

FYS3220 - LINEÆR KRETSELEKTRONIKK

LABORATORIEØVELSE B

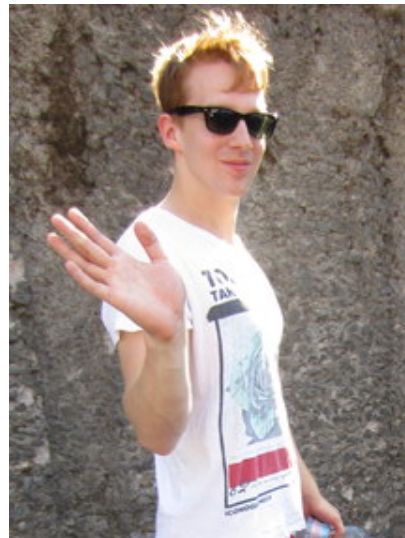
1. LAPLACE TRANSFORMASJON

2. AC-RESPONS OG BODEPLOT

3. WIENBROFILTER

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

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



Labdag: Onsdag
Dato: 2. november 2012

Oppgave 1: Laplace transformasjojn

JF 1.a-1

$$\frac{V_b}{R}(1 - e^{-\frac{R}{L}\tau}) = \frac{V_b}{R}0.63$$

$$1 - e^{-\frac{R}{L}\tau} = 0.63$$

$$\ln(1 - e^{-\frac{R}{L}\tau}) = \ln(0.63)$$

$$\frac{\ln(1)}{\ln(e^{-\frac{R}{L}\tau})} = \ln(0.63)$$

$$\ln(e^{-\frac{R}{L}\tau}) = \frac{\ln(1)}{\ln(0.63)}$$

$$-\frac{R}{L}\tau = \ln(1 - 0.63)$$

$$\tau = -\frac{L}{R}\ln(0.37)$$

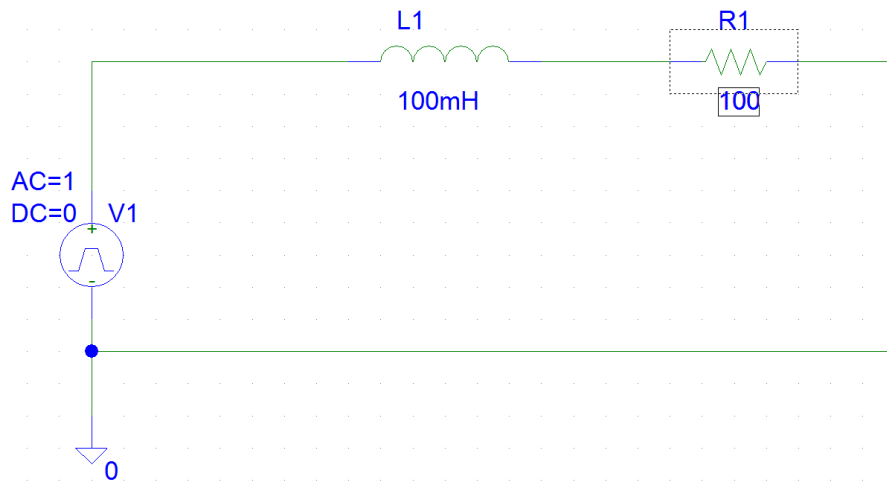
$$\tau = -\frac{L}{R}(-1)$$

$$\tau = \frac{L}{R}$$

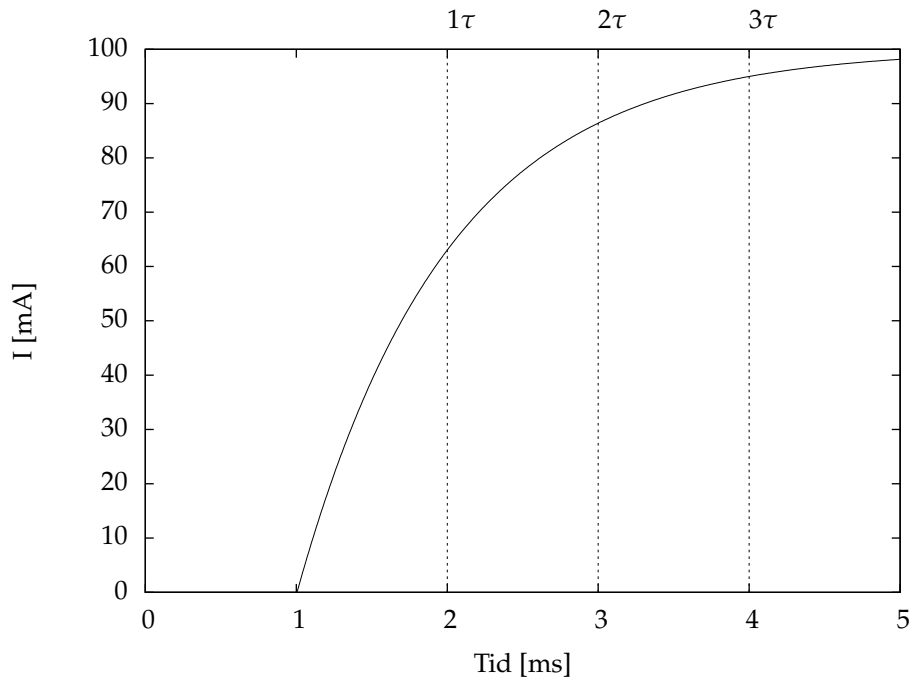
JF 1.a-2

$$\tau = \frac{L}{R} \Rightarrow R = \frac{L}{\tau} = \frac{100 * 10^{-3}\text{H}}{1 * 10^{-3}\text{s}} = 100\Omega$$

JF 1.a-3



Figur 1: Utskrift av skjema.

