



# Designnotat V

Tittel: Buffer

Forfatter: Håkon Kartveit Mikalsen

Versjon: 2.0

Dato: 07.12.2025

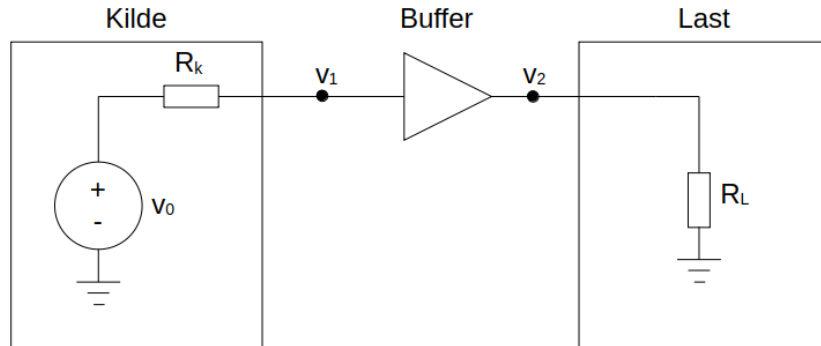
## Innhold

<b>1</b>	<b>Problembeskrivelse</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Prinsipiell løsning</b>	<b>2</b>
2.1	Komponentverdier . . . . .	4
2.2	Darlington-par . . . . .	7
2.3	Vurdering av resultat . . . . .	8
<b>3</b>	<b>Realisering og test</b>	<b>8</b>
<b>4</b>	<b>Konklusjon</b>	<b>12</b>
	<b>Referanser</b>	<b>13</b>
<b>A</b>	<b>Vedlegg</b>	<b>13</b>

---

# 1 Problembeskrivelse

En buffer brukes ofte i situasjoner hvor en signalkilde ikke kan levere en viss effekt til en last. En slik krets er illustrert i [Figur 1](#).



**Figur 1:** Kretstegning av en buffer koblet mellom en signalkilde og en last

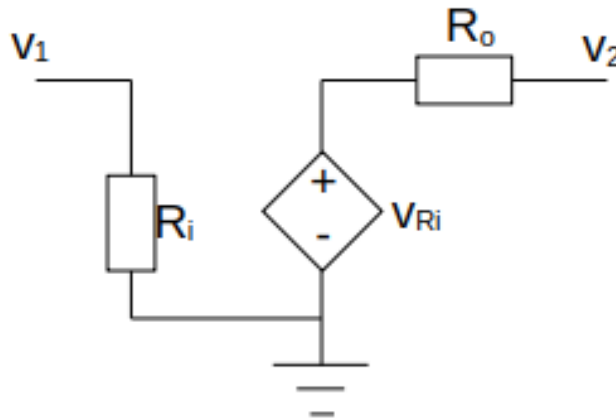
Kretstegningen viser en ideell spenningskilde med spenning  $v_0$  koblet sammen med en intern motstand  $R_k$  som danner en signalkilde. Denne signalkilden har spenning  $v_1$ . Videre er den koblet til en buffer som driver en last  $R_L$ . Spenningen over lasten er gitt som  $v_2$ . En buffer skal oppfylle likningen slik som vist i [Ligning 1](#).

$$v_0 \approx v_1 \approx v_2 \quad (1)$$

Ofte implementeres en operasjonforsterker for å oppfylle dette kravet. Dette er av forskjellige grunner ikke alltid mulig. Det skal designes en buffer med kun diskrete komponenter. Videre skal det vurderes hvordan transistoren BC547 kan brukes i bufferkretsen. Oppkoblingen skal vurderes på spenningsavvik, spenningsområde, frekvensrespons og inn- og utgangsmotstand.

## 2 Prinsipiell løsning

En buffer kan modelleres slik som vist i [Figur 2](#).



