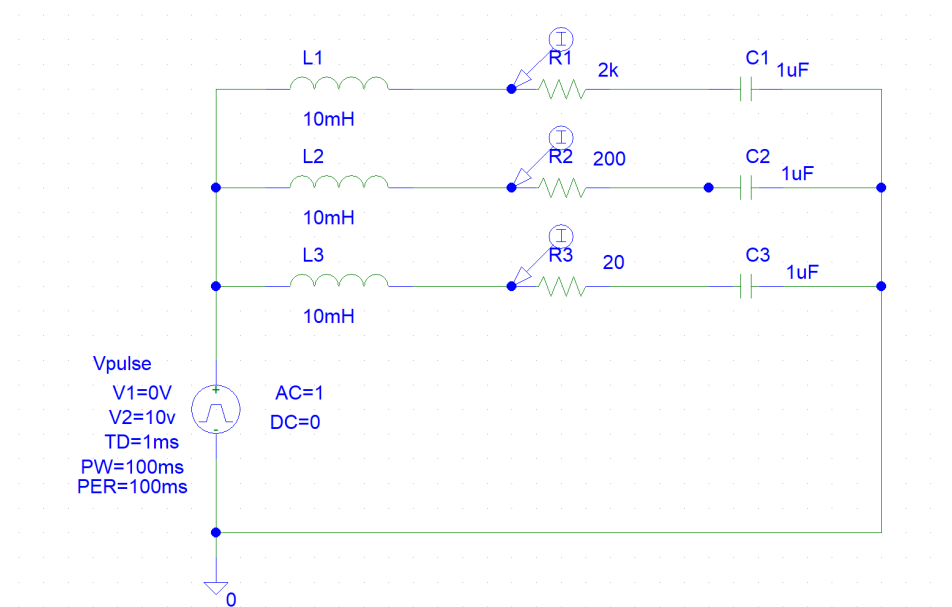


1 Studie av en LRC serie resonanskrets

I denne oppgaven skal vi studere tids og frekvensforløpet i en enkel resonanskrets når vi varierer dempeleddet. vi skal også se hvordan dempeleddet påvirker polens plassering og hva dette har å si for hvordan kretsen oppfører seg.

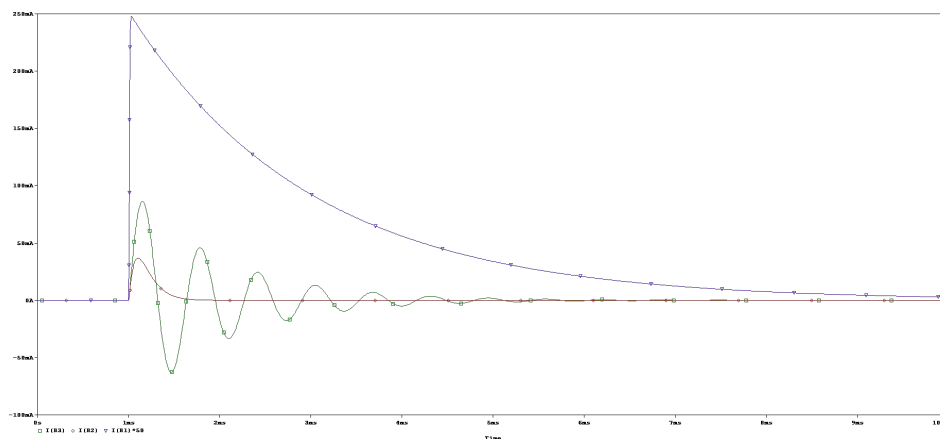


Figur 2: Kretsoppsett for oppgave 1.

Vi bruker dermed en LRC serie resonanskrets med ulike dempeledd slik at vi kan sammenlikne responsene.

1.1 La PSpice gjøre en transientanalysesimulering

a)



Figur 3: En transientanalysesimulering av ulike dempeledd

Ut fra figur 3 kan vi se at strømmen I(R3) og I(R2) er underdempet og I(R1) er overdempet. Vi kan også se at jo lavere motstandene er jo høyere strømmen blir. (I(R1) er ganget med 50 for at vi kan se den klarere, ellers har den lavest strøm.)

b)

Beregning av nullpunktet og polene for de tre kretsene, og pol-parrene merket inni s-planet:

Strømmen i en LRC krets eksitert med en kort puls kan modelleres slik:

$$I(s) = \frac{V_{inn}}{Z(s)} = \frac{v_{inn}sC}{LCs^2 + RCs + 1} \quad (1)$$

Overføringsfunksjonen finner vi ved å dele på V_{inn} .

$$Y(s) = \frac{I(s)}{V_{inn}} = \frac{sC}{LCs^2 + RCs + 1} = \frac{\frac{1}{L}s}{s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC}} = \frac{\frac{1}{L}s}{(a - p1)(s - p2)} \quad (2)$$

for å finne nullpunktet må telleren $\frac{1}{L}s$ være lik 0. Dermed er alle nullpunktet for de tre kretsene lik 0. For å beregne polene må nevneren settes lik 0.

