

Designnotat

Tittel: Designprosjekt 8 - Aliasfilter	
Forfattere: Temmam Nabil Altaie	
Versjon: 1.0	Dato: 11.11.25

Innhold

1 Problembeskrivelse **2**

2 Prinsipiell løsning **3**

2.1 Overordnet systemidé . . . 3
2.2 Teoretisk bakgrunn: Aliasing og punktprøvingsteoremet . . . 3
2.3 Filterprinsipp og karakteristikk . . . 4
2.4 Prinsipiell filterstruktur . . . 5
2.5 Kaskadekobling og filterorden . . . 6
2.6 Teoretiske formler . . . 7
2.7 Oppsummering . . . 9

3 Realisering og test **10**

3.1 Dimensjonering av komponentverdier . . . 10
3.2 LTspice-simulering . . . 12
3.3 Fysisk oppkobling og testoppsett . . . 12
3.4 Resultater og sammenligning . . . 13
3.5 Diskusjon av avvik . . . 14
3.6 Oppsummering . . . 14

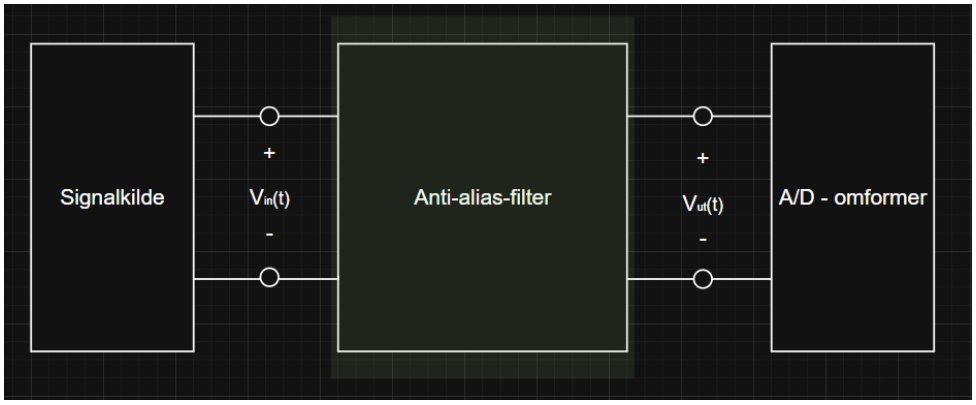
4 Konklusjon **14**

5 Takk **14**

Referanseliste **15**

1 Problembeskrivelse

I moderne elektroniske systemer foregår signalbehandling i stor grad digitalt, mens inngangssignalene vanligvis er analoge. For å kunne prosessere slike signaler i et digitalt system må de først digitaliseres ved hjelp av en A/D-omformer. Dersom signalet ikke er båndbegrenset før punktprøving, kan høye frekvenskomponenter foldes inn i det nyttige frekvensområdet og skape *aliasing*, som resulterer i feilrepresentasjon av signalet etter digitalisering.



Figur 1: Prinsipiell plassering av anti-alias-filter foran A/D-omformer.

For å redusere aliasing benyttes et *anti-alias-filter* mellom signalkilden og A/D-omformeren. Filteret skal dempe frekvenskomponenter over halvparten av punktprøvingsfrekvensen (Nyquist-frekvensen) uten å påvirke de lavere frekvensene nevneverdig.

Kravene til filteret er gitt ved at det skal ha en demping på minst 10 dB ved frekvensen $f = \frac{f_s}{2}$ (hvor f_s er punkprøvingsfrekvensen), og knekkfrekvensen f_c skal tilfredsstille $f_c \geq 0.75 \cdot \frac{f_s}{2}$. Knekkfrekvensen defineres som punktet der amplituderesponsen har sunket 3 dB fra sitt maksimum.

Anti-alias-filteret skal derfor utformes slik at det gir tilstrekkelig demping av høye frekvenser, samtidig som det i minst mulig grad påvirker signalets lavfrekvente komponenter.

Problemstillingen kan formuleres slik:

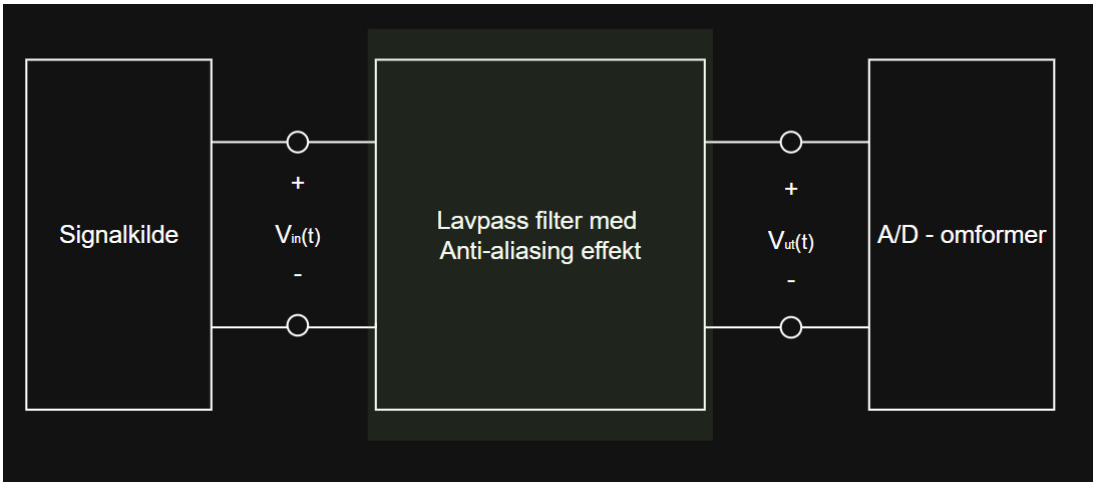
> Hvordan kan et analogt lavpassfilter dimensjoneres slik at det gir minst 10 dB demping ved Nyquist-frekvensen og en knekkfrekvens på minst $0.75 \cdot f_s/2$, for å redusere aliasing ved digitalisering av et analogt signal?

