

# 1 Grundläggande A/D- och D/A-omvandling.

*Materialet till denna skrift är hämtat ur [1, Data Converters] samt ur material tidigare producerat på Elektro och informationsteknik.*

## 2 Inledning

Datorer finns nu i varje sammanhang. Men eftersom de flesta signaler i vår värld är analoga<sup>1</sup>, behöver vi något sätt att omvandla t.ex. mätvärden till digital<sup>2</sup> form för att datorer ska kunna behandla dem. Efter avslutad beräkning ska t.ex. en process styras med hjälp av de nya värdena som datorn tagit fram. Då kan vi behöva något sätt att omvandla dessa till analog form.

Principen för analog till digitalomvandling är att omvandla en signal, kontinuerlig i tid och amplitud, till en digital signal som endast finns i diskreta tidpunkter och i diskreta amplituder. Digital till analog omvandling är det omvända förfarandet. Dessa transformationer är tidsvarianta, vilket visar sig på så sätt att både signalens spektrum och ibland informationsinnehållet förändras. För att fullt förstå detta krävs kunskaper i signalbehandling och verktyg från diskret matematik.

Syftet med denna text är att ge definitioner för analog/digital-omvandling (avsnitt 4) och digital/analog-omvandling (avsnitt 5). I avsnitt 6 visas kopplingar för de olika blocken och i avsnitt 7 finns förklaringar till några specifikationer som står i datablad. Många tillverkare har tutorials i ämnet, t.ex. Texas Instruments [2], [3].

Nyckelbegrepp som ska vara helt förstådda är:

- Principer och metoder för digital till analog- och analog till digitalomvandling
- Samplingsteoremet/vikning ("aliasing")
- Kretsar för Sample and Hold, AD- och DA-omvandling
- Olika kategorier av fel som förekommer i AD- och DA-omvandlare
- Känna till viktiga parametrar som tas upp i datablad

---

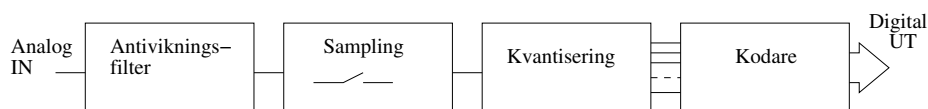
<sup>1</sup>Analog signal: kontinuerlig i både signalstyrka och tid. Det vill säga att signalstyrkan kan ha vilket värde som helst mellan minus oändligheten och plus oändligheten. Signalen har dessutom ett värde i alla tidpunkter.

<sup>2</sup>Digital signal: diskret i både signalstyrka och tid. Detta innebär att signalstyrkan endast kan anta ett visst förutbestämt antal värden inom ett förutbestämt område. Dessa värden ges för förutbestämda tidsögonblick inom en given tidsram.

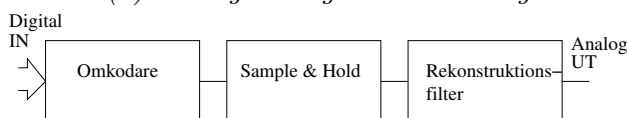
### 3 Den ideala A/D- och D/A-omvandlaren

Den grundläggande principen för A/D-omvandling respektive D/A-omvandling kan delas in i ett antal block, se figur 1. Figur 1a visar en AD-omvandlare bestående av fyra block: Analogt antivikningsfilter, sampling, kvantisering och datakonvertering. Det är viktigt att antivikningsfiltret är analogt, som framgår i avsnitt 4.1.

D/A omvandlaren, figur 1b, utför två grundläggande funktioner: D/A-omvandling och ett rekonstruktionssteg. Rekonstruktionssteget innehåller *Sample&Hold*, se kap 6.1, och ett rekonstruktionsfilter, d.v.s. ett lågpasfilter som tar bort högfrekventa delar i den omvandlade signalen.



(a) Analog till digitalomvandling



(b) Digital till analogomvandling

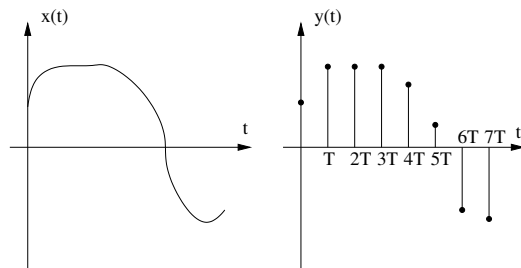
Figur 1: Datakonvertering

## 4 AD-omvandlaren

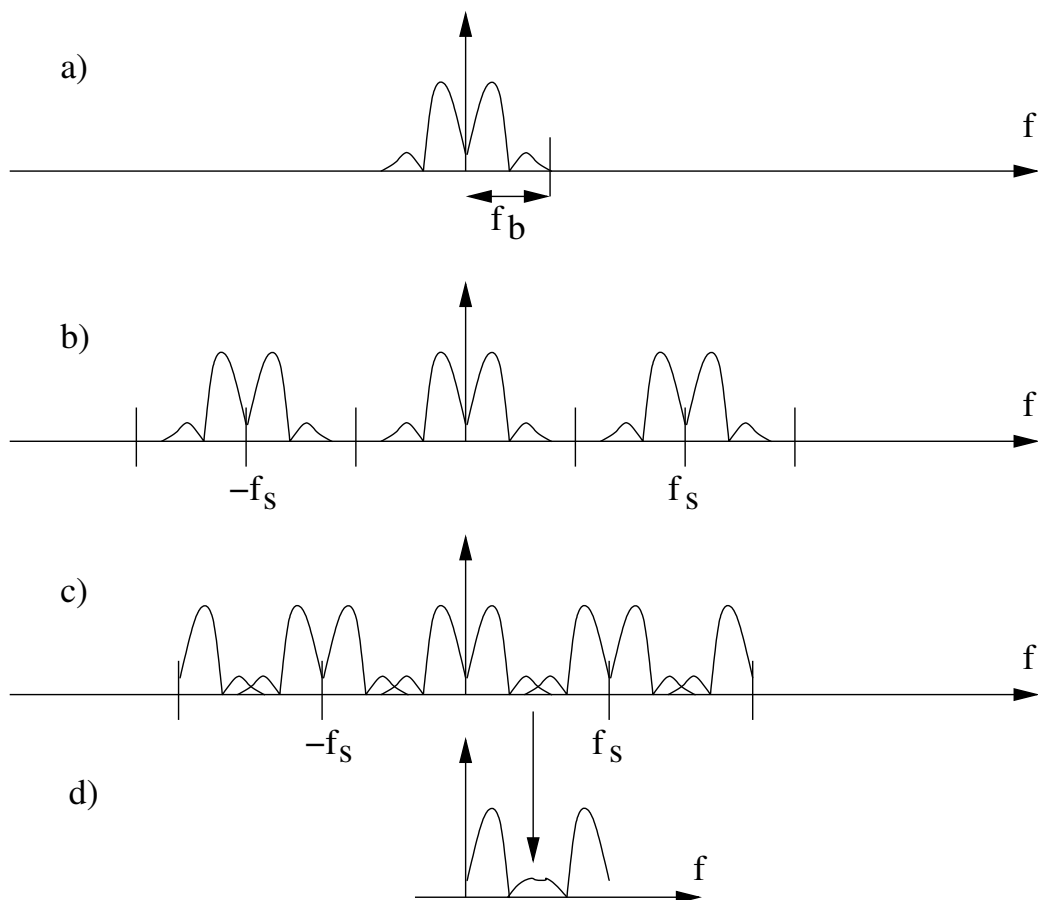
### 4.1 Sampling och antivikningsfilter

En samplare överför en tidskontinuerlig signal,  $x(t)$ , till en serie samplade värden,  $y(nT)$ , tagna i jämna tidsögonblick, figur 2. Själva samplingen är egentligen en multiplikation av  $x(t)$  med en serie *Diracspikar*<sup>3</sup>. Det faktum att det är en multiplikation ger att spektrat för signalen upprepar sig kring sampelfrekvensen, se figur 3.

