

Kapitel 2 Filter, resonans mm.

dB

Repetition av decibel

Decibel (dB) är en ofta använd skala inom elektriska sammanhang t.ex filtrering, skärmning normer etc. Skalan är logaritmisk vilket ger litet antal 'siffror' över ett stort spann. dB följer logaritmreglarna vilket gör multiplikation till addition och division till subtraktion. Multiplikation blir addition och division blir subtraktion i dB. Dämpning och förstärkning av en signal blir alltså i dB subtraktion och addition. Signalens påverkan övergår till en enkel +/- räkning. Decibel anges som logaritmen av kvoten mellan utgående och ingående effekt. Som logaritm används 10 logaritmen.

$$dB = 10 \times \log\left(\frac{P_1}{P_0}\right)$$

Effekten kan skrivas om till spänning och om impedansen är samma för inkommande som utgående effekt ($Z_0=Z_1$) blir uttrycket enkelt och beror endast av spänningskvoten.

$$dB = 10 \times \log\left(\frac{P_1}{P_0}\right) = 10 \times \log\left(\frac{U_1^2/Z_1}{U_0^2/Z_0}\right) = \{Z_0 = Z_1\} = 20 \times \log\left(\frac{U_1}{U_0}\right)$$

$$U_1 = U_0 \times 10^{\frac{dB}{20}}$$

För strömmen gäller.

$$dB = 10 \times \log\left(\frac{P_1}{P_0}\right) = 10 \times \log\left(\frac{I_1^2 \times Z_1}{I_0^2 \times Z_0}\right) = \{Z_0 = Z_1\} = 20 \times \log\left(\frac{I_1}{I_0}\right)$$

$$I_1 = I_0 \times 10^{\frac{dB}{20}}$$

dB är alltid beräknad utifrån en kvot. Kvotens nämnare anger referensen för dB, 0dB har alltså kvoten 1. Normalt anger man referensen för kvoten, alltså nämnaren i kvoten, som dB suffix. I tabellen nedan anges några exempel på referens och dB suffix.

Table 1 Exempel på referens och db suffix.

Referens	dB suffix
1V	dB _V
1μV	dB _{μV}
1μV/m	dB _{μV/m}
1A	dB _A
1μA	dB _{μA}
1μA/m	dB _{μA/m}
1mW	dBm

dBm anger kvoten av effekt refererad till 1 mW d.v.s. $P_0 = 1 \text{ mW}$, här används inte mW som dB suffix utan endast m. dBm är relaterad till en impedans av 50 Ω. I EMC sammanhang används 50 Ω som referens vid effektmätning.

Omvandlingstabell för spänning/ström och effekt.

Spänning eller ström kvot	Effekt kvot	dB	Spänning eller ström kvot	Effekt kvot	dB
1.00	1.00	0.0	1.00	1.00	0.0
1.02	1.04	0.2	0.98	0.96	-0.2
1.04	1.08	0.3	0.96	0.92	-0.4
1.07	1.14	0.6	0.93	0.86	-0.6
1.10	1.21	0.8	0.90	0.81	-0.9
1.15	1.32	1.2	0.87	0.76	-1.2
1.20	1.44	1.6	0.85	0.72	-1.4
1.30	1.69	2.3	0.80	0.64	-1.9
1.40	1.96	2.9	0.75	0.56	-2.5
1.50	2.25	3.5	0.70	0.49	-3.1
1.60	2.56	4.1	0.65	0.42	-3.7
1.70	2.89	4.6	0.60	0.36	-4.4
1.80	3.24	5.1	0.55	0.30	-5.2
1.90	3.61	5.6	0.50	0.25	-6.0
2.00	4.00	6.0	0.48	0.23	-6.4
2.20	4.84	6.8	0.45	0.20	-6.9
2.40	5.76	7.6	0.43	0.18	-7.3
2.50	6.25	8.0	0.40	0.16	-8.0
2.60	6.76	8.3	0.38	0.14	-8.4
2.80	7.84	8.9	0.35	0.12	-9.1
3.00	9.00	9.5	0.33	0.11	-9.6
3.25	10.6	10.2	0.30	0.090	-10.5
3.50	12.3	10.9	0.28	0.078	-11.1
3.75	14.1	11.5	0.26	0.068	-11.7
4.00	16.0	12.0	0.24	0.058	-12.4
4.50	20.3	13.1	0.22	0.048	-13.2
5.00	25.0	14.0	0.20	0.040	-14.0
5.50	30.0	14.8	0.18	0.032	-14.9
6.00	36.0	15.6	0.17	0.029	-15.4
6.50	42.3	16.3	0.15	0.023	-16.5
7.00	49.0	16.9	0.14	0.020	-17.1
7.50	56.3	17.5	0.13	0.017	-17.7
8.00	64.0	18.1	0.12	0.014	-18.4
9.00	81.0	19.1	0.11	0.012	-19.2
10	100	20.0	0.10	0.010	-20.0
30	900	29.5	0.03	$9 \cdot 10^{-4}$	-30.5
100	10^4	40	0.01	10^{-4}	-40
300	$9 \cdot 10^4$	49.5	0.003	$9 \cdot 10^{-6}$	-50.5
1000	10^6	60	0.001	10^{-6}	-60
$3 \cdot 10^3$	$9 \cdot 10^6$	69.5	$3 \cdot 10^{-4}$	$9 \cdot 10^{-8}$	-70.5
10^4	10^8	80	10^{-4}	10^{-8}	-80
$3 \cdot 10^4$	$9 \cdot 10^8$	89.5	$3 \cdot 10^{-5}$	$9 \cdot 10^{-10}$	-90.5
10^5	10^{10}	100	10^{-5}	10^{-10}	-100
10^6	10^{12}	120	10^{-6}	10^{-12}	-120
10^7	10^{14}	140	10^{-7}	10^{-14}	-140
10^8	10^{16}	160	10^{-8}	10^{-16}	-160
10^9	10^{18}	180	10^{-9}	10^{-18}	-180
10^{10}	10^{20}	200	10^{-10}	10^{-20}	-200

Logaritmlagar.

Några logaritmlagar.

$$\log(a \times b) = \log(a) + \log(b)$$

$$\log(a/b) = \log(a) - \log(b)$$

$$\log(1/a) = -\log(a)$$

$$\log(a^n) = n \times \log(a)$$

Figur 2-1 dB följer logaritmlagarna. Ovan anges några lagar.

Ex:

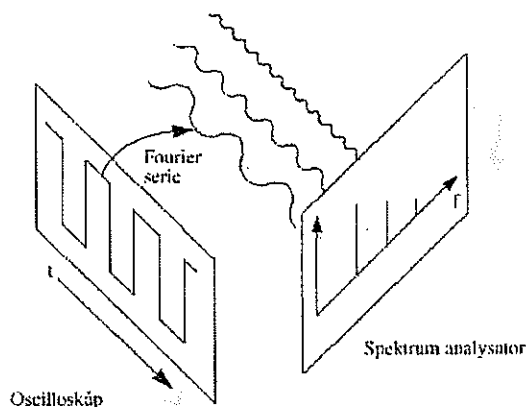
$$2.00 = \log(100) = \log(5 \times 20) = \log(5) + \log(20) = 0.70 + 1.30 = 2.00$$

$$1.30 = \log(20) = \log(100/5) = \log(100) - \log(5) = 2 - 0.70 = 1.30$$

$$2.10 = \log(125) = \log(5^3) = 3 \times \log(5) = 3 \times 0.70 = 2.10$$

Frekvensdomän

Samband tid / frekvens.



Figur 2-2 Tid – Frekvens

Ett oscilloskop visar en signal i tids domän, den visar hur signalen ser ut i tiden. En spektrum analysator visar signalen i frekvensdomän, alltså vilka frekvenser en signal innehåller.

För att rätt bedöma en signals påverkan, av och på omgivningen, behövs signalen beskrivas i båda domänen. Tidsdomänen visar störningens amplitud i tiden och dess signalförhållande. Frekvensdomänen anger vilka frekvenser signalen består av, exempelvis ges det möjlighet att bedöma om det finns risk för någon resonans för någon överton.

En puls innehåller alla frekvenser med varierande fas och amplitud beroende på pulsens utseende i tiden. En puls som ändras snabbt i tid har högre energi vid de högre frekvenserna än en signal som ändras långsamt. En snabbt föränderlig puls har alltså högre nivå vid de högre frekvenserna än vad en långsam puls har.

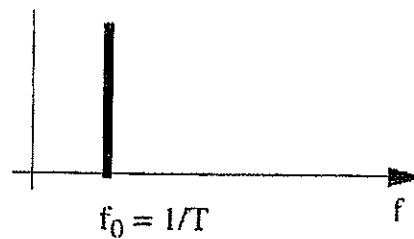
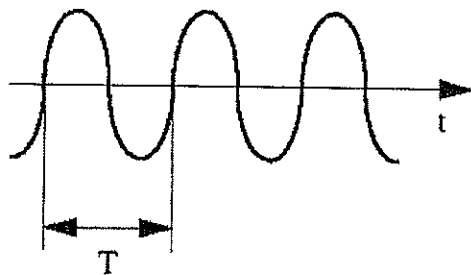
Hos en signal som är periodisk övergår dess frekvensinnehåll till diskreta frekvenser. Frekvenserna är multiplar av dess grundfrekvens. Den består av en grundton och övertoner.

Olika signalers frekvensspektra.

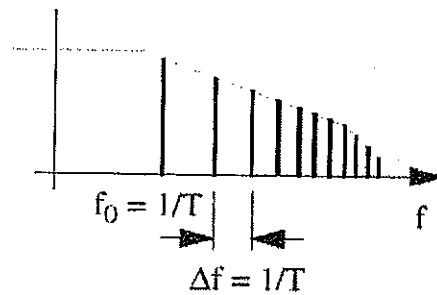
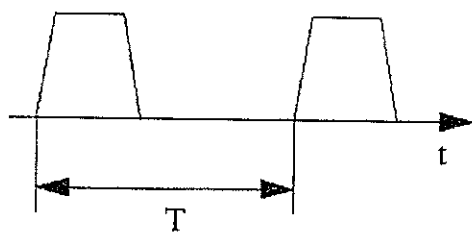
Tidsdomän

Frekvensdomän

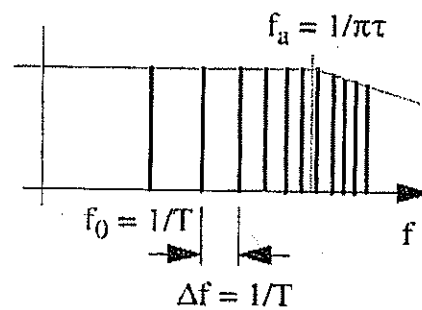
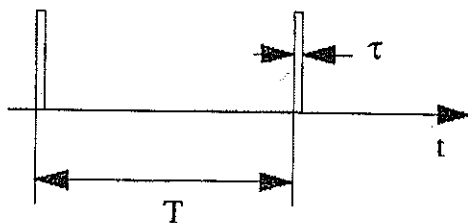
Sinusvåg



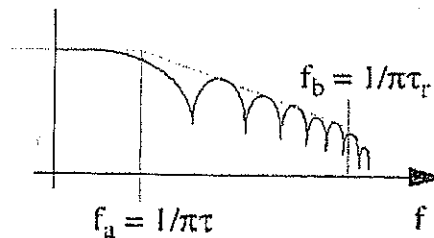
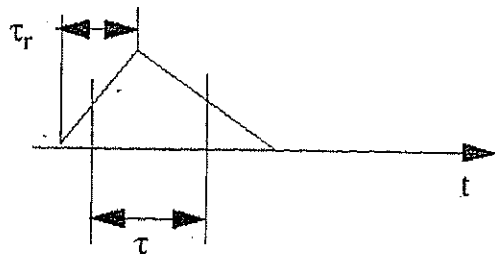
Ej sinusformad signal men periodisk



Mycket korta pulser

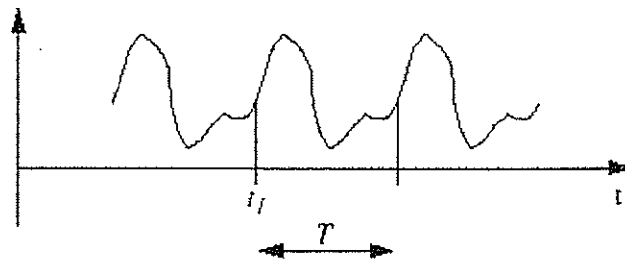


Singel puls



Figur 2-3 Signalspektra

Trigonometriska fourier-serien.



$$x(t_1 + t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos\left(2\pi n \frac{t}{T}\right) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin\left(2\pi n \frac{t}{T}\right)$$

Där koefficienterna är

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} x(t) dt$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} x(t) \cos\left(2\pi n \frac{t}{T}\right) dt$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} x(t) \sin\left(2\pi n \frac{t}{T}\right) dt$$

där T är periodtiden för signalen.

