



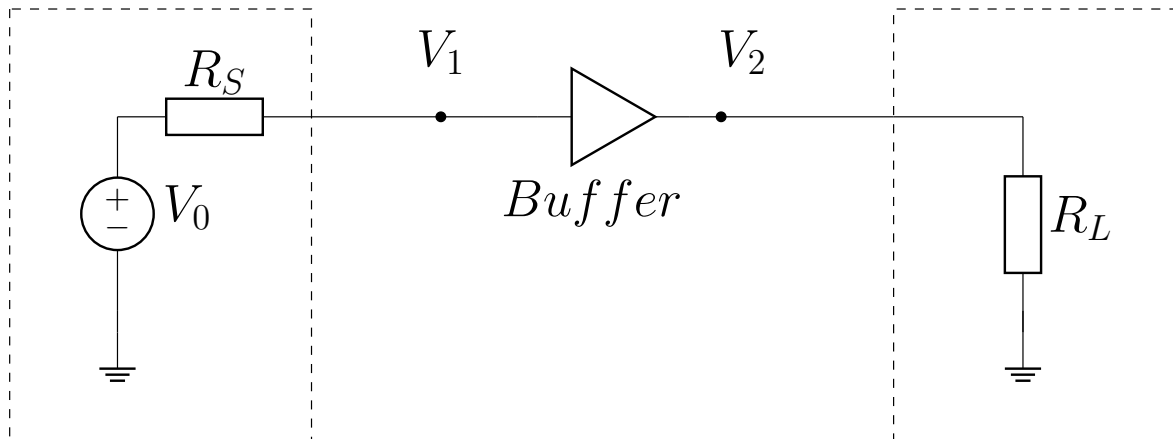
<h1>Buffer</h1>	
Tittel: Buffer	
Forfattere: Andreas Lindeman	
Versjon: 1.3	Dato: 09.09.2025

Innhold

1	Problembeskrivelse	1
2	Prinsipiell løsning	2
2.1	Arbeidspunkt	3
2.2	Bias (valg av R_1 og R_2)	4
2.3	Småsignalparametre og indre emittermotstand	4
2.4	Inngangs- og utgangsimpedans	4
3	Realisering og test	5
3.1	Beregning av emittermotstand	5
3.2	Valg av base-spenning og base-strøm	6
3.3	Oppsett til spenningsdeler (R_1 og R_2)	6
3.4	Estimering av inngangsimpedans og forventet dempning	6
3.5	Oppkobling	7
3.6	Frekvens respons	10
4	Konklusjon	12

1 Problembeskrivelse

Vi vil ta for oss design av et system som vist i Figuren under.



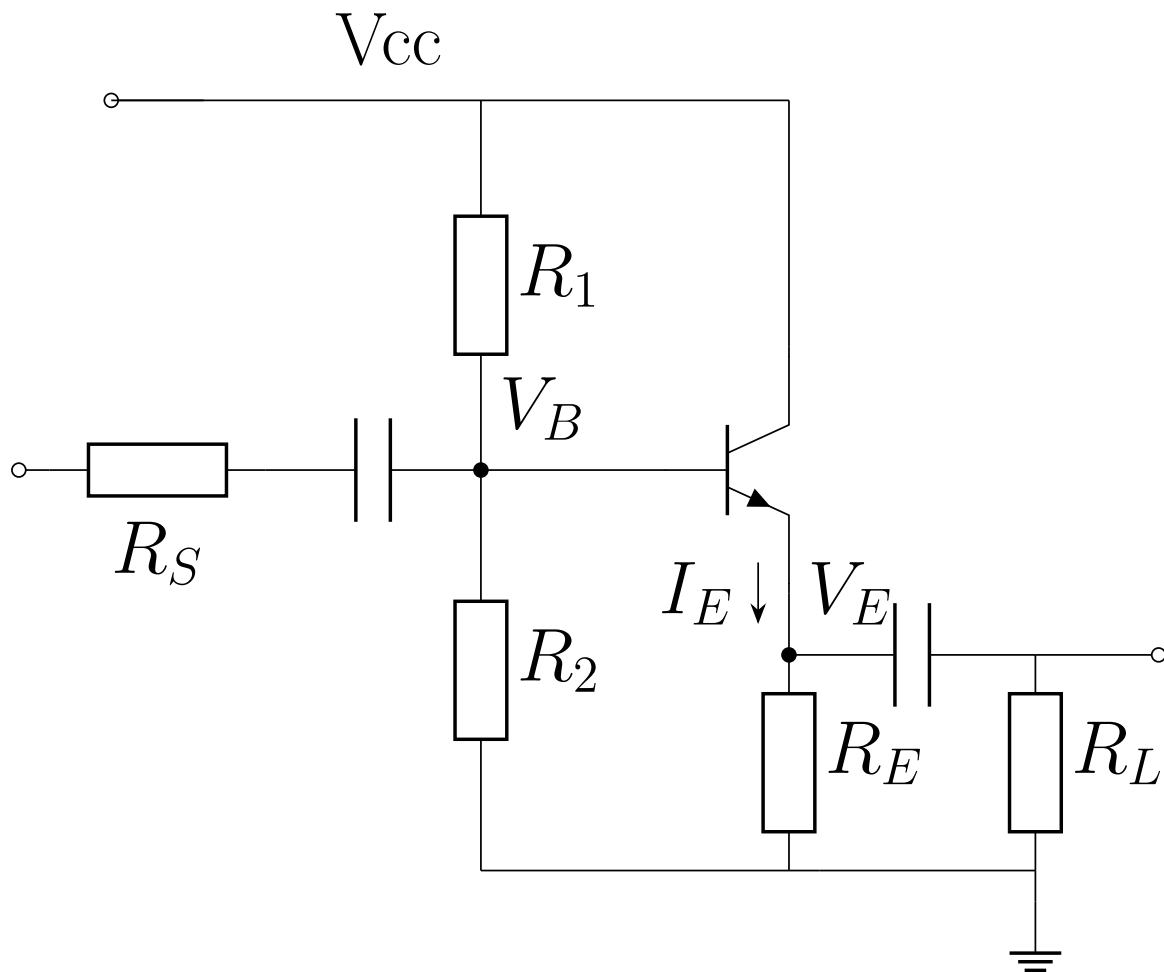
Målet med prosjektet er å designe, realisere og karakterisere en diskret transistorbuffer som kobles mellom en spenningskilde og en last slik at utgangsspenningen ved bufferens terminal, v_2 , i størst mulig grad følger inngangsspenningen v_1 og den åpne-krets spenningen fra kilden, v_0 . Bufferen skal være minst mulig påvirket av kildeimpedansen R_S og lastimpedansen R_L .

