

Buffer

Tittel: Buffer

Forfattere: Markus Søvik Gunnarsson

Versjon: 2.0

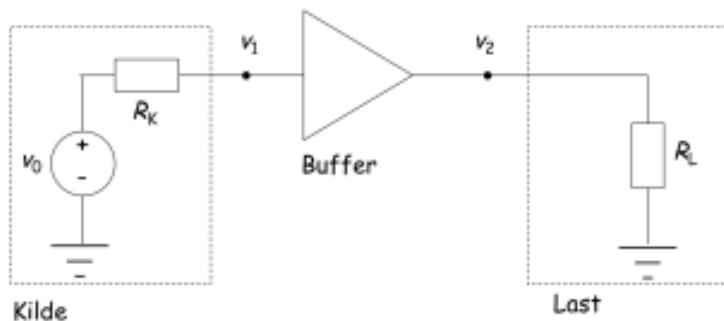
Dato: 2. desember 2018

Innhold

| | |
|-----------------------|---|
| 1 Problembeskrivelse | 1 |
| 2 Prinsipiell løsning | 2 |
| 3 Realisering og test | 5 |
| 4 Konklusjon | 8 |
| Referanser | 8 |

1 Problembeskrivelse

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



Figur 1: Blokkdiagram av systemet. Figur henta fra [1]

Figur 1. viser et bilde av en signalkilde, en buffer og en last. Dette notatet tar for seg hvordan man kan designe et enkel buffer. I mange tilfeller kan problemet lett løses ved å bruke en

operasjonsforsterker. I tilfeller hvor tilgjengelige operasjonsforsterker ikke kan gi tilstrekkelig effekt, ikke har stor nok båndbredde eller av andre grunner ikke oppfyller tilleggskrav i problemstillingen. Derfor er det aktuelt å designe en buffer ved hjelp en NPN-transistor. Dette er et applikasjonsnotat for NPN-transistoren BC547B, databladet finner man i referanser[2] .

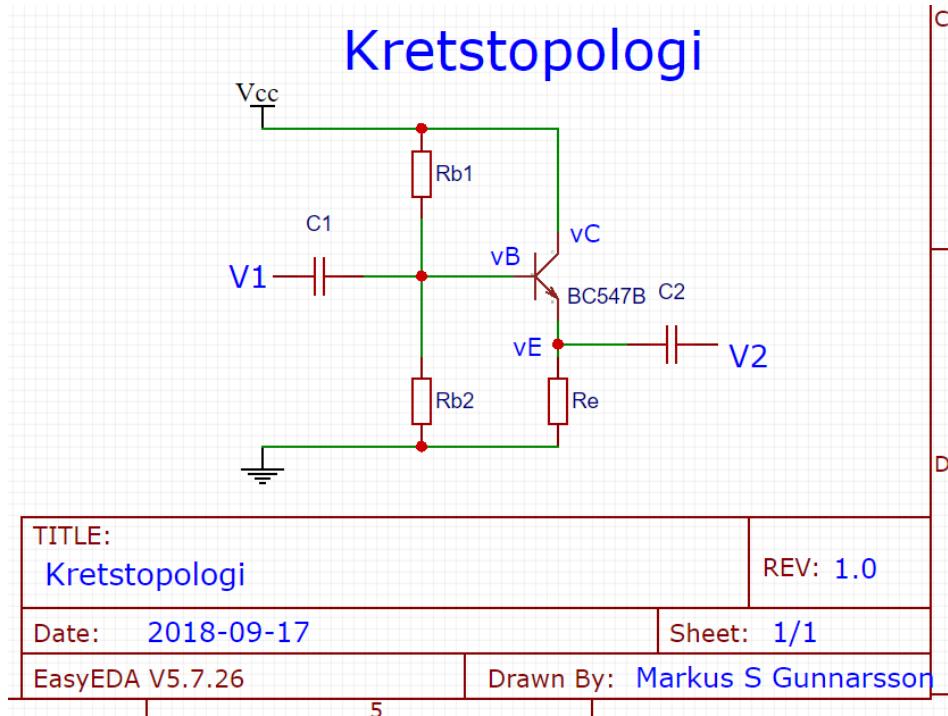
Bufferen må ha egenskaper slik at:

- $v_2 \approx v_1 \approx v_0$
- Bufferens egenskaper skal være mest mulig uavhengige av kildens utgangsmotstand R_{kilde} og lasten R_{last} .
- v_0 er et sinussignal med frekvens $f = 1000$ Hz og amplitude $A_0 = 500$ mV.