Figur 2-4 Fourier serien

En periodisk kontinuerlig signal kan representeras med en Fourier-serie bestående av cosinus och sinus termer.

a_0 anger DC-nivån av signalen och är alltså medelvärdet av signalen under perioden. a_n och b_n är koefficienter för ton nummer n .

Utifrån DC-nivån och dessa toner kan signalen återskapas till sin ursprungsform. Den periodiska signalen är summan av alla toner och DC-nivån.

Cosinus och sinus kan ersättas med en sinusterm med fas. Signalen kan då representeras med en DC- nivå samt summan av sinustermer med given amplitud och fas..

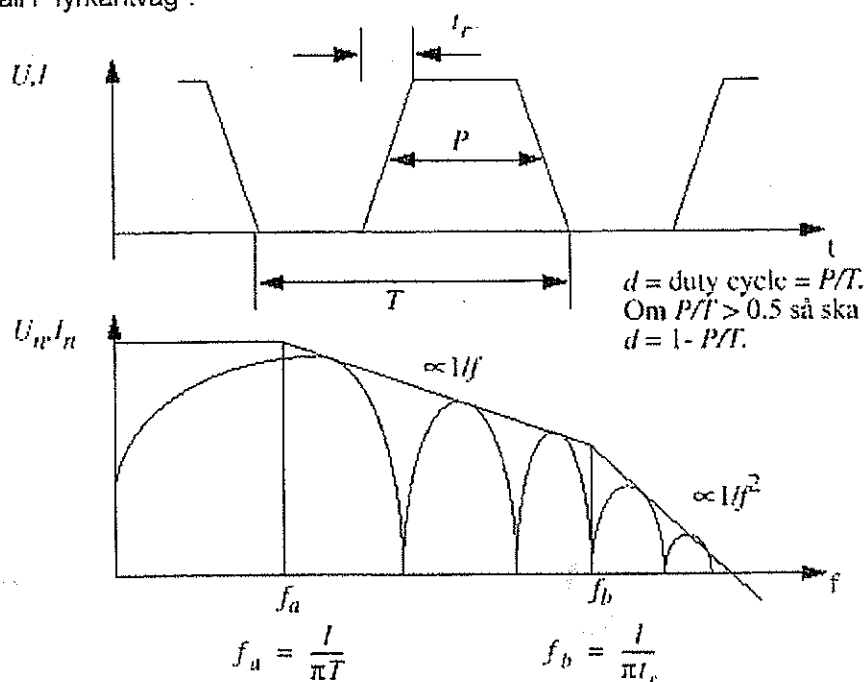
$$x(t_1 + t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos\left(2\pi n \frac{t}{T}\right) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin\left(2\pi n \frac{t}{T}\right) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \sin\left(2\pi n \frac{t}{T} + \theta_n\right)$$

Där

$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad \text{och} \quad \theta_n = \text{atan} \frac{a_n}{b_n}$$

c_n är här amplituden för ton nummer n och θ_n dess fas.

Frekvensinnehåll i "fyrkantvåg".



Figur 2-5 Frekvenser av fyrkantsvågen

Amplituden för grundtonen och övertonerna ligger under en gränslinje. Tonerna kan uppgå till denna gränslinje eller ha en lägre amplitud. Är denna gränslinje känd så är tonernas maximala amplitud också känd.

När $t_r = t_f$ gäller följande:

Maximala strömmamplitud för n:te tonen:

$$I_n = 2Id \times \frac{\sin(n\pi d)}{n\pi d} \times \frac{\sin\left(n\pi \times \frac{t_r}{T}\right)}{n\pi \times \frac{t_r}{T}}$$

Maximala spänningsamplitud för n:te tonen:

$$U_n = 2Ud \times \frac{\sin(n\pi d)}{n\pi d} \times \frac{\sin\left(n\pi \times \frac{t_r}{T}\right)}{n\pi \times \frac{t_r}{T}}$$

Där $d = P/T$, d i formlerna ovan ska alltid vara mindre än eller lika med 0.5. Är $P/T > 0.5$ så ska d sättas $1 - P/T$.

En viktig frekvens utgör f_b , f_b bestäms av signalens stigtid. Denna frekvens anger när lutningen för gränslinjen övergår från att falla med $1/f$ till $1/f^2$. En signals energi ligger till största del inom de frekvenser som är lägre än f_b . Att t.ex. dämpa de frekvenser som ligger över f_b påverkar en signals utseende i tiden endast marginellt. Att dämpa frekvenser som ligger under f_b påverkar signalen mycket. Dess stig och falltid blir längre etc. För en signal med $d = 0.5$, $t_r = t_f$ och konstant amplitud, blir teoretiskt alla jämna övertoner ($n = \text{jämn}$) lika med noll. För en verklig signal blir aldrig d exakt 0.5, $t_r \neq t_f$ mm. Allt detta gör att en signal med d cirka 0.5 har jämna övertoner. För de lägre frekvenserna är de låga medan för frekvenser nära och över f_b är de jämna övertoner nära gränslinjen.

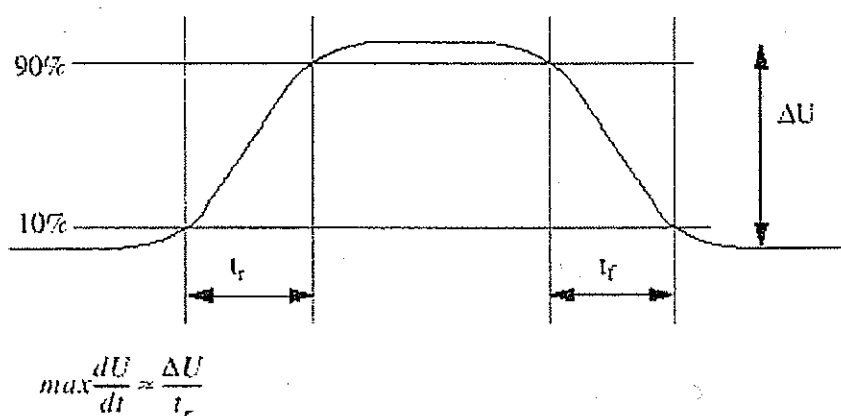
Övertonernas storlek.

	n=1	n=3	n=5	n=7	n=9
$t_r/T = 0$	0.637	0.212	0.127	0.091	0.071
$t_r/T = 0.05$	0.634	0.204	0.115	0.074	0.049
$t_r/T = 0.1$	0.626	0.182	0.081	0.033	0.008
$t_r/T = 0.15$	0.613	0.148	0.038	0.004	0.015
$t_r/T = 0.2$	0.596	0.107	0.000	0.020	0.007
$t_r/T = 0.25$	0.573	0.064	0.023	0.012	0.007
$t_r/T = 0.3$	0.546	0.023	0.027	0.004	0.007

Tabellen ovan gäller för 50% 'duty cycle' ($d = 0.5$). Vid $d = 0.5$ blir alla jämna övertoner lika med 0, och endast udda övertoner finns kvar.

Att slöa ner flanken (t_r/T är stor) ger lägre amplitud på övertonerna än vad de snabba flankerna har.

Stig- och falltid hos en signal.



Figur 2-6 Stig- och falltid

I normala fall anges stigtiden t_r och falltiden t_f som den tid det tar för signalen att gå mellan 10% och 90% av dess sving. I ECL sammanhang används vanligen 20% - 80% som nivåer för stig och falltid. En signals maximala lutning (dU/dt) kan approximeras med $\Delta U/dt$.

Om ett enpoligt filter matas med en stegsignal, så är sambandet mellan stigtiden t_r (10%-90%) efter filtret, och -3dB gränsen för filtret följande.

$$f_{-3dB} = \frac{0,35}{t_r}$$

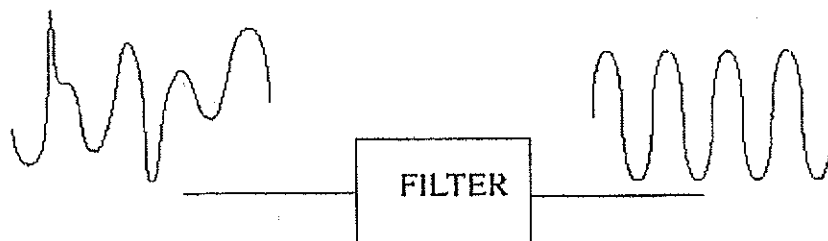
Detta samband är mycket nära sambandet för när en signals gränslinje övergår från -1 lutning

till -2 lutning ($f_b = \frac{1}{\pi t_r}$) för koefficienterna hos den trigonometriska Fourier-serien.

Filter.

Ett filters uppgift är att släppa igenom den önskade signalen men spärra alla icke önskade signaler. Filtret kan hindra störningar att läcka ut ur en apparat eller skydda den från yttre störningar.

Hur bra ett filter skyddar mot icke önskade signaler beror dels på filtrets dimensionering men också på omgivningen till filtret.

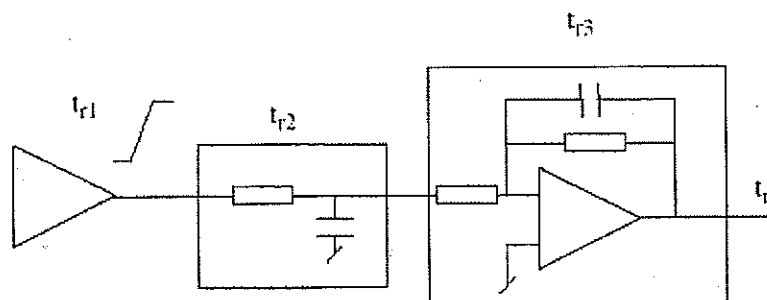


Figur 2-7 Filters uppgift

Ett filter kan skydda mycket bra i en omgivning medan det i en annan omgivning skyddar filtret dåligt. Filtret är dimensionerat för en viss omgivning gäller inte denna omgivning så får filtret andra egenskaper. Många filter är konstruerade för filtrering i en riktning. Filterverkan för ett sådant filter är mycket sämre för störningar i motsatt riktning. Att vända ett filter fel i en apparat ger då dålig filtrering då störningen når filtret från fel håll.

