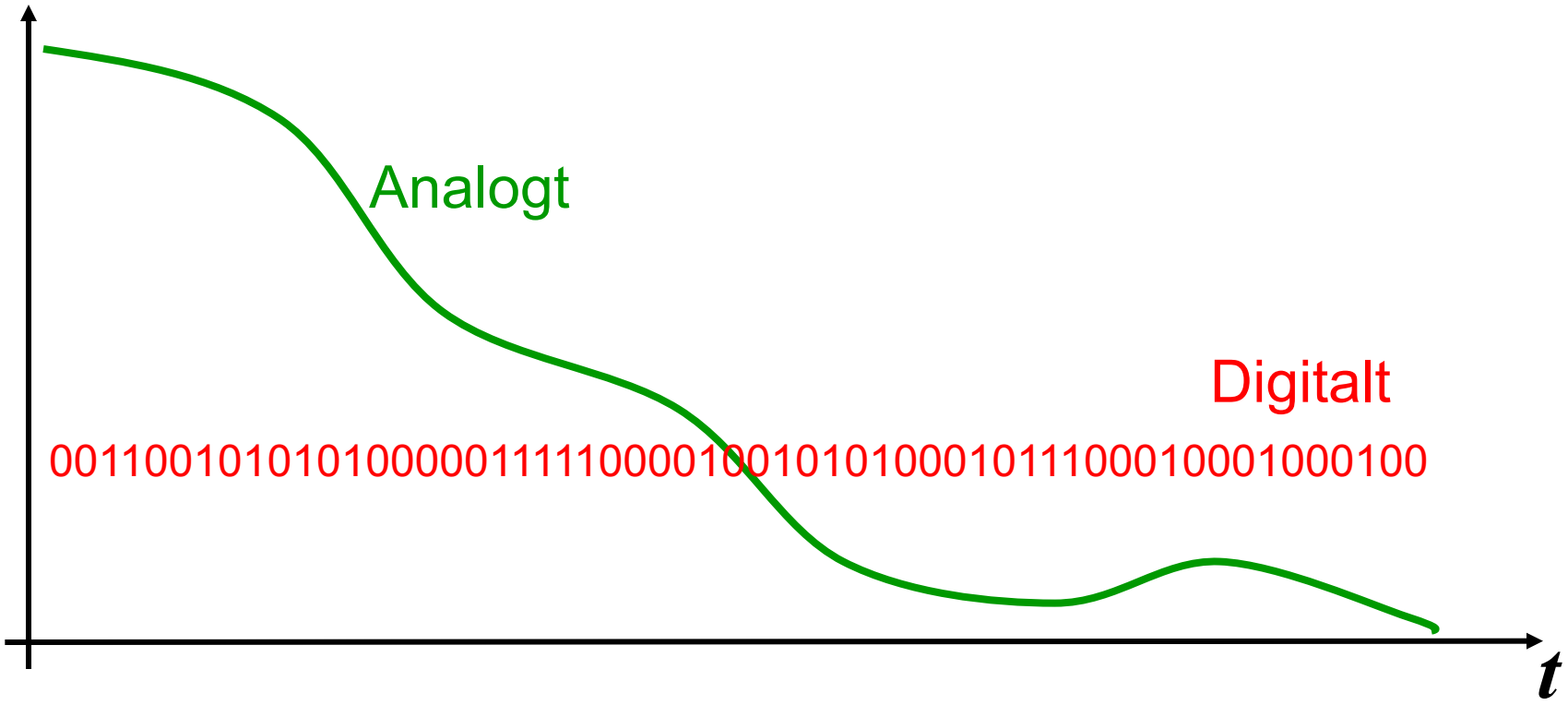
Dataomvandlare

Johan Wernehag
Institutionen för elektro- och informationsteknik
Lunds universitet

Översikt

- Analoga och digitala signaler
- Nyquistteorem
- Kvantiseringsfel i analog-till-digital omvandling
- Digital-till-analog (DA) omvandlare
- AD-omvandlare

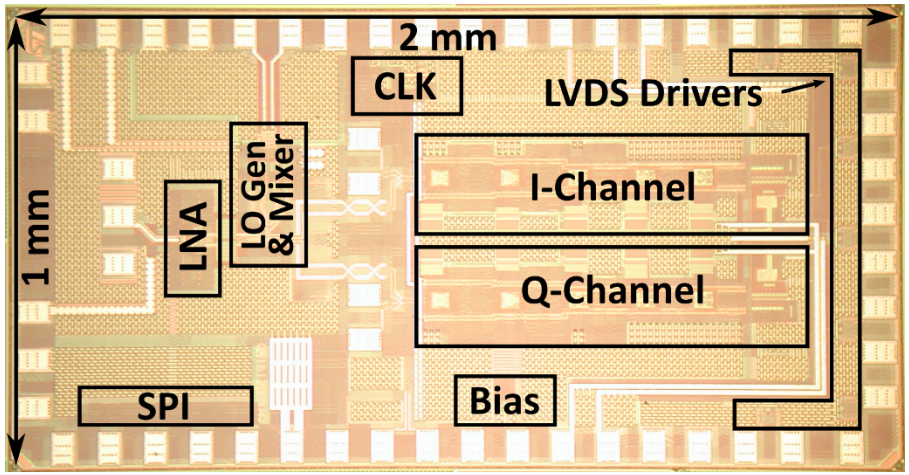
Analoga och digitala signaler



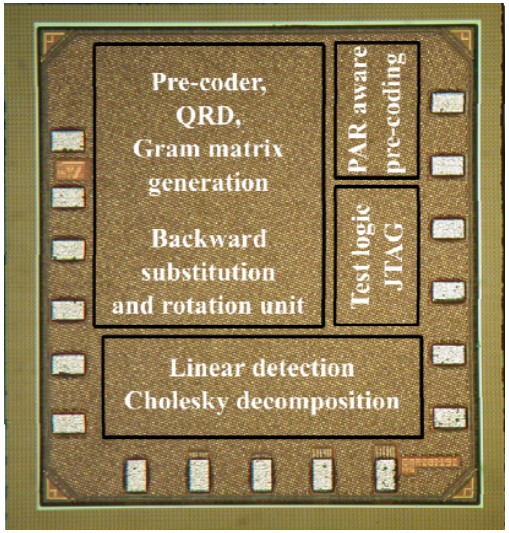
Analogt kontra digitalt

Analogt:

- få komponenter
- höga frekvenser
  ”verkliga” signaler



EIT, JSSC 2016

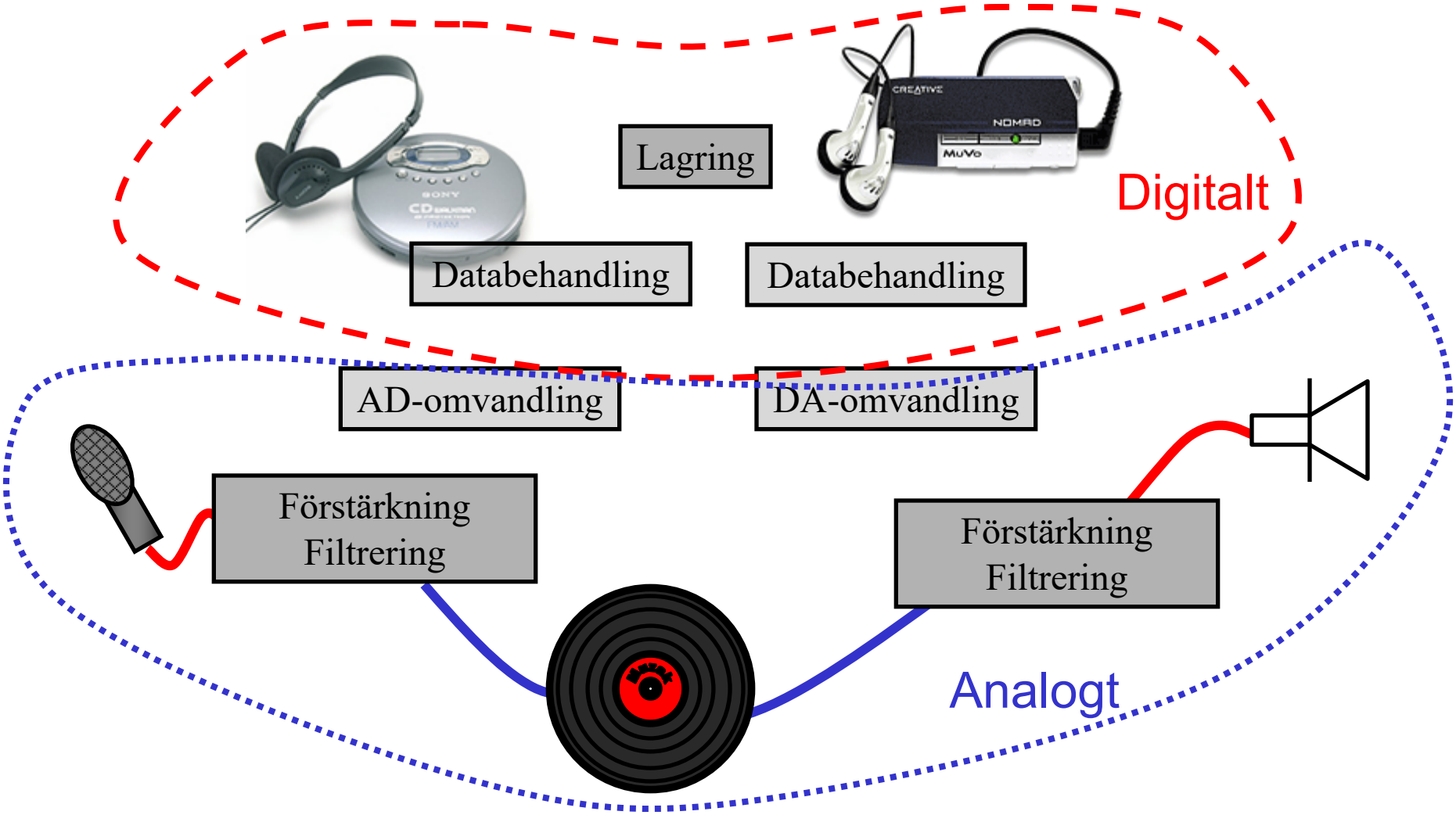


EIT, ISSCC 2017

Digitalt

- Hög precision
- Komplexare algoritmer
- Lagringskapacitet

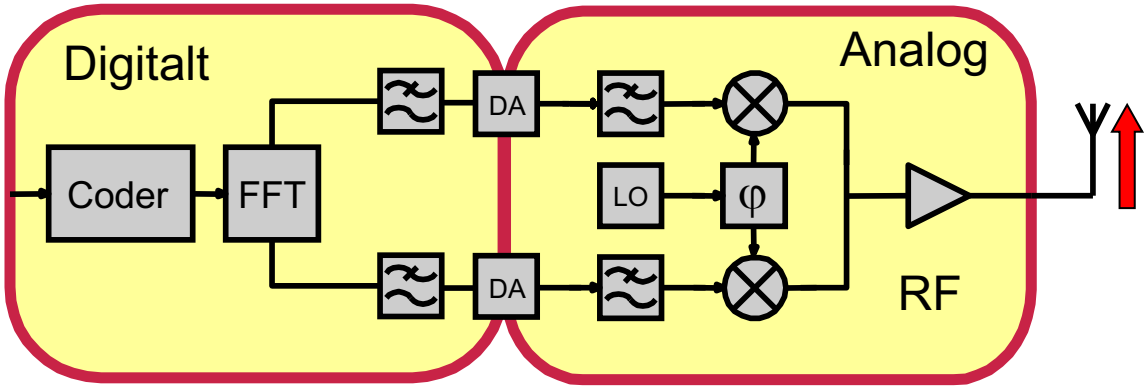
Exempel: audiosystem



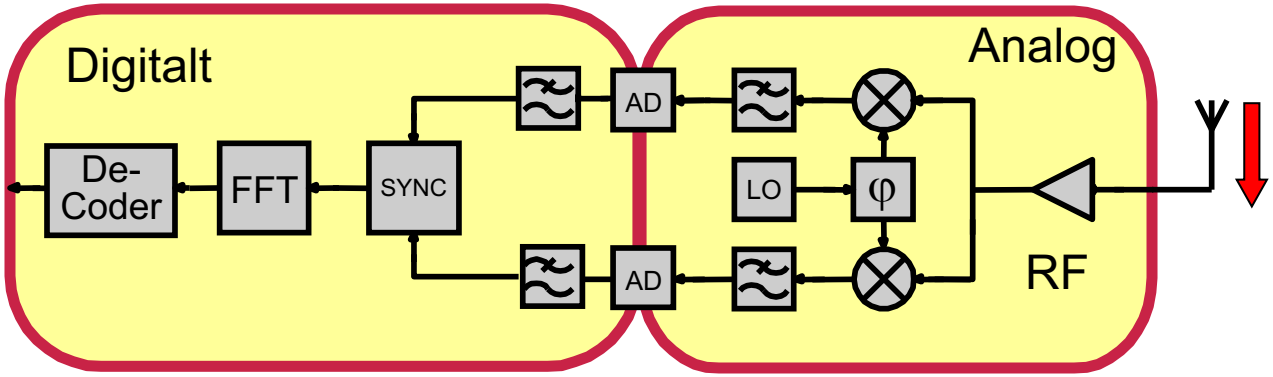
Exempel – modern radio

Trenden idag är att flytta gränssnittet mellan A och D så nära antennen som möjligt, eftersom D är enkelt, A är svårt