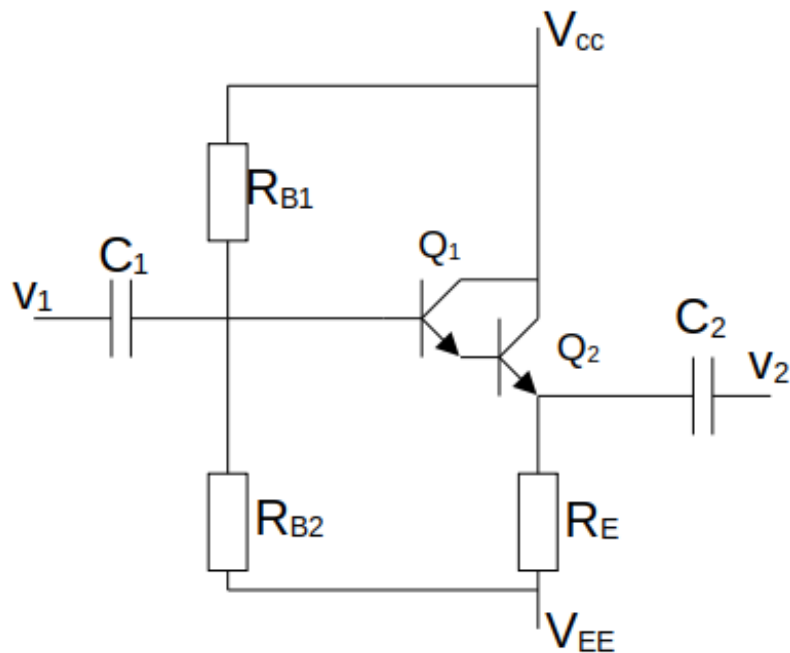
**Figur 2:** Modell av buffer.

Kretstegningen viser en spenningsstyrt spenningskilde som er styrt av spenningen over inngangsmotstanden  $R_i$ . Spenningen til spenningskilden er uttrykt som spenningen over  $R_i$ ,  $v_{R_i}$ . Spenningskilden er koblet til en utgangsmotstand  $R_o$ . Inngangsspenningen er gitt som  $v_1$ , mens utgangsspenningen er gitt som  $v_2$ . Kravene som vist i [Ligning 1](#) stiller krav til kretsverdiene til bufferen. Det er ønskelig at  $R_i$  er uendelig stor slik at alt spenning ligger over  $R_i$  uansett hva som kobles til inngangen  $v_1$ .  $R_o$  er ønskelig å være minst mulig slik at ingen spenning ligger over den når en last kobles til utgangen. Gitt ideelle verdier gir dette  $A = 1$  forsterkning igjennom bufferen. De ideelle verdiene er ført opp i [Tabell 1](#).

**Tabell 1:** Ideelle kretsverdier

Variabel	Ideell verdi
$R_o$	0
$R_i$	$\infty$
$v_{R_i}$	$v_1$
$v_{R_o}$	$v_2$

Det finnes flere kretstopologier som kan brukes for å oppfylle kravene til en buffer som tidligere nevnt. En mulig kretstopologi er illustrert i [Figur 3](#).