Filter konstrueras också efter vilken typ av störning som ska filtreras. Symmetrisk störningar och asymmetriska störningar har ofta olika lösningar för att bygga upp filtret. Exempelvis ett filter för symmetrisk störningar fungerar oftast dåligt för asymmetriska störningar.

Ett filter påverkar alla typer av signaler. Vid dimensionering av ett filter måste all påverkan av signalen beaktas. Hur störningen dämpas, hur mycket nyttsignalen påverkas, hur effektöverföringen genom filtret påverkas etc.

Stig- och falltidens påverkan av filter.

$$t_r = \sqrt{(t_{r1}^2 + t_{r2}^2 + t_{r3}^2)}$$

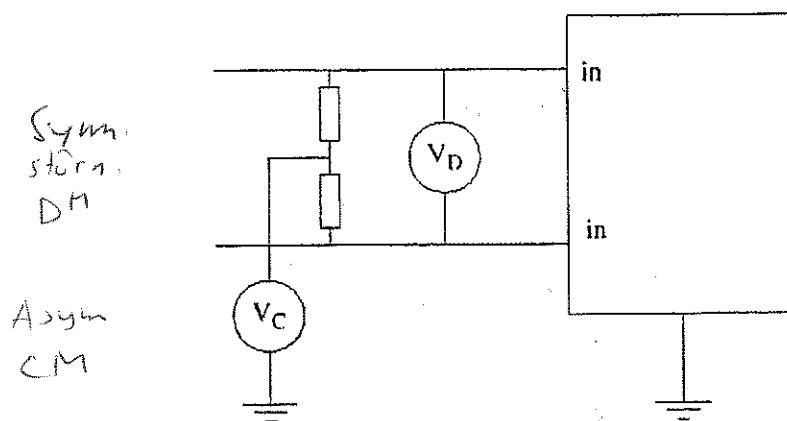
Figur 2-8 Filter påverkan av stig- och falltider

Varje filterlänk som en signal passerar genom ökar signalens stigtid.

Om ett filter matas med ett steg på dess ingång och vid dess utgång får signalen en stig- falltid t_r . Om flera sådana länkar kopplas efter varandra, så adderas bidraget från varje länk till den totala stig- falltiden såsom

$$t_r \approx \sqrt{t_{r1}^2 + t_{r2}^2 + t_{r3}^2}. \text{ I beräkningen av den totala stig- falltiden ingår även insignalens stig- eller falltid.}$$

Olika störnsignaler.



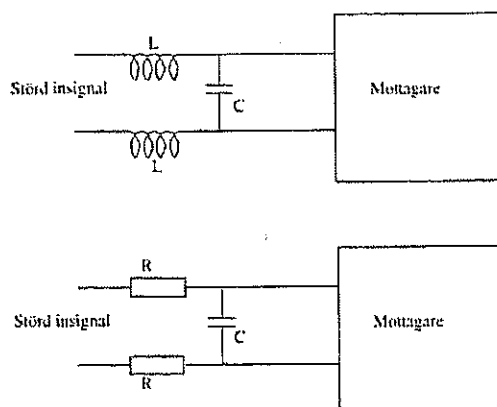
Figur 2-9 Störnsignalers symmetri

I störningssammanhang definieras störningar till två grupper, symmetrisk störning och asymmetrisk störning. I figuren ovan är V_D en symmetrisk störning (eng. differential mode). En störning som uppträder mellan två aktiva ledare. Symmetrisk störningar betecknas ibland som transversell störning. Störningen kan definieras som en spänning eller som en ström.

V_C är asymmetrisk störning (eng. common mode), en störning som uppträder med samma amplitud och fas på två eller flera ledningar. Störningen ligger mellan jord och ledningarna. Är störningen en spänning kallas den ibland även för längsspänning.

Det krävs olika lösningar på filter för att filtrera de olika störningarna. De filter som filtrerar t.ex. den symmetriska spänningen filtrerar i många fall inte den asymmetriska störningen. Filter för asymmetriska störningar filtrerar oftast inte de symmetriska störningarna.

Lp-filter för symmetrisk störning (differential mode).

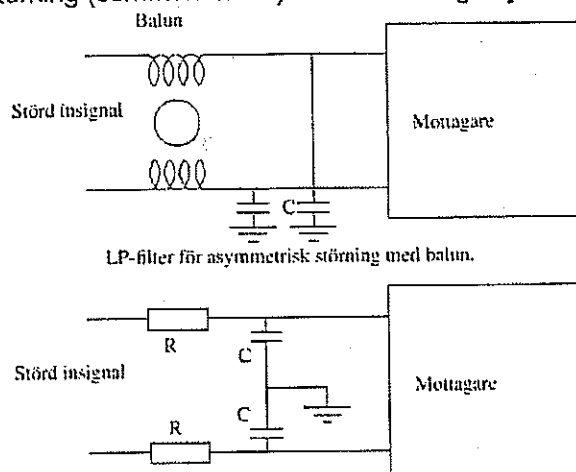


Figur 2-10 LP-filter för symmetrisk störning



LP-filter för symmetrisk störning byggs ofta upp av två drosslar endera med var sin kärna eller med en gemensam kärna. Används gemensam kärna ska spolarna lindas så att den symmetriska strömmen ger ett magnetiskt fält i kärnan, på så sätt erhålles en induktans för symmetriska strömmar. Kondensatorn placeras mellan de ledningar som ska filtreras. Denna typ av filter shuntar mellan ledarna, störningen ligger mellan ledarna, och den behöver ingen avledning till jord. Induktansen har en låg impedans vid låga frekvenser därför används dessa ofta vid filtrering i kraftdistribution. För t.ex mätsignaler och andra signaler som inte överför effekt kan man använda ett motstånd istället för drossel. RC-länken är billigare och enklare än LC-länken. Denna typ av filter, för symmetrisk störningar, påverkar inte asymmetriska störningar.

Lp-filter för asymmetrisk störning (common mode) med shuntning till jord.

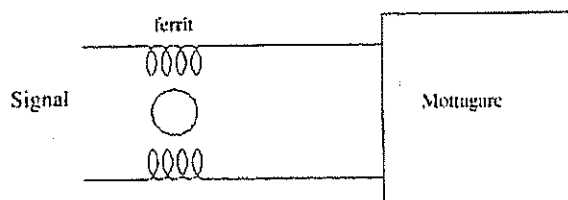


Figur 2-11 LP-filter för asymmetrisk störning

LP-filter för asymmetrisk störning byggs oftast upp kring en balun. Balunen har båda sina spolarna lindade på samma kärna. Spolarna är lindade på så sett att den asymmetriska strömmen ger ett resulterande magnetiskt fält i kärnan och därmed fås en induktans för de asymmetriska strömmarna. En enkel form av balun är en ferrit som sätts runt ledarna. Kondensatorn placeras mellan ledningarna och jord. Detta filter avleder störningen till jord och kräver därmed en bra och lågimpediv anslutning till jord. Nyttosignalen får en extra kapacitiv last, lasten från filtrets kondensatorer. Denna extra last måste beaktas, speciellt om signalen är högfrekvent.

Ett enklare filter kan byggas som en RC-länk där kondensatorn ligger mellan signalledaren och jord. Resistansen begränsar energiöverföring av nyttosignalen. Ett filter med RC-länk kan alltså endast användas när förlusterna i motståndet kan accepteras. RC-länken filtrerar också den symmetriska signalen, mer än ett filter med balun. Filtrets förmåga att dämpa asymmetriska störningar utan att generera symmetriska störningar, bestäms av hur bra anpassade komponenterna är till varandra. För t.ex. mätsignaler påverkar anpassningen av komponenterna kraftigt CMRR, och shunt till jord rekommenderas inte till en mer noggrann mätutrustning där det finns höga krav på CMRR.

Lp-filter för asymmetrisk störning (common mode) utan shuntning till jord.



Figur 2-12 LP-filter för asymmetrisk störning

Ett snabbt och enkelt sätt att filtrera asymmetriska störningar på en kabel är att sätta en ferritkärna runt kabeln eller en balun i signalen väg. Detta filter bygger på att öka impedansen i slingan för störningen och därmed minska störströmmen. Detta filter använder sig inte av shuntning till jord. Den blir då endast verksam om ferriten ger en markant ökning av impedansen för störningen. Om en mottagare har, på dess ingång, en tillräckligt stor kapacitans till jord kommer denna kapacitans att fungera som shunt. Kombinationen av en balun och dessa ingångskondensatorer bildar då ett filter med shuntning till jord, ett filter som beskrivs på sidan innan.

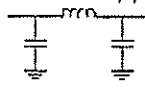
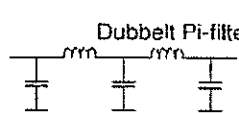
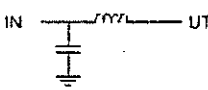
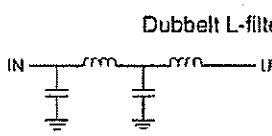
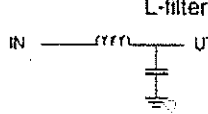
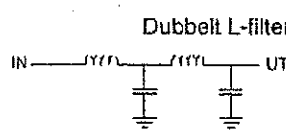
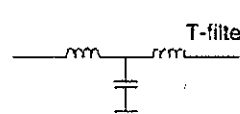
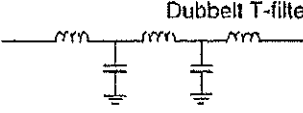
Impedansen som en ferrit kan ge är oftast mindre än $1\text{k}\Omega$. Om denna ferrit ska göra någon nytta så måste impedansen i slingan för störningen utan ferrit vara mycket mindre än $1\text{k}\Omega$. Det krävs då att störkällan är en spänningskälla, d v s lågimpediv källa. Om störkällan är högimpediv så påverkas inte strömmen i slingan nämnvärt av den impedansökning som en ferrit ger.

För en mottagare gäller att om mottagaren är högimpediv för asymmetriska störningar så får man en mycket liten dämpning av störningen med en ferrit runt kabeln. Om däremot mottagaren är lågimpediv för asymmetriska störningar så dämpas störningen med en ferrit runt kabeln.

Om kabelns längd är längre än $\lambda/10$ så börjar kabeln bli lågimpediv beroende på att kabeln börjar stråla oavsett om mottagaren är högimpediv eller ej. Sett från sändaren är då kabeln lågimpediv. En ferrit ökar här impedansen för kabeln, och om störkällan är lågimpediv, ger en ferrit en dämpning av störströmmen. Resultatet blir en minskad utstrålningen från kabeln.

Filter utan shunt till jord för asymmetriska störningar fungerar ofta bra i t.ex. förstärkare med hög CMRR.