JF 1.a-4

Figur 2: Plot av simuleringsresultater, markert når $i(t)$ passerer $1\tau, 2\tau, 3\tau$.

Før 1τ er motstanden i spolen uendelig og det går ingen strøm. Etter 1τ begynner magnetfeltet å bygge seg opp, og dermed begynner det å gå strøm. Strømmen er begrenset av spolen. Etter 2τ går motstanden i spolen mot 0 og strømmen i kretsen er begrenset av motstanden R .

JF 1.b-1

$$\left(\frac{R}{2L}\right)^2 = \frac{1}{LC} \Rightarrow R^2 = \frac{(2L)^2}{LC} \quad (1)$$

$$R = \sqrt{\frac{4L}{C}} = \sqrt{\frac{4 * 10 * 10^{-3} \text{H}}{1 * 10^{-6} \text{F}}}$$

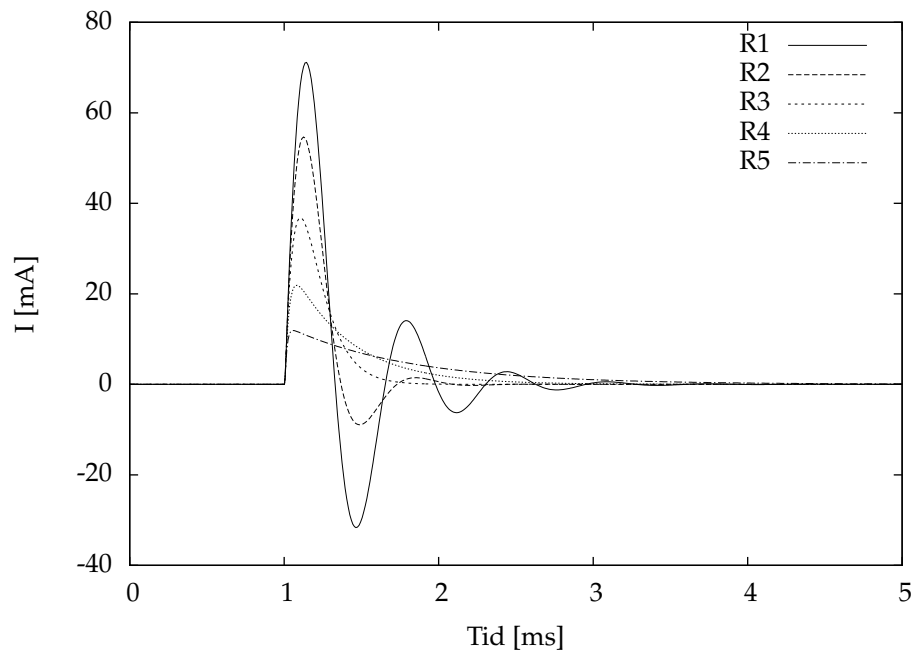
$$R = 200\Omega$$

200Ω gir kritisk dempning.

JF 1.b-2

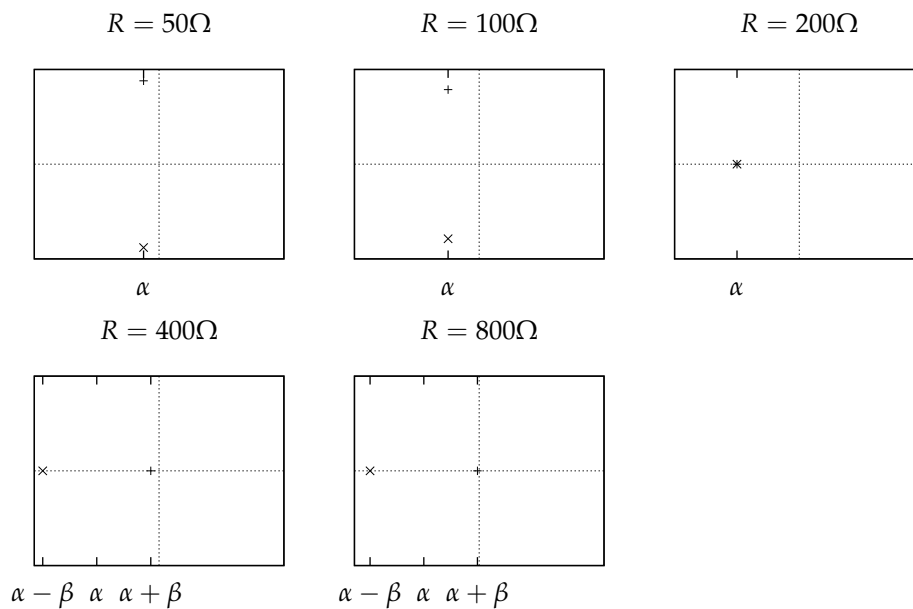
Et underdempet system vil svinge lenger enn ønsket, mens ett overdempet system vil bremsesvingningen for fort. Den imaginære delen av polene gir opphav til svingeledd, mens de reelle delene av polene gir dempeledd. Derfor vil et overdempet system bare ha reelle poler, mens et underdempet system vil ha komplekse poler.

