



# Anti-alias-filter

Tittel: Anit-alias-filter

Forfattere: Markus Søvik Gunnarsson

Versjon: 2.0

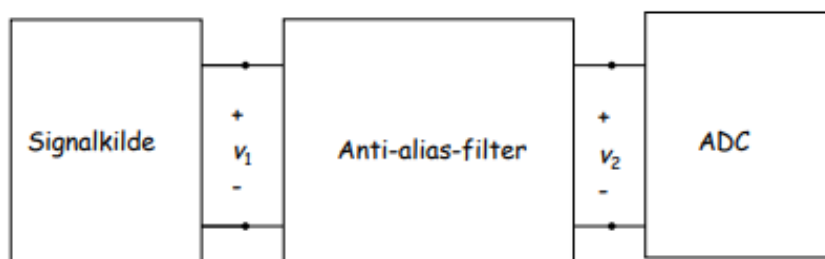
Dato: 2. desember 2018

## Innhold

1	Problembeskrivelse	1
2	Prinsipiell løsning	2
3	Realisering og test	4
4	Konklusjon	6
	Referanser	6

## 1 Problembeskrivelse

Dette notatet tar for seg et design av et system som vist i Figur 1.



**Figur 1:** Blokkdiagram av systemet. Figur hentet fra [1]

Figur 1. viser et bilde av et system sammensatt av en signalkilde, et anti-alias-filter og en ADC (Analog to Digital-converter). Dette notatet tar for seg hvordan man kan designe et anti-alias-filter med tanke på punktpåvirkingsfrekvensen  $f_s$  som ADC-en i systemet opererer med. Et anti-alias-filter er nødvendig fordi signalbehandlingen i elektroniske system foregår som regel digitalt. Inngangssignalene til systemet er som oftest analoge, og en digitalisering

av disse før signalbehandlingen er derfor nødvendig. For å unngå alvorlige aliasing-feil, er det nødvendig å begrense båndbredden til signalene som skal digitaliseres.

Dersom punktpåveingsfrekvensen er  $f_s$ , må ifølge Nyquists punktpåveingsteorem, signalet være på halve frekvensen.

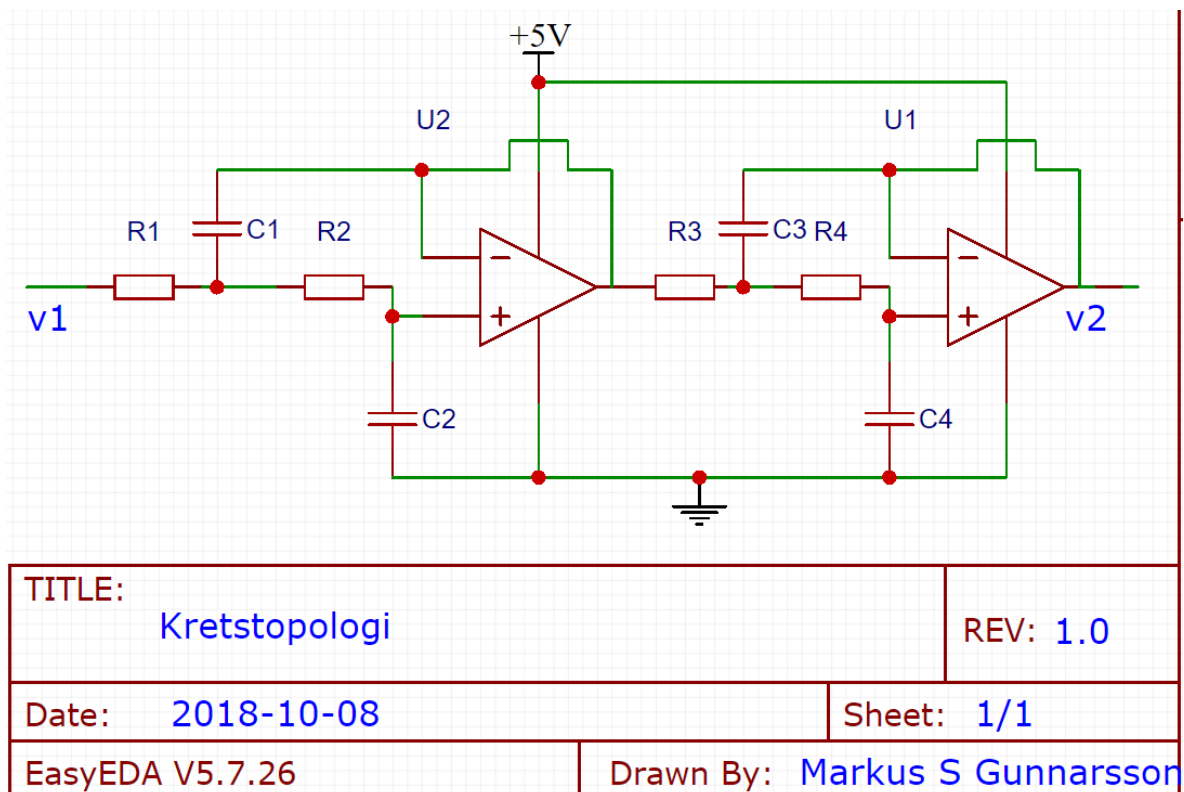
Noen krav til anti-alias-filteet:

- Filteet skal ha en demping på minst 10 dB ved frekvensen  $\frac{f_s}{2}$
- Knekkfrekvensen  $f_c$  til filteet skal oppfylle  $f_c \geq 0.75 \frac{f_s}{2}$

I dette notatet er det oppgitt en punktpåveingsfrekvens  $f_s = 8100$  Hz. Verdiene og formlene som blir brukt i notatet er generelle, sånn man kan sette inn egne verdier dersom man ønsker det.

## 2 Prinsipiell løsning

Kretstopologien til anti-alias-filteet er vist i Figur.2



**Figur 2:** Kretstopologi til anti-alias-filteet

Siden det er ønskelig at anti-alias-filteet påvirker frekvenskomponentene under minst mulig,

med andre ord filteret skal være maksimalt 'flatt', blir anti-alias-filteret et butterworth-filter. Et butterworth-filter er designet til å være så flat som mulig i passbandområdet.

Dempningen fra knekkfrekvensen  $f_c$  (-3dB i amplituderresponsen) til halve punktprøvningsfrekvensen  $\frac{f_s}{2}$  (-10 db) må være relativt bratt. For å få brattere dempning i et filter kan man øke graden på filteret. I kretstopologien i figur 2. er det brukt en Sallen-Key-struktur. En Sallen-Key-struktur er en andreordens filtertopologi og er kjent for sin enkle oppbygning. For å finne den nødvendige ordenen på filteret tar man utgangspunkt i formelen for amplituderresponsen til butterworth-filteret. Den er vist i ligning (1).

$$|H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{f}{f_0})^{2n}}} \quad (1)$$

Variabelen  $n$  i ligning (1) tilsvarer ordenen på filteret. Ligning (2) er ligning (1) løst med hensyn på variabelen  $n$ .

$$n = \frac{\ln(A^{-2} - 1)}{2 \ln(\frac{f}{f_0})} \quad (2)$$

I dette notatet er  $f = \frac{f_s}{2} = 4050Hz$ ,  $f_0 = f_c = 3038Hz$  og  $A = 10^{\frac{-10}{20}} = 0.3161$ . Innsatt i ligning (2) blir dette;

$$n = \frac{\ln(0.3161^{-2} - 1)}{2 \ln(\frac{4050Hz}{3038Hz})} = 3.82136 \approx 4 \quad (3)$$

