

# **Föreläsning 9**

**Signalbehandling i multimedia - ETI265**

## **Kapitel 6**

### **Sampling**

**LTH  
2015**

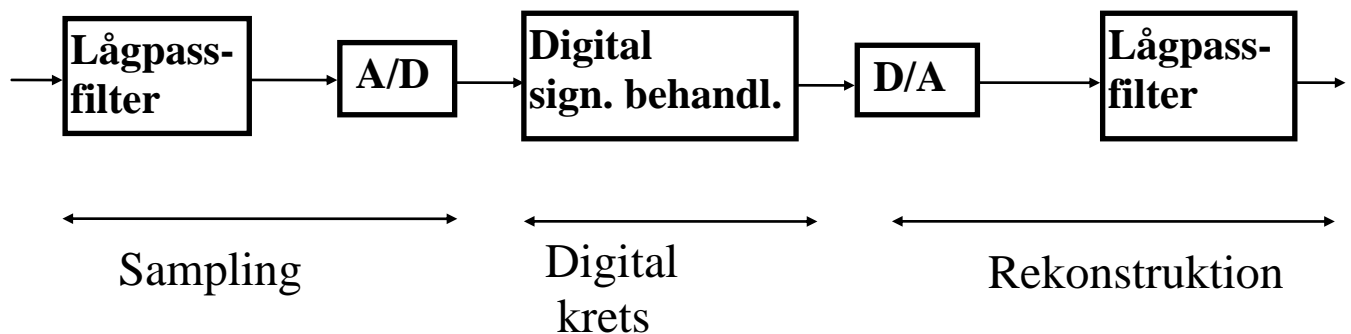
**Nedelko Grbic**  
(mtrl. från Bengt Mandersson)

**Department of Electrical and Information Technology  
Lund University**

## Kapitel 6 Sampling

Vi tittar nu närmare på sampling och speciellt samband mellan spektrum före och efter sampling

### Digital Signalbehandling



Vi ska visa samplingsteoremet och betydelsen av lågpassfiltren vid sampling och rekonstruktion.

Vi avläser en signal eller tar en bild vid i en jämn takt, t ex vid tidpunkterna

$$t = nT = n \frac{1}{F_s}$$

där  $T$  är tidsavståndet mellan avläsningarna (sampelintervall) och  $F_s$  är sampeltakten (sampelfrekvensen, sampling rate)

TV :  $F_s = 50 \text{ bilder / s}$

$T = 20ms$

CD :  $F_s = 44100 \text{ Hz}$

48kHz i studiosammanhang

Telefoni :  $F_s = 8000 \text{ Hz}$

tex GSM

**Känd effekt vid sampling.**

Roterande ekerhjul vid TV/film ser ut att ibland stå stilla eller rotera baklänges. Varför?

## **Sampling.**

**sid 385-386**

**Avläs den kontinuerliga signalen  $F_s$  ggr/s genom att sätta**

$$t=n \frac{1}{F_s}=nT \qquad x(n) = x(t) \Big|_{t=n \frac{1}{F_s}}$$

### **Samplingsteoremet:**

**Avläs minst 2 ggr/period eller med andra ord:**

**Om högsta frekvenskomponenten i  $x(t)$  är  $F_{max}$  så välj  
sampelfrekvensen  $F_s > 2 F_{max}$  och vi kan återskapa  $x(t)$   
exakt**

### Exempel

$$x(t) = \cos(2\pi \underbrace{400}_{F_0} t) \quad F_s = 1000$$

$$\text{ger } x(n) = \cos(2\pi \underbrace{\frac{400}{1000}}_{\frac{F_0}{F_s} = f_0 = 0.4} n) = \cos(2\pi 0.4n)$$

Men vi får också

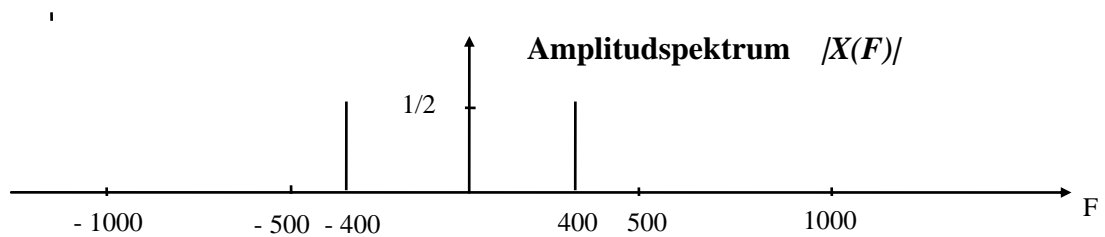
$$\begin{aligned} x(n) &= \cos(2\pi 0.4n) = \cos(2\pi(1+0.4)n) = \\ &= \cos(2\pi(-1+0.4)n) \quad osv \end{aligned}$$

pga att  $n$  heltal

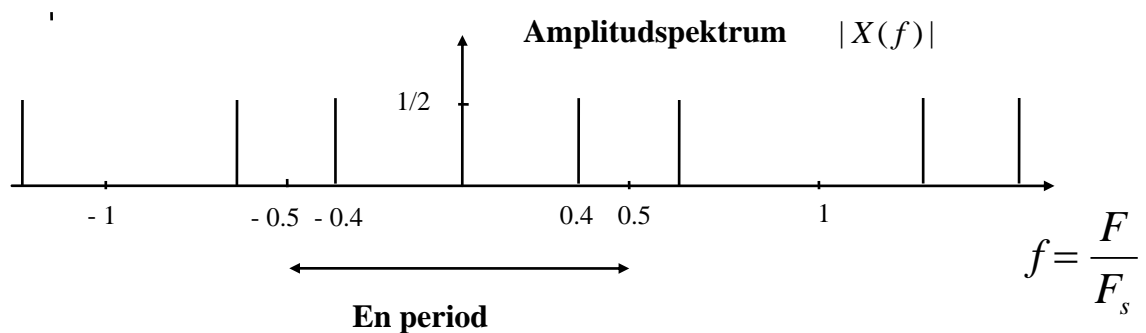
$$\text{Vi får de nya frekvenserna } f_0 = \begin{cases} 0.4 \pm k \\ -0.4 \pm k \end{cases} \quad k \text{ heltal}$$

## Exempel fortsättning

Detta ger spektrum före sampling (analog signalen)



och efter sampling (tidsdiskreta signalen)



**Mycket viktigt:**

Spektrum för en digital signal är periodiskt med perioden  
 $f = 1, \quad \omega = 2\pi$