Radiosändare

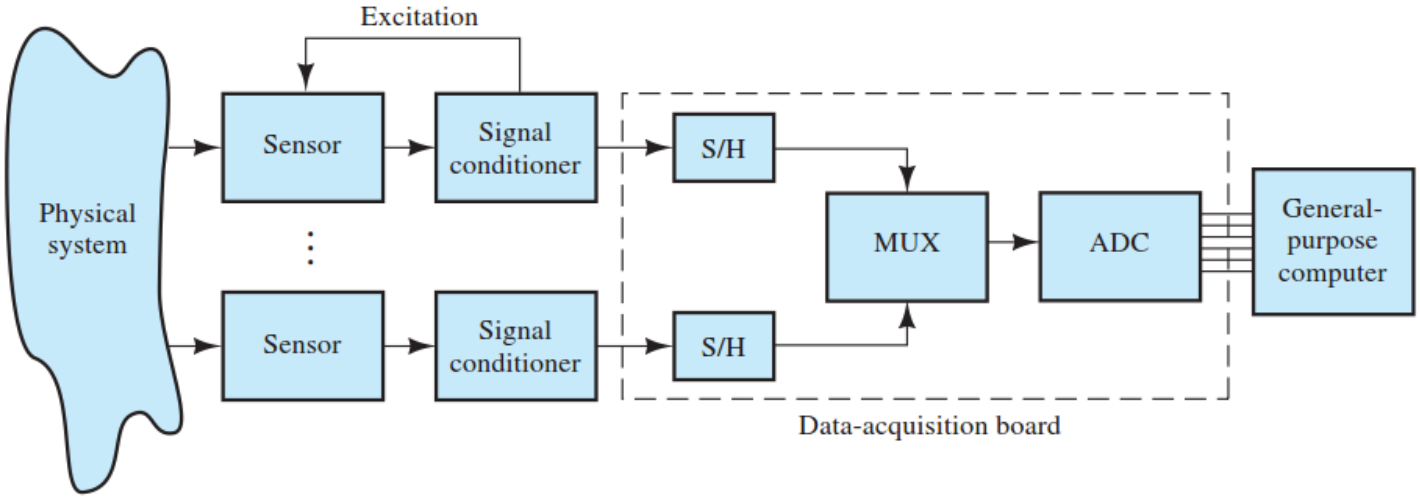


Radiomottagare



Sensorsystem

Man går över till digital signalbehandling så fort som möjligt, eftersom den är både enklare, mer allmän och mer kraftfull



Binära talsystem – tal med bas 2

Most Significant Bit (MSB)

Least Significant Bit (LSB, minsta förändringen)

2^2	2^1	2^0	
0	0	0	(0)
0	0	1	(1)
0	1	0	(2)
0	1	1	(3)
1	0	0	(4)
1	0	1	(5)
1	1	0	(6)
1	1	1	(7)

N bitar

2^N ord

V_{fs} =
V vid "full scale" =
$1LSB \cdot 2^N$

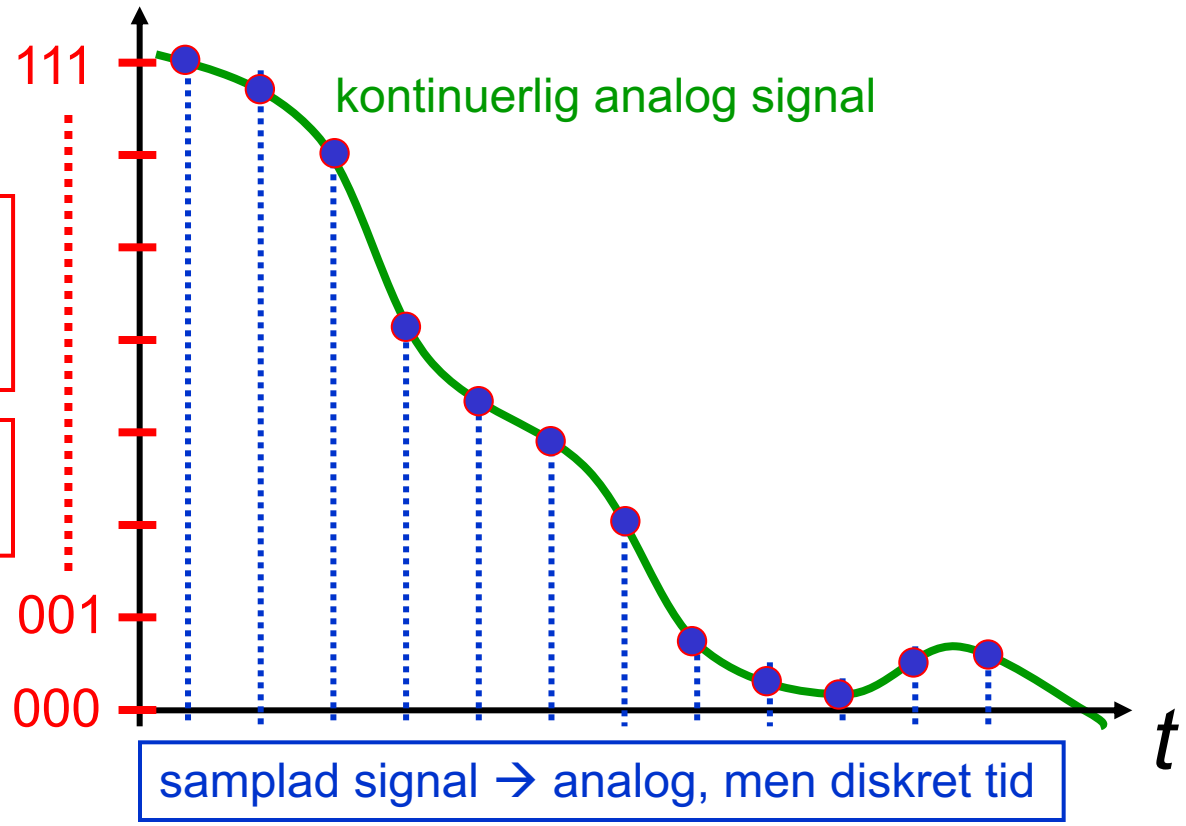
Med denna definition kan inte V_{fs} nås:

$V_{outmax} = V_{LSB}(2^N-1)$

Tidskontinuerliga, tidsdiskreta och digitala signaler

kvantisering =
begränsat antal nivåer =
diskret amplitud

digital signal = diskret tid
och diskret amplitud

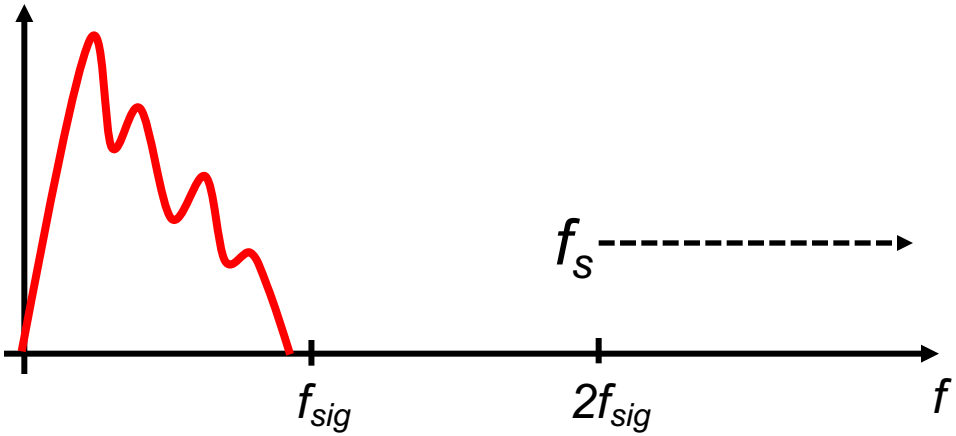


Nyquists samplingsteorem

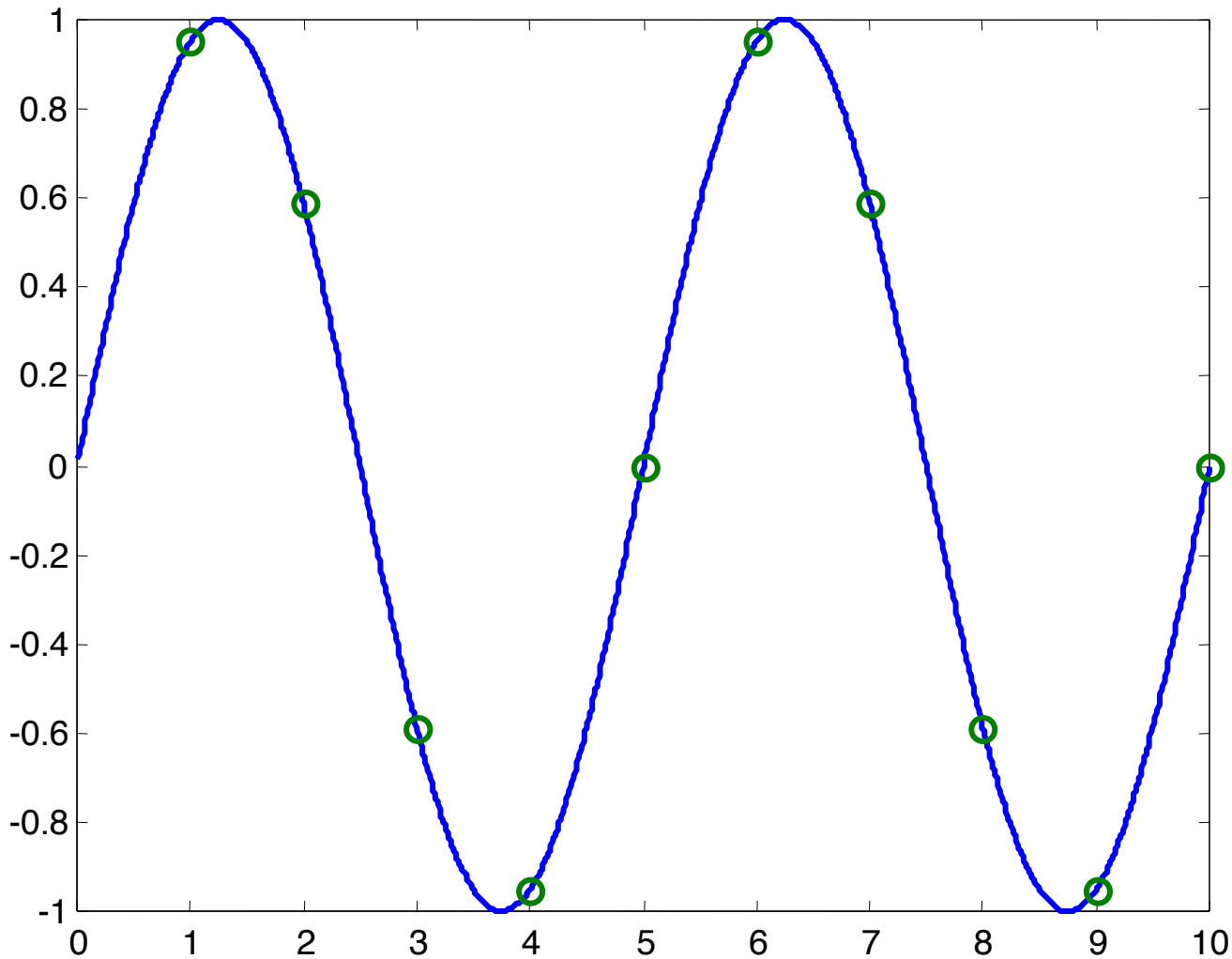
Om man samplar en analog signal som har bandbredd f_{sig} med en samplingsfrekvens f_s, då måste man se till att

$$f_s > 2f_{sig}$$

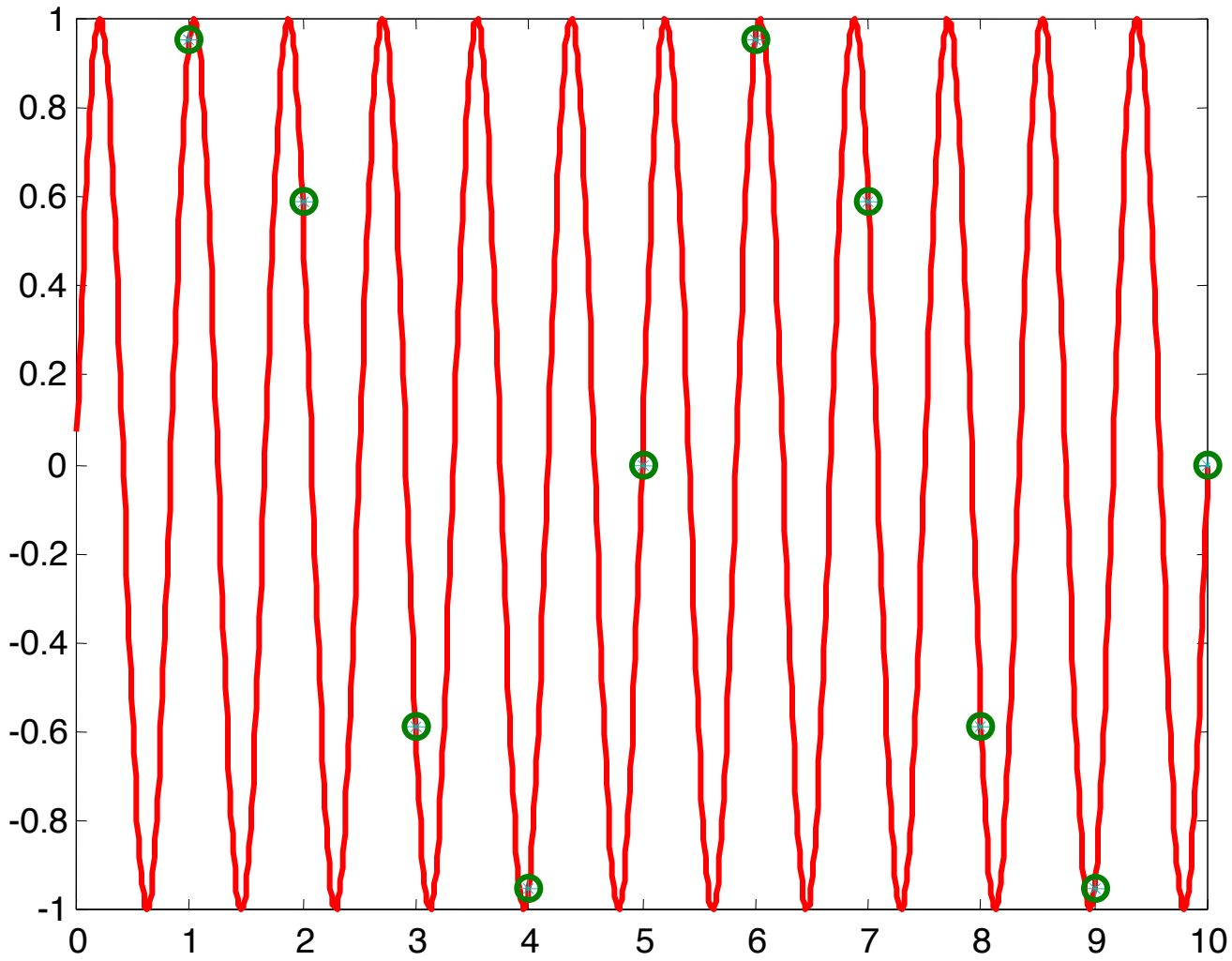
om operationen inte skall medföra informationsförlust!