Som vist i ligning (3) blir  $n$  rundet opp til nærmeste heltall for å være sikker på at dempningen er bratt nok. Med  $n=4$  må filteret bli et fjerdeordens-filter. Som vist i figur 2. er det brukt to Sallen-Key-strukturer for å oppfylle dette kravet. Et fjerdeordensfilter har to kompleks-konjugerte polpar. I dette filteret er det et polpar på hvert av Sallen-Key-seksjonene. Disse polparene har en relativ dempningsfaktor på  $\zeta_1 = 0.92388$  og  $\zeta_2 = 0.38268$  [2]. I lag med resonansfrekvensen  $\omega_0 = 2\pi f_c = 2\pi 3038Hz$  kan man bruke relativ dempningsfaktorene  $\zeta_1$  og  $\zeta_2$  til å finne ut resten av komponentverdiene i kretsen. Ligning (4) og (5) viser hvordan man skal finne de fire tidskonstantene  $\tau$  man trenger for å bestemme de ukjente komponentverdiene.

$$\tau_{1,3} = \frac{1}{\omega_0 \cdot \zeta_{1,2}} \quad (4)$$

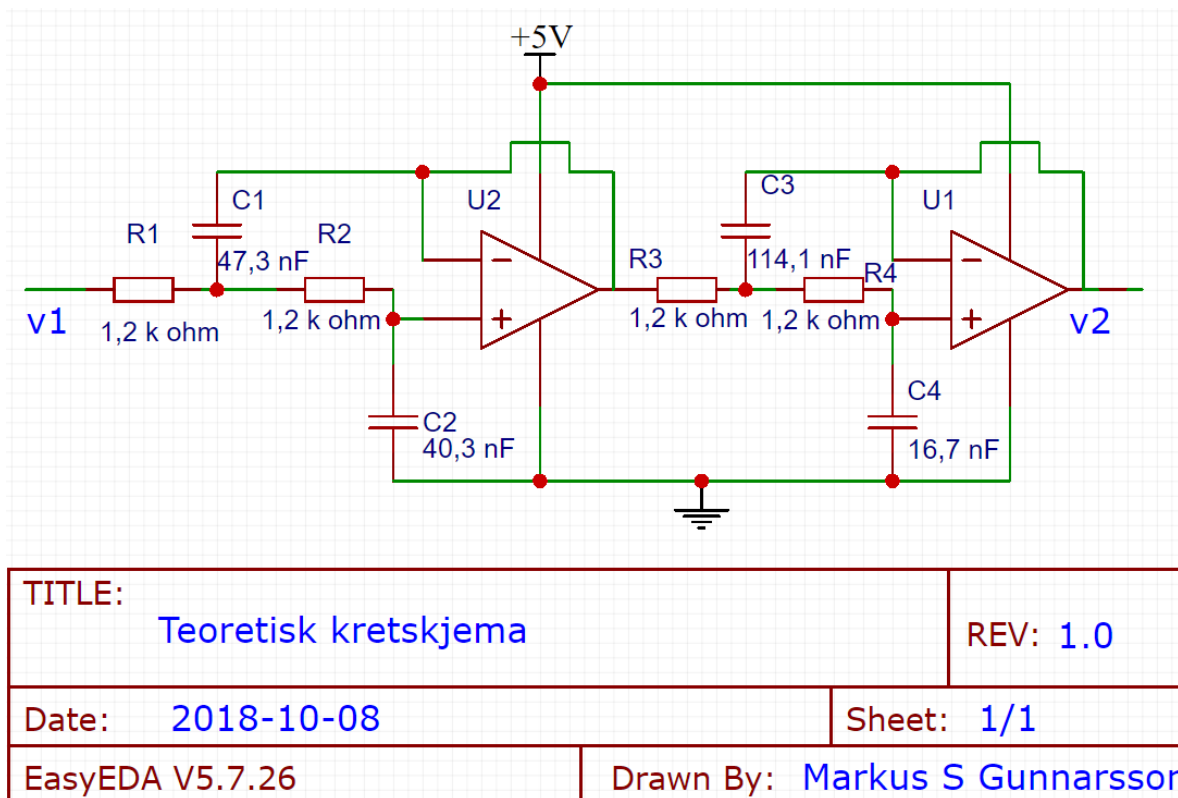
$$\tau_{2,4} = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot \tau_{1,3}} \quad (5)$$