## Exempel med vinkningsdistorsion

Vi har denna gången en signal med två cosinustermer

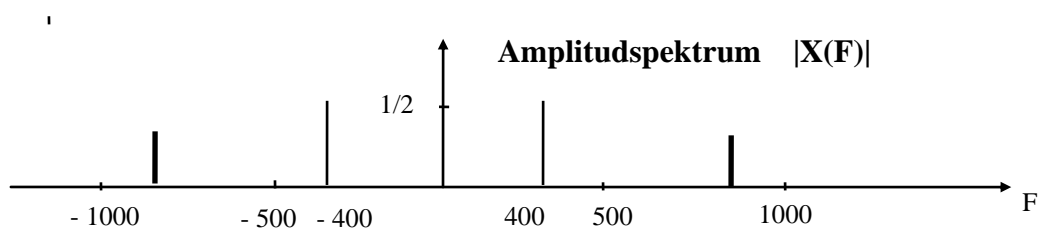
$$x(t) = \cos(2\pi 400t) + 0.5\cos(2\pi 800t), \quad F_s = 1000$$

ger vid sampling

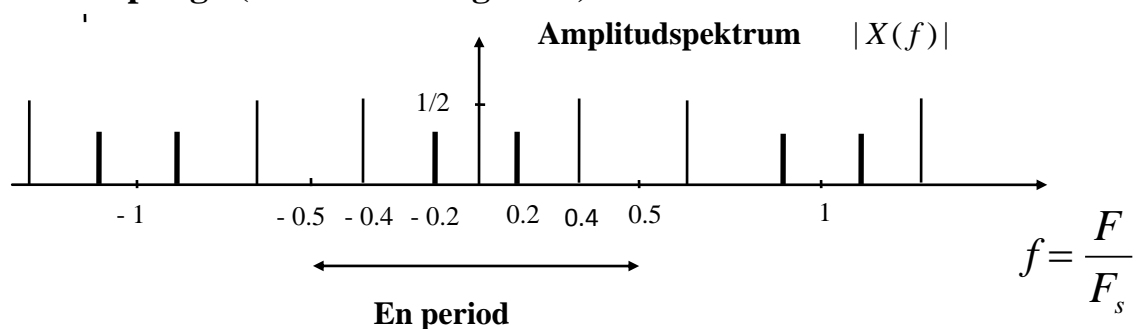
$$x(n) = \cos(2\pi 0.4n) + 0.5 \underbrace{\cos(2\pi 0.8n)}_{\cos(2\pi (-0.2)n)}$$

Vi får på grund av periodiciteten frekvenserna  $\begin{cases} \pm 0.4 \pm k \\ \pm 0.2 \pm k \end{cases} \quad k \text{ heltal}$

Detta ger nu spektrum före sampling (analog signalen)



och efter sampling (tidsdiskreta signalen)



**Vinkningsdistorsion:** Vi har nu en "falsk" frekvens vid  $f = \pm 0.2$  svarande mot  $F = \pm 200 \text{ Hz}$

## Slutsats

Vi ser att vi får alla multiplar av varje frekvensspik,

$$f_i, \quad f_i \pm 1, \quad f_i \pm 2, \quad f_i \pm 3, \dots,$$

dvs

$$f_i \pm k, \quad k \text{ heltal}$$

Detta är en egenskap som gäller generellt för spektrum av tidsdiskreta signaler.

## Viktigt:

Spektrum av en tidsdiskret signaler är periodiskt i frekvensplanet med perioden

$$f = 1 \quad i \text{ frekvens}$$

$$\omega = 2 \pi \quad i \text{ vinkelfrekvens}$$

**För att uttrycka spektrum av en samplad signal formelmässigt tittar vi åter på Fouriertransformen. Om Fouriertransformen existerar kan vi få en enkel formel för spektrum efter sampling. Enligt tidigare är definitionen för Fouriertransform**

$$X(F) = \int_{t=-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi F t} dt$$

**Sätter vi nu**

$$x(n) = x(t) \Big|_{t=n \frac{1}{F_S}}$$

**och byter integral mot summa får vi**

$$X(F) \approx \underbrace{\sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) e^{-j2\pi \frac{F}{F_S} n}}_{X\left(\frac{F}{F_S}\right) = X(f)} \underbrace{\Delta t}_{\frac{1}{F_S}}$$

**dvs**

$$X(f) = F_S \cdot X(F)$$

**Detta gäller därför bara om vi inte får vikningsdistorsion.**



**Tar vi hänsyn till att varje frekvenskomponent i den analoga signalen dyker upp periodiskt enligt tidigare figur kan vi resonera oss till att den slutliga formeln för spektrum av den digitala signalen efter sampling blir**

$$X(f) = F_s \cdot [\dots + X_a(F + F_s) + X_a(F) + X_a(F - F_s) + \dots]$$

$$= F_s \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_a(F - k \cdot F_s)$$

**Detta gäller om fouriertransformerna existerar. Bevis nedan**

Compare the spectrum of the analog signal  $x_a(t)$

$$X_a(F) = \int_{-\infty}^{\infty} x_a(t) e^{-j2\pi Ft} dt \quad (\text{inversely } x_a(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X_a(F) e^{j2\pi Ft} dF)$$

with the spectrum of the discrete-time signal  $x(n)$

$$X(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) e^{-j2\pi fn} \quad (\text{inversely } x(n) = \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} X(f) e^{j2\pi fn} df)$$

Periodic sampling imposes a relationship between  $t$  and  $n$  of

$$t = nT = \frac{n}{F_s} \quad f = \frac{F}{F_s}$$

$x(n) = x_a(nT)$  leads us to

$$\int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} X(f) e^{j2\pi fn} df = \int_{-\infty}^{\infty} X_a(F) e^{j2\pi nF / F_s} dF = \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} \left[ F_s \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_a[(f - k)F_s] \right] e^{j2\pi fn} df$$

and

$$X(f) = F_s \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_a[(f - k)F_s]$$

which implies that  $X(f)$  is a periodic repetition of the analog spectrum.

**Observera att spektrat är oftast en komplex funktion och additionen är en komplex addition. Vi visar med ett exempel nästa sida.**

## Exempel med vikningsdistorsion och fasaddition

Vid vikning av spektra vid sampling får vi en addition av olika delar av det analoga spektrat. Vi måste naturligtvis ta hänsyn till signalernas fas vid denna addition.

