

Et nytt perspektiv på analog-til-digital omforming

Elektroniske mottakersystemer med flere inngangskanaler blir stadig mer utbredt innenfor mange ulike applikasjoner. *Multiple-input, multiple-output* (MIMO) systemer anvendes innenfor både radiokommunikasjon, radar og akustikk. Felles for disse applikasjonene er behovet for å digitalisere et stort antall analoge inngangssignaler. I de fleste multi-input systemer gjøres dette i dag med generelle analog-til-digital (A/D) omformere, som omformer ett enkelt analogt inngangssignal til én digital bitstrøm.

Et system med mange inngangskanaler motiverer spørsmålet om det kan finnes mer effektive arkitekturer enn å dedikere én generell A/D omformer per kanal. Dersom det foreligger noen form for informasjon om karakteristikken til inngangssignalene, kunne denne informasjonen vært utnyttet for å forbedre ytelsen til systemet. Relevant informasjon kan være korrelasjonsegenskaper mellom de ulike kanalene eller statistisk informasjon om en enkelt kanal. Enhver informasjon om inngangssignalet vil i prinsippet bety at en helt generell A/D omformer er overflødig.

Å utnytte denne typen informasjon til å effektivisere A/D omforming er derimot ikke trivielt, men et nylig introdusert konsept kalt *kontrollbegrenset A/D omforming* har vist potensiale til å gi nye, interessante løsninger på dette problemet.

Bakgrunn

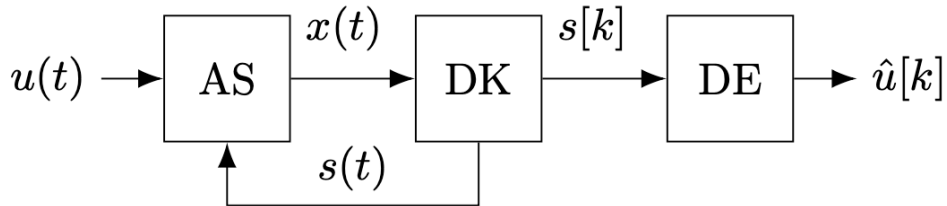
Siden 2011 har en forskningsgruppe ved ETH Zürich jobbet med et nytt konsept innenfor analog-til-digital omforming, kalt *kontrollbegrenset A/D omforming (Control-Bounded A/D Conversion)*[1, 2]. Konseptet har et solid matematisk fundament, men det foreløpig ikke rapportert noen implementasjon på transistornivå.

I min masteroppgave så jeg nærmere på noen mulige kretsarkitekturer for implementasjon av en kontrollbegrenset A/D omformer, optimalisert for lavt effektforbruk[3]. Målet med oppgaven var å avdekke viktige designutfordringer og å danne et bedre kunnskapsgrunnlag for videre utvikling av konseptet.

Generell struktur

Den generelle strukturen til en kontrollbegrenset A/D omformer er illustrert i figur 1 og består av tre hovedkomponenter; et analogt system (AS), en digital kontroll (DK) og en digital estimator (DE). Det analoge systemet har som formål å forsterke det analoge inngangssignalet $u(t)$ så mye at det ville gått i metning dersom det hadde operert uten en digital kontroll. Den digitale kontrollen forhindrer at dette skjer ved å observere den indre tilstanden til det analoge systemet, $x(t)$, og påtrykke et motvirkende digitalt kontrollsignal, $s(t)$. Resultatet av denne

vekselvirkningen er at alle strømmer og spenninger internt i det analoge systemet holdes innenfor sine tillatte grenseverdier.



Figur 1: En generell kontrollbegrenset A/D omformer

En kontrollbegrenset A/D omformer bygger på prinsippet om at denne prosessen gir opphav til en indirekte analog-til-digital omforming. Ettersom den digitale kontrollen forhindrer at $u(t)$ driver det analoge systemet i metning, må det digitale kontrollsignalet inneholde informasjon om $u(t)$. Ved å observere det digitale kontrollsignalet, *rekonstruerer* den digitale estimatoren et digitalt estimat, $\hat{u}[k]$, av $u(t)$, ved å finne ut hvilket analogt inngangssignal som mest sannsynlig trigget den observerte sekvensen av kontrollsignaler.