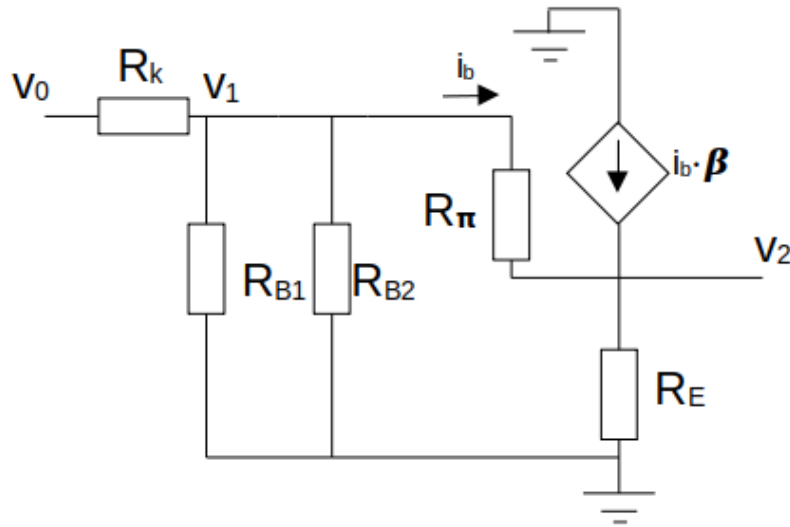


**Figur 3:** Kretstegning av mulig kretstopologi for en buffer.

Kretstegningen viser et Darlington-par koblet opp i en emitter følger. Et Darlington-par er to bi-polare transistorer koblet sammen slik som  $Q_1$  og  $Q_2$  som danner en samlet transistor. Dette gir i noen sammenhenger en mer ønskelig karakteristikk. På inn- og utgangen er det koblet kondensatorer for flytte likevektlinjen til signalet om arbeidspunktet på inngangen og justere det ned igjen på utgangen. Arbeidspunktet på inngangen settes av basemotstandene  $R_{B1}$  og  $R_{B2}$ . Utgangsmotstanden  $R_E$  brukes for utgangen. Videre skal vi ta for oss valg av komponentverdier, Darlington-paret og vurdering av resultat.

## 2.1 Komponentverdier

For kretsanalysen av emitterfølgeren er Darlington-paret forenklet til en enkelt transistor ettersom resultatene blir like og det forenkler analysen. Det er utført småsignal analyse basert på r-pi modellen av en npn transistor. Kretsen er illustrert i [Figur 4](#).



**Figur 4:** Småsignal modell av krets

Det er også utført likestrøm analyse for [Figur 3](#). Det skilles mellom disse ved store bokstaver for spenning og strøm i likestrøm analysen og små bokstaver i småsignal analysen. Fullstendig utledning ligger i vedlegg A 1. Vi tar først for oss forsterkningen  $A$  i emitter følger krets slik som vist tidligere. Det kan vises at forsterkningen er tilnærmet lik  $A = 1$  for den gitte kretsen. Dette holder så lenge motstanden  $R_E$  er tilstrekkelig stor nok i forhold til forholdet mellom transistorens interne motstand  $R_\pi$  og forsterkningen  $\beta$  slik som vist i [Ligning 2](#).

$$A = 1 \quad \text{gitt} \quad R_E \gg \frac{R_\pi}{\beta} \quad (2)$$

For å unngå klipping i signalet er det ønskelig å sette spenningen i punktet  $V_E$  til halvparten av forsyningspenningen  $V_{cc}$ .

$$V_E = \frac{V_{cc}}{2}$$

Videre vet vi at spenningen i punktet  $V_B$  er lik spenningen i punktet  $V_E$  og spenningsfallet over base-emitter gitt med  $V_{BE}$  slik som vist i [Ligning 3](#). Denne antagelsen holder så lenge strømmen  $i_b \ll i_{R_{B_2}}$

$$V_B \approx V_E + V_{BE} = \frac{V_{cc}}{2} + V_{BE} \quad \text{gitt} \quad I_b \ll I_{R_{B_2}} \quad (3)$$

Spenningen i punktet  $V_B$  er lik spenningen over motstanden  $R_{B_2}$ . Dette medfører at forholdet mellom  $R_{B_2}$  og  $R_{B_1}$  må være slik som definert i [Ligning 4](#).

$$\begin{aligned} V_B = V_{R_{B_2}} &= V_{cc} \cdot \frac{V_{R_{B_2}}}{V_{R_{B_1}} + V_{R_{B_2}}} \\ \implies R_{B_2} &= R_{B_1} \cdot \frac{V_{cc} + 2 \cdot V_{BE}}{V_{cc} - 2 \cdot V_{BE}} \end{aligned} \quad (4)$$

Utgangsmotstanden  $R_o$  kan vises å være gitt ved [Ligning 5](#).

$$R_o \approx R_E \parallel \frac{R_k + R_\pi}{\beta} \quad \text{gitt} \quad R_k \ll R_{B_2}, R_{B_1} \quad (5)$$

Formelen gjelder så lenge base motstandene er tilstrekkelig større enn den interne motstanden  $R_k$  i signalkilden. Inngangsmotstanden  $R_i$  er gitt ved [Ligning 11](#) så lenge  $R_E \cdot \beta$  er tilstrekkelig stor nok.

$$R_i \approx R_{B_1} \parallel R_{B_2} \parallel R_E \cdot \beta \quad \text{gitt} \quad R_E \cdot \beta \ll R_\pi, \text{ og } R_k \ll R_{B_2}, R_{B_1} \quad (6)$$

Kondensatorene  $C_1$  og  $C_2$  brukes for å isolere inngangen og utgangen samt flytte midtpunktet for signalet rundt ønskede punkt. Det stilles derfor få krav til verdiene til disse utenom at de er store nok til å ha minst mulig innvirkning på inn- og utgangssignalene. Altså må de være store nok til å sette knekkfrekvensen til amplituderresponsen tilstrekkelig lavt.