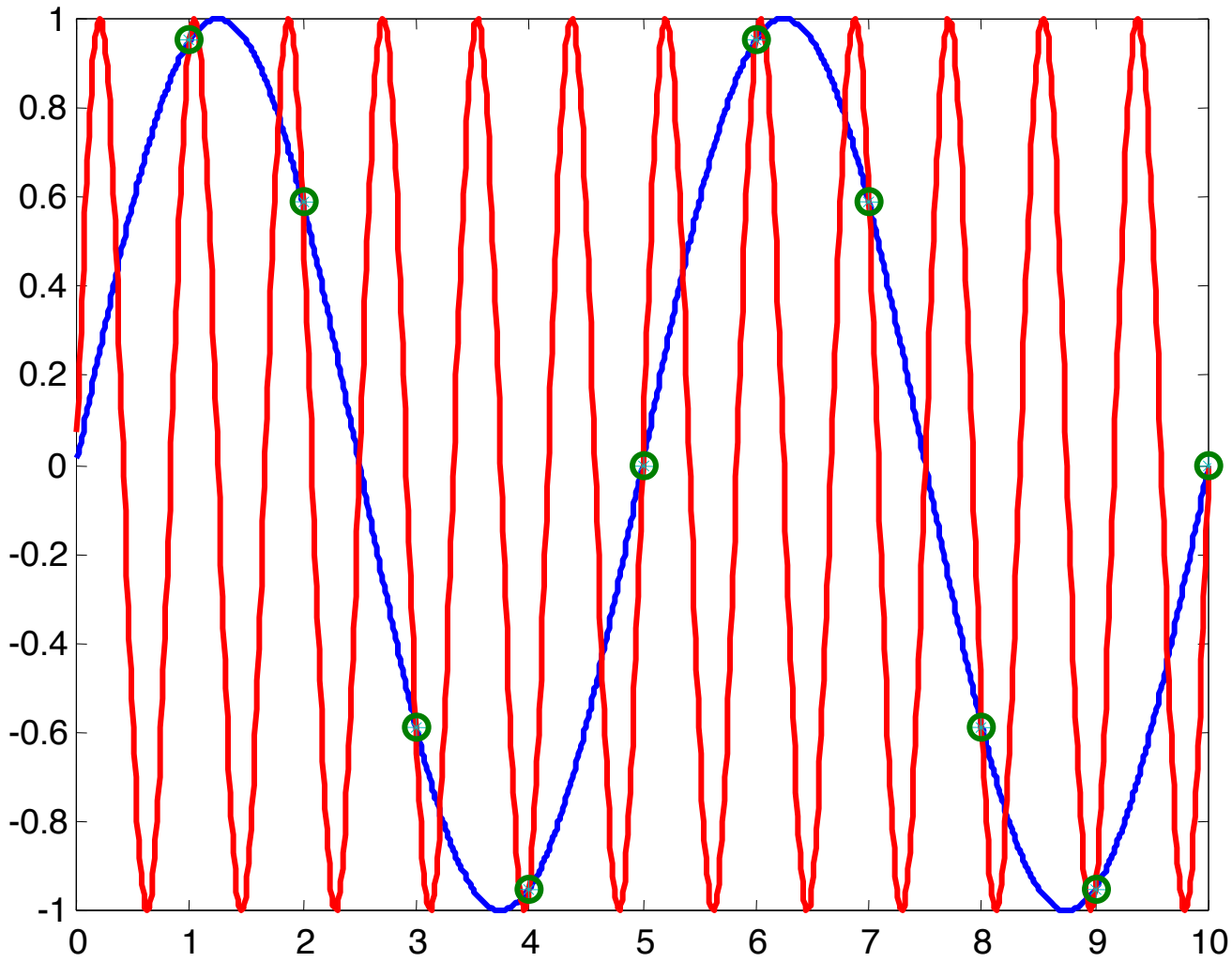
Sampling – $f_s > 2f_{sig}$ – ok



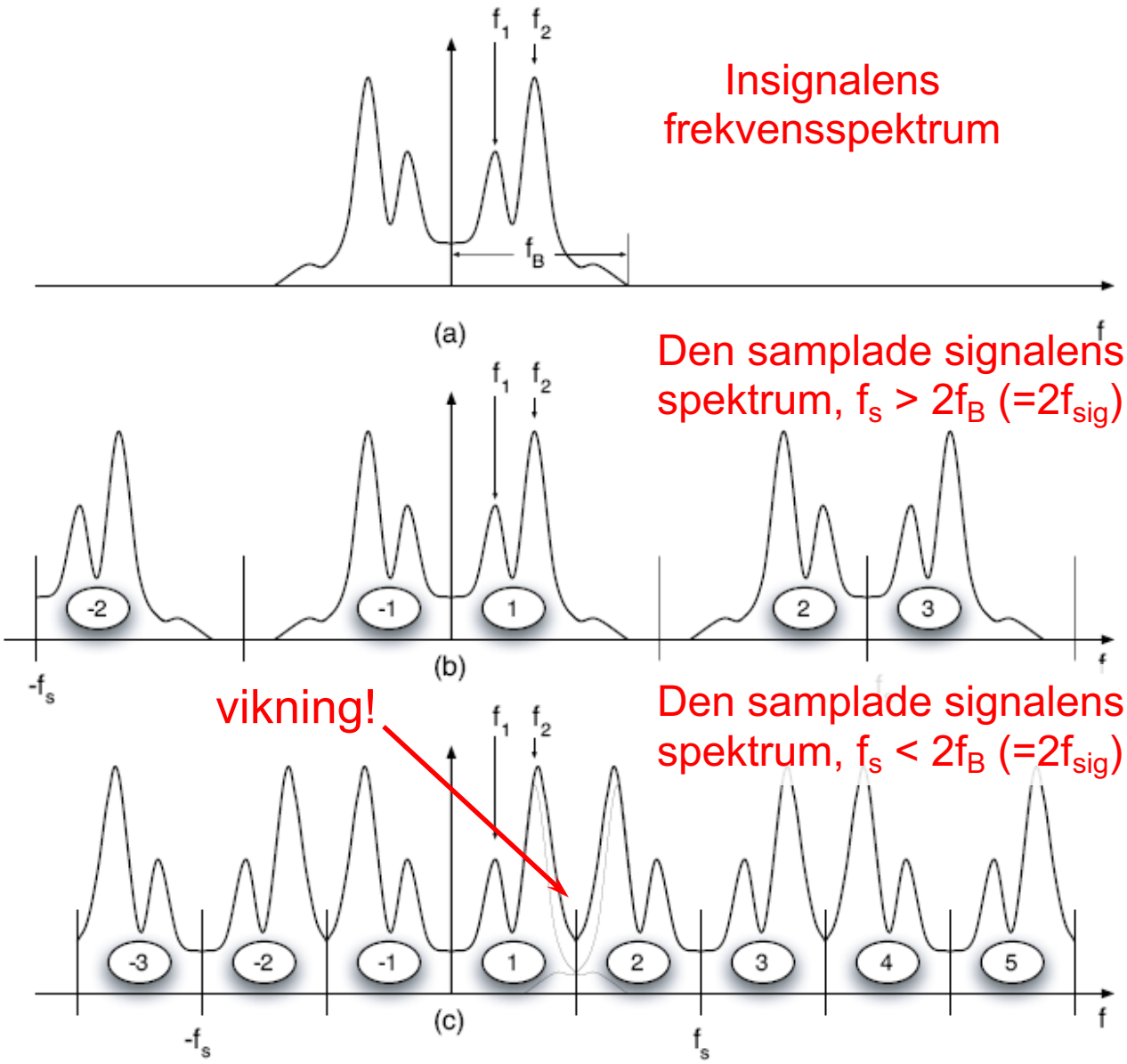
Sampling – $f_s < 2f_{sig}$ – inte ok



Vikning!



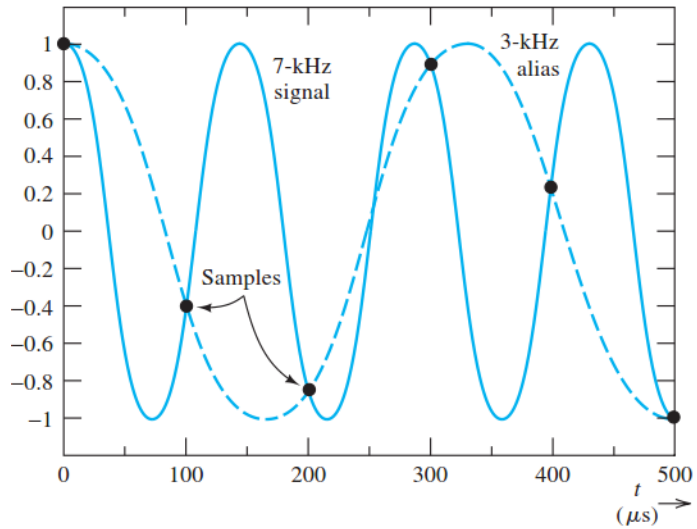
Med spektra


f1
f2
fB
(a)
f
Insignalens frekvensspektrum
Den samplade signalens spektrum, fs > 2fB (=2fsig)
-2
-1
1
2
3
(b)
-fs
vikning!
Den samplade signalens spektrum, fs < 2fB (=2fsig)
-3
-2
-1
1
2
3
4
5
(c)
-fs
fs

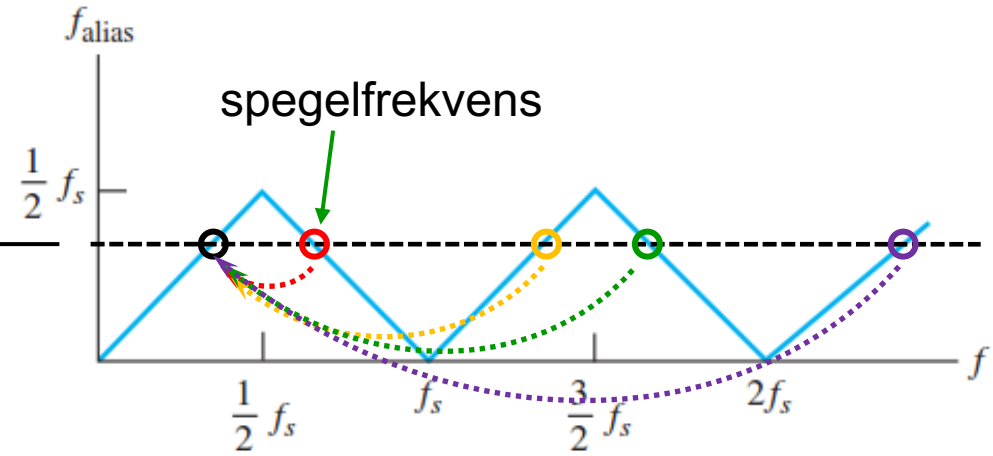
Vikning (alias) och spegelfrekvens

Exempel:
f_s = 10 kHz
f_{sig} = 7 kHz

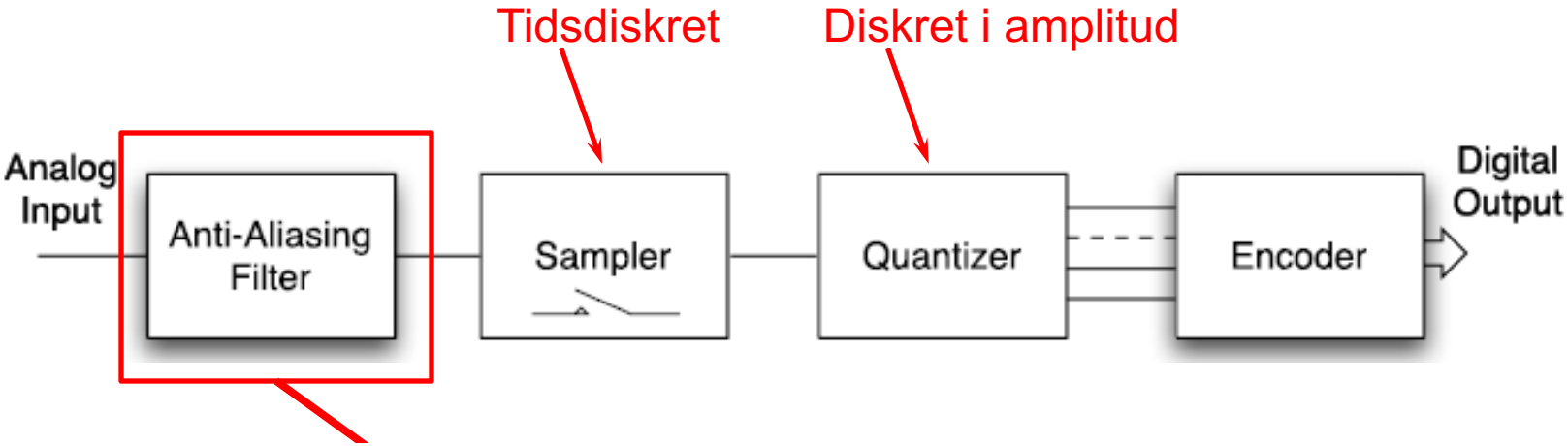
=>f_{alias} = (10-7) = 3 kHz



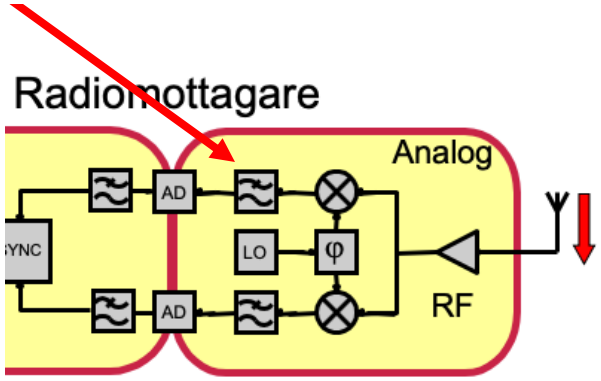
f_{sig}
$f_s - f_{sig}$
$f_{sig} + f_s$
$2f_s - f_{sig}$
$f_{sig} + 2f_s$
o s v