JF 1.b-3



Figur 3: Strømmen i moststandene $R_3 = 200\Omega$, $R_1 = 1/4 * R_3 = 50\Omega$, $R_2 = 1/2 * R_3 = 100\Omega$, $R_4 = 2 * R_3 = 400\Omega$ og $R_5 = 4 * R_3 = 800\Omega$

JF 1.b-4



Figur 4:

$$p_1, p_2 = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}} \quad (2)$$

$L = 10\text{mH}$

$R [\Omega]$	α	$\pm\beta$
50	-2500	9682j
100	-5000	8660j
200	-10000	0
400	-20000	17320
800	-40000	38729

Tabell 1: Motstandene som ble brukt og deres respektive α og β verdier.

Oppgave 2: AC-respons og Bodeplot

JF 2.a-1

Opampene i oppgave 2.a-1 er ikke-inverterende, dermed blir

$$G_1 = \frac{R_{f1}}{R_{g1}} + 1 = \frac{10}{5} + 1 = 3$$

$$G_2 = \frac{R_{f2}}{R_{g2}} + 1 = \frac{10}{5} + 1 = 3$$

$$G_3 = \frac{R_{f3}}{R_{g3}} + 1 = \frac{10}{5} + 1 = 3$$

$$K = \log(G_1) + \log(G_2) + \log(G_3) = \log(G_1 * G_2 * G_3) = \log(3^3) = 3 \log(3) = 28\text{dB}. \quad (3)$$

Ganger man inn τ_1 τ_2 τ_3 og τ_4 i overførings funksjonen ser man null punktene og polene tydeligere.

$$H(s) = K \left(\frac{\tau_1 s}{\tau_1 s + 1} \right) \left(\frac{\tau_2 s}{\tau_2 s + 1} \right) \left(\frac{1}{\tau_3 s + 1} \right) \left(\frac{1}{\tau_4 s + 1} \right)$$

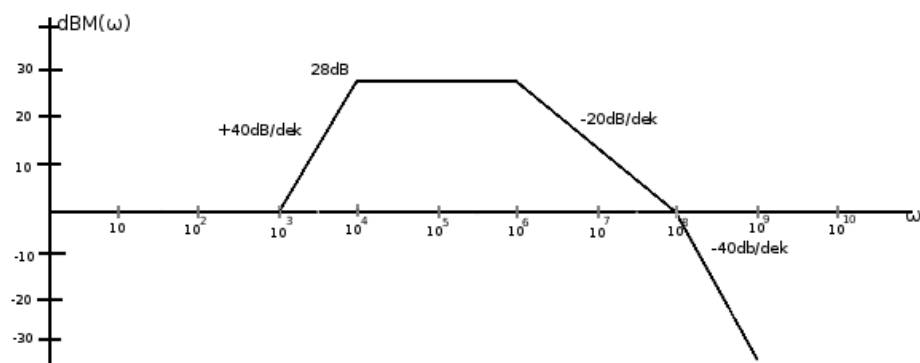
$$\tau = \frac{1}{RC}$$

$$\tau_1 = \frac{1}{100\text{nf} * 10\text{k}\Omega} = 1 \text{ kHz}$$

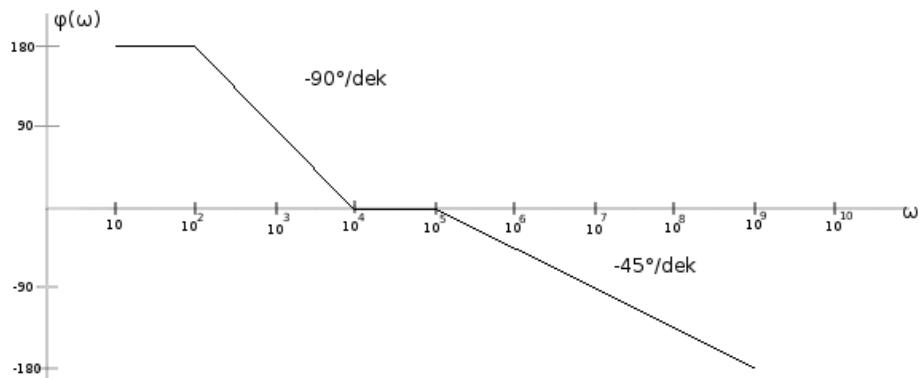
$$\tau_2 = \frac{1}{100\text{nf} * 10\text{k}\Omega} = 1 \text{ kHz} \quad (4)$$