Til slutt må det tas hensyn til transistorens maksimale strøm gjennom kollektoren  $I_{C,maks}$ . Den maksimale strømmen igjennom kollektoren er gitt som:

$$I_{C,maks} \approx \frac{V_{cc}}{R_E}$$

Fra dette ser vi at vi må oppfylle kravet:

$$R_E \gtrsim \frac{V_{cc}}{I_{C,maks}} \quad (7)$$

For å oppsummere, er det er ønskelig med store verdier for  $R_{B_1}$  og  $R_{B_2}$  både fordi vi ønsker en høy inngangsmotstand og slik at de er neglisjerbar i andre uttrykk. Merk at for store verdier kan i praksis gjøre kretsen ustabil siden strømmen  $I_{R_{B_2}}$  må være tilstrekkelig stor i forhold til  $I_b$ .  $R_E$  bør være så liten som mulig uten å bryte med tidligere antagelser og krav. Til slutt ser vi at det er ønskelig med stor verdi for  $\beta$  og forholdsmessig liten verdi for  $R_\pi$ . Selv om det i teorien er mulig å regne ut verdier vil usikkerheter i transistorene og andre faktorer føre til at å eksperimentelt velge verdier vil gi mer ønskelige resultater.

## 2.2 Darlington-par

Fra forrige underseksjon vet vi at det er ideelt med høye verdier for  $\beta$  samt forholdsmessig lave verdier for  $R_\pi$ . Et Darlington-par oppfyller disse ønskene. Videre skal vi se på karakteristikken for et Darlington-par og hvordan den kan forenkles til en enkelt transistor. Fullstendige utledninger er lagt ved i vedlegg A 2. Her er det antatt at to identiske transistorer er brukt. Det kan vises at den samlede strømforsterkningen  $\beta_D$  er gitt ved [Ligning 8](#)

$$\beta_D \approx \beta^2 \quad (8)$$

Den samlede  $R_{\pi_D}$  kan er gitt ved [Ligning 9](#).

$$R_{\pi_D} \approx R_\pi \cdot \beta \quad (9)$$

Fra dette kan vi se at forholdet mellom  $R_\pi$  og  $\beta$  beholdes i et Darlington-par og i en enkelt transistor.

$$\text{Forhold i enkelt transistor : } \frac{R_\pi}{\beta}$$

$$\text{Forhold i Darlington-par : } \frac{R_\pi}{\beta}$$

Merk at dette medfører gunstige forbedringer i inngangsmotstanden uten å påvirke kravene til andre kretsverdier.

En av ulempene med et Darlington-par er at spenningsfallet  $V_{BE_D}$  er dobbelt så stor som spenningsfallet  $V_{BE}$  i en enkelt transistor. Spenningsfallet er da gitt med [Ligning 10](#).

$$V_{BE_D} = 2 \cdot V_{BE} \quad (10)$$

## 2.3 Vurdering av resultat

Som tidligere nevnt er det ønskelig å vurdere karakteristikene til løsningen. Spenningsområdet kan vurderes ved å variere spenningen til signalkilden og registrere ved hvilke spenninger distorsjon i utgangssignalet oppstår. Frekvensresponsen kan måles med en nettverksanalysator.

Ved å måle amplitudene ved punktene  $v_1$  og  $v_2$  i kretsen er det mulig å finne inngang- og utgangsmotstandene  $R_i$  og  $R_o$ . Hvis  $R_k$  og  $R_L$  er kjent og det antas at forsterkningen til bufferen er  $A = 1$  så kan det vises at  $R_i$  og  $R_o$  er gitt ved henholdsvis [Ligning 11](#) og [Ligning 12](#).

$$R_i = \frac{R_k \cdot A_{v_1}}{A_{v_0} - A_{v_1}} \quad (11)$$

$$R_o = R_l \cdot \frac{A_{v_1} - A_{v_2}}{A_{v_2}} \quad (12)$$

Fullstendig utledning er lagt ved i vedlegg A 3.