Krav og måleoppgaver:

1. Bestem avviket i amplituden A_2 relativt til A_0 når kilden mates med et sinus-signal med frekvens $f = 1000$ Hz og amplitude $A_0 = 500$ mV.
2. Bestem bufferens frekvensrespons og angi nedre og, om relevant, øvre -3 dB knekkfrekvens(er). Målinger skal dekke frekvensområdet der bufferens forsterknings- eller amplituderrespons endres merkbart.

2 Prinsipiell løsning

I dette prosjektet velges en enkel *emitter follower* (base som inngang, emitter som utgang) realisert med en NPN-transistor (BC547). Prinsippkretsen og de viktigste variable som brukes videre er vist nedenfor.



2.1 Arbeidspunkt

Målet ved valg av arbeidspunkt er å sikre at emitterfølgeren har tilstrekkelig utsving på utgangen uten å gå inn i metning eller cutoff. Vi setter krav om at emitterspenningen V_E i ro (DC) skal være omtrent halvparten av forsyningsspenningen V_{CC} :

$$V_E \approx \frac{V_{CC}}{2}.$$

La V_{BE} være base-emitter-spenningsfallet i arbeidspunktet (symbolsk; typisk ≈ 0.7 V ved moderate strømmer). Base-spenningen i ro blir da

$$V_B = V_E + V_{BE}. \quad (1)$$

Velg videre ønsket emitterstrøm I_E ut fra hvor mye strøm bufferens last må kunne ta og fra ønsket varme-/effektbegrensning. Når V_E og I_E er bestemt, bestemmes emittermotstanden R_E fra Ohms lov:

$$R_E = \frac{V_E}{I_E}. \quad (2)$$

Denne valgprosedyren sikrer at DC-nivået og DC-strømmen er tilpasset kravene til utsving og effekt.

2.2 Bias (valg av R_1 og R_2)

Basebiasen realiseres ved en spenningsdeler R_1 (til V_{CC}) og R_2 (til jord) som gir DC-spenningen V_B . La I_{div} være strømmen gjennom deleren:

$$I_{div} = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2}.$$

For å gjøre basebiasen robust mot variasjon i transistorens forsterkning β (eller h_{FE}) bør spenningsdelerstrømmen være betydelig større enn base-strømmen I_B . Med emitterstrømmen valgt gir vi tilnærmingen

$$I_B \approx \frac{I_E}{\beta + 1} \approx \frac{I_E}{\beta}. \quad (3)$$

Velg en “stivhet”-faktor k slik at

$$I_{div} = k I_B, \quad k \sim 5\text{--}20 \text{ (typisk 10)}. \quad (4)$$

Når V_B og I_{div} er bestemt, finnes motstandene:

$$R_2 = \frac{V_B}{I_{div}}, \quad (5)$$

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_B}{I_{div}}. \quad (6)$$

Denne framgangsmåten gir et arbeidspunkt som er relativt uavhengig av β -variasjoner. Når dividerstrømmen settes høyere (stor k) blir biasen mer stabil, men statisk strømforbruk øker.

