

DIGITAL - ANALOG og ANALOG - DIGITAL omsetting

ved

Odd Pettersen

Kompendium i Elektriske kretser

i

Emne SIE3040

Reguleringsteknikk med elektriske kretser

1. utgave

Mars 2003



NORGES TEKNISK-NATURVITENSKAPELIGE UNIVERSITET
INSTITUTT FOR TEKNISK KYBERNETIKK

Innhold

Diskret representasjon av kontinuerlige fysiske variable	1
Digital til Analog omsetting	2
Digitale inngangssignaler på parallell form	3
Nettverk med veide motstander	3
Stigenettverk av motstander	5
Bipolar operasjon	6
D/A-omsetter for digitale data på parallell form. Realisering	8
Andre typer D/A-omsettere	10
Indirekte omsetting	10
Omsetting til vekselspanning	10
D/A-omsetter fra digitale data på serieform	10
Holding og holdekretser	11
Holding av nullte og høyere orden	11
Analog holdekrets av nullte orden.	11
Tidsdeling av D/A-omsettere	13
Multipliserende D/A-omsetter	14
Analog til Digital omsetting	15
Åpen sløyfe omsettere	15
Omsetting via mellomsignal	15
Tilbakekoplede Analog til Digital omsettere	16
Omsetter med suksessive approksimasjoner	16
Kombinert Suksessiv approksimasjon/Simultan omsetter	17
A/D-omsetter av servo-type	17
Dobbel-rampe omsetteren	18
Karakteristiske størrelser for A/D-omsettere	19

Dette kompendium er et konsentrat laget fra kap. 3.2 i boken

[1] Odd Pettersen: Sanntids datateknikk bd. 1 (Tapir 1987). ISBN 82-519-0585-0



DIGITAL/ANALOG (D/A) OG ANALOG/DIGITAL (A/D) OMSETTING

1 Diskret representasjon av kontinuerlige fysiske variable

Målesignaler fra en prosess og styresignaler til prosessen vil svært ofte være av kontinuerlig natur. Dette betyr dels at et signal er *definert* i ethvert *tidspunkt*, og dels at signalet kan anta en vilkårlig verdi innenfor et kontinuerlig variasjonsområde.

Når et målesignal innleses til en datamaskin, skjer dette ved diskrete tidspunkt, og mellom disse har datamaskinen intet kjennskap til signalverdien. Signalet er *samplet*. Signalverdier utlest fra datamaskinen og som representerer variable i et program blir også utlest i et lite øyeblikk, og ved gjentatte utlesninger må signalet *holdes* for å opptre kontinuerlig i tid.

Et kontinuerlig signal kan i datamaskinen bare gjengis som en *digital verdi* (et tall), med endelig oppløsning. Signalet er da *kvantisert*, det vil si verdien er avrundet til nærmeste trinn av en rekke mulige innenfor et variasjonsområde. Figur 1 illustrerer sampling og kvantisering.

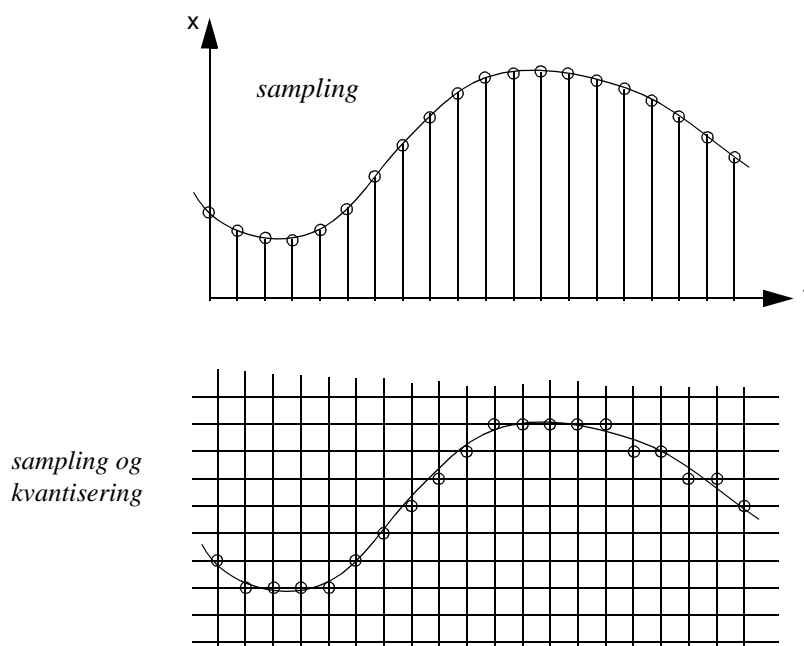


Fig. 1. Sampling og kvantisering.

Fysikalske kontinuerlige signaler kan anta en rekke forskjellige fysiske former. Først og fremst kan en målestørrelse representeres av en likespenning, med verdi svarende til den målte fysiske størrelse. Likespenningen er en *analog* representasjon av den fysikalske variable. For eksempel kan den variable være en strømning i et rør, angitt med enhet liter/sek. Ved hjelp av et passende måleelement blir strømningen representert på analog form av en likespenning, hvor for eksempel 10 V svarer til 8 liter/sek. og 2 V svarer til strømningshastighet 0. Det eksisterer en skaleringsfaktor, som i dette tilfelle er 1 V sek./liter, og en nullpunktforskyvning¹. Det kan naturligvis også tenkes andre analoge former for signaler, men likespenning (eller -strøm) hvor verdien er et uttrykk for den målte variable er vanligvis den mest anvendte form når signalet skal overføres til eller fra en datamaskin. Med *analog representasjon* vil vi derfor, hvis vi ikke spesielt sier noe annet, mene en likespenning eller likestrøm hvor størrelsen representerer den fysiske variable.

En slik likespenningsrepresentasjon vil også være *kontinuerlig*, hvis den tilsvarende fysiske variable er kontinuerlig. Målesignalet har en representasjon som kalles **analog**, med rette fordi signalet er analogt (og oftest proporsjonalt) med den fysiske variabelen det representerer. Etter hvert er det blitt vanlig språkbruk også å bruke betegnelsen *analog* om enhver kontinuerlig signalform, som motsetning til samplet og digital, i stedet for *kontinuerlig*, som ville være riktigere. Dette er blitt så innarbeidd på både norsk, engelsk og andre språk at det er vanskelig å gjøre noen endring i dette. Vi kommer derfor til å bruke de vanlige uttrykk “digital til analog omsetting” og “analog til digital omsetting” om overgangen mellom den diskrete representasjon i datamaskinen og den kontinuerlige i et tilknyttet fysikalsk system.

Denne omsettingen foregår vanligvis i grensesnittstyret mellom datamaskinen og den ytre verden og skjer ved hjelp av henholdsvis en Digital/Analog (D/A) omsetter og en Analog/Digital (A/D) omsetter. Vi skal i noen følgende kapitler se først litt på det teoretiske grunnlaget for en slik omsetter og deretter på noen prinsipper for realisering.

2 Digital til Analog omsetting

En digital/analog omsetter kan utenfra betraktes som en enhet som mottar en digital verdi, representert på parallell eller serie form over henholdsvis en ledningsbunt og et ledningspar, og leverer ut et signal på analog form, vanligvis i form av en likespenning på et ledningspar:

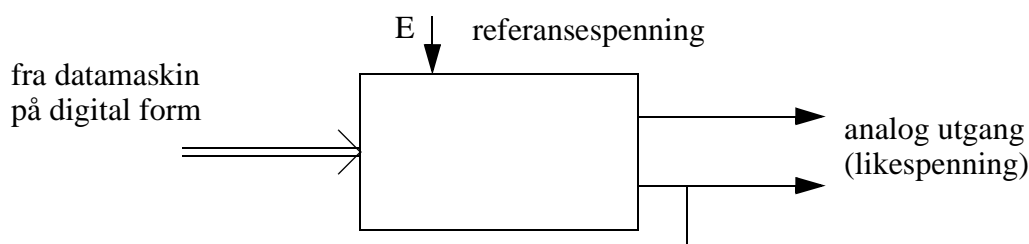


Fig. 2. D/A-omsetter sett skjematisk utenfra.

1. Skalering blir ikke omtalt videre her.

Hvis vi betegner den digitale inngangsstørrelsen X og den analoge utgangsstørrelsen A , kan vi uttrykke følgende sammenheng:

$$A = K \cdot E \cdot X \quad (1)$$

hvor E er en analog referansespenning, og K en proporsjonal-konstant. Er X uttrykt som et binært tall

$$X = a_{n-1} \cdot 2^{n-1} + \dots + a_2 \cdot 2^2 + a_1 \cdot 2^1 + a_0 \cdot 2^0 \quad (2)$$

vil den analoge utgang være:

$$A = KE \cdot (a_{n-1} \cdot 2^{n-1} + \dots + a_2 \cdot 2^2 + a_1 \cdot 2^1 + a_0 \cdot 2^0) \quad (3)$$

2.1 Digitale inngangssignaler på parallell form

Med parallell form menes at hvert bit (binære siffer) representeres som en logisk størrelse på en separat ledning. Antall bits er bestemmende for oppløsningen, og ganske vanlig er 10 til 14 bits. En 12-bits omsetter må derfor få inngangssignalet på 12 separate ledninger pluss nullpunktsreferansen, ofte kalt "jord". For enkelhets skyld kan vi anta felles nullreferanse-ledning for alle bits. Hvis digital-omsetteren befinner seg utenfor datamaskinen, må sammenkoplingen altså skje med en kabel med minst 13 ledninger.

