
Tor Halmrast

Komponist, Sjøfing. Akustikk

1.amanuensis II, Univ.Oslo, inst. for Musikkvitenskap

privat: Spångberg vn. 28a, 0853 OSLO

(+47) 22230635

mobile phone: (+47)95191675

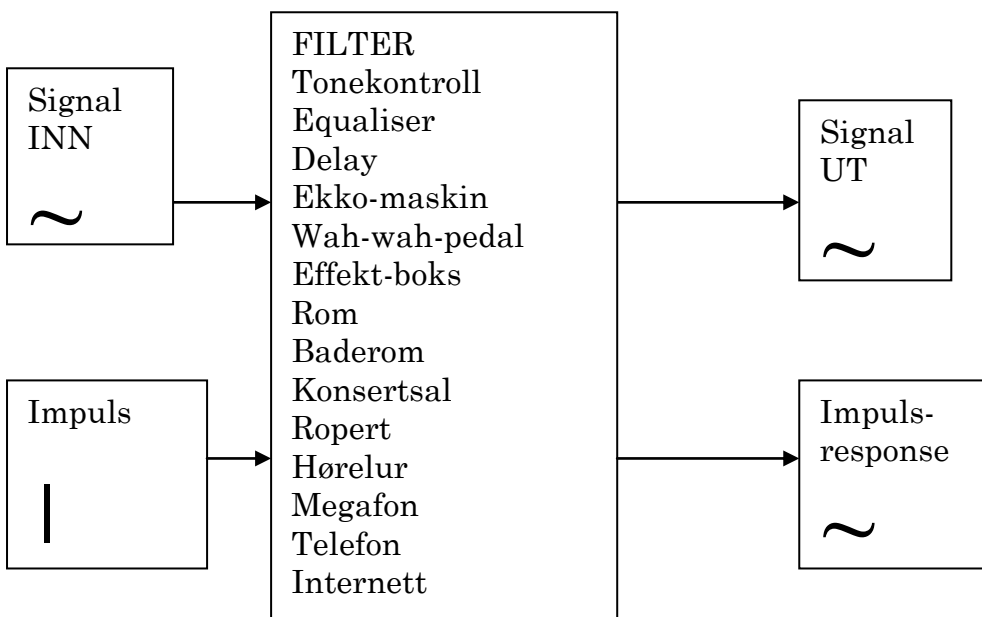
e-mail private: torhalm@online.no

<http://tor.halmrast.no/>

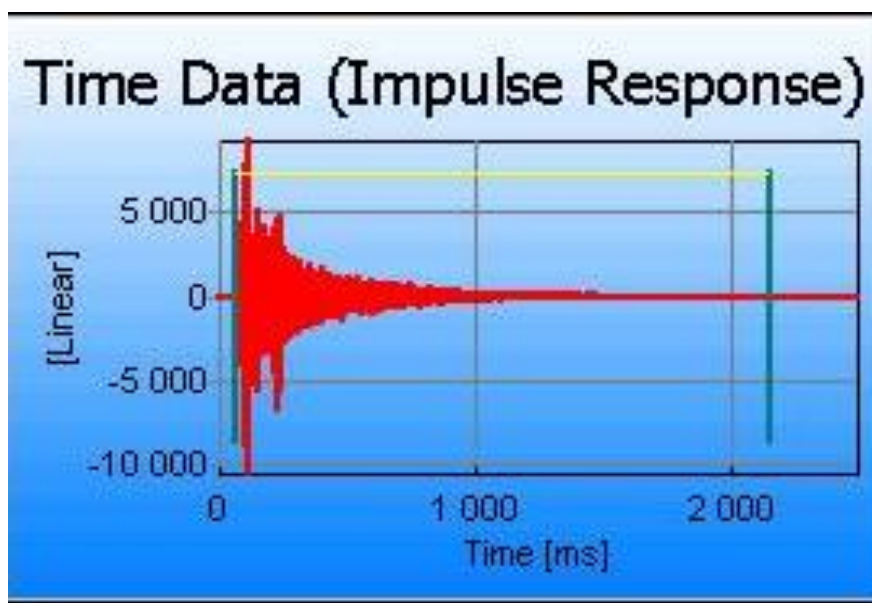
LYDANALYSE h 2011

FILTRE

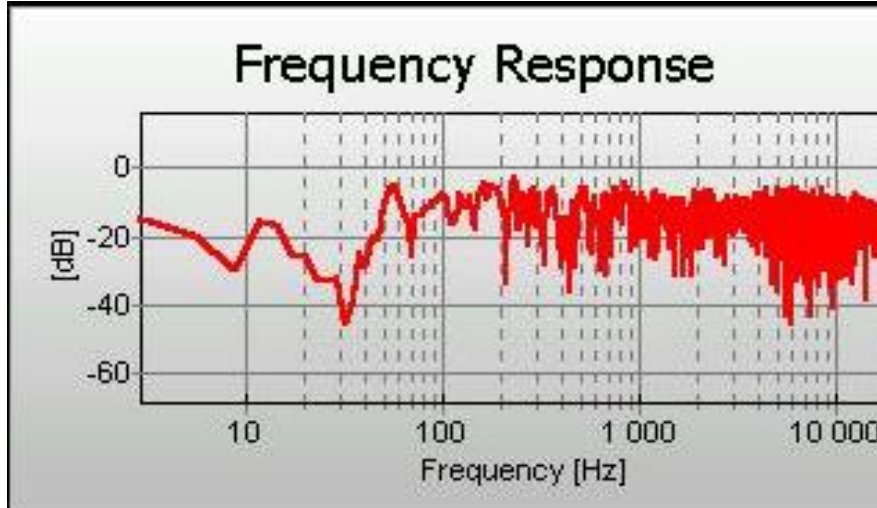
ALT VI KAN SENDE SIGNAL IGJENNOM ER ET "FILTER"



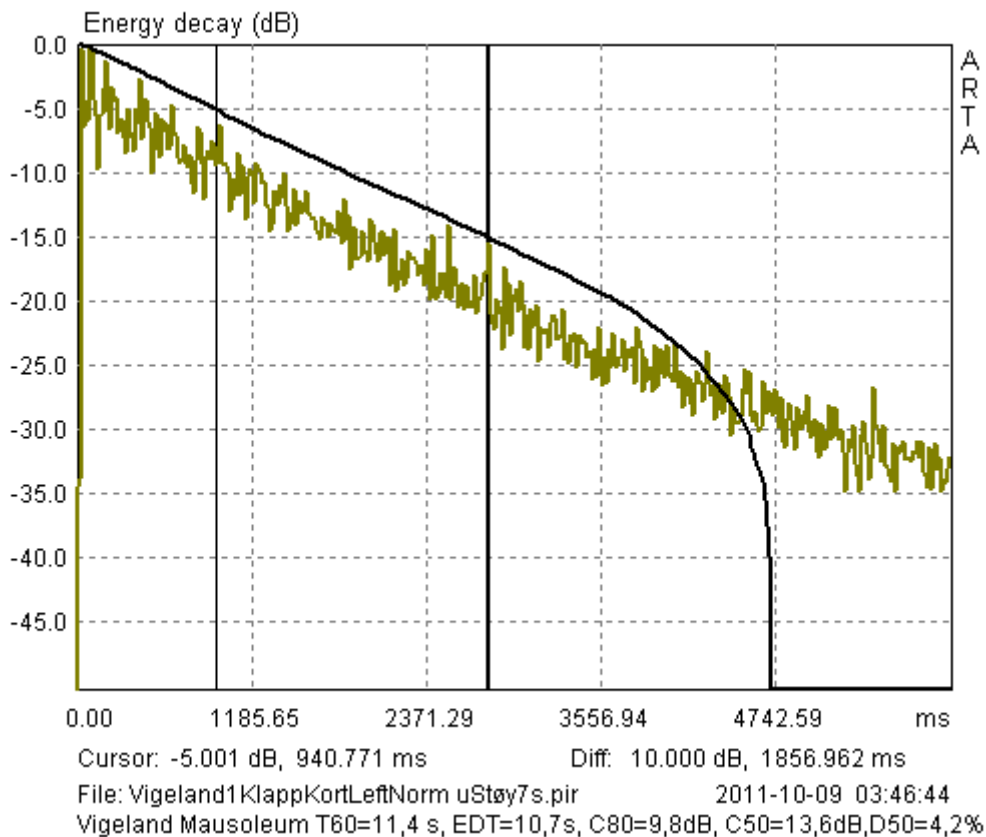
Impulsrespons



Ut i fra en slik Impuls-Response kan vi kalkulere f.eks. FrekvensRespons

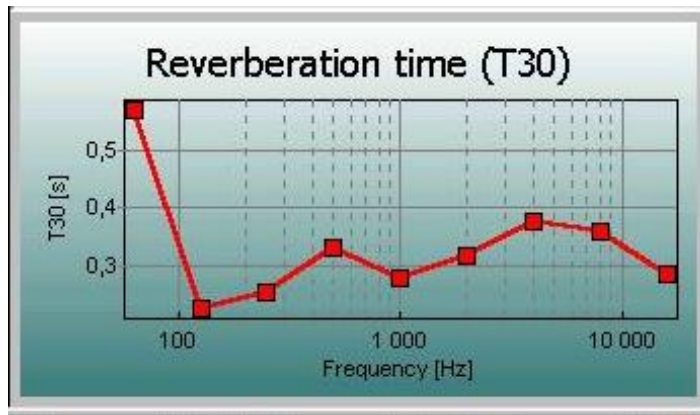


Impuls-responsen blir ofte kvadrert, som tilsvarer lydenergien:
(ETC- Energy-Time-Curve)

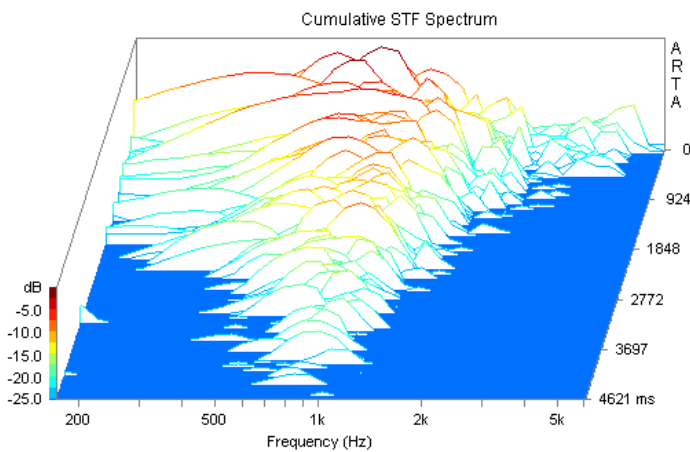


I en slik kurve kan man også detektere fare for klare, distinkte ekko.