2.3 Småsignalparametre og indre emittermotstand

For å analysere AC-opptreden trenger vi transistorens småsignal emittermotstand r_e . Den kan estimeres fra termisk spenning V_T og emitterstrømmen:

$$r_e \approx \frac{V_T}{I_E}, \quad V_T \approx 25 \text{ mV (ved } 25^\circ\text{C)}. \quad (7)$$

Denne motstanden inngår i beregning av frekvensrespons og utgangsimpedans.

2.4 Inngangs- og utgangsimpedans

La $R_{th} = R_1 \parallel R_2$ være Thevenin-resistansen sett fra basen mot jord. For AC (med kondensatorene stort nok til å være nær kortslutning ved interessefrekvensen) er omtrentlige uttrykk:

- *Inngangsimpedans* sett mot basen (inkludert refleksjon til emitter):

$$Z_{in,base} \approx R_{th} \parallel ((\beta + 1)(R_E \parallel R_L + r_e)). \quad (8)$$

Hvis kilden kobles via en serieimpedans R_S vil den faktiske spenningsforsterkningen mot basen bli dempet av delingen mellom R_S og $Z_{in,base}$:

$$v_B = v_{kilde} \cdot \frac{Z_{in,base}}{R_S + Z_{in,base}}.$$

For å unngå signifikant demping kreves $R_S \ll Z_{in,base}$.

- *Utgangsimpedans* sett ut fra emitter (småsignal):

$$Z_{out} \approx (r_e + \frac{R_{th}}{\beta+1}) \parallel R_E \parallel R_L. \quad (9)$$

3 Realisering og test

Når vi skal koble opp kretsen må vi først finne komponentene som vi ikke kan endre. Vi bruker en BC547 for med $\beta \approx 200$ for DC, og en typisk base-emitter-spenning $V_{BE} \approx 0,7$ V. Forsyningsspenning er $V_{CC} = 7$ V, og målet er at spenningen over emittermotstanden blir $V_E = 3,5$ V. Kildemotstanden er $R_S = 5,6$ k Ω , og lastmotstanden R_L er på 680 Ω .

Vi må velge noen verdier som passer til transistoren for å finne passende størrelse på de ukjente komponentene. **Valgte parameterverdier:**

- Mål emitterstrøm: $I_E = 1,0$ mA.
- Mål emitterspenning: $V_E = 3,5$ V.
- Divider-stivhet: $k = 3$ (dvs. dividerstrøm i R2 er ca. $3 \cdot I_B$).

Grunnen til at vi setter k såpass lavt er ettersom R_S impedansen vår er såpass høy må vi forsikre oss om at R_1 og R_2 også blir passlige store.

3.1 Beregning av emittermotstand

Ønsket emitterstrøm gir

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{3,5 \text{ V}}{1,0 \text{ mA}} = 3500 \text{ } \Omega = 3,5 \text{ k}\Omega.$$

3.2 Valg av base-spenning og base-strøm

Anta $V_{BE} \approx 0,7$ V, dermed

$$V_B = V_E + V_{BE} = 3,5 + 0,7 = 4,2 \text{ V.}$$

Base-strøm beregnes fra β og emitterstrøm (for $\beta \gg 1$ kan vi bruke $I_C \approx I_E$):

$$I_B \approx \frac{I_E}{\beta} = \frac{1,0 \text{ mA}}{200} = 5,0 \text{ } \mu\text{A.}$$

3.3 Oppsett til spenningsdeler (R1 og R2)

Vi ønsker at strømmen gjennom nedre del av spenningsdeleren (R_2) er omtrent $k \cdot I_B$ hvor $k = 3$ (kompromiss mellom stabilitet og høy inngangsimpedans). Dermed:

$$I_{R2} = k \cdot I_B = 3 \cdot 5,0 \text{ } \mu\text{A} = 15,0 \text{ } \mu\text{A.}$$

Motstanden R_2 blir da

$$R_2 = \frac{V_B}{I_{R2}} = \frac{4,2 \text{ V}}{15,0 \text{ } \mu\text{A}} = 280\,000 \text{ } \Omega = 280 \text{ k}\Omega.$$

Strømmen i øvre del av deleren er $I_{R1} = I_{R2} + I_B = 15,0 \text{ } \mu\text{A} + 5,0 \text{ } \mu\text{A} = 20,0 \text{ } \mu\text{A}$, og dermed

