

ELE216 Prosjekt

Gruppe 0000

av

Morten Jacobsen, Jan Egil Fredriksen, Mohammed Al-Rawi

i

ELE216-G 20V
Analog elektronikk

Veiledet av Trond-Ivar Lynghaug

Fakultet for teknologi og realfag
Universitetet i Agder

Grimstad, April 2020

Sammendrag

Gruppens oppgave ligger innenfor emnefeltet Analog Elektronikk og fanget interessen vår da vi er nysgjerrige på analog hardware og hvordan utvikle et produkt fra idé til virkelighet. Den tildelte oppgaven var interessant for oss da mange produkter i dag blir utviklet i kombinasjon med mikrokontrollere som styresystemer, og ren analog hardware blir mindre vanlig. Vi så for oss et større læringsutbytte i faget ved å designe et hel-analogt produkt fremfor å implementere mikrokontrollere. Produktet vi designet ble tiltenkt bilindustrien og forestilt funksjon som en ryggesensor og/eller avstandsmåler.

Problemet gruppen ble presentert var en ultrasonisk avstandsmåler som sender ut en puls og mottar denne. Den beregner så tiden lydbølgen bruker på å returnere, og genererer et lydsignal som øker i frekvens desto nærmere måleren er et objekt. Oppgaven ble løst ved å dele oppgaven i mindre biter, og tildele en del av kretsen til hvert gruppelem. Delene ble først beregnet, bygget og simulert individuelt før vi vil slutt integrerte delene mot hverandre for å lage en komplett fungerende krets som oppfylte våre kriterier.

Vår konklusjon tilsier at denne oppgaven ble løst på en tilfredsstillende måte innenfor de rammer tilgjengelige i perioden. I våre simuleringer responderer kretsen på ønsket vis, og vi ser for oss at oppgaven skulle vært realiserbar også som en fysisk krets med diverse justeringer. Kretsen ble også designet opp som et PCB utlegg ved hjelp av programvaren KiCad, og var tiltenkt å bli fysisk implementert på denne måten.

Obligatorisk gruppeerklæring

Den enkelte student er selv ansvarlig for å sette seg inn i hva som er lovlige hjelpemidler, retningslinjer for bruk av disse og regler om kildebruk. Erklæringen skal bevisstgjøre studentene på deres ansvar og hvilke konsekvenser fusk kan medføre. Manglende erklæring fritar ikke studentene fra sitt ansvar.

1.	Vi erklærer herved at vår besvarelse er vårt eget arbeid, og at vi ikke har brukt andre kilder eller har mottatt annen hjelp enn det som er nevnt i besvarelsen.	Ja
2.	Vi erklærer videre at denne besvarelsen: <ul style="list-style-type: none">• Ikke har vært brukt til annen eksamen ved annen avdeling/universitet/høgskole innenlands eller utenlands.• Ikke refererer til andres arbeid uten at det er oppgitt.• Ikke refererer til eget tidligere arbeid uten at det er oppgitt.• Har alle referansene oppgitt i litteraturlisten.• Ikke er en kopi, duplikat eller avskrift av andres arbeid eller besvarelse.	Ja
3.	Vi er kjent med at brudd på ovennevnte er å betrakte som fusk og kan medføre annullering av eksamen og utestengelse fra universiteter og høyskoler i Norge, jf. Universitets- og høyskoleloven §§4-7 og 4-8 og Forskrift om eksamen §§ 31.	Ja
4.	Vi er kjent med at alle innleverte oppgaver kan bli plagiatkontrollert.	Ja
5.	Vi er kjent med at Universitetet i Agder vil behandle alle saker hvor det forligger mistanke om fusk etter høyskolens retningslinjer for behandling av saker om fusk.	Ja
6.	Vi har satt oss inn i regler og retningslinjer i bruk av kilder og referanser på biblioteket sine nettsider.	Ja
7.	Vi har i flertall blitt enige om at innsatsen innad i gruppen er merkbart forskjellig og ønsker dermed å vurderes individuelt. Ordinært vurderes alle deltakere i prosjektet samlet.	Nei

Publiseringsavtale

Fullmakt til elektronisk publisering av oppgaven Forfatter(ne) har opphavsrett til oppgaven. Det betyr blant annet enerett til å gjøre verket tilgjengelig for allmennheten (Åndsverkloven. §2).

Oppgaver som er unntatt offentlighet eller taushetsbelagt/konfidensiell vil ikke bli publisert.

Vi gir herved Universitetet i Agder en vederlagsfri rett til å gjøre oppgaven tilgjengelig for elektronisk publisering:	Ja
Er oppgaven båndlagt (konfidensiell)?	Nei
Er oppgaven unntatt offentlighet?	Nei

Forord

I dette prosjektet skal vi lage en ultralyd avstandsdetektor som gir lyd signal for avstanden til et objekt. Lav frekvent lyd for objekter som er langt vekke og høyfrekvent for objekter som er nære.

Løsningen på oppgaven ble å dele kretsen opp i blokker: En mottaker- og en sender-modul, Timing Modul, Video Modul, Holdekrets, Spenningsstyrt oscillator og til slutt sende signalene fra kretsen ut til en høyttaler.

Timing-generatoren synkroniserer sender- og mottaker-modulen og sørger for at mottakermodulen ikke lytter mens det sendes energi ut på luften fra sender-modulen. Sendermodulen lager da et kort lydsignal som overføres via luften, og startes og genereres på signal fra Timing-generatoren. Mottaker-modulen lytter kun på mottatt signal fra luften når senderen ikke transmitterer. Signalet båndpass-filtreres og forsterkes opp slik at en detektor kan lage et videosignal opp til 3-6 meters avstander. Video-modulen lager et kort mono-videosignal av det forsterkede signalet. Signalet fra video-modulen trigger en holdekrets, og dens oppgave er å holde på signalet generert av timer-modulen for så å sette denne spenningen på sin utgang ved mottatt ekko puls. Den spenningsstyrte oscillatoren sørger for at frekvensen sendt til høyttaleren varierer avhengig av mottatt signal fra holdekretsen.

Med bakgrunn i Covid-19 pandemien og påfølgende nedstening av Universiteter og skoler i hele landet, ble denne oppgaven en annerledes utfordring enn tenkt da den ble delt ut til oss. Vår konklusjon er at man kan teoretisere frem en fungerende krets som oppfyller ønskede kriterier ved bruk av simuleringsprogram. Utfordringen ligger i å kunne verifisere fysisk funksjonalitet på kretsen, da resultatene fra simulering og fysisk verifikasjon kan variere. Store deler av oppgaven ble løst uten fysisk møte mellom medlemmene av gruppen, og vi oppfattet en slik arbeidsform som både utfordrende og samtidig interessant i den sammenheng som en innsikt i plausible fremtidige arbeidsformer.

Gruppen vil takke sine veiledere Universitetslektor Trond-Ivar Lynghaug, som foreleser ved Universitetet i Agder for riktig veiledning gjennom prosjektperioden.

Grimstad

28. april 2020

Morten Jacobsen, Jan Egil Fredriksen og Mohammed Al-Rawi.

Innhold

1	Innledning	1
1.1	Introduksjon til løsning	1
1.2	Blokkskjema	1
2	Teknisk bakgrunn / teoretisk bakgrunn	2
2.1	Timing generator	2
2.2	Sender modul	2
2.3	Mottaker modul	2
2.3.1	Forsterker med bånd passfilter	2
2.3.2	Video detektor	3
2.3.3	Forsterker med følsomhets og pulsbredde justering	3
2.4	Holde krets	4
2.5	Spenningsstyrt frekvens generator	4
2.6	Lyd signal forsterker	7
3	Implementasjon	8
3.1	Timing generator	8
3.2	Sender modul	11
3.3	Mottaker modul	12
3.4	Video modul	13
3.5	Holde krets	15
3.6	Spenningsstyrt frekvensgenerator	17
3.7	Lyd signal forsterker	22
3.8	PCB kort	26
4	Testing og validering	27
4.1	LTspice simuleringsverktøy	27
4.2	9V batteri	27
4.3	Timing generator	27
4.3.1	Timing generator og Sample and Hold	28
4.3.2	Timing generator , Sample and Hold og VCO	29
4.4	Sender modul	30
4.5	Mottaker modul	32
4.6	Holde krets	33
5	Konklusjon	36

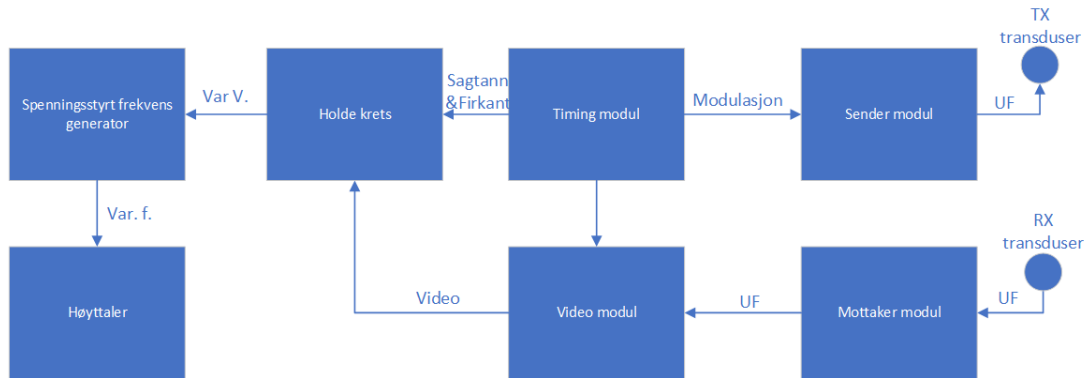
Figurer

1	Blokk skjema	1
2	Blokk skjema over sender modulen (TX)	2
3	Blokk skjema over mottaker modulen (RX)	2
4	CD4053 Pins	4
5	Figur 11.5 i analog Elektronikk Ebok [9, s. 356]	5
6	Figure 12 i NE555 timer datablad [4, s. 11]	6
7	Timing Generator Krets	10
8	Sender kretsskjema	11
9	Strømbegrensing til simulert transduser	12
10	Mottaker-forsterker kretsskjema	12
11	Video modul kretsskjema	13
12	Simulert utgang av RX og differentiator	14
13	CD4053 R_{on}	16
14	Utrengningsformler fra NE555-timer databladet [4, s. 11]	17
15	Kretstegning med $C = 700pF$, $R_A = 1.3K\Omega$, $R_B = 1M\Omega$	18
16	LT-Spice Simulering, CV = ca. 3v, f = ca. 1.52kHz	19
17	LT-Spice Simulering, CV = 5.73V, f = 1.07kHz	19
18	Figur 14 fra NE555 databladet [4, s. 12]	20
19	$C = 1nF$, $R_A = 1.3k\Omega$, $R_B = 510k\Omega$	21
20	LT-Spice Simulering, CV = 3V, f = 2.09kHz	21
21	LTSpice Simulering, CV = 5.73V, f = 1.48kHz	22
22	IRA4 = ca. 470mA	23
23	$Ca_6 = 100\mu$, og $R_{serie} = 39\Omega$	24
24	Peak IRA_4 = 107.5mA.	24
25	PCBFront	26
26	9v batteri simulering med avkoblings kondensator.	27
27	Sagtann spenning	28
28	$\tau_{utlading}$	28
29	Timing generator + Sample and Hold krets	29
30	Timing generator + Sample and Hold simulering	29
31	Timing generator + Sample and Hold + VCO krets	30
32	Timing generator + Sample and Hold + VCO simulering	30
33	Simulering av frekvens generering ved forskjellige potmeter verdier	31
34	Puls modulator	31
35	UF utgang vs Modulator puls	31
36	Simulering av strømtrekk og transduser krets design	32
37	Simulert ekko pulser	32
38	Simulerte ekko med 150ns avstand og 1mv styrke	32
39	Simulering av frekvens generering ved forskjellige potmeter verdier	33
40	AC analyse/bode plot 1v UF	33
41	Puls bredde og amplitude ut fra video detektor	33
42	Ekvivalent Krets For CD4053b	34
43	Ekvivalent Krets For CD4053b simulert	34
44	Ekvivalent Krets For CD4053b forskjellige R_DS	35
45	Ekvivalent Krets For CD4053b R_DS 550 Ohm	35
46	Ekvivalent Krets For CD4053b R_DS 180 Ohm	35

1 Innledning

1.1 Introduksjon til løsning

Oppgaven går ut på å lage en ultrasonisk avstandsmåler som sender ut en puls og mottar denne. Tiden det tar for ekkoet å returnere skal generere et lydsignal som øker i frekvens jo nærmere dette signalet er.



Figur 1: Blokk skjema

1.2 Blokkskjema

Timing generator Denne enheten skal lage synkronisering av sender og mottaker og sørge for at mottaker ikke lytter mens det sendes energi ut på luften.

Sender modul Skal lage en kort lyd signal som skal overføres i mediet luft. Denne pulse skal starte å genereres på signal fra timing generatoren.

Mottaker modul Mottakeren skal kun lytte på mottatt signal fra luften når senderen er ferdig å sende. Dette signalet skal båndpass filtreres og forsterkes opp slik at en detektor kan lage video av dette signalet. Selv ved avstander opp til 3-6m.

Video modul Denne modulen lager et kort monovideo signal av forsterkede signalet. Og ha mulighet til følsomhets justering og pulsbredde justering. Dette signalet skal trigge en holde krets.

Holde krets Holde kretsen har som oppgave å ta spenningsnivået generert av timer modulen og sette denne spenningen på utgangen hver gang den får en ekko puls på videosignalet.

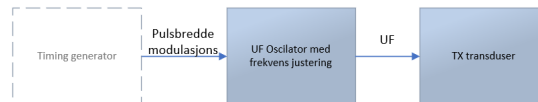
Spenningsstyrt frekvens generator Denne blokken skal sørge for at frekvensen til høytaleren endrer seg etter hvor nært et objekt er. Den bruker spenningen fra holde kretsen, og verdien bestemmer frekvensen som genereres av denne modulen.

2 Teknisk bakgrunn / teoretisk bakgrunn

2.1 Timing generator

Basert på en krets foreslått av Trond Ivar Lynghaug, laget vi en generator som består av to deler. Den ene delen er en ren Schmitt trigger som svinger mellom 0 og 9 V. Den andre delen er en integrator på utgangen av Schmitt triggeren.

2.2 Sender modul

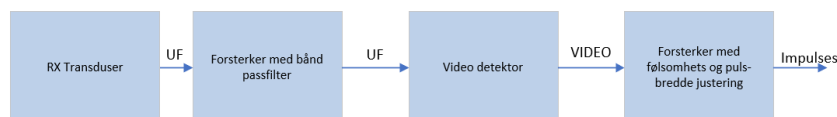


Figur 2: Blokk skjema over sender modulen (TX)

Her kan en bruke NA555 timer brikken i et astabilt oppsett[4, s. 11] vist i figur 6 da denne har muligheten til å oscillere i pulser på en gitt frekvens. Dette gjøres ved å avpasse to motstander og en kondensator til kretsen. For å få Ultrasoniske Frekvens (UF) pulser kan en bruke resett inngangen til brikken. Så lenge denne inngangen er høy så oscillerer brikken, og når denne inngangen går lav stopper oscilleringen.

Det at utgangen av denne brikken er lav ohmig og kan både sinke og source opptil 200mA[4, s. 1] strøm på utgangen. Dette skal være nok til å drifte transduseren til å generere en utsendt ultralyd puls som skal kunne bli detektert av mottakeren.

