

FYS3220 - LINEÆR KRETSELEKTRONIKK

LABORATORIEØVELSE C

1. TILBAKEKOBLING AV 2-ORDENS SYSTEM

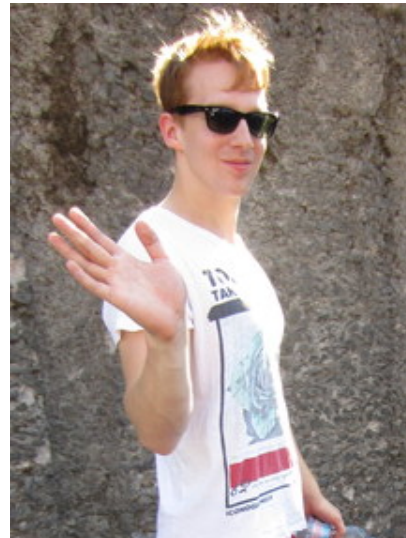
2. KONTURANALYSE OG
NYQUISTDIAGRAMMER

3. PI REGULATOR

4. FILTRE

Maris Tali(maristal)
maristal@student.matnat.
uio.no

Eino Juhani Oltedal(einojo)
einojo@student.matnat.uio.
no



Labdag: Onsdag
Dato: 19. november 2012

1 Tilbakekobling av 2-ordens system

JF 1.a-1

$$H(s) = \frac{V_{ut}}{V_{inn}} = \frac{A \cdot C}{1 - AB}$$

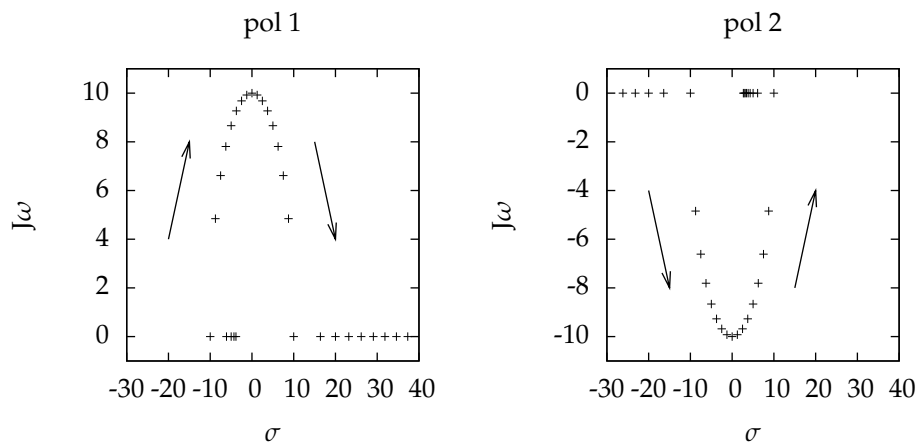
$$H(s) = \frac{\frac{GRCs}{(RCs)^2 + 3RCs + 1}}{1 - \frac{GRCs}{(RCs)^2 + 3RCs + 1}}$$

$$H(s) = \frac{GRCs}{((RCs)^2 + 3RCs + 1)(1 - \frac{GRCs}{(RCs)^2 + 3RCs + 1})} \quad (1)$$