Vi har denna gång en signal med en cosinusterm och en sinusterm

$$\begin{aligned}
 x(t) &= \cos(2\pi 400t) + \sin(2\pi 600t) = \\
 &= \frac{1}{2} e^{j2\pi 400t} + \frac{1}{2} e^{-j2\pi 400t} + \underbrace{\frac{1}{2j}}_{0.5 e^{-j\pi/2}} e^{j2\pi 600t} - \underbrace{\frac{1}{2j}}_{0.5 e^{j\pi/2}} e^{-j2\pi 600t}
 \end{aligned}$$

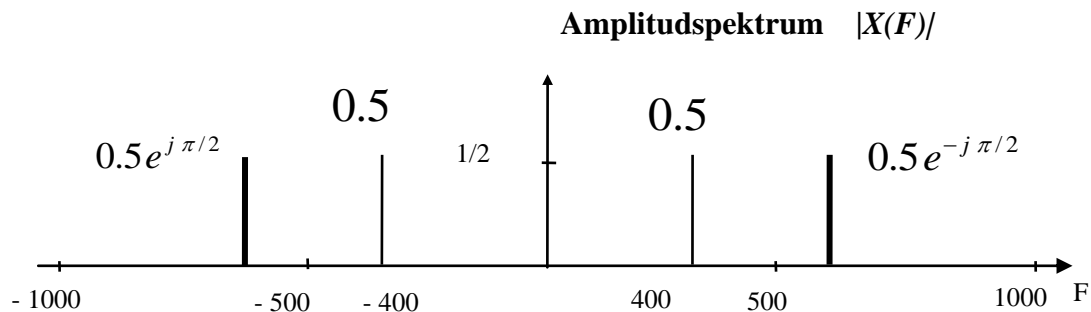
ger vid sampling med ,  $F_s = 1000$

$$\begin{aligned}
 x(n) &= \cos(2\pi 0.4n) + \underbrace{\sin(2\pi 0.6n)}_{\substack{\sin(2\pi(-0.4)n) = \\ = -\sin(2\pi 0.4n)}} \\
 &= \frac{1}{2} e^{j2\pi 0.4n} + \frac{1}{2} e^{-j2\pi 0.4n} - \frac{1}{2j} e^{j2\pi 0.4n} + \frac{1}{2j} e^{-j2\pi 0.4n} = \\
 &= \frac{1}{2} e^{j2\pi 0.4n} + \frac{1}{2} e^{-j2\pi 0.4n} + \underbrace{\frac{1}{2} e^{j\pi/2}}_{\text{komplex amp}} e^{j2\pi 0.4n} + \underbrace{\frac{1}{2} e^{-j\pi/2}}_{\text{komplex amp}} e^{-j2\pi 0.4n}
 \end{aligned}$$

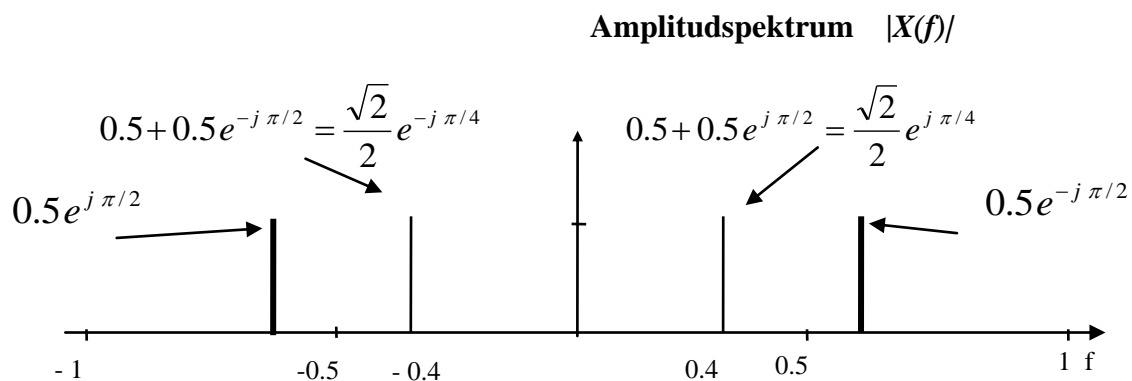
Vi ritar fortfarande beloppet av spektrat men för även in faslägena i figuren.  
(nästa sida)

## Exempel med vinkningsdistorsion och fasaddition, fortsättning

Detta ger nu spektrum före sampling (analog signalen)



och efter sampling (tidsdiskreta signalen)



Vi får alltså

$$\begin{aligned}
 x(n) &= \cos(2\pi 0.4n) + \underbrace{\sin(2\pi 0.6n)}_{\substack{\sin(2\pi(-0.4)n) = \\ = -\sin(2\pi 0.4n)}} \\
 &= \frac{1}{2}e^{j2\pi 0.4n} + \frac{1}{2}e^{-j2\pi 0.4n} + \underbrace{\frac{1}{2}e^{j\pi/2}}_{\text{komplex amp}}e^{j2\pi 0.4n} + \underbrace{\frac{1}{2}e^{-j\pi/2}}_{\text{komplex amp}}e^{-j2\pi 0.4n} = \\
 &= \underbrace{\left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2}e^{j\pi/2}\right)}_{\frac{\sqrt{2}}{2}e^{j\pi/4}}e^{j2\pi 0.4n} + \underbrace{\left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2}e^{-j\pi/2}\right)}_{\frac{\sqrt{2}}{2}e^{-j\pi/4}}e^{-j2\pi 0.4n} = \\
 &= \sqrt{2} \cos(2\pi 0.4n + \pi/4)
 \end{aligned}$$

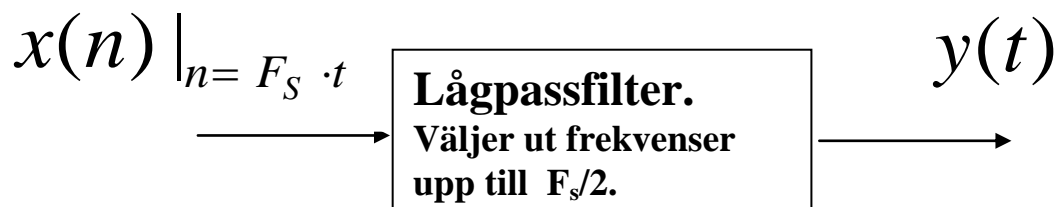
## Hur görs rekonstruktion/DA-omvandling (ideal rekonstruktion)? sid 387-388, 395-397

Vi väljer ut den del av spektrum som finns i frekvensintervallet

$$-0.5 < f < 0.5 \quad -\pi < \omega < \pi$$

$$-\frac{F_s}{2} < F < \frac{F_s}{2} \quad (Hz)$$

med ett lågpassfilter (se formelsamling).



$$Y(F) = \frac{1}{F_s} \cdot X(f), \quad -0.5 < f < 0.5$$
$$-\frac{F_s}{2} < F < \frac{F_s}{2} \quad i \text{ Hz}$$

Detta är en faltning och skrivet i tidsplanet blir detta (se appendix i slutet)