Det forekommer også at bitene i det digitale signalet overføres på serieform. Dette betyr at de enkelte bits overføres som en tids-strøm hvor bitene kommer etter hverandre på ett ledningspar. Vi vil imidlertid ikke komme nærmere inn på dette her, for det er ikke vesentlig i denne sammenheng. Vi kan bare nevne at det finnes ganske greie elektronikk-kretser og koplinger for overgang mellom parallell- og serieform, og dette er ytterligere en grunn til å ikke dvele mer med serieformen.

2.1.1 Nettverk med veide motstander

Når de digitale inngangssignaler foreligger på parallell form, kan D/A-omsetteren realiseres direkte etter likning (3). Dette gjøres ved å generere strømmer proporsjonale med de enkelte ledd i summen som utgjør likning (3). Disse strømmer styres av vanligvis halvlederbaserte brytere eller vendere som kan settes i en av to stillinger styrt av hvert sitt bit i det digitale signal. Det analoge utgangssignal genereres så fra summen av disse delstrømmer.

En av de mest direkte måter å realisere dette på er ved hjelp av en operasjonsforsterker og et nettverk av veidde motstander som vist i figur 3.

Hvert bit i inngangssignalet styrer en bryter slik at når vedkommende bit =1, ligger kontakten mot referansespenningen E og kopleer inn en inngangsmotstand som gir en strøm mot operasjonsfor-

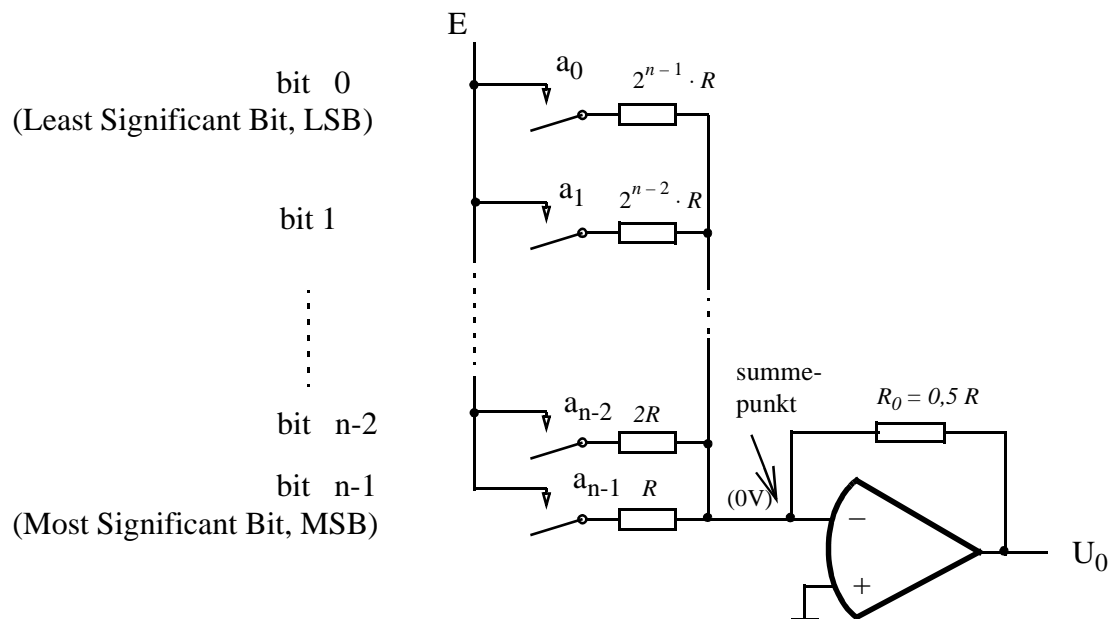


Fig. 3. D/A-omsetter med nettverk av veiede motstander.

sterkerens summe-punkt. Inngangsmotstanden har verdi omvendt proporsjonal med vekten av vedkommende bit.

Summen av inngangsstrømmene vil være

$$I_{inn} = \frac{E}{R} \left(a_{n-1} \frac{1}{2^0} + a_{n-2} \frac{1}{2^1} + \dots + a_1 \frac{1}{2^{n-2}} + a_0 \frac{1}{2^{n-1}} \right)$$

$a_j = 1$ eller 0 er bit-verdien og svarer til venderens stilling i skjemaet, figur 3. Uttrykket kan skrives

$$I_{inn} = \frac{E}{R} (a_{n-1} \cdot 2^{n-1} + a_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \dots + a_1 \cdot 2^1 + a_0 \cdot 2^0) \cdot \frac{1}{2^{n-1}} \quad (4)$$

Hvis vi velger operasjonsforsterkerens tilbakekoplingsmotstand $R_0 = 0,5 R$ som angitt i kretsskjemaet, blir operasjonsforsterkerens utgangsspenning $U_0 = -\frac{I_{inn}R}{2}$, og dermed

$$U_0 = -E(a_{n-1} \cdot 2^{n-1} + a_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \dots + a_1 \cdot 2^1 + a_0 \cdot 2^0) \cdot \frac{1}{2^n} \quad (5)$$

som svarer til likning (3), med $\kappa = -\frac{1}{2^n}$.

Nøyaktigheten i omsettingen er avhengig av de motstandene som benyttes. Ved et stort antall bit blir forskjellen i motstandsverdi meget stor. Toleranser på de minste motstandene, som svarer for de mest signifikante bit, kan gi unøyaktigheter i grenstrømmen som kan være ganske betydelige i forhold til strømmen gjennom den største motstand. Dette begrenser derfor den maksimale ordlengde ved denne type omsetter.

Som vendere kan benyttes releer eller halvlederelementer. Når releer benyttes, vil operasjonshastigheten være forholdsvis lav, men tilleggsmotstanden som introduseres i selve venderen er meget liten. Oftest vil man i dag av hensyn til både hastighet, pris og plass benytte halvlederelementer i venderne, gjerne MOS-transistorer som integreres sammen med motstandene. Halvlederelementer gir vesentlig øket hastighet, en forbedring med en faktor minst 1000. Imidlertid har halvlederelementene en indre motstand som ikke kan neglisjeres. Denne kommer i serie med motstandene i nettverket og må regnes med i motstandsverdien. Variasjoner i halvlederelementenes indre motstand vil derfor også være bestemmende for omsettingens nøyaktighet. Ved visse koplinger og halvledertyper kan seriemotstanden gjøres neglisjerbar, men da kan lekkstrøm i elementer i stilling "0" få betydning. Koplingen i figur 3 blir derfor ikke så mye brukt som den vi skal gjennomgå i kap. 2.1.2.

2.1.2 Stigenettverk av motstander

En annen kopling for D/A-omsetter er *stigenettverk*, vist i fig. 3-4. Et nettverk av motstander er koplet slik at de minner om en stige, og de har én av bare to motstandsverdier. Referansespenningen E mater nettverket.

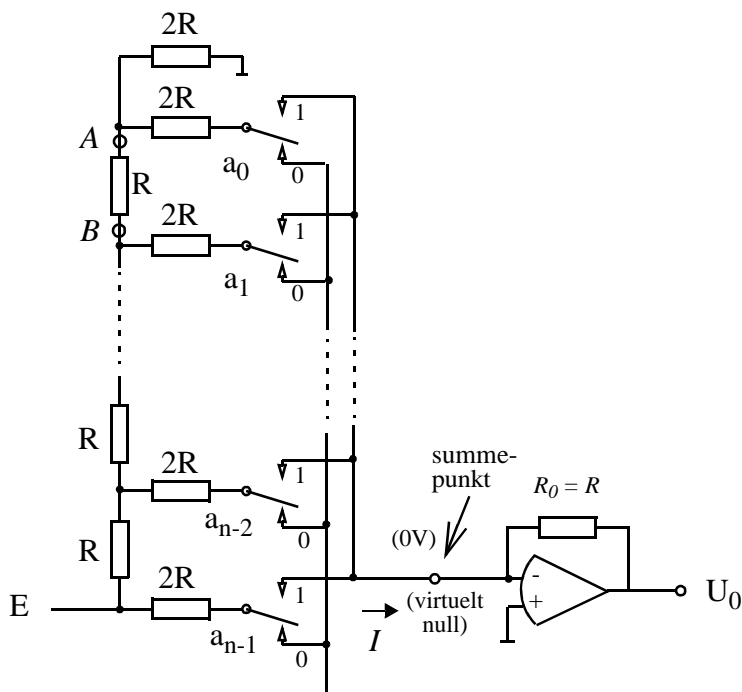


Fig. 4. D/A-omsetter med stigenettverk

Stigens "trinn" utgjøres av motstander som på høyre side er koplet til hver sin vender, som kopler motstanden enten til operasjonsforsterkerens summepunkt eller jord.

I likhet med figur 3, er venderne styrt av det digitale inngangssignalet. Venderen skifter mellom to punkter som begge ligger på potensialet (spenningen i forhold til "jord") 0. Dermed er strømmen gjennom motstanden uavhengig av venderstillingen, og siden dette gjelder alle stige-trinns-motstandene, vil strømmen i alle kretsens grener være konstant.

For å analysere denne koplingen ser vi først på det minst signifikante leddet, i punktet merket A i figur 4. Strømmen "nedenfra", dvs. fra stigens "stamme", deles mot to like motstander. Derved vil strømmen i stige-trinnet være halvparten av strømmen i punkt A. De to like motstandene har verdi $2R$, og parallellkoplingen av to like motstander har ekvivalentmotstand halvparten av hver av grenene, altså R . Denne parallellkoplingen er seriekopledd med motstanden R mellom punktene A og B, og dermed vil disse tilsammen ha motstandsverdi $= 2R$. Resultantmotstanden ovenfor punkt B er derfor $2R$, altså det samme som den øverste enkle motstanden i nettverket. Ser vi nå på neste bit, har vi altså nøyaktig samme forhold med motstandsverdier som ved minst signifikante bit, men strømmen er det dobbelte i denne grenen, fordi den må være lik strømmen i motstanden mellom punktene A og B.