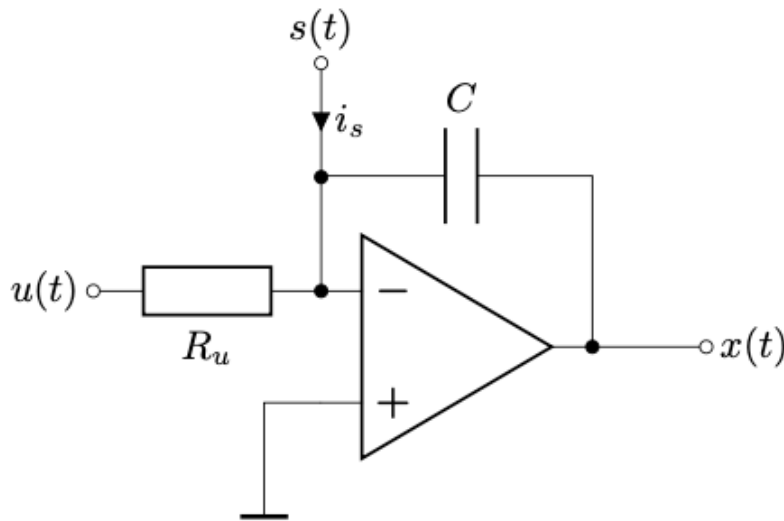
I min masteroppgave studerte jeg en mulig implementasjon av en generell kontrollbegrenset A/D omformer for medisinsk ultralyd. Arkitekturen for det analoge systemet og den digitale kontrollen presenteres i de neste delkapitlene. Målet er å resonnerer fra det etablerte grunnprinsippet for kontrollbegrenset A/D omforming, og dermed motivere valget av denne arkitekturen på en intuitiv måte.

Det Analoge Systemet

Det analoge systemet har som formål å forsterke $u(t)$ og vi har konkludert med at kraftigere forsterkning gir bedre A/D omforming. Det er da nærliggende å foreslå en opamp i åpen sløyfe. Det er i prinsippet ingen ting feil med denne løsningen, det analoge systemet utfører sin eneste oppgave med glans. Men når man designer det analoge systemet er det en fordel å tenke på at det skal være mulig å stabilisere med en digital kontroll. Dersom opampen er uendelig rask vil det være umulig å lage et tidsdiskret signal som stabiliserer utgangen. Vi må altså innføre en form for båndbegrensning for at det analoge systemet skal kunne la seg stabilisere av en digital kontroll.

Dette kan løses ved å konfigurere opampen som en integrator, som vist i figur 2. Ved å sørge for at klokkefrekvensen som styrer $s(t)$ er tilstrekkelig høy sammenlignet med responstiden til integratoren, kan spenningen på $x(t)$ holdes innenfor ønsket område. Men når vi har et frekvensavhengig analogt system, hvordan påvirker det presisjonen til A/D omformeren? Informasjonsinnholdet i $s(t)$ vil ha samme frekvenskarakteristikk som integratoren selv. Vi har