$$N(s) = s^2 + s\frac{R}{L} + \frac{1}{LC} \Rightarrow as^2 + bs + c = 0$$

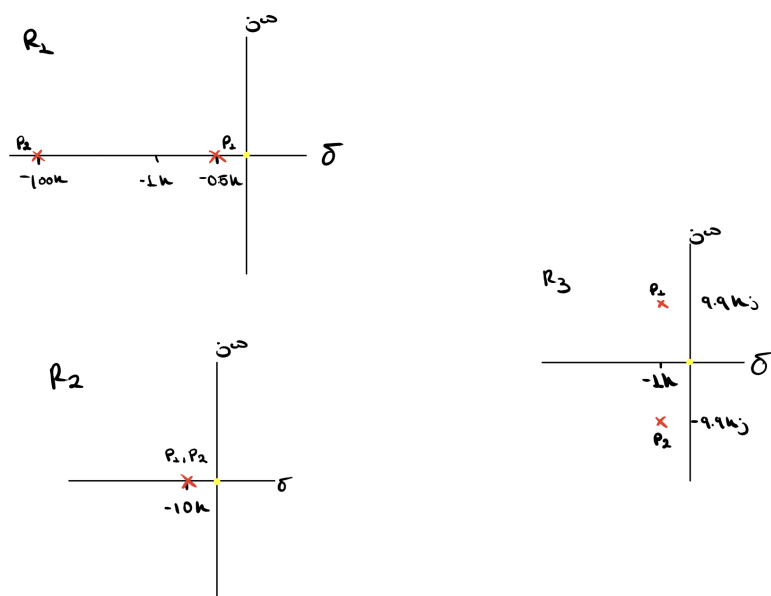
ved bruk av abc-formelen får vi

$$p1, p2 = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\frac{R^2}{2L} - \frac{1}{LC}} \quad p1, p2 = -\alpha \pm \beta \quad (3)$$

Ved de forskjellige motsatnd verdiene for de tre kretsene:

	0-punkt	$\alpha[k]$	$\beta[k]$	$Pol1[k]$	$Pol2[k]$
R1-kretsen	0	-100k	99.5k	-0.5k	-199.5k
R2-kretsen	0	-10k	0	-10k	-10k
R3-kretsen	0	-1k	9.9kj	-1k + 9.9kj	-1k - 9.9kj

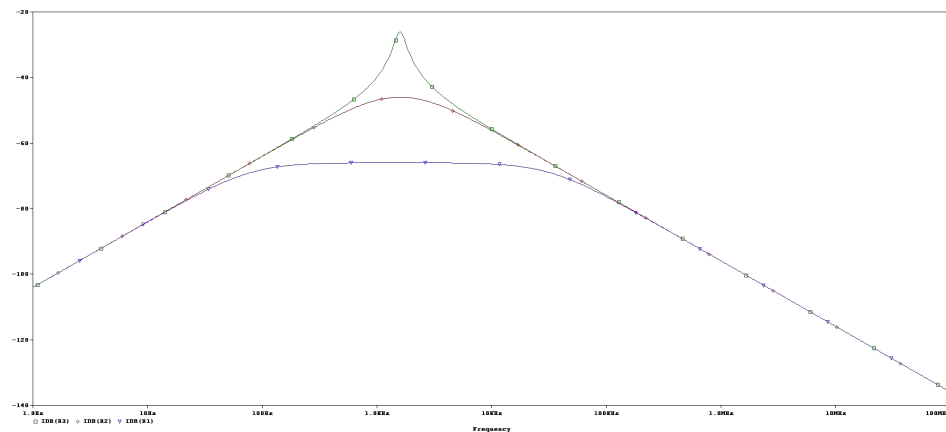
Tabell 1: Pol-plassering



Figur 4: S-plan med pol plassering for de tre LRC kretsene.

1.2 La PSpice gjøre en Ac-analyse

a



Figur 5: En AC-simulering av ulike dempeledd.