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) \big|_{n=F_s t} \frac{\sin\left(\frac{\pi}{T}(t - nT)\right)}{\frac{\pi}{T}(t - nT)}$$

## Vi tolkar nu rekonstruktionen

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) \big|_{n=F_s t} \frac{\sin(\frac{\pi}{T}(t - nT))}{\frac{\pi}{T}(t - nT)}$$

Här står en faltning med  $g(t)$  där  $g(t)$  kan skrivas

$$g(t) = \frac{\sin(\frac{\pi}{T}t)}{\frac{\pi}{T}t} = T \cdot \underbrace{\frac{\sin(\frac{\pi}{T}t)}{\pi t}}_{\text{Lågpassfilter, } H_{LP}(F), \text{ med förstärkning } 1/T, \text{ brytfrekvens } F_s/2}$$

$$G(F) = T H_{LP}(F)$$

Utsignalens spektrum ges av (faltning övergår i produkt)

$$Y_a(F) = \frac{1}{F_s} X(f) H_{LP}(F)$$

$$-0.5 < f < 0.5, \quad -\frac{F_s}{2} < F < \frac{F_s}{2} \quad i \text{ Hz}$$

Sampelteoremet säger att en signal  $x_a(t)$  kan samplas och sedan rekonstrueras exakt om sampelfrekvensen väljs minst dubbelt så hög som högsta frekvenskomponenten hos signalen.

(sampla minst 2 gånger per period av en sinus)

## Ideal rekonstruktion, Blockschema från FS

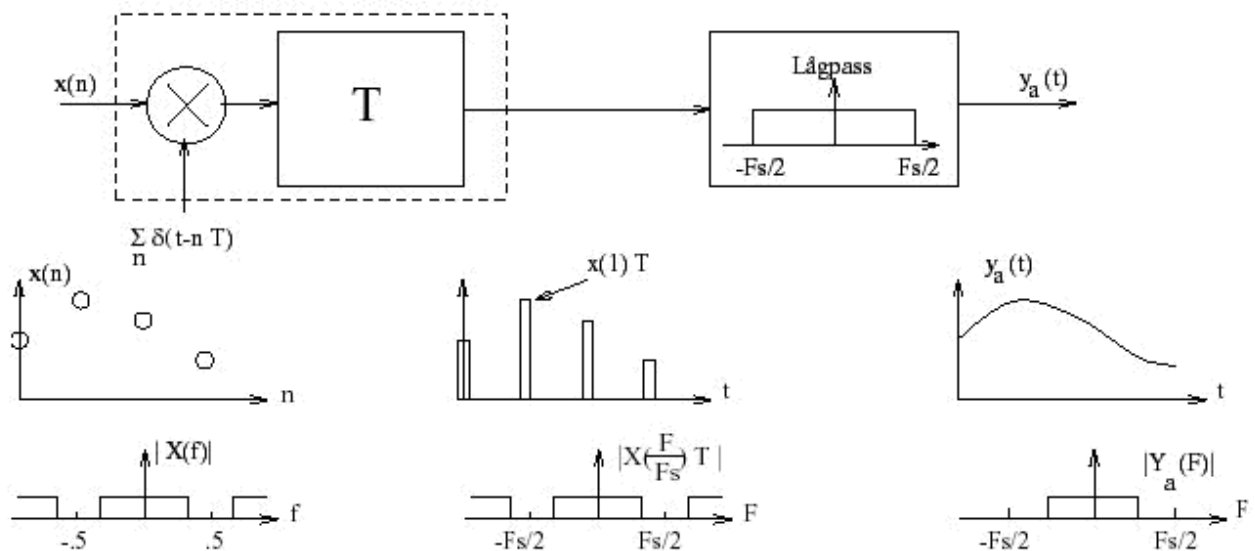
Välj ut en period av  $X(f)$  med hjälp av ett lågpasfilter

$$Y(F) = \frac{1}{F_s} \cdot X(f), \quad -0.5 < f < 0.5$$

$$-\frac{F_s}{2} < F < \frac{F_s}{2} \quad i \text{ Hz}$$

### Blockschema över D/A omvandling

Ideal rekonstruktion



## Rekonstruktion med sample/hold

Vid ideal rekonstruktion blir utsignalens energi låg. Vi kan öka denna genom att bredda pulserna, se figur nästa sida. Pulserna breddas till att motsvara tidsavståndet mellan samplen med en så kallad sample and holdkrets (zero order hold). Vi kan se detta som att vi stoppar in en krets med ett rektangulärt impulssvar. Resultatet blir att utsignalens spektrum nu också ska multipliceras med detta impulssvars spektrum.

Vi får

$$h_{SH}(t) = \begin{cases} 1 & \text{för } 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{för övrigt} \end{cases}$$