Slik kan vi resonnerer videre nedover i stigen (som ved *induksjonsbevis* i matematikken): Hvert stige-trinn fører strøm som er det dobbelte av trinnet over. Det kan derfor lett vises at operasjonsforsterkerens utgangsspenning i figur 4 er:

$$U_0 = -E(a_{n-1} \cdot 2^{n-1} + a_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \dots + a_1 \cdot 2^1 + a_0 \cdot 2^0) \cdot \frac{1}{2^n} \quad (6)$$

altså identisk med likning (5) som gjelder for figur 3.

Variasjonsområdet for begge koplingene foran, både figur 3 og figur 4, er, referert til referansespenningen E :

$$0 \leq -U_0 \leq (2^n - 1)E \quad (7)$$

hvor n er antall bits. Ulikhetstegnenes retning forutsetter E positiv.

2.2 Bipolar operasjon

Det vil i mange tilfeller være ønskelig at D/A-omsetteren kan gi både positiv og negativ utgangsspenning, svarende til et positivt eller negativt tall. Koplingen avhenger av hvilken representasjonsmåte som benyttes for negative verdier av det digitale inngangssignalet. Meget vanlig er to-komplement, og da kan D/A-nettverket realiseres ved at det mest signifikante bit i koplingen i figur 4 mates med den *negative* referansespenning, mens alle andre bit mates fra positiv referansespenning, med samme tallverdi.

Fra teorien for modulær aritmetikk, vet vi at et tall innen en modul er *kongruent* med tilsvarende tall i en annen modul. Alle kongruente tall har samme digitale representasjon innenfor n bits når modulstørrelsen er 2^n . Dette innebærer at representasjonen av et hvilket som helst tall er det kongruente tallet innen grunnmodulen, og dette får vi ved å legge til eller trekke fra et helt antall moduler (eventuelt 0).

To-komplement representasjon innebærer at den øverste halvdel av modullengden 2^n for en n bits omsetter benyttes til negative verdier, mens den nederste brukes til positive. Dette innebærer at

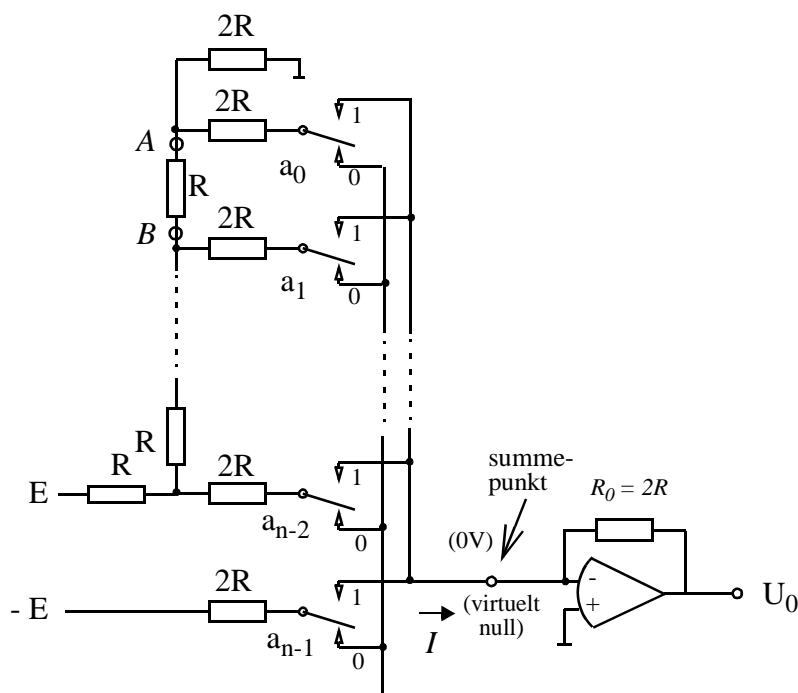


Fig. 5. Kopling for bipolar operasjon.

positive verdier får samme representasjon som i et unipolart tilfelle, hvor hele modulen gjengir positive verdier. Den øverste halvdel av modulen, som altså representerer negative verdier, representerer de negative *kongruente* verdiene, fra modulen rett til venstre for origo på tallinjen. Dette betyr at et tall i øverste modul-halvdel, et øyeblikk betraktet som et vanlig positivt heltall, representerer det negative tall som fremkommer ved subtraksjon av en modul-størrelse, altså 2^n . For å få ut en elektrisk spenning svarende til et negativt tall må vi derfor legge til en negativ spenning (dvs. trekke fra en positiv) svarende til n hel modullengde. Referansespenningen svarer til en halv modullengde, så vi må altså i tilfelle av et negativt tall trekke fra $2 \cdot$ referansespenningen ($2E$) samtidig med at det mest signifikante bit i prinsippet behandles på samme måte som de øvrige bits. Dette oppnås enklest ved å mate det mest signifikante bit med $-E$ i stedet for $+E$.

Vi ønsker ofte at den bipolare omsetteren skal spenne over variasjonsområdet fra $-E$ til $+E$, og da må tilbakekoplingsmotstanden R_0 gjøres dobbelt så stor som i det unipolare tilfelle. Dette fremgår av figur 5, hvor $R_0 = 2R$. Variasjonsområdet er da, referert til referansespenningen E :

$$2^{n-1} \leq -U_0 \leq (2^{n-1} - 1)E \quad (8)$$

hvor n er antall bits. Sammenlikn med det unipolare tilfelle, likning (7). Legg også merke til at den minste skrittlengden, svarende til minst signifikante bit, nå er dobbelt så stor målt i volt, sammenliknet med det unipolare tilfelle.

3 D/A-omsetter for digitale data på parallell form. Realisering

I kapitlene foran har vi gjennomgått grunnlaget for en svært direkte D/A-omsetting, basert på motstandsnettverk hvor hvert bit genererer et bidrag svarende til sin betydning eller vekt. Den kanskje mest direkte av disse er basert på veide motstandsverdier. Denne omsetteren har én motstand pr. bit, mens stigenettverket benytter dobbelt så mange. Til tross for dette, blir omsetteren med veide motstander brukt sjelden i dag, i forhold til stigenettverket, i hvert fall når vi trenger stor oppløsning, det vil si mange bits. Årsaken til dette er vanskene med å oppnå samme nøyaktighet. Med n bits vil forholdet mellom største og minste motstandsverdi være 2^{n-1} . Nøyaktighetskravet til den mest signifikante motstandsgrenen er at avvik i denne grenen må være mindre enn halvparten av total maks. feil, som igjen er halvparten av ett kvantiseringsstrinn, altså mindre enn $1:2^{n+1}$. Samtidig må det samlede feilbidraget fra de øvrige grener være mindre enn det samme bidrag.

Motstander av så forskjellig verdi må helst lages med forskjellig teknologi, og det er vanskelig å fremstille dem i integrert utførelse. Dette innebærer at det vil være vanskelig å holde variasjoner som skyldes temperaturoendringer innenfor toleranse-grensen.

Derimot unngås de fleste av disse vansker ved å bruke stigenettverk. Dette har bare to forskjellige motstandsverdier, og disse er til og med i forholdet 2:1. Samtlige motstander kan derfor fremstilles like, og så kan $2R$ lages som seriekopling av 2 motstander av verdien R . Dette gjør at nettverket egner seg godt for utførelse som integrert krets. Dette har store fordeler: For det første fremstilles integrerte kretser med høy grad av automatisering, og for det annet vil i en integrert krets temperaturen være mer lik for de forskjellige elementer, i forhold til en krets av diskrete komponenter. Når alle motstander er like og plassert tett inntil hverandre, vil temperaturvariasjoner slå likt ut på alle, slik at temperaturvirkningen blir utbalansert.

Som nevnt tidligere, har venderne også en viss motstand som må tas i betraktning. I prinsippet kunne det benyttes releer, og dette ble også mye brukt tidligere. Særlig var "reed"-releer populære. Denne reletypen er basert på et kontaktfjærsett plassert hermetisk i en liten glass-sylinder. Arbeidsfjæren er følsom for magnetfelt og kan bringes til å slå om ved hjelp av et ytre magnetfelt. Glass-sylinderen blir plassert inne i en magnetpole, og dette blir det komplette releet. Reed-releet har flere fordeler fremfor et vanlig rele med åpent fjærsett: Det kan lett gjøres lite, kontaktene er upåvirkelige av luftforurensninger, det kan lages strømfølsomt og det kan operere hurtig til å være rele, det vil si under 1 millisekund.

Likevel benyttes i dag mest halvlederbaserte vendere. Den største fordelen dette gir er den betydelig høyere opereringshastighet. Dessuten er det en stor fordel at venderne kan integreres sammen med motstandsnettverket. Av halvledertyper benyttes både bipolare transistorer, JFET ("junction" felt-effekt) og MOSFET (metall-oksyd felt-effekt) transistorer. Det vil føre for langt å gå særlig inn på disse typenes forskjellige prinsipper og egenskaper. Spesielt interesserte henvises til en rikholdig spesiallitteratur. Det skal her bare nevnes at det synes som MOSFET-typen er den mest populære. Denne har den fordel i forhold til de andre to at isolasjonsmotstanden, det vil si motstanden mot den åpne venderkontakten, er meget stor. Til gjengjeld er seriemotstanden større for denne typen. Nå er man imidlertid i stand til å fremstille MOS-transistorer med liten spredning i seriemotstand. Denne kan derfor medregnes i seriemotstanden $2R$. I likhet med bipolare transistorer kan også MOS-typen lages i to komplementære varianter, n-kanal og p-kanal, ofte kalt nMOS og pMOS. Kombineres to slike parvis innen en logikk-krets, har vi en "Komplementær MOS-krets", gjerne kalt CMOS. Som i

mange andre sammenhenger er CMOS-teknikken hensiktsmessig også for realisering av integrerte D/A-omsettere, og særlig denne typen er blitt populær i de senere år. Typisk verdi for R: 10 - 50 kohm.