2.3 Mottaker modul



Figur 3: Blokk skjema over mottaker modulen (RX)

2.3.1 Forsterker med bånd passfilter

Bruker en transistor forsterker med høy forstreknings faktor og et LC båndpass filter. Denne kan få maksimalt forsterkning på opp til 500x om en bruker BC547B, dette kan finnes i databladet til BC547B[2, s. 2]. Dette kan oppnås om en får kortsluttet signalet til jord på emitteren via en kondensator. Da vil en få maksimalt forsterkningfaktor ut av en slik forsterker.

Når en skal beregne LC båndpass filteret må en først finne reaktansen for spolen, så for en kondensator.

$$\begin{aligned} X_C &= \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C} [5, \text{s. 54}] \\ X_L &= 2\pi \cdot f \cdot L [5, \text{s. 56}] \end{aligned} \tag{1}$$

Deretter må en finne virkemåten til disse komponentene når de virker sammen. En kan da finne at når en kobler en spole og en kondensator i parallell vil en få en resonans frekvens[5, s. 319] når begge disse reaktansene er like store. Om en da skiller ut frekvensen for seg kan en finne resonansfrekvensen for filteret.

$$X_C = X_L$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} [5, \text{s. 318}] \quad (2)$$

Hvor god resonanskretsen er til å filtrere bort uttrykkes ved kretsens kvalitetsfaktor (Q-faktor). Q-faktoren[5, s. 319] er definert som forholdet mellom resonansfrekvensen og båndbredden til kretsen. Denne blir mest bestemt av spolen i LC koplingen, og kan finnes i databladet til Spolen.

$$Q = \frac{f_r}{BW_R} [5, \text{s. 320}] \quad (3)$$

2.3.2 Video detektor

Benytter en passiv krets som kalles en «envelop detector» eller «peak detector» i andre sammenhenger[8, s. 2]. Disse to kretsene har lik oppbygging men forskjellig bruksområder. Peak detector er laget for å skape en topp-amplitude utgang og faller derfor sent ned til null, mens en envelop detector lager en omhyllingskurve av mottatt signal og faller raskere ned mot referanse verdien. Dette utgangs signalet blir kaldt i deteksjons faget for et «video signal».

Denne kretsen består av tre komponenter: en diode og et motstands-kondensator filter. Den skal likerette signalet og holde amplitude verdien i en gitt tid, men ikke så lenge at skilleevnen til mottakeren blir nevne verdig påvirket av at mottatte ekko glir inn i hverandre og ikke kan avskilles fra hverandre.

Signalet møter så etter envelope et RC ledd. Dette er med på å sette hvor mye rippel som legges på signalets omhyllings signal, også kalt «videosignalet». Denne betemmer også glatteten til signalet.

Sammen med denne envelop detectoren står en diode-pumpe med en DC sperre kondensator. Diode-pumpen[5, s. 107] vil da ligge mellom inngangs kondensatoren og envelop dioden, og hever opp dette punktet opp til et diode dropp. Man vil få lite spennings dempning ut av envelop detectoren.

2.3.3 Forsterker med følsomhets og pulsbredde justering

Forsterkeren nyttegjør seg av to prinsipper: komparator og passiv derivator. En komparator har en ikke-lineær utgang[5, s. 266]. Det vil si at utgangen er ulineær i forhold til inngangene ved å enten ligge lav eller høy. Den sammenligner signalet på den positive inngangen med det den har som referanse spenning på den negative inngangen. Dersom inngangs signalet er høyere enn referanse spenningen, går utgangen høy. Er spenningen lavere enn referanse spenningen går den lav.

Den passive derivatoren består av en kondensator i serie med signalet og en motstand i serie til jord. Midtpunktet til dette lager et derivert signal av påtrykket signal. Fra analog elektronikk boken[9, s. 66] finner en at denne spenningen faller med formelen under.

$$v_{ut} = V_h \cdot e^{\frac{-t}{RC}} \quad (4)$$

Denne formelen gir at spenningen har falt ned til 37% av spenningen ved en tidskonstant som følger $\tau = RC$, og ved 5 tidskonstanter kan en anse spenningen som å ha oppnådd referanse spenningen.

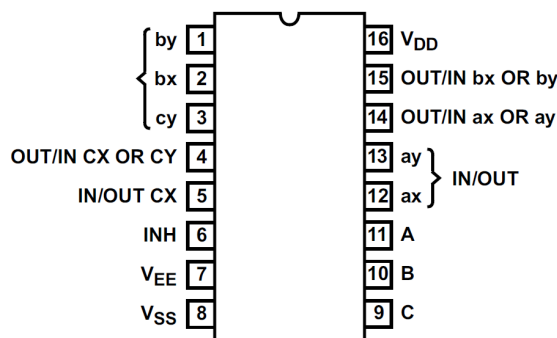
2.4 Holde krets

Sample and Hold kretsen skal sample det analoget (rampe) signalet som kommer fra timing generatoren og holde verdien av signalet på et konstant nivå når det kommer puls fra ekko (pin 9) for en spesifisert tidsperiode.

Vi bruker CD4053 (Analog Multiplexer/Demultiplexer) i den fysiske kretsen. Grunnet manglende simulerings model i LT-Spice, ble det valgt ADG1633 [1] (CMOS analog switch) for simuleringen av Sample and Hold kretsen.

ADG1633 gjør samme funksjon som CD4053 men har $V_{IH-min} = 2V$ mens CD4053 har $V_{IH-min} = 7V$. Dette er tatt med i betraktning. På den fysiske kretsen bruker vi en unity-gain høy ohmig impedanse både på inngang 3 og utgang 4. Inngang 9 (C) styrer switchen som velger hvilken inngang som blir koblet til utgangen. Inngang 5 er koblet til jord gjennom en motstand.

\overline{INH} pinnen er koblet til Firkant signalet fra timing generatoren. Utfordringen i denne delen av kretsen er å finne en riktig verdi for C_{Hold} . C_{Hold} må kunne lades opp relativt fort når det kommer en høy puls på pinne 9 (C), samtidig må kondensatoren kunne holde spenningen i en gitt tid for at VCO kretsen skal rekke å generere signalet.



Pin Functions CD4051B

Figur 4: CD4053 Pins

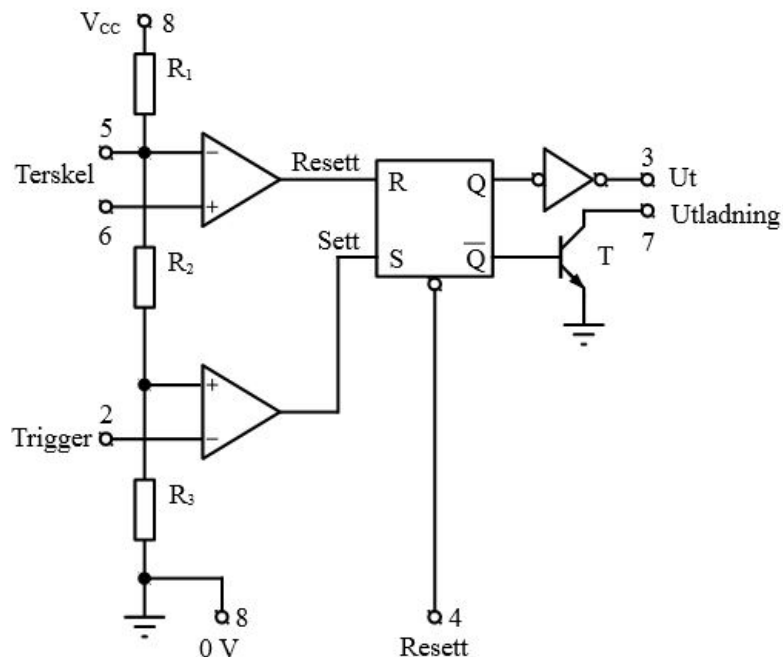
2.5 Spenningsstyrt frekvens generator

En spenningsstyrt oscillator (VCO) bygger på prinsippene om Oscillatorer, dvs. kretsen oscillerer og lager dermed signaler som firkantpulser, trekantkuver og sinussvingninger. En slik krets inneholder komponenter som motstander og kondensatorer som bestemmer

denne svingefrekvensen.

Når vi i praksis skal lage en firkantpulsrets, bruker vi ikke Op-amps da slike kretser har en rekke problemer knyttet til dem når det gjelder hvor raskt de skifter, dvs. hvilken stigetid vi får på pulsene og hvor store strømmer Op-ampene kan levere. Samtidig er det utfordringer knyttet til hvor nøyaktig og stabil en slik oscillator blir.

Løsningen på denne utfordringen ble løst for lenge siden, og ligger i den klassiske 555-timeren.



Figur 5: Figur 11.5 i analog Elektronikk Ebok [9, s. 356]

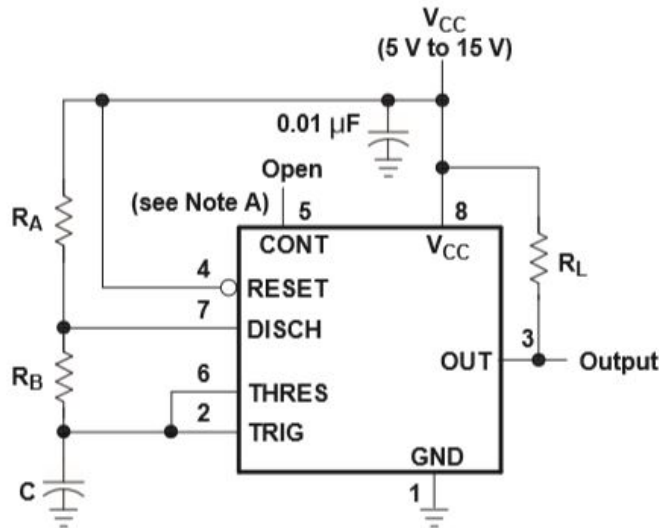
Kort forklart kan det sies at de to Op-Ampene i figuren er komparatorer som sammenligner inn-spenningene på pinne 2 og 6, med henholdsvis $\frac{1}{3}VCC$ på pinne 2 og $\frac{2}{3}VCC$ på pinne 6.

Dersom pinne 2 (trigger) havner under $\frac{1}{3}$ av VCC settes utgangsvippen høy dersom også pinne 4 (reset) ligger høy. Dette fører til at utladningstransistoren T går av.

Det er mulig å la frekvensen til oscillatoren påvirkes av en styrespenning utenfra, dette kalles «Voltage Controlled Oscillator, VCO». Jo lavere styrespenningen er, jo hurtigere vil kretsen svinge, og jo høyere styrespenningen er jo saktere vil kretsen svinge.

Vår krets er satt opp som en astabil vippe som fungerer som en multivibrator. Det ble tatt utgangspunkt i figur 12 side 11 i NE555 databladet. [4, s. 11]

For å kontrollere frekvens og dutycycle separat, tilkobler vi to motstander: R_a og R_b til NE555 timeren.



Figur 6: Figure 12 i NE555 timer datablad [4, s. 11]

R_A kontrollerer her duty-cycle og R_B kontrollerer frekvensen til timerkretsen. Kondensatoren C lades opp gjennom R_A og R_B , og lades ut kun gjennom R_B . Denne astabile koblingen fører til at C lades opp til threshold-spenningen (67% av V_{CC}) og lades ut til triggerspenningen (33% av V_{CC}). Frekvens og duty-cycle er uavhengig av V_{CC} spenningen som tilføres kretsen.

Bruker følgende formler fra NE555 databladet [4, s. 11]

$$t_H = 0.693(R_A + R_B)C \quad (1)$$

$$t_L = 0.693(R_B)C \quad (2)$$

Other useful relationships are shown below:

$$\text{period} = t_H + t_L = 0.693(R_A + 2R_B)C \quad (3)$$

$$\text{frequency} \approx \frac{1.44}{(R_A + 2R_B)C} \quad (4)$$

$$\text{Output driver duty cycle} = \frac{t_L}{t_H + t_L} = \frac{R_B}{R_A + 2R_B} \quad (5)$$

$$\text{Output waveform duty cycle} = \frac{t_H}{t_H + t_L} = 1 - \frac{R_B}{R_A + 2R_B} \quad (6)$$

$$\text{Low-to-high ratio} = \frac{t_L}{t_H} = \frac{R_B}{R_A + R_B} \quad (7)$$

Ideelt sett burde R_B være svært stor, og R_A være lik null for å oppnå en duty-cycle på 50%. Dette finner man ved å se på formlene for T_{ON} og T_{OFF} , for så å se på hvordan R_A og R_B påvirker disse i forhold til av/på-tiden. Det er viktig å kommentere at det er umulig å få til en duty-cycle på under 50% da utladningen av kondensatoren går raskere enn å lade den opp (oppladning gjennom R_A og R_B , utladning gjennom kun R_B).

2.6 Lyd signal forsterker

Signalet ut fra den spenningsstyrte oscillatoren var tenkt å videresendes til en effektforsterker og ut til en høyttaler med en impedans på 8Ω . Vi tok utgangspunkt i å følge kravene som ble satt til lydforsterker kretsen i LAB4, altså en utgangseffekt på min. $0.25W$ i en 8Ω lastmotstand. Dog ble det tidlig funnet at utgangsstrømmen fra 555-Timeren [4, s. 4] kunne levere opp til max $\pm 225mA$. Det ble antatt at dette signalet kunne være kraftig nok til å kunne drive «kneppelyder» i høyttaleren uten å måtte legge til en ekstra lydsignal forsterker krets. Denne antagelsen ble bekreftet av faglærer Trond-Ivar Lynghaug.

7.1 Absolute Maximum Ratings⁽¹⁾

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

			MIN	MAX	UNIT
V_{CC}	Supply voltage ⁽²⁾			18	V
V_I	Input voltage	CONT, RESET, THRES, TRIG		V_{CC}	V
I_O	Output current			± 225	mA
θ_{JA}	Package thermal impedance ⁽³⁾⁽⁴⁾	D package		97	°C/W
		P package		85	
		PS package		95	
		PW package		149	
θ_{JC}	Package thermal impedance ⁽⁵⁾⁽⁶⁾	FK package		5.61	°C/W
		JG package		14.5	
T_J	Operating virtual junction temperature			150	°C
	Case temperature for 60 s	FK package		260	°C
	Lead temperature 1,6 mm (1/16 in) from case for 60 s	JG package		300	°C

3 Implementasjon

3.1 Timing generator

Basert på kretsen foreslått av Faglærer Trond Ivar Lynghaug om sagtann- og firkant-oscillator, valgte vi å implementere denne kretsen som timing generator til å enable senderen (TX) samt styre Sample and Hold kretsen. Da kretsen blir forsynt med 9V batteri vil firkant pulsen ha to tilstander: 0V og 9V. Vi utledet formelene for å finne verdiene for ulike komponenter fra [9, s. 352]. Med bakgrunn i en single-supply speningsforsyning, måtte det lages en spenningsdeler for å ha en referansespenning i midtpunktet dvs.

$$V_{ref} = 4.5V, R_1 = R_2 = 4,7k\Omega \quad (5)$$

Finner så kondensator verdien for høypassfilteret:

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \cdot f_{nedre} \cdot (R_1 || R_2)} \quad (6)$$

velger deretter $f_{nedre} = 3Hz$, da får vi $C_2 = 22\mu F$.