2 Prinsipiell løsning

I denne delen beskrives hvordan problemet med aliasing prinsipielt kan løses ved hjelp av et analogt lavpassfilter (anti-alias-filter) plassert mellom signalkilden og A/D-omformeren. Målet er å begrense signalets båndbredde slik at frekvenskomponenter over Nyquist-frekvensen demperes tilstrekkelig, uten å forvrenge det nyttige signalet i passbåndet.

2.1 Overordnet systemidé

Det digitale systemet må motta et båndbegrenset signal for å unngå aliasing. Dette oppnås ved å plassere et analogt lavpassfilter foran A/D-omformeren (ADC), slik at frekvenskomponenter over $\frac{f_s}{2}$ blir dempet.



Figur 2: Overordnet systemblokk med signalkilde, anti-alias-filter og ADC.

Som vist i figur 2 består systemet av en signalkilde, et lavpassfilter og en A/D-omformer. Signalkilden leverer et analogt signal $v_{\text{in}}(t)$ som filtreres for å begrense båndbredden før det digitaliseres. Målet er å designe lavpassfilteret slik at det undertrykker høye frekvenskomponenter som kan forårsake aliasing, samtidig som det i minst mulig grad påvirker signalets nyttige frekvensområde (passbånd). I de følgende avsnittene presenteres den teoretiske bakgrunnen og prinsippene som ligger til grunn for filterdesignet.

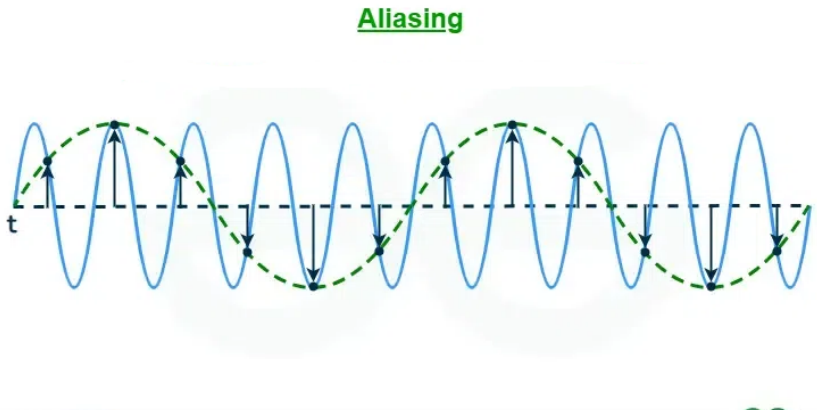
2.2 Teoretisk bakgrunn: Aliasing og punktprøvingsteoremet

Beskrivelsen i dette avsnittet er basert på fremstillinger fra [1].

Et kontinuerlig signal kan gjenskapes nøyaktig fra sine punktprøver dersom samplingsfrekvensen oppfyller

$$f_s > 2f_{\max} \tag{1}$$

Dette er kjent som *punktprøvingsteoremet* (Nyquist–Shannon). Dersom dette kravet ikke er oppfylt, oppstår *aliasing*, som illustrert i figur 3.



Figur 3: Illustrasjon av aliasing: Overlapping oppstår når $f_s < 2f_{\max}$.

Som vist i figur 3 ser vi et eksempel der et kontinuerlig signal (blå kurve) punktprøves med en for lav samplingsfrekvens (grønn kurve). Når samplingsfrekvensen er lavere enn det dobbelte av signalets høyeste frekvenskomponent (ligning 1), vil kopiene av signalets frekvensspekter overlappe hverandre. Dette gjør at høyfrekvente komponenter feilaktig fremstår som lavere frekvenser i det digitaliserte signalet — et fenomen som kalles aliasing.

Aliasfrekvensen kan beregnes som

$$f' = |f - kf_s|, \qquad k = 1, 2, 3, \ldots \tag{2}$$

hvor f' er den observerte (aliaserte) frekvensen, f er den sanne signalfrekvensen, og f_s er samplingsfrekvensen. Dette uttrykket beskriver hvordan en for lav f_s kan føre til at ulike frekvenskomponenter tolkes som samme frekvens i det digitaliserte domenet.

2.3 Filterprinsipp og karakteristikk

Beskrivelsen i dette avsnittet er basert på fremstillinger fra [2] og [3].