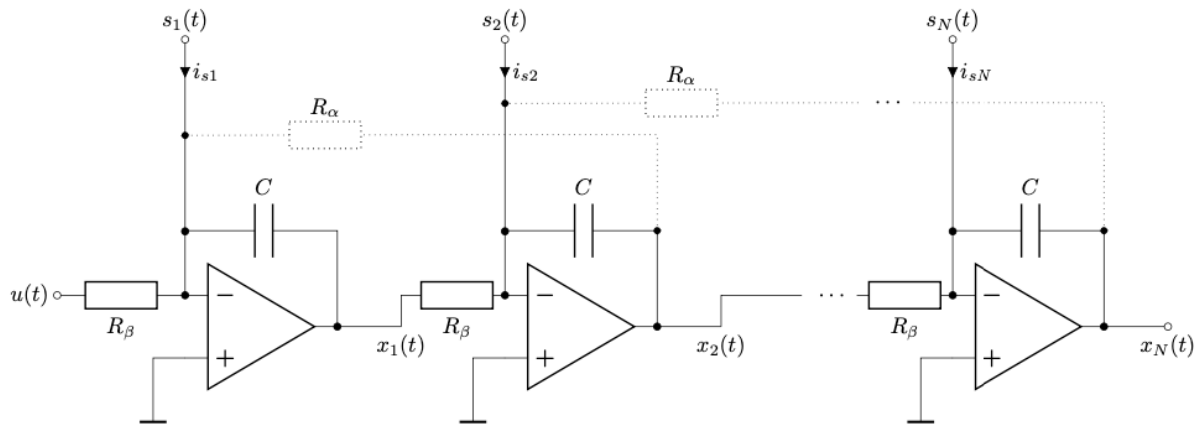
mye informasjon om de lave frekvenskomponentene til $u(t)$, men tilnærmet null informasjon om variasjoner i $u(t)$ som er så raske at de dempes av integrasjonen.



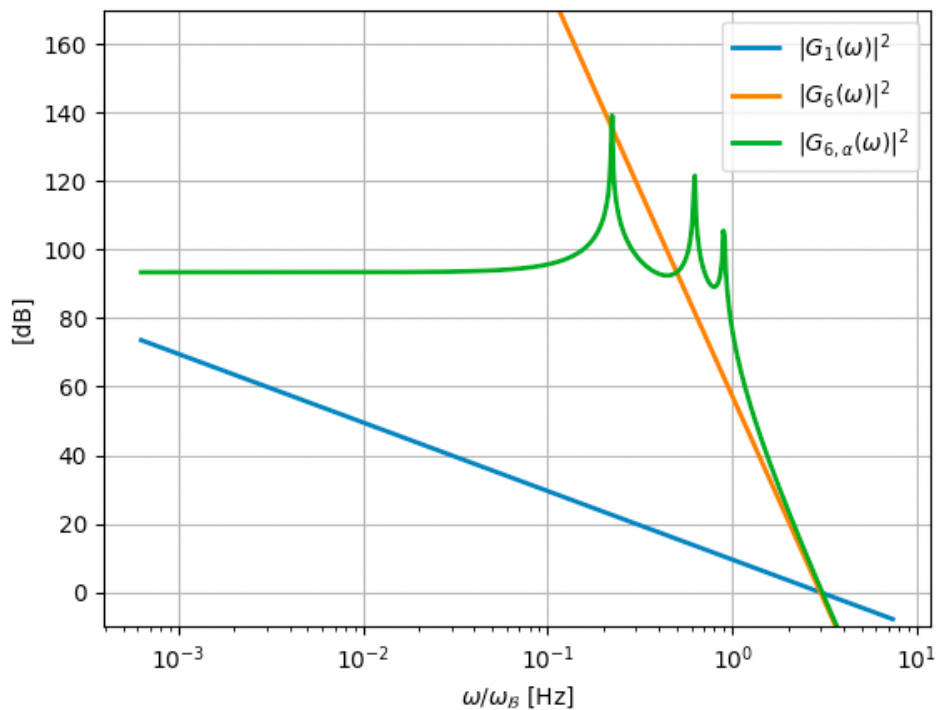
Figur 2: En tidskontinuerlig integrator

Generelt sammenlignes A/D omformere basert på en «Figure-of-merit» (FOM) som beregnes ut fra presisjon (SNDR), båndbredde og effektforbruk. En god A/D omformer har høy presisjon over et stort frekvensområde og forbruker lite effekt. Klokkefrekvensen som kreves for at den digitale kontrollen skal klare å stabilisere det analoge systemet vil generelt sett skalere med faktoren $\beta = \frac{1}{RC}$. Etersom høyere klokkefrekvens typisk betyr høyere effektforbruk, er det gunstig å øke båndbredden til det analoge systemet uten å øke β .