Strømmen gjennom R_6 og R_5 :

$$i(t) = \frac{V_{sagtann}(t) - V_A^+(t)}{R_5} = \frac{V_A^+(t) - V_{Firkant}(t)}{R_6} \quad (7)$$

Da kan vi utlede fra tidligere formel:

$$V_{sagtann} = (1 + \frac{R_5}{R_6})V_A^+ - \frac{R_5}{R_6}V_{Firkant} \quad (8)$$

Velger forholdet mellom R_5 og R_6 så nærme $\frac{1}{3}$ som mulig for å få $V_{sagtann(max)} = 6V$ $R_6 = 20k\Omega$ (E24 serie), og da blir $R_5 = 6.8k\Omega$ (E24 serie).

Strømmen gjennom C_1 når den lades opp gjennom R_4 :

$$i_{c1}(t) = \frac{V_{Firkant}(t) - V_B^-}{R_4} = C_1(V_B^- - \frac{dV_{sagtann}(t)}{dt}) \quad (9)$$

Strømmen gjennom C_1 når den lades ut gjennom R_3 :

$$i_{c_1}(t) = \frac{V_{Firkant}(t) - V_B^-}{R_3} = C_1 \left(\frac{dV_{sagtann}(t)}{dt} - V_B^- \right) \quad (10)$$

siden vi har to strøm sløyfer når C_2 blir ladet opp gjennom R_4 og ladet ut gjennom R_3 .

I begge tilfellene hvor $V_{sagtann}(t)$ endrer seg $V_{sagtann}$ i løpet av $(\tau_{opplading})$ og $(\tau_{utlading})$ så har vi :

$$I_{R_4} = \frac{V_{Firkant} - V_B^-}{R_4} = C_1 \left(V_B^- - \frac{\Delta V_{sagtann}}{\tau_{opplading}} \right) \quad (11)$$

$$I_{R_3} = \frac{V_{Firkant} - V_B^-}{R_3} = C_1 \left(\frac{\Delta V_{sagtann}}{\tau_{utlading}} - V_B^- \right) \quad (12)$$

Da kan vi finne en formel for C_1 :

$$C_1 = \frac{V_{Firkant} - V_B^-}{R_4} \times \frac{\tau_{opplading}}{\tau_{opplading} \times V_B^- - \Delta V_{sagtann}} \quad (13)$$

Formel for R_3 :

$$R_3 = \frac{V_{Firkant} - V_B^-}{C_1} \times \frac{\tau_{utlading}}{\Delta V_{sagtann} - \tau_{utlading} \times V_B^-} \quad (14)$$

Formel for $\tau_{utlading}$:

$$\tau_{utlading} = \frac{\Delta V_{Sagtann} \times C_1}{V_{Firkant} - V_B^- \times (1 - R_3)} \quad (15)$$

Formel for $\tau_{opplading}$:

$$\tau_{opplading} = - \frac{\Delta V_{Sagtann} \times C_1 \times R_4}{V_{Firkant} - V_B^- \times (1 + C_1 \times R_4)} \quad (16)$$

$$\tau_{opplading_{max}} = \frac{D_{max} \times 2}{v_{lyd}}, v_{lyd} = 344 \frac{m}{s} \quad (17)$$

$$\tau_{opplading_{min}} = \frac{D_{min} \times 2}{v_{lyd}} \quad (18)$$

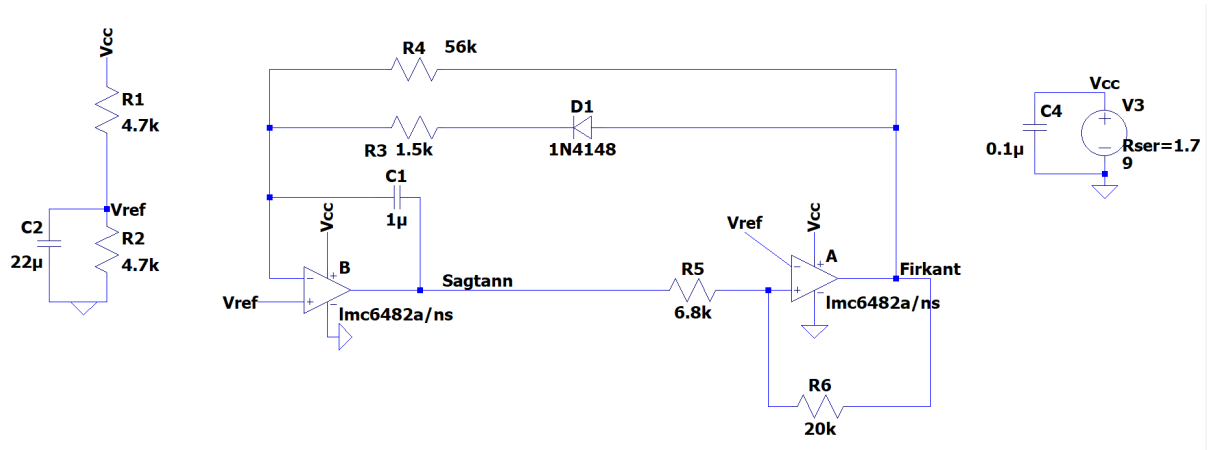
Når C_1 lades opp har vi: $V_{Firkant} = 0$, $V_b^- = V_{ref} = 4.5V$, $\Delta V_{sagtann} = (6 - 3)V = 3V$,
 $\tau_{opplading_{max}} = 36ms$ (regnet med $D_{max} = 6m$) og velger $R = R_4 = 56k\Omega$ og da:
 $C_1 = 1.02\mu F$ velger høyere $C_1 = 1\mu F$.

Da blir $\tau_{opplading} = 38.6mS$ med margin på ca. $2mS$.

Når $C_1 = 1\mu F$ lades ut har vi: $V_{Firkant} = 9$, $V_B^- = V_{ref} = 4.5V$,

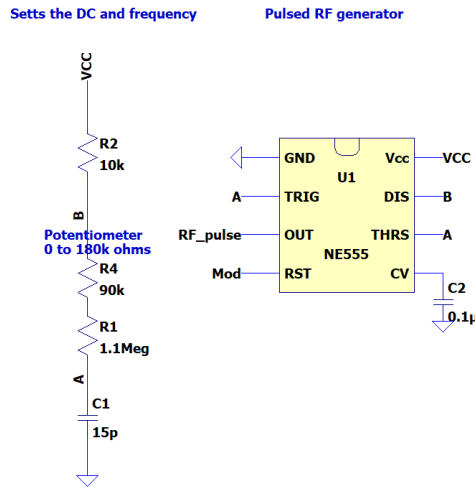
$\Delta V_{sagtann} = (6 - 3)V = 3V$, velger utladingstid til å være $\tau_{utlading} = 1mS$ og da:

$R = R_3 = 1502\Omega$ velger $R_3 = 1k5\Omega$.



Figur 7: Timing Generator Krets

3.2 Sender modul



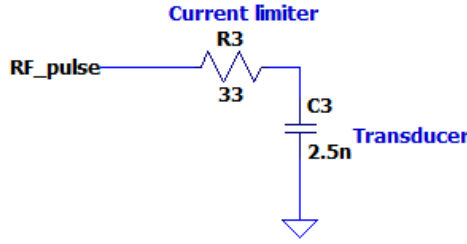
Figur 8: Sender kretsskjema

Det er mange likheter i utregningene her som for VCOen for å finne verdiene på R2, R1+R4, samt C1. I figur 8 ser vi disse komponentene det refereres til. Startet med å finne en minimums verdi for R2. Denne bestemmes av hvilken maks strøm-trekk NA555 timeren tåler ihht. datablad[4, s. 5]. Dette kan ses i utregning 14, hvor den tåler maks 1125Ω , ($R_2 > \frac{V_{Batteri}}{I_{DISCHmax}}$). For å begrense strømtrekket ytterligere settes denne til $20k\Omega$ da det ikke er så viktig med 50%DC, men viktig å begrense strøm trekket fra batteriet som forsyner hele designet.

$$R_1 = \frac{1.44}{2fC_1} - \frac{R_2}{2} [4, s. 5] \quad (19)$$

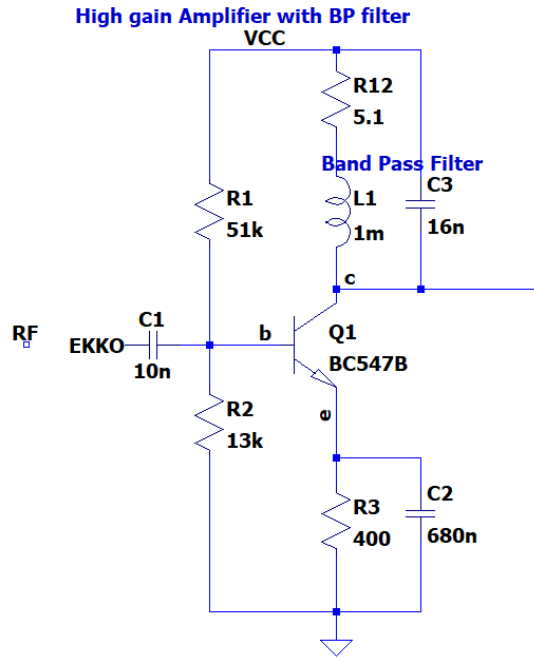
For å beregne summen av R1+R4 brukte vi formlene fra databladet til NA555 timeren[4, s. 11] som kan sees over dette avsnittet. Vi valgte å sette C1 til verdien 15pF, og fant da at R1+R4 til sammen måtte være $1.19M\Omega$. Etter utregning for både 40kHz og 43kHz fikk vi verdien $1.11M\Omega$. Satte så R1 til $1.1M\Omega$ da dette er nærmeste E24 verdi, og potmeter R4 til $180K\Omega$ for å kunne gå både 3kHz over og under seneter frekvensen.

Det siste som måtte beregnes for å designe TX'en var en strømbegrenser til TX transduseren. Dette slik at strømmen ble begrenset til max 200mA. som er begrensningen i hvor mye NA555 timeren kan sinke og source fra utgangen. Dette ble funnet ved prøving og feiling i simulering. Satte så en serie motstand mot transduseren, og fant at denne burde være på 33Ω . Transduserens reaktans ble funnet i datablad[6, s. 1] og satt som last.



Figur 9: Strømbegrensing til simulert transduser

3.3 Mottaker modul



Figur 10: Mottaker-forsterker kretsskjema

Setter DC arbeids punkt i forsterkeren først, og finner da en passe strøm igjennom Q1, på 2.5mA. funnet fra figur 1 i datablad til BC547B [2, s. 3]. Det ønskes en spenning på 1v over motstanden for å temperatur stabilisere kretsen. $R_3 = \frac{V_{R_3}}{I_{R_3}}$, fra denne formelen fant vi at R3 skulle da være 400Ω.

Base strømmen finner vi ved å lete opp $h_{FE(min)}$ fra databladet, denne ble funnet til $h_{FE(min)} = 200$ [2, s. 2]. Ved å sette $h_{FE(min)}$ og I_c inn i formelen, ga det oss en maksimalt base strøm på 12.5uA

Verdiene for basemotstandene bestemmes vha. ohms lov, og at base-emitter spenningen settes til 0.6v funnet i databladet til transistor Q1[2, s. 2]. Denne spenningen, samt emitter spenningen gir oss en spenning på 1.6v, og dette igjen gir at $R_2 = 13k\Omega$ i E24 serien og basemotstanden R1 på 51KΩ.

$$I_{B_{MAX}} = \frac{I_C}{h_{FE}} [5, s. 155] \quad (20)$$

Påfølgende må alle AC komponentverdier bestemmes ut fra forsterkningsfaktoren og frekvens. Begynner da med inngangskondensatoren, som skal fungere som en DC sperre. Verdien for denne finner en vha. å sette en lavere grensefrekvens enn det som er av interesse. Vi satte denne til 5kHz. Deretter fant vi R_{inn} etter formelen som vist under. Denne ble funnet til 3.14kohm. Satte så inn disse verdien i formelen for C1 og fikk verdien 10nF.

$$r_e = \frac{0.025}{I_c} [5, \text{s. 166}]$$

$$R_{inn} = R_1 || R_2 || (r_e h_{FE}) \quad (21)$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f R_{inn}}$$

For å finne verdien til C2 brukes formlene vist under, alle verdier er kjent så det var bare å beregne. Vi brukte da en grense frekvens på 30kHz, da TX frekvensen er justerbar og LC filteret tar seg av båndpass filtreringen. Verdien ble funnet til å bli 530nF, og nærmeste verdi under i E6 serien er da 680nF.

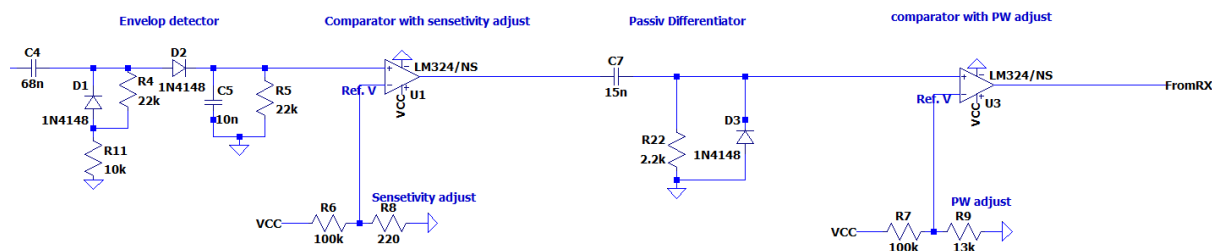
$$C_2 = \frac{1}{2\pi f r_e} [5, \text{s. 163}] \quad (22)$$

Når verdiene til LC båndpassfilteret skal beregnes har vi fått oppgitt at L1 skal være 1mH. Da er formelen for å finne C3, som oppgitt under, ved å sette hvor senterfrekvensen skal være (her 40KHz). C3 ble beregnet til å være 15.8nF, og nærmeste E24 verdi blir da 16nF. Dette er en av de få komponentene det er viktig med en verdi som er nært til beregnet verdi for at filteret ikke skal bli nevneverdig forflyttet.

$$C_3 = \frac{(\frac{1}{2\pi f})^2}{L_1} [5, \text{s. 320}] \quad (23)$$

For å oppnå en bredere båndbredde på filteret må det settes inn en serie motstand, R12. Denne ble funnet ved prøving og feiling. En sjekker da at en får forsterkning som er stor nok, men samtidig bredt nok filter. Vi fant et fint kompromiss på dette med en 5,1Ω motstand i serie med spolen.