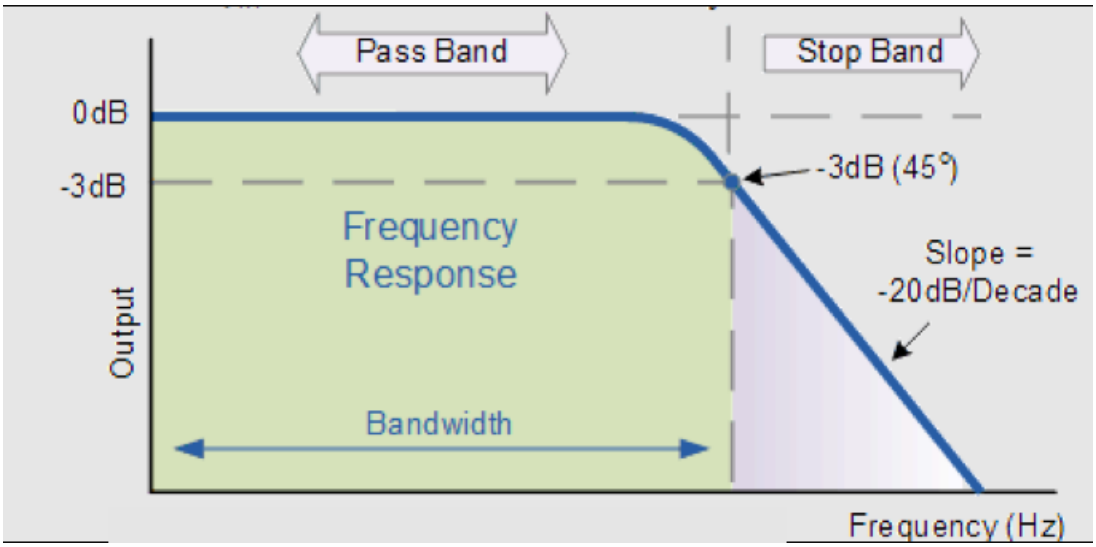
For å forhindre aliasing brukes et lavpassfilter som slipper gjennom lave frekvenser og demper de høye. Kravene gitt i oppgaveteksten er:

- Minst 10 dB demping ved $f = \frac{f_s}{2}$
- Knekkfrekvens $f_c \geq 0.75 \cdot \frac{f_s}{2}$

Et Butterworth-filter kan beskrives ved amplituderesponsen

$$|H(j\omega, n)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}}}$$

der n er filterets orden og $\omega_c = 2\pi f_c$.



Figur 4: Prinsipiell amplitude-respons for et lavpassfilter (bildet er hentet fra [4]).

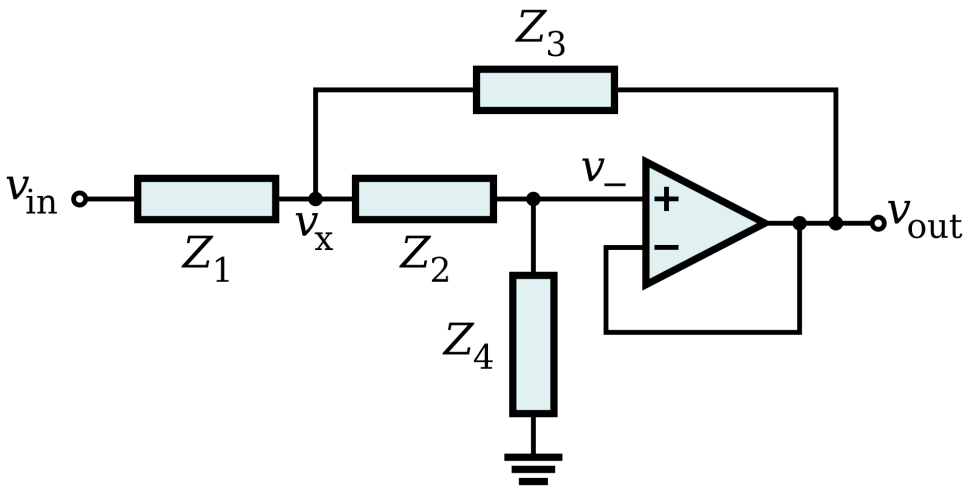
Som vist i figur 4 viser lavpassfilterets amplitude-respons et område der signalet passerer uendret (*passbånd*) og et område der signalet dempes (*stoppbånd*). Knekkfrekvensen f_c defineres som den frekvensen der utgangssignalet har falt med 3 dB fra maksimumsverdien. For frekvenser lavere enn f_c ($f < f_c$) skal filteret ha minimal demping, mens for høyere frekvenser ($f > f_c$) skal signalet gradvis reduseres.

Et *Butterworth-filter* egner seg godt i denne sammenhengen, da det gir en maksimalt flat amplituderespons i passbåndet og en jevn overgang til stoppbåndet. Dette oppfyller kravene om minst mulig forvrengning av lave frekvenser, samtidig som alias-komponenter effektivt dempes.

2.4 Prinsipiell filterstruktur

Beskrivelsen i dette avsnittet er basert på fremstillinger fra [2] og [5].

En mulig struktur for et andreordens aktivt filter med Sallen-Key struktur er vist i figur 5. Filteret består av fire impedanser Z_1–Z_4 og en operasjonsforsterker som gir både forsterkning og impedansisolasjon.



Figur 5: Prinsipiell struktur for et aktivt filter (bildet er hentet fra [5]).