Dess fouriertransform är

$$H_{SH}(F) = T \frac{\sin \pi FT}{\pi FT} e^{-j 2 \pi F \frac{T}{2}}$$

Utsignalens spektrum ges nu av

$$Y_a(F) = X(f) H_{SH}(F) H_{LP}(F)$$

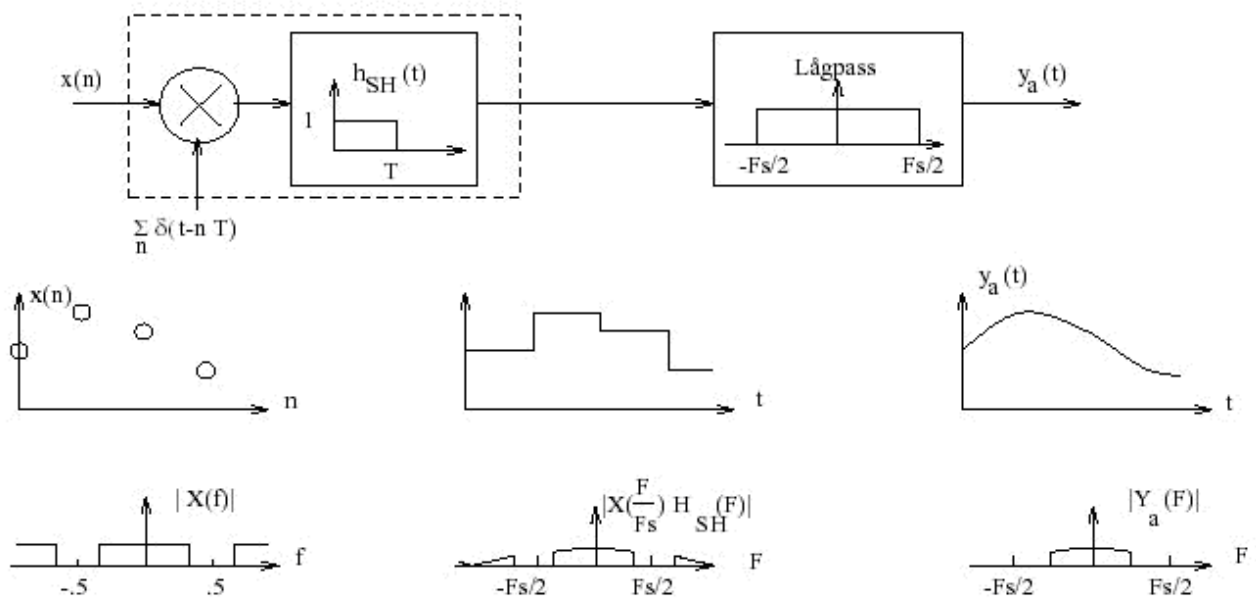
med

$$f = \frac{F}{F_s}$$

Vi inför alltså ett fel. Felet är noll för  $F=0$  och  $\sin(\pi/2)/\pi/2 = 0.64$  för  $F=F_s/2$ .

## Vi får nytt blockschemat (från FS)

### Rekonstruktion med sample-and-hold





## Exempel på filter vid D/A

Enligt tidigare ges utsignalens spektrum av

$$Y_a(F) = X(f) \underbrace{H_{SH}(F) H_{LP}(F)}_{H_{total}(F)}$$

Det totala analoga filtret ges av

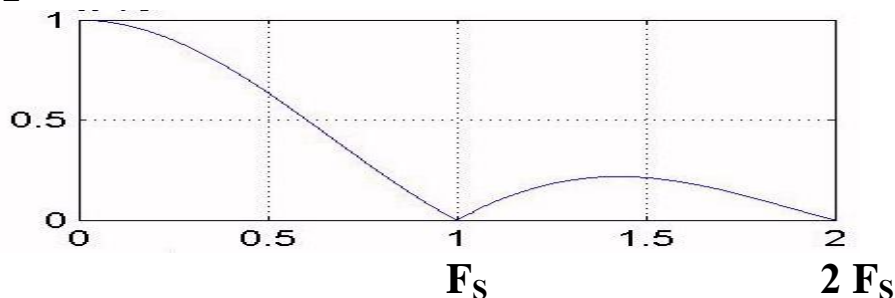
$$H_{total}(F) = H_{SH}(F) H_{LP}(F)$$

med

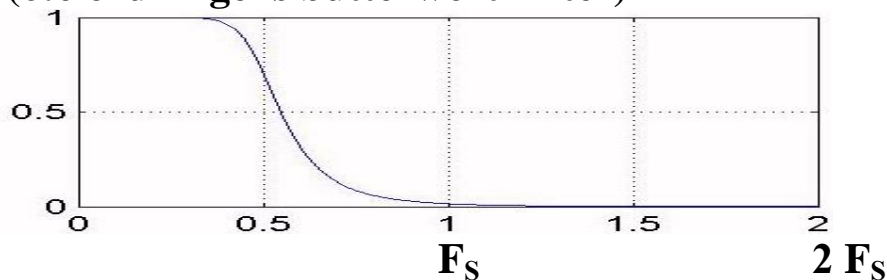
$$H_{SH}(F) = T \frac{\sin \pi F T}{\pi F T} e^{-j 2 \pi F \frac{T}{2}}$$

## Exempel på filter vid D/A:

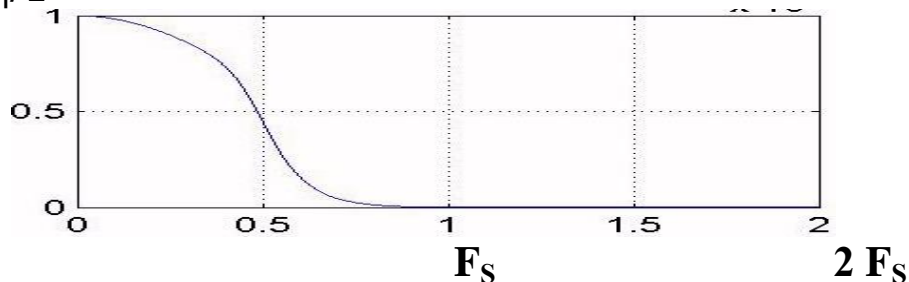
$|H_{SH}(F)|/T$



$|H_{LP}(F)|$  (6:e ordningens butterworthfilter)



$|H_{total}(F)|/T$



## Exempel (Interpolering/uppsampling)

**Givet:**  $x(n) = \sin(2\pi f_0 n) = \{\dots x(-1) x(0) x(1) x(2) \dots\}$   
med  $f_0 = 0.4$

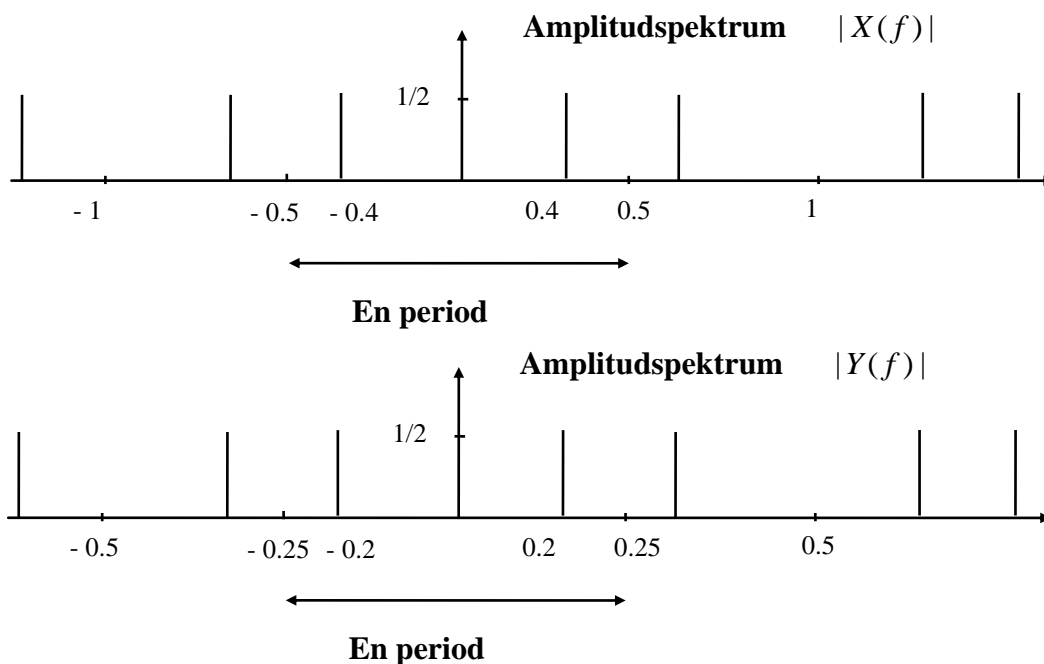
**Sök:** Bilda  $y(n) = \{\dots x(-1) 0 x(0) 0 x(1) 0 x(2) \dots\}$   
och sök  $Y(f)$ . Vi stoppar alltså en nolla mellan varje x-värde.