3.4 Video modul



Figur 11: Video modul kretsskjema

Satte så opp en diode pumpe som vist i lære boken, og fant deretter verdier på R4 og R11 ved prøving og feiling. Videre fant vi verdien til C4 ved å bruke

inngangsresistansen, samt vi kjenner frekvensen som vi ønsker som grense frekvens. Da denne skal fungere som en DC sperre, satte vi grense frekvensen til 100Hz. Dette gav oss verdien 48nF, og nærmeste E6 verdi er da 68nF.

$$C_4 = \frac{1}{2\pi f R_{11} + R_4} [5, \text{s. 59}] \quad (24)$$

Envelop detectoren har et RC filter som beregnes ved å fastsette en verdi, og se hvilken tids konstat en ønsker ut fra denne. Det ble gjort tilpassninger av disse verdiene ved prøving og feiling til en fant verdier som ga omhylnings kurve med en rask synke tid på flanken, men ikke så rask at en får for mye rippel. Utregninge vi gjorde for å finne et utgangspunkt for å jobbe ut fra var som følger: Satte C_5 til 10nF og falle tid til 1ms = 1Khz. Beregnet så R_5 til 16k Ω . Med litt prøving og simulering, så det ut til at utgangen var som vi tenkte oss først ved 22K Ω .

$$R_5 = \frac{1}{2\pi f C_5} [5, \text{s. 64}] \quad (25)$$

For å forsterke dette signalet og lage en utgang som gikk høy ved et bestemt nivå brukte vi en komparator[5, s. 266] med en justerbar følsomhet. Vi tenkte da at vi kunne detektere et inngangssignal på 1mv, men ha en justerbar følsomhet rundt dette. Valgte da å sette R_8 som et justerbart potensiometer og så på signalets amplitude at vi burde ligge rundt 22mv. Det ble laget en referanse med et lavt strømtrekk pga batterikilde.

$$V_{ref} = \left(\frac{V_{inn}}{R_6 + R_8} \right) \cdot R_8 \quad (26)$$

For å beregne den passive differantiatoren måtte vi bestemme oss for hvor lange pulser vi ønsket inn til holdekretsen, og det ble bestemt ca 100us ved 3 tids konstanter. For å beregne dette måtte vi sette en verdi, og satt da C_7 til 15nF. Ved formelen under ga dette at R_{22} lik 2.2K Ω .

$$R_{22} = \text{antall}_{perioder} \cdot \frac{Tid}{C_7} [5, \text{s. 66}] \quad (27)$$

For å lage en puls over 7 volt og 100us bruker vi en komparator, da vi alt har brukt en og tenker da at LM324 chipen har en slik ledig. Denne skal brukes til å pulsvide-justere den utgående pulsen. Her valgte vi å se på hvilken spenning det var på pulsen ved ca. 100us., og satte en referanse spenning i forhold til dette på komparatoren. Dette kan sees i figur 12. Vi fant så at ved en referansespenning på 1.3v var det litt over 100us. pulsbredde. Laget så en spennings deler som gav dette ut, og med R_7 lik 100k Ω og R_9 lik 13K Ω . R_9 velger vi å gjøre til et potensiometer med justeringsmulighet fra 20k Ω til 10k Ω for å kunne finjustere ved behov i et reelt design.

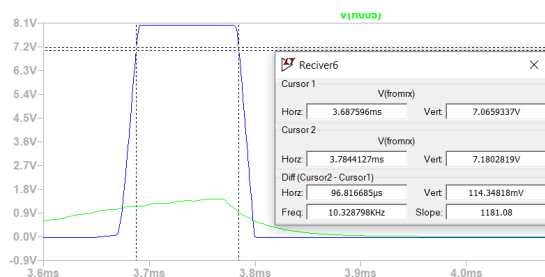


Figure 12: Simulert utgang av RX og differentiator

3.5 Holde krets

Til simulering brukte vi ADG1633, denne har samme funksjon som CD4053. Dette ble brukt for å ha en bedre forståelse på hvordan CMOS svitsjene fungerer i sample and hold applikasjoner. C_{hold} bør lades opp relativt fort når det kommer høy puls fra ekkoforsterkeren, samtidig bør den også holde verdien relativt konstant frem til VCOen klarer å generere signalet til høyttaleren eller eventuelt forsterkertrinnet.

Formel for $\frac{\Delta V}{\Delta t}$:

$$\frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{I_{leakage}}{C_{hold}} \quad (28)$$

-Stigende flanke:

Formel for opplading av C_{hold} :

$$V_c = V_{in}(1 - e^{\frac{-t}{R \times C}}) \quad (29)$$

Formel for strøm gjennom C_{hold} når den lades opp :

$$i_c = I_0(e^{\frac{-t}{R \times C}}); \quad I_0 = \frac{V_{in}}{R} \quad (30)$$

Formel for tiden det tar å få lade opp C_{hold} til en bestemt verdi :

$$t = -R \times C \times \ln(1 - \frac{V_c}{V_{in}}) \quad (31)$$

for å lade opp C_{hold} slik at $V_c = 0.99 \times V_{in}$ må $t = 5 \times \tau$, $\tau = R \times C$ [7, s. 21].

Signalet som kommer fra Ekko-detektoren varer i ca. $100 \mu S$, dvs. $t = 100 \mu S$.

$R_{DS_{on}}$ varierer med varierende temperatur og inngangsspenning. Variasjon av $R_{DS_{on}}$ når inngangsspenningen varierer er på ca. 25Ω når inngangsspenningen varierer fra 3 til 6 V, se figur [13], og det har ikke så mye betydning for τ . Men det som påvirker mest er temperaturen der $R_{DS_{on}}$ varierer mellom 180 til 550Ω [3, s. 6]. Vi har da:

$$t = 5 \times \tau \implies \tau = \frac{1}{5} \times t = \frac{1}{5} \times 100 \mu S = 20 \mu S \quad (32)$$

$$\tau = R_{DS_{on}}(max) \times C_{hold} \implies C_{hold} = \frac{\tau}{R_{DS_{on}}(max)} = \frac{20 \mu S}{550 \Omega} \implies C_{hold} = 36 nF \quad (33)$$

Velger så nærmeste verdi fra E6 serien, $C_{hold} = 33nF$ da blir $\tau_{max} = 18\mu S$ og $\tau_{min} = 6\mu S$.

-Fallende flanke:

Formel for utlading av C_{hold} :

$$V_c = V_{in} \times (e^{\frac{-t}{R \times C}}) \quad (34)$$

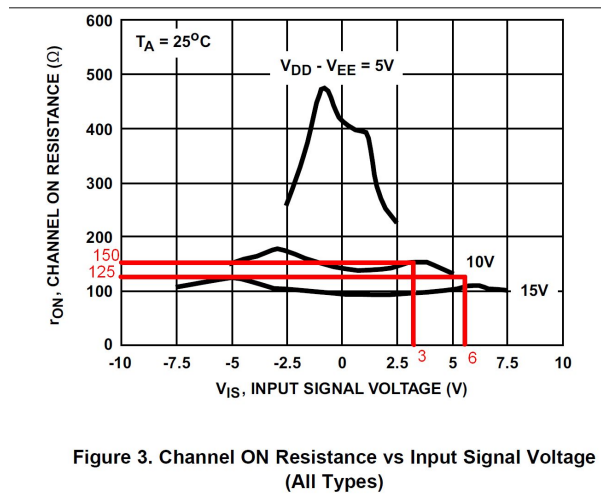
Formel for strøm gjennom C_{hold} når den utlades:

$$i_c = -I_0 \times (1 - e^{\frac{-t}{R \times C}}); \quad I_0 = \frac{V_{in}}{R} \quad (35)$$

Formel for tiden det tar å utlade C_{hold} til en bestemt verdi:

$$t = -R \times C \times \ln\left(\frac{V_c}{V_{in}}\right) \quad (36)$$

Vi har $V_{Sagtann}$ som svinger mellom 3 og 6V i løpet av 38 mS når $V_{Firkant}$ er lav, dvs. at oppløsningen er $\frac{3V}{38mS} = 79 \frac{mV}{ms}$. Da signalet fra Ekko-detektoren er anslått til å vare i ca. $100\mu S$, har vi $\frac{38mS}{100\mu S} = 380$. Oppløsningen blir da $\frac{3V}{380} = 8 \frac{mV}{100\mu S}$, Vi kan anslå feil i Hold spenningen på $8mV$.



Figur 13: CD4053 R_{on}

3.6 Spenningsstyrt frekvensgenerator

Finner Verdi på R_B ved å se hvor stor denne kan være før $DISCH_{SW(off-current)}$ får noen vesentlig betydning på kretsens virkemåte. Fra databladet er $DISCH_{SW(off-current)(MAX)}$ lik 100nA, noe som gir et uvesentlig spenningsfall. Dette settes lik en promille av VCC (0.005v). Dette medfører til vha. ohms lov at en må holde seg under 50K Ω for at dette spenningsfallet skal få minimal betydning på virkemåten til kretsen.

Bruker så nevnte formler under fra NE555-timer databladet for å gjøre beregninger. [4, s. 11]

$$t_H = 0.693(R_A + R_B)C \quad (1)$$

$$t_L = 0.693(R_B)C \quad (2)$$

Other useful relationships are shown below:

$$\text{period} = t_H + t_L = 0.693(R_A + 2R_B)C \quad (3)$$

$$\text{frequency} \approx \frac{1.44}{(R_A + 2R_B)C} \quad (4)$$

$$\text{Output driver duty cycle} = \frac{t_L}{t_H + t_L} = \frac{R_B}{R_A + 2R_B} \quad (5)$$

$$\text{Output waveform duty cycle} = \frac{t_H}{t_H + t_L} = 1 - \frac{R_B}{R_A + 2R_B} \quad (6)$$

$$\text{Low-to-high ratio} = \frac{t_L}{t_H} = \frac{R_B}{R_A + R_B} \quad (7)$$

Figur 14: Utregningsformler fra NE555-timer databladet [4, s. 11]

Finner R_A ved å se på hvor stor $DISCH_{SW(off-current)(MAX)}$ kan være, og setter denne slik at den gir maks 8mA., som opplyst om i databladet. VCC er kjent, finner da vha. Ohms lov at R_A må være større enn 1125 Ω .

$$R_A = \frac{9V}{8mA} = 1125\Omega(min) \quad (37)$$

Nærmeste E24 verdi blir da $R_A = 1.3k\Omega$.

Det ble tipset fra faglærer Trond-Ivar Lynghaug om å forsøke å holde R_B under 1M Ω . Dette for å forenkle eventuell feilsøking med prober på et oscilloskop ved fysisk testing.

Forsøker i første omgang en simulering med $R_B = 1M\Omega$.

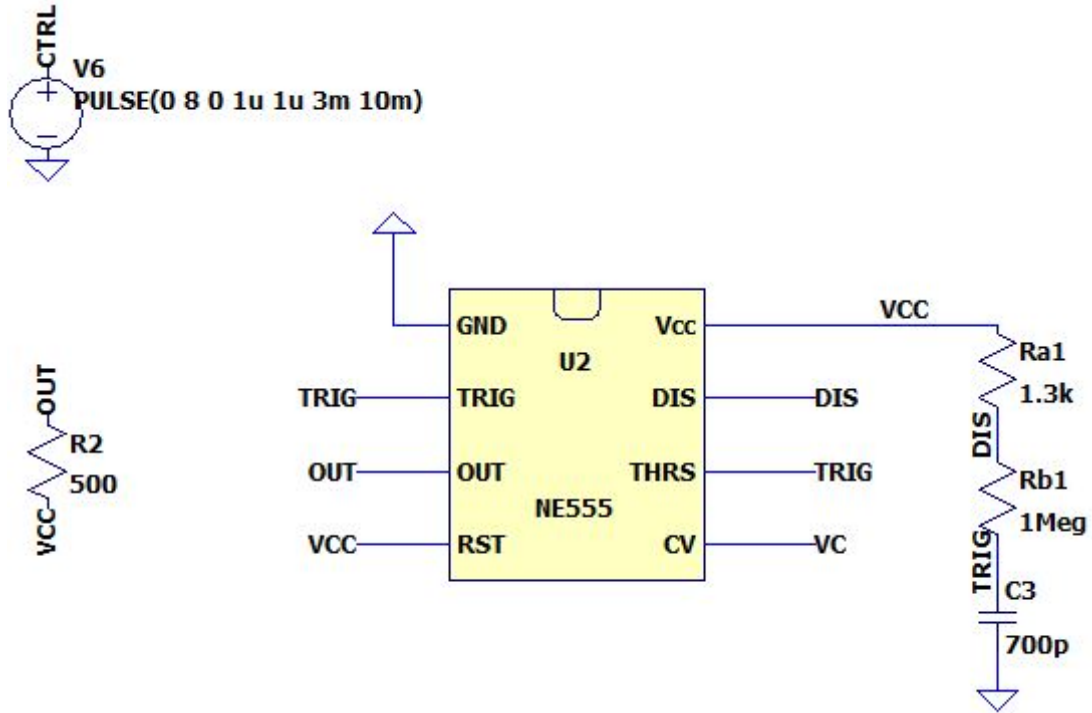
Størrelsen på kondensatoren (C) ble funnet vha. følgende formler:

$$f = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B) * C} \quad (38)$$

$$C = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B) * f} \quad (39)$$

$$C = \frac{1.44}{(1300\Omega + 2 * 1M\Omega) * 1kHz} = 719pF = 700pF \quad (40)$$

Det ble deretter gjennomført en simulering i LT-SPICE for å observere hvordan VCOen oppførte seg med $R_B = 1M\Omega$ og $C = 700p$.



Figur 15: Kretstegning med $C = 700pF$, $R_A = 1.3K\Omega$, $R_B = 1M\Omega$

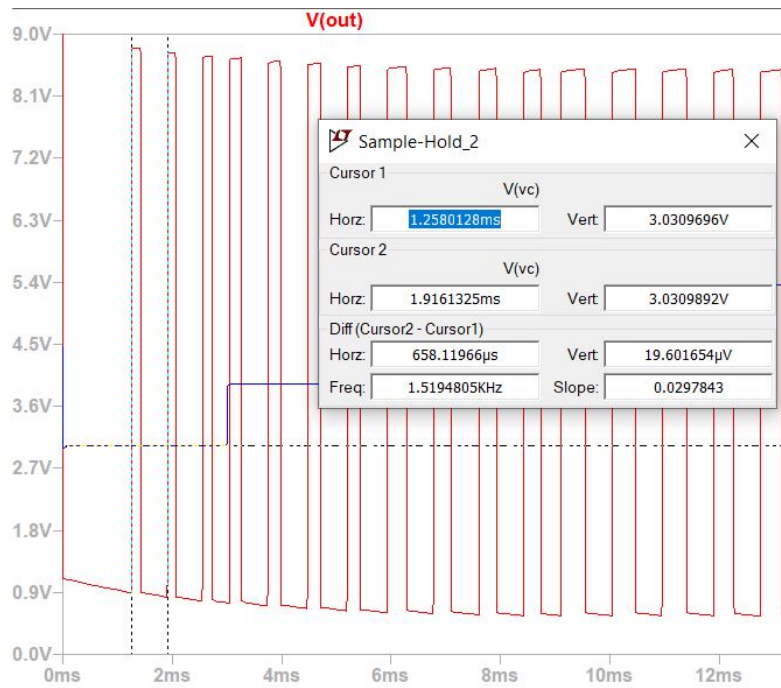


Figure 16: LT-Spice Simulering, $CV = \text{ca. } 3\text{v}$, $f = \text{ca. } 1.52\text{kHz}$

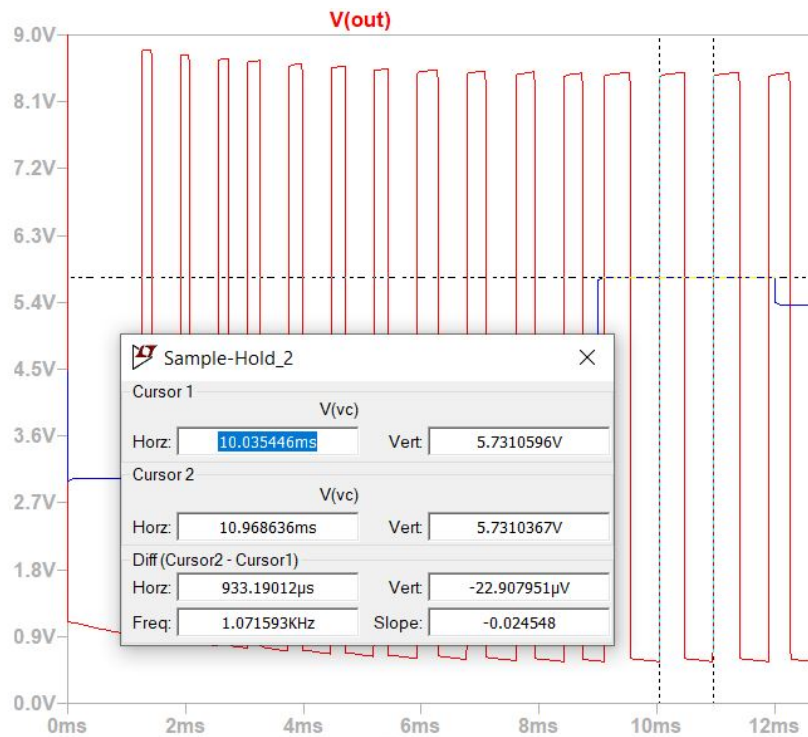


Figure 17: LT-Spice Simulering, $CV = 5.73\text{V}$, $f = 1.07\text{kHz}$

Vi ønsket å øke frekvensen litt da vi oppfatter området 1kHz-1.5kHz som mindre tydelig enn 1.5kHz - 2kHz området. Tar utgangspunkt i Figur 18, og setter $R_A + 2R_B = 1\text{M}\Omega$ og $C = 1\text{nF}$.