<sup>3</sup>Populärt kan detta beskrivas som att multiplikationen med Dirac tar ut värdet av funktionen  $x(t)$  vid tiden  $t$



Figur 2: Sampling

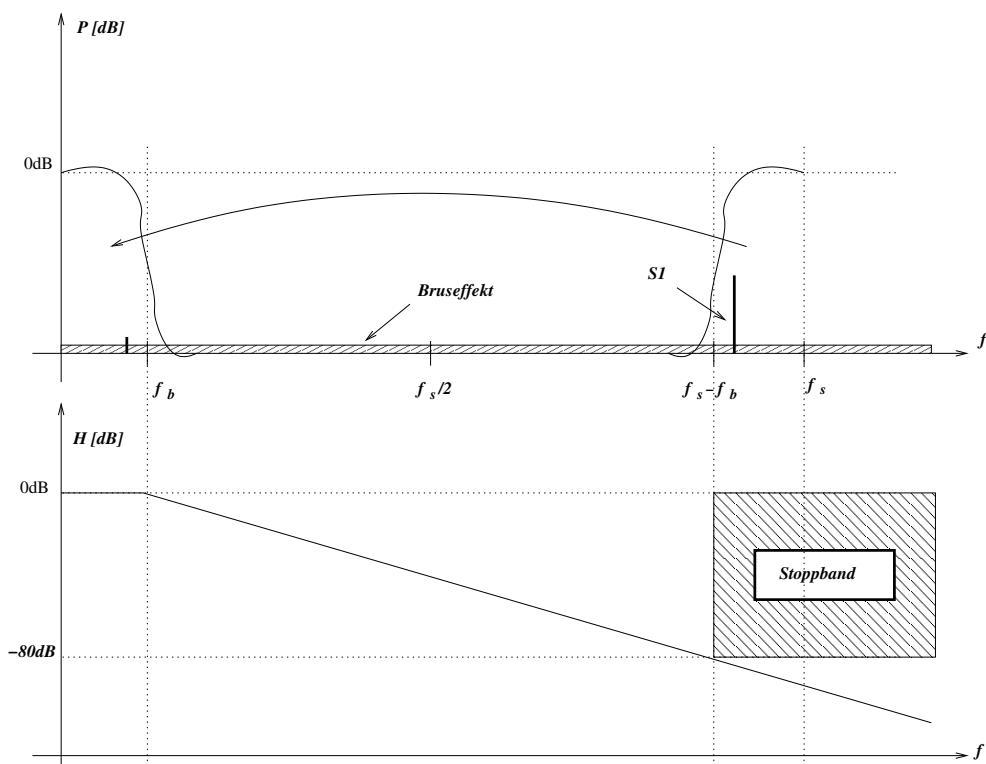


Figur 3: Spektrum vid sampling av en signal med bandbredden  $f_b$  och samplingsfrekvensen  $f_s$ . 3a är signalens frekvensspektrum, 3b är signalspektra upprepade kring samplingsfrekvensen, 3c är när samplingsfrekvensen,  $f_s$  är mindre än dubbla signalbandbredden,  $f_b$ , och 3d visar hur spektrat har ändrat sig för höga frekvenser på grund av vikning.

I figur 3a återges spektrat för signalen med effekt på y-axeln och frekvens på x-axeln. Signalens bandbredd är  $f_b$ . Om samplingsfrekvensen,  $f_s$ , är större än dubbla bandbredden, kommer de spektra som speglas kring samplingsfrekvensen inte att överlappa grundspektrat ( $0 - f_b$ ), figur 3b. Om däremot samplingsfrekvensen är mindre än dubbla signalbandbredden kommer spektrat kring samplingsfrekvensen att överlappa de högsta frekvenserna i signalspektrat, fig 3c, och resultatet blir att grundspektrat förändras, figur 3d. Nyquist<sup>4</sup>-Shannons<sup>5</sup> sats visar att man måste sampla med minst dubbla frekvensen jämfört med den högsta frekvensen i signalen.

$$f_s \geq 2f_b \quad (1)$$

Detta är ett strikt krav och gäller för signalen men också för störningar t.ex. brus som kan ha mycket bredbandigt innehåll. Därför är det absolut nödvändigt att begränsa bandbredden på det som kommer in till samplaren med ett analogt lågpasfilter,<sup>6</sup> så kallat antivikningsfilter (*anti-aliasing filter*).



Figur 4: Exempel: Vikning av störning, S1, samt -80db filterkrav

<sup>4</sup>Harry Nyquist, 1889-1976, från Nilsby i Värmland, Dr i fysik på Yale, USA

<sup>5</sup>Claude Shannon, 1916-2001, Michigan, USA, Dr i matematik, MIT, USA

<sup>6</sup>Ett bandpassfilter för vissa typer av samplningar

I figurerna 3b och 4 kan man se att vikningfiltret måste dämpa ut frekvenser över  $f_s - f_b$ , d.v.s. om man väljer samplingsfrekvensen  $2f_b$  så sammanfaller  $f_b$  med  $f_s - f_b$  och vikningsfiltret behöver vara av oändlig ordning. Det blir alltså en avvägning mellan hög ordning på filtret eller hög frekvens på samplingen.

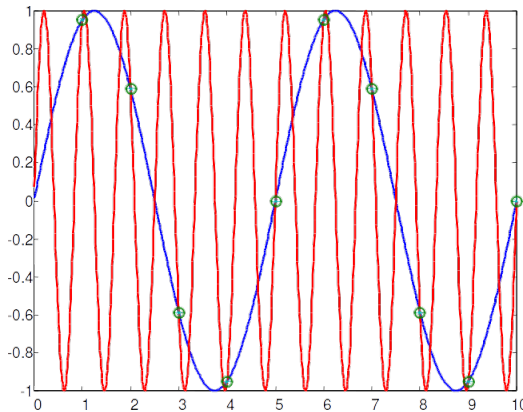
Störningar,  $S1$ , som ligger i området mellan  $(f_s - f_b)$  och  $f_s$  kommer att filtreras och vikas ner i signalbandet. Nödvändig ordning,  $n$ , på filtret fås ur:

$$n = A_{SB} / [20 * \log_{10}(\frac{f_s - 2f_b}{f_b})] \quad (2)$$

där  $A_{SB}$  är nödvändig dämpning i stoppbandet uttryckt i dB. De rester som viks ned efter filtrering ska helst vara mindre än  $1/2LSB$ .

### Exempel 1

Det är viktigt att alla frekvenser över  $f_s/2$  är tillräckligt dämpade. Figur 5 visar hur en högre frekvens kan passa på samplingsvärdena om den inte filtreras bort. Observera att vid sampling finns ingen information om vad som händer mellan samplingstillfällena.



Figur 5: Sampling då filtreringen inte är tillräcklig ger vikning (aliasing)

### Exempel 2

En signal med bandbredden 10kHz ska mätas med AD-omvandlare. Samplingsfrekvensen är satt till  $f_s = 100kHz$ . Dämpningen av vikningstermer behöver vara minst 80dB. Viken ordning krävs på antivikningsfiltret?

$$n = 80 / [20 * \log_{10}(\frac{10^5 - 2 * 10^4}{10^4})] = 4.4 \quad (3)$$

Filtret måste vara av minst ordningen 5.

Antivikningsfilter måste vara av hög kvalitet eftersom de påverkar hela kedjan

i omvandlingen. Lågt brus, stort sving och låg distorsion är nödvändiga krav.

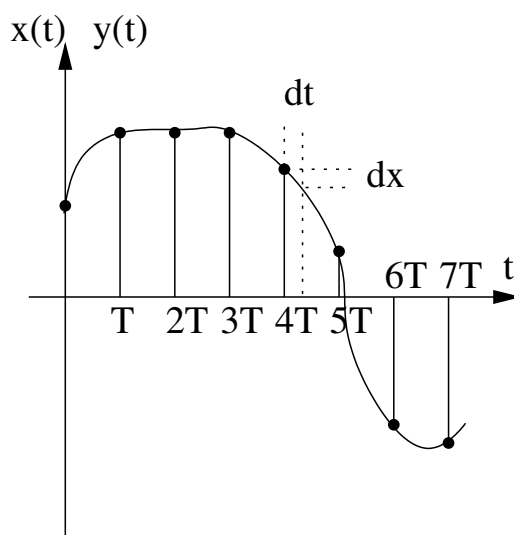
#### 4.1.1 Undersampling

Vikning kan användas till fördel också. Som framgår i figur 3 speglas basbandet, 0 till  $f_b$ , upp kring samplingsfrekvensen. Det omvända gäller också. En bandbegränsad periodisk signal nära samplingsfrekvensen  $f_s$  speglas ner till basbandet. Detta används vid undersampling. På detta sätt kan man AD-omvandla mycket högre frekvenser än AD-omvandlaren klarar. Vikningsfilter som begränsar signalbandbredden måste givetvis finnas och signalen måste vara periodisk. Fenomenet undersampling visar att det är viktigt vid vanlig sampling att alla signaler från  $f_s - f_b$  till  $f_s + f_b$  måste dämpas eftersom de viks ned i basbandet genom undersampling.