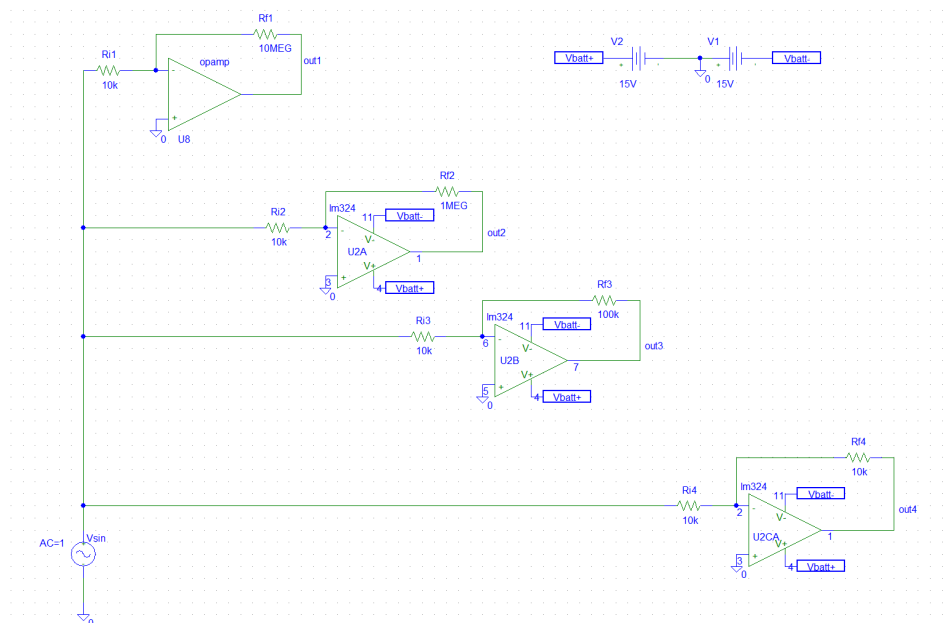
b

Siden alle kretsene har to poler, så har dem to knekkpunkter hver. IDB(R1) med knekkpunktene 78.7Hz og 32kHz, IDB(R2) med 653.6Hz og 3.8kHz og IDB(R3) med 1.4kHz og 1.8kHz. Polene er plassert i venstre delen av S-planen, som er stabilt plan.

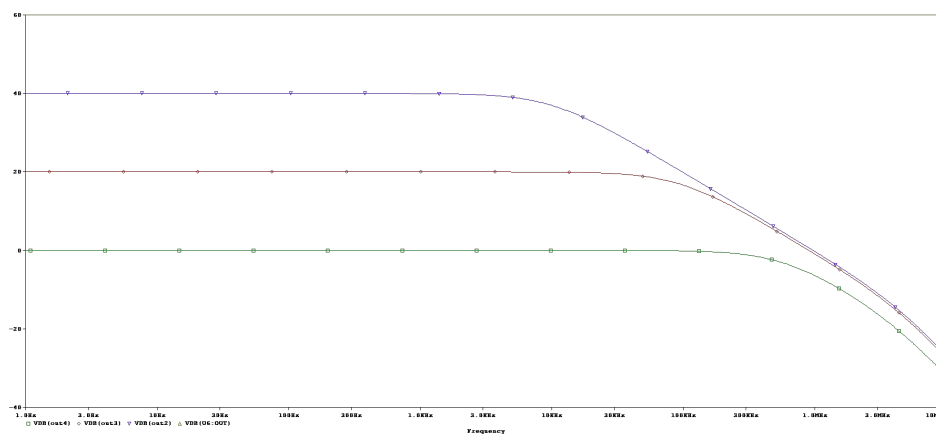
I plottet kan vi ikke se nullpunktene fordi logaritmisk akse går ikke til null.

2 Ideell og ikke ideelle operasjonsforsterkere

I denne delen av oppgaven skal vi studere noen aspekter ved ideelle og ikke ideelle forsterkere i inverterende kobling.



Figur 6: Ideell og ikke ideell opamp i inverterene kobling



Figur 7: AC-analyse for alle fireutganger.

Vi kan se ut fra figuren at forsterkningen for out1 = 0, out2 = 20, out3 = 40 og out4 = 60.

	Out1	Out2	out3	Out 4
Er ideelt beregnet og simulert gain ca. riktig ved 100Hz?	ja	ja	ja	ja
Er ideelt begrepet og simulert gain ca. riktig ved 100kHz?	ja	nei	nei	ja
Hva er båndbredden for de ulike forsterkertrinnene?	ingen	9.8kHz	90kHz	553.6kHz

Tabell 2: Sjekk av forsterkning og båndbredde

	Out 3 fra forige tabell	Ny out 4
forsterkning	20	20
Båndbredde BW	91.1kHz	159.9kHz

Tabell 3: Seriekobling av forsterkertrinn

2.1 Fyll ut tabell 2

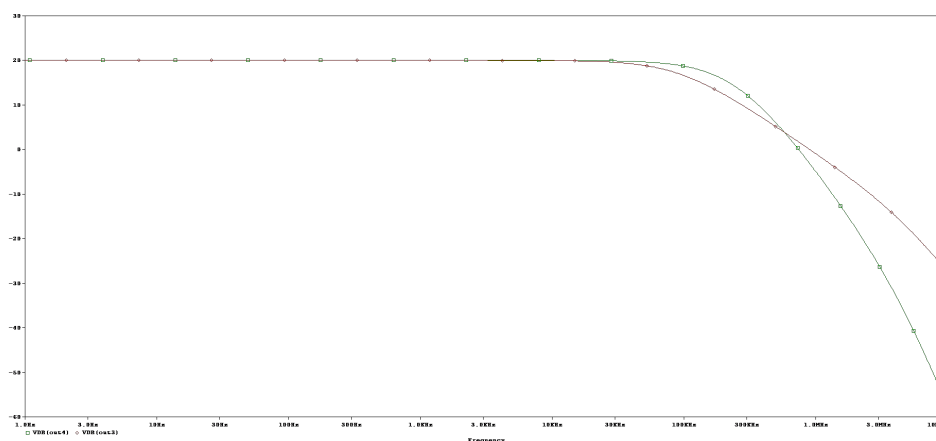
2.3 Beskriv kort forskjellen mellom en ideell opamp og den ikke ideelle LM324

Ved en ideell opmap ville vi hatt uendelig forsterkning, altså ingen båndbredde noe vi kan se ved out1. Men på plottet av utgangene fra den ikke helt ideelle LM324 ser vi at alle er endelige med bestemt båndbredde.