## 3 Realisering og test

Som tidligere nevnt skal transistor BC547B implementeres i realiseringen. Her brukes databaldet fra Multicomp[1]. For Darlington-paret er de relevante verdiene slik som vist i [Tabell 2](#).

**Tabell 2:** Relevante parameter og verdier for Darlington-paret.

Parameter	Verdi	Enhet
$R_{\pi_D}$	0.768-4.10	M $\Omega$
$\beta_D$	57.6 – 250( $\cdot 10^3$ )	-
$I_{C,\text{maks}}$	100	mA
$V_{BE}$	1.4	V

For oppkoblingen er det valgt en forsyningsspenning på  $V_{cc} = 5V$  og  $V_{EE} = -2V$ , en last på  $R_L = 180\Omega$  og en simulert intern motstand på  $R_k = 8,2k\Omega$ . Det antas at den interne motstanden til signalkilden bruk til oppkobling er betydelig mindre enn den simulerte interne motstanden  $R_k$ . Kondensatorene  $C_1$  og  $C_2$  ble etter kravene som tidligere nevnt noe vilkårlig valgt til  $C_1 = C_2 = 33\mu F$ . Ut i fra [Ligning 4](#) og gitte verdier skal forholdet mellom  $R_{B_1}$  og  $R_{B_2}$  være:

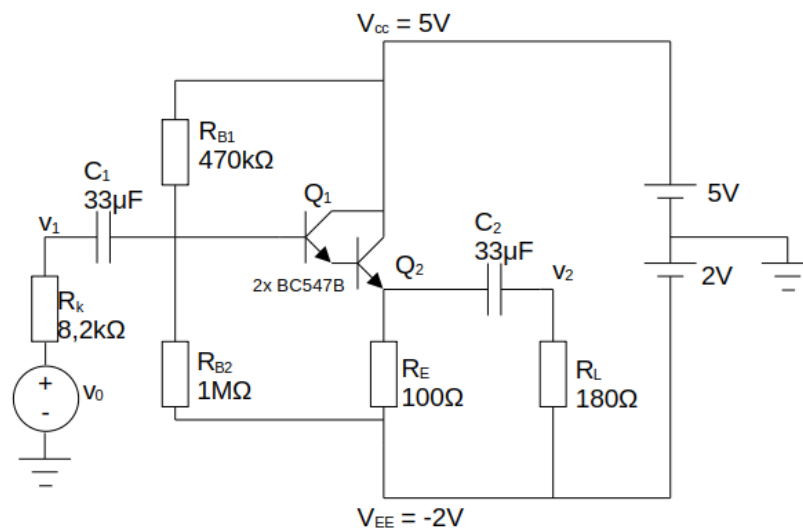
$$R_{B_2} = \frac{7}{3} \cdot R_{B_1} \quad (13)$$

Fra [Ligning 7](#) vet vi at for å ikke ødelegge transistoren så må  $R_E > 70\Omega$ . Dette gir oss et utgangspunkt for å finne verdiene som gir best mulig resultat. Verdiene er eksperimentelt valgt og satt opp i [Tabell 3](#) sammen med andre relevante kretsverdier.

**Tabell 3:** Valgte kretsverdier.

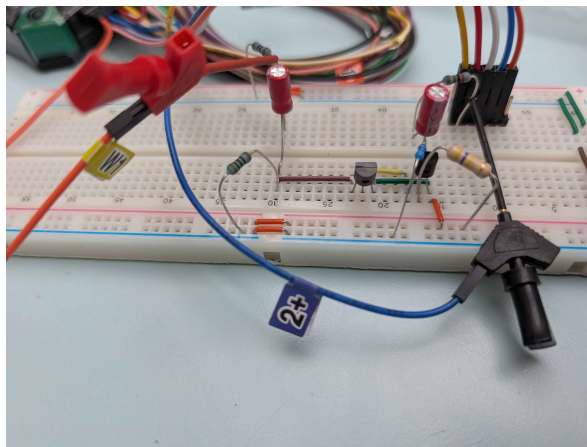
Komponent	Verdi
$R_{B1}$	470 k $\Omega$
$R_{B2}$	1M $\Omega$
$R_E$	100 $\Omega$
$R_L$	180 $\Omega$
$R_k$	8,2k $\Omega$
$C_1, C_2$	33 $\mu F$
$V_{cc}$	5V
$V_{EE}$	-2V