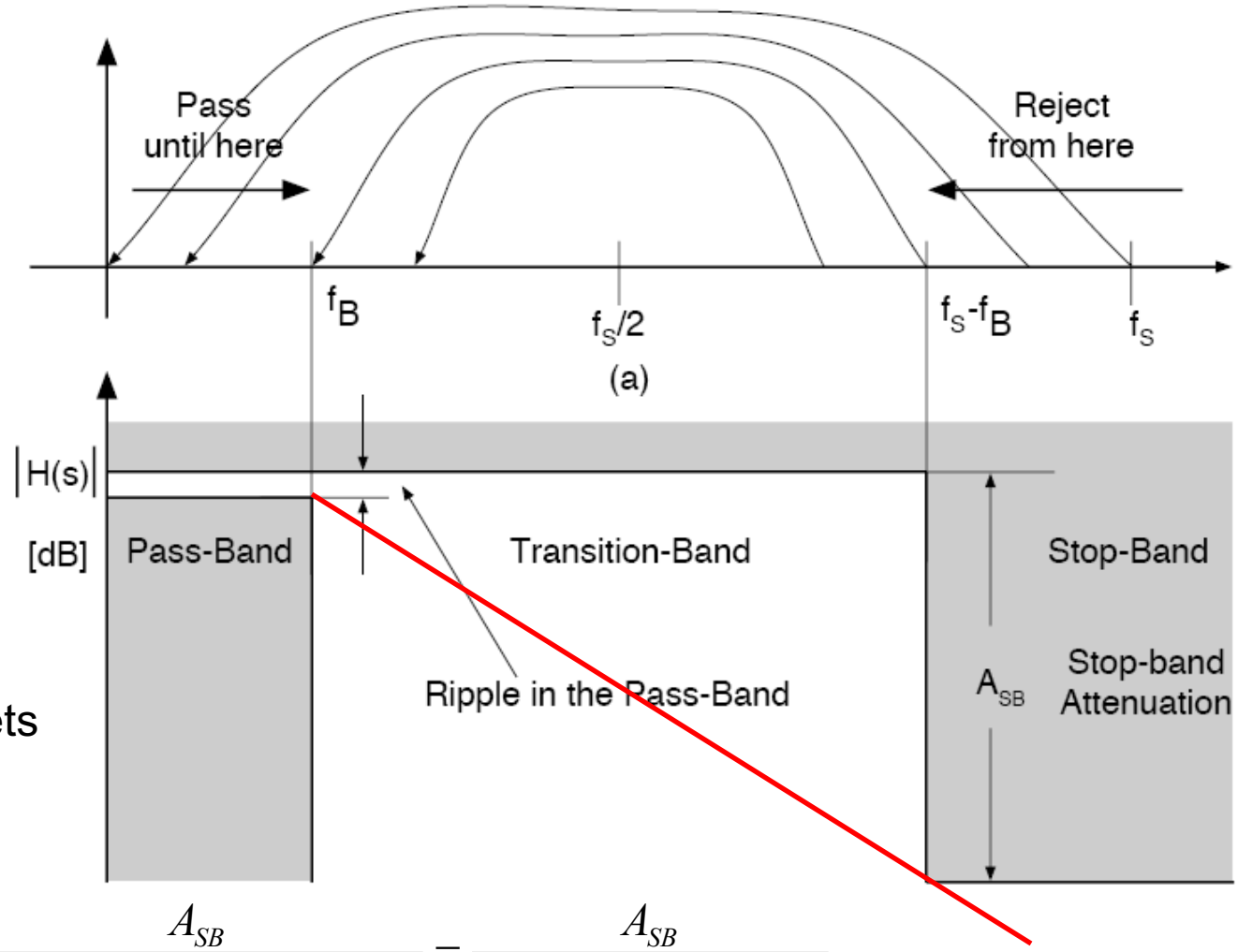
Antivikningsfilter



Antivikningsfiltret skyddar informationen i den önskade signalen från andra signaler som kan bli nervikna till samma frekvensband



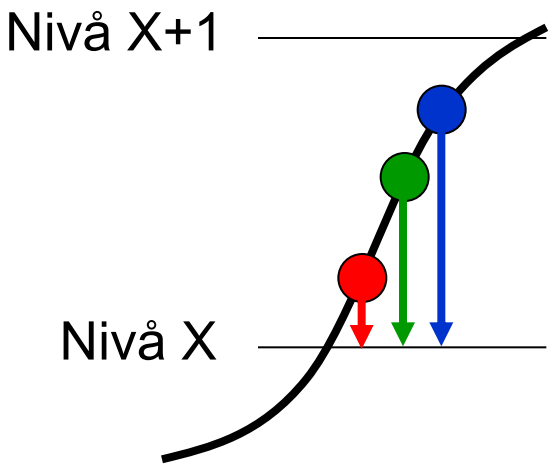
Antivikningsfilter



Lågpassfiltrets ordning

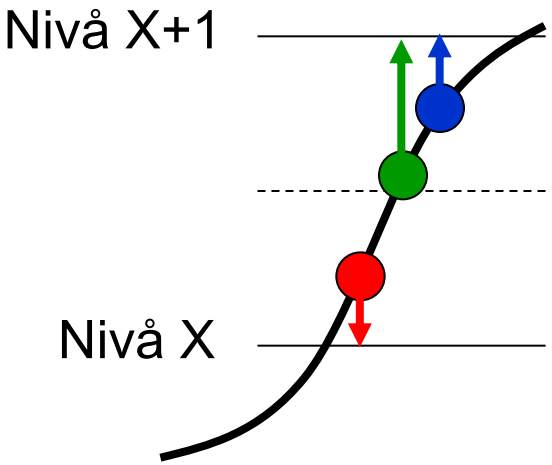
$$n = \frac{A_{SB}}{20\log_{10}\left[\frac{(f_s - f_B) - f_B}{f_B}\right]} = \frac{A_{SB}}{20\log_{10}\left(\frac{f_s - 2f_B}{f_B}\right)}$$

Kvantiseringsfel



Trunkering
Alla värden mellan två nivåer approximeras åt samma håll

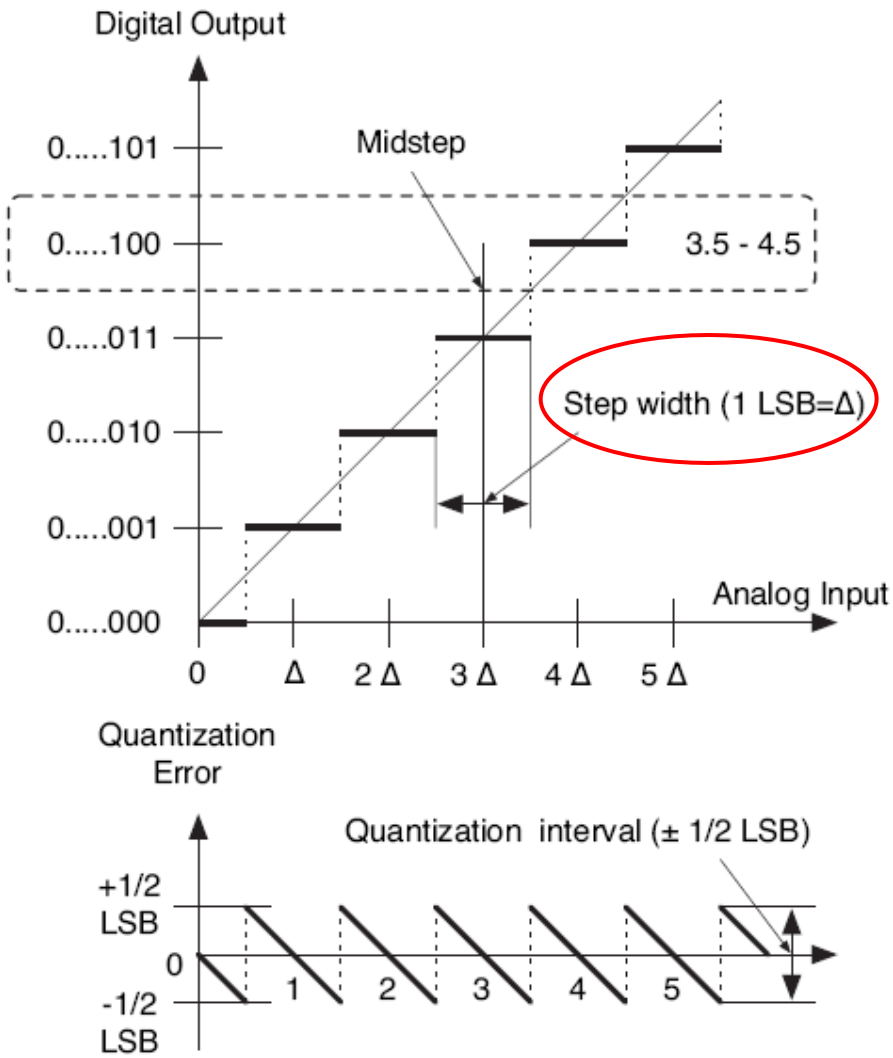
Maximalt fel = 1LSB



Avrundning
Värden approximeras antingen upp eller ner

Maximalt fel = ±1/2 LSB

Kvantiseringsfel med avrundning

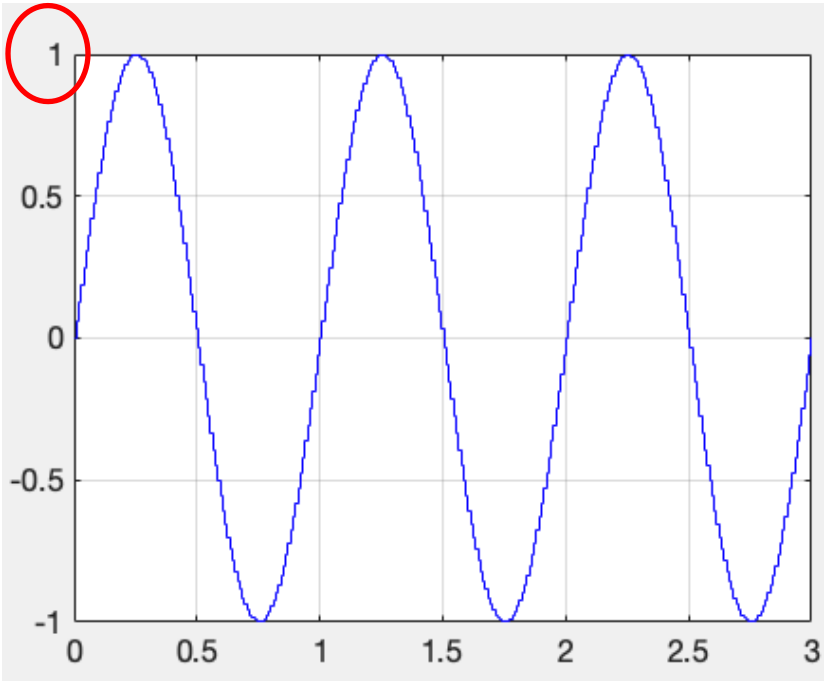


Första och sista steget är bara Δ/2 breda

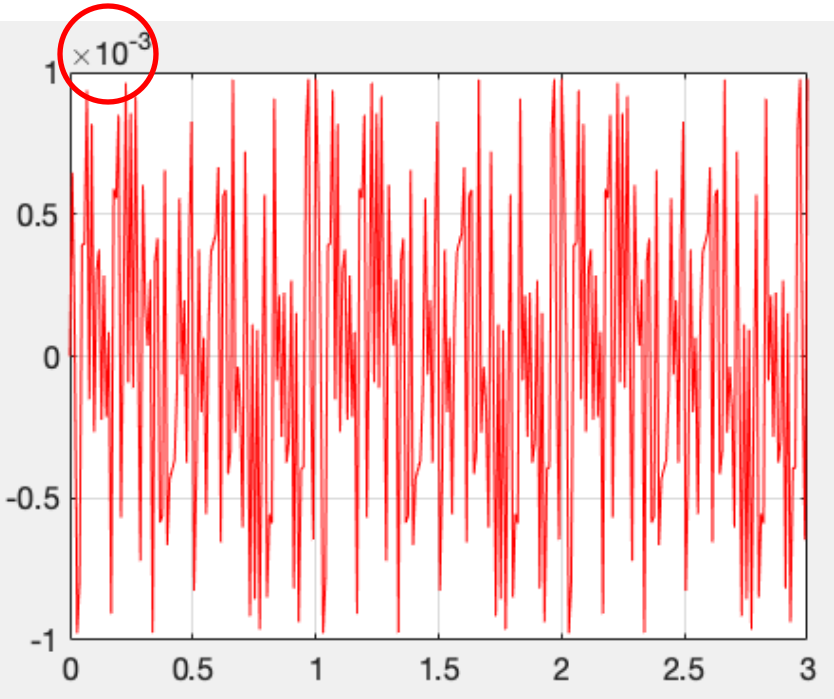
Man kan visa att den genomsnittliga effekten av kvantiseringsfelet (också kallat *kvantiseringsbrus*) är

$$P_Q = \frac{\Delta^2}{12}$$

Ett exempel



kvantiserad sinus (10 bitar)



kvantiseringsfel

Det högsta signal-till-kvantiseringsbrus förhållandet (SQNR) i en N-bitars AD-omvandlare är

$$SQNR = 10 \cdot \log \frac{P_{\sin}}{P_Q} = \left(6.02 \cdot N + 1.76\right) \mathrm{dB}$$