2.3 Fyll ut tabell 3

1 og 2

koble om ledningen til Ri4 merket A fra Inn til Out2 slik at kretsene U2A og U2C kommer i serie. Sett $R_{F2} = R_{F4} = 31.64k$ ohm. Plot out3 og out 4 i dB og sammenlikne resultatene.



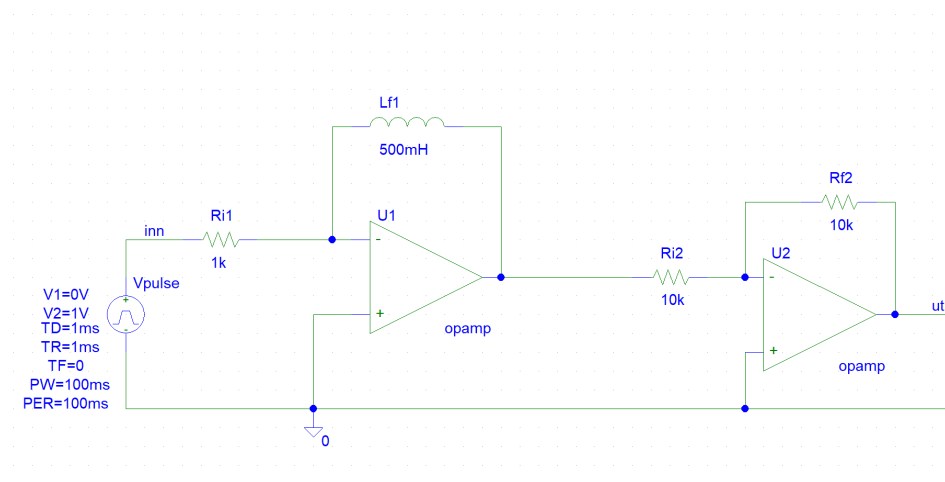
Figur 8: plot av U2A og U2C i seriekobling.

Selv om out3 og out4 har lik forsterkning lik 20, så har out3 mindre båndbredde enn out4.

2.4 På bakgrunn av simuleringsplottene av LM324 i ulike koblinger, lag og skriv ned en regel for sammenhengen mellom båndbredde og forsterkning

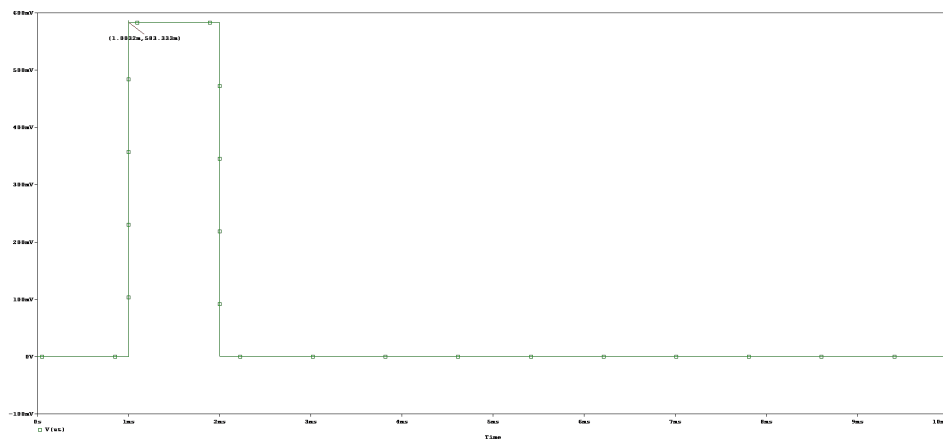
Ut fra det vi har observert at jo høyere forsterkningen er jo lavere blir båndbredden. Dersom vi har forsterkninger i serie så blir båndbredden lavere.