De mest nøyaktige D/A-omsettere lages som "hybrid"-kretser, det vil si motstandsnettverket for seg som tynn- eller tykkfilm, og venderne for seg. Det hele settes sammen i en pakning. Rene integrert-kretser, med motstandene utført i MOS sammen med venderne (CMOS), utføres for opp til omkring 12 bits oppløsning, mens omsettere opp til 14 bits lages i hybrid-utførelse.

Kravet til nøyaktighet må minst svare til oppløsningen. Det har ingen hensikt å ha stor oppløsning hvis ikke nøyaktigheten er tilsvarende. Tvert i mot, er dette uheldig i de fleste anvendelser. 14 bits innebærer oppløsning av 1:16384, så nøyaktigheten må være omkring 0.05 o/oo eller bedre. Omsettere med større oppløsning enn 14 bits brukes derfor meget sjelden, man vil da måtte ta hele systemet i betraktning, med termoeffekter i kontakter og kabling, støy, osv. Til "vanlig" bruk benyttes mest omsettere opp til 12 bits, og disse fås i monolittisk utførelse som en vanlig integrert krets.

Omsettere for 14 bits lages som nevnt helst som hybridkretser. Utvendig ser disse gjerne ut som små "sorte bokser", er innstøpt i plast og måler for eksempel 5 x 5 cm med høyde 2 cm.

Prisene for integrerte D/A-omsettere er fallende, spesielt for de monolittiske typer, slik utviklingen bruker å være for integrerte kretser når utviklingskostnadene er avskrevet. Det er derfor sjelden grunn til å konstruere sine egne D/A-omsettere i dag, det vil bare være aktuelt hvis kravene til hurtighet eller nøyaktighet ikke kan tilfredsstilles av standard-kretser, eller hvis omsetteren skal integreres sammen med en spesialkonstruert prosessor.

En typisk kommersielt tilgjengelig D/A-omsetter utført som monolittisk krets har følgende utførelse og bruksmåte:

- Fysisk størrelse som en vanlig DIL ("dual in-line") krets med 2*8 til 2*20 pinner, 0,1" avstand og med 0,3" til 0,6" mellom pinneradene.
- Spenningstilførsel er gjerne +5 V for logikkretsene. Som referanse for D/A-nettverket kan velges en nøyaktig og godt regulert spenning på mellom 5 og 15 V.
- Hvis "stiv" utgangsspenning og/eller høyere spenningsvariasjons-område ønskes for det analoge signal, benyttes helst en utvendig operasjonsforsterker, ofte med forsterkningen tilpasset referansespenningen slik at svinget i utgangsspenningen blir det ønskede, for eksempel 10 V. Operasjonsforsterkeren drives typisk med spenningene + og - 15 V, med bare moderate krav til reguleringsnøyaktighet.
- Det digitale inngangssignal er vanlig TTL- eller CMOS-nivåer, altså mellom 0 og +5 V (ideelt). (Hvis kretsen er CMOS-type, må svinget virkelig være mellom 0 og +5 V, og ikke bare mellom 0,4 og 2,4 V som er tilstrekkelig ved TTL-kretser.)
- Nøyaktighet tilpasset oppløsningen, som beskrevet tidligere. Innstillingshastighet: For en stor del gitt av innsvingningshastighet i operasjonsforsterker og kapasiteter i nettverket. Omsettere med stor oppløsning har derfor lengre innstillingstid, typisk 5 mikrosekund for en 12 bits omsetter.
- Pris i små antall: typisk 100 kr. for 12 bits. Til sammenlikning kan reknes med størrelsesorden 1000 kr. for en 14 bits hybrid-krets. (1983).

4 Andre typer D/A-omsettere

4.1 Indirekte omsetting

For anvendelser hvor nøyaktighetskravet er lite, eller omsettingstiden ikke trenger å være så kort som den er for direkte omsettere med motstandsnettverk, kan forskjellige indirekte omsettere gi tilstrekkelig nøyaktighet for en lav pris. Vi går da omveien om et mellomsignal. Disse omsetterne kan fremstilles atskillig enklere, fordi oppbyggingen benytter seg vesentlig av digital elektronikk, hvor nøyaktighetskravet blir meget mindre. Det minskete behovet for høypresisjons motstander og vendedere gjør prisen vesentlig lavere. Som mellomsignal benyttes gjerne pulser med forskjellig bredde eller frekvens. Pulsbredden, henholdsvis pulsfrekvensen, vil da være proporsjonal med det digitale inngangssignal. Deretter omgjøres dette mellomsignalet til et proporsjonalt likespennings utgangssignal. Disse omsettertyper har etter hvert fått mindre betydning for prosessdatautstyr, siden bedre egnede typer er blitt billigere. De viktigste anvendelser for de indirekte omsettere er nå billige siffervoltage, leketøy og liknende. Vi skal derfor ikke omtale disse typer videre.

4.2 Omsetting til vekselspanning

I en del tilfeller trengs et analogsignal i form av en vekselspanning, med amplitude eller effektivverdi som representerer det omsatte tallet. En del av de beskrevne D/A-omsettere kan i prinsippet også benyttes til generering av vekselspannings-signal, ved å bruke en passende vekselspanning som referanse og utforme vendederne slik at de virker overfor vekselspanning.

En annen måte er å benytte en vanlig D/A-omsetter og derpå kutte opp den likespenning som fremkommer. Denne kan så filtreres med et lavpassfilter for å få frem hovedsakelig grunnharmoniske av vekselspanningen.

En av de mest nøyaktige omsettere for vekselspanning får vi imidlertid ved hjelp av en variabel transformator, hvor primærviklingen er tilført en referansespenning. Sekundærviklingen er oppdelt i like mange deler som det digitale signal har biter. Antall vindinger i hver av del-viklingene er proporsjonal med vekten for vedkommende bit. Ved hjelp av et system av vendedere, styrt av inngangssignalet enkelte biter, seriekoples eller forbi-koples de forskjellige deler av sekundærviklingen, avhengig av om vedkommende bit er 1 eller 0. På denne måten blir antall sekundærvindinger, og dermed også utgangsspenningen, proporsjonal med det digitale inngangssignal.

4.3 D/A-omsetter fra digitale data på serieform

I eksemplene foran har de digitale data alltid vært på parallell form, det vil si inngangene har hatt en ledning for hver bit. I en del tilfeller foreligger det digitale tallet på "serieform": Utlesningen fra datamaskinen foregår over én ledning (eller et par, hvis jord eller returledning medregnes), som et pulstog i likhet med utlesning til terminal. De enkelte bits kommer i serie, etter hverandre i tid. Omsetting på grunnlag av slik form for det digitale signalet kan skje på samme måte som for parallell form, hvis seriesignalet først innsettes i et skiftregister slik at hvert bit der bringes til sin riktige posisjon. Det finnes også spesielle typer omsettere som omsetter fra serieform direkte. I likhet med de indirekte omsettere har også disse typer etter hvert fått mindre betydning i sammenheng med prosessstyring.

5 Holding og holdekreter

Som nevnt i innledningen må et samplet signal *holdes*, hvis det ønskes definert kontinuerlig mellom samplingstidspunktene. Dette er særlig nødvendig ved utlesning: Utlesning fra datamaskinen er alltid diskret i tid, altså samplet, og den utleste verdien må vanligvis holdes, uansett om signalet omformes til analog (kontinuerlig) form eller beholdes på digital form.

Det er meget enkelt å *holde* et digitalt signal: det gjøres ved hjelp av et register. Utlesning foregår ved at registeret får nytt innhold, og mellom hver utlesning vil det gamle innholdet bli stående. Dette er en meget direkte måte og også en teknisk enkel og god løsning, med få ulemper. Hvis det utleste signalet omformes til analog form, skjer dette med en D/A-omsetter etter registeret. D/A-omsetterens utgang forblir uforandret mellom hver ny utlesning. I stedet for digital holding, kan det i visse tilfeller være aktuelt å holde det *analoge* signalet. Tidsdelte D/A-omsettere, som beskrives i kap. 5.3, er et eksempel hvor dette benyttes. Analog holding er mer problematisk, både ut fra nøyaktighetskrav og funksjonelt, som vi skal se i neste kapittel.

Ved innlesning kan enkelte A/D-omsettere kreve at det analoge inngangssignalet holdes mellom hver sampling. I så fall må brukes analog holding.

Siden digital holding er meget enkelt å få nøyaktig og drifts-sikkert, benytter man som regel digital holding ved utlesning. Analog holding benyttes nesten bare ved innlesning.

5.1 Holding av nullte og høyere orden

Den holding som ble beskrevet foran medførte at signalet ble holdt uendret mellom samplings-tidspunktene. Et størrelse/tidsdiagram fremstår som en trappekurve. Vi kaller dette holding av *nullte* orden.

I visse tilfeller kan høyere ordens hold være ønskelig. Dette går ut på å søke å oppnå en glattere tilnærming til det opprinnelige signal enn trappekurven som nullte ordens hold gir.

Holding av første orden går ut på at signalet mellom samplingstidspunktene genereres ut fra tangenten til kurven ved siste samplingstidspunkt, som figur 6 viser.

Høyere ordens hold innebærer at signalets høyere deriverte tas hensyn til ved signalgenereringen mellom samplingstidspunktene. Som rimelig er, er det mer komplisert og kostbart å generere disse høyere ordens hold. Dessuten vil det være lite å oppnå. Hvis høy nøyaktighet kreves, vil det i de fleste tilfeller være bedre å bruke kort samplingsintervall og nullte ordens hold. Vi vil derfor ikke gå nærmere inn på hvordan første og høyere ordens hold genereres.