Fullstendig kretsskjema for oppkobling er illustrert i [Figur 5](#)



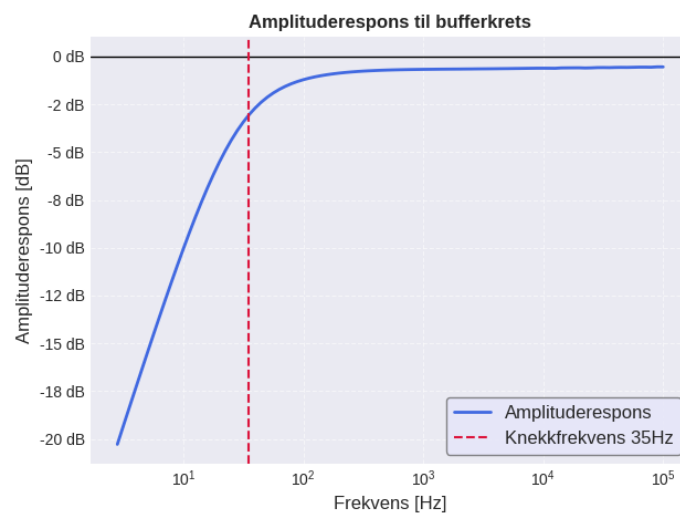
**Figur 5:** Kretsskjema med valgte verdier

Kretsen er koblet opp i [Figur 6](#).



**Figur 6:** bilde av oppkobling

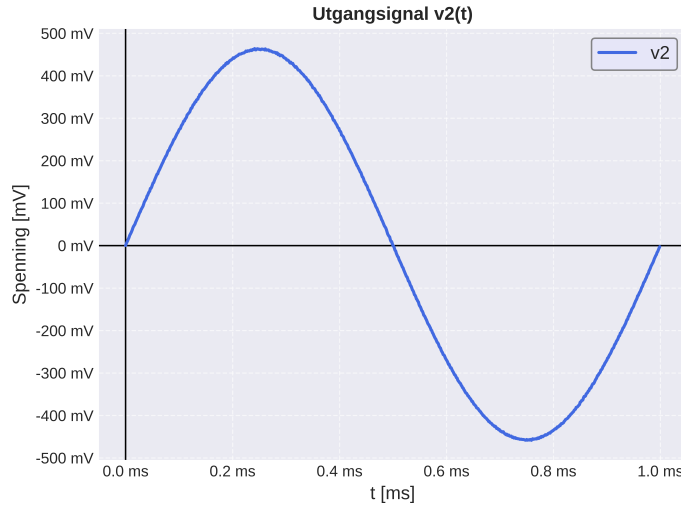
Videre er kretsen testet slik som diskutert i [underseksjon 2.3](#). Amplituderresponsen ble testet med en inngangsspenning på 500mV. Amplituderresponsen er vist i [Figur 7](#). Måledata og kode brukt for analyse av måledate er lagt ved i vedlegg A 4.



**Figur 7:** Graf av amplituderrespons

Fra målingene ble det målt en nedre knekkfrekvens på 35Hz. Ved å variere spenningen på inngangssignalet er det funnet at det ble en synlig distorsjon ved  $A_{v0} = 2,2V$ .

Til slutt er systemet testet med et sinusformet inngangssignal med amplitude på  $A_{v_0} = 500\text{mV}$  og frekvens på 1 kHz. Utgangssignal  $v_2$  er vist i [Figur 8](#).



**Figur 8:** Plot av utgangssignal  $v_2$

I [Tabell 4](#) er de ideelle verdiene, de teoretiske verdiene ut i fra valgte kretsverdier og de faktisk målte verdiene sammenlignet. Den målte motstanden er estimert ut i fra formlene gitt i [Ligning 11](#) og [12](#).