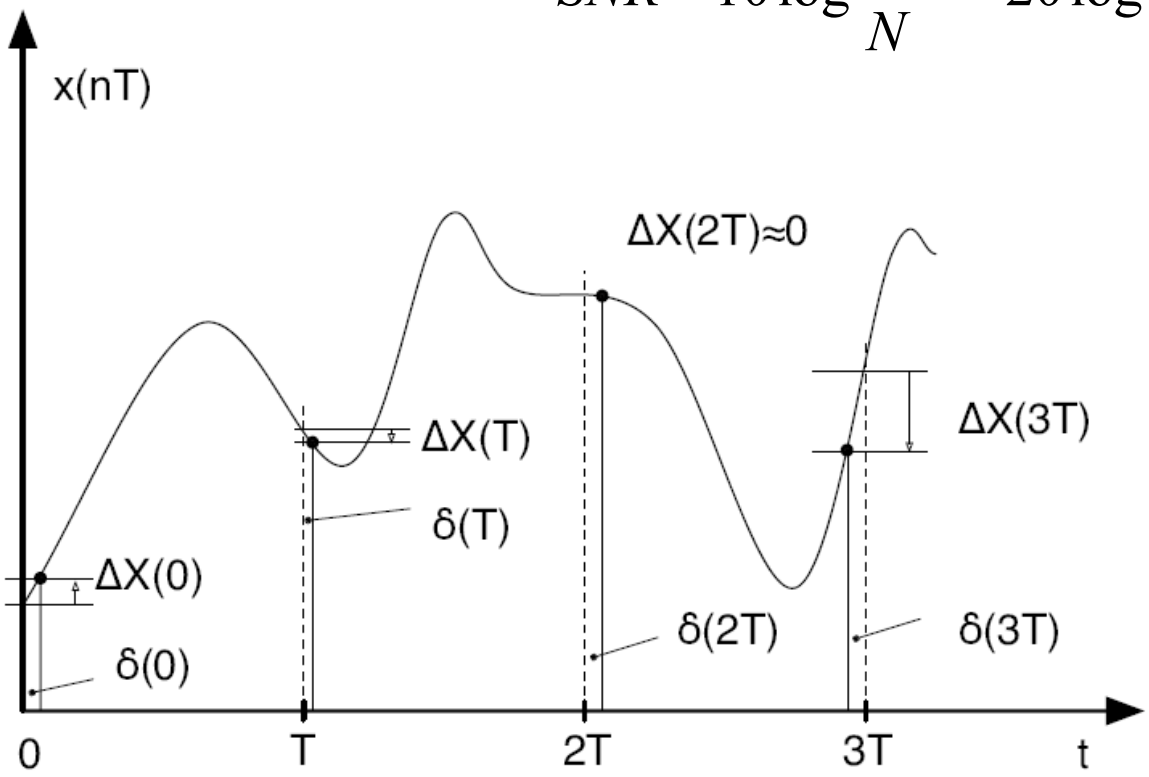
Jitter på samplingstiden

Variation på samplingsögonblicken p g a olika bruskällor i de kretsar som genererar klockan

$$x = A\sin\left(\omega_{in}\left(t+\delta(t)\right)\right)$$

$$\Delta x(nT) \approx A\omega_{in}\delta(nT)\cos(\omega_{in}nT)$$

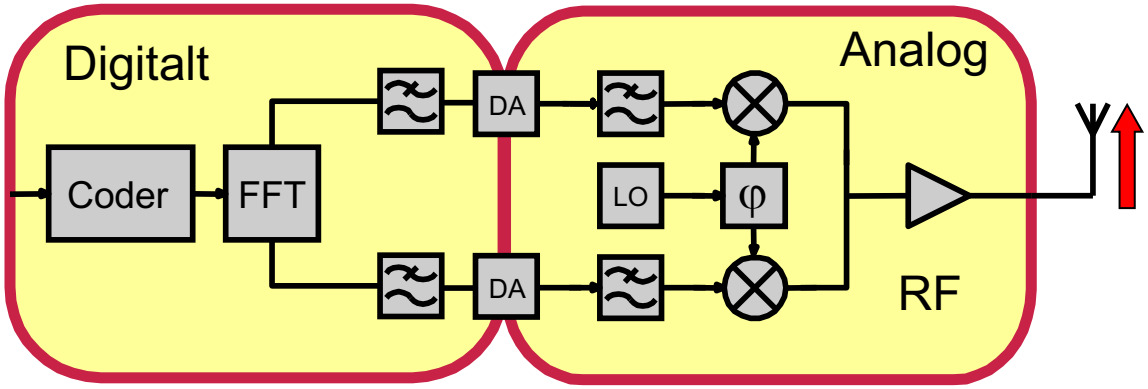
$$SNR = 10\log\frac{S}{N} = -20\log\left(\omega_{in}\left\langle\delta(nT)\right\rangle\right)$$



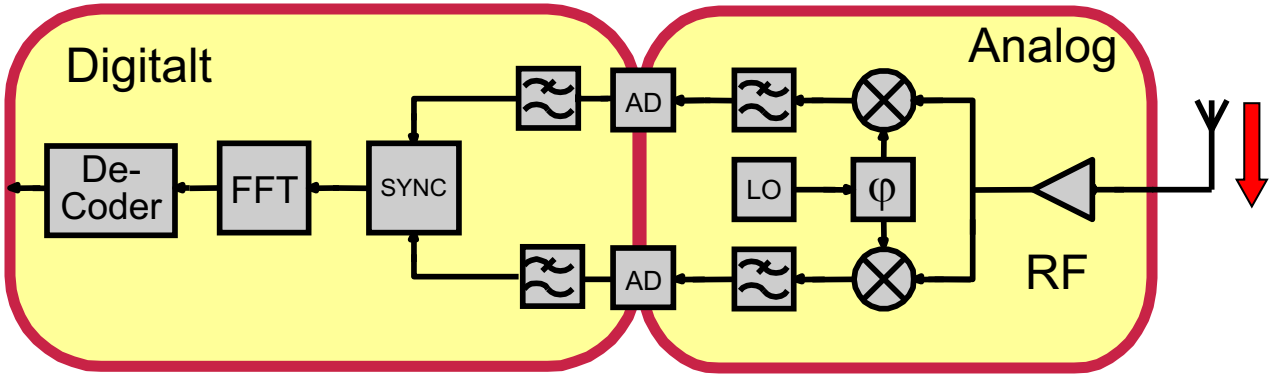
Exempel – modern radio

Trenden idag är att flytta gränssnittet mellan A och D så nära antennen som möjligt, eftersom D är enkelt, A är svårt