De fire tidskonstantene blir i dette tilfellet  $\tau_1 = 56.7\mu s$ ,  $\tau_2 = 48.4\mu s$ ,  $\tau_3 = 136\mu s$  og  $\tau_4 = 20\mu s$ . Ligning (6) viser hvordan man finner kondensatorverdien, gitt at man har tidskonstantene og motstandsverdiene.

$$C = \frac{\tau}{R} \quad (6)$$

I en Sallen-Key-struktur er det ønskelig at motstandsverdiene skal være like store, og være mellom 1k-100k $\Omega$ . Dette for å balansere strømforbruket og følsomheten mot støy. I dette designnotatet er det brukt motstander  $R_{1,2,3,4} = 1200\Omega$ . Kondensatorverdiene i dette notatet er regnet ut ved hjelp av ligning (6) og er  $C_1 = 47.3nFs$ ,  $C_2 = 40.3nFs$ ,  $C_3 = 114.1nFs$  og  $C_4 = 16.7nFs$ .

Den teoretiske kretsen er vist i figur 3.

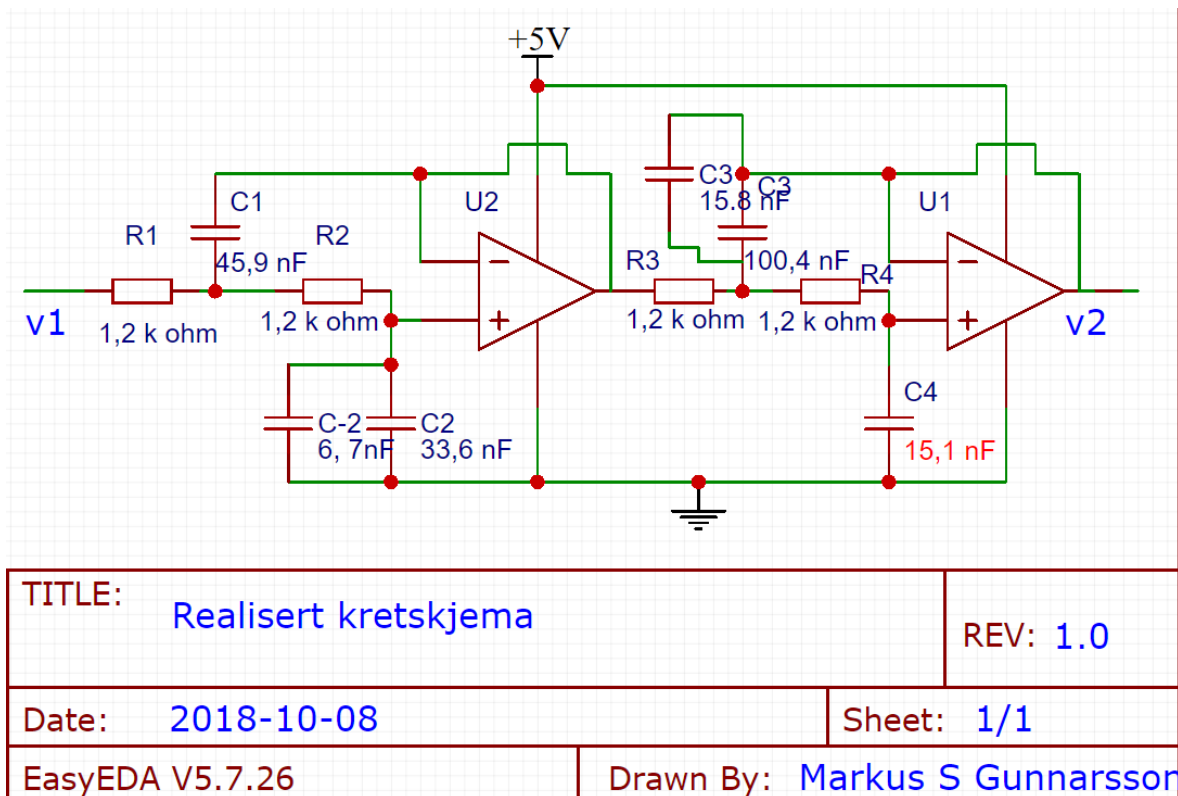


**Figur 3:** Teoretisk kretskjema av et anti-alias-filter(fjerdeordens lavpassfilter)

### 3 Realisering og test

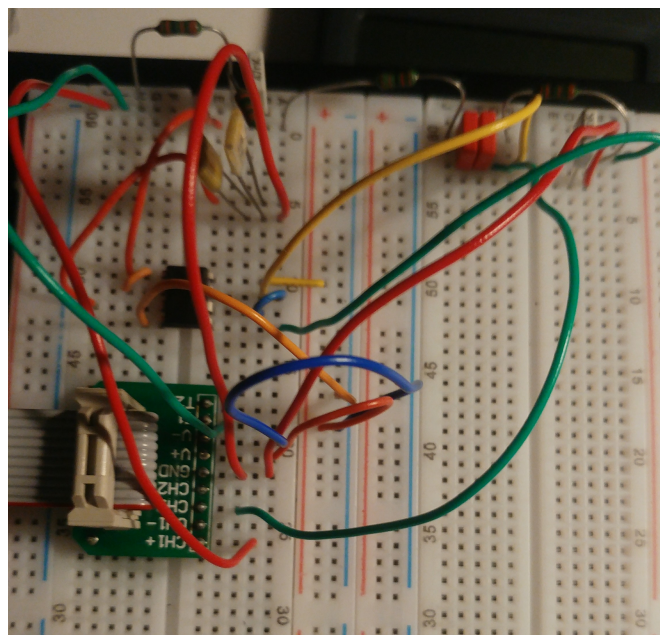
Den realiserte kretsen er koblet i følge figur 4, som er basert på figur 3. det teoretiske kretskjemaet. Forskjellen er at de teoretiske kondensatorverdiene har blitt tilnærmet ved hjelp fysiske kondensatorer. Operasjonsforsterkeren som blir brukt er Lf353 fra fairchild semiconductor.[4]

- $C_1 = 47.3nF \approx 45.9nF$
- $C_2 = 40.3nF \approx 33.6nF$  og  $6.7nF$  (to kondensatorer i parallell.)
- $C_3 = 114.1nF \approx 100.4nF$  og  $15.8nF$  (to kondensatorer i parallell.)
- $C_4 = 16.7nF \approx 15.1nF$