5.2 Analog holdekreter av nullte orden.

En analog holdekreter kan være realisert som vist i figur 7.

Det analoge inngangssignal avtastes (samples) ved hjelp av et styresignal som legger inn en bryter i et kort tidsrom. I denne tiden lades en kondensator til analogsignalets spenning. Når bryteren åpner, holdes spenningen, forutsatt liten belastning. Skal kondensatoren holde ladningen over lengre tid, må den kun belastes med meget høy impedans. En operasjonsforsterker etterfølger derfor kondensatoren, tilkopleet med sin pluss-inngang som er svært høyimpedanset. Via minusinngangen har

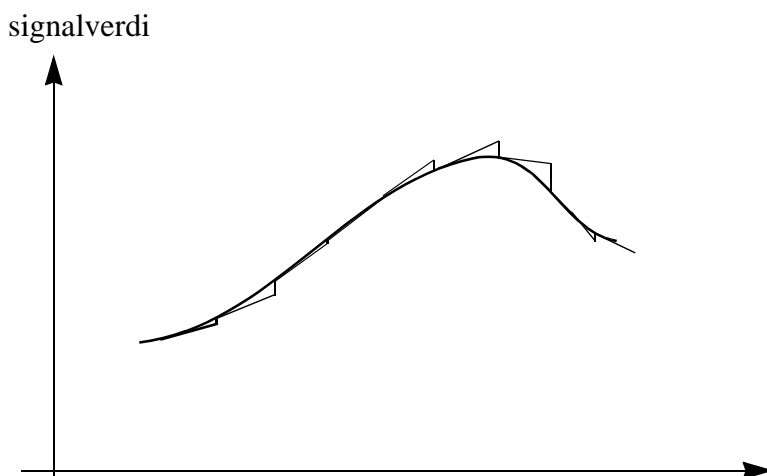


Fig. 6. Første ordens hold. Prinsipielt forløp.

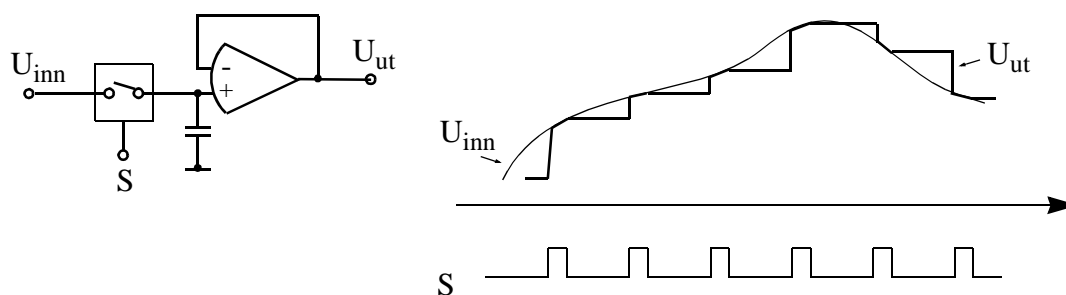


Fig. 7. Analog holdekrets av nullte orden.

forsterkeren enhets negativ tilbakekopling og får derved forsterkning 1,0. Utgangen er meget lavimpedanset, slik at koplingen kan belastes innen operasjonsforsterkerens lastområde uten at dette påvirker kondensatorspenningen. Figur 7 viser også hvordan det analoge inngangssignalet, styresignalet og det analoge utgangssignalet forholder seg til hverandre i tid.

En av de karakteristiske størrelser for en holdekrets er åpningstiden (eng.: “aperture time”). Dette er den tiden lagringsmediet, altså kondensatoren, må være koplet til inngangssignalet for å bli ladet til inngangssignalets verdi med tilstrekkelig nøyaktighet. I åpningstiden er signalet transient. Den andre hovedparameter for en holdekrets er i hvor lang tid den kan holde et analogt signal med en foreskrevet nøyaktighet. Det er lett å innse at stor kapasitet for kondensatoren tillater lang holdetid, mens kapasiteten må være liten for å kunne bruke kort åpningstid. Ønsker om kort åpningstid og lang holdetid er derfor i motsetning til hverandre, og kondensatorens kapasitet velges som et kompromiss, ut fra de foreliggende krav til åpnings- og holde-tid.

En variant av Sample/Hold er “Følg/Hold” (eng. “track/hold”): I stedet for å innkople innsignalet

bare kortvarig, velger man i mange systemer å veksle mellom to tilstander: Følgning og Hold. Når den "holdte" verdien er avlest av datamaskinen, koples inngangen til analogsignalet, og kretsen vil "følge" signalet. Ved et tilfeldig tidspunkt settes kretsen i Hold, hvorved signalets verdi ved dette tidspunkt blir "frosset". Fordelen med Følg/Hold i forhold til bare kortvarig innkopling er at de transiente innsvingningsforhold blir enklere, og kretsen vil kunne gi større nøyaktighet enn ved meget kortvarig "sample". Åpningstiden vil i dette tilfelle svare til tiden som representerer "etterslepet" mellom signalet og holdkretsens utgang. I det etterfølgende blir de to type behandlet likt, og samlet betegnet Sample/Hold, selv om vi ofte vil velge å realisere S/H-kretsen med en krets som i virkeligheten er "følg/hold".

Av øvrige konstruksjonsparametre som er bestemmende for nøyaktighet og evne til holding er de viktigste: Kondensatorens *hysteres* (innflytelsen av tidligere ladning) og lekkmotstand, operasjonsforsterkerens inngangsimpedans, spenningsdrift og lekkstrøm. Med bipolar transistor i inngangen vil en operasjonsforsterker ha en viss grad av strømgenerator i inngangen, det vil si en spenningsuavhengig (ikke ohmsk) inngangsstrøm. Denne strømmen vil for moderne bipolare monolittiske operasjonsforsterkere være i størrelsesorden 10 - 100 nanoampere. Av retning vil den til dels kunne motvirke kondensator-lekkstrømmen, men da den ikke er ohmsk vil dette ikke kunne utnyttes til noen fordel. For øvrig kan operasjonsforsterkerens inngangsstrøm til dels balanseres ut, men den er temperaturavhengig, så slik utbalansering vil bare gjelde for en bestemt temperatur. For spesielle lavstrøms-typer kan inngangsstrømmen gå ned til under 1 pA.

Spenningsdriften kan typisk ligge på 0,1 - 50 mikrovolt/°C, med et fast nullavvik (eng. "offset") rundt 0,1 - 50 mV ved 25 /°C. Det faste nullavviket kan imidlertid balanseres ut. Lav spenningsdrift kan oppnås på bekostning av høyere inngangs-strøm (-drift), og det er vanskelig å oppnå begge deler samtidig. Dette gir seg utslag i prisen. Når man skal vurdere hvilken faktor som det må legges størst vekt på, bør man ta hensyn til impedansområdet for kretsen forsterkeren arbeider sammen med.

For øvrig ville det føre for langt å komme nærmere inn på konstruksjonsdetaljer for holdekreten. Holdekreten kan fås kommersielt som en ferdig kombinasjon av vender og operasjonsforsterker, som en integrert krets. Kondensatoren skal vanligvis tilkoples utvendig. Derved kan type og kapasitetsverdi velges avhengig av bruksforholdene.

5.3 Tidsdeling av D/A-omsettere

Ved hjelp av analoge holdekreter kan en D/A-omsetter tidsdeles og brukes for flere analoge utgangskanaler. Prinsippet fremgår av Figur 8.

De digitale data føres til en D/A-omsetter på vanlig måte. Samtidig velges den analoge utgangskanal som signalet skal tilkoples, ved hjelp av en adresse. Adressen føres til en dekode som opererer en rekke holdekreter. Hver holdekreter leverer utgangssignal til en kanal. Kanaladressen kan i mange tilfeller gjøres som del av det digitale utgangssord fra datamaskinen. Hvis dette for eksempel er på 16 bits, mens 12 bits benyttes for den analoge størrelsen, står det igjen 4 bits som kan brukes til å skille mellom 16 kanaler.

Når analoge utganger organiseres på denne måte, må utgangene oppdateres periodevis, med en frekvens avhengig av hvor lenge holdekreten kan holde den analoge verdi tilstrekkelig nøyaktig.

Om analoge utganger skal lages etter dette prinsipp, eller med separate registre og D/A-omsette-

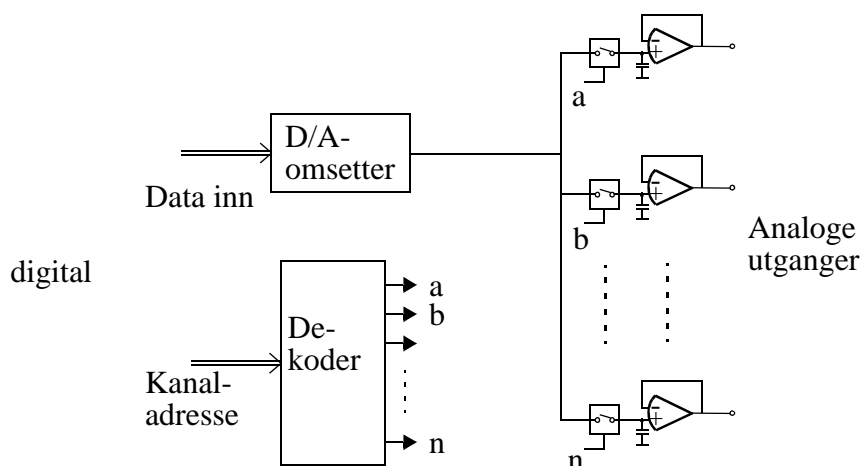


Fig. 8. Tidsdeling av en D/A-omsetter.

re, avhenger av de tekniske spesifikasjons-krav og akseptabel pris ved konstruksjonen av det enkelte system. Krav til nøyaktighet og hurtighet er viktige konstruksjonsparametre. Det har også betydning om det kan aksepteres at datamaskinen til stadighet må oppdatere holdekretsene. Med separate registre og D/A-omsettere blir holdingen utført digitalt, og behovet for et dynamisk system med oppdateringer bortfaller. I de fleste tilfeller er det nok naturlig å velge separate D/A-omsettere, i hvert fall i sammenheng med en datamaskin. Med bruk av mikroprosessorer, for eksempel som styreenhet i et sub-system, er imidlertid ofte kravet om oppdateringer ikke noe problem. I 1960- og 70-årene skiftet synet på bruk av tidsdelte D/A-omsettere fra den ene ytterlighet til den andre: Inntil begynnelsen av 1960-årene var både registre og D/A-omsettere meget kostbare, og tidsdeling var naturlig. På denne tid begynte dette å endre seg, og utover i 60-årene og begynnelsen av 70-årene var tidsdelte D/A-omsettere praktisk talt aldri brukt. Det var vanlig å betrakte det som dårlig system-design. I de etterfølgende ti-år fikk imidlertid prinsippet en renessanse i prisbillig utstyr. For høyere nøyaktighetskrav blir holdekretsene så kostbare at prinsippet neppe er gunstig.