Som vist i figur 5 mottar filteret et inngangssignal v_{in} som deles mellom impedansene Z_1 og Z_2. Spenningen v_x danner et mellomledd som benyttes i tilbakekoblingen via Z_3. Utgangen fra operasjonsforsterkeren, v_{out}, føres tilbake til det negative inngangspunktet gjennom Z_3, noe som gir en frekvensavhengig tilbakekobling. 10kΩ

- Z_1 **og** Z_2: bestemmer hoveddelen av frekvensresponsen til filteret. Ved å implementere disse som motstander og kondensatorer i riktig kombinasjon (for eksempel $Z_1 = R_1$, $Z_2 = \frac{1}{sC_2}$) dannes en bestemt tidskonstant som avgjør filterets knekkfrekvens f_c.
- Z_3: brukes til negativ tilbakekobling og påvirker filterets forsterkning og dempningskarakteristikk. Størrelsen på Z_3 bestemmer i hvilken grad op-ampen korrigerer for høyfrekvent demping.
- Z_4: kobles til jord og setter DC-nivået for noden v_-. Den bidrar til å bestemme stabilitet og båndbredde sammen med Z_2.

Operasjonsforsterkeren fungerer som et aktivt element som gir høy inngangsimpedans og lav utgangsimpedans. Dette forhindrer at de foregående leddene belastes, og gjør at filteret kan forsterke eller buffre signalet samtidig som det filtreres.

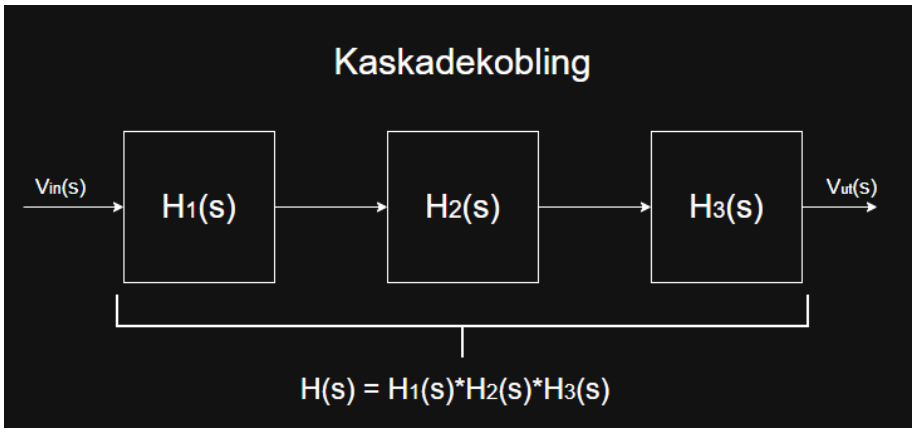
2.5 Kaskadekobling og filterorden

Beskrivelsen i dette avsnittet er basert på fremstillinger fra [6] og [3].

For å oppnå større demping i stoppbåndet og en skarpere overgang mellom passbånd og stoppbånd, kan flere 2.-ordens lavpassfiltre kobles sammen i kaskade. Hver blokk representerer et filterledd med sin egen overføringsfunksjon $H_i(s)$, slik at den totale overføringsfunksjonen blir:

$$H(s) = H_1(s) \cdot H_2(s) \cdot \ldots \cdot H_n(s)$$

Dette gir et n-ordens filter med en samlet respons som er produktet av de individuelle leddene.

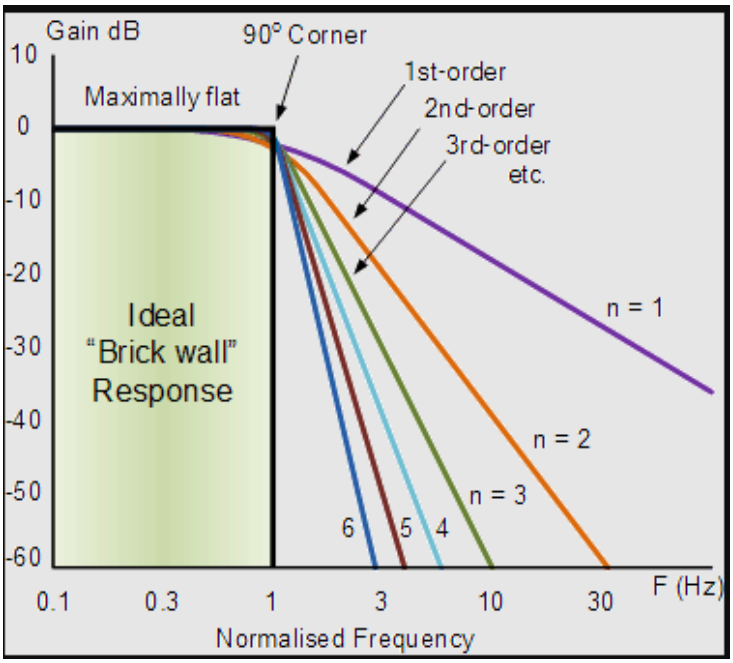


Figur 6: Kaskadekobling av tre 2.-ordens lavpassfiltre for å oppnå høyere orden.