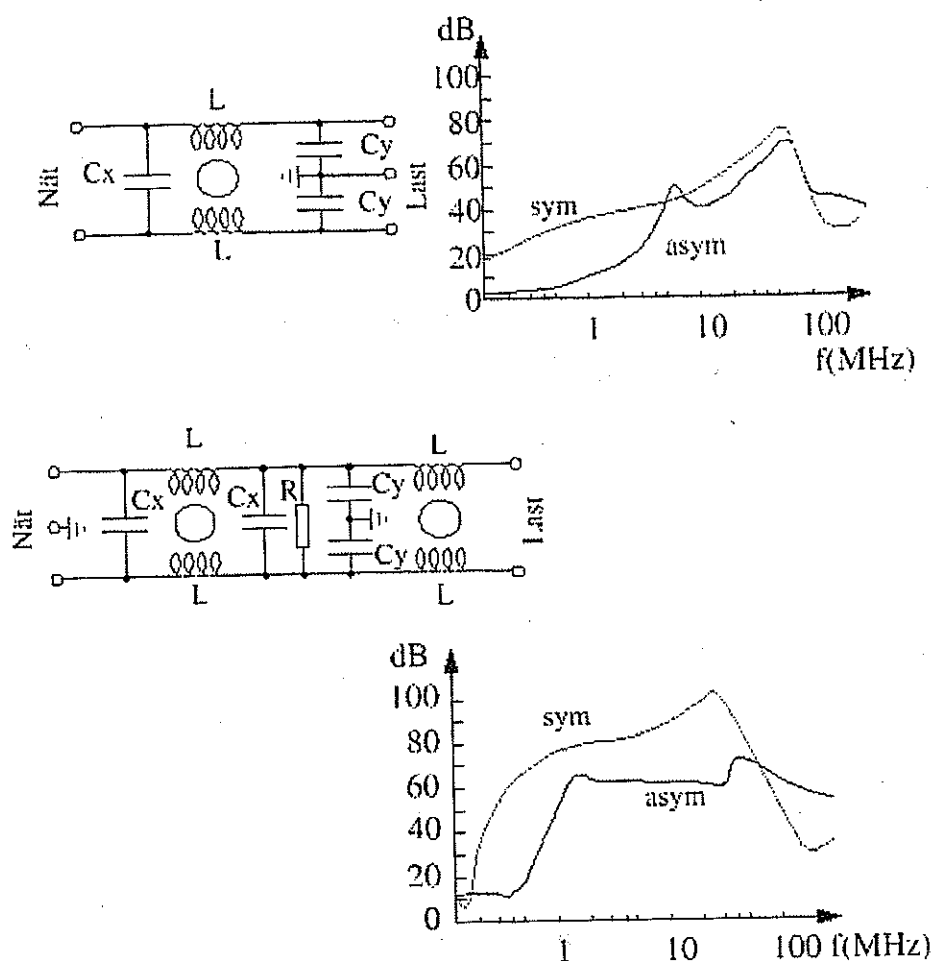
Filter val efter käll- och belastningsimpedans.

		Belastningsimpedans	
		Hög	Låg
Källimpedans	Hög	Kondensator  Pi-filter  Dubbelt Pi-filter 	L-filter  Dubbelt L-filter 
	Låg	L-filter  Dubbelt L-filter 	Drossel  T-filter  Dubbelt T-filter 

Figur 2-13 Filter val

Ovan visas lämpliga filterval utifrån källans och belastningens impedans. En hög källimpedans bör ha en kondensator närmast källan som shuntar störningen, medan en låg källimpedans bör ha en induktans som spärrar störningen. Motsvarande gäller för belastningsimpedansen. Ett filter anpassad för t.ex en låg källimpedans och låg lastimpedans fungerar dåligt om någon eller båda är högimpediv.

Kaskadkopplade filter.



Figur 2-14 Kaskadkopplade filter

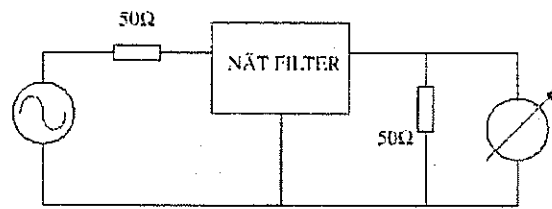
Att bygga filter med hög dämpning i ett enda steg är svårt. Att koppla några enklare filter efter varandra är oftast lättare som tillsammans ger bra dämpning. Under normala fall finns det inga krav på fasriktighet och frekvensnoggrannhet på filter för störskydd, som det gör för t.ex. signalfilter. Detta gör att man lättare kan uppnå önskade filterprestanda med seriekopplade enkla filter än ett enda filtersteg som tar all dämpning. De seriekopplade filtren kan ligga i samma kapsling och utifrån att se ut som ett enda filter.

Man måste dock vara observant på att inte störningen kopplar induktivt eller kapacitivt mellan de olika filterstegen så att störningen kan läcka förbi. Likaså får inte jordningen av de olika filterstegen påverka varandra. Finns det impedanser i jordningen kan de spänningar som bildas i jorden koppla från ett filter till nästa filter.

Ovan visas två nätfiler det översta består av en länk och det understa av två länkar. Filtret med två länkar har en högre dämpning speciellt vid låga frekvenser.

Mätning av dämpning i nätfilter.

Nätfilter mäts med en impedans på båda sidor om filtret.



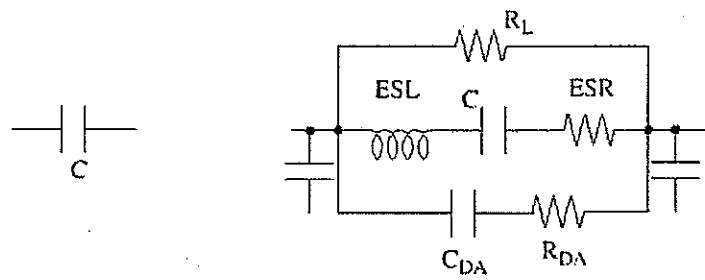
Figur 2-15 Mätning av dämpning i nätfilter

Denna impedans ska motsvara nätets och lastens impedans. Impedans sätts normalt till 50Ω både på ingång och utgång. Den dämpning som presenteras i nätfiltrets datablad är med denna impedans. I en applikation med en annan impedans får man andra dämpningar än vad specifikationen anger. Resistanser påverkar Q-värdet för filtret. Förändras Q-värdet så får filtret andra frekvensegenskaper.

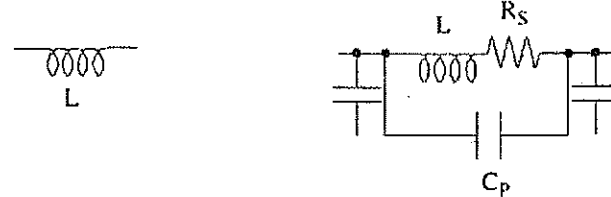
Parasitelement i komponenter.

Kondensator och spole

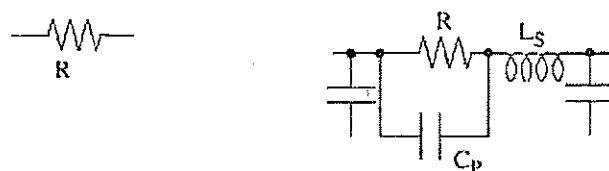
Kondensator



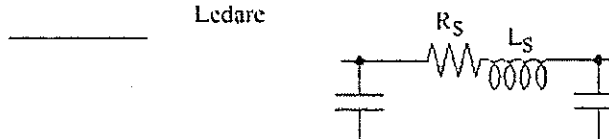
Induktans



Motstånd



Ledare



Figur 2-16 Parasitelement i komponenter

Parasitelementen i en komponent förändrar dess funktion. Exempelvis en kondensator är inte en ren kondensator vid högre frekvenser, den blir induktiv. I ett filter finns förutom de inkonstruerade komponenterna också parasitelementen i komponenterna, detta påverkar filters egenskaper. Ett filter får en helt annan karakteristik än vad som var tänkt.

Impedans i en enkelledare av koppar.

Frekvens	10mm	100mm	1m	10m
10 Hz	527 $\mu\Omega$	5.3 m Ω	53 m Ω	527 m Ω
1 kHz	529 $\mu\Omega$	5.3 m Ω	54 m Ω	543 m Ω
100 kHz	4 m Ω	68 m Ω	0.97 Ω	13 Ω
1 MHz	39 m Ω	684 m Ω	9.7 Ω	126 Ω
5 MHz	197 m Ω	3.4 Ω	49 Ω	
10 MHz	393 m Ω	6.8 Ω	97 Ω	
50 MHz	2 Ω	34 Ω		
100 MHz	3.9 Ω	68 Ω		
150 MHz	5.9 Ω	102 Ω		
500 MHz	20 Ω			
AWG #22 d=0.65mm				

Frekvens	10mm	100mm	1m	10m
10 Hz	5.3 $\mu\Omega$	53 $\mu\Omega$	530 $\mu\Omega$	5.3 m Ω
1 kHz	14 $\mu\Omega$	410 $\mu\Omega$	7 m Ω	980 m Ω
100 kHz	1.6 m Ω	39 m Ω	680 m Ω	9.7 Ω
1 MHz	16 m Ω	390 m Ω	6.8 Ω	97 Ω
5 MHz	51 m Ω	2 Ω	34 Ω	
10 MHz	100 m Ω	3.9 Ω	68 Ω	
50 MHz	0.5 Ω	20 Ω		
100 MHz	1 Ω	39 Ω		
150 MHz	1.5 Ω	59 Ω		
500 MHz	5 Ω			
AWG #2 d=6.5mm				

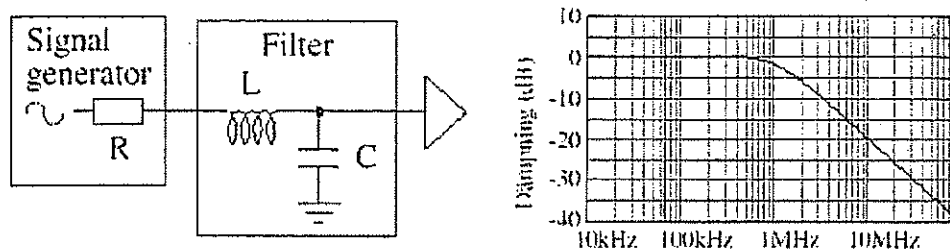
Tabellen ovan anger impedansen från resistans och induktans hos en enkelledare. Impedansen för de högre frekvenserna kommer i huvudsak från ledarens induktans. Induktansen har en ganska liten känslighet av diametern för ledaren. Att dela upp en ledare i många ledare, så att den totala arean fortfarande behålls, ger en lägre induktans än att behålla ledaren som en enda ledare.

Ett filters påverkan av parasitelementen.