$$\tau_3 = \frac{1}{100\text{pf} * 10\text{k}\Omega} = 1 \text{ MHz}$$

$$\tau_4 = \frac{1}{1\text{pf} * 10\text{k}\Omega} = 100 \text{ MHz}$$

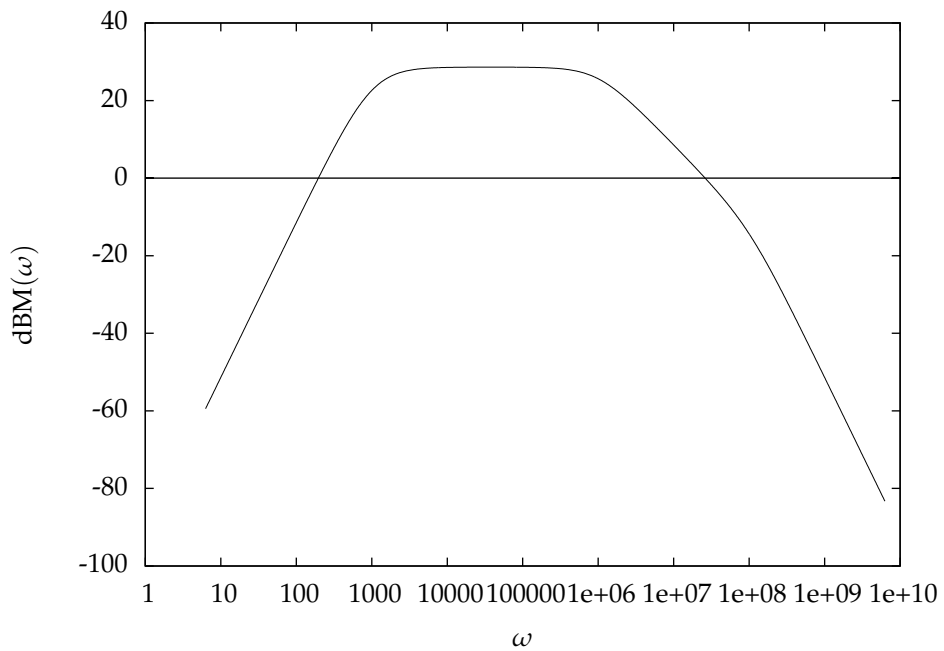


Figur 5: Tegnet bodeplot. Overføringsfunksjonen har 2 nullpunkt i 1 kHz og sitger derfra med -40 dB/dek til 28 dB . Den første polen er i 1 MHz og den neste i 100 MHz så grafen faller -20 dB/dek fra 1 MHz til 100 MHz. Og fra 100 MHz faller de to polene sammen, altså med -40 dB/dek

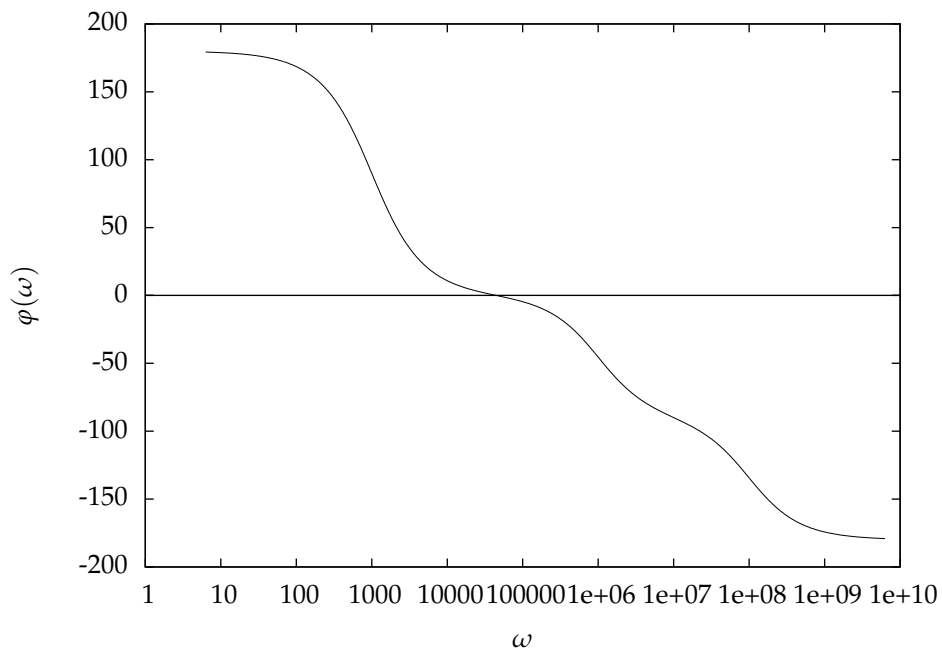


Figur 6: Tegnet faseplot. Overføringsfunksjonen har 2 nullpunkt i 1 krad/s og faller fra en dekode under med $-90^\circ/\text{dek}$ til 0° . Den første polen er i 1 Mrad/s og den neste i 100 Mrad/s så grafen faller $-45^\circ/\text{dek}$ fra 0.1 Mrad/s til 10 Mrad/s. Og fra 10 Mrad/s faller den andre polen med $-45^\circ/\text{dek}$ til 1000 Mrad/s

JF 2.a-2



Figur 7: Simulert amplitudeplot



Figur 8: Ekte faseplot

JF 2.a-3 Plottene fra figurene 5 og 6 er tegnet for hånd. Disse er asymptotiske og avviker dermed fra deres virkelige kurver i figurene 7 og 8. Aviket er dog så lite at det ikke er av praktisk betydning, man kan lett lese informasjon av de tegnede grafene.

JF 2.b-1 Fire betingelser for en ideell operasjonsforsterker:

1. Uendelig liten utgangsimpedanse
2. Uendelig stor inngansimpedanse
3. 0V i differanse mellom (+) og (-) inngangene
4. Uendelig forsterkning

Teoretisk forsterkning for ideell inverterende kobling $A_V = -\frac{R_f}{R_i}$.