#### 4.1.2 Samplingsjitter

I en verklig situation förekommer en variation i de tider då samplingen sker. Denna variation kommer ifrån den klockkrets som styr tiderna och i viss utsträckning från varierande fördröjningar i elektroniken, se figur 6. Felet kan uppskattas från den maximala tidsderivatan på signalen. För en sinussignal,  $A \sin(\omega_{in} nT)$ , blir det:

$$dy = A \cdot \omega_{in} \cdot dt(nT) \cdot \cos(\omega_{in} nT) \leq A \cdot \omega_{in} \cdot dt_{max} \quad (4)$$



Figur 6: Osäkerhet i samplingen, Jitter

Värdet på den samplade signalen beror alltså både på jittret i tiden och av derivatan på insignalen. Till detta kommer variationer i insignalen på grund av brus. Slutsatsen blir att ju högre frekvens som ska samplas och ju högre krav det finns på signal-brusförhållande, desto mindre samplingsjitter kan tolereras. Exempelvis, 90dB SNR vid 10MHz kräver att jittret är mindre än 0,5ps.

Signal-brusförhållande definieras som

$$SNR|_{dB} = 10 \cdot \log\left[\frac{P_{sign}}{P_{brus}}\right] \quad (5)$$

där  $P_{sign}$  är signalens effekt och  $P_{brus}$  är bruseffekten.

## 4.2 Kvantisering

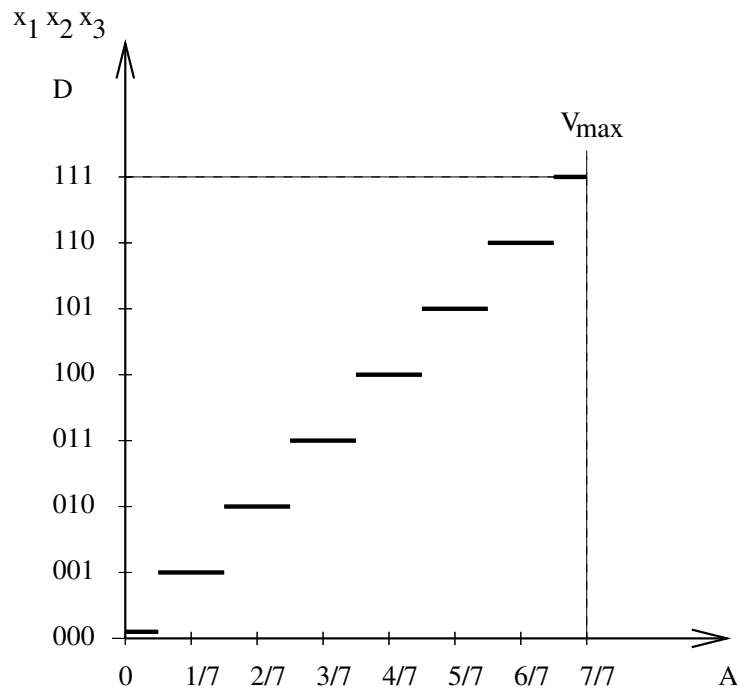
Kvantisering överför en samplad signal med godtycklig nivå till ett antal jämt fördelade kvantiseringsintervall. Detta innebär att kvantiseringen modifierar det samplade värdet till det närmaste<sup>7</sup> digitala värdet som representerar intervallet, se figur 7. Med  $n$  bitar i det digitala ordet kan  $2^n - 1$  intervall representeras. Om det största analoga värdet är  $X_{max}$  och det minsta analoga värdet är  $X_{min}$  blir omvandlingsområdet  $X_{FS} = X_{max} - X_{min}$  och med avrundning blir det fel som kvantiseringen gör maximalt

$$\Delta = \pm \frac{1}{2} \cdot X_{FS} / 2^n = \pm X_{FS} / 2^{n+1} \quad (6)$$

Insignalområdet, i figur 7, delas upp i sju delar och kvantiseringsfelet blir maximalt 1/14 av området. Observera alltså att för ett visst digitalt värde, t.ex. 001, kommer de analoga spänningarna som hänförs till detta tal vara spänningar mellan  $\frac{1}{14}$  och  $\frac{3}{14}$  av  $v_{max}$ .

---

<sup>7</sup>Detta kallas avrundning. Även trunkering förekommer, vilket innebär att alla värden i ett intervall hänförs till det lägre digitala värdet. (Det finns även de som avrundar till det högre värdet)



Figur 7: Överföringsfunktion för en ideal 3-bitars ADC. Insignalområdet delas upp i sju delar och kvantiseringsfelet blir maximalt  $1/14$  av  $V_{max}$ .

För rimligt stora periodiska signaler kan kvantiseringsfelet,  $\Delta$ , anses som vitt brus och det ger möjligheten att uppskatta signal-brusförhållandet (ekvation 5 och 7) som funktion av antalet bitar till

$$SNR_{sinus} = (6.02 \cdot n + 1.76)dB \quad (7)$$

Ett ofta använt begrepp är antalet effektiva bitar, *Equivalent number of bits* (*ENB*). På grund av kvantiseringsbruset och övrigt brus i analoga och digitala delar blir totala *SNR* lägre. Både  $SNR_{tot}$  och *ENB* brukar finnas i datablad. Från det totala *SNR* kan antalet användbara bitar beräknas enligt:

$$ENB_{sinus} = \frac{SNR_{tot,dB} - 1.76}{6.02} \quad (8)$$

### Exempel 3

CD lagringen av musik hade ursprungligen 16 bitars digitala ord. Numera är det vanligare med 24 bitar för representation av musiksignaler. Vad blir



$SNR$  på grund av kvantiseringen för de olika systemen?

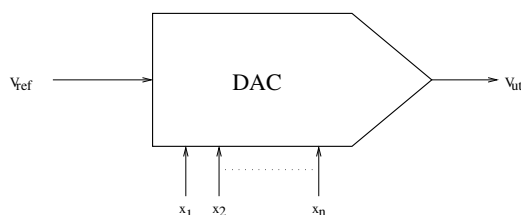
$$SNR_{16-bitar} = (6.02 \cdot 16 + 1.76) = 98dB \quad (9)$$

$$SNR_{24-bitar} = (6.02 \cdot 24 + 1.76) = 146dB \quad (10)$$

En bra vinylskiva och spelare för densamma har typiskt  $70dB$   $SNR$  som effektmässigt är ca sexhundra gånger sämre än i sextonbitarsfallet.

## 5 DA-omvandlaren

Vid omvandling från digitalt till analogt låter man värdet av ett digitalt ord representeras av en analog spänning eller ström. Detta sker i en D/A-omvandlare (eng. digital-analog converter, DAC), se figur 8. Detta är idealt en process utan fel men eftersom sampling finns även här bör brytfrekvensen på rekonstruktionsfiltret vara mycket lägre än samplingsfrekvensen. I annat fall får amplitudkompensation av utsignalen göras.



Figur 8: Symbol för en D/A-omvandlare

Omkodaren ger ett antal diskreta analoga värden för de digitala talet, figur 9. Rekonstruktionen till en kontinuerlig signal görs sedan med en Sample&Hold-krets. Normalt sker omkodning och Sample&Hold i samma krets. Utsignalen från en sådan D/A-omvandlare kan se ut som i figur 10. Rekonstruktionsfiltret, ett lågpasfilter, som följer efter DA-omvandlaren, tar bort höga frekvenser i utsignalen (de skarpa kanterna).