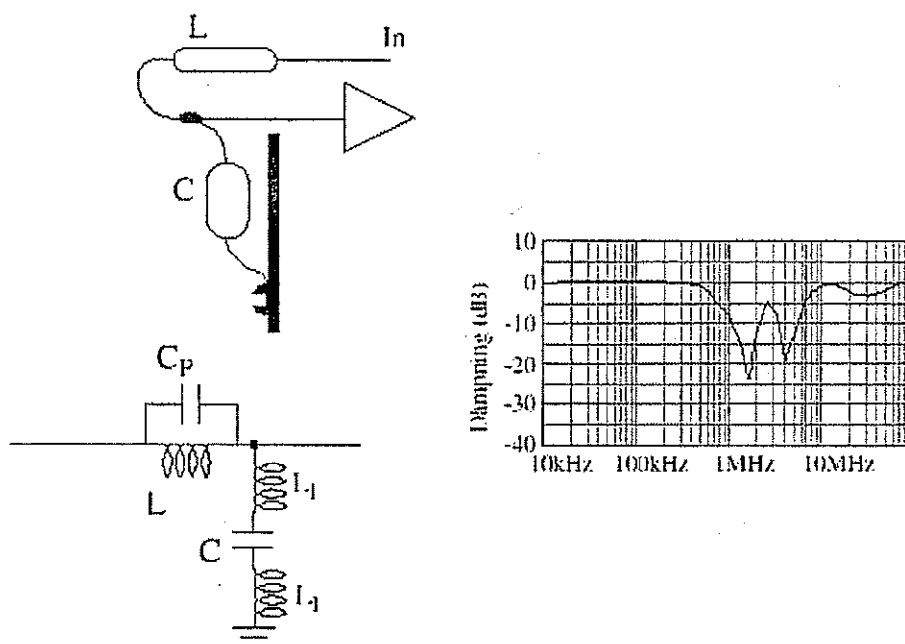
Att göra egna filter kräver god kännedom om komponenter och deras parasitelement. Det krävs också kunskap om hur man realiserar filter för att minimera parasitelementens inverkan.

Köpta filter är många gånger bättre än egentillverkade filter. Det krävs att filtret är rätt installerat för att rätt utnyttja filtrets möjligheter. Ett felaktigt monterat filter får parasitelement som förstör filtrets karakteristik.

KONSTRUKTION



REALISERING AV FILTRET



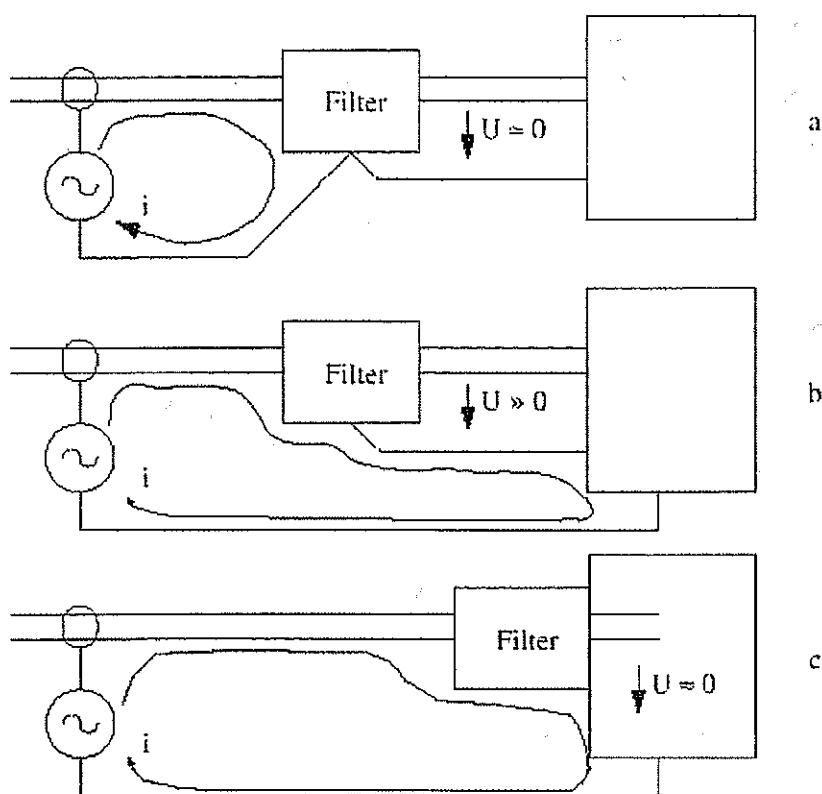
Figur 2-17 Filters påverkan av paraselementen

I filtret ovan har kondensatorn långa ledare, dessa inför induktanserna L_1 i serie med kondensatorn. Vidare ligger in och utgång nära varandra, detta ger en kapacitans parallell med induktansen C_p . Paraselementen förstör filtrets karakteristik vid högre frekvenser.

Inkoppling av filer mot asymmetriska störningar.

Figuren nedan visar tre olika inkopplingar av ett filter för filtrering av asymmetriska störningar. Hur bra filtret tar hand om störningarna beror på störningens koppling till apparaten och hur filtret är ansluten till apparaten.

I figur a är returen för störningen endast kopplad till filtret. Här kommer all störström flyta tillbaka till källan utan att passera i ledaren mellan filtret och apparaten. Eftersom ingen störström flyter mellan filtret och apparaten kommer heller ingen spänning att uppstå över denna förbindelse. Filtret fungerar som tänkt. Exempel på sådant fall är ett nätfilter till en icke jordad apparat. Om apparaten är jordad på något vis, exempelvis via skyddsjord, kommunikationskabel etc., kommer det att finnas flera vägar för störströmmen tillbaka till källan. Det kommer då att flyta störström i ledaren mellan filtret och apparaten och en spänning över ledaren uppstår. Filtret får en försämrad funktion.



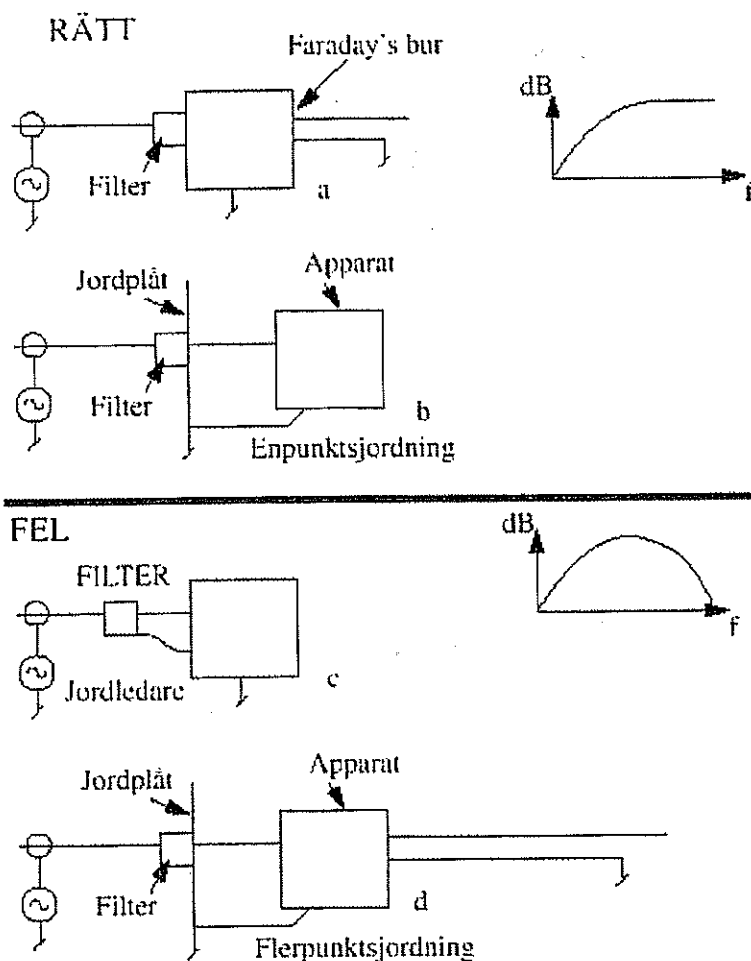
Figur 2-18 Inkoppling av filter mot asymmetriska störningar

Figur b ovan är ett sådant fall med returström som flyter från apparaten.

Att koppla filtret till apparatens metallhölje (som i fall c) ger en mycket lågimpediv förbindelse mellan filtret och apparaten. Returströmmar från filtret till apparaten kommer endast att generera mycket små spänningsfall. Filtret fungerar som tänkt. En bra skärmad apparat är som en Faraday's bur med den egengenererade störningen instängd i buren, samt de yttre störningarna utestängda utanför buren. Det enda sättet att överföra störningar in till eller ut ur buren (om man bortser från hål i buren) är genom kablar. Filter på kablarna ger här en spärr för störningen in eller ut ur buren.

Placering av filter med shunt.

Att sätta filtret med shunt direkt mot en Faraday's bur gör det möjligt för filtret att ge bra filtrering, fall a i figuren ovan. Om shuntströmmarna måste flyta över en ledare, som visas som fall c ovan, kommer spänningen över ledaren att bli en asymmetrisk störning mellan filtret och apparaten, en störning på signalen. Filtret förlorar sin filterverkan. I fall b ovan finns endast en väg tillbaks för de shuntade strömmarna. Ingen störström kommer att flyta mellan jordplåten och apparaten. Ingen asymmetrisk störning uppstår mellan filtret och apparaten från de shuntade strömmarna. Filtret har bra filterverkan.



Figur 2-19 Placering av filter med shunt

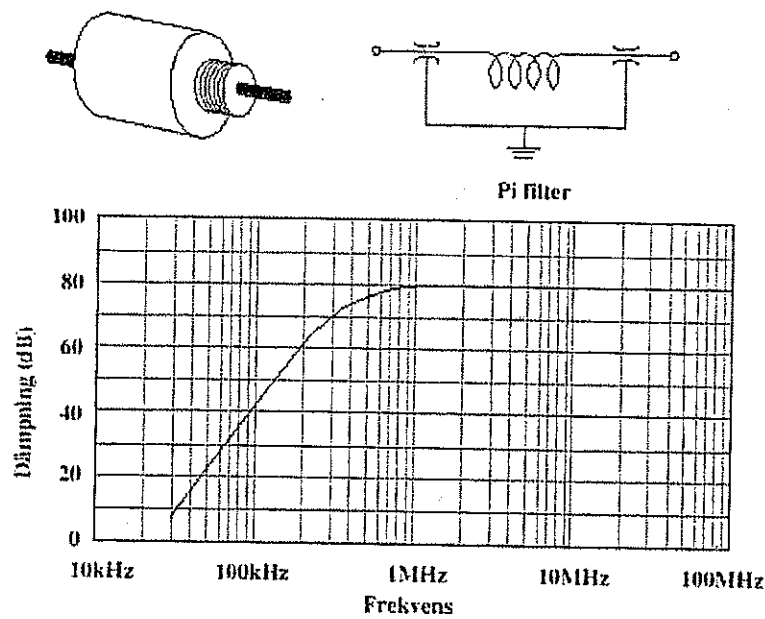
En apparat i ett jordträd med flera jordvägar ut, fall d ovan, har en icke fungerande enpunktsjordning. Vid en sådan koppling kommer de shuntade strömmarna att flyta olika vägar tillbaka till källan. En del av denna ström kommer att flyta genom jordledaren mellan filter och apparat. Denna ström ger asymmetriska störningar mellan filter och apparat. Resonansenheten ovan gäller också för egengenererade störningar, störningar genererade i apparaten och som behöver filtreras bort från signalen. Ett filter ger filterverkan för sådana signaler om det inte finns något spänningsfall mellan filtret och omgivningen. Koppling a och b ger inget spänningsfall mellan filtrets jord och omgivningen, medan fall c och d genererar asymmetriska störningar mellan filtrets jord och omgivningen.

Genomföringsfilter.

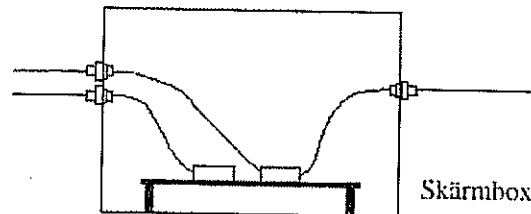
Genomföringsfilter är ett exempel på ett filter där parasitelementen är minimerade. Filtret ger en bra filterverkan om den är rätt installerad.