I dette notater er det et krav at kildemotstanden R_{kilde} på $4.7\text{k }\Omega$, lastmotstanden R_{last} på $100\ \Omega$ og V_{CC} på 10 V. Verdiene som blir brukt i dette eksempelet kan man bytte ut. Formmlene som blir brukt i notater er generelle, sånn man kan sette inn egne verdier dersom man ønsker det.

2 Prinsipiell løsning

Kretsen som er vist i Figur.2 viser en kretstopologi for en buffer. Kretsen er en modifisert emitterfølger.

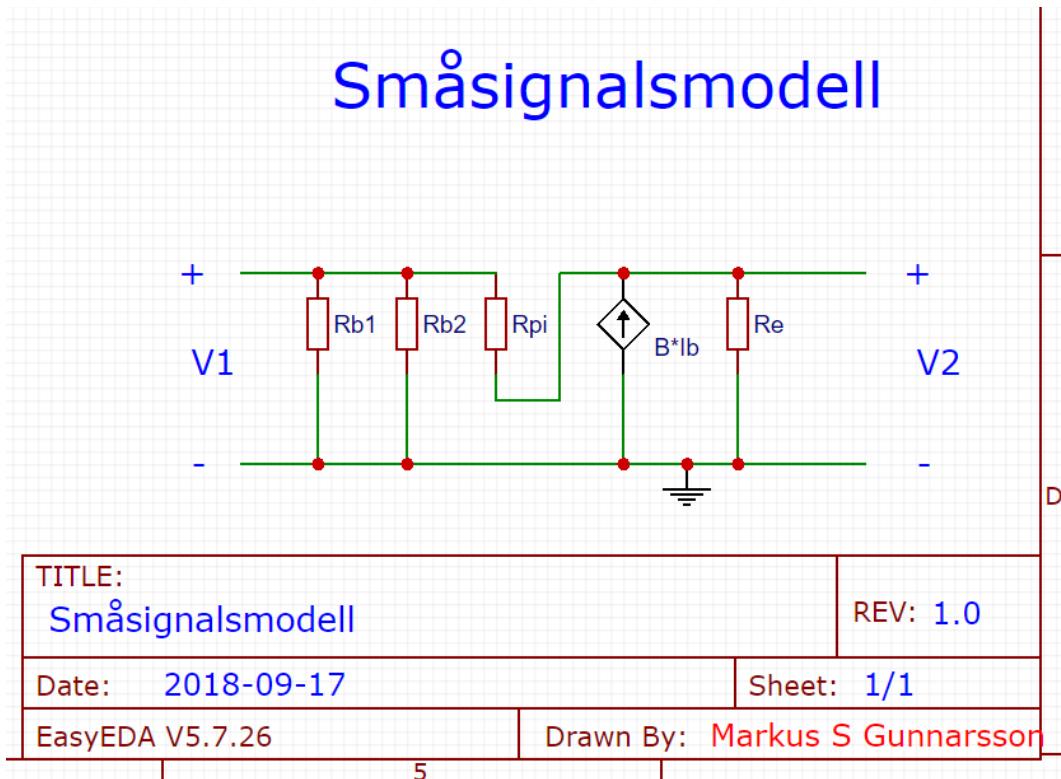


Figur 2: Kretstopologi av en modifisert emitterfølger. V_1 er inngangssignalet og V_2 er utgangssignalet.

Emitterfølgeren i figur 2. fungerer ved at utgangspenningen v_2 som blir hentet fra v_E følger v_B bare ca 0.7 V lavere. I denne emitterfølgeren og i ulike buffer er det ikke spenningsforsterknin- gen vi ønsker å optimalisere. For å lage en bra buffer ved hjelp av emitterfølgeren er det viktig og å kontrollere inngangsmotstanden R_{inn} og utgangsmotstanden R_{ut} . Dette er fordi man øns- ker at spenningsdelingen mellom last/kildemotstand og bufferets inn/utgangsmotstand ideelt sett skal ha en total faktor på 1. Utrykk for inngangsmotstanden R_{inn} og utgangsmotstanden R_{ut} blir satt opp fra emitterfølgerens småsignalmodell. Småsignalmodellens kriterier følger:

1. Kortsluttet V_{CC} .
2. Kortsluttet kondensatorer C_1 og C_2 .
3. NPN-transistor erstattet med sin småsignalsmodell, som er en motstand R_π og en av- hengig strømkilde.