Nærmeste verdi i E24 serien til 500k Ω blir da 510k Ω . Setter så $R_B = 510\text{k}\Omega$

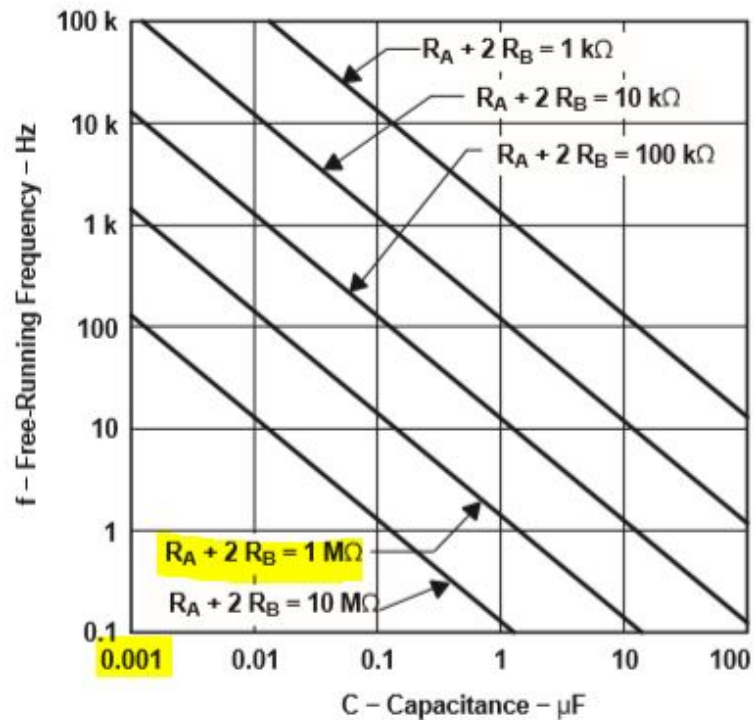


Figure 14. Free-Running Frequency

Figur 18: Figur 14 fra NE555 databladet [4, s. 12]

Kjører deretter en ny simulering med $R_A = 1.3\text{k}\Omega$, $R_B = 510\text{k}\Omega$ og $C = 1\text{nF}$ for å sammenligne resultatene.

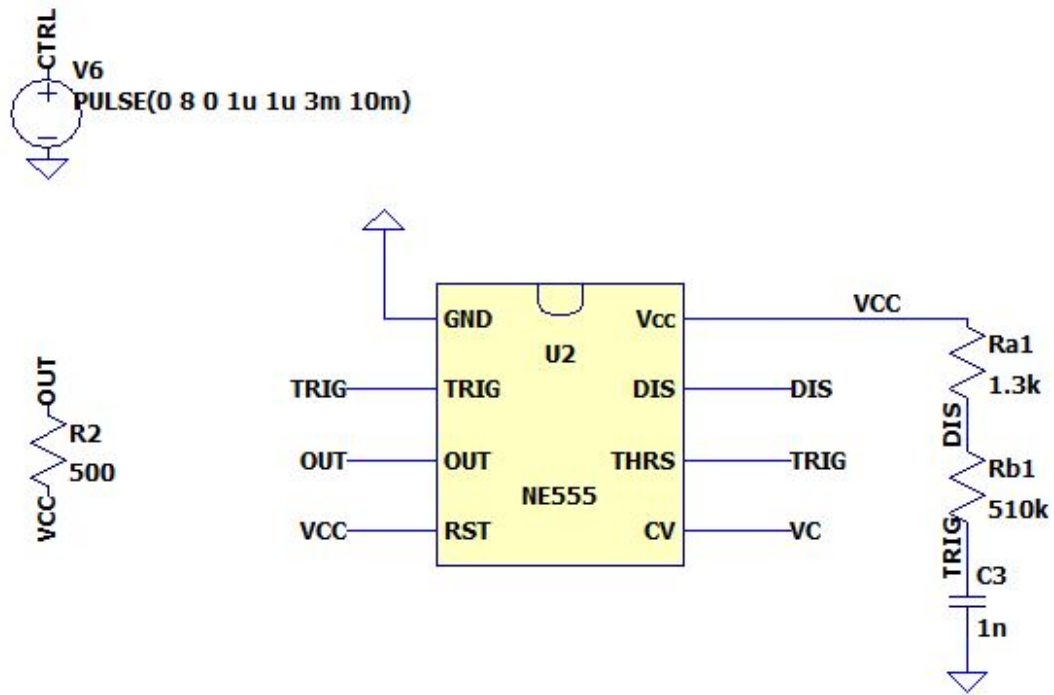


Figure 19: $C = 1nF$, $R_A = 1.3k\Omega$, $R_B = 510k\Omega$

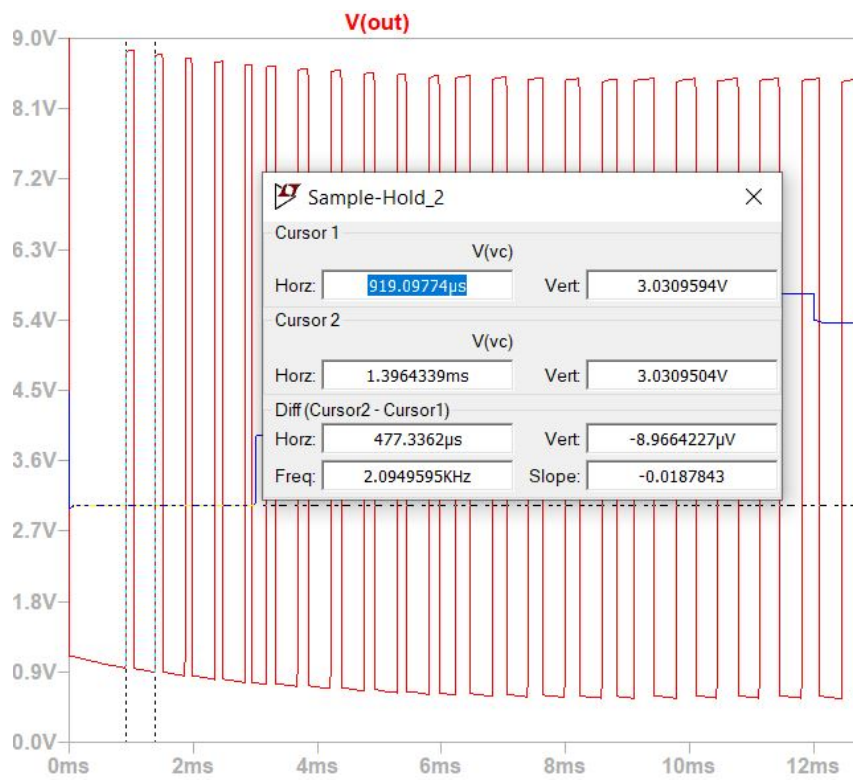
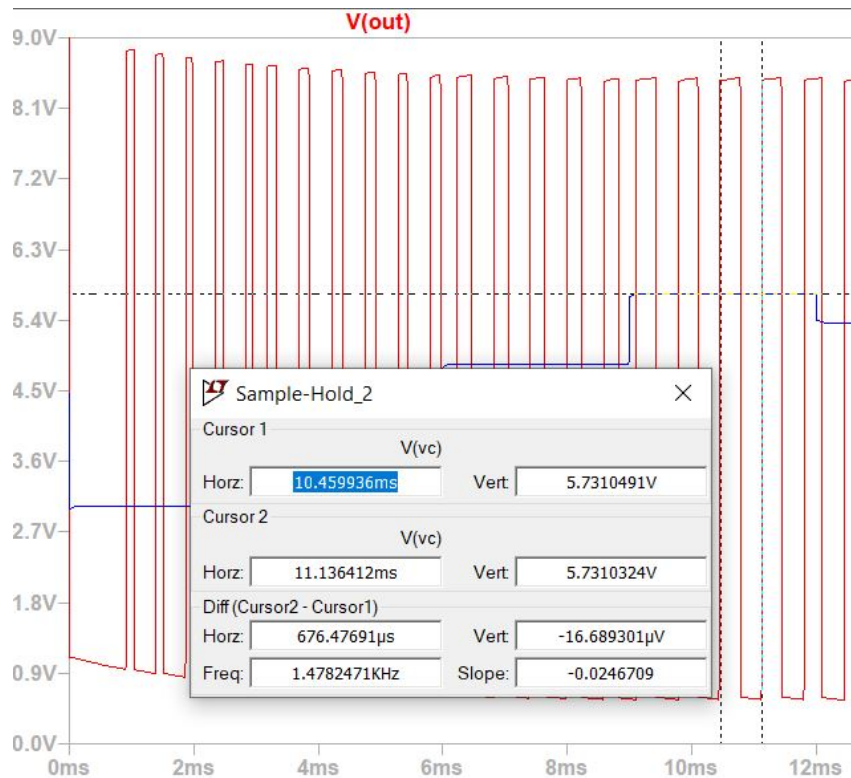


Figure 20: LT-Spice Simulering, $CV = 3V$, $f = 2.09kHz$



Figur 21: LTSimulering, $CV = 5.73V$, $f = 1.48kHz$

Utgangsfrekvensen fra VCOen spenner nå over 600Hz, fra 1.48 til 2.09Khz. Dette er et tydelig område i hørselsspekteret, og velger derfor å beholde dette.

3.7 Lyd signal forsterker

Det ble funnet i databladet til NE555-timeren at «Absolute Maximum Output Current» for vår xx555 Precision Timer var på $\pm 225mA$.

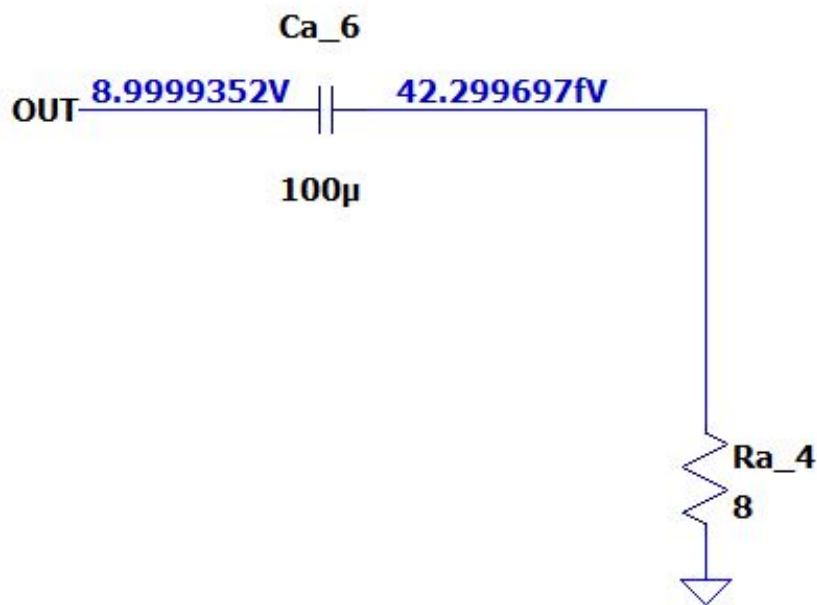
7.1 Absolute Maximum Ratings⁽¹⁾

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

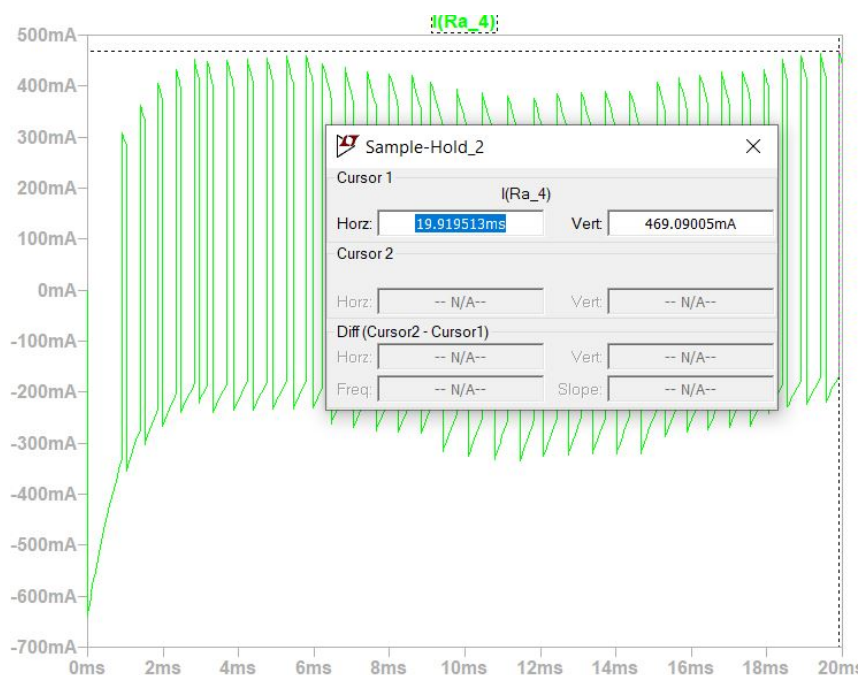
		MIN	MAX	UNIT
V_{CC}	Supply voltage ⁽²⁾		18	V
V_I	Input voltage		V_{CC}	V
I_O	Output current		± 225	mA
θ_{JA}	Package thermal impedance ⁽³⁾⁽⁴⁾	D package	97	$^{\circ}C/W$
		P package	85	
		PS package	95	
		PW package	149	
θ_{JC}	Package thermal impedance ⁽⁵⁾⁽⁶⁾	FK package	5.61	$^{\circ}C/W$
		JG package	14.5	
T_J	Operating virtual junction temperature		150	$^{\circ}C$
	Case temperature for 60 s	FK package	260	$^{\circ}C$
	Lead temperature 1,6 mm (1/16 in) from case for 60 s	JG package	300	$^{\circ}C$

Med utgangspunkt i ELE216 LAB-4 og en banktanke om å bruke lik høyttaler som i lab-oppgaven, ble det antatt et krav om en minimum utgangseffekt på 0.25W. Det ble da vurdert om man kunne kjøre utgangen fra VCOen rett på høyttaleren ved å bruke et filter mellom for å skille dem DC messig.