$$H(s) = \frac{GRCs}{(RCs)^2 + 3RCs - GRCs + 1}$$

$$H(s) = G \frac{RCs}{(RCs)^2 + sRC(3 - G) + 1}$$

JF 1.b-1

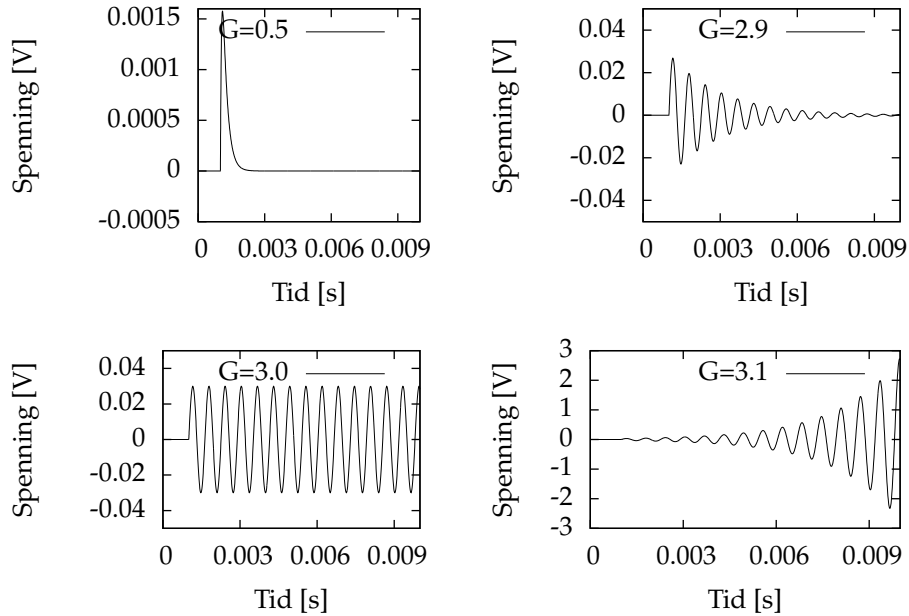


Figur 1: Plot i s-planet som viser hvordan polene beveger seg, med piler som viser vandre retning, når G vokser.

G	ω_0	Q	Re(pol1)	Im(pol1)	Re(pol2)	Im(pol2)	Stabilitet	Oscillasjon
0.0	10	0.33	-3.82	0.00	-26.18	0.00	Stabil	Nei
0.25	10	0.36	-4.31	0.00	-23.19	0.00	Stabil	Nei
0.5	10	0.40	-5.00	0.00	-20.00	0.00	Stabil	Nei
0.75	10	0.44	-6.10	0.00	-16.40	0.00	Stabil	Nei
1.0	10	0.50	-10.00	0.00	-10.00	0.00	Stabil	Nei
1.25	10	0.57	-8.75	4.84	-8.75	-4.84	Stabil	Dempet
1.5	10	0.67	-7.50	6.61	-7.50	-6.61	Stabil	Dempet
1.75	10	0.80	-6.25	7.81	-6.25	-7.81	Stabil	Dempet
2.0	10	1.00	-5.00	8.66	-5.00	-8.66	Stabil	Dempet
2.25	10	1.33	-3.75	9.27	-3.75	-9.27	Stabil	Dempet
2.5	10	2.00	-2.50	9.68	-2.50	-9.68	Stabil	Dempet
2.75	10	4.00	-1.25	9.92	-1.25	-9.92	Stabil	Dempet
3.0	10	∞	0.00	10.00	-0.00	-10.00	Marginal	Konstant
3.25	10	4.00	1.25	9.92	1.25	-9.92	Ustabil	Voksende
3.5	10	2.00	2.50	9.68	2.50	-9.68	Ustabil	Voksende
3.75	10	1.33	3.75	9.27	3.75	-9.27	Ustabil	Voksende
4.0	10	1.00	5.00	8.66	5.00	-8.66	Ustabil	Voksende
4.25	10	0.80	6.25	7.81	6.25	-7.81	Ustabil	Voksende
4.5	10	0.67	7.50	6.61	7.50	-6.61	Ustabil	Voksende
4.75	10	0.57	8.75	4.84	8.75	-4.84	Ustabil	Voksende
5.0	10	0.50	10.00	0.00	10.00	0.00	Ustabil	Nei
5.25	10	0.44	16.40	0.00	6.10	0.00	Ustabil	Nei
5.5	10	0.40	20.00	0.00	5.00	0.00	Ustabil	Nei
5.75	10	0.36	23.19	0.00	4.31	0.00	Ustabil	Nei
6.0	10	0.33	26.18	0.00	3.82	0.00	Ustabil	Nei
6.25	10	0.31	29.06	0.00	3.44	0.00	Ustabil	Nei
6.5	10	0.29	31.86	0.00	3.14	0.00	Ustabil	Nei
6.75	10	0.27	34.61	0.00	2.89	0.00	Ustabil	Nei
7.0	10	0.25	37.32	0.00	2.68	0.00	Ustabil	Nei

Tabell 1: Beregning av polplasseringer, Q-verdier, ω_0 , stabilitet og oscillasjon

JF 1.c-1



Figur 2: Transient analyse av modifisert Wienbrofilter for $G=0.5$, $G=2.9$, $G=3$ og $G=3.1$

a) Fra figur 2 ser man at kretsen kun er ustabil for $G=3.1$. For $G=0.5$ er stabilt kritisk dempet, $G=2.9$ er stabilt underdempet og $G=3$ er marginalt, har ingen demping og vil svinge uendelig.