Småsignalsmodellen er vist i figur 3.



Figur 3: Småsignalsmodell av en modifisert emitterfølger. V_1 er inngangssignalet og V_2 er utgangs- signalet.

Fra småsignalsmodellen i figur 3. blir uttrykk for inngangsmotstanden R_{inn} og utgangsmot- standen R_{ut} gitt i ligning (1) og (2).

$$R_{inn} = R_{b1} \parallel R_{b2} \parallel R_\pi + R_e \quad (1)$$

$$R_{ut} = R_e \parallel (R_\pi + (R_{b1} \parallel R_{b2})) \quad (2)$$

R_π er oppgitt i databladet [2] under navnet input impedance h_{ie} og kan variere mellom 3.2 og 8.5 k Ω . I dette notatet er det antatt å være 5 k Ω . C_1 og C_2 er valgt til å være 100 μF . For at transistoren skal operere i aktivt området trenger den et arbeidspunkt. Halvparten av V_{CC} er en passelig spennin for V_B . Dette kan oppnås ved å bruke formelen for spenningsdeling (3).

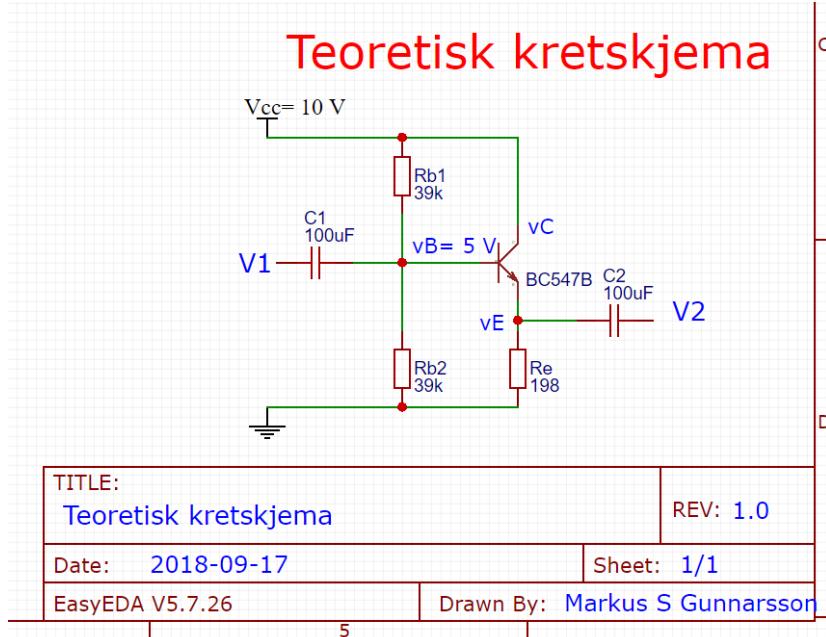
$$V_2 = \frac{V_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad (3)$$

To like store motstander gir alltid en spenningsdeling på $\frac{1}{2}$. I dette notatet blir $V_B = 5\text{V}$ siden V_{CC} er 10 V og $R_{b1} = R_{b2}$. For å optimalisere bufferet skal utgangsmotstanden R_{ut} bli så lav så mulig og inngangsmotstanden R_{inn} bli så stor som mulig. Ved å bruke ligningene (1) og (2) kan man bestemme R_{b1} , R_{b2} og R_e slik at bufferet blir best mulig. I ligning (4) og (5) blir de ulike motstandene i kretsen valgt og inngangsmotstanden R_{inn} og utgangsmotstanden R_{ut} blir funnet.

$$R_{inn} = R_{b1} \parallel R_{b2} \parallel R_\pi + R_e = \frac{1}{\frac{1}{39000\Omega} + \frac{1}{39000\Omega} + \frac{1}{5198\Omega}} = 4105\Omega \quad (4)$$

$$R_{ut} = R_e \parallel (R_\pi + (R_{b1} \parallel R_{b2})) = \frac{198\Omega \cdot 24500\Omega}{198\Omega + 24500\Omega} = 198\Omega \quad (5)$$