Som vist i figur 6 brukes kaskadekobling for å øke filterets orden uten at hvert enkelt trinn må endres. Hvert 2.-ordens ledd har sin egen knekkfrekvens og kvalitetsfaktor Q_i, og ved å kombinere flere slike ledd oppnås en brattere frekvenskarakteristikk. For å unngå at leddene

påvirker hverandre elektrisk, benyttes bufferforsterkere mellom hvert trinn. Disse fungerer som impedansisolatorer og sørger for at hvert filterledd kan arbeide uavhengig av de andre.

I et ideelt tilfelle gir økt filterorden n en stadig skarpere demping i stoppbåndet. Hvert ordensledd bidrar med en helningsendring på $-20\,\mathrm{dB/decade}$, slik at et 4.-ordens filter vil ha en samlet helning på $-80\,\mathrm{dB/decade}$ [3].



Figur 7: Bodeplott av n-ordens lavpassfiltre for å oppnå brattere stoppbånd (bildet er hentet fra [3]).

Som illustrert i figur 7 gir høyere orden en brattere overgang fra passbånd til stoppbånd. Et 1.-ordens filter demper med $-20\,\mathrm{dB/decade}$, mens et 2.-ordens demper med $-40\,\mathrm{dB/decade}$, og så videre [3]. Dette gjør det mulig å tilfredsstille kravene om minst 10 dB demping ved Nyquist-frekvensen uten å redusere passbåndet unødvendig.

Ved å kombinere flere 2.-ordens aktive filterledd, kan man realisere et ønsket n-ordens Butterworth-filter med maksimalt flatt passbånd og ønsket båndbegrensning for anti-alias-formål.

2.6 Teoretiske formler

De teoretiske uttrykkene som benyttes i dette kapitlet er hentet fra Lundheims undervisningsmateriale om analog filtrering og Butterworth-filterdesign [6].

Et Butterworth-lavpassfilter beskrives prinsipielt av amplituderesponsen

$$|H(j\omega, n)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^{2n}}}, \tag{3}$$

der f_c er grensefrekvensen og n er filterordenen.

Bestemmelse av filterorden

Filterordenen kan bestemmes ut fra ønsket demping A_{dB} ved en gitt frekvens f:

$$n = \frac{1}{2} \cdot \frac{\ln(A^{-2} - 1)}{\ln\left(\frac{f}{f_c}\right)}, \tag{4}$$

hvor amplitudeforholdet A finnes via

$$A = 10^{\frac{A_{\mathrm{dB}}}{20}}. \tag{5}$$

Normaliserte Butterworth-poler

For et Butterworth-filter med orden n er de normaliserte polene bestemt ved

$$\zeta_i = \cos\left(\frac{2i-1}{2n}\pi\right), \qquad i = 1, 2, \ldots, \left\lfloor \frac{n}{2} \right\rfloor, \tag{6}$$

og disse verdiene danner grunnlaget for realiseringen av hvert 2.-ordens ledd. I del 3 brukes tabellverdier direkte for ζ_i for å matche ønsket filterorden.

2.-ordens standardform

Et 2.-ordens lavpassledd kan generelt beskrives ved overføringsfunksjonen

$$H(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2}, \tag{7}$$

der

$$\omega_0 = 2\pi f_c \tag{8}$$

er egenfrekvensen og ζ er dempningsfaktoren bestemt fra Butterworth-polene.

Tidskonstanter for realisering

Tidskonstantene τ_1 og τ_2 som inngår i realiseringen er gitt ved

$$\tau_1 = \frac{1}{\omega_0 \zeta}, \qquad\qquad \tau_2 = \frac{1}{\omega_0^2 \tau_1}. \tag{9}$$

Kondensatorverdier for Sallen–Key-struktur

Når motstandsverdiene velges like og konstante for alle ledd ($R_1 = R_2 = R$), kan kondensatorene beregnes direkte fra tidskonstantene:

$$C_1 = \frac{\tau_1}{R}, \qquad\qquad C_2 = \frac{\tau_2}{R}. \tag{10}$$

Dette gir et sett med formler som danner grunnlaget for den praktiske realiseringen i del 3.

2.7 Oppsummering

Den prinsipielle løsningen består av følgende hovedelementer:

- Et analogt lavpassfilter med Sallen-Key struktur som begrenser signalets båndbredde før sampling.
- Butterworth-karakteristikk for å sikre et flatt passbånd og stabil fase.
- Kaskadekobling av 2.-ordens aktive filterledd for å oppnå n-ordens respons.
- Knekkfrekvens $f_c \geq 0.75 \cdot \frac{f_s}{2}$ og demping på minst 10 dB ved Nyquist-frekvensen.

I neste kapittel beskrives hvordan dette prinsippet ble realisert praktisk gjennom dimensjonering, oppkobling og testing av filteret.

3 Realisering og test

I dette kapitlet beskrives hvordan det prinsipielle filterdesignet ble realisert og testet i praksis. Målet er å undersøke om den fysiske løsningen oppfyller kravene om $-10\,\mathrm{dB}$ demping ved Nyquist-frekvensen og knekkfrekvens $f_c \geq 0.75 \cdot \frac{f_s}{2}$.