Dersom "filteret" er f.eks et rom, kan vi beregne ALLE interessant rom-akustiske parametre ut fra Impulsresponsen, f.eks Etterklangstid

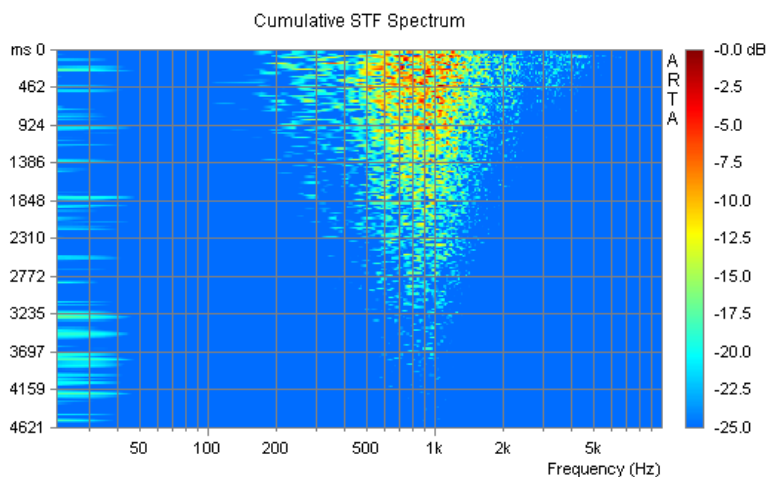


Responsen kan også vises i såkalt Waterfall:



File: Vigeland1 KlappKortLeftNorm uStøy7s.pir 2011-09-21 03:04:25

som egentlig er det samme som et spektrogram/sonogram:



File: Vigeland1 KlappKortLeftNorm uStøy7s.pir 2011-10-09 06:05:53

CONVOLUTION

Dette er en meget interessant del av lydbehandling, og den skjer faktisk hver dag, hjemme eller i konsertsalen. I begge tilfelle har vi et, i utgangspunktet, "tørt" signal, dvs. uten klang. Dette kan være min hosting, eller instrumentene på scenen i Konserthuset. Dette lydsignal sendes så ut i et rom. Hvis dette rom ikke er helt "dødt" vil vi få refleksjoner fra vegger etc. Matematisk beskrives dette med "convolution". I romakustikk "konvulverer" vi det "tørre" opptaket av musikken (eller min hoste) med Impulsresponsens av rommet. Impulsresponsen inneholder da alle refleksjoner lyden gjennomgår i rommet. Tilsvarende kan man selvfølgelig "konvulverere" en "tørr" gitar-lyd med Impulsresponsen fra en stor Marshall, og ut-signalet skal da (teoretisk) tilsvare som om du hadde råd til en Marshall. En enkel forståelse av Convolution kan vises i denne figur:

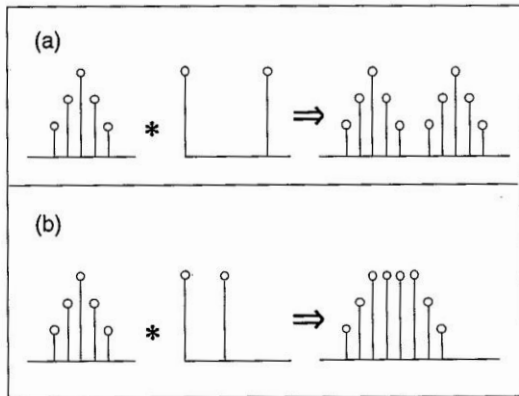


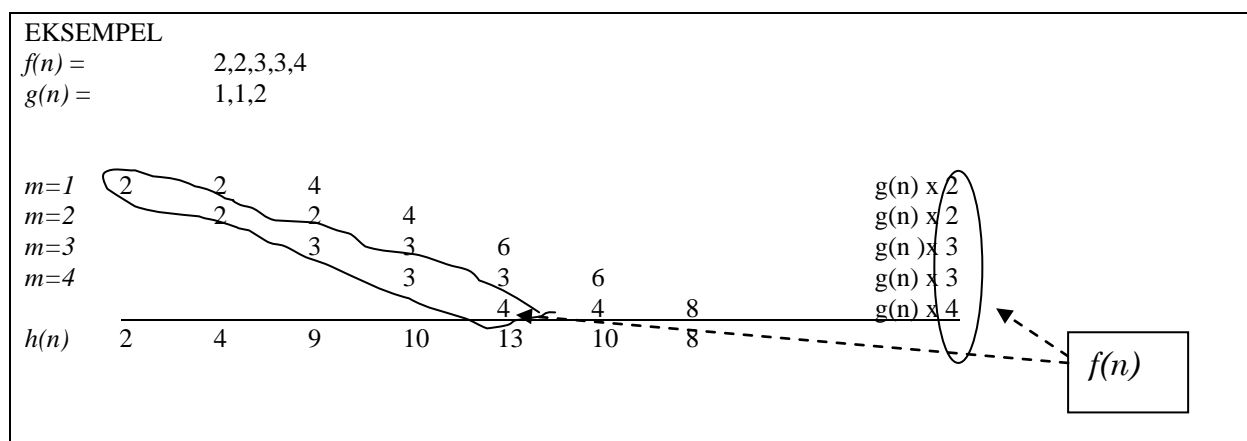
Figure 10.26 Time-domain effects of convolution. (a) Convolution with two impulses spaced widely apart produces an echo effect. (b) Convolution with two impulses close together produces a time-smearing effect.

DEFINISJON AV "CONVOLUTION"

Rossing s 641 etc. (*se også Roads 412 etc.*)

Convolution betyr at vi "erstatte" hvert enkelt sample av den ene funksjonen, med alle samples av den andre funksjonen, og legger til overlappende verdier:

$$h(n) = f(n) \otimes g(n) = \sum_{m=0}^n f(m)g(n-m)$$



For mer morsomme effekter, kan man "gange"/konvulverere en lyd med en annen lyd, eller kanskje med seg selv? (evt tidsforsinket).

Ved konvulering "ganger man i frekvensplanet", dvs at dersom de to signalene, på det aktuelle tidspunkt, inneholder samme frekvenser, vil disse komme fram i det endelige signal.

ENKLESTE TYPER FILTRE:

jmf Rossing:

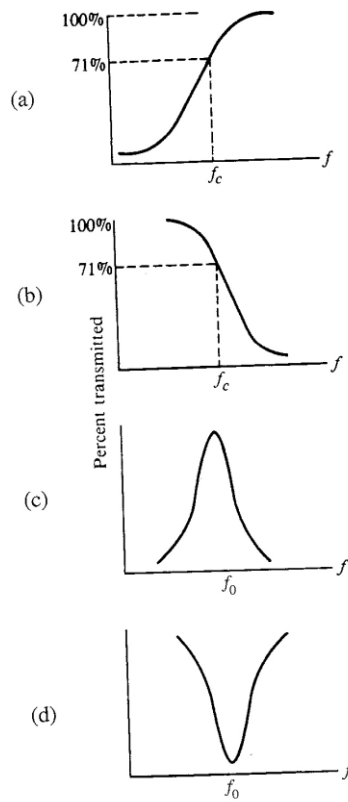
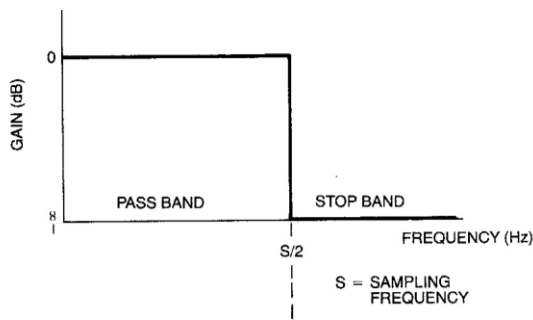
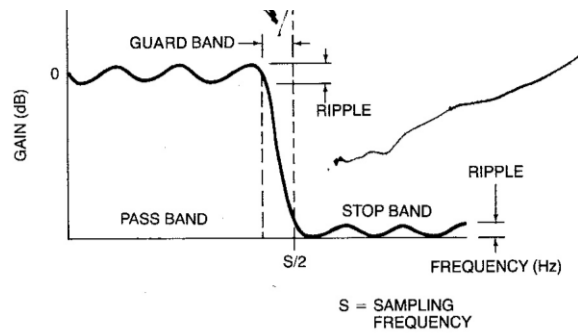


FIGURE 18.12
 Characteristics of basic filter types:
 (a) high-pass;
 (b) low-pass;
 (c) band-pass;
 (d) band-reject. The cutoff frequency is f_c and the resonance frequency is f_0 .



(A) An ideal low-pass filter has flat frequency response and instantaneous cutoff.



(B) In practice, filters exhibit ripple in the stop and pass bands, and sloping cutoff.

Fig. 3-10. Low-pass filter characteristics.

DIGITALE FILTRE

Transfer function of a digital filter. This is obtained from the symmetrical form of the filter expression, and it allows us to describe a filter by means of a convenient, compact expression. The transfer function of a filter can be used to determine many of the characteristics of the filter, such as its *frequency response*.

Unit delay operator, z^{-1}

When applied to a sequence of digital values, this operator gives the *previous value* in the sequence. It therefore in effect introduces a delay of one sampling interval.

Applying the operator z^{-1} to an input value (say x_n) gives the previous input (x_{n-1}):

$$z^{-1} x_n = x_{n-1}$$

Suppose we have an input sequence

$$\begin{aligned} x_0 &= 5 \\ x_1 &= -2 \\ x_2 &= 0 \\ x_3 &= 7 \\ x_4 &= 10 \end{aligned}$$

Then

$$\begin{aligned} z^{-1} x_1 &= x_0 = 5 \\ z^{-1} x_2 &= x_1 = -2 \\ z^{-1} x_3 &= x_2 = 0 \end{aligned}$$

and so on.

Note that $z^{-1} x_0$ would be x_{-1} which is unknown (and usually taken to be zero, as we have already seen).

Similarly, applying the z^{-1} operator to an output gives the previous output:

$$z^{-1} y_n = y_{n-1}$$

Applying the delay operator z^{-1} twice produces a delay of two sampling intervals:

$$z^{-1} (z^{-1} x_n) = z^{-1} x_{n-1} = x_{n-2}$$

Ikke-recursive Filtre = FIR

(*Finite Impulse Response*) filter:

(utgangen beregnes kun fra den nåværende og de tidligere input-verdier

($x_n, x_{n-1}, x_{n-2}, \dots$).

Recursive Filtre= IIR

(*Infinite Impulse Response*) filter

tar i tillegg de tidligere utgangsverdiene med i betraktning, altså ikke bare

($x_n, x_{n-1}, x_{n-2}, \dots$), men også y_{n-1}, y_{n-2}, \dots

Recursive betyr ”å løpe bakover”

From this explanation, it might seem as though recursive filters require more calculations to be performed, since there are previous output terms in the filter expression as well as input terms. In fact, the reverse is usually the case. To achieve a given frequency response characteristic using a recursive filter generally requires a much lower order filter, and therefore fewer terms to be evaluated by the processor, than the equivalent non-recursive filter.

The impulse response of a digital filter is the output sequence from the filter when a *unit impulse* is applied at its input. (A unit impulse is a very simple input sequence consisting of a single value of 1 at time $t = 0$, followed by zeros at all subsequent sampling instants). An FIR filter is one whose impulse response is of finite duration. An IIR filter is one whose impulse response (theoretically) continues for ever, because the recursive (previous output) terms feed back energy into the filter input and keep it going. The term IIR is not very accurate, because the actual impulse responses of nearly all IIR filters reduce virtually to zero in a finite time. Nevertheless, these two terms are widely used.

FILTER ORDER

The order of a digital filter can be defined as the *number of previous inputs* (stored in the processor's memory) used to calculate the current output.

ZERO-ORDER

Example (1): $y_n = x_n$

This is a *zero order* filter, since the current output y_n depends only on the current input x_n and not on any previous inputs.

Example (2): $y_n = Kx_n$

The order of this filter is again *zero*, since no previous outputs are required to give the current output value.

FIRST ORDER

Example (3): $y_n = x_{n-1}$

This is a *first order* filter, as one previous input (x_{n-1}) is required to calculate y_n . (Note that this filter is classed as first-order because it uses one *previous* input, even though the current input is not used).

Example (4): $y_n = x_n - x_{n-1}$

This is again a *first order* filter, since one previous input value is required to give the current output.

Example (5): $y_n = (x_n + x_{n-1}) / 2$

The order of this filter is again equal to 1 since it uses just one previous input value.