**Lösning:** Utgå från def av fouriertransform.

$$y(n) = \begin{cases} x(n/2), & n = 0, \pm 2, \pm 4, \dots \\ 0 & \text{För övrigt} \end{cases} \Rightarrow$$

$$Y(f) = \sum_n y(n) e^{-j2\pi f n} = \{sätt n' = n/2, n = 2n'\} = \sum_{n'} x(n') e^{-j2\pi f 2n'} = X(2f)$$

Vi får en omskalning av -x-axeln. En period av  $Y(f)$  är 2 perioder av  $X(f)$ .



dvs vi får

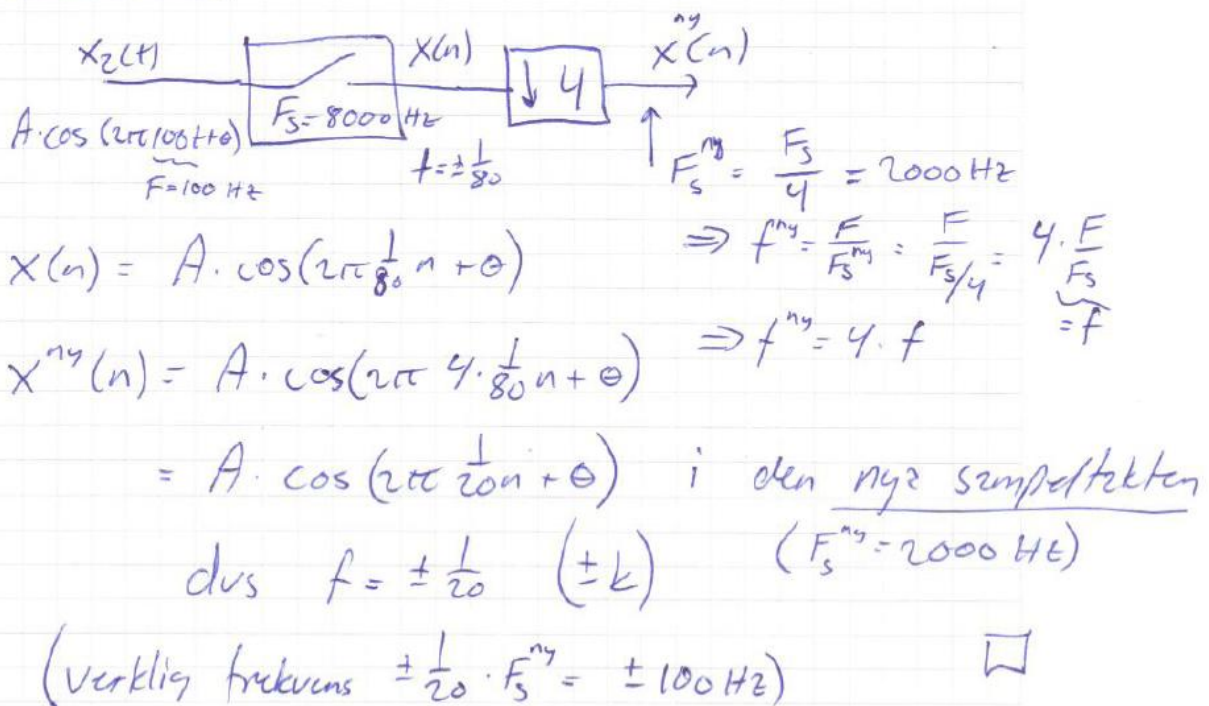
$$y(n) = \sin(2\pi 0.2n) + \sin(2\pi 0.3n)$$

Decimering (dvs reducerar sampeltakten med en faktor  $D$ )

$$y(n) = x(Dn)$$

$$Y(f) = \sum_n x(n') e^{-j2\pi f / Dn'} = X(f/D) \quad , n' = Dn$$

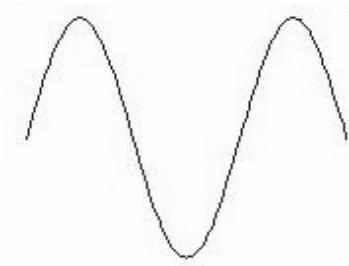
Ex förh.:



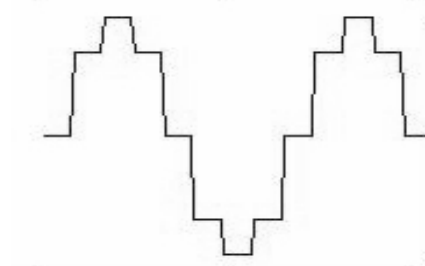
## Kvantiseringsfel vid A/D-omvandling)

sid 403-408

### Kvantiseringseffekt



analog signal



kvantiserad signal

$$x_a(t) = A \sin(\Omega_0 t)$$

Använd  $b$  bitars upplösning vid kvantiseringen ger

antal nivåer  $2^b$

maximal amplitud  $A$

maximal utstyrning  $2A$

Kvantiseringssteg  $\Delta = \frac{2A}{2^b}$

### Kvantiseringseffekt

$$P_q = \frac{\Delta^2}{12}, \quad (\text{varians av rektangelfördelning})$$

### Signaleffekt

$$P_s = \frac{A^2}{2} \quad (\text{sinussignal med amplitud } A)$$

$$SQNR(dB) = 10 \log \frac{P_s}{P_q} = 1.76 + 6b \approx 6 \times \text{antalet bitar}$$

## Appendix kap 6

### Beräkning av spektrum efter sampling

Definition av sampling är

$$x_a(t) \big|_{t=nT=n/F_T} \equiv x[n] \quad f = \frac{F}{F_T}$$

**Vi söker nu samband mellan fouriertransformerna för VL och HL. Skriv nu om både vänster och höger led som respektive inverstransform**

$$\int_{F=-\infty}^{\infty} X_a(F) e^{j2\pi F \frac{n}{F_T}} dF = \int_{f=-1/2}^{1/2} X(e^{j2\pi f}) e^{j2\pi f n} df$$

$$\int_{F=-\infty}^{\infty} X_a(F) e^{j2\pi F \frac{n}{F_T}} dF = \int_{F=-F_T/2}^{F_T/2} X(e^{j2\pi F/F_T}) e^{j2\pi \frac{F}{F_T} n} \frac{dF}{F_T}$$

$$\int_{F=-\infty}^{\infty} X_a(F) e^{j2\pi F \frac{n}{F_T}} dF = \frac{1}{F_T} \int_{F=-F_T/2}^{F_T/2} X(e^{j2\pi F/F_T}) e^{j2\pi \frac{F}{F_T} n} dF$$