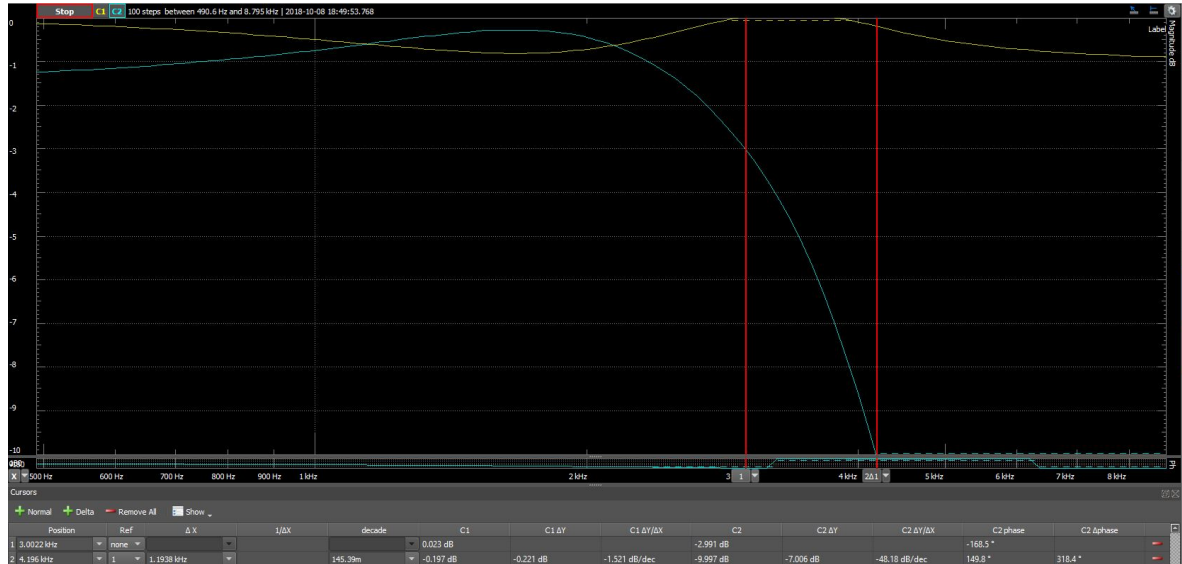
Figur 4: Realisert kretskjema

Figur 5. er et bilde av oppkoblingen etter skjemaet i figur 4.



Figur 5: Bilde av den oppkoblede kretsen

For å teste anti-alias-filteret ble det koblet opp til en frekvensanalyse, som viser amplituderresponsen for ulike frekvenser. Figur 6. er et skjermbilde av analysen.



**Figur 6:** Skjermbilde av frekvensanalyse. X-akse frekvens [Hz]. Y-akse amplituderespons [dB]. Gul graf inngangssignal  $v_1$ . Blå graf utgangssignal  $v_2$

Figur 6. viser at den blå grafen som representerer utgangssignalet  $v_2$  passer til karakteristikken for et anti-alias-filter. Den første røde horisontale linjen (cursor 1) er plassert på knekkfrekvensen (-3dB fra amplituderresponsen) og har en frekvens på  $f_c = 3003\text{Hz}$ . Den andre røde horisontale linjen (cursor 2) er plassert der amplituderresponsen er -10dB og frekvensen er  $4196\text{Hz}$

I følge kravene til filteret skulle knekkfrekvensen  $f_c$  være på større enn  $3038\text{Hz}$ , mens i realiteten var knekkfrekvensen  $f_c = 3003\text{Hz}$ . Dette tilsvarer en differanse på  $35\text{Hz}$  og en feilprosent på 1.15%. Halve punktprøvningsfrekvensen  $\frac{f_s}{2}$  skulle være på  $4050\text{Hz}$  og ble i realiteten  $\frac{f_s}{2} = 4196\text{Hz}$ . Dette tilsvarer en differanse på  $146\text{Hz}$  og en feilprosent på 3.6%.

## 4 Konklusjon

Notatet tar for seg et design av et anti-alias-filter. Filteret som ble designet til henhold til kravene fungerte nok så bra. Resultatene var som forventet. Filteret tilfredstilte ikke kravene 100% der knekkfrekvensen  $f_c$  hadde en feilprosent på 1.15% og halve punktprøvningsfrekvensen hadde en feilprosent på 3.6%. Noe aliasing vil dermed forekomme når man gjør om signalene fra analog til digitalt med dette filteret.

## Referanser

- [1] Vedlegg om problembeskrivelsen - *TTT4260/65 Elektronisk sysdemdesign og -analyse I/II 2018 Designprosjekt 6: anti-alias-filter.*
- [2] Vedlegg om polpar - *[https://www.researchgate.net/figure/Pole-zero-map-of-various-orders-of-Butterworth-filter-in-complex-w-plane-for-different-Q\\_fig32735647](https://www.researchgate.net/figure/Pole-zero-map-of-various-orders-of-Butterworth-filter-in-complex-w-plane-for-different-Q_fig32735647)*
- [3] Video om filterdesign - Lars lundheim *<https://www.scalable-learning.com//courses/3310/modules/11913/courseware/lectures/35460>*
- [4] LF353 Op-amp - *<https://eu.mouser.com/datasheet/2/308/LF353-1120832.pdf>*