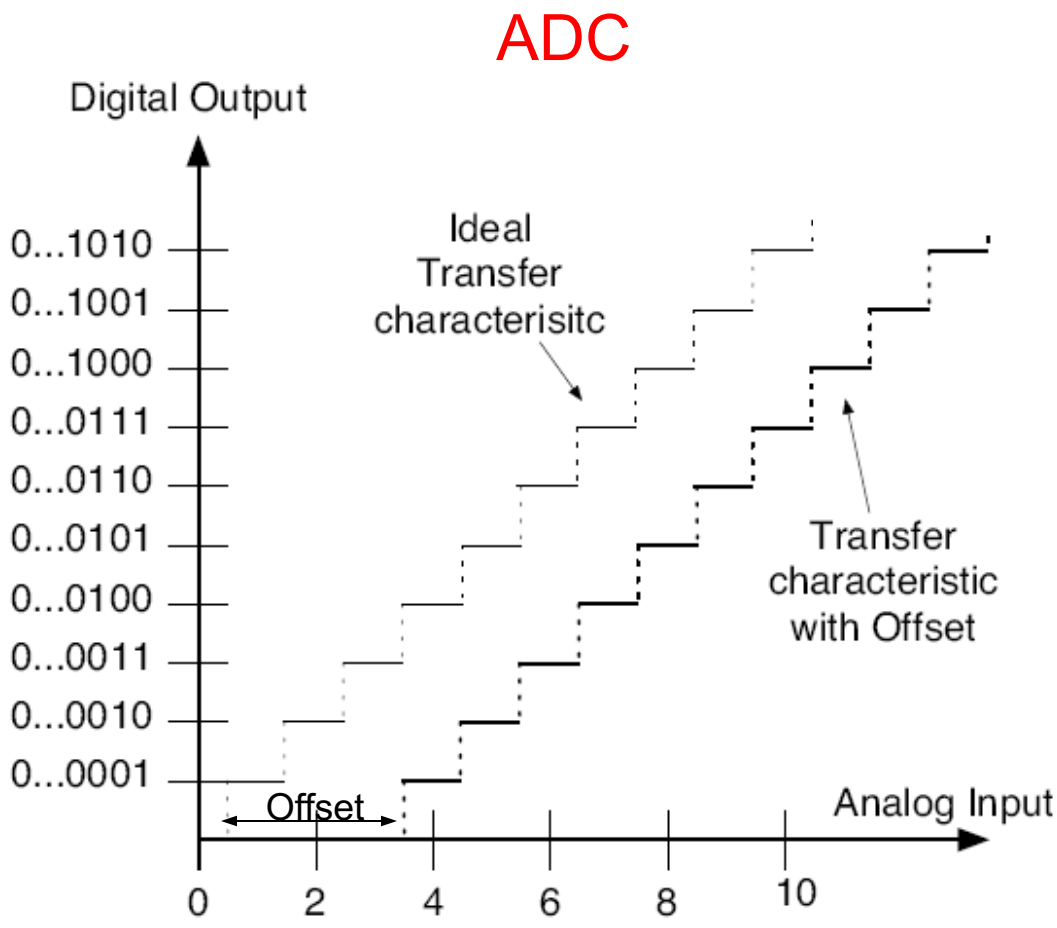
Radiosändare

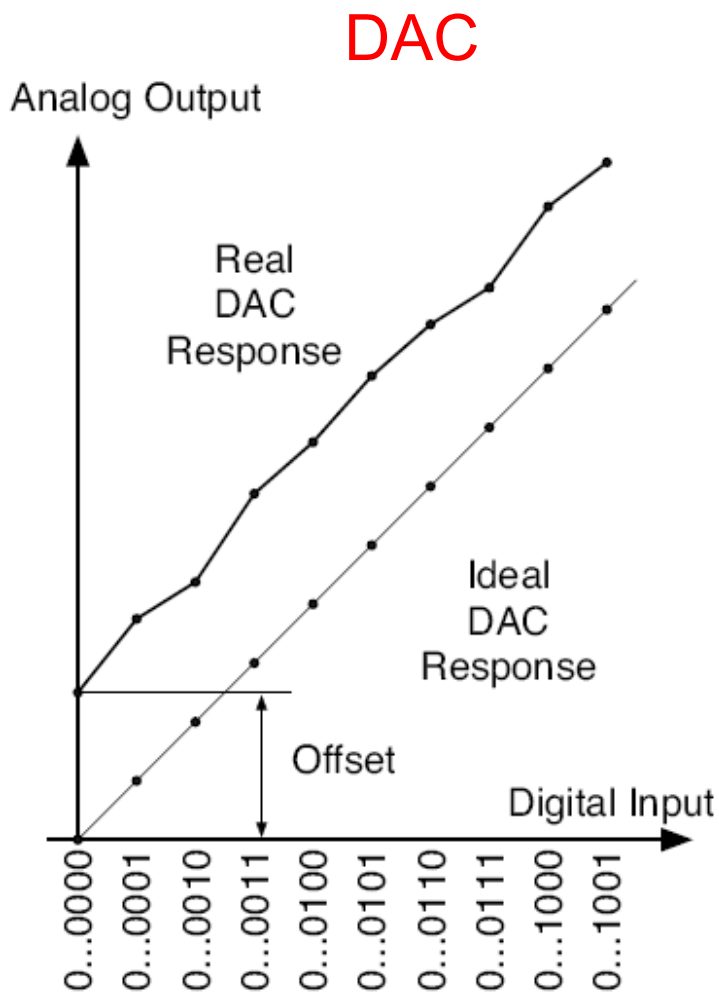


Radiomottagare

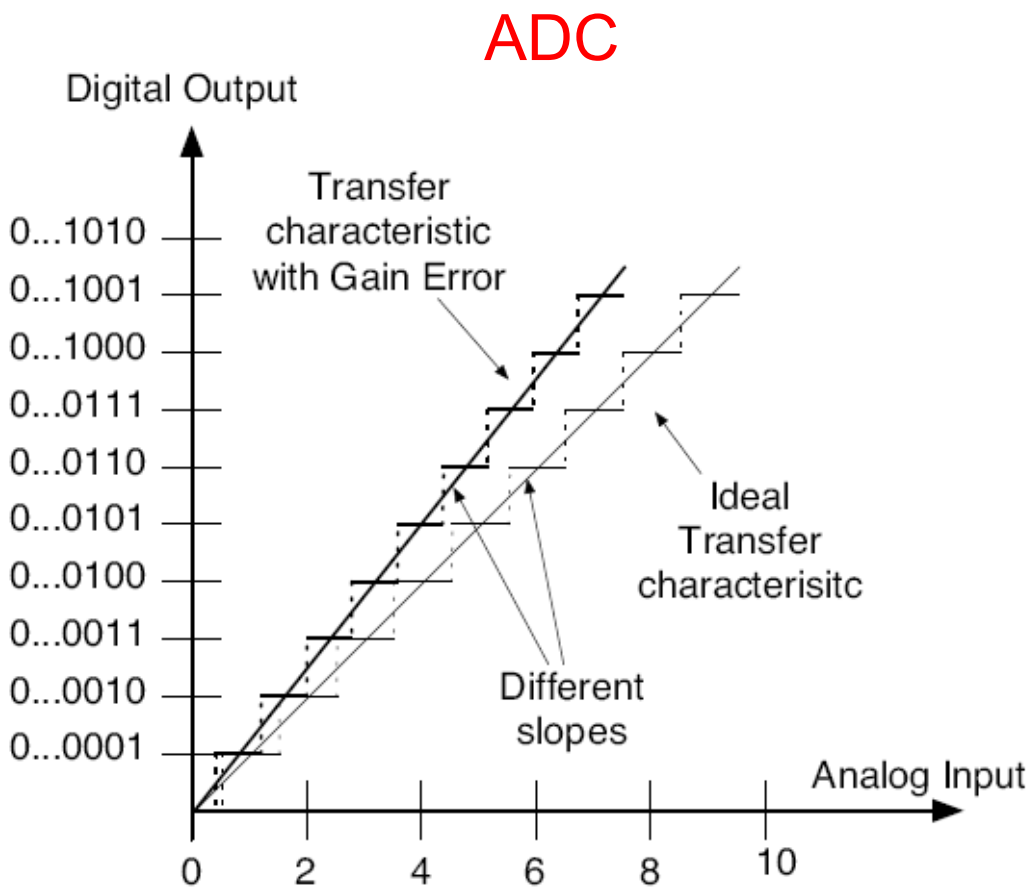


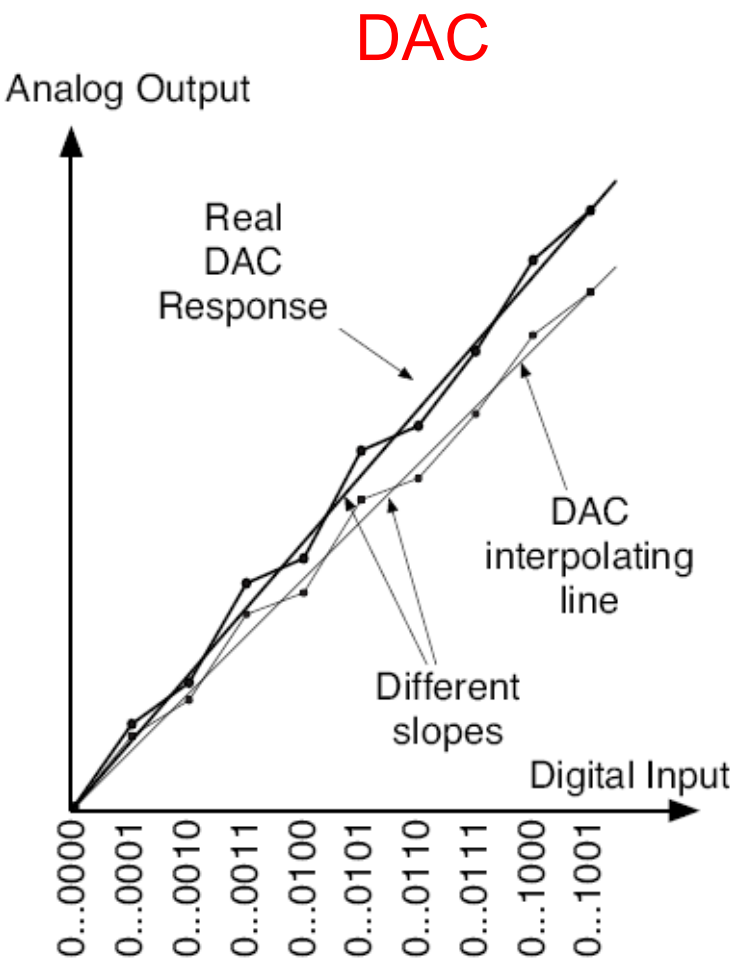
Icke-ideala omvandlare – offsetsfel





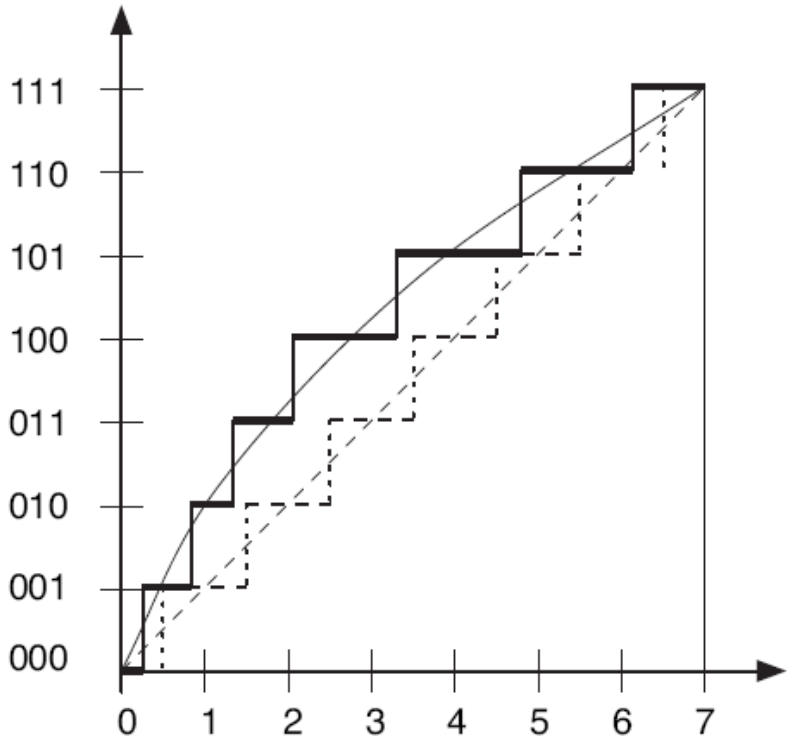
Icke-ideala omvandlare – förstärkningsfel





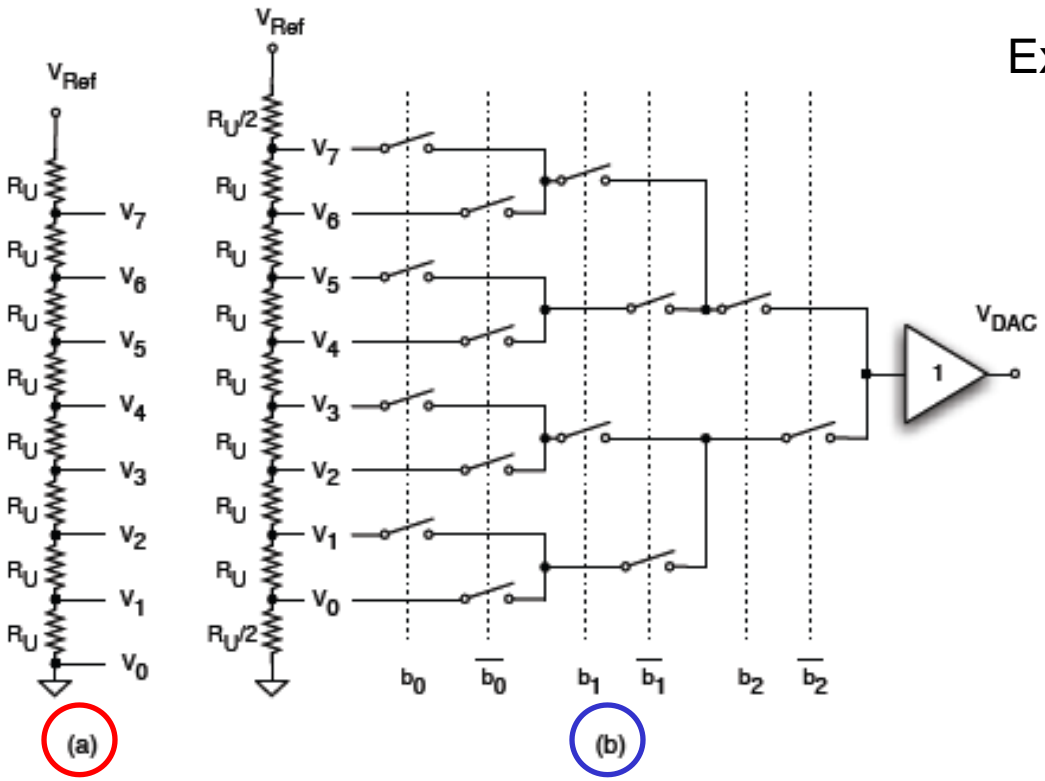
Icke-ideala omvandlare – linjäritetsfel

Avvikelsen från den ideala interpoleringslinjen, när överföringsfunktionen har korrigerats för offsets- och förstärkningsfel



DA-omvandling med motstånd i serie

Väldigt enkelt, används ofta, särskilt när N är lågt, eftersom: N bitar → $2^N R_U$



Exempel med N=3

(a): $$V_{DAC} = \frac{i}{2^N} V_{ref}$$
$$i = 0, \ldots, 2^N - 1$$

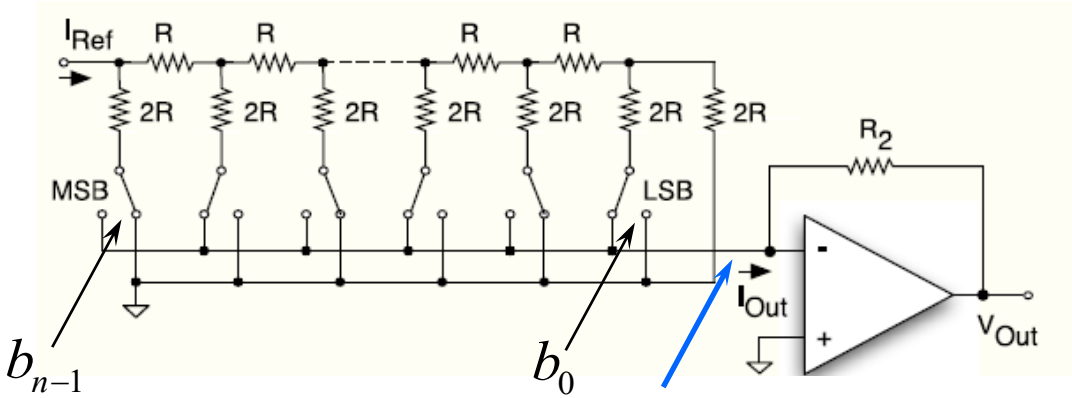
(b): $$V_{DAC} = \frac{i + 1/2}{2^N} V_{ref}$$
$$i = 0, \ldots, 2^N - 1$$

Viktigt: ideala DA-omvandlare introducerar inte något fel i omvandlingen!

Eller med R-2R nät – väldigt elegant

Impedansen till höger om varje R är lika med R → impedansen i parallell med varje 2R är lika med 2R !

Antalet motstånd faller från 2^N till 3N – väldigt kompakt!

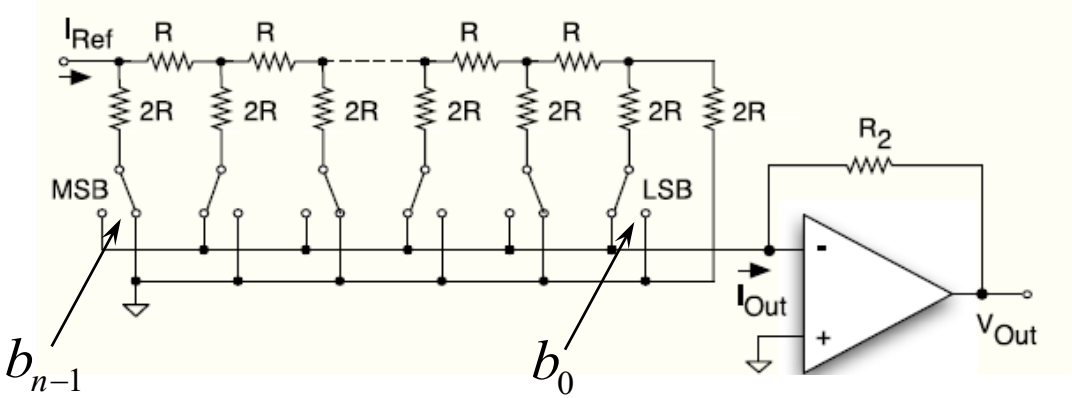


Vi antar att impedansen vid denna nod är ≅0

$$I_{out} = \frac{I_{ref}}{2} b_{n-1} + \frac{I_{ref}}{4} b_{n-2} + \ldots + \frac{I_{ref}}{2^{n-1}} b_1 + \frac{I_{ref}}{2^n} b_0$$

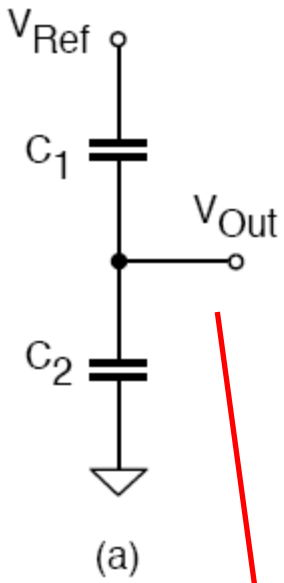
Tvåminutersövning

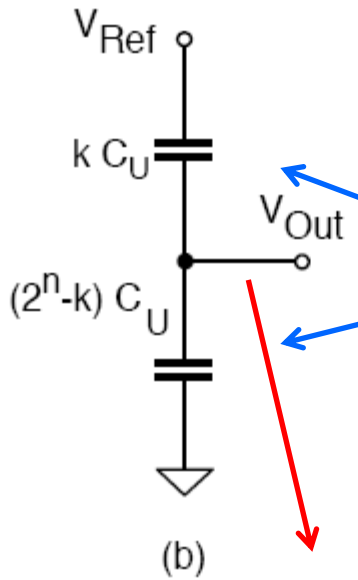
Visa att ekvationen nere stämmer

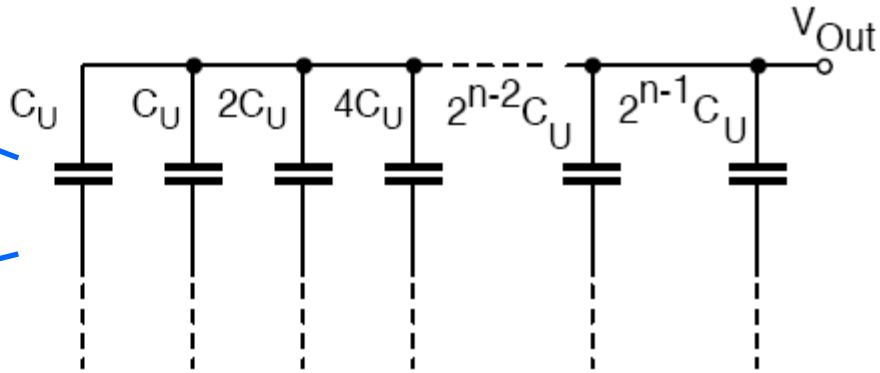


$$I_{out} = \frac{I_{ref}}{2} b_{n-1} + \frac{I_{ref}}{4} b_{n-2} + \ldots + \frac{I_{ref}}{2^{n-1}} b_1 + \frac{I_{ref}}{2^n} b_0$$