6 Multipliserende D/A-omsetter

Med et tilbakeblikk på likning (1) på side 3:

$$A = K \cdot E \cdot X \tag{9}$$

fremgår at det genererte signal A skal være et *produkt* av referansespenningen og digital verdi X . Hvis vi lar E variere, kan dette utnyttes i en såkalt *multipliserende D/A-omsetter*. En multipliserende D/A-omsetter har *to* innganger: Den digitale verdien X og en analog inngang E . Utgangen er som før et analogt signal.

Det er ikke alle typer D/A-omsettere som uten videre egner seg som multipliserende D/A-omsettere. Med mindre vi direkte har tilstrebet det ved konstruksjonen, er det ikke sikkert vi har full lineær sammenheng mellom inngang E og utgangen. Med konstant E er dette uvesentlig, bare sammenhengen uttrykt ved likning (1) er korrekt for den faste referansespenning. I en multipliserende D/A-omsetter er dette derimot nødvendig, og dette utelukker enkelte konstruksjonsprinsipper. For de prinsipper som er mulige, må linearitet direkte tilstrebes ved konstruksjonen. Ofte byr det på proble-

mer å beholde nøyaktigheten i omsetting av den digitale verdien X når E er liten. En multipliserende D/A-omsetter er derfor til dels betydelig mer kostbar enn en "vanlig" type.

I brosjyrer og datablader for D/A-omsettere støter vi ofte på uttrykket "fire-kvadrants multipliserende D/A-omsetter". Dette betyr at E -inngangen kan variere over positive og negative verdier, samtidig med at også X kan ha positive og negative verdier. Utgangen får fortegn i overensstemmelse med dette, ut fra likning (1). Igjen må det ved konstruksjonen tas hensyn til en del detaljer for å oppnå den ønskede virkemåte. Hvis enten bare E eller bare X kan ha begge fortegn, har vi tilsvarende en 2-kvadrants multipliserende D/A-omsetter. Vi kan naturligvis også ha 1-kvadrants type, og kap. 2.1.1 og kap. 2.1.2 er eksempler på dette.

Av velegnete omformer-prinsipper for multipliserende typer har vi først og fremst stigenettverk eller nettverk av veide motstander, forutsatt at nullpunkt-drift i benyttet operasjonsforsterker er tilstrekkelig liten, og at venderne ikke introduserer nullpunktfeil. CMOS-type vil i denne sammenheng egne seg godt, mens bipolare transistorer er noe mindre egnede.

7 Analog til Digital omsetting

Analog til digital omsettere kan klassifiseres i to hovedgrupper: Åpen sløyfe og tilbakekoblede omsettere. I den første gruppen genereres digital kode direkte fra et inngangssignal på analogform. En tilbakekoplet omsetter genererer en digital kode som ved hjelp av en D/A-omsetter omsettes til analog verdi som sammenliknes med inngangen. I tilfelle av avvik, vil styreløkk drive det genererte tallet i en slik retning at avviket avtar.

På liknende måte som for holdekretser, har også A/D-omsettere en *åpningstid*: Et tidsintervall hvor A/D-omsetteren "åpner" for forbindelsen mot inngangssignalet, det vil si er tilkoplede inngangssignalet. Hvis inngangssignalet endrer seg i dette intervallet, vil det være ubestemt hvilken verdi som blir omsatt. Det er derfor viktig at åpningstiden er så kort som mulig.

7.1 Åpen sløyfe omsettere

Omsetter som arbeider i åpen sløyfe kan enten omsette "direkte" eller ved å gå veien om et mellomsignal. Eksempler fra den førstnevnte gruppe er *kaskadeomsettere* og *simultan-omsettere*. Disse er meget hurtige, men kostbare og benyttes bare ved strenge krav til hurtighet. Vi vil her ikke gå inn på disse.

7.1.1 Omsetting via mellomsignal

Enkle og billige omsettere til bruk i lite kritiske anvendelser kan fås ved bruk av et mellomsignal, som eksempelvis frekvens- eller pulsbreddemodulert. Det analoge signal omsettes først til et frekvensmodulert eller pulsbreddemodulert mellomsignal, hvoretter dette til slutt omsettes til digital form. Nøyaktigheten er meget begrenset, og omsettere av denne type egner seg best for billige voltmetre og andre hånd-instrumenter, i biler og liknende ukritiske tilfeller.

Omsettere med sagtanngenerator er en annen type som har vært mye brukt i tilfeller hvor prisen må være lav. Disse har høyere statistisk nøyaktighet enn ovennevnte type og kan benyttes til ukritiske behov ved sanntidssystemer. Dog helst ved lave bit-tall, da omsettingshastigheten ikke er særlig stor ved høy oppløsning (stort bit-tall). Ved stort bittall vil også en del av komponentene bli så vidt kost-

bare at andre typer er bedre egnet. Prinsippet kan være aktuelt ved forholdsvis liten oppløsning eller der hastighetskravet ikke er stort, men hvor lav pris er viktig. For sanntidssystemer er imidlertid i senere tid andre typer, basert på tilbakekopling, blitt mer og mer foretrukket.

7.2 Tilbakekoblede Analog til Digital omsettere

Tilbakekoblede A/D-omsettere er prinsipielt oppbygget som vist i figur 9.

De inneholder en analog sammenlikningskrets, eller komparator, som sammenlikner det ukjente analoge signal med en spenning generert av en intern D/A-omsetter. Utgangen fra komparatoren brukes som inngang til styrelogikk for å bestemme hvert bit i det tilhørende binære tall. Styrelogikken er vanligvis utført som såkalt synkron sekvenskrets, det vil si at den styres basert på pulser fra en klokkepulsgenerator.

Det er karakteristisk for denne typen omsettere at de *startes*, bruker deretter noe tid på omsettingen og er da *opptatt*, og går til slutt over i en *ferdig-tilstand*. Tilstand OPPTATT eller FERDIG kan for eksempel avleses av datamaskinen, overgangen fra OPPTATT til FERDIG kan gi avbrudd eller bevirke en annen hensiktsmessig reaksjon eller operasjon.

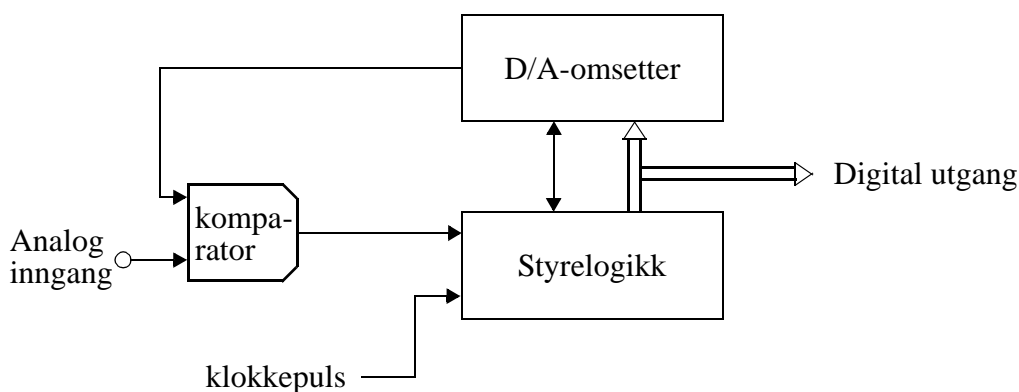


Fig. 9. Tilbakekoplet A/D-omsetter. Eks.: Suksessiv approksimasjon.

7.2.1 Omsetter med suksessive approksimasjoner

Dette er antakelig den mest brukte A/D-omsetter. Den var tidligere forholdsvis kostbar, men moderne elektronikk har gjort prisen så lav at den har i stigende utstrekning utkonkurrert de fleste andre typer.

Etter startung vil styrelogikken, figur 9, generere en sekvens av stadig bedre approksimasjoner, eller tilnærminger, inntil omsettingen er ferdig. Hver tilnærming bestemmer ett bit i det digitale utgangssignal, og det startes med det mest signifikante bit. Dette settes til 1 og alle de mindre signifikante bit til 0. Dette tallet, binært 100---00, omsettes av D/A-omsetteren til den analoge størrelsen A som sammenliknes med det ukjente analogsignalet X. Hvis X er størst, beholdes eneren i det mest signifikante bit, ellers settes det til 0. Det mest signifikante bit er derved bestemt, og det fortsettes på tilsvarende måte for de øvrige bit etter tur. Etter at det siste bit er bestemt, er omsettingen ferdig.