b) Dette stemmer perfekt overens med de beregnede polplasseringene i tabell 1 og med teoriem om polplassering og stabilitet. I forrige oppgave fant vi at det ikke var noen oscillasjon mellom $G=0$ og $G=1$, det stemmer med simulasjon for $G=0.5$ som viser kritisk demping. Tabell 1 viser også at mellom $G=1.25$ og $G=2.75$ skal systemet være stabilt og dempet, det stemmer med simulasjonen for $G=2.9$ som viser underdemping. Tabell 1 viser at ved $G=3$ er systemet marginalt stabilt og oscillasjonen konstant, det stemmer med simulasjonen for $G=3$ som viser ingen demping. Tabell 1 viser at mellom $G=3.25$ og $G=4.75$ er systemet ustabil og voksende, det stemmer overens med simulasjonene for $G=3.1$ som viser et ustabil voksende system.

JF 1.d-1 Vi bruker standardlikningen for å finne τ , Q og ω_0

$$R = 2.5K\Omega \quad C = 10nF$$

$$H(s) = G \frac{RCs}{(RCs)^2 + sRC(3 - G) + 1} = G \frac{\tau s}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{Q\omega_0} + 1}$$

$$RCs = \tau s$$

$$RC = \tau$$

$$\tau = 10K10n$$

$$\tau = 1 * 10^{-4}$$

$$(RCs)^2 = \frac{s^2}{\omega_0^2}$$

$$(RC)^2 = \frac{1}{\omega_0^2}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} = 10^4$$

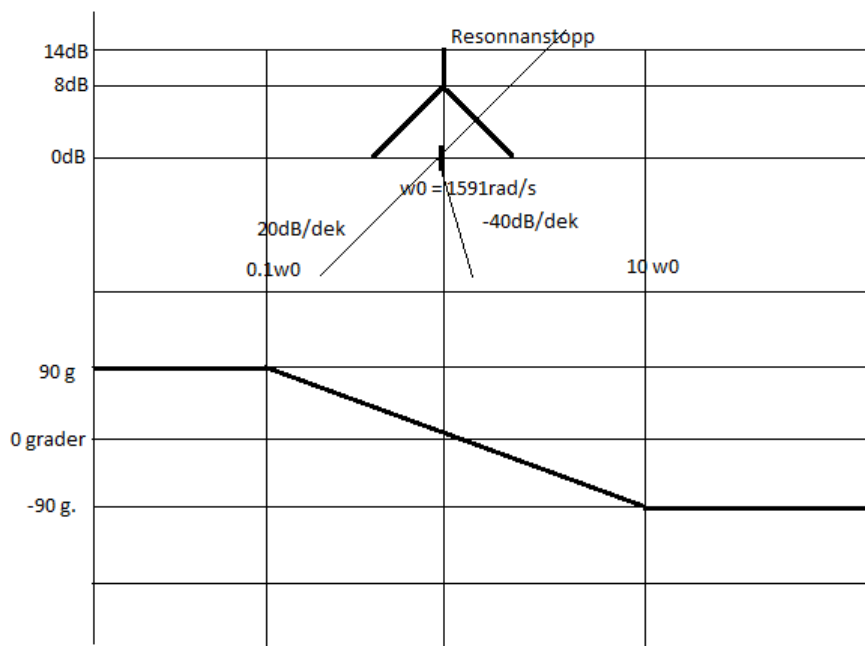
$$sRC(3 - G) = \frac{s}{Q\omega_0}$$

$$RC(3 - G) = \frac{1}{Q\omega_0}$$

$$Q = \frac{1}{3 - G} = 2$$

(2)

En Q verdi på 2 betyr at vi får en resonsans topp på 6dB.



Figur 3: Bodeplot for $H(s)$ når $G=2.5$, $R_{filt} = 10k$ og $C_{fil} = 10nF$.

JF 1.e-1

- a) Systemet kan ikke bli ustabil uten tilbakekobling.
- b) 1. G = forsterkningen. Det vil si at G og forsterkningen er lineært avhengige.
2. Båndbredden henger sammen med knekkefrekvensen $\frac{1}{RC}$. G påvirker dermed ikke båndbredden.
3. Resonansfrekvens $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ den blir altså den samme selvom man endrer G .
4. Q er ikke lenger avhengig av G , $Q = \frac{1}{3}$, så en endring av G vil ikke forandre godheten.