En måte å gjøre dette på er å sette flere integratorer i kjede, som illustrert i figur 3. Den digitale kontrollen må nå stabilisere N noder, $x_1(t) - x_N(t)$, ved å påtrykke N kontrollsignaler $s_1(t) - s_N(t)$. Denne kaskadekoblingen gir mer forsterkningen fra $u(t)$ til $x_N(t)$, og for samme β er det totale informasjonsinnholdet i $s_1(t) - s_N(t)$ derfor høyere enn det til $s(t)$ alene i figur 2. Ved å legge til ekstra negativ tilbakekobling mellom de ulike integratorene (stiplede linjer på figur 3), kan vi øke båndbredden ytterligere. Amplituderresponsen til integratoren i figur 2 og kaskadekoblingen i figur 3 er vist i figur 4 for $N = 6$, med og uten de ekstra tilbakekoblingene. Figuren viser at de ekstra tilbakekoblingene i figur 3 gir en jevnere fordeling av forsterkningen i frekvensdomenet, og dermed mer informasjon på høyere frekvenser.



Figur 3: En kaskadekobling av N integratorer.

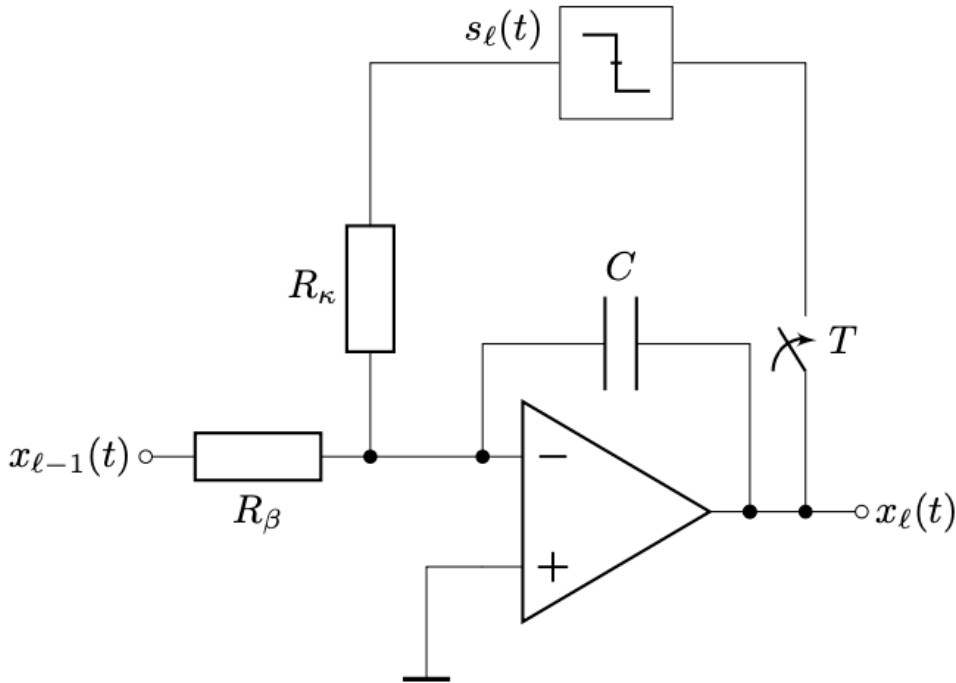


Figur 4: Amplituderresponsen fra $u(t)$ til $x_N(t)$ i figur 3, for $N = 6$, med (grønn) og uten (gul) de stiplede negative tilbakekoblingene. Alle integratorene har samme tidskonstant. Til sammenligning er amplituderresponsen til en enkelt integrator med samme tidskonstant vist i blå. Frekvensaksen er normalisert til båndbredden ω_B .