3 Derivasjon



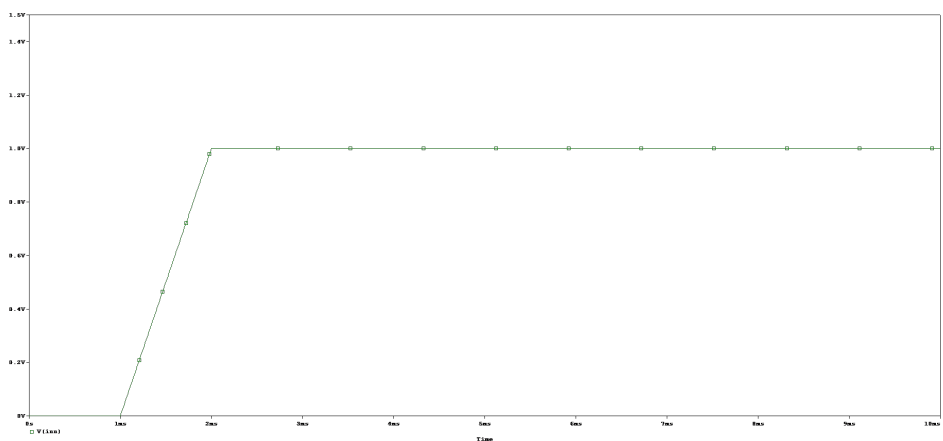
Figur 9: Derivasjonskrets.

$$V_{ut} = aku(t) = a \cdot \frac{L}{Ri} = \frac{1000v/s \cdot 700mH}{1k\Omega} = 0.583V. \quad (4)$$



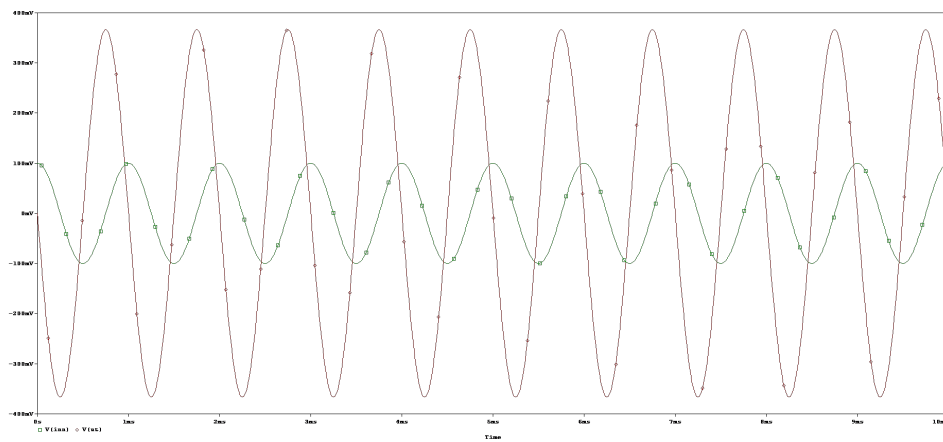
Figur 10: transientanalyse om utgangsspenningen

Utgangsspenningen stemmer med den beregnet V_{ut} .



Figur 11: transientanalyse om inngangsspenningen

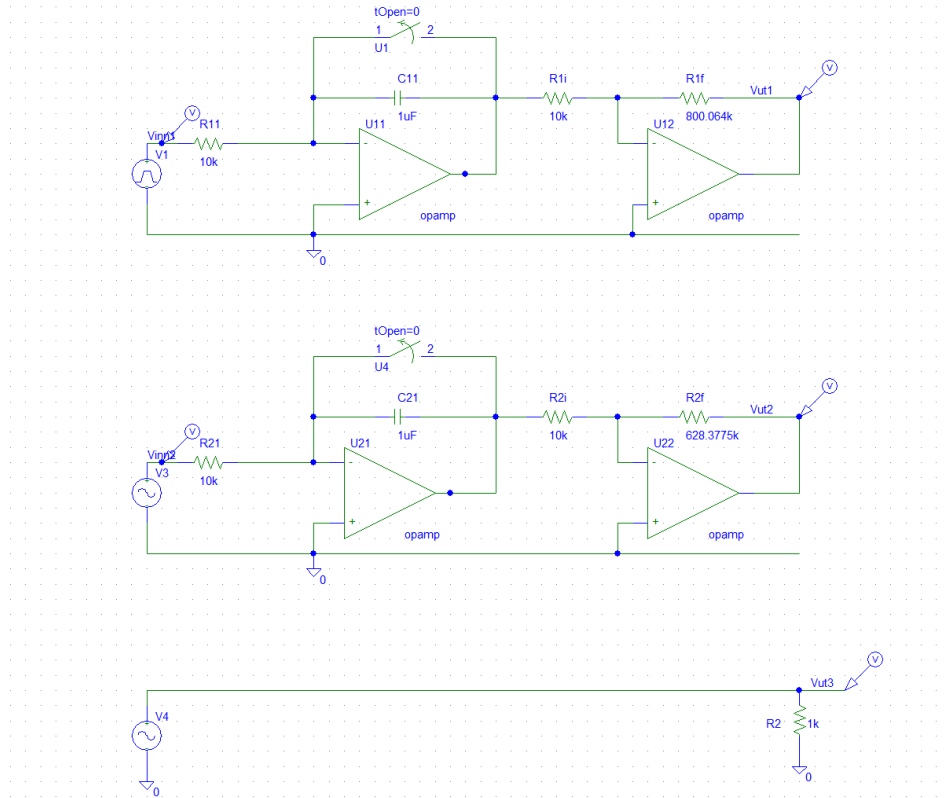
Vi vet at derivering av konstant gjør at vi får null, dermed deriverer vi i den delen av signalet som endrer seg med tiden (stigningen med 1000v/s). Noe som vi kan i figuren ovenfor. De beregnede verdiene er det samme som det simulerte.