3.1 Dimensjonering av komponentverdier

Teorien for dimensjonering av et Butterworth-filter er hentet fra [6] og [3]. Et 4.-ordens filter ble valgt for å tilfredsstille spesifikasjonene, og realisert som to kaskadekoblede 2.-ordens Sallen–Key-trinn. Beregningene tar utgangspunkt i samplingsfrekvensen $f_s = 7100\,\mathrm{Hz}$, slik at Nyquist-frekvensen blir

$$f_N = \frac{f_s}{2} = 3550\,\mathrm{Hz}.$$

For at filteret skal ha minst $10\,\mathrm{dB}$ demping ved f_N, ble knekkfrekvensen valgt som

$$f_c = 0.75 \cdot f_N = 2662.5\,\mathrm{Hz}.$$

Egenfrekvensen til hvert 2.-ordensledd blir dermed

$$\omega_0 = 2\pi f_c.$$

Valg av Butterworth-poler

Filteret skal ha Butterworth-karakteristikk, og de normaliserte polene hentes fra Tabell 1, basert på uttrykket i 6. Ved å sette inn verdier i (3 og 4) får vi følgende:

$$A = 10^{(\frac{-10}{20})} = 0.3162$$
$$n = \frac{1}{2} \cdot \frac{\ln(0.3162^{-2} - 1)}{\ln(\frac{3550}{2662.5})} \approx 3.819 \approx 4$$

For et 4.-ordens Butterworth-filter (rad $n = 4$ i tabellen) får vi

$$\zeta_1 = 0.92388, \qquad \zeta_2 = 0.38268.$$

n	**1**	**2**	**3**	**4**	**5**
1	1				
2	0.70711				
3	1	0.5			
4	0.92388	0.38268			
5	1	0.80902	0.30902		
6	0.96593	0.70711	0.25882		
7	1	0.90097	0.62349	0.22252	
8	0.98079	0.83147	0.55557	0.19509	
9	1	0.93969	0.76604	0.5	0.17365
10	0.98769	0.89101	0.70711	0.45399	0.15643

Tabell 1: Butterworth-polpar i for orden n, hentet fra [6].

Beregning av tidskonstanter

Tidskonstantene for hvert 2.-ordensledd beregnes fra (9). For første ledd (med ζ_1) får vi

$$\tau_{11} = \frac{1}{\omega_0 \zeta_1}, \qquad \tau_{12} = \frac{1}{\omega_0^2 \tau_{11}},$$

som numerisk gir

$$\tau_{11} = 64.7\,\mu\text{s}, \qquad \tau_{12} = 55.2\,\mu\text{s}.$$

For det andre 2.-ordensleddet (med ζ_2) får vi tilsvarende

$$\tau_{21} = \frac{1}{\omega_0 \zeta_2}, \qquad \tau_{22} = \frac{1}{\omega_0^2 \tau_{21}},$$

som gir

$$\tau_{21} = 156.2\,\mu\text{s}, \qquad \tau_{22} = 22.9\,\mu\text{s}.$$

Valg av motstander og kondensatorer

For å forenkle realiseringen velges alle motstander i Sallen–Key-leddene like, med

$$R_1 = R_2 = R = 1\,\text{k}\Omega.$$

Med dette valget kan kondensatorene beregnes direkte fra tidskonstantene ved hjelp av (10), altså $\tau = RC$. For første 2.-ordensledd får vi

$$C_{11} = \frac{\tau_{11}}{R} = 64.7\,\text{nF}, \qquad C_{12} = \frac{\tau_{12}}{R} = 55.2\,\text{nF},$$

og for andre 2.-ordensledd

$$C_{21} = \frac{\tau_{21}}{R} = 156.2\,\text{nF}, \qquad C_{22} = \frac{\tau_{22}}{R} = 22.9\,\text{nF}.$$

Oppsumerende tabell

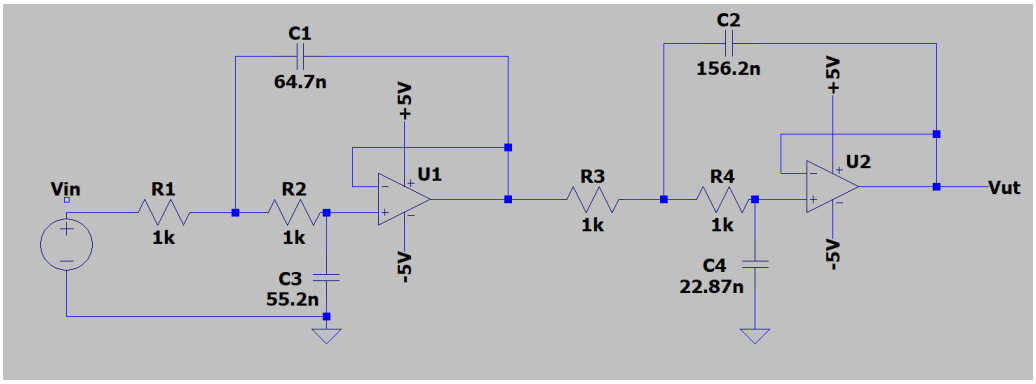
Trinn	Parameter	Verdi	Kommentar
1. 2.-ordensledd	R_{11}, R_{12}	$1\,\text{k}\Omega$	Valgt likt for enkel realisering
	C_{11}	$64.7\,\text{nF}$	Fra τ_{11}
	C_{12}	$55.2\,\text{nF}$	Fra τ_{12}
2. 2.-ordensledd	R_{21}, R_{22}	$1\,\text{k}\Omega$	Samme som første ledd
	C_{21}	$156.2\,\text{nF}$	Fra τ_{21}
	C_{22}	$22.9\,\text{nF}$	Fra τ_{22}

Tabell 2: Oppsummering av beregnede komponentverdier for det 4.-ordens Butterworth-filteret.