Den Digitale Kontrollen

Mens det analoge systemet skal gi mye forsterkning over en stor båndbredde, skal den digitale kontrollen stabilisere $x_1(t) - x_N(t)$ så effektivt som mulig. En bedre digital kontroll kan holde spenningene på $x_1(t) - x_N(t)$ innenfor samme område med en lavere klokkefrekvens, eller tilsvarende, tillate en høyere β i det analoge systemet.

Et naturlig utgangspunkt for den digitale kontrollen er å stabilisere hver av integratorene i figur 3 med en komparator i negativ tilbakekobling. Figur 5 viser denne løsningen for ett segment av integratorkjeden. Et eksempel på hvordan $x_\ell(t)$ kan se ut er vist i figur 6, der systemet er designet til å holde spenningen på $x_\ell(t)$ innenfor $\pm 250\text{mV}$.



Figur 5: En integrator med lokal, digital kontroll. Bryteren symboliserer en sampler med periode T .

Det kan vises at dersom klokkefrekvensen til komparatorene er $f_s = 2\beta$ er dette systemet garantert stabilt, for alle mulige $u(t)$ [2]. Denne enkle digitale kontrollen er ikke optimal når det kommer til å stabilisere det analoge systemet mest mulig effektivt, men den kan likevel være gunstig på grunn av den lave kompleksiteten.

I min masteroppgave studerte jeg hvordan komponentene i dette systemet kan implementeres på en energieffektiv måte. Arbeidet inkluderte analyser av hvordan støy og harmonisk forvrengning på de ulike nodene påvirker presisjonen til den endelige A/D omformingen. Jeg designet og simulerte komparatorene og integratorene på transistornivå. På denne måten oppdaget jeg flere praktiske designutfordringer som ikke tidligere var kjent og som danner et viktig grunnlag for videre utvikling.

Den Digitale Estimatoren

Vi har tidligere slått fast at kontrollsignalene $s_1(t) - s_N(t)$ inneholder informasjon om det analoge inngangssignalet $u(t)$. Jobben til den digitale estimatoren er å ekstrahere denne informasjonen ved å rekonstruere et digitalt estimat, $\hat{u}[k]$. Dette er analytisk sett en vanskelig oppgave, men det viser seg at det resulterende filteret kan formuleres som et enkelt digitalt filter med en endelig impulsrespons (et FIR filter). En detaljert og presis beskrivelse av filteret

får ikke plass i denne artikkelen, men en kort beskrivelse av hovedprinsippet er inkludert i det neste avsnittet.

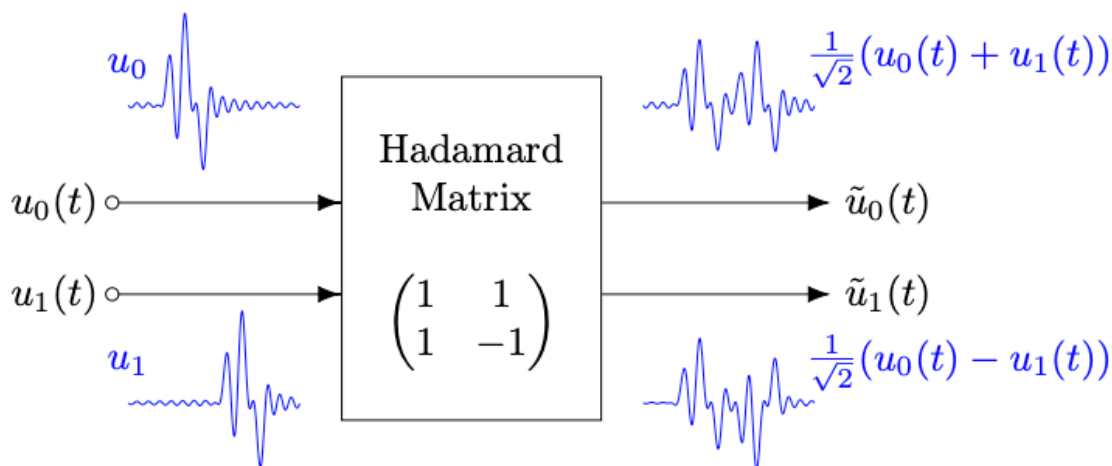
Prinsippet bak utledningen av dette filteret er som følger. Anta at formen på kontrollsignalene $s_1(t) - s_N(t)$ og frekvensresponsen til det analoge systemet er kjent. Basert på de digitale kontrollsignalene $s_1[k] - s_N[k]$ er det da i prinsippet mulig at regne ut bidraget fra den digitale kontrollen, til tilstandsnodene $x_1(t) - x_N(t)$. Vi kan da regne oss frem til hvilket inngangssignal $u(t)$ som, i kombinasjon med de observerte $s_1(t) - s_N(t)$, førte til at $x_1(t) - x_N(t)$ var null til enhver tid. Antakelsen om at $x_1(t) - x_N(t)$ alltid er null er åpenbart ikke sann, men sammenlignet med verdien disse signalene hadde hatt i fravær av en digital kontroll, blir antakelsen bedre jo mer forsterkning vi har i det analoge systemet.