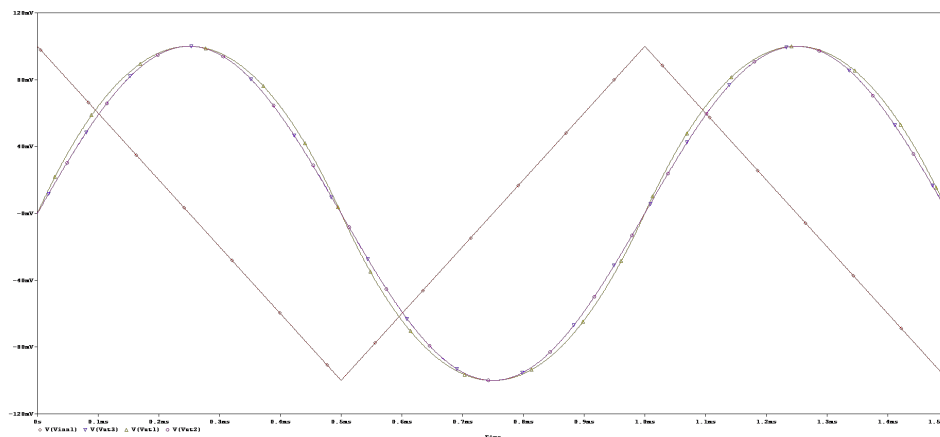
Figur 12: plott av inngangssignalet cosinus og dens utgangssignal -sinus

hvis vi hadde sendt inn et cosinussignal, ville vi ha fått ut et negativ sinus signal. Altså den deriverte av cosinus. Noe vi kan se i figuren over.

4 Integrasjon



Figur 13: Integrasjonskretser



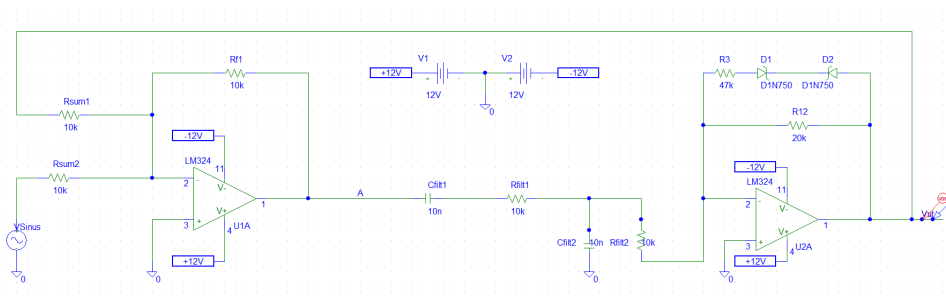
Figur 14: plott av signalene Vinn, Vut1, Vut2 og Vut3
integratoren integrerer signalet som sendes inn på inngangen og produserer en utgangsspenning tilsvarende signalet. Alle utgangssignalene våre er sinuskurver.

Siden Vut2 og Vut3 har sinusgeneratorer ser vi at de er helt like, men vut1 har en Vpulse generator dermed ser vi at den har litt større båndbredde iforhold til Vut2=Vut3.

5 Wienbrofilter

I denne oppgaven skal vi studere Wienbrofilter. Overføringsfunksjonen kan beskrives med:

$$H(s) = \frac{sGRC}{(sRC)^2 + s(3 - G)RC + 1} \quad (5)$$



Figur 15: Wienbrofilter

5.1

Standardform:

$$H(s) = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2} \cdot \frac{\frac{1}{\omega_0^2}}{\frac{1}{\omega_0^2}} = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + 2\zeta \frac{s}{\omega_0} + 1} \quad (6)$$

Bruker ligning 5 og likning 6 til å beregne dempningsfaktoren ζ , godhet Q og resonansfrekvens ω_0 .

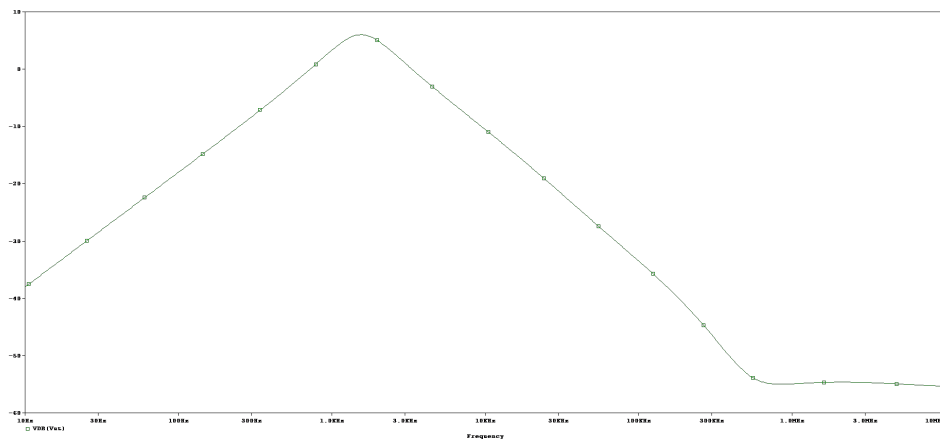
Ser vi på nevneren på ligning 6 kan vi finne ζ og ω_0 .

