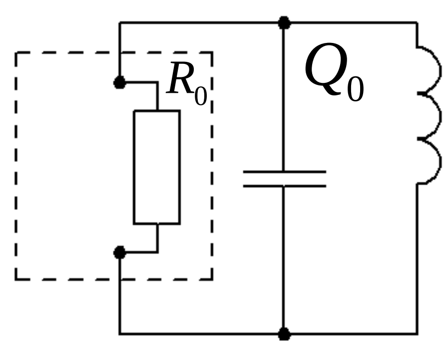
Ska den belastade resonanskretsen kunna få Q behöver man utgå ifrån en spole med mycket bättre obelastat Q-värde, Q_0!



$$R_L \parallel R_0 = R$$

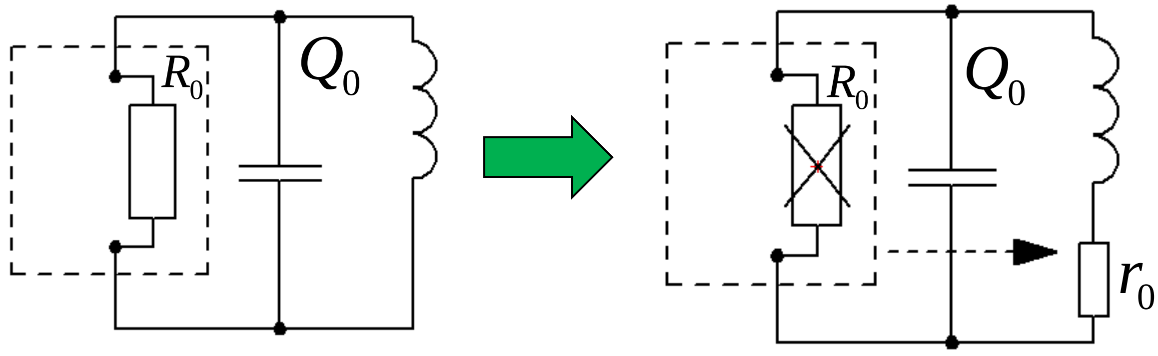
$$R = Q^2 \cdot r$$

- Q_0 obelastat Q-värde



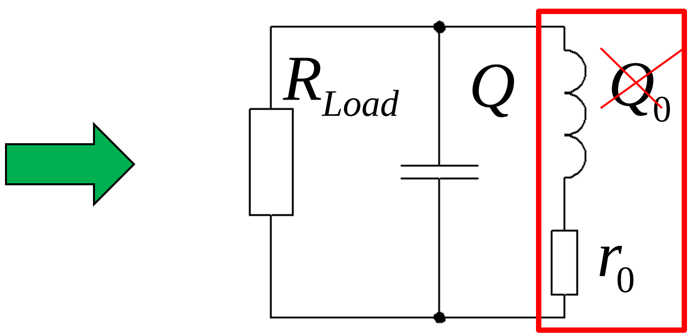
$$Q_0 = \frac{R_0}{X_L} > Q$$

Belastad resonanskrets



$$r_0 = \frac{R_0}{Q_0^2}$$

Det behövs en spole med r_0 och Q_0!



- När kretsen sedan belastas med R_{Load} förändras Q-värdet från Q_0 till Q!

William Sandqvist william@kth.se

Kondensatorer, förlustfaktorn *D*

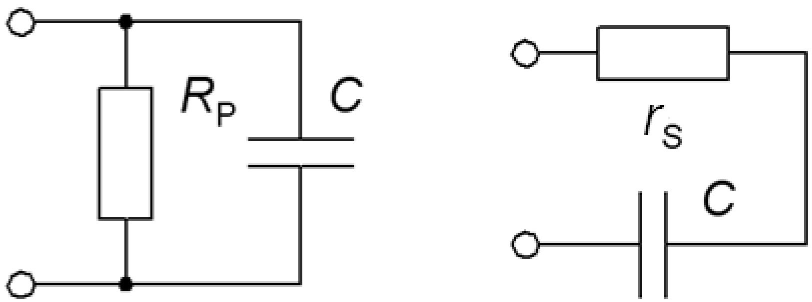
Alla växelspänningsförluster i resonanskretsarna sker i resistanser, oavsett om det är en serieresistans eller en parallellresistans. De största förlusterna svarar oftast spolar för, men även kondensatorer kan bidraga till förlusterna.