Insignalen till DA-omvandlaren är det digitala ordet  $X = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ .

$$X = x_1 2^{-1} + x_2 2^{-2} + x_3 2^{-3} \dots + x_n 2^{-n} \quad (11)$$

där  $x_1$  är den mest signifikanta biten  $MSB$  och  $x_n$  är den minst signifikanta biten  $LSB$ . Utsignalen från omvandlaren beror, förutom på det digitala talet  $X$ , även på referensen  $V_{ref}$  (ibland förstärkt  $k \cdot V_{ref}$ ). Med denna definition blir den maximala utsignalen  $V_{out,max} = V_{ref}(1 - 2^{-n})$ , d.v.s.  $V_{LSB}$  under  $V_{fs}$ , se figur 9. En mer symmetrisk överföring fås med en offset på  $\frac{1}{2}LSB$ .

$$V_{out} = V_{ref} \cdot X = V_{ref}(x_1 2^{-1} + x_2 2^{-2} + x_3 2^{-3} \dots + x_n 2^{-n} (+2^{-n+1} \text{ vid offset})) \quad (12)$$

#### Exempel 4

Antag en 3-bitars D/A-omvandlare med referensspänningen 2.0V. Denna får överföringsfunktionen

$$V_{ut} = 2 \cdot \left\{ \frac{x_1}{2} + \frac{x_2}{4} + \frac{x_3}{8} \right\}$$

eller med offset

Om vi går igenom samtliga kombinationer av nollor och ettor i det digitala ordet får vi följande resultat (se även figur 9):

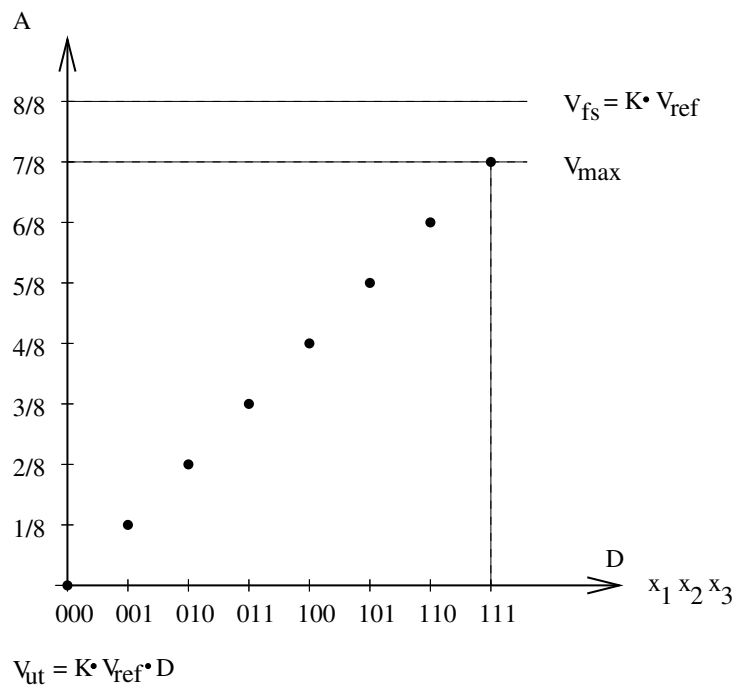
digitalt ord			utspänning		$X$
0	0	0	0.0	0	0
0	0	1	0.250	2/8	1/8
0	1	0	0.500	4/8	2/8
0	1	1	0.750	6/8	3/8
1	0	0	1.000	8/8	4/8
1	0	1	1.250	10/8	5/8
1	1	0	1.500	12/8	6/8
1	1	1	1.750	14/8	7/8

#### Exempel 5

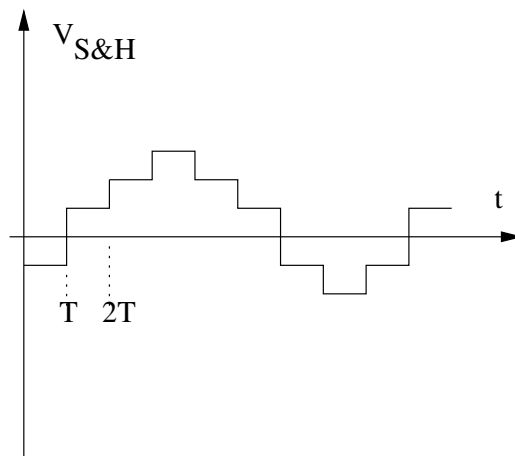
En åttabitars DA-omvandlare har  $V_{ref} = 5V$ . Vad blir utsignalen för den digitala insignalen  $X_{in} = 10110100$ ? Vad blir  $V_{LSB}$ ?

$$V_{out} = 5V \cdot (1 \cdot 2^{-1} + 0 \cdot 2^{-2} + 1 \cdot 2^{-3} + 1 \cdot 2^{-4} + 0 \cdot 2^{-5} + 1 \cdot 2^{-6} + 0 \cdot 2^{-7} + 0 \cdot 2^{-8}) = 5V \cdot 0.703125 = 3.516V$$

$$V_{LSB} = 5/2^8 = 5/256 = 19.5mV$$



Figur 9: Överföringsfunktion för en 3-bitars D/A-omvandlare (utan offset).

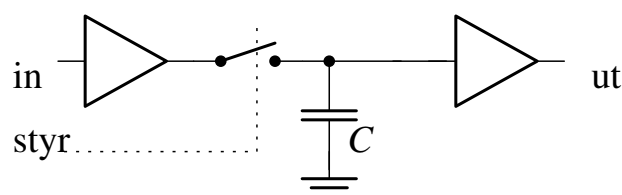


Figur 10: Utsignal från en DA-omvandlare med S&H

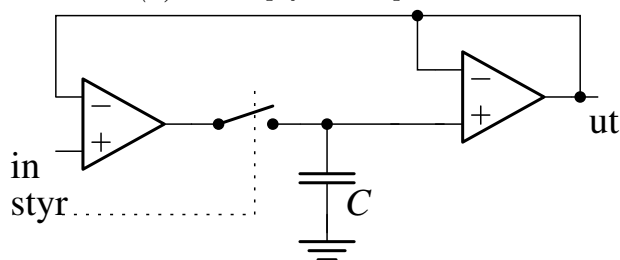
## 6 Kretsar för AD- och DA-omvandlare

### 6.1 Sample&Hold

En Sample&Hold-krets arbetar i två faser styrda av en styrsignal: 1) Ta stickprov på signalen på ingången och 2) hålla kvar detta på utgången. I vissa fall syns signalen på utgången under samplingsperioden. Då kallas kretsen Track&Hold (T&H). Figur 11a visar principen för sampling (T&H). En Sample & Hold-krets realiserad med förstärkare, där återkopplingen i viss mån kompenserar för förstärkarens offsetfel, visas i figur 11b.



(a) Princip för Sample&Hold



(b) S&H realiserad med operationsförstärkare (OP)

Specifikationerna på S&H är i stor utsträckning de samma som för förstärkaren vad gäller bandbredd, offset, slew-rate och stegsvar. Utöver detta finns en del som beror på vad som händer i själva omslaget mellan Sample och Hold.

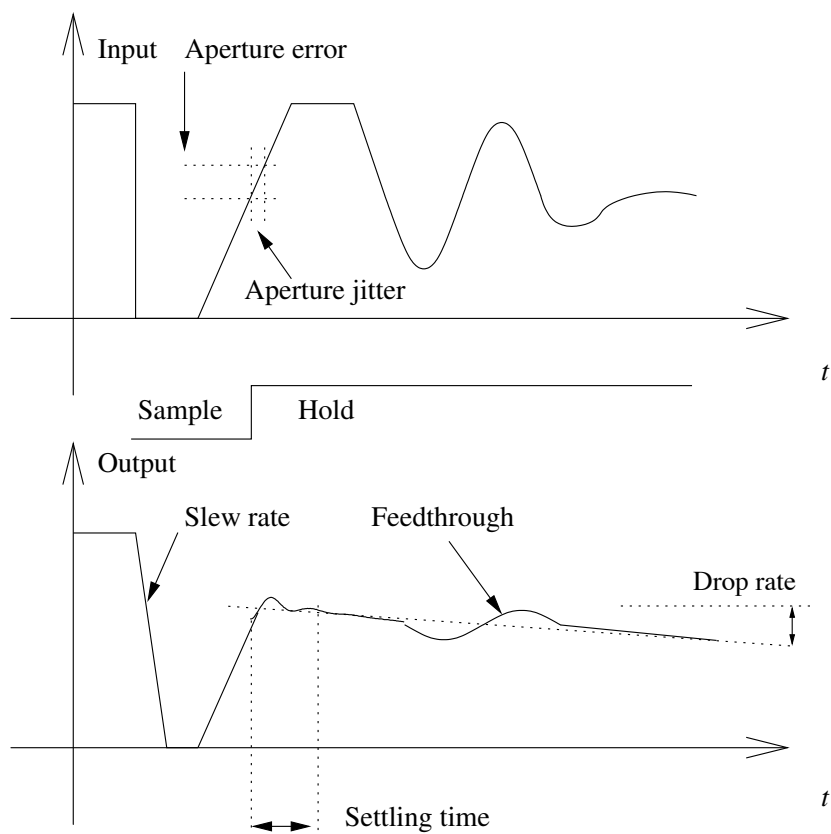
Under Sample-perioden ska kondensatorn laddas upp. 'Worst case' för uppladdningstiden beror på hur mycket ström som finns tillgänglig från förstärkaren och storleken på kondensatorn. Sambandet mellan uppladdningstiden, *acquisition time*, och kondensatorns storlek kan utläsas ur diagram i databladet. Under *acquisition time* ska signalen komma inom en halv *LSB* av rätt värde vilket kräver längre tid vid högre upplösningar.