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_B}{I_{R1}} = \frac{7,0 - 4,2}{20,0 \text{ } \mu\text{A}} = \frac{2,8}{20,0 \cdot 10^{-6}} = 140\,000 \text{ } \Omega = 140 \text{ k}\Omega.$$

3.4 Estimering av inngangsimpedans og forventet dempning

For AC ser kilden transistorens base inn i en parallellkobling av spenningsdeleren ($R_1 \parallel R_2$) og transistorens egen inngangsimpedans. Først finner vi $R_1 \parallel R_2$:

$$R_{del} = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{140 \text{ k} \cdot 280 \text{ k}}{140 \text{ k} + 280 \text{ k}} = 93,33 \text{ k}\Omega.$$

Transistorens *intrinsiske* baseinngang finnes omtrent som

$$r_\pi \approx \frac{\beta V_T}{I_C},$$

hvor $V_T \approx 25$ mV er termisk spenning. Vi antar $I_C \approx I_E \cdot \frac{\beta}{\beta+1} \approx I_E$ for enkelhets skyld, altså $I_C \approx 1,0$ mA. Dermed

$$r_\pi \approx \frac{200 \cdot 25 \text{ mV}}{1,0 \text{ mA}} = \frac{5,0 \text{ V}}{1,0 \text{ mA}} = 5025 \text{ } \Omega \approx 5,03 \text{ k}\Omega.$$

Effekt av emitterfølgerens tilbakekobling gir at emittermotstanden (sett fra basen) forsterkes med faktor $\beta + 1$ når den står i parallell med lastmotstanden R_L . For AC er

$$R_{E,AC} = R_E \parallel R_L = \frac{3500 \cdot 680}{3500 + 680} \approx 569 \Omega,$$

og den forsterkede verdien sett fra basen er $(\beta + 1)R_{E,AC} \approx 201 \cdot 569 \approx 114,4 \text{ k}\Omega$. Dermed blir transistorens totale inngangsimpedans:

$$R_{in,trans} \approx r_\pi + (\beta + 1) \cdot (R_E \parallel R_L) \approx 5,03 \text{ k} + 114,4 \text{ k} \approx 119,4 \text{ k}\Omega.$$

Total inngangsimpedans sett av kilden er parallellkoblingen av R_{del} og $R_{in,trans}$:

$$R_{in} = R_{del} \parallel R_{in,trans} = \frac{93,33 \text{ k} \cdot 119,4 \text{ k}}{93,33 + 119,4} \approx 52,4 \text{ k}\Omega.$$

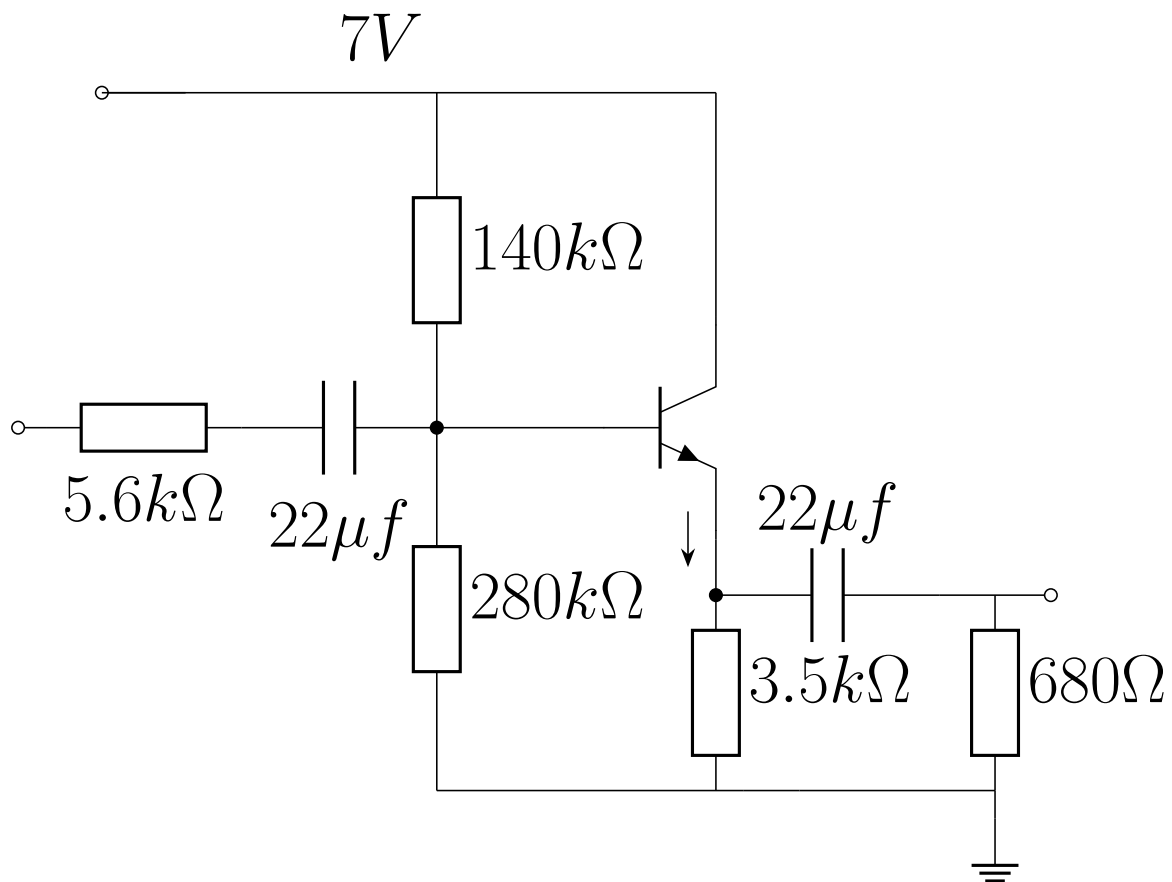
Forholdet (dempningen) fra kildens spenning til basisnoden er da