Åpningstiden for denne omsettertype er hele omsettingstiden. Hvis det analoge inngangssignalet endrer seg i åpningstiden, vil den verdi som blir omsatt være en ubestemt øyeblikksverdi innen tidsintervallet. Dette henger sammen med at når inngangsverdien *endrer seg*, vil sammenlikningsgrunnlaget under de sekvensielle sammenlikninger ødelegges.

Omsettingstiden for en 12-bits omsetter kan typisk være 10 mikrosekund. Som omsettingstid er dette forholdsvis hurtig, og dette, sammen med lav pris og god nøyaktighet, er grunnen til at denne omsettertype er så populær. Som *åpningstid* vil derimot 10 mikrosekunder som regel være en alt for lang og derfor uakseptabel tid. Det benyttes derfor svært ofte en analog holdekrets på inngangen av A/D-omsettere av denne type. Derved kan åpningstiden reduseres til under 100 nanosekund.

Analog holdekrets på inngangen er imidlertid ikke den eneste metode for å oppnå konstante sammenlikningsforhold. Det er også mulig å benytte en analog holding av *differensen* i sammenlikningen på hvert trinn, det vil si den analoge restverdien til enhver tid. Hvis denne verdien oppskales, det vil si forsterkes med faktoren 2 for hvert trinn, vil eventuell drift bli mindre og mindre kritisk. En holdekrets benyttet på denne måte kan derfor gjøres billigere enn en som må holde hele inngangssignalet. Slik oppskalering er et konstruksjonsprinsipp som likner på et prinsipp anvendt i kaskadeomsetteren som ble omtalt men ikke beskrevet i kap. 7.1.

7.2.2 Kombinert Suksessiv approksimasjon/Simultan omsetter

I den rene Suksessiv approksimasjon - typen deles det undersøkte variasjonsområde for den ukjente størrelsen i to like deler, hvorpå ett bit bestemmes. Prosessen gjentas i en sløyfe, med like mange gjennomløp som antall bit i det digitale ordet.

Omsettingen kan gjøres en del hurtigere ved å ta i bruk noe av prinsippet bak simultan-omsetteren, omtalt i kap. 7.1. Det undersøkte område inndeles da i flere enn to deler, og beliggenheten innen en av disse bestemmes direkte, i en operasjon. Dermed bestemmes direkte flere bits i hvert sammenlikningstrinn. Vi går ikke videre inn på disse her.

7.2.3 A/D-omsetter av servo-type

Denne omsetteren kalles også "omsetter med kontinuerlig telling" og er illustrert i figur 10.

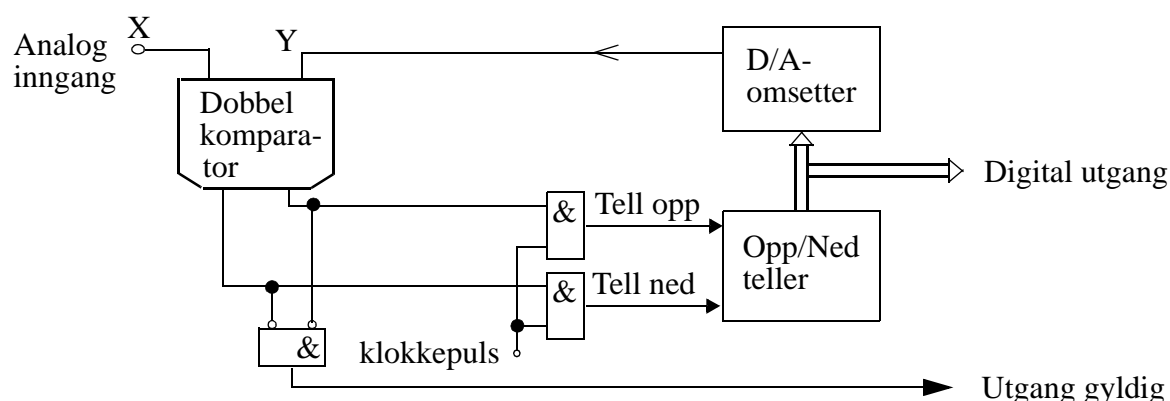


Fig. 10. A/D-omsetter av servotype.

Omsetteren benytter en opp/ned-teller, med en pulsinnang for hver av telleretningene opp og ned. Tellerens utgang er ført til en D/A-omsetter, og dennes utgang Y representerer til enhver tid tellerinnholdet. Signalet Y sammenliknes med det ukjente analoge signal X i en dobbel komparator. De to komparatorutgangene angir at Y er henholdsvis for lav og for høy i forhold til X . Man kan også si at komparatoren har 3 tilstander: I tillegg til "for høy" og "for lav" har vi "lik". Ved "for høy" eller "for lav" føres et klokkepulssignal til telleren, slik at denne bringes i retning mot avvik 0, slik som i vanlige servomekanismer.

Denne tellertype er ganske effektiv hvis signalet endrer seg tilstrekkelig langsomt slik at telleren rekker å følge med. I disse tilfeller har omsetteren den fordel fremfor for eksempel omsetteren med suksessive approksimasjoner at den ikke trenger begynne hver omsetting fra null. Her tar vi fordel av at forrige samplingsverdi er kjent. Hvis signalet endrer seg raskt slik at avviket er større enn ett tellerinn, er omsetteren imidlertid mindre velegnet. Spesielt egner den seg dårlig ved sprangformet forløp, slik det blant annet er der en felles A/D-omsetter betjener flere analogkanaler over en multiplexer. Dette er en så alvorlig innvending at prinsippet har fått lite anvendelse. Det har vært forsøkt å modifisere prinsippet, slik at omsetteren ved større avvik teller i større trinn. Da har imidlertid kompleksiteten blitt så stor at det oftest har vært mer hensiktsmessig å velge andre typer. Det er mulig at minskende kostnader ved fremstilling av integrerte kretser vil kunne gjøre denne type mer aktuell i fremtiden.

7.2.4 Dobbelt-rampe omsetteren

Prinsippet for denne type er basert på en analog integrator hvor den ukjente spenning og en kjent referansespenning vekselvis integreres og helningene sammenliknes. Se figur 11.

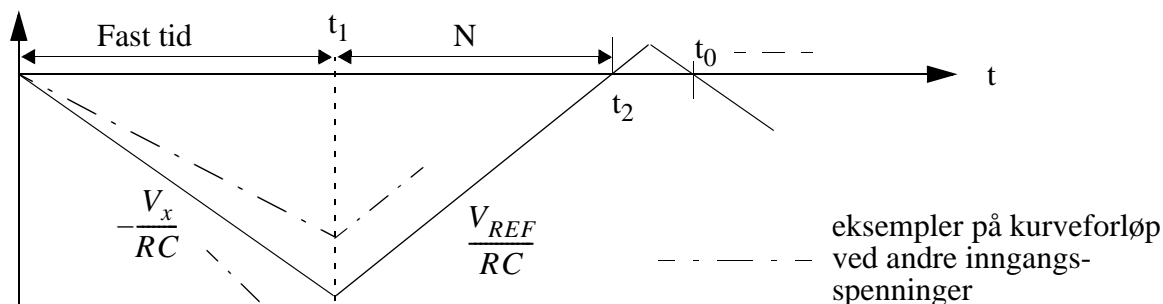
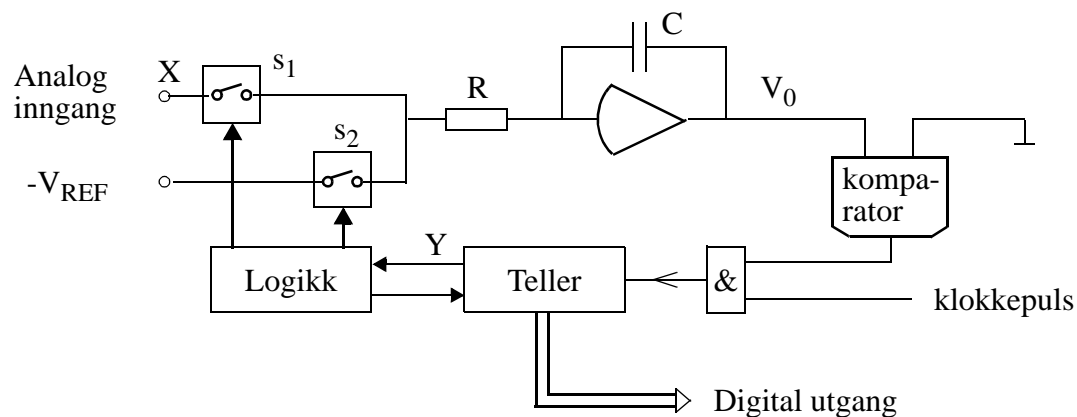


Fig. 11. Dobbelt-rampe omsetter

Det forutsettes i forklaringen nedenfor at det ukjente signalet X er unipolart positivt, men prinsippet kan også modifiseres til å kunne brukes for negativt eller bipolar signal. Signalet X tilkoples integratorens inngang over en halvlederbasert vender S_1 . Referansespenningen, som er negativ, kan tilkoples integratorinngangen over en annen vender S_2 .

Integratorens utgang (V_0) er fast koplet til en komparator og sammenliknes der med 0 V. Komparatorutgangen styrer en port, slik at når $V_0 < 0$ vil klokkepulser føres til en teller. Telleren virker blant annet som en nøyaktig forsinkelseskrets som gir ut en puls på sin overflytutgang Y etter et nøyaktig antall mottatte klokkepulser. Hvis klokkepulsene ankommer med en fast frekvens, vil telleren derfor kunne benyttes til å generere en puls på utgangen Y en fast tid etter at tellingen begynte.