DA-omvandling med kapacitanser

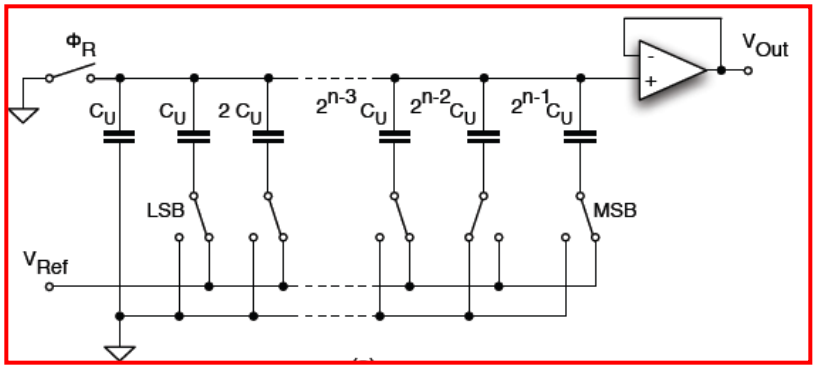






$$V_{out} = V_{ref}\frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

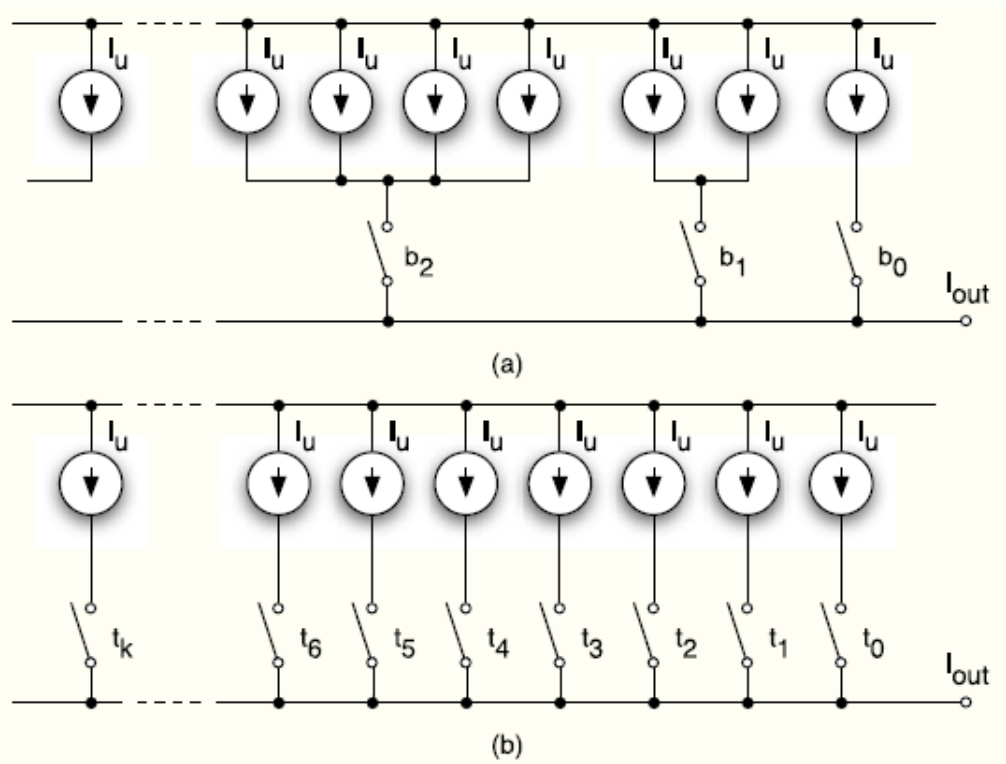
$$V_{out} = V_{ref}\frac{k}{2^n}$$



DA-omvandling med strömkällor

Strömkällor implementeras med MOS-transistorer eller BJT-transistorer

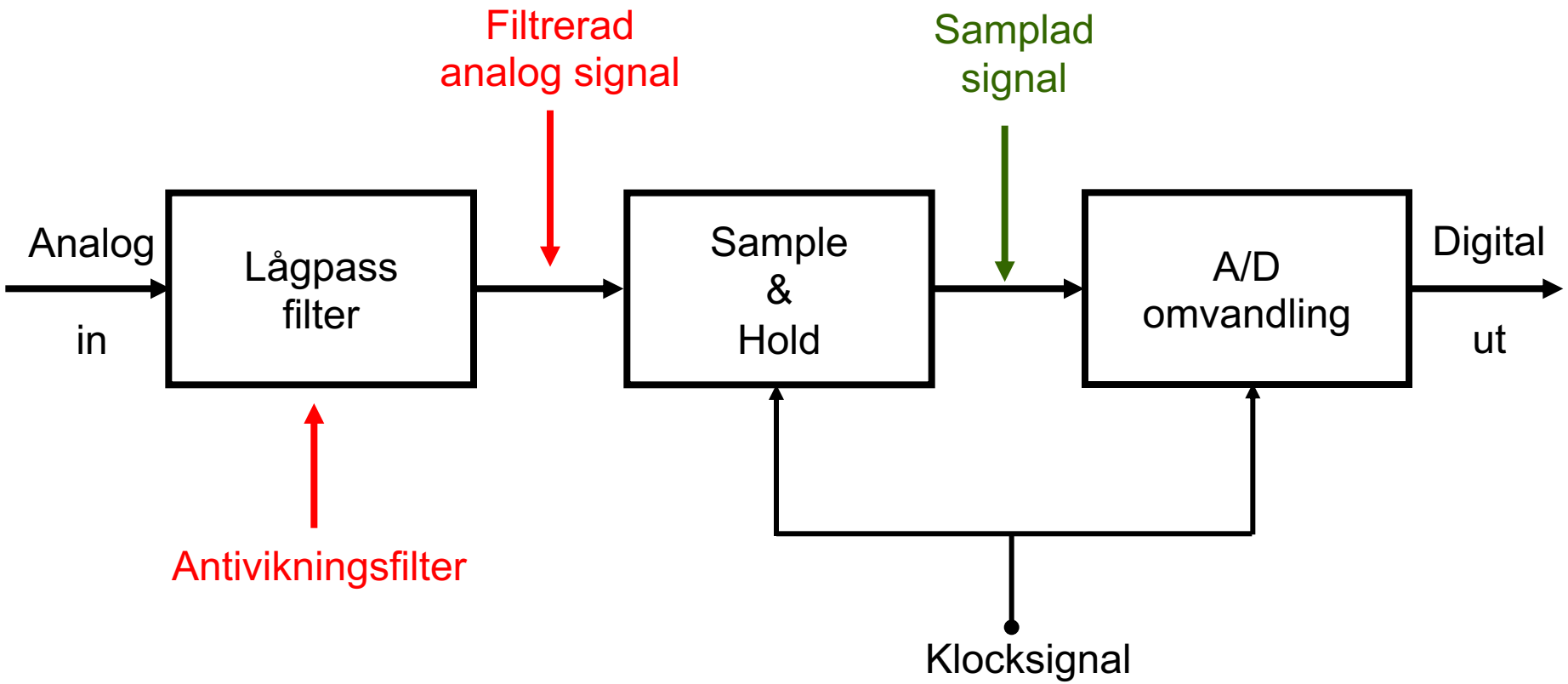
$$I_{out} = I_u \left(b_0 + 2b_1 + 2^2 b_2 + \ldots + 2^{n-1} b_{n-1} \right)$$



binärt viktad

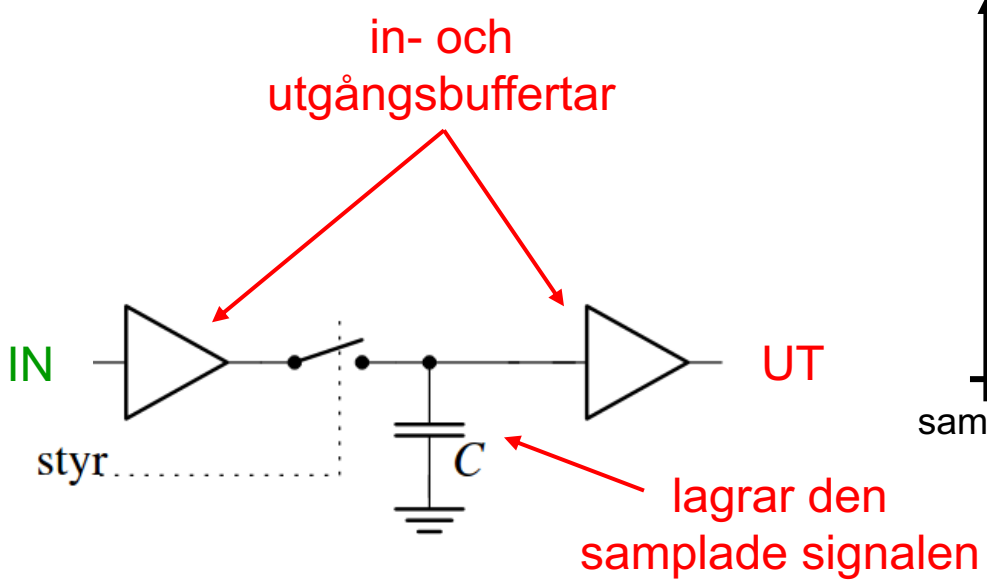
termometer-viktad

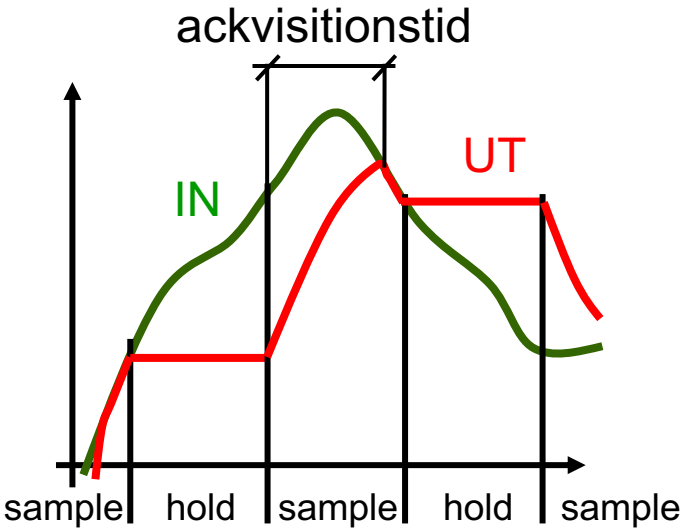
Analog till digital omvandling



Sample and Hold (S&H, S/H)

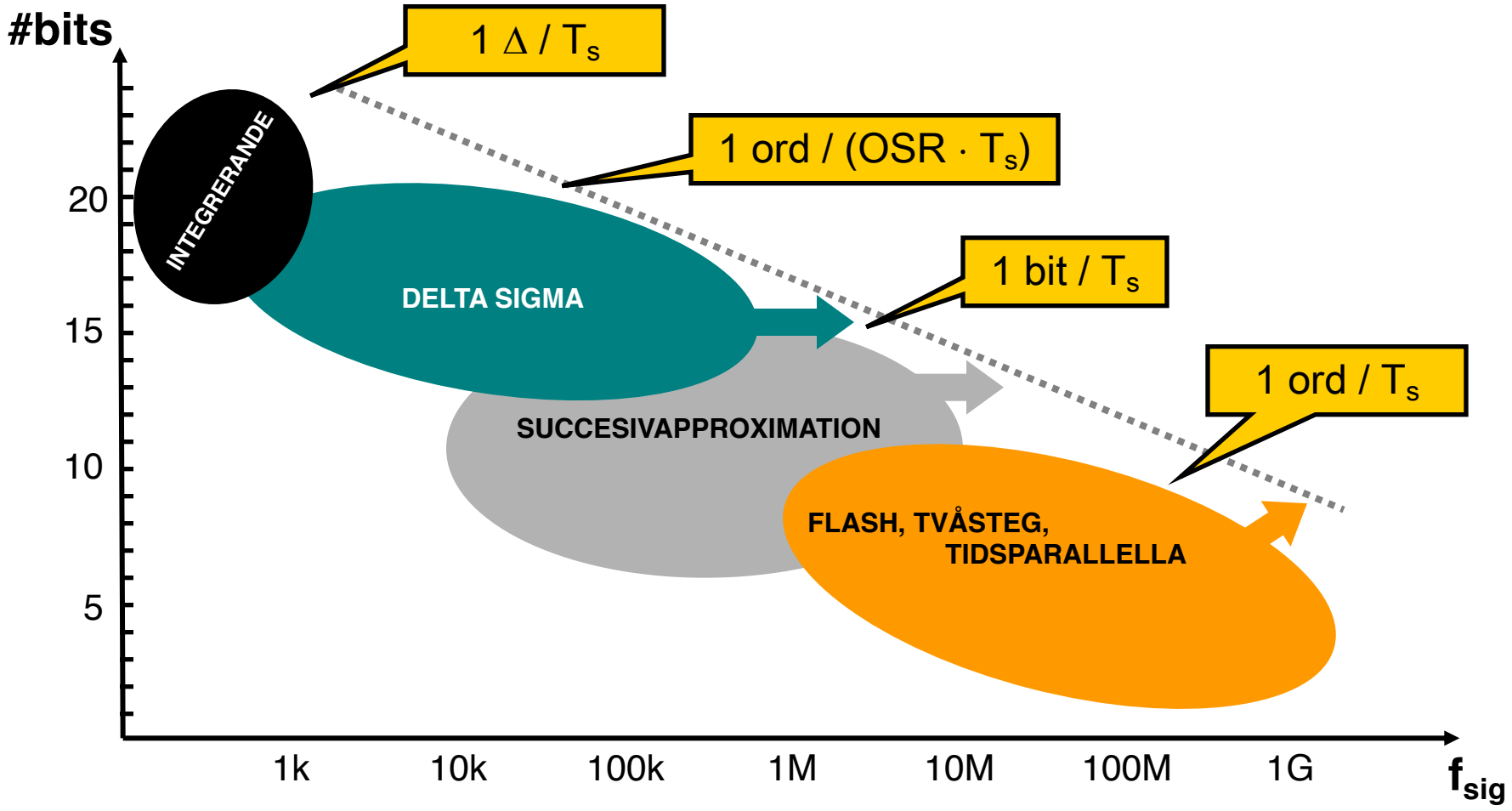
Under AD-omvandlingen får inte det analoga värdet ändras → S/H