Disse komponentverdiene gir et 4.-ordens Butterworth-lavpassfilter med knekkfrekvens omkring 2.66 kHz, som tilfredsstiller kravene til båndbegrensning og demping ved Nyquist-frekvensen.

3.2 LTspice-simulering

Simuleringen ble gjennomført i LTspice for å verifisere filterets teoretiske frekvensrespons før fysisk bygging. Figur 8 viser den implementerte kretsen med to kaskadekoblede Sallen–Key-trinn, hver med beregnede komponentverdier.

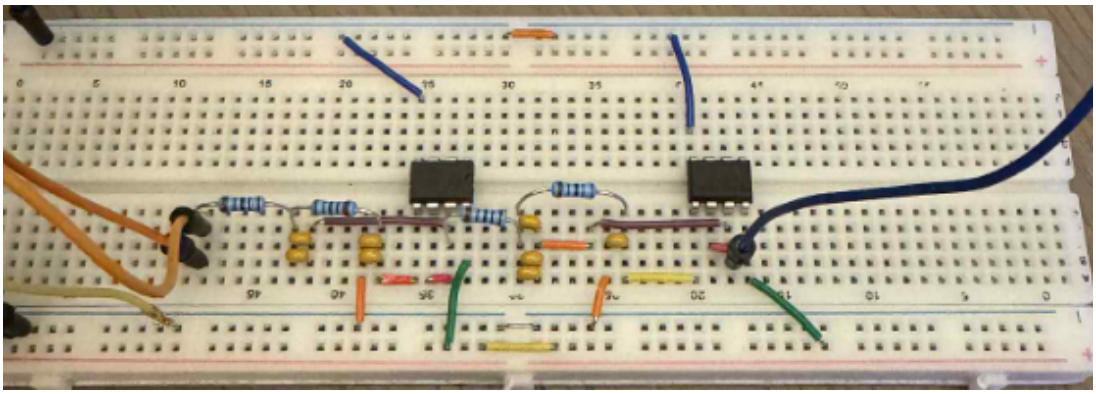


Figur 8: LTspice-simulering av 4.-ordens Butterworth lavpassfilter.

3.3 Fysisk oppkobling og testoppsett

Etter simulering ble filteret realisert fysisk på koblingsbrett. De beregnede komponentene ble valgt etter praktisk tilgjengelighet. To operasjonsforsterkere ble brukt, én i hvert trinn.

Figur 9 viser den fysiske oppkoblingen av filteret.



Figur 9: Fysisk oppkobling av 4.-ordens lavpassfilter på koblingsbrett.

Målingene ble gjennomført ved hjelp av Analog Discovery 2 (Waveforms), der en sinusgenerator ble brukt som inngangssignal og oscilloskopfunksjonen som måleverktøy (se [7] for instruksjoner). Utgangssignalet ble målt for flere frekvenser mellom 100 Hz og 10 kHz. Amplitudeverdiene ble logget for å kunne sammenligne med simulerte resultater.

Tabell 3 viser en oversikt over de teoretisk beregnede komponentverdiene og de faktisk realiserte verdiene brukt i den fysiske koblingen.

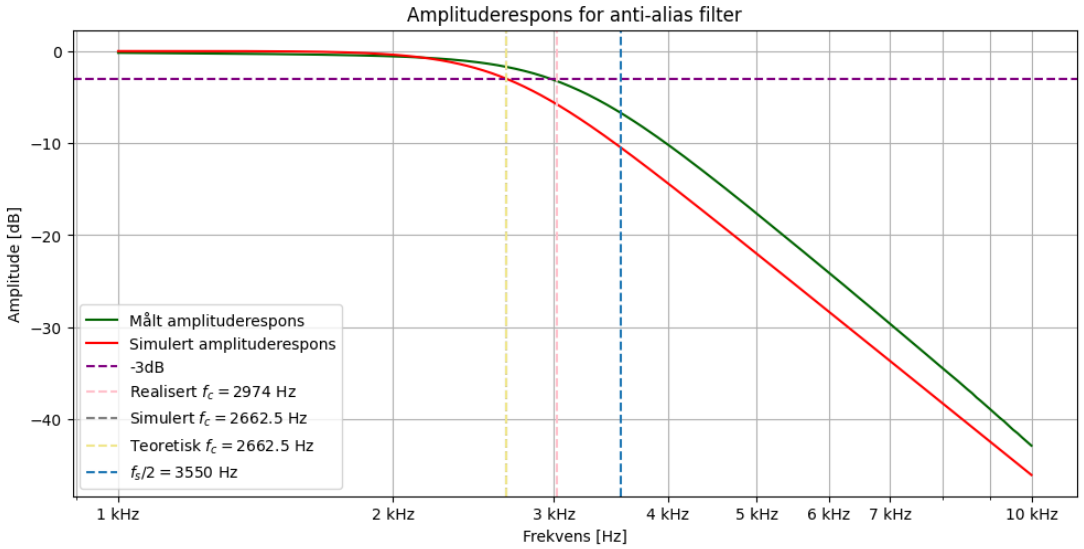
Komponent	Teoretisk verdi	Realisert verdi	Avvik
R_{11}	1.00 kΩ	996 Ω	−0.4%
R_{12}	1.00 kΩ	994 Ω	−0.6%
R_{21}	1.00 kΩ	995 Ω	−0.5%
R_{22}	1.00 kΩ	996 Ω	−0.4%
C_{11}	64.7 nF	66 nF	+2.0%
C_{12}	55.2 nF	55 nF	−0.4%
C_{21}	156.2 nF	155 nF	−0.8%
C_{22}	22.9 nF	22 nF	−3.9%