Ved starten av en syklus er både S_1 og S_2 åpne, integratorutgangen er litt positiv og telleren nullstilles. Omsettingen starter ved at S_1 legges inn. Derved begynner V_0 å endres, i negativ retning, etter et lineært forløp. Husk at en integrator med operasjonsforsterker har fortegnsskift. Idet V_0 passerer 0 vil telleren begynne å telle klokkepulser. Idet pulsen på Y opptrer vil logikkretsene bryte S_1 og slutte S_2 . Pulsen Y inntreffer idet telleren skifter fra maksimal verdi til 0. Telleren fortsetter å telle videre fra 0 oppover, mens integratoren vil integrere motsatt vei fordi inngangen nå er tilknyttet referansen som har polaritet motsatt av inngangssignalet X .

Når integratorutgangen igjen passerer 0, vil komparatoren stoppe klokkepulsene til telleren. Tellerens innhold er nå proporsjonalt med det ukjente signalet X . Virkemåten er illustrert av kurven for tidsforløpet, vist i figur 11. Her er tiden mellom t_0 og t_1 den faste tid telleren bruker for å telle fra 0 til sitt maksimale innhold. Tiden mellom t_1 og t_2 er proporsjonal med X .

Denne omsettertype benyttes meget i siffervoltmetere og andre steder hvor lang omsettingstid kan tolereres. Det er lett å oppnå høy nøyaktighet uten bruk av mange kritiske komponenter. Variasjoner i tidskonstanten RC , klokkepulsfrekvens, nullpunktsdrift i integrator og komparator samt forsinkelser i logikkretsene etc. virker på samme måte overfor begge ramper, slik at disse virkninger kompenseres.

Den viktigste ulempe med dobbelrampe-omsetteren er at det trengs 2^{n+1} klokkepulser for en n bits omsetting med full skala. Dette kan forbedres med innføring av "grov telling" og en tredje rampe, men det vil føre for langt å gå nærmere inn på dette her. Spesielt interesserte kan finne prinsippet beskrevet i boken *Sanntids datateknikk*. Se ref. [1] på omslagets innside.

8 Karakteristiske størrelser for A/D-omsettere

Ved spesifisering og beskrivelse av A/D-omsettere benyttes en del karakteristiske størrelser og begrep. Her følger en liste over de viktigste uttrykk, oppsatt i en slags "logisk" rekkefølge. Listen gir seg imidlertid ikke ut for å være komplett.

Omsettingstid defineres gjerne som den tid det tar å generere en stasjonær digital representasjon av en inngang. For en programmert enhet kan denne tiden måles fra en ordre om omsetting gis til den digitale verdien er tilgjengelig. For kontinuerlige omsettere regnes tiden fra en signifikant endring i inngangen til utgangen har fått den nye verdi.

Kontinuerlig omsetter. "Kontinuerlig" betyr her at omsetteren arbeider kontinuerlig i tid. Den skal ikke startes for en konverteringssyklus men forsøker til enhver tid å gi ut en omsatt verdi. Eksempler:

Simultanomsetter, servo-type. Et typisk eksempel på en omsetter som *ikke* arbeider kontinuerlig: Typen med suksessive approksimasjoner.

Åpningstid (eng. "aperture time") er den tid en A/D-omsetters inngangskrets er tilkopledd til det analoge inngangssignalet og innebærer en usikkerhet med hensyn til ved hvilket tidspunkt omsetterens inngang hadde den verdi som svarer til utgangen. Åpningstiden er vanligvis det samme som omsettingstiden, men den kan reduseres vesentlig ved å benytte en analog holdekrets med kortere åpningstid. Etter endt åpningstid vil holdekretsen holde den analoge verdien i tiden som er nødvendig for omsetting.

Omsettingsfrekvens er et mål for den frekvens digitale utgangssignaler kan genereres med. Den er den inverse av omsettingstid pluss den tid som kreves etter en omsetting for innsvingning før neste omsetting kan begynne.

Kvantiseringsnivåer er de diskrete tilstander som det analoge variasjonsområde inndeles i. En n -bits omsetter har 2^n kvantiseringsnivåer.

Kvantiseringsgrad: antall kvantiseringsnivåer for omsetterens variasjonsområde.

Kvantiseringsstrinn er avstanden mellom hvert kvantiseringsnivå. For en lineær omsetter er alle kvantiseringsstrinn like. Litt misvisende benyttes ofte uttrykket "minst signifikante bit" om kvantiseringsstrinn. Bruken skyldes at en endring i kun det minst signifikante bit svarer til et kvantiseringsstrinn.

Kvantiseringsfeil er avviket mellom et analogt signal og det kvantiseringsnivå signalet blir bestemt til. Dette er som regel (bør være) det nærmeste kvantiseringsnivå. Maksimal kvantiseringsfeil vil ideelt være halvparten av et kvantiseringsstrinn. Dette uttrykkes ofte, upresist, som "halvparten av minst signifikante bit". Denne siste uttrykksform bør unngås; vi opererer ikke med halve bit.

Innsvingningstid er den tid som trengs for at utgangen skal bli stasjonær etter en spranginngang. Utgangen vil vanligvis betraktes som stasjonær når den er innenfor et kvantiseringsnivå fra den endelige tilstand.

Monotoni vil si at utgangen konsekvent endres i samme retning når inngangen endres i stadig samme retning. En omsetter må være *monoton* hvis den skal kunne gjengi enhver kode innen variasjonsområdet. For å oppnå monotoni må den akkumulerte feil for en hvilket som helst kombinasjon av mindre signifikante enn bit B være mindre enn den feil som introduseres av bit B . Monotoni er et absolutt krav til D/A- og A/D-omsettere.

Linearitet angir utgangs/inngangs-forholdets avvik fra en rett linje over hele operasjonsområdet. Dette angis vanligvis i prosent av fullt område.

Oppløsning angir omsetterens evne til å skille mellom naboverdier av den målte størrelse. Teoretisk begrenses denne størrelse bare av antall bit. I praksis må det også tas hensyn til støy samt omsetterens linearitet og monotoni. Antall bit i omsetteren må svare til oppløsningen. Det er ikke bare hensiktsløst, men som regel også direkte uheldig, hvis for eksempel en 12 bits omsetter bare gir 10 bits oppløsning. Det er bedre å bruke færre bit, svarende til oppløsningen.

Nullpunktavvik opptrer ved operasjonsforsterkere og alle andre DC-koblede forsterkere. Grovt uttrykt innebærer det at utgangen avviker fra 0 selv om inngangen er 0. Noe mer presist, og referert til

en operasjonsforsterker, komparator o.l., er en forsterker med nullpunktavvik ekvivalent med en ideell forsterker (altså uten nullpunktavvik) med en liten ekstra spenningskilde påtrykket inngangen. Nullpunktavvik kan inndeles i en stasjonær komponent og en tidsvariabel (mindre) komponent. Den stasjonære delen kan vanligvis utbalanseres. Den tidsvariable delen kalles ofte nullpunktdrift og skyldes aldri av komponenter (langtidsdrift) og varierende temperatur. I en operasjonsforsterker koplet som integrator vil nullpunktavvik medføre at utgangen endres selv når inngangsspenningen er null. For en komparator medfører nullpunktavvik at omskifting fra den ene tilstand til den annen ikke er helt symmetrisk omkring differensen mellom de to analoge innganger.

Drift betegner i denne sammenheng det forhold at visse parametre endrer seg over tiden. Se *Nullpunktavvik*. I tillegg til nullpunktdrift kan vi også ha drift i forsterkningsgrad, samt for passive komponenter drift i verdi for eksempel motstander og kondensatorer. Evne til lav drift omtales ofte som *stabilitet*, men dette kan lett forveksles med dynamisk stabilitet, altså at et tilbakekoplet system bare har poler i venstre halvplan. Betegnelsen "stabilitet" bør derfor ikke benyttes om "lav drift" med mindre det er helt tydelig hva som menes.

Hysterese betyr at når en inngang endrer seg i én retning og deretter tilbake i motsatt retning, vil ikke utgangen følge samme funksjon men "henge etter". Idet retningen snur, vil inngangen måtte endres et stykke før utgangen i det hele forandrer seg. Hysterese er en form for ulinearitet som ikke er inverterbar, det vil si at inngangsverdien som svarer til en utgangsverdi ikke lar seg gjenskape. Årsaken er i dette tilfelle at inngangen ikke er entydig. Hvis inverterbarhet er av betydning, vil hysterese være en meget uønsket feil som kan gi store problemer, spesielt i reguleringsløyper. I andre tilfeller kan hysterese være ønskelig, den kan for eksempel tjene til å motvirke støy i enkelte koplere. Eksempelvis vil for en A/D-omsetter hysterese kunne utnyttes til å beholde en viss bitkombinasjon selv om inngangen som følge av et lite støybidrag fluktuerer omkring en fast verdi. Uten hysterese vil da minst signifikante bit lett "flagre". En komparator er et eksempel på en komponent som har en naturlig hysterese, og hvor dette er ønskelig. Hysteresen er her vanligvis av størrelsesorden mellom 1 og 10 millivolt og innebærer at den ene inngang må overstige den annen i verdi av denne størrelse før omskifting vil skje.

Presisjon angir repeterbarheten av suksessive målinger. Denne begrenses i praksis av støy og kvantiseringsfeil, inkludert eventuell hysterese.

Nøyaktighet avhenger blant annet av de feil som introduseres ved kvantisering, ulineariteter, støy og drift. Den relative nøyaktighet defineres ofte som utgangens avvik fra en rett linje mellom 0 og den nominelle maksimale verdi. For omsettere som spenner over både negative og positive verdier defineres ofte den relative nøyaktighet i forhold til det totale variasjonsområde. Som regel vil for disse omsettere spesifikasjonene presisere hvilken definisjon som er brukt.