



Designnotat V

Tittel: Buffer

Forfatter: Håkon Kartveit Mikalsen

Versjon: 2.0

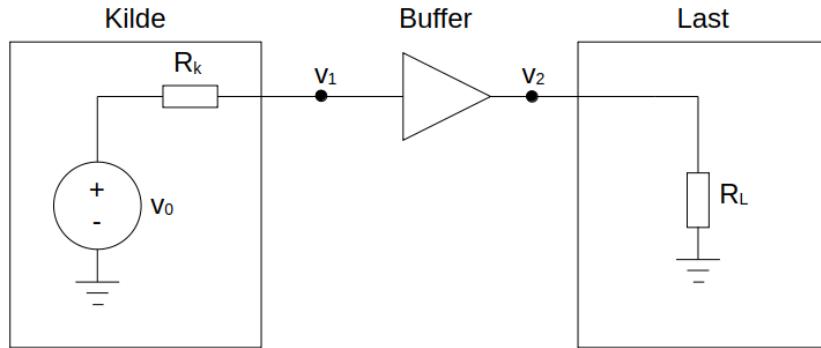
Dato: 07.12.2025

Innhold

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

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

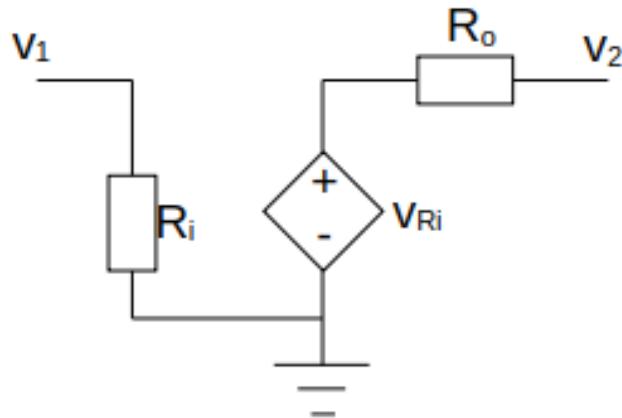
Kretstegningen viser en ideell spenningskilde med spenning v_0 koblet sammen med en intern motstand R_k som danner en signalkilde. Denne signalkilden har spenning v_1 . Videre er den koblet til en buffer som driver en last R_L . Spenningen over lasten er gitt som v_2 . En buffer skal oppfylle likningen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



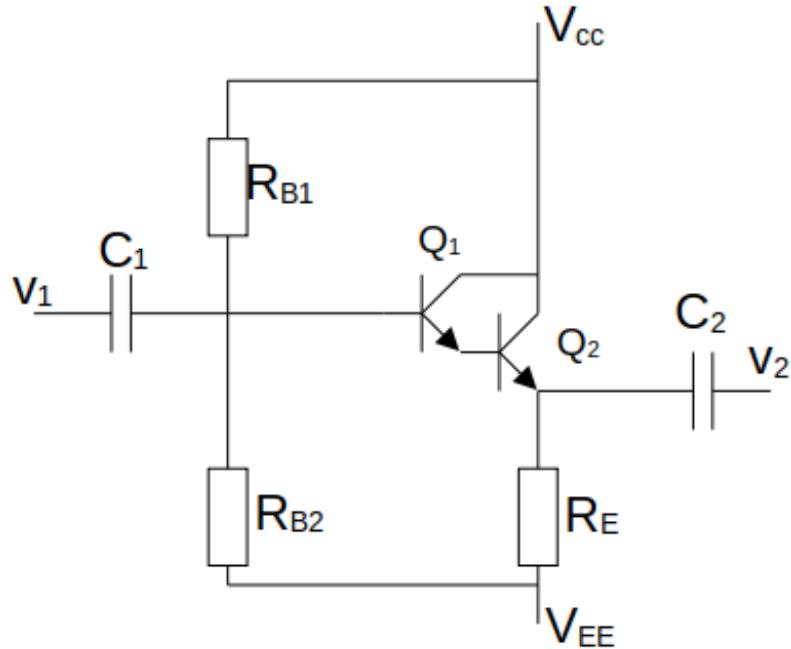
Figur 2: Modell av buffer.

Kretstegningen viser en spenningsstyrt spenningskilde som er styrt av spenningen over inngangmotstanden R_i . Spenningen til spenningskilden er uttrykket som spenningen over R_i , v_{R_i} . Spenningskilden er koblet til en utgangmotstand R_o . Inngangspenningen er gitt som v_1 , mens utgangspenningen 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	∞
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](#).