Teoretisk forsterkning for ideell ikke inverterende kobling $A_V = \frac{R_f}{R_i} + 1$

JF 2.b-2

-	Out1	Out2	Out3	Out4
Er ideelt beregnet og simulert gain tilnærmet riktig ved 100Hz	ja (80dB)	ja (40dB)	ja (20dB)	ja (0dB)
Er ideelt beregnet og simulert gain tilnærmet riktig ved 100kHz	ja (80dB)	nei (19.8dB)	nei (16.6dB)	nei (-140mdB)
Hva er båndbredden for de ulike forsterkningstrinnene?	∞	9.7kHz	90kHz	565kHz

Tabell 2: Sjekk av forsterkning og båndbredde

JF 2.b-3

En ideell opamp har alle ideellbetingelsene og har derfor en uendelig båndbredde hvor forsterkningen er bare begrenset av R_f og R_i . Den ikke ideelle LM324 opampen har begrenset råforsterkning og båndbredden blir derfor begrenset av slew raten, dvs ved høyere frekvenser blir forsterkningen redusert.

JF 2.b-4

-	Out3 overført fra forrige tabell	Ny Out4
Forsterkning	20dB	20dB
Båndbredde	90kHz	180kHz

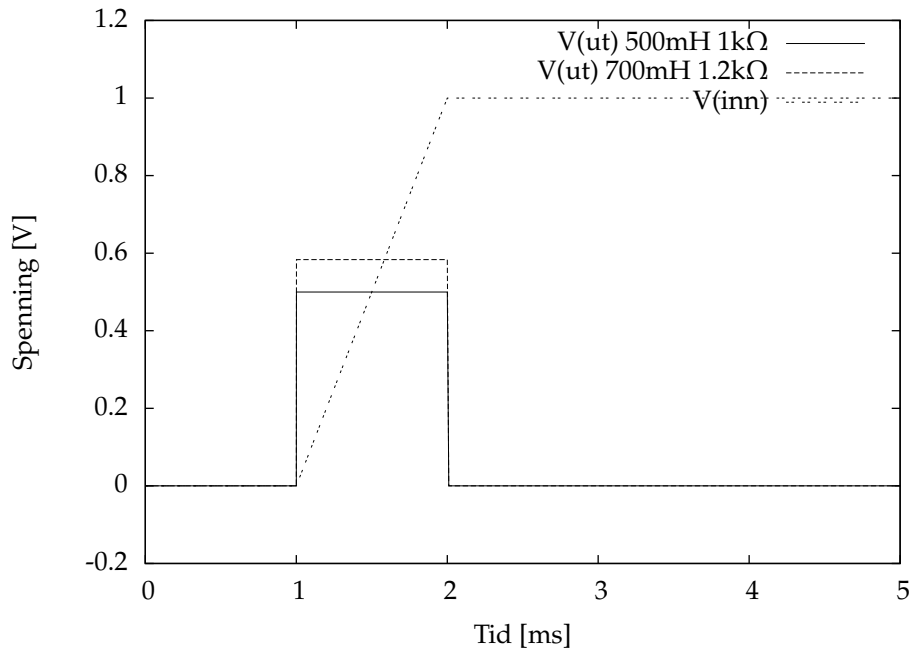
Tabell 3: Seriekobling av forsterkertrinn

JF 2.b-5

Jo høyere er forsterkning for enkeltopamp, jo smalere er båndbredden for den opampen.

JF 2.c-1

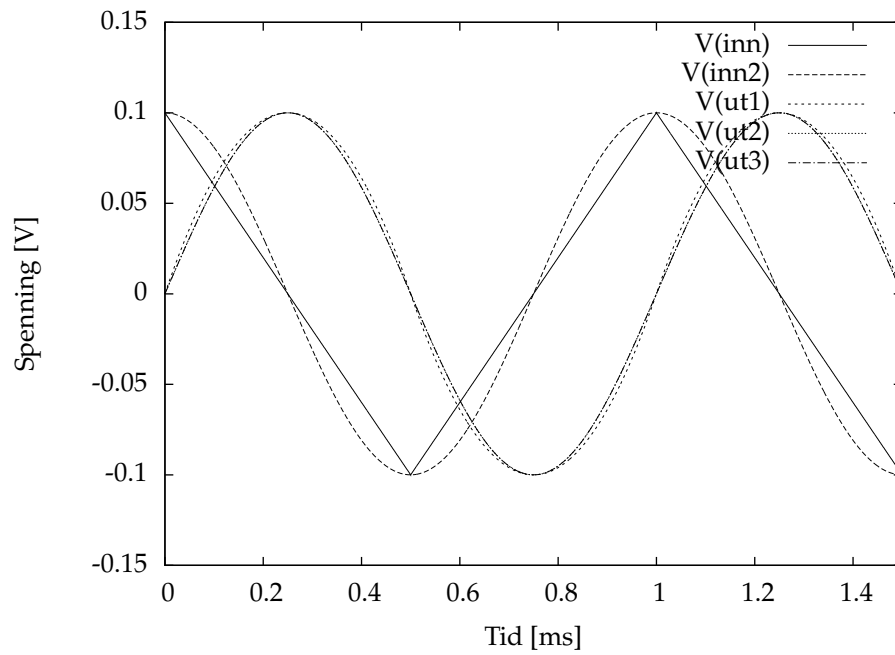
$$L = 700\text{mH}, R_i = 1.2\text{k}\Omega$$
$$V_{ut}(t) = a \cdot \frac{L}{R_i} = \frac{1000\text{v/s} \cdot 700\text{mH}}{1.2\text{k}\Omega} = 0.58\text{V} \quad (5)$$



Figur 9: Derivasjon av stigende flanke.