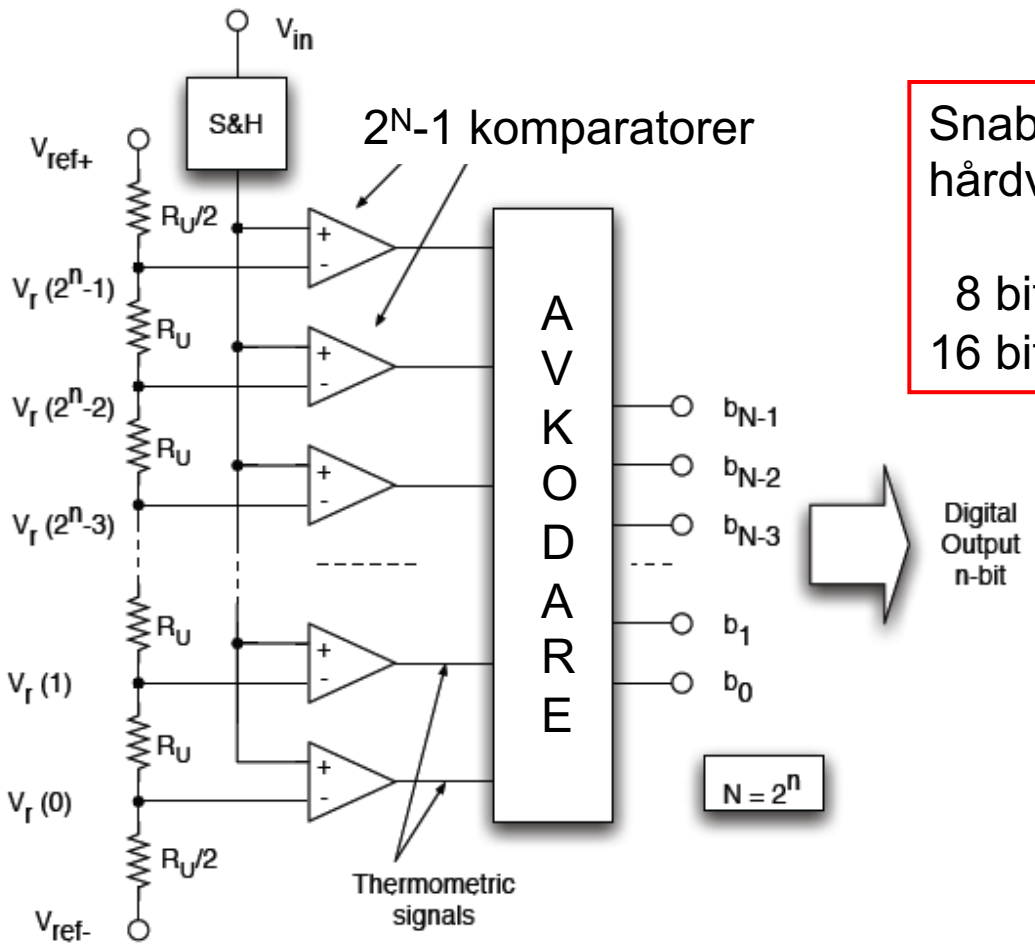


När man köper en AD-omvandlare följer S&H ofta med (se t ex labb 2)

AD-omvandlare till olika ändamål



Flash AD-omvandlare

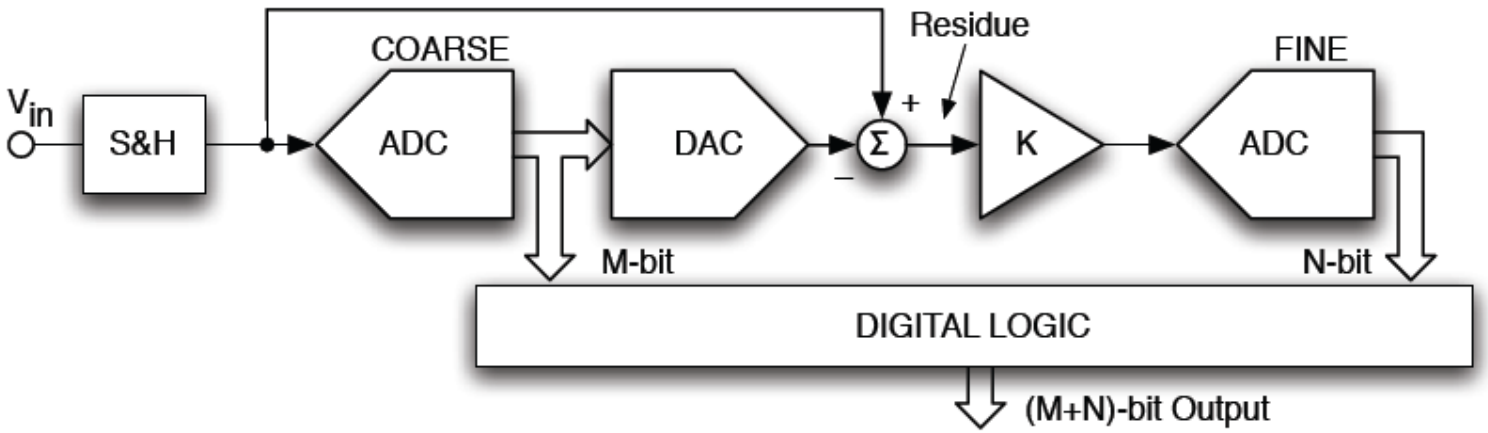


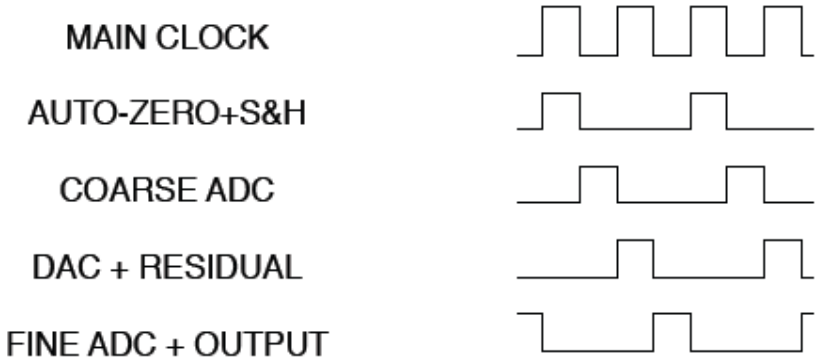
Snabb, men kräver mycket hårdvara!

8 bitar = 255 komparatorer
16 bitar = 65 535 komparatorer

Tvåstegs AD-omvandlare

Två (eller flera) klockcykler för omvandling, men mycket mer kompakt än flash-omvandlaren





4 + 4 bitar →

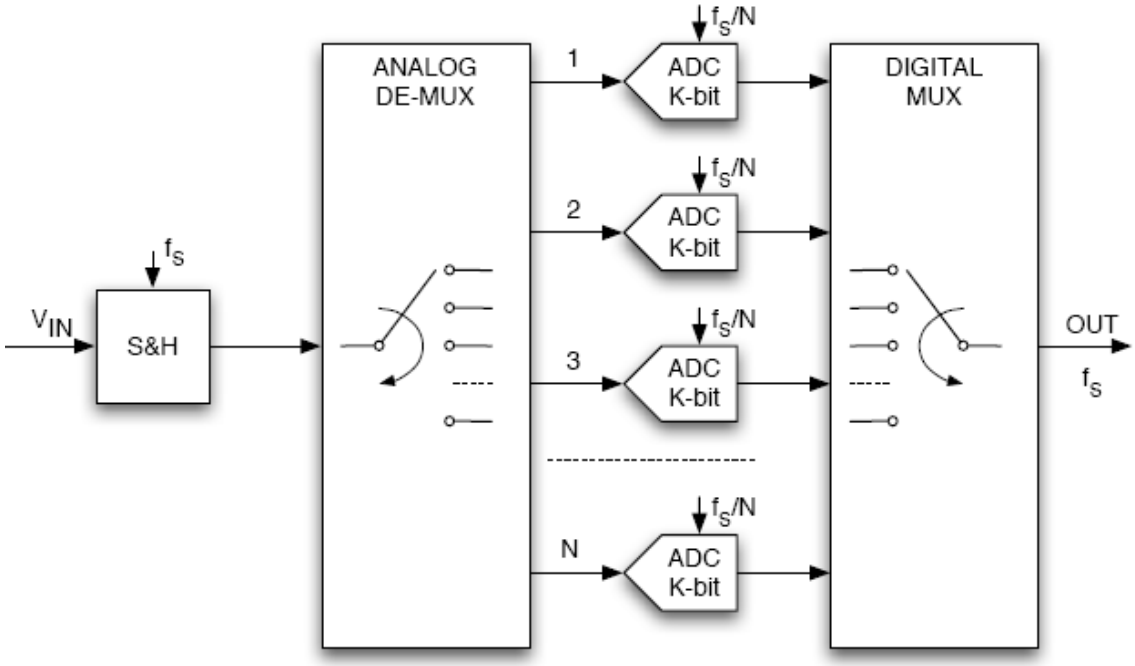
$$2 \cdot \left(2^4 - 1\right) = 30 \text{ komp.}$$

Tidsmultiplexad AD-omvandlare

#N AD-omvandlare i parallell turas om att omvandla: N gånger högre hastighet än med bara 1 omvandlare → populärt tillvägagångssätt!

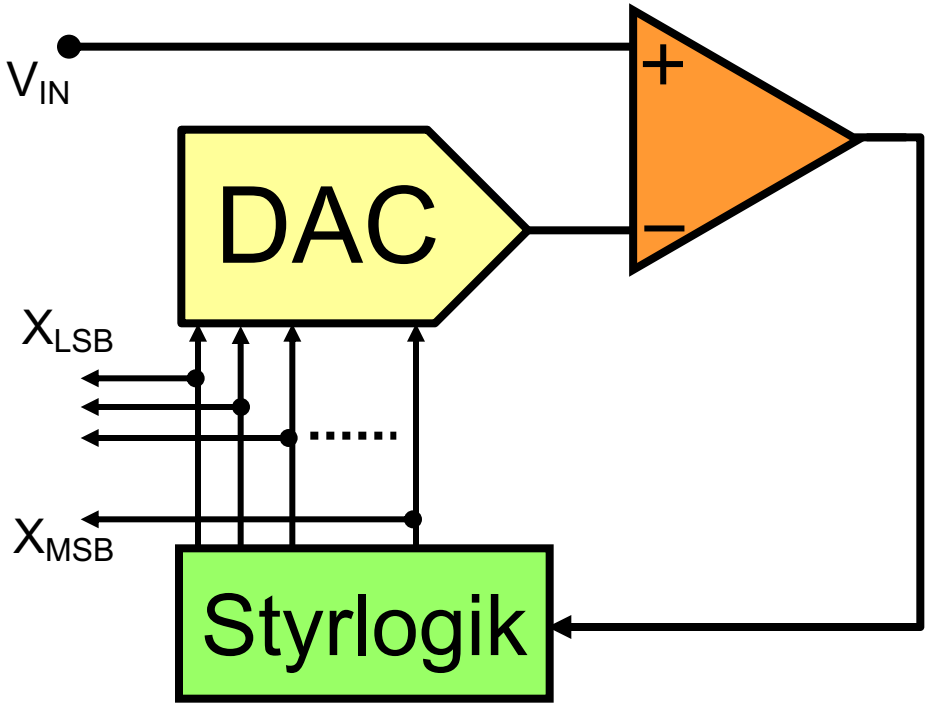
Man måste dock se till att alla AD-omvandlare (”kanaler”) är väldigt väl matchade till varandra

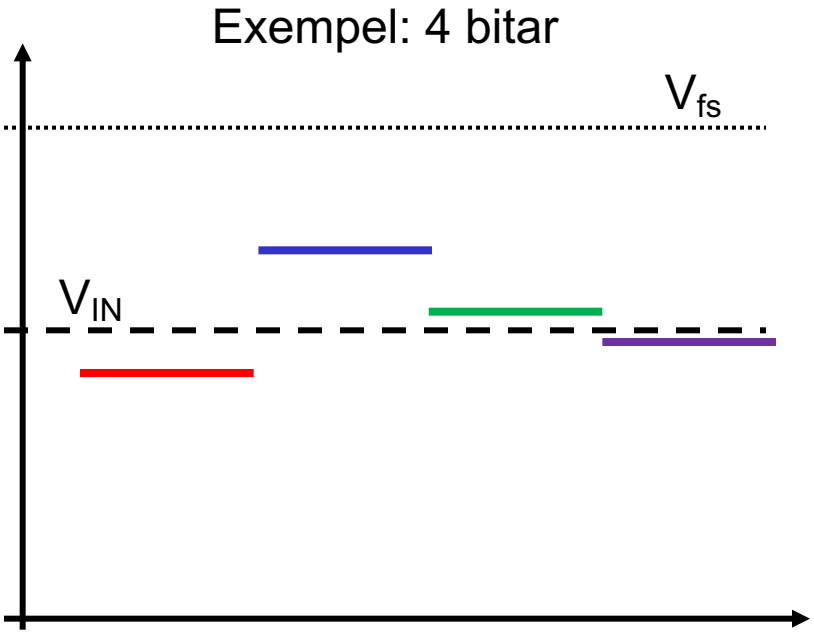
S&H måste arbeta med hög hastighet



Succesivapproximation AD-omvandlare

Med kondensator-DAC: enkla, effektsnåla, bra upplösning, relativt hög hastighet → väldigt populära!





Förslag	1000	1100	1010	1001
Test	OK	NEJ	NEJ	OK
Utvärde	1000	1000	1000	1001

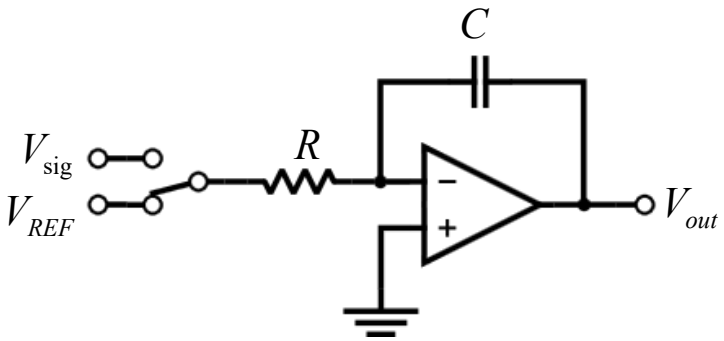
Binär sökning:
N bitar → N jämförelser
→ N+1 (N+2) klockcykler

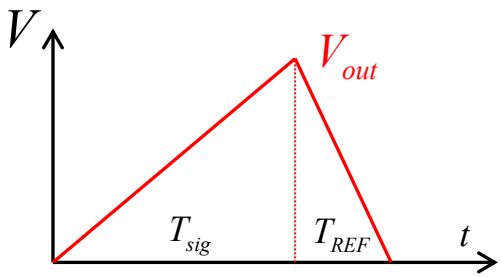
Integrerande AD-omvandlare

Kondensatorn laddas upp av insignalen över 2^N klockcykler, och sen tar referensspänningen *k* klockcykler för att ladda ner den tillbaka till 0V

Väldigt långsam (1LSB per klockcykel), men den kan leverera ett högt antal bitar

Omvandlingens noggrannhet är inte beroende av tidskonstanten RC





$$V_{out} = -\frac{V_{sig}}{RC} T_{sig} = \frac{V_{REF}}{RC} T_{REF} \longrightarrow -V_{sig} = \frac{k}{2^N} V_{REF}$$

$$T_{sig} \rightarrow 2^N T_{clk} \qquad T_{REF} \rightarrow kT_{clk}$$

The End