SECOND ORDER

Example (6): $y_n = (x_n + x_{n-1} + x_{n-2}) / 3$

To compute the current output y_n , two previous inputs (x_{n-1} and x_{n-2}) are needed; this is therefore a *second-order* filter.

Example (7): $y_n = (x_n - x_{n-2}) / 2$

The filter order is again 2, since the processor must store two previous inputs in order to compute the current output. This is unaffected by the absence of an explicit x_{n-1} term in the filter expression.

The order of a digital filter may be any positive integer. A zero-order filter (such as those in examples (1) and (2) above) is possible, but somewhat trivial, since it does not really filter the input signal in the accepted sense.

UiO, Inst Musikkvitenskap
 Tor Halmrast (ut fra Kristians utmerkede oppgave)
DIGITALE FILTRE
 apr.06

FIR-filter

No feedback
 Stable, symmetrical, phase neutral, avoid overflow,
 May require more processing and memory than IIR-filters
 FIR easier to design

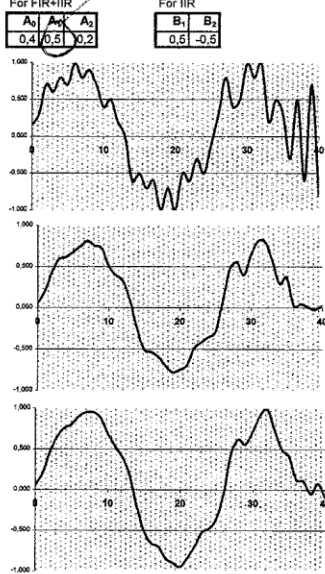
Filter Order:	ENKELT	MED KOEFFISIENTER
0) Zero order:	$y_n = x_n$ $y_n = K \cdot x_n$	
1) First order	$y_n = x_{n-1}$ $y_n = x_n + x_{n-1}$	$y_n = A_0 \cdot x_n + A_1 \cdot x_{n-1}$
2) Second order	$y_n = (x_n + x_{n-1})/2$ $y_n = (x_n - x_{n-2})/2$	$y_n = (A_0 \cdot x_n + A_1 \cdot x_{n-1} + A_2 \cdot x_{n-2})$

(uses the previous input, even though the current input is not used)
 (1.order filter, since one previous value is required)
 (To compute the current output, y_n , two previous inputs are needed,
 (this is therefore a second-order filter)

+0,5
 Lavpass
 (midter)

FILTER-KOEFFISIENTER
 (samme fortegn for A' ene, gir Lavpass, forskjellig fortegn gir Høypass)
 Eks: $y_n = 0,5x_n + 0,5x_{n-1}$ Tar med middelet, glatter
 $y_n = 0,5x_n - 0,5x_{n-1}$ Tar med forskjellen mellom samplene, altså high-pass

Sample nr	x_n	Filter order1		Filter order2	
		Innverdier	Utverdier A_0 og A_1	Innverdier	Utverdier A_0, A_1 og A_2
0	0,150		0,060		0,060
1	0,300		0,195		0,195
2	0,700		0,430		0,460
3	0,600		0,590		0,650
4	0,800		0,820		0,780
5	0,700		0,880		0,800
6	0,990		0,745		0,905
7	0,800		0,815		0,955
8	0,900		0,760		0,958
9	0,700		0,730		0,880
10	0,400		0,510		0,690
11	0,500		0,400		0,540
12	0,200		0,330		0,410
13	0,000		0,100		0,200
14	-0,800		-0,240		-0,200
15	-0,500		-0,500		-0,500
16	-0,700		-0,530		-0,650
17	-0,600		-0,590		-0,690
18	-0,990		-0,698		-0,836
19	-0,700		-0,775		-0,895
20	-0,990		-0,748		-0,944
21	-0,500		-0,695		-0,835
22	-0,600		-0,490		-0,688
23	-0,300		-0,420		-0,520
24	-0,500		-0,350		-0,470
25	-0,100		-0,290		-0,350
26	0,300		0,070		-0,030
27	0,800		0,470		0,450
28	0,400		0,560		0,620
29	0,500		0,400		0,580
30	0,990		0,646		0,726
31	0,800		0,815		0,915
32	0,990		0,796		0,994
33	0,200		0,575		0,735
34	0,500		0,300		0,498
35	0,300		0,370		0,410
36	-0,300		0,030		0,130
37	0,500		0,050		0,110
38	-0,600		0,010		-0,050
39	0,700		-0,020		0,080
40	-0,800		0,030		-0,090



IIR filter

$$y_n = A_0 x_n + A_1 x_{n-1} + \dots + A_{p-1} x_{n-p+1} + B_1 y_{n-1} + \dots + B_q y_{n-q}$$

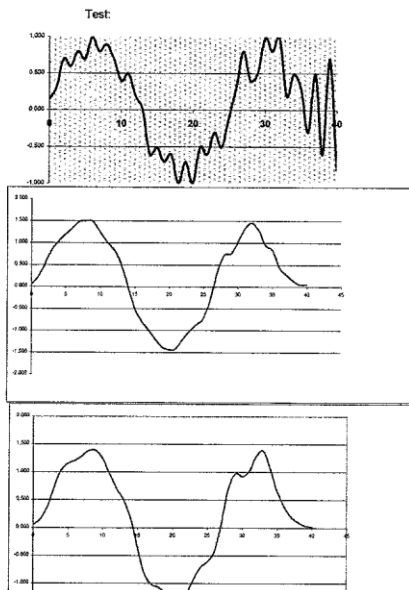
The output sample depends on the previous output samples

IIR filters are the counterpart to Analog Filters. They use FEEDBACK, which normally requires less computing times than FIR.

Due to feedback, high order IIR may have problems with instability, and OVERFLOW

Additionally: phase shift

Sample nr	Innverdier	Ut A_0, A_1, B_1		Ut A_0, A_1, A_2, B_1, B_2	
		A_0, A_1, B_1	A_0, A_1, A_2, B_1, B_2		
0	0,150		0,060		0,060
1	0,300		0,225		0,150
2	0,700		0,543		0,378
3	0,600		0,881		0,728
4	0,800		1,051		1,028
5	0,700		1,205		1,167
6	0,990		1,349		1,207
7	0,800		1,489		1,295
8	0,900		1,505		1,391
9	0,700		1,482		1,393
10	0,400		1,291		1,243
11	0,500		1,028		0,981
12	0,200		0,843		0,709
13	0,000		0,521		0,504
14	-0,800		0,021		0,187
15	-0,500		-0,490		-0,354
16	-0,700		-0,775		-0,815
17	-0,600		-0,977		-1,009
18	-0,990		-1,185		-1,059
19	-0,700		-1,367		-1,165
20	-0,990		-1,430		-1,308
21	-0,500		-1,410		-1,351
22	-0,600		-1,195		-1,204
23	-0,300		-1,017		-0,831
24	-0,500		-0,859		-0,716
25	-0,100		-0,718		-0,609
26	0,300		-0,290		-0,422
27	0,800		0,325		0,079
28	0,400		0,723		0,702
29	0,500		0,761		0,978
30	0,990		1,027		0,928
31	0,800		1,328		1,020
32	0,990		1,460		1,294
33	0,200		1,305		1,389
34	0,500		0,953		1,081
35	0,300		0,846		0,661
36	-0,300		0,453		0,394
37	0,500		0,277		0,204
38	-0,600		0,148		0,102
39	0,700		0,054		0,045
40	-0,800		0,057		0,021



UIO, Inst Musikkvitenskap
 Tor Halmrast (ut fra Kristians utmerkede oppgave)
DIGITALE FILTRE
 apr.06

FIR-filter No feedback
 Stable, symmetrical, phase neutral, avoid overflow.
 May require more processing and memory than IIR-filters
 FIR easier to design

Filter Order	ENKELT	MED KOEFFISIENTER
0) Zero order:	$y_n = x_n$ $y_n = x_{n-1}$	
1) First order	$y_n = x_{n-1}$ $y_n = (x_n + x_{n-1})/2$	$y_n = A_0 x_n + A_1 x_{n-1}$
2) Second order	$y_n = (x_n + x_{n-1} + x_{n-2})/3$ $y_n = (x_n - x_{n-2})/2$	$y_n = (A_0 x_n + A_1 x_{n-1} + A_2 x_{n-2})$

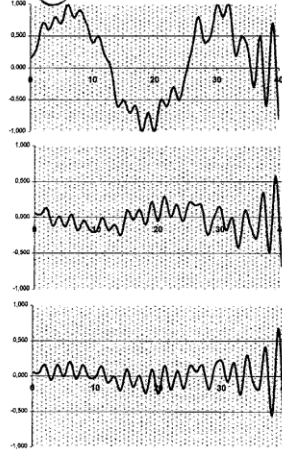
(uses the previous input, even though the current input is not used)
 (1. order filter, since one previous value is required)

(To compute the current output, y_n , two previous inputs are needed,
 (this is therefore a second-order filter)

FILTER-KOEFFISIENTER
 (samme fortegn for A'ene gir Lavpass, forskjellig fortegn gir Høypass)

Eks: $y_n = 0.5x_n + 0.5x_{n-1}$ Tar med middelet, glatter
 $y_n = 0.5x_n - 0.5x_{n-1}$ Tar med forskjellen mellom samplene, altså high-pass

For FIR+IIR			For IIR	
A_0	A_1	A_2	B_1	B_2
0.4	0.8	0.2	0.5	-0.5



$\div 0.2$
 High-pass

(tar forskjellene!)

Sample nr	Innverdier x_n	Filter order1 y_n	Filter order2 y_n
0	0.150	0.060	0.060
1	0.300	0.045	0.045
2	0.700	0.130	0.160
3	0.600	-0.110	-0.050
4	0.800	0.020	0.160
5	0.700	-0.120	0.000
6	0.960	0.040	0.236
7	0.800	-0.175	-0.035
8	0.900	-0.040	0.158
9	0.700	-0.170	-0.010
10	0.400	-0.190	-0.010
11	0.500	0.300	0.140
12	0.200	-0.170	-0.090
13	0.000	-0.100	0.000
14	-0.600	-0.240	-0.200
15	-0.500	0.100	-0.000
16	-0.700	-0.030	-0.150
17	-0.600	0.110	0.010
18	-0.990	-0.098	-0.236
19	-0.700	0.215	0.099
20	-0.290	-0.049	-0.244
21	-0.500	0.295	0.155
22	-0.600	0.010	-0.188
23	-0.300	0.180	0.080
24	-0.500	-0.050	-0.170
25	-0.100	0.210	0.150
26	0.300	0.170	0.070
27	0.800	0.170	0.150
28	0.400	-0.240	-0.180
29	0.500	0.030	0.160
30	0.990	0.148	0.226
31	0.800	-0.175	-0.075
32	0.990	-0.004	0.194
33	0.200	-0.415	-0.255
34	0.500	0.100	0.258
35	0.300	-0.130	-0.090
36	-0.300	-0.270	-0.170
37	0.500	0.350	0.410
38	-0.900	-0.490	-0.550
39	0.700	0.880	0.680
40	-0.800	-0.670	-0.790

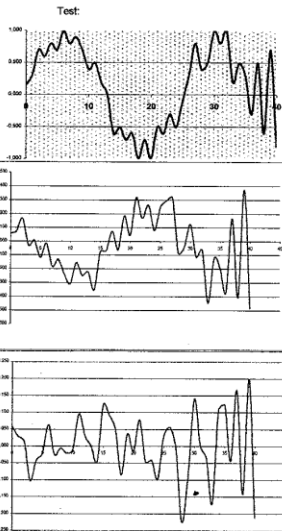
IIR filter $y_n = A_0 x_n + A_1 x_{n-1} + \dots + A_{N-1} x_{n-N+1} + B_1 y_{n-1} + \dots + B_M y_{n-M}$
 The output sample depends on the previous output samples

IIR filters are the counterpart to Analog Filters. They use FEEDBACK, which normally requires less computing times than FIR.