2. Nyquistkurve for et aktivt lavpassfilter

JF 2.a-1

$$\begin{aligned}
 H_2(s) &= \frac{-G}{RCs+1} \\
 H_2(s) &= \frac{-G}{RCs+1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{G}{RCs+1}} \\
 H_2(s) &= \frac{-G}{RCs+1} \cdot \frac{RCs+1}{RCs+1+G} \\
 H_2(s) &= \frac{-G}{RCs+1+G} \cdot \frac{1/(1+G)}{1/(1+G)} \\
 H_2(s) &= \frac{-G}{\frac{RCs}{1+G} + 1}
 \end{aligned} \tag{3}$$

JF 2.a-2 Det vil bli mindre forsterkning i det tilbakekoblede systemet fordi $\frac{-G}{1+G} < -G$. Knekkfrekvensen blir høyere fordi $\frac{1+G}{RC} > \frac{1}{RC}$. Filterets dempning forblir den samme fordi det ikke blir flere reaktanser.

JF 2.a-3 Økning i G for $H_2(s)$ gjør at knekkpunktet blir høyere. Forsterkningen går mot 1, altså den blir større.

JF 2.a-4

$$\begin{aligned}
 H_2(s) &= \frac{\frac{-G}{1+G}}{\frac{RCs}{1+G} + 1} \\
 \frac{RCs}{1+G} &= -1 \\
 RCs &= -1 - G \\
 s &= \frac{i - (1 + G)}{RC} \\
 s &= \frac{-4}{10K \cdot 10n} = -4 \cdot 10^4
 \end{aligned}
 \tag{4}$$

Siden polen er i venstre halvdel av s-planet vil det tilbakekoblede filteret være stabilt.

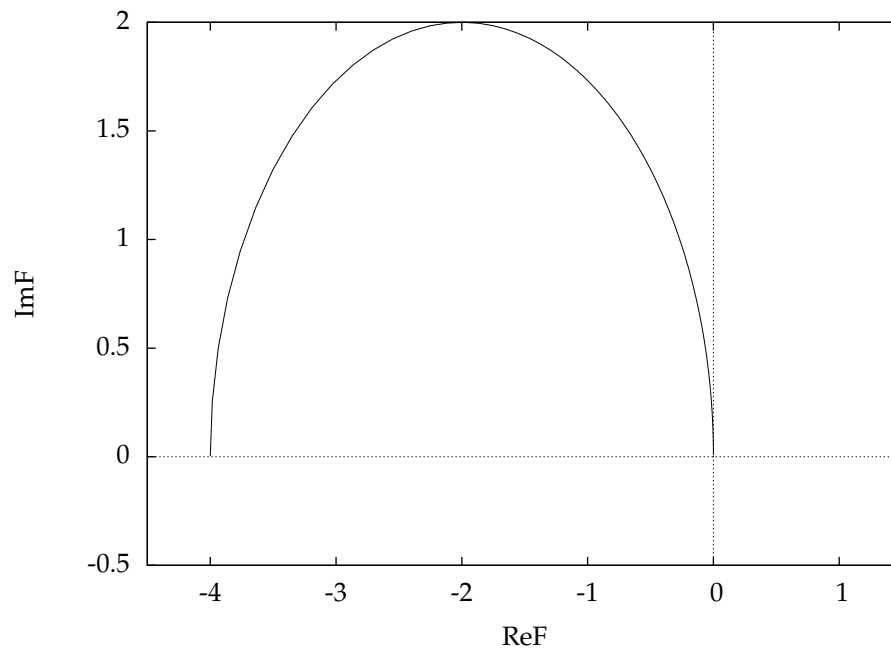
JF 2.a-5

$$\begin{aligned}
 F(s) = H_1(s) &= \frac{-G}{\tau_1 s + 1} \\
 H_1(j\omega) &= \frac{-G}{RCj\omega + 1} \\
 H_1(j\omega) &= \frac{-G}{RCj\omega + 1} \cdot \frac{-RCj\omega + 1}{-RCj\omega + 1} \\
 H_1(j\omega) &= \frac{G(RCj\omega - 1)}{(RC\omega)^2 - RCj\omega + RCj\omega + 1} \\
 H_1(j\omega) &= \frac{G(RCj\omega - 1)}{(RC\omega)^2 + 1} \\
 H_1(j\omega) &= \frac{GRCj\omega - G}{(RC\omega)^2 + 1} \\
 H_1(j\omega) &= \frac{GRCj\omega - G}{(RC\omega)^2 + 1} \\
 H_1(j\omega) &= \frac{-G}{(RC\omega)^2 + 1} + j \frac{GRC\omega}{(RC\omega)^2 + 1}
 \end{aligned}
 \tag{5}$$