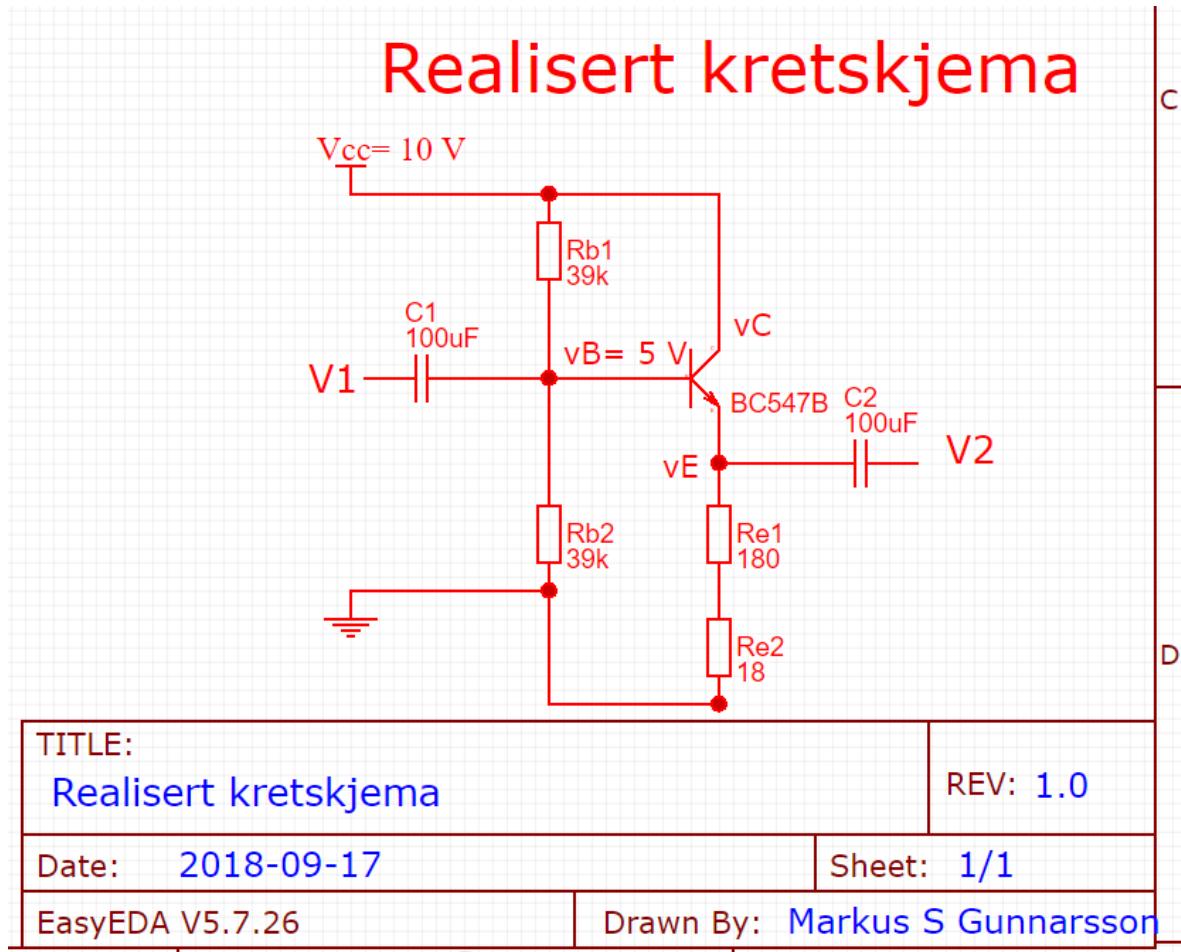
Den teoretiske kretsen er vist i figur 4.



Figur 4: Teoretisk kretskjema med ønsket verdier.