**Det som nu skiljer mellan VL och HL är integrationsgränserna. Vi tittar på två fall.**

**Beteckning**  $X(e^{j2\pi f}) = X(f)$

## Fall 1: Ej vikning:

Vi undersöker först fallet med frekvensbegränsad signal

Antag frekvensbegränsad signal

$$X_a(F) = 0 \quad \text{för } |F| \geq \frac{F_T}{2}$$

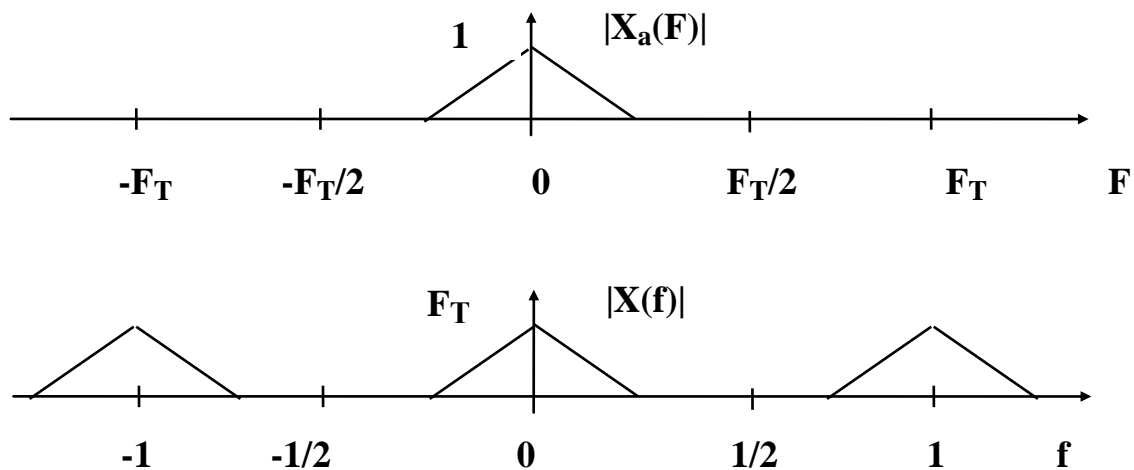
Detta ger samma integrationsgränser i VL och HL, dvs

$$\int_{F=-F_T/2}^{F_T/2} X_a(F) e^{j2\pi F \frac{n}{F_T}} dF = \frac{1}{F_T} \int_{F=-F_T/2}^{F_T/2} X(e^{j2\pi F / F_T}) e^{j2\pi \frac{F}{F_T} n} dF$$

och identifiering ger sambandet

$$X(e^{j2\pi f}) = X(e^{j2\pi F / F_T}) = F_T X_a(F) \quad |F| \leq \frac{F_T}{2}$$

## Exempel



## Fall 2: Vikning.

Nu är inte signalen frekvensbegränsad.

Dvs, nu är

$$X_a(F) \neq 0 \quad \text{för } |F| \geq \frac{F_T}{2}$$

Integrationen i VL sträcker sig från  $F = -\infty$  till  $F = \infty$ .

Vi delar upp detta i summa av delintervall

$$F = -F_T/2 \quad \text{till} \quad F = F_T/2$$

$$\int_{F=-\infty}^{\infty} X_a(F) e^{j2\pi F \frac{n}{F_T}} dF = \frac{1}{F_T} \int_{F=-F_T/2}^{F_T/2} X(e^{j2\pi F/F_T}) e^{j2\pi \frac{F}{F_T} n} dF$$

Skriv VL som summa av delintervall

$$\begin{aligned} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \int_{F=-F_T/2}^{F_T/2} X_a(F - k F_T) e^{j2\pi(F - k F_T) \frac{n}{F_T}} dF &= \frac{1}{F_T} \int_{F=-F_T/2}^{F_T/2} X(e^{j2\pi F/F_T}) e^{j2\pi \frac{F}{F_T} n} dF \\ \int_{F=-F_T/2}^{F_T/2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_a(F - k F_T) e^{j2\pi F \frac{n}{F_T}} dF &= \frac{1}{F_T} \int_{F=-F_T/2}^{F_T/2} X(e^{j2\pi F/F_T}) e^{j2\pi \frac{F}{F_T} n} dF \end{aligned}$$

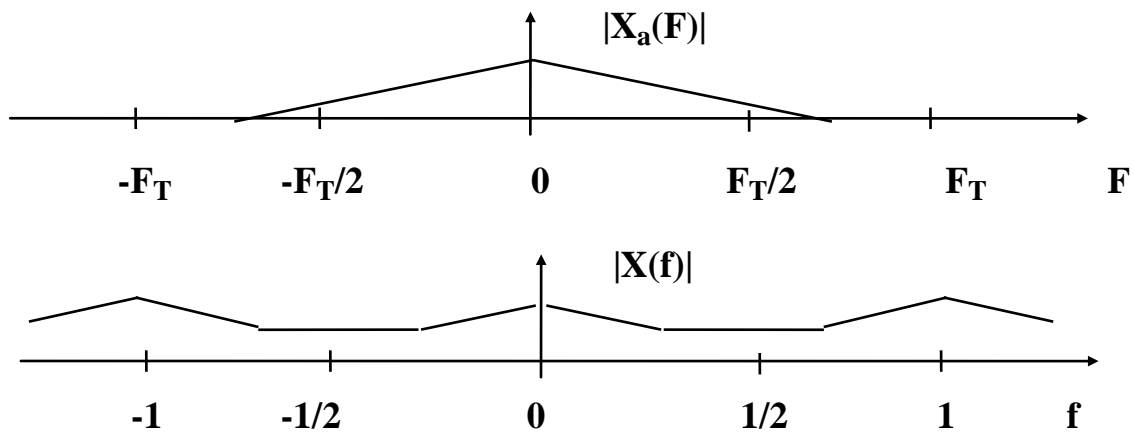
och identifiering ger

$$X(e^{j2\pi f}) = X(e^{j2\pi F/F_T}) = F_T \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_a(F - K F_T)$$

**dvs**

$$X(e^{j2\pi f}) = F_T \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_a(F - k F_T) =$$

$$= F_T ( \cdots X_a(F + F_T) + X_a(F) + X_a(F - F_T) \cdots )$$



När  $X_a(F) \neq 0$  för  $|F| \geq \frac{F_T}{2}$  kommer termerna i summan att överlappa varandra och vi får så kallad vinkningsdistorsion. Enda sättet att undvika detta är att före samplingen filtrera bort dessa frekvenser.