ω	ImF	ReF
0	0	0
$1/\tau_1$	2	-2
∞	0	0

Tabell 2: Realdel og imaginærdel for forskjellige verdier av omega

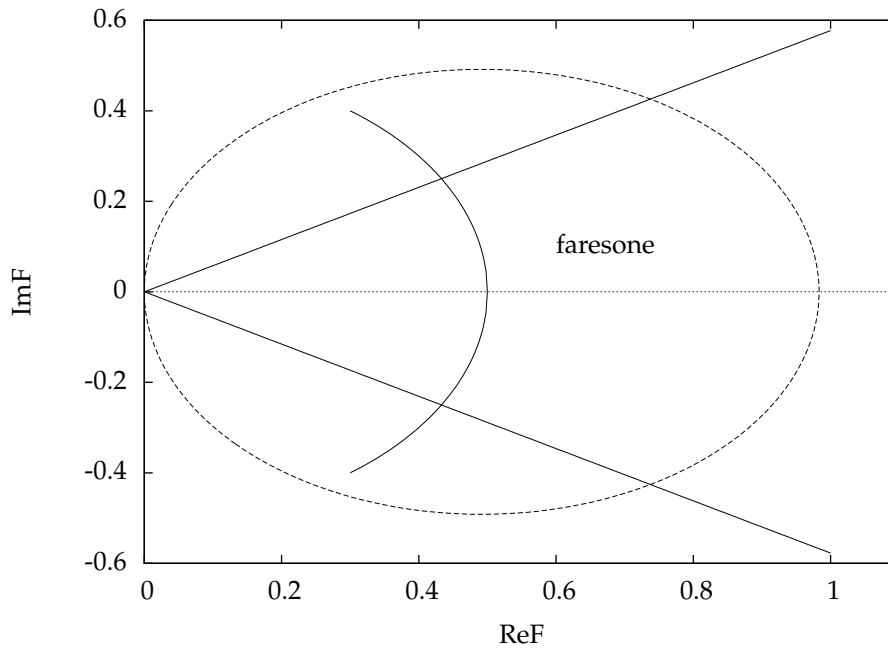
JF 2.a-6



Figur 4: Nyquistdiagrammet fra simulering av F(s).

Nyquistdiagrammet i figur 4 viser et garanter stabilt system. Vi ser at nyquist diagrammet stemmer overens med verdiene fra tabell 2 bortsett fra når $\omega = \infty$, det er på grunn av mangel i programvaren, men man kan uten videre trekke den manlende kurvebiten langs realaksen.

JF 2.b-1



Figur 5: Nyquistdiagram av Wienbrofilter uten tilbakekobling

1. Kretsen er stabil i følge Nyquistdiagrammet fordi punktet $(1, j0)$ ikke er innenfor konturen.

3. Kretsen er innenfor faresonen. Det betyr ikke at systemet blir ustabil men at det kan komme i farlige situasjoner som gir dempede svingninger.

4. Når vi gjorde transient analyse med $G=2.9$ fikk vi et system som var stabilt men med dempede svingninger, det er et slikt system Nyquistdiagrammet også beskriver.

3. PI regulert hastighetskontroll av en bil

JF 3.a-1

Den høyeste hastigheten i simuleringen ble omtrent 91. 99% av 91 er 90.09, bilen bruker 11.27ms på å nå denne hastigheten.

JF 3.a-2

Pådraget er stort til å begynne med synker raskt så stiger den litt igjen. Det er det samme som skjer når en kjører bil man trykker først hardt på gassen for så å lette på gassen når man nærmer seg 100, det som er annerledes fra simuleringen og kjøring i den virkelige verden er at når man kjører vil man lette på gassen slik at man ender opp på 100, ikke lette på gassen og så gasse litt mer.

JF 3.a-3

Endelig hastighet	100
Tid fram til 99%	11.402ms
P=	10
I=	$\frac{10^4}{3}$
R_{p1}	8 k Ω
R_{p2}	80 k Ω
R_{I1}	30 k Ω
C_{I1}	10 nF

Tabell 3: Realdel og imaginærdel for forskjellige verdier av omega

JF 3.a-4

P leddet ganger opp feilen med en faktor P og er rask, men når aldri målet. I leddet integrerer opp avviket slik at det må gå mot 0 men er treg. En PI regulator er dermed rimelig rask og når målet.