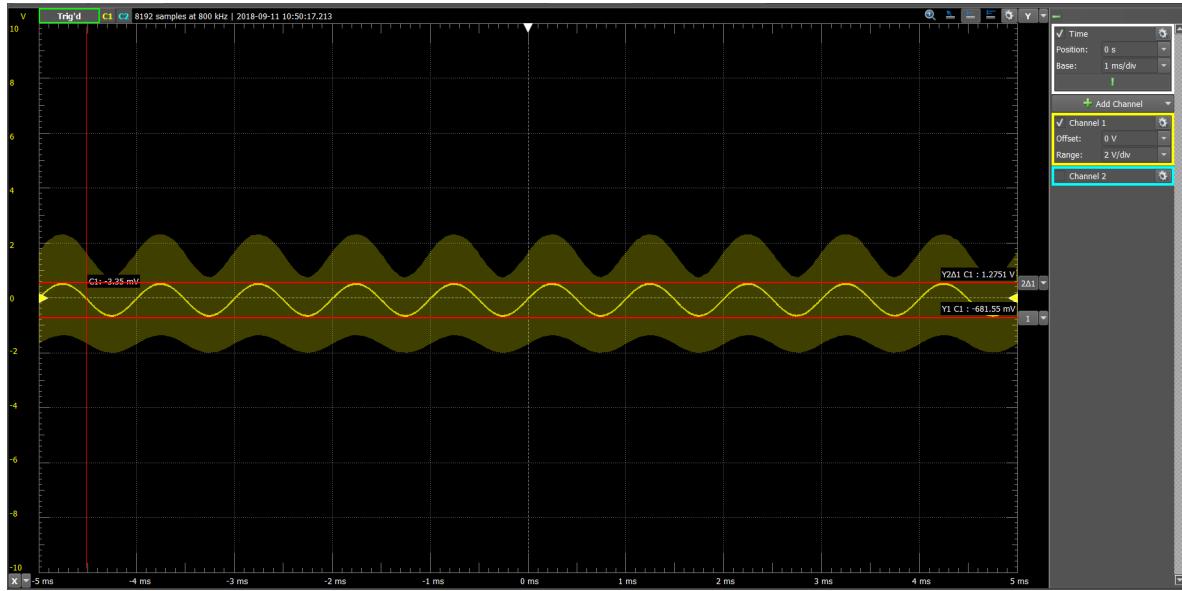
3 Realisering og test

Den realiserte kretsen er koblet i følge figur 5, som er basert på figur 4. det teoretiske kretskjemaet. Forskjellen er at den teoretiske motstanden R_e på 198Ω har blitt erstattet med to motstander $R_{e1} = 180\Omega$ og $R_{e2} = 18\Omega$.



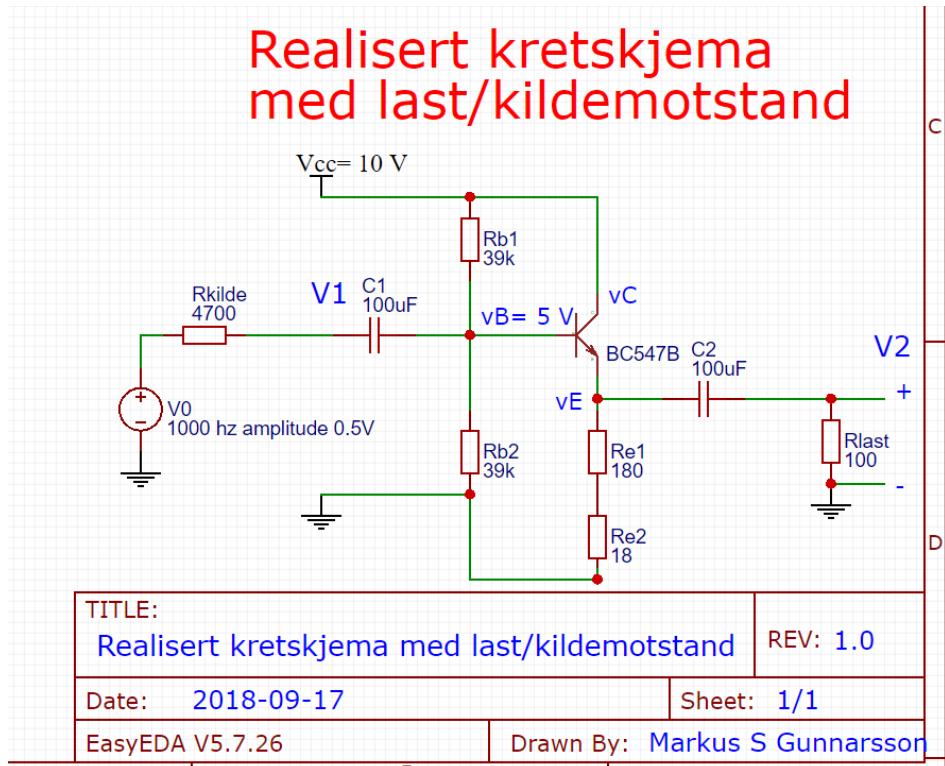
Figur 5: Realisert kretskjema for et buffer. V1 er inngangssignalet og V2 er utgangssignalet.