I figur 9 ser man at grafene stemmer overens med beregningene.

JF 2.d-1



Figur 10:

Vut1 er forskjellig fra Vut2 og Vut3 fordi den deriverte av trekantsignalen er forskjellig fra deriverte til Vut2 som er $-\cos(x)$ som gir $\sin(x)$ ved derivasjon, Vut3 er bare $\sin(x)$ signal og er dermed lik Vut2 signalen.

Oppgave 3: Wienbrofilter

JF 3.a-1

$$H(s) = \frac{sGRC}{(sRC)^2 + s(3-G)RC + 1} \quad \tau = RC$$

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

$$\frac{s^2}{\omega_0^2} = \tau^2 s^2 \qquad 2\zeta \frac{s}{\omega_0} = s\tau(3-G)$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{\tau^2} \qquad \zeta = \frac{\omega\tau(3-G)}{2}$$

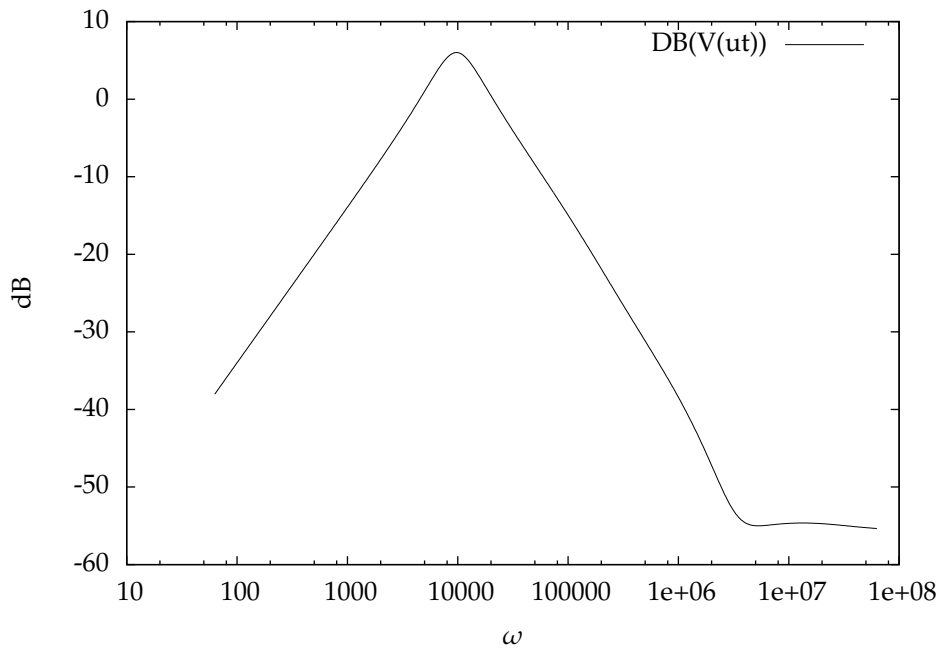
$$\omega = \frac{1}{\tau} \qquad \zeta = \frac{RC(3-G)}{2RC}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \qquad \zeta = \frac{3-G}{2}$$

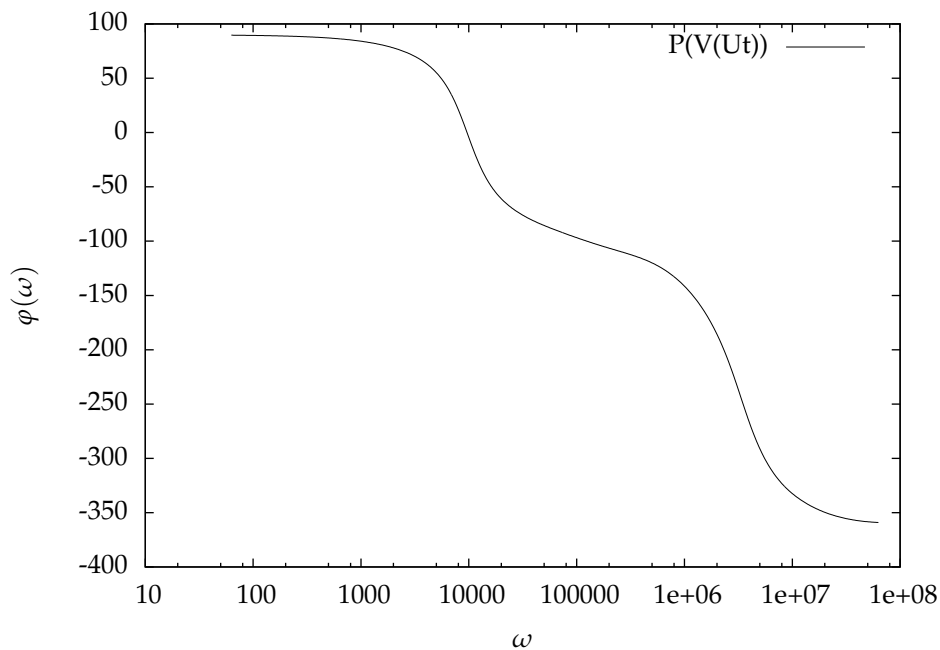
$$\omega_0 = \frac{1}{10k\Omega 10nF} \qquad \zeta = \frac{3-2}{2}$$