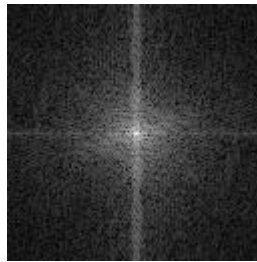
Due to feedback, high order IIR may have problems with instability, and OVERFLOW

Additionally, phase shift

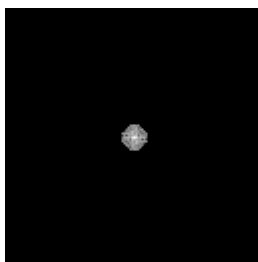
Sample nr	Innverdier	IIR A_0, A_1, B_1	IIR A_0, A_1, A_2, B_1, B_2
0	0.150	0.060	0.060
1	0.300	0.075	0.030
2	0.700	0.168	0.015
3	0.600	-0.026	-0.102
4	0.800	0.007	-0.042
5	0.700	-0.117	-0.020
6	0.960	-0.012	0.064
7	0.800	-0.181	-0.024
8	0.900	-0.131	-0.006
9	0.700	-0.235	-0.020
10	0.400	-0.308	-0.012
11	0.600	-0.154	0.096
12	0.200	-0.247	0.032
13	0.000	-0.223	0.002
14	-0.600	-0.352	-0.044
15	-0.500	-0.076	0.122
16	-0.700	-0.068	0.094
17	-0.600	0.076	0.050
18	-0.990	-0.059	-0.083
19	-0.700	0.186	0.037
20	-0.990	0.047	-0.014
21	-0.500	0.319	0.078
22	-0.600	0.169	-0.045
23	-0.300	0.285	-0.041
24	-0.500	0.082	-0.067
25	-0.100	0.251	0.031
26	0.300	0.296	0.057
27	0.800	0.318	-0.058
28	0.400	-0.081	-0.224
29	0.500	-0.041	-0.084
30	0.990	0.126	0.141
31	0.800	-0.112	0.004
32	0.990	-0.060	-0.036
33	0.200	-0.445	-0.168
34	0.500	-0.123	0.107
35	0.300	-0.191	0.123
36	-0.300	-0.266	-0.243
37	0.500	0.167	0.167
38	-0.600	-0.406	-0.141
39	0.700	0.377	0.200
40	-0.800	-0.482	-0.210



FILTRE I BILLEDBEHANDLING



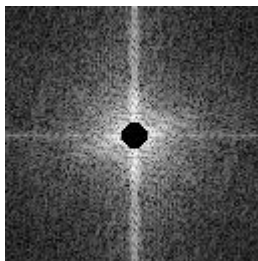
Low-Pass Filtered



**Inverse
Transformed**



High-Pass Filtered



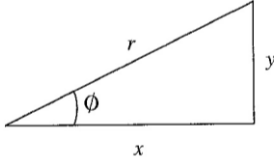
**Inverse
Transformed**



KOMPLEKSE TALL/VEKTORER

fra Kompendium Lydteori1:

LITT TRIGONOMETRI



$$y = A \sin \phi = A \sin 360 \frac{t}{T}$$

der 360 er antall grader i en full sirkel, T er hele perioden/sirkelbegelsen, og t er tiden.

$$\sin \phi = \frac{y}{r} \quad \text{eksempel: } \sin 0 = 0, \sin 90 = 1, \sin 45 = \frac{1}{\sqrt{2}}, \sin 135 = \sin 45$$

$$\cos \phi = \frac{x}{r} \quad \text{eksempel: } \cos 0 = 1, \cos 90 = 0, \cos 45 = \frac{1}{\sqrt{2}}, \cos 135 = -\cos 45$$

$$\tan \phi = \frac{y}{x} \quad \text{eksempel: } \tan 0 = 0, \tan 90 = \infty, \tan 45 = 1, \tan 135 = -\tan 45$$

Ofte antas $r=1$ (unit) og man setter i stedet en Amplitude som fast tillegg for alle verdier

$$x^2 + y^2 = 1 \quad (\text{Pythagoras})$$

$$\cos^2 \phi + \sin^2 \phi = 1$$

ALTERNATIV MATEMATISK BESKRIVELSE AV LYDSVINGNINGER

Lydsvingninger (og andre svingninger) kan matematisk meget elegant beskrives dersom man anerkjenner at det finns noe som heter $\sqrt{-1}$.

For oss dødelige, selv med litt forståelse for matematikk, virker dette umulig.

”Roten” av et tall betyr jo: ”Hvilket tall vi skal gange med seg selv, for å få tallet”

$$\sqrt{4}=2, \text{ fordi } 2 \times 2=4$$

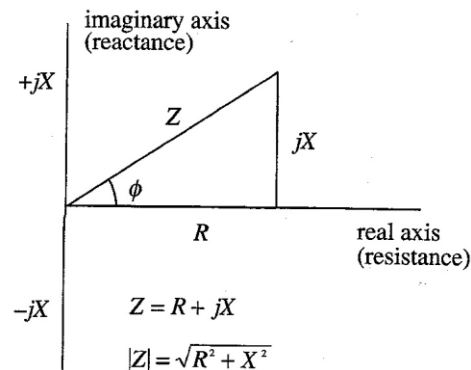
$$\sqrt{2}= 1,41421356$$

$$\sqrt{1}=1, \text{ fordi } 1 \times 1=1$$

Roten av negative tall er egentlig ikke definert!!!

Dere behøver ikke å fortså dette, men vi får en nydelig matematikk ved å ”bekjenne” at $\sqrt{-1}$ er mulig. Da blir ”utover-aksen” vanligvis angitt som x-aksen, den ”reelle akse”, og ”oppover-aksen/y-aksen blir den imaginære aksene. $\sqrt{-1}$ benevnes j eller i . Derfor er $j^2 = i^2 = -1$.

Dette gir muligheten for at svingninger kan beskrives som ”vektorer”, dvs de har både en amplitude og en retning.



Svingninger kan beskrives enkelt og beregnes elegant med disse komplekse tall.

Dessverre er det flere alternative notasjonsmåter. Når dere evt. kommer bort i slike notasjoner i bøker etc., husk at $\omega = 2\pi f$.

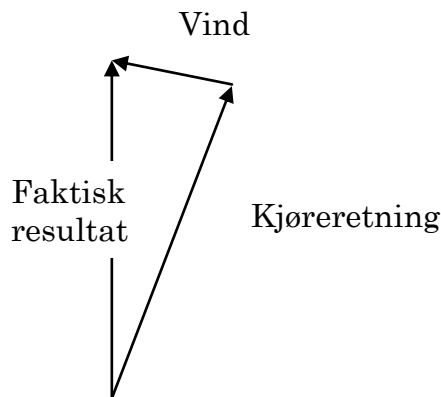
Dessuten blir e^x alternativt skrives som $\exp(x)$ i noen ingeniørkretser (Dette likes ikke av ”ordentlige matematikere!”)

$$e^{j\omega t} = e^{j2\pi f t} = \exp(j\omega t)$$

$$= \cos \omega t + j \sin \omega t$$

$$= \cos 2\pi f t + j \sin 2\pi f t$$

En enkel anskueliggjøring av en vektor er bevegelsen av et skip med sidevind.



En VEKTOR kan altså defineres slik:

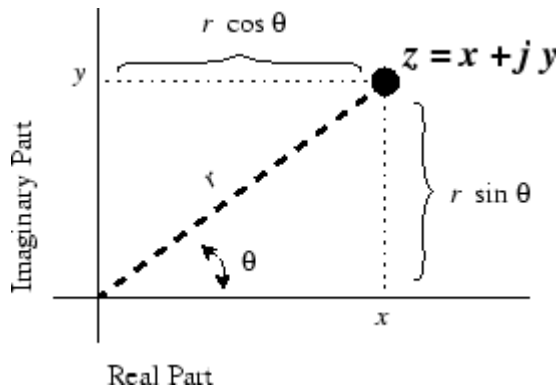


Figure 2.2: Plotting a [complex number](#) as a point in the complex plane.

En summering av 2 sinusoider, med tidsforsinkelse δ , kan beskrives som:

$$a_1 \cos(2\pi ft) + a_2 \cos(2\pi ft + \delta t)$$

jmf Steiglitz s. 15

eller, hvis vi tenker vektorer:

$$a_1 e^{j2\pi ft} + a_2 e^{j(2\pi f + \delta)t}$$

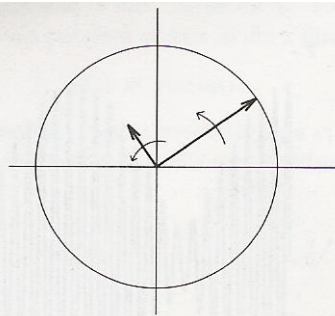


Fig. 9.2 Two phasors with different frequencies. They alternately line up and cancel out.

$$e^{j\omega t} [a_1 + a_2 e^{j\delta t}] \quad (9.3)$$

Hvis vi ser dette som en summering av 2 vektorer, får vi følgende:

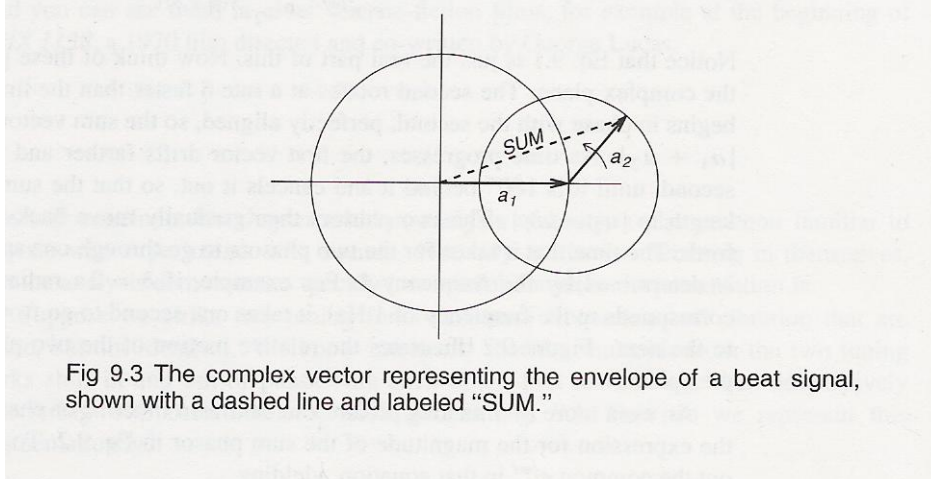


Fig 9.3 The complex vector representing the envelope of a beat signal, shown with a dashed line and labeled "SUM."

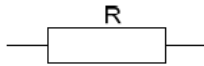
Denne figur kan likne på hvordan et "stag/("cam") driver et lokomotiv-hjul. Hvis vi betrakter summen av de to vektorer som en kompleks vektor som roterer med varierende lengde og hastighet, kan vi definere den varierende SUM- lengde som ENVELOPEN av det summerede signal, og dets varierende vinkel- hastighet/"angular speed" som dets frekvens.

Da envelopen og frekvensen varierer med tiden, må vi benytte begreper som "instantaneous envelope" og "instantaneous frequency".