Kondensatorer har i allmänhet en parallellresistans, men på samma sätt som med spolar kan denna *räknas om* till en ”tänkt” serie-resistans.

För kondensatorer är det vanligare att man anger förlustfaktorn *D* än att man anger godhetstalet *Q*. Båda begreppen är dock likvärdiga.

$$D = \frac{1}{Q}$$

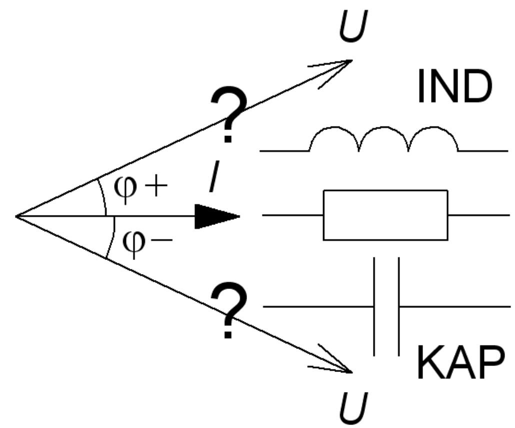
Kondensatorer, förlustfaktorn *D*



$$D = \frac{1}{Q} \qquad Q = \frac{R_\mathrm{P}}{\frac{1}{\omega C}} = \omega R_\mathrm{P} C \qquad Q = \frac{\frac{1}{\omega C}}{r_\mathrm{S}} = \frac{1}{\omega r_\mathrm{S} C}$$

$$R_\mathrm{P} = Q^2 \cdot r_\mathrm{S} \quad \Leftrightarrow \quad r_\mathrm{S} = D^2 \cdot R_\mathrm{P}$$

RCL-mätaren



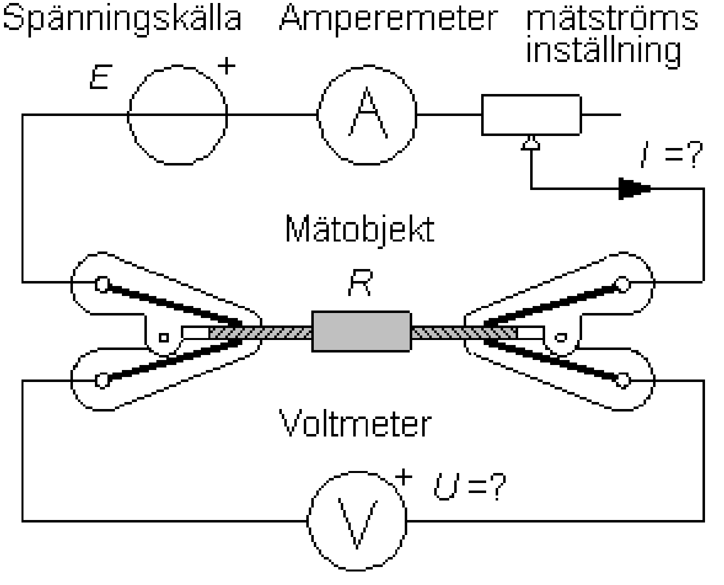
PM6303 RCL-meter

Denna RCL-meter möter Du vid skolans laborationer.

4-trådsmätning

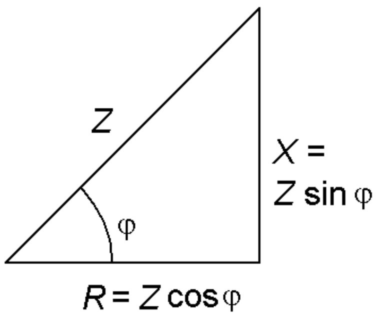
Fyrtrådsanslutning med Kelvinklämma

$$R = \frac{U}{I}$$



RCL-mätaren är förberedd för fyrtrådsmätning.