$$\omega_0 = 10000 \text{ rad/s} \qquad \zeta = \frac{1}{2}$$

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



Figur 11: Amplitude plot med Rf2=20k



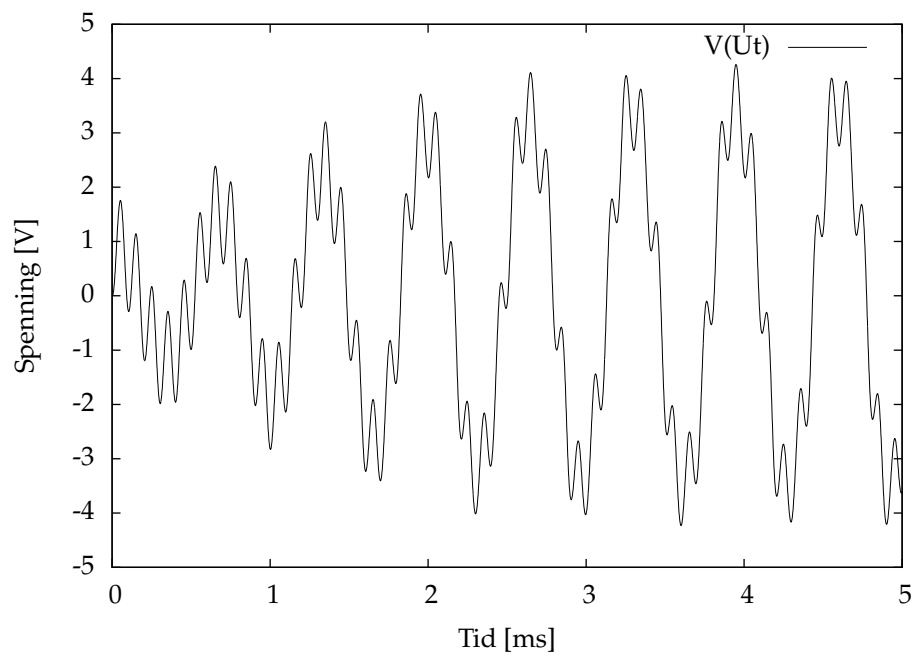
Figur 12: Fase plot med Rf2=20k

Figur 12 viser ett båndpassfilter som knekker ved 10 kHz med 40 dB/dek, det stiger og knekker ved samme frekvens. Konstanten G gir toppunktet $20 \log(G) = 2$, null punkt får grafen til å stige med 20dB/dek mens en pol får grafen til å synke med 20dB/dek. ζ gir dip ved knekkpunktet, mindre ζ gir større dip. ζ gir altså høyden på resonans toppen. Q verdi viser hvor skarp resonans toppen er. ω_0 er resonans frekvensen den, viser hvor resonans toppen er. For fase plottet gir liten ζ og stor Q brattere helning på faseendringene.

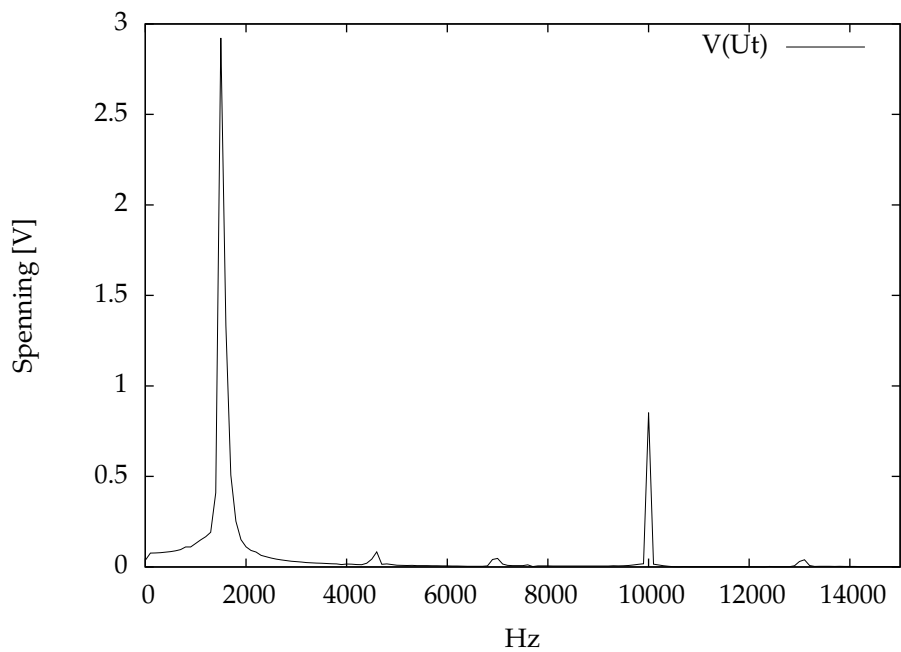
JF 3.a-2

Når RF2 økes fra 20 til 29k blir båndbredden smalere, vi får en resonans stop, amplituden blir større og fasen faller raskere. ζ blir mindre og Q blir større.