Genomföringsfilter skruvas eller löds fast i en skärmbox eller jordplåt. För att bäst utnyttja filtrets egenskaper krävs en god avledning för shuntströmmar samt att det är en liten läckkapacitans mellan ingång och utgång.

Om det inte finns bra avledning för shuntströmmar, t.ex. vid dåligt jordad fästplåt för filtret, försämrar filtrets högfrekvensegenskaper markant. Bästa egenskaperna får filtret om det är monterad i en helt tät låda, Faraday's bur. Filtret överför signaler genom den barriär som skärmen utgör. Skärmen minimerar läckkapacitansen mellan utsidan och insidan av lådan. De shuntade störströmmarna leds ut till Faraday's bur som skärmar störningen från att ta sprida sig på andra sidan skärmen.



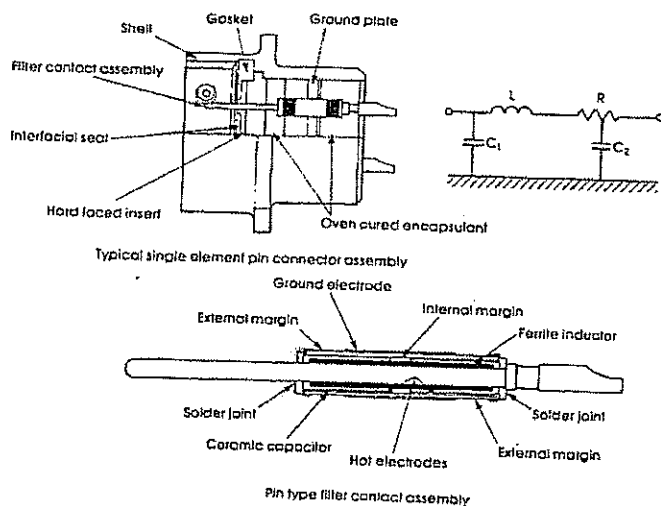
INSTALLATION AV GENOMFÖRINGSFILTER



Figur 2-20 Genomföringsfilter

Genomföringsfiltret finns i olika versioner från enbart kapacitiv filtrering till mer komplexa filter med induktans och shuntande kapacitans. De mer komplexa filtren har en större dämpning för lägre frekvenser än enkla filter.

Filterdon



Figur 2-21 Ett filterdon

Filterdon är en variant av genomföringsfilter. Genomföringsfiltret är kombinerat med ett don. Normalt har ett filterdon ett filter per pinne i donet. Filterdon ger normalt inte samma filterverkan som ett genomföringsfilter, men ger ändå ofta en bra filtrering. I filterdonet är många filter samlade på en liten yta och jordplanet som ska leda bort de shuntade strömmarna blir kraftigt perforerat. Impedansen är högre för ett perforerat plan än ett helt plan. Strömmarna ger ett spänningsfall på sin väg ut ur donet. Detta spänningsfall blir som en reststörning kvar på signalen, filtret har en sämre dämpning. Förutom den ökade impedansen i donet tillkommer impedansen i övergången mellan don och skärm. Donet är ofta fäst med skruv i plåten, denna infästning ger punktviss kontakt mellan don och plåt. En punktviss kontaktövergång har en större impedans än en kontinuerlig övergång.

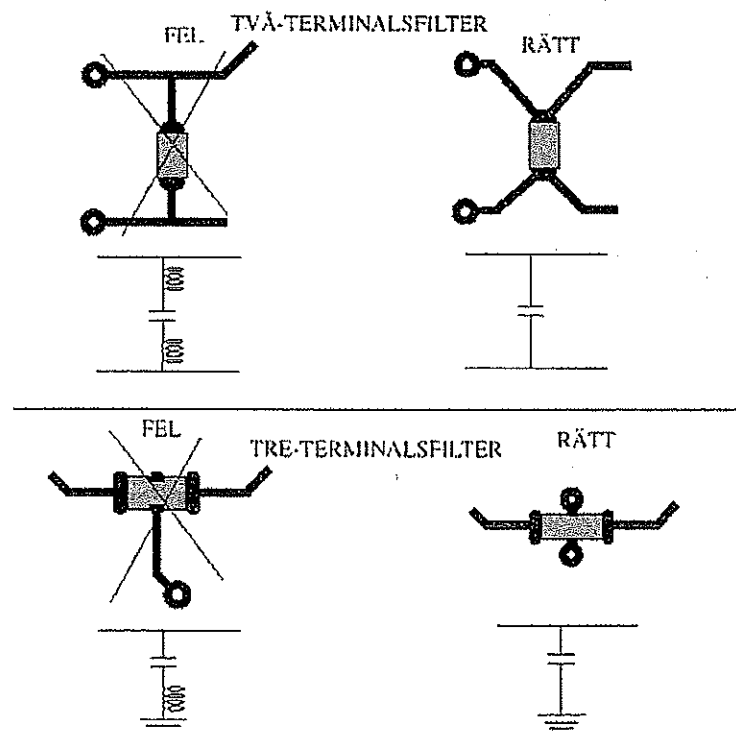
Är filtret försett med ferrit så påverkas filterverkan av strömmen genom filtret. När strömmen ökar så ökar det magnetiserande fältet runt pinnen. Det ökade fältet minskar permeabiliteten och därmed induktansen för filtret. En minskad induktans ger sämre dämpning för de lägre frekvenserna. Variation i kraftmatning genom ett don ger variation av filterverkan för filtret.

Filter på mönsterkort.

Vid layout för filter är det av stor vikt att minimera parasitelement. Parasitelementen kommer till stor del från ledningar på mönsterkortet. Att ha en lång ledare för t.ex jorden försämrar dess shuntegenskaper vid höga frekvenser.

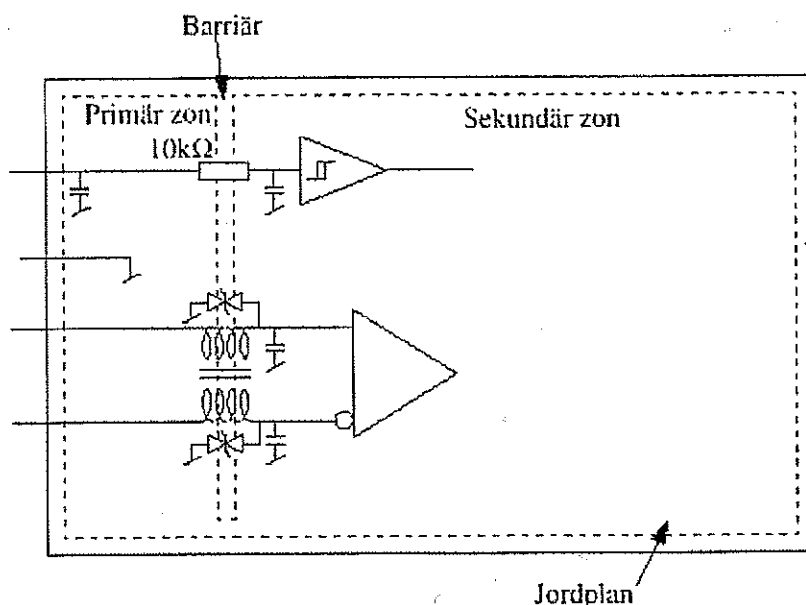
Ett två-terminalfilter filtrerar signalen mellan två ledare. Signalen följer ledarna och filtreras i en kondensator. Har filtret ledare mellan signalledaren och filtret, kallad stubbar, kommer dessa ledare att ses som en induktans av de högfrekventa signalerna. I serie med kondensatorn finns induktanser som försämrar kondensatorns möjlighet att filtrera. Läggs signalledarna så att de passerar kondensatorn utan stubbar minimeras induktansen mellan signalen och kondensatorn. Filtret får i denna inkoppling en bra filterverkan.

Ett treterminalfilter filtrerar en signal till jord. Signalen passerar genom filtret och störningar shuntas till jord. Har jordledaren en stubbe kommer induktansen i stubben att öka impedansen för de shuntade strömmarna. Filtret får försämrade filteregenskaper. Ett tre-terminalfilter ska jordas så nära filtret som det är möjligt. Detta gäller för kretskort med jordplan. Vid filtrering på ett kretskort utan jordplan måste man noggrant analysera hur returströmmarna flyter. Strömmarna ger spänningsfall och dessa spänningsfall får inte komma in så att filtret försämrar.



Figur 2-22 Filter på mönsterkort

Zonindelning, filterbarriärer.



Figur 2-23 Zonindelning

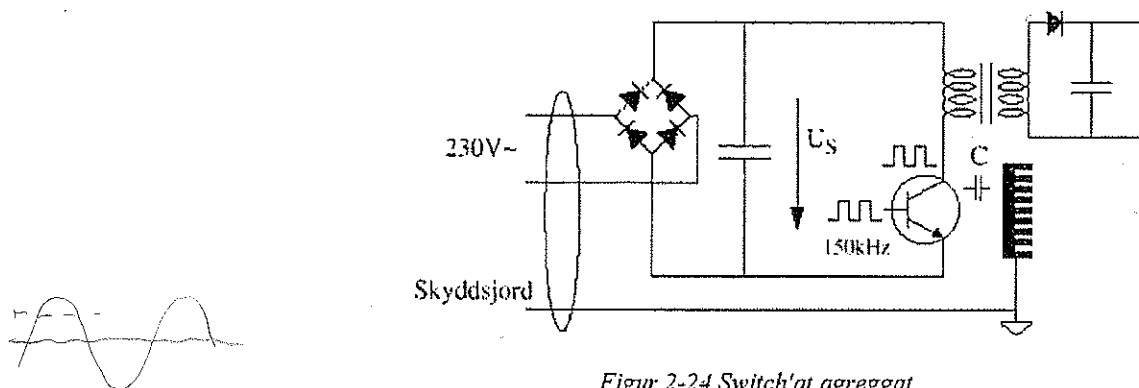
Att dela upp konstruktionen i zoner gör det möjligt att införa barriärer. Filter och/eller överspänningsskydd läggs över dessa barriärer och hindrar därmed störningar att ta sig från en zon in till nästa. Zonerna ska i den mån det går 'isoleras' från varandra, signalvägarna kan i många fall filtreras bra medan jordar kan vara svårare att 'isolera' från varandra. Med isolering menas i detta sammanhang att impedansen är så hög att störningarna har svårt att ta sig från en zon in till nästa. Bilden ovan visar några exempel på filter och överspänningsskydd för inkommande signaler. Zonernas jordar sitter samman med en smal ledare. Primärzonens jord ska kopplas till omgivningen så att strömmarna från störningar kan återföras till källan utan att passera sekundärzonen.

Det översta exemplet har en RC-länk som filter. RC-länken filtrerar den högfrekventa delen av signalen medan släpper igenom den lågfrekventa. Motståndet är lagd över barriären, därmed fås en hög impedans för signalen mellan de två zonerna. Kondensatorn efter motståndet är jordad i samma jord som mottagaren så att båda har samma referens. Signalen är också filtrerad med en kondensator till jord direkt vid donet eller vid kabeln för den inkommande signalen. Denna kondensator skyddar mot överspänning såsom ESD. Skyddet och filtret har lågpasskaraktär som gör det svårt att använda detta filter för snabba signaler. Efterföljande mottagare av signalen bör vara av typen schmitttrigger så att inte oscillering uppstår vid omslag p.g.a. den långsammare flanken efter filtret.