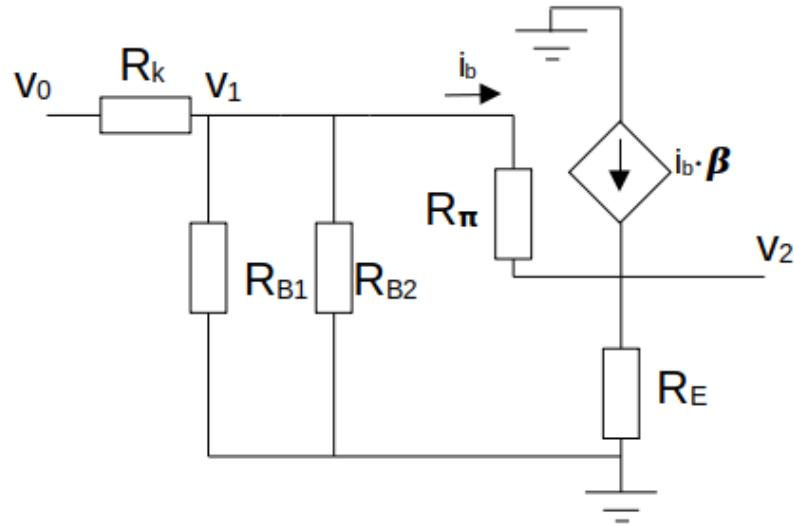


Figur 3: Kretstegning av mulig kretstopologi for en buffer.

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} . Utgangmotstanden 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 skiller 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_π og forsterkningen β slik som vist i [Ligning 2](#).

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

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](#).

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

Utgangmotstanden 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 en den interne motstanden R_k i signalkilden. Inngangmotstanden R_i er gitt ved [Ligning 11](#) så lenge $R_E \cdot \beta$ er tilstrekkelig stor nok.

$$R_i \approx R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel R_E \cdot \beta \quad \text{gitt} \quad R_E \cdot \beta \ll R_\pi, \text{ og } R_k \ll R_{B_2}, R_{B_1} \quad (6)$$

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 utgangsignalene. Altså må de være store nok til å sette knekkfrekvensen til amplituderesponsen 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:

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

For å oppsummere, er det 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 β og forholdsvis liten verdi for R_π . 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 β samt forholdsvis lave verdier for R_π . Et Darlington-par oppfyller disse ønskene. Videre skal vi se på karakteristikkene 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 β_D er gitt ved [Ligning 8](#)

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

Den samlede R_{π_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_π og β beholdes i et Darlington-par og i en enkelt transistor.

$$\begin{aligned} \text{Forhold i enkelt transistor : } & \frac{R_\pi}{\beta} \\ \text{Forhold i Darlington-par : } & \frac{R_\pi}{\beta} \end{aligned}$$

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 karakteristikkene til løsningen. Spenningsområdet kan vurderes ved å variere spenningen til signalkilden og registrere ved hvilke spenninger distorsjon i utgangsignalet oppstår. Frekvensresponsen kan måles med en nettverksanalytator.

Ved å måle amplitudene ved punktene v_1 og v_2 i kretsen er det mulig å finne inngangs- 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 databladet 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_{π_D}	0.768-4.10	$M\Omega$
β_D	$57.6 - 250(\cdot 10^3)$	-
$I_{C,\text{maks}}$	100	mA
V_{BE}	1.4	V

For oppkoplingen 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 oppkoppling 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 ifra [Ligning 4](#) og gitte verdier skal forholdet mellom R_{B_1} og R_{B_2} være:

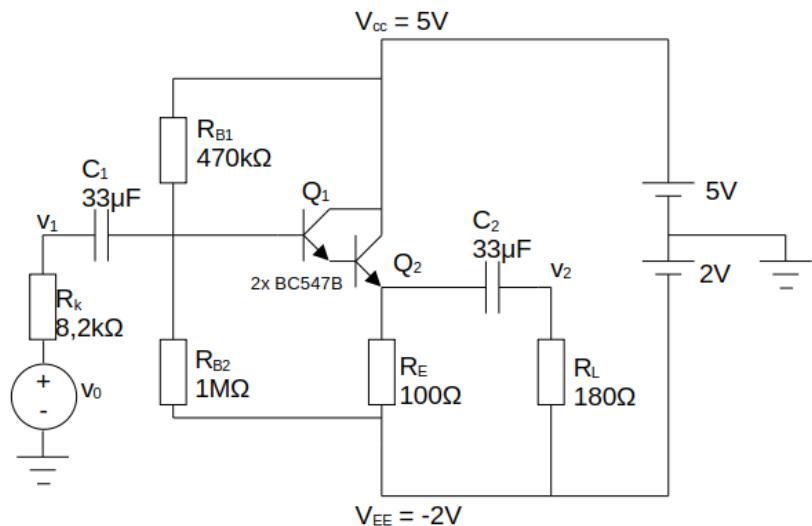
$$R_{B_2} = \frac{7}{3} \cdot R_{B_1} \quad (13)$$

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.