ELEKTRISKE KRETSER, OSCILLATORER, FILTRE ANALOGIER MED MEKANISKE SVINGNINGER

En vanlig elektrisk krets er bygd opp av tre typer komponenter:

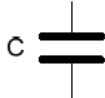
Motstander:



Når det går en strøm $I(t)$ gjennom en motstand med resistans R , er spenningen over motstanden

$$U_R(t) = R \cdot I(t).$$

Kondensatorer:



Når en kondensator med kapasitans C lades med en strøm $I(t)$, er spenningen over kondensatoren

$$U_C(t) = \frac{1}{C} \int_0^t I(\tau) d\tau.$$

Spoler:



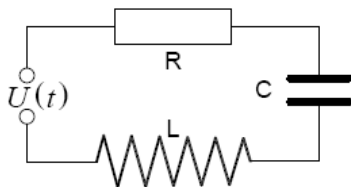
Når en strøm $I(t)$ går gjennom en spole med induktans L , er spenningen over spolen

$$U_L(t) = L \cdot \frac{dI(t)}{dt}.$$

KONDENSATOR Kapasitans kan vi assosiere med en **spiralfjær**. Vi lader kondensatoren = vi trekker ut fjæra (positiv spenning) eller stuver den sammen (negativ spenning). En høy kapasitet tilsvarer en slapp fjær. Når vi lar fjæra gå tilbake får vi energien tilbake.

SPOLER Induktans kan vi se på som en **masse** målt i kg. Vi tilfører den energi ved å flytte den høyere opp i rommet. En høy induktivitet tilsvarer en stor masse. Det er ikke energiforbruk ved dette; når vi senker massen får vi energien tilbake.

MOTSTAND Resistans tilsvarer friksjon. Det er bare ved friksjon vi kan tilføre omgivelsene varme.



Vi skal konsentrere oss om en *seriekrets* der en motstand, en kondensator og en spole koples i serie sammen med en spenningskilde som gir en spenning $U(t)$. Da sier Kirchhoffs 1. lov at summen av spenningsfallene i kretsen (regnet med fortegn) skal være lik null:

Resonans mellom induktans og kapasitans tilsvarer det å henge massen i fjæra (som på den andre siden er fast til en referanse) og så gi massen en dult. Det er ved svingningene som oppstår at kraft og hastighet skifter periodisk på. Frekvensen øker for mindre masser og stivere fjærer, altså mindre induktiviteter og mindre kapasiteter.

Kompleks Impedans: —

Faseskift til en kondensator og spole.

Spenningen over en kondensator og strømmen ”gjennom” den er ikke i fase. I selve kondensatoren er strømmen faseforskjøvet 90° foran spenningen. Dette kan en forstå når en husker på at kondensatoren må lades opp, dvs. det må gå en strøm, *før* vi får ladning på den, og dermed spenning over den.

Med en sinusformet vekselspenning over en kondensator blir sammenhengen mellom spenning og strøm som vist i figur 2a. Når strøm og spenning er kjent, kan en også beregne effekten $P = VI$ som kondensatoren tar opp (se figur 2b), og vi ser da at i løpet av

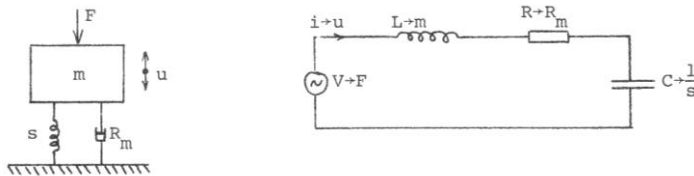
en hel periode $T = 1/f$ vil kondensatoren levere fra seg akkurat like mye energi som den har tatt opp, dvs. en kondensator forbruker ikke energi.

Påtrykkes en spole en ytre spenning, svarer spolen med å indukere en spenning som forsøker å nøytralisere den ytre spenningen slik at det bare blir minimale strømendringer per tid. Vi kan altså endre spenningen raskere enn vi kan forandre strømmen. Dersom en sender vekselspenning inn på en spole, vil derfor strøm og spenning være faseforskjøvet i forhold til hverandre, og strømmen vil komme *etter* spenningen.

Resonansfrekvens: $f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$ eller: $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L \cdot C}}$

ANALOGI, MEKANISK SVINGEKRETS

- Kraft F → Spenning V
- Hastighet u → Strøm I
- Resistans R_m → Resistans R
- Masse m → Induktivitet L
- Kompleans $\frac{1}{s}$ → Kapasitet C
- (s - stivhet)

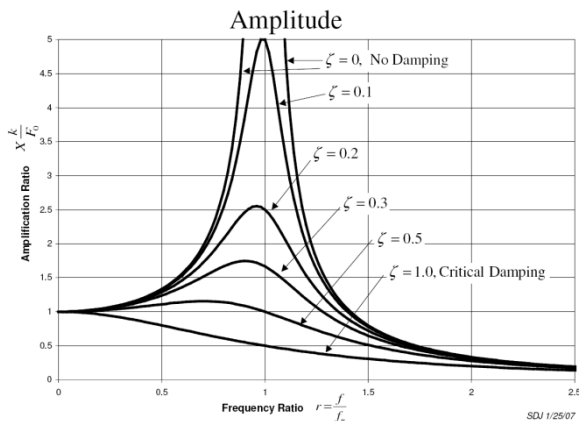


Res Freq: $f_n = \frac{1}{2\pi\sqrt{m/k}}$, der k =fjærstivhet [N/m], og m =massen [kg]

Enklere, praktisk formel: $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{m \cdot d}}$,

der d =den statiske nedbøyning av fjæra ved belastning med massen m

VIBRASJONSISOLERING (for frekvenser godt over resonansfrekvensen)



Eks. Trommel i vaskemaskin:

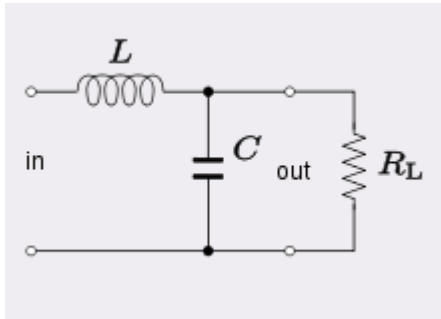
-Start: lav frekvens, står stille

-Litt høyere turtall: Resonans, rister følt

-Høyere turtall: Står stille, og er Vibrasjonsisolert fra gulvet

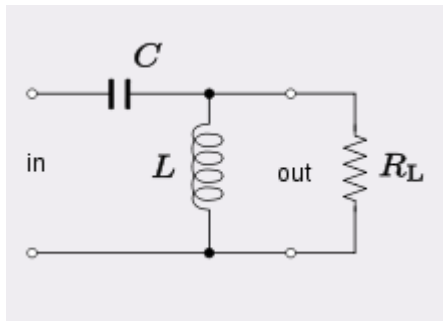
ELEKTRISKE FILTRE
 FORSKJELLIGE GRUNNTYPER

Lavpass



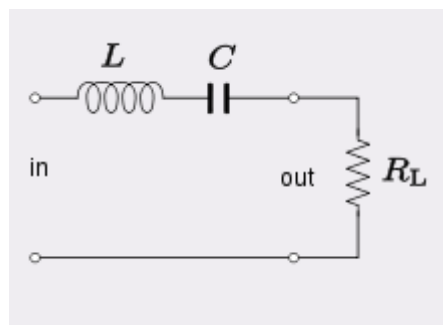
LavPass

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \text{ dempningsfaktor: } \zeta = \frac{1}{2R_L} \sqrt{\frac{L}{C}}$$



HøyPass

knekkfrekvens (-3 dB): $\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}}$



BåndPass (serielt)

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \Delta\omega = \frac{R_L}{L}$$

ZERO-POLE

Transfer function:

$$X(z) = \frac{P(z)}{Q(z)}$$

where

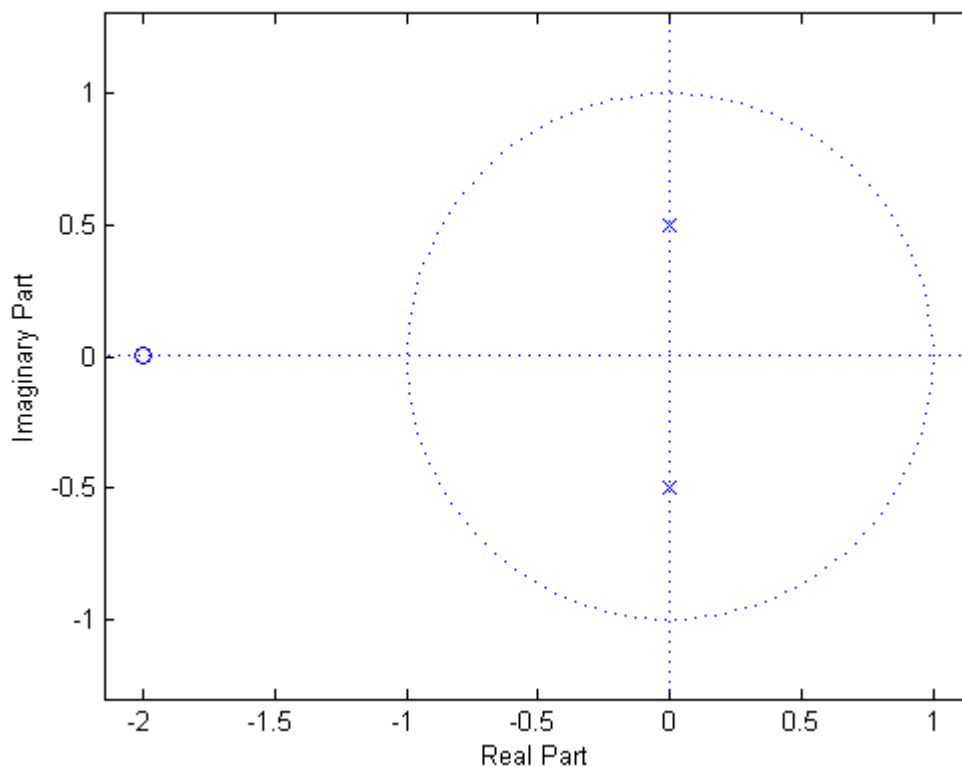
- z_i such that $P(z_i) = 0$ are the [zeros](#) of the system
- z_j such that $Q(z_j) = 0$ are the [poles](#) of the system

In the plot, the poles of the system are indicated by an x while the zeroes are indicated by an o .