Den undre kopplingen visar ett skydd för differential ingång. Här används en balun som strömbegränsare före överspänningsskyddet (transorb). Balunen är placerad över barriären som impedans för asymmetriska (common) störningar mellan de två zonerna. Transorben går in och begränsar överspänningar. Strömmen genom transorben återförs till den primära zonen, på så sätt begränsas störningen möjlighet att komma in i den sekundär zonen. Efter balunen finns en kondensator per signal, denna kondensator fungerar som filter. Dessa kondensatorer är kopplade till den sekundära zonens jord så att filtret och mottagaren får samma referens. Detta filter fungerar för högre frekvenser än vad RC-länken ger då balunen har en låg impedans för symmetriska (differentiella) signaler. Kondensatorn begränsar bandbredden för signalen och ska signaler med mycket hög bandbredd användas så måste kondensatorerna avlägsnas.

Transorber har en hög kapacitans och kan inte denna kapacitans accepteras så måste transorbern bytas mot något lågkapacitivt t.ex. backspända dioder. En backspänd diod har en mycket lägre kapacitans än vad en transorb har.

Exempel på filtrering av störningar från ett switch'at nätaggregat.



Figur 2-24 Switch'at aggregat

AC/DC aggregatet i detta exempel är en primärswitchad omvandlare med en fast frekvens av 150kHz. Switch-transistorns kylare är monterad till apparatens mekanik och därmed ansluten till skyddsjord. Detta är ett normalt arrangemang för ett spänningsaggregat. Kapacitansen C mellan transistorn och kylaren antas vara 10pF.

Spänningen U_s blir $\sqrt{2} * 230V = 325V$. I detta exempel studeras endast grundtonens störning, vidare antas att

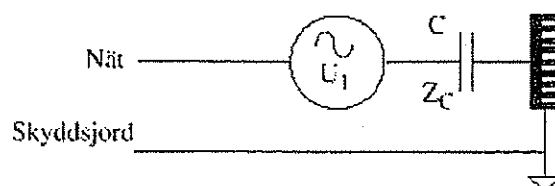
puls/paus-förhållandet är 50%, och att $t_r/T \ll 1$ vilket ger $\frac{\sin(\pi \frac{t_r}{T})}{(\pi \frac{t_r}{T})} \cong 1$

Grundtonens amplitud är

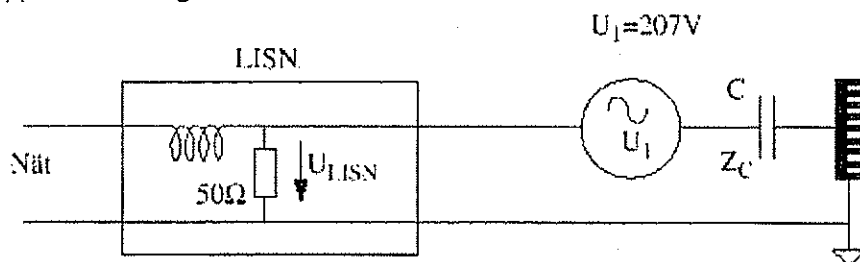
$$U_n = 2U_d \times \frac{\sin(n\pi d)}{n\pi d} \times \frac{\sin(n\pi \times \frac{t_r}{T})}{n\pi \times \frac{t_r}{T}}$$

$$U_1 = 2 \times 325 \times 0.5 \times \frac{1}{1 \times \pi \times 0.5} \times 1 = 207V_{top}$$

Ekvivalent schema för störningen är



Förväntad uppmätt störning utan filter.



Figur 2-25 Ekvivalentschema för LISN och aggregat

Enligt EN55022 ska nätkabelburen störning mätas med en LISN på $50\Omega//50\mu\text{H}$. Impedansen hos en kapacitans på 10pF vid 150kHz är

$$Z_C = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{2 \times \pi \times 150 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-12}} \approx 100\text{k}\Omega$$

Spänningen över 50Ω 's motståndet i en LISN blir för grundtonen

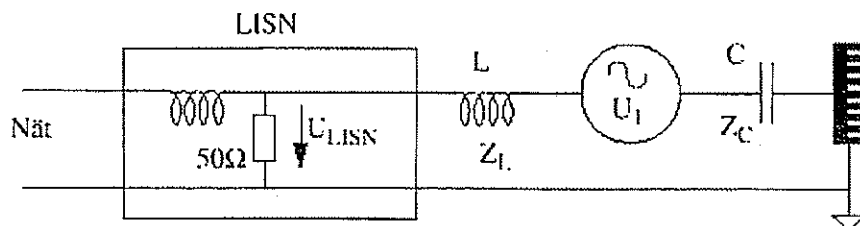
$$U_{LISN} = \frac{207}{\sqrt{(100 \times 10^3)^2 + (50)^2}} \times 50 \approx 100\text{mV}_{\text{imp}} \Rightarrow 100\text{dB}\mu\text{V}$$

Signalen är kontinuerlig i tiden vilket ger en konstant envelopp lika med topp- och medelvärde.

Tillåtet värde enligt EN55022 är $56\text{dB}\mu\text{V}$ vid 150kHz (medelvärde). Störningen överskrider normen med $44\text{dB}\mu\text{V}$.

Ett filter behövs för att klara normen.

Stoppa störningen med en drossel.



Figur 2-26 Att stoppa störning med en drossel.

En drossel i serie med inkommande nätkabel ska vara så högimpediv att strömmen i slingan minskar till ett tillåtet värde.

Hur stor ska induktansen L vara för att klara normen?

Tillåten spänning över mätresistansen är $U_{LISN} = 56\text{dB}\mu\text{V} = 630\mu\text{V}$. Beräkning av impedansen i drosseln ger.

$$U_{LISN} = \frac{U_1 \times 50\Omega}{Z} = 630\mu\text{V} = \frac{207 \times 50}{Z} \Rightarrow Z = 16\text{M}\Omega$$

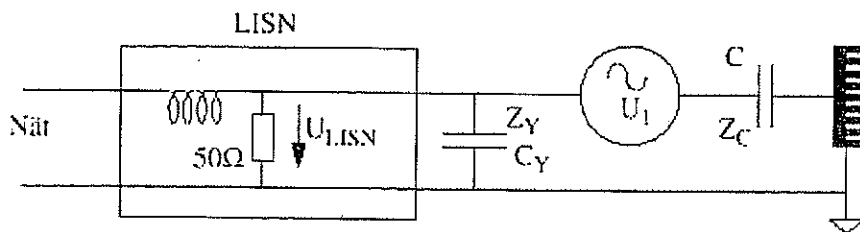
Där $Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$. Med $R = 50\Omega$ och $Z_C = 100\text{k}\Omega$ blir $Z_L = 16\text{M}\Omega$.

En impedans av $16\text{M}\Omega$ vid 150kHz kräver en induktans av.

$$Z_L = \omega \times L = 2\pi f \times L \Rightarrow L = \frac{Z_L}{2\pi f} = 16\text{H}$$

En induktans på 16H är en orealistisk lösning.

Shunta strömmen med en kondensator.



Figur 2-27 Att shunt'a strömmen med en kondensator

En kondensator mellan fasen och skyddsjorden (Y-kondensator) shuntar 50Ω 's motståndet så att mätimpedansen blir lägre. Av säkerhetsskäl får inte Y-kondensatorn vara högre än 4.7nF . En kondensator på 4.7nF har en impedans vid 150kHz av

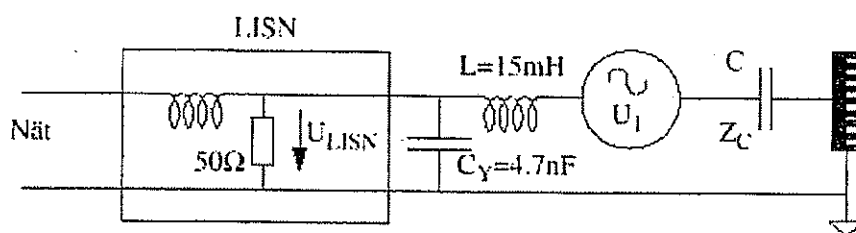
$$Z_Y = \frac{1}{\omega \times C} = \frac{1}{2\pi f \times C} = \frac{1}{2\pi \times 150 \times 10^3 \times 4.7 \times 10^{-9}} = 225\Omega$$

Att parallellkoppla ett motstånd på 50Ω med en kondensator med impedansen 225Ω ger impedansen

$$\frac{1}{Z} = \sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{Z_C^2}} = \sqrt{\frac{1}{50^2} + \frac{1}{225^2}} \Rightarrow Z = 48.8\Omega$$

Kondensatorn påverkar mätimpedansen mycket lite och någon markant sänkning av störningen erhålles inte.

Filtrering med nätfiler.

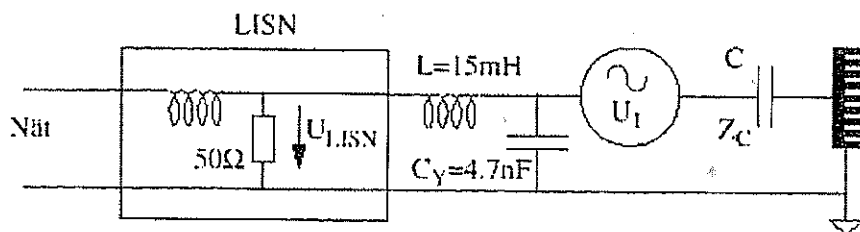


Figur 2-28 Nätfiler

Vad ger ett nätfiler med induktansen 15mH och C_Y på 4.7nF på ingången till aggregatet?

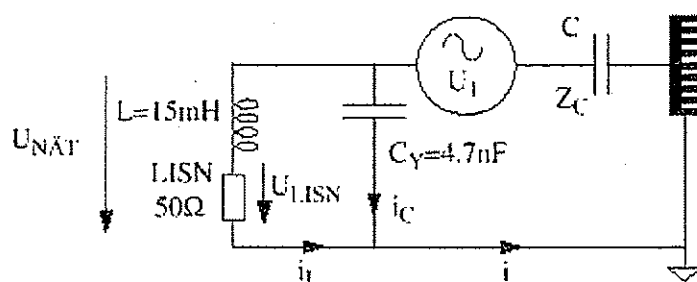
Att sätta in ett nätfiler, på det sätt som anges ovan, ger ingen sänkning av störningen. Kondensatorn kommer inte att shunta 50Ω 's motståndet, och drosseln är för lågimpediv för att stoppa störningen.

Vända på nätfiltret.



Figur 2-29 Att vända på nätfiler

Att vända på filtret ger en dämpning av störningen.
Ett ekvivalent schema till kretsen ovan är.



Figur 2-30 Ekvivalentschema filtervändning

Strömmen (i) bestäms i huvudsak av impedansen Z_C och är

$$i = \frac{207V}{100k\Omega} = 2mA$$

Denna ström delar sig mellan kondensatorn och resistans/induktans noden. Impedansen i kondensatorn vid 150kHz är enligt tidigare beräkningar 225Ω. Impedansen i drosseln är.

$$Z_L = \omega \times L = 2\pi f \times L = 2\pi \times 150 \times 10^3 \times 15 \times 10^{-3} = 14k\Omega$$

Resistans/induktans noden får därmed en impedans av 14kΩ. Spänningen mellan nätledaren och skyddsjorden U_{NAT} blir.

$$U_{NAT} = 2mA \times 225\Omega = 0.45V$$

Spänningsdelningen mellan motståndet och drosseln för 0.45V ger spänningen över motståndet till.

$$U_{LISN} \approx \frac{0.45V \times 50\Omega}{14k\Omega} = 1.6mV$$

1.6mV är fortfarande för högt för att klara normens krav på 630μV. Filtret är dock nära att klara normen och med ett kaskadkopplat filter eller ett filter med högre induktans kan kravet klaras.