**Tabell 4:** Sammenlinkning mellom ideelle, teoretiske og målte verdier i bufferkretsen.

Verdi	Ideell	Teoretisk	Målt	Enhet
$A_{v_0}$	500	500	500	[mV]
$A_{v_1}$	500	487	484	[mV]
$A_{v_2}$	500	427-471	461	[mV]
$R_i$	$\infty$	303-316	255	[k $\Omega$ ]
$R_o$	0	6.04-25.5	9.02	[ $\Omega$ ]
Forsterkning ( $A = A_{v_2}/A_{v_0}$ )	1	0.854-0.942	0.923	[-]

Fra dette ser vi at det er relativt sett store verdispenn i de teoretiske verdiene. Dette kommer av at det er relativt stor usikkerhet i både  $R_\pi$  og  $\beta$  i transistorene. Vi ser at målingene for det meste ligger innenfor de teoretiske verdiene. Det største avviket ligger i inngangsmotstanden, men det er et relativt sett lite avvik. Det finnes flere mulige måter å forbedre bufferkretsen som ikke involverer en endring i topolgi. Transistoren som er tatt i bruk her er ikke ideell for dette bruksområdet. Ved å ta i bruk en annen transistor kan resultatet forbedres. Blant annet vil en høyere  $\beta$  gi bedre inn- og utgangsmotstand. Finjustering av verdiene til både  $R_{B_1}$  og  $R_{B_2}$  kan øke inngangsmotstanden samt flytte arbeidspunktet slik at distorsjon i signalet forekommer med en høyere inngangsspenning. Likt kan motstanden  $R_E$  også justeres for å skape en lavere utgangsmotstand.

## 4 Konklusjon

Det er designet en buffer ved bruk av diskrete komponenter og transistoren BC547B. Det er valgt å bruke en emitterfølger med et Darlington-par for å opppnå dette. Kretsen er testet med et sinusformet inngangssignal på 500mV og frekvens på 1kHz og det ble funnet at den har en forsterkning på  $\approx 0.92$ . Videre er det målt en inngangsmotstand på 255k $\Omega$  og en utgangsmotstand på 9 $\Omega$ . Til slutt er det også målt en knekkfrekvens på 35Hz og en maksimal inngangsamplitude før distorsjon på 2.2V.

## Referanser

- [1] Multicomp, *BC547B General Purpose Transistor*, farnell.com, Hentet fra: <https://www.farnell.com/datasheets/410427.pdf> (Lastet ned: 06.09.2025)

## A Vedlegg

1. [Kretsanalyse av emitterfølger](https://github.com/HaakonMikalsen/ESDA_2_D5/blob/main/vedlegg/ESDA%20D5%20emitter%20f%C3%B8lger%20vedlegg.pdf).  
([https://github.com/HaakonMikalsen/ESDA\\_2\\_D5/blob/main/vedlegg/ESDA%20D5%20emitter%20f%C3%B8lger%20vedlegg.pdf](https://github.com/HaakonMikalsen/ESDA_2_D5/blob/main/vedlegg/ESDA%20D5%20emitter%20f%C3%B8lger%20vedlegg.pdf))
2. [Kretsanalyse av Darlington-par](https://github.com/HaakonMikalsen/ESDA_2_D5/blob/main/vedlegg/ESDA%20D5%20Darlington.pdf).  
([https://github.com/HaakonMikalsen/ESDA\\_2\\_D5/blob/main/vedlegg/ESDA%20D5%20Darlington.pdf](https://github.com/HaakonMikalsen/ESDA_2_D5/blob/main/vedlegg/ESDA%20D5%20Darlington.pdf))
3. [Kretsanalyse for vurdering av resultat](https://github.com/HaakonMikalsen/ESDA_2_D5/blob/main/vedlegg/ESDA%20D5%20Inn%20og%20ut%20motstand.pdf).  
([https://github.com/HaakonMikalsen/ESDA\\_2\\_D5/blob/main/vedlegg/ESDA%20D5%20Inn%20og%20ut%20motstand.pdf](https://github.com/HaakonMikalsen/ESDA_2_D5/blob/main/vedlegg/ESDA%20D5%20Inn%20og%20ut%20motstand.pdf))
4. [Måledata og kode](https://github.com/HaakonMikalsen/ESDA_2_D5)  
([https://github.com/HaakonMikalsen/ESDA\\_2\\_D5](https://github.com/HaakonMikalsen/ESDA_2_D5))