$$A = \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}} = \frac{52,4 \text{ k}}{5,6 \text{ k} + 52,4 \text{ k}} \approx 0,903 \quad (\approx -0,88 \text{ dB}).$$

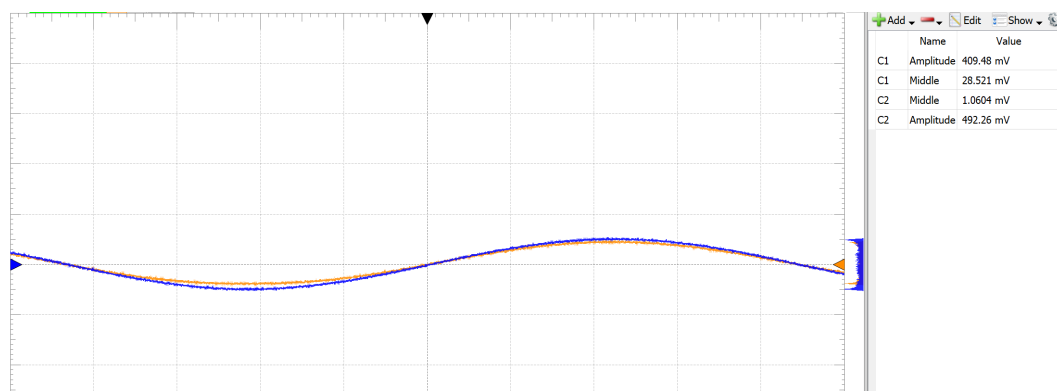
Dette viser at kretsen i toren vil gi 90,3% av kildespenningen inn til basen.

3.5 Oppkobling

Nå som vi har funnet de passende verdiene for kretsen kan vi koble den opp slik som oppsettet under:

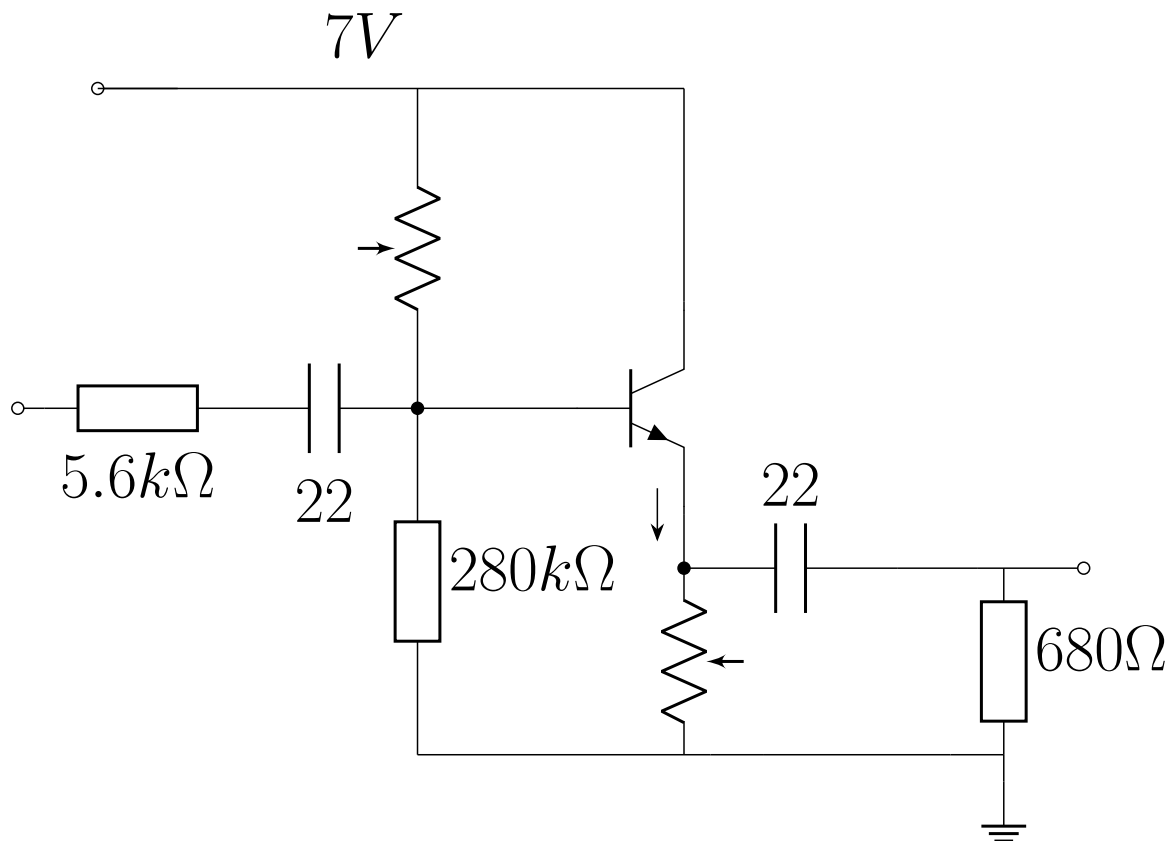


Etter kretsen ble koblet opp fysisk kan vi gjøre noen målinger på inngang og utgangssignalet. I dette eksempelet fikk vi en inngangsamplitude på $492mV$ og et utgangssignal med en amplitde på $410mV$. Under ser du et utklipp fra waveforms med målingene visualisert.

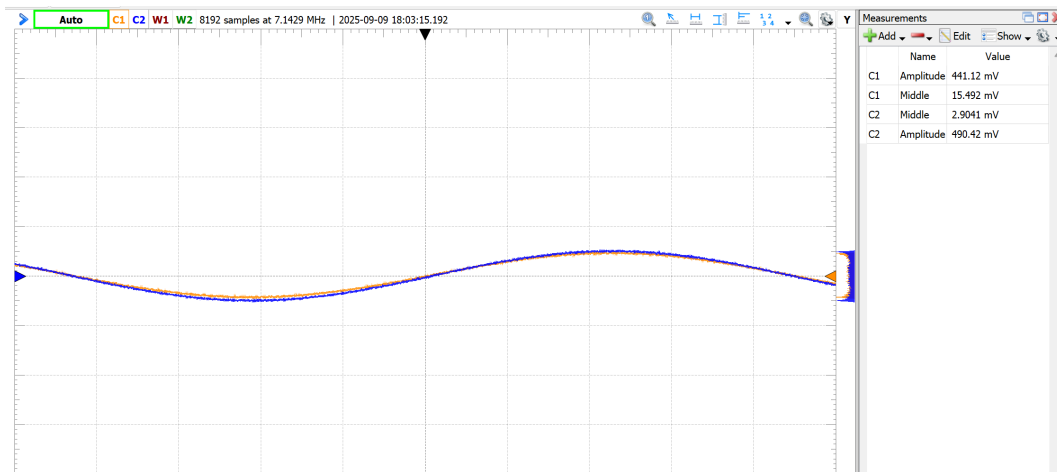


Figur 1: Inngang og utgangssignal for krets med teorieserte verdier

For å finjustere systemet kan vi koble til potensiometere og via eksprementering finne de ønskede verdiene. Vi kobler opp potensiometere som vist under:



Etter eksprementering var tilslutt det beste resultatet som vist under:

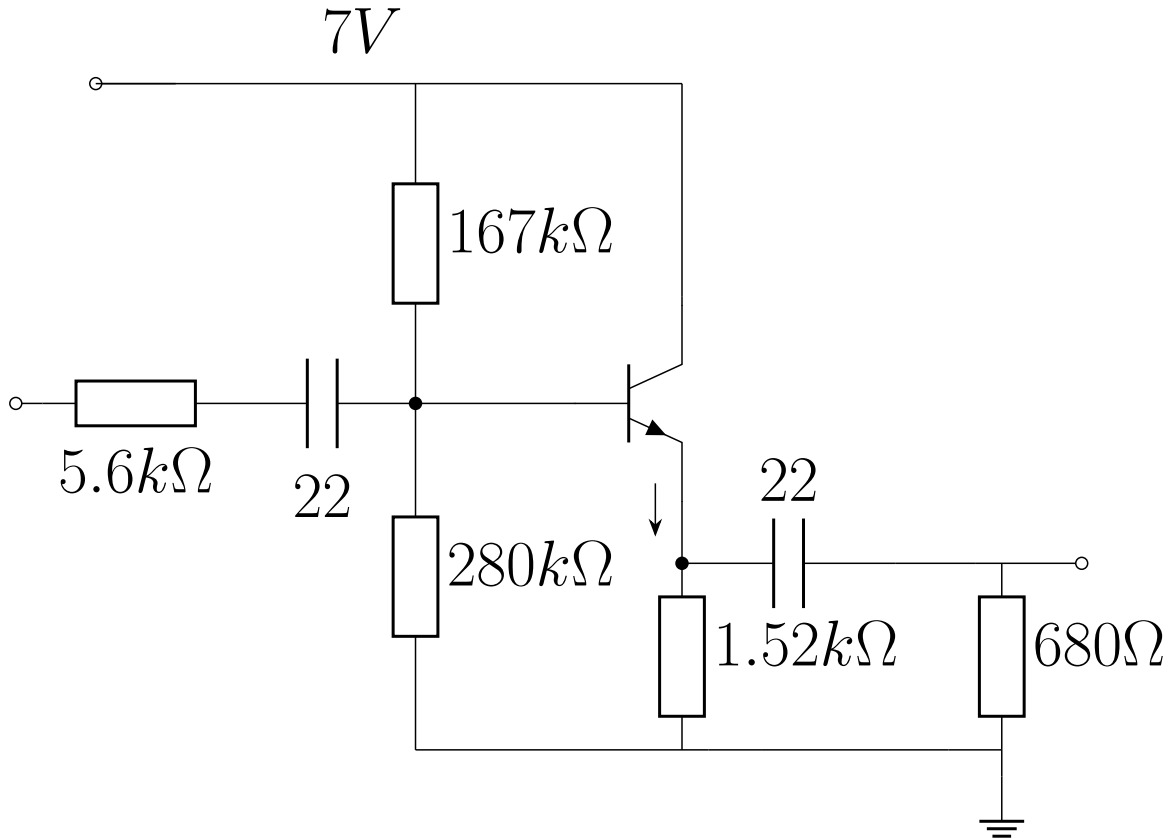


Figur 2: Inngang og utgangsignal ved forbedret krets

Inngangssignalet har her $490mV$ og utgangssignalet $441mV$, det er presist det ønskede og teorierte resultatet vi ønsker, bufferen har som torisert et utgangsingal med 90% av amplituden til inngangen.

$$\frac{441}{490} = 0.9 \quad (10)$$

Denne resultatet ble nådd med følgende verdier:



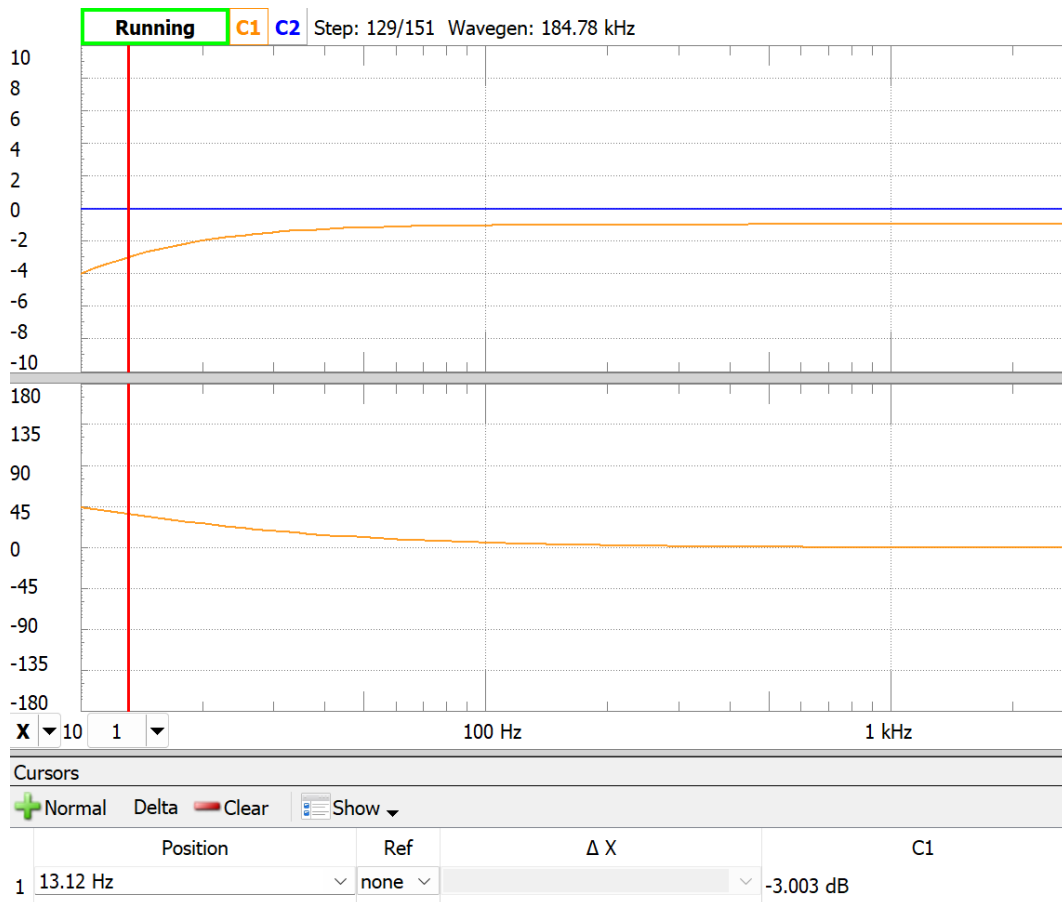
Den største forskjellen er en R_E på $1.52k\Omega$ dette fører til I_E på $23mA$.