I övergången till Hold, d.v.s. då switchen öppnas, ska det aktuella värdet sparas. Här kommer flera fenomen att påverka: Jitter i hold-signalen, insignalens derivata, *aperture jitter*, intern fördröjning i S&H mellan holdkommandot och det faktiska värdet som fastnar på kondensatorn, samt tiden det tar för förstärkaren att stabilisera utsignalen efter holdkommandot, *settling*

time.

Under hold-perioden laddas kondensatorn ur av den minimala ström som dras i ingången till förstärkaren. Denna spänningsändring, angiven som en derivata,  $dV_{ut}/dt$ , kallas *drop rate*.

Trots att switchen är öppen finns en överhörning som påverkar utsignalen. Detta beror på interna kondensatorer i de transistorer som utgör switchen. Denna påverkan kallas för *feedthrough*. Samtliga fenomen visas i figur 12.



Figur 12: Specifikationer på en S&H, (T&H i detta fall).

## 6.2 Spänningsreferens

Dataomvandling innebär jämförelse med en referens. Referensen inverkar alltså direkt på noggrannheten. Referenser kan vara interna eller externa. Noggrannhet (absolut och över tid), temperaturstabilitet, okänslighet för lastvariationer och matningsspänningsvariationer är nyckeldata för en bra referens. Bruset från referensen måste vara mindre än kvantiseringsfelet, se kap 4.2. Detta blir svårare att uppnå för omvandlare med många bitar.

## 6.3 DA-omvandlare, DAC

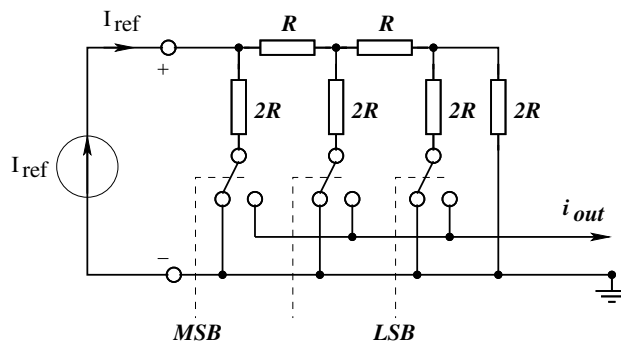
Omvandlarna delas in i tre grupper: Resistorbaserade, kapacitansbaserade och strömkällebaserade.

### 6.3.1 Resistorbaserade

Omvandlaren måste hänföra en digital signal till ett analogt värde. Ett direkt sätt att göra detta är att dela in referensen med en spänningsdelare för att få dessa värden. Med ett switchträd kopplas sedan den rätta spänningen till utgången via en följare. En nackdel med detta är att antalet resistorer i spänningsdelaren växer med  $2^N$

R-2R-stegen, figur 13, är en bättre lösning, där antalet resistorer är ca  $3 * N$ . R-2R-stegen genererar antingen spänningar eller strömmar som halveras i varje steg. Figur 13 visar strömvarianten, där  $i_{out}$  är summan av strömmarna från de switchar som är tillslagna för ett or i det digitala ordet. Strömmarna i grenarna med  $2R$  är  $i_{ref}/2$  för *MSB* och halveras sedan i varje steg till höger. Eftersom nätet sett ifrån  $i_{ref}$  är en konstant resistans oberoende av switcharnas lägen kan  $i_{ref}$  bytas mot en spänningskälla.

R-2R-stegen kan även generera en spänning ut om man istället för källan  $i_{ref}$  till vänster ansluter en spänning,  $v_{ref}$ , vid noden till höger, där det står  $i_{out}$ , och tar ut spänningen i noden där det står  $i_{ref}$ .



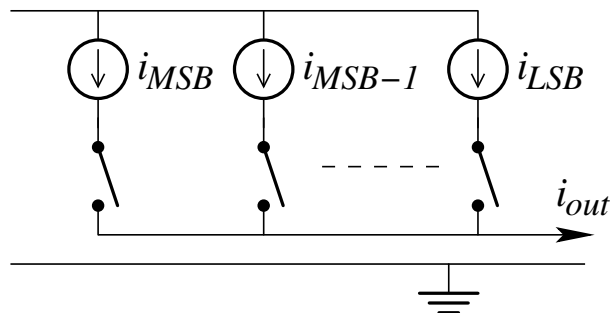
Figur 13: 3 bitars  $R$ - $2R$  steg i strömmod

### 6.3.2 Kapacitansbaserade

Om man ansluter två seriekopplade kondensatorer till en spänningskälla kommer spänningarna över respektive kondensator att förhålla sig omvänt mot kondensatorvärdena. Det går alltså att få till spänningar som halveras i varje steg på liknande sätt som i  $R$ - $2R$ -stegen. För kapacitansbaserade omvandlare krävs mycket hög inresistans i utgångssteget för att inte ladda ur kondensatorerna. En nollställning måste också ske inför varje omvandling för att garantera att ingen laddning ligger kvar i kretsen, vilket kan ge felaktigt resultat.

### 6.3.3 Omvandlare baserade på strömkällor

I  $R$ - $2R$ -stegen genererades strömmar med  $v_{ref}$  och resistorer. Aktiva strömkällor byggda med transistorer kan också användas. De kan antingen ges värden i tvåpotenser som i figur 14 eller ha samma värde och summeras flera i taget. Perfekta switchar och ideala strömkällor finns inte, så i konstruktionen får man ta hänsyn till nortonresistansen för källorna. Denna ger olinjäritet, främst integrerad olinjäritet,  $INL$ , se 7.2.



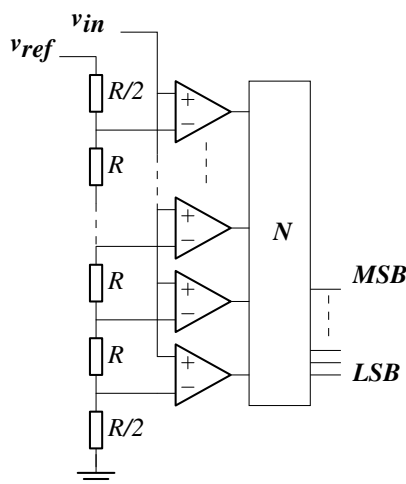
Figur 14: Principen för omvandlare med strömkällor

## 6.4 AD-omvandlare, ADC

Den typ av omvandlare man väljer har stor inverkan på specifikationerna. Omvandlarna kan delas in i två grupper: Nykvistsamplande, med en samplingsfrekvens som är några gånger större än  $2 * f_b$ , och översamplande, som har en samplingsfrekvens som är mycket större än  $2 * f_b$ . Omvandlartyperna *flash*, *successiv approximation* och *integrerande* är Nykvistsamplande medan *sigma-delta* är översamplande och använder återkoppling från den digitala till den analoga sidan.

### 6.4.1 Flash-omvandlaren

Alla AD-omvandlare måste hänföra en analog signal till ett av många intervall. Ett direkt sätt att göra detta är att dela in referensen i dessa intervall med en spänningsdelare och sedan jämföra med komparatorer var signalen ligger relativt spänningarna i delaren. Komparatorernas ut signaler konverteras i ett digitalt nät,  $N$ , till binärkod. Metoden ger en mycket snabb omvandling på bekostnad av stor komplexitet. Det krävs nämligen  $2^N$ -komparatorer och den fysiska storleken på kisel begränsar maximala ordbredden till ca åtta bitar. Figur 15 visar principen.