$$N(s) = (RCs)^2 + RCs(3 - G) + 1 = \frac{s^2}{\omega_0^2} + 2\zeta \frac{s}{\omega_0} + 1$$

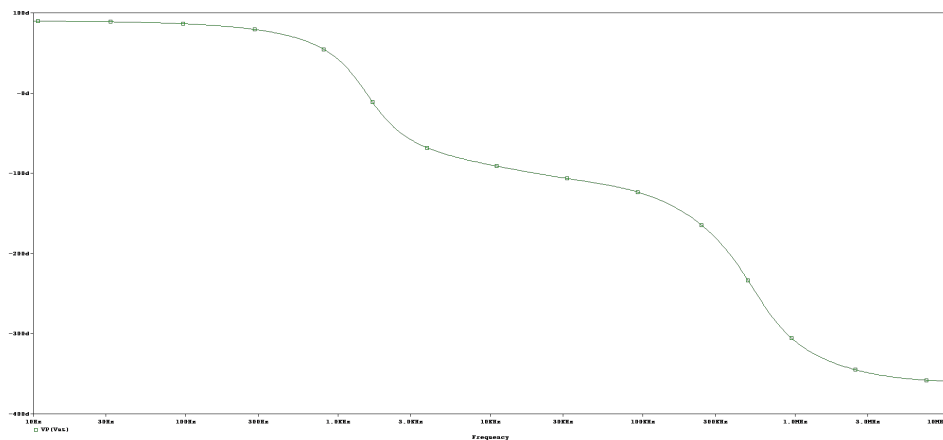
$$(RC)^2 = \frac{s^2}{\omega_0^2} \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{RC} = \frac{1}{10kHz \cdot 10nF} = 10000 \frac{rad}{sec} = 1.6kHz$$

$$RCs(3 - G) = 2\zeta \frac{s}{\omega_0} \Rightarrow \zeta = \frac{1}{2}(3 - G) = \frac{1}{2}$$

$$2Q = \frac{1}{\zeta} \Rightarrow Q = \frac{1}{0.5 \cdot 2} = 1$$



Figur 16: Bodeplot for amplitude



Figur 17: Bodeplot for fase

Filteret er en båndbass filter siden den blokkerer frekvenser mindre enn 1kHz og Høyere enn 2.3kHz (knekkpunktene).

Linjene i det simulerte bodeplottet henger sammen med konstanten G ved at den gir en konstant linje i bodeplottet lik $GdB = 20 \log(G) = 20 \log(2) = 6.02$

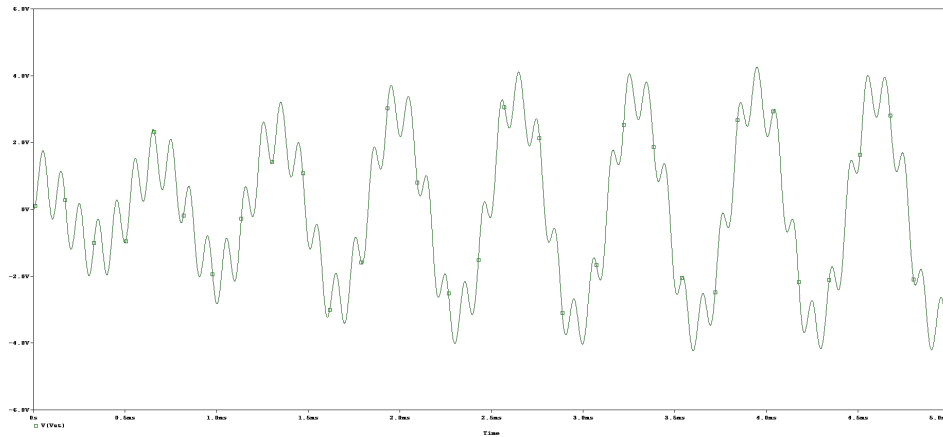
Nullpunktet gir en konstant stigende linje som passer 0dB aksens ved ω_0 , stigningen til denne linjen vil være 20dB per dekad.

Grunnen til at vi har en toppunkt i plottet vårt er fordi $Q = 1$, hvis den hadde vært mindre ville vi ikke ha hatt et toppunkt.