Bufferet testes først uten signal/lastmotstand. Testsignalet v_0 er et sinussignal med frekvens $f = 1000$ Hz og amplitude $A_0 = 500$ mV. Utgangssignalet v_2 for bufferet blir vist i figur 6.



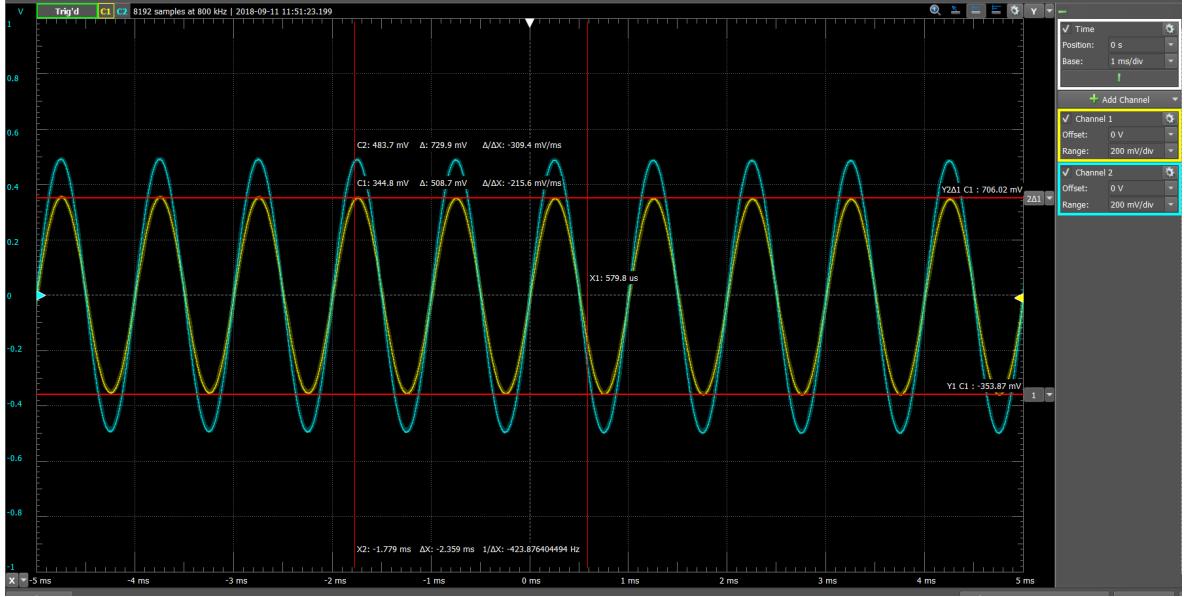
Figur 6: Bilde fra oscilloskop. Den gule grafen er v_2 . Y-akse er spenning[V] - X-akse er tid[s]

Figur 6. viser at $v_2 = v_0$ = amplitude på 500 mV. Figur 7. viser last/kildemotstanden koblet til i kretsen, der kildemotstanden er $R_{kilde} = 4.7\text{k }\Omega$ og lastmotstanden $R_{last} = 100 \Omega$.



Figur 7: Realisert krets med last/kildemotstand

Figur 8. viser utgangs signalet v_2 som er dempet i forhold til ingangssignalet v_0 .



Figur 8: Bilde fra oscilloskop. Den gule grafen er v_2 , den blå grafen er v_0 . Y-akse er spenning[V] - X-akse er tid[s]

Lest av figur 8. er amplituden til $v_2 = 0.35$ V. I forhold til amplituden til $v_0 = 0.5$ V er dette en demping på 0.7. Ideelt sett skulle dette være en demping på 1, der $v_2 \approx v_1 \approx v_0$. Spenningsdelingen mellom inngangsmotstanden R_{inn} og kildemotstanden R_{kilde} er ønskelig at den er tilnærmet lik 1.