Figur 15: Flashomvandlare

För ordlängder över åtta bitar kan omvandlingen göras i två steg: Omvandla först de mest signifikanta bitarna, lägg ut detta svar på en DA-omvandlare och subtrahera det från insignalen. Resultatet innehåller nu en signal som ligger i den första omvandlarens LSB. Nu kan ytterligare en omvandlare ta hand om detta intervall. Exempelvis för 12 bitars ord låter man



en 6-bitars flash med  $V_{fs}$  som motsvarar hela insignalområdet arbeta i steg ett. Därefter, i steg två, får en annan 6-bitars flash med  $V_{fs}$  motsvarande  $V_{LSB}$  för den första arbeta på skillnaden mellan signalen och det DA-omvandlade värdet från den första. Alternativt förstärker man skillnaden med  $A = 2^6$  och använder samma omvandlare igen. På detta sätt reduceras effektförbrukningen och komplexiteten (från 4096 komparatorer till 128). Metoden ger något längre omvandlingstid på grund av DA-omvandlingen och ett andra steg.

## 6.5 Tidsmultiplexade, (Time interleaved)

För riktigt snabb omvandling kan flashomvandlarna tidsmultiplexas. Metoden går ut på att man har ett antal identiska omvandlare som turas om att ta stickprov och omvandla. Med  $N$  omvandlare kan man då öka den effektiva samplingsfrekvensen till  $N * f_s$ . Metoden ställer givetvis stora krav på  $S\&H$ , multiplexer och på klocksignalerna som måste fungera vid den högre samplingshastigheten. För högre upplösningar blir de olika offsetfelen också ett problem. På grund av tidsmultiplexningen blir dessa DC-fel konverterade till dynamiska fel.

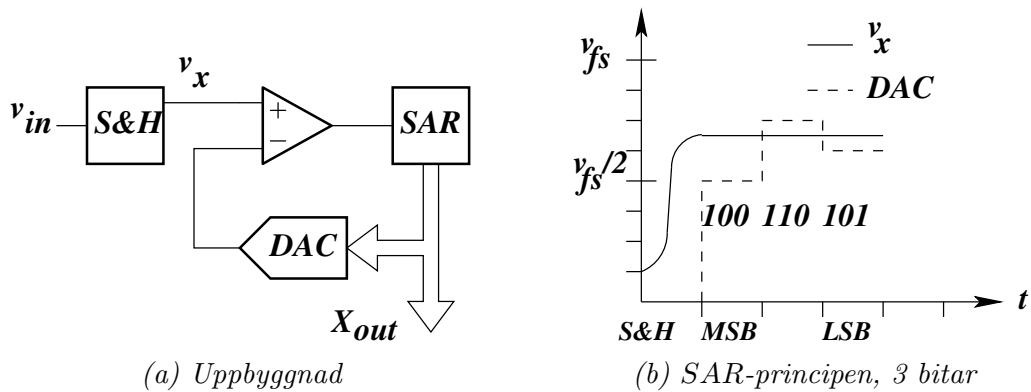
## 6.6 Successiv approximation

Successiv approximation använder en algoritm som kallas binär sökning. Det går ut på att utnyttja information från tidigare resultat. I första steget avgörs om  $v_{in}$  ligger över eller under  $v_{ref}/2$ . Denna information bestämmer om  $MSB$  ska sättas till 1 eller 0, se figur 16b. Givet att man vet detta avgörs nu om  $v_{in}$  ligger över eller under mitten i detta område. Denna information bestämmer nu nästa bit,  $MSB-1$ . Sökningen fortsätter på samma sätt och är färdig efter lika många steg som det finns bitar i det digitala ordet. Kopplingen innehåller en DA-omvandlare, en komparator för jämförelsen och ett successiv approximations register,  $SAR$ , se figur 16a.  $SAR$  utför stegen i omvandlingen och sätter bitar efter komparatorresultatet.

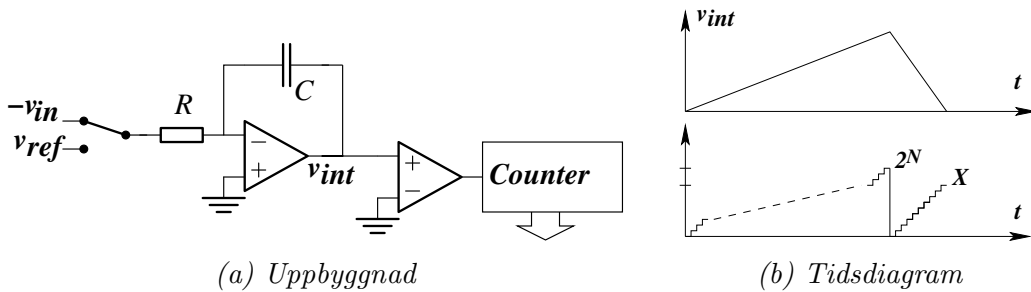
Omvandlare av denna typ är vanliga eftersom de är billiga, effektsnåla, har god upplösning och klarar relativt höga omvandlingshastigheter.

## 6.7 Integrerande omvandlare

Integrerande AD-omvandlare, figur 17a, är långsamma och används främst i mätsammanhang, exempelvis i multimetrar. Med enkla medel kan man få god upplösning, 14 bitar eller mer, lågt brus och låg effektförbrukning.



Figur 16: AD med successiv approximation



Figur 17: Integrerande AD-omvandlare

Principen bygger på integration av två spänningar: Den okända  $v_{in}$  och  $v_{ref}$ . Under tiden integrationen av  $v_{in}$  sker räknar en räknare, *counter*, upp till maxvärdet,  $2^N$ . Därefter kopplas  $v_{ref}$  in och integrerar ner samtidigt som räknaren börjar om från 0. När integratorn kommer till 0V stoppas räknaren och värdet i räknaren,  $X$ , är svaret, se figur 17b och ekvation 13. Eftersom samma komponenter används i båda fallen blir omvandlaren okänslig för komponentvariationer. Som synes påverkar inte heller klockhastigheten,  $T_{clk}$ , resultatet, bara den är konstant under omvandlingen.

$$\frac{v_{in}}{v_{ref}} = \frac{X \cdot T_{clk}}{2^N \cdot T_{clk}} \quad (13)$$

## 6.8 Sigma-delta omvandlare

Översamplande omvandlare användes först för att få hög upplösning för signaler i audiobandet men används numera även för medelhög upplösning i bredbandiga signaler, t.ex. video.

Sigma-delta ADC (eller i bland kallad delta-sigma ADC) översamplar den

filtrerade signalen kraftigt, t.ex.  $f_s = 1024 \cdot f_b$ . Därefter omvandlas den vanligtvis i en *flashADC* med färre bitar än vad som krävs, ibland så lite som en bit (= en komparator). Den höga samplingshastigheten medför att kvantiseringsbruset fördelas över en stor bandbredd. Felet från kvantiseringen i *flashADC*n, återkopplas och subtraheras från insignalen. Denna negativa återkoppling får effekten att kvantiseringsbruset formas, s.k. *noise shaping*, så att största delen hamnar utanför signalområdet. Ett digitalt filter (decimeringsfilter) reducerar samplingsfrekvensen, filtrerar bort brus och ökar upplösningen på utgången. För ingående förståelse rekommenderas signalbehandlingslitteratur [1].

## 7 Specifikationer

En omvandlares prestanda ges av specifikationerna. Vissa specifikationer gäller för både AD- och DA-omvandling, medan några gäller bara för den ena eller andra typen.

Specifikationerna delas in i följande klasser:

- Generella data
- Statiska specifikationer
- Dynamiska specifikationer
- Digitala och omslagsspecifikationer

### 7.1 Generella data

**Typ av analog signal:** Insignalen kan vara single-ended (signal och jord) eller differentiell.

**Upplösning:** Antalet bitar som en ADC använder för att representera en analog signal eller antalet bitar som DAC får på ingången för att generera en analog signal. Upplösningen tillsammans med referensen anger den minsta spänning som kan detekteras (ADC) alternativt den minsta spänningsändring som kan genereras (DAC). Upplösningen är det samma som kvantiseringssteget.

**Dynamik:** Förhållandet mellan den största signalnivån som en omvandlare kan hantera och brusnivån (brusgolvet). Förhållandet uttrycks i dB. Dynamiken anger maximalt SNR.