5.2

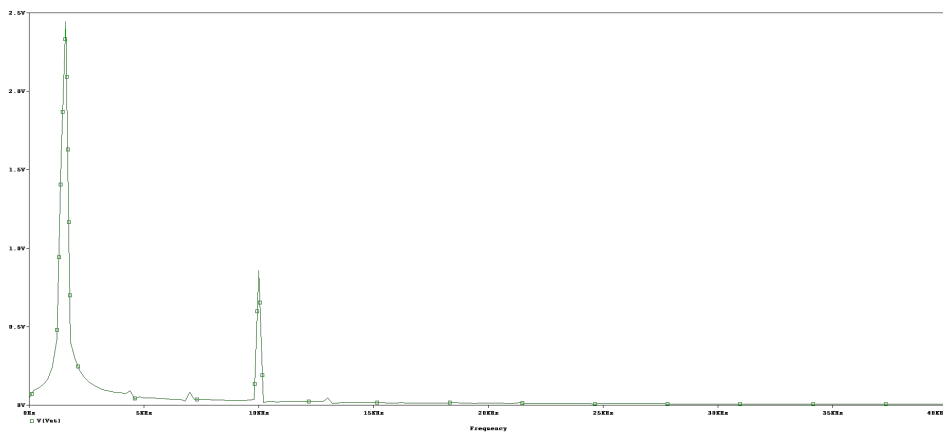
Siden vi får en større verdi av Q vil båndbredden bli mindre, og amplituden vil øke. Fasen vil i dette tilfelle falle med 180 grader i området fra 0.1 til 3.15, altså i kortere intervall enn det vi hadde i forrige eksempel.

5.3



Figur 18: Tidssignalet av $V_{ut}(t)$

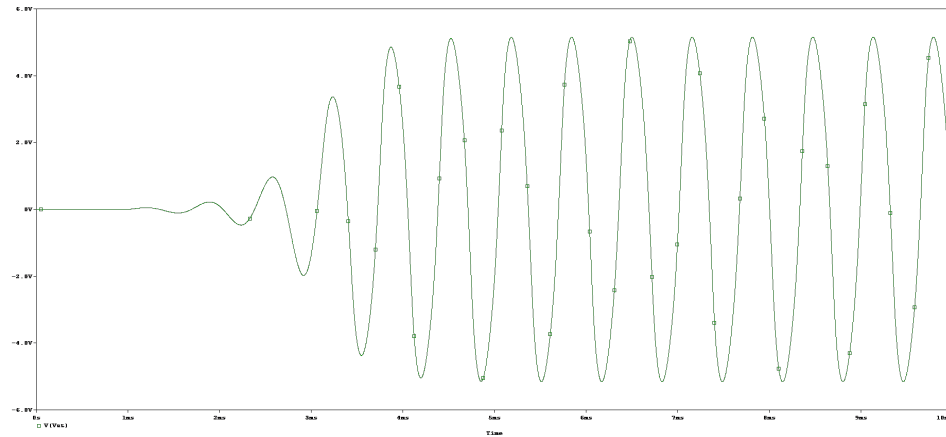
Tidssignalet er ustabil og resonerer med seg selv og lager sin egen signal (støy).



Figur 19: Fourier analyse av $V_{ut}(t)$

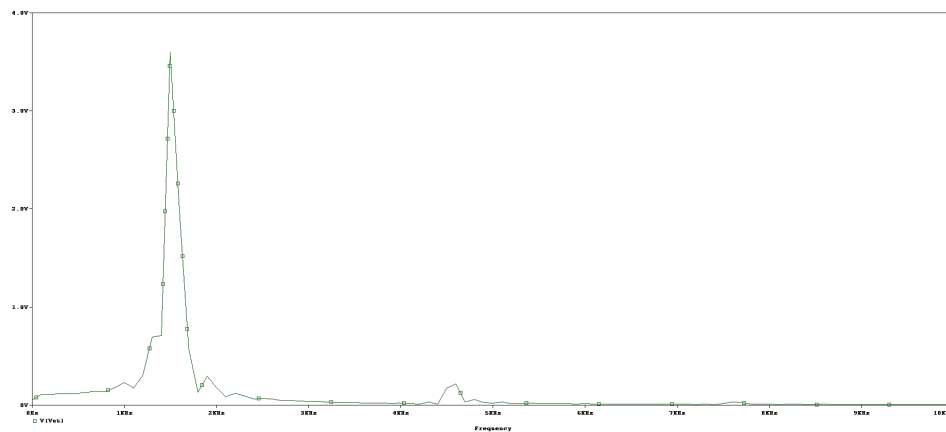
FFT viser oss to topper som ligger i punktene 1.6kHz og 10kHz. Toppen 10kHz kommer fra frekvensen vi har sendt inn (sinusgeneratoren), mens 1.6kHz er resonansfrekvensen ω_0 .

5.4



Figur 20: Fourier analyse av $V_{ut}(t)$

Tidsignalet er konstant helt til 1ms, før den starter å svinge. Svingningen starter å stabilere seg etter 4.5 ms.



Figur 21: Fourier analyse av $V_{ut}(t)$

Siden vi nå har en generator som kun gi en enhetstrinn puls, vil vi kun få resonanstoppet ω_0 i FFT, og ikke inngangssignalet fra generatoren. Derfor får vi nå kun en topp i punktet 1.6kHz.