Det ble så satt opp følgende kobling ut mot høyttaler:



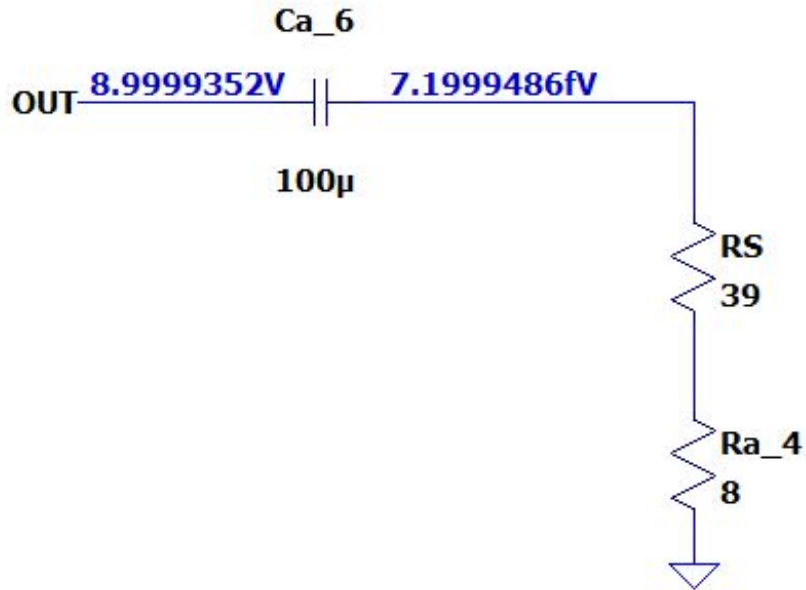
Når koblet slik som i overnevnte figur, fikk vi følgende resultater ved simulering:



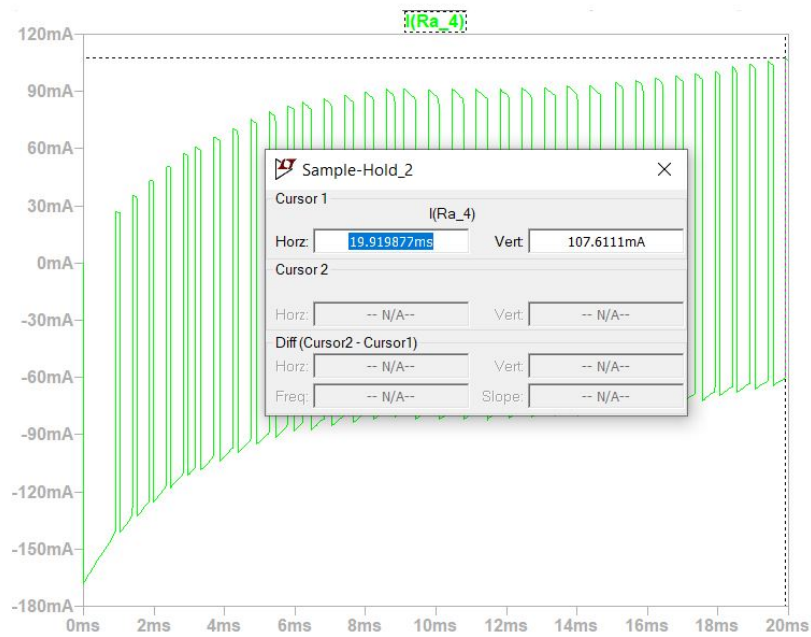
Figur 22: $I_{RA4} = \text{ca. } 470\text{mA}$

Det kan observeres i simuleringen at strømmen gjennom R_{A-4} er på ca. 470mA, noe som er høyere enn ønsket. Etter rådgivning fra faglærer Trond-Ivar Lynghaug ble det besluttet å forsøke å holde seg rundt 100mA. for å unngå ubehagelige lyder, og samtidig holde oss godt innenfor grensene til NE555-timeren.

Overnevnte krav ble oppnådd ved å sette en ekstra motstand i serie før lastmotstanden. Verdien på seriemotstanden ble funnet ved å forsøke seg frem med verdier i simuleringen til man oppnådde ønskelige resultater.



Figur 23: $Ca_6 = 100\mu$, og $R_{serie} = 39\Omega$



Figur 24: Peak $I_{Ra_4} = 107.5\text{mA}$.

Dette gir oss da følgende minimum effektutvikling i lastmotstanden:

$$T_{(on,min)} = 117.685\mu\text{S}. \quad (41)$$

$$T_{(off,min)} = 379\mu\text{S}. \quad (42)$$

$$DutyCycle = \frac{t_H}{t_H + t_L} \quad (43)$$

$$DutyCycle(min) = \frac{117.685\mu S.}{117.685\mu S. + 379\mu S.} \quad (44)$$

$$DutyCycle(min) = 0.24 \quad (45)$$

$$DutyCycle(min) = 0.24 \text{ når IR4} = 26.5\text{mA} \quad (46)$$

Dette gir oss en beregnet minimumseffekt på $8.999\text{V} * 0.24 * 26.5\text{mA} = 60\text{mW}$.

For maksimum beregnet effekt i lastmotstanden beregner vi følgende:

$$T(\text{on, MAX}) = 145\mu S. \quad (47)$$

$$T(\text{off, MAX}) = 360\mu S. \quad (48)$$

$$DutyCycle(MAX) = \frac{145\mu S}{145\mu S + 360\mu S} \quad (49)$$

$$DutyCycle(MAX) = 0.29 \quad (50)$$

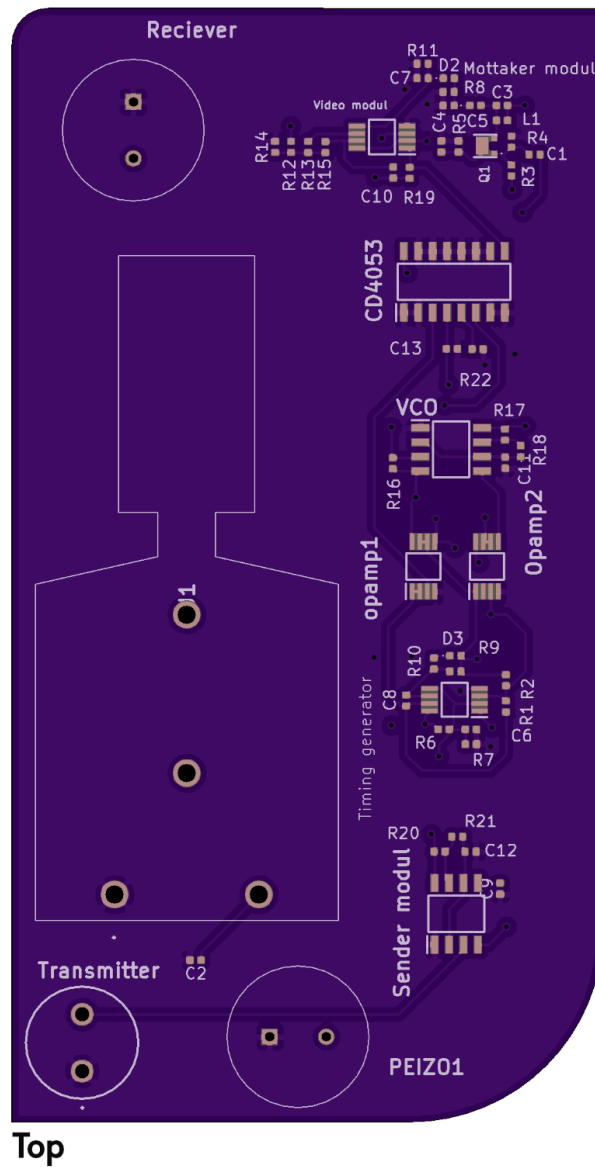
$$DutyCycle(MAX) = 0.29 \text{ når IR4} = 107.5\text{mA} \quad (51)$$

Dette gir oss en makseffekt på $8.999\text{V} * 0.29 * 107.5\text{mA} = 0.28\text{W}$.

Vi anser disse beregnede verdier til å oppfylle ønskede kriterier.

3.8 PCB kort

Ved hjelp av programvaren «KiCad», ble det designet et prototype to-lags PCB kort for kretsen. Her er det flere forbedringspotensialer da kretsen ikke har blitt fysisk testet grunnet Covid-19 situasjonen. Det ble brukt 0402 SMD motstander, kondesatorer og dioder. En 9V through-hole batteriholder ble også implementert. Ett lag ble brukt som GND-plan, mens det andre ble brukt som 9V-plan.



Figur 25: PCBFront

4 Testing og validering

Designet vi har laget må kvalitets testes del for del før implementasjon og før en prøver å få moduler til å sammspille. Det er viktig å fjerne feilkilden som hver enkelt komponent representerer når man skal teste blokkene sammen.

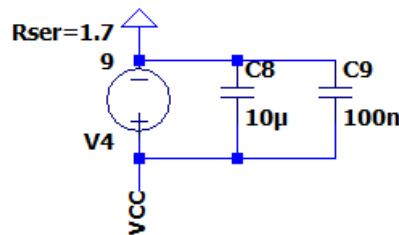
Før denne korona epidemien slo samfunnet ut var det også ment at videre testing og validering skulle gjøres med reelle krets oppsett, da ville dette også fulgt et slik test-mønster hvor en tester hver blokk for seg for så å sette disse sammen modul for modul. Men denne delen er nå utelatt grunnet korona epidemien.

4.1 LTspice simuleringsverktøy

For å hjelpe oss i testing og validerings prosessen bruker vi et elektronisk simuleringsverktøy som kalles LTSpice. Med dette verktøyet kan vi designe og simulere kretsene med signaler påtrykket, og få både DC og AC resultater, samt transient analyser.

4.2 9V batteri

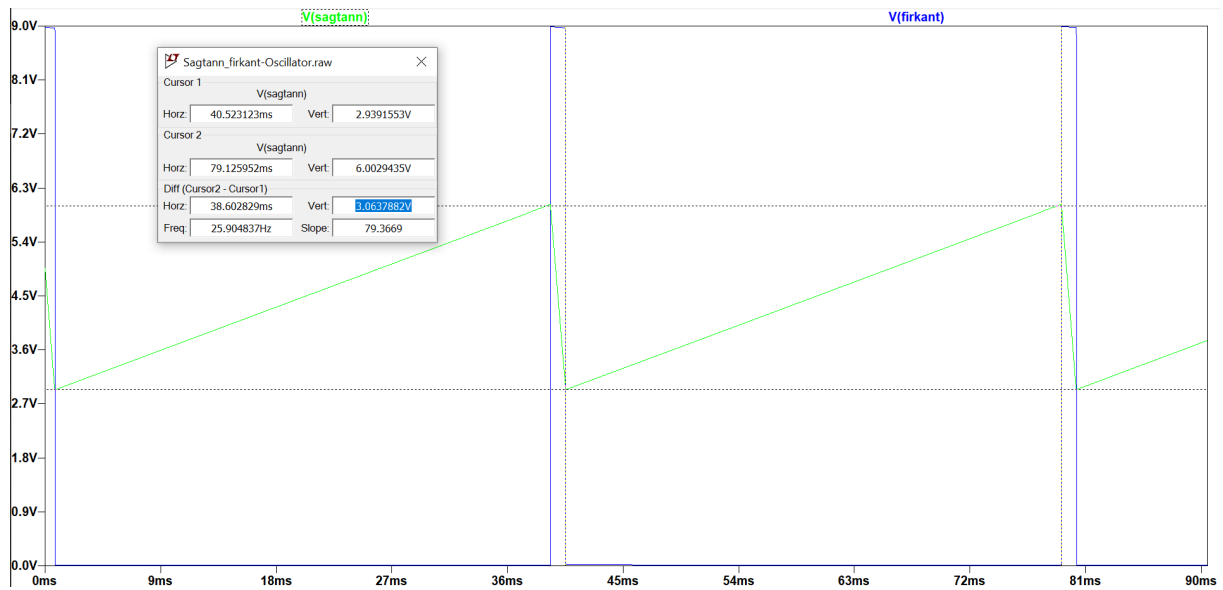
For å simulere et batteri brukte vi en 9 volt spennings kilde med en indre resistans lik et 9v batteri. Denne resistansen ble funnet til å være 1.7Ω i datablad til et Duracell 9v batteri. Under kan en i figur 26 se denne koblingen.



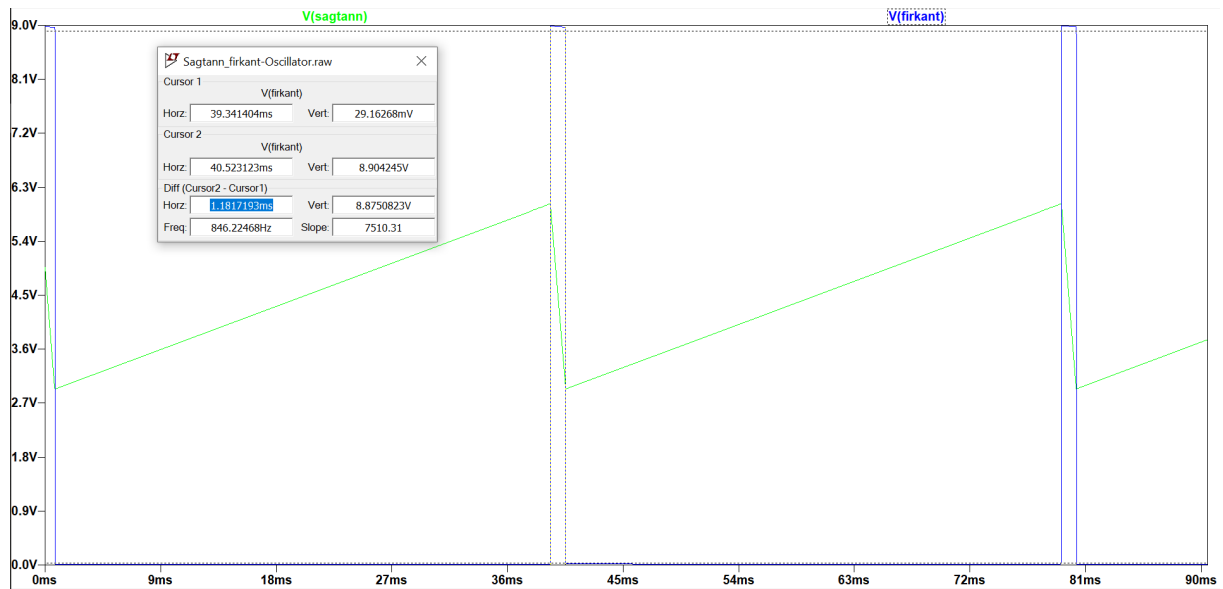
Figur 26: 9v batteri simulering med avkoblings kondensator.

4.3 Timing generator

Ved simulering og etter litt justeringer på komponent verdier fikk vi både firkant og rampe signal som vist i figurene nederst.