JF 3.a-3



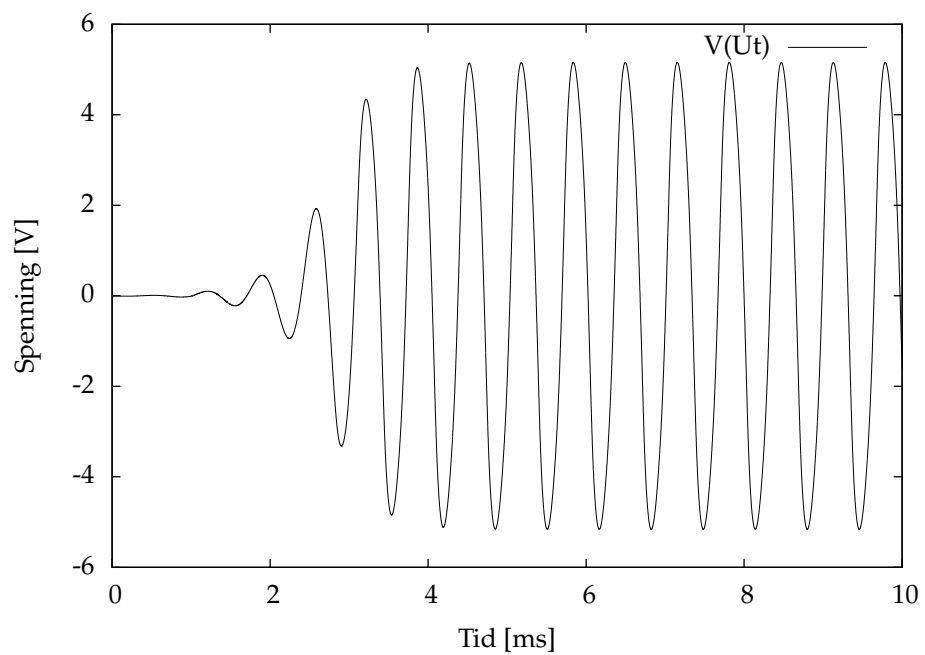
Figur 13: Transientanalyse plot med $Rf2=32k$



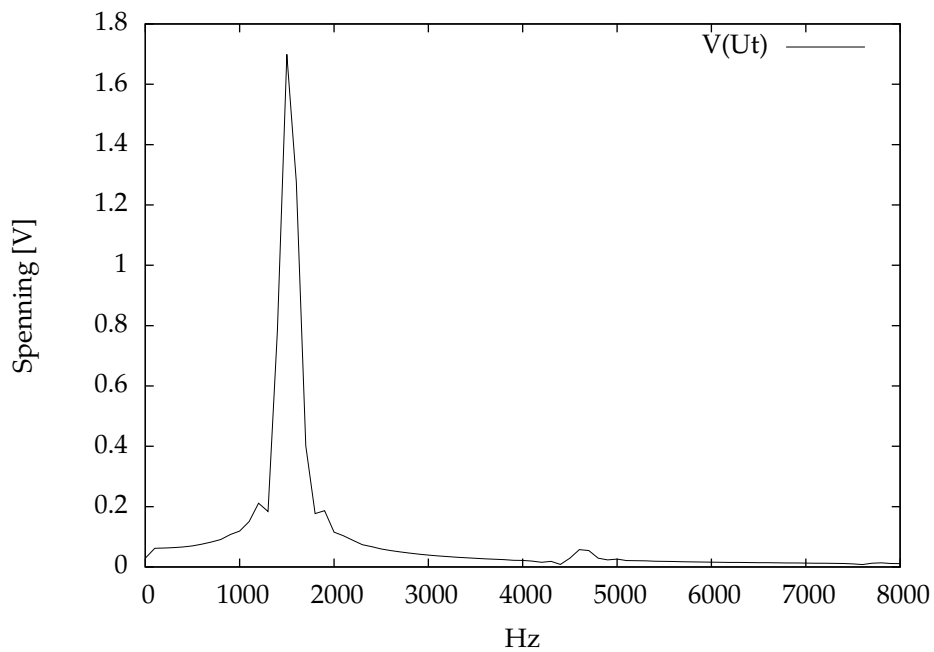
Figur 14: Fourier analyse av $V_{ut}(t)$

Tidssignalet er sammensatt av signalet ut fra sinusgeneratoren som svinger med 10 kHz og wienbrofilteret som svinger med 1.5 kHz. Toppen på 10kHz i fourier spekteret i figur 14 er resonansfrekvensen til sinus generatoren. Toppen ved 1.5kHz = $10000\text{rad/s} = \omega_0$ er resonansfrekvensen til wienbrokretsen.

JF 3.a-4



Figur 15: Transientanalyse plot med $R_{f2}=35k$



Figur 16: Fourier analyse av $V_{ut}(t)$

I figur 16 får man bare resonans topp i 1.5 kHz, som betyr at man bare får resonansfrekvens fra wienbro kretsen IKKE fra generatoren vinn. Dette skjer fordi vinn bare er enhetstrinn signal.