## Ideal rekonstruktion, hur ser det ut matematiskt?

Välj ut en period av  $X(e^{j2\pi f})$  och beräkna inverstransformen.

$$Y_a(F) \equiv \begin{cases} \frac{1}{F_T} X(e^{j2\pi \frac{F}{F_T}}) & |F| \leq \frac{F_T}{2} \\ 0 & |F| > \frac{F_T}{2} \end{cases}$$

Inverstransform ger

$$y_a(t) = \int_{F=-F_T/2}^{F_T/2} X_a(F) e^{j2\pi F t} dF = \int_{F=-F_T/2}^{F_T/2} \frac{1}{F_T} X(e^{j2\pi \frac{F}{F_T}}) e^{j2\pi F t} dF =$$

$$= \int_{F=-F_T/2}^{F_T/2} \frac{1}{F_T} \sum_n x(n) e^{-j2\pi F/F_T n} e^{j2\pi F t} dF =$$

$$= \frac{1}{F_T} \sum_n x(n) \int_{F=-F_T/2}^{F_T/2} e^{j2\pi F (t - n \frac{1}{F_T})} dF =$$

$$= \frac{1}{F_T} \sum_n x[n] \frac{\sin \pi F_T (t - n \frac{1}{F_T})}{\pi (t - n \frac{1}{F_T})} = \sum_n x[n] T \frac{\sin \frac{\pi}{T} (t - nT)}{\pi (t - nT)}$$

## Analoga filter (för kännedom)

**Analoga filter** behövs före sampling och vid rekonstruktion. Analoga filter ingår inte i denna kurs men vi ger amplitudspektrum för en vanligt förekommande analog filtertyp.

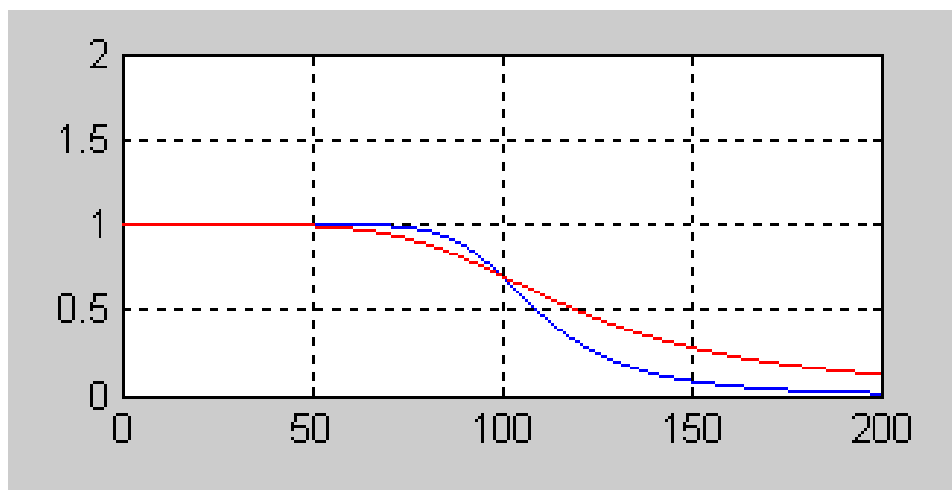
Filtren är definierade genom dess amplitudspektra. Ett antal filtertyper finns i Matlab. Vill vi bygga analoga filter hänvisar vi till IC-tillverkarnas beskrivning av komponentval för olika gradtal och filtertyper.

En mycket vanlig typ av analogt filter är Butterworthfiltret. Ett N:te ordningens lågpass Butterworthfilter är definierat av

$$|H(F)|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{2\pi F}{2\pi F_c}\right)^{2N}}$$

där  $F_c$  är filtrets gränsfrekvens (-3 dB).

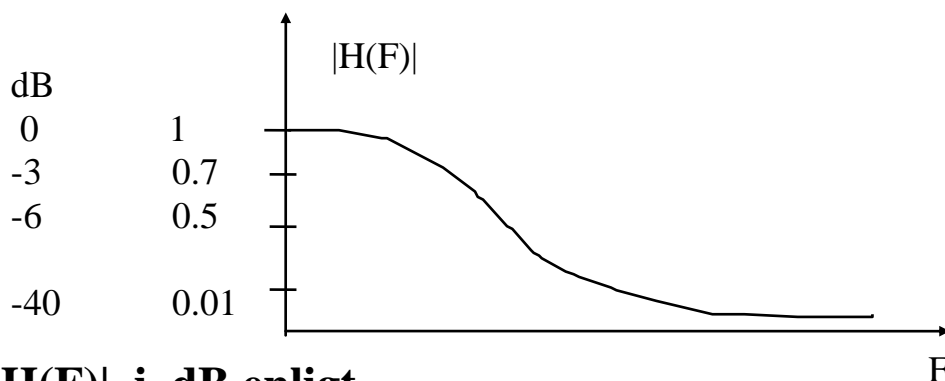
**Exempel: Butterworthfilter av grad N=3 och N=6, gränsfrekvens 100 Hz**



## LITE REPETITION AV DECIBEL

**Vi använder ofta sorten decibel. Decibel är definierad som effektförstärkning enligt**

**Definition**  $10 \log \frac{U_{effekt}}{I_{effekt}} \text{ dB}$



**Vi får då  $|H(F)|$  i dB enligt**

$$10 \log |H(F)|^2 = 20 \log |H(F)|$$

$$20 \log 1 = 0 \text{ dB}$$

$$20 \log \frac{1}{\sqrt{2}} = -10 \log 2 = -10 \cdot 0.3 = -3 \text{ dB}$$

$$20 \log \frac{1}{2} = -20 \log 2 = -6 \text{ dB}$$

$$20 \log 0.01 = -20 \cdot 2 = -40 \text{ dB}$$

**Omräkning: x gånger y i dB**

$$20 \log x = y \quad \Leftrightarrow \quad x = 10^{\frac{y}{20}}$$

## **Läsanvisningar kap 6**

### **Sampling och D/A.**

**Boken: Sampling sid 385-386**

**Figurer sid 388 och 391**

**Kvantisering sid 403-408**

**Rekonstruktion sid 387-388, 395-397**  
**avsnitt 6.4, 6.5 och 6.6 ingår ej**