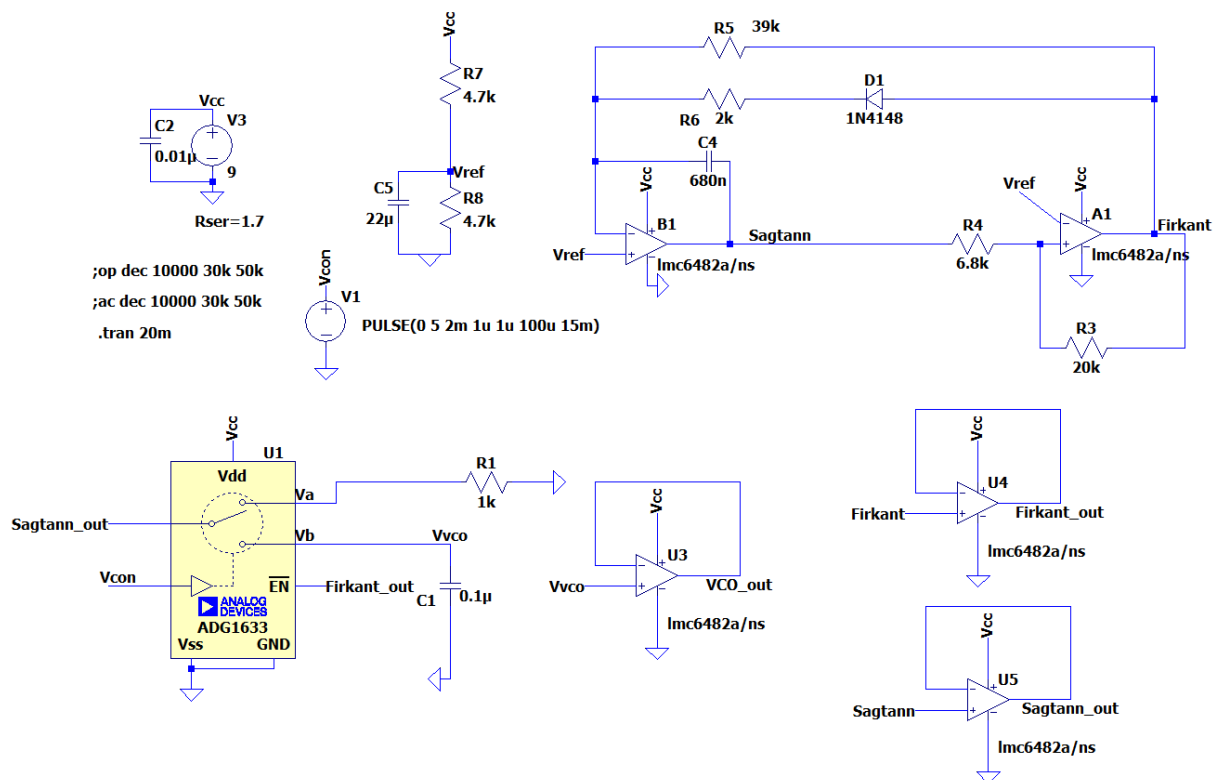
Figur 27: Sagtann spenning



Figur 28: $\tau_{utlading}$

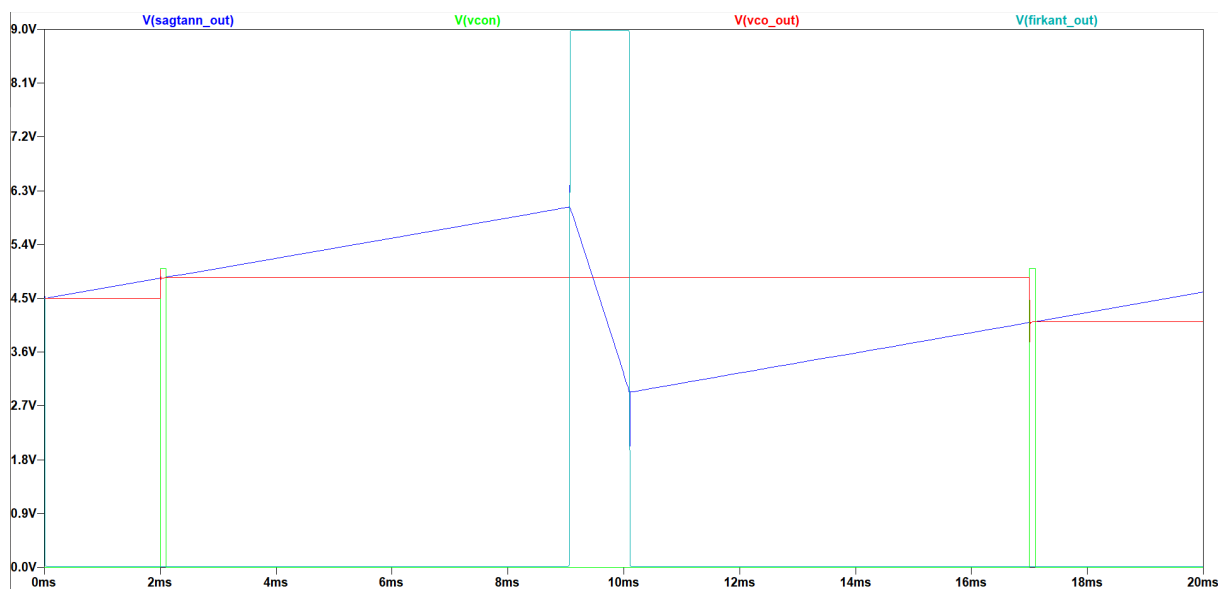
4.3.1 Timing generator og Sample and Hold

For å sikre at timing generator kunne kobles til Sample and Hold kretsen, ble det simulert følgende krets:



Figur 29: Timing generator + Sample and Hold krets

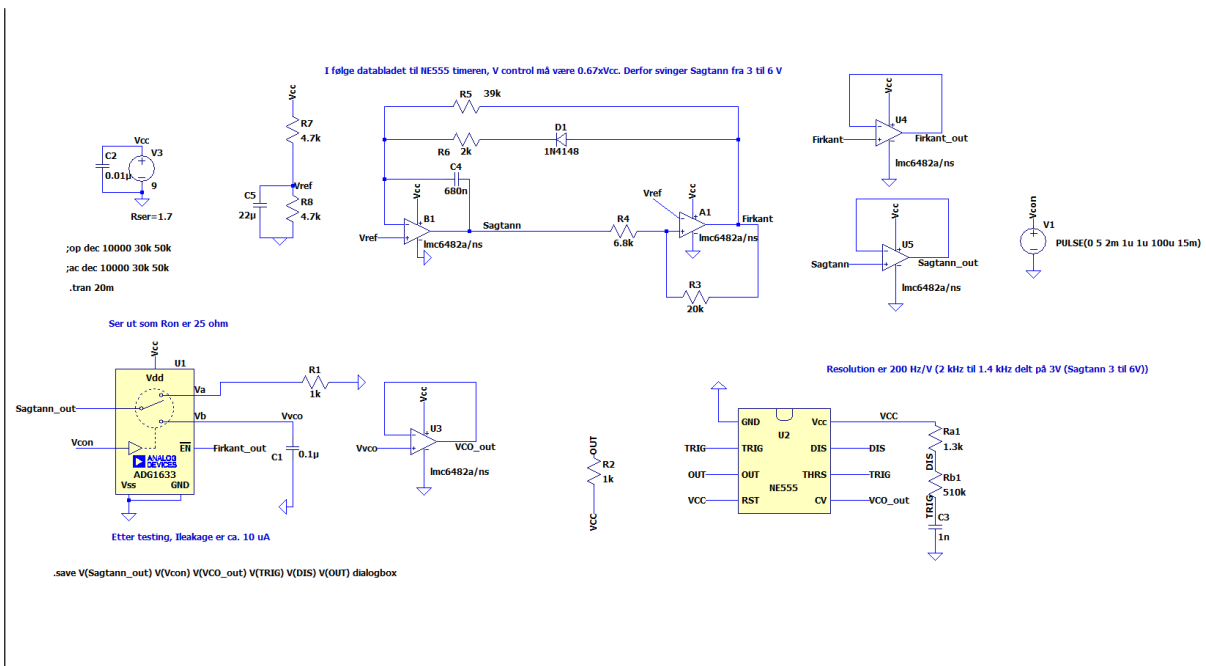
Resultatet er vist under:



Figur 30: Timing generator + Sample and Hold simulering

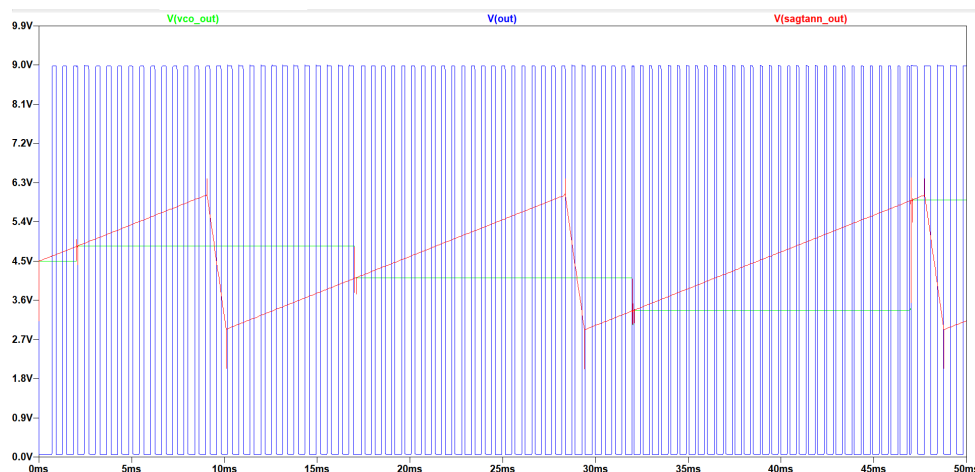
4.3.2 Timing generator , Sample and Hold og VCO

Nå som resultat fra tidligere simulering viser at Sample and Hold funker som den skal, blir det å koble denne videre til VCO'en:



Figur 31: Timing generator + Sample and Hold + VCO krets

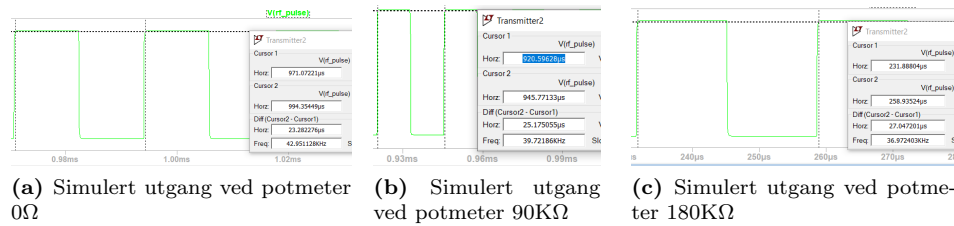
Resultatet er vist nederst:



Figur 32: Timing generator + Sample and Hold + VCO simulering

4.4 Sender modul

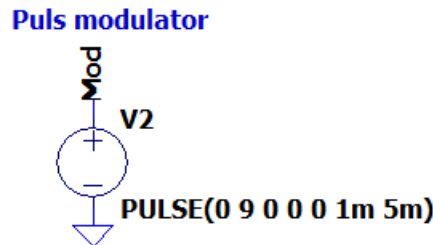
For å teste og validere senderen trenger vi kun å simulere batteritilførselen, for så å simulere transient analyse på designet. Så ser vi om denne timing modulen faktisk oscillerer ved rett frekvens og om frekvensen kan variere fra ca 38kHz til 41kHz ved hjelp av et potmeter.



Figur 33: Simulering av frekvens generering ved forskjellige potmeter verdier

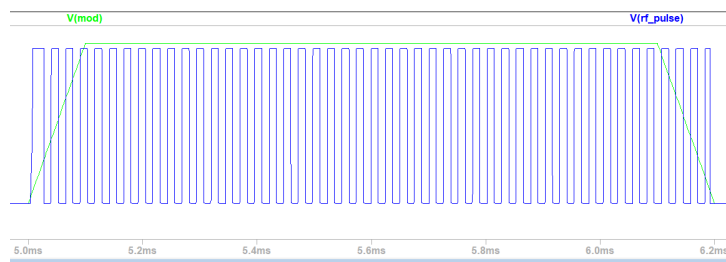
Ut fra figurene over kan en se at frekvensen varierer fra ca 37KHz til ca 43kHz når den variable motstanden endrer verdi fra 0 til 180KΩ. Med dette har en fått validert ved simulering, at denne kretsen lager en frekvens som er variabel rundt 40kHz området.

For å validere om denne kretsen lager UF pulser ift. til RX on pulsen fra timing kretsen, lages en simulering av det puls modulerte signalet som tilføres kretsens resett inngang. Som vist i figur 34.



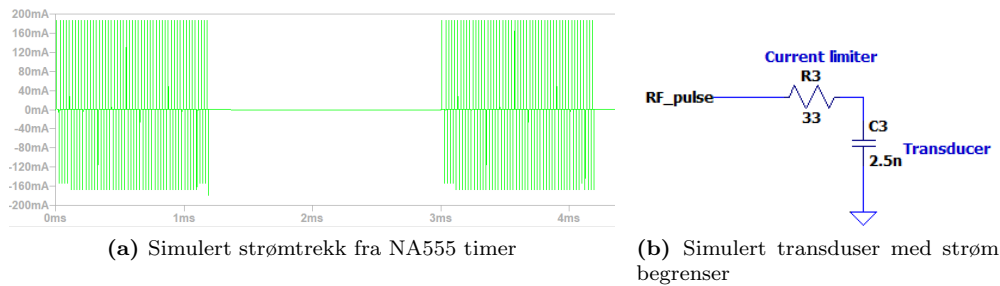
Figur 34: Puls modulator

Når denne var koplet opp kunne vi få verifisert at senderen som består av en NA555 timer lager pulsmodulerte UF burster på utgangen som skal koples til TX-transduceren. Dette kan ses i figur 35.



Figur 35: UF utgang vs Modulator puls

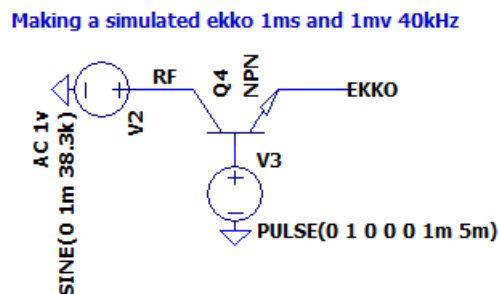
Vi måtte også sjekke at NA555 ikke ble belastet med mer en 200mA.[4, s. 1] strøm trekk da dette er begrensningen. Dette ble verifisert ved å måle strømmen gjennom en kondensator med lik reaktans som oppgitt i data blad for transduseren 2.7nF[6, s. 3]. Ved å begrense strømtrekket til transduseren med en motstand i serie med lasten på 33Ω så fikk vi begrenset strømmen under 200mA. I datablad er det ikke oppgitt hvor mye effekt eller strøm denne transduseren tåler men etter samtale med Trond-Ivar Lyngen den 26.03.2020 fikk vi bekreftet at denne komponenten tåler dette strømtrekket.



Figur 36: Simulering av strømtrekk og transduser krets design

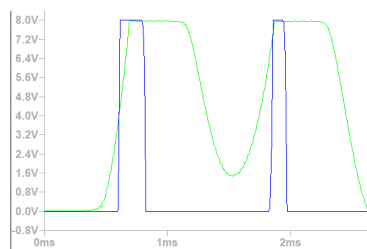
4.5 Mottaker modul

Får å bekrefte mottakerens forstreknings faktor, skilleevne og deteksjonsevne ble det laget en ren UF oscillator og en simulert ekko puls generator. Under kan designet for dette ses. Her kan en variere hvor nært ekkoer er hverandre med å endre V3 sin puls timing, og en kan variere styrken på et signal ved å endre amplitude verdien til V2.