**Absoluta maxdata:** Anger maxgränser för elektriska och omgivningsdata (temperatur, fuktighet, vibration etc.). Att låta omvandlaren arbeta nära eller över maxgränserna förkortar livslängden eller i värsta fall fördärvar omvandlaren.

**ESD (känslighet för statisk elektricitet):** All elektronik är känslig för urladdning av statisk elektricitet. Människokroppen kan hålla statisk laddning som motsvarar 4000V. All hantering och lagerhållning ska ske i ESDskyddad miljö. Skador av det här slaget behöver inte förstöra omvandlaren men kan reducera funktion och specificerade data avsevärt.

**Drift:** Ändringen i statiska parametrar som förstärkning, offset etc. Vanligvis specificerade som miljondelar per grad celsius,  $ppm/^\circ C$ .

## 7.2 Statiska specifikationer

Den ideala överföringen, figur 7, visar det statiska beteendet för en omvandlare. Nedan finns ett urval av specifikationer som förekommer i datablad. Utöver dessa finns andra specifikationer att ta hänsyn till t.ex. temperaturområde.

**Upplösning, (*Resolution*)**, är den minsta ändringen som motsvaras av en LSB, se ovan.

**Nollfel, (*Offset*)**, Den digitala koden 0...000 motsvarar inte den analoga signalen 0, se figur 18a

**Förstärkningsfel, (*Gain Error*)**, är ett proportionellt fel som ger en avvikelse från det ideala, se figur 18b

**Differentiell olinjäritet (*DNL, Differential Non-linearity Error*)**.

*DNL* är den relativa avvikelsen mellan storleken på de ideala och de verkliga analoga områdena. Idealt borde det vara konstant. Det verkliga området är  $\Delta_r = v_{k+1} - v_k$  och *DNL* beräknas enligt ekvation 14, som visar hur stor del av *LSB* som felet motsvarar.

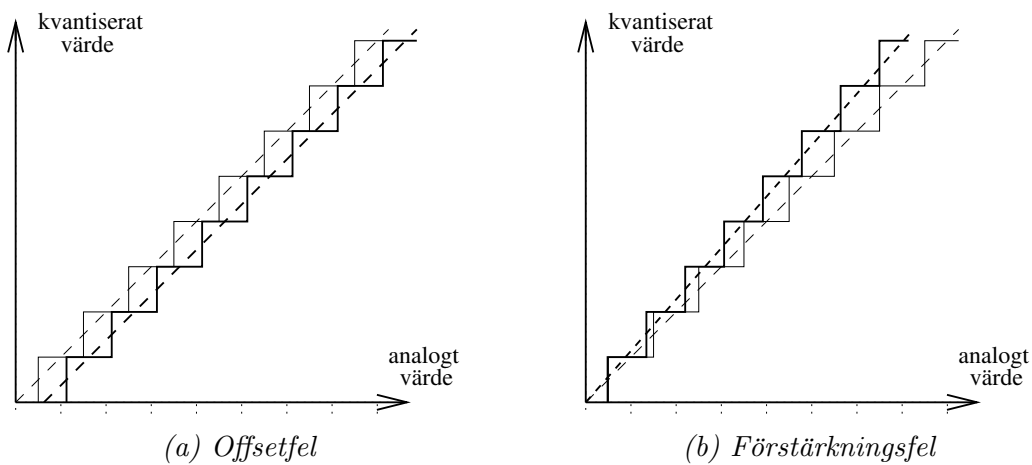
$$DNL_k = (\Delta_r - \Delta)/\Delta \quad (14)$$

Övergången mellan två digitala nivåer ska idealt vara konstant. Avvikelse i detta, så att mindre eller större förändringar i analoga signalen ger övergång i koden, är *DNL*. *DNL* mäts i LSB och bör vara litet, vanligtvis mindre än  $\frac{1}{2}$ LSB. I figur 19 visas den olinjäritet som kommer av små steg i början och stora i slutet.

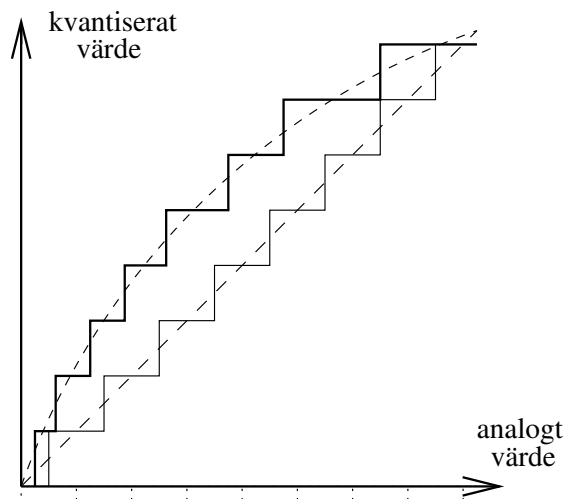
**Monotonitet, (*Monotonicity*)**, innebär att varje ökning av det digitala värdet ger en större analog signal. Detta är speciellt viktigt i vissa sammanhang, t.ex. vid reglering av processer

**Missade koder, (*Missing Codes*)**, är när vissa digitala koder hoppas över och inte kan nås med en motsvarande analog signal.

**Integrerad olinjäritet, (*INL, Integral Non-linearity*)**, är summan av alla *DNL* då man tagit hänsyn till och kompenserat för förstärknings- och offsetfel.



Figur 18: Statiska fel i omvandlare



Figur 19: Integrerad olinjäritet, INL

### 7.3 Dynamiska specifikationer

Frekvensberoende och hastighet för de analoga delarna påverkar de dynamiska specifikationerna.

**Analog bandbredd, (*Analog Input Bandwidth*).** Med en analog insignal, som utnyttjar hela insignalområdet, så är det den frekvens där den digitala utsignalen är 3dB lägre än den är vid låga frekvenser.

**Ingångsimpedans, (*Input Impedance*),** är idealt oändlig. För låga frekvenser är den resistiv och hög, men vid höga frekvenser domineras den av

ingångskapacitansen. Ofta används switchcapacitor-ingång och då ges en ekvivalent ingångsimpedans. Vid mycket höga frekvenser måste matchning med ingångskablar och terminering göras.

**Signal-brusförhållande, (SNR, *Signal-to-Noise Ratio*)**, är förhållandet mellan signaleffekten och bruseffekten. Observera att det är förhållandet mellan maximal signal och brusgolvet som ges. Detta innebär att om man inte använder hela utstyrningsområdet så minskar SNR.

**Harmonisk distorsion, (HD, *Harmonic Distortion*)**, är förhållandet mellan RMS-värdet<sup>8</sup> av signalen och RMS-värdet av samtliga övertoner.

**Övertonsfritt dynamiskt område, (SPDR, *Spurious Free Dynamic Range*)**, är förhållandet mellan signalens RMS-värde och RMS-värdet för den överton som är störst. SFDR är viktig i kommunikationssystem, eftersom stora signaler från närbelägna kanaler kan ha övertoner som överlappar en svag signal i den önskade kanalen.

## 7.4 Digitala specifikationer

De digitala signalerna ska passa med interna och externa komponenter. De som anges nedan är de mest använda i databladerna.

**Logiska nivåer, *Logic Levels*** för varje processtyp, CMOS, TTL, BiCMOS, finns väldefinierade nivåer på spänningar och strömmar som måste uppfyllas.

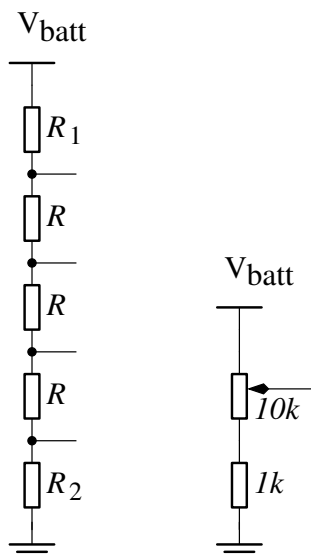
**Klockfrekvens, *Clock Rate*** varje omvandlare har specificerat en maximal klockhastighet. Det är säkrast att inte arbeta högre än 25% av max klockfrekvens. Klockan är viktig för optimal funktion. Branta flanker i signalen, konstant frekvens med minimalt jitter samt låg utresistans är viktiga parametrar.