If $P(z)$ and $Q(z)$ are completely factored, their solution can be easily plotted in the [z-plane](#). For example, given the following transfer function:

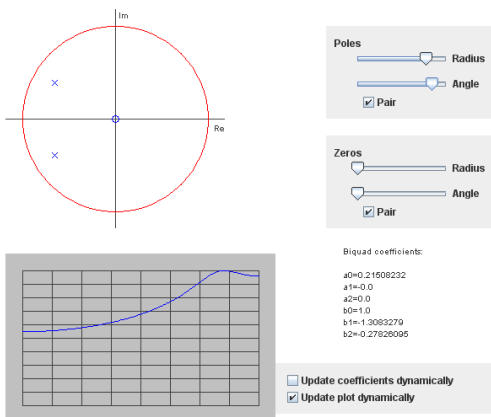
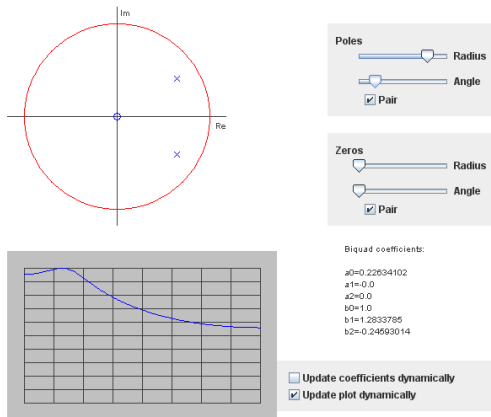
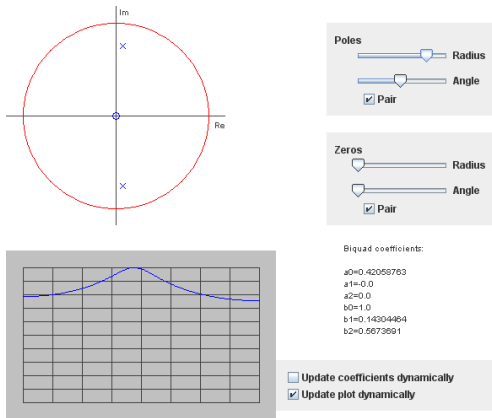
$$X(z) = \frac{z + 2}{z^2 + \frac{1}{4}}$$

The only zero is located at: -2 , and the two poles are located at: $\pm \frac{i}{2}$.
The pole-zero plot would be:



FILTRE, ut fra ZEROs and POLEs

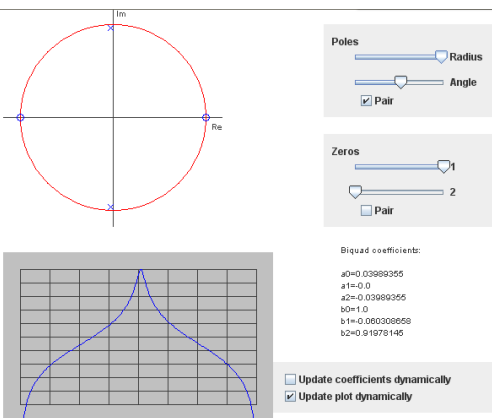
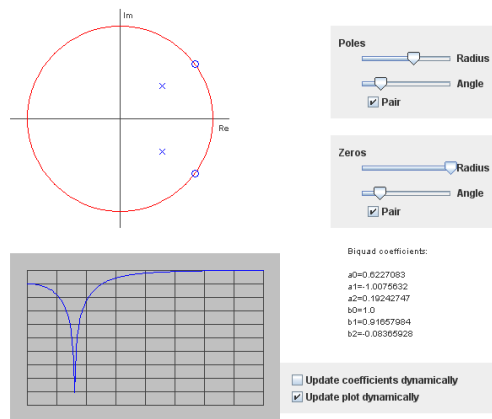
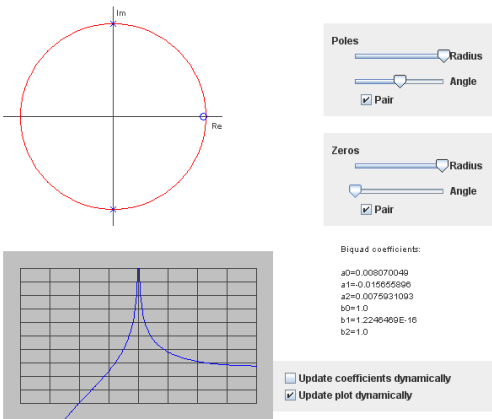
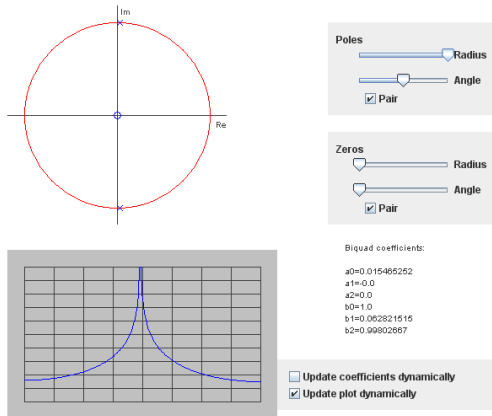
<http://www.earlevel.com/main/2003/02/27/pole-zero-placement/>



- February 2003
- August 2002
- January 1997
- November 1996
- October 1996
- August 1996
- July 1996

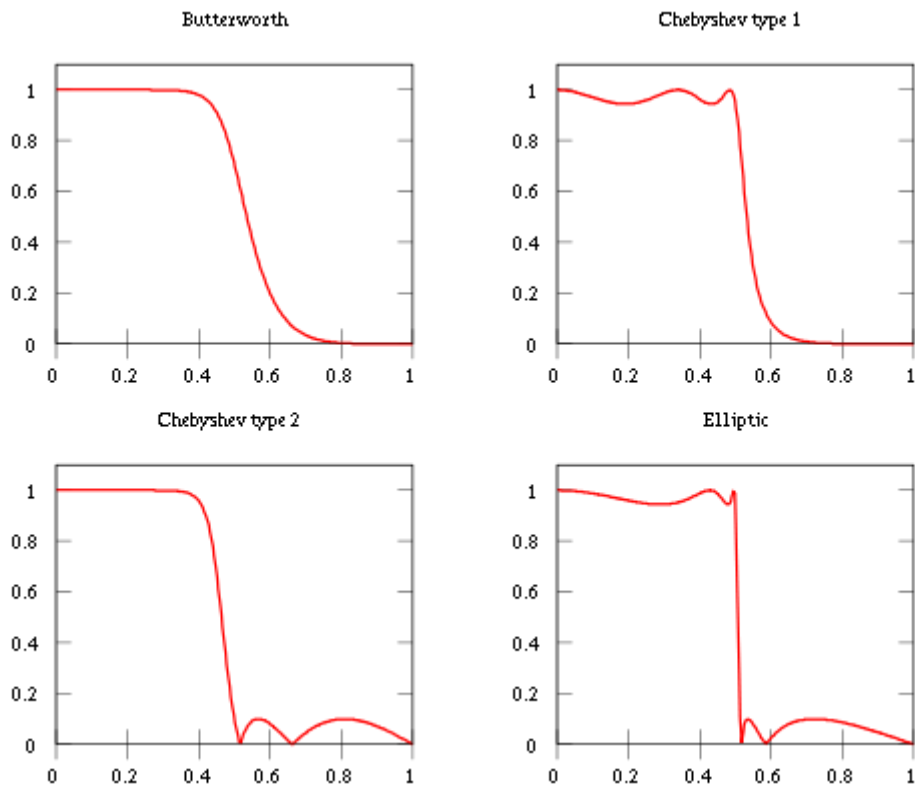
Categories

- Digital Audio (23)
 - Aliasing (6)
 - Convolution (2)
 - Dither (3)
 - Filters (11)
 - FIR Filters (4)
 - IIR Filters (6)
 - Fourier (2)
 - FFT (2)
 - Impulse Response (4)
 - Jitter (2)
 - Phase (2)
 - Reverb (1)
 - Sample Rate Conversion (7)
 - Sampling Theory (1)
- MIDI (2)
- Uncategorized (1)



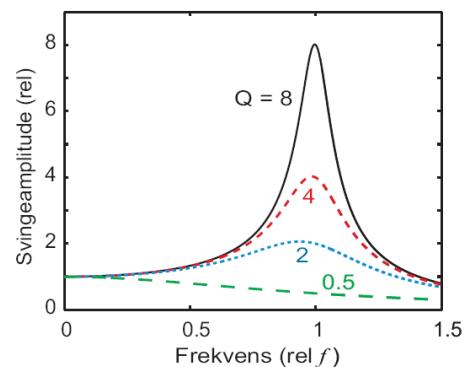
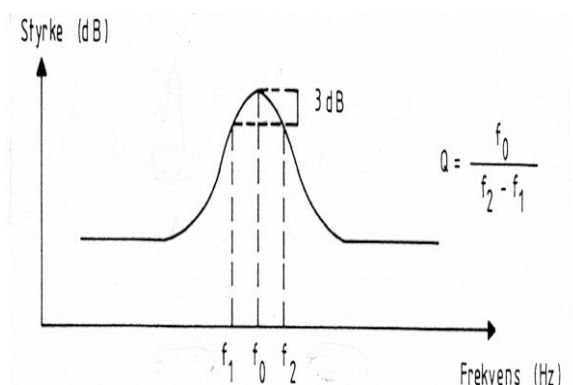
TYPER FILTRE

Here is an image showing the gain of a discrete-time Butterworth filter next to other common filter types. All of these filters are fifth-order.



The Butterworth filter rolls off more slowly around the cutoff frequency than the [Chebyshev filter](#) or the [Elliptic filter](#), but without ripple.

Q-faktor, Båndbredde



Båndbredden ($f_2 - f_1$) til et filter defineres med den såkaldte **Q-verdien**.

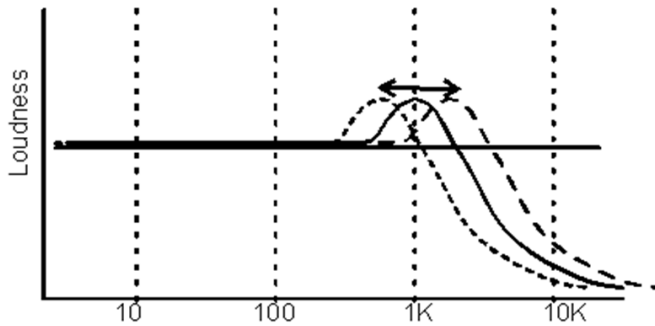
Denne verdien angir **forholdet mellom midtfrekvensen f_0 og frekvensbåndbredden på karakteristikken 3 dB under midtfrekvensen**.

Jo lavere Q-verdien er, desto større blir frekvensbåndbredden

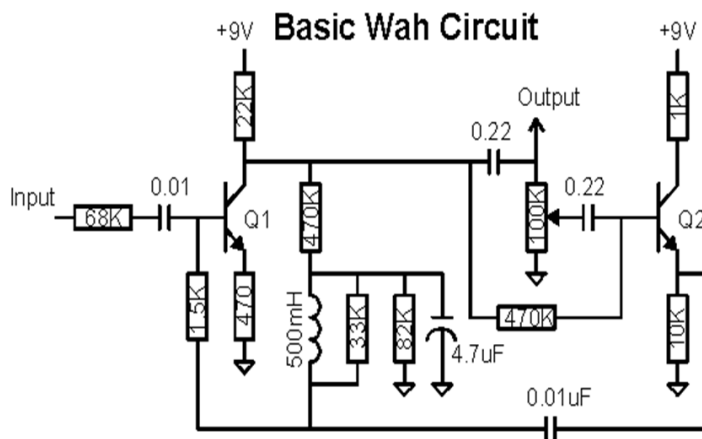
WAH WAH PEDAL

a bandpass filter or an overcoupled lowpass filter that exhibits a resonant peak just at its lowpass rolloff frequency.

Wah Frequency Response



Copyright 1999 R.G. Keen



Copyright 1999 R.G. Keen

FASE-FEIL i FILTRE

Ofte glemmer man fasen når man beskriver et filter. Det kan medføre en del uheldige konsekvenser. I mange tilfelle kan det hende at fasen ikke er lik for alle frekvenser (f.eks at diskanten faktisk kommer litt ”for sent” i forhold til bass/mellomtone).

Slike feil fins i mange ”gode” filtre. Feilen kan reduseres f.eks ved Oversampling.

OVERSAMPLING

Den mest ekstreme form for Oversampling reduserer kvantifisering til AD-converteren helt ned til ***1-bit***. Eksempel på slike AD-convertere er ***Delta-Sigma Modulatorer***, og benytter ekstremt høye sampling rates. Siden dette er mest benyttes for avspillere etc., skal vi ikke gå nærmere inn på dette i dette Kompendium. (Noe info fins i ”The Science of Sound”.)