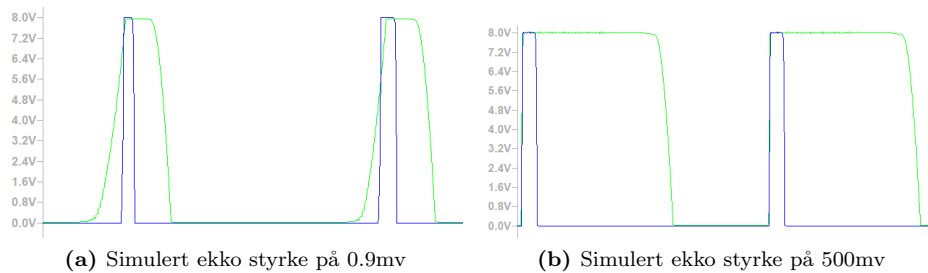
Figur 37: Simulert ekko pulser

Når en tester for skilleevne i mottakeren sjekker en hvor nært ekkoer kan være hverandre og fortsatt bli skilt fra hverandre. ved å endrer tidsverdiene til V3 slik at pulsene kom stadig nærmere og en fant at pulsene må minimum være separert med $150\mu\text{s}$ som vist i figur 38.



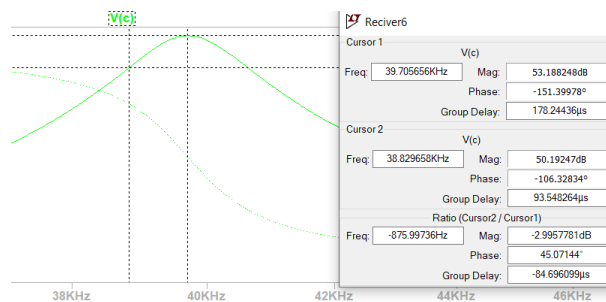
Figur 38: Simulerte ekko med 150ns avstand og 1mv styrke

Når en sjekker for deteksjonsevne sjekker en hvor små og hvor store signaler som kan detekter i mottakeren. Ved å endre amplituden til V2 kan en se om RX'en kan detektere både sterke og svake signaler. Den kan detektere, med dette designet, helt ned til 0.9mv og opp til iallfall 500mv. Dette vises i figur 39.



Figur 39: Simulering av frekvens generering ved forskjellige potmeter verdier

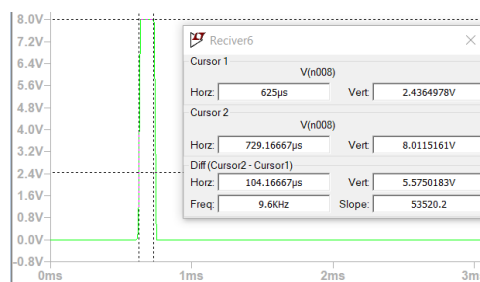
For å teste mottakerens forsterkningsfaktor brukes en ren UF oscillator med 40kHz kontinuerlig frekvens. Og et bode plott for å se forsterkningen og bånd bredde.



Figur 40: AC analyse/bode plot 1v UF

Fra figur 40 kan en se at bånd bredden i mottakeren er nesten 1.8kHz. og at senter frekvensen ligger litt under 40kHz. En kan også se fra figuren at forsterkningen er 53.18dB som tilsvarer 456 ganger forsterkning. Dette synes som et godt kompromiss mellom forsterkning og båndbredde i mottakeren.

Det siste som må valideres er at kravene som sampel og holde stiller blir oppfylt, altså PÅ spenning over 7v og puls på 100μs.



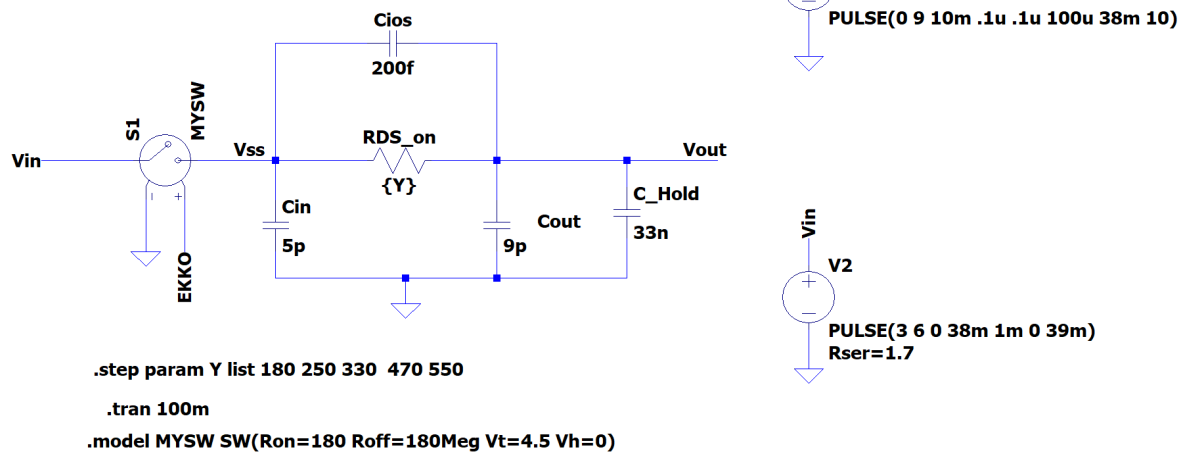
Figur 41: Puls bredde og amplitude ut fra video detektor

Fra figur 41 kan en se at spenningen er 8volt og bredden ca 100μs. Dette vil tilfredsstille kravene som holdekretsen har til mottakeren.

4.6 Holde krets

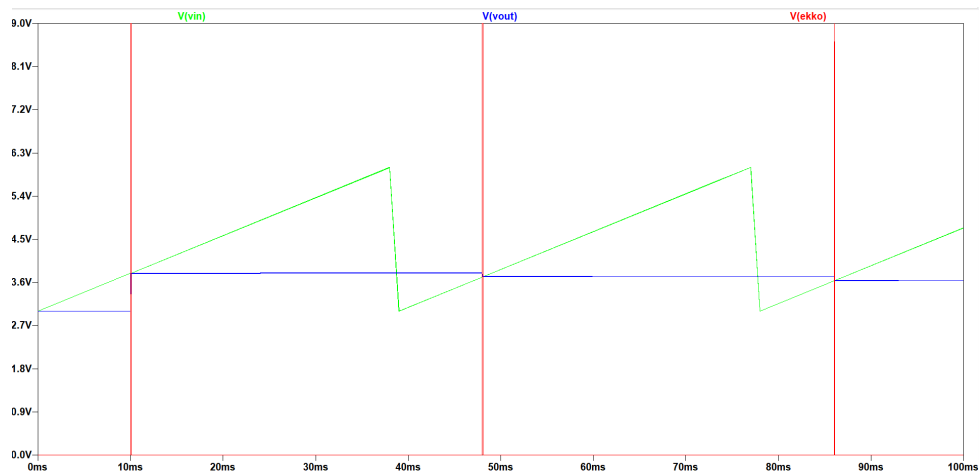
For å få bedre oversikt over CD4053b karakteristikk, ble det simulert en ekvivalent krets for CD4053b ut fra verdiene som er oppgitt i databladet[3, s. 6]. Kretsen er da blitt simulert i LTSpice med en R_{DSon} som variable, se figur [42].

$R_{ds_off} @ V_{dd} = 18\text{ V} = (18\text{ V} / \text{lekkasje strøm}) = (18\text{ V} / 100\text{ nA}) = 180\text{Meg}$



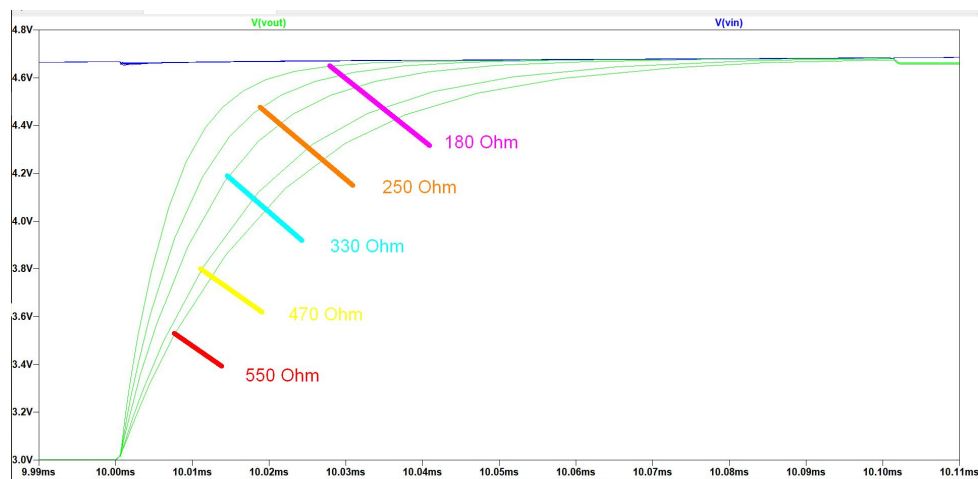
Figur 42: Ekvivalent Krets For CD4053b

-Figur[43] viser når ekko signalet kommer, blir C_{Hold} ladet opp:



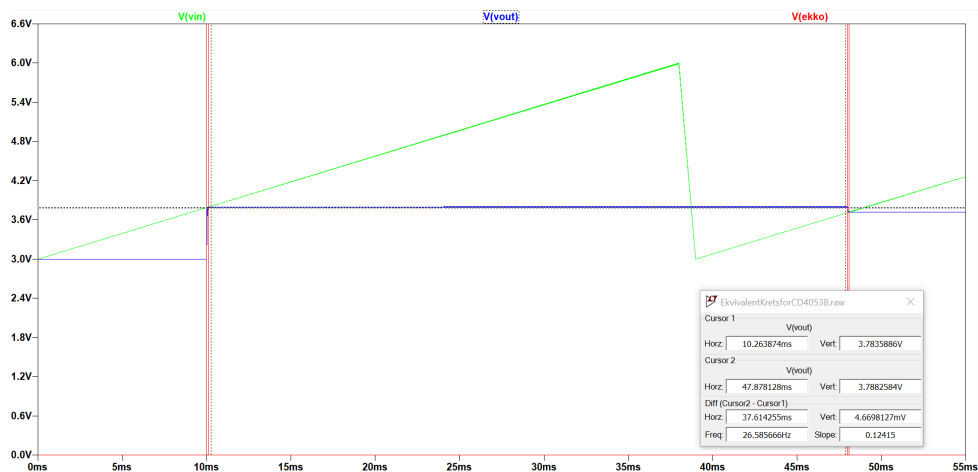
Figur 43: Ekvivalent Krets For CD4053b simulert

-Figur[44] viser de forskjellige verdiene av $R_{DS_{on}}$:



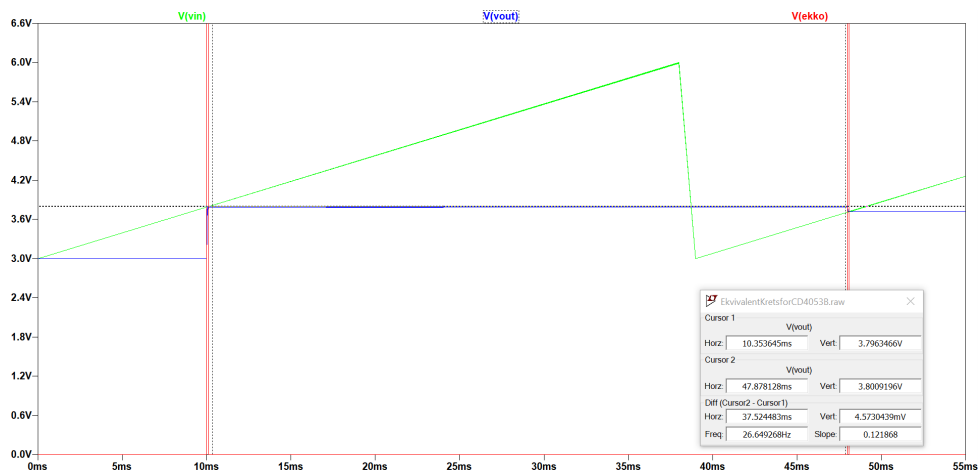
Figur 44: Ekvivalent Krets For CD4053b forskjellige R_{DS}

-Figur[45] viser spenningsstapet fra C_{Hold} , som er på ca. 4.6 mV, i løpet av 38 mS fra ekko signalet går lav:



Figur 45: Ekvivalent Krets For CD4053b R_{DS} 550 Ohm

-Figur[46] viser spenningsstapet fra C_{Hold} , som er på ca. 4.6mV, i løpet av 38mS fra ekko signalet går lav:



Figur 46: Ekvivalent Krets For CD4053b R_{DS} 180 Ohm

5 Konklusjon

Målet til gruppen var å lage en ultrasonisk avstandsmåler i en ren hardware løsning. Oppgaven ble delt opp i mindre deler. Gruppemedlemmene fikk tildelt en del av kretsen hver, og til slutt fikk vi simulert hver del av kretsen. Resultatene av simuleringen var tilfredsstillende. På bakgrunn av nedstenging av UiA Campus var det ikke mulig å teste kretsen fysisk, det ble forsøkt å simulere hele kretsen på LTSpice. Det viste seg å være veldig tidkrevende, om ikke var umulig med så mange komponenter.

Videre arbeid består i å teste kretsen fysisk, da kan en finne eventuelle problemer i kretsen som er designet, basert på det vi lærte gjennom skoleåret.

Det ble designet et prototype PCB kretskort, og det kan det være gunstig å produsere det ferdige produktet etter den fysiske testingen av designet er fullført.

Referanser

- [1] Analog Devices. *ADG1633 Datasheet*. 01.09.2016. URL: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADG1633_1634.pdf.
- [2] Semiconductor Components Industries. *Amplifier Transistors NPN*. 24.03.2020. URL: <https://uia.instructure.com/courses/5062/files/712342/download?wrap=1>.
- [3] Texas Instruments. *CD4053B Datasheet*. 01.09.2017. URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cd4053b.pdf>.
- [4] Texas Instruments. *TLxx555-Precision Timers*. 01.09.2014. URL: <https://uia.instructure.com/courses/5062/files/712455/download?wrap=1>.
- [5] Rolf Ingebrigtsen og Knut Harald Nygaard. *Analog Elektronikk*. lasertrykk.no, 2015. ISBN: 978-82-303-2812-5.
- [6] Midas. *Ultrasonic Sensors*. 27.03.2020. URL: <file:///C:/Users/janeg/Downloads/52d5275ce34e241605bfa9bc.pdf>.
- [7] Winfield Hill Paul Horowitz. *The art of electronics Pdf*. 28.02.2018. URL: <http://gen.lib.rus.ec/book/index.php?md5=EE4F14F89C6D2E0C9369194A69AB9F8A>.
- [8] Predrag Pejović. *Peak Detector and/or Envelope Detector, A Detailed Analysis*. 29.03.2020. URL: <https://zenodo.org/record/1310694/files/pded-da.pdf?download=1>.
- [9] Knut Harald Nygaard Rolf Ingebrigtsen. *Analog Elektronikk*. 01.01.2018. URL: https://ebok.no/ebok/analog-elektronikk_knut-harald-nygaard/.