Potensielle anvendelser

Ettersom vi ikke har gjort noen antakelser om hverken det analoge systemet eller den digitale kontrollen, muliggjør denne generelle strukturen kretsarkitekturer som er utenkelige i de fleste konvensjonelle A/D omformere. Selv om en kontrollbegrenset A/D omformer også kan brukes i standard applikasjoner, er antakelig det største potensialet ved konseptet knyttet til å utnytte denne generaliteten.

For de nevnte multi-input applikasjonene, åpner dette rammeverket for å betrakte alle inngangskanaler som ett analogt (vektor)signal. Både det analoge systemet og den digitale kontrollen kan på denne måten designes for å utnytte statistisk informasjon om inngangene.

Et eksempel kan være å benytte en analog Hadamard matrise, som vist i figur 2. Figuren viser hvordan Hadamard-transformasjonen gir en jevnere fordeling av energi mellom to kanaler som mottar en puls på ulike tidspunkt. Som resultat reduseres amplituden på hver av kanalene med en faktor $\sqrt{2}$, og forsterkningen i det analoge systemet kan oppskaleres deretter. Reduksjonen ser beskjeden ut i dette tilfellet, men for et nettverk med 100 antenner ville effekten vært betydelig.



Figur 6: En illustrasjon av en puls som treffer to mottakerelementer på to ulike tidspunkt. Energien på de to kanalene jevnes ut ved å sende signalene gjennom en Hadamard matrise.

Veien Videre

Forskningsgruppen i Zürich har utviklet en prototype med diskrete komponenter av en slik Hadamard-basert A/D omformer som bekrefter at teorien fungerer i praksis. For å svare på om dette kan være bedre enn dagens løsninger, må derimot støy, areal og effektforbruk tas med i betraktning.

Jeg skal de neste fire årene bygge videre på arbeidet fra masteroppgaven i en doktorgrad ved NTNU. I doktorgraden skal jeg utvikle de første prototypene av en kontrollbegrenset A/D omformer i silisium. Målet er i første omgang å finne gode kretsløsninger for A/D omformere med én inngangskanal og dermed danne et grunnlag for mer avanserte strukturer med flere innganger. Hvem vet, kanskje sitter det en kontrollbegrenset A/D omformer i basestasjonene til 6G eller i neste generasjons håndholdte ultralydapparater?

Referanser

1. Loeliger, H.A. and G. Wilckens. *Control-based analog-to-digital conversion without sampling and quantization*. in *2015 Information Theory and Applications Workshop (ITA)*. 2015.
2. Malmberg, H., *Control-Bounded Converters*. 2020, ETH Zürich. p. 260.
3. Feyling, F.E., *Design Considerations for a Low-Power Control-Bounded A/D Converter*, in *Department of Electronic Systems*. 2021, NTNU.