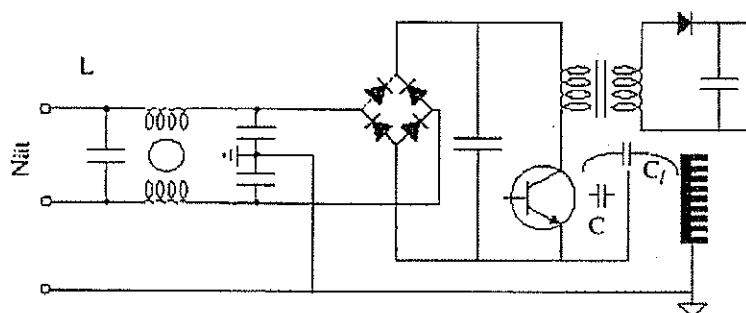
Sammanfattning av inkoppling av filter.

		Belastningsimpedans	
		Hög	Låg
Källimpedans	Hög	Kondensator Shuntning med kondensator.	Nätfilter Nätfilter med drossel mot nätet.
	Låg	Nätfilter Nätfilter med kondensator mot nätet.	Drossel Enbart seriedrossel.

Figur 2-31 Sammanfattning av filterinkoppling

Fyra olika typer av filter användes för filtrering av störningen. Källan för störningen är i nätaggregatet och nätet är mottagare av störningen. Källans impedans är mycket hög ca $100\text{k}\Omega$ och nätets impedans är låg ca 50Ω . Enligt tabellen ovan så ska ett filter med drossel mot nätet och kondensatorn mot källan väljas. Bland de fyra alternativa filtren som undersöktes var det endast det 'rättvända' nätfiltret som gav någon filterverkan. Ett snabbare sätt att hitta möjligt filter är att studera impedanser hos källan och mottagaren och därefter välja filtertyp.

Lösning med återmatning av störning.



Figur 2-32 Återmatning av störning

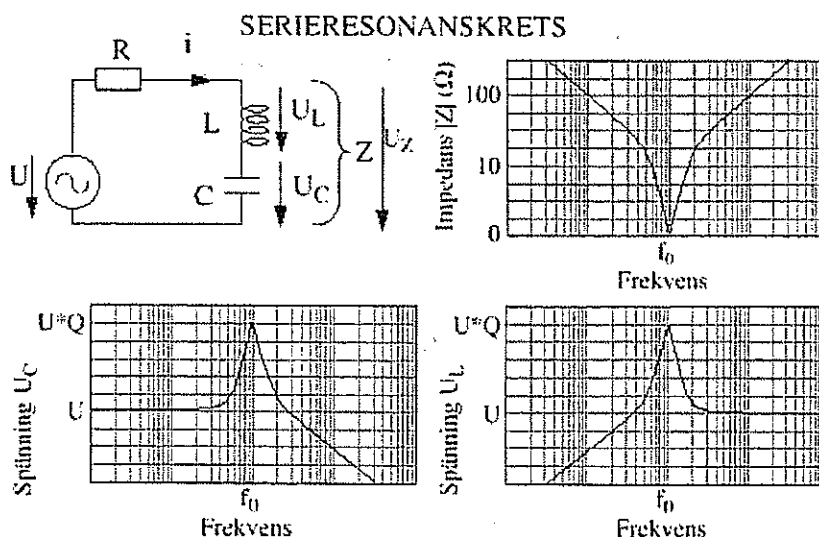
En skärm som läggs in mellan kylare och transistor kan minska störningen. Om skärmen är isolerad från kylaren och elektriskt kopplad till transistorns emitter, så kan denna skärm återmata störningen till aggregatet utan att störströmmen kommer ut till skyddsjord. Endast läckkapacitansen C_l mellan transistorn och kylaren överför störningen. Denna kapacitans är vid rätt inkoppling liten. Med denna lösning minskar störströmmen som når nätkabeln avsevärt. Kravet på ett nätfiltret för att klara normen minskar därmed.

En nackdel med denna lösning är att värmeresistansen ökar mellan transistor och kylare.

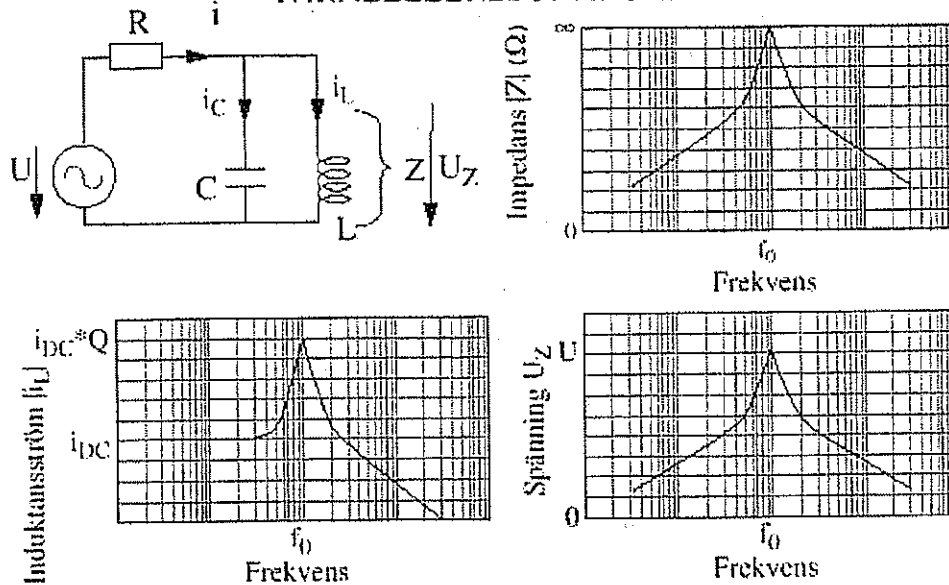
Resonans kretsar.

Kort sammanställning av kretsarnas egenskaper.

En resonanskrets kräver minst en kapacitans och minst en induktans. Resonanskrets kan delas upp i två typer seriersonanskrets och parallellresonanskrets. För seriersonanskrets ligger induktansen och kapacitansen i serie efter varandra, medan parallell resonans har kondensatorn och induktansen parallell kopplade.



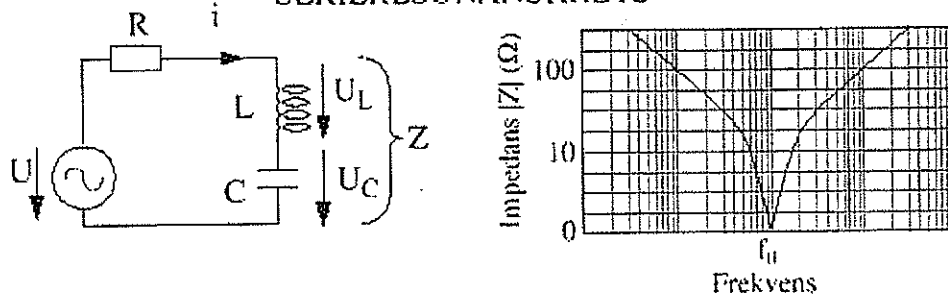
PARALLELLRESONANSKRETS



Figur 2-33 Resonanskretsar - sammanställning

Serieresonans krets.

SERIERESONANSKRETS



Figur 2-34 Serieresonans

Spänningen över serieresonanskretsen är

$$U_Z = U \times \frac{Z}{R+Z} = U \times \frac{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}}{R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} = U \times \frac{1 - \omega^2 LC}{1 - \omega^2 LC + j\omega CR}$$

Vid resonans är

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC}} \Rightarrow 1 - \omega^2 LC = 0 \Rightarrow U_Z = 0$$

Spänningen över kondensatorn är

$$U_C = U \times \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} = U \times \frac{1}{1 - \omega^2 LC + j\omega CR}$$

Vid resonans blir spänningen över kondensatorn

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}} \Rightarrow 1 - \omega_0^2 LC = 0 \Rightarrow U_C = U \times \frac{1}{j\omega_0 CR} = U \times Q$$

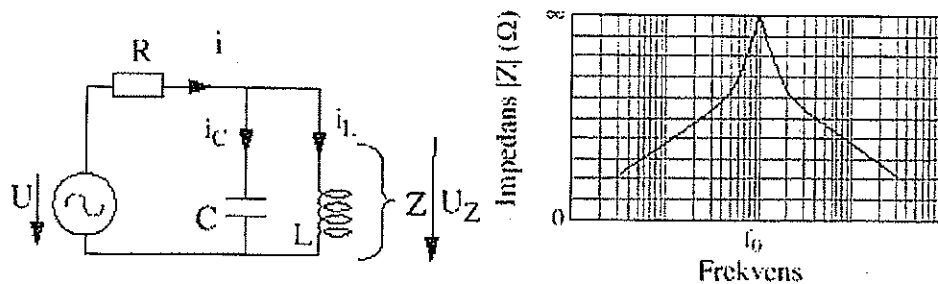
Där Q är serieresonanskretsens godhetstal

$$Q_{serie} = \frac{1}{\omega_0 CR} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{R} \times \sqrt{\frac{L}{C}} = (1/Q_{parallel})$$

Vid resonans är spänningen över kondensatorn och induktansen lika nämligen

$$U_C = U_L = U \times Q$$

Parallellresonanskrets.



Figur 2-35 Parallellresonans

Spänningen över parallellresonanskretsen är

$$U_Z = U \times \frac{Z}{R + Z} = U \times \frac{\frac{j\omega L}{j\omega C} / (j\omega L + \frac{1}{j\omega C})}{R + \frac{j\omega L}{j\omega C} / (j\omega L + \frac{1}{j\omega C})} = U \times \frac{j\omega L/R}{1 - \omega^2 LC + j\omega L/R}$$

Vid resonans är

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}} \Rightarrow 1 - \omega_0^2 LC = 0 \Rightarrow U_Z = U$$

Strömmen genom kondensatorn blir efter uträkning och förenkling

$$i_C = \frac{U}{R} \times \frac{-\omega^2 LC}{1 - \omega^2 LC + \frac{j\omega L}{R}}$$

Där $U/R = i_{DC}$ är strömmen genom kretsen vid frekvensen 0Hz.

Vid resonans blir strömmen genom kondensatorn

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}} \Rightarrow \omega_0^2 LC = 1 \Rightarrow i_C = \frac{U}{R} \times \frac{1}{j\omega_0 L/R} = i_{DC} \times Q$$

Där Q är parallellresonanskretsens godhetstal

$$Q_{parallel} = \frac{R}{\omega_0 L} = \omega_0 CR = R \times \sqrt{\frac{C}{L}} = (1/Q_{serie})$$

Vid resonans är strömmen genom kondensatorn och induktansen lika

$$i_C = i_L = i_{DC} \times Q$$

För parallellresonanskrets är det strömmen genom kondensatorn och induktansen som ökar med Q-värdet. Vid resonans är impedansen över kretsen mycket hög, parallellkretsen kan inte avkoppla vid resonans