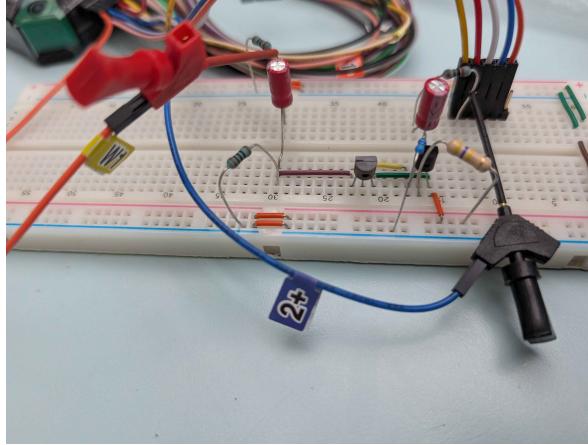
Komponent	Verdi
R_{B1}	470 k Ω
R_{B2}	1M Ω
R_E	100 Ω
R_L	180 Ω
R_k	8,2k Ω
C_1, C_2	33 μF
V_{cc}	5V
V_{EE}	-2V

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



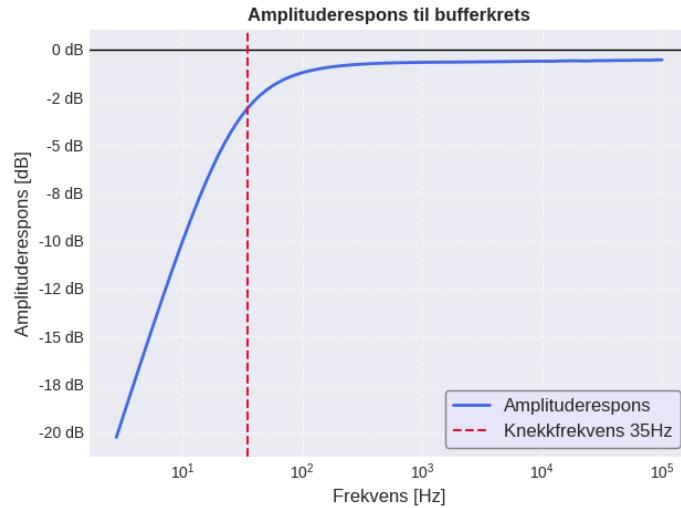
Figur 5: Kretsskjema med valgte verdier

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



Figur 6: bilde av oppkobling

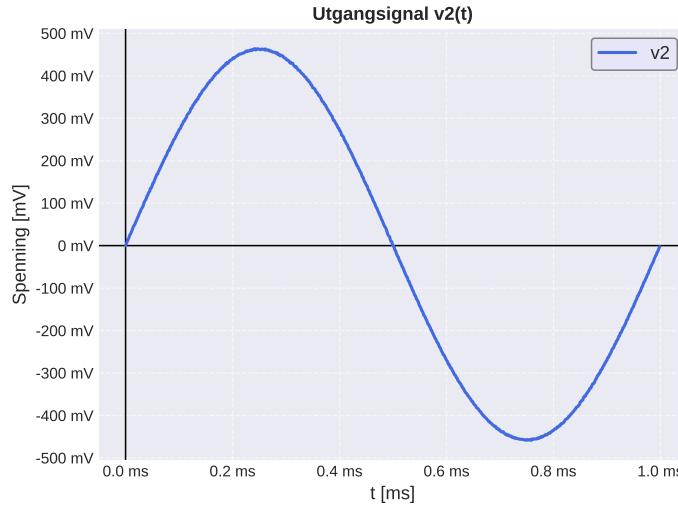
Videre er kretsen testet slik som diskutert i [underseksjon 2.3](#). Amplituderesponsen ble testet med en inngangspanning på 500mV. Amplituderesponsen er vist i [Figur 7](#). Måledata og kode brukt for analyse av måledata er lagt ved i vedlegg A [4](#).



Figur 7: Graf av amplituderespons

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 $A_{v_0} = 2,2V$.

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	∞	303-316	255	[k Ω]
R_o	0	6.04-25.5	9.02	[Ω]
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_π og β 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 topologi. Tranistoren 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 β 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 inngangspannning. 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 oppnå dette. Kretsen er testet med et sinusformet inngangsignal på 500mV og frekvens på 1kHz og det ble funnet at den har en forsterkning på ≈ 0.92 . Videre er det målt en inngangmotstand på $255\text{k}\Omega$ og en utgangmotstand på 9Ω . Til slutt er det også målt en knekkfrekvens på 35Hz og en maksimal inngangamplitude 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%202%20D5%20emitter%20f%C3%B8lger%20vedlegg.pdf)
2. [Kretsanalyse av Darlington-par.](#)
(https://github.com/HaakonMikalsen/ESDA_2_D5/blob/main/vedlegg/ESDA%202%20D5%20Darlington.pdf)
3. [Kretsanalyse for vurdering av resultat.](#)
(https://github.com/HaakonMikalsen/ESDA_2_D5/blob/main/vedlegg/ESDA%202%20D5%20Inn%20og%20ut%20motstand.pdf)
4. [Måledata og kode](#)
(https://github.com/HaakonMikalsen/ESDA_2_D5)