$$\frac{v_1}{v_0} = \frac{R_{inn}}{R_{kilde} \cdot R_{inn}} = \frac{4105\Omega}{4700\Omega \cdot 4105\Omega} = 0.466 \quad (6)$$

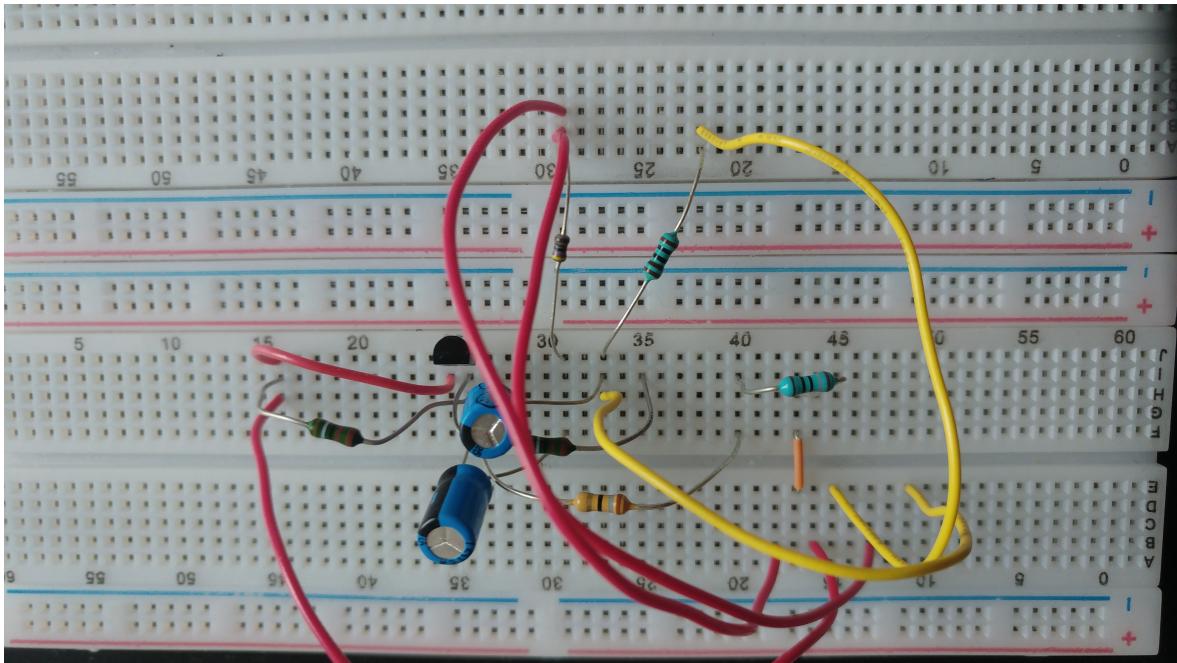
Som vist i ligning (6) er spenningsdelingen mellom inngangsmotstanden R_{inn} og kildemotstanden R_{kilde} i realiteten = 0.466. På samme måte er det ønskelig at spenningsdelingen mellom utgangsmotstanden R_{ut} og lastmotstanden R_{last} skal være tilnærmet lik 1.

$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{R_{last}}{R_{ut} \cdot R_{last}} = \frac{100\Omega}{198\Omega \cdot 100\Omega} = 0.335 \quad (7)$$

Som vist i ligning (7) er spenningsdelingen mellom utgangsmotstanden R_{ut} og lastmotstanden R_{last} i realiteten = 0.335.

Designet av bufferen oppfyller kravene som ble stilt.

Figur 9 viser et bilde av den realiserte kretsen.



Figur 9: Bilde av den realiserte kretsen

4 Konklusjon

Notatet tar for seg et design av en buffer med npn-transistoren Bc547B. Bufferet som ble designet til henhold til kravene fungerte bra. Resultatene var som forventet. Designet kom aldri til oppfylle $v_2 = v_1 = v_0$, da dette er rent teoretisk. Det var forventet at med umodifiserbare kilde/lastmotstander som krav, at systemet skulle miste en del spennig fra v_0 til v_2 .

Referanser

- [1] Vedlegg om problembeskrivelsen - *TTT4260/65 Elektronisk sysdemdesign og -analyse I/II 2018 Designprosjekt 5: Buffer.*
- [2] Farnell, 2. desember 2018 <https://www.farnell.com/datasheets/410427.pdf>