---

<sup>8</sup>RMS står för Root-Mean-Square och definieras som  $v_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v(t)^2 dt}$

## 8 Uppgifter

1. Till en trebitars AD-omvandlare med inspänningsområdet 0-8V ansluts inspänningen 2V. Vad blir motsvarande utsignal från AD-omvandlaren?
2. En sexbitars DA-omvandlare har  $V_{ref} = 10V$ . Vad blir utsignalen för den digitala insignalen  $X_{in} = 101011$ ? Vad blir  $V_{LSB}$ ?
3. Ett studentprojekt var att bygga en tvåbitars *Flash* AD-omvandlare. Omvandlaren som behandlas här är en sådan men har insignalområdet 1.0 - 4.0V ( $4V = v_{fs}$ ). Det är alltså inte alltid som undre gränsen är 0. Läs om *Flash*omvandlaren i kursmaterialet.
  - (a) Vilken upplösning har omvandlaren?
  - (b) Vad blir maximala kvantiseringsfelet? Vilket  $SNR$  ger det?
  - (c) I den ideala omvandlaren är undre nivån 1.375V vilket är endast 0.375V över undre gränsen. Förklara varför den är vald så.
  - (d) Studenterna kopplar upp spänningsdelaren enligt vänstra delen i figur 20 med de resistorer som finns till hands. Anslutningarna i resistorstegen kopplas till komparatorerna och genererar nivåerna till AD-omvandlaren. Vid mätning fås värdena i tabell 1. Dessa avviker från det ideala på grund av låg tolerans hos resistorerna. Högra delen i figur 20 har använts som insignal.



Figur 20: Spänningsdelare till AD-omvandlaren



I tabell 1 finns de spänningsnivåer en ideal AD-omvandlare ska ha med specificerat insignalområde då avrundning tillämpas. De fyra spänningsnivåerna från delaren finns uppmätta och redovisas därefter. Gör ett diagram där både de ideala och de uppmätta värdena visas. Digitala värden på X-axeln och analoga värden på Y-axeln. Ange vilken typ av fel som är dominant.

- (e)  $DNL$  är den relativa avvikelser mellan storleken på de ideala och de verkliga analoga områdena. Idealt borde det vara  $\Delta = 0.75V$  mellan omslagsnivåerna enligt data ovan. Det verkliga området är  $\Delta_r = v_{k+1} - v_k$  och  $DNL$  beräknas enligt ekvation 14 på sidan 21. Ekvationen (återgiven nedan) visar hur stor del av  $LSB$  som felet motsvarar.

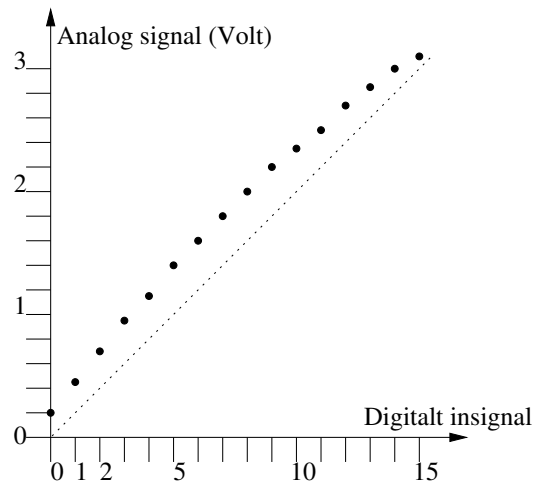
$$DNL_k = (\Delta_r - \Delta)/\Delta$$

Kommentera storleken på  $DNL$  i tabellen. Är det allvarligt eller försumbart?

Ideal nivå (Volt)	Uppmätt nivå (Volt)	DNL
1.375	1.500	
2.125	2.400	
2.875	3.200	
3.625	3.868	—

Tabell 1: Mätresultat för Flash AD-omvandlare

4. En signal från en piezoelektrisk givare ska mätas med en AD-omvandlare. Informationen i signalen innehåller frekvenser upp till 50kHz samt bredbandigt brus.
- Vilken är den minsta samplingsfrekvens som måste specificeras?
  - Antag att man vill ha en noggrannhet på minst 0.1%, specificera minsta antalet bitar i omvandlaren.
  - Nämna tre metoder för AD-omvandling och välj en lämplig omvandlartyp för uppgiften. Motivera varför du valt just denna typ.
  - Samplingsfrekvensen väljs till  $f_s = 1MHz$ . Dämpningen av vikingstermer behöver vara minst 60dB. Viken ordning krävs på antivikningsfiltret?
5. Vid test av en DA-omvandlare mäts punkterna i diagrammet upp för de olika digitala värdena.



Figur 21: Mätdata från en DA-omvandlare

- Hur många bitar har DA-omvandlaren?
- Nämn två fel som DA-omvandlaren har.
- Vilken upplösning,  $V_{LSB}$ , har DA-omvandlaren om  $V_{full\ scale}$  är 3,2V?

## 9 Svar

- Området är 0-8V, d.v.s.  $k \cdot v_{ref} = 8V$ , som delas upp i  $2^3 = 8$  delar där varje del är  $8V/8=1V$ .

$$V_{in} = 8V \cdot (x_1 \cdot 2^{-1} + x_2 \cdot 2^{-2} + x_3 \cdot 2^{-3}) = 2V$$

$$X = \{0, 1, 0\}$$

Observera att även spänningar i området 1.5V till 2.5V kommer att få samma värde.

2

$$V_{out} = 10V \cdot (1 \cdot 2^{-1} + 0 \cdot 2^{-2} + 1 \cdot 2^{-3} + 0 \cdot 2^{-4} + 1 \cdot 2^{-5} + 1 \cdot 2^{-6}) = 10V \cdot 0.67188 = 6.7188V$$

$$V_{LSB} = 10/2^6 = 10/64 = 156.25mV$$

- Upplösning:  $(4 - 1)/2^2 = 0.75V$

- 3b Kvantiseringsfelet är med avrundning  $\frac{1}{2}LSB = \pm 375mV$ . Enligt formel 7 åtegiven nedan blir  $SNR=13,82dB$ .

$$SNR_{sinus} = (6.02 \cdot n + 1.78)dB$$

- 3c För att få till avrundning lägger man gränserna mitt emellan de naturliga omslagsnivåerna, se figur 7
- 3d Offsetfel är dominant.
- 3e Maximalt  $DNL$  är 0.200 vilket är något mindre än  $\frac{1}{2}LSB$ . Dock ackumuleras felen efter varje steg så 0.200 får ses som ett betydande fel.

Ideal nivå (Volt)	Uppmätt nivå (Volt)	DNL
1.375	1.500	0.200
2.125	2.400	0.067
2.875	3.200	-0.110
3.625	3.868	—

Tabell 2:  $DNL$  beräknat

- 4a Samplingsfrekvensen måste teoretiskt vara minst dubbelt så hög som den högsta frekvensen i signalen (50kHz), i detta fall 100kHz. För att kunna filtrera med rimliga filter ska den dock vara mycket högre.
- 4b 0.1% är  $\frac{1}{1000}$ , upplösningen är  $1/2^N$  där  $N$  är antalet bitar.  $N=10$  räcker,  $1/2^{10} = 0.00098$ .
- 4c Flash, successiv approximation och integrerande. 100-1000kHz är en måttlig frekvens så successiv approximation är lämpligast eftersom den inte är så dyr som flash och snabbare än integrerande.
- 4d  $n = 60 / [20 * \log_{10}(\frac{10^6 - 2 \cdot 5 \cdot 10^4}{5 \cdot 10^4})] \approx 2.4$ . Filtret måste vara av minst ordningen 3.
- 5a 4 bitar.  $2^N$  nivåer.  $2^N = 16$  ger 4 bitar.
- 5b Punkterna är förskjutna uppåt i figuren. Detta är ett offsetfel. Punkterna är inte en rak linje. Detta är ett linjäritetsfel.
- 5c Upplösningen är  $\frac{V_{full\ scale}}{2^4} = 0.2V$

## Referenser

- [1] Franco Maloberti, *Data Converters*, Springer 2007 ([www.springer.com](http://www.springer.com))
- [2] Texas Instruments, *Data Converter Learning Center*, (2015),  
[http://www.ti.com/lscs/ti/analog/dataconverters/learning\\_center.page](http://www.ti.com/lscs/ti/analog/dataconverters/learning_center.page)
- [3] Texas Instruments, *Understanding Data Converters*, (2015),  
<http://www.ti.com/lit/an/slaa013/slaa013.pdf>