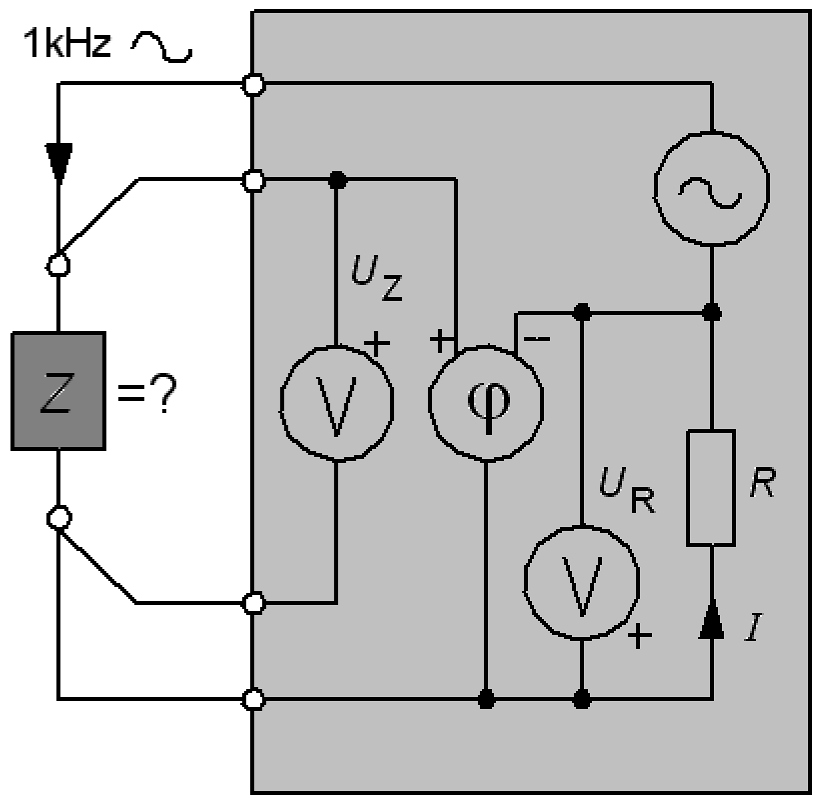
RCL, spänning/ström metoden



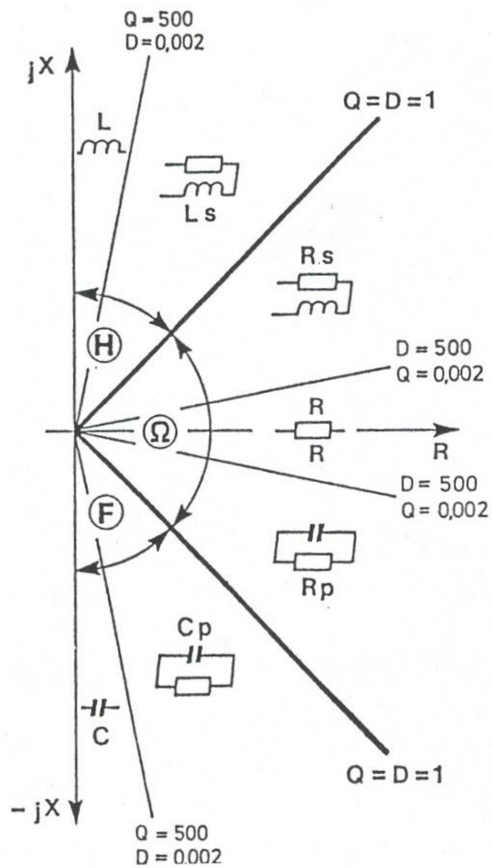
$$\underline{Z} = R_{\text{SER}} + \text{j}X$$

$$\left|\underline{Z}\right| = \frac{U_{\text{Z}}}{I_{\text{Z}}} = \frac{R \cdot U_{\text{Z}}}{U_{\text{R}}}$$

$$Q = \frac{\left|X\right|}{R_{\text{SER}}} = \frac{Z \sin \varphi}{Z \cos \varphi} = \tan(\varphi)$$



PM6303 auto-ranges



parameter	condition
RCL AUTO, Rp, Rs, Z, Q	D > 500
RCL AUTO, Z, D, Cp, Cs, Cs (2 V BIAS)	Q > 500
RCL AUTO, Ls, Lp, Z, D	Q > 500
RCL AUTO, Cp, Rp, Q, D, Z Cs, Rs, Cs (2 V BIAS) RCL AUTO, Ls, Rs, Q, D, Z Lp, Rp	500 > Q > 0,002 0,002 < D < 500