Når vi oversampler med en faktor L, reduseres Kvantiseringsstøyen med faktor L.

Å sample med dobbel så høy samplingsfrekvens som nødvendig ($L=2$) har tilnærmet samme virkning som å legge til 1 bit, og dermed økes SQNR (Signal-to Quantization error Noise Ratio) med omtrent 6 dB.

Hver gang vi dobler samplingsraten, kan vi derfor fjerne 1 bit fra encoderen. Dette fordi kvantiseringsstøyen jo spres over hele frekvensområdet opp til halvparten av (den nå økte) samplingsraten, slik at halvparten blir fjernet ved filtrering i digital domenet. Den andre fordelene ved oversampling er at vi reduserer kompleksiteten av analoge lavpassfiltre, slik at filterets flanker ikke behøver å være så steile, noe som reduserer faseforvrengning. En ekstrem form for oversampling reduserer kvantifisering for ADC helt ned til 1 bit:

DELTA SIGMA KONVERTER

<http://www.intersil.com/data/an/AN9504.pdf>

<http://www.beis.de/Elektronik/DeltaSigma/DeltaSigma.html>

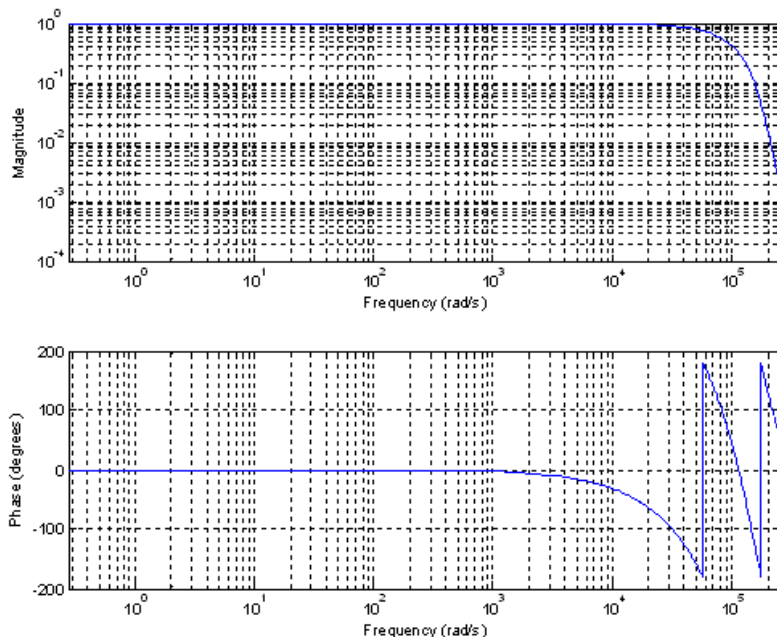
<http://www.tc.umn.edu/~erick205/Papers/paper.html#jitter>

Merk at de neste kurver er angitt med frekvensakse [radianer/s],

dvs $2\pi f$, altså $2\pi \times 14f = ca\ 6,3\pi f$

20kHz blir f.eks. 125600 radianer/s (altså noe over 10^5)

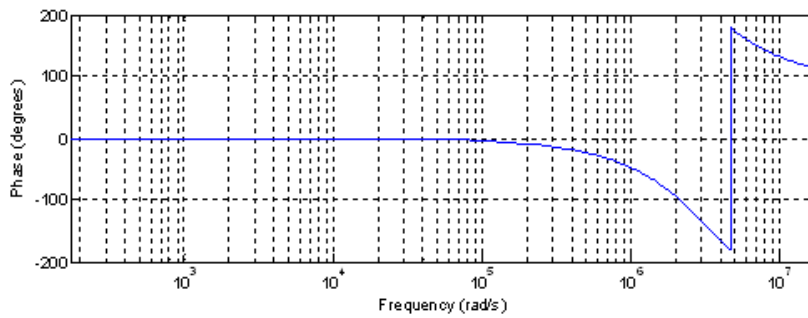
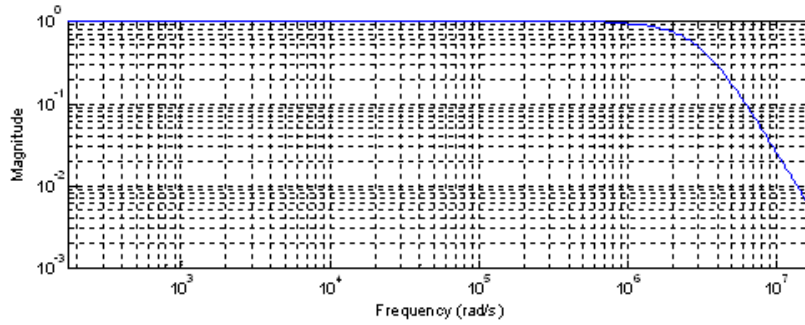
10 th order Bessel lowpass filter. We can see that the filter rolloff is very sharp and the corresponding phase response is nonlinear towards the higher frequencies. Such variations in phase are undesirable in our audio signal.



x-akse til 10^5 radianer,

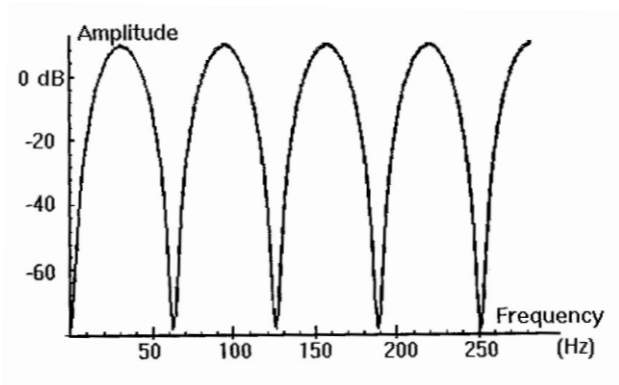
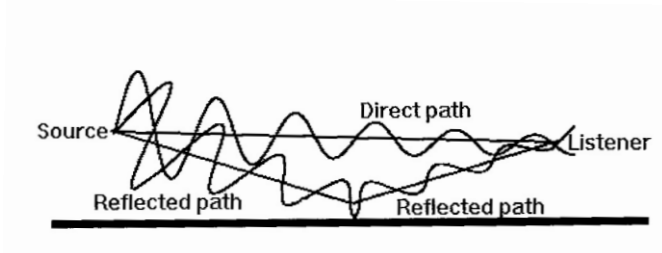
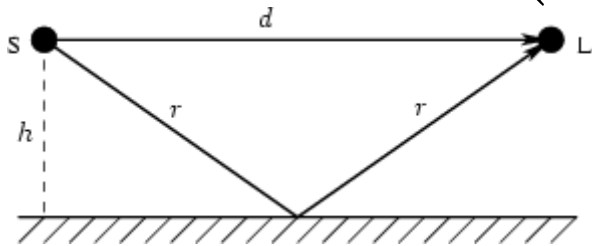
Oversampling 64x

3 rd order Bessel lowpass filter that cuts off well after our audio spectrum. The rolloff is much gentler, but the phase response is notably better. It is linear over almost the entire audio spectrum, which extends from 0 rad/s up to 138 544 rad/s.



x-akse til 10^7 radianer/s

KAM-FILTRE (COMB-FILTERS)

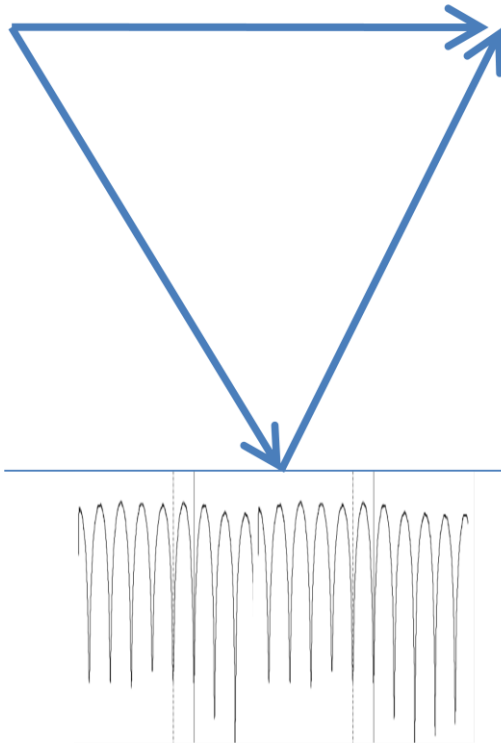


Avstand mellom topper (og mellom bunner) i kamfilteret (Comb-Between-Teeth-Bandwith):

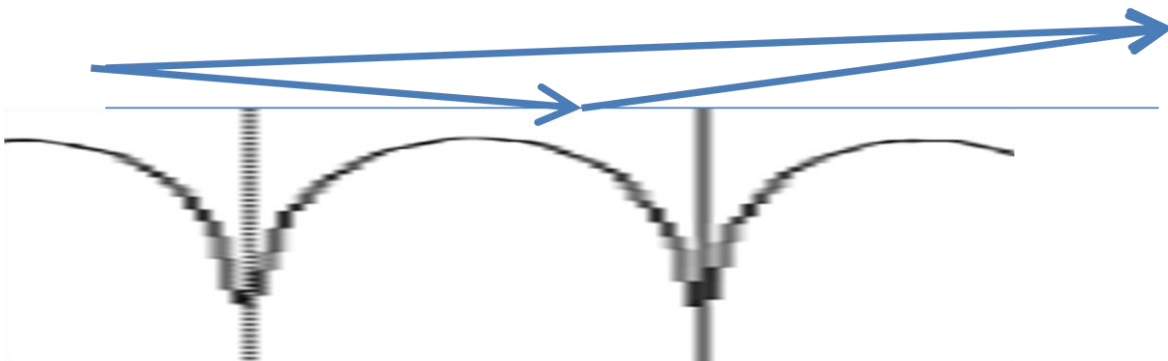
$$\Delta t$$

eks: $\Delta t = 10\text{ms}$ (gangveiforskjell 3,44m) gir $\Delta f = 100\text{Hz}$

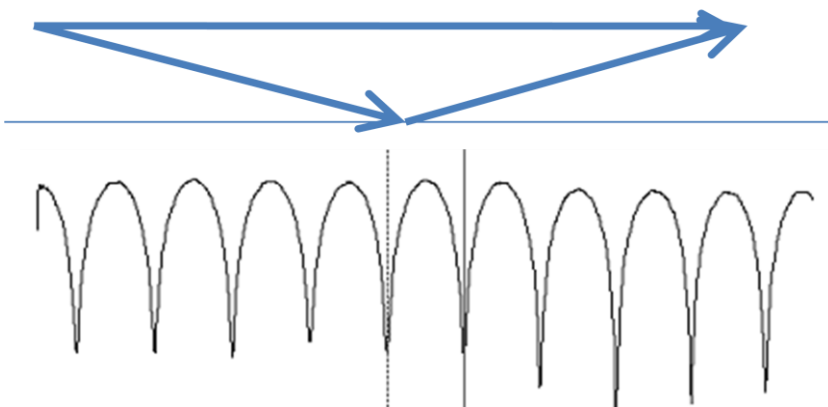
Lang tidsforsinkelse: mange meget trange kamfiltre (høres neppe)



Kort tidsforsinkelse.
Meget brede kamfiltre:
(nesten som enkel tone-kontroll-knapp)