$$\frac{3.5V}{1.52k\Omega} = 23mA \quad (11)$$

Dette gir bedre r_e og bedre evne til å dra emitter opp og ned. Dette vil naturlig vis også øke hvilestrømmen. Denne transistorkretsen er mulig veldig sensitiv til temperatur og transistor endringer, men kortvarig resultat ser lovende ut.

3.6 Frekvens respons

Bufferen vår vil behandle forskjellige frekvenser ulikt. Spesielt ettersom vi har brukt kondensatorer i løsningen vil vi oppleve at spesielt lave frekvenser blir dempet. Knekkfrekvensen ($-3dB$) ble funnet ved måling og var på $13.12Hz$. Under ser du en utsnitt fra mplingen hvor vi finner knekkfrekvensen.



Figur 3: Knekkfrekvens for signal gjennom kretsen

Forslag til forbedringer

Det finnes flere tiltak som kan forbedre bufferens ytelse uten å endre grunnleggende topologi. Først vil en økning av strømmen i spenningsdeleren (større *stivhet*, høyere k) gjøre biaspunktet mindre følsomt for variasjoner i transistorens β og temperatur. Et praktisk valg er som nevnt ofte $k \approx 5-20$ dersom kildeimpedansen tillater det. For bedre drivkraft og mindre spenningsfall ved belastning kan emittermotstanden reduseres (som vi prøvde ved å gå fra $3.5 \text{ k}\Omega$ til $1.52 \text{ k}\Omega$), men dette øker hvilestrømmen.

For å senke den nedre 3 dB-grensen kan man bruke større koplings- og bypass-kondensatorer (f.eks. øke fra $22 \mu\text{F}$ til $47-220 \mu\text{F}$), siden disse bestemmer lavfrekvensresponsen.

Videre kan man vurdere alternative topologier. Dersom presisjon eller båndbredde er kritisk, er det ofte mer hensiktsmessig å bruke en operasjonsforsterker med utgangstrinn som er bedre tilpasset slike krav.

4 Konklusjon

I dette prosjektet har vi realisert og testet en enkel bufferkrets basert på en BC547-transistor i emitterfølger-topologi. Målet var å undersøke hvordan en slik buffer kan forbedre signaloverføringen fra en kilde med relativt høy kildeimpedans til en last med lav motstand.

Resultatene viser at bufferen fungerer som forventet: utgangssignalet følger inngangssignalet med omtrent 90% av amplituden, noe som stemmer godt overens med de teoretiske beregningene. Ved justering av komponentverdier, spesielt emittermotstanden, ble vi i stand til å øke strømkapasiteten og dermed bedre evnen til å drive lasten. Dette førte til redusert spenningsfall og mer stabil signalgjengivelse.

Frekvensresponsmålingene viste en nedre knekkfrekvens rundt 13 Hz, som bekrefter at kretsen oppfører seg lineært i det relevante arbeidsområdet (f.eks. 1 kHz). Inngangs- og utgangsimpedans ble også funnet å være i tråd med forventningene: høy inngangsimpedans og lav utgangsimpedans, noe som er typiske og ønskede egenskaper for en buffer.

Samtidig har vi observert at løsningen har klare begrensninger. Valgt transistor og arbeidspunkt gjør kretsen følsom for variasjoner i temperatur og transistorparametere, og den er langt fra optimal dersom høye krav til lineæritet eller effekt gjelder. Likevel oppnådde vi en velfungerende buffer under gitte rammebetingelser, og prosjektet illustrerer tydelig hvordan man kan bruke enkle diskrete komponenter for å forbedre samspillet mellom kilde og last.