Tabell 3: Sammenligning av teoretiske og realiserte komponentverdier for det fysiske filteret.

Som tabellen viser, avviker både motstander og kondensatorer mindre enn 4% fra de beregnede verdiene, noe som ligger godt innenfor toleransen til standard E24-komponenter. Dette betyr at eventuelle avvik i filterets knekkfrekvens og demping primært skyldes komponenttoleranser og ikke regnefeil eller opphkoblingsfeil.

3.4 Resultater og sammenligning

Figur 10 viser sammenligning mellom simulert og målt frekvensrespons.



Figur 10: Sammenligning mellom simulert (blå) og målt (rød) amplitude-respons.

Som vist i figur 10 stemmer resultatene godt overens. Begge kurvene viser en knekkfrekvens nær 2.6 kHz, og dempingen ved Nyquist-frekvensen ligger rundt −10 dB. Små avvik mellom simulert og målt respons skyldes komponenttoleranser (±5% på motstander og kondensatorer) samt måleusikkerhet i utstyret.

3.5 Diskusjon av avvik

De målte resultatene viser samme trend som simuleringen, men med litt lavere demping ved høye frekvenser. Dette kan forklares med følgende forhold:

- **Komponenttoleranser:** små avvik i R og C gir endret knekkfrekvens.
- **Operasjonsforsterkerens båndbredde:** TL071 har begrenset GBW som reduserer forsterkning ved høye frekvenser.
- **Kabelkapasitans og breadboard-effekter:** parasittiske komponenter kan påvirke høyfrekvent respons.

Til tross for disse avvikene oppfyller filteret spesifikasjonene og fungerer som et effektivt anti-alias-filter.

3.6 Oppsummering

Den praktiske realiseringen bekreftet de teoretiske forventningene:

- Beregnet knekkfrekvens: 2.66 kHz.
- Målt knekkfrekvens: $\approx$ 2.6 kHz.
- Demping ved Nyquist-frekvens (3.55 kHz): ≈ -10 dB.

Filteret tilfredsstiller dermed kravene for bruk som anti-alias-filter i et system med samplingsfrekvens 7.1 kHz.

4 Konklusjon

Et 4.-ordens Butterworth lavpassfilter ble designet, simulert og realisert som anti-alias-filter for et system med samplingsfrekvens 7.1 kHz. Filteret ble dimensjonert med knekkfrekvens $f_c = 2.66$ kHz for å gi minst -10 dB demping ved Nyquist-frekvensen $f_N = 3.55$ kHz.

Simuleringen i LTspice og målinger på den fysiske kretsen viste begge en knekkfrekvens på omtrent 2.6 kHz og en demping på ca. -10 dB ved f_N, som samsvarer godt med de teoretiske beregningene. Mindre avvik skyldes toleranser i komponenter og begrenset båndbredde i operasjonsforsterkeren.

Konklusjon: Filteret oppfyller spesifikasjonene og fungerer som et stabilt og effektivt anti-alias-filter uten merkbar forvrengning i passbåndet.

5 Takk

ChatGPT ble brukt for forklaringer av begreper, tilbakemeldinger og forbedringspotensialer i designnotatet.

Referanseliste

[1] GeeksforGeeks, *Aliasing Effect in Electronics*, 2024. Tilgjengelig på: https://www.geeksforgeeks.org/electronics-engineering/aliasing-effect/, lest 10. november 2025.

[2] All About Circuits, *Nyquist–Shannon Theorem: Understanding Sampled Systems*, 2024. Tilgjengelig på: https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/nyquist-shannon-theorem-understanding-sampled-systems/, lest 10. november 2025.

[3] Electronics Tutorials, *Active Low Pass Filter*, 2024. Tilgjengelig på: https://www.electronics-tutorials.ws/filter/filter_8.html, lest 10. november 2025.

[4] FMUSER Electronics, *What is Anti-Aliasing Filter – Working Principle, Function, and Design*, 2024. Tilgjengelig på: https://www.fmuser.net/wap/content/?6857.html, lest 10. november 2025.

[5] Wikipedia, *Sallen–Key Topology*, 2024. Tilgjengelig på: https://en.wikipedia.org/wiki/Sallen%E2%80%93Key_topology, lest 10. november 2025.

[6] L. Lundheim, *KS3 videosamling på Blackboard*, Institutt for elektroniske systemer, NTNU, 2025.

[7] Digilent Inc., *Analog Discovery 2 – Waveforms User Manual*, 2024. Tilgjengelig på: https://digilent.com/reference/test-and-measurement/analog-discovery-2/start, lest 21. oktober 2025.