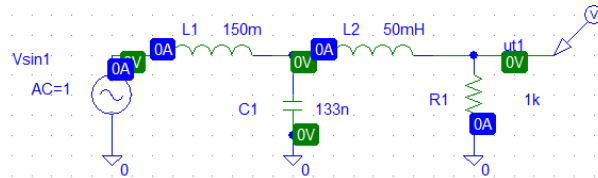
4. Filtre

JF 4.a-1

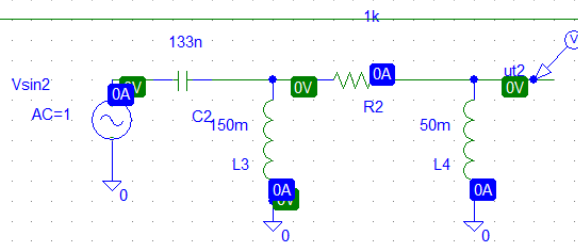
Transformasjonsslikningene for Butterworthfilteret med knekkfrekvens på 10^4 rad/s og termineringsmotstand på 1k Ω :

$$\begin{aligned} R &= 1k\Omega \\ L_1 &= \frac{1.5 \cdot 1k\Omega}{10^4 rad/s} = 150mH \\ L_2 &= \frac{0.5 \cdot 1k\Omega}{10^4 rad/s} = 50mH \\ C &= \frac{1.33}{10^4 rad/s \cdot 1k\Omega} = 133nF \end{aligned} \tag{6}$$

Bruk Butterworth prototype kretsen under til å lage et 3-ordens LP Butterworthfilter som knekker ved 10^4 rad / sec og har $1 \text{ k}\Omega$ terminerings motstand



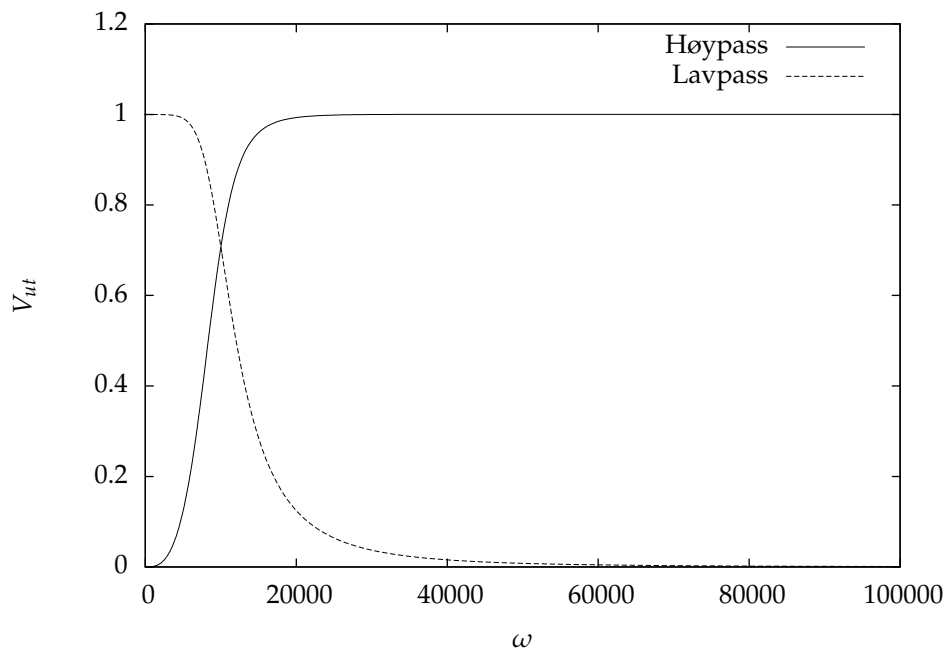
Gjør om kretsen under slik at den blir et Butterworth Høypass filter som knekker ved 10^4 rad / sec og har $1 \text{ k}\Omega$ terminerings motstand



Figur 6:

For å transformere et lavpassfilter til høypassfilter må man bytte motstandene og spolene mot hverandre og kondensatorer og motstander mot hverandre.

Et butterworth filter kjennetegnes av at signalet er mest mulig flatt i passbåndet og er monotont avtakende i hele båndet, men faller raskere etter grensefrekvensen.



Figur 7: Lavpass vs. Høypass plot

JF 4.b-1 i amplitudeplottet ser vi at Chebychevfilteret er ikke flatt i passbåndet, men varierer og faller raskere enn Butterworthfilteret etter knekkefrekvensen.
 I faseplottet ser vi at Butterworthfilteret har mye mer lineær fase enn Chebychevfilteret.