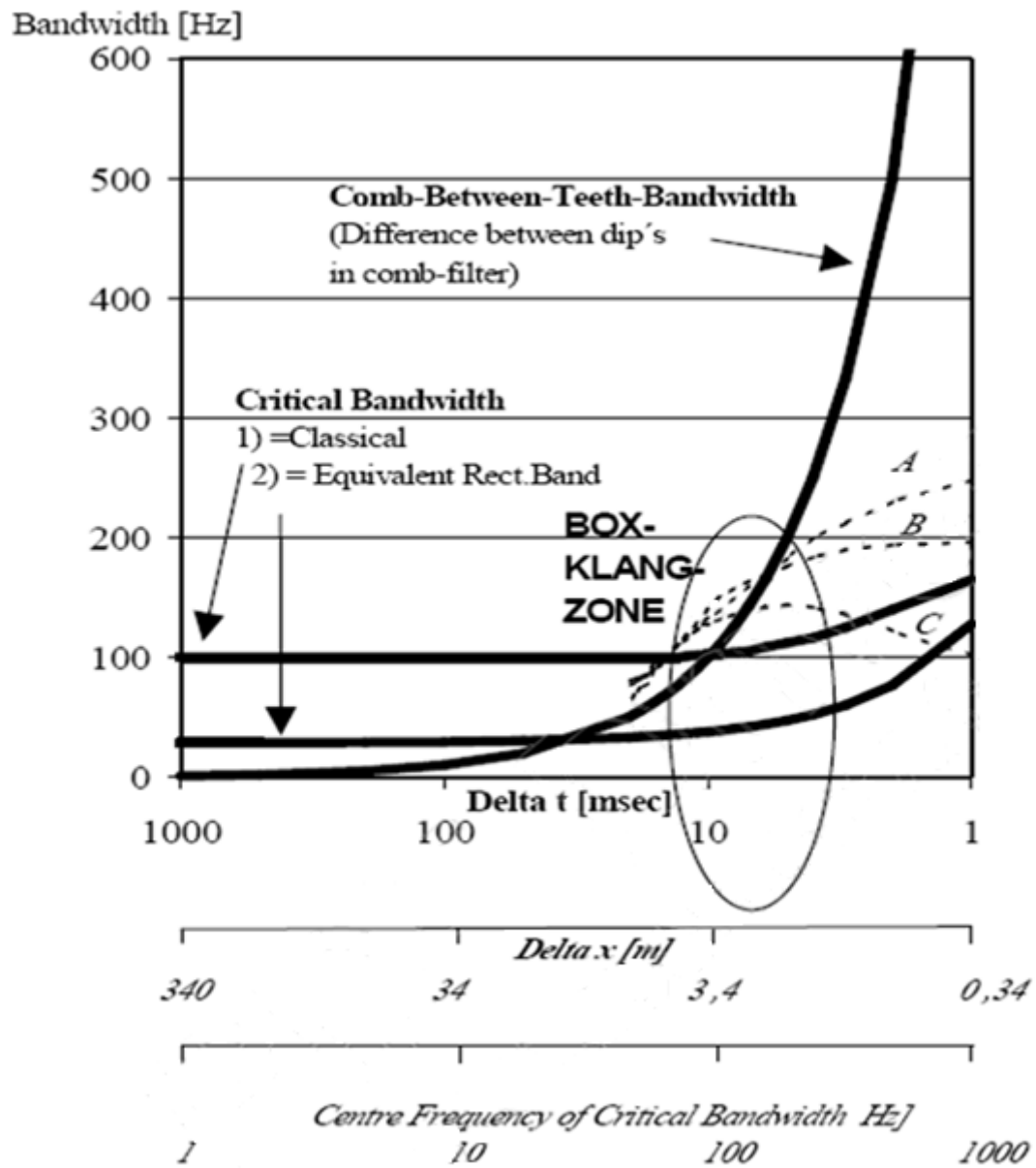


Middels tidsforsinkelse
Eks $\Delta t=10\text{ms}$, $\Delta s= 3,44\text{m}$, $\Delta f=100\text{Hz}$



Kamfilter-Kritisk Båndbredde

(frekvens-oppløsningen i basilærmembranet i indre øret)



FRITTSTÅENDE HØYTTALERE

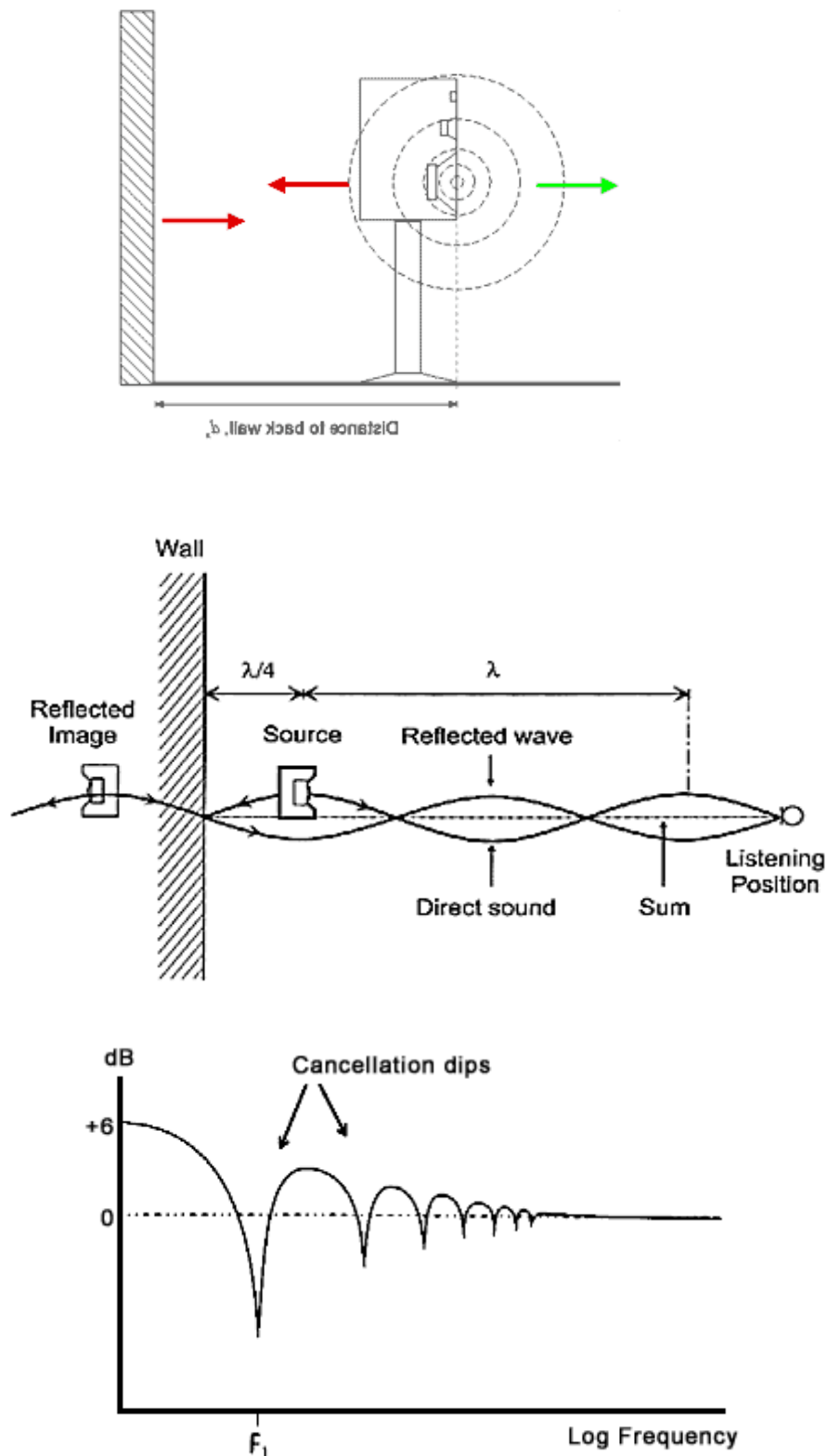
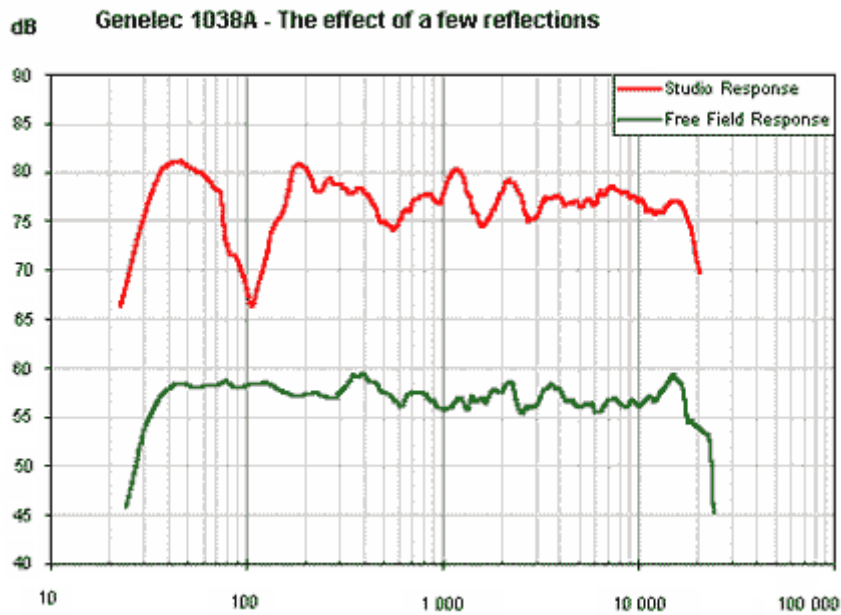


Figure 2. The frequency response dips caused by a wall reflection.

Dette er akkurat samme "kam-filter"-figur som over, men nå med logaritmisk frekvens-skala i stedet for lineær. For å sikre at denne første "dip" kommer lavere enn f.eks. 30Hz, må høyttaleren plasseres mer enn 2,8m fra veggen.

Et typisk eksempel på hvordan rommet påvirker responsen fra høyttaleren:



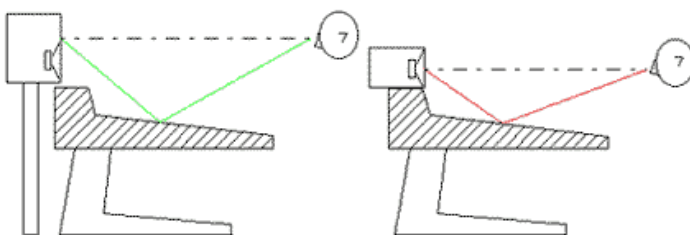
Genelec har tilogmed utgitt et målebånd, som angir "frekvens for første kamfilter-dip" istedet for "meter".

Men det er ikke bare vegger som kan gi uheldige refleksjoner i et lydkontrollrom. Refleksjoner fra Mixe-bord etc. og høye "racks" gir ofte kam-filtre.

Endret retning/plassering av høyttalere kan kanskje gi noe bedring (slik det vises i figurene under fra Genelec),

men er ikke alltid nok til å eliminere denne effekt.

Selv om man sikrer at høyttalere plasseres langt fra reflekterende vegger, er det fremdeles mange flater som kan gi betydelige refleksjoner. (Og jo mer rommet er dempet, jo mer vil slike enkelt-refleksjoner gi merkbare Kam-filtre): Et vanlig problem er refleksjon fra miksebord eller fra andre racks:



http://www.tor.halmrast.no/jsv_coloration.pdf

Julius Smith III Stanford CCRMA

<http://ccrma.stanford.edu/~jos/mdft/>

Med klangfull hilsen!

A handwritten signature in black ink, reading 'Tor Halmrast'. The signature is stylized with a large, sweeping flourish at the beginning and a long horizontal line extending to the right.

Tor Halmrast